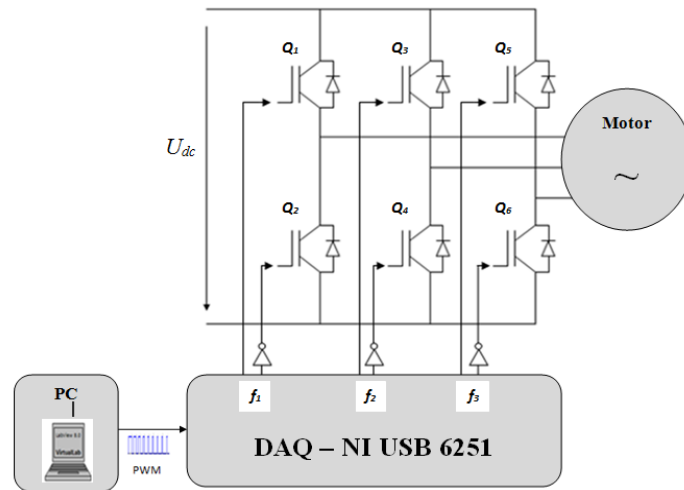


**INSTITUTO SUPERIOR DE ENGENHARIA DE LISBOA**

**Área Departamental de Engenharia Eletrotécnica de Energia e Automação**



## **Controlo de Máquina Assíncrona Trifásica por Variação de Frequência e Tensão (técnica V/f) Utilizando a Plataforma LabVIEW**

**Nuno José Matos Mesquita**

(Licenciado)

Trabalho Final de Mestrado para obtenção do grau de Mestre  
em Engenharia Eletrotécnica

Orientadores:

Professor Doutor José Gabriel da Silva Lopes

Professor Doutor Paulo José Duarte Landeiro Gambôa

Júri:

Presidente: Professor Doutor Luís Manuel do Santos Redondo

Vogais:

Professor Doutor Miguel Cabral Ferreira Chaves

Professor Doutor José Gabriel da Silva Lopes

**Novembro de 2019**



## **Resumo**

A presente dissertação de Mestrado tem como objetivo o comando de um motor assíncrono trifásico através da técnica V/f. Para isso, é feito um estudo teórico com a obtenção dos modelos matemáticos, simulação numérica e a respetiva comprovação experimental.

Para esta realização foi feito a modelização matemática do sistema, constituído pelo ondulator de tensão trifásico, circuito de comando e máquina assíncrona trifásica. Posteriormente foi feita a simulação numérica recorrendo ao software de programação gráfica LabVIEW. Para a comprovação experimental foram utilizados, o mesmo software de programação LabVIEW, uma placa de aquisição de dados, ambos do fabricante National Instruments, uma unidade protótipo de geração de ‘tempos mortos’, bem como um protótipo experimental, constituído por um módulo trifásico de potência que funciona como ondulator de tensão trifásico e barramento DC, e, unidades laboratoriais.

Os resultados obtidos em laboratório para os vários ensaios validam os modelos teóricos construídos em simulação numérica.

## **Palavras-chave**

Motor de indução assíncrono trifásico, modelação matemática, comando PWM, técnica V/f, LabVIEW, instrumentação virtual, simulação numérica.



## **Abstract**

This Master's approach the command of three-phase asynchronous machine based on V/f Control technique. To achieve it, is performed the theoretical study with mathematic models, numerical simulation and experimental tests.

To do it, was made the mathematic modelization and numerical simulation for the system construed by three-phase voltage inverter, command circuit and for the three-phase asynchronous machine using LabVIEW graphic programming software. To comprove it exprimentally the tests were done using the same LabVIEW software, and a DAQ (digital signal acquisition) both from National instruments manufacturer, an 'dead time' generator prototype board, an experimental three-phase power module prototype, working as a voltage three-phase modulator and DC-Bus, and laboratorial devices.

The final results obtained in laboratory for the several tests, prove the theoric models made in numerical simulation.

## **Keywords**

Three-phase asynchronous machine, mathematic modelation, PWM command, V/f technique, LabVIEW, virtual instrumentation, PWM, modulation, numerical simulation.



# Agradecimentos

Aos meus familiares e amigos pela motivação.

Ao Instituto Superior de Engenharia de Lisboa, à Área Departamental de Engenharia Eletrotécnica de Energia e Automação e à Comissão Coordenadora do Curso de Licenciatura e Mestrado em Engenharia Eletrotécnica.

Aos orientadores científicos Professor Doutor José Gabriel da Silva Lopes e Professor Doutor Paulo José Duarte Landeiro Gambôa pela disponibilidade e ensinamentos.

Um agradecimento ao Técnico Superior do Laboratório de Eletrónica Industrial, Nuno Santos, pela colaboração na montagem e aquisição dos dados.

Gostaria também de agradecer a colaboração e ajuda do Doutor Marco Peres, investigador do Instituto Superior Técnico, Campus Tecnológico e Nuclear – IPFN.



## **Lista de Abreviaturas e Terminologia**

AC	Corrente Alternada (Alternate Current)
DC	Corrente Contínua (Direct Current)
GTO	Tiristor GTO (Gate Turn-Off Thyristor)
IGBT	Transistor Bipolar de Porta Isolada (Insulated Gate Bipolar Transistor)
PWM	Modulação de Largura de Impulso (Pulse Width Modulation)
VEV	Variador Eletrónico de Velocidade (Variable Speed Drive)
V/f	Técnica de controlo com variação simultânea da tensão/frequência (Control technique with simultaneous variation on Voltage/frequency)
HMI	Interface Homem Máquina (Human Machine Interface)
TBJ	Transistor de Junção Bipolar (Bipolar Junction Transistor)
DAQ	Sistema de Aquisição de Dados (Data System Acquisition)



## Simbologia

$A_{mod}$	Amplitude da onda sinusoidal modulante (V)
$[C]$	Matriz de transformação da concordia
$CW$	Rotação sentido ponteiros do relógio, “ $CW$ – ClockWise“ (sentido inverso)
$CCW$	Rotação sentido contrário aos ponteiros do relógio, “ $CCW$ – CounterClockWise” (sentido directo)
$f$	Frequência (Hz)
$f_n$	Frequência nominal (Hz)
$f_{mod}$	Frequência da onda sinusoidal modulante (Hz)
$f_s$	Frequência de sincronismo (Hz)
$f_x$	Função de comando aplicada ao braço $x$ do ondulator, com $x \in \{1,2,3\}$
$G_{vf}$	Relação (ganho) amplitude do sinal/frequência da onda modulante (V/Hz)
$[I_{dqo}]$	Matriz das correntes no sistema de coordenadas $dqo$
$\bar{I}_s$	Corrente no estator (notação complexa)
$\bar{I}_r$	Corrente no rotor (notação complexa)
$\bar{I}_m$	Corrente mútua entre estator/rotor (notação complexa)
$i_{sx}$	Valor instantâneo das correntes estatóricas da máquina assíncrona trifásica, representado no sistema de coordenadas $dqo$ , com $x \in \{d,q,o\}$ (A)
$i_{rx}$	Valor instantâneo das correntes rotóricas da máquina assíncrona trifásica, representado no sistema de coordenadas $dqo$ , com $x \in \{d,q,o\}$ (A)
$i_{sk}$	Valor instantâneo da corrente estatórica da máquina assíncrona trifásica, associado ao circuito $k$ , com $k \in \{1,2,3\}$ (A)
$i_{rk}$	Valor instantâneo da corrente rotórica da máquina assíncrona trifásica, associado ao circuito $k$ , com $k \in \{1,2,3\}$ (A)

$i_k$	Corrente associada ao circuito k (A)
$[i]$	Matriz das correntes da máquina assíncrona trifásica no sistema de coordenadas 123
$[i_s]$	Matriz das correntes estatóricas no sistema de coordenadas 123
$[i_r]$	Matriz das correntes rotóricas no sistema de coordenadas 123
$[i_{sk}]$	Matriz das correntes estatóricas no sistema de coordenadas 123, associada á coordenada k, com $k \in \{1,2,3\}$
$[i_{rk}]$	Matriz das correntes rotóricas no sistema de coordenadas 123, associada á coordenada k, com $k \in \{1,2,3\}$
$[i_{s\alpha}]$	Matriz das correntes no estator na coordenada $\alpha$
$[i_{s\beta}]$	Matriz das correntes no estator de coordenada $\beta$
$[i_{r\alpha}]$	Matriz das correntes no rotor na coordenada $\alpha$
$[i_{r\beta}]$	Matriz das correntes no rotor de coordenada $\beta$
$[i_{\alpha\beta\gamma}]$	Matriz das correntes no sistema de coordenadas $\alpha\beta\gamma$
$[i_{s\alpha\beta\gamma}]$	Matriz das correntes estatóricas no sistema de coordenadas $\alpha\beta\gamma$
$[i_{r\alpha\beta\gamma}]$	Matriz das correntes rotóricas no sistema de coordenadas $\alpha\beta\gamma$
$[i_{dq0}]$	Matriz das correntes no sistema de coordenadas $dq0$
$[i_{sdq0}]$	Matriz das correntes estatóricas no sistema de coordenadas $dq0$
$[i_{rdq0}]$	Matriz das correntes rotóricas no sistema de coordenadas $dq0$
$i_x$	Corrente por fase do motor, com $x \in \{1,2,3\}$ (A)
$k$	Índice associado ao circuito em estudo
$L_{sx}$	Indutâncias associados ao estator enrolamento $x$ , com $x \in \{1,2,3\}$ (H)
$L_{rx}$	Indutâncias associados ao rotor enrolamento $x$ , com $x \in \{1,2,3\}$ (H)
$l_s$	Coefficientes de autoindução associados ao estator da máquina (H)

$l_r$	Coefficientes de autoindução associados ao rotor da máquina (H)
$l_{sx}$	Coefficientes de autoindução associados ao estator da máquina por enrolamento, com $k \in \{1,2,3\}$ (H)
$l_{rx}$	Coefficientes de autoindução associados ao rotor da máquina por enrolamento, com $k \in \{1,2,3\}$ (H)
$[L]$	Matriz dos coeficientes de indutâncias da máquina assíncrona trifásica no sistema de coordenadas 123
$L_s$	Indutâncias próprias do estator da máquina assíncrona trifásica (H)
$L_r$	Indutâncias próprias do rotor da máquina assíncrona trifásica (H)
$[L_s]$	Matriz indutâncias próprias do estator da máquina assíncrona trifásica
$[L_r]$	Matriz indutâncias próprias do rotor da máquina assíncrona trifásica
$[L_{ss}]$	Matriz dos coeficientes de indutâncias entre os enrolamentos do estator da máquina assíncrona trifásica no sistema de coordenadas 123
$[L_{sr}]$	Matriz dos coeficientes de indutâncias entre os enrolamentos do estator com os do rotor da máquina assíncrona trifásica no sistema de coordenadas 123
$[L_{rs}]$	Matriz dos coeficientes de indutâncias entre os enrolamentos do rotor com os do estator da máquina assíncrona trifásica no sistema de coordenadas 123
$[L_{rr}]$	Matriz dos coeficientes de indutâncias entre os enrolamentos do rotor da máquina assíncrona trifásica no sistema de coordenadas 123
$[L_{\alpha\beta\gamma}]$	Matriz dos coeficientes de indutâncias da máquina assíncrona trifásica no sistema de coordenadas $\alpha\beta\gamma$
$[L_{ss\alpha\beta\gamma}]$	Matriz dos coeficientes de indutâncias entre os enrolamentos do estator da máquina assíncrona trifásica no sistema de coordenadas $\alpha\beta\gamma$
$[L_{sr\alpha\beta\gamma}]$	Matriz dos coeficientes de indutâncias entre os enrolamentos do estator com os do rotor da máquina assíncrona trifásica no sistema de coordenadas $\alpha\beta\gamma$
$[L_{rs\alpha\beta\gamma}]$	Matriz dos coeficientes de indutâncias entre os enrolamentos do rotor com os do estator da máquina assíncrona trifásica no sistema de coordenadas $\alpha\beta\gamma$

$[L_{rr_{\alpha\beta\gamma}}]$	Matriz dos coeficientes de indutâncias entre os enrolamentos do rotor da máquina assíncrona trifásica no sistema de coordenadas $\alpha\beta\gamma$
$[L_{s\alpha}]$	Matriz das indutâncias no estator na coordenadas $\alpha$
$[L_{s\beta}]$	Matriz das indutâncias no estator na coordenadas $\beta$
$[L_{s\gamma}]$	Matriz das indutâncias no estator na coordenadas $\gamma$
$[L_{r\alpha}]$	Matriz das indutâncias no rotor na coordenadas $\alpha$
$[L_{r\beta}]$	Matriz das indutâncias no rotor na coordenadas $\beta$
$[L_{r\gamma}]$	Matriz das indutâncias no rotor na coordenadas $\gamma$
$[L_{dq0}]$	Matriz dos coeficientes de indutâncias da máquina assíncrona trifásica no sistema de coordenadas $dq0$
$L_{sk}$	Valor instantâneo da indutância estatórica da máquina assíncrona trifásica, associado ao circuito k, com $k \in \{1,2,3\}$ (H)
$L_{rk}$	Valor instantâneo da indutância rotórica da máquina assíncrona trifásica, associado ao circuito k, com $k \in \{1,2,3\}$ (H)
$[L_{ss_{dq0}}]$	Matriz dos coeficientes de indutâncias entre os enrolamentos do estator da máquina assíncrona trifásica no sistema de coordenadas $dq0$
$[L_{sr_{dq0}}]$	Matriz dos coeficientes de indutâncias entre os enrolamentos do estator com os do rotor da máquina assíncrona trifásica no sistema de coordenadas $dq0$
$[L_{rs_{dq0}}]$	Matriz dos coeficientes de indutâncias entre os enrolamentos do rotor com os do estator da máquina assíncrona trifásica no sistema de coordenadas $dq0$
$[L_{rr_{dq0}}]$	Matriz dos coeficientes de indutâncias entre os enrolamentos do rotor da máquina assíncrona trifásica no sistema de coordenadas $dq0$
$L_k$	Indutância associada ao circuito k (H)
$M$	Indutância mútua (H)
$M_s$	Indutâncias mútuas entre os enrolamentos do estator da máquina assíncrona trifásica (H)

$[M_s]$	Matriz indutâncias mútuas entre os enrolamentos do estator da máquina assíncrona trifásica
$M_r$	Indutâncias mútuas entre os enrolamentos do rotor da máquina assíncrona trifásica (H)
$[M_r]$	Matriz indutâncias mútuas entre os enrolamentos do rotor da máquina assíncrona trifásica
$M_{sxk}$	Indutâncias mútuas entre os enrolamentos associados ao estator da máquina com $x, k \in \{1,2,3\}$ (H)
$M_{rxk}$	Indutâncias mútuas entre os enrolamentos associados ao rotor da máquina com $x, k \in \{1,2,3\}$ (H)
$M_{sr}$	Indutâncias mútuas entre os enrolamentos do estator e do rotor da máquina assíncrona trifásica (H)
$[M_{sr}]$	Matriz indutâncias mútuas entre os enrolamentos do estator e do rotor da máquina assíncrona trifásica
$M_{srxk}$	Indutâncias mútuas entre os enrolamentos do rotor e o estator da máquina assíncrona trifásica com $x, k \in \{1,2,3\}$ (H)
$n$	Número do vetor aplicado ao ondulator de tensão trifásico
$n_{pp}$	Número de pares de pólos da máquina assíncrona trifásica
$Q_x$	Semicondutor do ondulator trifásico, com $x \in \{1,2,3,4,5,6\}$
$[R]$	Matriz das resistências da máquina assíncrona trifásica no sistema de coordenadas 123
$R_s$	Resistência do estator da máquina assíncrona trifásica ( $\Omega$ )
$[R_s]$	Matriz das resistências do estator da máquina assíncrona trifásica no sistema de coordenadas 123
$R_r$	Resistência do rotor da máquina assíncrona trifásica ( $\Omega$ )
$[R_r]$	Matriz das resistências do rotor da máquina assíncrona trifásica no sistema de coordenadas 123

$[R_{\alpha\beta\gamma}]$	Matriz das resistências da máquina assíncrona trifásica no sistema de coordenadas $\alpha\beta\gamma$
$[R_{s\alpha\beta\gamma}]$	Matriz das resistências do estator da máquina assíncrona trifásica no sistema de coordenadas $\alpha\beta\gamma$
$[R_{r\alpha\beta\gamma}]$	Matriz das resistências do rotor da máquina trifásica no sistema de coordenadas $\alpha\beta\gamma$
$R_{sk}$	Resistência por enrolamento associado ao estator, com $k \in \{1,2,3\}$ ( $\Omega$ )
$R_{rk}$	Resistência por enrolamento associado ao rotor, com $k \in \{1,2,3\}$ ( $\Omega$ )
$[R_{dq0}]$	Matriz das resistências da máquina assíncrona trifásica no sistema de coordenadas $dq0$
$[R_{s dq0}]$	Matriz das resistências do estator da máquina assíncrona trifásica no sistema de coordenadas $dq0$
$[R_{r dq0}]$	Matriz das resistências do rotor da da máquina assíncrona trifásica no sistema de coordenadas $dq0$
$R_{sx}$	Resistências associadas ao estator por enrolamento, com $x \in \{1,2,3\}$ ( $\Omega$ )
$R_{rx}$	Resistências associadas ao rotor por enrolamento, com $x \in \{1,2,3\}$ ( $\Omega$ )
$R_k$	Resistência elétrica associada ao circuito elétrico $k$ , com $k \in \{r,s\}$ ( $\Omega$ )
$s$	Escorregamento (%)
$[T]$	Matriz de transformação de Blondel-Park
$T_e$	Binário eletromagnético da máquina assíncrona trifásica (exercido entre o estator e o rotor) (Nm)
$T_r$	Binário resistente (Nm)
$T_c$	Binário representativo da carga e eventuais perdas (devido ao atrito e momento de inércia da máquina) (Nm)
$T_{on}$	Tempo largura de impulso do PWM (s)
$T$	Perido do ciclo do PWM (s)

$[u]$	Matriz das tensões no sistema de coordenadas 123
$U_{dc}$	Valor de tensão do barramento DC do ondulator trifásico (V)
$[U_{dq0}]$	Matriz das tensões no sistema de coordenadas $dq0$
$\bar{U}_s$	Tensão aplicada ao estator da máquina assíncrona trifásica (notação complexa)
$U_s$	Tensão aplicada ao estator da máquina assíncrona trifásica (V)
$[u_s]$	Matriz das tensões estatóricas da máquina assíncrona trifásica no sistema de coordenadas 123
$[u_r]$	Matriz das tensões rotóricas da máquina assíncrona trifásica no sistema de coordenadas 123
$[u_{rk}]$	Matriz das tensões rotóricas no sistema de coordenadas 123, com $k \in \{1,2,3\}$
$[u_{sk}]$	Matriz das tensões estatóricas no sistema de coordenadas 123, com $k \in \{1,2,3\}$
$u_{sk}$	Valor instantâneo da tensão estatórica da máquina assíncrona trifásica, associado ao circuito k, com $k \in \{1,2,3\}$ (V)
$u_{rk}$	Valor instantâneo da tensão rotórica da máquina assíncrona trifásica, associado ao circuito k, com $k \in \{1,2,3\}$ (V)
$[u_{s\alpha}]$	Matriz das tensões no estator na coordenadas $\alpha$
$[u_{s\beta}]$	Matriz das tensões no estator de coordenadas $\beta$
$[u_{r\alpha}]$	Matriz das tensões no rotor na coordenadas $\alpha$
$[u_{r\beta}]$	Matriz das tensões no rotor na coordenadas $\beta$
$[u_{\alpha\beta\gamma}]$	Matriz das tensões no sistema de coordenadas $\alpha\beta\gamma$
$[u_{s\alpha\beta\gamma}]$	Matriz das tensões estatóricas da máquina assíncrona trifásica no sistema de coordenadas $\alpha\beta\gamma$
$[u_{r\alpha\beta\gamma}]$	Matriz das tensões rotóricas da máquina assíncrona trifásica no sistema de coordenadas $\alpha\beta\gamma$
$u_k$	Tensão aos terminais do circuito k (V)

$u_x$	Tensão simples por fase do motor, com $x \in \{1,2,3\}$ (V)
$u_{ox}$	Tensão de saída por braço do ondulator de tensão trifásico em ponte, com $x \in \{1,2,3\}$ (V)
$u_{12}$	Tensão composta entre a fase 1 e 2 (V)
$u_{23}$	Tensão composta entre a fase 2 e 3 (V)
$u_{31}$	Tensão composta entre a fase 3 e 1 (V)
$W$	Energia magnética do sistema (J)
$W_c$	Co-energia magnética do sistema (J)
$x_x$	Valor instantâneo variável genérica da máquina assíncrona trifásica, representado no sistema de coordenadas $123$ , com $x \in \{1,2,3\}$ , no sistema de coordenadas $\alpha\beta\gamma$ , com $x \in \{\alpha,\beta,\gamma\}$ e no sistema de coordenadas $dq0$ , com $x \in \{d,q,0\}$
$\theta$	Fase das grandezas alternadas e sinusoidais (rad)
$\theta_r$	Ângulo de defasamento entre o estator e o rotor da máquina assíncrona trifásica (rad)
$[\psi]$	Matriz do fluxo da máquina assíncrona trifásica no sistema de coordenadas
$\psi_m$	Fluxo de acoplamento (Wb)
$[\psi_s]$	Matriz do fluxo associado ao estator da máquina assíncrona trifásica nas coordenadas 123
$[\psi_r]$	Matriz do fluxo associado ao rotor da máquina assíncrona trifásica nas coordenadas 123
$[\psi_{\alpha\beta\gamma}]$	Matriz do fluxo da máquina assíncrona trifásica no sistema de coordenadas
$[\psi_{dq0}]$	Matriz do fluxo da máquina assíncrona trifásica no sistema de coordenadas
$\psi_{rx}$	Valor instantâneo do fluxo rotórico da máquina assíncrona trifásica, representado no sistema de coordenadas $123$ , com $x \in \{1,2,3\}$ , no sistema de coordenadas $\alpha\beta\gamma$ , com $x \in \{\alpha,\beta,\gamma\}$ e no sistema de coordenadas $dq0$ , com $x \in \{d,q,0\}$ (Wb)

$\psi_{sx}$	Valor instantâneo do fluxo estatórico da máquina assíncrona trifásica, representado no sistema de coordenadas $123$ , com $x \in \{1,2,3\}$ , no sistema de coordenadas $\alpha\beta\gamma$ , com $x \in \{\alpha,\beta,\gamma\}$ e no sistema de coordenadas $dqo$ , com $x \in \{d,q,o\}$ (Wb)
$\psi_k$	Fluxo magnético ligado com o circuito k (Wb)
$V_n$	Tensão nominal da máquina assíncrona trifásica (V)
$V_{121h}$	Tensão nominal da máquina assíncrona trifásica da 1ª harmónica (V)
$V_{121hrms}$	Valor eficaz da 1ª harmónica da tensão nominal da máquina assíncrona trifásica (V)
$\omega$	Velocidade angular (rpm)
$\omega_s$	Velocidade angular do campo girante (rpm)
$\omega_r$	Velocidade angular eléctrica do rotor (rpm)
$[X_{abc}]$	Matriz de variável genérica no sistema de coordenadas $abc$
$[X_{\alpha\beta\gamma}]$	Matriz de variável genérica no sistema de coordenadas $\alpha\beta\gamma$
$[X_{dq0}]$	Matriz de variável genérica no sistema de coordenadas $dq0$
$[x_{abc}]$	Matriz de variável genérica no sistema de coordenadas $abc$
$[x_{\alpha\beta\gamma}]$	Matriz de variável genérica no sistema de coordenadas $\alpha\beta\gamma$
$\delta$	Fator de ciclo
$\sigma$	Fator de dispersão da máquina assíncrona trifásica
$\tau_s$	Constante de tempo associada ao estator da máquina assíncrona trifásica (s)
$\tau_r$	Constante de tempo associada ao rotor da máquina assíncrona trifásica (s)
$\alpha$	Fase do fasor espacial instantâneo do fluxo ligado ao rotor (rad)
$\eta$	Rendimento (%)



# ÍNDICE

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b> .....	<b>1</b>
1.1	OBJETIVOS.....	1
1.2	MOTIVAÇÃO .....	2
<b>2</b>	<b>VARIAÇÃO DE VELOCIDADE DE MOTOR ASSÍNCRONO TRIFÁSICO</b> .....	<b>4</b>
2.1	Estado da arte .....	4
2.2	Motor Assíncrono ou de Indução Trifásico.....	14
2.3	Princípio de Funcionamento do Motor Assíncrono Trifásico .....	15
2.4	Velocidade Angular de Rotação e Escorregamento .....	17
2.5	Técnica por Variação Simultânea de Tensão e Frequência V/f.....	20
2.6	Constituição de um Sistema de Acionamento Eletromecânico .....	23
2.6.1	Ondulador de Tensão Trifásico em Ponte .....	24
2.6.2	Comando e Controle.....	27
2.6.3	Aplicação da Técnica V/f.....	29
<b>3</b>	<b>MODELIZAÇÃO DO SISTEMA</b> .....	<b>36</b>
3.1	Modelização do Ondulador de Tensão Trifásico em Ponte .....	36
3.2	Modelização da Máquina de Indução Trifásica.....	39
3.3	Modelização com Transformação de Referencial.....	46
3.3.1	Transformação do Modelo de um Referencial $123$ para um Referencial $\alpha\beta\gamma$ .....	47
3.3.2	Transformação do Modelo do Referencial $\alpha\beta\gamma$ para o Referencial $dq0$ .....	48
3.3.3	Modelização num Referencial Genérico $dq$ .....	49
<b>4</b>	<b>SIMULAÇÃO NUMÉRICA</b> .....	<b>53</b>
4.1	Construção do Algoritmo.....	53

4.1.1	Geração dos Sinais de comando PWM .....	54
4.1.2	Geração da Tensão de Saída do Ondulador de Tensão Trifásico .....	60
4.1.3	Simulação com Carga $RL$ .....	63
4.1.4	Transformação de Referenciais .....	66
4.1.5	Implementação do Modelo da Máquina Assíncrona Trifásica no Referencial $dq70$	
4.1.6	Obtenção das Correntes do Estator $i_1, i_2$ e $i_3$ no referencial $123$ .....	80
<b>5</b>	<b>IMPLEMENTAÇÃO DO PROTÓTIPO E DESCRIÇÃO DOS ENSAIOS LABORATORIAIS .....</b>	<b>82</b>
5.1	Descrição da Plataforma Experimental.....	83
5.1.1	PC - Computador Pessoal .....	84
5.1.2	DAQ – Sistema de Aquisição de Dados .....	84
5.1.3	Módulo para Imposição de Tempos Mortos.....	85
5.1.4	Módulo de Potência .....	87
5.1.5	Unidades Laboratoriais de Fontes de Tensão.....	89
5.1.6	Máquina Assíncrona Trifásica.....	89
<b>6</b>	<b>RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS .....</b>	<b>90</b>
6.1	Algoritmo Implementado nos Ensaios Experimentais .....	90
6.1.1	Sinais de Saída do Tipo PWM.....	90
6.1.2	Transferência dos Sinais do Tipo PWM para DAQ .....	91
6.2	Resultados Obtidos .....	92
6.2.1	Sinais de Comando do Tipo PWM.....	95
6.2.2	Tensão Composta $u_{12}$ e Corrente $i_1$ .....	97
6.2.3	Correntes do Estator $i_1, i_2, i_3$ .....	98
<b>7</b>	<b>CONCLUSÕES.....</b>	<b>108</b>
7.1	Perspetivas para Trabalhos Futuros .....	109

<b>8</b>	<b>BIBLIOGRAFIA .....</b>	<b>110</b>
<b>9</b>	<b>ANEXO I .....</b>	<b>111</b>
9.1	Transformação de Referenciais ( $abc - \alpha\beta\gamma$ ) e ( $\alpha\beta\gamma - dq0$ ).....	111
9.1.1	Modelo da Máquina Assíncrona em Coordenadas $\alpha\beta\gamma$ .....	111
9.1.2	Modelo da Máquina Assíncrona Trifásica em Coordenadas $dq0$ .....	117
<b>10</b>	<b>ANEXO II.....</b>	<b>123</b>
10.1	Circuito de Imposição dos Tempos Mortos.....	123
<b>11</b>	<b>ANEXO III.....</b>	<b>124</b>
11.1	Circuito de Isolamento de Sinais de Comando.....	124
11.2	Circuito de Potência .....	125
11.3	Circuito de Amostragens das Correntes .....	126



## FIGURAS

Figura 1 - a) Algoritmo para comando paragem do motor, trabalho Control of AC motor using LabVIEW [2], b) Sinóptico para comando paragem do motor, trabalho Control of AC motor using LabVIEW [2].	6
Figura 2 - Algoritmo para comando no sentido <i>CW</i> do motor, trabalho Control of AC motor using LabVIEW [2], b) Sinóptico para comando no sentido <i>CW</i> do motor, trabalho Control of AC motor using LabVIEW [2].	7
Figura 3 - Algoritmo para comando no sentido <i>CCW</i> do motor, trabalho Control of AC motor using LabVIEW [2], b) Sinóptico para comando no sentido <i>CCW</i> do motor, trabalho Control of AC motor using LabVIEW [2].	8
Figura 4 - Algoritmo gerador dos sinais de saída do ondulator utilizado no trabalho, Simulation of Inverter Fed Induction Motor Drive with LabVIEW [3].	10
Figura 5 - Algoritmo de modelação da máquina assíncrona trifásica e visualização de variáveis de estado utilizado no trabalho, Simulation of Inverter Fed Induction Motor Drive with LabVIEW [3].	11
Figura 6 - Formas de onda das variáveis de estado, obtidas no trabalho, Simulation of Inverter Fed	12
Figura 7 - Partes constituintes de um de motor de indução trifásico.	14
Figura 8 - Vista em corte motor indução [4].	15
Figura 9 - Circuito equivalente por enrolamento motor indução.	16
Figura 10 - Curvas características de binário num perfil V/f [5].	20
Figura 11 - Relação V/f [6].	21
Figura 12 - Relação V/f frequências reduzidas [6].	22
Figura 13 - Esquema de blocos de um sistema de acionamento eletromecânico.	23
Figura 14 - Representação esquemática do ondulator de tensão trifásico em ponte.	25
Figura 15 - Exemplo com a evolução temporal de um sinal PWM.	27

Figura 16 - Obtenção do PWM (onda azul) por comparação das ondas portadora (onda vermelha) e modulante (onda verde).....	28
Figura 17 - Exemplo de sequência de impulsos com imposição de tempos mortos.....	35
Figura 18 - Esquema do ondulator de tensão trifásico em ponte com carga.....	36
Figura 19 - Estrela e triângulo respectivamente de tensões simples e compostas para um sistema de sequência direto.....	37
Figura 20 - Representação dos enrolamentos do estator e rotor por fase [8].....	39
Figura 21 - Esquema de blocos para implemetação dos algoritmos para simulação numérica.....	53
Figura 22 - Implementação relação $G_{vf}$ .....	54
Figura 23 - Implementação da geração dos sinais PWM.....	55
Figura 24 - Interligação dos sinais PWM $Q_1, Q_3, Q_5$ com funções $f_1, f_2$ e $f_3$ .....	56
Figura 25 - Geração da onda triangular e modulante.....	57
Figura 26 - Exemplo com a evolução temporal da onda portadora (onda triangular) e uma modulante (onda sinusoidal).....	58
Figura 27 - Sinais de comando PWM $Q_1, Q_3, Q_5$ .....	59
Figura 28 - Geração de tensões simples, de saída do ondulator de tensão trifásico.....	60
Figura 29 - Ponto medição dos sinais $u_1, u_2$ e $u_3$ de saída do ondulator de tensão trifásico....	61
Figura 30 - Tensões simples $u_1, u_2$ e $u_3$ , de saída do ondulator de tensão trifásico em ponte.....	62
Figura 31 - circuito $RL$ .....	63
Figura 32 - Simulação com carga $RL$ .....	64
Figura 33 - Evoluções temporais em regime permanente das correntes $i_1, i_2, i_3$ , nas cargas $RL$ .....	65
Figura 34 - Transformação do referencial $123$ para $\alpha\beta\gamma$ .....	66
Figura 35 - Sinais $u_1, u_2$ e $u_3$ , representados no referencial $\alpha\beta\gamma$ .....	67
Figura 36 - Algoritmo para transformação do referencial $\alpha\beta$ em $dq$ .....	68

Figura 37 - Sinais das tensões no referencial $dq$ .	69
Figura 38 - Tabela com parâmetros de motor e cálculo de constantes.	71
Figura 39 - Implementação do algoritmo para o cálculo da corrente do estator no eixo d ( $i_{sd}$ ).	72
Figura 40 - Evolução temporal da corrente do estator no eixo d ( $i_{sd}$ ).	72
Figura 41 - Implementação do algoritmo para o cálculo da corrente do estator no eixo q ( $i_{sq}$ ).	73
Figura 42 - Evolução temporal da corrente do estator no eixo q ( $i_{sq}$ ).	74
Figura 43 - Implementação do algoritmo para o cálculo do binário ( $T_e$ ).	74
Figura 44 - Evolução temporal do binário ( $T_e$ ).	75
Figura 45 - Implementação do algoritmo para o cálculo do fluxo do estator no eixo d ( $\psi_{sd}$ ).	76
Figura 46 - Evolução temporal do fluxo do estator no eixo d ( $\psi_{sd}$ ).	77
Figura 47 - Implementação do algoritmo para o cálculo do fluxo do estator no eixo q ( $\psi_{sq}$ ).	77
Figura 48 - Evolução temporal do fluxo do estator no eixo q ( $\psi_{sq}$ ).	78
Figura 49 - Implementação do algoritmo para o cálculo das velocidades ( $\omega_m$ ) e ( $\omega_r$ ).	78
Figura 50 - Evolução temporal da velocidade mecânica ( $\omega_m$ ) em rpm.	79
Figura 51 - Evolução temporal da velocidade ( $\omega_r$ ) em rpm.	79
Figura 52 - Transformação do referencial $dq$ para o referencial $\alpha\beta$ .	80
Figura 53 - Transformação do referencial $\alpha\beta$ para o referencial $123$ .	81
Figura 54 - Esquema de blocos da montagem laboratorial.	82
Figura 55 - Fotografia com a montagem laboratorial.	83
Figura 56 - Fotografia da DAQ.	84
Figura 57a) Esquema de montagem do módulo de tempos mortos [9]; b) Evolução temporal dos sinais de saída do módulo de tempos mortos [9]; c) Fotografia do módulo de tempos mortos	85
Figura 58 - Fotografia do módulo de potência.	87

Figura 59 - Circuito elétrico do acoplador ótico [10].	88
Figura 60 - a) Fotografia da máquina assíncrona trifásica utilizada nos ensaios; b) Chapa de características da máquina assíncrona trifásica utilizada nos ensaios.	89
Figura 62 - Algoritmo para a transferência dos sinais do tipo PWM a DAQ.	91
Figura 61 - Sinal de saída do tipo PWM para realização experimental.	91
Figura 63 - Sinótico utilizado na simulação numérica.	92
Figura 64 - Sinótico utilizado no ensaio experimental.	93
Figura 65 - a) Sinais PWM $Q_1/Q_2$ em simulação numérica com ganho horizontal 5 ms/div; b) Sinais PWM $Q_1/Q_2$ em ensaio laboratorial com ganho horizontal 5 ms/div e ganho vertical 2 V/div.	95
Figura 66 - a) Sinais PWM $Q_3/Q_4$ em simulação numérica com ganho horizontal 5 ms/div; b) Sinais PWM $Q_3/Q_4$ em ensaio laboratorial com ganho horizontal 5 ms/div e ganho vertical 2 V/div.	95
Figura 67 - a) Sinais PWM $Q_5/Q_6$ em simulação numérica com ganho horizontal 5 ms/div; b) Sinais PWM $Q_5/Q_6$ em ensaio laboratorial com ganho horizontal 5 ms/div e ganho vertical 2 V/div.	96
Figura 68 - a) Tensão composta $u_{12}$ e corrente $i_1$ em simulação numérica com ganho horizontal 10 ms/div; b) Tensão composta $u_{12}$ e corrente $i_1$ em ensaio laboratorial com ganho horizontal 5 ms/div e com ganho vertical $u_{12}=20$ V/div e $i_1=100$ mV/div $\approx 0,2$ A/div.	97
Figura 69 - Tensão composta $u_{12}$ e correntes $i_1, i_2, i_3$ em: a) simulação numérica com ganho horizontal 25 ms/div, no sentido rotação $CW$ ; b) ensaio laboratorial com ganho horizontal 25 ms/div e ganho vertical 100 V/div (tensão composta), 1 V/div $\approx 0,5$ A/div (correntes) no sentido rotação $CW$ ; c) simulação numérica com ganho horizontal 25 ms/div, no sentido rotação $CCW$ ; d) ensaio laboratorial com ganho horizontal 25 ms/div e ganho vertical 100 V/div (tensão composta), 1 V/div $\approx 0,5$ A/div (correntes) no sentido rotação $CCW$ .	99
Figura 70 - Tensão composta $u_{12}$ e correntes $i_1, i_2, i_3$ em: a) simulação numérica com ganho horizontal 24 ms/div, no sentido rotação $CW$ ; b) ensaio laboratorial com ganho horizontal 25 ms/div e ganho vertical 100 V/div (tensão composta), 1 V/div $\approx 0,5$ A/div (correntes) no sentido rotação $CW$ ; c) simulação numérica com ganho horizontal 25 ms/div, no sentido	

rotação *CCW*; d) ensaio laboratorial com ganho horizontal 25 ms/div e ganho vertical 100 V/div (tensão composta), 1 V/div $\approx$ 0,5 A/div (correntes) no sentido rotação *CCW*.....101

Figura 71 - Tensão composta  $u_{12}$  e correntes  $i_1, i_2, i_3$  em: a) simulação numérica com ganho horizontal 24 ms/div, no sentido rotação *CW*; b) ensaio laboratorial com ganho horizontal 25 ms/div e ganho vertical 100 V/div (tensão composta), 1 V/div $\approx$ 0,5 A/div (correntes) no sentido rotação *CW*; c) simulação numérica com ganho horizontal 24 ms/div, no sentido rotação *CCW*; d) ensaio laboratorial com ganho horizontal 25 ms/div e ganho vertical 100 V/div (tensão composta), 1 V/div $\approx$ 0,5 A/div (correntes) no sentido rotação *CCW*.....102

Figura 72 - Tensão composta  $u_{12}$  e correntes  $i_1, i_2, i_3$  em: a) simulação numérica com ganho horizontal 24 ms/div, no sentido rotação *CW*; b) ensaio laboratorial com ganho horizontal 25 ms/div e ganho vertical 100 V/div (tensão composta), 1 V/div $\approx$ 0,5 A/div (correntes) no sentido rotação *CW*; c) simulação numérica com ganho horizontal 24 ms/div, no sentido rotação *CCW*; d) ensaio laboratorial com ganho horizontal 25 ms/div e ganho vertical 100 V/div (tensão composta), 1 V/div $\approx$ 0,5 A/div (correntes) no sentido rotação *CCW*.....104

Figura 73 - Tensão composta  $u_{12}$  e correntes  $i_1, i_2, i_3$  em: a) simulação numérica com ganho horizontal 24 ms/div, no sentido rotação *CW*; b) ensaio laboratorial com ganho horizontal 25 ms/div e ganho vertical 100 V/div (tensão composta), 1 V/div $\approx$ 0,5 A/div (correntes) no sentido rotação *CW*; c) simulação numérica com ganho horizontal 24 ms/div, no sentido rotação *CCW*; d) ensaio laboratorial com ganho horizontal 25 ms/div e ganho vertical 100 V/div (tensão composta), 1 V/div $\approx$ 0,5 A/div (correntes) no sentido rotação *CCW*.....106

Figura 74 - a) Representação dos enrolamentos por fase no referencial *abc* [11]; .....111

Figura 75 - Transformação de coordenadas *abc* em  $\alpha\beta$  [11]. .....112

Figura 76 - Transformação de coordenadas  $\alpha\beta\gamma$  em *dq0*.....118



## TABELAS

Tabela 1 - Matriz de seleção dos semicondutores para marcha motor sentido <i>CW</i> .....	5
Tabela 2 - Matriz de seleção dos semicondutores para marcha motor sentido <i>CCW</i> .....	5
Tabela 3 - Combinações possíveis de ativação dos dispositivos semicondutores.....	33
Tabela 4 - Tensões no ponto médio segundo as combinações possíveis das funções aplicadas.	34
Tabela 5 - Induções mútuas estator/rotor em coordenadas <i>123</i> .....	41
Tabela 6 - Parâmetros da máquina assíncrona trifásica. ....	70
Tabela 7 - Chapa de características da máquina assíncrona trifásica utilizada nos ensaios. ....	89
Tabela 8 - Parâmetros da máquina assíncrona trifásica para simulação e comparação com resultados experimentais. ....	94



## ESTRUTURA DO DOCUMENTO

Este trabalho está organizado em 9 capítulos e dois anexos. No capítulo 1, é feita uma breve introdução e descrição aos temas que serão abordados, descrevendo a motivação para a sua execução, bem como os objetivos propostos. No capítulo 2, são descritos alguns trabalhos publicados no âmbito desta dissertação e, são também, apresentadas breves descrições da constituição e funcionamento do motor de indução trifásico, da variação velocidade com a técnica V/f, e, da constituição de um variador eletrônico de velocidade (VEV). No capítulo 3, é feita uma abordagem matemática ao sistema, onde é abordado a modelização do ondulator e máquina assíncrona trifásicos e a sua transformação de coordenadas. No capítulo 4, é realizada a simulação numérica em LabVIEW, ou seja, neste capítulo são demonstrados os algoritmos para implementação dos modelos matemáticos abordados no capítulo anterior. No capítulo 5, é realizada a componente experimental do trabalho em laboratório, com a utilização de um protótipo de um conversor já existente. No capítulo 6, são apresentados os resultados obtidos na simulação numérica e, comparados com os resultados obtidos na componente experimental. No capítulo 7, são apresentadas as conclusões do capítulo anterior, com o resumo de todo o trabalho desenvolvido, principais conclusões e sugestões para trabalhos futuros. No capítulo 8, são descritos os documentos científicos já publicados, pelos quais este trabalho utilizou como referência. O capítulo 9, agrupa os anexos, onde aborda, descrições mais pormenorizadas de alguns temas abordados neste trabalho.



# 1 Introdução

Neste capítulo são apresentados os principais objetivos e a motivação para a sua execução.

## 1.1 Objetivos

Com a finalidade de criar uma ferramenta no domínio do comando da velocidade de máquinas elétricas assíncronas trifásicas, baseado no controlo por técnica V/f, foi desenvolvido um algoritmo na plataforma de programação LabVIEW da National instruments. Ferramenta esta, com características para registo de grandezas e manipulação de variáveis, através de uma interface com o utilizador.

Para isso, foi feito o estudo da técnica V/f, bem com a obtenção dos modelos matemáticos, do conversor de potência e máquina assíncrona trifásica. Com estes modelos, foram realizadas as respetivas simulações numéricas e posterior comprovação experimental em LabVIEW.

Assim, as áreas de estudo abrangidas por este trabalho são:

- Máquinas Elétricas:
  - Motor de Indução Trifásico (neste estudo é abordado o rotor em gaiola de esquilo ou em curto-circuito).
- Eletrónica Potência:
  - Aacionamento e comando de motor trifásico através de um ondulado de tensão trifásico.
- Programação de software:
  - Programação em código para algoritmos e manipulações matemáticas na plataforma programação gráfica LabVIEW.

## 1.2 Motivação

A energia elétrica é distribuída e entregue aos consumidores em tensão e frequência fixas. Quando alimentadas diretamente da rede elétrica, as máquinas elétricas (neste caso, assíncronas trifásicas) operam também elas com velocidades fixas (cuja velocidade depende do número de par de pólos). Porém, com a crescente automatização dos sistemas industriais em busca de processos mais eficientes e eficazes, questões associadas ao controlo do acionamento destas máquinas, estão principalmente relacionados com uma regulação da velocidade. Esta regulação de velocidade pretende-se, cada vez mais precisa, económica e fiável. Algumas dessas aplicações, no contexto industrial, estão associadas ao comando, controlo ou diminuição do consumo energético de: bombas, tapetes transportadores, ventiladores, etc.

Assim sendo, a introdução e utilização de acionamentos com velocidade variável aumenta o rendimento dos sistemas e consequente produtividade.

Um grande número de acionamentos de velocidade variável baseados no motor de indução trifásicos, são acionamentos de baixo desempenho dinâmico, nos quais as variáveis a ajustar são por exemplo a velocidade ou o binário. O fato dos sistemas serem de baixo desempenho dinâmico, permite utilizar técnicas de controlo relativamente simples, baseadas no comportamento da máquina de indução com modelos matemáticos em regime permanente.

O desenvolvimento destas técnicas de controlo permitiu a integração das máquinas assíncronas trifásicas em mercados que tradicionalmente estavam dominados pelas máquinas de corrente contínua pela maior facilidade de controlo, no entanto, mais caras e com um custo de manutenção mais elevado. Por isso, o estudo e desenvolvimento de sistemas de controlo para acionamento de máquinas assíncronas trifásicas terem-se difundido. Possíveis soluções para implementar os códigos de comando e controlo podem basear-se principalmente em microprocessadores de grande capacidade computacional, a custo reduzido. Estas características acompanharam a evolução tecnológica dos conversores de potência, o que permitiu o desenvolvimento do estudo de técnicas de controlo.

Assim, para controlo e comando da máquina assíncrona trifásica, utiliza-se o método mais eficaz e comum, como, variador eletrónico de velocidade. Um VEV é, neste caso, utilizado juntamente com a máquina elétrica onde produz, frequências e tensões alternadas sinusoidais variáveis (componente fundamental), transformando assim, a tensão da rede, de amplitude e frequência constantes, em amplitude e frequência variáveis (componente fundamental).

Para controlo da máquina assíncrona trifásica uma das técnicas mais utilizadas, é conhecida como V/f (variação simultânea da tensão e frequência). Essa técnica, aplica-se em casos onde a necessidade base é variar a velocidade e controlar o acionamento do motor de forma eficiente, simples e de baixo custo.

As linguagens e plataformas de programação usadas nos microprocessadores são diversas e têm evoluído de forma a obter sistemas mais eficazes, do ponto de vista operacional e estudo.

Uma das plataformas de programação disponíveis é o LabVIEW que significa **L**aboratory **V**irtual **I**nstrumentation **E**ngineering **W**orkbench. O LabVIEW é um software de programação gráfica da National Instruments, que permite na mesma plataforma além da execução do respetivo programa em tempo real, a interface homem-máquina (HMI), com o comando, monitorização e registo de dados do sistema em causa, num sinóptico construído á medida. Para isso o software dispõe de uma biblioteca de dispositivos de visualização e comando virtuais.

A programação gráfica permite em relação a outras plataformas, uma maior flexibilidade e facilidade de manipulação dos algoritmos a implementar [1]. Cada programa, é apelidado de “virtual instrumentation” a que cada um tem a extensão “\*.VI”.



## 2 Variação de Velocidade de Motor Assíncrono Trifásico

### 2.1 Estado da arte

Durante a execução desta dissertação foram estudados dois trabalhos científicos. Estes trabalhos, visam a utilização da plataforma LabVIEW no estudo do comando de motores elétricos. No entanto, esse desenvolvimento não é suficiente para uma aplicação de variação de velocidade em tempo real. Pois em qualquer destes trabalhos, visa a implementação do sistema em cadeia aberta. Um dos trabalhos [2], apenas aborda o comando de um ondulator, sem a possibilidade de variação de velocidade. O outro trabalho [3], faz uma abordagem ao sistema, ondulator/máquina, através das respectivas modelações matemáticas, no entanto, implementando-as de forma bastante compacta, não apresentando todo o processamento de uma forma gráfica, mais perceptível, até chegar ao resultado final.

No trabalho, Control of AC motor using LabVIEW [2], é proposto o comando de um motor assíncrono trifásico, visando apenas o acionamento na perspectiva do arranque, paragem e sentido de rotação do motor. O algoritmo está implementado na plataforma LabVIEW e, visa comandar uma ponte de semicondutores (ondulator de tensão). Segundo a seleção do utilizador, este tem a possibilidade de optar por marcha motor *CW* (sentido dos ponteiros do relógio), marcha motor *CCW* (sentido contrário aos ponteiros do relógio) e paragem motor.

Após esta seleção é enviado para um PLC (Programmable Logic Controller) o conjunto de sinais associados aos semicondutores a entrar à condução, não indo para além destes comandos, por exemplo para um controlo de velocidade.

O algoritmo implementado em LabVIEW, com recurso a bibliotecas, utiliza um bloco “formula node”, dentro de um outro bloco de “estrutura condicional”. O bloco “estrutura condicional” é utilizado como programa principal e o bloco “formula node” como um sub programa do anterior, existindo assim, três sub programas, um para cada estado do acionamento pretendido. Inicialmente é feita a seleção do acionamento pretendido através do painel HMI, no seletor descrito como “numeric”. Após esta seleção o algoritmo seleciona o respetivo sub programa que irá implementar a sequência de comando dos semicondutores, segundo a Tabela 1, Tabela 2, ou estado parado.

Tabela 1 - Matriz de seleção dos semicondutores para marcha motor sentido *CW*.

Switching Interval	S1	S2	S3	S4	S5	S6
0 to 60	0	1	1	1	1	0
60 to 120	0	0	1	1	1	1
120 to 180	1	0	0	1	1	1
180 to 240	1	1	0	0	1	1
240 to 300	1	1	1	0	0	1
300 to 360	1	1	1	1	0	0

Tabela 2 - Matriz de seleção dos semicondutores para marcha motor sentido *CCW*.

Switching Interval	S1	S2	S3	S4	S5	S6
0 to 60	1	0	0	0	0	1
60 to 120	1	1	0	0	0	0
120 to 180	0	1	1	0	0	0
180 to 240	0	0	1	1	0	0
240 to 300	0	0	0	1	1	0
300 to 360	0	0	0	0	1	1

Na Figura 1a), apresenta-se o algoritmo implementado, associado ao painel HMI (Figura 1b), com a seleção paragem de motor. A seleção paragem motor, implica a seleção no HMI da opção “numeric” 2. Neste caso, irá ser executado o sub programa que coloca as saídas para todos os semicondutores no estado 0.

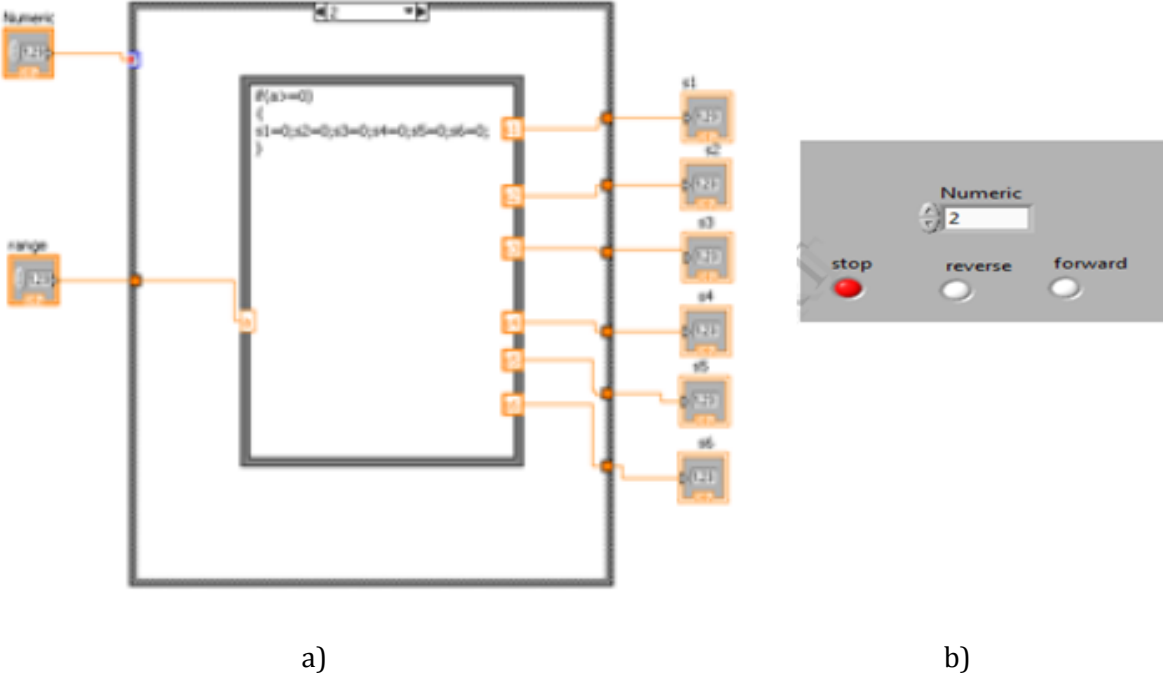


Figura 1 - a) Algoritmo para comando paragem do motor, trabalho Control of AC motor using LabVIEW [2], b) Sinóptico para comando paragem do motor, trabalho Control of AC motor using LabVIEW [2].

Na Figura 2a), apresenta-se o algoritmo implementado, associado ao painel HMI (Figura 2b), com a seleção de marcha de motor *CW*. A seleção sentido motor *CW*, implica a seleção no HMI da opção “numeric” 0. Neste caso, irá ser executado o sub programa que dependerá da entrada “range”, entrada esta que aplica o intervalo de comutação dos semicondutores segundo a Tabela 1.

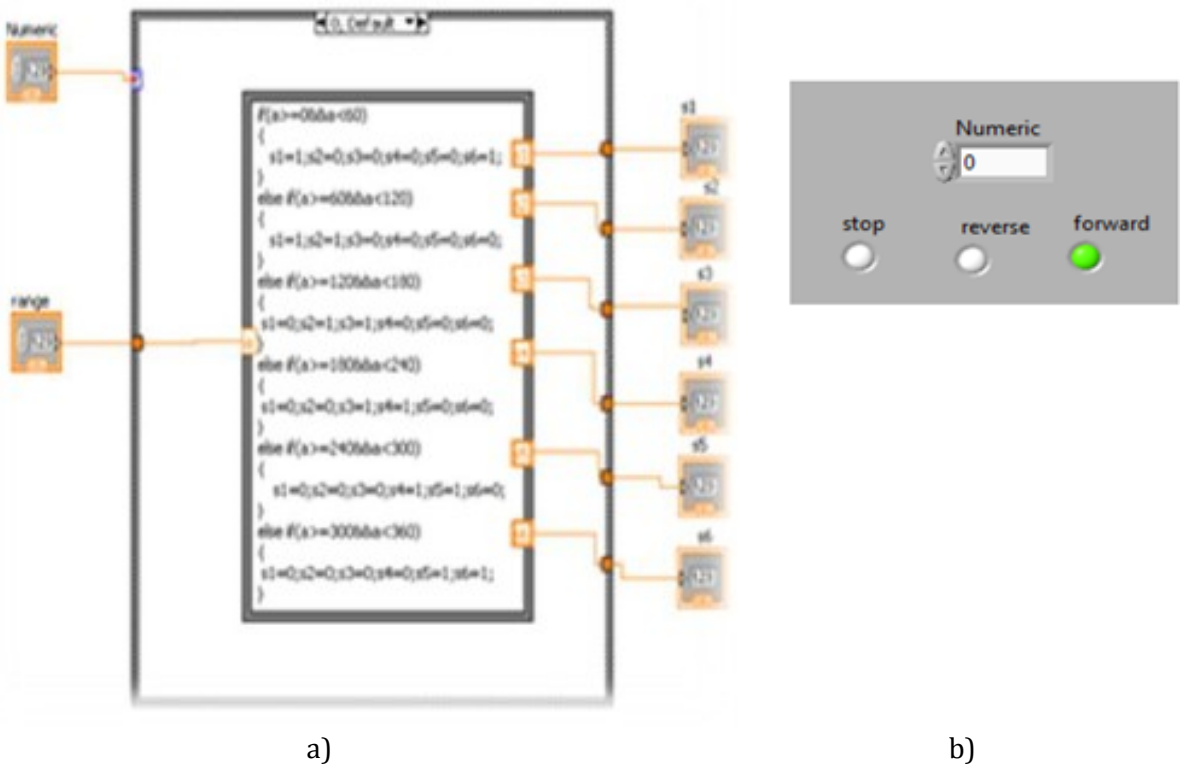


Figura 2 - Algoritmo para comando no sentido *CW* do motor, trabalho Control of AC motor using LabVIEW [2], b) Sinóptico para comando no sentido *CW* do motor, trabalho Control of AC motor using LabVIEW [2].

Na Figura 3a), apresenta-se o algoritmo implementado, associado ao painel HMI (Figura 3b), com a seleção de marcha de motor *CCW*. A seleção sentido motor *CCW*, implica a seleção no HMI da opção “numeric” 1. Neste caso, irá ser executado o sub programa que dependerá da entrada “range”, entrada esta que aplica o intervalo de comutação dos semicondutores segundo a Tabela 2.

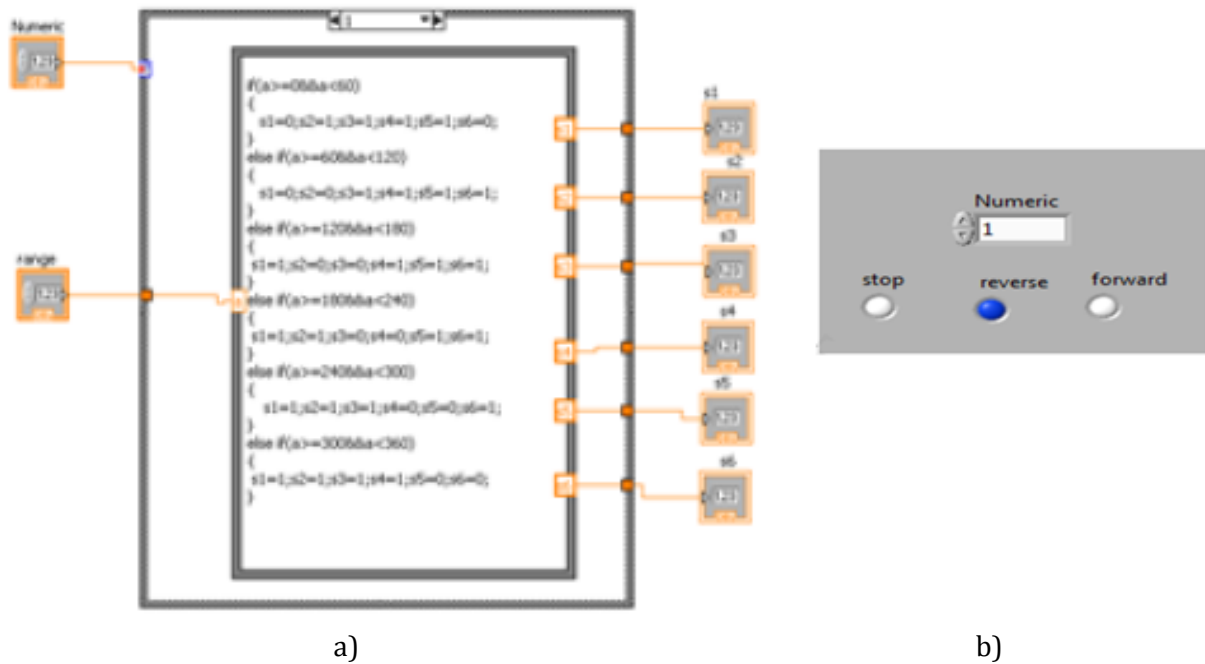


Figura 3 - Algoritmo para comando no sentido *CCW* do motor, trabalho Control of AC motor using LabVIEW [2], b) Sinóptico para comando no sentido *CCW* do motor, trabalho Control of AC motor using LabVIEW [2].

No caso deste trabalho [2], o LabVIEW é apenas utilizado como uma interface HMI, sem qualquer objetivo de simulação numérica, ou controlo de velocidade.

No outro trabalho, Simulation of Inverter Fed Induction Motor Drive with LabVIEW [3], é feita uma simulação com os modelos da máquina assíncrona trifásica e conversor de potência. O método para obtenção do sinal de PWM, baseia-se na geração e parametrização de 3 ondas quadradas (designado habitualmente por comando rudimentar), desfadas  $120^\circ$  entre si, com a mesma amplitude, de forma a simular 3 dos 6 sinais de PWM para comando do ondulator. Os restantes 3 sinais não são contemplados, pois além de serem complementares dos anteriores, não são necessários à simulação. Admitindo uma carga ligada em estrela, as tensões simples de saída do ondulator,  $V_{an}$ ,  $V_{bn}$  e  $V_{cn}$ , são determinadas pelo sistema de equações (equação 2-1), função das tensões  $V_{a0}$ ,  $V_{b0}$  e  $V_{c0}$ , resultado da verificação do nível de tensão (no caso se o sinal é positivo ou negativo) de cada onda quadrada gerada (sinal de PWM), como descrito no sistema equações 2-2. O algoritmo verifica o nível de tensão do sinal de PWM imposto e devolve o valor de  $V_{x0}$  (com  $x \in a, b, c$ ). Se o sinal de PWM é positivo o resultado da verificação toma o valor de 370, caso contrário, se o resultado da verificação fôr zero ou negativo o resultado da verificação toma o valor de -370. O valor de 370 (ou -370) é resultado da metade do valor da tensão de entrada (tensão no barramento DC) no ondulator de tensão com ponto médio.

$$\begin{cases} V_{an} = \left( \frac{2}{3}V_{a0} - \frac{1}{3}V_{b0} - \frac{1}{3}V_{c0} \right) \\ V_{bn} = \left( \frac{2}{3}V_{b0} - \frac{1}{3}V_{a0} - \frac{1}{3}V_{c0} \right) \\ V_{cn} = \left( \frac{2}{3}V_{c0} - \frac{1}{3}V_{a0} - \frac{1}{3}V_{b0} \right) \end{cases} \quad 2-1$$

$$\begin{cases} \text{se Sinal PWM} > 0 \Rightarrow V_{x0} = 370 \\ \text{se Sinal PWM} \leq 0 \Rightarrow V_{x0} = -370 \end{cases} \quad x \in a, b, c \quad 2-2$$

O resultado da saída do ondulator de tensão (equação 2-1) é aplicado ao modelo da máquina assíncrona trifásica definido em equações de espaço de estados, resolvidas na forma matricial.

A transformação de referenciais  $\alpha\beta 0$  e  $dq 0$  é aplicada utilizando num bloco de processamento matemático, com auxílio de alguma programação gráfica.

Na Figura 4, está representado o algoritmo de geração dos sinais de saída do ondulator, utilizado no trabalho Simulation of Inverter Fed Induction Motor Drive with LabVIEW [3].

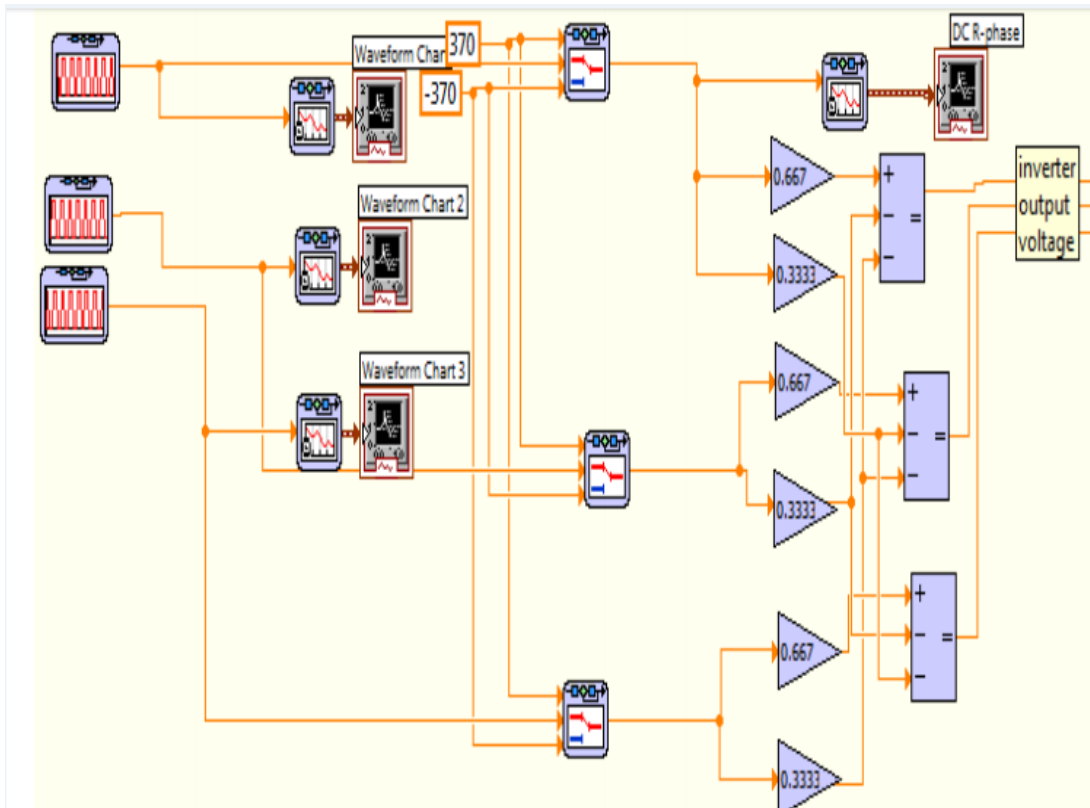


Figura 4 - Algoritmo gerador dos sinais de saída do ondulator utilizado no trabalho, Simulation of Inverter Fed Induction Motor Drive with LabVIEW [3].

Os sinais de saída do ondulator de tensão trifásico, na Figura 4, são obtidos pelo sistema de equações 2-1.

Na Figura 5, está representado o algoritmo para modelação da máquina de indução trifásica e a obtenção das variáveis de estado como a velocidade, binário, correntes, tensões e fluxos no referencial  $dq0$ .

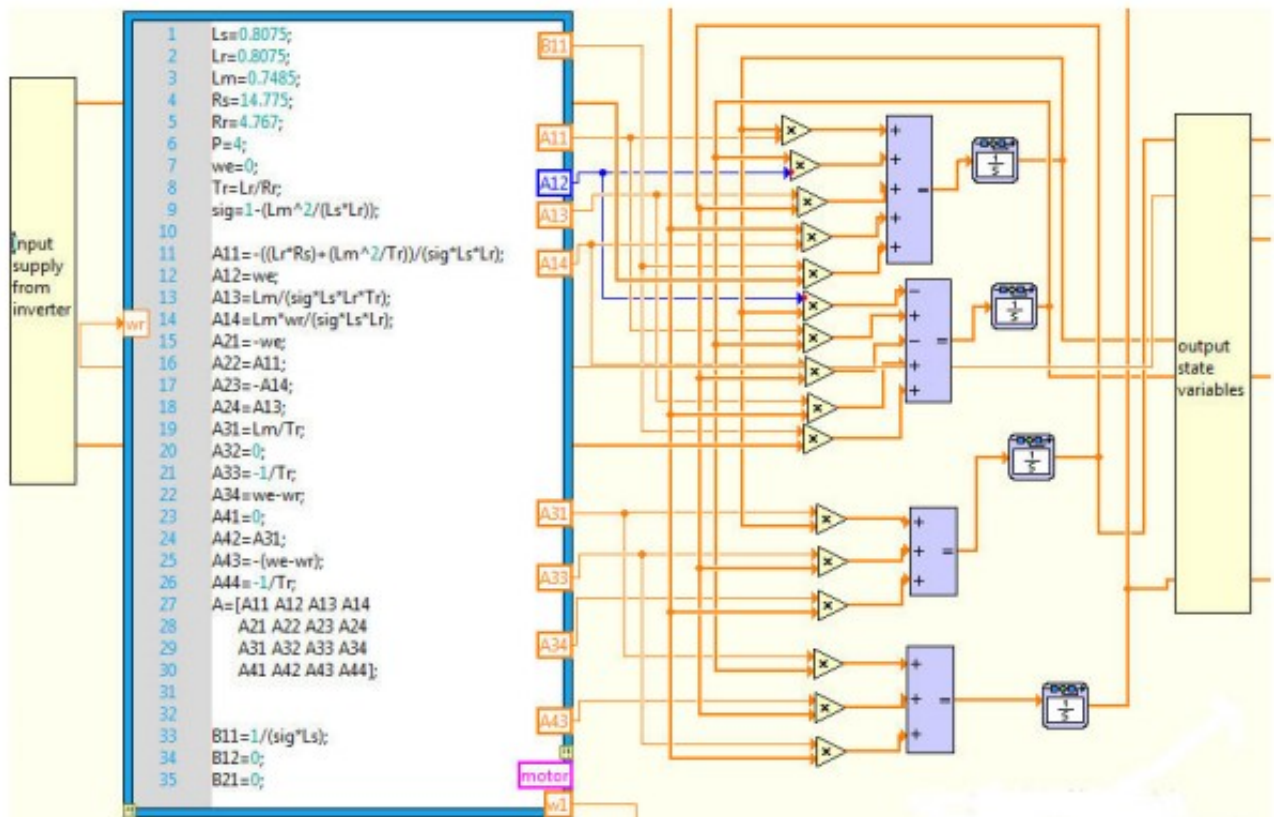


Figura 5 - Algoritmo de modelação da máquina assíncrona trifásica e visualização de variáveis de estado utilizado no trabalho, Simulation of Inverter Fed Induction Motor Drive with LabVIEW [3].

As variáveis de estado selecionadas para visualização são velocidade, binário, correntes, tensões e fluxos no referencial  $dqo$  (Figura 6).

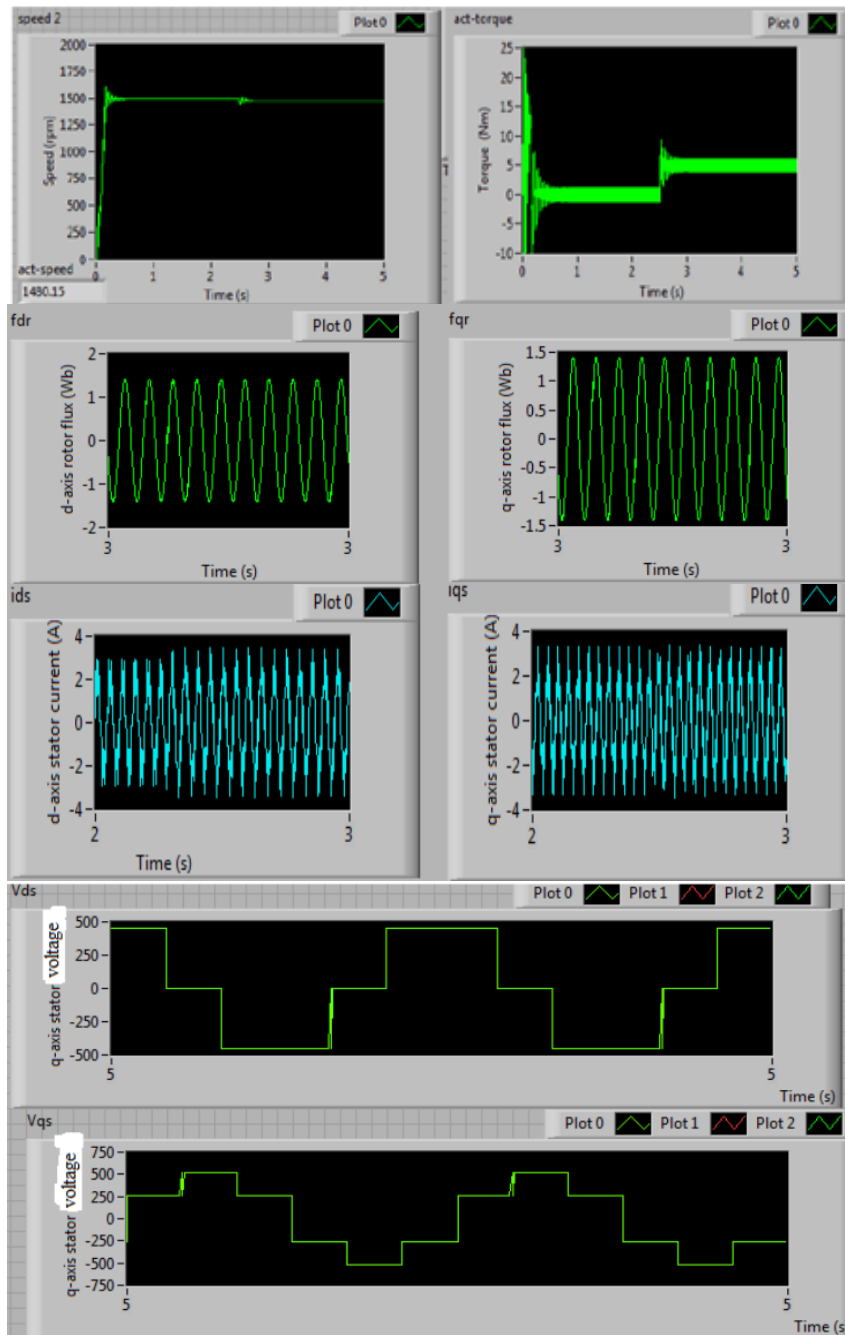


Figura 6 - Formas de onda das variáveis de estado, obtidas no trabalho, Simulation of Inverter Fed

Induction Motor Drive with LabVIEW [3].

Com a implementação do algoritmo representado na Figura 5, são obtidas as formas de onda das variáveis de estado representadas na Figura 6.

As grandes diferenças dos trabalhos apresentados na bibliografia científica relativamente ao trabalho desenvolvido nesta dissertação, estão na possibilidade da variação de velocidade da máquina assíncrona trifásica. Perante esta aplicação outras diferenças existem, tais como, o método de implementação dos sinais PWM, em que nesta dissertação, estes sinais, são implementados, utilizando a técnica de comparação da onda portadora (triangular) com três modulantes (sinusoidais). Outra diferença, está nos métodos de implementação dos algoritmos para a obtenção dos sinais das variáveis de estado da máquina assíncrona, em que a presente dissertação utiliza, para isso uma codificação gráfica e diferentes funções do software.

O presente trabalho faz assim, uma abordagem completa ao estudo e aplicação da técnica V/f de uma máquina assíncrona trifásica, validando-a com resultados experimentais. Inicialmente começa por demonstrar a construção de um sinal PWM, aplicando-o ao comando do ondulator de tensão trifásico. Apresenta-se a modelização da máquina assíncrona trifásica e ondulator trifásico, suportados e obtidos por manipulações matemáticas.

## 2.2 Motor Assíncrono ou de Indução Trifásico

Os motores assíncronos ou de indução trifásicos, são os mais comuns em aplicações industriais, tendo contribuído para isso, a construção simples, robustez, fiabilidade, baixos custos de manutenção, versatilidade no acionamento de diferentes tipos de cargas e elevada aplicabilidade de sistemas de comando relativamente simples.

O motor de indução trifásico funciona normalmente com velocidade constante (dependendo da frequência das tensões aplicadas ao estator e do número de par de pólos), que varia ligeiramente com a carga mecânica aplicada ao eixo. Uma possível solução para a variação da sua velocidade, pode ser feita através da variação da tensão de alimentação e variação na frequência da tensão aplicada aos enrolamentos do estator. Um motor de indução trifásico é composto basicamente por duas partes: estator e rotor. O espaço entre o estator e o rotor é denominado entreferro. O estator constitui a parte estática e o rotor a parte móvel.

Existem diferentes tipos de tipologias de motores de indução trifásicos, no entanto este trabalho aborda o motor de indução de rotor em gaiola de esquilo ou em curto-circuito, como o representado na Figura 7, com a identificação das duas partes constituintes mais importantes, os enrolamentos do estator e do rotor.

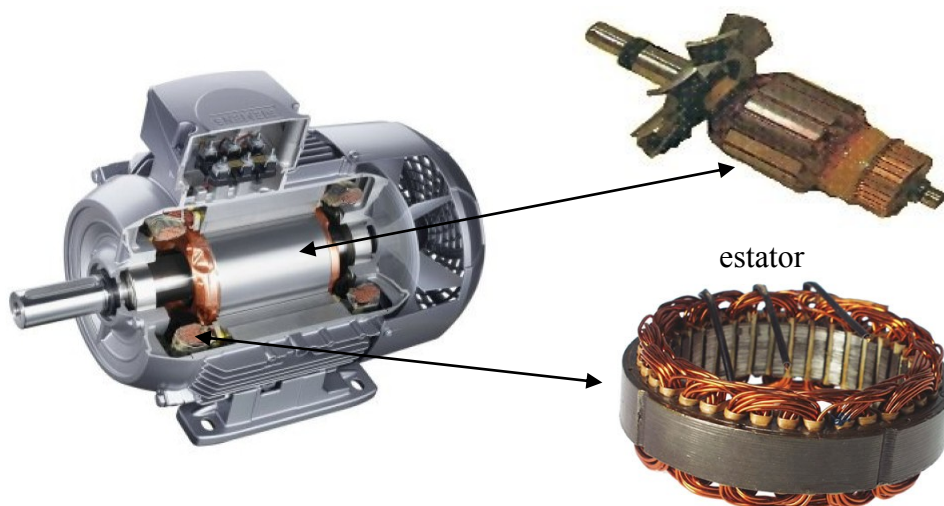


Figura 7 - Partes constituintes de um de motor de indução trifásico.

O motor de indução de rotor em curto-circuito é basicamente constituído pelos enrolamentos do estator e do rotor (Figura 8):

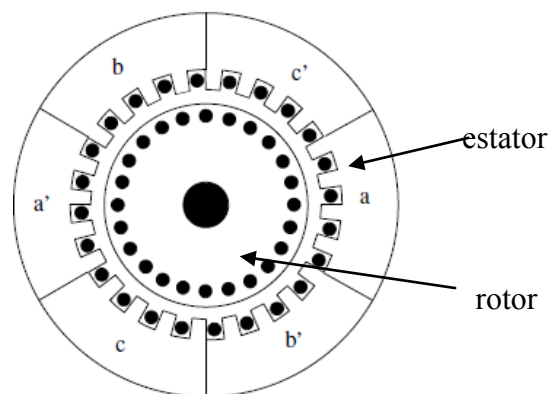


Figura 8 - Vista em corte motor indução [4].

A Figura 8, representa um motor de indução trifásico em corte transversal, em que o estator é constituído por um circuito magnético, com chapas magnéticas isoladas entre si de forma a reduzir as perdas no entreferro. Nas cavas dessas chapas, são dispostos 3 enrolamentos desfasados entre si de  $120^\circ$  (Figura 8), cada enrolamento é descrito por  $a+a'$ ,  $b+b'$ ,  $c+c'$ . Enquanto o rotor, é constituído por barras de material condutor dispostas regularmente na sua periferia e, curto-circuitadas nos extremos, formando uma gaiola cilíndrica conhecida por gaiola de “esquilo” (motor de rotor em gaiola de esquilo ou em curto-circuito). O rotor é apoiado num veio habitualmente com rolamentos, o qual transmite à carga o binário mecânico produzido.

### 2.3 Princípio de Funcionamento do Motor Assíncrono Trifásico

O princípio de funcionamento é baseado no campo girante, que surge quando um sistema de correntes alternadas trifásicas é aplicada em pólos construtivamente desfasados fisicamente de  $120^\circ$ .

Sendo o motor de indução trifásico uma máquina com três enrolamentos de fase, cuja construção e funcionamento são simétricos e equilibrados, é possível efetuar o estudo desta

máquina em regime permanente com recurso a única fase e, assim representar num esquema equivalente elétrico todos os parâmetros que o constituem o sistema (Figura 9).

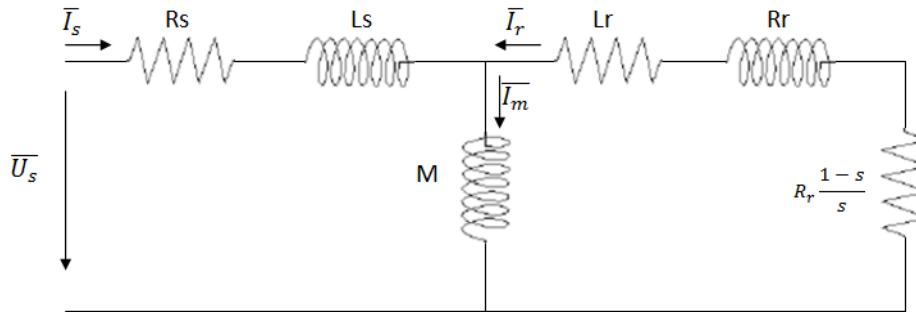


Figura 9 - Circuito equivalente por enrolamento motor indução.

Cada enrolamento da máquina pode ser descrito como uma associação de resistências e indutâncias próprias e mútuas do rotor e estator. Com isto, cada enrolamento é constituído por uma resistência ( $R$ ) e um coeficiente de auto indutância ( $L$ ), que se supõem iguais. O índice  $r$  ou  $s$ , indica a correspondência da variável ao rotor ou estator, respetivamente. Existem também as indutâncias mútuas ( $M$ ), que resultam da interação entre os vários enrolamentos, a indutância mútua entre os enrolamentos do estator, a indutância mútua entre os enrolamentos do rotor e a indutância mútua entre os enrolamentos do estator e do rotor. O circuito indica também a existência de correntes na notação de fasor  $\bar{I}_s$ ,  $\bar{I}_r$  e  $\bar{I}_m$ , resultantes da circulação destas nas respetivas malhas. Existe um efeito resistivo que depende do escorregamento ( $s$ ), descrito seguidamente no ponto 2.4.

Assim, verifica-se que irão existir um total de seis circuitos equivalentes na máquina assíncrona de rotor em curto-circuito, os quais serão descritos por equações diferenciais que têm por base a lei geral de indução (lei de Faraday). As equações são obtidas pela equação 2-3.

$$\begin{cases} u_{sk} = R_{sk}i_{sk} + \frac{d\Psi_{sk}}{dt} \\ \Psi_{sk} = L_{sk}i_{sk} \\ u_{rk} = R_{rk}i_{rk} + \frac{d\Psi_{rk}}{dt} \\ \Psi_{rk} = L_{rk}i_{rk} \end{cases} \rightarrow k = 1,2,3 \quad 2-3$$

Na equação 2-3,  $R_k$  representa a resistência eléctrica associada ao circuito eléctrico equivalente  $k$ ,  $L_k$  representa a indutância associada ao circuito  $k$ ,  $\Psi_k$  representa o fluxo magnético ligado com o circuito  $k$ ,  $i_k$  é a corrente eléctrica a circular em cada circuito equivalente, e  $u_k$  é o valor da tensão aplicada aos terminais do circuito equivalente. O índice  $r$  ou  $s$ , indica a correspondência da variável ao rotor ou estator, respetivamente.

Considerando que a máquina assíncrona trifásica tem o rotor em curto-circuito, o valor da tensão para os circuitos rotóricos será de  $u_k = 0$ .

Admitindo linearidade no circuito magnético, a representação para o conjunto das equações eléctricas apresentadas em 2-3 são agora obtidas pela equação 2-4. No caso em particular do rotor em curto-circuito, o valor da tensão do rotor é  $u_{rk} = 0$ .

$$\begin{cases} u_{sk} = R_{sk}i_{sk} + L_{sksk} \frac{d}{dt} i_{sk} + \frac{\partial}{\partial \theta} (L_{skrk} i_{rk}) + L_{skrk} \frac{d}{dt} i_{rk} \\ u_{rk} = R_{rk}i_{rk} + L_{rkrk} \frac{d}{dt} i_{rk} + \frac{\partial}{\partial \theta} (L_{rksk} i_{sk}) + L_{rksk} \frac{d}{dt} i_{sk} \end{cases} \rightarrow k = 1,2,3 \quad 2-4$$

## 2.4 Velocidade Angular de Rotação e Escorregamento

A velocidade angular do motor ( $\omega_r$ ) está dependente da velocidade do campo girante (ou velocidade angular de sincronismo) ( $\omega_s$ ) e do escorregamento ( $s$ ). O escorregamento, é um parâmetro que está sempre presente no funcionamento da máquina, e, resulta da velocidade do rotor ser diferente da velocidade do campo girante, crescendo com a resistência do rotor (ou com a carga aplicada). Neste caso, a diminuição da velocidade implica que o escorregamento vá aumentando, o que leva a um aumento do binário.

Assim, o escorregamento é uma das variáveis a compensar para um controlo mais eficaz como exemplo em situações de variação de carga. O escorregamento é obtido pela equação 2-5.

$$s = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \quad 2-5$$

Como descrito na equação 2-6, é possível variar a velocidade angular de rotação do motor pela alteração da frequência  $f_s$  da tensão aplicada no estator e do número de par de pólos ( $n_{pp}$ ).

$$\omega_r = (1 - s) \frac{60 f_s}{n_{pp}} \quad 2-6$$

As máquinas assíncronas trifásicas são normalmente concebidas para funcionarem com tensões e frequência fixas. No entanto, se a frequência da tensão aplicada ao estator ( $f_s$ ) é alterada, a velocidade de sincronismo do motor também o é.

No entanto, existem limitações à variação da velocidade angular da máquina assíncrona pela variação da frequência e tensão de entrada (aplicada ao estator). Relativamente à frequência, pela análise do circuito equivalente da Figura 9 (podendo ser considerado este motor como uma carga indutiva), ao reduzi-la, mantendo a tensão constante, há uma redução proporcional das reatâncias, resultando num maior fluxo, numa possível saturação do campo magnético e numa maior intensidade de corrente exigida pelo motor, aumentando também as perdas. No caso oposto, o aumento da frequência  $\omega_s$  poderá implicar um enfraquecimento de campo (2-7) e está limitada pelas condições mecânicas do motor, e, possível deterioração do isolamento dos enrolamentos do estator.

Assim, uma alteração na frequência de alimentação ( $\omega_s$ ), a sua amplitude ou valor eficaz da tensão ( $U_s$ ) também deve ser ajustada de forma proporcional.

Relativamente à tensão de alimentação ao estator ( $U_s$ ), também existem restrições na sua variação pois, o fluxo de acoplamento entre estator e rotor depende desta tensão. Este fluxo é calculado de forma aproximada pela equação 2-7.

$$\psi_m \approx \frac{U_s}{\omega_s} \quad 2-7$$

O binário eletromagnético é obtido de forma aproximada pela equação 2-8. Assim, se o valor eficaz da tensão  $U_s$ , diminuir, tornando-se inferior ao seu valor nominal, a máquina fica subexcitada, reduzindo, binário disponível.

$$T_e = \frac{3n_{pp}R_r U_s^2}{s\omega_s \left[ \left( R_s + \frac{R_r}{s} \right)^2 + \omega_s^2 (l_s + l_r)^2 \right]} \Leftrightarrow$$

$$T_e = \frac{3n_{pp}R_r U_s^2}{(\omega_s - \omega_r) \left[ \left( R_s + \frac{R_r \omega_s}{\omega_s - \omega_r} \right)^2 + \omega_s^2 (l_s + l_r)^2 \right]}$$
2-8

Para as máquinas assíncronas trifásicas mais comuns (de resistência rotórica  $R_r$  baixa), uma ligeira variação na carga, produz grandes variações de velocidade angular, conseqüentemente grandes variações no escorregamento e variações no rendimento ( $\eta$ ). O rendimento é obtido de forma aproximada pela equação 2-9.

$$\eta \approx 1 - s$$
2-9

O mesmo será dizer que o rendimento é aproximadamente inversamente proporcional ao escorregamento. Por isto, para este tipo de máquinas, são problemáticas as variações de binários de carga e binários de arranque elevados. Pretende-se assim, ter um fluxo constante na máquina para conseguir binários na carga e conseqüentemente rendimentos elevados.

Assim, conclui-se que ao variar a frequência ( $\omega_s$ ) dever-se-á também variar o valor eficaz  $U_s$  da tensão de alimentação de forma proporcional, de modo a manter o fluxo constante sem saturar o campo magnético (de forma a obter o binário máximo da máquina) (equação 2-7) e assegurar o funcionamento da máquina com pequeno escorregamento ou seja elevado rendimento (equação 2-9). Assim, poder-se-á estabelecer uma relação simultânea tensão/frequência (V/f) que deverá ser constante. Esta relação constante da tensão/frequência (V/f), é conhecida, por técnica de comando por variação simultânea de tensão e frequência V/f.

## 2.5 Técnica por Variação Simultânea de Tensão e Frequência V/f

Entre as várias técnicas de regulação de velocidade em motores assíncronos trifásicos, a mais popular é a V/f, pela sua simplicidade de implementação. O princípio deste método reside na relação constante V/f (tensão/frequência), em que ao variar a frequência irá variar proporcionalmente o valor eficaz da tensão aplicada à máquina até um determinado valor próximo da tensão nominal, mantendo sempre constante o valor do fluxo (equação 2-7), limitando a corrente do motor, sem saturar o campo magnético. Com isto, é possível alterar a velocidade mantendo o binário na carga.

Na Figura 10, estão representadas as curvas características de binário num perfil V/f para um determinado motor. Por exemplo, supondo que este motor foi projetado para funcionar a 220 V, 50 Hz, se queremos que o motor trabalhe a metade da velocidade nominal, então deve ser usada metade da frequência nominal de entrada (25 Hz) e valor eficaz da tensão de entrada de 110 V.

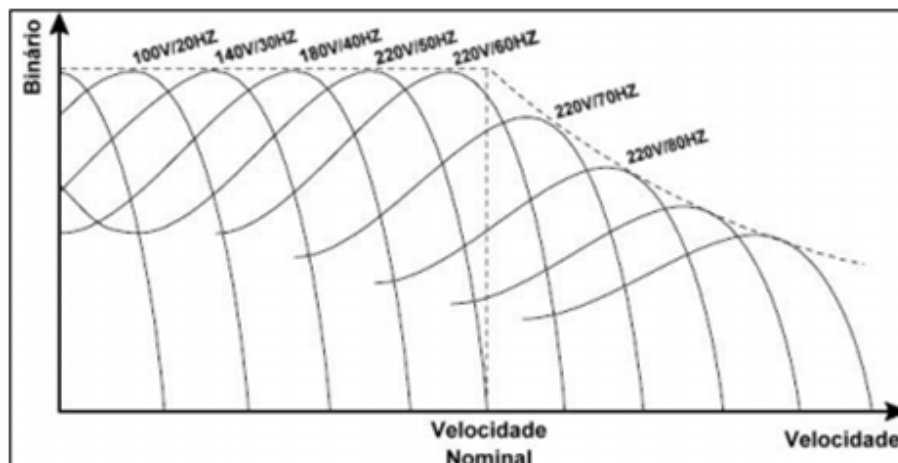


Figura 10 - Curvas características de binário num perfil V/f [5].

Os VEV com utilização deste tipo de comando, trabalham geralmente em cadeia aberta, recebendo como referência o sinal de frequência das tensões a impor ao estator.

A técnica é assumida como um método de controlo escalar, uma vez que apenas são controladas as amplitudes das grandezas e não as respetivas fases. Neste caso, as correntes e as tensões do estator são assumidas como sinusoidais, atuando-se apenas na amplitude e na frequência (relação constante V/f) sem preocupações com a sua fase.

O controlo escalar, no entanto, devido ao efeito do escorregamento, torna a resposta lenta e o sistema facilmente entra na instabilidade. Assim, para sistemas bastante exigentes em termos de resposta (necessidade de elevado desempenho dinâmico), este tipo de controlo não é o mais indicado, podendo ser substituído por controlo vetorial (também designado por controlo por orientação de campo).

A aplicação desta técnica implica valores limite máximos e mínimos ( $U_s$  e  $f_s$ ) nos quais a relação V/f é eficaz.

Na Figura 11, verifica-se que a proporcionalidade da relação V/f é alterada fora dos valores nominais de tensão ( $U_N$ ) e frequência ( $f_N$ ).

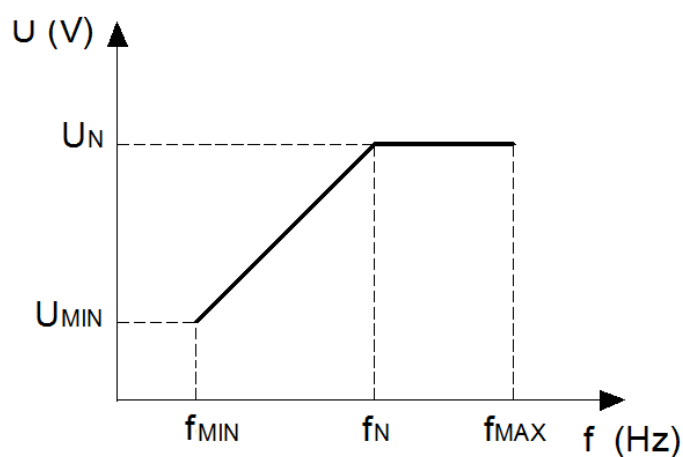


Figura 11 - Relação V/f [6].

A frequência máxima ( $f_{MAX}$ ) é normalmente imposta pelas condições mecânicas do motor, e, para prevenção de rutura do isolamento dos enrolamentos do estator.

No entanto é possível aplicar frequências superiores para incremento da velocidade de acionamento. Neste caso, abandona-se o método V/f e mantêm-se a tensão no valor máximo (limite imposto pela tensão no barramento DC do ondulator de tensão trifásico em ponte) variando a frequência  $f_s$ . Entra-se assim, no regime de enfraquecimento de campo, com redução do binário correspondente (conforme comprovado pelas equações 2-7 e 2-8).

Para baixas frequências, o resultado é um aumento das perdas, e, conseqüente aquecimento, podendo resultar na degradação do motor. Também nesta situação, o binário correspondente pode não ser suficiente para vencer o binário de arranque. Por isso, e como mostrado na Figura 12, a relação V/f, perde a sua razão, sendo necessário alterar esta relação, impondo valores de tensão e

frequência mínimos de funcionamento ( $U_{MIN}$  e  $f_{MIN} = f_0$ ). Habitualmente a tensão mínima  $U_{MIN}$  também é designada por tensão de pedestal.

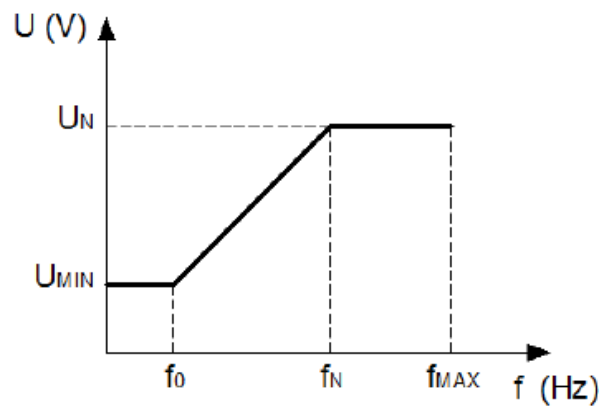


Figura 12 - Relação V/f frequências reduzidas [6].

A Figura 12, mostra a relação V/f modificada, nos valores de tensão e frequência mínimos de funcionamento ( $U_{MIN}$  e  $f_{MIN} = f_0$ ).

## 2.6 Constituição de um Sistema de Acionamento Eletromecânico

Os acionamentos eletromecânicos habitualmente são constituídos pelos principais subsistemas representados na Figura 13.

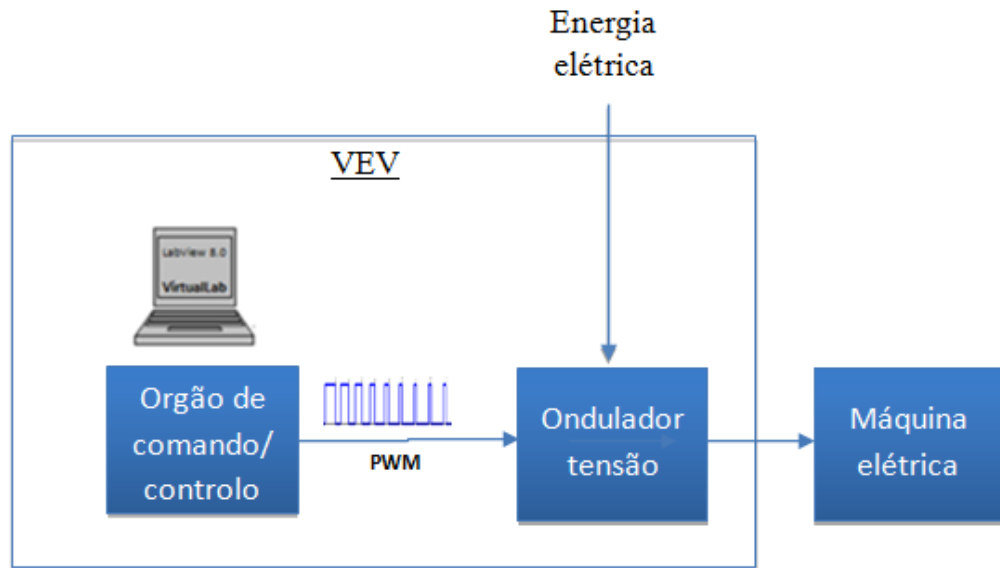


Figura 13 - Esquema de blocos de um sistema de acionamento eletromecânico.

A Figura 13, exemplifica os blocos constituintes de um sistema de acionamento eletromecânico, particularizando o VEV, onde se destaca em especial o subsistema órgãos de comando/controlo, o subsistema ondulator tensão e o subsistema máquina elétrica. Habitualmente acoplado à máquina elétrica, existe uma carga a movimentar. A carga poderá ser um sistema mecânico do tipo redutor, conversão de movimento rotativo em linear, etc. Os subsistemas órgão de comando/controlo e o subsistema ondulator de tensão trifásico, são genericamente designados por variador eletrônico de velocidade. A topologia e o respetivo comando/controlo do ondulator de tensão trifásico terão de ser compatível com a máquina elétrica utilizada, neste caso, máquina assíncrona trifásica.

### 2.6.1 Ondulador de Tensão Trifásico em Ponte

O ondulador de tensão trifásico em ponte, disponibiliza três tensões alternadas, desfasadas  $120^\circ$ , com um determinado conteúdo harmónico (a componente fundamental tem especial interesse como analisado seguidamente), comandado por uma ponte de 3 braços constituída por dispositivos semicondutores de potência. Para isso, é disponibilizada na entrada uma tensão contínua  $U_{dc}$ . Esta tensão  $U_{dc}$ , é aplicada ao ondulador de tensão após retificação (monofásica ou trifásica) da tensão alternada da rede de energia aplicada na entrada, também conhecido por barramento DC.

Para comando da ponte de semicondutores de potência que constitui o subsistema ondulador de tensão trifásico, de entre várias possíveis, é aplicada uma técnica de comando por modulação de largura de impulso (PWM), de forma a comandar a abertura/fecho destes semicondutores de potência. Este comando, permite a variação da forma de onda (em especial a amplitude e frequência da componente fundamental), durante um período, da saída do ondulador.

Assim, as tensões de saída do ondulador dependem das funções de comando ( $f_1$ ,  $f_2$  e  $f_3$ ) aplicado a cada braço da ponte e, da tensão de entrada  $U_{dc}$ . O motor elétrico, é assim, alimentado, com as tensões geradas pelo ondulador de tensão (Figura 14), sendo possível desta forma variar a velocidade do motor (atuando por exemplo na amplitude e frequência da componente fundamental das três tensões de saída).

A Figura 14, exemplifica esquematicamente um ondulator trifásico de tensão em ponte onde são representados os dispositivos semicondutores comutáveis ( $Q_x \in \{1,2,3,4,5,6\}$ ), tensão no barramento DC ( $U_{dc}$ ), tensões no ponto médio ( $u_{01}; u_{02}; u_{03}$ ) e funções de comando ( $f_1, f_2$  e  $f_3$ ).

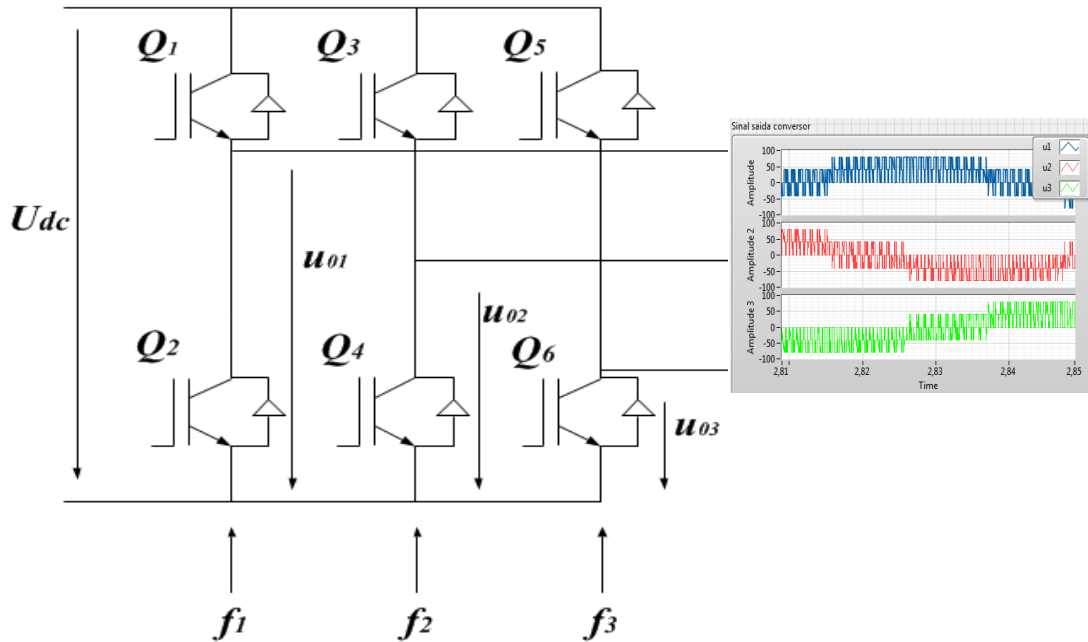


Figura 14 - Representação esquemática do ondulator de tensão trifásico em ponte.

A função do ondulator de tensão trifásico é converter a tensão contínua do barramento DC em três tensões alternadas, ajustáveis em amplitude e frequência (em especial a componente fundamental).

Como exemplifica a Figura 14, na entrada do ondulator de tensão, é imposta uma tensão contínua (DC), proveniente de um sistema de armazenamento de energia (habitualmente um banco de condensadores eletrólitos), convertendo-a na saída em três tensões alternadas sinusoidais (AC).

O ondulator de tensão trifásico, é constituído por três ‘braços’, com um par de dispositivos de potência comutáveis cada ( $Q_1-Q_2$ ,  $Q_3-Q_4$  e  $Q_5-Q_6$ ). Estes dispositivos, semicondutores de potência, são comutados em alta frequência, comandados ao corte e condução pelas respetivas funções de comando  $f_1$ ,  $f_2$  e  $f_3$ . Na representação da Figura 14, a montagem de diodo em paralelo com o semicondutor, designada por ‘diodo em roda livre’, destina-se a obter uma característica unidirecional em tensão e, permitir a bidireccionalidade da corrente, de forma a não a interromper a corrente na carga durante a comutação.

O ondulador de tensão recebe assim, tensão contínua ( $U_{dc}$ ), retificada da rede de energia elétrica, e, através das comutações, em cada braço é obtida uma das três fases alternadas de saída.

As comutações dependem de uma série de impulsos gerados pelas funções de comando ( $f_1, f_2$  e  $f_3$ ), comandando assim a condução/corte do dispositivo ( $Q_x \in \{1,2,3,4,5,6\}$ ). A sequência de manobras determina a variação do fator cíclico e constitui a grandeza de comando. Este método de comando é conhecido como PWM.

Os dispositivos semicondutores comutáveis estão simbolizados com a letra ( $Q_x \in \{1,2,3,4,5,6\}$ ). Dependendo da aplicação tensões que têm de suportar ao corte, correntes à condução e frequências de comutação são semicondutores de potência do tipo IGBT, GTO ou MOSFET. Neste trabalho os semicondutores utilizados são do tipo IGBT's.

Usualmente, um IGBT é conhecido como um dispositivo semicondutor que conjuga as características da entrada do MOSFET e saída do TBJ. Relativamente ao MOSFET, tem maior facilidade de controlo do disparo (entrada à condução ou corte) e a elevada impedância de entrada. Relativamente ao TBJ, tem a capacidade, de funcionar com valores de corrente e tensão elevados e, baixas perdas de condução. A frequência de comutação pode atingir muitos kHz com um IGBT, mas com GTO para altas potências, pode descer às centenas de Hz.

O IGBT é assim, adequado para sistemas de eletrónica de potência com tensões e potências relativamente elevadas, onde o sistema de controlo é extremamente exigente e que requerem uma frequência de comutação elevada.

## 2.6.2 Comando e Controlo

Para comando deste ondulador de tensão foi utilizada a técnica PWM. A técnica PWM consiste na geração de uma série de impulsos de onda quadrada com largura do impulso variável. Pretende-se assim, manter fixo o período ( $T$ ) do sinal de comando e variar o fator de ciclo ( $\delta$ ), ou seja, a largura do impulso ( $T_{on}$ ). Por definição, o fator de ciclo é a relação entre  $T_{on}$  e  $T$  e, é obtido pela equação 2-10.

$$\delta = \frac{T_{on}}{T} \quad 2-10$$

A Figura 15, representa um exemplo com a evolução temporal de um sinal PWM.

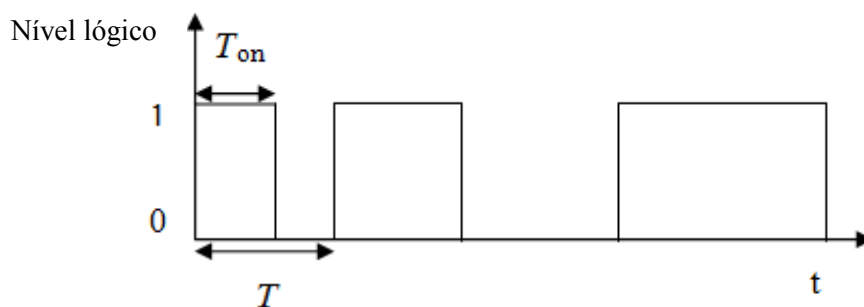


Figura 15 - Exemplo com a evolução temporal de um sinal PWM.

Existem variados métodos para geração deste sinal de PWM. Dos mais importantes, existe o método por padrão global pré calculado e, por modulação sub-harmónica [7]. Este último, foi o método utilizado neste trabalho. No entanto, este método faz duas abordagens, a modulação sinusoidal e modulação vetorial [7]. Neste trabalho foi utilizada a modulação sinusoidal.

Assim, a geração dos sinais PWM, consiste na comparação de três ondas sinusoidais com a mesma amplitude, frequência e desfasamento de  $120^\circ$  (modulantes), com uma onda triangular (portadora), de alta frequência. Para limitar as frequências de alta frequência, a frequência das ondas modulantes deverá ser muito menor da frequência da onda portadora.

A onda portadora, é utilizada como um sinal auxiliar, com amplitude ( $A_{port}$ ) e frequência ( $f_{port}$ ) constantes. O sinal trifásico é constituído por três sinais sinusoidais desfasados  $120^\circ$  entre si com amplitude ( $A_{mod}$ ) e frequência ( $f_{mod}$ ) variáveis.

A variação de  $A_{mod}$  e  $f_{mod}$ , corresponde á variação do fator de ciclo (equação 2-10) referido em 2.6.2.

São assim, feitas três comparações entre cada modulante com a portadora, gerando três sinais de comando PWM. A variação instantânea entre valores mínimo e máximo destes sinais de PWM são então determinados pelos pontos de intersecção da portadora com a modulante. Assim, a tensão de saída é positiva se a onda modulante é maior (em módulo) do que a onda portadora e, zero se a modulante for menor ou igual que a portadora, gerando assim, por exemplo um sinal idêntico ao representado na Figura 15.

O sinal de PWM gerado, irá determinar os instantes das comutações dos semicondutores ( $Q_x \in \{1,2,3,4,5,6\}$ ) descritos em 2.6.1.

Os semicondutores de potência do conversor são comandados tendo em conta que quando o sinal de comando do disparo é positivo (durante  $T_{on}$ ), o semicondutor entra em condução. Os semicondutores de potência de cada braço conduzem em oposição, ou seja, o sinal de comando é complementar um do outro, no entanto, não deverão entrar à condução em simultâneo de forma a impedir o curto circuito da fonte. Esta condição poderá acontecer na transição de estado condução/corte destes sinais. Para isso, dever-se-á aplicar um desfasamento (habitualmente designado por tempo morto) entre os sinais de disparo (descrito em 2.6.3.2).

A Figura 16, exemplifica uma evolução temporal com o resultado da comparação da onda portadora com uma modulante. As outras duas modulantes não estão representadas.

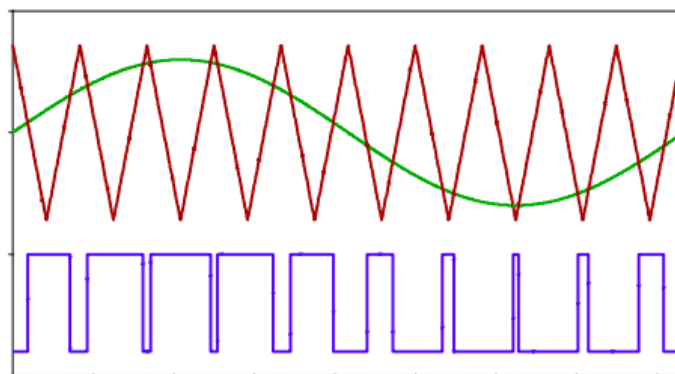


Figura 16 - Obtenção do PWM (onda azul) por comparação das ondas portadora (onda vermelha) e modulante (onda verde).

Com o atual avanço da tecnologia, e a consequente aplicação dos microprocessadores, a geração de sinais PWM evoluiu, pois anteriormente eram usados circuitos analógicos baseados em amplificadores operacionais, relativamente complexos e de difícil implementação. Com isto, o resultado com a utilização da atual tecnologia, foram formas de onda com melhores características de amplitude e frequência em relação à componente fundamental (em grande parte à custa de portadoras com frequências mais elevadas), mais imunes ao ruído e maior facilidade e flexibilidade de controle do conversor de potência.

### 2.6.3 Aplicação da Técnica V/f

A variação simultânea da tensão e frequência, é resultado da aplicação da relação da amplitude e frequência das três modulantes. Esta relação é a aplicação da técnica V/f, referida em 2.5.

Como as tensões aplicadas à máquina não são sinusoidais, exemplificadas na Figura 14, para os vários cálculos, é considerada apenas a componente fundamental da tensão composta (em alternativa também poderia ser a tensão simples). Assim, a variação da amplitude e da frequência das três modulantes, corresponde à variação, respetivamente, do valor eficaz (ou amplitude) e frequência da primeira harmónica (componente fundamental) das três tensões de saída do conversor.

Desta forma, a tensão e frequência nominais da máquina assíncrona trifásica são relacionadas na mesma proporção com a componente fundamental da tensão composta e frequência da modulante, em valores eficazes.

Para a relação  $A_{mod}/f_{mod}$  está associado um ganho  $G_{vf}$ , que relaciona na mesma proporcionalidade a tensão ( $V_n$ ) e frequência ( $f_n$ ) nominais a aplicar ao estator máquina assíncrona trifásica, ou seja, este ganho é descrito pela equação 2-11.

$$G_{vf} = \frac{V_n}{f_n} = \frac{A_{mod}}{f_{mod}} \quad 2-11$$

A partir de (2-11), o cálculo de ( $A_{mod}$ ) é obtido pela equação 2-12.

$$A_{mod} = G_{vf} f_{mod} \quad 2-12$$

Como o cálculo do ganho  $G_{vf}$  é feito com base na relação V/f nominal ( $V_n/f_n$ ), e, como anteriormente descrito, é necessário ser considerada a componente fundamental das tensões compostas na saída do conversor de potência. Por exemplo, para a tensão composta  $V_{12}$ , a componente fundamental com a máxima amplitude, é obtida de forma aproximada pela equação 2-13. A tensão  $U$  representa a tensão no barramento DC ( $U=U_{dc}$ ).

$$V_{12_{1h}} \approx \sqrt{3} \frac{U}{2} \sin(\omega t) \quad 2-13$$

A tensão e frequência nominais da máquina assíncrona trifásica, são relacionadas na mesma proporção da componente fundamental da tensão composta e frequência da modulante, em valores eficazes, como descrito na equação 2-14.

$$\frac{V_n}{f_n} = \frac{V_{12_{1hrms}}}{f_{mod}} \quad 2-14$$

Como o valor eficaz da tensão de saída do conversor está relacionado com o valor eficaz da modulante, pode-se relacionar o valor eficaz da componente fundamental da tensão composta com a relação das amplitudes das modulantes e portadora, como descrito na equação 2-15.

$$V_{12_{1h}} \approx \sqrt{3} \frac{U}{2} \xrightarrow{\div \sqrt{2}} V_{12_{1hrms}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{A_{mod}}{A_{port}} \sqrt{3} \frac{U}{2} \quad 2-15$$

Fazendo as respectivas substituições de (2-15) em (2-14), obtém-se a equação 2-16, que descreve  $A_{mod}$  em função de  $f_{mod}$ .

$$A_{mod} = \frac{\sqrt{2}A_{port} \frac{V_n}{f_n}}{\sqrt{3} \frac{U}{2}} f_{mod} \quad 2-16$$

O ganho  $G_{vf}$  é obtido pela equação 2-17, pela seleção da parcela numerador/denominador da equação 2-16.

$$G_{vf} = \frac{\sqrt{2}A_{port} \frac{V_n}{f_n}}{\sqrt{3} \frac{U}{2}} \quad 2-17$$

### 2.6.3.1 Funções de comando $f_1$ , $f_2$ e $f_3$ do ondulador de tensão

As funções de comando  $f_1$ ,  $f_2$  e  $f_3$  aplicadas a cada braço do ondulador, descritas na Figura 14, são obtidas a partir de um algoritmo que está associado à modulação de largura de impulso. Cada função de comando está associada ao comando (colocação à condução ou ao corte) de cada par de semicondutores de potência, aos quais serão aplicados os respectivos sinais de comando e seu complementar. As funções de comando de cada braço  $f_1$ ,  $f_2$  e  $f_3$  correspondem ao comando do primeiro, segundo e terceiro braço respectivamente. Estas funções estão desfasadas de  $120^\circ$  e, são o resultado da aplicação da técnica PWM descrita anteriormente em 2.6.2. Assim,  $f_1$ ,  $f_2$  e  $f_3$ , são descritas pelas equações 2-18, 2-19 e 2-20. Considera-se que o estado de condução do dispositivo semicondutor é “ON” e o estado de corte é “OFF”.

$$f_1 = \begin{cases} 1 & , \quad Q_1 \text{ ON} ; Q_2 \text{ OFF} \\ 0 & , \quad Q_1 \text{ OFF} ; Q_2 \text{ ON} \end{cases} \quad 2-18$$

$$f_2 = \begin{cases} 1 & , \quad Q_3 \text{ ON} ; Q_4 \text{ OFF} \\ 0 & , \quad Q_3 \text{ OFF} ; Q_4 \text{ ON} \end{cases} \quad 2-19$$

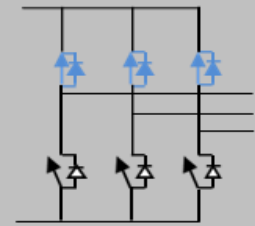
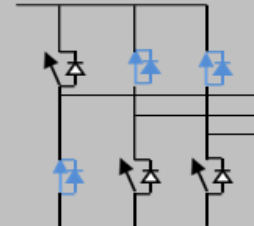
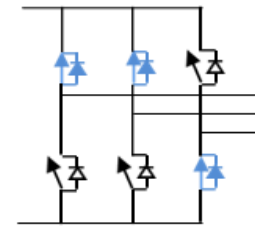
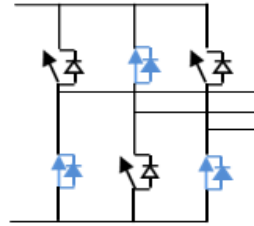
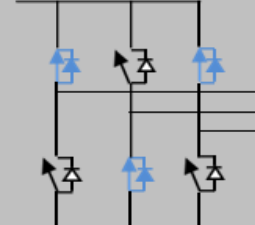
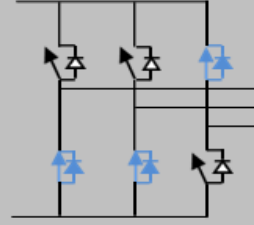
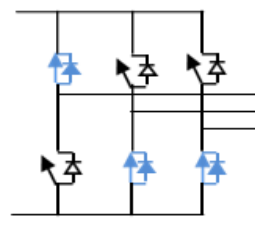
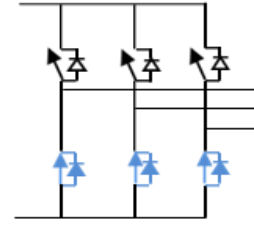
$$f_3 = \begin{cases} 1 & , \quad Q_5 \text{ ON} ; Q_6 \text{ OFF} \\ 0 & , \quad Q_5 \text{ OFF} ; Q_6 \text{ ON} \end{cases} \quad 2-20$$

As tensões no ponto médio de cada braço (equação 2-21),  $u_{01}$ ,  $u_{02}$  e  $u_{03}$ , da Figura 14, são obtidas pelas equações 2-18, 2-19 e 2-20. A tensão  $U_{dc}$  representa a tensão no barramento DC.

$$\begin{cases} u_{01} = U_{dc} f_1 \\ u_{02} = U_{dc} f_2 \\ u_{03} = U_{dc} f_3 \end{cases} \quad 2-21$$

O algoritmo definido pelas equações 2-18, 2-19 e 2-20, permite definir 8 ( $2^3$ ) combinações possíveis para as funções de comando ( $f_1$ ,  $f_2$  e  $f_3$ ). Com isto, na Tabela 3, são representadas as 8 combinações possíveis de seqüência das funções de comando, para ativação (colocação à condução ou ao corte) dos dispositivos semicondutores de potência.

Tabela 3 - Combinações possíveis de ativação dos dispositivos semicondutores.

Nº	$f_1$	$f_2$	$f_3$	Comando semicondutores	Nº	$f_1$	$f_2$	$f_3$	Comando semicondutores
0	0	0	0		4	1	0	0	
1	0	0	1		5	1	0	1	
2	0	1	0		6	1	1	0	
3	0	1	1		7	1	1	1	

A Tabela 3, exemplifica a seqüência de comando da ponte de semicondutores de potência. No total tem 8 combinações binárias possíveis a 3 bits ( $2^3$ ). Cada bit representa o estado lógico da função correspondente, entre as funções  $f_1$ ,  $f_2$  e  $f_3$ . O estado lógico de cada função, irá determinar o estado de condução dos semicondutores de potência do respectivo braço. As funções são sincronizadas entre elas, resultado da aplicação da geração dos sinais de PWM, descrita anteriormente no capítulo 2.6.2.

A partir das funções de comando ( $f_1, f_2$  e  $f_3$ ), é possível escrever a tensão no ponto médio de cada braço  $u_{01}, u_{02}$  e  $u_{03}$ , como descrito na Figura 14. A Tabela 4, mostra as tensões no ponto médio de cada braço, segundo as combinações das funções de comando  $f_1, f_2$  e  $f_3$  aplicadas, num total de 8 ( $2^3$ ).

Tabela 4 - Tensões no ponto médio segundo as combinações possíveis das funções aplicadas.

N°	$f_1$	$f_2$	$f_3$	$u_{01}$	$u_{02}$	$u_{03}$
<b>0</b>	0	0	0	0	0	0
<b>1</b>	0	0	1	0	0	$U_{dc}$
<b>2</b>	0	1	0	0	$U_{dc}$	0
<b>3</b>	0	1	1	0	$U_{dc}$	$U_{dc}$
<b>4</b>	1	0	0	$U_{dc}$	0	0
<b>5</b>	1	0	1	$U_{dc}$	0	$U_{dc}$
<b>6</b>	1	1	0	$U_{dc}$	$U_{dc}$	0
<b>7</b>	1	1	1	$U_{dc}$	$U_{dc}$	$U_{dc}$

Resultado da aplicação do código binário (as oito combinações possíveis) aplicado às funções  $f_1, f_2$  e  $f_3$  e, aplicado á ponte de semicondutores de potência, como descrito na Tabela 4, as tensões  $u_{01}, u_{02}$  e  $u_{03}$ , obtidas nos pontos descritos na Figura 14, tomam o valor de  $U_{dc}$ .

### 2.6.3.2 Circuito de tempos mortos

Como o sinal PWM para comando dos semicondutores de potência no mesmo braço é complementar um do outro e, por forma a não fazer coincidir a condução dos semicondutores no momento da transição do estado lógico (provocando um curto-circuito na fonte  $U_{dc}$ ), é necessário 'aplicar' um atraso à condução constante entre impulsos, mantendo sempre a duração do impulso gerado. Na Figura 17, está exemplificado a sequência de impulsos com a imposição de tempos mortos.

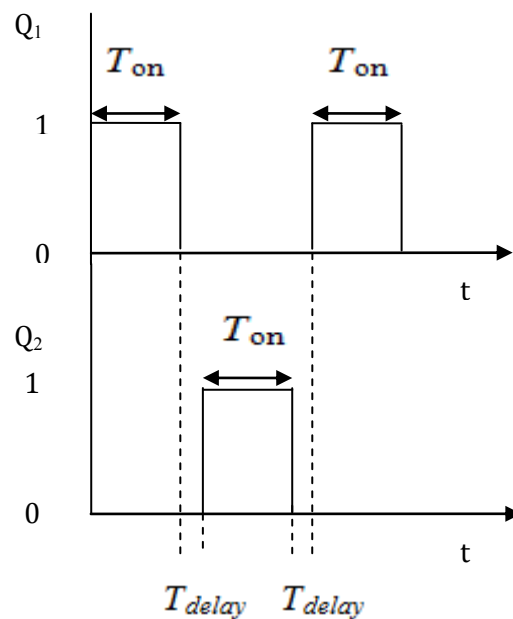


Figura 17 - Exemplo de sequência de impulsos com imposição de tempos mortos.

Sendo  $Q_1$  e  $Q_2$  (como mostrado na Figura 14) dispositivos semicondutores de potência do mesmo braço do ondulator de tensão trifásico em ponte, após decorrido o tempo do impulso,  $T_{on}$ , aplicado ao dispositivo  $Q_1$ , decorre um tempo de espera,  $T_{delay}$ , entre o impulso a aplicar ao dispositivo  $Q_2$ .

### 3 Modelização do Sistema

#### 3.1 Modelização do Ondulador de Tensão Trifásico em Ponte

Na Figura 18, admitindo uma carga ligada em estrela na saída do ondulador de tensão trifásico, estão representadas as correntes de saída ( $i_1, i_2$  e  $i_3$ ), tensões no ponto médio em cada braço ( $u_{01}, u_{02}$  e  $u_{03}$ ), tensões simples ( $u_1, u_2$  e  $u_3$ ), tensões compostas ( $u_{31}, u_{23}$  e  $u_{12}$ ) e tensão de entrada ( $U_{dc}$ ) no ondulador de tensão trifásico em ponte

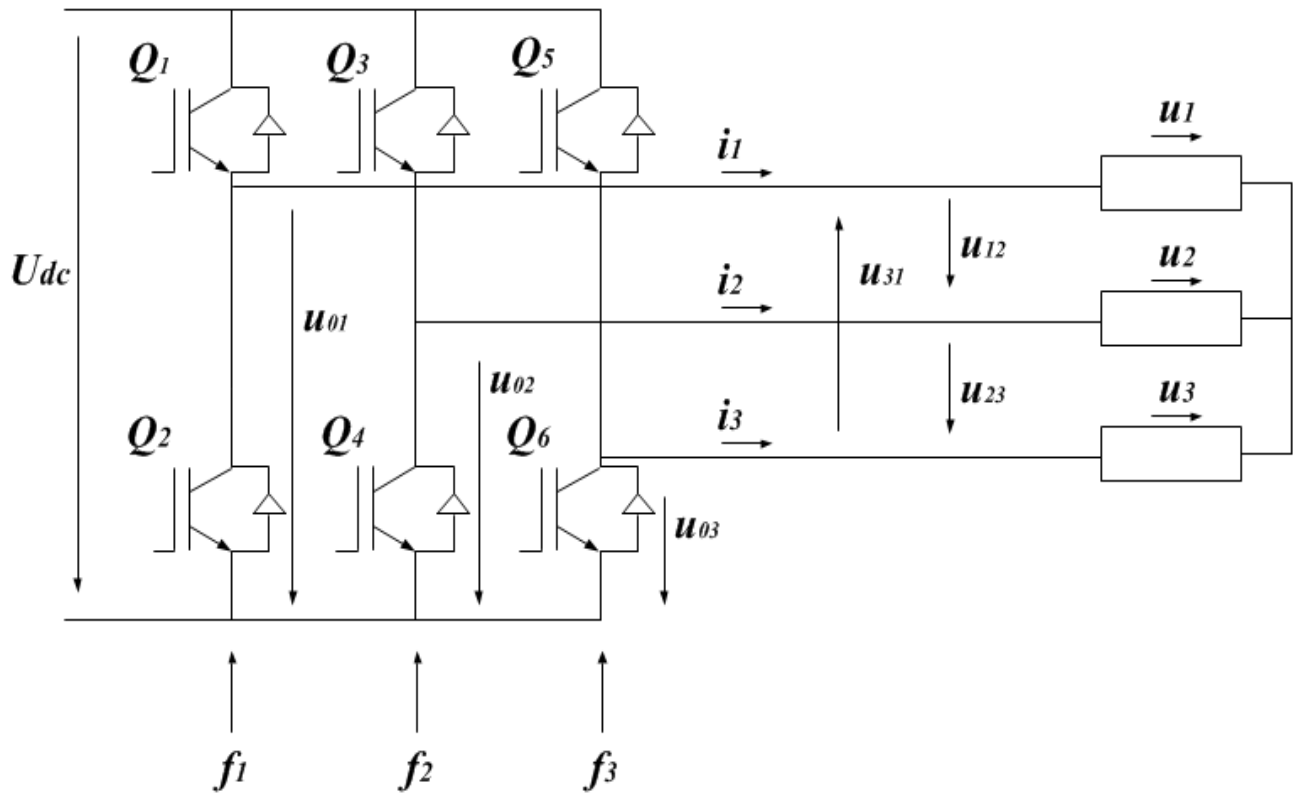


Figura 18 - Esquema do ondulador de tensão trifásico em ponte com carga.

O sistema de equações 3-1 descreve, as tensões compostas em função das tensões em cada um dos pontos médios dos braços do ondulator de tensão trifásico em ponte.

$$\begin{cases} u_{12} = u_{01} - u_{02} \\ u_{23} = u_{02} - u_{03} \\ u_{31} = u_{03} - u_{01} \end{cases} \quad 3-1$$

Considerando o sistema de sequência direto, e a Figura 18, obtém-se o sistema de equações das tensões compostas em função das tensões simples (3-2) :

$$\begin{cases} u_{12} = u_1 - u_2 \\ u_{23} = u_2 - u_3 \\ u_{31} = u_3 - u_1 \end{cases} \quad 3-2$$

A Figura 19, representa a estrela e o triângulo respectivamente das tensões simples e compostas para um sistema de sequência direto, descrevendo graficamente a equação 3-2 em valores instantâneos.

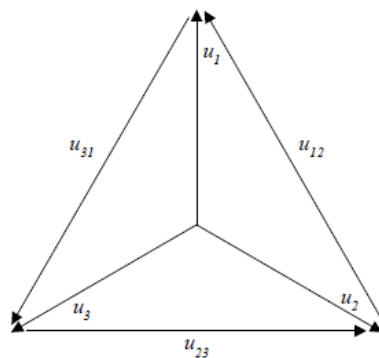


Figura 19 - Estrela e triângulo respectivamente de tensões simples e compostas para um sistema de sequência direto.

O sistema de tensões trifásico equilibrado da Figura 19, permite definir a equação 3-3, em valores instantâneos.

$$u_1 + u_2 + u_3 = 0 \quad 3-3$$

Partindo da equação 3-3 e, resolvendo a equação em ordem a cada uma das tensões simples, obtém-se o sistema de equações de cada tensão simples em função das outras duas (3-4):

$$\begin{cases} u_1 = -u_2 - u_3 \\ u_2 = -u_1 - u_3 \\ u_3 = -u_1 - u_2 \end{cases} \quad 3-4$$

Substituindo (2-11) em (3-2) obtêm-se as tensões compostas em função das funções de comando (3-5):

$$\begin{cases} u_{12} = U_{dc}(f_1 - f_2) \\ u_{23} = U_{dc}(f_2 - f_3) \\ u_{31} = U_{dc}(f_3 - f_1) \end{cases} \quad 3-5$$

Substituindo (3-4) em (3-2) e por manipulação matemática, obtém-se o sistema de equações das tensões simples em função das tensões compostas (3-6):

$$\begin{cases} u_1 = \frac{2}{3}u_{12} + \frac{1}{3}u_{23} \\ u_2 = \frac{2}{3}u_{23} + \frac{1}{3}u_{31} \\ u_3 = \frac{2}{3}u_{31} + \frac{1}{3}u_{12} \end{cases} \quad 3-6$$

Substituindo o sistema de equações (3-5) em 3-6, obtém-se o sistema de equações das tensões simples em função das funções de comando (3-7):

$$\begin{cases} u_1 = U_{dc} \left( \frac{2}{3} f_1 - \frac{1}{3} f_2 - \frac{1}{3} f_3 \right) \\ u_2 = U_{dc} \left( -\frac{1}{3} f_1 + \frac{2}{3} f_2 - \frac{1}{3} f_3 \right) \\ u_3 = U_{dc} \left( -\frac{1}{3} f_1 - \frac{1}{3} f_2 + \frac{2}{3} f_3 \right) \end{cases} \quad 3-7$$

### 3.2 Modelização da Máquina de Indução Trifásica

Na Figura 20, são representados os enrolamentos estatóricos e rotóricos com as autoinduições, indutâncias mútuas e resistências associadas a cada eixo. Estão assim, representados os enrolamentos por fase (em coordenadas reais *123* ou *abc*), em que os indicies *s* e *r* representam a grandeza do estator e rotor respetivamente.

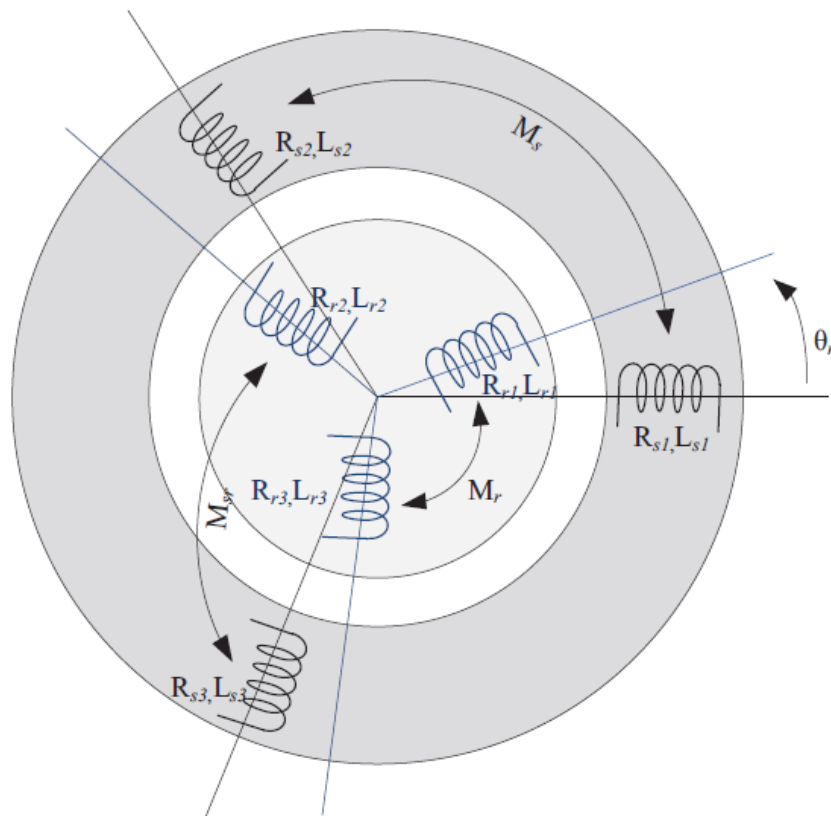


Figura 20 - Representação dos enrolamentos do estator e rotor por fase [8].

As características dos enrolamentos estatóricos e rotóricos, por simplificação, consideram-se iguais, ou seja, na resistência como descrito nas equações 3-8 e 3-11, no coeficiente de autoindução como descrito nas equações 3-9 e 3-12 e, na indução mútua como descrito nas equações 3-10 e 3-13. Entre os enrolamentos do estator e rotor, o coeficiente de indução mútua é afetado pelo ângulo ( $\theta$ ) dado pela posição do rotor relativamente ao estator como descrito na Tabela 5.

Assim para o estator, em coordenadas  $123$ , são tomadas as seguintes considerações (3-8), (3-9) e (3-10):

$$R_{s1} = R_{s2} = R_{s3} = R_s \quad 3-8$$

$$l_{s1} = l_{s2} = l_{s3} = l_s \quad 3-9$$

$$M_{s12} = M_{s23} = M_{s31} = M_{s21} = M_{s32} = M_{s13} = M_s \quad 3-10$$

Para o rotor relativo em coordenadas  $123$ , são tomadas as seguintes considerações (3-11), (3-12) e (3-13) :

$$R_{r1} = R_{r2} = R_{r3} = R_r \quad 3-11$$

$$l_{r1} = l_{r2} = l_{r3} = l_r \quad 3-12$$

$$M_{r12} = M_{r23} = M_{r31} = M_{r12} = M_{r23} = M_{r31} = M_r \quad 3-13$$

A Tabela 5, representa as induções mútuas estator/rotor relativo às coordenadas 123 ( $M_{sr}=M_{sr}$ ). Os índices  $r$  e  $s$ , representam as respectivas fases 1, 2 e 3.

Tabela 5 - Induções mútuas estator/rotor em coordenadas 123.

$M_{s_r}$	$r_1$	$r_2$	$r_3$
$s_1$	$M_{sr} \cos(\theta_r)$	$M_{sr} \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right)$	$M_{sr} \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right)$
$s_2$	$M_{sr} \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right)$	$M_{sr} \cos(\theta_r)$	$M_{sr} \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right)$
$s_3$	$M_{sr} \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right)$	$M_{sr} \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right)$	$M_{sr} \cos(\theta_r)$

O sistema com o modelo matemático da máquina assíncrona trifásica de rotor em curto-circuito apresentado no capítulo 2 na equação 2-3, pode ser escrito na forma matricial num sistema de equações, onde é representada a dinâmica da máquina (3-14).

$$\begin{cases} [u] = [R][i] + \frac{d}{dt}([\Psi]) \\ [\Psi] = [L][i] \end{cases} \quad 3-14$$

A matriz de cada grandeza, é decomposta pelos circuitos do rotor e estator associados aos índices  $r$  e  $s$  respetivamente e, descritos de acordo com as matrizes 3-15, 3-16, 3-17, 3-18 e 3-19.

$$[u] = \begin{bmatrix} [u_s] \\ [u_r] \end{bmatrix} \quad 3-15$$

$$[i] = \begin{bmatrix} [i_s] \\ [i_r] \end{bmatrix} \quad 3-16$$

$$[R] = \begin{bmatrix} [R_s] & 0 \\ 0 & [R_r] \end{bmatrix} \quad 3-17$$

$$[L] = \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [L_{sr}] \\ [L_{rs}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \quad 3-18$$

$$[\Psi] = \begin{bmatrix} [\Psi_s] \\ [\Psi_r] \end{bmatrix} \quad 3-19$$

Fazendo as respectivas substituições, 3-15 a 3-19, no sistema equações em 3-14, é obtido o sistema matricial na forma de 3-20.

$$\begin{cases} [u_s] = [R_s][i_s] + \frac{d}{dt}([L_{ss}][i_s] + [L_{sr}][i_r]) \\ [u_r] = [R_r][i_r] + \frac{d}{dt}([L_{rr}][i_r] + [L_{rs}][i_s]) \end{cases} \quad 3-20$$

Cada grandeza do circuito rotórico e estatórico está associada aos três enrolamentos de cada um. Estas grandezas são designadas genericamente por  $x_{s1}$ ;  $x_{s2}$ ;  $x_{s3}$  e  $x_{r1}$ ;  $x_{r2}$ ;  $x_{r3}$ .

Assim, para as tensões do estator e do rotor a representação é descrita pelas matrizes 3-21 e 3-22.

$$[u_s] = \begin{bmatrix} u_{s1} \\ u_{s2} \\ u_{s3} \end{bmatrix} \quad 3-21$$

$$[u_r] = \begin{bmatrix} u_{r1} \\ u_{r2} \\ u_{r3} \end{bmatrix} \quad 3-22$$

A representação das correntes do estator e do rotor é descrita pelas matrizes 3-23 e 3-24.

$$[i_s] = \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{s3} \end{bmatrix} \quad 3-23$$

$$[i_r] = \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \\ i_{r3} \end{bmatrix} \quad 3-24$$

A representação das resistências dos enrolamentos do estator e do rotor é descrita pelas matrizes 3-25 e 3-26.

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad 3-25$$

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad 3-26$$

Os coeficientes de auto-indução e indução mútua são descritos pelas matrizes 3-27 e 3-28.

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & -M_s & -M_s \\ -M_s & l_s & -M_s \\ -M_s & -M_s & l_s \end{bmatrix} \quad 3-27$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & -M_r & -M_r \\ -M_r & l_r & -M_r \\ -M_r & -M_r & l_r \end{bmatrix} \quad 3-28$$

A indução mútua entre os enrolamentos estatóricos e rotóricos é descrita pela matriz 3-29.

$$[L_{sr}] = \begin{bmatrix} M_{sr} \cos \theta_r & M_{sr} \cos \left( \theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) & M_{sr} \cos \left( \theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) \\ M_{sr} \cos \left( \theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & M_{sr} \cos \theta_r & M_{sr} \cos \left( \theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) \\ M_{sr} \cos \left( \theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) & M_{sr} \cos \left( \theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & M_{sr} \cos \theta_r \end{bmatrix} \quad 3-29$$

A indução mútua entre os enrolamentos rotóricos e estáticos é descrita pela matriz 3-40.

$$[L_{rs}] = [L_{sr}]^T \quad 3-30$$

Com a anterior descrição das matrizes feita é possível apresentar o sistema 3-20 na forma (3-31):

$$\begin{cases} [u_s] = [R_s][i_s] + \frac{d}{dt} \{ [L_{ss}][i_s] + [L_{sr}][i_r] \} \\ [u_r] = [R_r][i_r] + \frac{d}{dt} \{ [L_{rr}][i_r] + [L_{rs}][i_s] \} \end{cases} \quad 3-31$$

Partindo do sistema 3-31 e, calculando as derivadas em ordem ao tempo, é obtido o sistema de equações 3-32.

$$\begin{cases} [u_s] = [R_s][i_s] + [L_{ss}] \frac{d}{dt} \{ [i_s] \} + \frac{\partial}{\partial \theta_r} \{ [L_{sr}] \} [i_r] \frac{d\theta_r}{dt} + [L_{sr}] \frac{d}{dt} \{ [i_r] \} \\ [u_r] = [R_r][i_r] + [L_{rr}] \frac{d}{dt} \{ [i_r] \} + \frac{\partial}{\partial \theta_r} \{ [L_{rs}] \} [i_s] \frac{d\theta_r}{dt} + [L_{rs}] \frac{d}{dt} \{ [i_s] \} \end{cases} \quad 3-32$$

A equação mecânica é obtida pela equação 3-33. O momento de inércia é representado por  $J$ , o binário eletromagnético por  $T_e$  e o binário de carga por  $T_C$ .

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = T_e - T_C \Leftrightarrow J \frac{d^2\theta_r}{dt^2} = T_e - T_C \quad 3-33$$

Por definição o binário eletromagnético ( $T_e$ ) é obtido pela equação 3-34.

$$T_e = \frac{\partial W_c}{\partial \theta_r} \quad 3-34$$

Pressupondo a linearidade magnética (energia magnética=co energia magnética), a energia magnética depende assim das correntes e fluxo da máquina ( $[\Psi]$ ). A energia magnética é assim obtida pela equação 3-35.

$$W_c = \frac{1}{2} [i]^T [\Psi] \quad 3-35$$

Substituindo 3-35 em 3-34, o binário eletromagnético desenvolvido pela máquina e que irá ser aplicado à carga é descrito pela equação 3-36.

$$T_e = \frac{1}{2} [i]^T \frac{\partial}{\partial \theta_r} [\Psi] \quad 3-36$$

### 3.3 Modelização com Transformação de Referencial

De forma a simplificar o modelo matemático da máquina e conseqüentemente a carga computacional em simulação numérica, o sistema apresentado anteriormente obtido pode ser simplificado, com a transformação de referenciais. Inicialmente, os três circuitos estatóricos e rotóricos podem substituídos por apenas dois circuitos equivalentes, numa segunda fase, estes mesmos enrolamentos rotóricos girantes são transformados em 'pseudo-estacionários', mantendo os estatóricos fixos como descrito no capítulo 9.

Modelos matemáticos fazem a substituição do modelo real da máquina por uma máquina equivalente (transformada) com equações mais fáceis de manipular.

Estas transformações permitem a substituição do modelo real da máquina assíncrona trifásica por uma máquina equivalente (transformada) com equações mais fáceis de manipular e interpretar.

Esta substituição de modelos habitualmente apresenta-se na forma matricial obtendo-se por manipulação matemática e análise física da máquina. Para isso são necessárias duas transformações.

A transformação de Clarke (do referencial inicial  $abc$  para o referencial  $\alpha\beta\gamma$ ) e Park (do referencial  $\alpha\beta\gamma$  para o referencial  $dq0$ ). As transformações encontram-se descritas no ANEXO I. As transformadas inversas também são válidas, ou seja, a transformação do referencial  $\alpha\beta\gamma$  para o referencial  $abc$ , e do referencial  $dq0$  para o referencial  $\alpha\beta\gamma$  respetivamente.

### 3.3.1 Transformação do Modelo de um Referencial $123$ para um Referencial $\alpha\beta\gamma$

Nesta secção, são descritas as equações para transformação de variáveis de um referencial  $123$  para um referencial  $\alpha\beta\gamma$ . Neste caso, para efeitos de modelação numérica, as variáveis a transformar foram as tensões de saída do conversor (ondulador de tensão trifásico em ponte). A coordenada  $\gamma$  é a componente homopolar, devendo assim, assumir o valor nulo (admite-se que as tensões de saída do ondulador de tensão trifásico em ponte formam um sistema trifásico equilibrado sem harmónicas). Por isso, o referencial  $\alpha\beta\gamma$ , sem a componente homopolar poder-se-á designar como referencial  $\alpha\beta$ . Generalizando para a grandeza “ $x$ ”, a transformação das grandezas do referencial  $123$  para  $\alpha\beta\gamma$  é obtido com as equações 3-37, 3-38 e 3-39.

$$x_{\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left( x_1 - \frac{1}{2}x_2 - \frac{1}{2}x_3 \right) \quad 3-37$$

$$x_{\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left( \frac{\sqrt{3}}{2}x_2 - \frac{\sqrt{3}}{2}x_3 \right) \quad 3-38$$

$$x_{\gamma} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left( \frac{1}{\sqrt{2}}x_1 + \frac{1}{\sqrt{2}}x_2 + \frac{1}{\sqrt{2}}x_3 \right) \quad 3-39$$

A transformação inversa do referencial  $\alpha\beta\gamma$  para  $123$ , também é válida. São assim, apresentadas as equações 3-40, 3-41 e 3-42 que transformam as variáveis “ $x$ ” de um referencial  $\alpha\beta\gamma$  para um referencial  $123$ .

$$x_1 = \sqrt{\frac{2}{3}} \left( x_{\alpha} + \frac{1}{\sqrt{2}}x_{\beta} \right) \quad 3-40$$

$$x_2 = \sqrt{\frac{2}{3}} \left( -\frac{1}{2}x_{\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2}x_{\beta} + \frac{1}{\sqrt{2}}x_{\gamma} \right) \quad 3-41$$

$$x_3 = \sqrt{\frac{2}{3}} \left( -\frac{1}{2}x_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2}x_\beta + \frac{1}{\sqrt{2}}x_\gamma \right) \quad 3-42$$

### 3.3.2 Transformação do Modelo do Referencial $\alpha\beta\gamma$ para o Referencial $dq0$

Nesta secção, são apresentadas as equações para transformação de variáveis de um referencial  $\alpha\beta\gamma$  para um referencial  $dq0$ . A coordenada "0" é a componente homopolar, devendo assim, assumir o valor nulo. Neste caso o referencial  $dq0$ , também poder-se-á denominar como referencial  $dq$ . Generalizando para a grandeza "x", a transformação das grandezas do referencial  $\alpha\beta\gamma$  para  $dq0$  é obtido com as equações 3-43, 3-44 e 3-45.

$$x_d = \cos(\theta)x_\alpha + \sin(\theta)x_\beta + x_\gamma \quad 3-43$$

$$x_q = \cos(\theta)x_\beta - \sin(\theta)x_\alpha + x_\gamma \quad 3-44$$

$$x_0 = x_\gamma \quad 3-45$$

A transformação inversa do referencial  $dq0$  para  $\alpha\beta\gamma$  é descrita pelas equações 3-46, 3-47 e 3-48, que transformam as variáveis "x" de um referencial  $dq0$  para um referencial  $\alpha\beta\gamma$ .

$$x_\alpha = \cos(\theta)x_d - \sin(\theta)x_q \quad 3-46$$

$$x_\beta = \cos(\theta)x_q + \sin(\theta)x_d \quad 3-47$$

$$x_\gamma = x_0 \quad 3-48$$

### 3.3.3 Modelização num Referencial Genérico $dq$

Com as variáveis da saída do conversor (ondulador de tensão trifásico em ponte) no referencial  $dq$ , o modelo da máquina assíncrona trifásica também irá estar no mesmo referencial. Assim, a modelação da máquina assíncrona trifásica num referencial genérico  $dq$  com velocidade  $\omega_r$  e com  $u_{rd} = u_{rq}$  (rotor em curto-circuito) as equações da máquina assíncrona trifásica obtidas em 3.2 e, por desenvolvimento e simplificação matemática tomam a forma do sistema de equações apresentado em 3-49.

$$\begin{cases} u_{sd} = R_s i_{sd} - \omega_r \Psi_{sq} + \frac{d}{dt} \Psi_{sd} \\ u_{sq} = R_s i_{sq} - \omega_r \Psi_{sd} + \frac{d}{dt} \Psi_{sq} \\ 0 = R_r i_{rd} - (\omega_r - \omega) \Psi_{rq} + \frac{d}{dt} \Psi_{rd} \\ 0 = R_r i_{rq} + (\omega_r - \omega) \Psi_{rd} + \frac{d}{dt} \Psi_{rq} \end{cases} \quad 3-49$$

Em que as variáveis de fluxo do estator e rotor são descritas respetivamente pelas equações 3-50, 3-51, 3-52 e 3-53.

$$\Psi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \quad 3-50$$

$$\Psi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \quad 3-51$$

$$\Psi_{rd} = L_r i_{rd} + M i_{sd} \quad 3-52$$

$$\Psi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq} \quad 3-53$$

De forma a simplificar o modelo matemático adotam-se as seguintes equivalências 3-54, 3-55 e 3-56.

$$L_{s\alpha} = L_{s\beta} = L_s \quad 3-54$$

$$L_{r\alpha} = L_{r\beta} = L_r \quad 3-55$$

$$M = \frac{3}{2} M_{sr} \quad 3-56$$

Substituindo 3-54, 3-55, 3-56 em 3-49 , as equações da máquina assíncrona trifásica na forma mais simplificada são obtidas por 3-57.

$$\left\{ \begin{array}{l} u_{sd} = R_s i_{sD} + L_s \frac{d}{dt} i_{sD} - \omega L_s i_{sQ} - \omega M i_{rQ} + M \frac{d}{dt} i_{rD} \\ u_{sQ} = R_s i_{sQ} + L_s \frac{d}{dt} i_{sQ} - \omega L_s i_{sD} + \omega M i_{sD} + M \frac{d}{dt} i_{rQ} \\ 0 = R_r i_{rd} + L_r \frac{d}{dt} i_{rd} - (\omega_r - \omega) L_r i_{rq} - (\omega_r - \omega) M i_{sq} + M \frac{d}{dt} i_{sd} \\ 0 = R_r i_{rq} + L_r \frac{d}{dt} i_{rq} + (\omega_r - \omega) L_r i_{rd} + (\omega_r - \omega) M i_{sd} + M \frac{d}{dt} i_{sq} \end{array} \right. \quad 3-57$$

Por desenvolvimento e simplificação matemática de 3-36, o binário eletromagnético é obtido pela equação 3-58.

$$T_e = M(i_{sq} i_{rd} + i_{sd} i_{rq}) \quad 3-58$$

Considerando como variáveis de estado do modelo matemático da máquina assíncrona trifásica as correntes estatóricas e rotóricas ( $i_{rd}; i_{rq}; i_{sd}; i_{sq}$ ) e, para efeitos de simplificação, são incluídas duas constantes de tempo, estatórica  $\tau_s$  e rotórica  $\tau_r$ , e, um fator de dispersão  $\sigma$ , como equações 3-59, 3-60 e 3-61.

$$\tau_s = \frac{L_s}{R_s} \quad 3-59$$

$$\tau_r = \frac{L_r}{R_r} \quad 3-60$$

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} \Leftrightarrow \sigma = \frac{L_s L_r - M^2}{L_s L_r} \quad 3-61$$

### 3.3.3.1 Modelo da máquina assíncrona no referencial $dq$ fixo ao vetor de tensão no estator

A representação dinâmica do modelo da máquina assíncrona trifásica, foi apresentada na secção 3.3.3, num referencial  $dq$  genérico. No entanto, outras representações com outras variáveis de estado elétricas e referenciais diferentes podem ser consideradas dependendo da especificidade e objetivo da aplicação.

Com vista ao estudo e simulação numérica do comportamento em regime dinâmico e estacionário da máquina assíncrona trifásica com frequência fixa  $\omega_s$ , foi feita uma particularização do referencial  $dq$ , com este fixo ao vetor de tensão do estator, adotando o modelo com as variáveis de estado  $\psi_s$  e  $i_s$ . Assim, o comportamento dinâmico rege-se pelas seguintes equações 3-62, 3-63, 3-64, 3-65, 3-66, 3-67 e 3-68.

$$T_e = n_{pp}(i_{sq}\Psi_{sd} - i_{sd}\Psi_{sq}) \quad 3-62$$

$$\omega_r = n_{pp}\omega_m \quad 3-63$$

$$\frac{d}{dt}i_{sd} = \frac{1}{\sigma L_s}u_{sd} - \left(\frac{1}{\sigma\tau_s} + \frac{1}{\sigma\tau_r}\right)i_{sd} + (\omega_s - \omega_r)i_{sq} + \frac{1}{\sigma\tau_r L_s}\Psi_{sd} + \frac{1}{\sigma L_s}\omega_r\Psi_{sq} \quad 3-64$$

$$\frac{d}{dt}i_{sq} = \frac{1}{\sigma L_s}u_{sq} - \left(\frac{1}{\sigma\tau_s} + \frac{1}{\sigma\tau_r}\right)i_{sq} - (\omega_s - \omega_r)i_{sd} + \frac{1}{\sigma\tau_r L_s}\Psi_{sq} - \frac{1}{\sigma L_s}\omega_r\Psi_{sd} \quad 3-65$$

$$\frac{d\Psi_{sq}}{dt} = u_{sq} - R_s i_{sq} - \omega_s \Psi_{sd} \quad 3-66$$

$$\frac{d\Psi_{sd}}{dt} = u_{sd} - R_s i_{sq} - \omega_s \Psi_{sq} \quad 3-67$$

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{J}(T_e - T_c) \quad 3-68$$



## 4 Simulação Numérica

### 4.1 Construção do Algoritmo

A construção do algoritmo para simulação numérica foi executada na plataforma LabVIEW versão 2013. Todo o programa foi desenvolvido num mesmo ciclo de execução (\*.VI), no entanto seccionado nos seguintes módulos: geração PWM; geração tensão saída ondulator de tensão trifásico em ponte; transformação de referenciais e modelação da máquina assíncrona trifásica de rotor em curto-circuito. A simulação (execução do algoritmo), teve como parametrização a duração do ciclo de simulação de 1,6 s, velocidade processamento de 1 kHz e método de resolução do algoritmo (solver) o Runge-Kutta 23.

A Figura 21, exemplifica o esquema de blocos para implementação dos algoritmos para a simulação numérica.

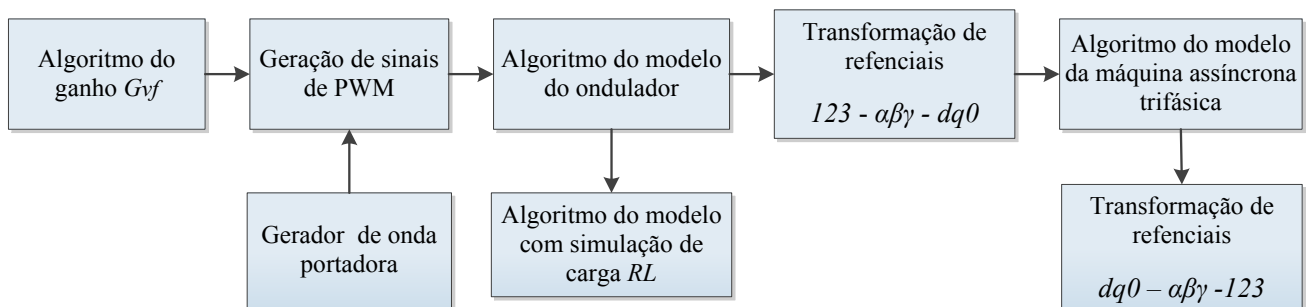


Figura 21 - Esquema de blocos para implemetação dos algoritmos para simulação numérica.

A Figura 21, exemplifica o método utilizado para implementar os algoritmos utilizados na simulação numérica. Inicialmente foi construído o bloco “Algoritmo do ganho  $G_{vf}$ ” que implementa o algoritmo descrito no parágrafo 4.1.1.1. O bloco “Geração de sinais de PWM”, implementa o algoritmo descrito no parágrafo 4.1.1.2. De forma a construir o sinal da portadora foi implementado o bloco “Gerador de onda portadora”, descrito pelo algoritmo implementado no parágrafo 4.1.1.3. Seguidamente, o bloco “Algoritmo do modelo do ondulator” implementa o algoritmo descrito no parágrafo 4.1.2. O bloco “Algoritmo do modelo com simulação de carga  $RL$ ” foi implementado de forma a fazer uma primeira simulação com a carga  $RL$ , sendo este

descrito pelo algoritmo do parágrafo 4.1.3. O bloco “Transformação de referenciais  $123 - \alpha\beta\gamma - dq0$ ”, implementa os algoritmos descritos nos parágrafos 4.1.4.1 e 4.1.4.3. O bloco “Algoritmo da máquina assíncrona trifásica” implementa os algoritmos descritos nos parágrafos 4.1.5.4, 4.1.5.5, 4.1.5.6, 4.1.5.7. O bloco “Transformação de referenciais  $dq0 - \alpha\beta\gamma - 123$ ” implementa o algoritmo descrito nos parágrafos em 4.1.6.1 e 4.1.6.2.

## 4.1.1 Geração dos Sinais de comando PWM

### 4.1.1.1 Implementação do algoritmo para obtenção da relação $G_{vf}$

Na Figura 22, é apresentada a implementação do algoritmo para a obtenção da relação  $G_{vf}$  descrita em 2.6.3 e, obtida pela equação 2-17.

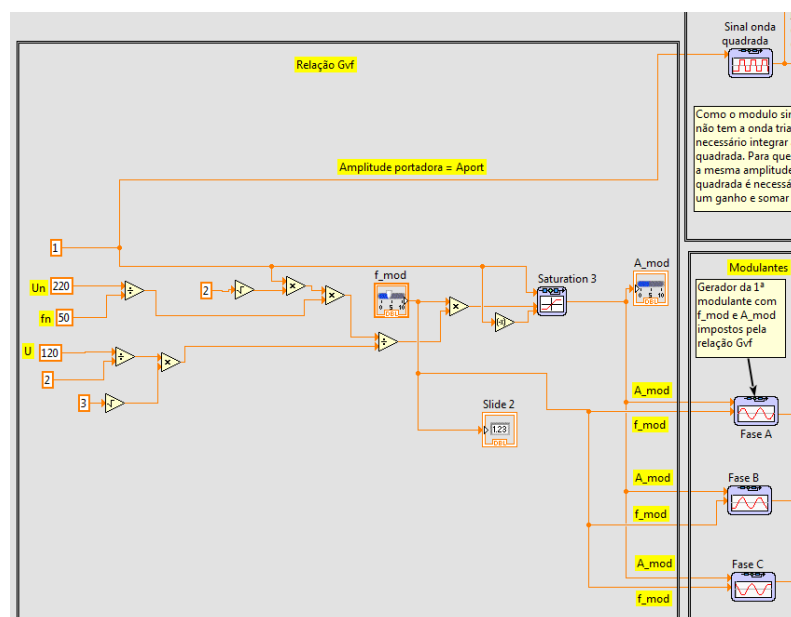


Figura 22 - Implementação relação  $G_{vf}$ .

Com a relação  $G_{vf}$  obtida pela equação 2-17, a implementação do algoritmo consiste na aplicação da equação 2-16, em que é gerada a amplitude ( $A_{mod}$ ) e frequência ( $f_{mod}$ ) das modulantes. As constantes utilizadas foram como  $U_n = 220$  V,  $f_n = 50$  Hz,  $U = U_{dc} = 120$  V e  $A_{port} = 1$  V.

### 4.1.1.2 Implementação do algoritmo para obtenção dos sinais de PWM

Na Figura 23, é apresentada a implementação do algoritmo para a obtenção dos sinais de PWM (geração das funções de comando  $f_1$ ,  $f_2$  e  $f_3$ ). Para a obtenção dos sinais PWM, é utilizado o método descrito em 2.6.2, em que consiste na comparação de três ondas modulantes (sinusoidais) com uma outra portadora (triangular). Com isto, é necessário gerar três ondas modulantes e compará-las com a onda triangular (portadora). Este método é feito para cada braço obtendo o sinal de comando para cada um dos 6 semicondutores do ondulador trifásico de tensão em ponte. Para esta comparação e em cada instante, cada sinal da modulante é subtraído ao sinal da portadora (solução de utilizar a subtração (“resultado”) entre a cada umas das modulantes e a portadora como entrada de um comparador), sendo este testado devolvendo um resultado lógico (“0” ou “1”), representado no sistema da equação 4-1.

$$\begin{cases} \text{se resultado} > 0 \Rightarrow \text{saida} = 1 \\ \text{se resultado} \leq 0 \Rightarrow \text{saida} = 0 \end{cases} \quad 4-1$$

Após, aplicada a equação 4-1, é obtido o sinal PWM para cada dispositivo semiconductor de potência. Para obter o seu complementar este sinal é negado. Na Figura 23, os sinais assinalados  $Q_1$  e  $Q_2$  (Figura 18) respetivamente.

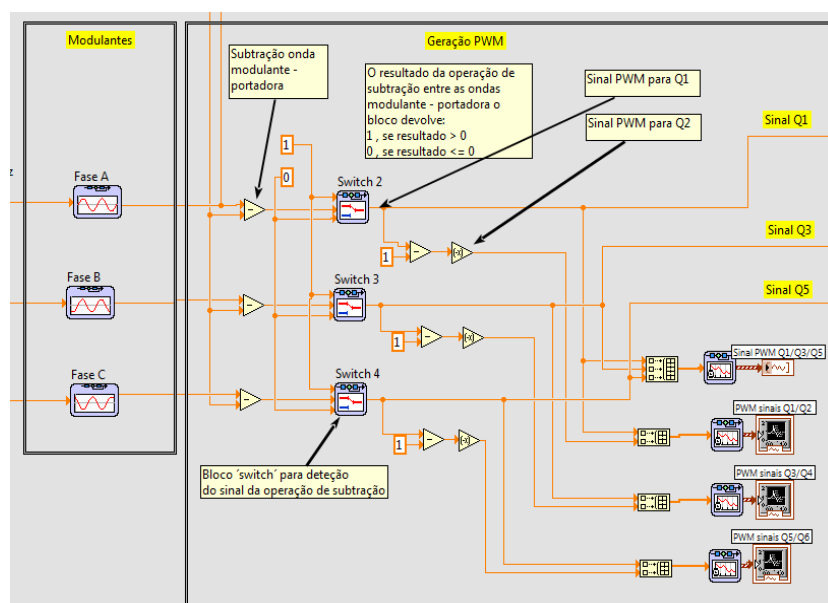


Figura 23 - Implementação da geração dos sinais PWM.

Neste bloco são obtidos os sinais de PWM para os semicondutores  $Q_1$ ,  $Q_3$  e  $Q_5$  (Figura 23) e seus complementares  $Q_2$ ,  $Q_4$  e  $Q_6$ . Para a simulação e cálculos seguintes, não são necessários os sinais complementares  $Q_2$ ,  $Q_4$  e  $Q_6$ . Admite-se um modelo ideal para o ondulator de tensão trifásico em ponte e com utilização das funções de comando  $f_1$ ,  $f_2$  e  $f_3$ .

Na Figura 24, é apresentada a aplicação dos sinais gerados de PWM á ponte de semicondutores de potência (ondulador de tensão trifásico em ponte).

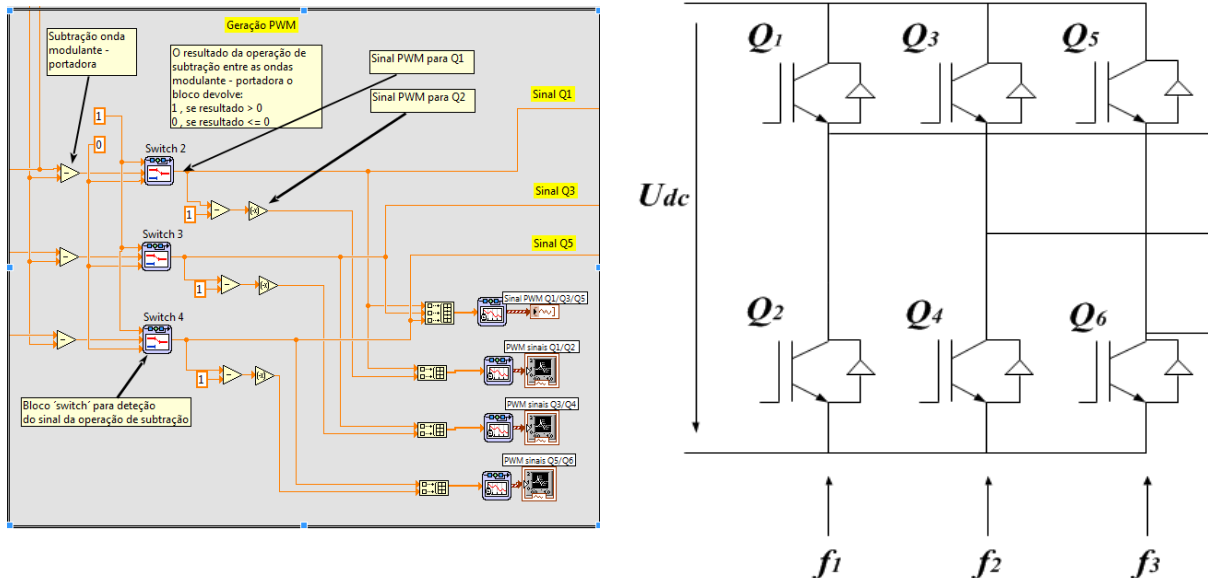


Figura 24 - Interligação dos sinais PWM  $Q_1$ ,  $Q_3$ ,  $Q_5$  com funções  $f_1$ ,  $f_2$  e  $f_3$ .

A Figura 24, representa a aplicação dos sinais gerados de PWM  $Q_1$ ,  $Q_3$  e  $Q_5$  á ponte de semicondutores (ondulador de tensão trifásico) e os seus complementares  $Q_2$ ,  $Q_4$  e  $Q_6$ , que definem as funções  $f_1$ ,  $f_2$  e  $f_3$ , para disparo dos semicondutores de potência.

### 4.1.1.3 Gerador de onda triangular/portadora

Como foi abordado no capítulo 2.6.2, é necessário comparar a onda triangular com as três ondas sinusoidais (modulantes).

A geração da onda triangular, é feita através de manipulação matemática (integração de uma onda quadrada), dado a inexistência de um gerador já implementado no software (biblioteca do LabVIEW). Para isto é utilizado um gerador de onda quadrada (existente na biblioteca do LabVIEW), sendo este sinal integrado (para obter a onda triangular). A frequência ( $f_{port}$ ) é parametrizada na onda quadrada inicial com uma frequência de 1 kHz. É necessário adicionar um ganho de 4000 e somar o valor de 1 (este valor depende do valor de  $A_{port}$ ) após a integração da onda quadrada, para obter a resultante na mesma amplitude (Figura 25) pretendida.  $A_{port}$  é implementada pela aplicação da secção do algoritmo descrito na Figura 22 e, identificada por “ $A_{port}$ ”.

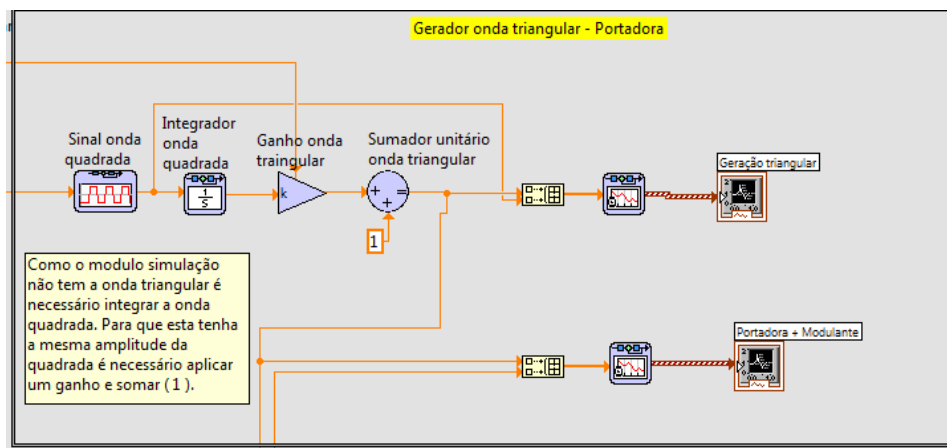


Figura 25 - Geração da onda triangular e modulante.

A Figura 25 representa um pormenor do algoritmo para a implementação da onda triangular e também a forma de obtenção da resultante entre a comparação da onda portadora e as três modulantes.

A Figura 26, representa o sinal de uma das três modulantes (implementadas na Figura 23) e o sinal da portadora. A geração da onda modulante é feita com a aplicação de um gerador de sinal já implementado no software (biblioteca do LabVIEW), apenas sendo necessário a parametrização de cada onda, neste caso concreto,  $A_{mod}$  e  $f_{mod}$  são comuns, variando o desfasamento entre elas de  $0^\circ$ ,  $120^\circ$  e  $240^\circ$  respectivamente.

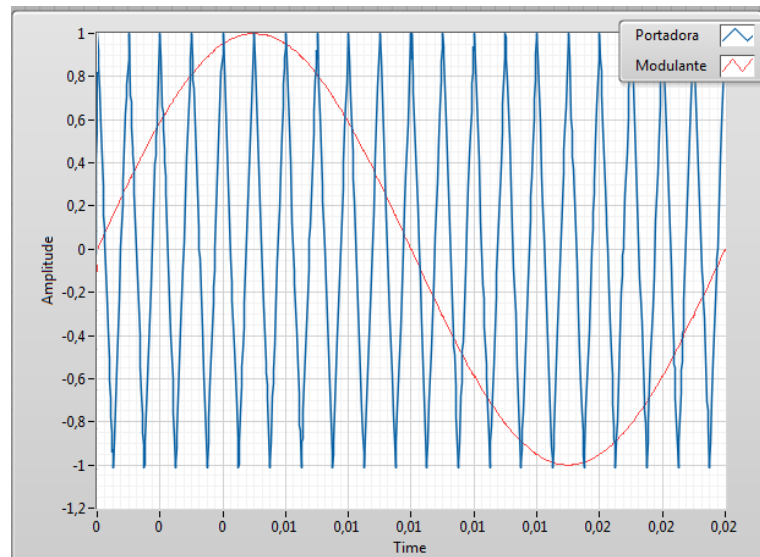


Figura 26 - Exemplo com a evolução temporal da onda portadora (onda triangular) e uma modulante (onda sinusoidal).

A frequência selecionada para o sinal da portadora foi 1 kHz e, para a modulante de 50 Hz. No entanto, estas frequências poderão ser alteradas de acordo com a simulação pretendida.

#### 4.1.1.4 Gerador de sinais de comando PWM

A Figura 27, representa o sinal gerado de PWM para os 3 semicondutores  $Q_1$ ,  $Q_3$ ,  $Q_5$  (de acordo com a Figura 24).

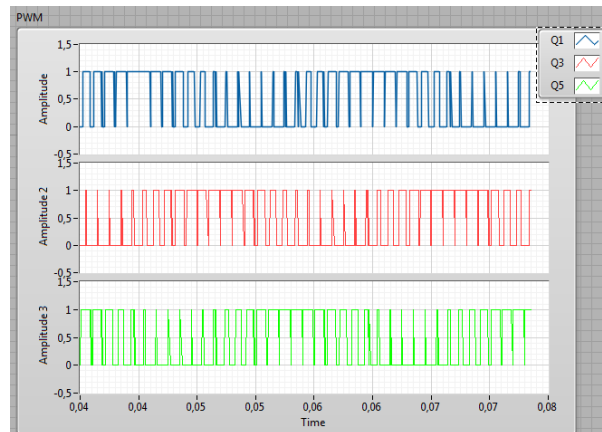


Figura 27 - Sinais de comando PWM  $Q_1$ ,  $Q_3$ ,  $Q_5$ .

Os sinais gerados para os restantes 3 semicondutores  $Q_2$ ,  $Q_4$  e  $Q_6$  (de acordo com a Figura 24), são os sinais complementares dos sinais gerados para os semicondutores  $Q_1$ ,  $Q_3$  e  $Q_5$  respectivamente. Estes sinais são obtidos pelo algoritmo da Figura 24, identificados por sinal  $Q_1$ , sinal  $Q_3$  e sinal  $Q_5$ .

### 4.1.2 Geração da Tensão de Saída do Ondulador de Tensão Trifásico

Na Figura 28, está representado o bloco de geração das tensões simples de saída do ondulator de tensão trifásico em ponte, onde é aplicada o sistema de equações 3-7. Estas equações, têm como resultado a obtenção das tensões simples  $u_1$ ,  $u_2$  e  $u_3$  em função das funções de comando  $f_1$ ,  $f_2$  e  $f_3$  e da tensão  $U_{dc}$ . A tensão  $U_{dc}$  é a tensão contínua resultado da retificação das tensões da rede (secção 2.6.1).

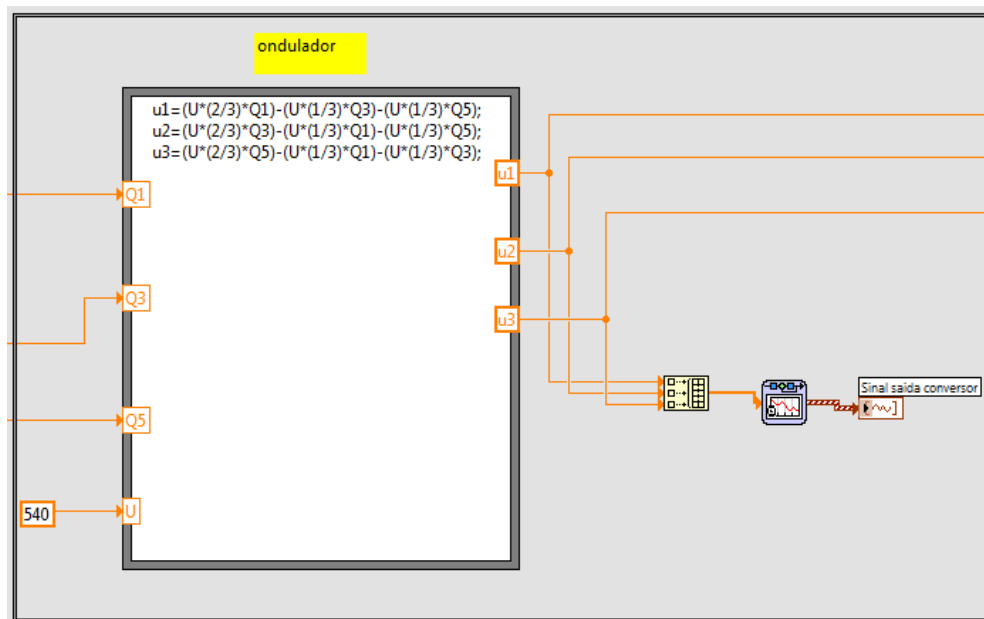


Figura 28 - Geração de tensões simples, de saída do ondulator de tensão trifásico.

As tensões simples  $u_1$ ,  $u_2$  e  $u_3$  são obtidas na saída do ondulador de tensão trifásico em ponte como representa a Figura 29.

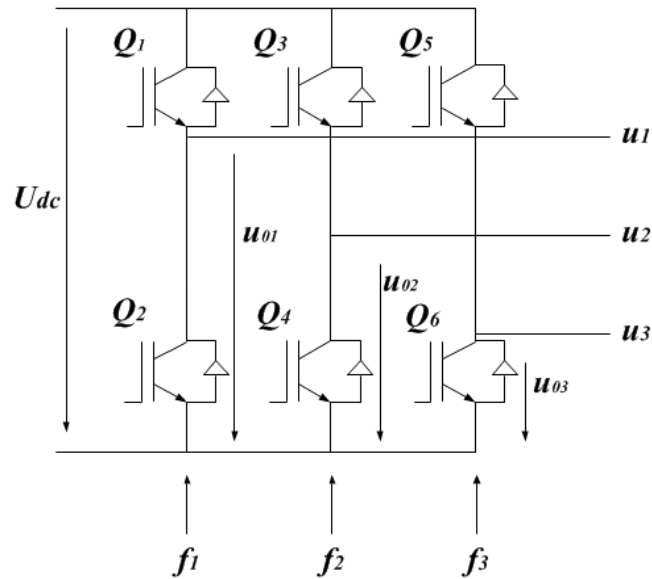


Figura 29 - Ponto medição dos sinais  $u_1$ ,  $u_2$  e  $u_3$  de saída do ondulador de tensão trifásico.

No algoritmo descrito na Figura 28,  $U=U_{dc}$ . A tensão  $U_{dc}$  assume o valor de 540 V, pois é resultado da tensão obtida com a retificação de um retificador trifásico em ponte não controlado com tensões simples de entrada de 220 V, no entanto este, não é relevante para validação da simulação.

#### 4.1.2.1 Sinais de tensão na saída do ondulator de tensão trifásico no referencial de coordenadas $123$

A Figura 30, representa os sinais  $u_1$ ,  $u_2$  e  $u_3$  na saída do ondulator de tensão trifásico em ponte.

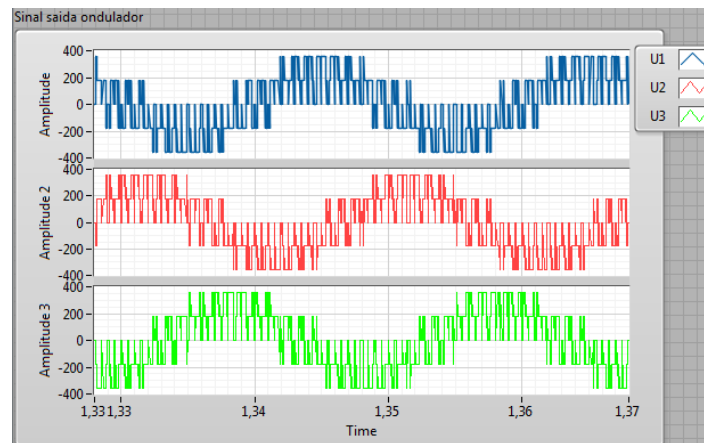


Figura 30 - Tensões simples  $u_1$ ,  $u_2$  e  $u_3$ , de saída do ondulator de tensão trifásico em ponte.

As tensões  $u_1$ ,  $u_2$  e  $u_3$ , variam de forma discreta entre  $-\frac{2}{3}U_{dc}$  e  $\frac{2}{3}U_{dc}$ . Estas tensões são obtidas com o algoritmo implementado na secção 4.1.2 (Figura 28).

### 4.1.3 Simulação com Carga $RL$

Numa primeira abordagem para validação e de forma a simplificar a simulação, foi utilizado em substituição ao modelo da máquina assíncrona trifásica uma carga  $RL$  (resistência em série com indutância), como exemplificado na Figura 31, em que  $u_1$ ,  $u_2$  e  $u_3$  são as tensões de saída do ondulator de tensão trifásico e,  $i_1$ ,  $i_2$  e  $i_3$ , as correntes nas respectivas cargas.

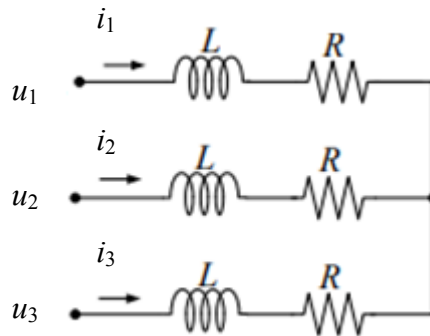


Figura 31 - circuito  $RL$ .

Para esta simulação a resistência  $R$  tem o valor de  $10 \Omega$  e a indutância  $L$  de  $250 \text{ mH}$ . Com base na Figura 31, foi utilizada a equação 4-2, que descreve a dinâmica das correntes obtidas em cada fase.

$$\begin{cases} u_1 = Ri_1 + L \frac{di_1}{dt} \\ u_2 = Ri_2 + L \frac{di_2}{dt} \\ u_3 = Ri_3 + L \frac{di_3}{dt} \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} \frac{di_1}{dt} = \frac{1}{L}(u_1 - Ri_1) \\ \frac{di_2}{dt} = \frac{1}{L}(u_2 - Ri_2) \\ \frac{di_3}{dt} = \frac{1}{L}(u_3 - Ri_3) \end{cases} \quad 4-2$$

Na Figura 32, está representado o algoritmo utilizado para a simulação numérica com a carga  $RL$ , implementando, para isto, o circuito da Figura 31, com a equação 4-2.

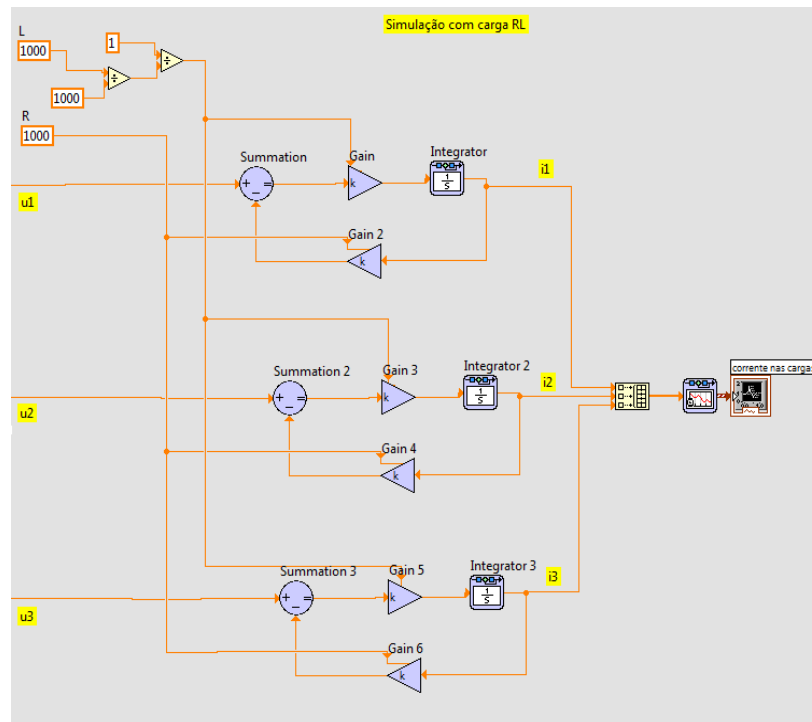


Figura 32 - Simulação com carga  $RL$ .

O sinal resultante do ganho do erro (sinal da tensão de saída correspondente do ondulator de tensão trifásico, subtraído da retroação do sinal de saída em corrente) é integrado e multiplicado de um ganho (valor de  $R$ ), para a obtenção da corrente na carga. Ao erro obtido é multiplicado um ganho, que resulta do valor inverso da indutância ( $1/L$ ). Este ganho é integrado obtendo-se o sinal em corrente na carga. No entanto, a este sinal de saída, é aplicado um ganho, resultado da resistência  $R$ , do circuito, sendo utilizado este como retroação, sendo subtraído ao sinal da entrada.

### 4.1.3.1 Correntes nas cargas $RL$

Na Figura 33, são representadas as evoluções temporais em regime permanente das correntes  $i_1$ ,  $i_2$  e  $i_3$  (correntes em cada fase da carga  $RL$ ). Estas correntes correspondem às representadas na Figura 31.

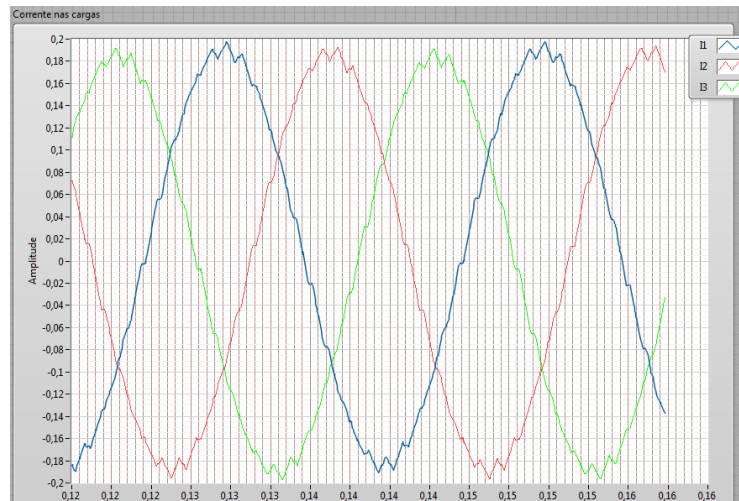


Figura 33 - Evoluções temporais em regime permanente das correntes  $i_1$ ,  $i_2$ ,  $i_3$ , nas cargas  $RL$ .

O resultado da evolução temporal das correntes  $i_1$ ,  $i_2$  e  $i_3$  seguem o esperado. São mostradas as três correntes por fase, desfasadas  $120^\circ$  entre si, resultado da geração do sinal das modulantes impostos em 4.1.1.3. O fato destas correntes não serem sinusoides perfeitas (apresentam distorção harmônica), deve-se à influência da comutação dos semicondutores de potência do ondulator de tensão trifásico em ponte. Neste modelo de simulação considera-se os semicondutores de potência ideais e representados pelas funções de comando  $f_1$ ,  $f_2$ ,  $f_3$ . A frequência de comutação está relacionada com a frequência da onda portadora.

#### 4.1.4 Transformação de Referenciais

Neste módulo são efetuadas as transformações de referenciais  $123$  para  $\alpha\beta\gamma$  e,  $\alpha\beta\gamma$  para  $dq0$ .

##### 4.1.4.1 Transformação do referencial $123$ para $\alpha\beta\gamma$

Na Figura 34, está representado o algoritmo para efetuar a transformação do referencial  $123$  para o referencial  $\alpha\beta\gamma$ .

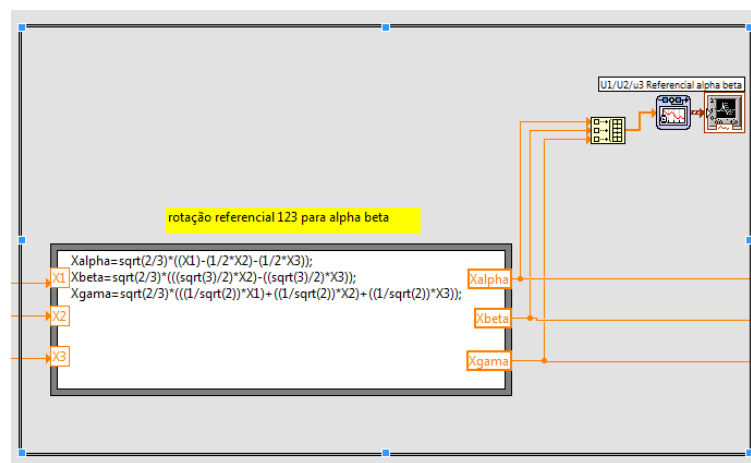


Figura 34 - Transformação do referencial  $123$  para  $\alpha\beta\gamma$ .

Nesta transformação são aplicadas as equações 3-37, 3-38, 3-39.

#### 4.1.4.2 Sinal em tensão na saída do ondulador de tensão trifásico no referencial $\alpha\beta\gamma$

A Figura 35, apresenta as evoluções temporais dos sinais em tensão (tensões simples de saída do ondulador de tensão trifásico em ponte) no referencial  $\alpha\beta\gamma$ , após implementado o algoritmo representado na Figura 34.

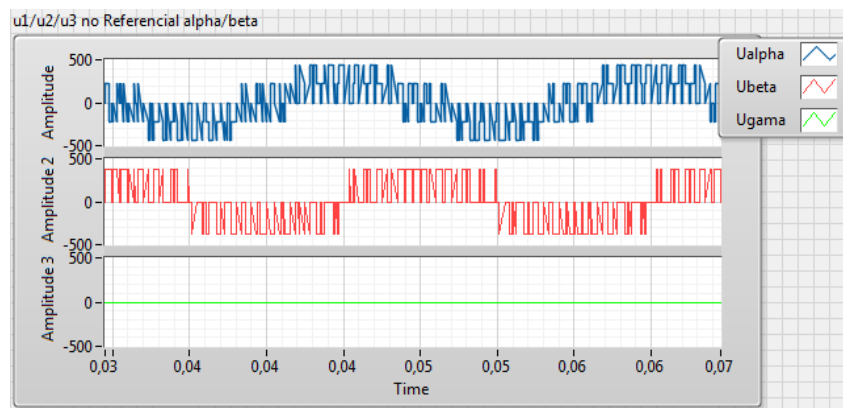


Figura 35 - Sinais  $u_1$ ,  $u_2$  e  $u_3$ , representados no referencial  $\alpha\beta\gamma$ .

A Figura 35, representa o sinal em tensão à saída do ondulador de tensão, representado na Figura 29, no referencial  $\alpha\beta\gamma$ , ou seja,  $u_\alpha$  e  $u_\beta$ , resultando estes da manipulação matemática por aplicação das equações 3-37, 3-38, 3-39. A componente homopolar  $u_\gamma$  toma o valor de 0 V (considera-se as tensões de saída um sistema trifásico equilibrado).

#### 4.1.4.3 Transformação do referencial $\alpha\beta\gamma$ para referencial $dq0$

Na Figura 36, está representado o algoritmo para efetuar esta transformação, das saídas das tensões do ondulator de tensão  $u_{sd}$  e  $u_{sq}$  no referencial  $dq$ . Admite-se que as componentes homopolares “ $\gamma$ ” e “0” são nulas pelo que não serão usadas no processo de transformação.

Na Figura 36, o bloco assinalado como, “rotação referencial alpha/beta para dq”, recebe as entradas do bloco gerador da transformação das tensões do ondulator no referencial  $\alpha\beta\gamma$ , nomeadamente,  $u_\alpha$ ,  $u_\beta$  e  $u_\gamma$ . Esta transformação exige o conhecimento da posição angular dos eixos ortogonais  $dq$ , representada por  $\theta$  ( $\theta=\omega t$ ).

Para obter as funções trigonométricas “sin” e “cos” da posição angular dos eixos ortogonais  $dq$ , foi usada a solução com a integração da fase ( $\omega=2\pi f$ ) (equação 4-3) com  $f=50$  Hz. As funções trigonométricas “ $\sin(\theta)$ ” e “ $\cos(\theta)$ ” são necessárias para utilização nas equações 3-43 e 3-44 (transformação  $\alpha\beta$  para  $dq$ ).

$$\theta = \int_0^t \omega dt + \theta_0(t=0) \quad 4-3$$

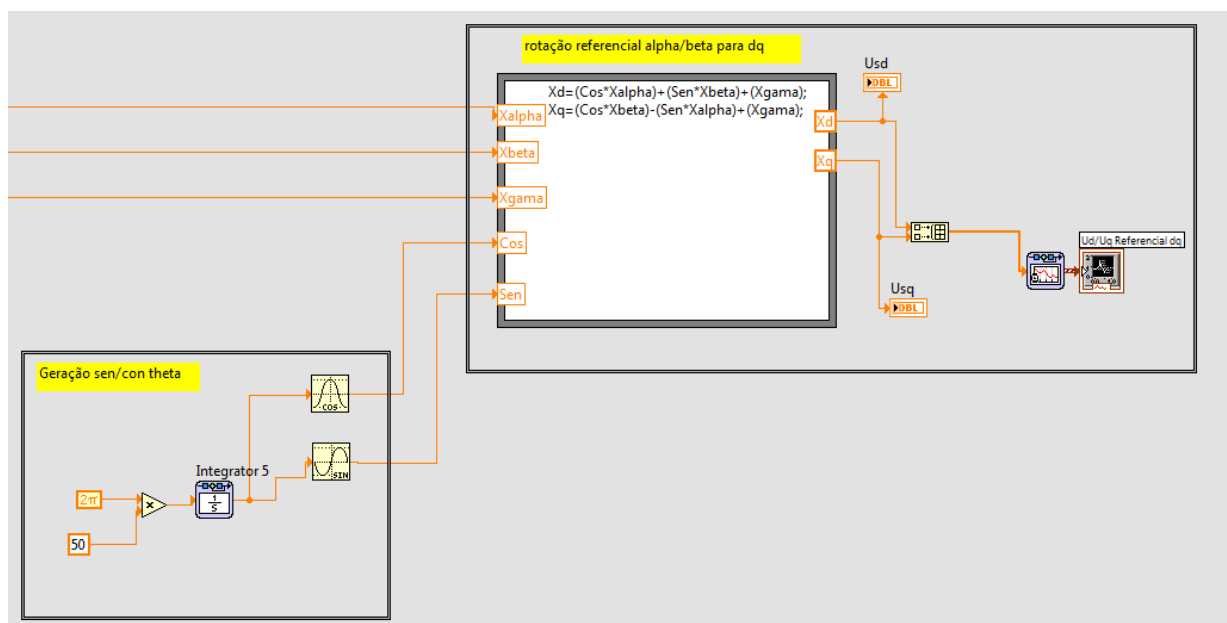


Figura 36 - Algoritmo para transformação do referencial  $\alpha\beta$  em  $dq$ .

Nesta transformação são aplicadas as equações 3-43, 3-44, 3-45, que permitem a transformação do referencial  $\alpha\beta\gamma$  para o referencial  $dq0$ .

#### 4.1.4.4 Sinal em tensão na saída do ondulador de tensão trifásico no referencial $dq$

Na Figura 37, são representadas as evoluções temporais dos sinais em tensão no referencial  $dq$ , após aplicação do algoritmo da Figura 36.

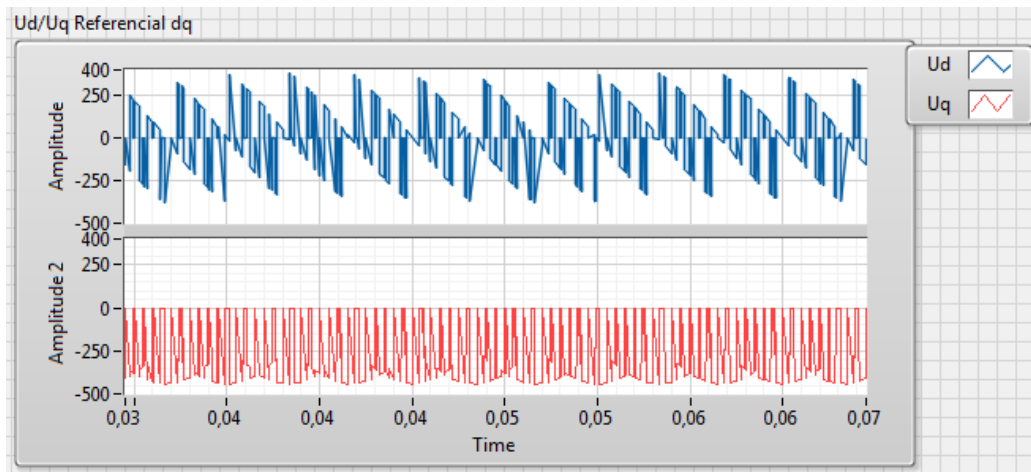


Figura 37 - Sinais das tensões no referencial  $dq$ .

A Figura 37, representa o sinal em tensão na saída do ondulador de tensão trifásico em ponte no referencial  $dq$ , ou seja,  $u_d$  e  $u_q$ , resultando estes da manipulação matemática por aplicação das equações 3-43, 3-44. Admite-se a componente homopolar  $\gamma$  nula pelo que não é utilizada a equação 3-45.

#### 4.1.5 Implementação do Modelo da Máquina Assíncrona Trifásica no Referencial $dq$

Este módulo implementa para simulação numérica o modelo matemático da máquina assíncrona trifásica de rotor em curto-circuito obtido no capítulo 3.3.3.1.

##### 4.1.5.1 Implementação do algoritmo para as constantes $\tau_s$ , $\tau_r$ , $\sigma$ , $\omega_s$ e parâmetros da máquina assíncrona trifásica

Para implementação do algoritmo, teve-se em consideração a seguinte Tabela 6, onde são indicadas as constantes da máquina assíncrona trifásica de rotor em curto-circuito [7].

Tabela 6 - Parâmetros da máquina assíncrona trifásica.

$L_s$ (mH)	$L_r$ (mH)	$R_s$ ( $\Omega$ )	$R_r$ ( $\Omega$ )	$n_{pp}$	$J$ ( $\text{Kgm}^2$ )	$M$ (mH)	$Kd$ (Nm)
132,10	132,70	1,50	1,32	2	0,05	124,10	0,05

Na Tabela 6, pode-se observar os parâmetros da máquina assíncrona trifásica de rotor em curto-circuito utilizados na simulação.

A equação 4-4, calcula a velocidade  $\omega_s$ , velocidade angular de sincronismo da rede.

$$\omega_s = 2\pi f_s \quad 4-4$$

A Figura 38, representa, a implementação das constantes  $\tau_s$ ,  $\tau_r$  e  $\sigma$ , resultantes das equações 3-59; 3-60 e 3-61. É mostrado também, a implementação da simulação da velocidade angular de sincronismo  $\omega_s$  resultante da aplicação da equação 4-4 e, a aplicação dos parâmetros da máquina assíncrona trifásica, descritos na Tabela 6. Este bloco não tem entradas, sendo que, existindo necessidade em variar algum dos anteriores parâmetros, será necessário alterar o respetivo valor neste bloco.

Foi introduzido um valor inicial ( $Val\_Init=1 \times e^{-7}$ ) muito pequeno, para que na primeira interação o modelo não apresente problemas de convergência numérica e tender para infinito.

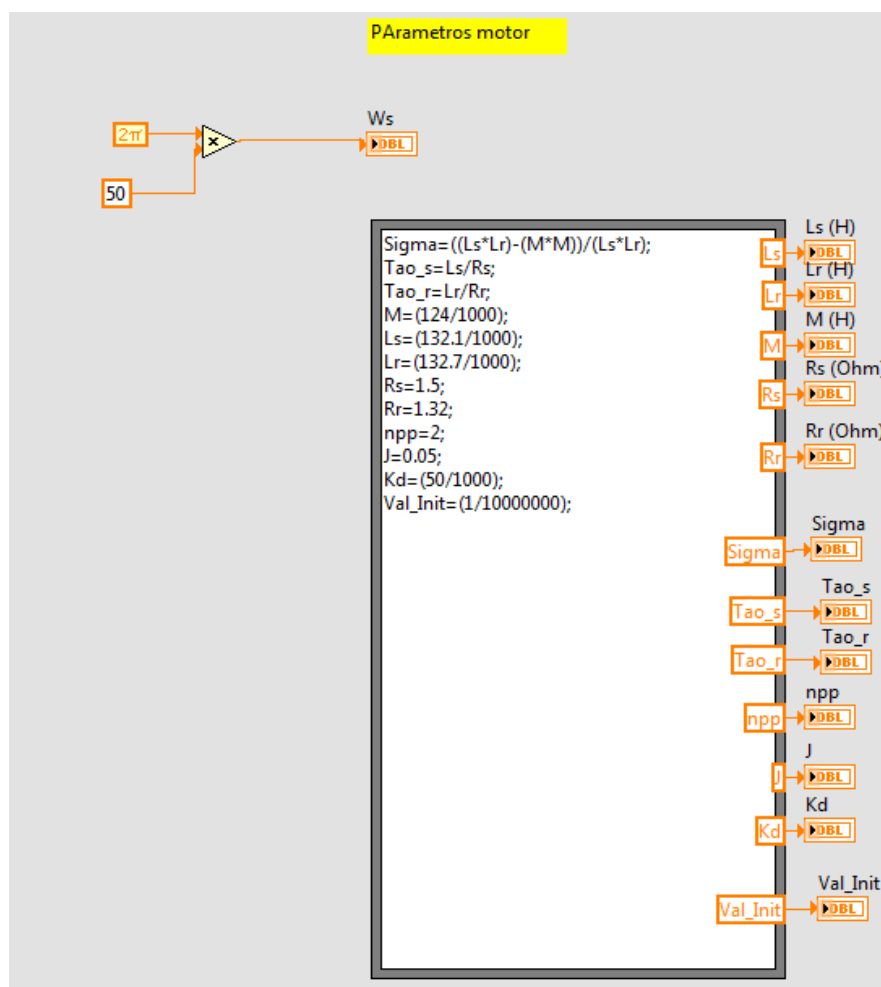


Figura 38 - Tabela com parâmetros de motor e cálculo de constantes.

Todas as variáveis e constantes de saída deste bloco, tomam a designação de variáveis locais, pois permite obter o código a programar e visualizar mais simples, podendo ser chamadas em qualquer sítio do código.

#### 4.1.5.2 Implementação do algoritmo para cálculo da corrente no estator no eixo d ( $i_{sd}$ )

Para o cálculo e simulação numérica da corrente no estator no eixo d ( $i_{sd}$ ), foi implementado o algoritmo representado na Figura 39.

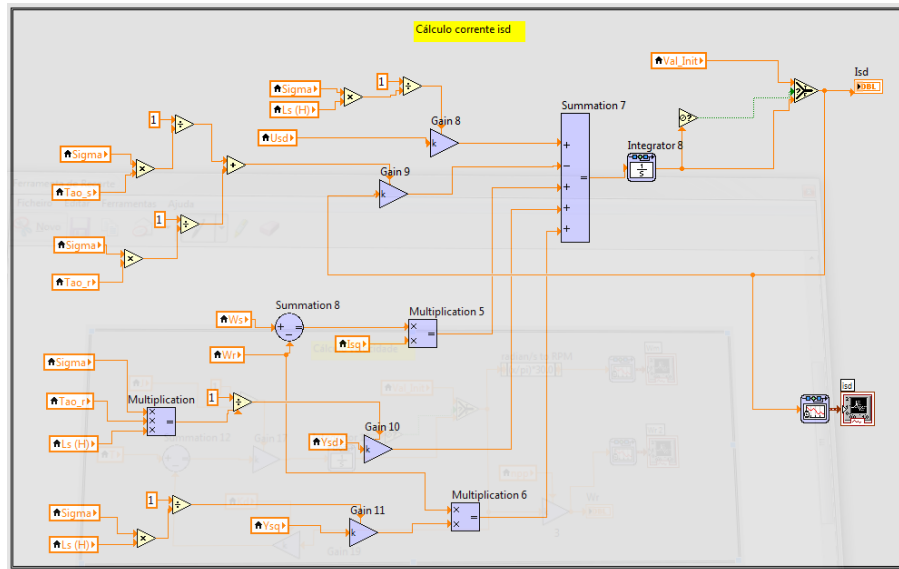


Figura 39 - Implementação do algoritmo para o cálculo da corrente do estator no eixo d ( $i_{sd}$ ).

A Figura 39, representa a implementação do algoritmo com aplicação da equação 3-64, para o cálculo e simulação numérica de  $i_{sd}$ .

Na Figura 44, observa-se a evolução temporal da corrente do estator no eixo d ( $i_{sd}$ ).

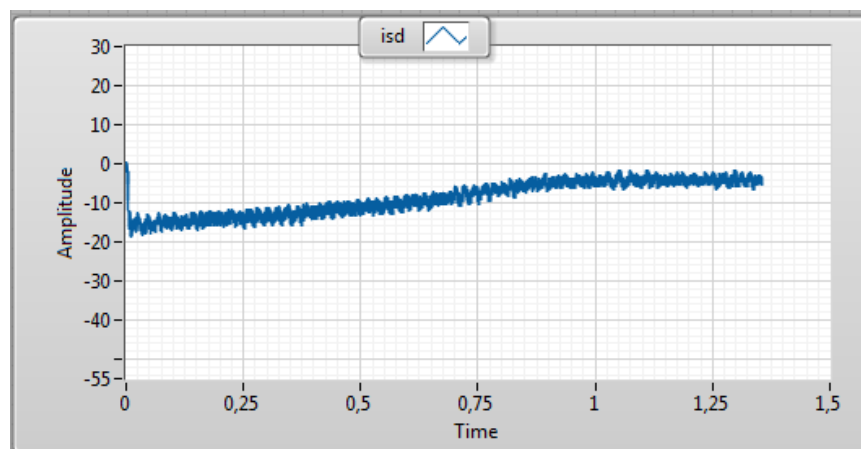


Figura 40 - Evolução temporal da corrente do estator no eixo d ( $i_{sd}$ ).

### 4.1.5.3 Implementação do algoritmo para cálculo da corrente no estator no eixo q ( $i_{sq}$ )

Para o cálculo e simulação numérica da corrente do estator no eixo q ( $i_{sq}$ ), implementou-se o algoritmo representado na Figura 41.

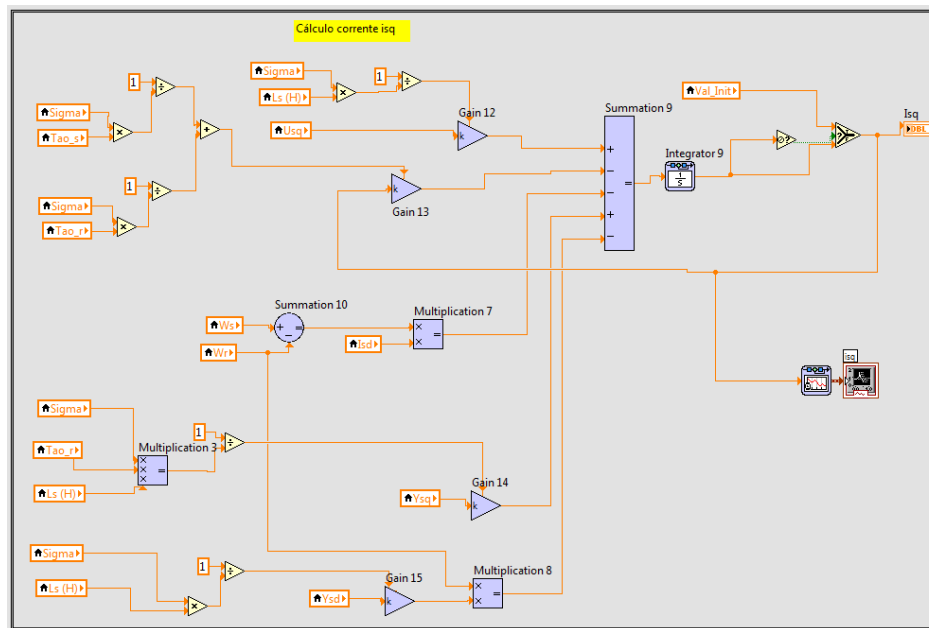


Figura 41 - Implementação do algoritmo para o cálculo da corrente do estator no eixo q ( $i_{sq}$ ).

A Figura 41, representa a implementação do algoritmo por aplicação da equação 3-65, para o cálculo e simulação numérica de  $i_{sq}$ .

Na Figura 42, observa-se a evolução temporal em regime dinâmico e estacionário da corrente do estator no eixo q ( $i_{sq}$ ). Como referido anteriormente a máquina assíncrona trifásica com os parâmetros da Tabela 6 tem dois pares de pólos e é alimentada com tensões de frequência 50 Hz.

Na Figura 42, observa-se a evolução da corrente no estator no eixo q ( $i_{sq}$ ).

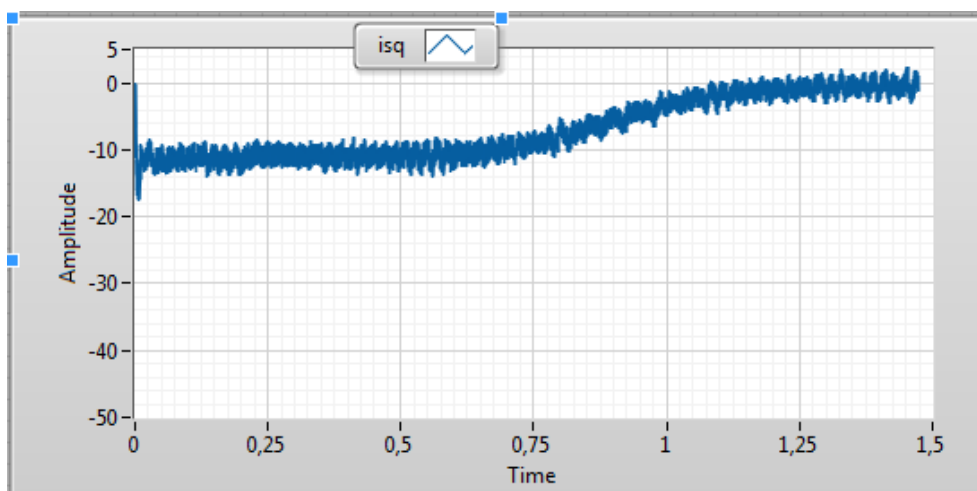


Figura 42 - Evolução temporal da corrente do estator no eixo q ( $i_{sq}$ ).

#### 4.1.5.4 Implementação do algoritmo para o cálculo do binário eletromagnético ( $T_e$ )

Para calcular o valor do binário eletromagnético ( $T_e$ ), foi implementado o seguinte algoritmo representado na Figura 43.

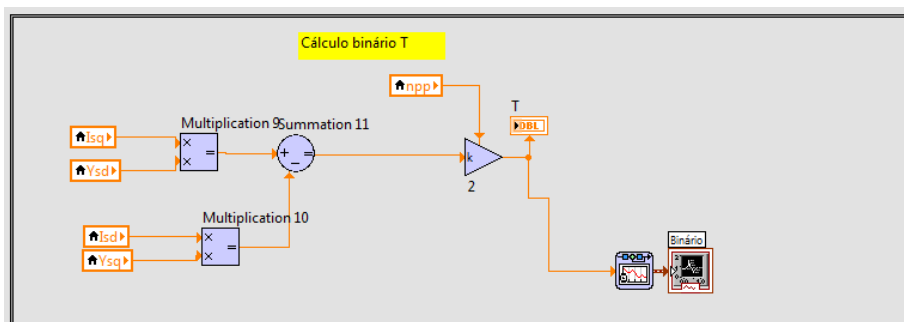


Figura 43 - Implementação do algoritmo para o cálculo do binário ( $T_e$ ).

A Figura 43, representa o resultando da aplicação da equação 3-62.

Na Figura 44, é apresentada a evolução temporal do binário ( $T_e$ ). Nesta simulação numérica foram usados os parâmetros para a máquina assíncrona trifásica de rotor em curto-circuito que constam da Tabela 6 e os valores nominais da tensão simples e frequência da rede, respetivamente

230 V e 50 Hz. Pretende-se desta forma fazer o estudo em regime dinâmico e estacionário da máquina assíncrona trifásica, ligada diretamente à rede de energia elétrica com os enrolamentos do estator ligados em estrela.

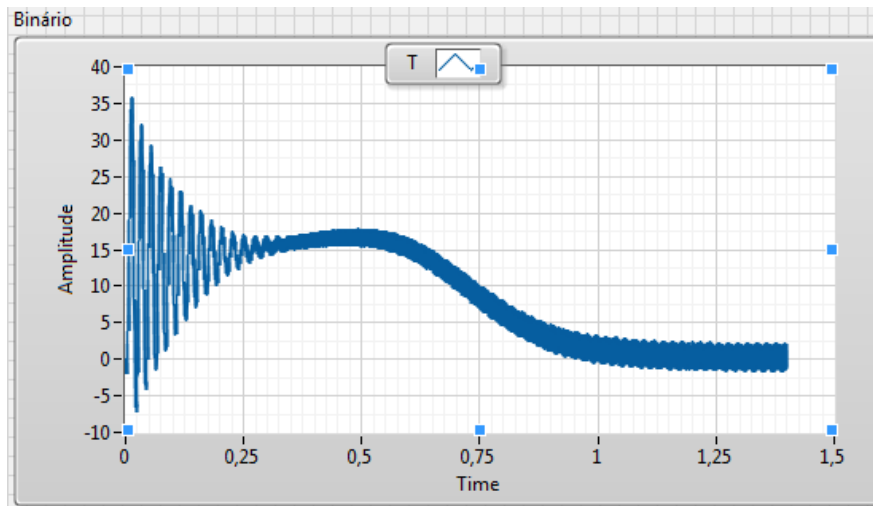


Figura 44 - Evolução temporal do binário ( $T_e$ ).

A Figura 44 representa a evolução temporal do binário eletromagnético ( $T_e$ ) em Nm, partindo do estado transitório até ao regime estacionário. No regime estacionário irá tender para o valor aproximadamente 0 Nm (o coeficiente de atrito viscoso de valor muito reduzido na ordem dos 1/1000 Nms conforme apresentado na Tabela 6), por não ter carga acoplada, no entanto, com oscilações resultantes do atrito viscoso.

#### 4.1.5.5 Implementação do algoritmo para o cálculo do fluxo no estator no eixo d ( $\psi_{sd}$ )

Para o cálculo e simulação numérica do fluxo no estator no eixo d ( $\psi_{sd}$ ), implementou-se o algoritmo representado na Figura 45.

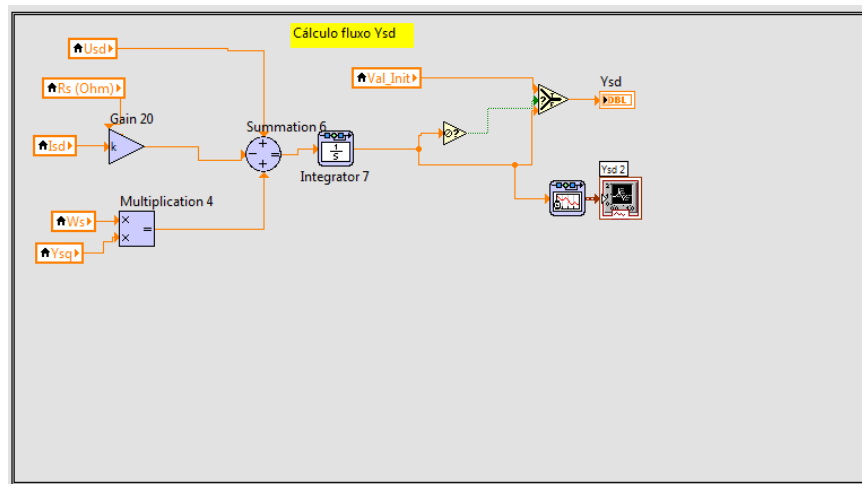


Figura 45 - Implementação do algoritmo para o cálculo do fluxo do estator no eixo d ( $\psi_{sd}$ ).

A Figura 45, representa a implementação do algoritmo com aplicação da equação 3-67 para o cálculo e simulação numérica de  $\psi_{sd}$ .

Na Figura 46, observa-se a evolução temporal do fluxo estator eixo d ( $\psi_{sd}$ ). Nesta simulação numérica as condições e parâmetros usados foram descritos e apresentados anteriormente.

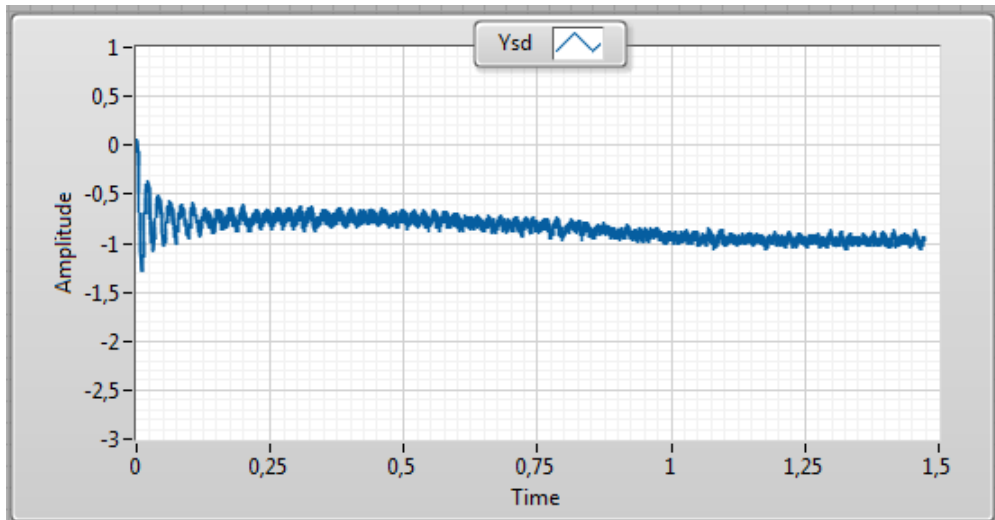


Figura 46 - Evolução temporal do fluxo do estator no eixo d ( $\psi_{sd}$ ).

#### 4.1.5.6 Implementação do algoritmo para o cálculo do fluxo no estator no eixo q ( $\psi_{sq}$ )

Para cálculo e simulação numérica do fluxo no estator no eixo q ( $\psi_{sq}$ ), implementou-se o algoritmo representado na Figura 47.

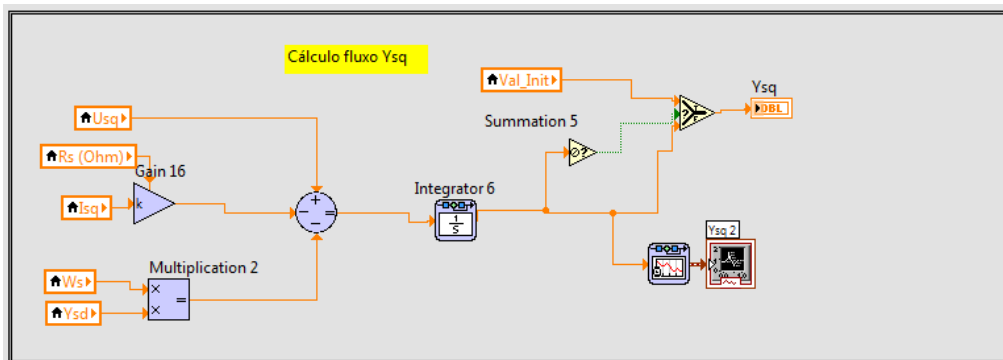


Figura 47 - Implementação do algoritmo para o cálculo do fluxo do estator no eixo q ( $\psi_{sq}$ ).

A Figura 47, representa a implementação do algoritmo com aplicação da equação 3-66 para cálculo e simulação numérica de  $\psi_{sq}$ .

Na Figura 48, observa-se a evolução temporal do fluxo do estator no eixo q ( $\psi_{sq}$ ) (em regime dinâmico e regime permanente). Nesta simulação numérica as condições e parâmetros usados (Tabela 6) foram descritos e apresentados anteriormente.

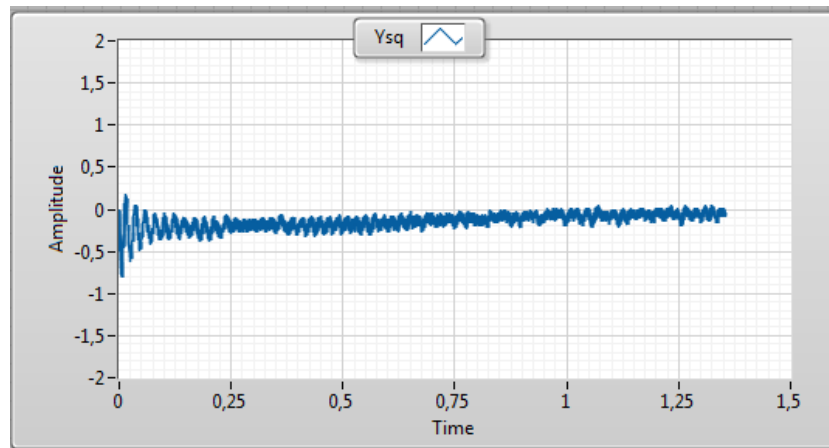


Figura 48 - Evolução temporal do fluxo do estator no eixo q ( $\psi_{sq}$ ).

#### 4.1.5.7 Implementação do algoritmo para o cálculo das velocidades ( $\omega_m$ ) e ( $\omega_r$ )

Para o cálculo e simulação numérica das velocidades mecânica e angular do rotor, respectivamente ( $\omega_m$ ) e ( $\omega_r$ ), foi implementado o algoritmo representado na Figura 49.

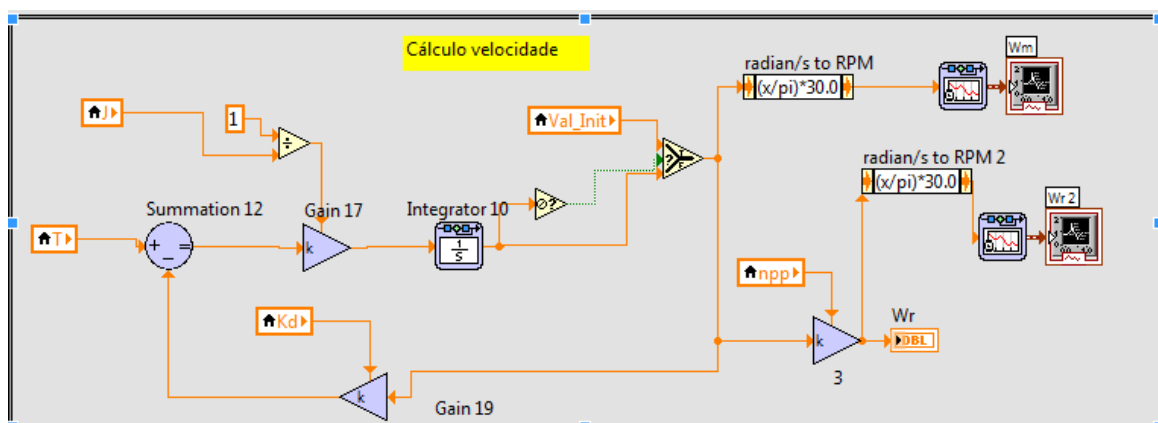


Figura 49 - Implementação do algoritmo para o cálculo das velocidades ( $\omega_m$ ) e ( $\omega_r$ ).

A Figura 49, representa a implementação do algoritmo por aplicação da equação 3-68, para cálculo de  $\omega_m$  (velocidade mecânica) e da equação 3-63, para cálculo de  $\omega_r$  (velocidade angular do rotor).

Na Figura 50 e Figura 51, observam-se as evoluções temporais das velocidades ( $\omega_m$ ) e ( $\omega_r$ ).

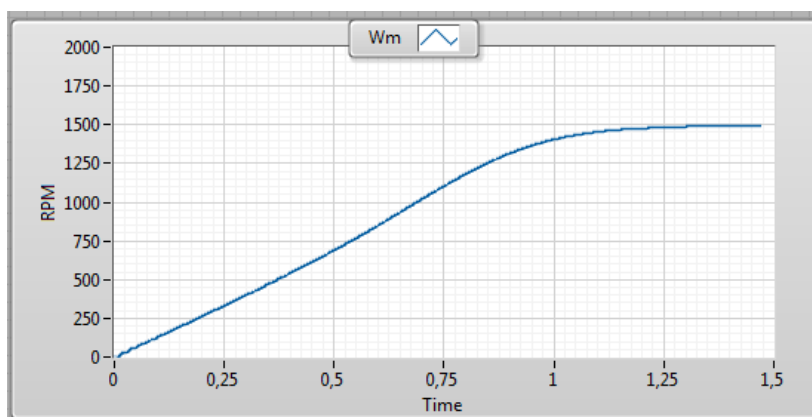


Figura 50 - Evolução temporal da velocidade mecânica ( $\omega_m$ ) em rpm.

A velocidade mecânica ( $\omega_m$ ), como esperado tende aproximadamente para as 1500 rpm, permanecendo com esse valor em regime estacionário. O binário resistente é relativamente reduzido pelo facto do coeficiente de atrito viscoso (Tabela 6) ser também reduzido. Desta forma em regime permanente a velocidade mecânica é praticamente igual a 1500 rpm (velocidade angular de sincronismo). Neste exemplo de simulação numérica, a máquina assíncrona trifásica com dois pares de pólos ( $n_{pp} = 2$ ), é alimentada com tensões aplicadas ao estator (enrolamentos ligados em estrela) com frequência  $f_s=50$  Hz.

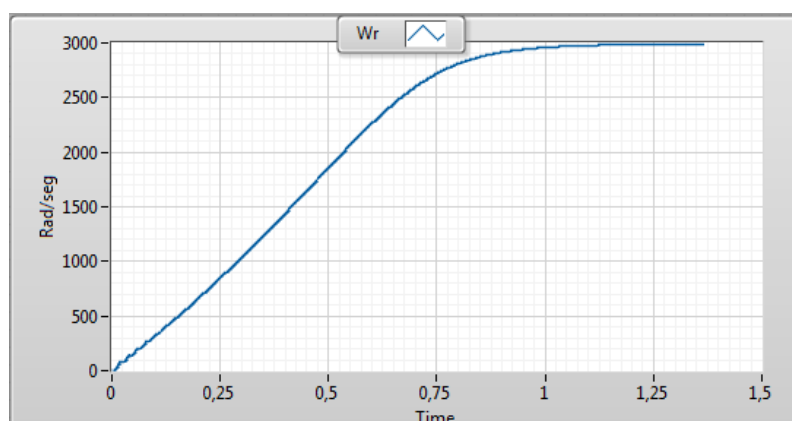


Figura 51 - Evolução temporal da velocidade ( $\omega_r$ ) em rpm.

A velocidade angular do rotor ( $\omega_r$ ), como esperado tende aproximadamente para as 3000 rpm, permanecendo por aí em regime estacionário. Como referido anteriormente a máquina assíncrona trifásica tem dois pares de pólos e é alimentada com tensões de frequência  $f_s = 50$  Hz.

#### 4.1.6 Obtenção das Correntes do Estator $i_1$ , $i_2$ e $i_3$ no referencial $123$

Para obtenção das correntes do estator  $i_1$ ,  $i_2$  e  $i_3$ , descritas no circuito da Figura 18, é necessário aplicar as transformações do referencial de  $dq$  para  $\alpha\beta$  e  $\alpha\beta$  para  $123$ . Para efetuar estas transformações de referencial, foram implementados os algoritmos descritos nos seguintes parágrafos 4.1.6.1 e 4.1.6.2.

##### 4.1.6.1 Transformação do referencial $dq$ para o referencial $\alpha\beta$

Para efetuar a transformação do referencial  $dq$  para  $\alpha\beta$ , foi desenvolvido o respectivo algoritmo. Este algoritmo, é aplicado às correntes do estator da máquina  $i_{sd}$  e  $i_{sq}$  no referencial  $dq$  (Figura 52).

O bloco da Figura 52 identificado como “rotação referencial dq para alpha/beta”, recebe como entrada as duas correntes do estator da máquina no referencial  $dq$ , efetuando de seguida uma transformação para o referencial  $\alpha\beta$ , exigindo o conhecimento da posição do eixo do referencial  $dq$ , representada por  $\theta$  ( $\theta = \omega t$ ).

O bloco da Figura 52 identificado como “Geração sen/cos theta” determina a posição angular ( $\theta$ ) das funções trigonométricas “ $\sin(\theta)$ ” e “ $\cos(\theta)$ ”, por implementação da integração da fase (equação 4-4), em que  $f_s=50$  Hz (neste caso de estudo em concreto).

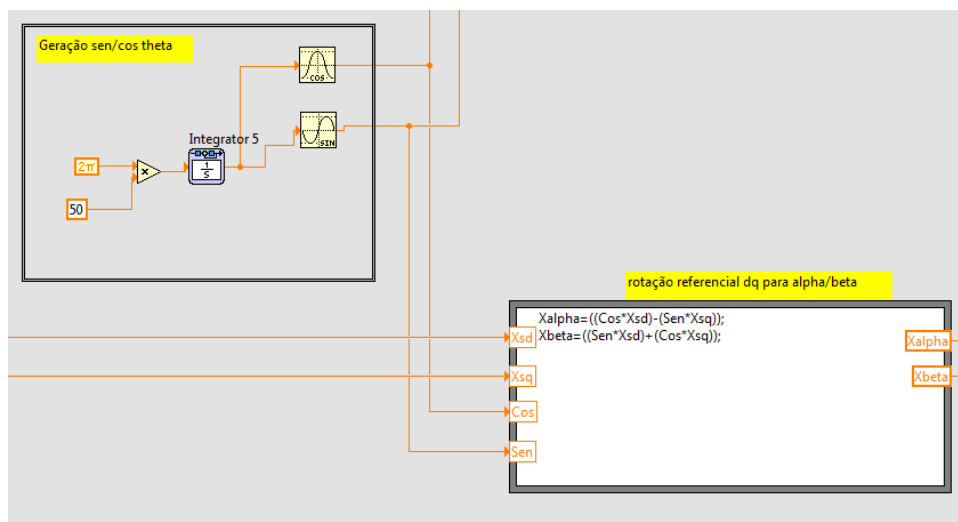


Figura 52 - Transformação do referencial  $dq$  para o referencial  $\alpha\beta$ .

Nesta transformação (Figura 52 com identificação do bloco “rotação referencial dq para alfa/beta”) são aplicadas as equações 3-46, 3-47, 3-48, que permitem a transformação do referencial  $dq$  para o referencial  $\alpha\beta$ .

#### 4.1.6.2 Transformação do referencial $\alpha\beta$ para o referencial 123

Para efetuar a transformação do referencial  $\alpha\beta$  para 123, foi desenvolvido o respectivo algoritmo. Este algoritmo, é aplicado às correntes do estator da máquina assíncrona trifásica  $i_\alpha$  e  $i_\beta$  no referencial  $\alpha\beta$  (Figura 53).

O bloco da Figura 53 identificado como “rotação referencial alpha/beta 123”, recebe como entrada as duas correntes do estator da máquina assíncrona trifásica no referencial  $\alpha\beta$ , efetuando a transformação para o referencial 123.

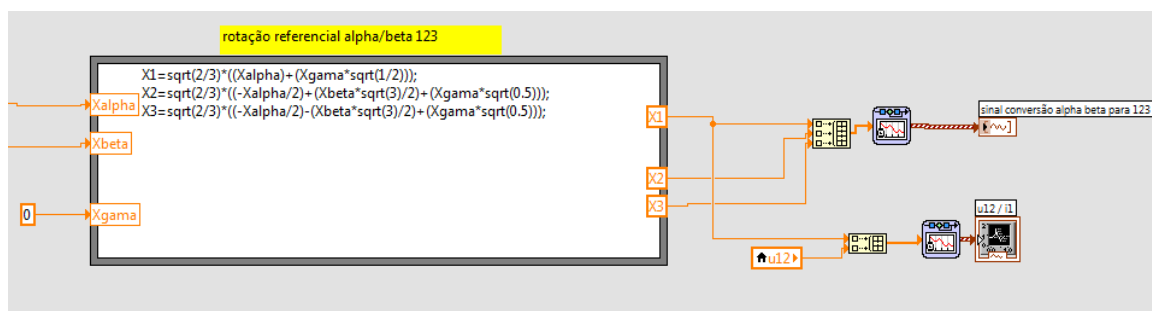


Figura 53 - Transformação do referencial  $\alpha\beta$  para o referencial 123.

Nesta transformação são aplicadas as equações 3-40, 3-41, 3-42, que permitem a transformação do referencial  $\alpha\beta$  para o referencial 123.

Foi desenvolvido e implementado modelo matemático em LabVIEW descrito no capítulo 4 e, efetuada a respectiva simulação numérica baseada em parâmetros de uma máquina assíncrona trifásica descritos na Tabela 6, obtidos na referência bibliográfica [7]. Os resultados obtidos foram comparados com os resultados obtidos na referência bibliográfica [7]. O resultado da comparação permite validar o modelo matemático implementado em LabVIEW.



## 5 Implementação do Protótipo e Descrição dos Ensaio Laboratoriais

O protótipo implementado para a realização dos ensaios laboratoriais (com DAQ) é descrito pelo diagrama de blocos da Figura 54.

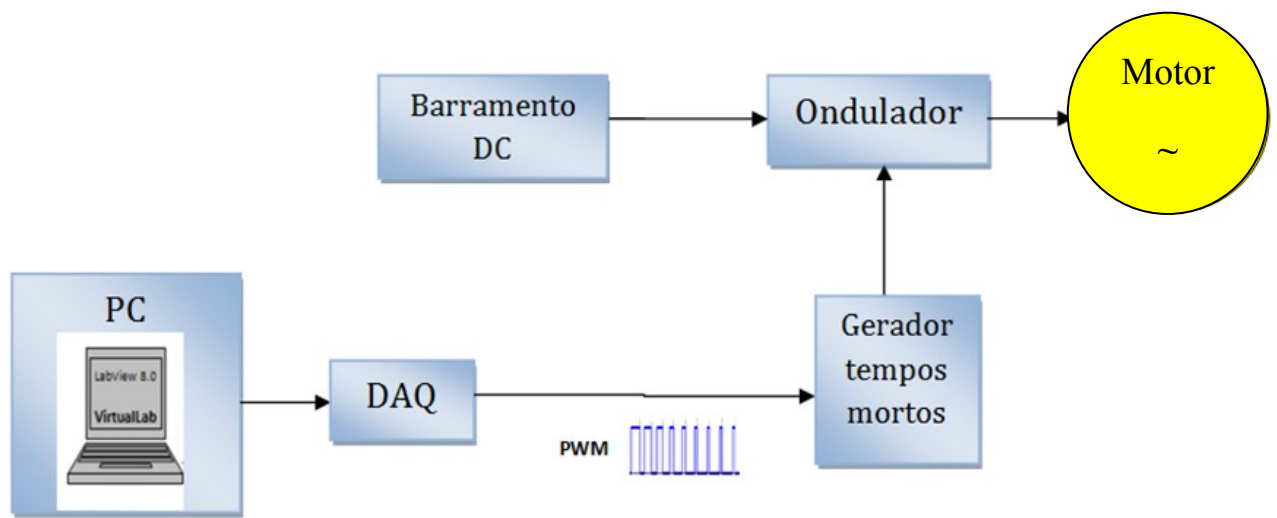


Figura 54 - Esquema de blocos da montagem laboratorial.

O esquema de blocos global da Figura 54, descreve o protótipo implementado para a realização dos ensaios laboratoriais. É constituído por: Barramento DC (descrito no capítulo 2.6.1); Ondulador de tensão trifásico em ponte (descrito no capítulo 2.6.1); Gerador de tempos mortos, (descrito no capítulo 2.6.3.2); DAQ (placa de aquisição de dados); PC (computador pessoal); Motor de indução trifásico (de rotor em curto-circuito).

Para obtenção da tensão do barramento DC, foi utilizado uma unidade laboratorial, uma fonte de tensão contínua. O ondulador de tensão trifásico em ponte é constituído por um módulo de potência (contém uma montagem de um conversor trifásico em ponte) em que os seis semicondutores do tipo IGBT são comandados (colocados à condução e ao corte) pelos seis sinais de PWM. O gerador de tempos mortos é utilizado para impor um tempo de atraso na entrada à condução dos semicondutores do mesmo braço do ondulador de tensão. Esse tempo de atraso é imposto nos sinais de PWM. A DAQ, é uma Interface PC/ondulador para envio das funções de comando (sinais PWM) aos semicondutores do tipo IGBT. Após geração das funções de comando,

PWM, é necessário enviá-las para o ondulador de tensão trifásico em ponte, em que cada sinal PWM irá comandar a abertura/fecho dos dispositivos semicondutores. O PC é utilizado para a geração das funções de comando (PWM) através de algoritmos construídos na plataforma LabVIEW, e, permitindo a monitorização em tempo real dos ensaios.

## 5.1 Descrição da Plataforma Experimental

Para realização dos ensaios experimentais, foram utilizados os equipamentos que são mostrados na fotografia da Figura 55.

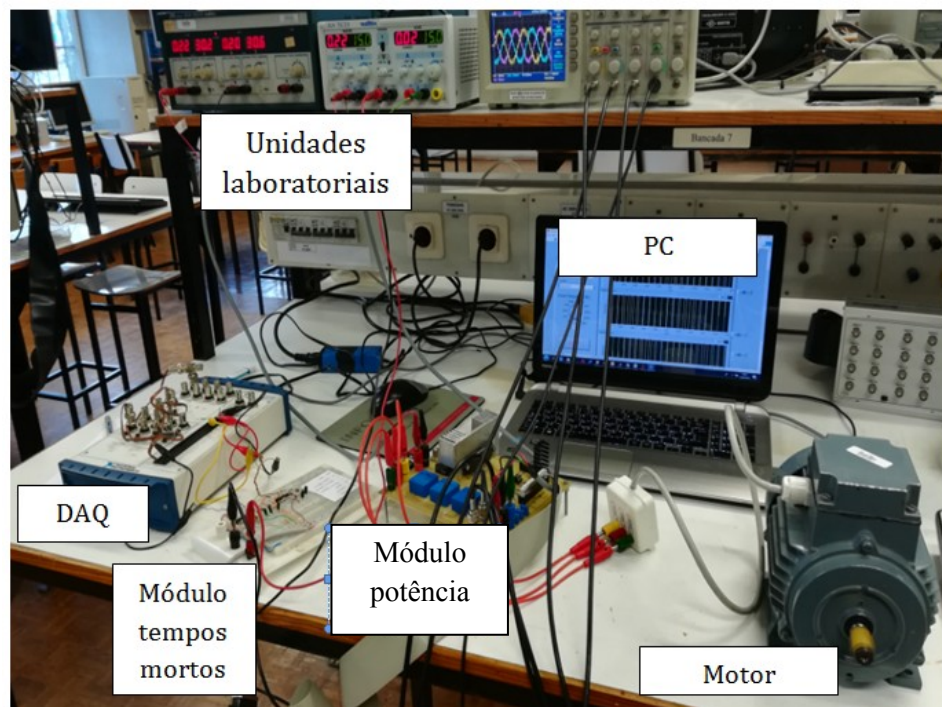


Figura 55 - Fotografia com a montagem laboratorial.

Para a implementação do protótipo (conforme apresentado e descrito na Figura 55), foi utilizado o equipamento e procedimentos descritos nos seguintes subcapítulos.

### 5.1.1 PC - Computador Pessoal

O software para implementação e programação do algoritmo de comando do ondulador de tensão trifásico em ponte e simulação em tempo real do modelo é o LabVIEW 2013.

### 5.1.2 DAQ – Sistema de Aquisição de Dados

A DAQ é um dispositivo de aquisição de sinais. Neste trabalho foi utilizado o modelo DAQ - NI USB 6251 do fabricante National Instruments. Foi utilizado como interface entre o PC e ondulador de tensão trifásico em ponte para as transferir as funções de comando (PWM) aos dispositivos semicondutores do tipo IGBT. A Figura 56, apresenta a fotografia da placa de aquisição de dados.

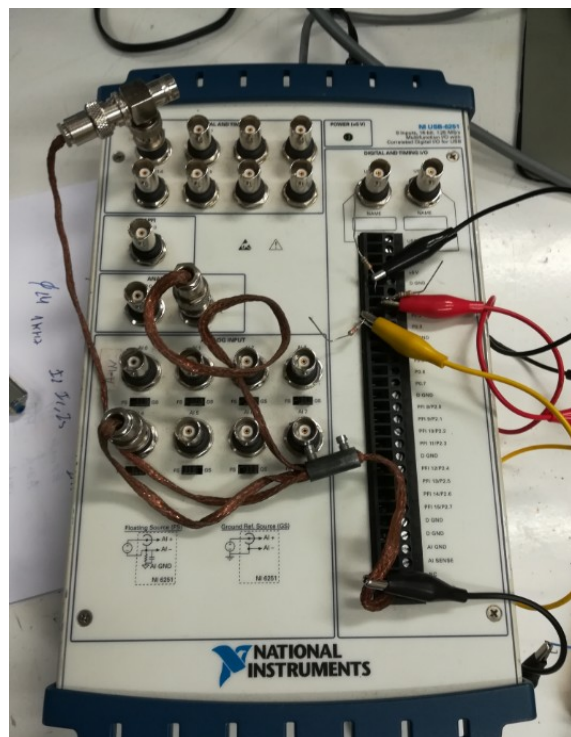


Figura 56 - Fotografia da DAQ.

A comunicação entre a DAQ e o PC é feita pela porta USB. Foram utilizadas três saídas digitais para transferir os sinais de comando PWM do PC para os semicondutores do tipo IGBT. O modelo DAQ USB-6251 é indicado para um grande número de aplicações, desde o “data logging” básico a aplicações de controlo e automação da medição em tempo real. Para esta aplicação (acionamento de velocidade com a máquina assíncrona trifásica de rotor em curto-circuito) foi

essencial a possibilidade de alteração do tempo de execução (relógio interno) para sincronização com a execução do algoritmo. Para a utilização deste dispositivo é necessário a instalação do driver, NI-DAQmx, um driver e utilitário de configuração fornecido com esse dispositivo.

### 5.1.3 Módulo para Imposição de Tempos Mortos

Para implementar o sistema de imposição de tempos mortos descrito em 2.6.3.2, foi utilizado o circuito representado na Figura 57a).

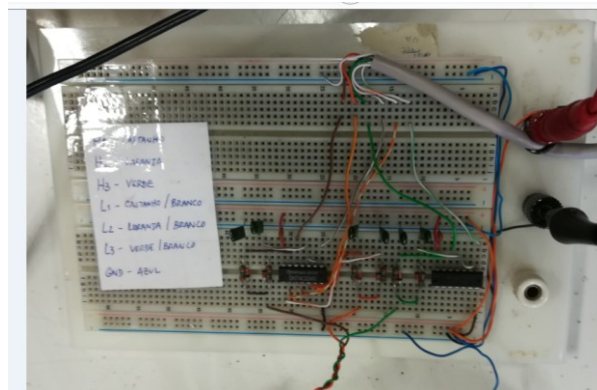
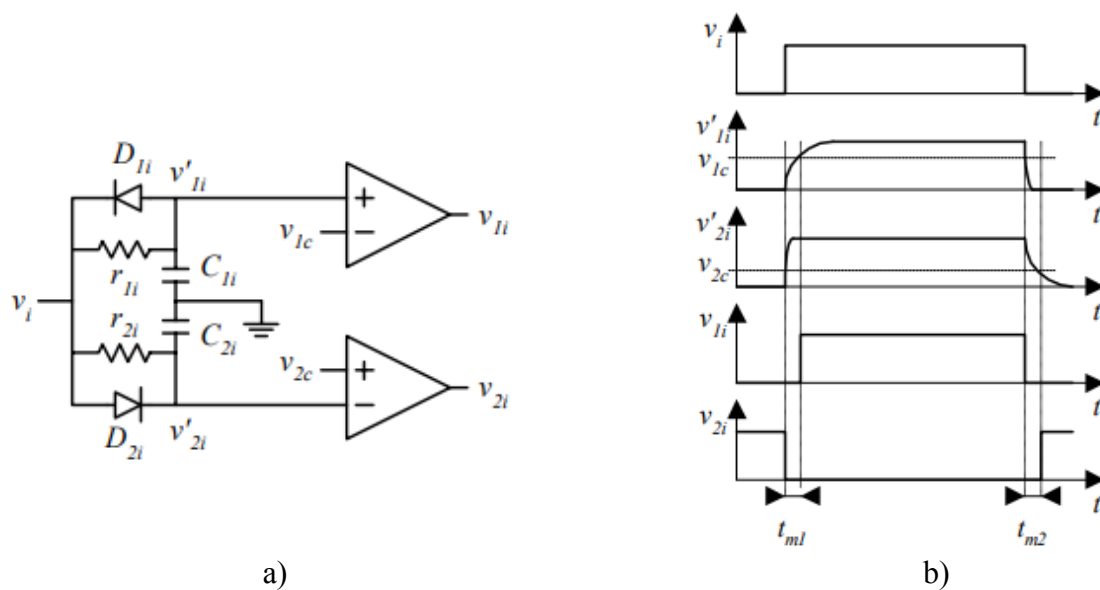


Figura 57a) Esquema de montagem do módulo de tempos mortos [9]; Figura 57b) Evolução temporal dos sinais de saída do módulo de tempos mortos [9]; c) Fotografia do módulo de tempos mortos

Na Figura 57a) está representado o circuito de geração do sinal comando e seu complementar ( $v_{1i}$  e  $v_{2i}$ ) com tempo morto ( $t_{m1}$  e  $t_{m2}$ ), para os dois semicondutores do mesmo braço do ondulator. O circuito baseia-se no atraso para a passagem à condução e corte dos semicondutores imposto por duas malhas  $RC$  ao sinal de comando na entrada  $v_i$  ( $f_1$ ,  $f_2$  e  $f_3$ ). Os dois comparadores diferenciais comparam o sinal resultado do atraso com uma tensão de referência ( $v_{1c}$  e  $v_{2c}$ ). Na Figura 57b) mostra-se a evolução temporal das grandezas mais significativas do circuito. Na Figura 57c) está representado o circuito de tempos mortos implementado.

No ANEXO II é exemplificado o circuito para a sua construção. Esta montagem tem por base o circuito da Figura 57a).

O circuito implementado tem um atraso aproximadamente de 1  $\mu$ s.

### 5.1.4 Módulo de Potência

Na Figura 58, é apresentada a fotografia do módulo experimental de potência a IGBT's trifásico em ponte, usado no acionamento de velocidade da máquina assíncrona trifásica.



Figura 58 - Fotografia do módulo de potência.

Esta unidade recebe os seis sinais de PWM gerados pela DAQ e condicionados pela unidade de imposição de tempos mortos e a tensão DC (tensão do barramento DC) de entrada na ponte de semicondutores do tipo IGBT. A transmissão dos sinais da unidade de imposição de tempos mortos aos seis semicondutores, é feita por acopladores óticos. As saídas desta unidade (módulo de potência representado em fotografia na Figura 58) são ligadas às fases do motor trifásico. No ANEXO III, é exemplificado os circuitos elétricos da sua construção. O módulo de potência utilizado nos ensaios experimentais é o indicado Figura 58.

O módulo de potência é composto pelos seguintes elementos: 1) Terminais de alimentação de sinal (+15 V; 0 V; -15 V); 2) Ficha para os seis sinais de comando PWM da DAQ; 3) Acopladores óticos [Fabricante HP, Modelo HCPL2232]; 4) Transdutores de corrente [Fabricante LEM, Modelo LA25NP] com ganho 0,5 V:1 A; 5) Módulo de potência (IGBT's) [Modelo IRAMS10UP60B]; 6) Fontes comutadas CC/CC isoladas [Modelo NMV1215SA]; 7) Terminais da saída para a carga; 8) Terminais de alimentação de potência (tensão do barramento DC).

### 5.1.4.1 Acopladores Óticos

O módulo de potência, para transferência de sinal dos sinais de disparo para as 'gates' dos semicondutores, utiliza acopladores óticos (Figura 59). Os acopladores óticos são utilizados principalmente em aplicações onde existe a necessidade elevado grau de isolamento entre o transmissor e o recetor, garantindo assim, o isolamento galvânico (separação das massas) entre o circuito de potência e o circuito de comando (neste caso, o gerador de sinais de PWM). O acoplador ótico é basicamente constituído por um díodo emissor (*Infra Red Emitter Diode*) e um fototransistor no mesmo bloco. O emissor irradia energia que é transmitida ao detetor através de um meio dielétrico de isolamento. Não existe qualquer ligação elétrica entre a entrada e a saída, apenas um sinal luminoso, qualquer sinal apenas pode ser transmitido numa direção. Os acopladores óticos passivos não requerem nenhuma fonte de alimentação externa, além do feixe luminoso. O seu princípio de funcionamento é simples, quando o LED está "ligado", o foto transistor é atuado entrando em condução, com o LED "apagado" o foto transistor está em corte, a Figura 59, exemplifica o circuito elétrico do acoplador ótico.

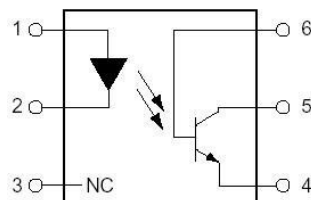


Figura 59 - Circuito elétrico do acoplador ótico [10].

No Anexo III, subcapítulo 11.1, está exemplificado o circuito de isolamento de sinais.

### 5.1.5 Unidades Laboratoriais de Fontes de Tensão

Para a alimentação do barramento DC, alimentação dos circuitos do módulo de potência e sistema de imposição de tempos mortos, foram utilizadas as unidades laboratoriais de fontes de tensão.

### 5.1.6 Máquina Assíncrona Trifásica

Na Figura 60a), está representada a máquina assíncrona trifásica utilizada nos ensaios experimentais, bem como na Figura 60b) está representada a chapa de características da mesma máquina. Estas características são também apresentadas na Tabela 7. A máquina durante os ensaios foi ligada em triângulo.



a)



b)

Figura 60 - a) Fotografia da máquina assíncrona trifásica utilizada nos ensaios; b) Chapa de características da máquina assíncrona trifásica utilizada nos ensaios.

Tabela 7 - Chapa de características da máquina assíncrona trifásica utilizada nos ensaios.

Potência (kW)	Tensão (V)	Corrente (A)	Velocidade (rpm)	Cos $\varphi$	Frequência (Hz)
0,37	220	2,1	1380	0,72	50

## 6 Resultados de Simulação e Experimentais

Neste capítulo são apresentados e analisados por comparação os resultados obtidos por simulação numérica (plataforma LabVIEW 2013) (sem DAQ) e nos ensaios laboratoriais (com DAQ), por implementação do protótipo descrito no capítulo 5.

### 6.1 Algoritmo Implementado nos Ensaio Experimentais

Para gerar as três funções de comando (PWM) do ondulator de tensão trifásico em ponte, é necessária a implementação de um algoritmo no PC. Para a aplicação em tempo real, com o uso da DAQ (capítulo 5.1.2), o algoritmo de simulação numérica, descrito no capítulo 4, é diferente do algoritmo aplicado nos ensaios experimentais em tempo real. Para o algoritmo de simulação numérica descrito no capítulo 4, são necessários os modelos do conversor (ondulator de tensão trifásico em ponte) e da máquina assíncrona trifásica de rotor em curto-circuito.

#### 6.1.1 Sinais de Saída do Tipo PWM

Na Figura 61, está representado uma secção do algoritmo implementado em LabVIEW 2013 para os ensaios experimentais. Esta secção, implementa o gerador do sinal de saída de PWM, para o par de semicondutores no mesmo braço, em que os sinais de saída, estão identificados por PWM waveform e PWM Waveforme 2. Os restantes 4 sinais são gerados em outros 2 algoritmos semelhantes. Estes sinais, seguem a mesma lógica que a implementada no capítulo 4.1.1.4., em que é gerado o sinal para  $Q_1$ ,  $Q_3$ ,  $Q_5$  e os complementares  $Q_2$ ,  $Q_4$ ,  $Q_6$ , como identificado na Figura 24.

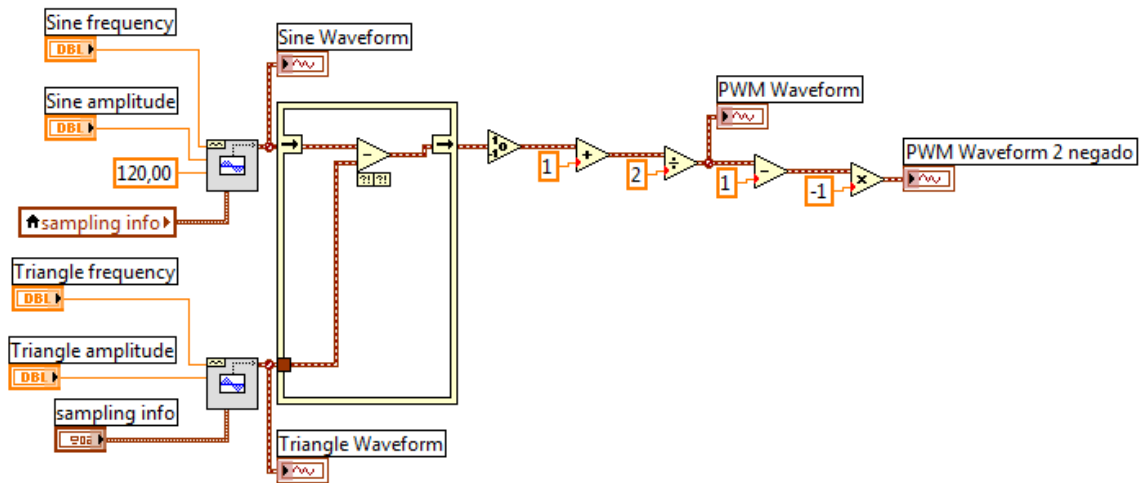


Figura 61 - Sinal de saída do tipo PWM para realização experimental.

Estes dois sinais gerados pelo algoritmo representado na Figura 61, serão utilizados num outro algoritmo que os transfere para a DAQ.

### 6.1.2 Transferência dos Sinais do Tipo PWM para DAQ

Para a transferência dos sinais do tipo PWM para o Módulo DAQ, capítulo 5.1.2, foi implementado o algoritmo da Figura 62. Para que a simulação seja realizada em tempo real, é necessário parametrizar o relógio interno descrito na Figura 62, por “Clock Frequency”.

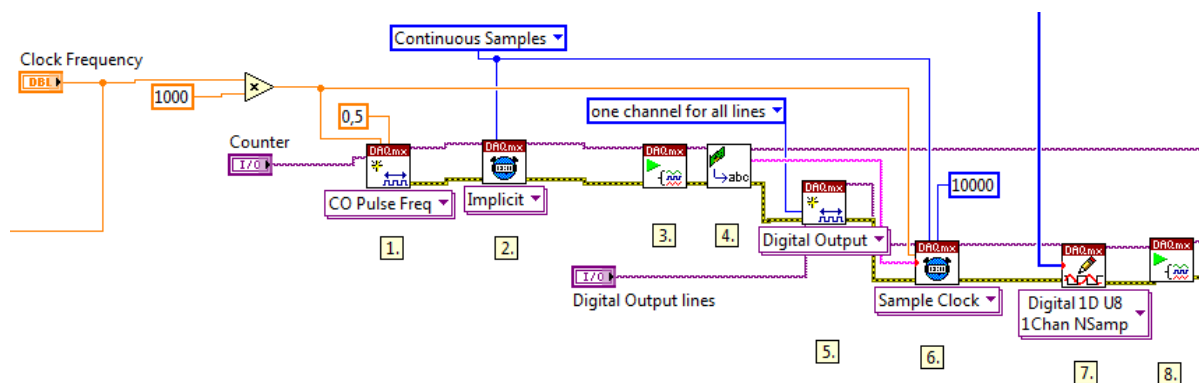


Figura 62 - Algoritmo para a transferência dos sinais do tipo PWM a DAQ.

Neste algoritmo são utilizados blocos específicos da biblioteca LabVIEW 2013 para a utilização da DAQ. Estes sinais serão enviados para o módulo de potência referido no capítulo 5.1.4.

## 6.2 Resultados Obtidos

Neste capítulo serão apresentados e comentados os sinais de comando do tipo PWM obtidos nos ensaios experimentais e simulação numérica.

A Figura 63, apresenta o sinótico implementado para utilização na simulação numérica.

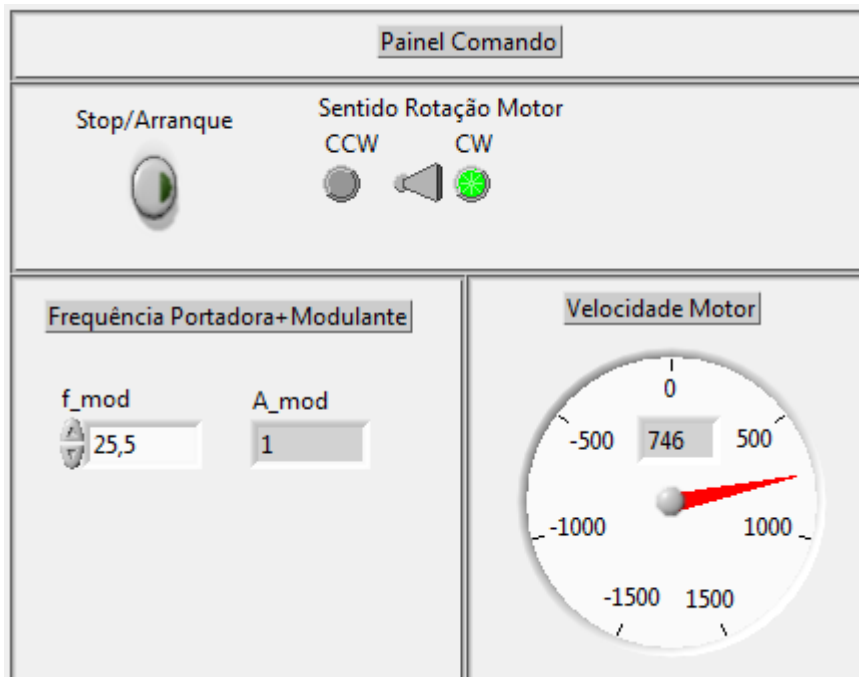


Figura 63 - Sinótico utilizado na simulação numérica.

O sinótico da Figura 63, é utilizado como painel e interface de comando para, arranque e paragem (“*Stop/Arranque*”), seleção da velocidade (relação “*f\_mod/A\_mod*”) e sentido de rotação do motor (“*Sentido Rotação Motor*”). É possível também visualizar a velocidade instantânea da máquina assíncrona trifásica de rotor em curto-circuito com dois pares de pólos ( $n_{pp}=2$ ).

A Figura 64, apresenta o sinótico implementado para utilização nos ensaios experimentais.

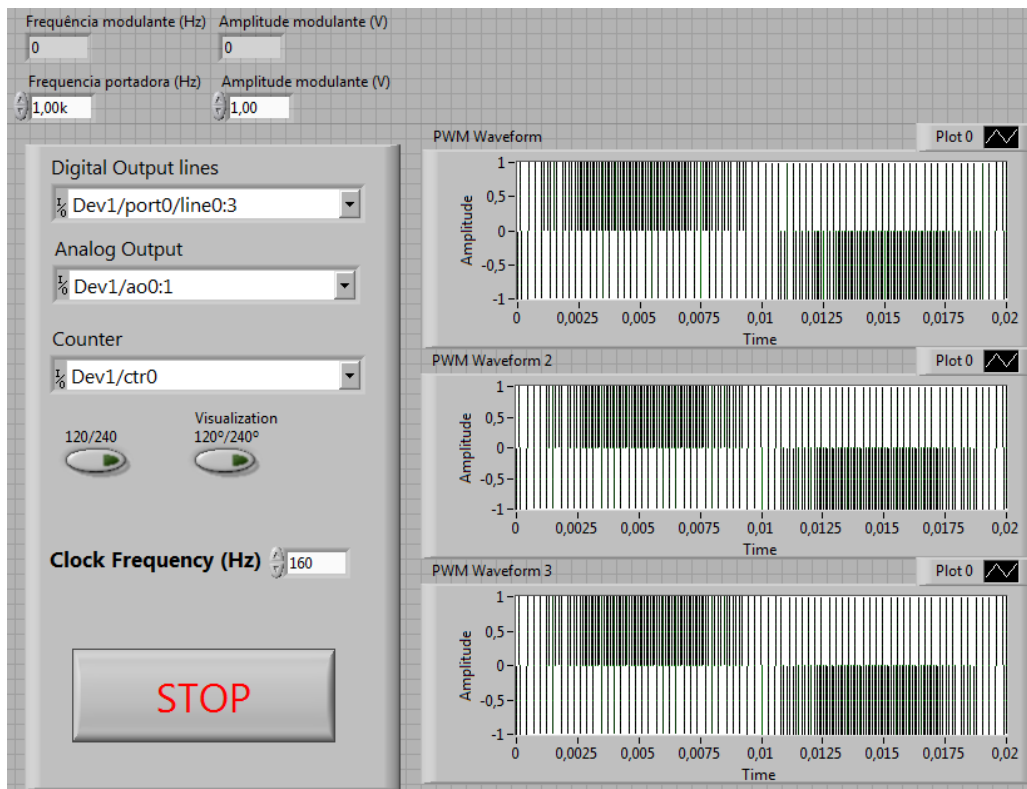


Figura 64 - Sinótico utilizado no ensaio experimental.

O sinótico da Figura 64, é utilizado como painel e interface de comando para o arranque e paragem (“Stop”), seleção da velocidade (“clock frequency (Hz)”).

Não sendo unitária a relação entre  $f_{mod}$ , (descrita no sinótico da Figura 64 como “Frequência modulante (Hz)”) e a frequência do sinal de saída da DAQ (descrita no sinotico da Figura 64 como “Clock frequêncy (Hz)”), a correspondencia entre a frequência do sinal de saída da DAQ e a frequência  $f_{mod}$ , aplicada á máquina é descrita pela equação 6-1.

$$y = -5e^{-05}x^2 + 0,3218x - 0,2896 \quad 6-1$$

Na equação 6-1, a variável “y” representa a frequência do relógio da DAQ. A variável representado por “x” corresponde ao valor da frequência  $f_{mod}$ .

Para a simulação numérica foi utilizado o mesmo algoritmo utilizado no capítulo 4, no entanto, foram aplicados outros parâmetros da máquina assíncrona trifásica dos descritos na Tabela 6. A simulação numérica é executada com os parâmetros da Tabela 7.

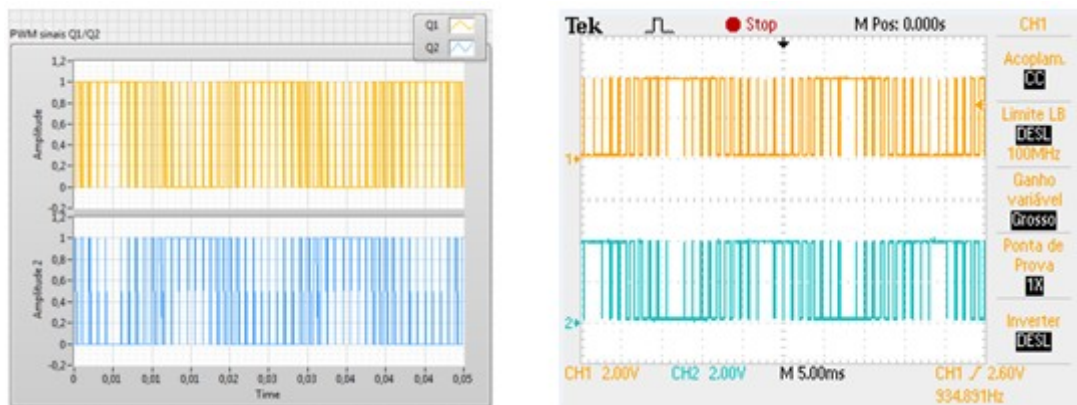
Tabela 8 - Parâmetros da máquina assíncrona trifásica para simulação e comparação com resultados experimentais.

$L_s$ (mH)	$L_r$ (mH)	$R_s$ ( $\Omega$ )	$R_r$ ( $\Omega$ )	$M$ (mH)	$n_{pp}$	$J$ (Kgm <sup>2</sup> )	$Kd$ (Nm)
0,72	0,72	14,70	15,80	0,66	2	0,0075	0,001

### 6.2.1 Sinais de Comando do Tipo PWM

As figuras de simulação numérica e experimentais apresentadas neste subcapítulo, foram obtidas com uma frequência da modulante ( $f_{mod}$ ) de 25 Hz e uma amplitude da modulante ( $A_{mod}$ ) de 9 V.

Na Figura 65, são representados os sinais de PWM obtidos para o comando do par de semicondutores  $Q_1/Q_2$  (Figura 24).

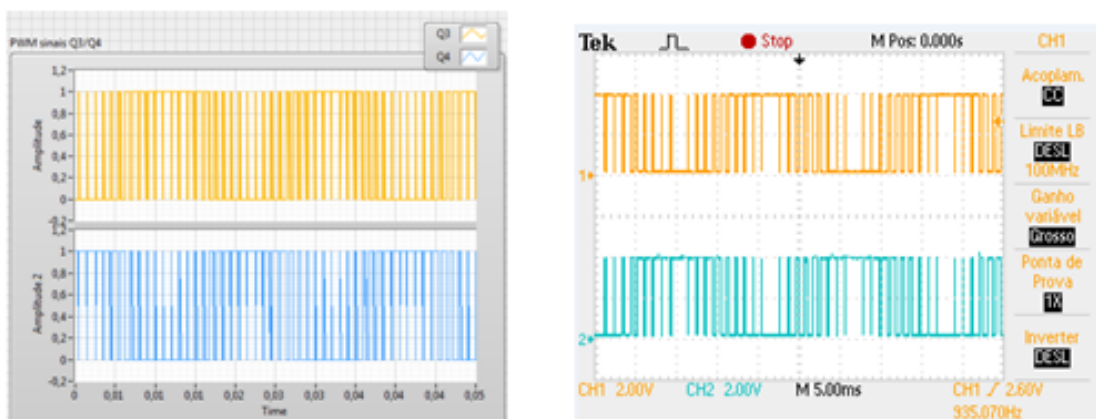


a)

b)

Figura 65 - a) Sinais PWM  $Q_1/Q_2$  em simulação numérica com ganho horizontal 5 ms/div; b) Sinais PWM  $Q_1/Q_2$  em ensaio laboratorial com ganho horizontal 5 ms/div e ganho vertical 2 V/div.

Na Figura 66, são representados os sinais de PWM obtidos para o comando do par de semicondutores  $Q_3/Q_4$  (Figura 24).



a)

b)

Figura 66 - a) Sinais PWM  $Q_3/Q_4$  em simulação numérica com ganho horizontal 5 ms/div; b) Sinais PWM  $Q_3/Q_4$  em ensaio laboratorial com ganho horizontal 5 ms/div e ganho vertical 2 V/div.

Na Figura 67, estão representados os sinais de PWM obtidos para o comando do par de semicondutores  $Q_5/Q_6$  (Figura 24).

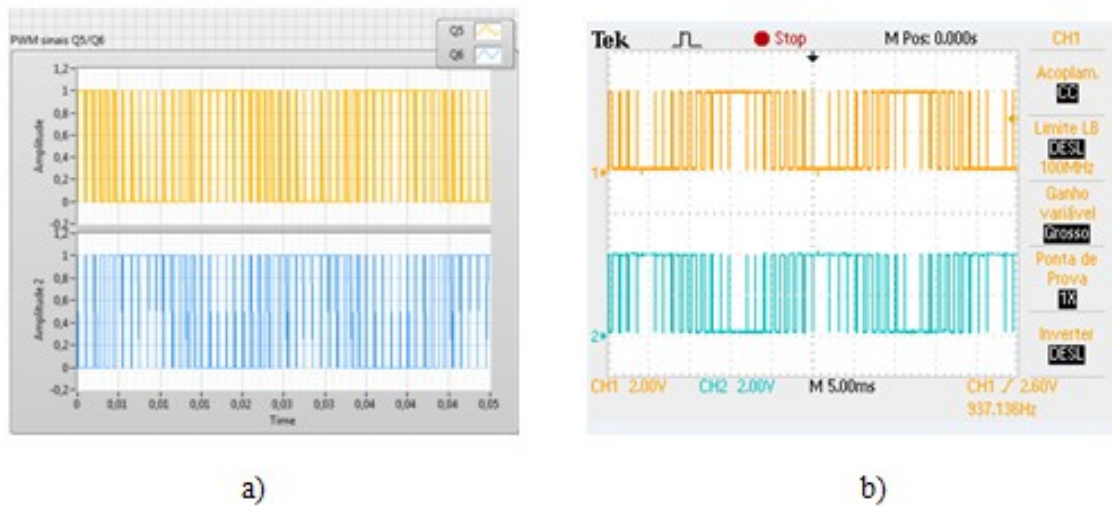


Figura 67 - a) Sinais PWM  $Q_5/Q_6$  em simulação numérica com ganho horizontal 5 ms/div; b) Sinais PWM  $Q_5/Q_6$  em ensaio laboratorial com ganho horizontal 5 ms/div e ganho vertical 2 V/div.

Os resultados obtidos nas Figura 65a) e b), Figura 66a) e b) e Figura 67a) e b) representam os sinais de PWM aplicados aos respectivos pares de semicondutores (Figura 24). Verifica-se que os sinais correspondentes a cada par de semicondutores (IGBT) estão negados do seu estado lógico (equações 2-18, 2-19 e 2-20), comprovando o esperado.

## 6.2.2 Tensão Composta $u_{12}$ e Corrente $i_1$

As figuras de simulação numérica e experimentais apresentadas neste subcapítulo, foram obtidas com uma frequência da modulante ( $f_{mod}$ ) de 50 Hz, uma amplitude da modulante ( $A_{mod}$ ) de 2,5 V, uma tensão no barramento DC de 60 V e uma carga RL respectivamente de  $R=15\ \Omega$  e  $L=4$  mH.

Na Figura 68, estão representadas as evoluções temporais da tensão composta  $u_{12}$  e corrente  $i_1$  (tensões e correntes identificadas na Figura 18).

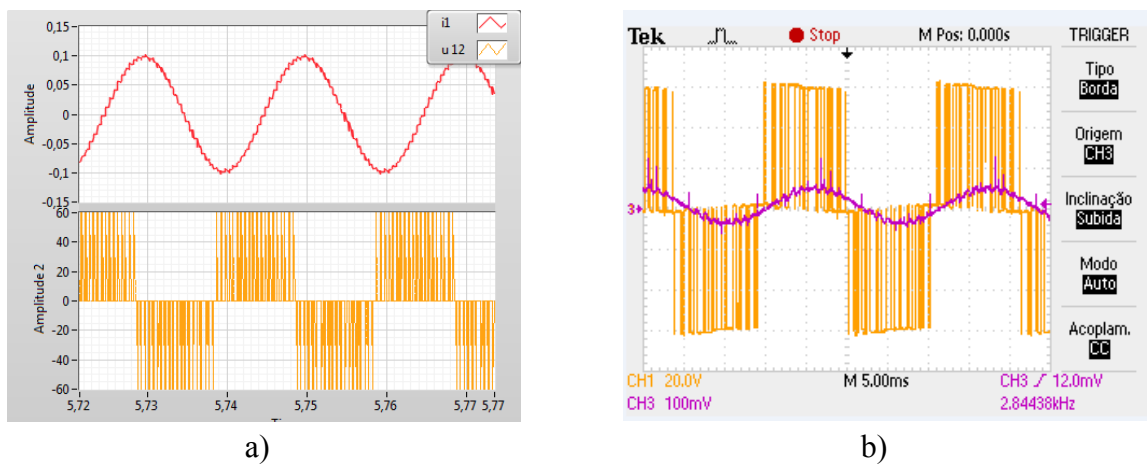


Figura 68 - a) Tensão composta  $u_{12}$  e corrente  $i_1$  em simulação numérica com ganho horizontal 10 ms/div;  
b) Tensão composta  $u_{12}$  e corrente  $i_1$  em ensaio laboratorial com ganho horizontal 5 ms/div e com ganho vertical  $u_{12}=20$  V/div e  $i_1=100$  mV/div  $\approx 0,2$  A/div

Os resultados obtidos nas Figura 68 a) e b), mostram que a evolução temporal em regime permanente dos sinais analisados (tensão composta  $u_{12}$  e corrente  $i_1$ ), apresentam a mesma evolução na simulação numérica e ensaio laboratorial. Com estes resultados obtidos, podemos validar o modelo construído em simulação com o LabVIEW 2013.

### 6.2.3 Correntes do Estator $i_1, i_2, i_3$

As figuras de simulação numérica apresentadas neste subcapítulo foram obtidas com os parâmetros da máquina assíncrona trifásica de rotor em curto-circuito indicados na Tabela 8. A tensão  $U_{dc}$  no barramento DC foi de 120 V. A amplitude  $A_{mod}$  foi calculada com a equação 2-12 e o ganho  $G_{vf}$  da equação 2-17. Foram realizados ensaios com inversão do sentido de rotação, ou seja: i) sentido dos ponteiros do relógio, “*CW – ClockWise*” (sentido inverso), ii) sentido contrário aos ponteiros do relógio, “*CWW – CounterClockWise*” (sentido directo). Os transdutores de corrente usados para as amostragens têm ganhos de 0,5 V/1 A (Figura 58). A velocidade mecânica em rpm foi obtida com um transdutor de velocidade de leitura direta.

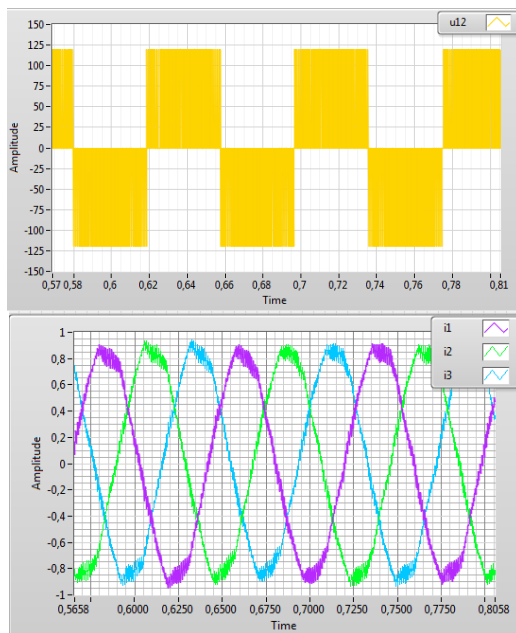
De forma a não entrar numa zona de enfraquecimento de campo da máquina assíncrona trifásica de rotor em curto-circuito, para a simulação numérica e ensaio laboratorial foi imposta uma limitação na frequência máxima de  $f_{mod}$ . No capítulo 2.6.3, é apresentada a expressão 2-13, que permite obter a amplitude máxima associada á primeira harmónica do sinal da tensão composta  $u_{12}$ , em que  $A_{mod}=A_{port}$ . Segundo as condições impostas para a simulação descritas em 4.1.1.1, em que  $U_n=220$  V,  $f_n=50$  Hz,  $U=U_{dc}=120$  V e  $A_{port}=1$  V, amplitude máxima associada á primeira harmónica do sinal da tensão composta  $u_{12}$  (para as outras duas tensões compostas  $u_{23}$  e  $u_{31}$  o procedimento será igual) é de 74 V, como calculado na expressão 6-2.

$$V_{12_{1h}} \approx \sqrt{3} \frac{U}{2} \Leftrightarrow V_{12_{1h}} = \sqrt{3} \frac{120}{2} \Leftrightarrow V_{12_{1h}} = 104 \text{ V} \xrightarrow{\div \sqrt{2}} V_{12_{1hrms}} = 74 \text{ V} \quad 6-2$$

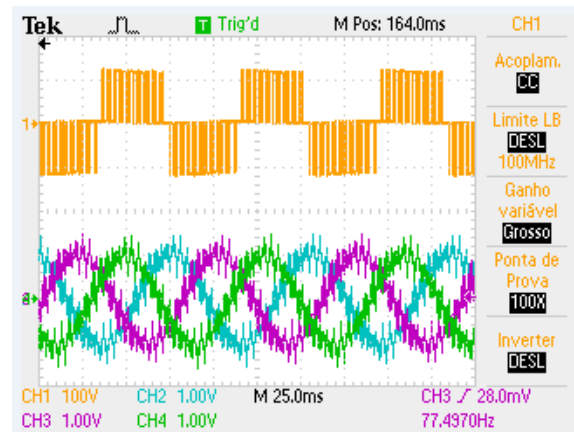
Para uma tensão  $u_{12}$  máxima de 74 V em valor eficaz e, aplicando a expressão 2-14 obtêm-se um valor de  $f_{mod}$  de 17 Hz. Este valor de  $f_{mod}$  de 17 Hz é o valor máximo até a máquina assíncrona trifásica entrar na zona de enfraquecimento do campo. A frequência de 20,8 Hz está na zona de fronteira do enfraquecimento de campo.

Para as simulações e ensaios experimentais foram escolhidas as frequências  $f_{mod}$  de 12,8 Hz; 14,4 Hz; 16 Hz; 20,8 Hz e 25,5 Hz. A utilização de valores não inteiros para as frequências  $f_{mod}$ , está relacionada com a programação da DAQ, nomeadamente, com a relação entre frequências do relógio interno da DAQ e a frequência das modulantes, descrita na equação 6-1.

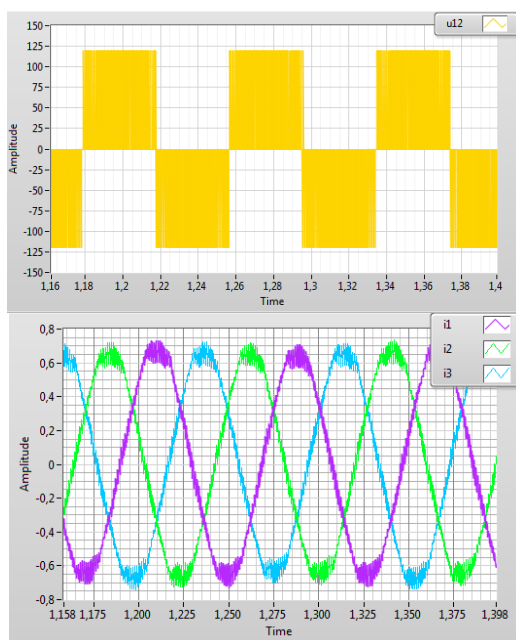
Na Figura 69, são representadas as evoluções temporais em regime permanente, obtidas por simulação numérica e em laboratório, das correntes do estator da máquina assíncrona trifásica  $i_1$ ,  $i_2$  e  $i_3$  e a tensão composta  $u_{12}$  com a frequência da modulante  $f_{mod} = 12,8$  Hz.



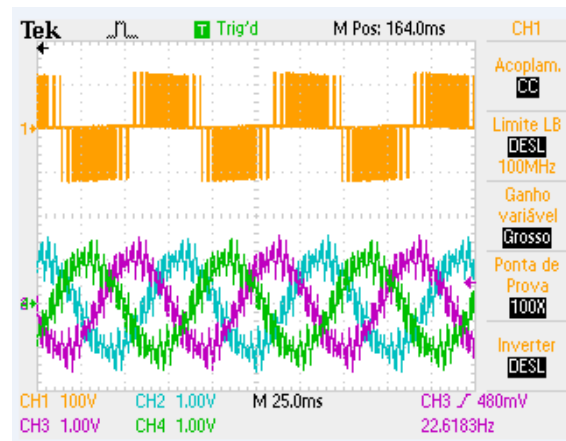
a)



b)



c)

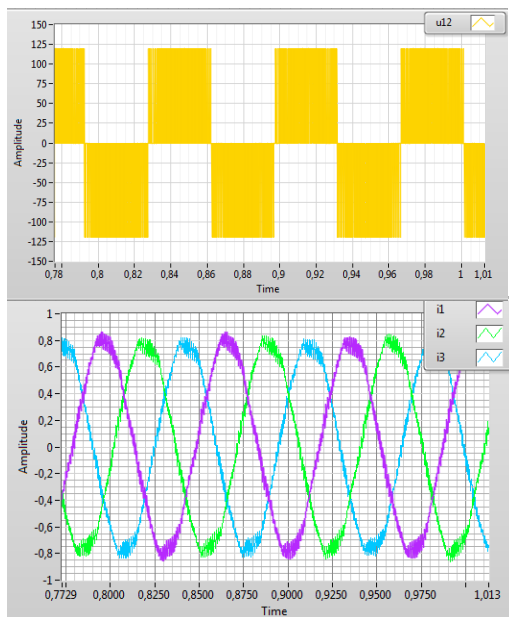


d)

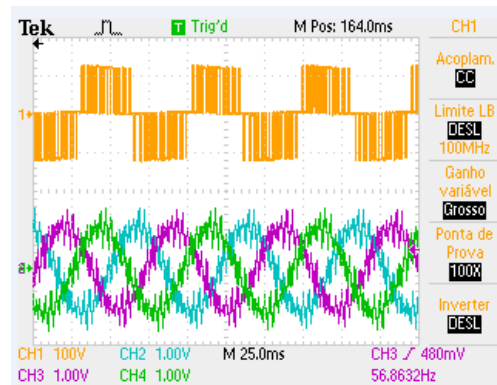
Figura 69 - Tensão composta  $u_{12}$  e correntes  $i_1$ ,  $i_2$ ,  $i_3$  em: a) simulação numérica com ganho horizontal 25 ms/div, no sentido rotação  $CW$ ; b) ensaio laboratorial com ganho horizontal 25 ms/div e ganho vertical 100 V/div (tensão composta), 1 V/div  $\approx$  0,5 A/div (correntes) no sentido rotação  $CW$ ; c) simulação numérica com ganho horizontal 25 ms/div, no sentido rotação  $CCW$ ; d) ensaio laboratorial com ganho horizontal 25 ms/div e ganho vertical 100 V/div (tensão composta), 1 V/div  $\approx$  0,5 A/div (correntes) no sentido rotação  $CCW$ .

No ensaio experimental com o motor no sentido “*CW – ClockWise*“ (sentido inverso), a velocidade foi de 375 rpm e, na simulação a velocidade do motor atingiu as 380 rpm. No sentido “*CWW – CounterClockWise*” (sentido direto) no ensaio experimental a velocidade do motor foi de 371 rpm e, na simulação a velocidade foi de 376 rpm. Estas velocidades foram obtidas em regime permanente.

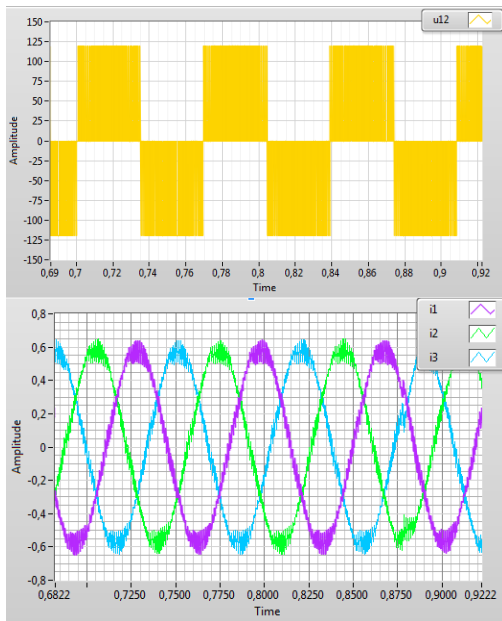
Na Figura 70, são representadas as evoluções temporais em regime permanente, obtidas por simulação numérica e em laboratório, das correntes do estator da máquina assíncrona trifásica  $i_1$ ,  $i_2$  e  $i_3$  e a tensão composta  $u_{12}$  com a frequência da modulante  $f_{mod} = 14,4$  Hz.



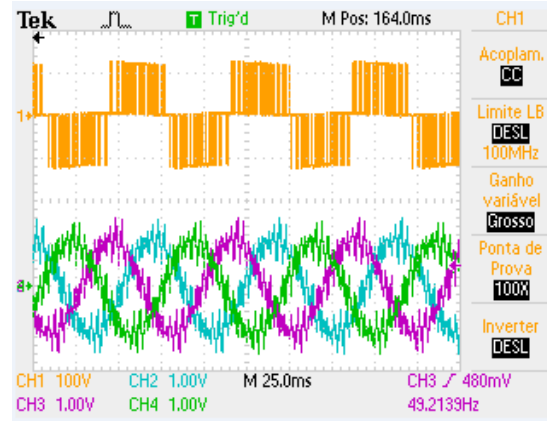
a)



b)



c)

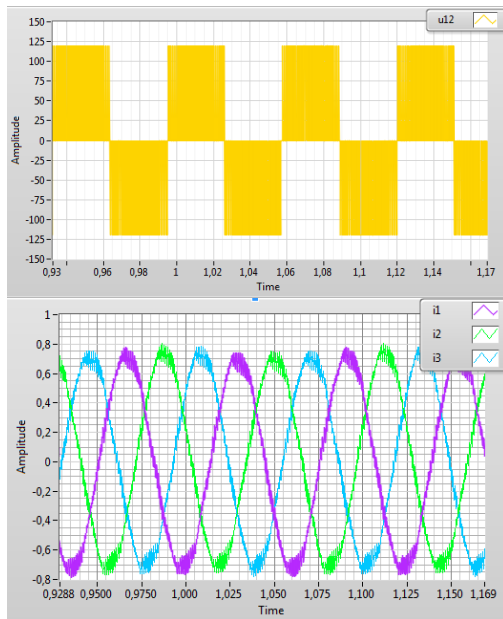


d)

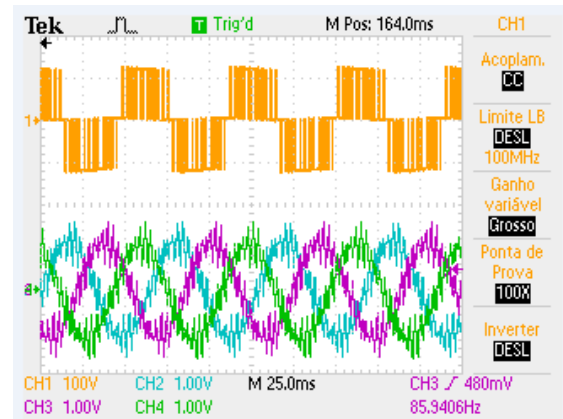
Figura 70 - Tensão composta  $u_{12}$  e correntes  $i_1$ ,  $i_2$ ,  $i_3$  em: a) simulação numérica com ganho horizontal 24 ms/div, no sentido rotação *CW*; b) ensaio laboratorial com ganho horizontal 25 ms/div e ganho vertical 100 V/div (tensão composta), 1 V/div $\approx$ 0,5 A/div (correntes) no sentido rotação *CW*; c) simulação numérica com ganho horizontal 25 ms/div, no sentido rotação *CCW*; d) ensaio laboratorial com ganho horizontal 25 ms/div e ganho vertical 100 V/div (tensão composta), 1 V/div $\approx$ 0,5 A/div (correntes) no sentido rotação *CCW*.

No ensaio experimental com o motor no sentido “*CW – ClockWise*” (sentido inverso), a velocidade foi de 420 rpm e, na simulação a velocidade do motor atingiu as 428 rpm. No sentido “*CWW – CounterClockWise*” (sentido direto) no ensaio experimental a velocidade do motor foi de 422 rpm e, na simulação a velocidade foi de 423 rpm. Estas velocidades foram obtidas em regime permanente.

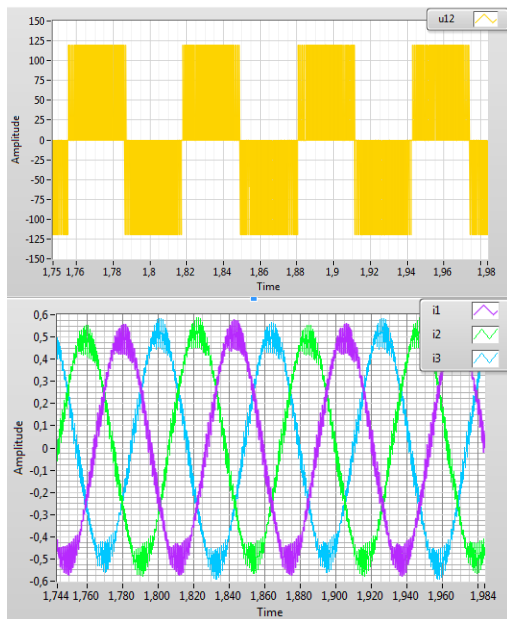
Na Figura 71, são representadas as evoluções temporais em regime permanente, obtidas por simulação numérica e em laboratório, das correntes do estator da máquina assíncrona trifásica  $i_1$ ,  $i_2$  e  $i_3$  e a tensão composta  $u_{12}$  com a frequência da modulante  $f_{mod} = 16$  Hz.



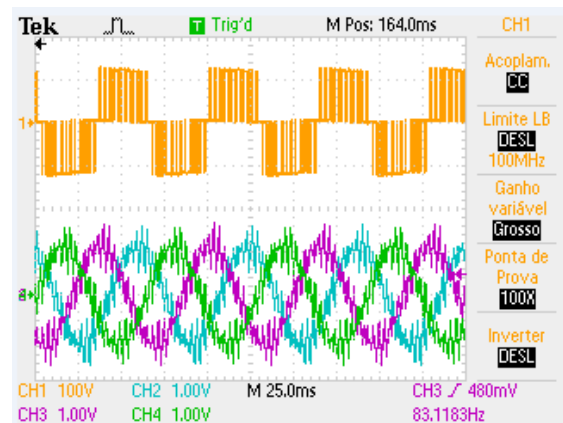
a)



b)



c)

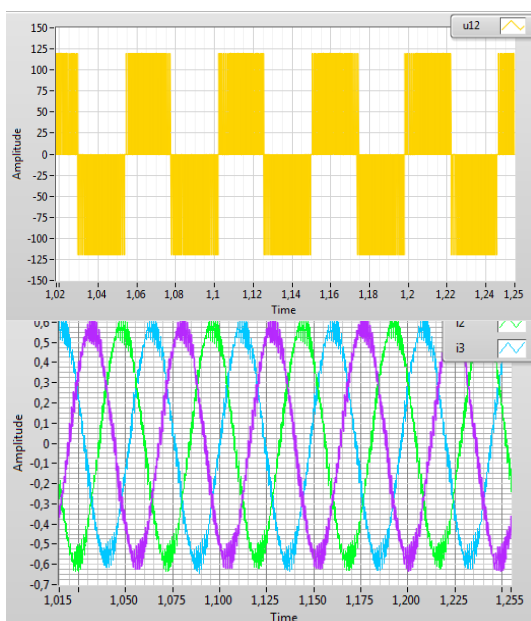


d)

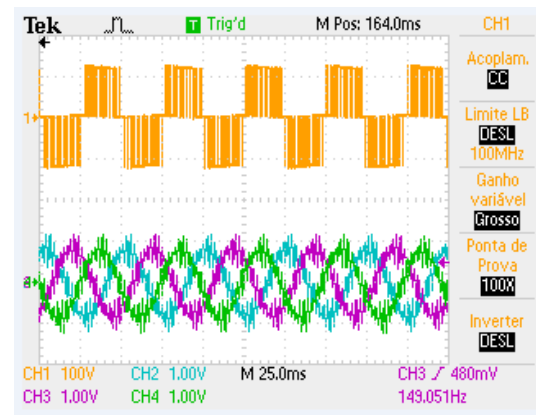
Figura 71 - Tensão composta  $u_{12}$  e correntes  $i_1$ ,  $i_2$ ,  $i_3$  em: a) simulação numérica com ganho horizontal 24 ms/div, no sentido rotação  $CW$ ; b) ensaio laboratorial com ganho horizontal 25 ms/div e ganho vertical 100 V/div (tensão composta), 1 V/div  $\approx$  0,5 A/div (correntes) no sentido rotação  $CW$ ; c) simulação numérica com ganho horizontal 24 ms/div, no sentido rotação  $CCW$ ; d) ensaio laboratorial com ganho horizontal 25 ms/div e ganho vertical 100 V/div (tensão composta), 1 V/div  $\approx$  0,5 A/div (correntes) no sentido rotação  $CCW$ .

No ensaio experimental com o motor no sentido “*CW – ClockWise*” (sentido inverso), a velocidade foi de 470 rpm e, na simulação a velocidade do motor atingiu as 476 rpm. No sentido “*CWW – CounterClockWise*” (sentido direto) no ensaio experimental a velocidade do motor foi de 470 rpm e, na simulação a velocidade foi de 471 rpm. Estas velocidades foram obtidas em regime permanente.

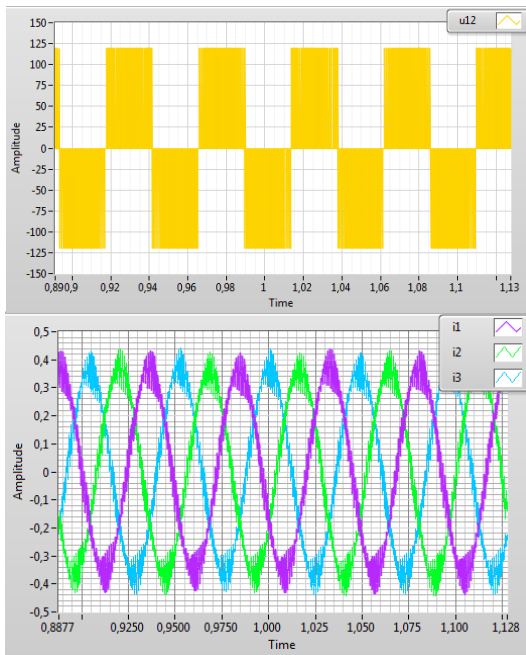
Na Figura 72, são representadas as evoluções temporais em regime permanente, obtidas por simulação numérica e em laboratório, das correntes do estator da máquina assíncrona trifásica  $i_1$ ,  $i_2$  e  $i_3$  e a tensão composta  $u_{12}$  com a frequência da modulante  $f_{mod} = 20,8$  Hz.



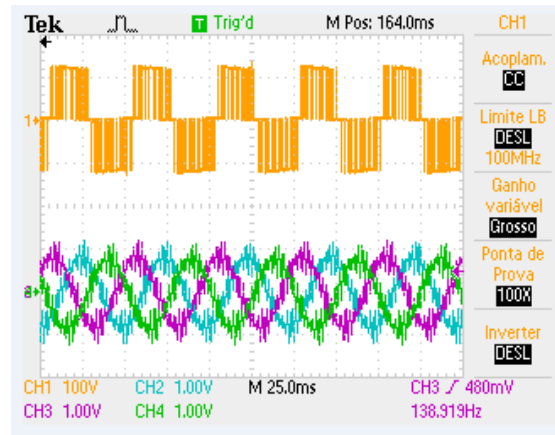
a)



b)



c)

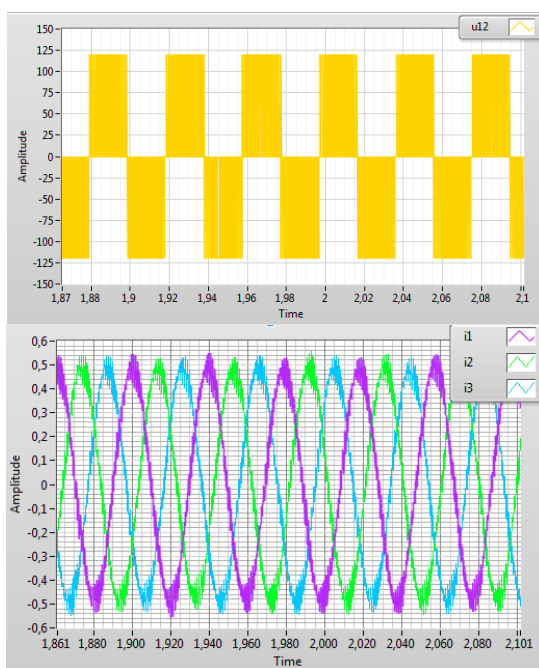


d)

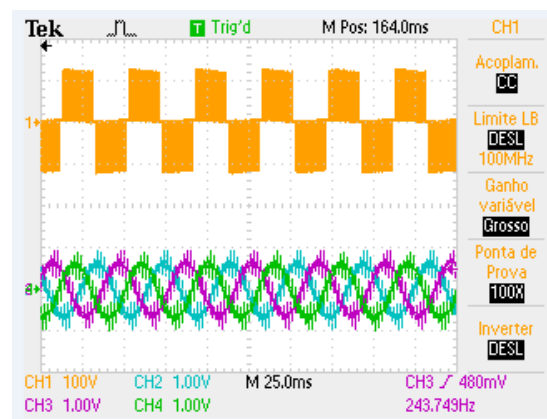
Figura 72 - Tensão composta  $u_{12}$  e correntes  $i_1$ ,  $i_2$ ,  $i_3$  em: a) simulação numérica com ganho horizontal 24 ms/div, no sentido rotação CW; b) ensaio laboratorial com ganho horizontal 25 ms/div e ganho vertical 100 V/div (tensão composta), 1 V/div $\approx$ 0,5 A/div (correntes) no sentido rotação CW; c) simulação numérica com ganho horizontal 24 ms/div, no sentido rotação CCW; d) ensaio laboratorial com ganho horizontal 25 ms/div e ganho vertical 100 V/div (tensão composta), 1 V/div $\approx$ 0,5 A/div (correntes) no sentido rotação CCW.

No ensaio experimental com o motor no sentido “*CW – ClockWise*” (sentido inverso), a velocidade foi de 608 rpm e, na simulação a velocidade do motor atingiu as 614 rpm. No sentido “*CWW – CounterClockWise*” (sentido direto) no ensaio experimental a velocidade do motor foi de 610 rpm e, na simulação a velocidade foi de 610 rpm. Estas velocidades foram obtidas em regime permanente.

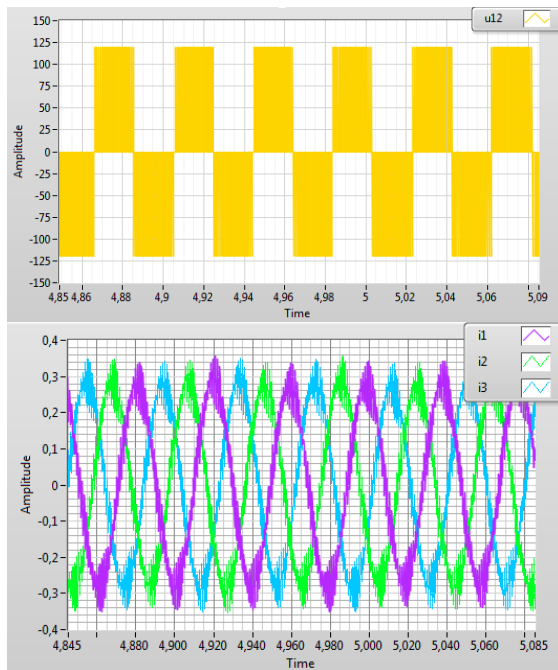
Na Figura 73, são representadas as evoluções temporais em regime permanente, obtidas por simulação numérica e em laboratório, das correntes do estator da máquina assíncrona trifásica  $i_1$ ,  $i_2$  e  $i_3$  e a tensão composta  $u_{12}$  com a frequência da modulante  $f_{mod} = 25,5\text{Hz}$ .



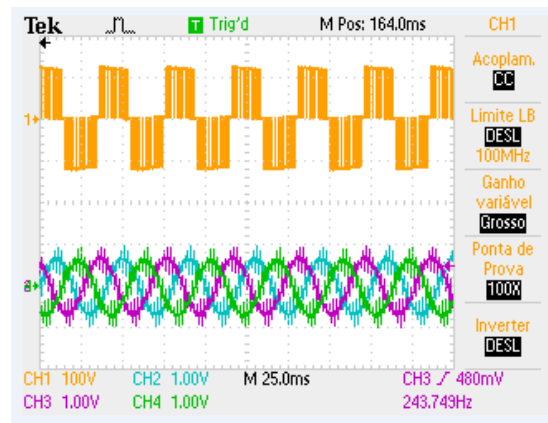
a)



b)



c)



d)

Figura 73 - Tensão composta  $u_{12}$  e correntes  $i_1$ ,  $i_2$ ,  $i_3$  em: a) simulação numérica com ganho horizontal 24 ms/div, no sentido rotação *CW*; b) ensaio laboratorial com ganho horizontal 25 ms/div e ganho vertical 100 V/div (tensão composta), 1 V/div $\approx$ 0,5 A/div (correntes) no sentido rotação *CW*; c) simulação numérica com ganho horizontal 24 ms/div, no sentido rotação *CCW*; d) ensaio laboratorial com ganho horizontal 25 ms/div e ganho vertical 100 V/div (tensão composta), 1 V/div $\approx$ 0,5 A/div (correntes) no sentido rotação *CCW*.

No ensaio experimental com o motor no sentido “*CW – ClockWise*“ (sentido inverso), a velocidade foi de 740 rpm e, na simulação a velocidade do motor atingiu as 746 rpm. No sentido “*CWW – CounterClockWise*” (sentido direto) no ensaio experimental a velocidade do motor foi de 742 rpm e, na simulação a velocidade foi de 744 rpm. Estas velocidades foram obtidas em regime permanente.

Os resultados obtidos em regime permanente nas Figura 69 (a), b), c) e d)), Figura 70 (a), b), c) e d)), Figura 71 (a), b), c) e d)), Figura 72 (a), b), c) e d)) e Figura 73 (a), b), c) e d)), mostram que a evolução temporal das grandezas (tensão composta  $u_{12}$ , correntes no estator  $i_1, i_2, i_3$ ) e velocidade mecânica analisadas, têm a mesma evolução e desempenho na simulação numérica e ensaio laboratorial. Desta forma e com os resultados obtidos e apresentados nas figuras anteriores, podemos validar os modelos matemáticos que foram descritos anteriormente: i) ondulator de tensão trifásico em ponte, ii) circuito de comando para geração dos sinais do tipo PWM, iii) técnica de comando V/f para aplicação de um acionamento de velocidade variável em cadeia aberta, iv) máquina assíncrona trifásica de rotor em curto-circuito. Igualmente podemos validar a construção destes modelos com o LabVIEW 2013.

## 7 Conclusões

Neste capítulo será efetuada uma descrição, de forma sintética, do trabalho realizado durante esta dissertação de Mestrado, com evidência nas respetivas conclusões relativamente aos objetivos propostos. Com base nesta dissertação, serão descritas perspectivas para trabalhos futuros que possam vir a ser abordados por outros alunos. Estes trabalhos futuros terão como objetivo por um lado, aprofundar a implementação em LabVIEW da técnica de comando V/f utilizada e por outro, testar outras arquiteturas de comando e eventualmente controlo que possam ser indicadas para uma aplicação específica por exemplo controlo de velocidade, de posição ou binário), uma vez que nesta dissertação o estudo efetuado focou a implementação genérica (variação de velocidade), e, não uma aplicação concreta.

O desenvolvimento da presente dissertação de mestrado foi baseado no estudo teórico do ondulator de tensão trifásico em ponte e da máquina assíncrona trifásica de rotor em curto-circuito. Com isto, foram utilizados modelos matemáticos para a transformação do modelo da máquina assíncrona e ondulator de tensão do referencial  $123$  para o referencial  $\alpha\beta\gamma$  e deste para o referencial  $dq0$ . Para cada um dos três referenciais, foi desenvolvido e implementado um modelo matemático em LabVIEW e, efetuada a respetiva simulação numérica baseada em parâmetros de uma máquina assíncrona trifásica, existente no Laboratório de Eletrónica Industrial [7-12]. Os resultados obtidos inicialmente na simulação numérica foram comparados com os resultados obtidos na referência bibliográfica [7]. Com esta implementação, foram validados os modelos matemáticos da máquina assíncrona trifásica nos referenciais  $123$ ,  $\alpha\beta\gamma$  e  $dq0$ , onde, estes estavam corretos e de acordo com o pretendido.

Para comparação de resultados de simulação numérica e ensaio experimental foi utilizando o mesmo algoritmo do modelo da simulação numérica já obtido e validado pela referência bibliográfica [7], usando os parâmetros da máquina assíncrona trifásica existente no Laboratório de Electrónica Industrial.

Nos ensaios experimentais (com DAQ) foi construído um algoritmo com a finalidade de transferir os sinais de comando do tipo PWM ao ondulator de tensão trifásico em ponte, pois, o algoritmo utilizado na simulação numérica (sem DAQ) não contempla o comando da máquina em tempo real. Os resultados obtidos com os dois algoritmos, permitiram validar os modelos utilizados nas simulações numéricas. Na implementação laboratorial da técnica V/f, foi usado um protótipo

experimental existente no Laboratório de Eletrônica Industrial, que revelou ter a robustez necessária para um correto funcionamento do sistema.

## 7.1 Perspetivas para Trabalhos Futuros

Durante o desenvolvimento desta dissertação de Mestrado, cujo estudo teórico e implementação prática foi sobre a implementação em LabVIEW do comando de uma máquina assíncrona trifásica por variação simultânea de tensão e frequência (técnica V/f), foram surgindo algumas condições que podem futuramente ser otimizadas permitindo melhorar o desempenho do algoritmo e como consequência melhorar o desempenho de todo o sistema e algumas aplicações mais concretas onde este método possa ser aplicado. Para isso, ficam algumas sugestões para trabalhos futuros:

- 1 – Introduzir no comando a compensação do escorregamento.
- 2 – Substituir o retificador de tensão trifásico não controlado, por um retificador controlado de modo que a tensão no barramento DC seja constante e regulável e redução do conteúdo harmónico das correntes injectadas na rede eléctrica e obter factor de potência praticamente unitário.
- 3 – Substituir o método de geração de PWM, por soluções alternativas e, verificar a sua influência no sistema.
- 4 – Testar outras estratégias de comando e controlo (em LabVIEW) que possam ser relevantes em aplicações com funcionamentos especiais (por exemplo controlo de velocidade, de posição ou binário) e comparar as respostas em regime estacionário e dinâmico.

## 8 BIBLIOGRAFIA

- [1] National Instruments, <http://www.ni.com>
- [2] N. & J. Yamini, “Control of AC Motor using LabVIEW”, VIT University, 2014.
- [3] S. P. J. R. S. R. Gunabalan, “Simulation of Inverter Fed Induction Motor Drive with LabVIEW”, em International Journal of Electrical and Computer Engineering, 2014.
- [4] Gil Marques, “Controlo de Motores Eléctricos”, IST, 1999.
- [5] Ribeiro Henrique, “Controlo de Velocidade e Monitorização de um Motor de Indução Trifásico suportados em Microcontrolador”, ISEL, 2010.
- [6] S. M. I. Caetano, “Comando de ondulator de tensão trifásico por técnica PWM e técnica U/f com implementação por microcontrolado” ISEL, 2013.
- [7] João C. Palma, “Accionamentos Electromecânicos de Velocidade Variável”, Fundação Calouste Gulbenkian, 2008
- [8] Rui Martins, “Orientação de Campo da Máquina Assíncrona – Controlo Preditivo”, ISEL, 2012.
- [9] Luis M. S. Redondo, ”Apontamentos sobre semicondutores de potência para engenharia electrotécnica”, ISEL, 2008.
- [10] Tiago Simões, ”Comando do binário aplicado a um motor e obtenção automática da sua característica Binário – Velocidade”, FCT-UNL, 2011.
- [11] Gil Marques, “Dinâmica das Máquinas Eléctricas”, IST, 2002
- [12] E. Margato, M. Chaves, P. Gambôa, ”Conversores Electrónicos em Accionamentos, Trabalho Prático Nº 2, “Accionamentos com Máquinas Assíncronas Trifásicas – Comando por Variação Simultânea da Tensão e Frequência (Técnica “ $V/f$ ””, ISEL, 2019



## 9 Anexo I

### 9.1 Transformação de Referenciais ( $abc - \alpha\beta\gamma$ ) e ( $\alpha\beta\gamma - dq0$ )

#### 9.1.1 Modelo da Máquina Assíncrona em Coordenadas $\alpha\beta\gamma$

A transformação de Clarke é uma transformação linear que simplifica modelos simétricos trifásicos. Neste caso transforma o modelo de uma máquina simétrica trifásica numa máquina simétrica bifásica equivalente, onde não se contabilizam os acoplamentos por indução entre os enrolamentos estatóricos e rotóricos, mantendo constante a potência, binário, velocidade e número de par de pólos.

Na Figura 74, está representada o estator de duas máquinas que se pretendem equivalentes. A diferença encontra-se nos enrolamentos. Na Figura 74 a), temos um sistema trifásico no referencial  $123$  ou  $abc$ , na Figura 74 b), um sistema bifásico no referencial  $\alpha\beta$ .

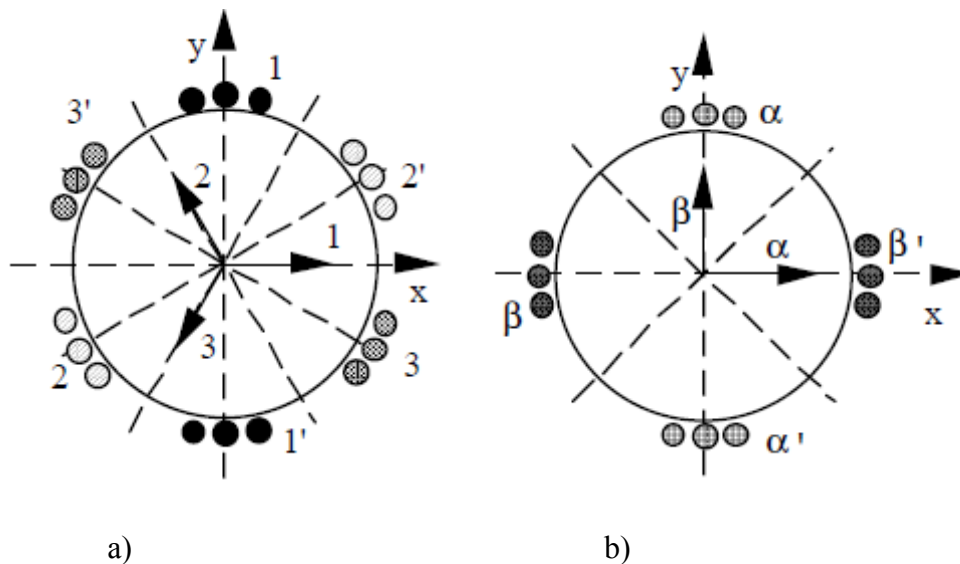


Figura 74 - a) Representação dos enrolamentos por fase no referencial  $abc$  [11];

b) Representação dos enrolamentos por fase no referencial  $\alpha\beta$  [11].

Na Figura 75, está representado o modelo simplificado da Figura 74. Este, pode ser interpretado como um sistema físico equivalente, em que existem dois enrolamentos em quadratura no estator e igualmente dois enrolamentos em quadratura no rotor.

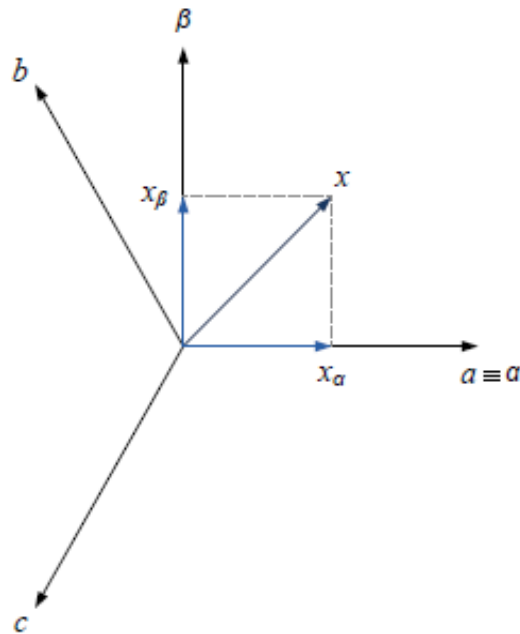


Figura 75 - Transformação de coordenadas  $abc$  em  $\alpha\beta$  [11].

A obtenção do modelo matemático da máquina de indução trifásica em coordenadas  $\alpha\beta$  é realizada aplicando a transformação de Concordia  $[C]$  às grandezas (tensões, correntes e fluxos) do estator e do rotor.

Esta simplificação leva à consideração no sistema transformado de um terceiro circuito ( $\gamma$ ) que, entretanto, não interage com os outros dois ( $\alpha\beta$ ), não contribuindo, portanto, para a conversão eletromecânica. Em sistemas trifásicos equilibrados e sem harmônicas a componente homopolar pode ser desprezada (normalmente a componente homopolar da corrente é nula).

Nestas condições há desacoplamento entre as componentes  $\alpha\beta$  e a componente  $\gamma$ . A conversão do modelo da máquina de indução trifásica em coordenadas  $\alpha\beta$ , caracteriza-se pela equação 9-1:

$$[X_{abc}] = [C][X_{\alpha\beta\gamma}] \quad \text{ou} \quad \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = C \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_\gamma \end{bmatrix} \quad \text{com } x, X \in \{u, i, \Psi\} \quad 9-1$$

Em que  $[C]$  (matriz da Concórdia) é obtida por 9-2:

$$[C] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad 9-2$$

A transformação inversa de um sistema bifásico num trifásico também é possível segundo a transformação inversa de Concordia obtida com 9-3. Esta matriz tem a propriedade representada em 9-4.

$$[X_{\alpha\beta\gamma}] = [C]^T [X_{abc}] \quad \text{ou} \quad \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_\gamma \end{bmatrix} = [C]^T \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad \text{com } x, X \in \{u, i, \Psi\} \quad 9-3$$

$$[C]^T = [C]^{-1} \quad 9-4$$

A partir da equação 2-3, para transformar o sistema trifásico num bifásico equivalente  $\alpha\beta$  com equações para o rotor e estator com aplicação de 9-1 para obter 9-5.

$$\begin{cases} [C][u_{s\alpha\beta\gamma}] = [R_s][C][i_{s\alpha\beta\gamma}] + \frac{d}{dt} \{ [L_{ss}][C][i_{s\alpha\beta\gamma}] + [L_{sr}][C][i_{r\alpha\beta\gamma}] \} \\ [C][u_{r\alpha\beta\gamma}] = [R_r][C][i_{r\alpha\beta\gamma}] + \frac{d}{dt} \{ [L_{rr}][C][i_{s\alpha\beta\gamma}] + [L_{rs}][C][i_{r\alpha\beta\gamma}] \} \end{cases} \quad 9-5$$

Multiplicando 9-5 por  $[C^T]$  para obter 9-6.

$$\begin{cases} [C]^T[C][u_{s\alpha\beta\gamma}] = [C]^T[R_s][C][i_{s\alpha\beta\gamma}] + \frac{d}{dt} \{ [C]^T[L_{ss}][C][i_{s\alpha\beta\gamma}] + [C]^T[L_{sr}][C][i_{r\alpha\beta\gamma}] \} \\ [C]^T[C][u_{r\alpha\beta\gamma}] = [C]^T[R_r][C][i_{r\alpha\beta\gamma}] + \frac{d}{dt} \{ [C]^T[L_{rr}][C][i_{r\alpha\beta\gamma}] + [C]^T[L_{rs}][C][i_{r\alpha\beta\gamma}] \} \end{cases} \quad 9-6$$

Em que as matrizes de tensões do estator e rotor são obtidas por 9-7.

$$[u_{s\alpha\beta\gamma}] = \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \\ u_{s\gamma} \end{bmatrix}; \quad [u_{r\alpha\beta\gamma}] = \begin{bmatrix} u_{r\alpha} \\ u_{r\beta} \\ u_{r\gamma} \end{bmatrix} \quad 9-7$$

As matrizes das correntes do estator e rotor são obtidas por 9-8.

$$[i_{s\alpha\beta\gamma}] = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{s\gamma} \end{bmatrix}; \quad [i_{r\alpha\beta\gamma}] = \begin{bmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \\ i_{r\gamma} \end{bmatrix} \quad 9-8$$

A matriz das resistências do estator é obtida por 9-9.

$$[R_{s\alpha\beta\gamma}] = [C]^T[R_s][C] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad 9-9$$

A matriz das resistências do rotor é obtida por 9-10.

$$[R_{r\alpha\beta\gamma}] = [C]^T [R_r] [C] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad 9-10$$

A matriz com as indutâncias próprias e mútuas dos enrolamentos do estator é obtida por 9-11.

$$[L_{SS\alpha\beta\gamma}] = [C]^T [L_{SS}] [C] = \begin{bmatrix} l_s + M_s & 0 & 0 \\ 0 & l_s + M_s & 0 \\ 0 & 0 & l_s - 2M_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{S\alpha} & 0 & 0 \\ 0 & L_{S\beta} & 0 \\ 0 & 0 & L_{S\gamma} \end{bmatrix} \quad 9-11$$

A matriz com as indutâncias próprias e mútuas dos enrolamentos do rotor é obtida por 9-12.

$$[L_{rr\alpha\beta\gamma}] = [C]^T [L_{rr}] [C] = \begin{bmatrix} l_r + M_r & 0 & 0 \\ 0 & l_r + M_r & 0 \\ 0 & 0 & l_r - 2M_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{r\alpha} & 0 & 0 \\ 0 & L_{r\beta} & 0 \\ 0 & 0 & L_{r\gamma} \end{bmatrix} \quad 9-12$$

A matriz com as indutâncias mútuas entre os enrolamentos do estator e rotor é obtida por 9-13.

$$[L_{rs\alpha\beta\gamma}] = [C]^T [L_{rs}] [C] = \frac{3}{2} M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & -\sin(\theta_r) & 0 \\ \sin(\theta_r) & \cos(\theta_r) & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = [L_{sr\alpha\beta\gamma}]^T \quad 9-13$$

Substituindo as equações 9-7 a 9-13 em 9-6 e a sua simplificação matemática é obtida 9-14.

$$\begin{cases} [u_{s\alpha\beta\gamma}] = [R_{s\alpha\beta\gamma}] [i_{s\alpha\beta\gamma}] + \frac{d}{dt} \{ [L_{ss\alpha\beta\gamma}] [i_{s\alpha\beta\gamma}] + [L_{sr\alpha\beta\gamma}] [i_{r\alpha\beta\gamma}] \} \\ [u_{r\alpha\beta\gamma}] = [R_{r\alpha\beta\gamma}] [i_{r\alpha\beta\gamma}] + \frac{d}{dt} \{ [L_{rr\alpha\beta\gamma}] [i_{r\alpha\beta\gamma}] + [L_{rs\alpha\beta\gamma}] [i_{s\alpha\beta\gamma}] \} \end{cases} \quad 9-14$$

Colocar 9-14 na forma matricial para obter 9-15.

$$\begin{bmatrix} [u_{s\alpha\beta\gamma}] \\ [u_{r\alpha\beta\gamma}] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s\alpha\beta\gamma} & 0 \\ 0 & R_{r\alpha\beta\gamma} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} [i_{s\alpha\beta\gamma}] \\ [i_{r\alpha\beta\gamma}] \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left\{ \begin{bmatrix} L_{ss\alpha\beta\gamma} & L_{sr\alpha\beta\gamma} \\ L_{rs\alpha\beta\gamma} & L_{rr\alpha\beta\gamma} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} [i_{s\alpha\beta\gamma}] \\ [i_{r\alpha\beta\gamma}] \end{bmatrix} \right\} \quad 9-15$$

O modelo da máquina assíncrona trifásica em coordenadas  $\alpha\beta$  poderá ser apresentado da seguinte forma 9-16.

$$\begin{cases} [u_{\alpha\beta\gamma}] = [R_{\alpha\beta\gamma}] [i_{\alpha\beta\gamma}] + \frac{d}{dt} ([\Psi_{\alpha\beta\gamma}]) \\ [\Psi_{\alpha\beta\gamma}] = [L_{\alpha\beta\gamma}] [i_{\alpha\beta\gamma}] \end{cases} \quad 9-16$$

A matriz das tensões e correntes do estator e rotor são obtidas respetivamente por 9-17 e 9-18.

$$[u_{\alpha\beta\gamma}] = \begin{bmatrix} [u_{s\alpha\beta\gamma}] \\ [u_{r\alpha\beta\gamma}] \end{bmatrix} \quad 9-17$$

$$[i_{\alpha\beta\gamma}] = \begin{bmatrix} [i_{s\alpha\beta\gamma}] \\ [i_{r\alpha\beta\gamma}] \end{bmatrix} \quad 9-18$$

A matriz das resistências do estator e rotor é obtida por 9-19.

$$[R_{\alpha\beta\gamma}] = \begin{bmatrix} [R_{s\alpha\beta\gamma}] & [0] \\ [0] & [R_{r\alpha\beta\gamma}] \end{bmatrix} \quad 9-19$$

A matriz com as indutâncias próprias e mútuas dos enrolamentos do estator e rotor é obtida por 9-20.

$$[L_{\alpha\beta\gamma}] = \begin{bmatrix} [L_{ss\alpha\beta\gamma}] & [L_{sr\alpha\beta\gamma}] \\ [L_{rs\alpha\beta\gamma}] & [L_{rr\alpha\beta\gamma}] \end{bmatrix} \quad 9-20$$

### 9.1.2 Modelo da Máquina Assíncrona Trifásica em Coordenadas $dq0$

Pelo facto das grandezas estatóricas e rotóricas (tensões, correntes e fluxos) ainda manterem a dependência do ângulo  $\theta$  (Figura 76), existe a necessidade de efetuar mais uma transformação de coordenadas. Assim, efetua-se uma transformação que resulta em obter um sistema em quadratura, bifásico e com a particularidade de rodar à velocidade genérica  $d\theta/dt=\omega$ .

Esta transformação designada de Park consiste assim, na passagem do referencial bifásico  $\alpha\beta$ , para um referencial ortogonal bifásico  $dq$ , com a possibilidade de ser síncrono com a tensão da rede, que roda a uma velocidade angular e que faz um ângulo com o eixo  $\alpha$ .

Este novo referencial encontra-se representado na Figura 76. O eixo  $d$  representa a componente direta das tensões, correntes ou fluxos, e o eixo  $q$  representa a componente em quadratura das tensões, correntes ou fluxos a transformar.

Uma das grandes vantagens desta transformação consiste no facto de que as grandezas (sistema trifásico equilibrado e sem presença de harmónicas), após a transformação, tomam valores

contínuos e não sinusoidais, tornando-se assim num sistema linear e invariante no tempo, simplificando todas as manipulações matemáticas com tensões, correntes e fluxos.

O diagrama vetorial desta transformação está representado na Figura 76.

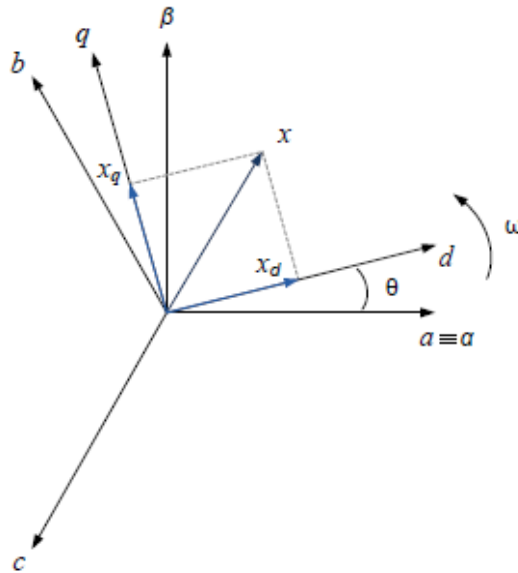


Figura 76 - Transformação de coordenadas  $\alpha\beta\gamma$  em  $dq0$ .

Para realizar a transformação de coordenadas reais  $\alpha\beta\gamma$  para coordenadas  $dq0$ , é utilizada a matriz  $[T]$ .

Esta é denominada matriz de Blondel–Park e é obtida por 9-21.

$$[T] = \begin{bmatrix} [R(\theta)] & [0] \\ [0] & [R(\theta - \theta_r)] \end{bmatrix} \quad 9-21$$

Em que  $[R(\theta)]$  e  $[R(\theta - \theta_r)]$ , são representadas por 9-22 e 9-23.

A matriz  $[R(\theta)]$  transforma as grandezas estatóricas com 9-22.

$$[R(\theta)] = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad 9-22$$

por sua vez a matriz  $[R(\theta - \theta_r)]$  transforma as grandezas rotóricas.

A matriz  $[R(\theta - \theta_r)]$  transforma as grandezas rotóricas 9-23.

$$[R(\theta - \theta_r)] = \begin{bmatrix} \cos(\theta - \theta_r) & \sin(\theta - \theta_r) & 0 \\ -\sin(\theta - \theta_r) & \cos(\theta - \theta_r) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad 9-23$$

Com a matriz 9-21 a transformação de coordenadas  $\alpha\beta\gamma$  para  $dqo$  é obtida por 9-24.

$$[X_{dqo}] = [T]^T [X_{\alpha\beta\gamma}] \quad 9-24$$

Com a matriz 9-21 a transformação de coordenadas  $dqo$  para  $\alpha\beta\gamma$  é obtida por 9-25.

$$[X_{\alpha\beta\gamma}] = [T][X_{dqo}] \quad 9-25$$

A transformação do modelo da máquina assíncrona trifásica do referencial  $\alpha\beta\gamma$  para o referencial  $dqo$  aplicada ao modelo matemático no referencial  $\alpha\beta\gamma$  apresentado anteriormente é obtida por 9-26.

$$\begin{cases} [T][U_{dqo}] = [R_{\alpha\beta\gamma}][T][i_{dqo}] + \frac{d}{dt}([T][\Psi_{dqo}]) \\ [T][\Psi_{dqo}] = [L_{\alpha\beta\gamma}][T][i_{\alpha\beta\gamma}] \end{cases} \quad 9-26$$

Multiplicando 9-21 em 9-26 e simplificando o modelo fica 9-27.

$$\begin{cases} [U_{dqo}] = [T]^T[R_{\alpha\beta\gamma}][T][i_{dqo}] + [T]^T \frac{d}{dt}([T][\Psi_{dqo}]) \\ [\Psi_{dqo}] = [T]^T[L_{\alpha\beta\gamma}][T][i_{\alpha\beta\gamma}] \end{cases} \quad 9-27$$

Simplificando as parcelas de 9-27 para obter 9-28.

$$[T]^T[R_{\alpha\beta\gamma}][T] = [R_{dqo}] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{sdqo} & 0 \\ 0 & R_{rdqo} \end{bmatrix} \quad 9-28$$

Simplificando as parcelas de 9-27 para obter 9-29.

$$[T]^T [L_{\alpha\beta\gamma}] [T] = [L_{dqo}] = \begin{bmatrix} L_{s\alpha} & 0 & 0 & \frac{3M_{sr}}{2} & 0 & 0 \\ 0 & L_{s\beta} & 0 & 0 & \frac{3M_{sr}}{2} & 0 \\ 0 & 0 & L_{s\gamma} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{3M_{sr}}{2} & 0 & 0 & L_{r\alpha} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3M_{sr}}{2} & 0 & 0 & L_{r\beta} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L_{r\gamma} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ssdqo} & L_{srdqo} \\ L_{rsdqo} & L_{rrdqo} \end{bmatrix} \quad 9-29$$

Simplificando as parcelas de 9-27 para obter 9-30.

$$[T]^T \frac{d}{dt} [T] [L_{dqo}] = [G] \Leftrightarrow$$

$$\begin{bmatrix} 0 & -\omega L_{s\alpha} & 0 & 0 & -\omega \frac{3M_{sr}}{2} & 0 \\ \omega L_{s\alpha} & 0 & 0 & \omega \frac{3M_{sr}}{2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -(\omega - \omega_r) \frac{3M_{sr}}{2} & 0 & 0 & -(\omega - \omega_r) L_{r\alpha} & 0 \\ (\omega - \omega_r) \frac{3M_{sr}}{2} & 0 & 0 & -(\omega - \omega_r) L_{r\alpha} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \Leftrightarrow \begin{bmatrix} L_{ssdqo} & L_{srdqo} \\ L_{rsdqo} & L_{rrdqo} \end{bmatrix} \quad 9-30$$

Substituindo 9-28, 9-29, 9-30 em 9-27 para obter 9-31.

$$\begin{cases} [U_{dqo}] = [R_{dqo}] [i_{dqo}] + [G] [i_{dqo}] + \frac{d}{dt} ([\Psi_{dqo}]) \\ [\Psi_{dqo}] = [L_{dqo}] [i_{dqo}] \end{cases} \quad 9-31$$

O binário eletromagnético é obtido por 9-32.

$$T_e = [i_{sd} \quad i_{sq} \quad i_{s0}] \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 0 \\ \sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\frac{3}{2} M_{sr} \sin(\theta_r) & -\frac{3}{2} M_{sr} \cos(\theta_r) & 0 \\ \frac{3}{2} M_{sr} \cos(\theta_r) & -\frac{3}{2} M_{sr} \sin(\theta_r) & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \times \quad 9-32$$

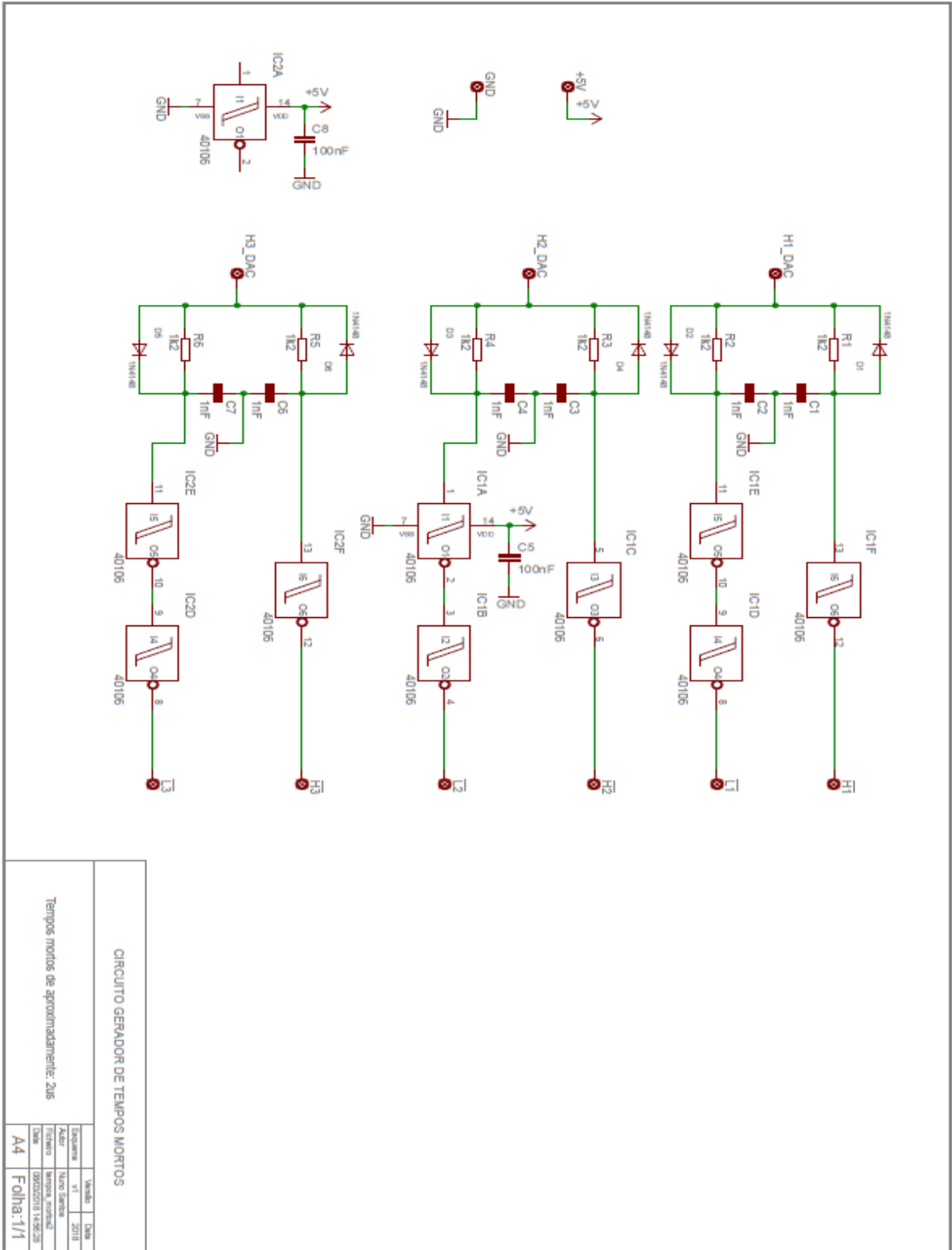
$$\begin{bmatrix} \cos(\theta - \theta_r) & \sin(\theta - \theta_r) & 0 \\ -\sin(\theta - \theta_r) & \cos(\theta - \theta_r) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{r0} \end{bmatrix}$$

Simplificando 9-32 o binário eletromagnético é obtido por 9-33.

$$T_e = \frac{3}{2} M_{sr} (i_{rd} i_{sd} - i_{rq} i_{sq}) \quad 9-33$$

# 10 Anexo II

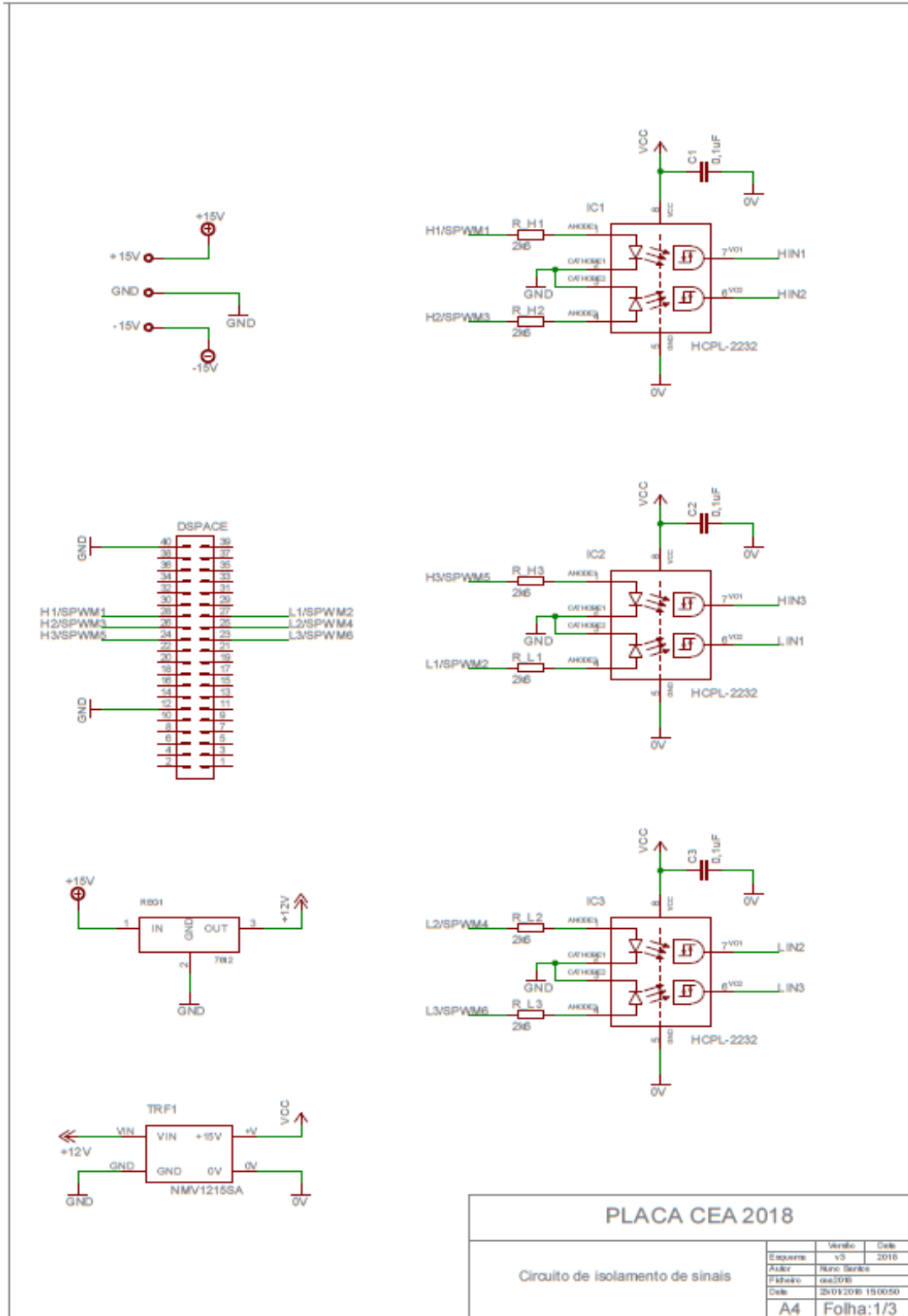
## 10.1 Circuito de Imposição dos Tempos Mortos





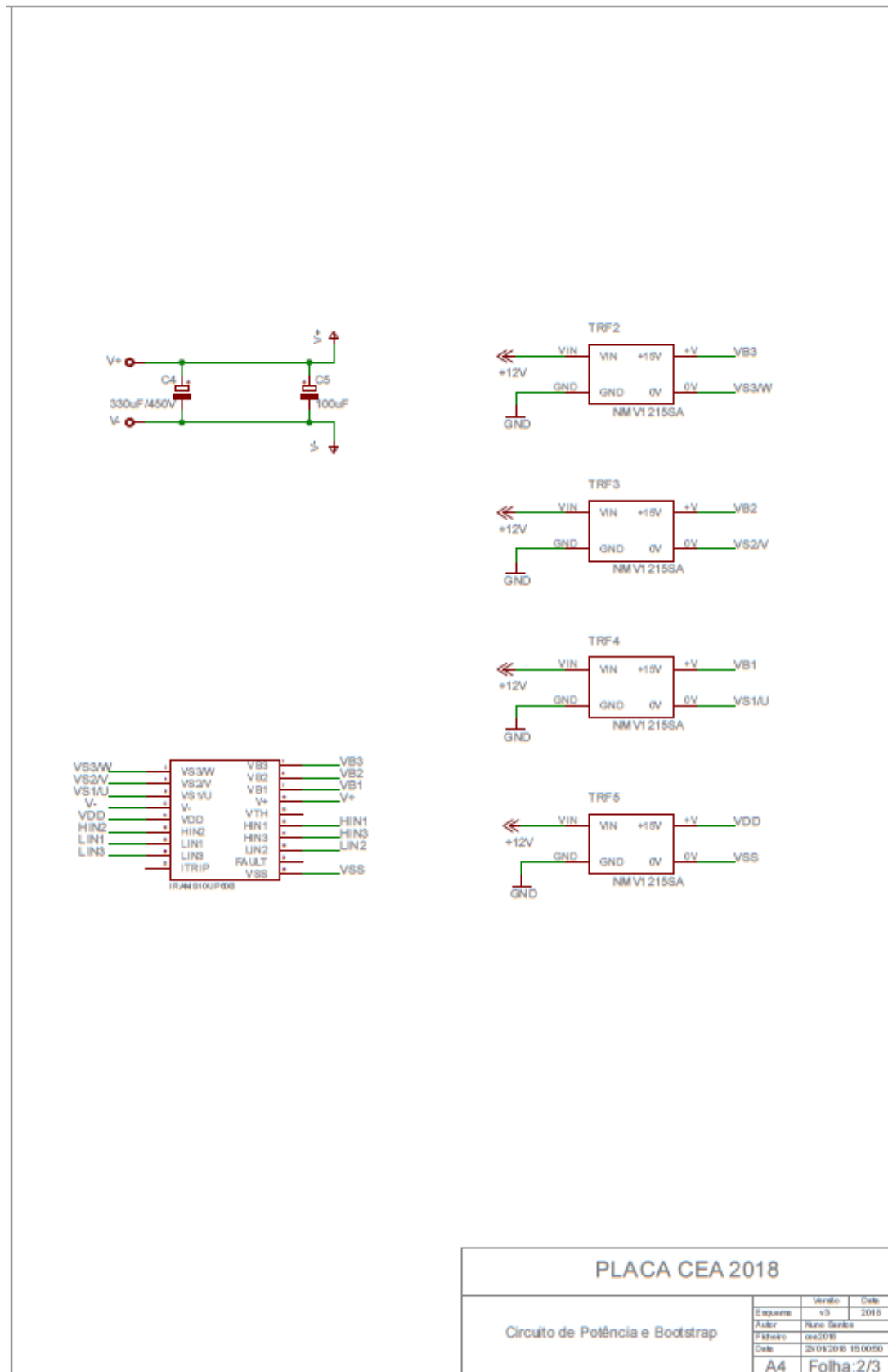
# 11 Anexo III

## 11.1 Circuito de Isolamento de Sinais de Comando





## 11.2 Circuito de Potência



### PLACA CEA 2018

Circuito de Potência e Bootstrap

Exatidão	Unidade	Data
vs	vs	2016
Auto	Nano Series	
Folha	002018	
Data	25/01/2016	10:00:50
A4	Folha:2/3	



### 11.3 Circuito de Amostragens das Correntes

