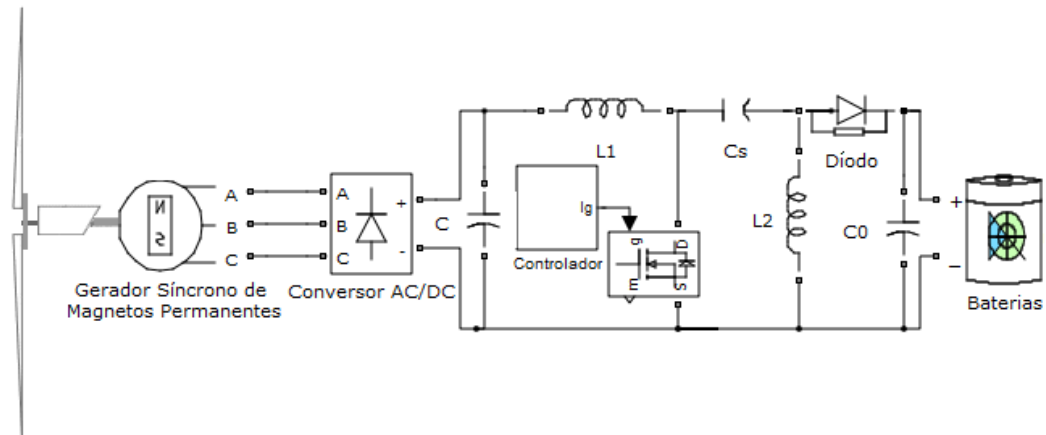




**INSTITUTO SUPERIOR DE ENGENHARIA DE LISBOA**  
**Área Departamental de Engenharia de Sistemas de Potência e Automação**



## **Projeto de um conversor eletrónico para utilização num sistema eólico de produção de energia**

**TIAGO JOÃO ALMEIDA SANTOS**  
(Licenciado)

Dissertação para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Eletrotécnica na  
Ramo de Automação e Eletrónica Industrial

Orientador (es):

Professor Doutor Acácio João Galhardo Baptista (ISEL)  
Professor Pedro Miguel Neves Fonte (ISEL)

Júri:

Presidente: Professor Elmano da Fonseca Margato (ISEL)  
1º Vogal: Professor Acácio João Galhardo Baptista (ISEL)  
2º Vogal: Professor Pedro Miguel Neves da Fonte (ISEL)  
3º Vogal: Professor Luís Manuel dos Santos Redondo (ISEL)

**Julho de 2013**



# Agradecimentos

Gostaria, antes de mais, de agradecer ao meu orientador, Professor Doutor Acácio Galhardo Baptista, a confiança depositada em mim, a sua constante disponibilidade para me aconselhar e por todo o seu apoio ao longo do tempo, que foi essencial para a elaboração desta dissertação. A sua orientação foi fundamental nos momentos mais complicados deste trabalho.

Deixo também um grande agradecimento ao meu coorientador, Professor Pedro Fonte, cujos esclarecimentos, conselhos e orientações foram importantíssimos para o desenvolvimento desta dissertação.

A todos os que estiveram envolvidos e me ajudaram no desenvolvimento deste trabalho mas não foram mencionados agradeço também profundamente.

Gostaria também de agradecer à minha namorada pela paciência e incentivo que demonstrou no decorrer deste trabalho.

Por último, mas em primeiro plano, gostaria de agradecer de forma incansável aos meus pais pelo facto de terem investido e acreditado sempre em mim. Sem o seu apoio nunca teria tido a hipótese de estar a terminar um curso superior.



# Sumário

Este estudo pretende apresentar um projeto de um conversor *SEPIC*, com controlador de corrente para ser implementado num sistema de geração eólico, de baixa potência, para aproveitamento das gamas marginais de funcionamento do gerador. Foi feito todo o estudo, dimensionamento, simulação e implementação física deste conversor bem como do seu controlador. Inicialmente realizou-se um estudo sobre os principais aspetos que tornam a geração de energia eólica atrativa e a importância da utilização de conversores DC/DC acoplados a estes sistemas, para melhoria da eficiência no carregamento de baterias.

Posteriormente foi realizado o estudo, implementação dos modelos matemáticos e simulação dos vários equipamentos intervenientes num sistema de geração eólica, de baixa potência, isolado da rede elétrica.

Em seguida apresentou-se as vantagens e desvantagens dos conversores DC/DC mais usuais, bem como demonstrou-se o princípio de funcionamento dos mesmos levando à escolha do conversor *SEPIC*. Fez-se todo o estudo e dimensionamento tanto do conversor *SEPIC*, bem como do controlador de corrente que lhe confere estabilidade. Após esta etapa, o mesmo foi implementado em *software MatLab Simulink*.

Foi também realizado um estudo de uma técnica de controlo denominada de “mede e afere”, para posterior implementação. Também implementou-se num microcontrolador um algoritmo de monitorização, gestão e controlo de todo o sistema.

Após a realização de todas as simulações teóricas, foram realizados ensaios em laboratório para comparação e posterior validação dos modelos.

Palavras-chave: *SEPIC*, *MPPT*, Geração eólica, Conversores DC/DC.



# Abstract

This study intends to present a design of a *SEPIC* converter with current controller to be implemented in a wind generation system, low power, to use the ranges marginal generator operation. Throughout the study it was done a dimensioning, simulation and physical implementation of this converter and its controller. Initially there was a study about the key aspects that make wind power attractive and the importance of using DC/DC converters coupled to these systems for improving efficiency in battery charging.

Later the study was conducted, implementation and simulation of mathematical models of various equipment involved in wind power generation system, low power, isolated from the power grid.

Then had the advantages and disadvantages of DC/DC converters most usual and showed an operating principle of them leading to the choice of the *SEPIC* converter. There was entire study and design of both the *SEPIC* converter, and the current controller which gives stability. After this step, the same was implemented in *MatLab Simulink*.

It was also a study of a control technique called "perturbation and observation" for subsequent implementation. It was also implemented in a microcontroller, an algorithm for monitoring, managing and controlling the whole system.

After completion of all the theoretical simulations, laboratory tests were performed for comparison and further validation of the models.

Keywords: *SEPIC*, *MPPT*, Wind Generation, DC/DC converters.



# Símbolos e Abreviaturas

$A$	Zona exponencial da amplitude
$A_p$	Área ocupada pelo varrimento das pás
$B$	Zona inversa exponencial de tempo constante
$C$	Taxa de carga
$C_0$	Condensador de saída conversor
$C_{fp}$	Condensador de realimentação e que define o pólo
$C_{fz}$	Condensador de realimentação e que define o zero
$C_{oss}$	Capacidade de saída do MOSFET
$C_p$	Coefficiente de potência
$C_S$	Condensador do estágio intermédio do conversor
$D_1$	Díodo do estágio intermédio do conversor
$D$	Razão entre o tempo que o interruptor está à condução e ao corte
$D'$	Razão cíclica do tempo de condução e de corte
$D_{máx}$	Razão cíclica máxima
$D_{min}$	Razão cíclica mínima
$E$	Tensão em circuito aberto
$E_0$	Tensão constante da bateria
$f$	Frequência
$f_c$	Frequência da onda de referência
$f_C$	Frequência de corte
$f_P$	Frequência que define o pólo
$F_s$	Frequência de comutação do interruptor comandado
$f_{sw}$	Frequência de comutação
$f_R$	Frequência de ressonância
$f_Z$	Frequência que define o zero
$f_{\Delta}$	Frequência da onda modeladora
$G(\delta)$	Ganho do conversor em relação à sua razão cíclica
$G_C$	Ganho do controlador
$I_o$	Corrente de saída
$i_a$	Corrente na fase A
$i_b$	Corrente na fase B
$i_{batt}$	Corrente de carga da bateria

$I_{Batmax}$	Corrente máxima de carga da bateria
$i_c$	Corrente na fase C
$i_{Cs}$	Corrente no condensador
$I_{Cs(rms)}$	Corrente eficaz no condensador do estágio intermédio do conversor
$i_d$	Corrente segundo eixo direto
$I_D$	Corrente no diodo
$I_{IN}$	Corrente de entrada
$I_{INmax}$	Corrente máxima de entrada
$I_L$	Corrente na bobine
$I_{L1(peak)}$	Corrente de pico na bobine de entrada
$I_{L2(peak)}$	Corrente de pico na bobine do estágio intermédio do conversor
$i_q$	Corrente segundo eixo em quadratura
$I_{Q1(peak)}$	Corrente de pico no MOSFET
$I_{Q1(rms)}$	Corrente eficaz no MOSFET
$i_r$	Corrente média retificada
$I_{ref}$	Corrente de referência
$I_{Ri}$	Corrente na resistência série
$i_T$	Corrente no interruptor comandado
$J$	Momento de inércia da máquina
$J_{T+G}$	Inércia do conjunto turbina mais gerador
$K$	Tensão de polarização
$k_d$	Ganho proporcional
$L_d$	Indutância segundo eixo direto
$L_q$	Indutância segundo eixo em quadratura
$L$	Bobine
$L_1$	Bobine de entrada
$L_2$	Bobine do estágio intermédio do conversor
$L'_1$	Bobine de entrada sobre a influência de um mesmo núcleo
$L'_2$	Bobine do estágio intermédio do conversor sobre a influência de um mesmo núcleo
$L_{cc1}$	Bobine de entrada com os enrolamentos em curto-circuito
$L_{cc2}$	Bobine do estágio intermédio com os enrolamentos em curto-circuito
$L_L$	Indutância de perdas
$m_a$	Índice de modulação

$m_f$	Índice de modulação de frequência
$P$	Número de pólos do gerador síncrono de magnetos permanentes
$P_{vento}$	Potência contida no vento
$P_o$	Potência de saída do conversor
$P_c$	Perdas de dissipação devido à comutação da capacidade
$P_{comut}$	Perdas à comutação
$P_{cond}$	Perdas à condução
$PI$	Proporcional Integral
$P_{IN}$	Potência de entrada do conversor
$P_{mecânica}$	Potência mecânica produzida pela turbina
$P_{Q1}$	Perdas no MOSFET
$Q_0$	Capacidade inicial da bateria
$Q$	Interruptor eletrônica comandado
$Q$	Capacidade da bateria
$Q_1$	MOSFET
$R$	Raio da turbina
$R$	Resistência interna da bateria
$R_a$	Resistência do enrolamento do estator na fase A
$R_b$	Resistência do enrolamento do estator na fase B
$R_c$	Resistência do enrolamento do estator na fase C
$R_{DS(on)}$	Resistência Drain-Source quando o MOSFET se encontra à condução
$R_f$	Resistência de realimentação e que define o zero
$R_i$	Resistência série
$S$	Área das pás
$t$	Tempo
$T$	Interruptor comandado
$T_e$	Binário eletromagnético desenvolvido no rotor
$T_G$	Binário resistente do gerador
$T_l$	Binário mecânico aplicado ao rotor
$T_m$	Binário mecânico da turbina
$t_{off}$	Tempo desligado
$T_{off}$	Tempo que o interruptor está ao corte
$t_{on}$	Tempo ligado
$T_{on}$	Tempo que o interruptor está à condução

$T_s$	Período de comutação do interruptor comandado
$T_T^G$	Binário fornecido pela turbina do ponto de vista do gerador
$V_0$	Tensão de saída
$v_a$	Tensão na fase A
$v_b$	Tensão na fase B
$V_{bat}$	Tensão da bateria
$v_c$	Tensão na fase C
$V_{cc}$	Tensão contínua
$V_{cref}$	Amplitude da onda de referência
$v_{Cs}$	Tensão no condensador
$V_{Cs}$	Tensão no condensador do estágio intermédio do conversor
$V_d$	Tensão segundo eixo direto
$V_D$	Tensão de diodo
$v_{desejado}$	Tensão desejada
$v_{erro}$	Tensão de erro
$V_i$	Tensão de entrada
$V_{IN}$	Tensão de entrada
$V_{in}$	Tensão de entrada do conversor
$V_L$	Tensão na bobine
$V_{L2}$	Tensão na bobine do estágio intermédio
$V_{LEM}$	Tensão no LEM
$v_{LL}$	Tensão na indutância de perdas
$V_{Lp}$	Tensão máxima de linha (medida entre fases)
$v_{medido}$	Tensão medida
$V_o$	Tensão de saída do conversor <i>SEPIC</i>
$V_{out}$	Tensão de saída do conversor
$V_q$	Tensão segundo eixo em quadratura
$V_r$	Tensão de saída do retificador
$V_s$	Amplitude da tensão do estator
$V_{vento}$	Velocidade do vento
$V_{\Delta}$	Amplitude da onda modeladora
$X_C$	Impedância do condensador
$X_{LL}$	Impedância da indutância de perdas
$\beta$	Ângulo das pás em relação ao vento

$\delta$	Razão entre o tempo que o interruptor está à condução e ao corte
$\Delta I_L$	Variação da corrente na bobine
$\Delta V_{CS}$	Variação da tensão no condensador do estágio intermédio do conversor
$\theta_r$	Desfasamento entre os campos magnéticos do estator e do rotor
$\lambda$	Razão entre a velocidade da ponta da pá e a velocidade do vento
$\lambda_a$	Fluxo na bobine da fase A
$\lambda_b$	Fluxo na bobine da fase B
$\lambda_c$	Fluxo na bobine da fase C
$\lambda_i$	Razão inversa da velocidade de ponta das pás
$\lambda_m$	Fluxo magnético mutuo
$\rho$	Densidade do ar
$\omega$	Velocidade angular
$\omega_G$	Velocidade angular do gerador
$\omega_m$	Velocidade angular do conjunto turbina/rotor do gerador
$\omega_r$	Velocidade angular do rotor
$\omega_t$	Velocidade angular em relação ao tempo
$\omega_T$	Velocidade angular da turbina

**Abreviaturas:**

<i>AC</i>	Corrente alternada
<i>CSI</i>	Current-source inverters
<i>CV</i>	Constant Voltage
<i>DC</i>	Corrente contínua
<i>ERS</i>	Equivalent Series Resistance
<i>IncCond</i>	Incremental Conductance
<i>LEM</i>	Transdutor de corrente
<i>MOSFET</i>	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
<i>MPP</i>	Maximum power point
<i>MPPT</i>	Maximum power point tracking
<i>NOT</i>	
<i>P&amp;O</i>	Perturbation and observation
<i>PIC</i>	Controlador Integrado de Periféricos
<i>PWM</i>	Modulação por largura de impulso
<i>RHP</i>	Right-half-plane
<i>SEPIC</i>	Single-ended primary-inductor converter

<i>SOC</i>	Estado de carga de uma bateria
<i>SPWM</i>	Sinusoidal PWM
<i>VSI</i>	Voltage source Inverter

# Índice

<b>Agradecimentos</b> .....	i
<b>Abstract</b> .....	v
<b>Símbolos e Abreviaturas</b> .....	vii
<b>Índice</b> .....	xiii
<b>Lista das figuras</b> .....	xvii
<b>Lista das tabelas</b> .....	xxiii
<b>1. Introdução</b> .....	1
1.1. Introdução ao aproveitamento das energias renováveis .....	2
1.2. Objetivos .....	4
1.3. Estrutura da dissertação .....	5
<b>2. Aproveitamento da energia eólica</b> .....	7
2.1. Equipamentos constituintes de um aerogerador .....	8
2.1.1. Turbina .....	10
2.1.2. Gerador .....	11
2.1.2.1. Máquina de corrente contínua .....	11
2.1.2.2. Máquina de indução .....	11
2.1.2.3. Máquina síncrona .....	11
2.1.2.4. Gerador síncrono de magnetos permanentes .....	12
2.1.3. Retificador .....	13
2.1.4. Armazenamento de energia .....	14
2.1.5. Conversor DC-AC / Inversor .....	16
2.2. Modelização dos equipamentos do sistema .....	20
2.2.1. Modelização da turbina .....	20
2.2.2. Modelização do gerador síncrono de magnetos permanentes .....	22
2.2.3. Modelização das massas girantes da turbina acoplada ao gerador elétrico .....	24
2.2.4. Modelização da bateria .....	25
2.3. Simulação do sistema proposto .....	27
2.3.1. Simulação da turbina .....	27
2.3.2. Simulação do gerador síncrono de magnetos permanentes .....	29
2.3.3. Simulação da bateria genérica .....	31
2.4. Simulação do sistema eólico isolado da rede .....	33
2.5. Conclusões .....	35
<b>3. Conversor DC/DC</b> .....	37

3.1.	Introdução .....	38
3.2.	Conversores DC/DC não isolados.....	41
3.2.1.	Conversor <i>step-down</i> ou <i>buck</i> .....	41
3.2.2.	Conversor <i>step-up</i> ou <i>boost</i> .....	42
3.2.3.	Conversor <i>step-up/down</i> ou <i>buck-boost</i> .....	44
3.3.	Conversor <i>SEPIC</i> .....	45
3.4.	Conclusões .....	46
4.	<i>SEPIC</i> .....	49
4.1.	Introdução .....	50
4.2.	Funcionamento como fonte de tensão.....	51
4.3.	Análise DC de um conversor <i>SEPIC</i> .....	52
4.3.1.	Dimensionamento preliminar.....	55
4.4.	Análise AC de um conversor <i>SEPIC</i> .....	59
4.4.1.	Controlo de corrente.....	64
4.4.2.	Controlador .....	69
4.5.	Simulação em MatLab Simulink.....	74
4.6.	Conclusões .....	77
5.	Monitorização, gestão e controlo .....	79
5.1.	Introdução .....	80
5.2.	Rastreamento do ponto máximo de potência .....	80
5.2.1.	Método mede e afere.....	80
5.3.	Monitorização, controlo e proteção do <i>SEPIC</i> .....	83
5.4.	Conclusões .....	88
6.	Resultados Experimentais.....	89
6.1.	Introdução .....	90
6.2.	Variação de $V_{in}$ com carga resistiva .....	90
6.2.1.	Com $V_{in}=48V$ e $V_{out}=48V$ .....	91
6.2.2.	Com $V_{in}=30V$ e $V_{out}=48V$ .....	92
6.2.3.	Com $V_{in}=60V$ e $V_{out}=48V$ .....	93
6.3.	Variação de $V_{in}$ com bateria .....	94
6.4.	Variação de $I_{ref}$ .....	96
6.5.	Resposta a um escalão.....	97
6.6.	Ensaio com gerador.....	98
6.6.1.	Sem <i>SEPIC</i> .....	99
6.6.2.	Com <i>SEPIC</i> .....	101
6.7.	Conclusões .....	104

7.	Conclusões.....	107
7.1.	Resultados alcançados .....	108
7.2.	Trabalho futuro .....	110
8.	Referências .....	111
9.	Anexos.....	117
9.1.	Anexo A: Modelos implementados em <i>Matlab Simulink</i> .....	119
9.2.	Anexo B: Ensaio com o conversor <i>SEPIC</i> .....	127
9.3.	Anexo C: <i>Layout</i> da placa do conversor <i>SEPIC</i> e placa de monitorização e controlo em <i>EAGLE</i> .....	137
9.4.	Anexo D: Programação em <i>MicroC Pro</i> implementada no microcontrolador <i>PIC</i>	141



## Lista das figuras

Figura 2.1: Exemplo de Sistema Isolado [8] .....	8
Figura 2.2: Exemplo de um sistema interligado à rede elétrica [9].....	9
Figura 2.3: Sistema híbrido [7].....	10
Figura 2.4: Curvas características de $C_p$ vs $\lambda$ para diferentes rotores eólicos [11].....	10
Figura 2.5: Máquina síncrona de ímãs permanentes idealizada [13]. .....	12
Figura 2.6: Rotor (a) clássico com 2 pólos e (b) magnetos montados na superfície do rotor com 8 pólos [13]. .....	13
Figura 2.7: (a) Retificador em ponte e (b) tensão retificada [14]. .....	13
Figura 2.8: Curva de carga e descarga de uma bateria [17] .....	16
Figura 2.9: Geração de sinal $PWM$ [22]. .....	17
Figura 2.10: Comparação para obtenção do sinal $PWM$ [22]. .....	17
Figura 2.11: Sinal complementar de controlo. ....	18
Figura 2.12: Inversor $VSI$ de onda completa, monofásico [22]. .....	18
Figura 2.13: Modelo simplificado da dinâmica de uma turbina acoplada a um gerador .....	25
Figura 2.14: Modelo de bateria não linear [30]. .....	26
Figura 2.15: Curvas características de uma turbina para várias velocidades de vento.....	28
Figura 2.16: Curvas características de uma turbina para vários raios. ....	28
Figura 2.17: Velocidade de rotação da turbina (rad/s). ....	29
Figura 2.18: Tensão trifásica de saída do gerador síncrono de magnetos permanentes (V).....	29
Figura 2.19: Ampliação no tempo da tensão trifásica de saída do gerador (V). ....	30
Figura 2.20: Tensão trifásica de saída do gerador quando existe uma variação repentina da velocidade (V).....	30
Figura 2.21: Velocidade de rotação da turbina quando sofre uma variação de velocidade do vento (rad/s).....	31
Figura 2.22: Tensão de saída do gerador a várias velocidades de vento. ....	31
Figura 2.23: Curvas de descarga (esquerda) e carga (direita) de quatro baterias ligadas em série sendo cada uma de 12V e 17Ah. ....	33
Figura 2.24: Ampliação das grandezas velocidade, binário, tensão trifásica, tensão DC e $SOC$ do sistema eólico. ....	34
Figura 2.25: Comportamento do sistema a uma variação da velocidade do vento de 4m/s para 12m/s. ....	34
Figura 3.1: Conversor DC-DC e forma de onda de saída ( $V_o$ ). .....	38
Figura 3.2: Ganho estático em função de $D$ . ....	39
Figura 3.3: Circuito modulador de largura de impulso e sinal à saída do circuito modulador de largura de impulso ( $V_g$ ). .....	39
Figura 3.4: Conversor $step-down$ ou $buck$ [35]. ....	41

Figura 3.5: Duas etapas de funcionamento do conversor <i>buck</i> .....	41
Figura 3.6: Formas de onda da corrente e tensão do conversor <i>buck</i> [35].....	42
Figura 3.7: Ganho estático ( $G(\delta) = V_{out}/V_{in}$ ) em função do <i>duty cycle</i> ( $\delta$ ) do conversor.....	42
Figura 3.8: Conversor <i>step-up</i> ou <i>boost</i> [35]. .....	42
Figura 3.9: Duas etapas de funcionamento do conversor <i>boost</i> .....	43
Figura 3.10: Formas de onda da corrente e tensão do conversor <i>boost</i> [35].....	43
Figura 3.11: Ganho estático ( $G(\delta) = V_{out}/V_{in}$ ) em função do <i>duty cycle</i> ( $\delta$ ) do conversor.....	44
Figura 3.12: Conversor <i>step-up/down</i> ou <i>buck-boost</i> [35].....	44
Figura 3.13: Duas etapas de funcionamento do conversor <i>buck-boost</i> .....	44
Figura 3.14: Formas de onda da corrente e tensão do conversor <i>buck-boost</i> [35].....	45
Figura 3.15: Ganho estático ( $G(\delta) = V_{out}/V_{in}$ ) em função do <i>duty cycle</i> ( $\delta$ ) do conversor [35].....	45
Figura 4.1: Curva de potência do aerogerador <i>Inovafiel</i> 1kW [40] .....	50
Figura 4.2: Datasheet do aerogerador <i>INOVAFIEL</i> 1kW [40].....	50
Figura 4.3: Esquema equivalente do <i>SEPIC</i> [39] .....	51
Figura 4.4: Principais formas de onda de um conversor <i>SEPIC</i> [42] .....	52
Figura 4.5: Alteração do condensador $C_s$ em relação ao esquema inicial [44].....	53
Figura 4.6: Alteração da bobine $L_2$ em relação ao esquema inicial [44]. .....	53
Figura 4.7: Circuito equivalente de um conversor <i>SEPIC</i> [44]. .....	53
Figura 4.8: Circuito equivalente de um conversor <i>SEPIC</i> em DC [44].....	53
Figura 4.9: Circuito simplificado de um conversor <i>SEPIC</i> para análise em DC [44]. .....	54
Figura 4.10: Ganho de um conversor <i>SEPIC</i> [45]. .....	55
Figura 4.11: Diagrama de <i>Root-Locus</i> e de <i>Bode</i> , para um conversor <i>SEPIC</i> sem malha de controlo.....	61
Figura 4.12: Diminuição temporária do valor da corrente e tensão de saída para um aumento de <i>duty-cycle</i> [48].....	61
Figura 4.13: Controlador PI com inversor. ....	63
Figura 4.14: Diagrama de <i>Root-Locus</i> e de <i>Bode</i> , para um conversor <i>SEPIC</i> com malha de controlo.....	63
Figura 4.15: Conversor <i>SEPIC</i> com indutância de perdas.....	64
Figura 4.16: Diagrama de <i>Root-Locus</i> e de <i>Bode</i> , para um conversor <i>SEPIC</i> utilizando controlo de corrente do <i>MOSFET</i> . .....	69
Figura 4.17: Formas de onda de entrada do comparador <i>PWM</i> .....	70
Figura 4.18: Controlador de corrente do <i>MOSFET</i> do conversor <i>SEPIC</i> .....	70
Figura 4.19: Conversor <i>SEPIC</i> com malha de controlo de corrente. ....	71
Figura 4.20: Diagrama de <i>Root-Locus</i> e de <i>Bode</i> , com correção de declive, para controlo de corrente do <i>MOSFET</i> . .....	72

Figura 4.21: Diagrama de <i>Root-Locus</i> à esquerda e diagrama de <i>Bode</i> à direita, em baixas correntes, para controlo de corrente do <i>MOSFET</i> .....	72
Figura 4.22: Resposta em frequência em malha aberta do circuito e controlador.....	73
Figura 4.23: Resposta em frequência em malha fechada. ....	74
Figura 4.24: Resposta a um impulso unitário.....	74
Figura 4.25: Principais grandezas no conversor <i>SEPIC</i> para um $V_{IN}$ de 48V e um $I_{Ref}$ de 4A.....	75
Figura 4.26: Principais grandezas no conversor <i>SEPIC</i> para um $V_{IN}$ de 30V e um $I_{Ref}$ de 4A.....	75
Figura 4.27: Principais grandezas no conversor <i>SEPIC</i> para um $V_{IN}$ de 60V e um $I_{Ref}$ de 4A.....	76
Figura 4.28: Resposta do sistema a um escalão na corrente de referência.....	77
Figura 5.1: curvas características de uma turbina para várias velocidades de vento apontando as potências máximas.....	81
Figura 5.2: Curva típica do princípio de rastreamento de máxima potência [52]. ....	82
Figura 5.3: Fluxograma do método mede e afere.....	82
Figura 5.4: Esquema elétrico de um conversor <i>SEPIC</i> com monitorização e controlo.....	83
Figura 5.5: Placa de circuito impresso do conversor <i>SEPIC</i> realizado na parte experimental.....	84
Figura 5.6: Fluxograma de controlo, monitorização e gestão a ser implementado num <i>PIC</i> .....	85
Figura 5.7: Placa de circuito impresso de controlo e monitorização.....	86
Figura 6.1: Características de entrada do conversor para uma carga resistiva e $V_{IN}=48V$ .....	91
Figura 6.2: Características intermédias do conversor para uma carga resistiva e $V_{IN}=48V$ .....	92
Figura 6.3: Características de saída do conversor para uma carga resistiva e $V_{IN}=48V$ .....	92
Figura 6.4: Características de saída do conversor para uma carga resistiva e $V_{IN}=30V$ .....	93
Figura 6.5: Características de saída do conversor para uma carga resistiva e $V_{IN}=60V$ .....	94
Figura 6.6: Características de saída do conversor para carga de baterias e (a) $V_{IN}=30V$ , (b) $V_{IN}=48V$ , (c) $V_{IN}=60V$ .....	95
Figura 6.7: Características de saída do conversor para carga de baterias com controlador de corrente para uma referência de 400mA e (a) $V_{IN}=30V$ , (b) $V_{IN}=48V$ , (c) $V_{IN}=60V$ .....	96
Figura 6.8: Características de saída do conversor para carga de baterias com controlador de corrente para uma referência de 1,5A e (a) $V_{IN}=30V$ , (b) $V_{IN}=48V$ , (c) $V_{IN}=60V$ .....	97
Figura 6.9: Resposta do sistema a um escalão na corrente de referência.....	98
Figura 6.10: Simulação do sistema completo sem <i>SEPIC</i> com o rotor a girar a 714RPM. ....	99
Figura 6.11: Ensaio experimental sem <i>SEPIC</i> no limiar de injeção de corrente nas baterias (714RPM) (a) Tensão entre fases à saída do gerador; (b) Tensão retificada. CH3- Corrente injetada nas baterias (100mV/A) .....	100
Figura 6.12: Simulação do sistema completo sem <i>SEPIC</i> com o rotor a girar a 765RPM. ...	100

Figura 6.13: Ensaio experimental sem <i>SEPIC</i> no limiar de injeção de corrente nas baterias (765RPM) (a) Tensão entre fases à saída do gerador; (b) Tensão retificada. CH3- Corrente injetada nas baterias (100mV/A).....	101
Figura 6.14: Simulação do sistema completo com <i>SEPIC</i> com o rotor a girar a 714RPM. ..	102
Figura 6.15: Ensaio experimental com <i>SEPIC</i> a 714RPM: (a) Tensão entre fases à saída do gerador; (b) Tensão retificada. CH3- Corrente injetada nas baterias (100mV/A).....	102
Figura 6.16: Simulação do sistema completo com <i>SEPIC</i> com o rotor a girar a 483RPM. ..	103
Figura 6.17: Ensaio experimental com <i>SEPIC</i> a 483RPM: (a) Tensão entre fases à saída do gerador; (b) Tensão retificada. CH3- Corrente injetada nas baterias (100mV/A).....	104
Figura 9.1: Modelo em MatLab Simulink de uma turbina eólica. ....	120
Figura 9.2: Modelo em MatLab Simulink de um gerador síncrono de magnetos permanentes acoplado a uma turbina eólica. ....	120
Figura 9.3: Modelo em MatLab Simulink de uma bateria eletroquímica genérica. ....	120
Figura 9.4: Modelo em MatLab Simulink do processo de fornecimento de energia de uma bateria de chumbo ácido.....	121
Figura 9.5: Modelo em MatLab Simulink do processo de carregamento de uma bateria de chumbo ácido. ....	121
Figura 9.6: Modelo em MatLab Simulink do processo de carregamento de quatro baterias de chumbo ácido.....	122
Figura 9.7: Modelo em MatLab Simulink do processo de fornecimento de energia de quatro baterias de chumbo ácido.....	123
Figura 9.8: Modelo em MatLab Simulink de um sistema de geração de energia eólica. ....	124
Figura 9.9: Modelo em <i>MatLab Simulink</i> do conversor <i>SEPIC</i> com controlo da corrente de <i>MOSFET</i> .....	125
Figura 9.10: Modelo Completo de um aerogerador acoplado a um conversor <i>SEPIC</i> para carregamento de baterias em <i>MatLab Simulink</i> .....	126
Figura 9.11: Características de entrada do conversor para uma carga resistiva e $V_{IN}=30V$ . ....	129
Figura 9.12: Características intermédias do conversor para uma carga resistiva e $V_{IN}=30V$ . ....	129
Figura 9.13: Características de entrada do conversor para uma carga resistiva e $V_{IN}=60V$ . ....	129
Figura 9.14: Características intermédias do conversor para uma carga resistiva e $V_{IN}=60V$ . ....	130
Figura 9.15: Características de entrada do conversor para carga de baterias e $V_{IN}=30V$ . ....	130
Figura 9.16: Características intermédias do conversor para carga de baterias e $V_{IN}=30V$ ...	130
Figura 9.17: Características de entrada do conversor para carga de baterias e $V_{IN}=48V$ . ....	131
Figura 9.18: Características intermédias do conversor para carga de baterias e $V_{IN}=48V$ . ...	131
Figura 9.19: Características de entrada do conversor para carga de baterias e $V_{IN}=60V$ . ....	131
Figura 9.20: Características intermédias do conversor para carga de baterias e $V_{IN}=60V$ ...	132

Figura 9.21: Características de entrada do controlador de corrente para uma referência de 400mA e $V_{IN}=30V$ .....	132
Figura 9.22: Características de entrada do conversor para carga de baterias com controlador de corrente para uma referência de 400mA e $V_{IN}=30V$ .....	132
Figura 9.23: Características de entrada do controlador de corrente para uma referência de 1,5A e $V_{IN}=30V$ .....	133
Figura 9.24: : Características de entrada do conversor para carga de baterias com controlador de corrente para uma referência de 1,5A e $V_{IN}=30V$ .....	133
Figura 9.25: Características de entrada do controlador de corrente para uma referência de 400mA $V_{IN}=48V$ .....	133
Figura 9.26: Características de entrada do conversor para carga de baterias com controlador de corrente para uma referência de 400mA e $V_{IN}=48V$ .....	134
Figura 9.27: Características de entrada do controlador de corrente para uma referência de 1,5A $V_{IN}=48V$ .....	134
Figura 9.28: Características de entrada do conversor para carga de baterias com controlador de corrente para uma referência de 1,5A e $V_{IN}=48V$ .....	134
Figura 9.29: Características de entrada do controlador de corrente para uma referência de 400mA $V_{IN}=60V$ .....	135
Figura 9.30: Características de entrada do conversor para carga de baterias com controlador de corrente para uma referência de 400mA e $V_{IN}=60V$ .....	135
Figura 9.31: Características de entrada do controlador de corrente para uma referência de 1,5A $V_{IN}=60V$ .....	135
Figura 9.32: Características de entrada do conversor para carga de baterias com controlador de corrente para uma referência de 1,5A e $V_{IN}=60V$ .....	136
Figura 9.33: <i>Layout</i> da placa do conversor <i>SEPIC</i> .....	139
Figura 9.34: <i>Layout</i> da placa de monitorização e controlo do <i>SEPIC</i> .....	140



## Lista das tabelas

Tabela 2.1: Estado dos interruptores do Inversor <i>VSI</i> de onda completa, monofásico [22].....	18
Tabela 2.2: Valor das constantes para aproximação das curvas de potência [26].....	21
Tabela 2.3: Parâmetros utilizados na simulação da bateria. ....	32
Tabela 3.1: Tipos de conversores DC-DC.....	40
Tabela 5.1: Parâmetros implementados no <i>PIC</i> .....	86
Tabela 6.1: Nível de energia injetada nas baterias (Volts).....	104



# **1. Introdução**

## 1.1. Introdução ao aproveitamento das energias renováveis

Nos últimos anos tem-se verificado uma maior preocupação num aproveitamento cada vez mais eficiente e difundido das energias renováveis. É usual designar de fonte de energia renovável as fontes de energia que são consideradas inesgotáveis. Estão incluídas neste âmbito a energia eólica, geotérmica, solar, das ondas, das marés e o aproveitamento da biomassa.

No sector económico-ambiental existe uma forte pressão no sentido de recorrer a novas formas de produção descentralizada de energia (através de fontes de energia renovável), passando pela utilização de pequenos geradores junto dos consumidores finais. Este tipo de produção de energia designa-se por produção distribuída [1]. Os exemplos mais comuns de sistemas de microgeração de produção de energia elétrica, em baixa tensão e em que mais se tem investido nos últimos tempos são [2]: painéis fotovoltaicos (energia solar) e aerogeradores (energia eólica).

A energia elétrica produzida a partir de energia solar é não poluente e os painéis solares são cada vez mais potentes, ao mesmo tempo que o seu custo vem decrescendo, tornando esta forma de produção de energia uma solução bastante interessante. Como desvantagens pode referir-se que é necessário dispor de uma área significativa para gerar uma produção economicamente viável, além de que os painéis solares possuem uma baixa eficiência quando comparados com outras fontes de energia.

A energia eólica envolve o aproveitamento da energia cinética dos ventos, que aciona as pás aerodinâmicas, acopladas a um gerador, que por sua vez converte esta energia em energia elétrica para uso em sistemas isolados ou ligados à rede [3]. A utilização de energia eólica comporta numerosas vantagens face, por exemplo, à energia solar fotovoltaica, apresentando esta forma de produção um rendimento superior, devido aos sucessivos melhoramentos dos sistemas nas últimas décadas. Tem ainda a vantagem de ser não poluente, de exigir uma área reduzida de terreno e de requerer uma escassa manutenção. Por outro lado, apresenta como desvantagens o impacto visual das turbinas e o ruído por elas produzido. Existem três aplicações comuns de sistemas eólicos para geração de energia elétrica [4]:

- Isolados, não conectados à rede elétrica;
- Interligados à rede, para entrega parcial ou total da energia gerada à rede elétrica;
- Híbridos, complementam o fornecimento de energia com a presença de uma ou mais fontes produtoras de energia.

Sistemas eólicos isolados podem apresentar-se como soluções viáveis em alguns cenários, como por exemplo, sistemas isolados de pequeno porte para bombagem de água e carregamento de baterias. Atualmente, a maturidade tecnológica alcançada pela geração eólica mostra que essa opção pode ser economicamente viável, caso as condições meteorológicas sejam favoráveis [5].

No caso dos sistemas interligados, estes podem ser viáveis desde que a legislação em vigor incentive economicamente a sua utilização. Além do benefício financeiro obtido pelo investidor, que pode ver o seu investimento amortizado a médio prazo, verifica-se a redução da utilização de fontes poluentes.

Em termos técnicos existem algumas diferenças entre sistemas isolados e interligados, em especial no que respeita à necessidade de armazenamento de energia no caso dos primeiros, cuja finalidade é garantir a autonomia do sistema.

Por fim, os sistemas híbridos utilizam fontes distintas, tais como grupos geradores a diesel, mini-hídricas, painéis fotovoltaicos, entre outros, que em conjunto com a eólica garantem o fornecimento de energia elétrica durante períodos de escassez de ventos, evitando assim interrupções. Com alguma otimização pode-se aumentar o rendimento e consequentemente o fornecimento de energia elétrica, diminuindo assim a necessidade de recorrer a energias não renováveis.

Os sistemas de microgeração eólica são por norma montados a alguns metros de altura e não sofrem a influência de ventos muito elevados ( $<20\text{m/s}$ ). No entanto, estes sistemas exigem outras preocupações ao nível do aproveitamento do vento nas diversas direções. São considerados sistemas de pequeno porte, aqueles que só possuem desde alguns centímetros até sete metros de diâmetro de turbina, produzindo desde alguns Watts até 5kW de potência [6]. Os avanços em relação aos conceitos aerodinâmicos e à redução dos custos de produção tornaram estes sistemas atrativos para os mais diversos fins, tais como armazenamento de energia em baterias, bombagem de água, alimentação de diversos equipamentos habitacionais e rodoviários, entre outros. Estes sistemas podem representar instalações simples de produção/consumo ou mais complexas com soluções de produção/controlo/consumo. Como tal, quanto melhor for o controlo e as técnicas de aproveitamento de energia, maiores vão ser as potências geradas num mesmo equipamento.

Comparando com painéis fotovoltaicos, na altura do investimento a turbina eólica é menos dispendiosa e mais produtiva. Atualmente os aerogeradores têm uma gama de funcionamento para produção de energia imposta pela velocidade de rotação do rotor, o que não significa que o gerador não produza energia a rotações baixas, ou a rotações muito altas.

Os sistemas eólicos ainda podem ser otimizados, nomeadamente quando utilizados numa ótica de armazenamento, aproveitando a energia nas gamas marginais dos geradores. Os geradores elétricos começam a produzir assim que o rotor entra em rotação. Por vezes, visto a velocidade ou o binário serem reduzidos, apesar de produzir potência, não é possível armazená-la por exemplo numa bateria. Existe também a situação inversa, quando a velocidade ou o binário injetados no gerador são elevados. Neste caso o sistema está limitado pela capacidade de carga das baterias, pelo que quando existe excesso de produção parte da potência terá de ser dissipada. Visto o sistema em estudo ser autónomo e sem recurso a outro tipo de energia, torna-se atrativo tentar aproveitar as gamas marginais do gerador, assegurando o fornecimento de energia a baixas rotações e protegendo o sistema a rotações altas.

As componentes mecânicas dos sistemas de microgeração sofreram uma melhoria significativa tanto na aerodinâmica das pás da turbina como na orientação das mesmas para um melhor aproveitamento do vento. Com o aparecimento de geradores síncronos de magnetos permanentes com vários pares de pólos, tornou-se desnecessária a utilização de uma caixa de velocidades para aumentar a rotação do rotor, diminuindo as perdas a ela associadas.

Foi possível, através de conversores de potência, estabilizar-se uma das grandezas (tensão ou corrente) em função da outra. Isto deve-se em parte à existência de malhas de controlo, que conseguem otimizar o trânsito de energia desde o gerador até à carga.

## 1.2. Objetivos

A investigação realizada neste trabalho tem como objetivo o estudo do comportamento de um conversor DC/DC para aproveitamento das gamas marginais de produção de um aerogerador num sistema de conversão de energia eólica isolado da rede.

Em particular, podem identificar-se os seguintes objetivos:

- O estudo, modelização e simulação em *Matlab Simulink* de vários equipamentos intervenientes neste sistema de geração de energia, tais como turbina eólica, gerador trifásico síncrono de magnetos permanentes, retificador trifásico e baterias de chumbo ácido.
- O estudo dos conversores DC/DC mais usuais demonstrando as vantagens e desvantagens de cada um e finalizando com a seleção do que melhor se enquadra ao trabalho em estudo.

- Modelização de um conversor *SEPIC* para posterior implementação em *Matlab Simulink*. Efetuar o estudo do controlador que melhor se adequa ao conversor, tornando-o estável para o sistema em estudo.
- Desenvolvimento de um conjunto de estratégias de monitorização, gestão e controlo, a serem aplicadas a um microcontrolador, para otimização, ou seja, obtenção do ponto de máxima potência em tempo real, tendo também em foco a proteção do sistema.
- Implementação e validação prática do conversor *SEPIC*, analisando-o em laboratório através de uma fonte de tensão contínua.
- Implementação e validação prática do conversor *SEPIC* quando alimentado com uma tensão retificada proveniente de um gerador trifásico.

### **1.3. Estrutura da dissertação**

No capítulo 2 é feita uma explicação dos equipamentos mais comuns integrados num sistema eólico, com ou sem interligação à rede elétrica, demonstrando as suas vantagens e desvantagens. É também feita a escolha da turbina, gerador e baterias a serem utilizados neste trabalho. Após escolha dos equipamentos é feita uma modelização e posteriormente a simulação dos mesmos.

O capítulo 3 refere-se ao estudo dos conversores DC/DC mais comuns de serem aplicados em sistemas de geração provenientes de fontes renováveis e também no carregamento de baterias, demonstrando vantagens e desvantagens de cada um deles.

O capítulo 4 revela um estudo mais detalhado do conversor *SEPIC*, aquele que melhor se adequa ao trabalho em estudo, explicando o princípio de funcionamento, analisando-o em DC e AC. É também realizado um estudo sobre o controlo deste conversor. Após o estudo são dimensionados todos os componentes constituintes do conversor, bem como a malha de controlo.

No capítulo 5 são estudadas técnicas de monitorização, otimização e controlo do conversor para um aumento da eficiência do sistema de geração de energia elétrica. É estudada uma malha de controlo e de monitorização dos parâmetros inerentes ao sistema, criando assim um mecanismo de proteção do conversor. É igualmente realizado um estudo mais pormenorizado de uma técnica de obtenção do ponto de máxima potência que se pode extrair do gerador elétrico.

No capítulo 6 salientou-se os resultados experimentais obtidos com o conversor *SEPIC* em bancada experimental. São realizados vários ensaios com o conversor alimentado através de uma fonte de tensão contínua, estando esse a alimentar uma carga resistiva e uma bateria. Foram também realizados ensaios em que se alteram os parâmetros de entrada e outros em que se altera a corrente de referência. Por fim são realizados dois ensaios: um onde se acopla um gerador elétrico diretamente a uma bateria e outro onde se coloca o conversor *SEPIC* entre os dois.

## 2. Aproveitamento da energia eólica

### **Resumo**

Neste capítulo apresentou-se um estudo de todos os equipamentos intervenientes num sistema de geração eólica, bem como a modelização e simulação daqueles que forem intervenientes no trabalho em estudo. Foi apresentada uma pequena abordagem dos equipamentos existentes no mercado, bem como a demonstração das vantagens e desvantagens da sua utilização. Também foi realizado o estudo matemático que permita a simulação de alguns componentes, tais como a turbina, o gerador, o retificador e as baterias eletroquímicas. Por fim foi feita a validação dos modelos em *MatLab Simulink* para posterior acoplamento com o modelo do conversor em estudo.

## 2.1. Equipamentos constituintes de um aerogerador

Os sistemas eólicos podem ser divididos em dois grandes tipos: os de elevada potência, usados em parques eólicos ou os de baixa potência, utilizados genericamente em sistemas isolados. Os equipamentos que constituem estes sistemas são na generalidade os mesmos (por exemplo as turbinas, os geradores, as torres), diferenciando-se principalmente em tamanho. Existem outros equipamentos que são exclusivos de sistemas de grande porte, como por exemplo caixa redutora ou mecanismos de variação do ângulo de ataque das pás da turbina. Os equipamentos descritos de seguida são genericamente os que se encontram em sistemas de pequeno porte. Como este trabalho se enquadra numa perspetiva de micro geração, os sistemas de grande porte não serão alvo de estudo. Como já foi referido no capítulo anterior, consoante o propósito da geração de energia através de sistemas eólicos, existem configurações distintas. Consoante a finalidade da instalação, os componentes que as constituem diferem.

De uma forma geral, os sistemas isolados armazenam a energia para uso posterior. Esse armazenamento pode ser feito através de baterias ou em energia potencial gravítica, (mini hídricas ou bombagem de água para irrigação de campos agrícolas). Os sistemas isolados que armazenam energia em bateria necessitam de um regulador de carga, para prolongar a vida útil destas. Este regulador tem por objetivo evitar colocar as baterias em sobrecarga ou evitar que elas entrem em descarga profunda. Além do controlador é utilizado também um conversor DC/AC, visto que grande parte dos equipamentos de uso doméstico funciona em corrente alternada [7]. Na Figura 2.1 está representada uma possível utilização de sistemas eólicos isolados numa instalação de utilização particular.



Figura 2.1: Exemplo de Sistema Isolado [8]

Os sistemas interligados à rede não necessitam de sistemas de armazenamento de energia pois toda a geração é entregue diretamente à rede elétrica. Estes sistemas representam uma fonte complementar ao sistema elétrico de grande porte, ao qual estão interligados. Os sistemas eólicos interligados à rede apresentam as vantagens inerentes aos sistemas de geração distribuída tais como: a redução de perdas, o custo evitado da expansão da rede, além de contribuírem, quando o regime dos ventos coincide com o pico da curva de carga, com um aumento da energia disponível na própria rede [8]. Na Figura 2.2 é representado um exemplo de uma instalação alimentada por um sistema eólico interligado com a rede de distribuição, ilustrando os componentes mais usuais que se encontram neste tipo de instalação.

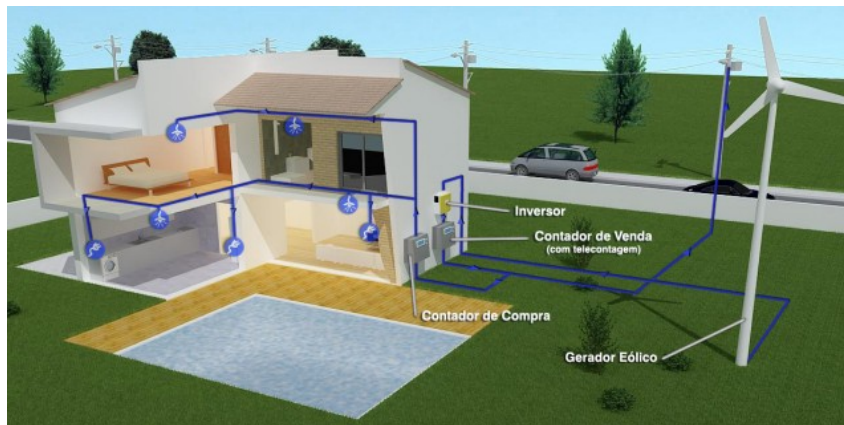


Figura 2.2: Exemplo de um sistema interligado à rede elétrica [9]

Os sistemas híbridos, como já foi referido anteriormente, têm sempre associado outra fonte geradora de energia, como por exemplo, pilhas de combustível, geradores diesel, módulos fotovoltaicos, entre outras. Visto estes sistemas utilizarem várias formas de geração de energia elétrica, aumentam a sua complexidade quando se tem que dimensionar o sistema. A própria escolha dos equipamentos exige uma otimização do uso de cada um deles, realizando um controlo de todas as fontes para que haja máxima eficiência dos fluxos energéticos na entrega da energia [7]. A Figura 2.3 representa genericamente um sistema híbrido constituído por várias fontes de energia e unidade de controlo.



Figura 2.3: Sistema híbrido [7]

### 2.1.1. Turbina

Qualquer sistema de geração proveniente de uma fonte eólica necessita de captar a energia proveniente dos ventos. Para tal são usadas pás que captam a energia proveniente do vento e convertem-na em binário que vai ser aplicado ao gerador. A sua forma bem como o ângulo de ataque que estas fazem em relação ao vento, determinam qual o binário que se consegue extrair do vento. Estas são baseadas no princípio de levitação das asas dos aviões, como explica o autor em [10].

A grande generalidade das turbinas eólicas é constituída só por três pás, pois apresentam grandes vantagens em relação à potência produzida, peso e custo do sistema. Na Figura 2.4, são mostrados os coeficientes de potência de vários tipos de pás, bem como o seu número em relação a  $\lambda^1$ .

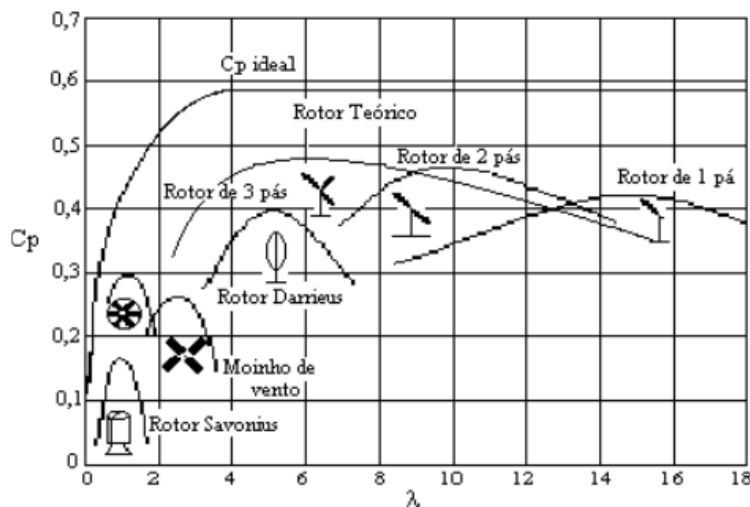


Figura 2.4: Curvas características de  $C_p$  vs  $\lambda$  para diferentes rotores eólicos [11]

<sup>1</sup> “Tip Speed Ratio”: O  $\lambda$  é a razão entre a velocidade de extremidade da pá e a velocidade do vento.

Verifica-se que conforme o tipo de rotor da turbina as performances são bastante diferentes. Nesse sentido, para cada aplicação, regime de ventos, binário requerido, entre outros, pode ser necessário a utilização de diferentes tecnologias.

## **2.1.2. Gerador**

Os geradores têm a finalidade de converter a binário injetado no rotor em energia elétrica. Em sistemas de geração de energia proveniente de uma fonte eólica são utilizadas várias tipologias de geradores. Nos próximos subcapítulos apresenta-se uma pequena elucidação dos princípios de funcionamento das máquinas mais usuais de se encontrarem nestes sistemas.

### **2.1.2.1. Máquina de corrente contínua**

É usual utilizar máquinas de corrente contínua para se evitar o uso de retificadores, quando a finalidade é armazenar energia em baterias. Têm a vantagem de serem facilmente controladas no entanto apresentam um rendimento mais baixo e são mais pesadas comparativamente com outras de corrente alternada. Apresenta outra desvantagem que é o facto de não se poder ligar diretamente à rede elétrica. Estas máquinas eram usualmente utilizadas em sistemas de baixa potência até ao final dos anos 80 [12].

### **2.1.2.2. Máquina de indução**

A principal vantagem destas máquinas é a possibilidade de serem construídas sem escovas e não necessitarem de um campo de excitação em corrente contínua. São máquinas muito fiáveis, de baixo custo, alto desempenho sendo em larga escala utilizadas como geradores em sistemas eólicos de pequeno e grande porte. Esta tipologia necessita de uma corrente de excitação alternada, que pode ser proveniente da rede ou através de baterias de condensadores [12].

### **2.1.2.3. Máquina síncrona**

Estas possuem uma grande vantagem em relação a outro tipo de máquinas, que é o facto de produzirem energia a uma frequência diretamente proporcional à velocidade de rotação do rotor. Estes geradores são úteis quando o objetivo do sistema é interligação com a rede elétrica e se consegue controlar a velocidade de rotação do rotor. Os geradores de excitação independente, têm como desvantagem, a necessidade de injetar uma corrente contínua para se excitar o rotor[12]. Outra desvantagem é no caso de não se conseguir

controlar a velocidade é necessário acoplar um conversor de modo a obter-se uma frequência constante independentemente da velocidade de rotação.

Com o aparecimento de novas tecnologias, foi possível substituir o rotor bobinado por magnetos permanentes, deixando de ser necessário injetar uma corrente de excitação. Outra vantagem desta tecnologia é a não existência de qualquer contacto elétrico entre o rotor e o estator. Estas máquinas são denominadas de síncronas de magnetos permanentes, sendo deste tipo a utilizada no desenvolvimento deste trabalho.

#### 2.1.2.4. Gerador síncrono de magnetos permanentes

O gerador síncrono de magnetos permanentes sem escovas é uma particularização da máquina síncrona generalizada sendo o desenvolvimento do modelo deste tipo de máquina conhecido na literatura [13]. Neste trabalho mostra-se, somente, as equações finais do modelo podendo o desenvolvimento ser consultado na literatura indicada. Toma-se como exemplo uma máquina síncrona cilíndrica de magnetos permanentes idealizada. O esquema que ilustra o corte transversal da máquina, contendo os principais eixos de referência está representado na Figura 2.5. Qualquer máquina com  $p$  pares de pólos pode ser analisada como uma generalização de uma com dois pólos.

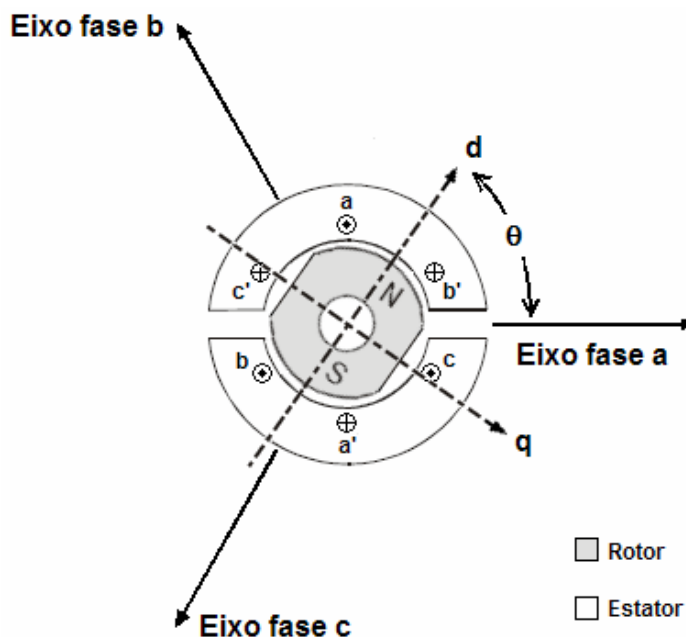


Figura 2.5: Máquina síncrona de ímãs permanentes idealizada [13].

A Figura 2.6 mostra a comparação entre um rotor de configuração clássica (o rotor é constituído por um magneto permanente) e um rotor com magnetos permanentes montados na superfície do mesmo, com número de pólos diferentes.

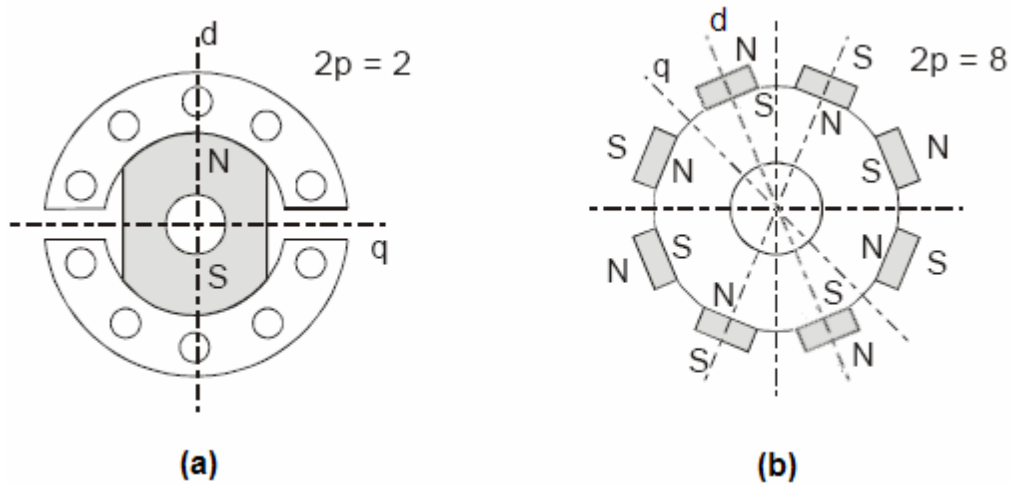


Figura 2.6: Rotor (a) clássico com 2 pólos e (b) magnetos montados na superfície do rotor com 8 pólos [13].

### 2.1.3. Retificador

Usualmente utiliza-se um retificador trifásico não controlado de ponte completa, ou também conhecido por ponte de Graetz trifásica, que converte a tensão AC em DC. Esta tipologia de retificador é composta por três braços e cada um deles é formado por dois díodos [14]. As Figuras 2.7 a) e b) mostram esta tipologia bem a forma de onda da tensão após retificação.

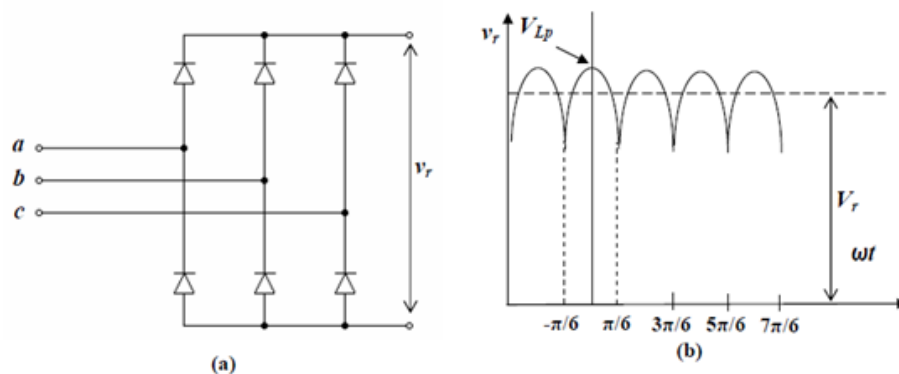


Figura 2.7: (a) Retificador em ponte e (b) tensão retificada [14].

Verifica-se assim que a tensão de saída  $V_r$  apresenta uma ondulação com frequência seis vezes superior à frequência da tensão de alimentação. O par de díodos que estiver entre as maiores tensões instantâneas de alimentação irá conduzir. A tensão máxima de linha (medida entre fases),  $V_{Lp}$ , é  $\sqrt{3}\sqrt{2}$  vezes a tensão eficaz de fase,  $V_a$ , como é mostrado na expressão (2.1).

$$V_{Lp} = \sqrt{2}\sqrt{3} \times V_a \quad (2.1)$$

O valor médio da tensão DC de saída pode ser determinado integrando a forma de onda de tensão na saída do retificador ao longo de um período e dividindo por este, como em (2.2):

$$V_r = \frac{3}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6}} V_{Lp} \cos(\omega_t t) d(\omega_t t) = \frac{3}{\pi} \times V_{Lp} \quad (2.2)$$

A tensão  $V_r$  também pode ser expressa em termos da tensão eficaz de linha  $V_L$ , pela expressão (2.3):

$$V_r = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \times V_L \quad (2.3)$$

A relação entre a tensão média no barramento DC e a tensão eficaz da fase  $V_a$  pode ser determinada sabendo que  $V_a = \frac{V_L}{\sqrt{3}}$  então obtendo-se a expressão (2.4):

$$V_r = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \times V_a \quad (2.4)$$

A relação entre a corrente eficaz de fase  $i_a$  e a corrente média retificada  $i_r$  pode ser determinada através do balanço de potência entre o lado AC e DC, considerando o rendimento de 100% e uma carga resistiva pura, obtém-se a expressão (2.5):

$$V_r i_r = 3V_a i_a \quad (2.5)$$

e substituindo  $V_r$  da (2.4) em (2.5), obtém-se a (2.6):

$$i_r = \frac{\pi}{6} \times i_a \quad (2.6)$$

#### 2.1.4. Armazenamento de energia

Em sistemas isolados de geração de energia, proveniente de fontes renováveis, é necessário existir um equipamento que consiga armazenar a energia. Devido ao facto de o vento não ser constante nem sempre consegue fornecer o mesmo valor de energia. Num sistema eólico, em analogia com o sistema em estudo, são provocadas no gerador flutuações da potência gerada, podendo danificar os equipamentos (cargas) que estiverem a ele acoplados. Deste modo torna-se necessário garantir que o fornecimento de energia seja estável ao longo do tempo.

Um dos grandes problemas em eletricidade é o seu armazenamento pois, ao contrário dos outros tipos de energia, o armazenamento de energia elétrica é bastante complicado. Existem alguns meios de armazenamento de energia, sendo os mais conhecidos [15]:

- Baterias eletroquímicas;
- *Flywheels*;
- Ar comprimido;
- Bombeamento de água para reservatórios;
- Produção de Hidrogénio, entre outros.

Os dispositivos mais utilizados na generalidade das situações são as baterias eletroquímicas, pois são os dispositivos mais baratos, e com menor volume conseguem armazenar maiores quantidades de energia elétrica. As baterias químicas podem ser classificadas por dois tipos [16]:

- Baterias primárias, só podem ser utilizadas uma vez, não recarregáveis,
- Baterias secundárias que podem ser recarregadas

Visto não ser um tipo de bateria que venha valorizar este trabalho, as primárias não serão abordadas.

Uma bateria é constituída por uma ou mais células [17]. A célula é um dispositivo eletroquímico capaz de fornecer, para um circuito elétrico externo, a energia resultante de uma reação química interna. A combinação de várias células pode ser feita, com os devidos cuidados, em associação série e/ou em paralelo, podendo-se obter uma tensão e uma capacidade de corrente necessárias para as mais diversas situações. A capacidade de uma bateria armazenar energia é definida como a corrente que esta pode fornecer continuamente por uma hora, sem causar a sua inutilização. A sua unidade de medida é dada em Amperes-hora (Ah). O índice de capacidade de uma bateria é estabelecido em termos da tensão média durante a descarga e capacidade em Ah que ela possa fornecer antes de haver queda de tensão. O produto entre a capacidade e a tensão da bateria, é a energia em Wh que uma bateria pode entregar na sua condição de plena carga durante uma hora. Um parâmetro conhecido como estado de carga ( $SOC^2$ ) da bateria para certo tempo é dado pela expressão (2.7) como refere o autor em [18].

$$SOC = \frac{\int_0^t i_b(t) dt}{Q_0} \times 100 \quad (2.7)$$

Em que  $i_b$  é a corrente de carga da bateria e  $Q_0$  a capacidade máxima que a bateria pode suportar. Outro parâmetro utilizado no estudo de baterias é a taxa de carga (*C-rate*),  $C$ , que define a capacidade específica dada em Ah/g [19]. Essa taxa consiste numa relação entre a corrente de carga ou descarga real e a corrente de carga para uma hora. A curva de descarga

---

<sup>2</sup> *State of Charge*

de uma bateria pode ser caracterizada como o valor de tensão de pico, nominal e quando totalmente descarregada. Geralmente, os gráficos fornecidos pelos fabricantes para a curva de descarga são funções da taxa C, como exemplifica a Figura 2.8.

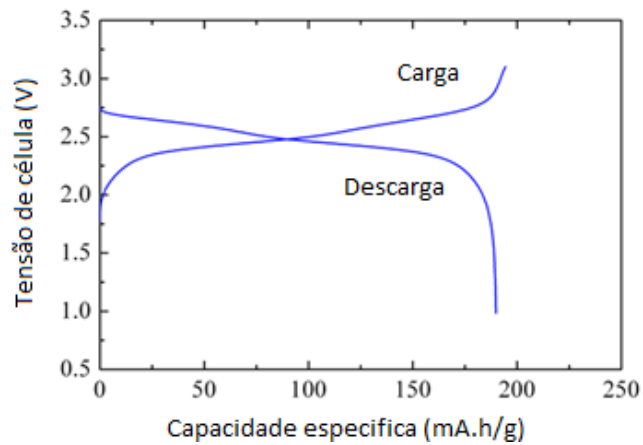


Figura 2.8: Curva de carga e descarga de uma bateria [17]

Existem vários tipos de baterias recarregáveis, algumas ainda em fase de projeto, mas aquelas que são mais utilizadas são:

- Prata Zinco (AgZn)
- Iões-de-Lítio
- Níquel Cádmio (NiCd)
- Níquel-Metal Hidreto (NiMH)
- Chumbo Ácido (Pb-Ácido)

### 2.1.5. Conversor DC-AC / Inversor

Os conversores DC-AC, são usualmente denominados de inversores, pela propriedade de converter uma tensão contínua de entrada numa tensão alternada na saída, com a amplitude e frequência desejadas. São divididos em dois grupos os  $VSI$ 's<sup>3</sup> ou  $CSI$ 's<sup>4</sup> [20].

Com estes conversores pode-se obter uma tensão ou uma frequência fixa ou variáveis. Estas grandezas podem ser obtidas através da variação da amplitude da tensão contínua que é aplicada à entrada, mantendo o ganho constante do inversor. Quando se tem à entrada uma tensão fixa e não controlável, pode-se variar a tensão de saída, variando o ganho do inversor. Normalmente consiste em alterar o controlo do sinal de modulação por largura de impulso,  $PWM$ <sup>5</sup>. O ganho estático do conversor DC/AC obtém-se da mesma forma que os conversores DC/DC, que consiste na relação entre a tensão de saída com a tensão de entrada. Em suma, esta técnica de modulação consiste na comparação de dois sinais de tensão em que

<sup>3</sup> Voltage source Inverter

<sup>4</sup> Current-source inverters

<sup>5</sup> Pulse with modulation

um é contínuo ou de frequência baixa, e outro de frequência mais elevada, obtendo-se assim um sinal pulsado, de frequência fixa e de largura variável.

Para se perceber o princípio de funcionamento destes conversores é necessário compreender os vários sinais intervenientes (sinal da onda de referência, sinal da onda modeladora) e os equipamentos que geram esses sinais (modelador do sinal *PWM*, geração de sinal complementar) [21]. O sinal da onda de referência é necessário para se obter à saída do conversor a forma de onda desejada, por exemplo a forma de onda de tensão da rede elétrica, para posteriormente se poder injetar nesta. O sinal da onda modeladora é utilizado para impor a frequência de comutação dos interruptores (semicondutores controlados). Esta onda possui uma frequência muito elevada em relação ao sinal de referência, (é da ordem das dezenas de kHz) e a forma mais usual é a onda triangular.

O modelador do sinal de *PWM*, é criado à custa de um comparador, que faz a comparação do sinal de referência com o sinal da modeladora. Largura de impulso à saída do comparador, usualmente denominada de *duty-cycle* varia com a amplitude do sinal de referência, isto é, com o aumento deste sinal o *duty-cycle* à saída vai diminuir, dando origem assim ao sinal de *PWM* desejado. As Figura 2.9 e Figura 2.10 demonstram esse modulador de sinal bem como as ondas de entrada e de saída.

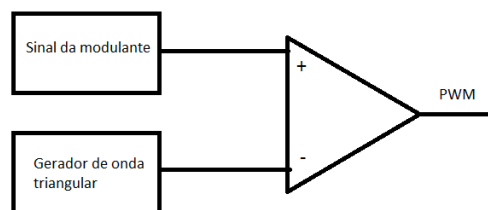


Figura 2.9: Geração de sinal *PWM* [22].

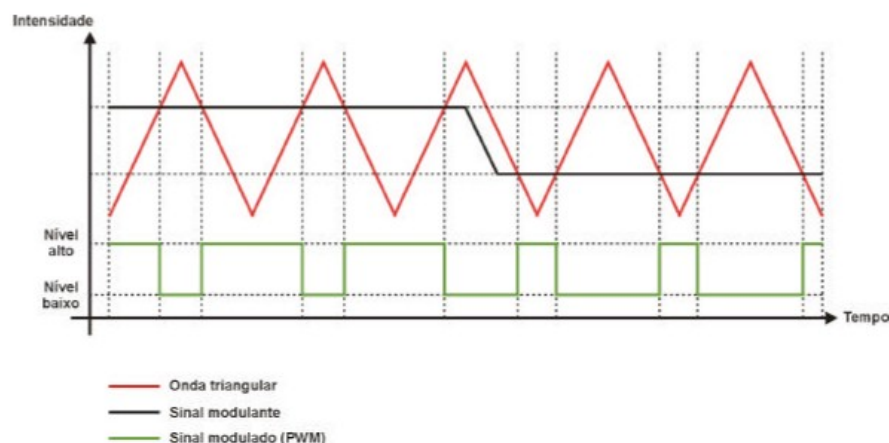


Figura 2.10: Comparação para obtenção do sinal *PWM* [22].

Quando estes conversores utilizam mais do que um interruptor no mesmo braço é necessário garantir que eles não entrem à condução ao mesmo tempo, fazendo um curto-

circuito à fonte, para tal utiliza-se um gerador de sinal complementar. Este sistema basicamente utiliza o sinal *PWM* proveniente do comparador, que é injetado num dos interruptores e inverte-o, acionando o outro interruptor. Este procedimento pode ser conseguido através da utilização de uma porta lógica *NOT*. Com este sinal garante-se que os sinais injetados nos interruptores são inversos, garantindo que os mesmos nunca entram à condução ao mesmo tempo. A Figura 2.11 exemplifica o sistema e repare-se que quando  $Q_1$  conduz,  $Q_2$  está ao corte (não conduz) e quando  $Q_1$  está ao corte, deve ser  $Q_2$  a conduzir.

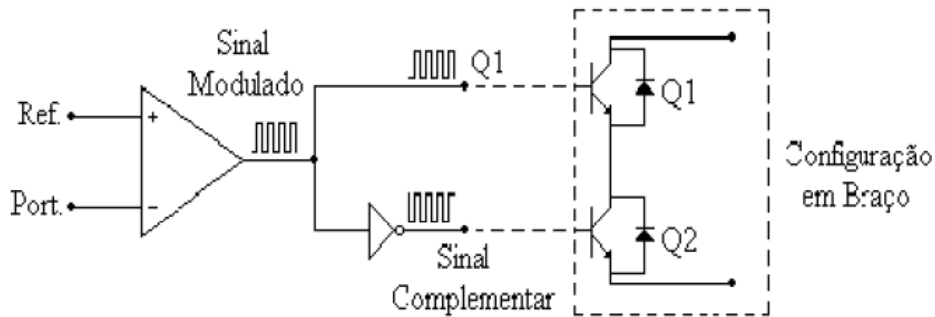


Figura 2.11: Sinal complementar de controlo.

Um dos esquemas mais comuns dos inversores é o Inversor *VSI* de onda completa. Esta configuração utiliza 5 estados possíveis em que se podem encontrar os interruptores. Este conversor é representado na Figura 2.12 e são identificados os estados na Tabela 2.1:

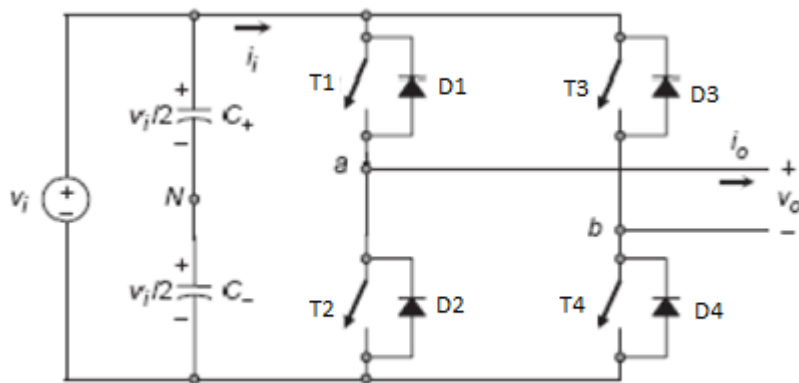


Figura 2.12: Inversor *VSI* de onda completa, monofásico [22].

Tabela 2.1: Estado dos interruptores do Inversor *VSI* de onda completa, monofásico [22]

Nº Estado	Estado	$V_o$	Equipamentos à condução
1	T <sub>1</sub> e T <sub>4</sub> à condução T <sub>2</sub> e T <sub>3</sub> ao corte	$V_i$	T <sub>1</sub> e T <sub>4</sub> se $i_o > 0$ D <sub>1</sub> e D <sub>4</sub> se $i_o < 0$
2	T <sub>2</sub> e T <sub>3</sub> à condução T <sub>1</sub> e T <sub>4</sub> ao corte	$-V_i$	T <sub>2</sub> e T <sub>3</sub> se $i_o > 0$ D <sub>2</sub> e D <sub>3</sub> se $i_o < 0$

3	T <sub>1</sub> e T <sub>3</sub> à condução T <sub>2</sub> e T <sub>4</sub> ao corte	0	T <sub>1</sub> e T <sub>3</sub> se i <sub>o</sub> >0 D <sub>1</sub> e D <sub>3</sub> se i <sub>o</sub> <0
4	T <sub>2</sub> e T <sub>4</sub> à condução T <sub>1</sub> e T <sub>3</sub> ao corte	0	T <sub>2</sub> e T <sub>4</sub> se i <sub>o</sub> >0 D <sub>2</sub> e D <sub>4</sub> se i <sub>o</sub> <0
5	T <sub>1</sub> , T <sub>2</sub> , T <sub>3</sub> e T <sub>4</sub> ao corte	V <sub>i</sub>	D <sub>2</sub> e D <sub>3</sub> se i <sub>o</sub> >0
		V <sub>i</sub>	D <sub>1</sub> e D <sub>4</sub> se i <sub>o</sub> <0

No caso da onda de referência ser uma onda sinusoidal (situação mais frequente), esta técnica designa-se de *SPWM* (*Sinusoidal PWM*). Nesta situação, o índice de modelação de amplitude,  $m_a$ , é definido pela expressão (2.8):

$$m_a = \frac{V_{cref}}{V_{\Delta}} \quad (2.8)$$

Onde:

$m_a$  – Índice de modulação

$V_{cref}$  – Amplitude da onda de referência

$V_{\Delta}$  – Amplitude da onda modeladora

Do mesmo modo, o índice de modelação da frequência é dado pela expressão (2.9):

$$m_f = \frac{f_{\Delta}}{f_c} \quad (2.9)$$

Onde:

$m_f$  – índice de modulação de frequência;

$f_c$  – Frequência da onda de referência;

$f_{\Delta}$  – Frequência da onda modeladora.

A onda de saída de tensão  $V_0$  para esta configuração é dada pela expressão (2.10):

$$V_0 = V_i \cdot m_a \quad (2.10)$$

A combinação dos conversores DC/AC com um sistema de baterias, permite obter através da tensão contínua disponível, a tensão AC necessária para se ligar os equipamentos que só funcionam com este tipo de tensão. Estes conversores são utilizados quando na proximidade não existe rede elétrica.

## 2.2. Modelização dos equipamentos do sistema

### 2.2.1. Modelização da turbina

A turbina tem como finalidade converter a energia cinética do vento em energia mecânica, através das pás da turbina. A potência aproveitada do vento, está associada à energia cinética do vento ao atravessar uma determinada superfície  $S$  e pode ser expressa em (2.11), [23].

$$P_{vento} = \frac{1}{2} \times \rho \times S \times V_{vento}^3 \quad (2.11)$$

Onde:

$P_{vento}$  – Potência contida no vento (W)

$\rho$  – Densidade do ar (1290g/m<sup>3</sup>)

$S$  – Área das pás (m<sup>2</sup>)

$V_{vento}$  – Velocidade do vento (m/s)

Existe uma relação entre a potência eólica disponível ( $P_{vento}$ ) e a potência extraída pelas pás ( $P_{mecânica}$ ) chamada coeficiente de potência ( $C_p$ ). O coeficiente de potência é então dado pela expressão (2.12):

$$C_p = \frac{P_{mecânica}}{P_{vento}} = \frac{P_{mecânica}}{\frac{1}{2} \times \rho \times A \times V_{vento}^3} \quad (2.12)$$

A potência mecânica extraída do vento e entregue ao eixo de uma turbina pode ser expressa em (2.13), [24]:

$$P_{mecânica} = \frac{1}{2} \times \rho \times A \times C_p(\lambda, \beta) \times V_{vento}^3 \quad (2.13)$$

Onde:

$P_{mecânica}$  – potência mecânica produzida pela turbina (W)

$A_p$  – área ocupada pelo varrimento das pás (m<sup>2</sup>)

$C_p$  – coeficiente de potência

$\lambda$  – razão entre a velocidade da ponta da pá e a velocidade do vento

$\beta$  – ângulo das pás em relação ao vento (°)

O valor de  $C_p$  tem um valor máximo teórico, visto não se conseguir extrair toda a potência proveniente do vento. Segundo pesquisas do físico alemão Albert Betz, a potência máxima teórica que é possível extrair de uma turbina eólica ocorre quando o vento, ao deixar as pás, apresenta aproximadamente um terço da velocidade que tinha antes de tocá-las. O

coeficiente de potência máximo, designado por coeficiente de *Betz*, apresenta então um valor de 0,593 (59,3%) [25].

As turbinas utilizam um número diferente de pás, dependendo da finalidade que se tem em vista. A razão entre a velocidade da ponta da pá e a velocidade do vento,  $\lambda$ , é determinada em (2.14) [24]:

$$\lambda = \frac{\omega_T \times R}{V_{vento}} \quad (2.14)$$

Onde:

$\omega_T$  – velocidade angular da turbina (rad/s)

$R$  – raio da turbina (m)

Como já foi ilustrado na Figura 2.4, para cada tipologia de turbina existente, existe um coeficiente de potência característico que varia em função do  $\lambda$ . Para cada uma das tipologias existe um coeficiente de potência ótimo, que simboliza o ponto de eficiência máxima que se pode retirar de cada turbina. O coeficiente de potência da turbina vai depender doutros parâmetros, sendo estes o ângulo de passo da turbina,  $\beta$ , e da razão de velocidade de ponta de pá,  $\lambda$ . O coeficiente de potência e o  $\lambda_i$  (razão inversa da velocidade de ponta das pás) podem ser expressos em (2.15) e (2.16) [26]:

$$C_p(\lambda, \beta) = C_1 \left( \frac{C_2}{\lambda_i} - C_3\beta - C_4 \right) e^{-\frac{C_5}{\lambda_i}} \quad (2.15)$$

$$\frac{1}{\lambda_i} = \frac{1}{\lambda + C_6\beta} - \frac{C_7}{\beta^3 + 1} \quad (2.16)$$

Na Tabela 2.2 são apresentados valores para as constantes de  $C_1$  a  $C_7$ , extraídos em [26] para sistemas a velocidade constante, visando alcançar uma melhor correspondência com os dados fornecidos por fabricantes de turbinas, minimizando a diferença entre as curvas fornecidas nos manuais e a curvas obtidas experimentalmente.

Tabela 2.2: Valor das constantes para aproximação das curvas de potência [26]

	$C_1$	$C_2$	$C_3$	$C_4$	$C_5$	$C_6$	$C_7$
<b>Valor</b>	0,22	16	0,4	5	12,5	0,08	0,035

Quando se sabe a velocidade angular do conjunto turbina/rotor do gerador,  $\omega_m$ , e a potência mecânica do mesmo, pode-se calcular o binário usando a expressão (2.17) [27]:

$$T_m = \frac{P_m}{\omega_m} \quad (2.17)$$

## 2.2.2. Modelização do gerador síncrono de magnetos permanentes

A turbina eólica aciona um gerador síncrono de magnetos permanentes cuja tensão à saída dos seus terminais pode ser expressa como em (2.18) sob a forma matricial, [28]:

$$[V_{abc}] = -[R_{abc}] \times [i_{abc}] + \frac{d}{dt} [\lambda_{abc}] \quad (2.18)$$

Através da representação matricial, as tensões do gerador síncrono de magnetos permanentes, são expressas por (2.19):

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

Onde:

$v_a, v_b, v_c$  – tensões das fases;

$i_a, i_b, i_c$  – correntes das fases;

$\lambda_a, \lambda_b, \lambda_c$  – fluxos das bobinas das fases;

$R_a=R_b=R_c=R$  – resistência do enrolamento do estator por fase (considerando as resistências iguais).

Assumindo que o gerador está equilibrado, ou seja, não existem correntes no neutro e também que não existem harmónicas, pode-se desprezar a componente homopolar. Aplicando a transformação de *Park*, a expressão (2.18) pode ser reescrita, no referencial do rotor, nas equações (2.20), (2.21) e (2.22), [28]:

$$V_q = - \left( R + \frac{d}{dt} L_q \right) \times i_q - \omega_r \times L_d \times i_d + \omega_r \times \lambda_m \quad (2.20)$$

$$V_d = \left( R + \frac{d}{dt} L_d \right) \times i_d - \omega_r \times L_q \times i_q \quad (2.21)$$

$$V_o = 0 \quad (2.22)$$

Onde:

$V_d$  – tensão segundo eixo direto;

$V_q$  – tensão segundo eixo em quadratura;

$L_d$  – indutância segundo eixo direto;

$L_q$  – indutância segundo eixo em quadratura;

$i_d$  – corrente segundo eixo direto;

$i_q$  – corrente segundo eixo em quadratura;

$\lambda_m$  – amplitude dos fluxos de ligação estabelecidos pelos magnetos permanentes vistos pelos enrolamentos das fases do estator.

Uma vez que o rotor contém apenas magnetos, pode-se assumir que  $V_d=0V$ , podendo-se simplificar a expressão (2.21), em ordem a  $i_d$  obtém-se a expressão (2.23):

$$i_d = \frac{\omega_r \times L_q \times i_q}{R + \frac{d}{dt} L_d} \quad (2.23)$$

A expressão para o binário eletromagnético desenvolvido no rotor pode ser escrito através da expressão (2.24), como [28]:

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right) \times \left(\frac{P}{2}\right) \times [(L_d - L_q) \times i_q \times i_d - \lambda_m \times i_q] \quad (2.24)$$

Onde:

$P$  – número de pólos do gerador síncrono de magnetos permanentes;

A relação entre a velocidade angular do rotor do gerador  $\omega_r$ , e a velocidade mecânica angular do rotor  $\omega_m$ , pode ser expressa pela expressão (2.25):

$$\omega_r = \frac{P}{2} \times \omega_m \quad (2.25)$$

A velocidade de rotação do rotor e o binário de entrada da máquina podem ser relacionados pela equação mecânica:

$$T_I = J \times \left(\frac{2}{P}\right) \times \frac{d}{dt} \omega_r + T_e \quad (2.26)$$

Onde:

$T_I$  – binário mecânico aplicado ao rotor.

$T_e$  – binário eletromagnético desenvolvido no rotor.

$J$  – momento de inércia da máquina.

As equações se estiverem solidárias com o rotor, podem ser reescritas pelas expressões (2.27) e (2.28):

$$V_q = V_s \quad (2.27)$$

$$V_d = 0 \quad (2.28)$$

Onde:

$V_s$  – amplitude da tensão do estator;

$\theta_r$  – ângulo de defasamento entre os campos magnéticos do estator e do rotor

Na grande maioria das máquinas síncronas de magnetos permanentes pode-se assumir que  $L_q=L_d=L$ , [28]. Segundo esta suposição, substituindo as expressões (2.33) e (2.27) em (2.20), a equação da tensão no eixo em quadratura pode ser descrita por (2.29):

$$V_q = - \left[ \frac{\left(R + \frac{d}{dt} \times L\right)^2 + \omega_r^2 \times L^2}{R + \frac{d}{dt} \times L} \right] \times i_q + \omega_r \times \lambda_m \quad (2.29)$$

Se  $\omega_r^2 \times L^2$  for desprezado então a expressão (2.29) torna-se linear. Esta aproximação para ser válida tem que se garantir que  $V_q$ ,  $\omega_r$  e  $T_e$  são iguais ou superiores a zero. Com  $\omega_r^2 \times L^2$  desprezados e  $L_q=L_d=L$  e substituindo a expressão (2.27) em (2.20), obtém-se a expressão (2.30):

$$V_s = - \left( R + \frac{d}{dt} \times L \right) \times i_q + \omega_r \times \lambda_m \quad (2.30)$$

Supõe-se que as tensões à saída do estator do gerador são sinusoidais, portanto podem ser descritas em (2.31), (2.32) e (2.33):

$$V_a = V_s \times \cos \theta_r \quad (2.31)$$

$$V_b = V_s \times \cos \left( \theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) \quad (2.32)$$

$$V_c = V_s \times \cos \left( \theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) \quad (2.33)$$

### 2.2.3. Modelização das massas girantes da turbina acoplada ao gerador elétrico

Para se modelizar o binário interveniente na produção de energia elétrica num aerogerador, é necessário estudar as massas girantes da turbina e do gerador e de como elas são acopladas. O método utilizado foi o acoplamento direto ou *direct drive*, em que a turbina eólica é acoplada diretamente ao eixo do gerador. Usualmente representa-se o modelo das massas girantes de um sistema eólico, por duas massas e respetivos momentos de inércia. Visto o modelo a ser estudado ser de pequeno porte pode-se simplificar o modelo da dinâmica das massas girantes, considerando-se que o eixo é completamente rígido e por sua vez a velocidade da turbina é igual à velocidade do eixo do gerador, podendo-se obter a expressão (2.34) [29]:

$$\omega_T = \omega_G \quad (2.34)$$

Onde:

$\omega_G$  – velocidade angular do gerador (rad/s)

O modelo simplificado neste caso pode ser representado com apenas uma massa e inércia equivalentes como mostra a Figura 2.13.

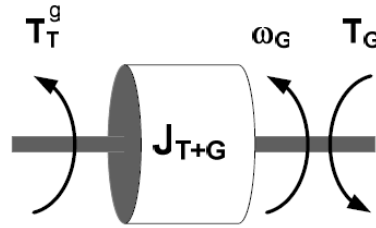


Figura 2.13: Modelo simplificado da dinâmica de uma turbina acoplada a um gerador

Onde:

$T_T^G$  – binário fornecido pela turbina do ponto de vista do gerador

$J_{T+G}$  – inércia do conjunto turbina mais gerador

$\omega_G$  – velocidade angular do gerador

$T_G$  – binário resistente do gerador.

Para se modelizar um sistema de massas girantes usualmente colocam-se todas as variáveis do sistema num mesmo referencial de binário e de velocidade. Neste caso será indiferente visto se tratar de um acoplamento direto em que o binário e a velocidade são iguais tanto na turbina como no gerador, devido ao eixo de ligação ser rígido e sem amortecimento. Devido a esta ressalva pode-se chegar às expressões (2.35), (2.36), (2.37).

$$T_T^G = T_T \quad (2.35)$$

$$\omega_G = \omega_T \quad (2.36)$$

$$J_{T+G} = J_G + J_T \quad (2.37)$$

Através das expressões (2.35), (2.36), (2.37) pode-se chegar a uma que relaciona a velocidade com o binário e a inércia, expressão (2.38), através da qual foi realizado o modelo em *MatLab Simulink*, para simulação.

$$\frac{d\omega_G}{dt} = \frac{T_T^G - T_G}{J_{T+G}} \quad (2.38)$$

#### 2.2.4. Modelização da bateria

Para se conseguir realizar o modelo de uma bateria eletroquímica em termos elétricos é necessário usar uma fonte de tensão contínua controlada e uma resistência constante ao longo do tempo, como mostra a Figura 2.14.

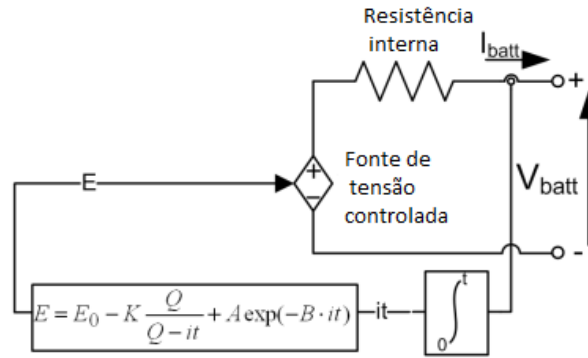


Figura 2.14: Modelo de bateria não linear [30].

Este modelo vai assumir as mesmas características de ciclo de carga como de descarga. Para se calcular a tensão proveniente da fonte em circuito aberto é utilizada uma equação não linear baseada no atual estado de carga (SOC) da bateria. A fonte de tensão controlada ( $E$ ) é descrita pela expressão (2.39) e o valor da tensão da bateria ( $V_{bat}$ ) pela expressão (2.40), [30]:

$$E = E_0 - K \times \frac{Q}{Q - \int_0^t idt} + A \times \exp(-B \times \int_0^t idt) \quad (2.39)$$

$$V_{bat} = E - R \times i \quad (2.40)$$

Onde:

- $E$  – tensão em circuito aberto (V);
- $E_0$  – tensão constante da bateria (V);
- $K$  – tensão de polarização (V);
- $Q$  – capacidade da bateria (Ah);
- $\int_0^t idt$  – estado atual da bateria (Ah);
- $A$  – zona exponencial da amplitude (V);
- $B$  – zona inversa exponencial de tempo constante (Ah)<sup>-1</sup>;
- $V_{bat}$  – tensão da bateria (V);
- $R$  – resistência interna da bateria ( $\Omega$ );
- $i$  – corrente da bateria (A).

O modelo de base original é descrito em (2.41).

$$E = E_0 - K \times \frac{Q}{Q - \int_0^t idt} \times i \quad (2.41)$$

A expressão (2.41) representa a tensão não linear que vai variar consoante a amplitude de corrente e o estado de carga da bateria. Portanto quando a bateria está

praticamente descarregada e não existe corrente a ser injetada na bateria, a tensão nesta é aproximadamente igual a  $E_0$ . Se a corrente não voltar a ser injetada novamente num curto espaço de tempo, a tensão aos terminais da bateria cai abruptamente.

O modelo proposto na expressão (2.39), representa a tensão não linear que depende única e exclusivamente do estado de carga da bateria. Isto quer dizer que quando a bateria está quase completamente descarregada e não se está a injetar corrente, a tensão vai baixar até aproximadamente 0V. O modelo proposto é baseado em pressupostos específicos e tem algumas limitações, [31]. Sendo esses pressupostos:

- A resistência interna deverá ser constante durante os ciclos de carga e descarga e não varia com a amplitude da corrente;
- Os parâmetros do modelo são deduzidos a partir das características de descarga e assumido como sendo as mesmas para o carregamento;
- A capacidade da bateria não se altera com a amplitude da corrente (sem efeito *Peukert*).
- A temperatura não afeta o comportamento do modelo.
- A auto-descarga da bateria não está representada.
- A bateria não tem efeito memória.

As limitações são:

- A tensão mínima da bateria sem carga é de 0 V e a tensão da bateria não é limitada.
- A capacidade mínima da bateria é de 0 Ah e a capacidade máxima não é limitada.

Portanto, o *SOC* máxima pode ser superior a 100%, se a bateria está sobrecarregada.

A resistência interna é muito importante, a fim de representar adequadamente o abaixamento da tensão causada por uma variação de corrente na bateria. A impedância interna é geralmente especificada pelo fabricante na folha de dados.

## 2.3. Simulação do sistema proposto

### 2.3.1. Simulação da turbina

A implementação em *Matlab Simulink* das expressões (2.13), (2.14), (2.15) e (2.16) resultaram no modelo apresentado na Figura 9.1 que se encontra em anexo.

Através deste modelo obtêm-se a potência mecânica que se pode retirar de uma turbina consoante as características de construção que consideremos, tais como, o ângulo de passo e o raio da turbina, bem como as características do meio onde esta for inserida, como por exemplo, a velocidade do vento e a humidade relativa do ar. Com este modelo pode-se calcular o binário mecânico que é aplicado no rotor do gerador através da expressão (2.17).

Podem-se obter vários gráficos representativos da potência que se consegue absorver de uma turbina eólica em função da velocidade de rotação da mesma. Estes gráficos vão se alterar consoante os valores da velocidade do vento, do ângulo de passo e do raio das pás da turbina. Na Figura 2.15, está representado a expressão (2.13) e para um raio constante de 2,2m e um ângulo de passo de 0°, observa-se que a potência aumenta exponencialmente com o aumento da velocidade do vento.

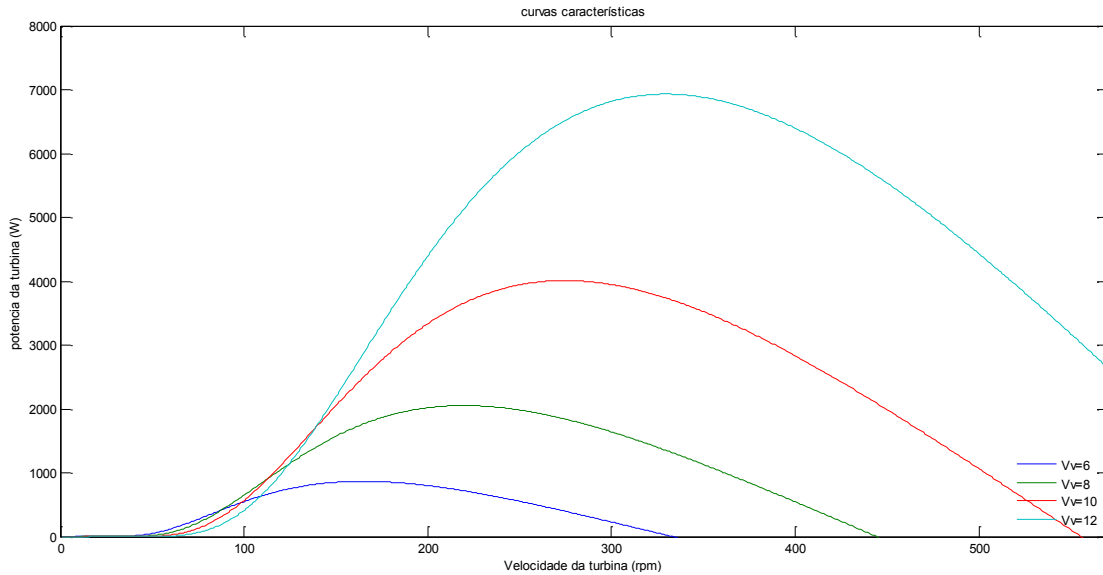


Figura 2.15: Curvas características de uma turbina para várias velocidades de vento.

Na Figura 2.16, para um ângulo de passo de 0° e uma velocidade do vento de 6m/s, observa-se que existe um aumento da potência consoante o raio da turbina seja maior. Para além disso nota-se que com o aumento do raio da turbina, consegue-se obter a potência máxima a valores inferiores de velocidade de rotação da mesma.

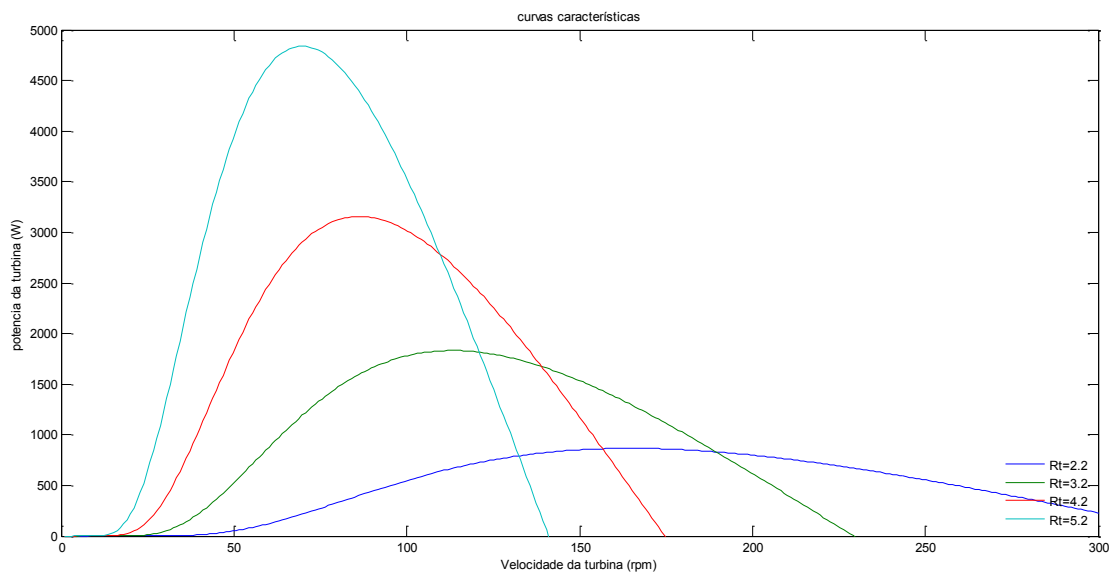


Figura 2.16: Curvas características de uma turbina para vários raios.

### 2.3.2. Simulação do gerador síncrono de magnetos permanentes

Foi feita a implementação em *Matlab Simulink* das expressões enumeradas no capítulo 2.2.2 para obtenção da tensão à saída do gerador consoante o binário que fosse imposto pela turbina. Nesta simulação também foi utilizado o modelo das massas girantes e da turbina, isto é, o gerador vai produzir consoante o valor de binário imposto pela turbina demorando a atuar consoante a inércia de ambos. Este modelo é demonstrado em anexo na Figura 9.2. A Figura 2.17 demonstra o valor da velocidade desde o arranque da turbina até ao final do tempo de simulação, para uma velocidade do vento constante de 4m/s.

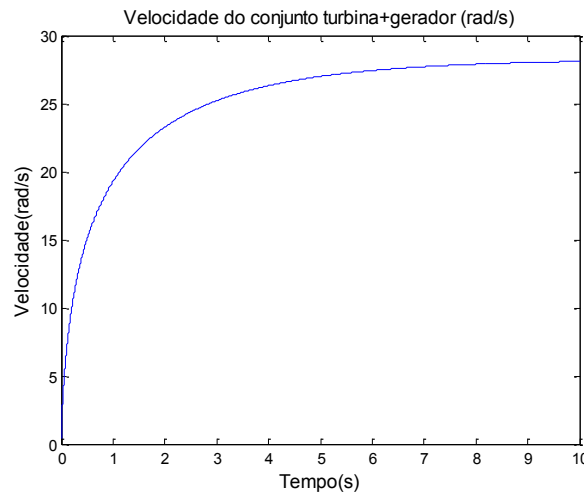


Figura 2.17: Velocidade de rotação da turbina (rad/s).

A Figura 2.18 demonstra a tensão trifásica à saída do gerador quando aplicada uma velocidade do vento constante de 4m/s.

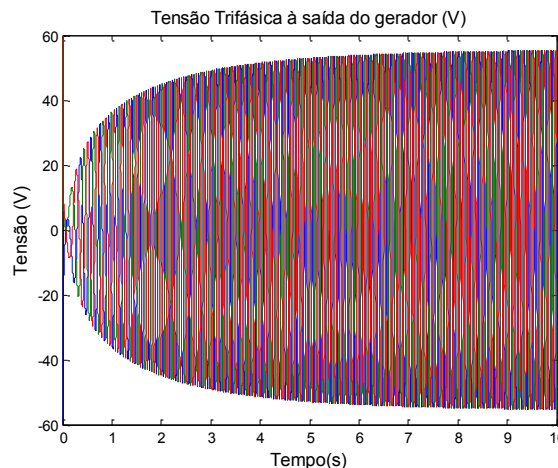


Figura 2.18: Tensão trifásica de saída do gerador síncrono de magnetos permanentes (V).

. Como se pode observar na Figura 2.18 a tensão à saída do gerador acompanha o valor da velocidade do conjunto, como seria de esperar.

A Figura 2.19 demonstra uma ampliação da tensão à saída do gerador. A uma velocidade de 4m/s o gerador consegue produzir uma tensão máxima de aproximadamente 55V, com uma forma de onda sinusoidal, sendo as tensões de fase desfasadas de 120° entre si.

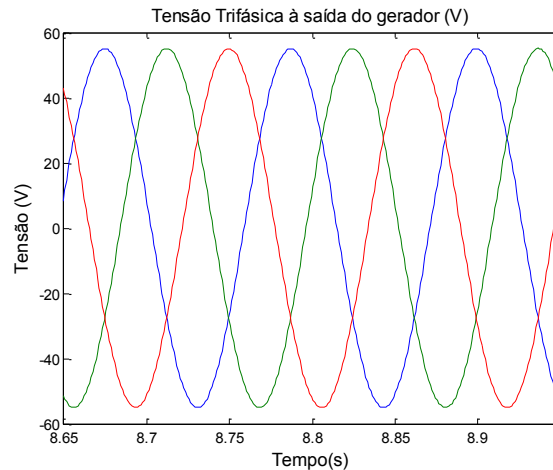


Figura 2.19: Ampliação no tempo da tensão trifásica de saída do gerador (V).

Na Figura 2.20 demonstra-se a evolução da tensão trifásica de saída do gerador quando sofre uma variação do vento de 4m/s para 8m/s. Esta variação foi feita através de um escalão de velocidade do vento.

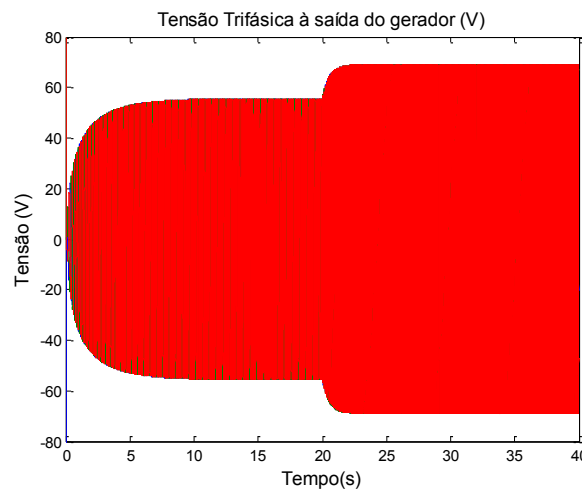


Figura 2.20: Tensão trifásica de saída do gerador quando existe uma variação repentina da velocidade (V).

A Figura 2.21 demonstra o valor da velocidade desde o arranque da turbina até ao final do tempo de simulação, tendo aos 20s sofrido um aumento brusco, quando foi aplicado um escalão dos 4m/s para 8m/s. Como se pode observar na Figura 2.20 a tensão à saída do gerador acompanha o valor da velocidade do conjunto, como seria de esperar.

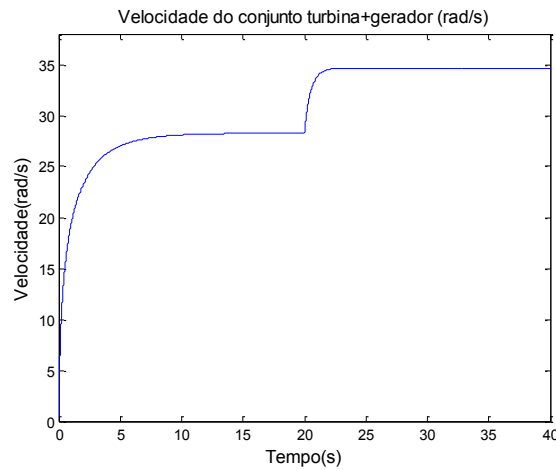


Figura 2.21: Velocidade de rotação da turbina quando sofre uma variação de velocidade do vento (rad/s).

Outro aspeto também de salientar é a variação da frequência que aumenta com a velocidade de rotação da turbina, como se pode constatar na Figura 2.22. A 4m/s a frequência obtida é de aproximadamente 9,1Hz e a 8m/s é de 11,1Hz.

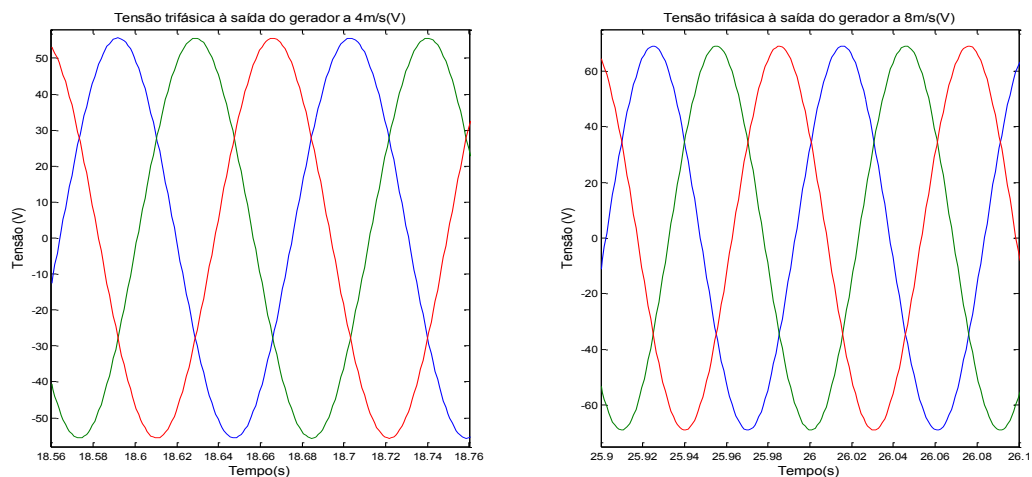


Figura 2.22: Tensão de saída do gerador a várias velocidades de vento.

### 2.3.3. Simulação da bateria genérica

Realizou-se a implementação em *Matlab Simulink* das expressões (2.39) para simulação da força eletromotriz exercida pela bateria, (2.40) para cálculo da sua tensão à saída e (2.7) para cálculo do estado de carregamento da mesma (*SOC*). As expressões resultaram no modelo apresentado na Figura 9.3 que se encontra em anexo.

Através deste modelo consegue-se obter a tensão à saída da bateria consoante o estado de carregamento da mesma (*SOC*). O modelo é bidirecional, ou seja, o *SOC* da bateria varia consoante esta se descarrega ou carrega. O modelo é uma aproximação à realidade pois existem vários parâmetros que não foram considerados, tais como a temperatura ambiente, a temperatura da bateria quando esta está a ser carregada ou descarregada, as características

químicas intrínsecas a cada tipo de armazenamento eletroquímico, efeito de memória, etc. Neste caso só se teve em atenção as características elétricas da bateria. Os parâmetros utilizados na simulação da bateria em estudo são apresentados na Tabela 2.3 e foram retirados diretamente do modelo em *MatLab Simulink* de uma bateria de 12V e 17Ah, semelhante àquelas que foram utilizadas na parte experimental do trabalho em estudo.

Tabela 2.3: Parâmetros utilizados na simulação da bateria.

Tipo Parâmetros	Chumbo-Ácido 12V 17Ah
$E_0$ (V)	12,645
$R$ ( $\Omega$ )	0,017647
$K$ (V)	0,33
$A$ (V)	0,66
$B$ (Ah) <sup>-1</sup>	220,5882

Na Figura 9.4 em anexo está representado o modelo utilizado no processo de fornecimento de energia de uma bateria para uma carga. Para este trabalho utilizou-se quatro baterias associadas em série para se poder obter uma tensão de 48V e se aumentar a capacidade para 68Ah. Na Figura 9.7 em anexo está representado o modelo utilizado no carregamento das quatro baterias para uma carga resistiva. Na primeira simulação considerou-se que as baterias estavam completamente carregadas, ou seja, o *SOC* de cada uma delas está a 100%, sendo conectadas a uma carga resistiva de 1 $\Omega$  e registaram-se os resultados, como se pode observar na Figura 2.23 (à esquerda). A segunda simulação foi executada com os mesmos parâmetros da primeira, aplicando só uma fonte de tensão à saída. A fonte de tensão é 56V para se garantir que o trânsito de energia é no sentido da bateria e não o revés. Nesta simulação considerou-se que o *SOC* da bateria estava a 10%, ou seja, parcialmente descarregada e que existe uma resistência em série de 1 $\Omega$  para limitação da corrente. Na Figura 9.6 em anexo está representado o modelo utilizado e na Figura 2.23 (à direita) são demonstrados os resultados da quarta simulação.

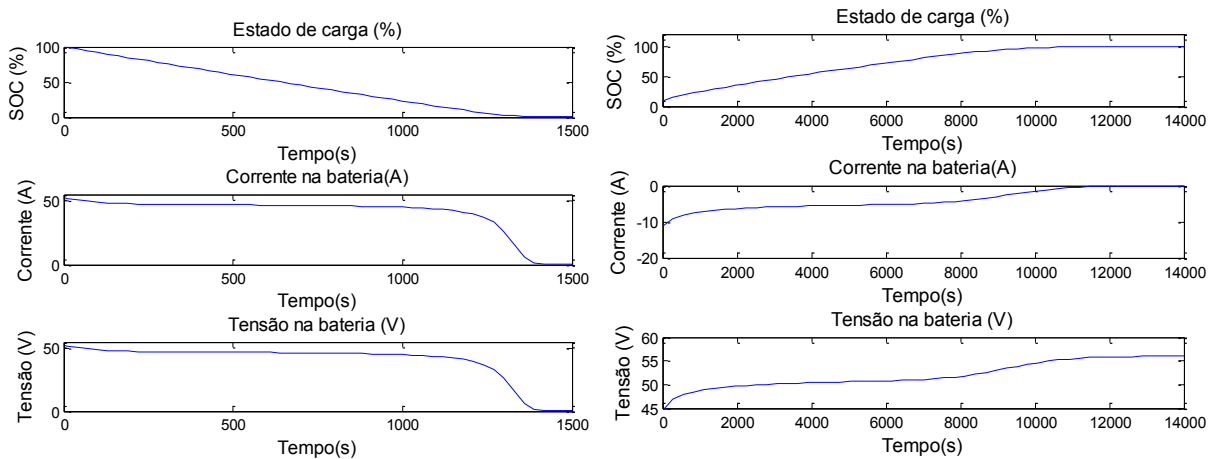


Figura 2.23: Curvas de descarga (esquerda) e carga (direita) de quatro baterias ligadas em série sendo cada uma de 12V e 17Ah.

Observando a Figura 2.23 (à esquerda) verifica-se que esta associação de baterias demorou cerca de 23 minutos (1350s) a descarregar a uma corrente aproximadamente constante de 48A, o que é de esperar para um armazenador com as características utilizadas na simulação. Após observação da Figura 2.23 (à direita), verificou-se que as baterias demoraram cerca de 3,5h (11000s) a se carregar a uma corrente aproximadamente constante de 5A, o que é de esperar para um armazenador com as características utilizadas na simulação.

## 2.4. Simulação do sistema eólico isolado da rede

Os sistemas de pequeno porte isolados da rede, para armazenamento de energia são constituídos por uma turbina eólica, por um gerador síncrono de magnetos permanentes, um retificador de energia e um banco de baterias.

O modelo aqui simulado foi construído à custa dos modelos já desenvolvidos nos subcapítulos anteriores. O modelo em *MatLab Simulink* é apresentada em anexo na Figura 9.8. Considerou-se que inicialmente todo o conjunto se encontrava em repouso, isto é, a velocidade da turbina era nula. Como tal o binário a ser injetado no rotor do gerador também será nulo. A Figura 2.24 é só uma ampliação de todas as grandezas do sistema, por forma a conseguir-se visualizar-se melhor os valores obtidos até agora.

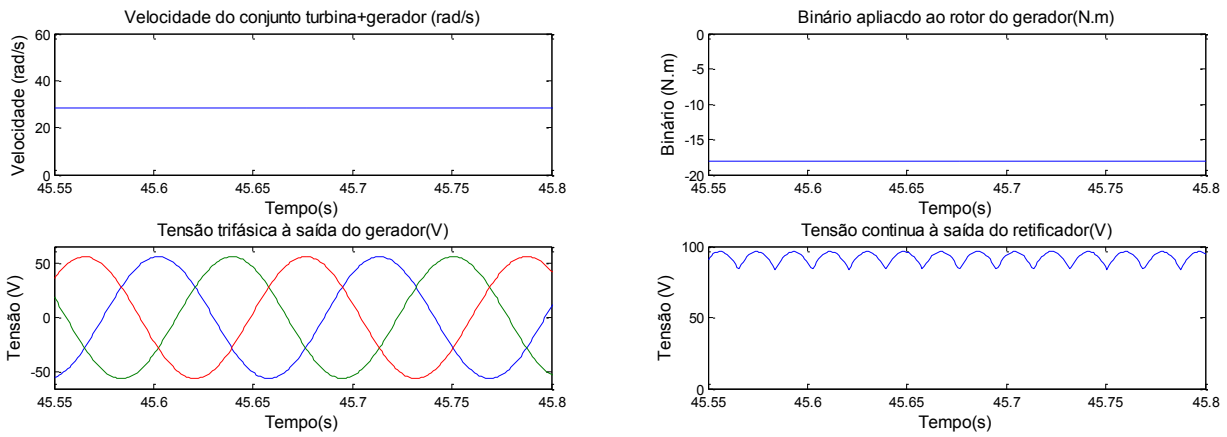


Figura 2.24: Ampliação das grandezas velocidade, binário, tensão trifásica, tensão DC e SOC do sistema eólico.

Entretanto aplicou-se uma velocidade de vento de 4m/s e nesse instante a turbina começa a girar até obter um valor de 28rad/s, ou seja a frequência de rotação de 4.5Hz. O binário da turbina, quando esta está a girar a 28rad/s é de -18N.m. A tensão trifásica máxima por fase é de 55V a uma frequência de 9Hz. A frequência é o dobro da turbina porque se considerou que a máquina teria 2 pares de pólos. A tensão máxima à saída do retificador é de 95V, uma vez que teria de ser  $\sqrt{3}$  vezes superior à tensão máxima de linha.

A Figura 2.25, demonstra o comportamento do sistema quando se é imposto uma velocidade de vento 3 vezes superior à que tinha anteriormente. Inicialmente a velocidade do vento é de 4m/s, sendo os valores das grandezas velocidade, binário tensão e SOC iguais à simulação anterior. A uma velocidade de 12m/s pode-se constatar que a velocidade carregamento das baterias (inclinação da rampa do SOC) é maior.

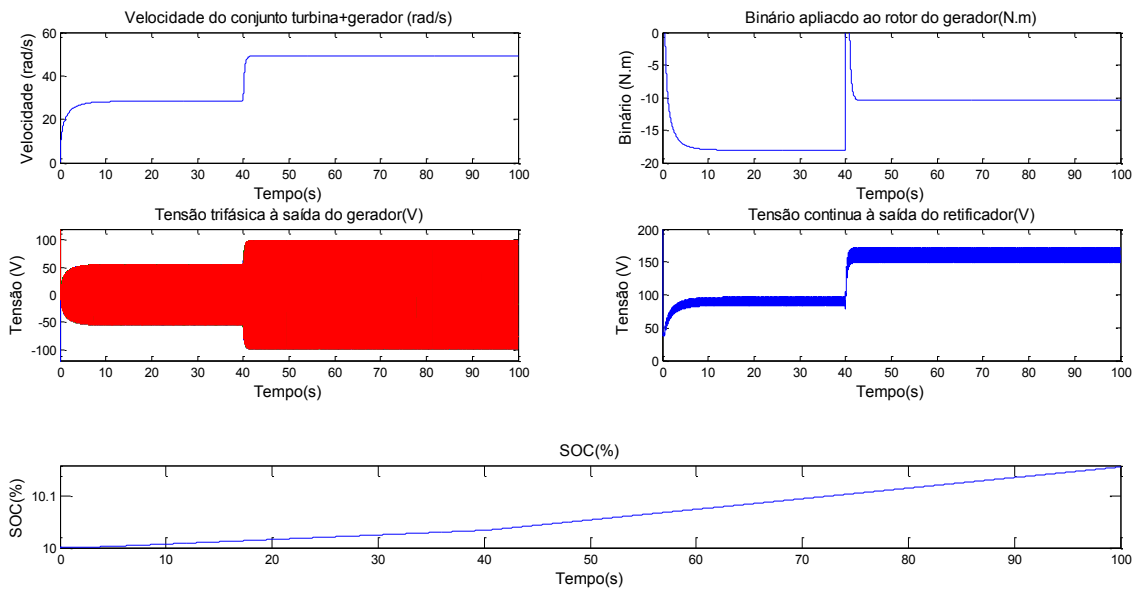


Figura 2.25: Comportamento do sistema a uma variação da velocidade do vento de 4m/s para 12m/s.

Pode-se observar nesta situação que o *SOC* da bateria aumenta de uma forma gradual, demonstrando que o sistema está a funcionar de uma forma coerente. Inicialmente o valor de *SOC* é de 10%, definido pelo utilizador, finalizando ao fim de 100s com um valor de 10,15%. Nota-se que uma variação na velocidade de carregamento sempre que existe um aumento na velocidade de rotação da turbina. Carregou muito pouco devido ao tempo de simulação ser relativamente baixo em relação ao tempo médio de carga.

## 2.5. Conclusões

Neste capítulo concluiu-se que existem vários sistemas de microgeração de energia eólica, sendo estes os isolados, os interligados com a rede e os mistos. Independentemente do tipo de sistema existem equipamentos que são mais comuns como por exemplo a turbina e o gerador.

Realizou-se um estudo das diversas turbinas existentes e concluiu-se que o binário produzido por cada uma delas varia consoante o número de pás. O binário vai aumentar também com o aumento da velocidade do vento, do raio das pás mas diminuiu-se com aumento do ângulo de passo.

Foi também realizado um estudo das várias tipologias de geradores que permitiu concluir-se que para a obtenção do máximo de energia de um sistema eólico aquele que melhor se enquadra com o trabalho em estudo é o síncrono de magnetos permanentes. Foi escolhido este tipo de gerador visto não necessitar de muita manutenção, em relação à potência que produz, não é muito pesado e tem rendimentos elevados. Além desta vantagem não necessita de uma corrente de magnetização do rotor.

Foram também estudados outros equipamentos usuais para serem utilizados em sistemas isolados de geração de energia, tais como o retificador, as baterias e os conversores DC/AC, estudando as suas características principais. No caso do retificador verificou-se que a tensão retificada tem um índice de pulsação seis vezes superior à frequência de entrada (da tensão alternada). Além deste aspeto a tensão retificada tem um valor que é  $\sqrt{3}$  vezes superior à tensão máxima de entrada.

Foi feito um breve estudo sobre armazenadores de energia. Aqueles que melhor se enquadram a este tipo de sistema são as baterias eletroquímicas, pois apresentam um volume reduzido em relação à capacidade de armazenamento de energia e na altura do investimento são também aquelas que apresentam um custo inferior. Concluiu-se que se consegue calcular com bastante precisão o estado de carga das baterias químicas (*SOC*).

Os conversores DC/AC são também importantes para estes sistemas, visto que a grande generalidade dos equipamentos elétricos funcionam com tensões alternadas. Foi feita uma explicação sucinta dos processos de conversão de uma tensão contínua em uma tensão alternada, podendo concluir-se que a grande generalidade utiliza a comparação de uma onda de referência com uma onda modeladora *PWM*, obtendo assim uma onda alternada à saída do conversor.

Após todo o estudo teórico realizou-se a modelização e posterior simulação dos componentes mais importantes deste trabalho, sendo eles a turbina, o gerador e as baterias. Simulou-se o comportamento individual de cada um destes elementos bem como a interligação dos mesmos. Esta interligação permitiu compreender o sistema isolado de geração de energia como um todo, sendo o principal alvo de estudo as alterações à produção de energia elétrica consoante as variações na velocidade do vento. Todo este capítulo é obtido com a finalidade de se simular um sistema isolado para posterior validação prática do mesmo.

## 3. Conversor DC/DC

### Resumo

Neste capítulo apresentou-se um estudo dos conversores DC/DC mais comuns de serem encontrados nos sistemas eólicos de pequeno porte. No âmbito do trabalho em estudo é necessário compreender bem o comportamento destes conversores para posteriormente se poder escolher o conversor que seja mais indicado para este sistema. Realizou-se um estudo inicial do princípio de funcionamento de um conversor DC/DC genérico e como ele se comporta consoante a variação de *duty-cycle*. Após um estudo inicial, procedeu-se a um estudo dos conversores existentes no mercado, para demonstrar o princípio de funcionamento e qual a finalidade dos mesmos, demonstrando, também, a razão pelo qual não se enquadram neste trabalho. No final escolheu-se o conversor a ser utilizado e explicou-se o porquê dessa decisão.

### 3.1. Introdução

Os conversores DC-DC são usualmente utilizados para fornecer uma tensão contínua, com as grandezas entregues à carga reguladas, a partir de uma fonte de tensão contínua não regulada. São sistemas que se baseiam em eletrónica de potência para conseguir fazer a conversão de energia, usando elementos passivos, tais como bobines e condensadores, que fazem a permuta de energia de uma fonte para a outra. Para se fazer a conversão são usados também semicondutores que servem de interruptores comandados, através dos quais se controla o fluxo de energia.

Nestas topologias de conversores, os semicondutores controlados, comutam o seu estado de funcionamento (à condução ou ao corte, em eletrónica de potência não se utiliza a zona ativa) através de um sinal de *PWM*, sendo a variação do valor médio deste, usualmente denominado de *duty-cycle*, a principal característica que controla os valores das grandezas na fonte de tensão de saída [32]. A Figura 3.1 representa um conversor DC/DC básico a funcionar à frequência  $F_s$ , só com um interruptor comandado, e o gráfico da evolução temporal da tensão à saída deste.

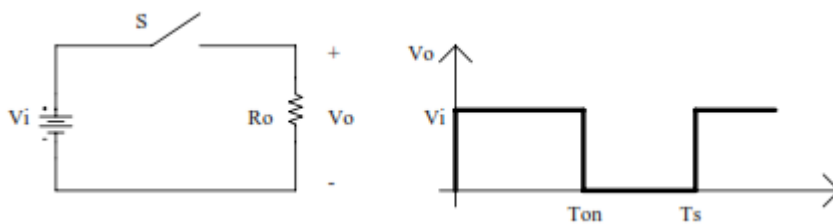


Figura 3.1: Conversor DC-DC e forma de onda de saída ( $V_0$ ).

O período de comutação é definido pela expressão (3.1):

$$T_s = \frac{1}{F_s} \quad (3.1)$$

Para que se possa diminuir o volume tanto das bobines como dos condensadores dos conversores, a frequência de comutação deve ser bastante elevada (na ordem dos kHz). O *duty-cycle*, é a razão entre o tempo que o interruptor está à condução e ao corte. Pode ser definido pela equação (3.2):

$$\delta = \frac{T_{on}}{T_s} \quad (3.2)$$

A tensão à saída deste conversor pode ser expressa através da expressão (3.3):

$$V_0 = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_{on}} V_i dt = V_i \frac{T_{on}}{T_s} = V_i \delta \quad (3.3)$$

Através da equação acima, também se pode constatar que o *duty-cycle* é a razão entre a tensão de saída e a tensão de entrada, como mostra a expressão (3.4):

$$\delta = \frac{V_o}{V_i} \quad (3.4)$$

Sendo a tensão a variável neste sistema, e como se tem a variável de saída a dividir pela entrada, pode-se também denominar por ganho estático. Na Figura 3.2 é representado o gráfico do *duty-cycle* em relação à tensão de saída e pode-se constatar que a variação é linear para este conversor, ou seja, apresenta um ganho estático linear [32].

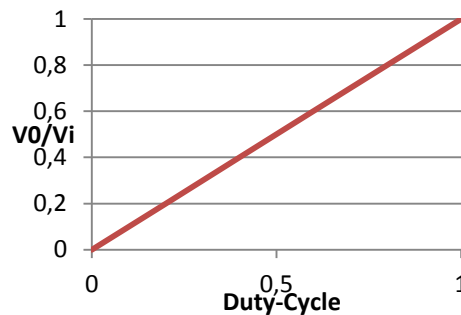


Figura 3.2: Ganho estático em função de  $D$ .

Os sinais de comando dos interruptores podem ser gerados através de uma frequência de comutação fixa ou variável. Para se conseguir variar o *duty-cycle* podem-se utilizar técnicas de comando dos conversores eletrônicos de potência por modulação de largura de impulso, vulgarmente denominadas por *PWM*. Um modulador de largura de impulso pode ser construído à custa de um comparador histerético, como mostra a Figura 3.3:

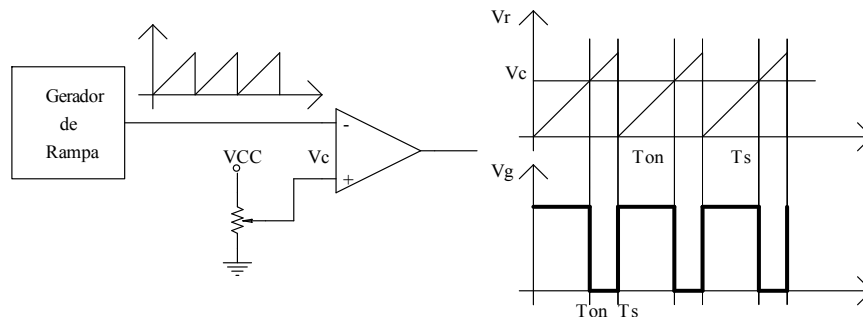


Figura 3.3: Circuito modulador de largura de impulso e sinal à saída do circuito modulador de largura de impulso ( $V_g$ ).

O comparador vai comparar o sinal proveniente de uma onda dente de serra com um sinal de referência. Na saída do modulador obtém-se um sinal retangular cujo valor médio é proporcional ao sinal de referência.

Os conversores DC/DC têm três modos de funcionamento distintos, o modo contínuo, o modo descontínuo e o modo crítico. O modo de funcionamento depende da corrente que percorre a bobine de entrada. Se a corrente nunca se anular, o conversor está a funcionar no modo contínuo, mas se anular está em funcionamento descontínuo. O modo crítico é quando a corrente na bobine se anula no instante que o período de comutação termina.

Os conversores de corrente contínua são divididos em dois grupos principais [33], os conversores não isolados e os isolados. Eles são distintos pela utilização de um transformador que isola a saída da entrada. Os conversores DC/DC isolados, são assim denominados pela utilização de um transformador de alta frequência que isola galvanicamente a saída da entrada. À semelhança dos conversores não isolados, estes são controlados através de um sinal *PWM* com um *duty-cycle* variável [34]. Dentro de cada grupo existem vários conversores como mostra a tabela 3.1:

Tabela 3.1: Tipos de conversores DC-DC

	<i>Forward</i>	<i>Flyback</i>
<b>Não Isolados</b>	<i>Buck</i> (Abaixador)	A saída não é invertida <i>Boost</i> (Elevador) <i>SEPIC</i>
		A saída é invertida <i>Buck-boost</i> (Abaixador/Elevador)
<b>Isolados</b>	<i>Forward</i> <i>Push-pull</i>	<i>Flyback</i> <i>Cúk</i> Isolado

A classificação de *forward* ou de *flyback*, é distinta devido ao número de estágios necessários para fazer a conversão de energia. Nos conversores do tipo *forward* só se aplica um estado de transferência, isto é, a energia percorre a bobine e a carga em simultâneo. Já nos conversores do tipo *flyback* existem dois estados de transferência de energia, na primeira etapa a energia é armazenada na bobine e na segunda esta é transferida para a carga.

Os subcapítulos seguintes são destinados a apresentar os conversores não isolados. Deu-se só ênfase aos não isolados, visto o conversor em estudo para este trabalho pertencer a esse grupo.

## 3.2. Conversores DC/DC não isolados

### 3.2.1. Conversor *step-down* ou *buck*

O conversor *buck*, também usualmente denominado de abaixador, cria uma tensão contínua à saída que é igual ou inferior daquela que é aplicada à entrada. A Figura 3.4 representa um conversor *buck* [35]:

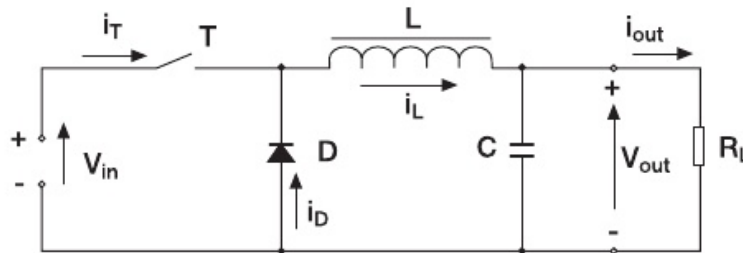


Figura 3.4: Conversor *step-down* ou *buck* [35].

O princípio de funcionamento deste conversor baseia-se na carga e descarga da bobine  $L$ , que varia consoante o *duty-cycle* que é aplicado no interruptor  $T$ . Este conversor tem duas etapas de funcionamento, que são definidas pelo estado do interruptor  $T$  (aberto ou fechado). Quando o interruptor se encontra fechado é injetada uma corrente na bobine  $L$ , magnetizando-a. Na segunda etapa, o interruptor encontra-se aberto, colocando o diodo  $D$  diretamente polarizado, fazendo com que existe uma corrente de circulação proveniente da desmagnetização da bobine  $L$ . A energia armazenada na bobine é descarregada na carga e no condensador. O condensador tem a função de estabilizar a tensão/corrente entregue à carga, ou seja, quando a corrente proveniente da bobine  $L$  for superior a  $V_{out}/R_L$ , o excedente é absorvido por ele. Quando a tensão da bobine se torna inferior à do condensador, este descarrega-se sobre a carga. A Figura 3.5 representa as etapas de funcionamento do conversor *buck*:

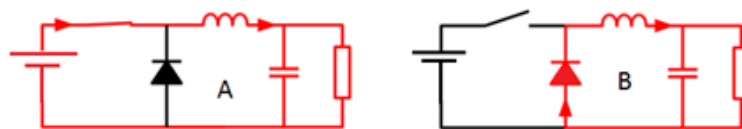


Figura 3.5: Duas etapas de funcionamento do conversor *buck*:

A-interruptor fechado; B-Interruptor aberto [36]

Analisando o circuito, pode-se observar que a relação da tensão de entrada ( $V_{in}$ ) com a tensão de saída ( $V_{out}$ ) é dada pela expressão (3.5):

$$(V_{in} - V_{out}) \times \delta \times T - V_{out}(1 - \delta) \times T = 0 \quad (3.5)$$

Onde o ganho estático em função do *duty-cycle*  $\delta$  é dado pela expressão (3.6):

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \delta \tag{3.6}$$

Sabendo que o ganho estático varia entre 0 e 1, conclui-se que o  $V_{in} \geq V_{out}$ , como se pode observar nas Figura 3.6 e Figura 3.7:

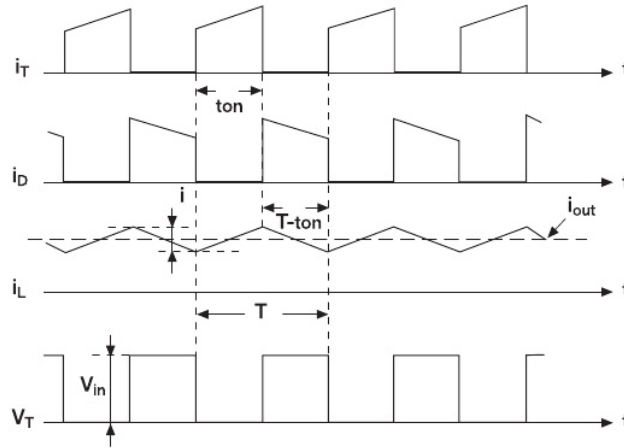


Figura 3.6: Formas de onda da corrente e tensão do conversor *buck* [35].

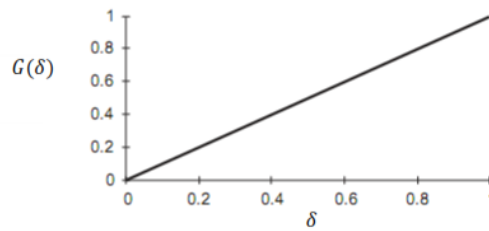


Figura 3.7: Ganho estático ( $G(\delta) = V_{out}/V_{in}$ ) em função do *duty cycle* ( $\delta$ ) do conversor *buck* [35].

### 3.2.2. Conversor *step-up* ou *boost*

O conversor *boost*, também usualmente denominado de elevador, fornece uma tensão à saída maior ou igual do que a tensão de entrada. A Figura 3.8 representa um conversor *boost* [35].

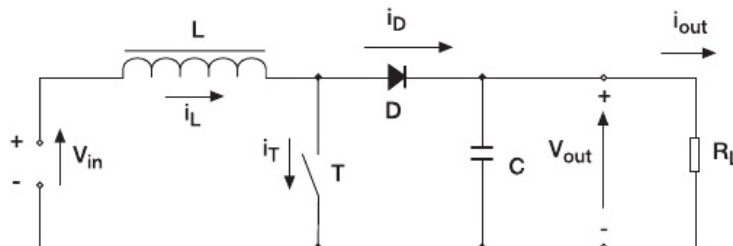


Figura 3.8: Conversor *step-up* ou *boost* [35].

À semelhança do que se passava com o conversor anterior (*buck*), o princípio de funcionamento do *boost* também baseia-se na carga e descarga da bobine  $L$ , que varia consoante o *duty-cycle* que é aplicado no interruptor  $T$ . Este conversor à semelhança do anterior também tem duas etapas de funcionamento que são distinta pelo estado do interruptor. Na primeira etapa o interruptor  $T$  encontra-se fechado, fazendo com que exista uma corrente  $i_T$  magnetizando a bobine. Na segunda etapa, o interruptor  $T$  está aberto, a bobine irá se desmagnetizar, fazendo com que o sentido da corrente seja na direção do diodo  $D$  colocando-o à condução. Nesta situação não é só a fonte de tensão de entrada  $V_{in}$  a fornecer energia mas também soma a energia armazenada na bobine, fazendo com que a tensão à saída  $V_{out}$  aumente. A Figura 3.9 representa as etapas de funcionamento do conversor *boost*:

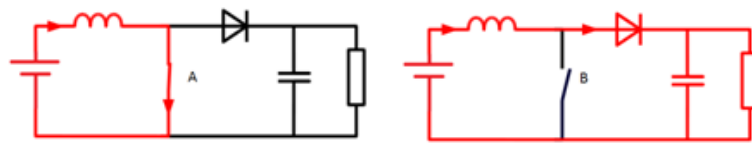


Figura 3.9: Duas etapas de funcionamento do conversor *boost*:  
A-interruptor fechado; B-Interruptor aberto [37]

Analisando o circuito, pode-se observar que a relação da tensão de entrada ( $V_{in}$ ) com a tensão de saída ( $V_{out}$ ) é dada pela expressão (3.7):

$$V_{in} \times \delta \times T = (V_{in} - V_{out})(1 - \delta) \times T \tag{3.7}$$

Onde o ganho estático em função do *duty-cycle*  $\delta$  é dado pela expressão (3.8):

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1-\delta} \tag{3.8}$$

Sabendo que o *duty-cycle* varia entre 0 e 1, conclui-se que o  $V_{in} \leq V_{out}$ , como se pode observar nas Figura 3.10 e Figura 3.11:

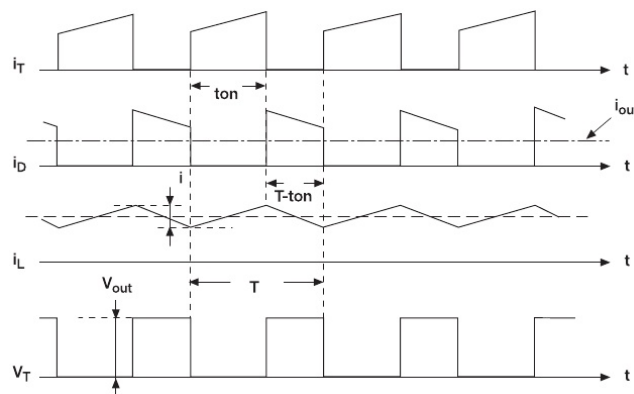


Figura 3.10: Formas de onda da corrente e tensão do conversor *boost* [35].

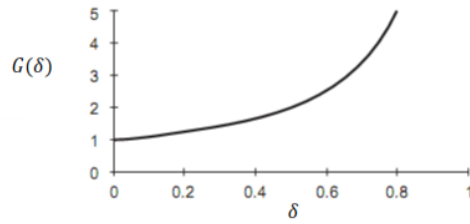


Figura 3.11: Ganho estático ( $G(\delta) = V_{out}/V_{in}$ ) em função do *duty cycle* ( $\delta$ ) do conversor *boost* [35].

### 3.2.3. Conversor step-up/down ou buck-boost

Este conversor é uma mistura dos dois últimos estudados neste capítulo. Este tipo de conversores consegue colocar à saída uma tensão que tanto pode ser superior como inferior em relação à fonte de tensão da entrada. A Figura 3.12 representa um conversor *buck-boost* [35].

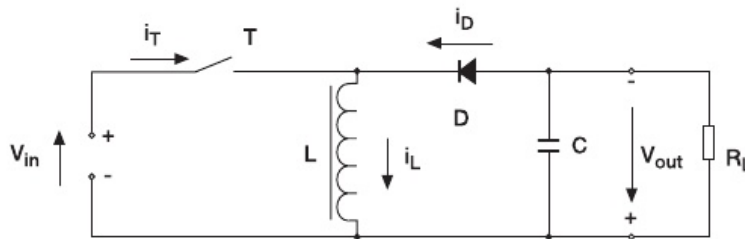


Figura 3.12: Conversor *step-up/down* ou *buck-boost* [35].

O princípio de funcionamento do *buck-boost* baseia-se no controlo da carga e descarga da bobine  $L$ , que varia consoante o *duty-cycle* que é aplicado no interruptor  $T$ . Este conversor tem a particularidade de apresentar uma tensão à saída que é negativa. Este também tem duas etapas de funcionamento que são distintas pelo estado do interruptor. Na primeira etapa o interruptor  $T$  encontra-se fechado, fazendo com que exista uma corrente  $i_T$  que magnetiza a bobine. Na segunda etapa, o interruptor  $T$  está aberto, obrigando que a energia armazenada a bobine se descarregue para a carga, colocando o diodo  $D$  diretamente polarizado fechando assim o circuito. Os dois estados são demonstrados na Figura 3.13:

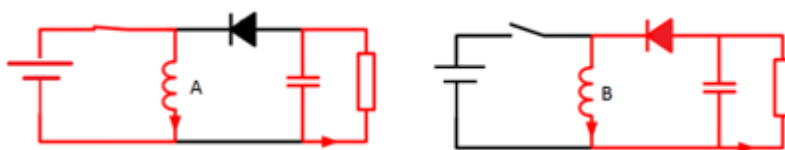


Figura 3.13: Duas etapas de funcionamento do conversor *buck-boost*:

A-interruptor fechado; B-Interruptor aberto[38].

Analisando o circuito, pode-se observar que a relação da tensão de entrada ( $V_{in}$ ) com a tensão de saída ( $V_{out}$ ) é dada pela expressão (3.9):

$$V_{in} \times \delta \times T = -V_{out}(1 - \delta) \times T \quad (3.9)$$

Onde o ganho estático em função do *duty-cycle*  $\delta$  é dado pela expressão (3.10):

$$G(\delta) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{\delta}{1-\delta} \quad (3.10)$$

Sabendo que o ganho estático varia entre 0 e 1, conclui-se que o  $V_{in} \leq V_{out}$  ou  $V_{in} \geq V_{out}$ , como se pode observar nas Figura 3.14 e Figura 3.15:

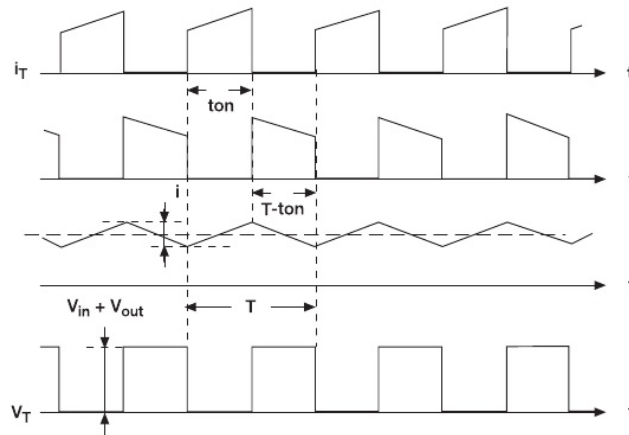


Figura 3.14: Formas de onda da corrente e tensão do conversor *buck-boost* [35].

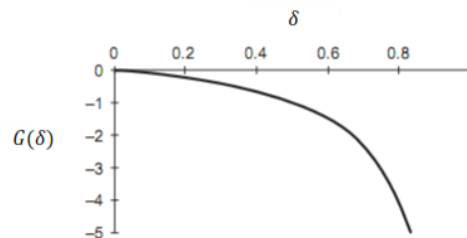


Figura 3.15: Ganho estático ( $G(\delta) = V_{out}/V_{in}$ ) em função do *duty cycle* ( $\delta$ ) do conversor [35].

### 3.3. Conversor SEPIC

O conversor *SEPIC*<sup>6</sup> é um tipo de conversor DC/DC isolado que permite que a sua tensão à saída seja maior, menor ou igual que a sua tensão à entrada, sendo esta controlada única e exclusivamente pelo *duty-cycle* que comanda o interruptor eletrônico [39]. O *SEPIC* é bastante semelhante a um conversor *Buck-Boost* em termos de finalidade, tendo como principal vantagem a não inversão da tensão de saída em relação à de entrada. O acoplamento

<sup>6</sup> “Single-ended primary-inductor converter”

da energia da entrada do conversor para a saída do mesmo é feito através de um condensador em série. Quando o interruptor eletrónico é desativado, ou seja, a energia de entrada é diretamente dirigida para a saída do conversor, a tensão aos terminais de saída tende para 0V, devido ao facto de haver um condensador de acoplamento que se comporta como um circuito aberto em corrente contínua. Visto que o conversor *SEPIC* transfere toda a sua energia através de um condensador de acoplamento em série, o valor da capacidade do mesmo tem que ser bastante elevado para se conseguir fazer uma manipulação da corrente que irá ser entregue à saída. A natureza de quarta ordem deste tipo de conversores torna-os bastante complicados de se controlar, pelo que a sua aplicabilidade está mais orientada para sistemas que variam lentamente, o que o torna possível de ser aplicado neste trabalho, como explica o autor em [39]. Visto que todas as variações inerentes estão diretamente relacionadas com a variação do vento, bem como qualquer alteração terá sempre envolvida as inércias da turbina e do gerador, o sistema apresenta uma resposta lenta.

### 3.4. Conclusões

Neste capítulo procedeu-se a um levantamento dos conversores DC/DC mais usuais de serem utilizados. Existem dois grandes grupos de conversores DC/DC, os isolados, que apresentam um transformador de isolamento entre a entrada e a saída e os não isolados, que dispensam o uso de um transformador de isolamento. Qualquer conversor DC/DC baseia-se no princípio da máxima transferência de energia da entrada para a saída, sendo usados elementos passivos, tais como bobines e condensadores, para conseguir esse feito.

Os conversores DC/DC não isolados são caracterizados pela relação entre a tensão de entrada e a de saída. Podem funcionar como abaixadores de tensão (*buck*), que colocam menos tensão à saída do que a que era apresentada à entrada do mesmo, ou como elevadores de tensão (*boost*) que fazem o oposto, ou seja, colocam mais tensão à saída do que aquela que possuíam à entrada. O conversor DC/DC abaixador-elevador (*buck-boost*) é uma mistura de dois conversores, um abaixador e outro elevador, que consoante o *duty-cycle* aplicado ao seu interruptor eletrónico pode colocar à saída mais ou menos tensão comparativamente à tensão de entrada. Apresenta, como desvantagem, uma tensão invertida de saída em relação à tensão de entrada. O conversor *SEPIC* tem um princípio de funcionamento muito idêntico ao de um conversor *buck-boost*, tendo como vantagem a não inversão da tensão de saída.

Visto o sistema em estudo ser variável, isto é, consoante a velocidade do vento, existe mais ou menos tensão à entrada do conversor, os dois primeiros conversores (o *buck* e o *boost*) não podem ser utilizados, ou se o forem, funcionariam em zonas com elevadas perdas.

O conversor *buck-boost* até que poderia ser utilizado mas como apresenta uma tensão invertida não se torna muito atrativo ao trabalho em estudo. Chegou-se então à conclusão que o conversor que melhor se identifica com o trabalho em estudo é o conversor *SEPIC*.

O conversor *SEPIC* apresenta um sistema de quarta ordem, pelo que se torna bastante complicado de o controlar. Continua como primeira escolha visto o sistema em estudo ter uma resposta lenta, ou seja, não existem variações de vento muito acentuadas num determinado instante e mesmo que o houvesse todo o equipamento apresenta bastante inércia que do ponto de vista do conversor vê estas alterações como sendo mínimas.



## 4. *SEPIC*

### Resumo

Neste capítulo irá ser feito um estudo do conversor *SEPIC* adaptado a uma aplicação concreta, que é o caso de um aerogerador para carregamento de baterias. Irá ser feito um estudo inicial do princípio de funcionamento do conversor e como este se comporta consoante a variação da *duty-cycle*. Para se conseguir dimensionar os componentes teve que ser feito o estudo do conversor a funcionar em modo DC e AC. Realizou-se o dimensionamento de um controlador de corrente que assegura que o mesmo funcione sempre numa zona estável. Por fim é feita uma implementação em *software Matlab Simulink*, para efeitos de validação do modelo matemático e comprovação que quando interligado no sistema em estudo o conversor funciona sem perder a estabilidade.

## 4.1. Introdução

Para se conseguir aumentar a eficiência do sistema de carregamento de baterias através de um aerogerador, é necessário incorporar um conversor de potência que consiga aproveitar as altas e baixas potências. A Figura 4.1 e a Figura 4.2 demonstram a curva de potência e as especificações de um aerogerador de 1kW, onde se pode comprovar que apesar de a turbina começar a girar aos 2,5m/s só começa a produzir energia aos 3,2m/s, e que a altas velocidades comprova-se também que a partir dos 12,5m/s ela atinge a potência máxima e que no entanto continua a aumentar a velocidade de rotação até aos 50m/s. São nestas gamas de funcionamento que o conversor *SEPIC* vai atuar para tentar aproveitar estas lacunas de produção.

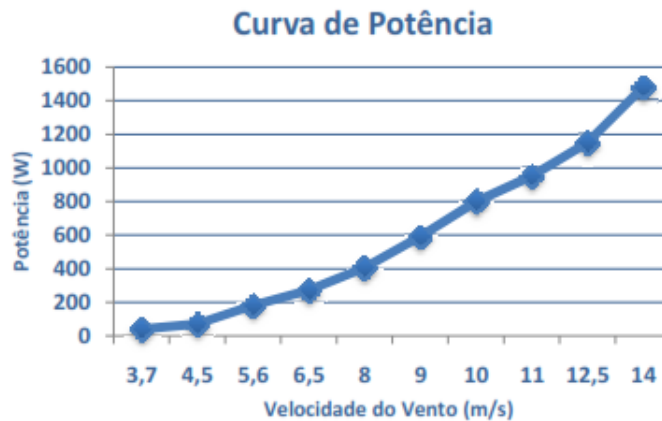


Figura 4.1: Curva de potência do aerogerador *Inovafiel* 1kW[40]

CARACTERÍSTICAS TÉCNICAS	
Potência Nominal	1000 W
Velocidade do Vento de Arranque	2,5 m/s
Velocidade do Vento de Início de Produção	3,2 m/s
Velocidade do Vento de Produção Máxima	12,5 m/s
Velocidade do Vento Máxima	50 m/s
Diâmetro	1,80 m
Número de Pás	5
Tipo de Gerador	3 Phase Perm Magnet, recificado para DC na turbina
Peso	22 Kg
Ruído a 5 m do Gerador	LAeq 35dB @ 5m/s LAeq 54dB @ 7 m/s

Figura 4.2: Datasheet do aerogerador *INOVAFIEL* 1kW[40]

A utilização do conversor *SEPIC* torna-se pertinente para o sistema em estudo. O mais importante neste conversor vai ser a sua malha de controlo, variando o *duty-cycle*, para

que possa transmitir o máximo de energia proveniente do aerogerador e injetá-la nas baterias. Esta malha de controlo terá por obrigação realizar um algoritmo *MPPT* (*Maximum power point tracking*), para otimização do sistema.

## 4.2. Funcionamento como fonte de tensão

Ao longo das últimas décadas, o conversor *SEPIC* tornou-se uma topologia vulgar de ser usada em diversas aplicações [39], tais como sistemas de distribuição de energia e carregamento de baterias. Este facto deve-se em grande parte à sua taxa de conversão de tensão que permite que esta à saída possa adquirir qualquer valor em relação à entrada. A Figura 4.3 representa um conversor *SEPIC* genérico.

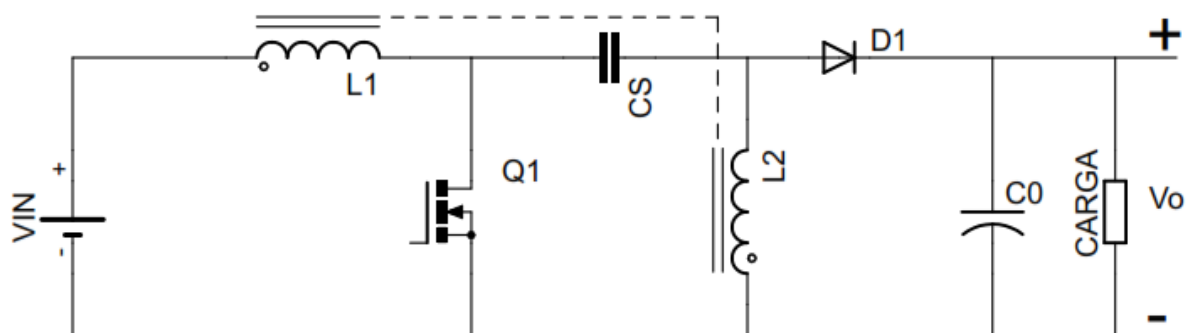


Figura 4.3: Esquema equivalente do *SEPIC* [39]

Apesar das suas vantagens ele apresenta respostas a nível de tensão que não são as mais desejáveis [41], sendo que a problemática da tensão pode ser resolvida usando uma malha de controlo de corrente. Antes de proceder à malha de controlo é necessário explicar o princípio de funcionamento do conversor em si.

O conversor *SEPIC* é constituído por duas bobines,  $L_1$  e  $L_2$ , podendo ser estas acopladas sobre o mesmo núcleo, uma vez que as tensões aplicadas nelas são iguais durante todo o ciclo de comutação. Usando uma bobine acoplada com outra poupa-se no espaço e no custo. É também utilizado um condensador,  $C_s$ , que isola a entrada a partir da saída e oferece proteção contra um curto-circuito. O *MOSFET*,  $Q_1$ , é utilizado para garantir os estados de funcionamento do conversor e o condensador  $C_0$ , serve para estabilizar a tensão à saída do conversor que é entregue à carga.

Este conversor tem duas etapas de funcionamento em regime permanente, que são definidas pelo estado do *MOSFET*, ao corte ou à condução. A primeira etapa decorre no intervalo  $0 < t < DT$ , e neste estado o *MOSFET* está à condução. A energia proveniente da entrada é armazenada na bobine  $L_1$ , o condensador  $C_s$  transfere a energia armazenada, no estado anterior, para a bobine  $L_2$ . A tensão do condensador  $C_s$  é considerada constante e de

igual valor à tensão de entrada  $V_{in}$ . As correntes  $i_{L1}$  e  $i_{L2}$  crescem linearmente com  $\frac{1}{L_1} \frac{dV_{in}}{dt}$  e  $\frac{1}{L_2} \frac{dV_{in}}{dt}$  respetivamente. Durante esta etapa o diodo  $D_1$  encontra-se ao corte e o condensador  $C_o$  fornece energia para a carga.

A segunda etapa decorre no intervalo  $DT < t < T$ , e neste estado o *MOSFET* está ao corte e o diodo  $D_1$  encontra-se à condução, transferindo assim a energia armazenada nas bobinas para a carga. As correntes  $i_{L1}$  e  $i_{L2}$  decrescem linearmente com  $\frac{1}{L_1} \frac{dV_o}{dt}$  e  $\frac{1}{L_2} \frac{dV_o}{dt}$  respetivamente. Durante esta etapa o condensador  $C_s$  armazena energia proveniente da fonte de entrada e da bobine  $L_1$ . O regime permanente caracteriza-se pela capacidade de o *MOSFET*  $Q_1$  poder entrar à condução antes de a corrente no diodo  $D_1$  se anular. A Figura 4.4 representa as principais formas de onda do conversor *SEPIC*.

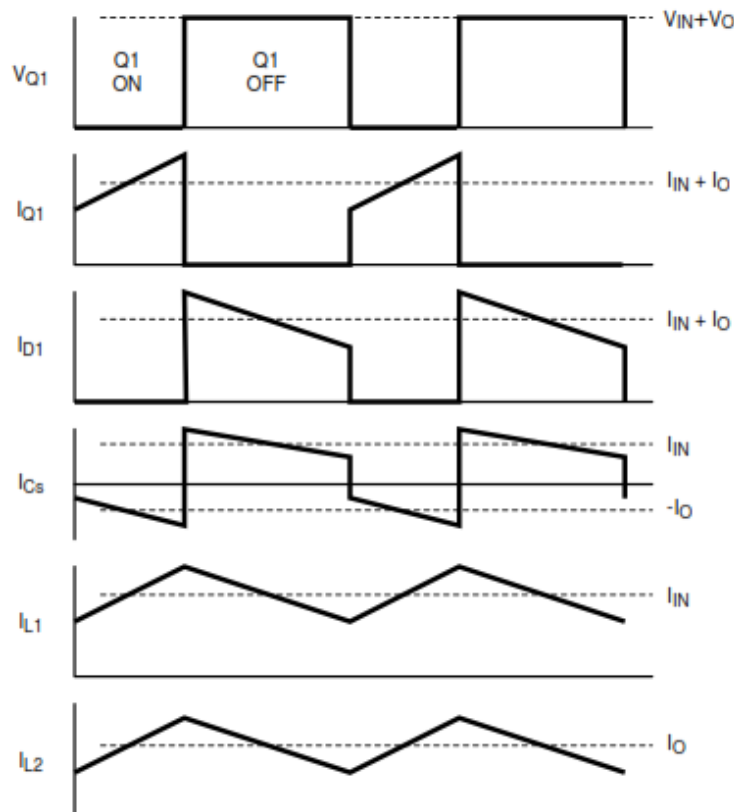


Figura 4.4: Principais formas de onda de um conversor *SEPIC* [42]

### 4.3. Análise DC de um conversor *SEPIC*

Devem-se analisar as características em modo DC e em modo AC. É necessário estudar estas características para se poder dimensionar o conversor. O melhor modo de analisar tanto a características DC como a AC do conversor *SEPIC* é utilizando o modelo do interruptor de *PWM* desenvolvido em [43]. Segundo [44], será necessário realizar algumas alterações ao circuito inicial, para se conseguir visualizar a posição do interruptor de potência

no esquema equivalente. Em primeiro lugar o condensador  $C_S$  é colocado no ramo inferior do conversor, como mostra a Figura 4.5. Em seguida, a bobine  $L_2$  é puxada para a esquerda, mantendo as suas extremidades ligada aos mesmos nós do circuito, como mostra a Figura 4.6.

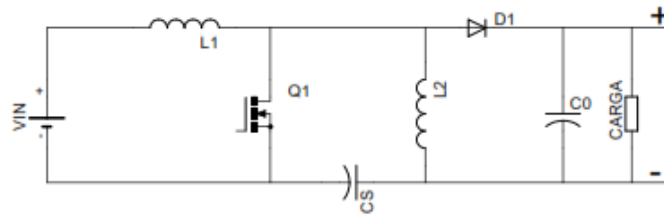


Figura 4.5: Alteração do condensador  $C_S$  em relação ao esquema inicial [44].

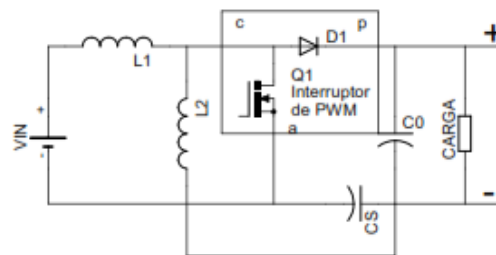


Figura 4.6: Alteração da bobine  $L_2$  em relação ao esquema inicial [44].

A Figura 4.7 mostra o circuito equivalente do conversor *SEPIC*, segundo o qual se pode fazer uma análise DC do mesmo.

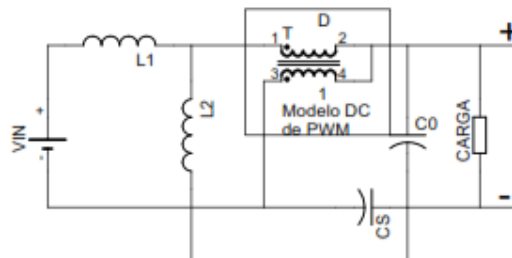


Figura 4.7: Circuito equivalente de um conversor *SEPIC* [44].

Visto a análise ao circuito ser em DC, pode-se substituir alguns dos componentes utilizados no conversor pelo seu equivalente. No caso das bobines são substituídas por curtos-circuitos e os condensadores por circuitos abertos. O modelo do interruptor também é substituído por um transformador com uma relação de transformação de  $1:D$ . A Figura 4.8 mostra o circuito após as últimas substituições.

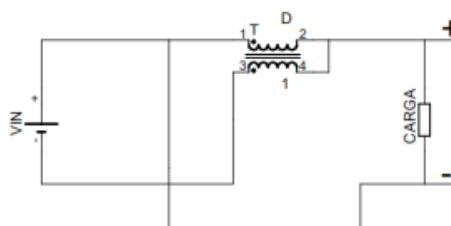


Figura 4.8: Circuito equivalente de um conversor *SEPIC* em DC [44].

O circuito da Figura 4.9, representa a simplificação do circuito da Figura 4.8. Como se pode observar na Figura 4.9, e após análise do circuito em DC, chega-se à conclusão que a expressão (4.1), é a que rege este conversor.

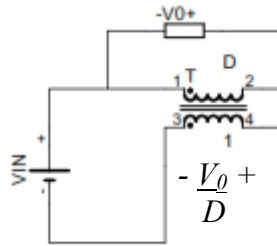


Figura 4.9: Circuito simplificado de um conversor *SEPIC* para análise em DC [44].

$$V_{IN} + V_o - \frac{1}{D} V_o = 0 \quad (4.1)$$

Se a expressão (4.1), for colocada em ordem ao *duty-cycle* ( $D$ ), obtém-se uma nova expressão (4.2).

$$D = \frac{V_o}{(V_{IN} + V_o)} \quad (4.2)$$

Para se poder estudar melhor o conversor é necessário calcular o ganho do mesmo. Para tal converte-se a expressão (4.1) na expressão (4.3)

$$V_{IN} = \left(\frac{1}{D} - 1\right) V_o \quad (4.3)$$

$$\frac{V_{IN}}{V_o} = \frac{1}{D} - 1 \quad (4.4)$$

$$\frac{V_{IN}}{V_o} = \frac{1-D}{D} \quad (4.5)$$

Se se considerar que  $1-D=D'$ , então obtém-se a expressão (4.6).

$$\frac{V_{IN}}{V_o} = \frac{D'}{D} \quad (4.7)$$

Sendo o ganho dado pela expressão (4.8).

$$V_o = \frac{D}{D'} V_{IN} \quad (4.8)$$

Através da Figura 4.10, que representa o ganho do conversor *SEPIC*, pode-se observar que este conversor, coloca uma tensão à saída tanto superior como inferior em relação à tensão de entrada. Ele comporta-se como um elevador de tensão para um  $D > 0,5$ , ou seja, o ganho é superior a 1, e comporta-se como abaixador para um  $D < 0,5$ .

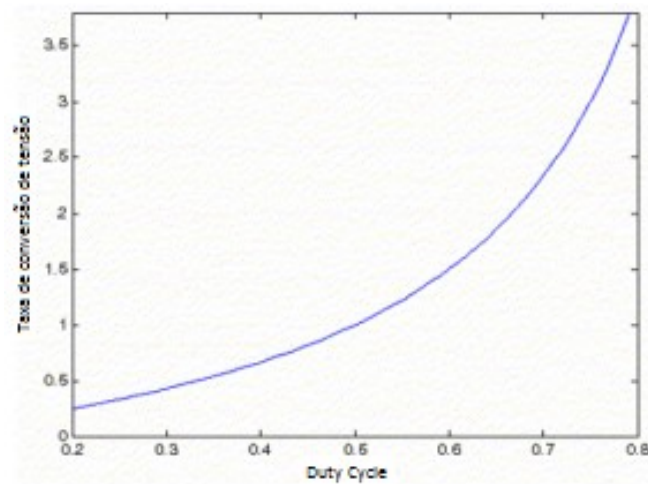


Figura 4.10: Ganho de um conversor *SEPIC* [45].

### 4.3.1. Dimensionamento preliminar

Após o último capítulo poderá ser feito um pré-dimensionamento dos componentes intervinientes no conversor *SEPIC*, a ser utilizado neste trabalho, através da literatura [46]. Se não se quiser desprezar o valor da queda de tensão no diodo,  $V_D$ , a expressão do *duty-cycle* (4.2), dada após análise do circuito em DC, pode ser reescrita através da expressão (4.9).

$$D = \frac{V_o + V_D}{V_{IN} + V_o + V_D} \quad (4.9)$$

Com a expressão (4.9), pode-se obter qual será a gama de variação do *duty-cycle* para os valores que irão ser utilizados neste caso de estudo. O *duty-cycle* máximo ocorrerá quando o valor da tensão de entrada for mínimo, como está expresso na expressão (4.10).

$$D_{m\acute{a}x} = \frac{V_o + V_D}{V_{IN(min)} + V_o + V_D} \quad (4.10)$$

À semelhança da expressão (4.10), o valor do *duty-cycle* mínimo ocorrerá quando o valor da tensão de entrada for máxima, como está expresso na expressão (4.11).

$$D_{min} = \frac{V_o + V_D}{V_{IN(m\acute{a}x)} + V_o + V_D} \quad (4.11)$$

Para o caso em estudo, e após observação de alguns catálogos de aerogeradores e de baterias, estipulou-se e admitiu-se que a tensão de entrada poderá variar numa gama alargada de 30 a 70 V, e que a tensão de saída mais a tensão no diodo, ou seja a tensão aplicada nas baterias, será de 48V. Sabendo estes dados pode-se obter as expressões (4.12) e (4.13).

$$D_{m\acute{a}x} = \frac{48}{30 + 48} = 0,62 \quad (4.12)$$

$$D_{min} = \frac{48}{70+48} = 0,40 \quad (4.13)$$

Outro valor que se estipulou, foi a gama de corrente que poderá ser injetada na bateria, que se fixou entre 0 e 10A. Uma boa regra para a determinação da indutância é admitir que o valor pico-a-pico da ondulação de corrente seja reduzido, admitindo que neste caso poderá ser de aproximadamente 40% do valor máximo da corrente de entrada para um valor mínimo da tensão de entrada. A variação da corrente nas bobines  $L_1$  e  $L_2$  é dada pela expressão (4.14).

$$\Delta I_L = I_{IN} \times 40\% = I_o \times \frac{V_o}{V_{IN(min)}} \times 40\% \quad (4.14)$$

A expressão (4.14) pode-se obter considerando que o conversor é ideal, e de rendimento de 100%, sendo o trânsito de energia dado através da expressão (4.15).

$$I_{IN}V_{IN} = I_oV_o \quad (4.15)$$

Sabendo a expressão (4.15), foi calculado o valor da corrente de entrada para uma tensão de saída de 48V, na pior situação para o conversor que é ter uma corrente de saída de 10A e uma tensão de entrada de 30V. O valor da corrente de entrada é dado pela expressão (4.16).

$$I_{IN} = \frac{I_oV_o}{V_{IN(min)}} = \frac{10 \times 48}{30} = 16A \quad (4.16)$$

Sabendo a corrente de entrada para a pior situação, pode-se calcular a expressão da variação máxima que esta poderá ter, dada pela expressão (4.17).

$$\Delta I_L = 10 \times \frac{48}{30} \times 40\% = 6,4A \quad (4.17)$$

Sabendo que a tensão numa bobine pode ser expressa pela expressão (4.18), pode-se calcular o valor da mesma alterando a fórmula para a expressão (4.19).

$$V_L = L \frac{di}{dt} \quad (4.18)$$

$$L = \frac{V_L}{\frac{di}{dt}} = \frac{dt}{di} V_L \quad (4.19)$$

Assumindo que as bobines  $L_1$  e  $L_2$  são iguais e que o comutador comuta a uma frequência constante que se pretende elevada, de 125kHz. Sabendo que no período ( $DT$ ), que

o comutador está à condução, e é dado pelo *duty-cycle* sobre a frequência de comutação ( $D/f_{sw}$ ), o cálculo das bobines é efetuado pela expressão (4.20).

$$L_1 = L_2 = L = \frac{V_{IN(min)}}{\Delta I_L \times f_{sw}} \times D_{máx} = \frac{30}{6,4 \times 125000} \times 0,62 = 23 \mu H \quad (4.20)$$

O valor de pico em cada bobine é dado pelas expressões (4.21) e (4.22)

$$I_{L1(peak)} = I_o \frac{V_o + V_D}{V_{IN(min)}} \times \left(1 + \frac{40\%}{2}\right) \quad (4.21)$$

$$I_{L2(peak)} = I_o \times \left(1 + \frac{40\%}{2}\right) \quad (4.22)$$

Ou seja,

$$I_{L1(peak)} = 10 \times \frac{48}{30} \times \left(1 + \frac{0,4}{2}\right) = 19A \quad (4.23)$$

$$I_{L2(peak)} = 10 \times \left(1 + \frac{0,4}{2}\right) = 12A \quad (4.24)$$

Se as duas bobines estiverem sobre a influência de um mesmo núcleo, o valor destas na expressão (4.20) passa para metade, ou seja, o valor total da indutância mútua é o dobro do que em cada uma delas. A expressão (4.25) representa o valor de cada uma das bobines quando estão sujeitas a um mesmo núcleo.

$$L_1' = L_2' = \frac{L}{2} = \frac{V_{IN(min)}}{2 \times \Delta I_L \times f_{sw}} \times D_{máx} \quad (4.25)$$

Ou seja cada uma delas terá o valor obtido na expressão (4.26).

$$L_1' = L_2' = \frac{23 \times 10^{-6}}{2} = 11,5 \mu H \quad (4.26)$$

Após obtenção dos valores das bobines bem como todos os outros valores calculados até ao momento, está-se em condições para se calcular os parâmetros do comutador e posteriormente a seleção de um componente em específico. Segundo o autor [46], o mais aconselhado comutador a ser aplicado no trabalho em estudo é um *MOSFET* de potência. Para se selecionar o *MOSFET* é necessário ter em conta vários parâmetros construtivos do mesmo, tais como a corrente de pico e a corrente eficaz que o *MOSFET* irá suportar. A expressão (4.27) expressa a fórmula de calcular o valor máximo de pico que o *MOSFET* irá suportar e a expressão (4.29) o valor da corrente eficaz.

$$I_{Q1(peak)} = I_{L1(peak)} + I_{L2(peak)} \quad (4.27)$$

Ou seja o valor da corrente de pico é dado por (4.28).

$$I_{Q1(peak)} = 19 + 12 = 31A \quad (4.28)$$

$$I_{Q1(rms)} = I_o \sqrt{\frac{(V_o + V_{IN} + V_D) \times (V_o + V_D)}{V_{IN(min)}^2}} \quad (4.29)$$

Ou seja o valor da corrente eficaz é dado por (4.30).

$$I_{Q1(rms)} = 10 \sqrt{\frac{(48+30) \times (48)}{30^2}} = 20,4A \quad (4.30)$$

A potência a dissipar no *MOSFET* é aproximadamente dada pela soma das perdas de comutação, perdas à condução e perdas devido à comutação da sua capacidade de saída, como expressa a expressão (4.31).

$$P_{Q1} = P_{comut} + P_{cond} + P_C \quad (4.31)$$

Para cargas indutivas e sendo  $V_{máx}$  a variação máxima na tensão,  $I_{máx}$  a corrente máxima fornecida,  $t_{on}$  e  $t_{off}$  os tempos de transição da passagem à condução e ao corte,  $t$  o tempo de condução, e  $T$  o período da comutação, a potência pode ser calculada aproximadamente através da expressão (4.32).

$$P_{Q1} = \frac{V_{máx} I_{máx}}{2} \times \frac{t_{on} + t_{off}}{T} + R_{DS(on)} I_{Q1(rms)}^2 \frac{t}{T} + \frac{1}{2} C_{oss} V_{máx}^2 \frac{1}{T} \quad (4.32)$$

Após observação de alguns *datasheets*, e para uma corrente de pico de 31A e uma corrente eficaz de 20,4A, o *MOSFET* disponível no laboratório e que melhor se adequa ao trabalho em estudo é um *IRFP460*, que tem uma resistência *drain-source* de 0,22Ω, uma capacidade de saída de 410pF, os tempos de comutação são na passagem ao corte de 20ns e na passagem à condução de 29ns. Como o período é de 8μs, a tensão máxima comutada para a tensão mínima de entrada 30+48=78V e a corrente comutada de 16+10=26A, pode-se substituir os valores na expressão (4.32) obtendo a expressão (4.33). Foi também utilizado um dissipador com ventilação forçada de modo a sobredimensionar a dissipação.

$$P_{Q1} = \frac{78 \times 26}{2} \times \frac{(20+29) \times 10^{-9}}{8 \times 10^{-6}} + 0,22 \times 20,4^2 \times 0,62 + \frac{1}{2} \times 410 \times 10^{-12} \times 118^2 \times \frac{1}{8 \times 10^{-6}} = 6,2 + 56,7 + 0,35 \approx 63W \quad (4.33)$$

Para fazer o dimensionamento do condensador  $C_S$  é necessário calcular a corrente eficaz que o percorre, e esta é dada pela expressão (4.34).

$$I_{Cs(rms)} = I_o \sqrt{\frac{(V_o + V_D)}{V_{IN(min)}}} \quad (4.34)$$

Ou seja o valor da corrente eficaz no condensador é dado por (4.35).

$$I_{Cs(rms)} = 10 \sqrt{\frac{48}{30}} = 12,6A \quad (4.35)$$

O valor da corrente eficaz que percorre o diodo é importante na escolha do condensador, pois para estes valores de corrente a potência de perdas na sua resistência  $ERS^7$  pode ser considerável. Este valor aponta para cuidados extremos na escolha do condensador para limitar a potência de perdas na sua resistência equivalente  $ERS$ . Após observação de alguns *datasheets*, e para uma corrente eficaz de 12,6A, o diodo disponível no laboratório que melhor se adequa ao trabalho em estudo é um *40EPF06*, que tem uma resistência de 4,4mΩ, suporta uma corrente máxima de 40A e tem tempos de comutação na passagem ao corte de 180ns e na passagem à condução de 60ns. Visto que o valor da corrente que passa no diodo é elevada foi utilizado um dissipador com ventilação forçada de modo a sobredimensionar a dissipação.

O condensador além de ser percorrido pelo valor da corrente obtida na expressão (4.35), deverá também suportar uma tensão que seja superior ao valor máximo da tensão de entrada, além destes pormenores têm que conseguir fornecer uma corrente durante um determinado período de tempo, sendo a variação da tensão dada pela expressão (4.36). No limite essa variação poderá atingir o valor a que estava carregado, perto do valor da tensão de entrada, para um *duty-cycle* máximo, podendo-se calcular o valor do condensador através da expressão (4.37).

$$\Delta V_{Cs} = \frac{I_o D_{máx}}{C_S f_{sw}} \quad (4.36)$$

$$\Delta V_{Cs} < V_{IN(min)} \Leftrightarrow \frac{10 \times 0,62}{C_S \times 125000} < 30 \Leftrightarrow C_S > 1,7\mu F \quad (4.37)$$

Podendo ser utilizado um condensador de 2,2μF, ou de valor mais elevado. Utilizou-se condensadores cerâmicos, existentes em laboratório, associados em paralelo, de modo a garantir a transferência de energia da entrada para a saída do conversor.

## 4.4. Análise AC de um conversor *SEPIC*

Existem vários artigos de vários autores que fazem a análise AC de um conversor *SEPIC*, tais como [44],[45] e [47]. Todos estes artigos baseiam-se na análise de um modelo

---

<sup>7</sup> *Equivalent Series Resistance*

AC de um interruptor *PWM*, desenvolvido por [43]. Após análise ao conversor, e segundo o artigo [45], obtém-se a função transferência (4.38) do conversor *SEPIC*.

$$\frac{V_o}{d}(S) \cong k_d \frac{\left(1 - \frac{s}{\omega_z}\right) \left(1 + \frac{s}{Q_{ZC}\omega_{ZC}} + \frac{s^2}{\omega_{ZC}^2}\right)}{\left(1 + \frac{s}{Q\omega_0} + \frac{s^2}{\omega_0^2}\right) \left(1 + \frac{s}{Q_C\omega_C} + \frac{s^2}{\omega_C^2}\right)} \quad (4.38)$$

Podendo-se determinar uma aproximação dos parâmetros da expressão (4.38), nas expressões (4.39), (4.40), (4.41), (4.42), (4.43), (4.44), (4.45) e (4.46).

$$k_d = \frac{V_I}{D^2} \quad (4.39)$$

$$\omega_z = \frac{D^2 R}{D(L_1 || L_2)} \quad (4.40)$$

$$\omega_{ZC} = \frac{1}{\sqrt{(L_1 + L_2)C_S}} \quad (4.41)$$

$$Q_{ZC} = \frac{D^2 R}{\omega_{ZC}((L_1 || L_2)D - L_1 D^2)} \quad (4.42)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{\left(\left(\frac{D}{D'}\right)^2 L_1 + L_2\right)C}} \quad (4.43)$$

$$Q = \frac{R}{\omega_0 \sqrt{\left(\left(\frac{D}{D'}\right)^2 L_1 + L_2\right)}} \quad (4.44)$$

$$\omega_C = \frac{D}{D' \sqrt{\left[\left(\left(\frac{D}{D'}\right)^2 L_1\right) || L_2\right]C_S}} \quad (4.45)$$

$$Q_C = \frac{R}{\omega_C(L_1 - L_2)} \quad (4.46)$$

A partir da função transferência a análise do conversor não é simples. Se nessa expressão ainda for incluído o valor das resistências parasitas dos vários componentes, a análise trona-se quase impossível de ser feita como refere o autor do artigo [44]. Como refere o autor, algumas considerações podem ser feitas e algumas soluções expeditas apontadas. Além do denominador de quarta ordem, as características mais importantes a serem observadas na função de transferência são os termos do numerador. O primeiro termo é um zero no semiplano direito (*RHP*<sup>8</sup>). Para os valores preliminares já referidos, com uma carga composta por  $R=4.8\Omega$  e  $C_0=2200\mu\text{F}$ , a análise da função de transferência para um *duty-cycle* máximo previsível de 0.62, para  $V_{IN}=30\text{V}$ , utilizando o *MatLab*®, a Figura 4.11 representa o gráfico de *Root-locus* e de *Bode*, para o conversor sem nenhuma malha de controlo.

<sup>8</sup> *Right-half-plane*

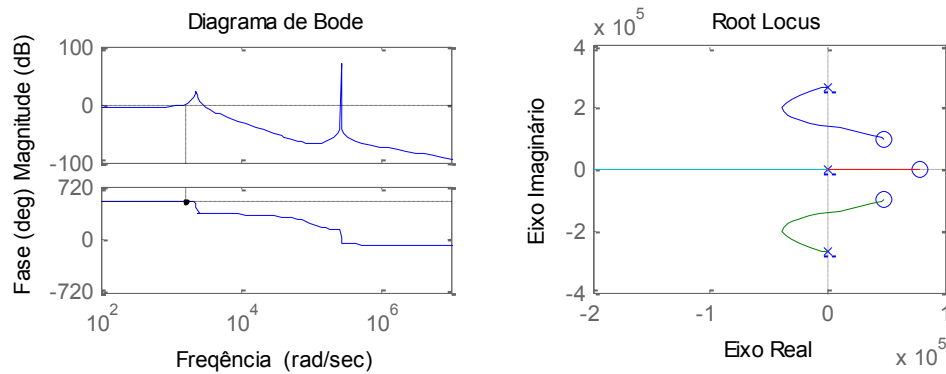


Figura 4.11: Diagrama de *Root-Locus* e de *Bode*, para um conversor *SEPIC* sem malha de controle.

É de salientar que as figuras obtidas através de uma análise puramente teórica, sem a atenuação dos parâmetros parasitas (resistências série das bobines e dos condensadores), apresentam picos extremos nas frequências ressonantes e por sua vez os resultados automáticos das ferramentas do *MatLab*®, como a margem de fase, não serem exatos.

Os zeros no *RHP* são um resultado de conversores onde a resposta a um aumento de *duty-cycle* é inicialmente a diminuição da tensão de saída [44]. Com o aumento de *duty-cycle* vai provocar um aumento lento da corrente média na bobine de entrada. Como a corrente que passa no diodo é função da corrente da bobine de entrada, quando existe um aumento de *duty-cycle*, inicialmente o valor médio no diodo tende a decrescer provocando também uma diminuição no valor da tensão entregue à carga [48]. A Figura 4.12 demonstra o que acontece ao valor da corrente e tensão de saída de um conversor DC/DC quando existe um aumento de *duty-cycle*.

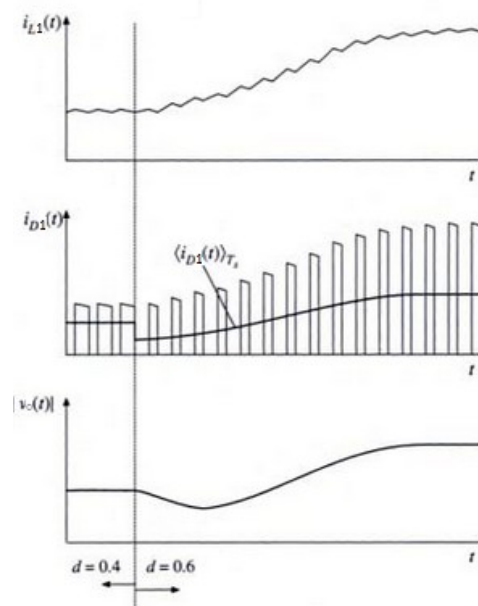


Figura 4.12: Diminuição temporária do valor da corrente e tensão de saída para um aumento de *duty-cycle* [48].

Quando o *MOSFET* está à condução, a primeira bobine é desacoplada da carga e este facto dá origem a um zero no *RHP*. Os cálculos dos zeros da função transferência foram obtidos através do *MatLab*®, tendo-se obtido os seguintes valores:

- $7.8397 \times 10^4$  rad/s;
- $(4.8606 \pm 9.9451i) \times 10^4$  rad/s.

Os zeros complexos no *RHP* surgem do facto que ao ligar o comutador a segunda bobine é desacoplada da carga. Estes zeros vão variar com o valor das resistências parasitas, pelo que uma análise cuidadosa do conversor é necessária para assegurar a estabilidade em todas as condições. À semelhança do cálculo dos zeros da função, os pólos também foram calculados através do *MatLab*® e tendo sido obtido os seguintes valores:

- $(0.0005 \pm 0.0232i) \times 10^5$  rad/s;
- $(-0.0000 \pm 2.6902i) \times 10^5$  rad/s.

As duas frequências ressonantes previstas pela análise da função de transferência são claramente visíveis no diagrama de bode da Figura 4.11. O que é notável é a extrema quantidade de atraso ou deslocamento de fase após a segunda ressonância. Isto é causado pelo atraso do segundo par de pólos e ao atraso adicional dos zeros complexos do *RHP*. O atraso de fase total é de  $630^\circ$ . Controlar este conversor para frequências superiores à segunda de ressonância será impossível. Na prática os projetistas calculam simplesmente uma frequência de corte entre 1/6 e 1/10 da frequência do zero no semiplano direito ou da frequência ressonante, a que for inferior[45]. No caso do trabalho em estudo tem-se que o zero está fixo a  $7,8397 \times 10^4$  rad/s, ou seja, corresponde a 12.5 kHz pela expressão (4.47).

$$f = \frac{\omega}{2\pi} \quad (4.47)$$

Portanto a frequência de corte será definida em 1.2 kHz. O valor conservador da frequência ressonante normalmente utilizado em projeto é relacionado com  $L_2$  e  $C_S$ , e expresso pela expressão (4.48).

$$f_R = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 \times C_S}} \quad (4.48)$$

Sendo  $L_2=23\mu\text{H}$  e  $C_S=2,2\mu\text{F}$ , a frequência ressonante apresenta um valor de 22,4kHz. A esta frequência o ganho, com o controlador incluído, deverá ser de 0 dB. Para tal será necessário calcular o ganho do sistema a essa frequência. Geralmente obtém-se o valor do ganho por inspeção ou simulação do sistema. Neste caso em estudo, para  $V_{in}=30\text{V}$ , temos que

o ganho do sistema é de  $-5,7$  dB pelo que o ganho do controlador deverá ser de  $+5,7$  dB, ou seja cerca de 2. A Figura 4.13 representa um controlador PI com inversão.

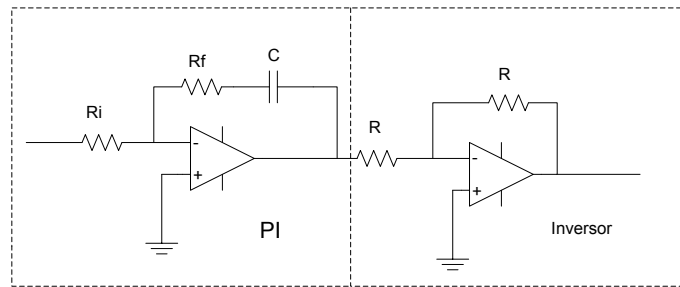


Figura 4.13: Controlador PI com inversor.

Sabendo que o ganho proporcional do controlador tem que ser igual a 2, as resistências do controlador PI têm de ter uma relação  $R_f/R_i=2$ . Fixando, por exemplo,  $R_i=10\text{k}\Omega$ , viria que  $R_f=20\text{k}\Omega$ . De notar que o ganho é positivo pelo que a saída do *AmpOp* deverá ser invertida. Usualmente os projetistas localizam o zero entre  $1/4$  e  $1/10$  da frequência de corte, pelo que seria inferior a 300 Hz. Então o condensador seria calculado através da expressão (4.49).

$$C = \frac{1}{2\pi \times R_f \times f_c} \Leftrightarrow c = \frac{1}{2\pi \times 20 \times 10^3 \times 300} \approx 27 \times 10^{-9} F \quad (4.49)$$

Com função de transferência dada pela expressão (4.50).

$$G_C = \frac{R_f}{R_i} \frac{1+sR_fC}{sR_fC} = 2 \times \frac{1851+s}{s} \quad (4.50)$$

A Figura 4.14 representa o gráfico de *Root-locus* e de *Bode*, para o conversor com malha de controlo, onde é bem visível, em comparação com a Figura 4.11, o pólo na origem e o declive do ganho nas baixas frequências.

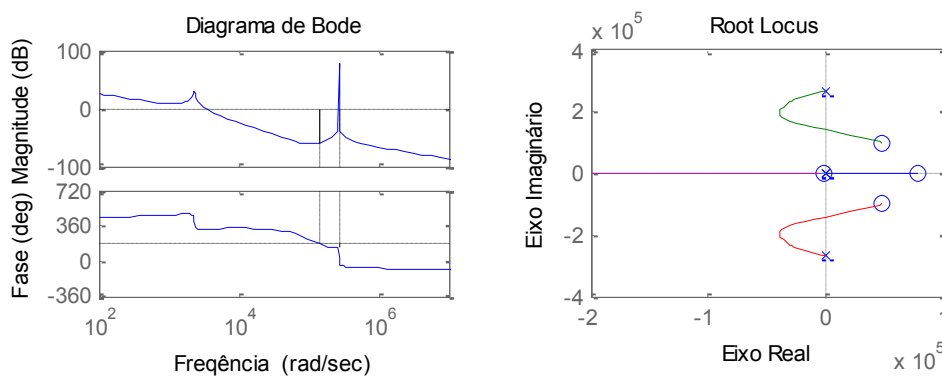


Figura 4.14: Diagrama de *Root-Locus* e de *Bode*, para um conversor *SEPIC* com malha de controlo.

### 4.4.1. Controlo de corrente

O caso específico em estudo é um carregador de baterias e como tal é lógico que se opte por um controlo de corrente de saída e não por um controlo de tensão, visto anteriormente. As baterias impõem a tensão à saída do conversor sendo mais vantajoso controlar o valor da corrente a injetar nestas.

Algumas aplicações do *SEPIC* encontram-se em pré-reguladores ou reguladores do fator de potência, controlando a corrente de entrada e como tal, também no presente trabalho, este controlo é desejável pois uma das estratégias principais é de se obter a potência máxima do gerador, monitorizando a tensão e a corrente. Após a monitorização, o conversor deve ir ajustando a corrente de entrada até se obter a pretendida potência maximizada às circunstâncias existentes no momento, desde a velocidade do vento, velocidade de rotação das pás do aerogerador, até aos valores de tensão e corrente atuais. O valor da corrente de carga da bateria não é um objetivo em si mas somente se pretende que seja o mais elevado possível face às circunstâncias existente no momento e que esteja compreendida entre valores de segurança ou impostos pela atual estado da carga da bateria.

De notar que se utilizam duas indutâncias acopladas, pelo que é importante e necessário ter em consideração a qualidade desse acoplamento. O valor da indutância de fugas, [44], é caracterizado pelo chamado fator de acoplamento  $k$  e deverá ser bastante inferior ao dos valores das indutâncias  $L_1$  e  $L_2$ . O fator de acoplamento traduz a perda de fluxo entre os dois enrolamentos como é exemplificado na Figura 4.15.

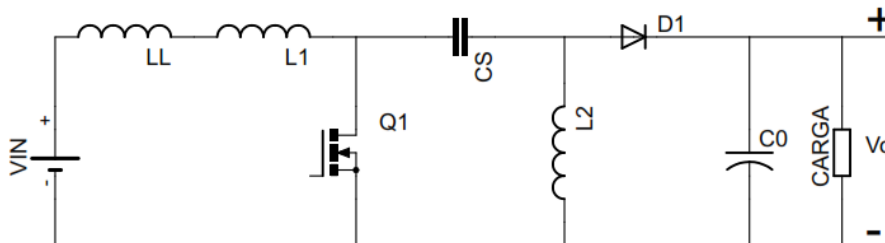


Figura 4.15: Conversor *SEPIC* com indutância de perdas.

Como o valor da indutância é função quadrática do número de espiras, a raiz quadrada da relação entre indutâncias é correspondente à relação de transformação. Então o fator de acoplamento deverá ser unitário se o valor da tensão induzida num enrolamento em aberto é o esperado pela razão de transformação e pelo valor da tensão aplicada no outro enrolamento. A expressão (4.51) demonstra a fórmula de calcular a tensão na segunda indutância através do fator de acoplamento[44].

$$V_{L2} = V_{L1} \times k \times \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \quad (4.51)$$

Outro método para calcular o fator  $k$  é medir a indutância de um enrolamento com o outro em aberto ( $L_1$ ) e depois em curto-circuito ( $L_{cc1}$ ), como demonstram as expressões (4.52) e (4.53).

$$L_{cc1} = (1 - k^2) \times L_1 \quad (4.52)$$

$$L_{cc2} = (1 - k^2) \times L_2 \quad (4.53)$$

No caso presente sendo a bobinagem dos enrolamentos efetuada manualmente e em condições não perfeitas, e não tendo corrigido ou alternado os enrolamentos, encontraram-se valores do fator de acoplamento baixos, cerca de 0,9, apontando para uma indutância de perdas cerca de 10% do valor das indutâncias utilizadas. Considerando  $V_{out}$  constante devido à bateria, e considerando também  $V_{IN}$  constante a alta frequência, obtêm-se as expressões (4.54) e (4.55), [49].

$$D = \frac{V_o}{V_{IN} + V_o} \quad (4.54)$$

$$1 - D = \frac{V_{IN}}{V_{IN} + V_o} \quad (4.55)$$

Como as tensões médias nas indutâncias devem ser nulas vem as expressões (4.56) e (4.57).

$$V_{Cs} = V_{IN} \quad (4.56)$$

$$D = \frac{V_o}{V_{Cs} + V_o} \quad (4.57)$$

Em DC a corrente no condensador deve ser nula, podendo-se obter as expressões (4.58) e (4.59).

$$I_{IN} = I_{Q1} \quad (4.58)$$

$$I_o = I_{L2} \quad (4.59)$$

Durante o tempo de condução do *MOSFET*,  $Q_1$ , este terá que suportar uma corrente  $I_{IN} + I_{L2}$ , podendo-se obter a expressão (4.60). Durante o tempo que este se encontra em aberto a corrente à saída ( $I_o$ ) será a soma de  $I_{IN} + I_{L2}$ , podendo-se obter a expressão (4.61).

$$I_{Q1} = (I_{IN} + I_{L2})D \Leftrightarrow (I_{IN} + I_{L2}) = \frac{I_{Q1}}{D} \quad (4.60)$$

$$I_o = (I_{IN} + I_{L2})(1 - D) \Leftrightarrow (I_{IN} + I_{L2}) = \frac{I_o}{(1 - D)} \quad (4.61)$$

Por outro lado as correntes médias no condensador também devem ser nulas, pelo que a corrente neste calculada através da expressão (4.62), deve ter valor nulo.

$$I_C = I_{IN}(1 - D) - I_{L2}D = 0 \quad (4.62)$$

Isolando a componente alternada em torno do ponto de funcionamento vem as expressões (4.63), (4.64) e (4.65).

$$i_{CS} = i_{IN}(1 - D) - I_{IN}d - I_{L2}d - i_{L2}D \quad (4.63)$$

$$i_{CS} = i_{IN} - (i_{IN} + i_{L2})D - (I_{IN} + I_{L2})d \quad (4.64)$$

$$i_{IN} = (i_{IN} + i_{L2})D + (I_{IN} + I_{L2})d + i_{CS} \quad (4.65)$$

$L_1$  e  $L_2$  estão ligados, sendo  $L_L$  a indutância de perdas, sendo  $V_{L1} = V_{L2}$ , e sendo de facto como que uma só indutância cuja soma das correntes determina a tensão nos enrolamentos, como demonstra a expressão (4.66).

$$(i_{IN} + i_{L2}) = -\frac{Jv_{L2}}{X_{L2}} = -\frac{Jv_{L1}}{X_{L1}} \quad (4.66)$$

A tensão média em  $L_2$ , que deverá ser nula, é a soma (ou diferença consoante o sentido) da tensão no condensador quando o *MOSFET* conduz e a tensão  $V_o$  quando este não conduz, como demonstra a expressão (4.67).

$$V_{L2} = V_{CS}D - V_o(1 - D) = 0 \quad (4.67)$$

Isolando a componente alternada vem a expressão (4.68).

$$v_{L2} = V_{CS}d + v_{CS}D + V_o d = (V_{CS} + V_o)d + v_{CS}D \quad (4.68)$$

Ou simplificando, obtém-se a expressão (4.69).

$$v_{L2} = V_o \frac{d}{D} + v_{CS}D \quad (4.69)$$

Substituindo (4.69) em (4.66) e multiplicando por  $D$  vem a expressão (4.70).

$$(i_I + i_{L2})D = -\frac{JV_o d}{X_{L2}} - \frac{Jv_{CS}D^2}{X_{L2}} \quad (4.70)$$

Examinando agora somente a componente alternada das tensões em  $V_{in}$ ,  $L_L$ ,  $L_1$ ,  $C_s$ ,  $L_2$ , vem que, como  $V_{L1}=V_{L2}$  (devido ao sentido, anulam-se) e a tensão de entrada é considerada constante, a tensão no condensador, calculada através das expressões (4.71) e (4.72), somente considerando a variação de tensão na indutância de perdas.

$$v_{Cs} = -v_{LL} \quad (4.71)$$

$$v_{Cs} = -ji_{IN}X_{LL} \quad (4.72)$$

Substituindo a expressão (4.72) em (4.70) obtêm-se a expressão (4.73).

$$(i_{IN} + i_{L2})D = -\frac{JV_0d}{X_{L2}} + \frac{J^2i_{IND}^2X_{LL}}{X_{L2}} \quad (4.73)$$

Ou simplificando, obtêm-se a expressão (4.74).

$$(i_{IN} + i_{L2})D = -\frac{JV_0d}{X_{L2}} - \frac{i_{IND}^2L_1}{L_2} \quad (4.74)$$

Da expressão (4.71), e como  $v_{LL} = ji_{IN}X_{LL}$  e  $v_C = -ji_{Cs}X_C$ , obtêm-se a expressão (4.75).

$$ji_{IN}X_{LL} = ji_{Cs}X_{Cs} \quad (4.75)$$

Ou simplificando, obtêm-se a expressão (4.76).

$$i_{Cs} = \frac{ji_{IN}X_{L1}}{X_{Cs}} = i_{IN}\omega^2L_L C_s = i_{IN} \left(\frac{f}{f_R}\right)^2 \quad (4.76)$$

Sendo  $f_R$  a frequência de ressonância que pode ser calculada através da expressão (4.77).

$$f_R = \sqrt{L_L \times C_s} \quad (4.77)$$

Substituindo as expressões (4.74) e (4.76) na expressão (4.65) obtêm-se a expressão (4.78).

$$i_{IN} = -\frac{JV_0d}{X_{L2}} - \frac{i_{IND}^2L_1}{L_2} + (I_{IN} + I_{L2})d + i_{IN} \left(\frac{f}{f_R}\right)^2 \quad (4.78)$$

Rearranjando e sendo  $I_{Q1}$ , o valor médio da corrente no *MOSFET*, obtêm-se a expressão (4.79).

$$\frac{i_{IN}}{d} = \frac{\frac{I_{Q1}}{D} - \frac{JV_o}{X_{L2}}}{1 + D^2 \frac{L_L}{L_2} - \left(\frac{f}{f_R}\right)^2} \quad (4.79)$$

Como é patente o controlo de corrente de entrada é bastante complicado pois a indutância de perdas e a capacidade formam um circuito ressonante. Uma boa solução é a de controlar a corrente no *MOSFET*, controlando o seu valor médio, já que para frequências inferiores à de ressonância, os valores das correntes no *MOSFET* e na entrada são similares. Outra razão para optar por essa solução é a financeira. De facto, como o *MOSFET* é o elemento mais frágil do circuito e que requer que a sua corrente seja monitorizada, o controlo da corrente no mesmo só necessitaria de um sensor de corrente, pelo que se conseguiria fazer o controlo de todo o sistema sem se recorrer a mais sensores. Com o valor da corrente no *MOSFET* não só se controla e ajusta para o ponto de potência máxima, como de modo rápido se monitoriza a corrente e se podem iniciar os processos de protecção.

Como tal viria a expressão (4.80), que rege a corrente que passa no *MOSFET*.

$$\frac{i_{Q1}}{d} = \frac{\frac{I_{Q1}}{D} - \frac{JV_o}{X_{L2}}}{1 + D^2 \frac{L_L}{L_2} - \left(\frac{f}{f_R}\right)^2} \left(1 - \left(\frac{f}{f_R}\right)^2\right) \quad (4.80)$$

De notar que a segunda parcela do denominador,  $(D^2 \frac{L_L}{L_2})$ , é bastante menor que a unidade pelo que, simplificando, obtém-se a expressão (4.81).

$$\frac{i_{Q1}}{d} = \frac{I_{Q1}}{D} - \frac{JV_o}{X_{L2}} \quad (4.81)$$

Substituindo o  $j$  por  $-1/s$ , obtém-se a expressão (4.82).

$$\frac{i_{Q1}}{d} = \frac{I_{Q1}}{D} + \frac{V_o}{sL_2} \quad (4.82)$$

Se o sensor de corrente, (*LEM*), tiver uma relação de transformação de corrente de 25A/25mA, e se a resistência de carga utilizada for de 200Ω, virá uma relação tensão/corrente de 5V/25A, ou seja de 0,2, pelo que o valor medido de corrente em sinal de tensão será dada pela expressão (4.83).

$$v_{medido} = 0,2 \times i_{Q1} \quad (4.83)$$

Por outro lado o valor máximo da tensão de dente de serra é de 5V, pelo que o valor desejado de corrente em sinal de tensão será dado pela expressão (4.84) e por sua vez pode-se obter o ganho do controlador através da expressão (4.85).

$$v_{desejado} = 5 \times d \quad (4.84)$$

$$G_S = \frac{v_{medido}}{v_{desejado}} = \frac{0,2}{5} \left( \frac{I_{Q1}}{D} + \frac{V_o}{sL_2} \right) \quad (4.85)$$

Note-se que a parcela  $I_{Q1}/D$  representa de facto a corrente total que passa nas bobines, ou seja a soma de  $I_{L1}$  e de  $I_{L2}$ . O seu valor será mais importante quanto menor for a tensão de entrada. Admite-se então que poderá ser no máximo cerca de 26A quando a tensão for cerca de 30V. A tensão de saída rondará os 48V, valor nominal da bateria. Substituindo os valores vem, para o máximo previsto de corrente, a expressão (4.86).

$$G_G = \frac{v_{medido}}{v_{desejado}} = 1,68 \times \frac{s+99532}{s} \quad (4.86)$$

É um sistema com um pólo na origem e um zero a cerca de 15,8kHz. De modo resumido poder-se-á afirmar que para frequências superiores a essa o ganho é quase fixo e é de 1,68, ou seja 4,51dB, e nas frequências inferiores o ganho vem baixando a -20dB por década até esse ponto (zero com 4,51dB e 15,8kHz). A Figura 4.16 representa o gráfico de *Root-locus* e de *Bode*, para o conversor com malha de controlo.

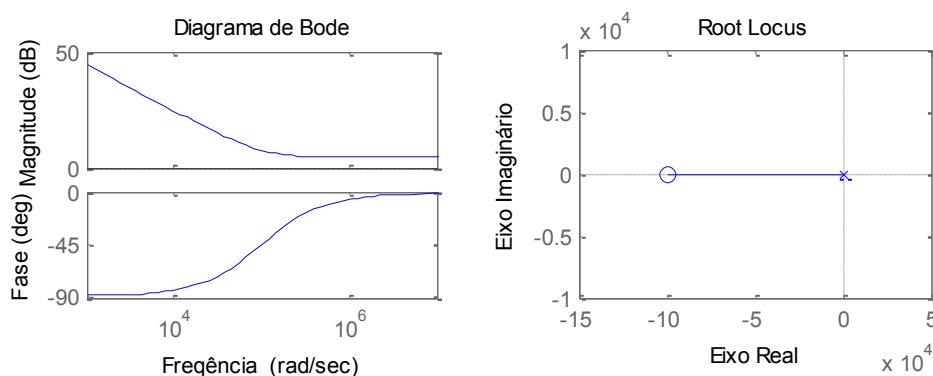


Figura 4.16: Diagrama de *Root-Locus* e de *Bode*, para um conversor *SEPIC* utilizando controlo de corrente do *MOSFET*.

De notar desde já que para correntes muito baixas e próximas de zero vem a expressão (4.87).

$$G_G = \frac{v_{medido}}{v_{desejado}} \approx \frac{167214}{s} \quad (4.87)$$

#### 4.4.2. Controlador

O primeiro aspeto a considerar é o acerto do declive. Com frequência fixa de *PWM* o *MOSFET* comuta uma vez por período. O *MOSFET* corta quando o dente de serra cruza o

sinal de controlo ou erro. Dependendo do ganho, as formas de onda durante o corte serão como em (a) com cruzamento, como em (b) com sobreposição, ou como em (c) com divergência como mostra a Figura 4.17 e é referido em [49]. Sabe-se que se o sinal de erro durante o corte possuir um declive que exceda o dobro do declive do dente de serra, haverá a ocorrência de oscilações a metade da frequência de comutação. Por outro lado é claro graficamente (Figura 4.17) que se o declive do sinal for superior ao do dente de serra haverá o primeiro será invertido ainda no mesmo período devido ao comparador do *PWM*.

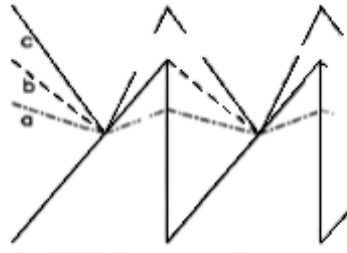


Figura 4.17: Formas de onda de entrada do comparador *PWM*.

Para tal será necessário ajustar o ganho a altas frequências de modo, que na pior das hipóteses, os declives se sobreponham, ou de outro modo, o sinal de controlo seja mais suave.

O controlador será então composto por um primeiro amplificador que fornece o sinal de erro a partir do valor médio atual da corrente no *MOSFET*, que é o controlador, e o segundo comparador que fornecerá o sinal de *PWM*. A Figura 4.18 demonstra o esquema a ser implementado.

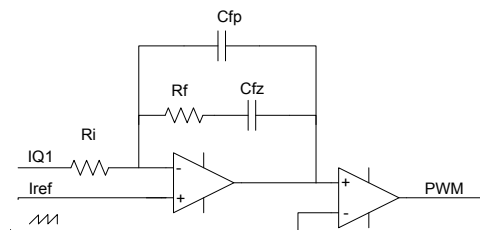


Figura 4.18: Controlador de corrente do *MOSFET* do conversor *SEPIC*.

O valor da corrente de referência é obtido através de uma integração de um sinal *PWM* (2) proveniente de um microcontrolador. O microcontrolador utilizado foi um *PIC* (Controlador Integrado de Periféricos). O *PIC*, com base no valor em memória do valor de corrente pretendido, fornece o sinal *PWM* (2), que é integrado como ilustrado na Figura 4.19. O *PIC* vai utilizar o sinal de erro (em *ANO*) vindo do amplificador/controlador para criar um novo sinal de *PWM* (1) que por sua vez vai ser injetado na gate do *MOSFET*. Deste modo é utilizado o *PWM* (1) do *PIC*, sendo desnecessário o comparador apresentado na Figura 4.18. Para se evitar a utilização de um inversor à saída do comparador, o *LEM* foi montado ao

contrário, obtendo assim um sinal de corrente negativo. O esquema que representa o conversor com a malha de controlo de corrente é apresentado na Figura 4.19.

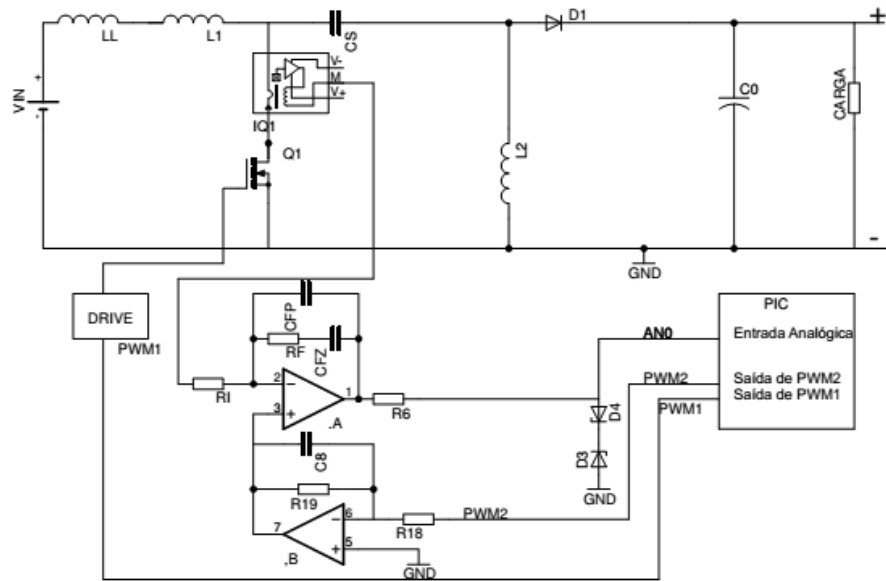


Figura 4.19: Conversor *SEPIC* com malha de controlo de corrente.

O declive do sinal de controlo ou erro é função da corrente que passa na resistência série  $R_i$  e do valor do condensador de realimentação e que define o pólo,  $C_{fp}$ . A corrente em  $R_i$  é a razão entre a tensão máxima à saída do sensor *LEM* e o valor de  $R_i$ . Nos cálculos preliminares admitiu-se uma corrente de pico no *MOSFET* de 31A, e como o ganho do *LEM LA25-NP* é de 0,2V/A, virá que a variação máxima da tensão em  $R_i$  será de  $31A \times 0.2V/A$ , ou seja 6.2V. Considerando  $R_i=5.1k\Omega$  vem a expressão (4.88).

$$\frac{dv_{erro}}{dt} = \frac{I_{Ri}}{C_{fp}} = \frac{V_{LEM}}{R_i C_{fp}} = \frac{6,2}{5,1 \times 10^3 C_{fp}} \quad (4.88)$$

O declive do dente de serra será a razão do valor da tensão, 5V interior ao microcontrolador, pelo período, 8 $\mu$ s (125kHz), igualando-se os declives, obtém-se a expressão (4.89).

$$\frac{5}{8 \times 10^{-6}} = \frac{6,2}{5,1 \times 10^3 C_{fp}} \quad (4.89)$$

Resolvendo a expressão (4.89) chega-se ao valor de  $C_{fp}=2nF$  ou superior, ou seja,  $C_{fp}=2.2nF$ . O ganho do controlador, a alta frequência, só considerando ainda  $C_{fp}$ , será dado pela expressão (4.90).

$$G_C = \frac{1}{s R_i C_{fp}} = \frac{1}{s \times 5,1 \times 10^3 \times 2,2 \times 10^{-9}} = \frac{90900}{s} \quad (4.90)$$

O ganho global é então o produto do ganho do circuito pelo ganho do controlador. Para correntes elevadas, tendo em conta (4.86), será dado pela expressão (4.91).

$$G = \frac{90900}{s} \times 1,68 \frac{s+99532}{s} \tag{4.91}$$

O ganho decresce a  $-40dB$  por década devido aos dois pólos na origem, com uma fase de  $180^\circ$ , até à frequência do zero, abrando então para  $-20dB$  por década com  $90^\circ$ , como mostra a Figura 4.20.

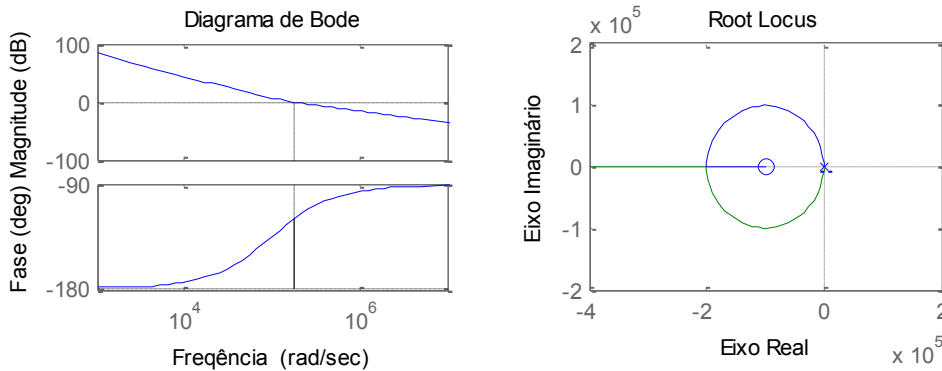


Figura 4.20: Diagrama de *Root-Locus* e de *Bode*, com correção de declive, para controlo de corrente do *MOSFET*.

A estabilidade será mais difícil de garantir quando na presença de baixas correntes pois a função de transferência global, tendo em conta (4.87), assume a expressão (4.92) e é representada na Figura 4.21.

$$G = \frac{90900}{s} \times \frac{167214}{s} = \frac{15,2 \times 10^9}{s^2} \tag{4.92}$$

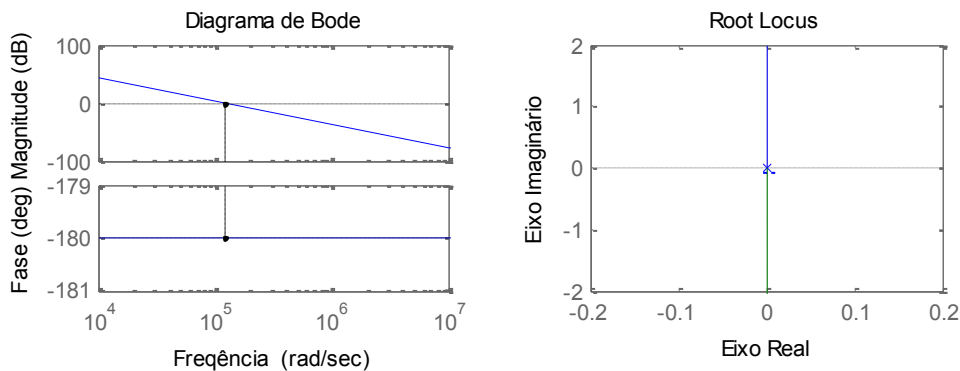


Figura 4.21: Diagrama de *Root-Locus* à esquerda e diagrama de *Bode* à direita, em baixas correntes, para controlo de corrente do *MOSFET*.

Note-se que neste caso a margem de fase é nula para um ganho 1,  $0dB$ , e portanto inaceitável. Uma solução geralmente proposta é a de adicionar um zero antes da frequência de

corde,  $f_c$ , de modo a reduzir o atraso de fase e ganhar uma margem de fase de  $45^\circ$  para essa frequência. A seguir à frequência de corte adicionar um pólo para reestabelecer o atraso de fase em  $180^\circ$ . Coloca-se um zero na frequência  $f_z = \frac{f_c}{2,5}$  e um pólo em  $f_p = 2,5 \times f_c$ . A frequência de corte será a que apresentar um ganho 1 (0 dB). Se a partir dessa frequência até ao pólo o declive for  $-20dB$  por década isso implica que o ganho no pólo será  $1/2,5 = 0,4$  ou seja  $-20dB/2,5 = -8dB$ . Então a frequência é dada pela expressão (4.93).

$$0,4 = \frac{15,2 \times 10^9}{s^2} \quad (4.93)$$

Ou seja,  $f_p = 31kHz$  e portanto as restantes frequências serão  $f_c = 12,4kHz$  e  $f_z = 5kHz$ , nesta havendo um ganho de  $+8dB$ .  $R_f$  e  $C_{fp}$  estabelecem a frequência do pólo e obtém-se a expressão (4.94) :

$$R_f = \frac{1}{2\pi f_p C_{fp}} = \frac{1}{2\pi \times 31 \times 10^3 \times 2,2 \times 10^{-9}} \approx 2,4k\Omega \quad (4.94)$$

Para calcular  $C_{fz}$  pode-se notar que o ganho do controlador antes de  $f_z$  e depois de  $f_p$  tem um declive a  $-20dB$  por década e que as frequências do pólo e do zero apresentam uma relação de 6,25, ou seja, do produto de 2,5 por 2,5 (as relações entre elas e a  $f_c$ ). Portanto a frequências inferiores à do zero, a soma de  $C_{fp}$  e de  $C_{fz}$  deverá ser 6,25 vezes o valor de  $C_{fp}$ . Vem então a expressão (4.95).

$$C_{fz} + C_{fp} = 6,25C_{fp} \quad (4.95)$$

Donde,  $C_{fz}$  é dado pela expressão (4.96).

$$C_{fz} \approx 11,6nF \quad (4.96)$$

A resposta em frequência em malha aberta do circuito e controlador é então dada pela Figura 4.22.

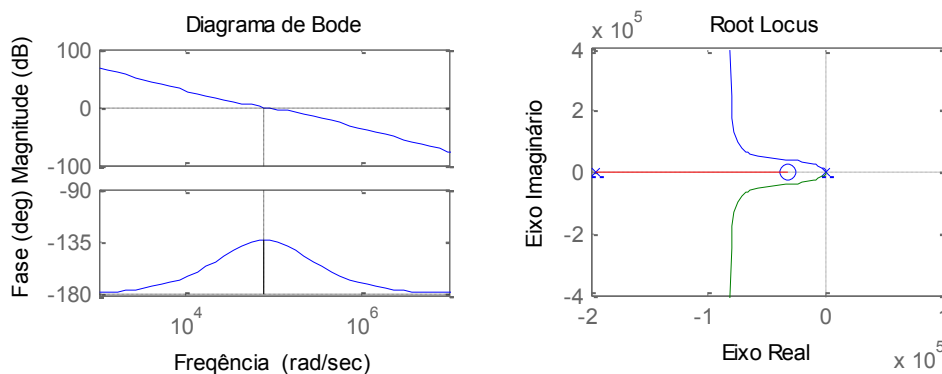


Figura 4.22: Resposta em frequência em malha aberta do circuito e controlador.

A resposta em frequência em malha fechada é dada pela Figura 4.23.

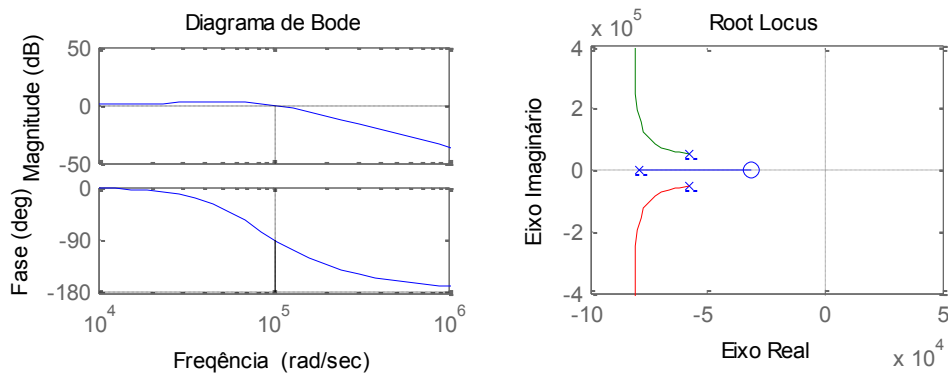


Figura 4.23: Resposta em frequência em malha fechada.

E a resposta a um impulso unitário do conversor e controlador em malha fechada é demonstrado na Figura 4.24.

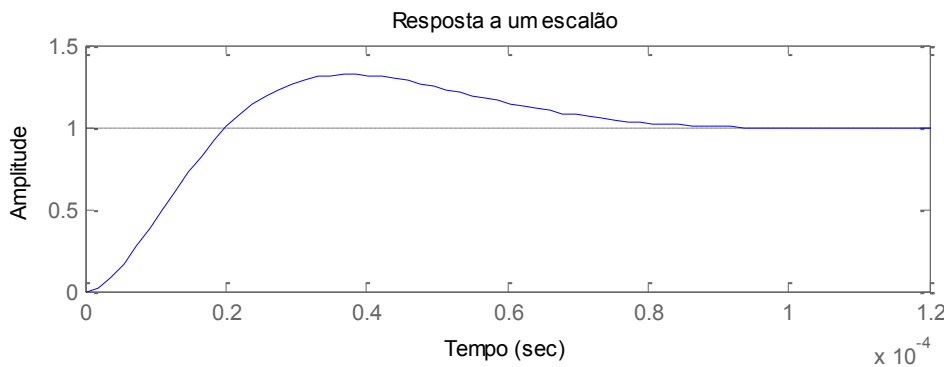


Figura 4.24: Resposta a um impulso unitário.

## 4.5. Simulação em MatLab Simulink

Foi implementado em *MatLab Simulink* o modelo do conversor *SEPIC* com os valores dos diversos componentes dimensionados nos subcapítulos anteriores. Foi também implementado o controlador de corrente do *MOSFET* para simulação da resposta em tempo real do mesmo. Irão ser realizadas diversas simulações para se obter as principais grandezas intervenientes do circuito. Será sempre aplicado uma fonte de tensão contínua à entrada do conversor e o mesmo vai alimentar um banco de baterias. A primeira simulação consiste em aplicar-se uma tensão de entrada de 48V e uma corrente de referência no *MOSFET* de 4A a um banco de baterias de 48V. As baterias não estão totalmente carregadas, pelo que as correntes e as tensões à saída podem variar consoante o *SOC* das mesmas. A Figura 4.25 representa esta primeira simulação.

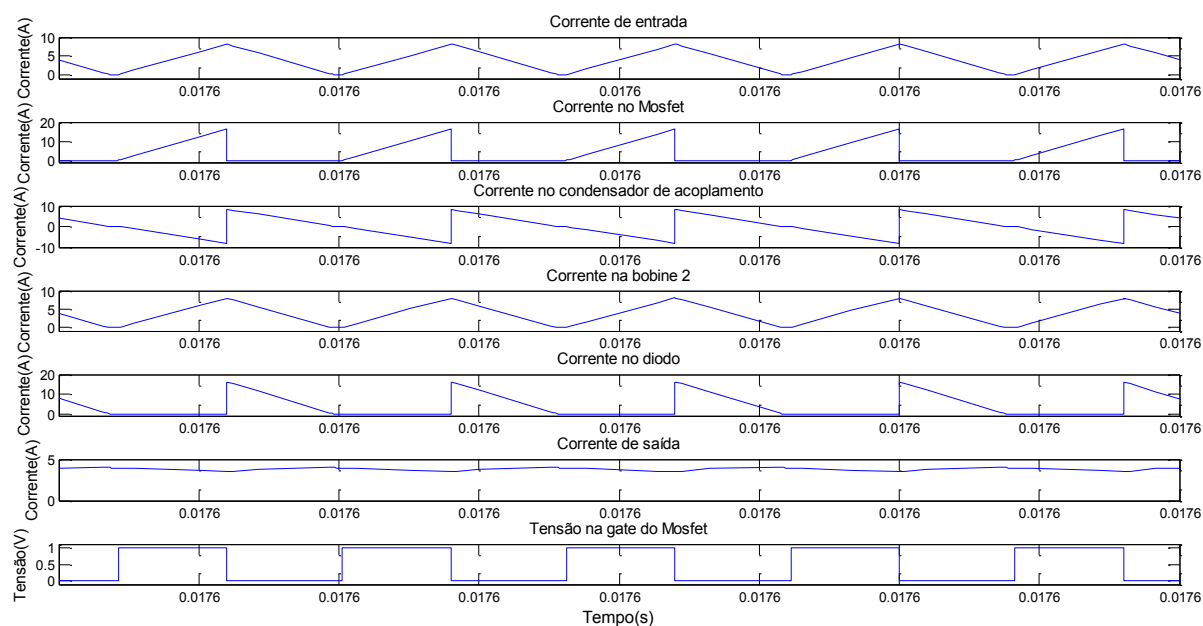


Figura 4.25: Principais grandezas no conversor *SEPIC* para um  $V_{IN}$  de 48V e um  $I_{Ref}$  de 4A.

Pode-se observar que as formas de onda das várias correntes no circuito coincidem com as da Figura 4.4, obtidas teoricamente, podendo assim chegar-se à conclusão que o modelo desenvolvido neste trabalho é válido para simulação. Uma das primeiras conclusões que se pode tirar é o facto de a corrente no *MOSFET*, que está a ser controlada pelo controlador, é diferente da que se obtém à saída. Para uma corrente de referência de 4A só se consegue injetar nas baterias 3.8A.

A próxima simulação é para uma tensão de entrada de 30V, simulando o limite mínimo admitido da tensão de entrada. A Figura 4.26 representa esta simulação para uma corrente de referência de 4A.

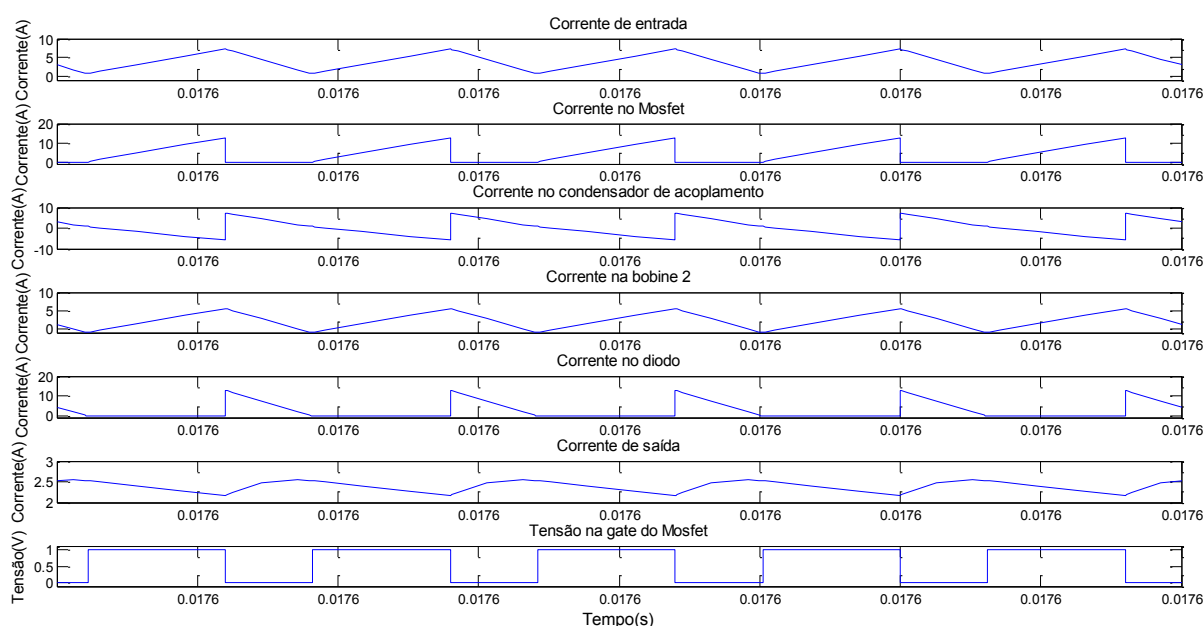


Figura 4.26: Principais grandezas no conversor *SEPIC* para um  $V_{IN}$  de 30V e um  $I_{Ref}$  de 4A.

Repare-se que para esta situação a corrente à saída é inferior que na simulação anterior, mas mesmo assim é considerável (2,3A). Observa-se também que para esta situação o *duty-cycle* aumentou visto estar na situação de elevação de tensão.

A próxima simulação é para uma tensão de entrada de 60V, simulando o limite máximo admitido da tensão de entrada. A Figura 4.27 representa esta simulação para uma corrente de referência de 4A.

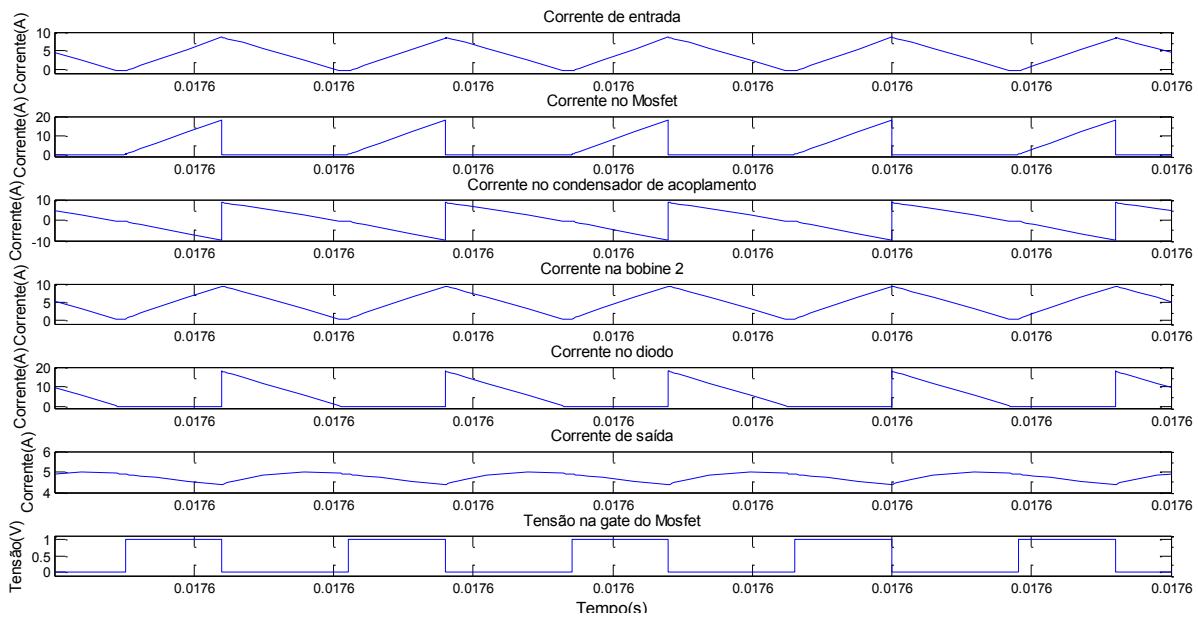


Figura 4.27: Principais grandezas no conversor *SEPIC* para um  $V_{IN}$  de 60V e um  $I_{Ref}$  de 4A.

Repare-se que para esta situação a corrente à saída é superior que na simulação de  $V_{IN}=48V$ , apresentando um valor médio de aproximadamente 4,8A. Observa-se também que para esta situação o *duty-cycle* diminui visto estar na situação de abaixamento de tensão.

A próxima simulação está representada a resposta a um impulso na corrente de referência no *MOSFET*. Para tal foi utilizado um escalão parametrizado para colocar uma corrente inicial de 0,8A e aos 0.02s passá-la instantaneamente para 1.6A, ou seja, o dobro da corrente de referência. Foi colocada uma tensão de entrada de 48V e obteve-se um gráfico que é representado na Figura 4.28, com o valor da corrente de referência, o valor médio da corrente no *MOSFET* e a corrente que é injetada nas baterias.

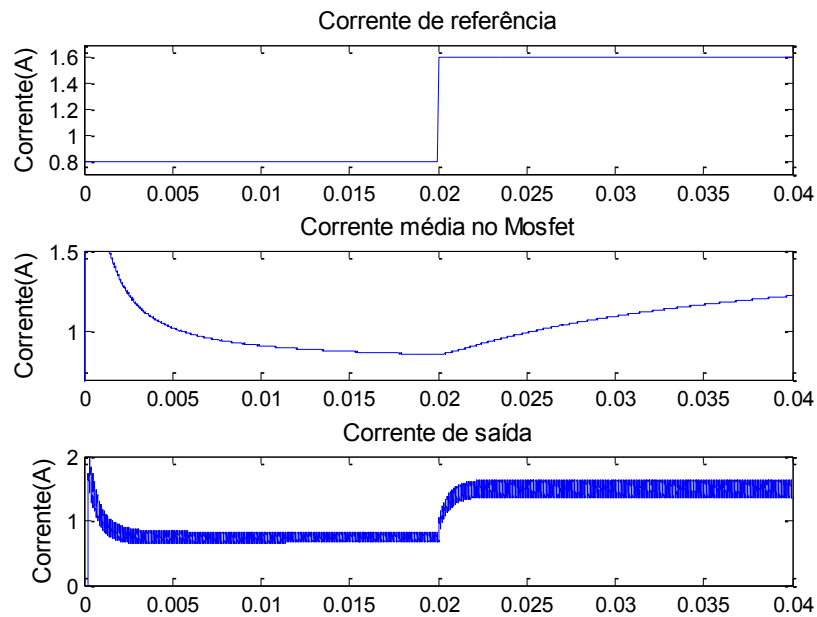


Figura 4.28: Resposta do sistema a um escalão na corrente de referência.

## 4.6. Conclusões

Neste capítulo apresentou-se todo o estudo do conversor *SEPIC* para posterior simulação e implementação prática do mesmo.

O conversor *SEPIC* é utilizado na grande generalidade como fonte de tensão contínua, este facto deve-se em grande parte à sua taxa de conversão de tensão que permite que esta à saída possa adquirir qualquer valor em relação à entrada.

Para se realizar o dimensionamento dos equipamentos intervenientes foi necessário realizar um estudo em modo contínuo deste conversor. Como já havia sido referido anteriormente, este conversor tem uma natureza de quarta ordem pelo que, através da análise AC, o controlo de tensão é bastante complicado de se executar, nunca garantindo a estabilidade do sistema.

Consegue-se de um modo relativamente simples tornar o sistema estável controlando-se a corrente que passa no *MOSFET*. Após análise do conversor sabe-se que esta corrente é diretamente proporcional à corrente que é injetada à saída nas baterias, pelo princípio da máxima transferência de potência.

Após todo o dimensionamento dos componentes do conversor e do controlador de corrente, foi implementado em *Matlab Simulink* o modelo do sistema completo, tendo-se validado com os pressupostos teóricos.



## 5. Monitorização, gestão e controlo

### Resumo

Neste capítulo irá ser feito o estudo de uma técnica de otimização de sistemas de geração de energia proveniente de uma fonte renovável. O método em estudo é o método “mede e afere”, que consiste em tempo real obter, através do conversor DC/DC e de um algoritmo de controlo, um ponto de funcionamento ótimo do sistema. É realizado um estudo dos parâmetros máximos e mínimos para o qual o conversor *SEPIC* foi dimensionado. Por sua vez irá ser criada uma rotina para garantir que o conversor funciona dentro dos parâmetros, sendo essa rotina implementada num microcontrolador *PIC*. Neste capítulo também implementou-se um algoritmo de controlo e otimização num *PIC*. Através deste, realizou-se a monitorização das grandezas intervenientes no sistema (tensões e correntes) e colocou-se o conversor DC/DC a funcionar no ponto de máxima potência.

## 5.1. Introdução

### 5.2. Rastreamento do ponto máximo de potência

O ponto de potência máxima ( $MPP^9$ ) de um aerogerador é o ponto da curva de tensão vs corrente à saída do gerador, em que se obtém a potência máxima gerada. Visto isto, é de todo o interesse a criação de um algoritmo que tente colocar o sistema num ponto de funcionamento ótimo, no caso presente, conseguindo fornecer uma tensão constante a uma carga. Essa técnica de rastreamento do ponto máximo de potência é denominada de  $MPPT^{10}$  [50].

Para se conseguir fornecer uma tensão constante a uma carga é usualmente utilizado um conversor DC/DC, que funciona como um interface, entre o gerador e a carga, ou banco de baterias. Alterando-se o *duty-cycle* do conversor, consegue-se obter a máxima potência à saída do gerador. Para se perceber o funcionamento de um  $MPPT$ , primeiramente é necessário perceber como funcionam os controladores de carga convencionais. Quando estes controladores carregam uma bateria, eles simplesmente ligam os geradores diretamente às baterias. Isto força o gerador a trabalhar à tensão das baterias, que tipicamente não é a tensão ideal de operação para a qual o gerador consegue fornecer a máxima potência.

Este tipo de controladores, por si só, não conseguem colocar o gerador a trabalhar no ponto de funcionamento de máxima potência, portanto as técnicas de  $MPPT$  trabalham em conjunto com um conversor DC/DC e um algoritmo de controlo que permita encontrar e manter o gerador a funcionar nesse ponto ótimo [51].

Existem várias técnicas de  $MPPT$  [52], sendo as principais estudadas por [53] e [54], consistindo no método “mede e afere” (*P&O-Perturbation and observation*), no método de incremento de condutância (*IncCond-Incremental Conductance*) e no método de tensão constante (*CV- Constant Voltage*). Neste capítulo só é utilizado uma destas técnicas, o método de “mede e afere”.

#### 5.2.1. Método mede e afere

Este método tem como objetivo ir alterando a tensão ou a corrente de operação do gerador, até se conseguir obter a sua potência máxima, como ilustra a Figura 5.1 com as curvas características de uma turbina para várias velocidades de vento.

---

<sup>9</sup> *Maximum Power Point*

<sup>10</sup> *Maximum Power Point Tracker*

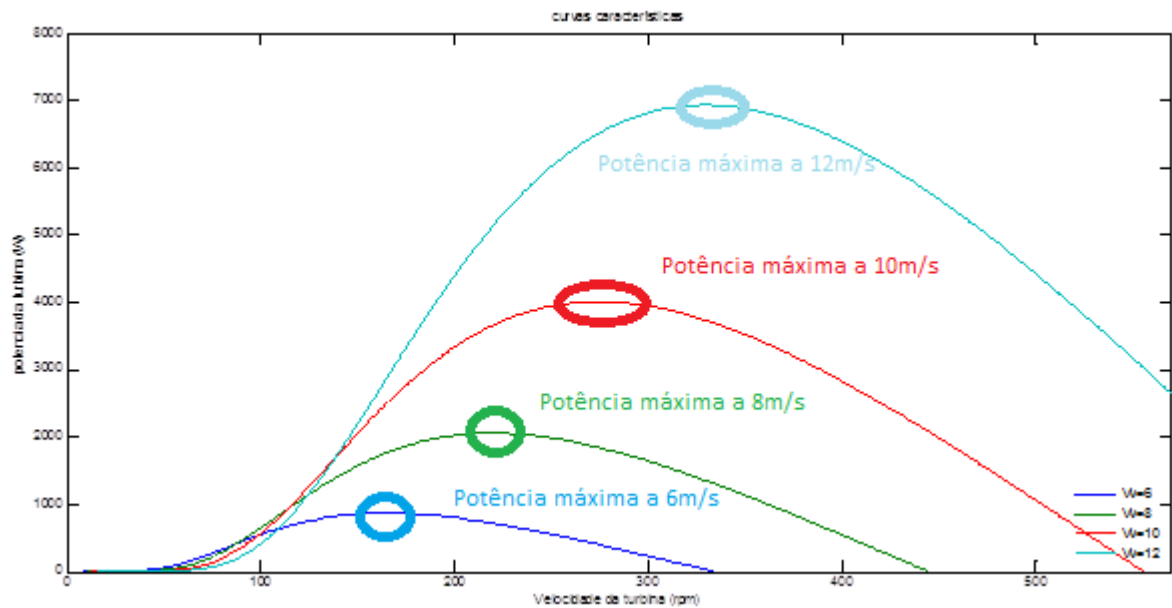


Figura 5.1: curvas características de uma turbina para várias velocidades de vento apontando as potências máximas.

Como se pode observar na Figura 5.1, a potência máxima que se consegue extrair de uma turbina eólica varia consoante a velocidade do vento. Por sua vez a potência elétrica que se consegue extrair do gerador é diretamente proporcional à potência extraída de uma turbina. O objetivo do método *mede e afere* é colocar o sistema a funcionar no ponto onde a potência é máxima independentemente da velocidade do vento que exista num determinado instante. Consiste em periodicamente aumentar-se ou diminuir-se a tensão à saída do gerador, alterando o *duty-cycle* no conversor DC/DC e comparando a potência atual com a que tinha antes da alteração. Este método começa por medir a tensão e a corrente proveniente do gerador a uma determinada rotação, armazenando o valor da potência calculada nesta condição. Após obtenção do valor da potência inicial este método incrementa o *duty-cycle* do conversor, medindo um novo valor de potência. Caso a potência aumente, o método continua a incrementar a *duty-cycle*, se acontecer o contrário, ou seja, a potência diminuir, o método começa a decrementar o valor do *duty-cycle*. A Figura 5.2 demonstra o gráfico do comportamento da potência que se consegue extrair de uma fonte genérica, com impedância série, quando esta alimenta um conversor DC/DC.

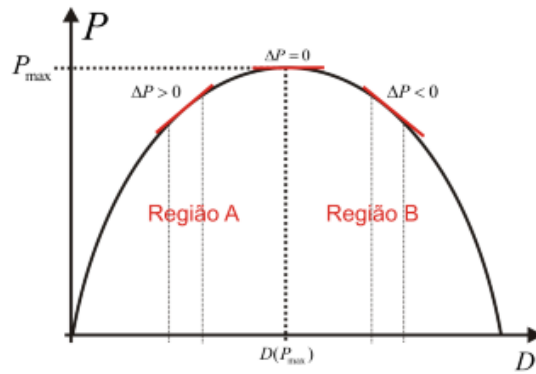


Figura 5.2: Curva típica do princípio de rastreamento de máxima potência[52].

Após observação da figura consegue-se perceber melhor as variações do *duty-cycle* que têm de ser efetuadas no conversor. Foram representadas no gráfico duas regiões de funcionamento, *A* e *B*. A região *A* significa que com o aumento do *duty-cycle* a potência que se consegue extrair da fonte vai se tornando maior, até se obter um valor máximo,  $P_{m\acute{a}x}$ . A partir deste ponto com o aumento do *duty-cycle* a potência que se consegue extrair da fonte vai diminuindo. Este método consiste em ir-se aplicando pequenas variações no *duty-cycle* e medindo a potência obtida com estas alterações. Se para uma variação de *duty-cycle* o valor da nova potência for superior à que se tinha anteriormente, significa que a variação da mesma é superior a zero, demonstrando que se encontra na região *A* da Figura 5.2, ou seja, pode-se continuar a aumentar o *duty-cycle*. Quando para uma variação de *duty-cycle* a potência nova é inferior à que se tinha anteriormente, significa que se encontra na região *B* da Figura 5.2, tendo que o *duty-cycle* diminuir para se obter de novo uma potência superior [55]. Este processo segue-se até que o ponto de potência máxima seja atingido, fazendo com que a potência oscile em torno do valor máximo até estabilizar.

A Figura 5.3 mostra o fluxograma usado para este método. Este método *MPPT* é o mais utilizado graças à sua facilidade de implementação, bem como a simplicidade com que se adapta o valor do *duty-cycle* a ser injetado no conversor DC/DC. O valor do  $D_{inicial}$  (ou *duty-cycle* mínimo) e o valor do incremento *Inc*, assim como a periodicidade do cálculo mede e afere, são parâmetros introduzidos pelo operador.

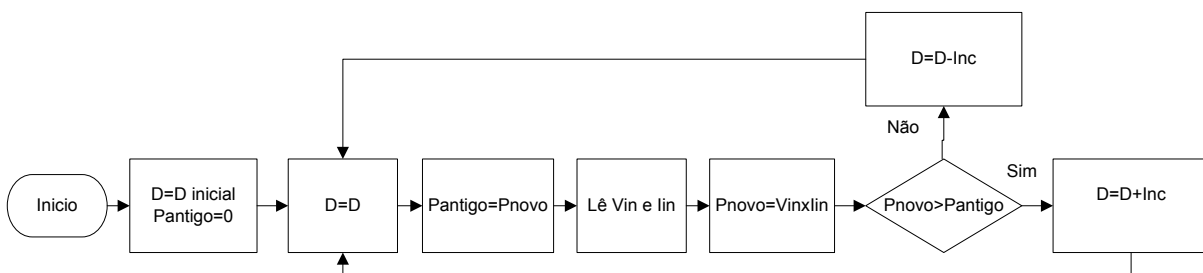


Figura 5.3: Fluxograma do método mede e afere.

Este método é bastante dinâmico e faz medições em tempo real, torna-se uma mais-valia para sistemas de produção de energia elétrica que não sejam constantes, como é o caso da energia eólica. A Figura 2.15, que representa a variação da potência disponível numa turbina eólica para diversas velocidades do vento, observa-se que o gráfico é bastante semelhante ao da Figura 5.2, e que o ponto de máxima potência não é estático, ou seja, varia consoante a velocidade. Portanto, sabendo que o sistema tem estas variações é de todo o interesse implementar esta técnica de controlo.

### 5.3. Monitorização, controlo e proteção do *SEPIC*

O conversor, está dimensionado para funcionar a uma gama de tensões (30V-70V) e uma gama de corrente (0A-10A). Como tal é necessário controlar os valores de entrada do conversor para que o mesmo não se deteriore. Foram utilizados dois sensores, um de tensão simplificado e um de corrente (*LEM*), que indicam em tempo real qual o valor das grandezas que estão a ser injetadas no conversor ( $V_{IN}$  e  $I_{IN}$ ). De facto a grandeza medida á a corrente no *MOSFET*,  $I_{Q1}$ , mas como já referido, o seu valor médio é igual ao  $I_{IN}$ . Como o *LEM* foi montado ao contrário evita-se a inversão de sinal à entrada do *PIC*. A Figura 5.4 mostra o esquema elétrico que foi utilizado para se fazer a monitorização de todas as grandezas já com o controlo de corrente incorporado.

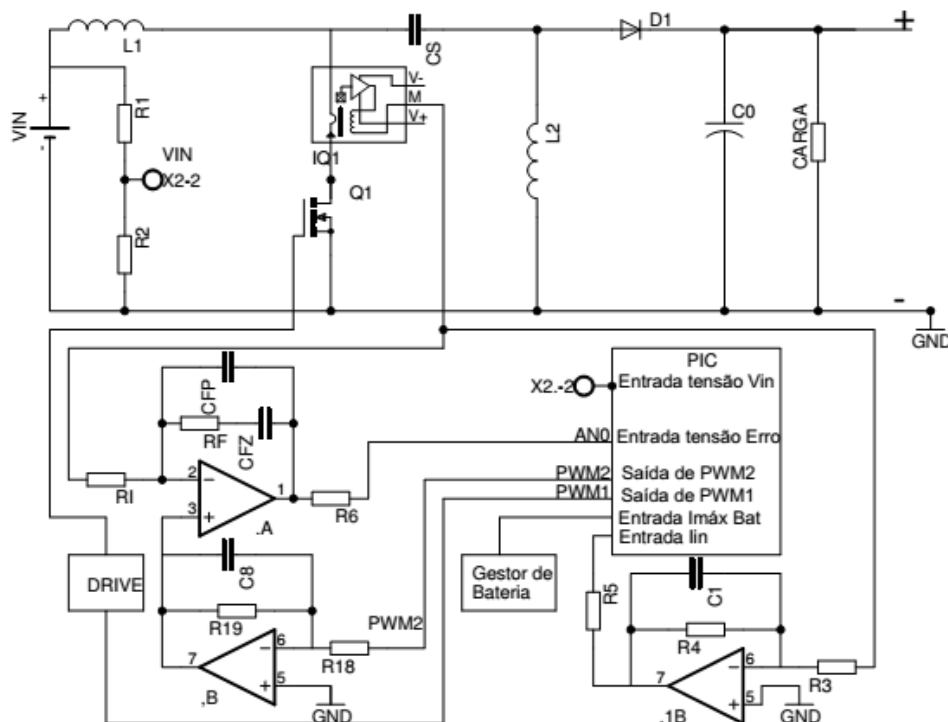


Figura 5.4: Esquema elétrico de um conversor *SEPIC* com monitorização e controlo.

O primeiro passo foi a construção de uma placa de circuito impresso com o conversor *SEPIC* contendo todos os dispositivos de medição necessários ao controlo da mesma. A Figura 5.5 demonstra a placa contendo o conversor *SEPIC*.

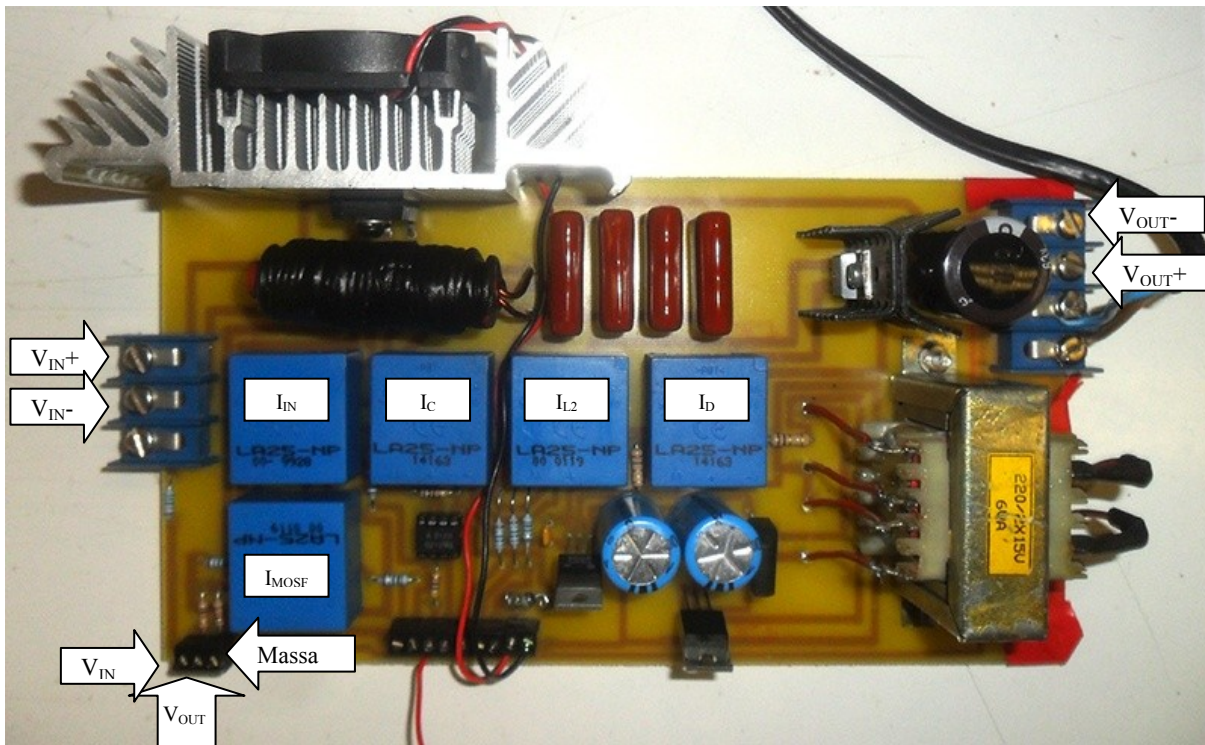


Figura 5.5: Placa de circuito impresso do conversor *SEPIC* realizado na parte experimental.

Como se pode observar na Figura 5.5 foram colocados vários *LEM's* (medidores de corrente), dando a oportunidade de se saber qual o valor das correntes no conversor em tempo real, para ensaios e análise. Esta placa está preparada para receber um sinal de *PWM* externo e, através de um *drive* isolador dar ordem de comutação ao *MOSFET*, fazendo assim uma separação galvânica do circuito de controlo do de potência. Como se pode observar na Figura 5.4, as correntes que vão ser medidas são as de entrada, no *MOSFET*, no condensador, na segunda bobine e a de saída. Foi também medido as tensões de entrada e de saída como indicado na Figura 5.5.

Além disto, tem-se como objetivo controlar o valor da corrente que irá ser injetada na bateria, sendo que esse valor deverá ser recebido do gestor da bateria, *SOC*. Na ausência dele, nos ensaios efetuados definiu-se um valor máximo de corrente de bateria, definido pelo utilizador, memorizando no *PIC*. De notar mais uma vez que a gestão *MPPT* tenta colocar à saída (bateria) a máxima potência (em corrente já que a tensão é quase constante), estando o valor máximo apenas limitado pela informação na memória do *PIC*. Nos ensaios a variável foi definida pelo utilizador, de futuro pelo gestor da bateria.



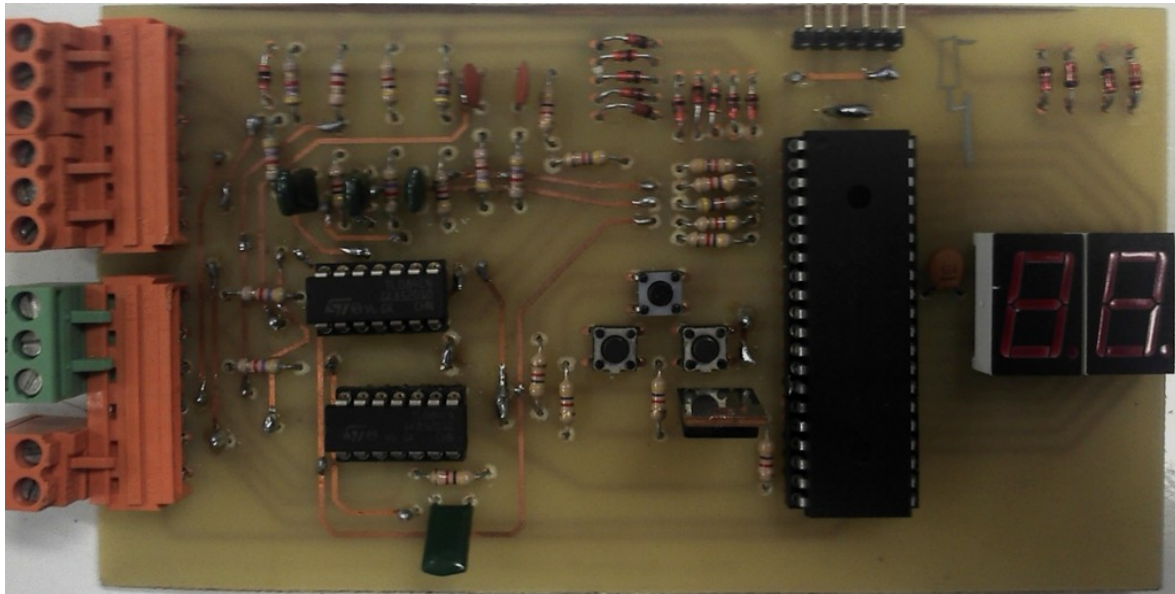


Figura 5.7: Placa de circuito impresso de controlo e monitorização.

O *PIC* está programado para receber quatro entradas analógicas (tensão de entrada, tensão de erro, corrente no *MOSFET* e eventual corrente máxima a ser injetada na bateria). Foram selecionadas estas entradas pois contemplam os valores necessários para monitorização e proteção do conversor, bem como outras que possam ser utilizadas em trabalhos futuros, como no caso da ligação ao gestor de baterias. O *PIC* ainda fornece duas saídas sob a forma de *PWM*, uma para injeção na gate to *MOSFET*, e outra como valor de corrente de referência a ser injetada na malha de controlo de corrente.

Foram utilizadas várias variáveis no *PIC* (dezasseis parâmetros limitativos ou de arranque), que permitem ao utilizador colocar manualmente os valores desses parâmetros. Os parâmetros zero e um servem para monitorizar os valores das grandezas das várias entradas. Os parâmetros que vão desde o dois até aos dez servem para o utilizador definir os valores padrões de proteção bem como os tempos de espera a serem colocados no algoritmo de monitorização e controlo como mostra a Figura 5.6. Por fim os últimos parâmetros servem para definir as saídas de *PWM* bem como mostrar o valor das mesmas em tempo real. Todos os parâmetros estão referidos na Tabela 5.1.

Tabela 5.1: Parâmetros implementados no *PIC*

Parâmetro	Sub parâmetros	Função
P0		Mostra o valor definido em P1
P1		Escolhe o valor a ser mostrado em P0
P1	0	<i>Erro</i> (AN0)
P1	1	$V_{in}$ (AN1)
P1	2	$i_{sw}$ (AN2)

P1	3	$i_{bat}$ (AN3)
P2		$I_{ref}=1.0A$
P3		$I_{máx}=9.9A$
P4		$I_{min}=0.1A$
P5		$V_{máx}=70V$
P6		$V_{min}=30V$
P7		$D_{inc}=0.05$
P8		$T_s=5s$
P9		$T_e=30s$
PA		$D_{inicial}=0.5$
PB		Fonte do $PWM_1$
PB	0	Auto
PB	1	Teste - AN0
PB	2	Teste - AN1
PB	3	Teste - AN2
PB	4	Teste - AN3
PB	5	Valor definido em PC
PC		Valor de $PWM_1$ em caso de teste, se escolhido em PB
PD		Fonte do $PWM_2$
PD	0	Auto
PD	1	Teste - AN0
PD	2	Teste - AN1
PD	3	Teste - AN2
PD	4	Teste - AN3
PD	5	Valor definido em PE
PE		Valor de $PWM_2$ em caso de teste, se escolhido em PD
PF		Leitura / Gravação de parâmetros
PF	0	Não altera os parâmetros
PF	1	Repor os parâmetros de fábrica
PF	2	Gravar parâmetros na <i>EEPROM</i>
PF	3	Ler parâmetros na <i>EEPROM</i>

## 5.4. Conclusões

Neste capítulo conclui-se que para sistemas de produção variáveis de energia existem alguns métodos que conseguem obter o ponto de funcionamento ótimo. Sabe-se que no caso da energia eólica a produção de energia está diretamente relacionada com a velocidade de rotação do conjunto turbina+rotor do gerador. Para cada velocidade do vento existe um ponto onde a potência é máxima. Com o método mede e afere consegue-se ir ao encontro desse ponto, utilizando apenas o conversor DC/DC.

Dimensionou-se o conversor *SEPIC* para funcionar numa gama de tensões e de correntes, tendo-se implementado um algoritmo de monitorização desses valores, que garante a segurança no funcionamento do mesmo.

Por fim, foi realizado o estudo no qual pôde-se verificar a corrente máxima a ser injetada nas baterias em estudo. Conclui-se que esse valor está diretamente relacionado com *SOC* destas. Conclui-se também que pelo teorema da máxima transferência de potência, o valor da corrente de entrada, que neste caso é controlada, está diretamente relacionada com a corrente que é injetada nas baterias. Conseguiu-se assim garantir que a corrente injetada nas baterias nunca fosse superior ao máximo que lhes era permitido.

Foram construídas duas placas, uma onde se encontra o conversor *SEPIC* (placa de potência) e outra onde foram realizadas as monitorizações, controlo e gestões do sistema (placa de sinal). Na placa de sinal foi implementado um *PIC*, programado para realizar a monitorização e gestão do sistema, bem como o fornecimento do valor de referência de corrente e o *PWM* necessário para comutar o *MOSFET*.

## 6. Resultados Experimentais

### Resumo

Neste capítulo realizou-se os testes práticos do conversor *SEPIC* em laboratório. Analisou-se o seu funcionamento como fonte de tensão, alimentando primeiramente uma carga resistiva e posteriormente alimentando quatro baterias ligadas em série. Posteriormente incorporou-se o controlador no conversor *SEPIC* e foi testado o método de controlo. Por fim realizou-se o ensaio de acoplar o conversor *SEPIC*, com a respetiva malha de controlo, a um gerador.

## 6.1. Introdução

Após modelização e simulação de todo o sistema (turbina, gerador, retificador, conversor *SEPIC* e baterias), foram realizados vários ensaios de modo a se conseguir obter uma validação prática do sistema.

Analisou-se o funcionamento do conversor *SEPIC* como fonte de tensão, alimentando primeiramente uma carga resistiva e posteriormente alimentando quatro baterias ligadas em série.

Posteriormente acoplou-se o controlo ao conversor. Variou-se o valor da corrente de referência para validação do método de controlo. Ainda neste ensaio criou-se um escalão no valor da corrente de referência, servindo de simulação a uma variação repentina na velocidade do vento, também para constatação da estabilidade do controlo.

Por fim, realizou-se a acoplação do conversor *SEPIC*, com a respetiva malha de controlo, a um gerador. O primeiro ensaio foi a alimentação das baterias, ligando-as diretamente ao retificador que por sua vez está a ser alimentado pelo gerador trifásico. O segundo ensaio foi a colocação do conversor *SEPIC*, como estágio intermédio, entre o retificador e as baterias.

Os subcapítulos seguintes demonstram os resultados obtidos nos diversos ensaios. Vão ser apresentadas as figuras mais exemplificativas, sendo outras mostradas em anexo.

## 6.2. Variação de $V_{in}$ com carga resistiva

Este ensaio consistiu em fornecer uma tensão contínua ao conversor *SEPIC*. Nesta fonte, as tensões utilizadas foram de 30V, 48V e 60V, podendo-se colocar o conversor a funcionar nos extremos para o qual foi dimensionado. Utilizou-se uma fonte de tensão contínua em substituição a um gerador trifásico acoplado a um retificador.

Na entrada do conversor colocou-se um condensador para minimizar a tensão de *ripple*. À saída foi colocado uma carga resistiva de 47 $\Omega$ . O controlo do conversor *SEPIC*, o ajuste do *duty-cycle* da gate do *MOSFET*, foi feito através de um gerador de sinais parametrizado para comutar a uma frequência 125kHz.

O objetivo deste ensaio foi demonstrar como é que o conversor se comporta para vários valores de tensão de entrada.

### 6.2.1. Com $V_{in}=48V$ e $V_{out}=48V$

Neste ensaio colocou-se uma tensão de entrada de 48V, tentando obter-se à saída os mesmos 48V. Após análise da Figura 4.10, o conversor apresentou um ganho unitário para um *duty-cycle* de 50%. A Figura 6.1 mostra as grandezas de entrada do conversor.

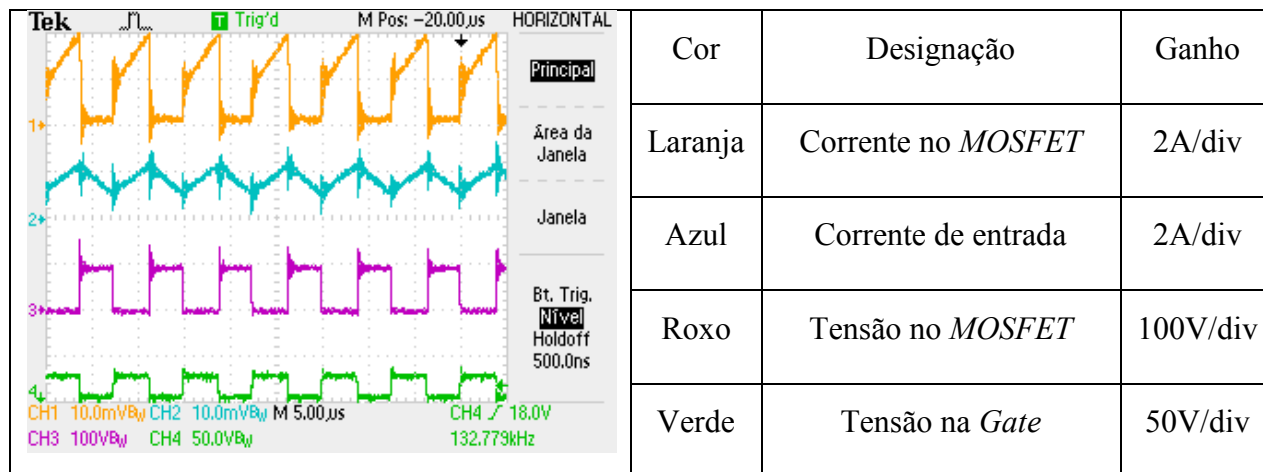


Figura 6.1: Características de entrada do conversor para uma carga resistiva e  $V_{IN}=48V$ .

Para este ensaio pôde-se constatar que na prática as formas de onda obtidas são bastante semelhantes aqueles que se obtiveram na simulação teórica do conversor. Observou-se que quando se injeta um impulso na gate do *MOSFET* este entra à condução, passando a sua tensão para um valor aproximadamente nulo. Repare-se que quando o *MOSFET* se encontra ao corte a sua tensão é de aproximadamente 100V. A corrente de entrada apresenta uma forma triangular, imposta pela bobine de entrada do conversor. Quando o *MOSFET* entra à condução, a bobine de entrada carrega fazendo com que o valor da corrente suba, já quando este se encontra ao corte, a energia armazenada nela descarrega-se sobre o condensador, fazendo com que o seu valor diminua. A corrente no *MOSFET* apresenta uma forma de onda trapezoidal, sendo esta obtida quando este se encontra à condução. O valor da corrente do *MOSFET* é a soma da corrente de entrada com a corrente na bobine 2, quando o mesmo se encontra à condução e tem o valor de zero quando este se encontra ao corte. A Figura 6.2 representa as formas de onda das grandezas intervenientes no estágio intermédio do conversor, assim como o impulso imposto na gate do *MOSFET* para melhor comparação e sincronismo com a figura anterior.

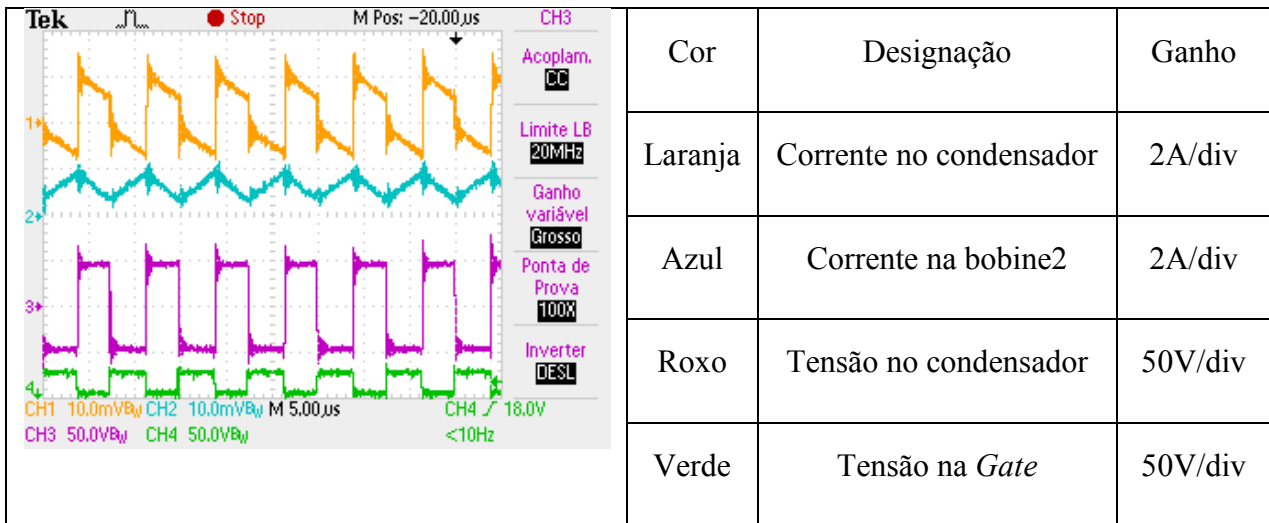


Figura 6.2: Características intermédias do conversor para uma carga resistiva e  $V_{IN}=48V$ .

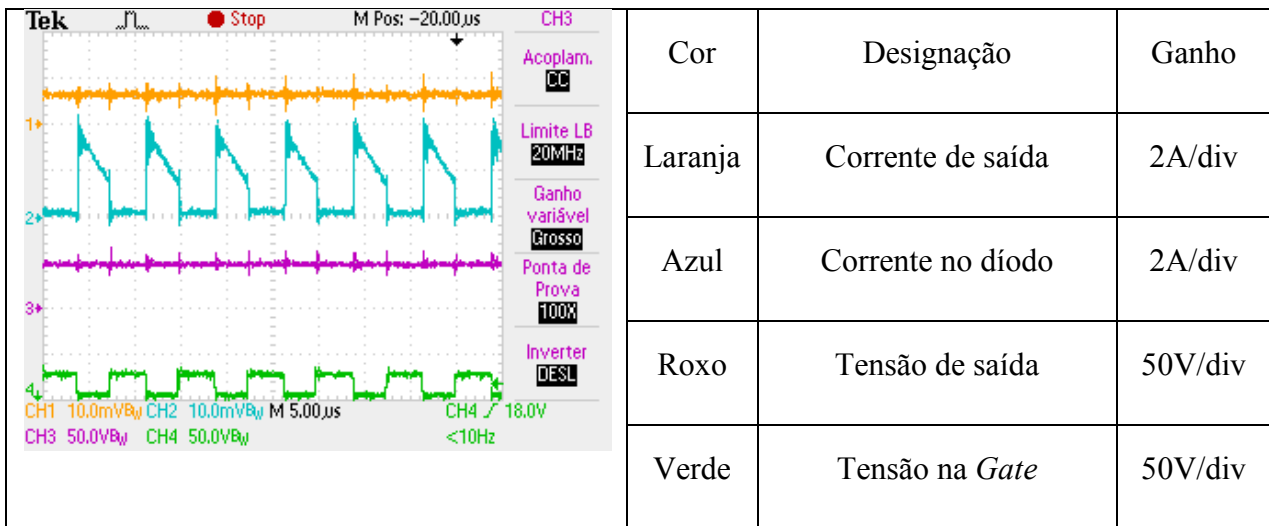


Figura 6.3: Características de saída do conversor para uma carga resistiva e  $V_{IN}=48V$ .

Na Figura 6.3 pòde-se ver as principais grandezas de saída do conversor quando este alimenta uma carga resistiva. Repare-se que a corrente no díodo também é trapezoidal e só existe quando o *MOSFET* se encontra ao corte, caso contrário o valor é nulo. O valor da corrente no díodo não é mais do que a soma da corrente no condensador com a da bobine2, como se pode observar na Figura 6.2. Pode-se observar também que para um *duty-cycle* de 50% a tensão de saída é aproximadamente igual a 48V e se obtém uma corrente de 1A, o que demonstra que para esta este ensaio o conversor encontra-se a funcionar corretamente

### 6.2.2. Com $V_{in}=30V$ e $V_{out}=48V$

Neste ensaio em específico foi colocada uma tensão de entrada de 30V, tentando se obter à saída 48V. Foi feito um ajuste do *duty-cycle* para 62%, sendo este valor obtido no dimensionamento do conversor. As formas de onda das grandezas de entrada (Figura 9.11) e

do estágio intermédio (Figura 9.12) podem ser consultadas em anexo. Na Figura 6.4 pôde-se observar as principais grandezas de saída do conversor quando este alimenta uma carga resistiva, elevando a tensão.

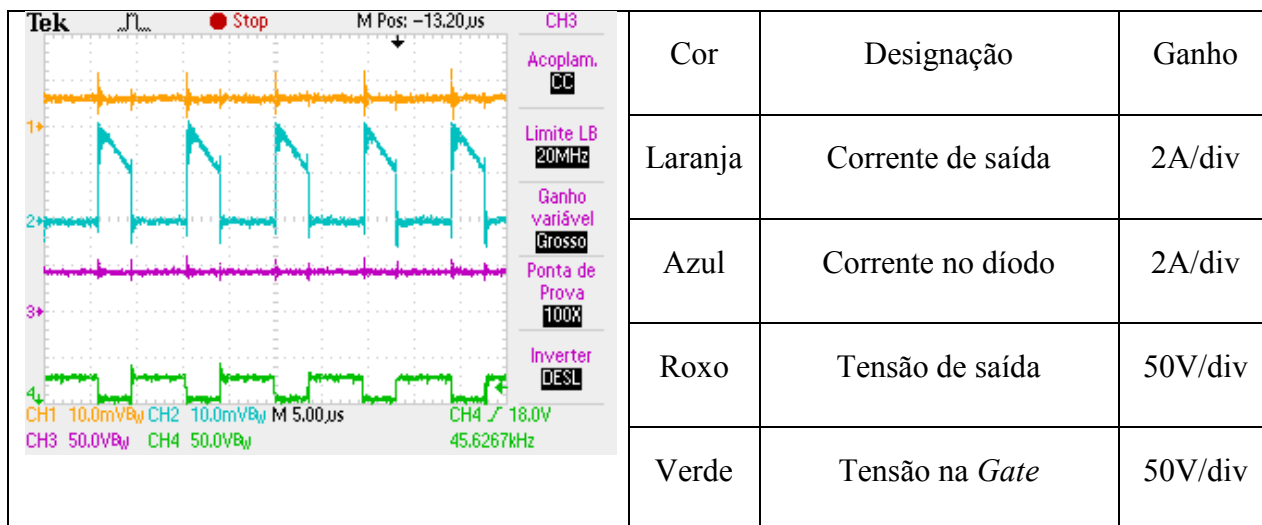


Figura 6.4: Características de saída do conversor para uma carga resistiva e  $V_{IN}=30V$ .

Pode-se observar que para um *duty-cycle* de 62% a tensão de saída é aproximadamente igual a 48V e se obtém uma corrente de 1A. Note-se que para esta situação a largura da forma de onda do impulso imposto na gate do *MOSFET* é superior, significando que este se encontra mais tempo à condução fazendo com que se consiga colocar mais energia na saída do conversor. Repare-se também que a corrente no diodo nesta situação é superior à do ensaio anterior, significando que por cada comutação do *MOSFET* é injetada mais corrente no condensador de saída mas num espaço de tempo mais curto, sendo no total a energia armazenada igual em ambas as condições.

### 6.2.3. Com $V_{in}=60V$ e $V_{out}=48V$

Neste ensaio foi colocada uma tensão de entrada de 60V, tentando se obter à saída 48V. Foi feito um ajuste do *duty-cycle* para 40%, sendo este valor obtido no dimensionamento do conversor. As formas de onda das grandezas de entrada (Figura 9.13) e do estágio intermédio (Figura 9.14) podem ser consultadas em anexo. Na Figura 6.5 pôde-se observar as principais grandezas de saída do conversor quando este alimenta uma carga resistiva, baixando a tensão.

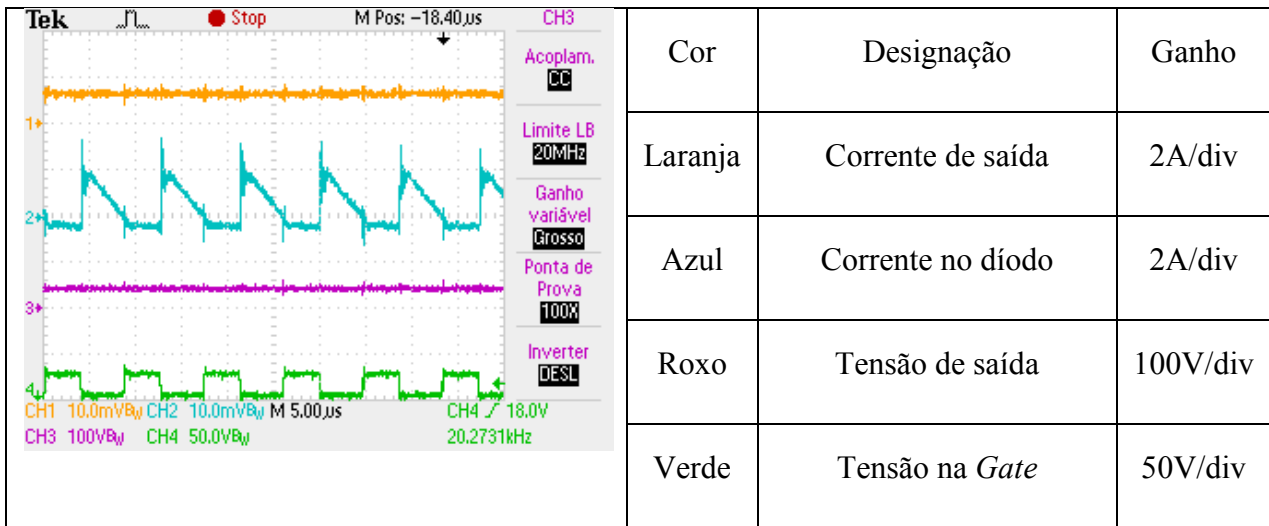


Figura 6.5: Características de saída do conversor para uma carga resistiva e  $V_{IN}=60V$ .

Pode-se observar que para um *duty-cycle* de 40% a tensão de saída é aproximadamente igual a 48V e se obtém uma corrente de 1A. Note-se que para esta situação a largura da forma de onda do impulso imposto na gate do *MOSFET* é inferior, significando que este se encontra menos tempo à condução fazendo com que se consiga colocar menos energia na saída do conversor. Repare-se também que a corrente no díodo nesta situação é inferior à do ensaio anterior, significando que por cada comutação do *MOSFET* é injetada menos corrente no condensador de saída mas num espaço de tempo mais longo, sendo no total a energia armazenada igual em ambas as condições.

### 6.3. Variação de $V_{in}$ com bateria

Após a execução do ensaio do conversor a fornecer energia a uma carga resistiva, para diversas tensões de entrada e como finalidade obtenção de uma tensão constante de saída (48V), realizou-se outro ensaio em que a resistência foi substituída por um conjunto de quatro baterias ligadas em série, sendo cada uma delas de 12V e tendo uma capacidade de 17Ah. Neste ensaio o objetivo não era tentar impor uma tensão à saída, tarefa realizada pelas baterias, mas sim impor o mesmo valor de corrente a ser injetado nas mesmas.

Para este ensaio serão mostradas na Figura 6.6, as principais grandezas de saída do conversor, para as diversas tensões de entrada.

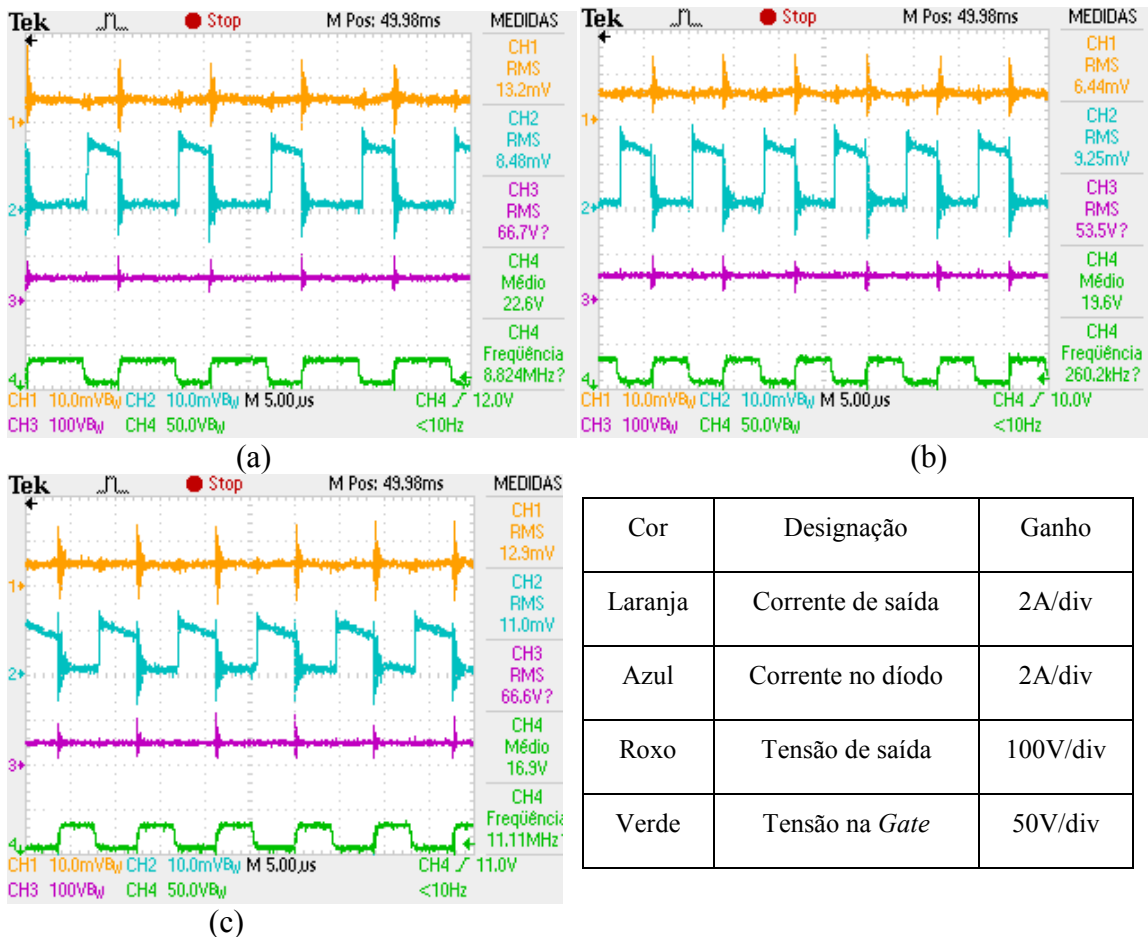


Figura 6.6: Características de saída do conversor para carga de baterias e (a)  $V_{IN}=30V$ , (b)  $V_{IN}=48V$ , (c)  $V_{IN}=60V$ .

Note-se que para este ensaio o controlo do *duty-cycle* ainda é feito manualmente, pelo que após observação da Figura 6.6 (a), Figura 6.6 (b), Figura 6.6 (c), constatou-se que para uma gama de variação que vai desde os 30V até aos 60V de entrada, conseguiu-se colocar à saída uma corrente constante de aproximadamente 1A. Para se conseguir tal facto teve-se variado-se o *duty-cycle* para os valores obtidos no dimensionamento teórico. Repare-se que a Figura 6.6 (a), onde a tensão de entrada é de 30V, para se conseguir colocar um valor superior de corrente à saída é necessário que o *duty-cycle* do conversor seja superior a 50%. Teoricamente o valor do *duty-cycle* seria de 0,62. O mesmo se passa quando se coloca à entrada do conversor uma tensão de 60V, para se obter o mesmo valor de corrente à saída é necessário que o *duty-cycle* do conversor seja inferior a 50%, e na realidade é como se pode observar na Figura 6.6 (c).

O valor que se obteve de corrente de saída também é imposto pelo estado das baterias, estando estas bastante carregadas, o valor da grandeza é relativamente baixo em relação a quando estas se encontram totalmente descarregadas.

O que se pode concluir deste ensaio é que o conversor consegue carregar baterias e que o dimensionamento teórico se comprova, isto é, os valores de *duty-cycle*, para se obter os mesmos valores de corrente são muito aproximados aos da prática.

### 6.4. Variação de *Iref*

Após a realização dos ensaios anteriores, onde se comprovou que o conversor estava a funcionar corretamente, aplicou-se-lhe então o controlador, que altera automaticamente o *duty-cycle*, e como tal se controla a corrente que passa no *MOSFET*. Sabe-se que a corrente que se obtém à saída é função da corrente que passa no *MOSFET*.

Os ensaios seguintes referem-se a valores fixos de corrente de referência no *MOSFET*, com uma gama de variação da tensão de entrada. Foram usados dois valores de referência, 400mA e 1,5A. A Figura 6.7 demonstra os resultados obtidos para uma corrente de referência de 400mA.

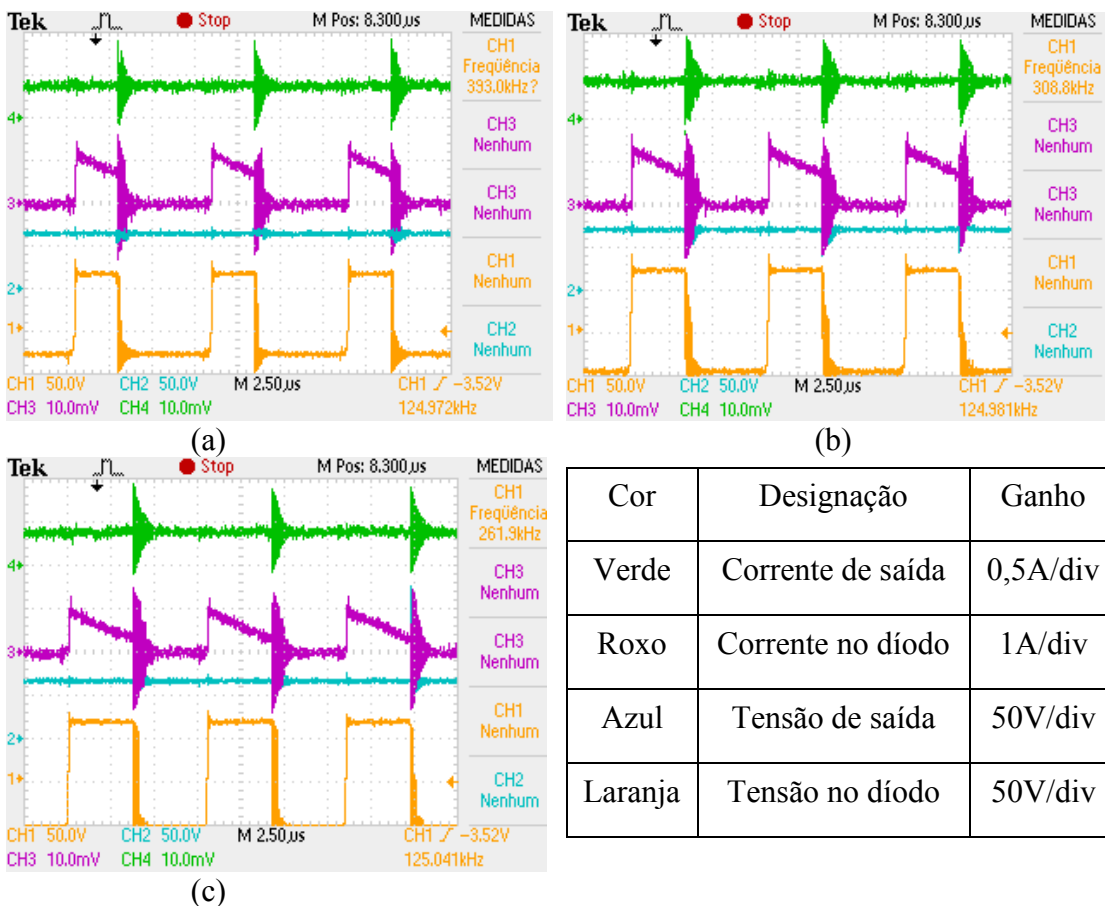


Figura 6.7: Características de saída do conversor para carga de baterias com controlador de corrente para uma referência de 400mA e (a)  $V_{IN}=30V$ , (b)  $V_{IN}=48V$ , (c)  $V_{IN}=60V$ .

Após análise da Figura 6.7, pode-se comprovar que o controlador consegue manter uma corrente de saída, que está a ser injetada nas baterias, sempre constante independentemente do valor da tensão de entrada. Como havia sido referido anteriormente,

pelo teorema da máxima transferência de potência, a corrente de entrada é função da corrente de saída. Comprova-se que mesmo que se altere a tensão de entrada, o controlador de corrente ajusta a *duty-cycle* para um novo valor, garantindo assim um valor médio de corrente no *MOSFET* igual ao de referência.

O ensaio seguinte foi para uma corrente de referência no *MOSFET* de 1,5A. O objetivo deste ensaio é garantir que para valores de corrente de referência diferentes, o controlador continua a ajustar o *duty-cycle* automaticamente, não colocando o conversor numa zona de instabilidade. Os resultados deste ensaio são demonstrados na Figura 6.8.

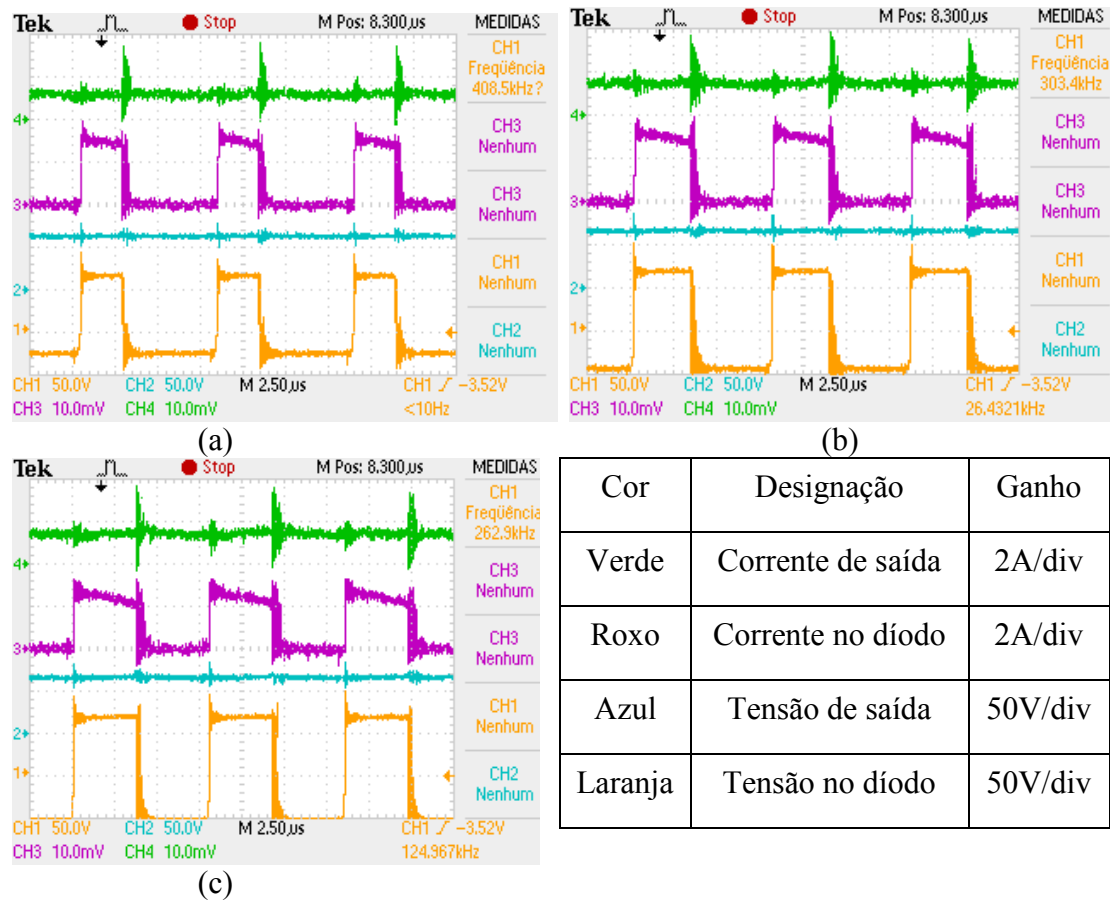


Figura 6.8: Características de saída do conversor para carga de baterias com controlador de corrente para uma referência de 1,5A e (a)  $V_{IN}=30V$ , (b)  $V_{IN}=48V$ , (c)  $V_{IN}=60V$ .

Após observação dos resultados obtidos na Figura 6.8, conclui-se que todo o sistema, para valores diferentes de correntes de referência, mantém-se estável. Observa-se também que para um valor de referência de 1,5A, a corrente à saída do conversor mantém-se estável independentemente do valor da tensão de entrada.

### 6.5. Resposta a um escalão

No próximo ensaio irá realizar-se um escalão na corrente de referência no *MOSFET*. Este ensaio tem como finalidade ver o tempo que o sistema demora a ajustar-se quando existe

uma alteração na corrente de referência. Além disso, comprovar que o sistema não entra em instabilidade quando existe uma variação no valor de referência. O ensaio consiste em inicializar o conversor com uma corrente de referência de 0,8A e a um dado instante passá-la para 1,6A, ou seja, o dobro, situação pouco provável devido ao facto de o sistema em estudo ter um comportamento lento no que concerne a variações. A Figura 6.9, demonstra os resultados experimentais obtidos quando se aplica um escalão no valor da corrente de referência.

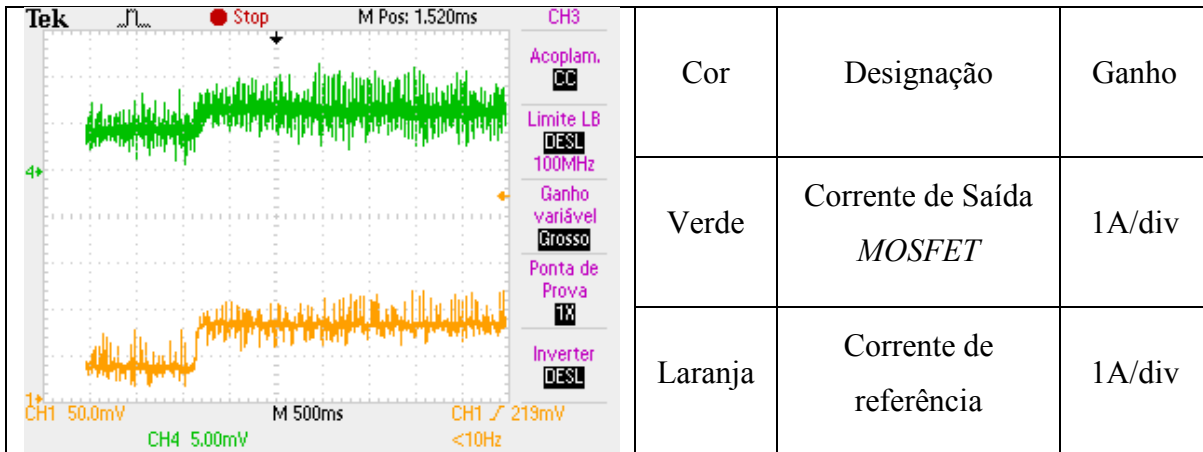


Figura 6.9: Resposta do sistema a um escalão na corrente de referência.

Após observação da Figura 6.9, pode-se comprovar que o sistema não perde a estabilidade quando existe uma variação rápida na corrente de referência. Observa-se que o sistema é amortecido, já era de esperar pelo resultado que se obteve na simulação teórica, podendo-se comprovar na Figura 4.28. A resposta do sistema é inferior a cerca de 100ms. Para o sistema em estudo é suficiente, visto apresentar variações numa ordem de grandeza temporal superior a 1s.

## 6.6. Ensaio com gerador

Realizaram-se estes ensaios para demonstração das diferenças existentes no fornecimento de energia para as baterias quando estas estão a ser diretamente alimentadas pelo gerador (somente com o retificador trifásico para retificação da tensão), ou quando estas são alimentadas através do conversor *SEPIC*.

Todo o trabalho em estudo foi desenvolvido no sentido da utilização de um gerador síncrono de magnetos permanentes, visto ser usual a sua utilização nestes sistemas. Na impossibilidade da utilização do mesmo, foi utilizado um gerador síncrono de pólos lisos, existente em laboratório. Este tipo de gerador pode funcionar como um gerador síncrono de magnetos permanentes, quando lhe é fornecido uma corrente de excitação sempre constante.

Realizou-se o ajuste da simulação efetuada no capítulo 2.4, colocando-se os novos parâmetros do gerador.

### 6.6.1. Sem SEPIC

Este ensaio consistiu em obter o valor da velocidade de rotação e binário que seriam necessários fornecer ao rotor do gerador para que este começa-se a injetar corrente nas baterias. O gerador fornece energia a um retificador trifásico que por sua vez fornece essa energia, já retificada, a um conjunto de baterias. Realizou-se a simulação em *MatLab Simulink* obtendo-se a Figura 6.10.

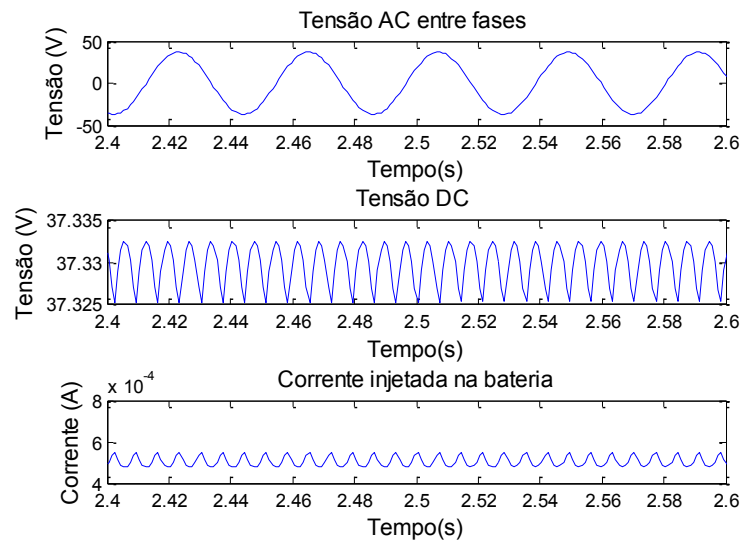


Figura 6.10: Simulação do sistema completo sem *SEPIC* com o rotor a girar a 714RPM.

Após observação da Figura 6.10, nota-se que o gerador consegue fornecer energia a um conjunto de quatro baterias ligadas em série, tendo estas uma capacidade total de 68Ah, quando este produz corrente de 0,5mA a uma frequência de 23,81Hz (período de 0,042s). Este gerador é constituído por dois pares de pólos pelo que a velocidade de rotação do rotor será de aproximadamente de 714RPM.

Colocou-se o rotor do sistema real a girar aos mesmos 714RPM, tendo-se obtido a Figura 6.11, sendo (a) o valor da tensão entre fases à saída do gerador (CH1) e (b) a tensão retificada (CH1) que é aplicada nas baterias, ambos apresentam o valor da corrente a ser injetada nas baterias (CH3).

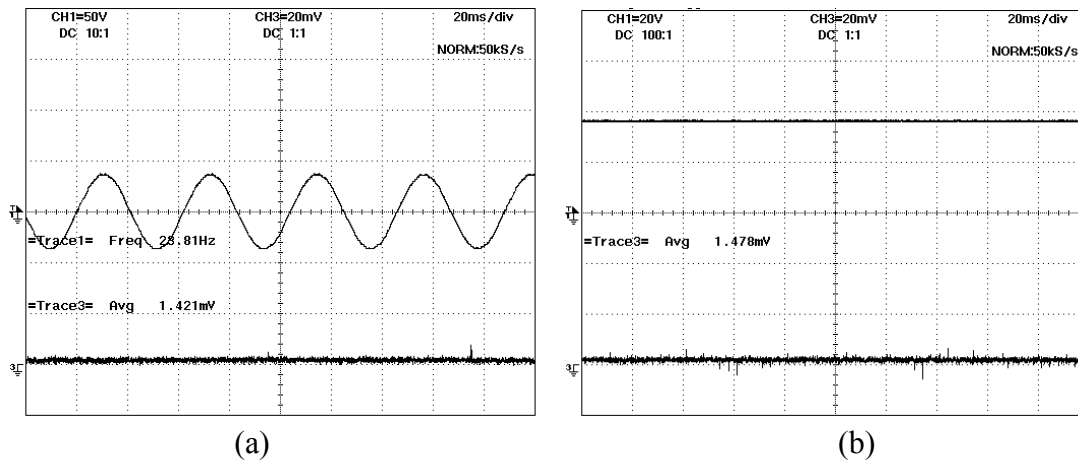


Figura 6.11:Ensaio experimental sem *SEPIC* no limiar de injeção de corrente nas baterias (714RPM) (a) Tensão entre fases à saída do gerador; (b) Tensão retificada. CH3- Corrente injetada nas baterias (100mV/A)

Para a mesma velocidade de rotação que se obteve na simulação teórica, observou-se na Figura 6.11 uma corrente de 1,4mA. Após observação da Figura 6.11, comprovou-se que tanto em termos de amplitude de tensão AC e DC, como em termos de frequência a simulação experimental é bastante semelhante à obtida na teórica. A corrente que se injeta na bateria, em simulação, é inferior à que se obteve na parte experimental. Visto estar-se a tratar de valores muito reduzidos e a pinça amperimétrica possuir um erro associado, pôde-se também validar o valor da corrente que é injetada nas baterias.

A simulação seguinte foi realizada a um valor de velocidade de rotação superior. Aumentou-se a velocidade de rotação para se constatar que a tensão à saída do gerador aumentava e por sua vez a tensão retificada também. Foi realizado para o mesmo modelo em *MatLab Simulink* um aumento da velocidade de rotação para 765RPM, obtendo-se a Figura 6.12.

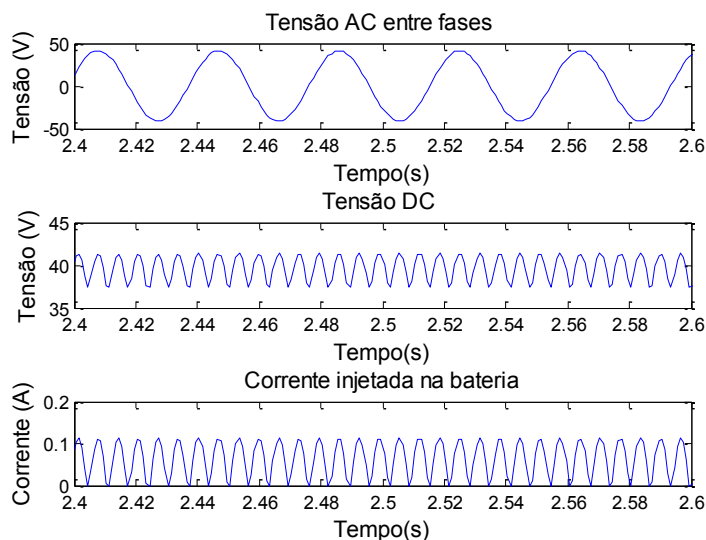


Figura 6.12: Simulação do sistema completo sem *SEPIC* com o rotor a girar a 765RPM.

Após observação da Figura 6.12, nota-se o gerador consegue fornecer mais energia que na simulação anterior. A frequência nesta situação também aumentou para 25,5Hz (0,039s de período), correspondendo a uma velocidade de rotação do rotor de 765RPM. Para esta situação a corrente que foi injetada nas baterias aumentou para aproximadamente um valor médio 50mA. É de notar que a corrente nesta situação é pulsada com um índice de pulsação seis vezes superior à tensão entre fases proveniente do gerador trifásico. Deve-se ao facto de a tensão de alimentação das baterias ser retificada, apresentando o mesmo índice pulsatório.

Após simulação teórica, colocou-se o rotor do gerador a rodar a 765RPM, obtendo-se duas medições que resultaram na Figura 6.13, sendo (a) o valor da tensão entre fases à saída do gerador (CH1) e (b) a tensão retificada (CH1) que é aplicada nas baterias, ambos apresentam o valor da corrente a ser injetada nas baterias (CH3).

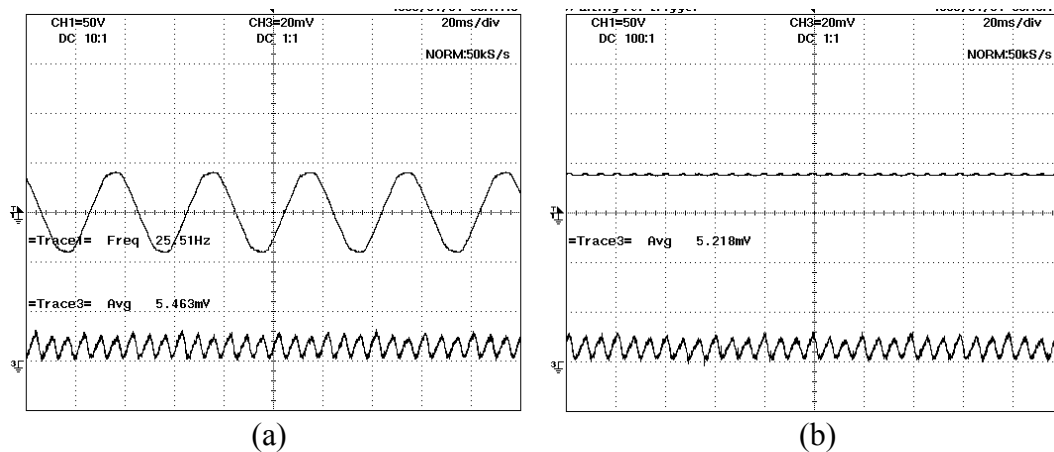


Figura 6.13: Ensaio experimental sem *SEPIC* no limiar de injeção de corrente nas baterias (765RPM) (a) Tensão entre fases à saída do gerador; (b) Tensão retificada. CH3- Corrente injetada nas baterias (100mV/A).

Após observação da Figura 6.13, pôde-se validar o ensaio experimental, visto apresentar resultados quase idênticos aos que foram apresentados na simulação do modelo matemático de todo o sistema.

### 6.6.2. Com *SEPIC*

Estes ensaios consistiram em fornecer energia ao conversor *SEPIC* para que este possa alimentar o conjunto das baterias. A única alteração realizada, em relação aos ensaios anteriores, foi a colocação do conversor entre o retificador e as baterias.

A primeira simulação consistiu em colocar o rotor do gerador a rodar aos mesmos 714RPM do primeiro ensaio sem *SEPIC*. A esta velocidade, o gerador estava no limiar da produção de energia que conseguia carregar as baterias. O objetivo do conversor é verificar

que à mesma velocidade consegue-se injetar mais corrente nas baterias. Simulou-se o modelo em *MatLab Simulink* de todo o sistema com o conversor *SEPIC*, garantindo na mesma os 714RPM de velocidade de rotação do rotor do gerador, obtendo-se a Figura 6.14.

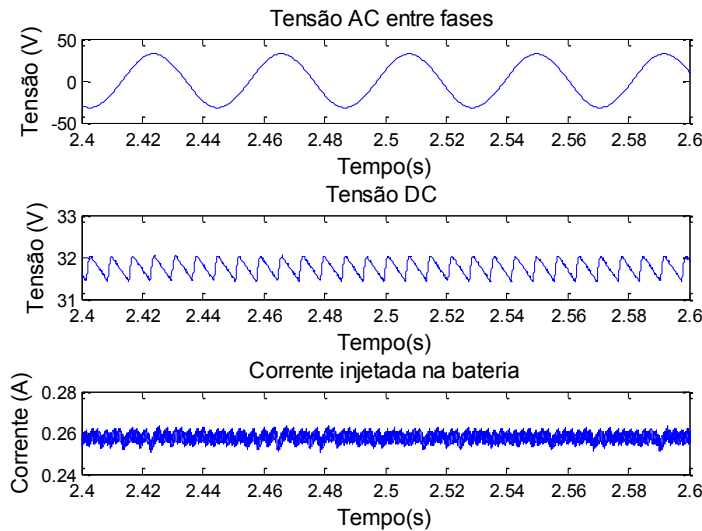


Figura 6.14: Simulação do sistema completo com *SEPIC* com o rotor a girar a 714RPM.

Após observação da Figura 6.14, pôde-se constatar que a corrente a ser injetada nas baterias aumentou de forma bastante significativa, passando de 0,5mA para aproximadamente 260mA, demonstrando que o conversor *SEPIC* para a mesma velocidade de rotação consegue aproveitar mais energia ao gerador.

Após simulação teórica, colocou-se o rotor do gerador real a rodar a 714RPM, obtendo-se duas medições que resultaram na Figura 6.15, onde: (a) é o valor da tensão entre fases à saída do gerador (CH1) e (b) a tensão retificada (CH1) que é aplicada ao conversor *SEPIC*, ambos apresentam o valor da corrente a ser injetada nas baterias (CH3).

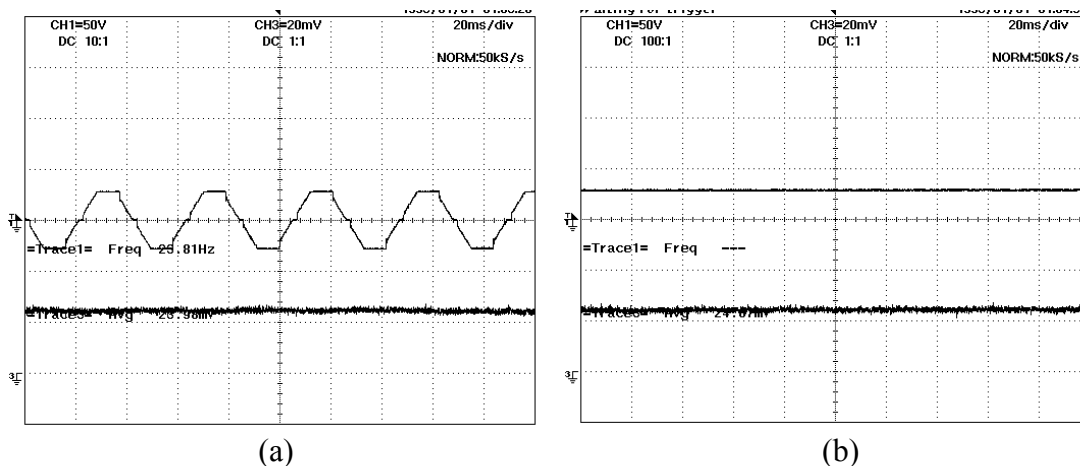


Figura 6.15: Ensaio experimental com *SEPIC* a 714RPM: (a) Tensão entre fases à saída do gerador; (b) Tensão retificada. CH3- Corrente injetada nas baterias (100mV/A)

O objetivo fulcral deste trabalho é o aproveitamento das gamas marginais de funcionamento do gerador e, após a observação da Figura 6.15, comprova-se um incremento no fornecimento da energia elétrica. É de notar que aparece um alisamento nos extremos da tensão trifásica, devendo-se ao facto da queda de tensão nas impedâncias a montante.

Após observação do ensaio do sistema completo com o conversor *SEPIC*, Figura 6.15, comprovou-se novamente que existe um aumento da corrente injetada nas baterias. Outra conclusão que se pode retirar após observação da Figura 6.15, é que esta se assemelha bastante à obtida na simulação teórica, Figura 6.14, podendo-se, também, dar como validado o ensaio experimental tanto do sistema de geração de energia como o do conversor *SEPIC*.

A próxima simulação consistiu em baixar-se a velocidade de rotação do gerador para observação da reação do sistema. Teoricamente com o conversor *SEPIC* ainda consegue-se aproveitar a potência que era gerada e por sua vez conseguir-se-ia injetar, apesar de baixa, uma corrente nas baterias. Foi realizada a simulação em *MatLab Simulink*, sendo nesta aplicada uma velocidade de rotação do rotor de 483RPM. O único intuito desta simulação é reforçar a ideia de que todos os modelos teóricos estão corretos, podendo estes futuramente serem aplicados noutros ensaios. A Figura 6.16 demonstra os resultados obtidos na simulação.

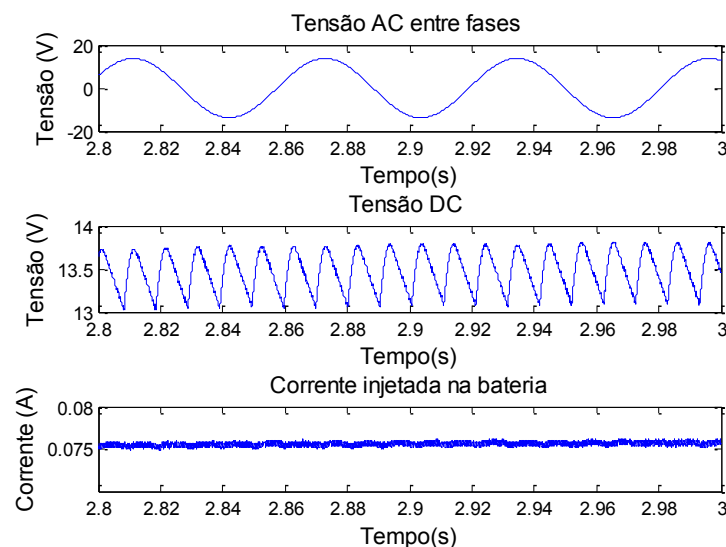


Figura 6.16: Simulação do sistema completo com *SEPIC* com o rotor a girar a 483RPM.

Após observação da Figura 6.16, comprovou-se que o conversor *SEPIC* ainda injeta uma corrente nas baterias. Esta corrente consegue ser superior à que era obtida no primeiro ensaio sem o conversor, cerca de 75mA.

A Figura 6.17 demonstra os resultados obtidos do ensaio, como o rotor a girar a 483RPM, sendo (a) o valor da tensão entre fases à saída do gerador (CH1) e (b) a tensão retificada (CH1) que é aplicada ao conversor *SEPIC*, ambos apresenta o valor da corrente a ser injetada nas baterias (CH3).

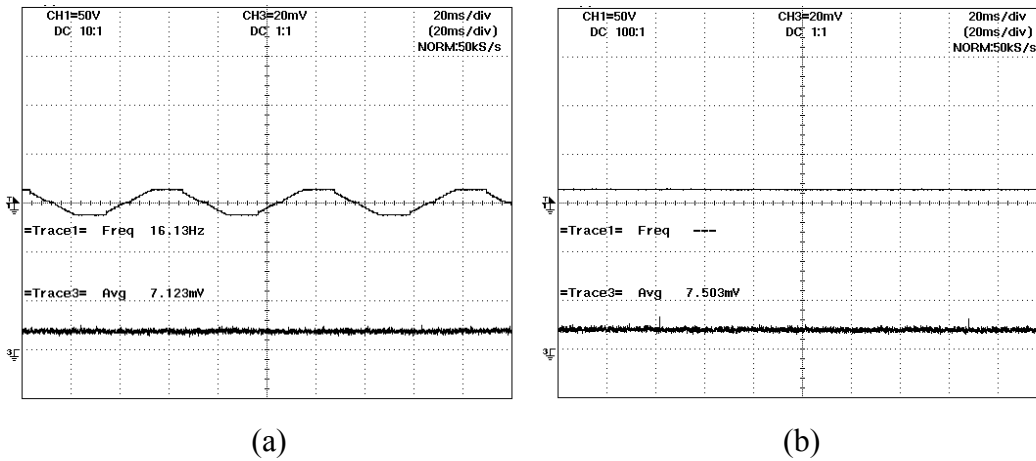


Figura 6.17: Ensaio experimental com *SEPIC* a 483RPM: (a) Tensão entre fases à saída do gerador; (b) Tensão retificada. CH3- Corrente injetada nas baterias (100mV/A)

Observou-se que o ensaio experimental, onde obteve-se a Figura 6.17, também se assemelha aos resultados obtidos na simulação teórica.

Após os ensaios experimentais pôde-se criar uma tabela ilustrativa contendo a demonstração das diferenças existentes no fornecimento de energia, para as baterias, quando estas estão a ser diretamente alimentadas pelo gerador (somente com o retificador trifásico) e quando estas são alimentadas através do conversor *SEPIC*. A Tabela 6.1 simboliza a energia injetada nas baterias. Quanto mais escura é a cor mais energia está a ser injetada nas baterias.

Tabela 6.1: Nível de energia injetada nas baterias (Volts)

Tensão de entrada	15	25	35	45	55	65	75	85
Sem <i>SEPIC</i>								
Com <i>SEPIC</i>								

## 6.7. Conclusões

Neste capítulo foram realizados vários ensaios experimentais de simulação dos limites de funcionamento do conversor *SEPIC*. O primeiro ensaio consistiu em colocar o conversor a funcionar como uma fonte de tensão controlada a alimentar uma carga resistiva. O *duty-cycle* de comutação do *MOSFET* foi imposto manualmente por um gerador de sinal. Podendo-se concluir que para valores de tensão de entrada diferentes teria de existir um *duty-cycle* diferente, garantindo um valor de tensão constante à saída do conversor. Pôde-se também concluir que quando se quer aumentar o valor da tensão de saída em relação à de entrada, deve-se aumentar o valor de *duty-cycle* e vice-versa. Os valores obtidos no ensaio experimental são idênticos aos obtidos na simulação teórica, pelo que se pôde concluir que

tanto o conversor se encontra a funcionar corretamente como o modelo de simulação deste foi validado.

No segundo ensaio foi substituída a carga resistiva por um conjunto de baterias. Neste ensaio o objetivo não era por o conversor a funcionar como fonte de tensão mas sim como fonte de corrente. A tensão à saída do conversor era assegurada pela tensão das baterias. Definiu-se o valor de 1A para o valor de corrente a ser injetado nas baterias, sendo todo o controlo feito também manualmente. Verificou-se que, à semelhança da carga resistiva, ao aumentar-se ou diminuir-se o valor de *duty-cycle* a corrente que se obtém à saída do conversor também varia. Este facto, deve-se ao princípio da máxima transferência de potência, sendo a tensão constante à saída do conversor, a potência disponível é transformada numa corrente. Os resultados obtidos na parte experimental coincidiram com os da simulação teórica validando assim o modelo matemático.

No terceiro ensaio, o objetivo era colocar o controlador de corrente, substituindo assim o gerador de funções a fornecer o valor de *duty-cycle* que comanda a *gate* do *MOSFET*. Conclui-se que para valores de corrente de referência baixos (inferiores a 1A), o valor da corrente que é injetada nas baterias é igual ao valor de referência. O ensaio com a corrente de referência a 400mA assim o comprova. Pôde-se concluir que o sistema se adequa automaticamente para o valor da corrente de referência. Isto deve-se ao facto do controlador comandar a corrente que passa no *MOSFET*. O valor médio da corrente no *MOSFET* tende a igualar-se ao valor da corrente de referência. Na segunda parte do ensaio foi aumentado o valor da corrente de referência para 1,5A. Neste ensaio o valor da corrente de saída não é igual ao da de referência, tendo-se obtido 1,3A. Isto deve-se ao facto do conversor não utilizar componentes ideais, havendo perdas nestes.

O quarto ensaio consistiu na resposta do sistema a um escalão no valor da corrente de referência. Chegou-se à conclusão que o sistema demora cerca de 0,3s a estabilizar, quando se aumenta o valor da corrente de referência para o dobro (de 0,8A para 1,6A). O sistema de geração eólica apresenta variações relativamente lentas, na ordem dos segundos. O controlador tem tempo de resposta inferior ao das variações do aerogerador, tornando o conversor estável para este sistema.

No quinto ensaio foram realizados vários testes que consistiram na simulação em bancada de um aerogerador, com e sem o conversor *SEPIC*. Conclui-se que existe uma melhoria significativa na utilização do conversor *SEPIC* como estágio intermédio de transformação de energia. Com a utilização do conversor consegue-se injetar mais corrente nas baterias a velocidades inferiores de rotação do rotor do gerador. Todo o trabalho está direccionado no aproveitamento das velocidades mais baixas de rotação do rotor do gerador,

tendo-se concluído neste capítulo que o conversor *SEPIC* apresenta uma melhoria significativa no rendimento dos sistemas isolados de geração de energia proveniente do vento.

## **7. Conclusões**

### **Resumo**

Neste capítulo apresentam-se as conclusões de todo o trabalho realçando-se os aspetos mais importantes. Também se apresenta sugestões para a continuidade deste trabalho.

## 7.1. Resultados alcançados

No decorrer deste trabalho, foi realizado o estudo de um sistema eólico, de baixa potência, isolado da rede, para carregamento de baterias. Foram contemplados os modelos matemáticos dos componentes intervenientes nesse sistema. Foi implementado um conversor DC/DC com o objetivo principal do aproveitamento das gamas marginais do aerogerador e a obtenção do ponto de funcionamento de máxima potência do sistema.

Foi realizado o estudo do modelo matemático de uma turbina eólica generalizada, para o qual consultou-se a bibliografia existente. Foram retirados os parâmetros necessários para a simulação de uma turbina de eixo horizontal de três pás. A construção deste modelo de simulação permitiu analisar o comportamento de uma turbina sem se ter a necessidade de recorrer a um exemplar verdadeiro, inexistente em laboratório.

Seguidamente foi realizado o estudo do modelo matemático de um gerador síncrono de magnetos permanentes, para posterior simulação e acoplamento com o modelo da turbina. Foi também implementado o modelo de massas girantes.

A partir destes três modelos pôde-se estudar grande parte dos sistemas eólicos, alterando unicamente os parâmetros dos intervenientes, podendo simular todo o sistema através do *software MatLab Simulink*.

A grande finalidade deste trabalho foi o armazenamento de energia em baterias químicas pelo que se teve a necessidade da implementação de um retificador, visto o gerador produzir em corrente alternada trifásica. Para concluir toda a simulação foi também feito o estudo e simulação de um modelo matemático de baterias químicas para armazenamento de energia.

Utilizando o modelo completo do sistema fizeram-se várias simulações baseadas em variações de velocidade do vento, concluindo-se que o sistema apresenta uma dinâmica lenta face à inércia existente no conjunto da turbina com o gerador. Após a interligação de todos os modelos constatou-se que a velocidade de carregamento das baterias está diretamente relacionada com a velocidade de rotação da turbina eólica. Além desse facto, as baterias só começaram a carregar a partir de um determinado nível de tensão fornecida pelo gerador, ou seja, a baixas velocidades de vento, o gerador não é capaz de fornecer corrente a estas. Conclui-se, também, que quando existe excesso de produção a única limitação do sistema é a capacidade de carregamento das baterias e como tal pode levar à deterioração das mesmas. Com base nestas características, iniciou-se o estudo de conversores DC/DC, tendo como finalidade o aproveitamento destas gamas de funcionamento, tentando otimizar o sistema de produção de energia.

Visto o sistema poder apresentar tensões acima ou abaixo da tensão de carregamento das baterias pôde-se concluir que o conversor que melhor se adequa ao trabalho em estudo é o *SEPIC*. Este conversor consegue colocar na sua saída uma tensão constante independentemente do valor que se lhe é apresentado à entrada. Ele consegue este facto devido ao teorema da máxima transferência de potência. Ele consegue colocar a potência de entrada na saída com valores de tensão e correntes diferentes dos que tinha inicialmente.

Após a seleção do conversor DC/DC a ser implementado, foi feito um estudo mais detalhado desse conversor, que levou ao seu dimensionamento e implementação prática. Foi também implementado um controlo no conversor *SEPIC*. Após revisão bibliográfica chega-se à conclusão que este conversor é relativamente complicado de se controlar em termos de tensão pelo que realizou-se um controlo em corrente. Outra conclusão retirada do estudo do controlador é que o controlo do sistema pôde ser feito através do valor médio da corrente que passa no *MOSFET*. Através dessa corrente, que por sua vez é comparada com um valor de referência, consegue-se obter um valor de *duty-cycle* que torna o sistema estável, independentemente das condições externas ao mesmo.

Após toda a modelização foi realizado o projeto das duas placas intervenientes no sistema, sendo estas a de potência (conversor *SEPIC*) e a de comando (controlo de corrente e monitorização do sistema).

Foram realizados vários ensaios. Alguns em malha aberta, para comprovação do bom funcionamento e robustez do conversor *SEPIC*, quando este funciona como fonte de tensão regulada ou como fonte de corrente. Os resultados obtidos estão de acordo com todos os pressupostos teóricos, provando assim que o dimensionamento tanto do conversor como do controlo foram validados.

O outro ensaio realizado foi o acoplamento deste conversor, com o respetivo controlo, a um gerador elétrico. Os resultados obtidos deste ensaio foram comparados a uma simulação teórica, apresentando valores e comportamentos bastante semelhantes, podendo-se afirmar com alguma certeza que os modelos matemáticos demonstram o funcionamento de todo o sistema implementado na prática, validando os mesmos.

Assim, para efeitos de conclusão, pôde-se afirmar que o uso deste tipo de conversores em sistemas de geração eólica, de baixa potência, isolados da rede, apresenta melhorias significativas no processo de fornecimento de energia quando comparado com sistemas mais convencionais, em que se liga as baterias diretamente a um gerador. Também se conclui que os modelos propostos, tanto na simulação do sistema, como na simulação do conversor com o respetivo controlo, podem ser aplicados em situações práticas, conferindo algum grau de fiabilidade e confiança.

## 7.2. Trabalho futuro

Como continuação do trabalho desenvolvido, pode-se citar o aperfeiçoamento dos ensaios realizados, aplicando este conversor a um sistema real de geração eólica, para comprovação do bom funcionamento numa aplicação prática. Além disso, comprovar que a técnica de obtenção do ponto de máxima potência (método mede e afere) se adequa às variações no sistema impostas pela variação do vento.

O sistema completo do trabalho em estudo é de baixa potência e não teve-se em consideração as harmónicas que poderiam ser injetadas no gerador, podendo ser uma boa matéria de estudo. Também poderá ser interessante o estudo de métodos mais precisos no que concerne ao carregamento das baterias através de um conversor *SEPIC*.

Apesar do sistema ter em foco o carregamento de baterias, também se poderia ter interligado um conversor DC/AC, para fornecimento de energia a uma rede eléctrica, no caso de não existir a necessidade de armazenamento desta, eliminando assim as baterias.

## **8. Referências**



- [1] "KW energia," [Online]. Available: ([http://www.kwenergia.pt/prod\\_distribuida.htm](http://www.kwenergia.pt/prod_distribuida.htm)). [Accessed 07 09 2012].
- [2] F. B. Müller, "Investimentos em energias renováveis devem dobrar na próxima década," in *Instituto CarbonoBrasil/Bloomberg New Energy Finance*, 2011.
- [3] "ABW renováveis," [Online]. Available: <http://www.abw.pt/eolica.php>. [Accessed 07 09 2012].
- [4] J. T. Pinho, C. F. O. Barbosa, E. J. d. S. Pereira, H. M. S. Souza, L. C. M. Blasques, M. A. B. Galhardo and W. N. Macêdo, *Sistemas Híbridos Soluções Energéticas para a Amazônia*, Brasília: Ministério de Minas e Energia, 2008.
- [5] "EcoHospedagem," [Online]. Available: <http://ecohospedagem.com/hoteis-pousadas-e-resorts-realmente-sustentaveis/#33>. [Accessed 07 09 2012].
- [6] R. J. M. Penedo, "Optimização Aeroelástica de uma Turbina Eólica Urbana," Lisboa, Instituto Superior Técnico, 2009, pp. 5-6.
- [7] CRESESB, "Tutorial de Energia Eólica," [Online]. Available: <http://www.cresesb.cepel.br/content.php?cid=251>. [Accessed 20 09 2012].
- [8] Hemeraenergy, [Online]. Available: <http://www.hemeraenergy.com/#solucoes-desenvolvidas/2/1>. [Accessed 20 09 2012].
- [9] Hemeraenergy, [Online]. Available: <http://www.hemeraenergy.com/#solucoes-desenvolvidas/2/0>. [Accessed 20 09 2012].
- [10] R. M. Castro, "Energias Renováveis e Produção Descentralizada," 1 ed., Lisboa, Universidade Técnica de Lisboa, 2003, p. 50.
- [11] S. F. A. C. Viana, *Modelação de Micro-sistemas Híbridos Fotovoltaicos/Eólicos para produção descentralizada*, Lisboa: Universidade Técnica de Lisboa, 2010.
- [12] G. Tibola, "Sistema eólico de pequeno porte para geração de energia elétrica com rastreamento de máxima potência," Florianópolis, 2009.
- [13] J. S. D., *Electric Machinery*, Sixth edition, A. A. Senior, Ed., McGraw-Hill Higher Education, 2003.
- [14] Faculdade de Engenharia Elétrica e de computação, "Retificadores não-controlados e fator de potência," in *EE 833 Eletrônica de Potência*, FEEC - UNICAMP, 2000, pp. 4-8.
- [15] D. M. Moía, F. B. Martins, F. R. Torres, L. A. Neiva and P. I. Carvalho, "Energias Renováveis e Desenvolvimento Sustentável," *Novas tendências na produção de energia a partir de fontes renováveis*, pp. 5-17, 14 10 2009.
- [16] B. Mammano, "Portable Power - A Designer's Guide to Battery Management," *Texas Instruments Incorporated*, 2001.
- [17] R. Rynkiewicz, "Discharge and Charge Modeling of Lead Acid Batteries," Linear Technology Corporation, Minneapolis, 1999 IEEE.
- [18] T. U. Knoxville, "Estimating the state of charge of a battery," *American Control Conference, 2003. Proceedings of the 2003*, Vols. Volume: 4., pp. 2863-2868, 2003.
- [19] STA-Eletrônica, "Manual das Baterias Recarregáveis, Pilhas e Carregadores," [Online]. Available: [www.sta-eletronica.com.br](http://www.sta-eletronica.com.br). [Accessed 09 01 2013].
- [20] A. VanderMeulen and J. Maurin, "Current source inverter vs. Voltage source inverter topology," *EATON Powering Business Worldwide*, pp. 1-8, Agosto 2010.
- [21] J. d. O. Pacheco, "Desenvolvimento de um sistema didático para ensino de conversores cc-ca com monitoramento por microcontroladores," Florianópolis, Instituto Federal de Educação, Ciências e Tecnologia de Santa Catarina, 2012, pp. 20-42.

- [22] I. M. Malaquias, "Modulador e demodulador PWM," Vespanet, 2007.
- [23] B. Robyns, "Conversão de energia," e-lee.net, [Online]. Available: <http://sites-final.uclouvain.be/e-lee/PO/realisations/EnergiesRenouvelables/FiliereEolienne/Generalites/Etudeappliquee/EtudeappliqueeEolien3.htm>. [Accessed 17 01 2013].
- [24] W. Hu, Y. Wang, X. Song and Z. Wang, "Development of Wind Turbine Simulator for Wind Energy Conversion Systems based on Permanent Magnet Synchronous Motor," in *International Conference on Electrical Machines and Systems.*, P.R.China, 2008.
- [25] D. R. W., "Correcting The Betz Limit With Better Momentum Flux Theory," *Sunflower Wind Systems, LLC*, 2007.
- [26] J. G. Slootweg, H. Polinder and W. L. Kling, "Dynamic modelling of a wind turbine with doubly fed induction generator," 2001.
- [27] D. A. F. Bongani Malinga Dr. John E. Sneckenberger, "Modeling and Control of a Wind Turbine as a Distributed Resource," West Virginia University, *ieeexplore*, 2003, p. 109.
- [28] S. B. Bogdan and M. S. Ziyad, "Dynamic Response of a Stand-Alone Wind Energy Conversion System with Battery Energy Storage to a Wind Gust," in *IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 12, No. 1*, , 1997.
- [29] R. V. Rocha, Simulação de Aerogerador em uma bancada experimental, Rio de Janeiro-Brazil: Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2008.
- [30] R. A. Jackey, "A Simple, Effective Lead-Acid Battery Modeling Process for Electrical System Component Selection," The MathWorks, Inc. , 2007.
- [31] I. B. Ala Al-haj Hussein, "An Overview of Generic Battery Models," IEEE, 2011.
- [32] Instituto de Eletrônica de Potência, Fundamentos sobre conversores CC-CC, Universidade Federal de Santa Catarina: Departamento de Engenharia Elétrica Centro Tecnológico, Agosto/2001.
- [33] L. G. Rodrigues, "Estudo e desenvolvimento de um conversor DC-DC de topologia buck para aplicação aeroespacial," São Carlos, 2007, p. 4.
- [34] B. W. Williams, *Power Electronics: Devices, Drivers, Applications and Passive Components*, Mcgraw-Hill (Tx), 1992.
- [35] L. Wuidart, "Topologies for Switched Modepower Supplies," in *STMicroelectronics GROUP OF COMPANIES*, 1999.
- [36] Wikipedia, "Buck converter," [Online]. Available: [http://en.wikipedia.org/wiki/Buck\\_converter](http://en.wikipedia.org/wiki/Buck_converter). [Accessed 18 09 2012].
- [37] Wikipédia, "Boost converter," [Online]. Available: [http://en.wikipedia.org/wiki/Boost\\_converter](http://en.wikipedia.org/wiki/Boost_converter). [Accessed 19 09 2012].
- [38] Wikipédia, "Buck-boost converter," [Online]. Available: [http://en.wikipedia.org/wiki/Buck-boost\\_converter](http://en.wikipedia.org/wiki/Buck-boost_converter). [Accessed 19 09 2012].
- [39] Genomerics, "Edaboard.com," 01 2011. [Online]. Available: <http://www.edaboard.com/thread198743.html>. [Accessed 23 10 2012].
- [40] INOVAFIEL, "Aerogerador 1kW," [Online]. Available: <http://www.inovafiel.pt/eolico1k.pdf>. [Accessed 23 10 2012].
- [41] J. Steenis, "A tutorial for small signal models in the SEPIC power stage," National Semiconductor, 2006.
- [42] A. H. d. O. e. I. B. Denizar Cruz Martins, "Retificador trifásico isolado com correção do fator de potência empregando o conversor CC-CC SEPIC em condução contínua," *Revista da sociedade brasileira de eletrônica de potência SOBRAEP*, vol. Vol 6 Nº1,

- no. Eletrônica de potência ISSN 1414-8862 , pp. 8-15, 2001.
- [43] V. Vorprian, "Simplified Analysis of PWM Converters Using Model of PWM Switch PartII: Discontinuous Conduction Mode," in *IEEE Transactions on aerospace and electronic systems Vol.26 N°3*, Virginia Polytechnic Institute and State University, 1990.
- [44] D. Ridley, "Analyzing the Sepic Converter," in *Power Systems Design Europe* , 2006.
- [45] J. Steenis, "A tutorial for small signal models in the SEPIC power stage," in *National Semiconductor*, 2006.
- [46] T. Instruments, "AN-1484 Designing A SEPIC Converter," in *Application Report SNVA168D*, 2008.
- [47] A.Ezhilarasi and M.Ramaswamy, "A strategy for assessing the stability of SEPIC converter," in *International Journal of Engineering Science and Technology Vol. 2(5)*, pp.866-877, Department of Electrical Engineering, Annamalai University, Annamalaiagar, TamilNadu-608002, 2010.
- [48] R. W. Erickson and D. Maksimovic, "Physical Origins of the Right Half-Plane Zero in Converters," in *Fundamentals of Power Electronics Second Edition*, Massachussets, Kluwer Academic Publishers, 2001, pp. 300-303.
- [49] L. Dixon, "Control Loop Design SEPIC Preregulator Example," Texas Instruments , Dallas, Texas 75265, 2001.
- [50] W. Swiegers and J. H. Enslin, "An Integrated Maximum Power Point Tracker for Photovoltaic Panels," Department of Electrical Engineering University of Stellenbosch , 1998.
- [51] F. Boico and B. Lehman, "Study of Different Implementation Approaches for a Maximum Power Point Tracker," Northeastern University, 2006.
- [52] L. G. J. L. P. S. C. A. C. Moacyr A. G. de Brito, "Avaliação das Principais Técnicas para Obtenção de MPPT de Painéis Fotovoltaicos," in *Industry Applications (INDUSCON), 2010 9th IEEE/IAS International Conference on*, Av. Prof. José Carlos Rossi, 1370, 15385-000, Ilha Solteira, SP, 2010.
- [53] T. ESRAM and P. L. Chapman, "Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques," *IEEE Transactions on energy conversion*, Vol. 22, N° 2, 2007, pp. 439 - 449.
- [54] S. Jain and V. Agarwal, "Comparison of the performance of maximum power point tracking schemes applied to single-stage grid-connected photovoltaic systems," in *Electric Power Applications, IET*, Mumbai , Indian Inst. of Technol. Bombay, Sept. 2007, pp. 753 - 762 .
- [55] Y. K. Y. Z. a. S. D. Fangrui Liu, "Comparison of P&O and Hill Climbing MPPT Methods for Grid-Connected PV Converter," China, College of Electrical and Electronic Engineering Huazhong , 2008, pp. 804-806.



## **9. Anexos**

**Anexo A: Modelos implementados em *Matlab Simulink***

**Anexo B: Ensaio com o conversor *SEPIC***

**Anexo C: *Layout* da placa do conversor *SEPIC* e placa de monitorização e controlo em *EAGLE***

**Anexo D: Programação em *MicroC Pro* implementada no microcontrolador *PIC***



## **9.1. Anexo A: Modelos implementados em *Matlab Simulink***

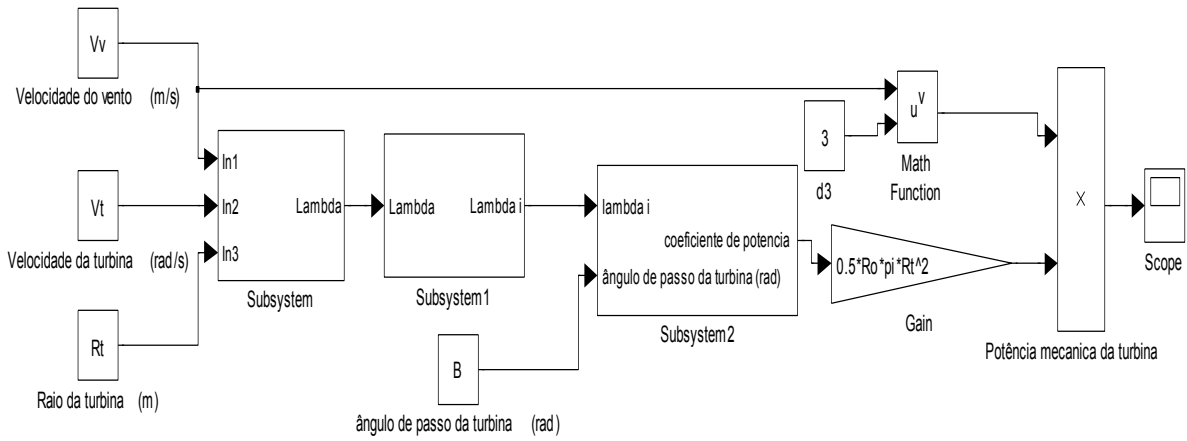


Figura 9.1: Modelo em MatLab Simulink de uma turbina eólica.

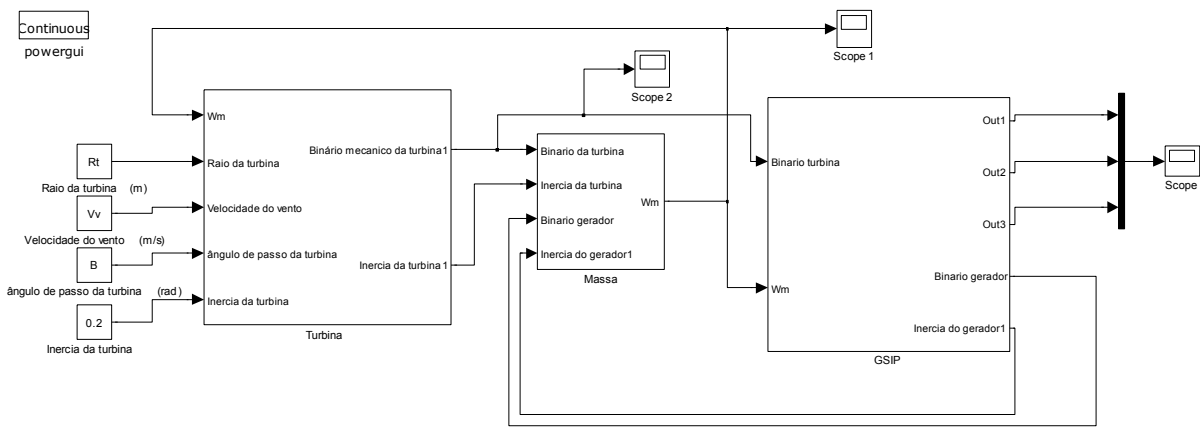


Figura 9.2: Modelo em MatLab Simulink de um gerador síncrono de magnetos permanentes acoplado a uma turbina eólica.

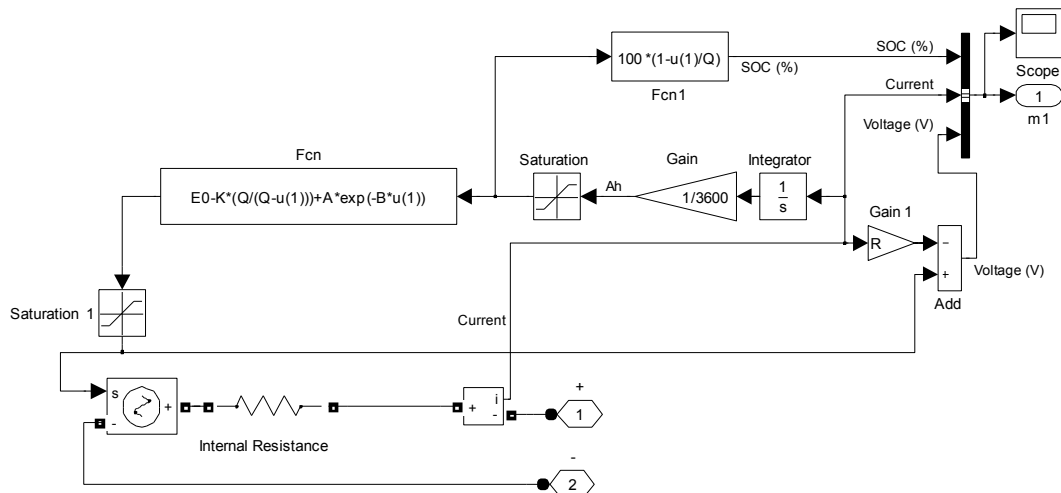


Figura 9.3: Modelo em MatLab Simulink de uma bateria eletroquímica genérica.

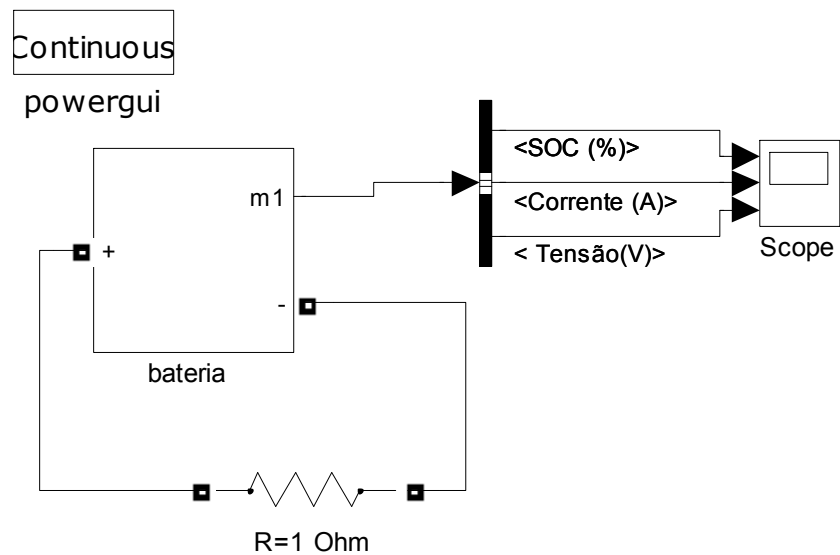


Figura 9.4: Modelo em MatLab Simulink do processo de fornecimento de energia de uma bateria de chumbo ácido.

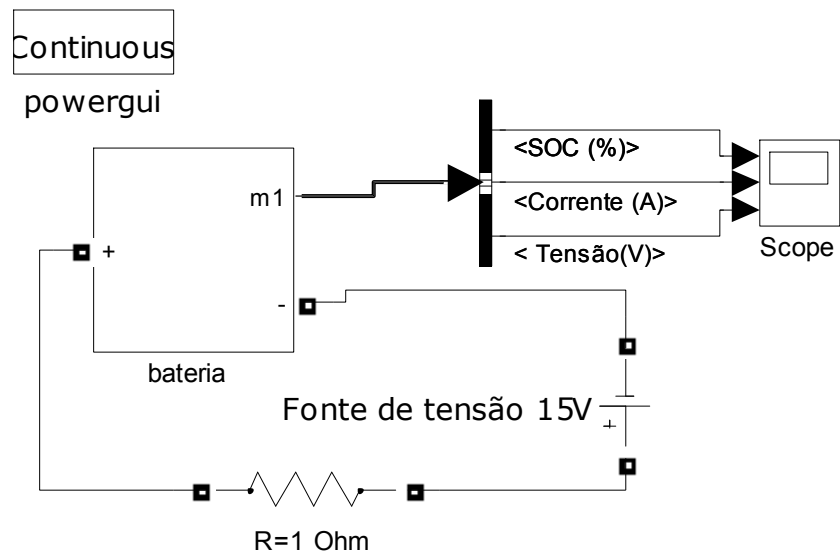


Figura 9.5: Modelo em MatLab Simulink do processo de carregamento de uma bateria de chumbo ácido.

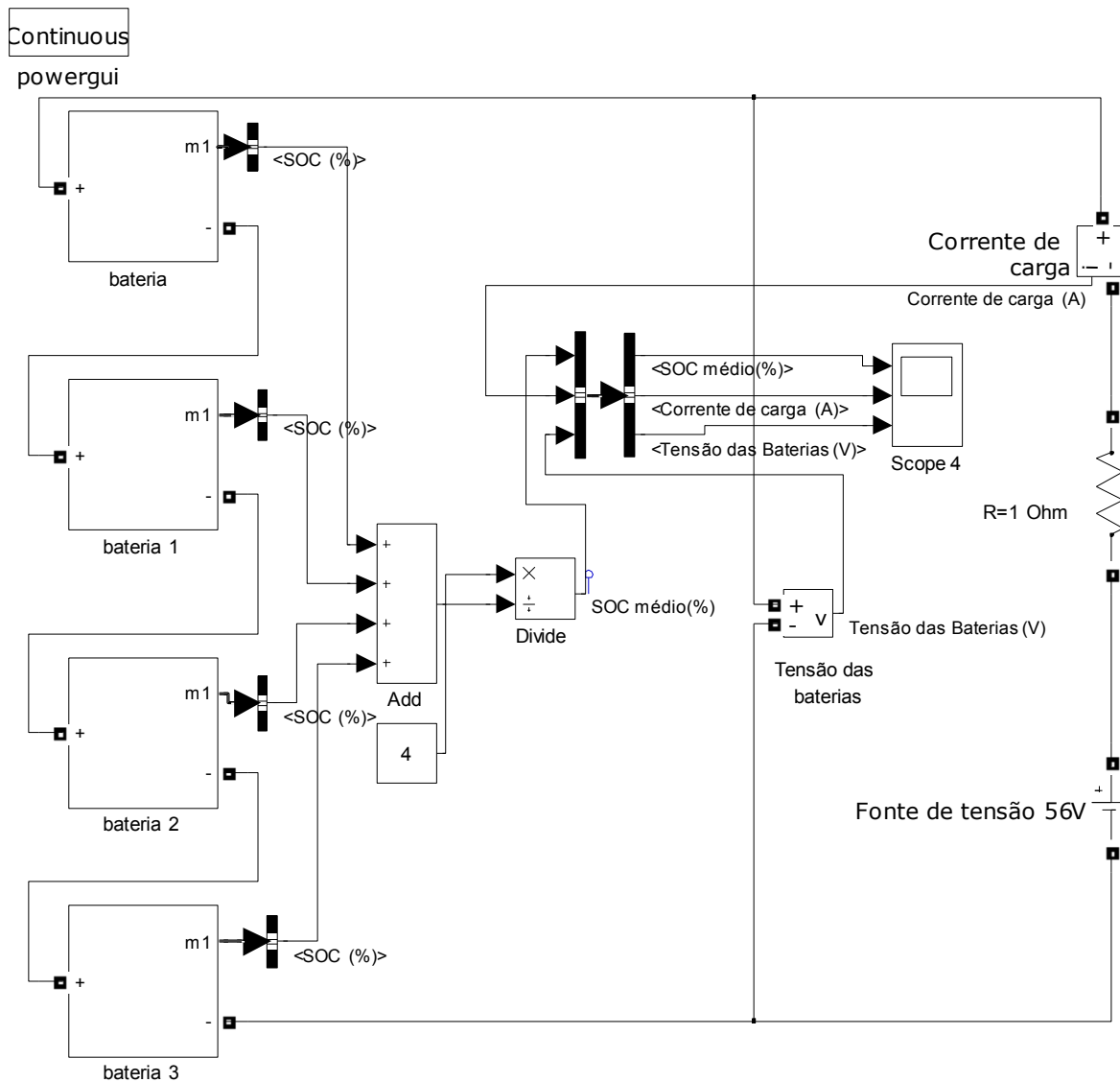


Figura 9.6: Modelo em MatLab Simulink do processo de carregamento de quatro baterias de chumbo ácido.

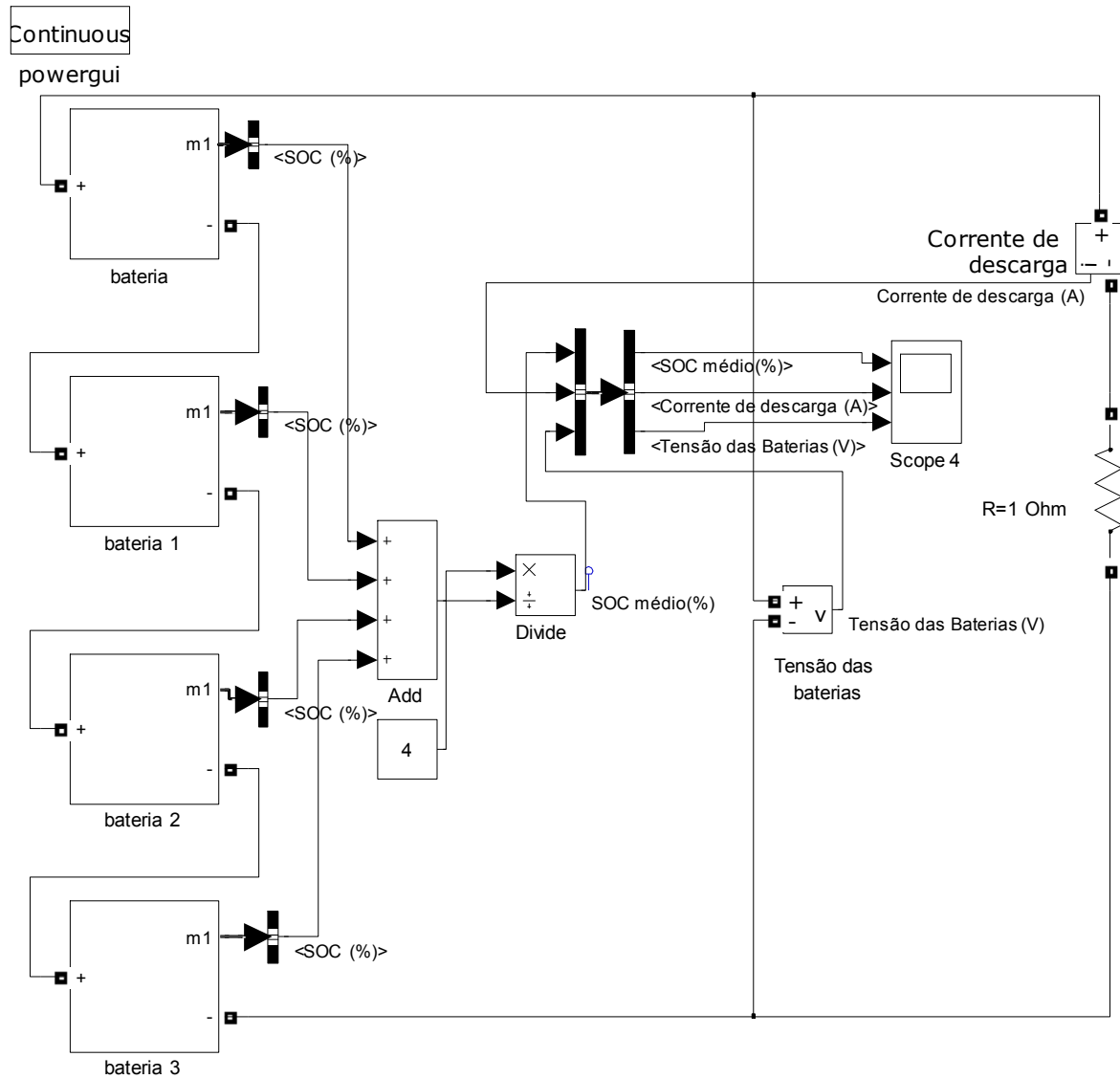


Figura 9.7: Modelo em MatLab Simulink do processo de fornecimento de energia de quatro baterias de chumbo ácido.

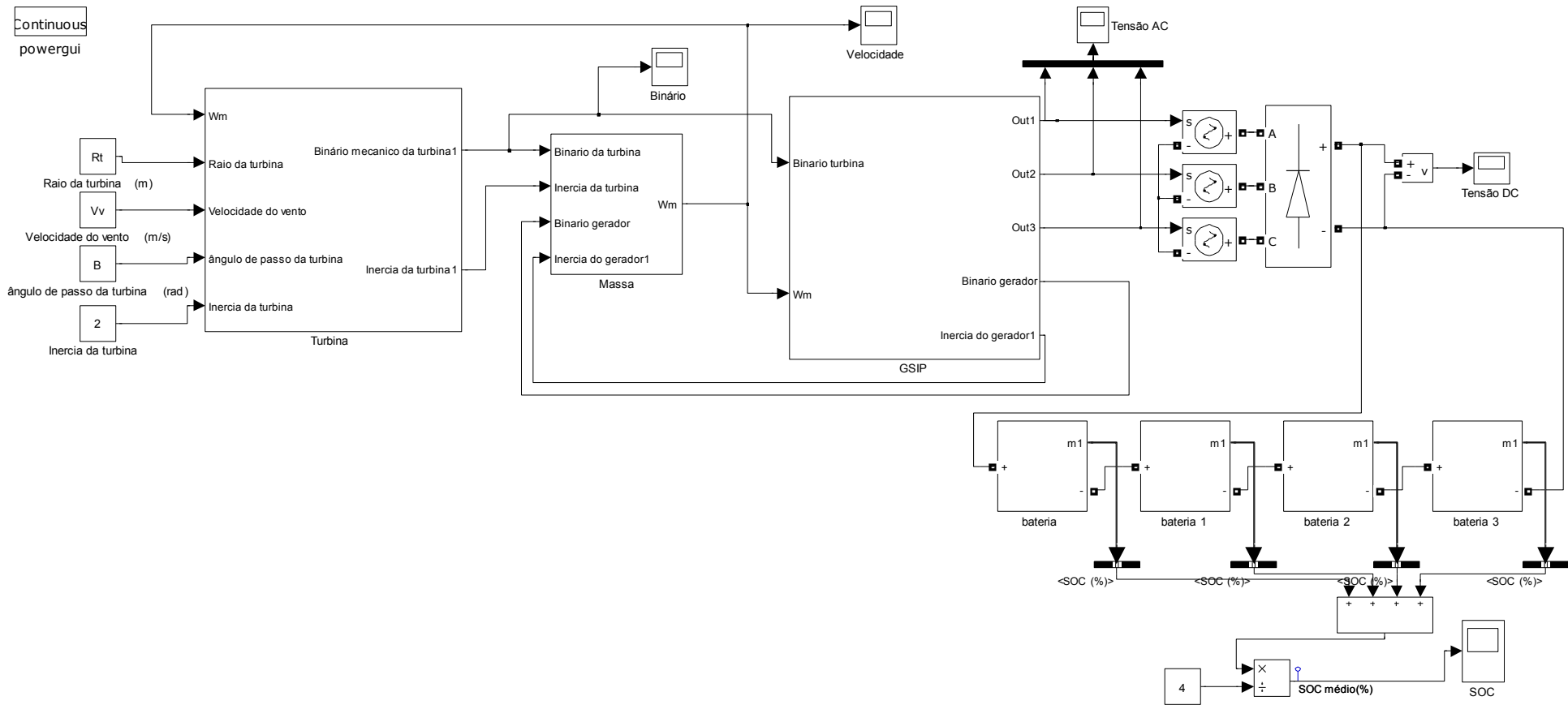


Figura 9.8: Modelo em MatLab Simulink de um sistema de geração de energia eólica.

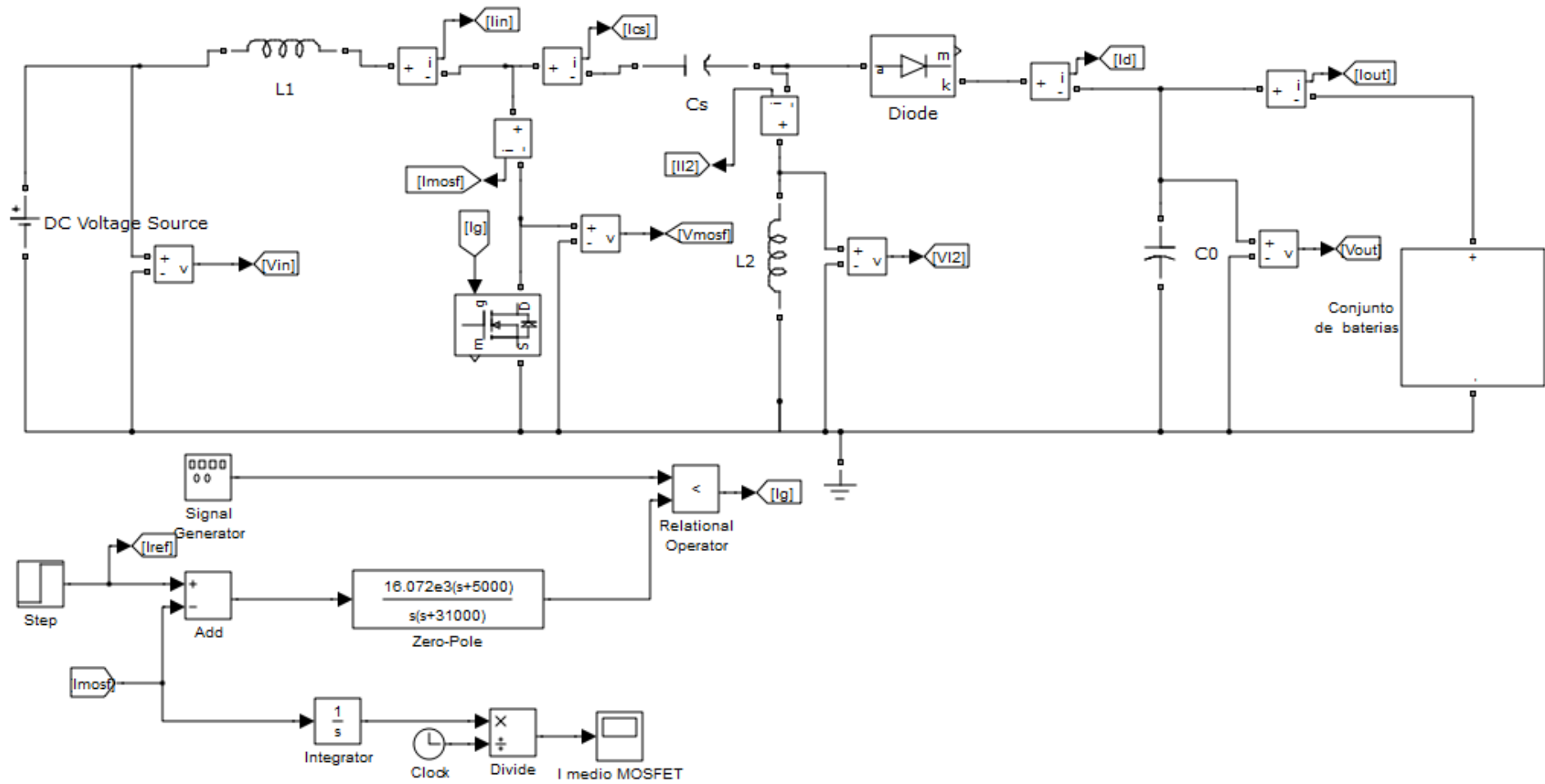


Figura 9.9: Modelo em *MatLab Simulink* do conversor *SEPIC* com controlo da corrente de *MOSFET*.

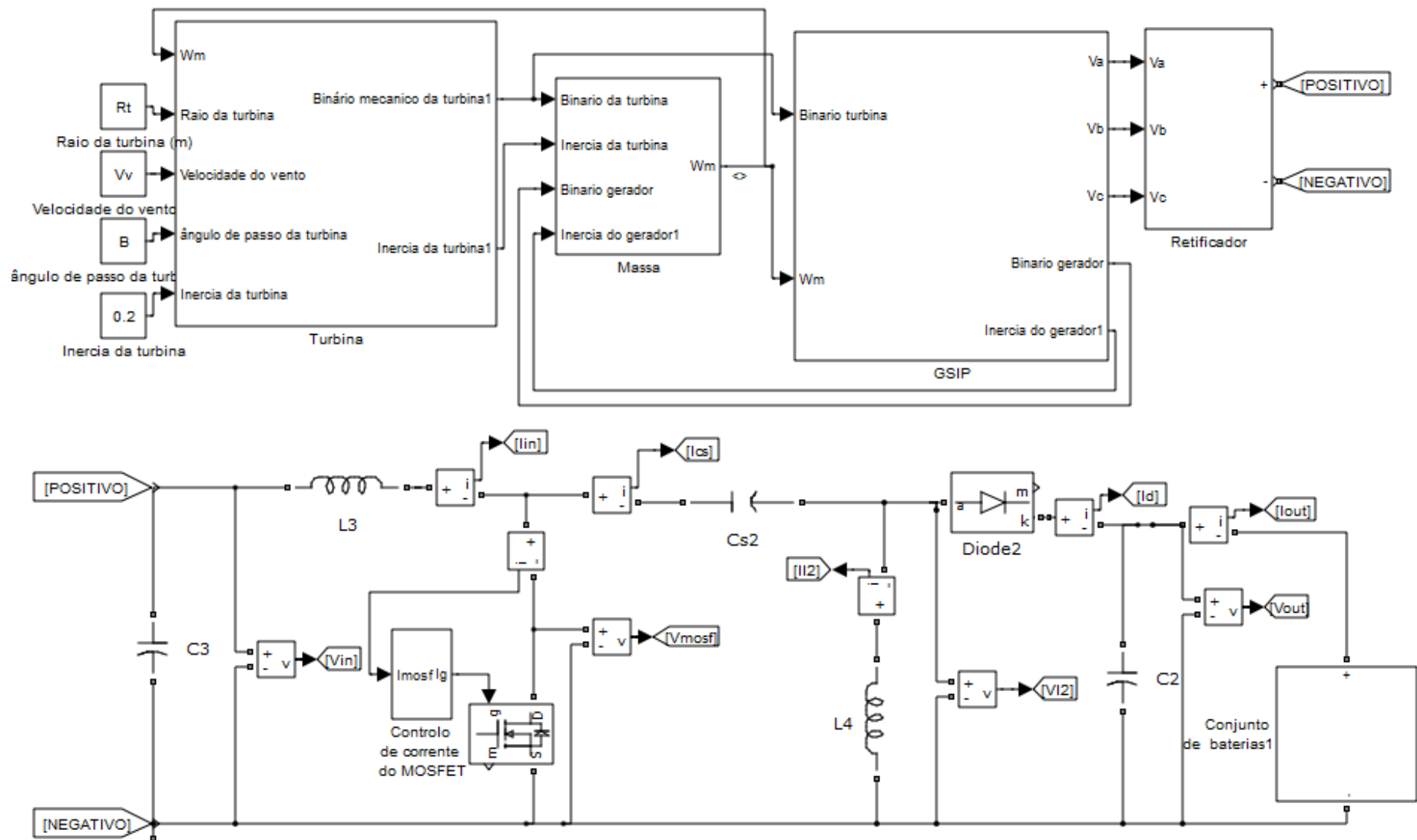


Figura 9.10: Modelo Completo de um aerogerador acoplado a um conversor *SEPIC* para carregamento de baterias em *MatLab Simulink*

## **9.2. Anexo B: Ensaaios com o conversor *SEPIC***



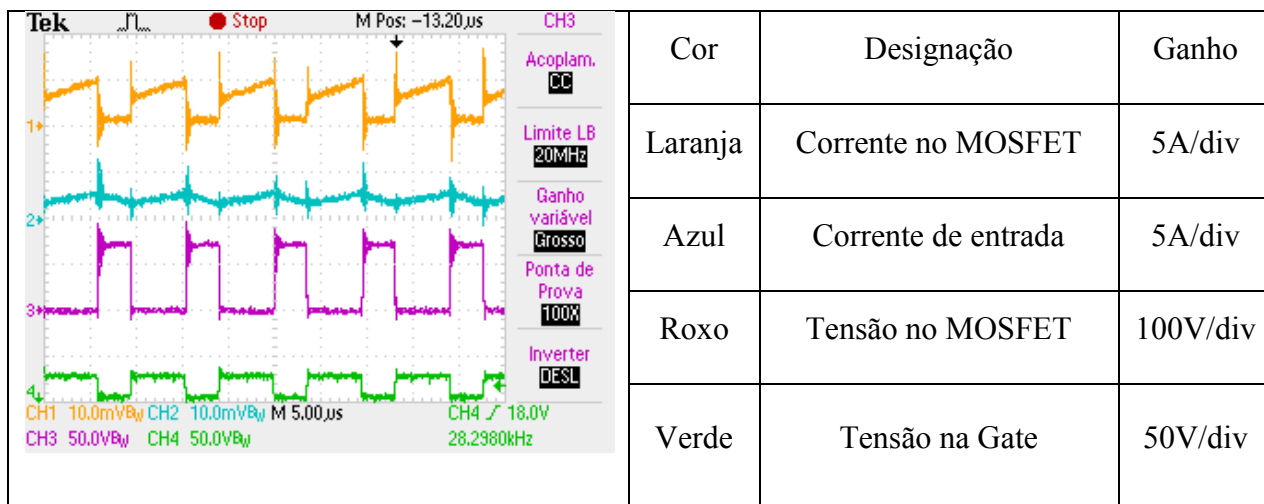


Figura 9.11: Características de entrada do conversor para uma carga resistiva e  $V_{IN}=30V$ .

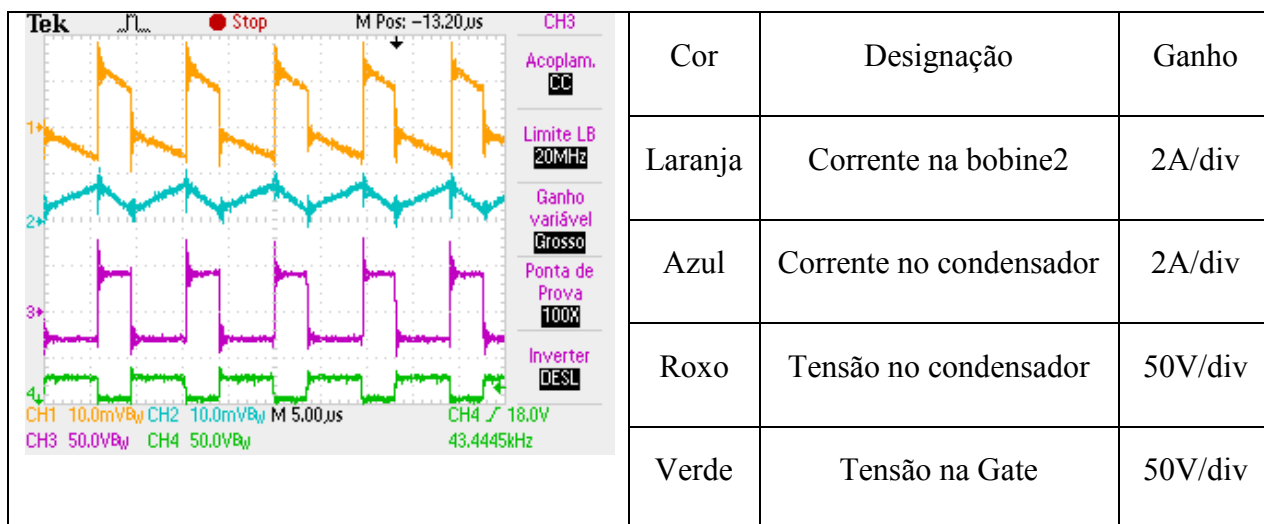


Figura 9.12: Características intermédias do conversor para uma carga resistiva e  $V_{IN}=30V$ .

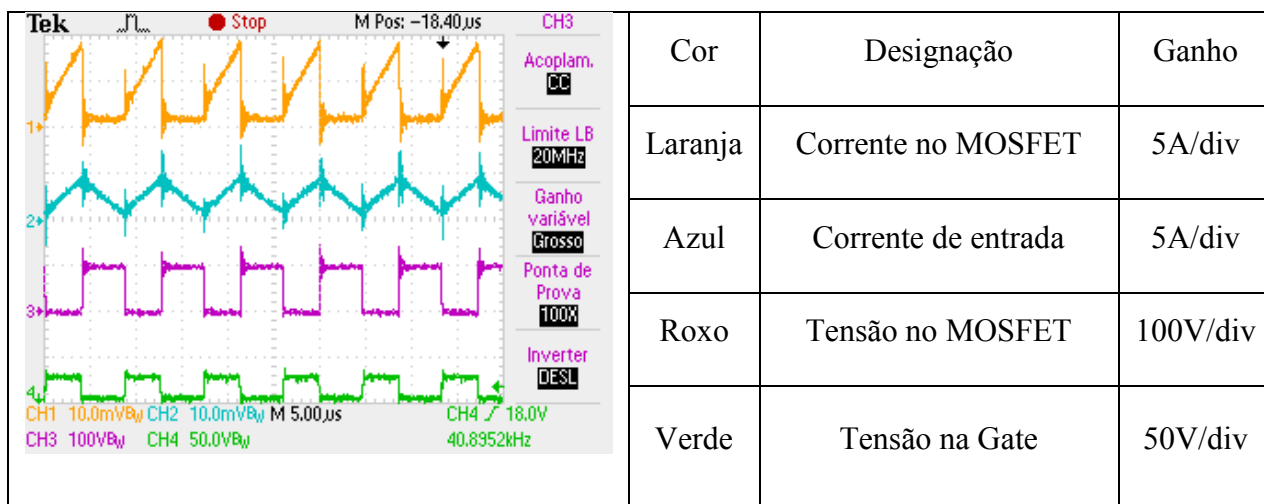


Figura 9.13: Características de entrada do conversor para uma carga resistiva e  $V_{IN}=60V$ .

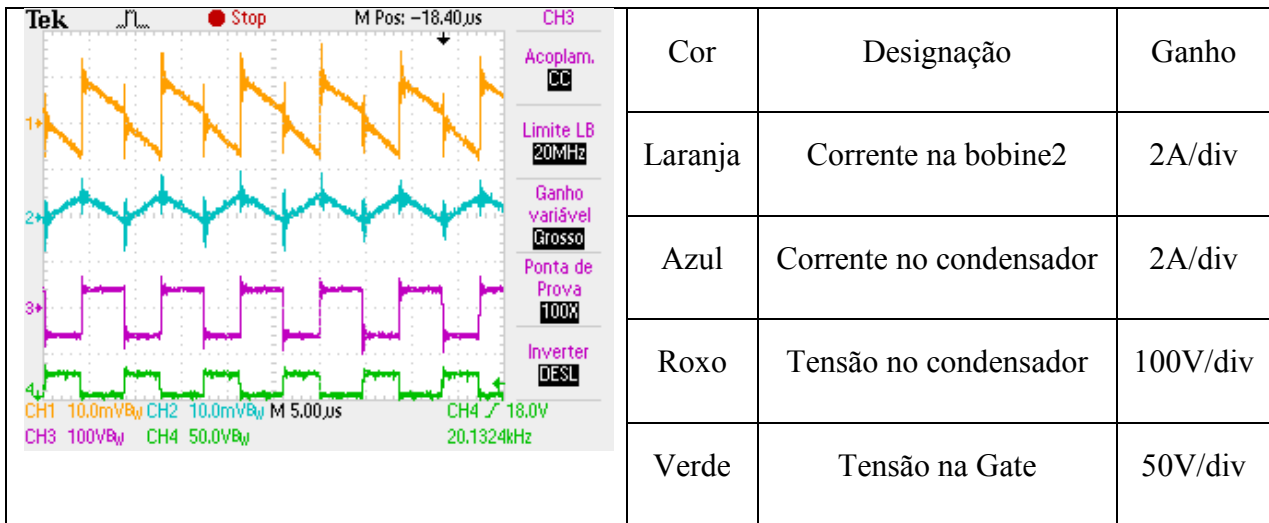


Figura 9.14: Características intermédias do conversor para uma carga resistiva e  $V_{IN}=60V$ .

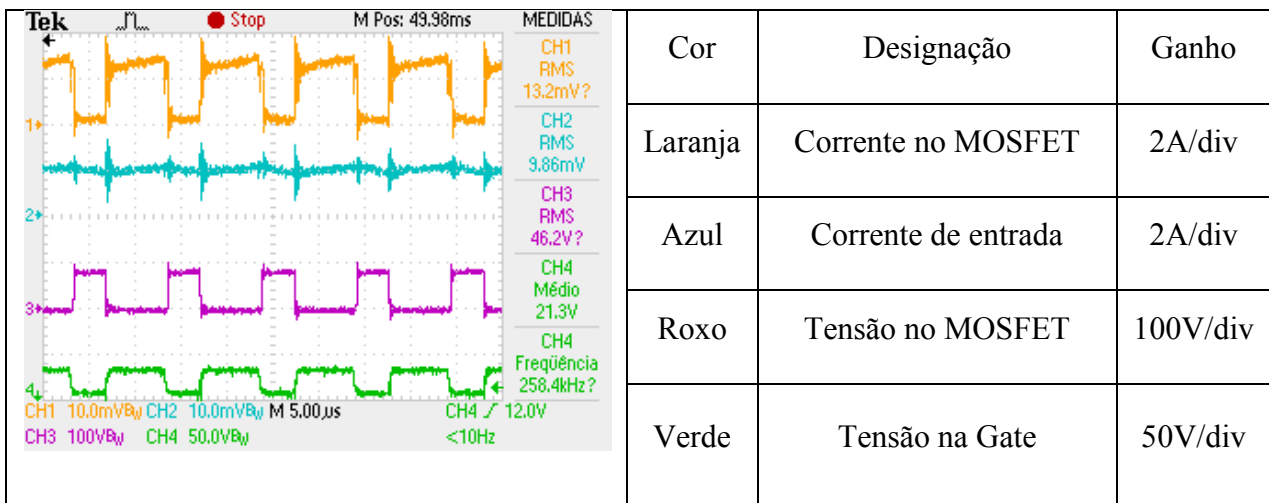


Figura 9.15: Características de entrada do conversor para carga de baterias e  $V_{IN}=30V$ .

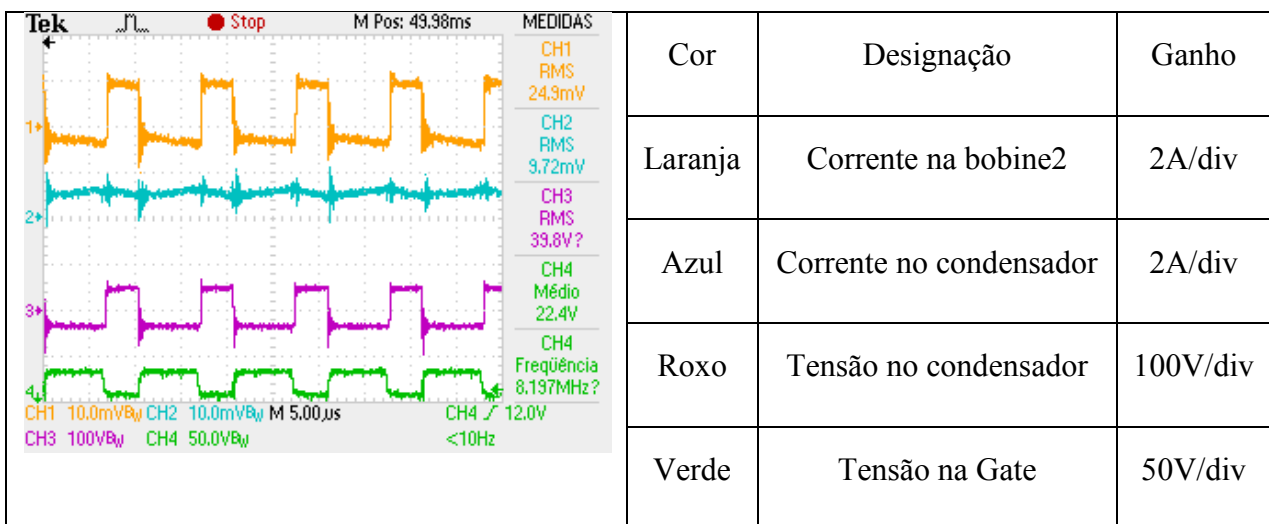


Figura 9.16: Características intermédias do conversor para carga de baterias e  $V_{IN}=30V$

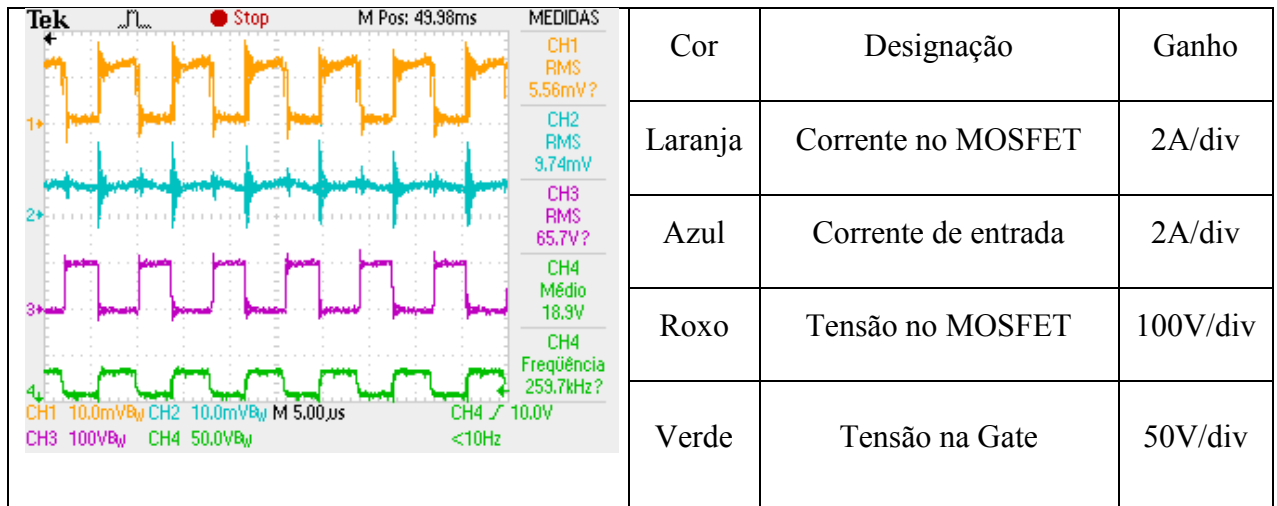


Figura 9.17: Características de entrada do conversor para carga de baterias e  $V_{IN}=48V$ .

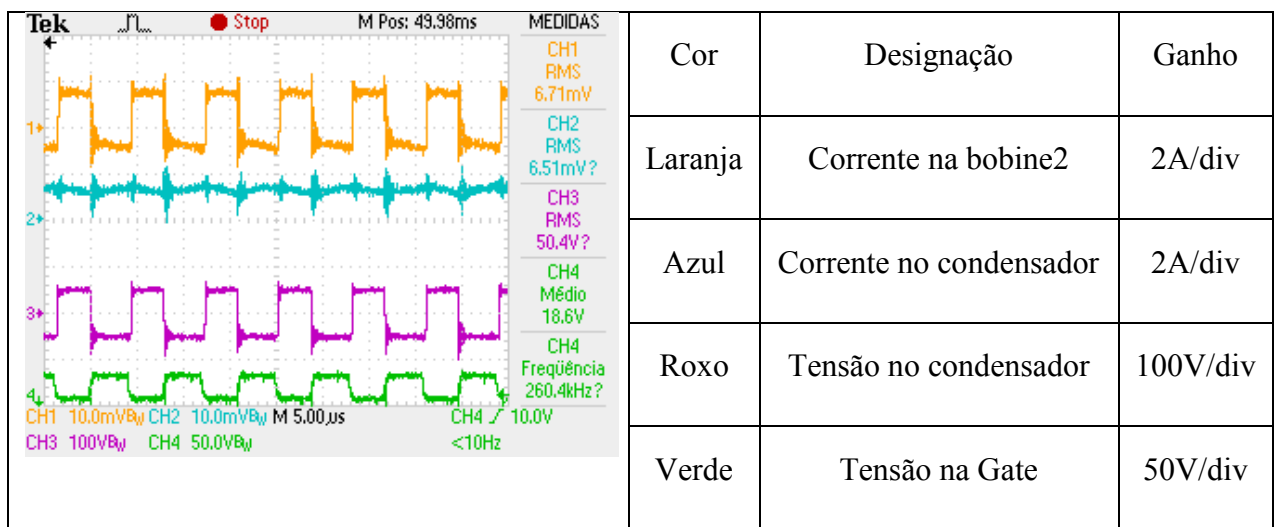


Figura 9.18: Características intermédias do conversor para carga de baterias e  $V_{IN}=48V$ .

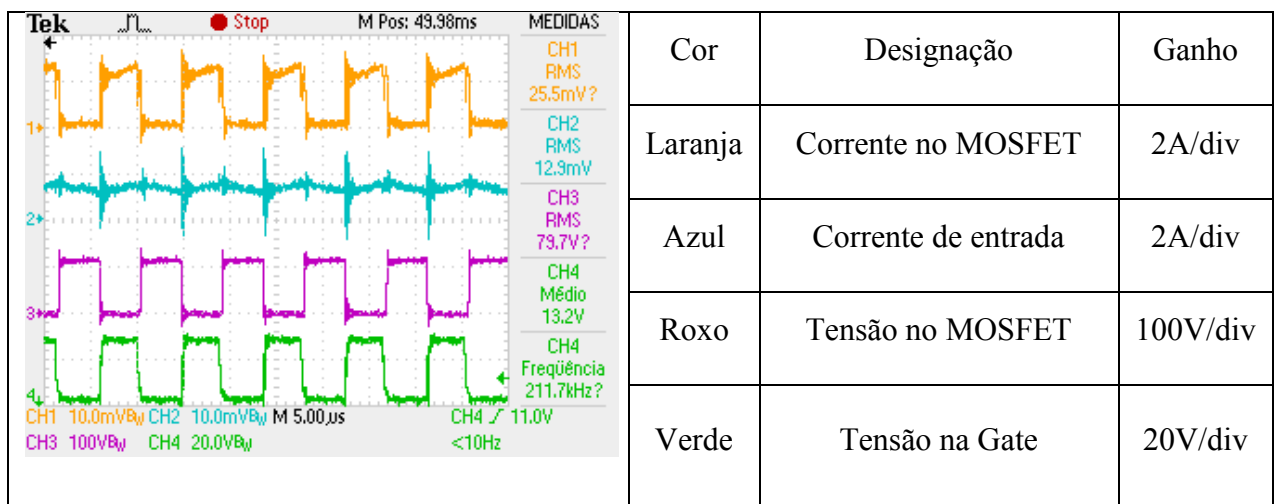


Figura 9.19: Características de entrada do conversor para carga de baterias e  $V_{IN}=60V$ .

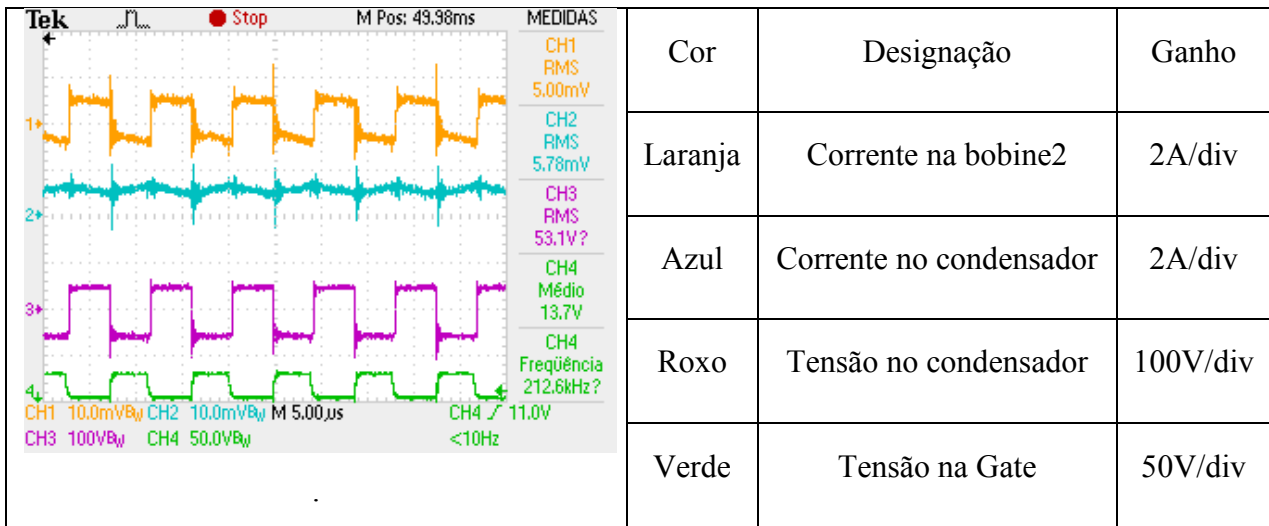


Figura 9.20: Características intermédias do conversor para carga de baterias e  $V_{IN}=60V$

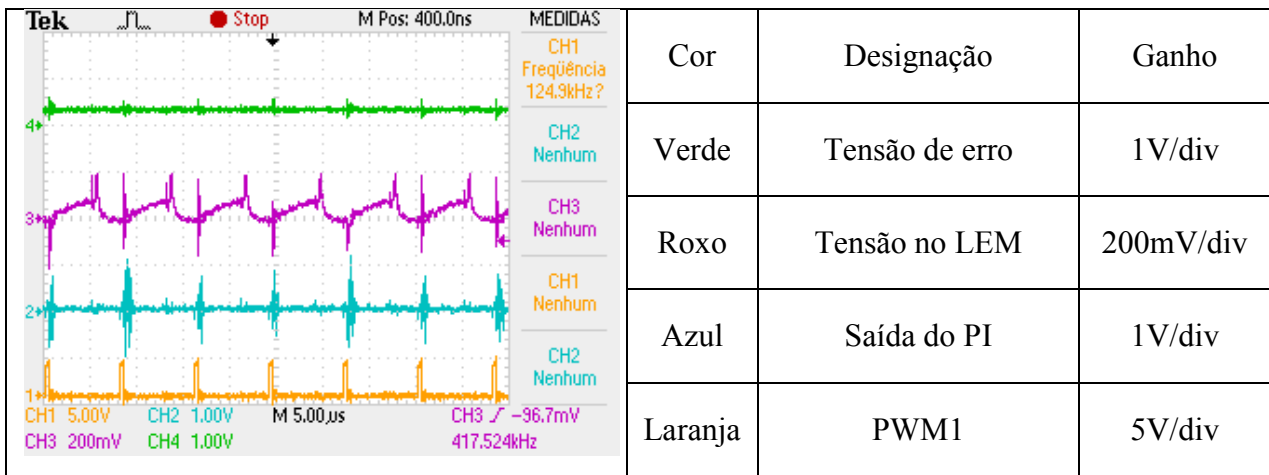


Figura 9.21: Características de entrada do controlador de corrente para uma referência de 400mA e  $V_{IN}=30V$

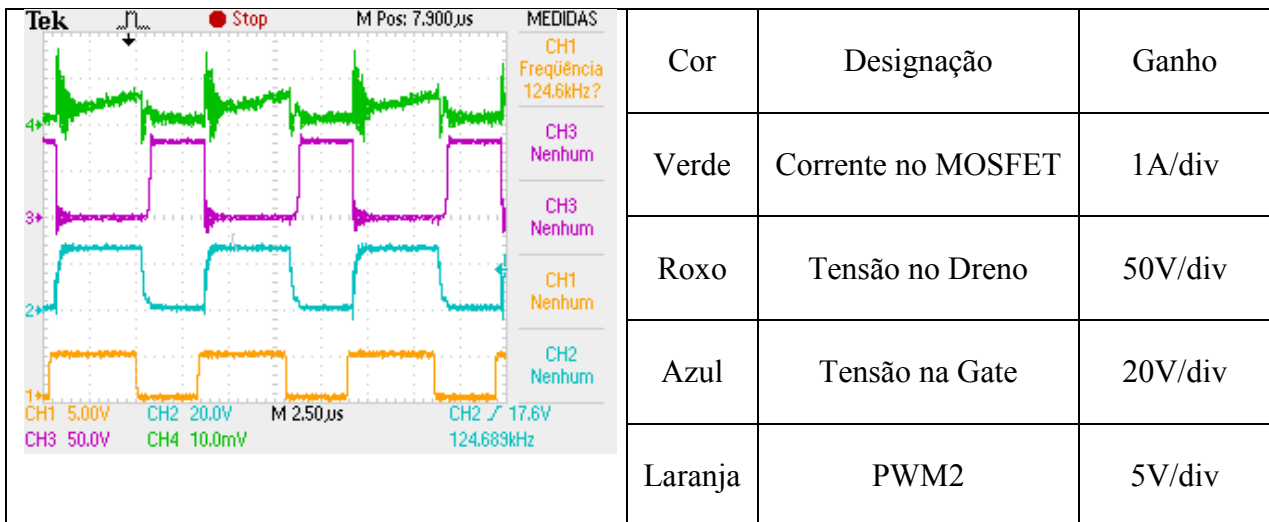


Figura 9.22: Características de entrada do conversor para carga de baterias com controlador de corrente para uma referência de 400mA e  $V_{IN}=30V$

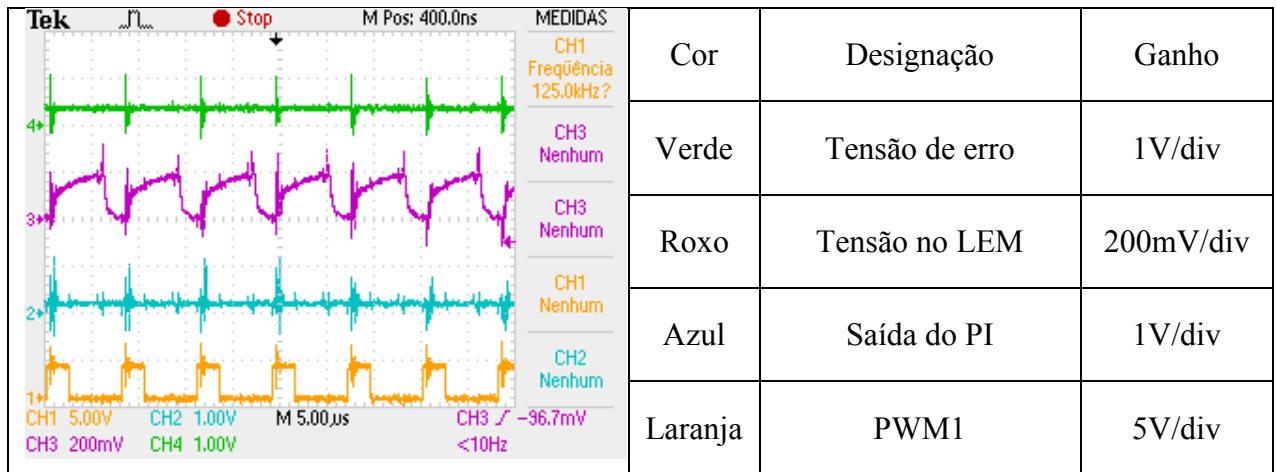


Figura 9.23: Características de entrada do controlador de corrente para uma referência de 1,5A e  $V_{IN}=30V$

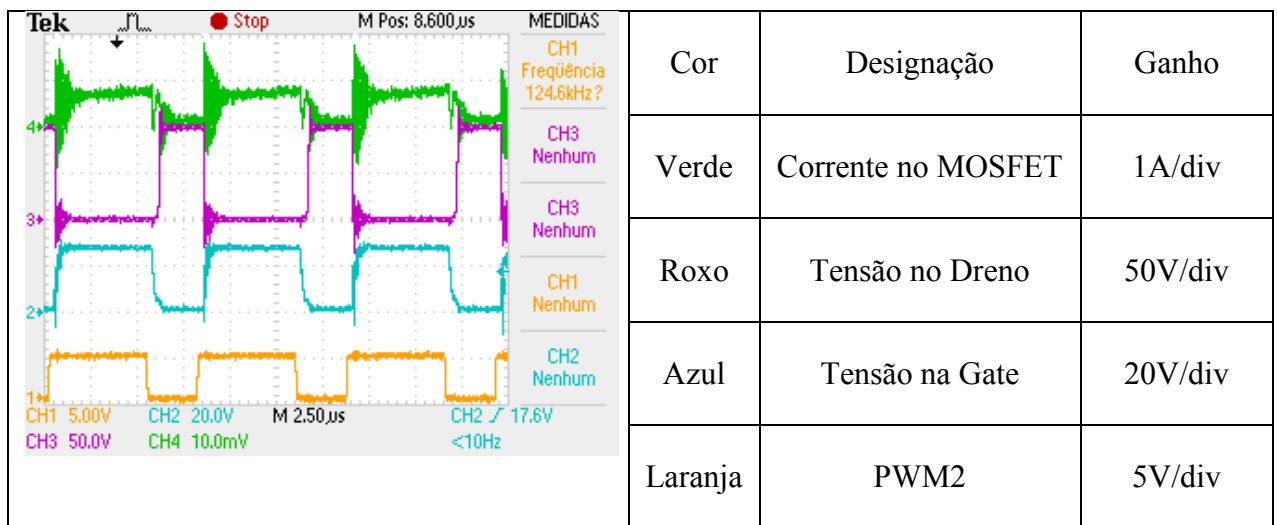


Figura 9.24: : Características de entrada do conversor para carga de baterias com controlador de corrente para uma referência de 1,5A e  $V_{IN}=30V$

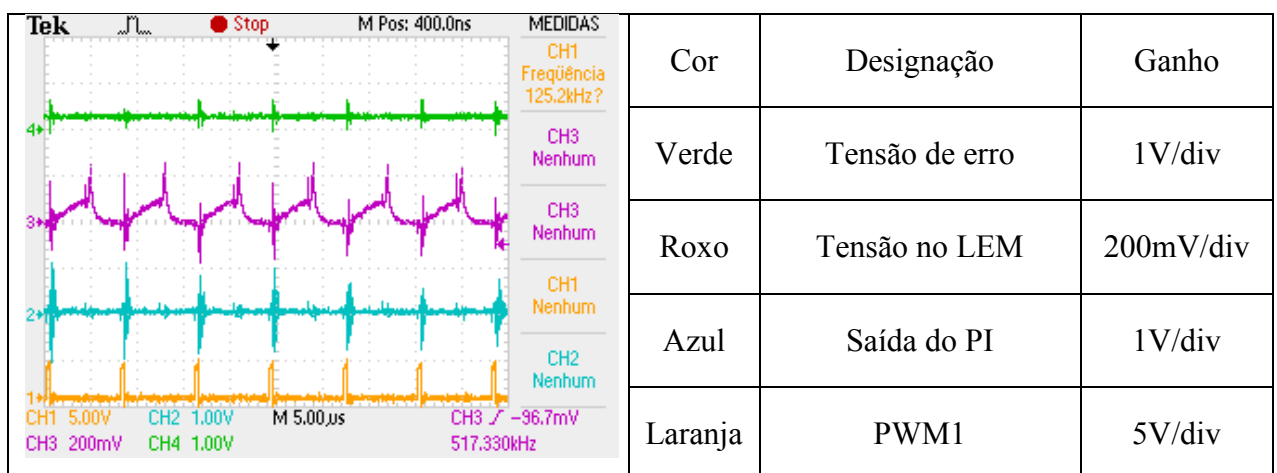


Figura 9.25: Características de entrada do controlador de corrente para uma referência de 400mA  $V_{IN}=48V$

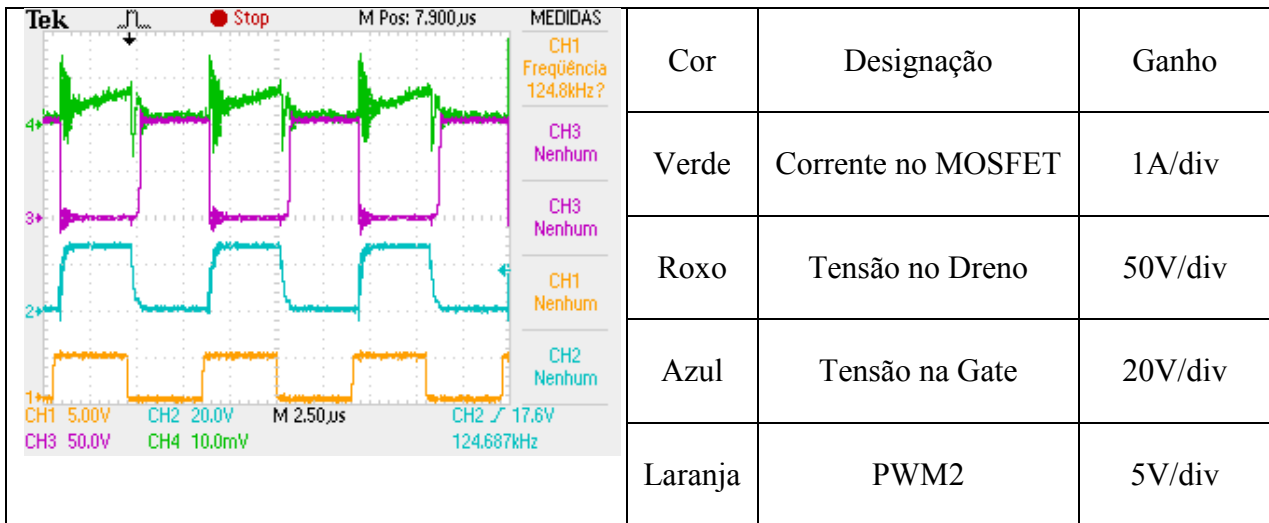


Figura 9.26: Características de entrada do conversor para carga de baterias com controlador de corrente para uma referência de 400mA e  $V_{IN}=48V$

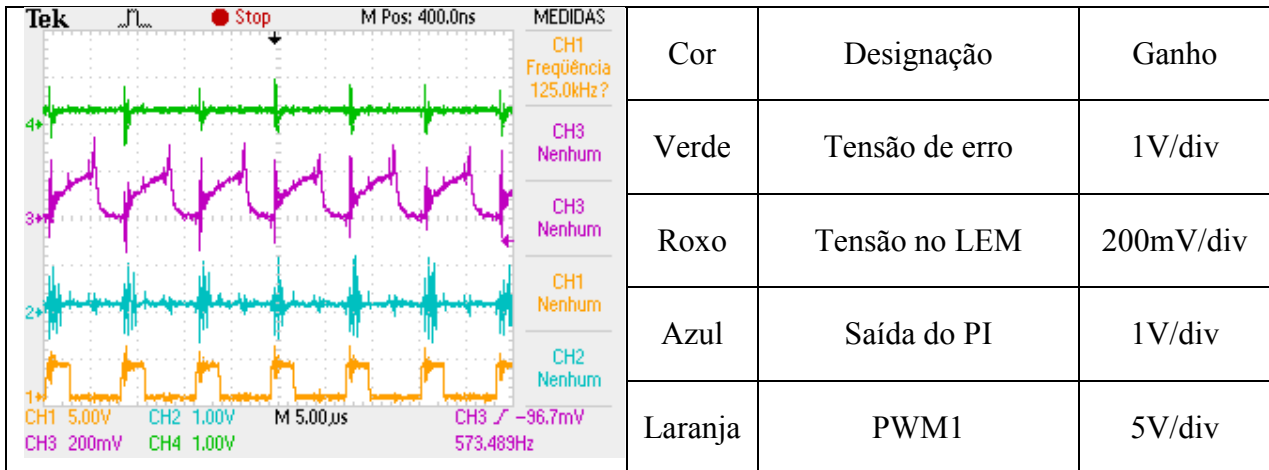


Figura 9.27: Características de entrada do controlador de corrente para uma referência de 1,5A  $V_{IN}=48V$

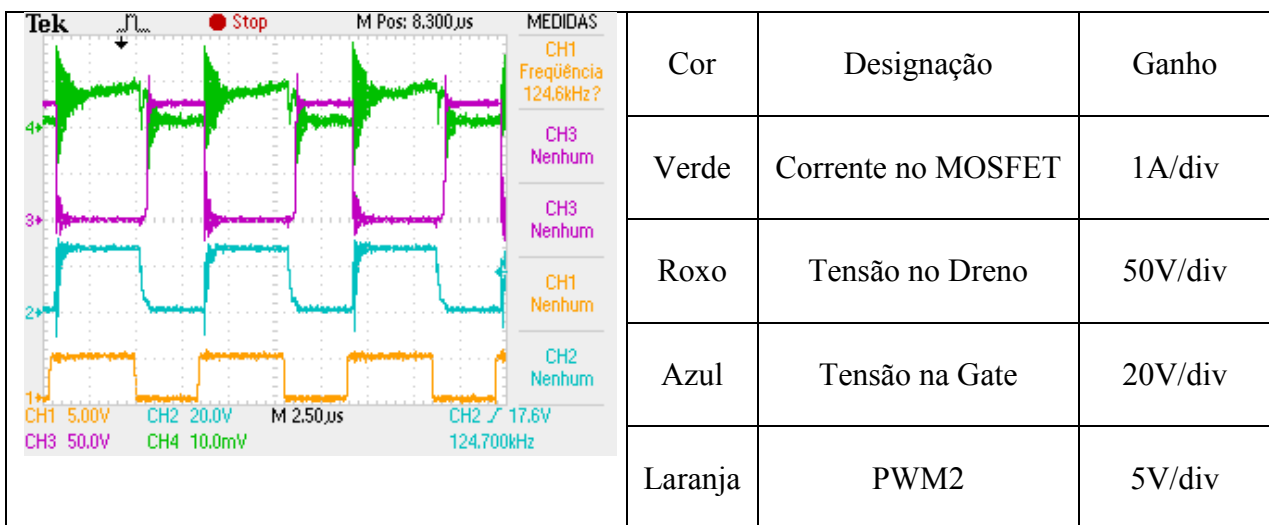


Figura 9.28: Características de entrada do conversor para carga de baterias com controlador de corrente para uma referência de 1,5A e  $V_{IN}=48V$

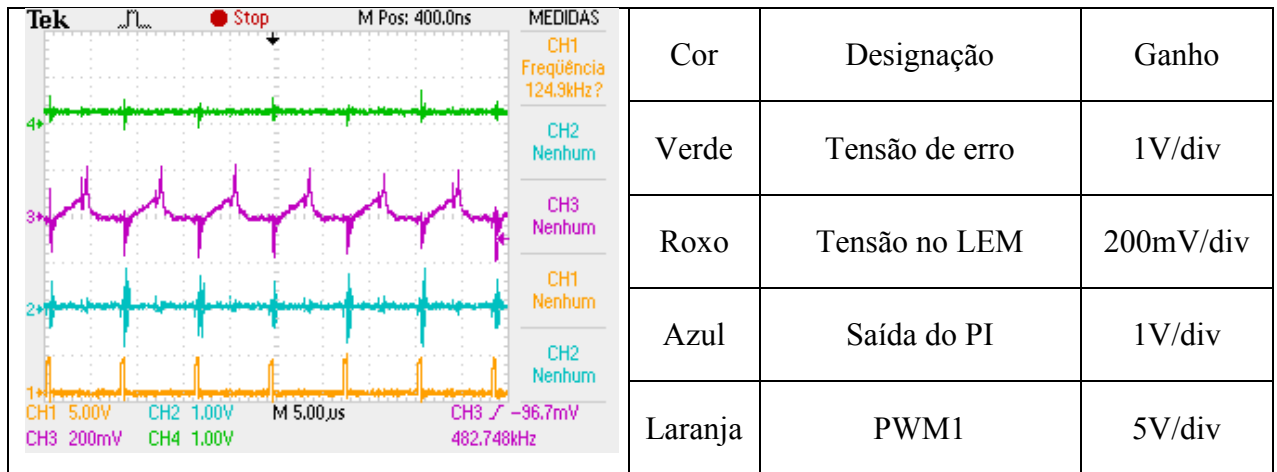


Figura 9.29: Características de entrada do controlador de corrente para uma referência de 400mA  $V_{IN}=60V$

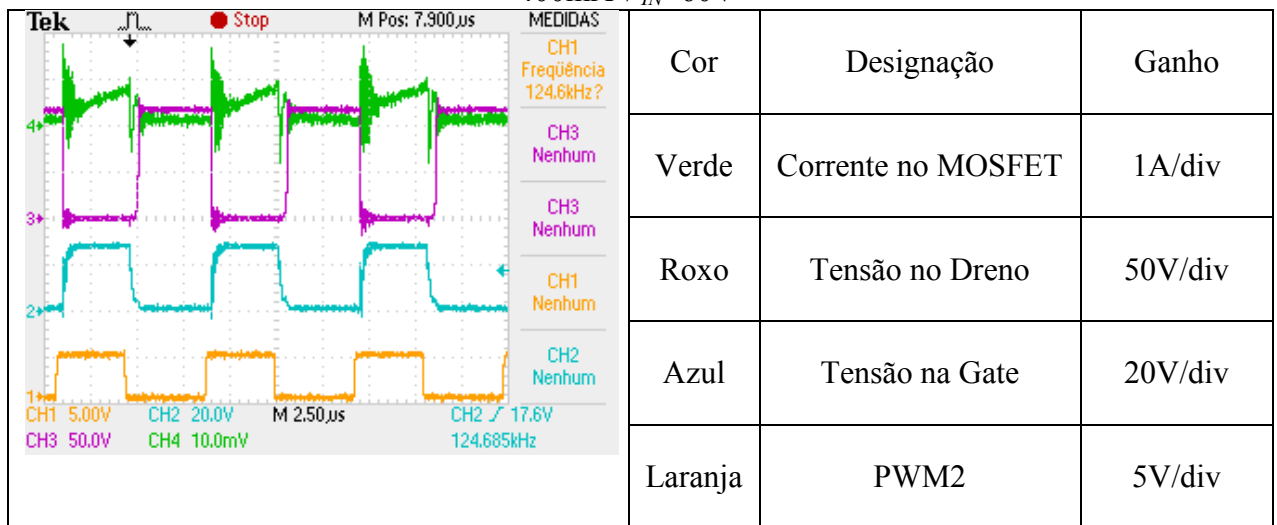


Figura 9.30: Características de entrada do conversor para carga de baterias com controlador de corrente para uma referência de 400mA e  $V_{IN}=60V$

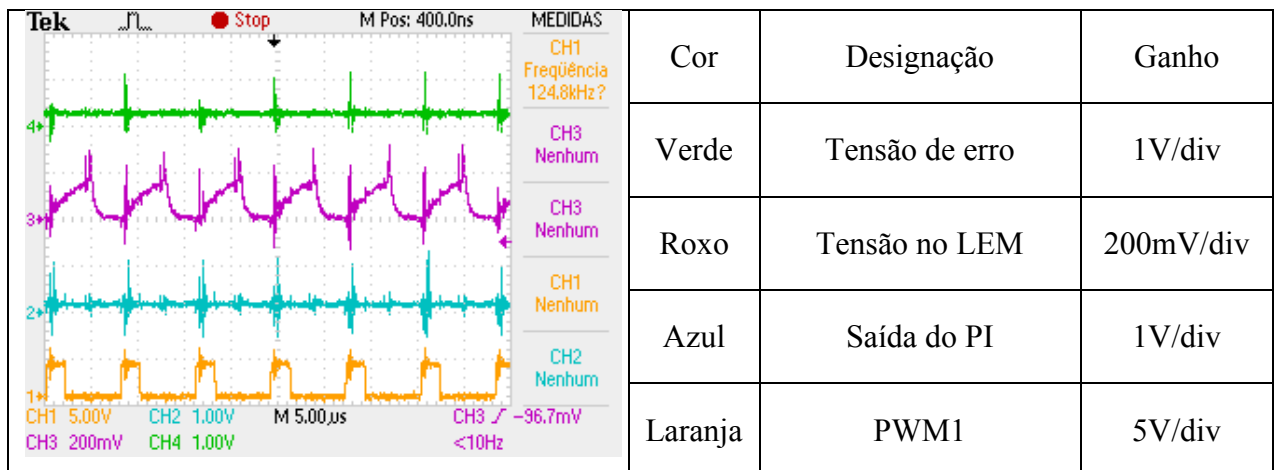


Figura 9.31: Características de entrada do controlador de corrente para uma referência de 1,5A  $V_{IN}=60V$

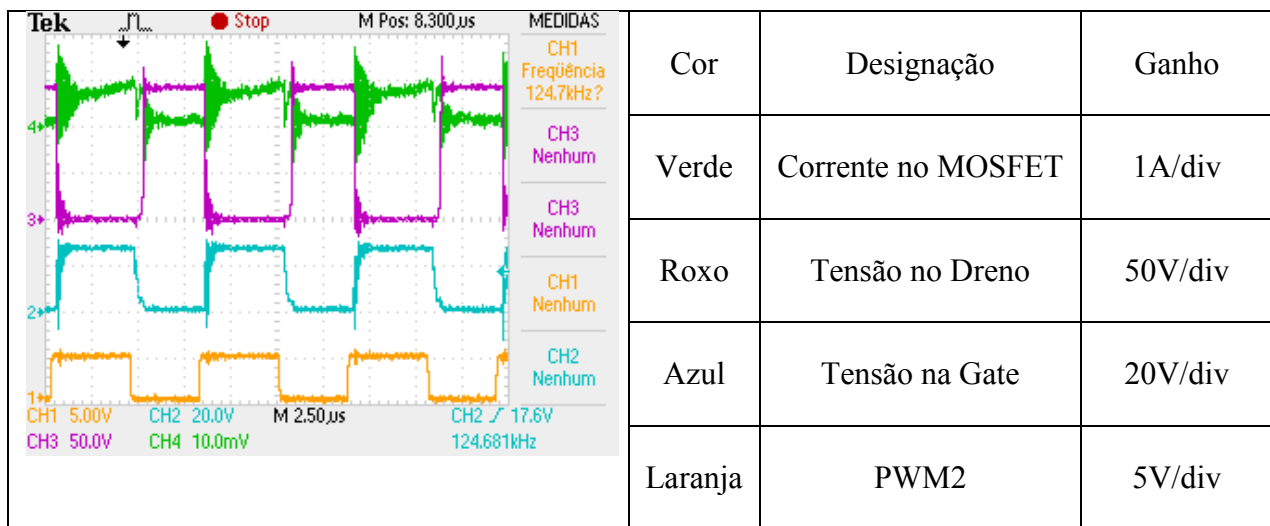


Figura 9.32: Características de entrada do conversor para carga de baterias com controlador de corrente para uma referência de 1,5A e  $V_{IN}=60V$

**9.3. Anexo C: *Layout* da placa do conversor *SEPIC* e placa de monitorização e controlo em *EAGLE***



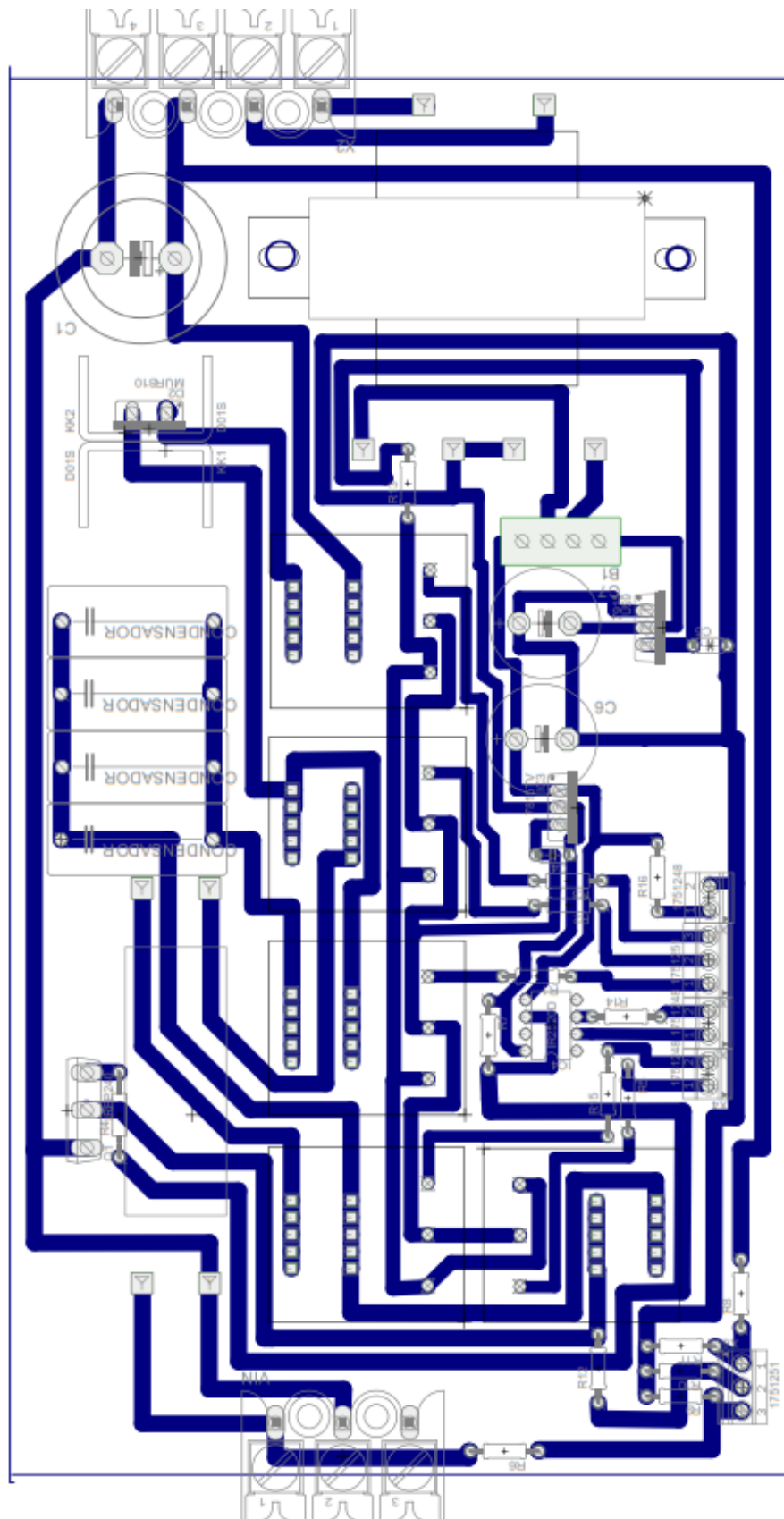


Figura 9.33: *Layout da placa do conversor SEPIC.*



## **9.4. Anexo D: Programação em *MicroC Pro* implementada no microcontrolador *PIC***