

Comando de Ondulador de Tensão Trifásico por PWM e técnica U/F com implementação por Microcontrolador

SÉRGIO MIGUEL INGLÊS CAETANO

(Licenciado)

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

Orientadores: Doutor Vasco Emanuel Anjos Soares
Mestre Nuno Paulo Real da Veiga Cardoso

Júri:

Presidente: Doutor Elmano da Fonseca Margato
1º Vogal: Doutor Vasco Emanuel Anjos Soares
2º Vogal: Mestre Nuno Paulo Real da Veiga Cardoso
3º Vogal: Doutor Fernando Manuel Fernandes Melício

Agradecimentos

Agradeço ao meu professor e orientador, Prof. Doutor Vasco Emanuel Anjos Soares e ao meu co-orientador, Prof. Equip. Asst. 2.º Triénio Nuno Paulo Real da Veiga Cardoso, pela oportunidade que me deram de realizar a minha dissertação de mestrado numa área de estudo interessante como são as técnicas de acionamento de motores elétricos recorrendo à eletrónica de potência. Agradeço também todo o apoio e ensinamentos que me deram e o tempo disponibilizado durante a realização deste trabalho.

À minha família, pelas exemplares experiências e vivências que me proporcionaram e em especial aos meus pais pela educação e valores que me transmitiram.

Ao ISEL – Instituto Superior de Engenharia de Lisboa, pela formação e conhecimento que me deu e pela experiência de estudar numa das escolas de referência do país no ensino da Engenharia.

Aos meus amigos e colegas do ISEL que estudaram e trabalharam comigo durante a minha formação.

Resumo

Nos dias de hoje as empresas sentem uma necessidade enorme de recorrer à automação para conseguir responder às exigências dos clientes e consumidores. A evolução e a redução dos custos dos componentes eletrónicos possibilitam o desenvolvimento de aplicações como Variadores Eletrónicos de Velocidade para substituição dos tradicionais acionamentos eletromecânicos de motores elétricos.

O elemento mais importante de um qualquer variador de eletrónico de velocidade é o módulo ondulator, responsável pela geração da tensão variável em amplitude e frequência para alimentar o motor eléctrico e variar a velocidade do acionamento.

O controlo e comando do funcionamento do módulo ondulator é usualmente desenvolvido por uma unidade específica, que tem como principal função a criação dos sinais de comando dos semicondutores de potência do ondulator.

Com este trabalho pretende-se projetar, desenvolver e ensaiar o comando de um ondulator de tensão trifásico com implementação por microcontrolador e usando a técnica U/F em malha aberta.

Na unidade de controlo e comando foi utilizada a PIC18F767, especialmente indicada pelo fabricante para o desenvolvimento de três sinais PWM para o comando de circuitos conversores.

Palavras-chave: Conversor CC-CA, Ondulator, Modulação de Largura de Impulso, Microcontrolador, Relação U/F, Variador Eletrónico de Velocidade

Abstract

Nowadays companies feel the need of appealing to automation to respond to the requirements of customers and consumers. The evolution and cost reduction of electronic components enabled the development of Variable Speed Drives instead of the traditional electric motors drives.

The most important of any variable speed driver is the inverter module, responsible for producing a variable voltage and frequency to feed the electric motor and vary the drive speed.

The command and control unit of the inverter module is usually developed by a specific unit, whose main function is create the control signals of the power semiconductors of the inverter.

This work aims to design, develop and test the command of a three-phase inverter voltage, which is implemented by a microcontroller and using the control U/F in open loop.

In the control unit was used PIC18F767, which is especially recommended by the manufacturer for the development of three PWM signals to the converter control circuit.

Keywords: Converter DC-AC, Inverter, Pulse Width Modulation, Microcontroller, Control U/F, Variable Speed Driver

Índice

	Pag.
1	Objetivo 1
2	Organização da Dissertação..... 2
3	Introdução 3
4	Motor elétrico de indução..... 4
4.1	Velocidade de rotação..... 5
4.2	Intensidade de Corrente..... 6
4.3	Relação U/F 7
5	Variador Eletrónico de Velocidade..... 12
5.1	Módulo de Comando 12
5.1.1	Técnica de Comando dos Semicondutores de Potência 13
5.1.2	Frequência de Comutação 18
5.2	Módulos de Potência..... 19
5.2.1	Conversor AC/DC 19
5.2.2	Conversor DC/AC 19
6	Implementação 25
6.1	Microcontrolador 25
6.1.1	Oscilador e Ciclo de Instrução..... 26
6.1.2	Entradas e Saídas Digitais 26
6.1.3	Sinais Analógicos..... 27
6.2	Condensador (<i>Bus-DC</i>)..... 28
6.3	Relação U/F 30
6.4	Produção dos Sinais PWM..... 30
6.4.1	Frequência de Comutação 32
6.4.2	Amostragem dos Sinais de Referência 33
6.5	Metodologia para Variação da Frequência e Tensão 38
7	Programação 39
7.1	Funções desenvolvidas 39
7.1.1	Função “Config_inicial”..... 40
7.1.2	Função “Constroi_tabela”..... 43
7.1.3	Função “Dados_tabela” 44

7.1.4	Função “Pre_carga”	46
7.1.5	Função “Tempo_rampa”.....	48
7.1.6	Função “Config_timer2”.....	49
7.1.7	Função “Arranque_pwm”.....	51
7.1.8	Função “Config_timer1”.....	53
7.1.9	Função “Config_interrupt”	55
7.1.10	Funções “Arranque_ADx”.....	57
7.1.11	Função “Multiplica_8x8”	57
7.1.12	Função “Determina”	59
8	Resultados Experimentais	63
8.1	Simulação de Funcionamento.....	63
8.1.1	Análise dos Sinais Desenvolvidos em Simulação.....	65
8.2	Ensaio com carga RC	70
8.2.1	Resposta à Variação da Tensão de Comando (entrada analógica).....	71
8.3	Ensaio Laboratorial com Módulo de Potência.....	74
8.3.1	Resposta à Variação da Tensão de Comando (entrada analógica).....	75
9	Conclusões e Sugestões	77
10	Referências Bibliográficas	79
11	Anexos	80

Lista de Ilustrações

	Pag.
Ilustração 1.1 - Esquema de blocos de um VEV	1
Ilustração 4.1 - Exemplo de motor elétrico de indução trifásico	4
Ilustração 4.2 - Circuito equivalente por fase do motor assíncrono.....	7
Ilustração 4.3 - Relação U/F	8
Ilustração 4.4 - Exemplo de técnicas U/F reajustadas nas frequências de trabalho reduzidas ...	8
Ilustração 4.5 - Curva característica de funcionamento do motor elétrico, Binário=f(ω).....	9
Ilustração 4.6 - Curvas de funcionamento do motor elétrico, Binário=Cte.....	10
Ilustração 4.7 - Característica de funcionamento, T=f(velocidade)	10
Ilustração 4.8 - Característica de funcionamento, P=f(velocidade)	11
Ilustração 4.9 - Região de funcionamento da máquina assíncrona sem ventilação forçada	11
Ilustração 5.1 - Exemplo de sinal PWM	13
Ilustração 5.2 - PWM de frequência constante implementado com diferentes ondas portadoras	14
Ilustração 5.3 – Exemplo de <i>Natural-sampling</i> PWM e <i>Regular-sampling</i> PWM.....	15
Ilustração 5.4 - <i>Regular-sampling</i> com elevado índice modulação	16
Ilustração 5.5 - Representação esquemática simples do circuito de potência do ondulator	19
Ilustração 5.6 - Diagrama vetorial de tensões simples e compostas.....	21
Ilustração 5.7 - Ondulador monofásico de ponto médio.....	22
Ilustração 5.8 - Evolução temporal da tensão saída (u_{10})	23
Ilustração 6.1 - <i>Pin Diagram</i> da PIC16F767	25
Ilustração 6.2 - Tabela de entradas e saídas digitais.....	26
Ilustração 6.3 - Variação da tensão e da frequência de referência	27
Ilustração 6.4 - Variação das rampas de aceleração/desaceleração e do tempo de pré-carga. 27	
Ilustração 6.5 - Esquema de princípio do bypass à resistência de carga do Bus-DC.....	29
Ilustração 6.6 - Relação U/F implementada.....	30
Ilustração 6.7 - Produção dos sinais PWM de frequência constante.....	31
Ilustração 6.8 - Unipolar <i>trailing-edge modulation</i>	32
Ilustração 6.9 - Representação da referência 1 e sua componente fundamental.....	35
Ilustração 6.10 - Representação das três referências [$r_1(t)$, $r_2(t)$ e $r_3(t)$]	36
Ilustração 6.11 - Tabela de cálculo dos valores de referência amostrados para produção dos sinais PWM	37

Ilustração 6.12 – Representação discreta das Amostras $[r_1(n), r_2(n)$ e $r_3(n)]$	38
Ilustração 7.1 - Módulo programador PICkit2 da <i>Microchip</i>	39
Ilustração 7.2 - Diagrama de Blocos do Módulo Conversor A/D	40
Ilustração 7.3 - Descrição do conteúdo do registo ADCON0	41
Ilustração 7.4 - Descrição do conteúdo do registo ADCON1	42
Ilustração 7.5 - Código da função "Config_Inicial"	43
Ilustração 7.6 - Código da função "Constroi_tabela".....	44
Ilustração 7.7 - Tabela de endereços e valores referência guardados (amostras).....	45
Ilustração 7.8 - Diagrama de blocos de TMR0.....	46
Ilustração 7.9 - Descrição do conteúdo do registo OPTION_REG.....	47
Ilustração 7.10 - Código da função "Pre_carga"	48
Ilustração 7.11 - Código da função "Tempo_rampa"	49
Ilustração 7.12 - Diagrama blocos de funcionamento do TMR2.....	49
Ilustração 7.13 - Descrição do conteúdo do registo T2CON	50
Ilustração 7.14 - Código da função "Config_timer2"	50
Ilustração 7.15 - Diagrama de blocos de funcionamento do módulo PWM1	51
Ilustração 7.16 - Código da função "Arranque_pwm"	52
Ilustração 7.17 - Diagrama de blocos de funcionamento do TMR1	53
Ilustração 7.18 - Descrição do conteúdo do registo T1CON	54
Ilustração 7.19 - Código da função "Config_timer1"	54
Ilustração 7.20 - Diagrama lógico das interrupções	55
Ilustração 7.21 - Descrição do conteúdo do registo INTCON.....	56
Ilustração 7.22 - Código da função "Config_interrupt"	57
Ilustração 7.23 - Código da função "Arranque_ADO"	57
Ilustração 7.24 - Fluxograma da função de multiplicação 8×8 <i>bit</i>	58
Ilustração 7.25 - Código da função "Multiplica_8x8"	59
Ilustração 7.26 - $TMR1 = f(AN0)$	60
Ilustração 7.27 - Retas = $f(AN0)$	60
Ilustração 7.28 - Fsaída = $f(AN0)$	61
Ilustração 7.29 - Código da função "Determina"	62
Ilustração 8.1 - Apresentação do ficheiro de simulação desenvolvido em <i>Simulink</i>	64
Ilustração 8.2 - Sinal Comando(b_1) obtido por comparação da Referência(r_1) e Portadora(c) a 1600Hz.....	65
Ilustração 8.3 - Evolução das Tensões Simples (u_{10} , u_{20} e u_{30}), com Portadora a 1600Hz.....	66

Ilustração 8.4 - Evolução das Tensões Compostas (u_{12} , u_{23} e u_{31}), com Portadora a 1600Hz ..	67
Ilustração 8.5 - Conteúdo Harmónico da Tensão Simples u_{10} , com Portadora a 1600Hz	68
Ilustração 8.6 - Conteúdo Harmónico da Tensão Composta u_{12} , com Portadora a 1600Hz	69
Ilustração 8.7 - Conteúdo Harmónico da Tensão Composta u_{12} , com Portadora a 16kHz	70
Ilustração 8.8 - Frequência Saída (5Hz e 10Hz) vs Comando	71
Ilustração 8.9 - Frequência Saída (30Hz e 50Hz) vs Comando	71
Ilustração 8.10 - Frequência Saída (80Hz e 100Hz) vs Comando	72
Ilustração 8.11 - Resumo resultados obtidos com carga filtro RC.....	72
Ilustração 8.12 - Frequência Saída (Hz) = f [Tensão Comando (V)]	73
Ilustração 8.13 - Tensão Saída (V_{rms}) = f [Tensão Comando (V)]	73
Ilustração 8.14 - <i>Kit</i> didático com módulos de potência	74
Ilustração 8.15 - Apresentação do motor eléctrico usado no ensaio laboratorial	74
Ilustração 8.16 - Frequência e tensão de saída aplicada ao motor	75
Ilustração 8.17 - Frequência e tensão de saída aplicada ao motor	75
Ilustração 8.18 - Forma de onda da intensidade de corrente entregue ao motor	76

Lista de Abreviaturas

AC: *Alternating Current* (Corrente alternada)

AMPOP: Amplificador operacional

A/D: Analógico/Digital

CI: Circuito integrado

DC: *Direct Current* (Corrente contínua)

d.d.p.: Diferença de potencial

FFT: *Fast Fourier Transform* (Transformada rápida de fourier)

IGBT: *Insulated Gate Bipolar Transistor* (Transístor bipolar de *gate* isolada)

MCU: Microcontrolador

PIC: *Programmable Interface Controller* (Controlador de interface programável)

PWM: *Pulse Width Modulation* (Modulação de largura de pulso)

THD: Taxa de distorção harmónica

U/F: Tensão/Frequência

VEV: Variador eletrónico de velocidade

Lista de Símbolos

C_m : Amplitude do sinal da portadora

$c(t)$: Sinal da portadora

D : Razão Cíclica

f : Frequência

f_c : Frequência da onda portadora (*Carrier*)

f_{h_k} : Frequência da harmónica de ordem "k"

f_r : Frequência da onda moduladora (*reference*)

GND: Massa

I : Intensidade de corrente elétrica

J : Momento Inercial

m_f : Índice de modulação

m_a : Amplitude de modulação

n : Velocidade de sincronismo [r.p.m.]

n' : Velocidade de rotação [r.p.m.]

pp : Par de pólos

R_1 : Amplitude do sinal da referência (moduladora)

$r(t)$: Sinal de referência (moduladora)

s : Escorregamento

t : Tempo

T : Período

T_c : Período da onda portadora

T_M : Binário motor

T_{OSC} : Período do oscilador

T_{PWM} : Período do sinal PWM

T_R : Binário resistente

T_r : Período da onda de referência (moduladora)

U : Tensão elétrica (Valor eficaz)

U_{DC} : Tensão contínua

ω : Velocidade angular [rad/s]

ω_N : Velocidade angular nominal

ω_S : Velocidade angular de sincronismo

1 Objetivo

Propõe-se neste trabalho a construção do módulo de comando de um pequeno ondulator trifásico de tensão a ser utilizado num Variador Eletrónico de Velocidade (VEV), com saída variável em frequência e tensão, para controlar, segundo uma relação U/F, o acionamento de um pequeno motor de indução trifásico.

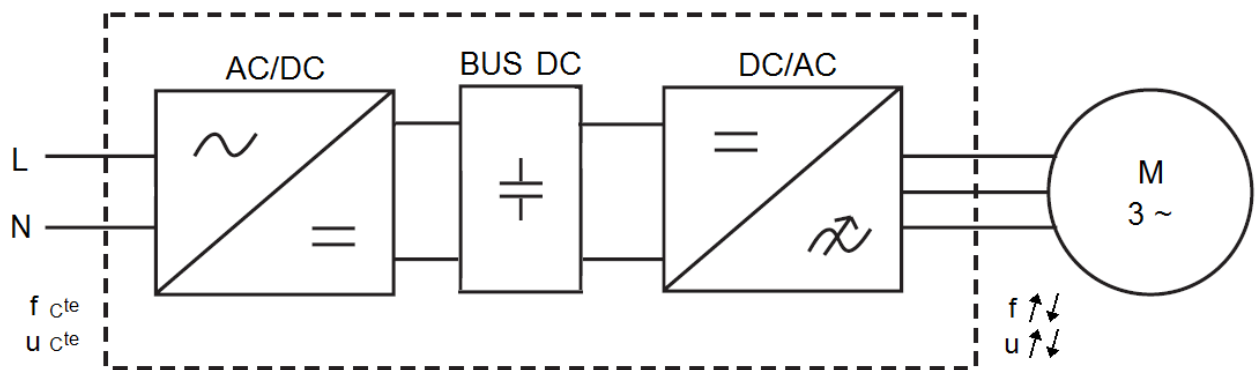


Ilustração 1.1 - Esquema de blocos de um VEV

A implementação do módulo de comando tem por base a programação de um Microcontrolador para, recorrendo à tecnologia PWM, comandar o funcionamento dos IGBT's do ondulator.

Características principais de um VEV que integre o módulo de comando desenvolvido:

- Tensão de alimentação: 230Vac (Monofásico)
- Potência de saída: Depende das características dos conversores AC/DC e DC/AC
- Comando: U/F (binário constante)
- Frequência de saída: 0 a 100Hz (ajustável por sinal em tensão de 0 a 5V)
- Tensão de saída: 0 a 230Vac (Trifásico)
- Rampa de aceleração/desacel.: 0 a 30s (ajustável por sinal em tensão de 0 a 5V)
- Entradas disponíveis: RUN; Seletor de sentido rotação; ERRO; RESET erro externo
- Indicações (saídas de estado disponíveis): RUN; Sentido de rotação; ERRO

2 Organização da Dissertação

De acordo com os objetivos referidos, esta dissertação encontra-se dividida em nove capítulos, estando os restantes organizados da seguinte forma:

No terceiro capítulo, denominado Introdução, é feita uma abordagem à necessidade, à situação atual dos sistemas de acionamento de motores elétricos e à motivação de aplicação de variadores eletrónicos de velocidade.

No quarto capítulo, designado Motor elétrico de indução, apresentam-se a constituição do motor, os princípios básicos de funcionamento e a forma de variar a velocidade, realçando a importância de manter a relação U/F constante.

No quinto capítulo, Variador Eletrónico de Velocidade, são abordadas as vantagens de aplicação do VEV, assim como a sua constituição teórica e método de controlo.

No sexto capítulo, relativo à Implementação, estão descritos e dimensionados os aspetos relevantes no desenvolvimento do projeto.

No sétimo capítulo, denominado Programação, são descritas as rotinas desenvolvidas e as configurações necessárias para o funcionamento pretendido da PIC.

O oitavo capítulo, designado Resultados Experimentais, apresentam-se os resultados obtidos por simulação e os resultados obtidos por ensaio prático de comando de um ondulator, incluindo as principais formas de onda obtidas.

Por fim, no capítulo nove apresentam-se as Conclusões e Sugestões para eventuais futuros desenvolvimentos.

3 Introdução

Um motor de indução quando está ligado diretamente à rede de energia elétrica, com os valores nominais de tensão e frequência que foram base do seu projeto, funciona na sua velocidade nominal.

No entanto, algumas aplicações necessitam de velocidade variável, como por exemplo aplicações com bombas centrífugas ou ventiladores, onde a potência é diretamente proporcional ao cubo da velocidade do motor, ou seja, aplicações em que uma ligeira redução de velocidade resulta numa significativa poupança energética.

A evolução tecnológica na fabricação de semicondutores provocou uma drástica diminuição no tamanho e no preço dos semicondutores, o que justificou a sua aplicação mais intensa no controlo e acionamento de motores, possibilitando a substituição dos pouco eficientes acionamentos eletromecânicos pelos variadores eletrónicos de velocidade. O variador eletrónico de velocidade é o método mais eficiente para controlar a velocidade dos motores de indução, pois não só controlam a velocidade mas também podem melhorar algumas características do motor e reduzir a energia consumida pelo sistema.

4 Motor elétrico de indução

Os motores assíncronos ou de indução são os mais comuns em aplicações industriais ou eletrodomésticos. Tem como vantagens o *design* simples e robusto, o baixo custo de manutenção e o baixo custo do sistema de comando, arranque e conexão à fonte de alimentação.

O motor assíncrono é basicamente constituído por:

- Um circuito magnético, constituído por chapas magnéticas isoladas entre si de forma a reduzir as perdas no ferro. Ao circuito magnético chama-se estator.
- Por bobinas (uma, duas ou três, consoante a máquina seja monofásica, bifásica ou trifásica) localizadas nas cavas do estator e alimentadas por corrente alternada.
- Por um rotor, constituído por um núcleo ferromagnético, também laminado e sobre o qual se encontra um enrolamento (motor de rotor bobinado ou em anéis) ou constituído por um conjunto de condutores paralelos, formando uma espécie de gaiola de “esquilo” (motor de rotor em gaiola de esquilo ou em curto-circuito). O rotor é apoiado num veio, o qual transmite à carga a energia mecânica produzida.



Ilustração 4.1 - Exemplo de motor elétrico de indução trifásico

A aplicação de tensão alternada nos enrolamentos do estator produz um campo magnético variável no tempo que, devido à distribuição uniforme do enrolamento do estator, irá gerar um campo magnético girante de velocidade proporcional à frequência da rede elétrica. O fluxo magnético girante do estator, ao atravessar o entreferro, induzirá uma tensão alternada no enrolamento do rotor. Como os enrolamentos do rotor estão em curto-circuito, a tensão induzida dará lugar a uma corrente nos enrolamentos, produzindo um fluxo magnético no rotor que tenderá a alinhar-se com o campo magnético girante do estator, fazendo o rotor rodar.

4.1 Velocidade de rotação

A velocidade do motor está dependente da velocidade do campo girante (velocidade de sincronismo) e do escorregamento.

A velocidade de sincronismo pode ser determinada por:

$$n = \frac{60 \times f}{pp} \quad (4.1.1)$$

em que:

f – Frequência (Hz)

pp – Par de polos

n – Velocidade de sincronismo (r.p.m.)

O rotor do motor assíncrono roda a uma velocidade inferior à velocidade de sincronismo. Diz-se por isso que o motor escorrega relativamente à velocidade de sincronismo, sendo o escorregamento determinado por:

$$s = \frac{n - n'}{n} \quad (4.1.2)$$

em que:

s – Escorregamento

n – Velocidade de sincronismo (r.p.m.)

n' – Velocidade de rotação (r.p.m.)

O escorregamento é uma das variáveis que é o VEV pode compensar para melhor a acionamento e atenuar a variação da velocidade em função da carga.

Relacionando as expressões 4.1.1 e 4.1.2 é possível concluir que uma das formas de variar a velocidade de rotação do motor assíncrono é pela variação da frequência da tensão elétrica fornecida ao motor, conforme demonstrado pela expressão 4.1.3.

$$n' = (1 - s) \times \frac{60 \times f}{pp} \quad (4.1.3)$$

4.2 Intensidade de Corrente

No arranque, o motor de indução solicita à rede de alimentação uma elevada intensidade de corrente, produzindo um binário de arranque que é função da tensão que lhe é aplicada e da forma construtiva de projeto do motor. O binário atinge o seu máximo a cerca de 80% da velocidade de sincronismo, decrescendo depois de uma forma drástica até zero quando está na velocidade de sincronismo.

Tipicamente a intensidade de corrente no arranque pode chegar a seis vezes a intensidade de corrente nominal, mas à medida que o motor vai ganhando velocidade a intensidade de corrente solicitada à rede vai diminuindo até estabilizar, no momento em que o binário motor é igual ao binário resistente.

A intensidade de corrente absorvida tem uma componente reativa, que é praticamente constante e dependente da forma construtiva de projeto do estator, e uma componente ativa, responsável pelo trabalho útil desenvolvido e que, por consequência, é dependente da carga aplicada no veio da máquina. Uma elevada componente reativa traduz-se em significativas perdas no ferro e consequentemente numa diminuição de eficiência da máquina.

4.3 Relação U/F

Apesar de existirem outras técnicas de controlo do acionamento de um motor de indução, a técnica mais utilizada é conhecida como U/F. Geralmente usado em sistemas de malha aberta, o controlo U/F 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.

Como sugere a expressão 4.1.3, é possível variar a velocidade de rotação do motor pela alteração da frequência da tensão aplicada, contudo, pela análise do circuito equivalente da ilustração seguinte, constata-se que se a frequência for reduzida há uma redução proporcional das reactâncias do circuito elétrico, resultando num maior fluxo, numa possível saturação do campo magnético e numa maior intensidade de corrente exigida pelo motor.

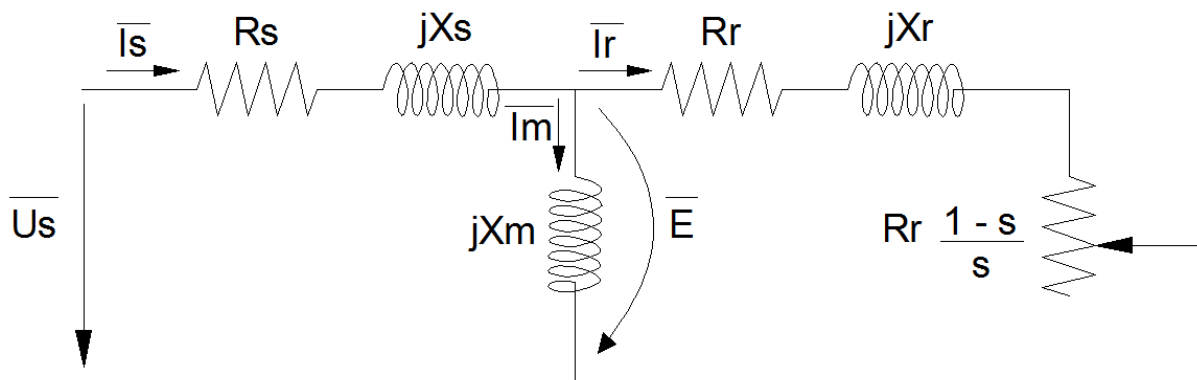


Ilustração 4.2 - Circuito equivalente por fase do motor assíncrono

Conclui-se assim que ao variar a frequência deve-se também variar da tensão de alimentação de forma proporcional com a frequência aplicada, de modo a manter o fluxo constante e sem saturar o campo magnético.

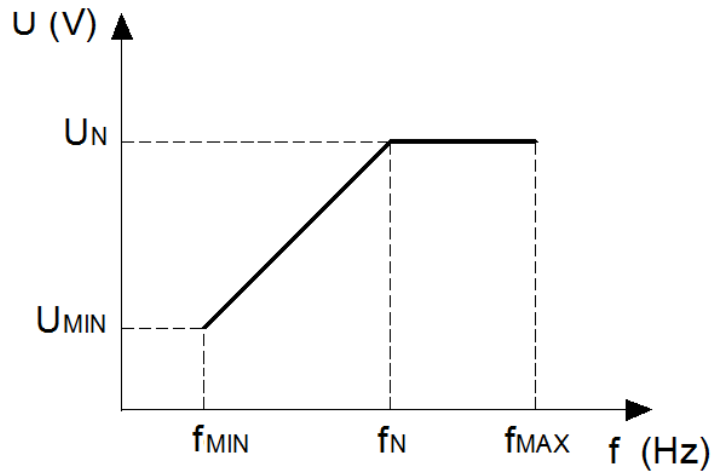


Ilustração 4.3 - Relação U/F

Pela análise da ilustração anterior, verifica-se que a proporcionalidade da relação U/F é quebrada nos valores nominais de tensão (U_N) e de frequência (f_N), sendo no entanto possível aplicar valores de frequência superiores para obter velocidades de acionamento superiores.

A frequência máxima (f_{MAX}) é normalmente imposta pelas condições mecânicas do motor acionado, uma vez que o usual motor assíncrono de indução, segundo indicações dos fabricantes, não deve operar com frequências superiores a 1,5 vezes a frequência nominal.

Nas frequências baixas a resistência estatórica (R_s) começa a ser predominante e o fluxo fica reduzido. Nesta situação a relação U/F perde a sua razão, fazendo com que seja imposto valores mínimos de funcionamento (U_{MIN} e f_{MIN}), conforme ilustrado na ilustração anterior, ou que a relação seja modificada e trabalhada.

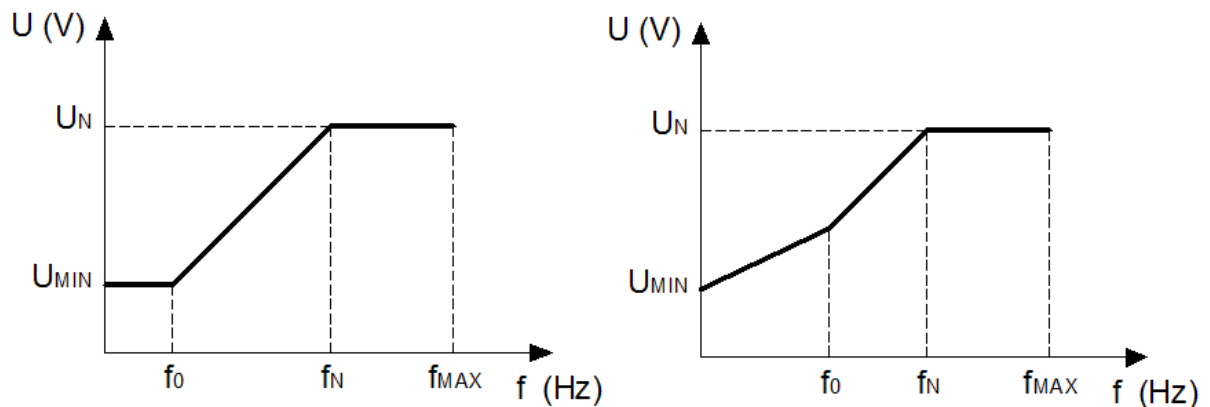


Ilustração 4.4 - Exemplo de técnicas U/F reajustadas nas frequências de trabalho reduzidas

No mercado existe muita divulgação das relações U/F que os equipamentos conseguem produzir. Existem propostas disponíveis de curvas U/F para aplicações mais comuns, como curvas quadráticas para bombas e ventiladores e curvas com elevado binário de arranque. Existe ainda a possibilidade de programação dos valores da curva U/F para adapta-la a aplicações ou cargas específicas.

O binário desenvolvido pelo motor elétrico de indução segue a seguinte expressão:

$$T_M = k_1 \times \varphi_m \times I_r \quad (4.3.1)$$

E o fluxo magnetizante, desprezando a queda de tensão ocasionadas pela resistência (R_s) e pela reactância (jX_s) dos enrolamentos estatóricos, vale:

$$\varphi_m = k_2 \times \frac{U_1}{f_1} \quad (4.3.2)$$

em que:

T_M – Binário Motor (N.m)

φ_m – Fluxo de magnetização (Wb)

I_r – Intensidade de corrente rotórica (A), depende da carga

U_1 – Tensão estatórica (V)

k_1 e k_2 – Constantes que dependem do material e projeto do máquina

Admitindo-se que o motor está em regime estático ($\partial w/\partial t = 0$), ou seja, que a carga se mantém constante, o binário motor desenvolvido é igual ao resistente ($T_M = T_R$), estando o motor num ponto de funcionamento estável.

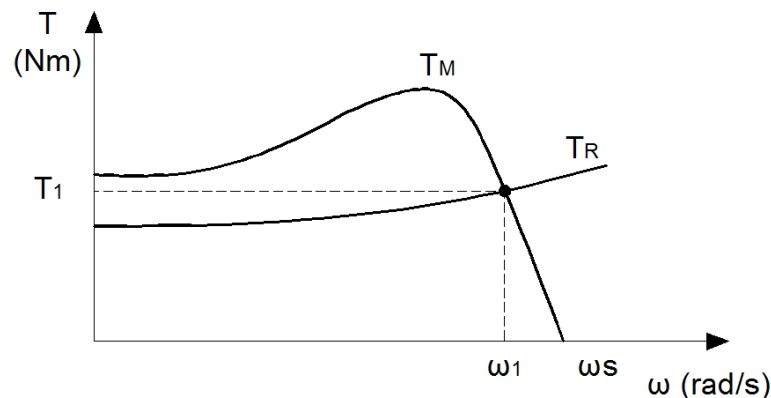


Ilustração 4.5 - Curva característica de funcionamento do motor elétrico, Binário=f(ω)

Com carga estável, a intensidade de corrente rotórica (I_r) é constante, ou seja, pela expressão 4.3.2 o fluxo magnetizante será constante e, pela expressão 4.3.1, o binário motor será também constante, estando a operar com a técnica U/F.

Conclui-se que o binário será constante para as diferentes frequências de operação ($f < f_N$) se mantiver-se a relação:

$$\frac{U}{F} = \frac{U_N}{f_N} \quad (4.3.3)$$

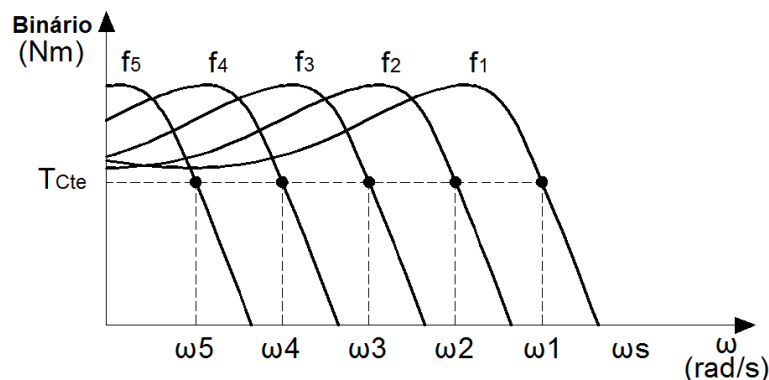


Ilustração 4.6 - Curvas de funcionamento do motor elétrico, Binário=Cte.

Na situação de aplicação de frequência acima da nominal ($f > f_N$) há um enfraquecimento de fluxo porque a amplitude da tensão estatórica se mantém no nominal ($U_s = U_N$) e, por consequência, há o enfraquecimento do binário disponível.

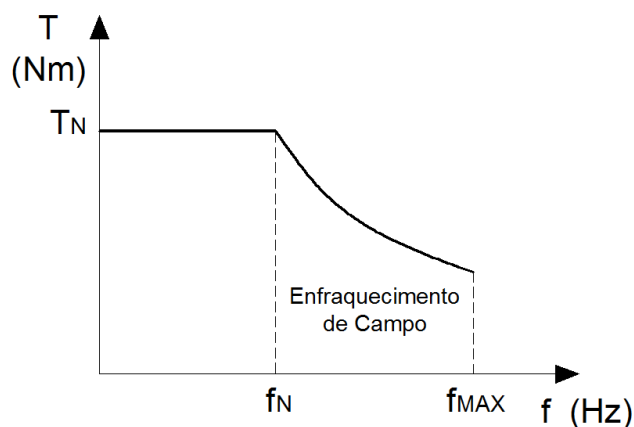
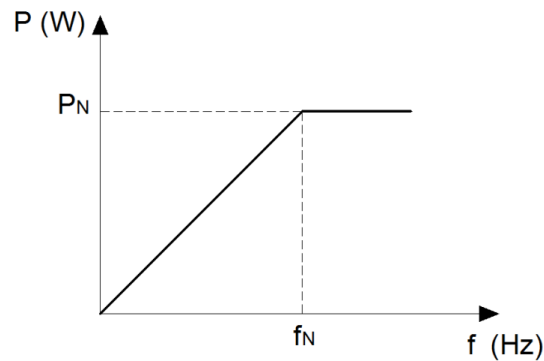


Ilustração 4.7 - Característica de funcionamento, $T=f(\text{velocidade})$

A Potência útil fornecida pelo motor elétrico, calculada pela expressão 4.3.4, cresce linearmente até à frequência nominal e permanece constante acima desta, conforme apresentado na ilustração seguinte.


 Ilustração 4.8 - Característica de funcionamento, $P=f(\text{velocidade})$

$$P = T_M \times \omega_R \quad (4.3.4)$$

em que:

T_M – Binário Motor (N.m)

P – Potência (W)

ω_R – Velocidade do rotor (rad/s)

A necessidade de remoção de calor a baixas velocidades, torna imperativa a utilização de ventilação forçada para a utilização da máquina a plena potência.

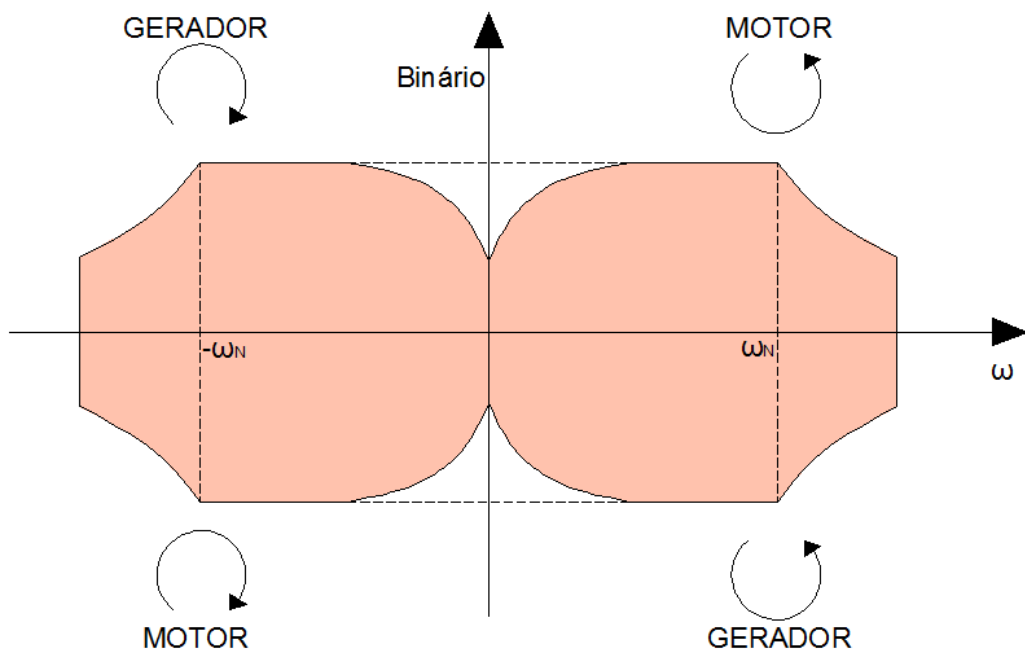


Ilustração 4.9 - Região de funcionamento da máquina assíncrona sem ventilação forçada

5 Variador Eletrónico de Velocidade

A evolução tecnológica tornou mais flexível e atrativa a aplicação de variadores eletrónicos de velocidade. A aplicação de VEV tem como principais vantagens:

- **Permitir adaptar a velocidade a condições de exploração bem precisas** – em muitas aplicações há a necessidade de ajustar a velocidade em função duma variável analógica produzida por um transmissor de um transdutor (pressão, temperatura, etc.);
- **Controlar a corrente de arranque** – elevadas correntes de arranque podem originar quedas de tensão significativas na rede elétrica de alimentação e influenciar o funcionamento de todos os equipamentos presentes na rede;
- **Controlar a aceleração e a desaceleração** – em muitas aplicações é necessário definir rampas de funcionamento para controlar a aceleração e a desaceleração da máquina, como por exemplo na movimentação de cargas frágeis;
- **Prolongar a vida do motor** - em consequência da redução de choques mecânicos (funcionamento sem ações bruscas);
- Melhorar o fator de potência;
- Economizar energia, aumentar a produtividade e incrementar a qualidade do produto e/ou do serviço.

Um variador eletrónico de velocidade é essencialmente construído a partir de dois módulos integrados numa mesma envolvente:

- **Módulo de comando**, que faz a gestão do funcionamento do equipamento;
- **Módulos de potência**, que transferem a energia elétrica da rede para o motor.

5.1 Módulo de Comando

Todas as funções são controladas por um microcontrolador que utiliza as parametrizações e as regulações iniciais, os ajustes ou as instruções dadas pelo utilizador e/ou os resultados de medições efetuadas (ex. intensidade de corrente, etc.). Com base na informação recolhida, o microcontrolador efetua a gestão do funcionamento e comando dos componentes de potência e interfaces auxiliares, de modo a responder às necessidades do utilizador em termos de rampas de aceleração e desaceleração, de controlo de velocidade e binário, sentido de rotação, limitação da corrente, proteções e seguranças.

5.1.1 Técnica de Comando dos Semicondutores de Potência

No comando de um circuito ondulador é usualmente aplicada a técnica da modulação de largura de pulso (PWM) que consiste em manter fixo o período (T) do sinal e variar a razão cíclica (D), ou seja, a largura do impulso (t_{ON}). Por definição, a razão cíclica é a relação entre a largura do impulso (t_{ON}) e o período (T).

$$D = \frac{t_{ON}}{T} \quad (5.1.1)$$

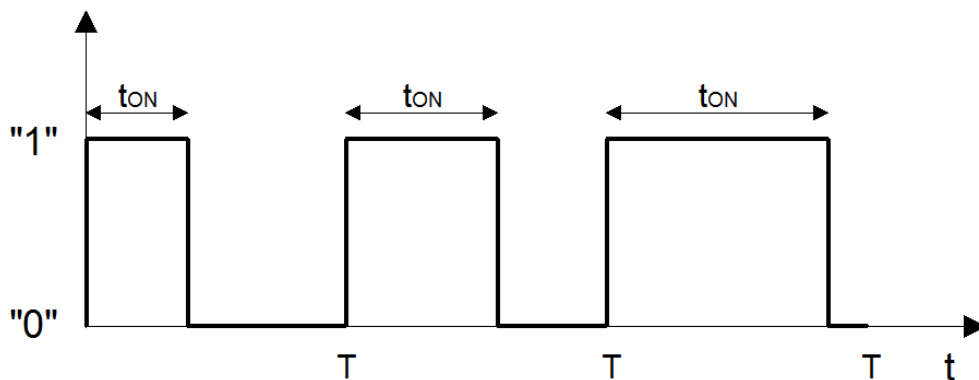


Ilustração 5.1 - Exemplo de sinal PWM

Concretamente, a modulação do tipo PWM consiste na geração de um trem de pulsos de onda quadrada com largura do pulso variada para comandar os semicondutores de potência do ondulador e fornecer ao motor um sinal sinusoidal de frequência e tensão variável.

Vulgarmente os sinais PWM são obtidos por comparação entre dois sinais, onda portadora, $c(t)$, e onda de referência ou moduladora, $r(t)$. A saída binária PWM pode ser matematicamente descrita como:

$$b_{pwm}(t) = \text{sgn}[r(t) - c(t)] \quad (5.1.2)$$

Três tipos de onda portadora são usualmente utilizados para geração de sinal PWM com frequência constante:

- Onda dente de serra (Ilustração 5.2b). O flanco ascendente do sinal PWM produzido ocorre em instantes de tempo fixos, enquanto que o momento em que ocorre o flanco descendente é modulado com a variação da onda de referência. Este método é usualmente chamado de modulação dente de serra (*trailing-edge modulation*).

- Onda dente de serra invertido (Ilustração 5.2c). O flanco descendente do sinal PWM produzido ocorre em instantes de tempo fixos, enquanto que o momento em que ocorre o flanco ascendente é modulado com a variação da onda de referencia. Este método é usualmente chamado de modulação dente de serra invertido (*leading-edge modulation*).
- Onda triangular (Ilustração 5.2d). Ambos os flancos, subida e descida, do sinal PWM são modulados. Uma vez que a portadora triangular é normalmente simétrica e se a referência se mantiver constante, verifica-se que o impulso do PWM é centrado na portadora. Este método é usualmente chamado de modulação triangular (*double-edge modulation*).

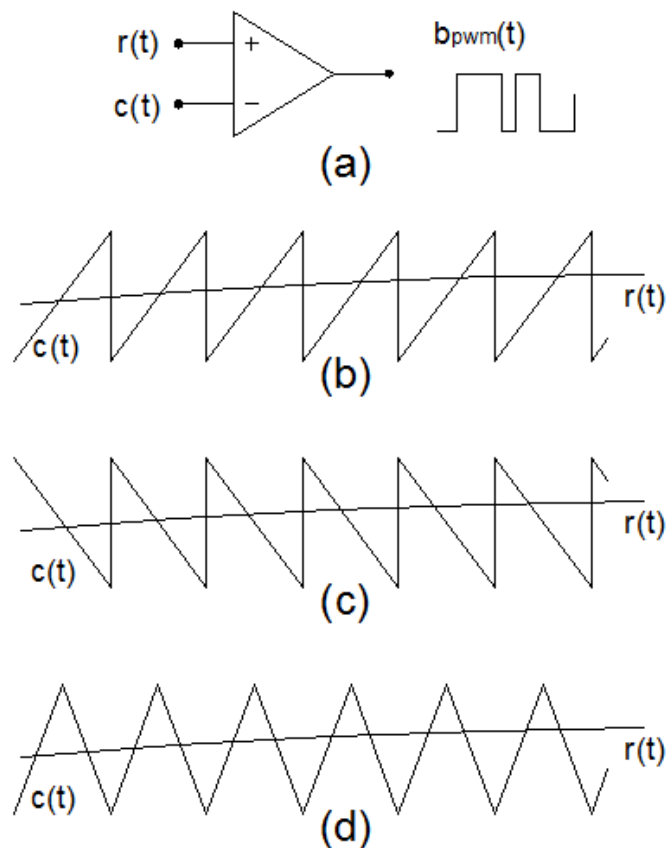


Ilustração 5.2 - PWM de frequência constante implementado com diferentes ondas portadoras

A modulação dente de serra é mais usual em conversores DC-DC, enquanto que a modulação triangular é mais aplicada nos conversores DC-AC, porque permitem eliminar certas harmónicas e conseguir obter menor THD na saída do conversor.

Na maioria das situações o sinal PWM é obtido analogicamente, como representado na Ilustração 5.2. Numa implementação digital a onda de referência é amostrada a uma frequência fixa e a portadora é implementada por um contador/temporizador.

A modulação de largura de impulso com amostragem da onda de referência é usualmente chamada de *regular-sampling* PWM, enquanto que o método analógico é de *natural-sampling* PWM.

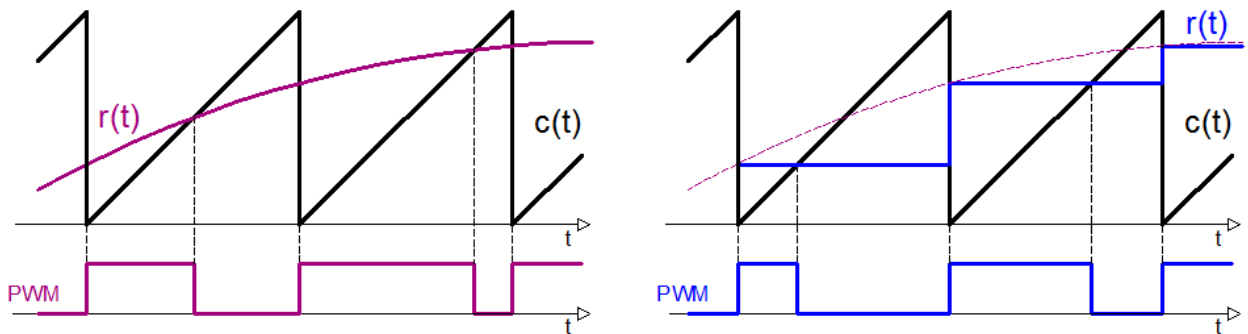


Ilustração 5.3 – Exemplo de *Natural-sampling* PWM e *Regular-sampling* PWM

No limite, com frequências de comutação muito elevadas, a *regular-sampling* PWM pode ser idealizada, para efeitos de estudo, como uma referência constante. A *natural-sampling* PWM é a mais comum, aplicando-se apenas a *regular-sampling* PWM em conversores de alta potência para ter índices de modulação elevados e conseguir afastar significativamente os conteúdos harmónicos da fundamental.

$$m_f = \frac{f_c}{f_r} \quad (5.1.3)$$

em que:

- m_f – Índice de modulação (0 a 1)
- f_c – Frequência da onda portadora (*Carrier*)
- f_r – Frequência da onda moduladora (*Reference*)

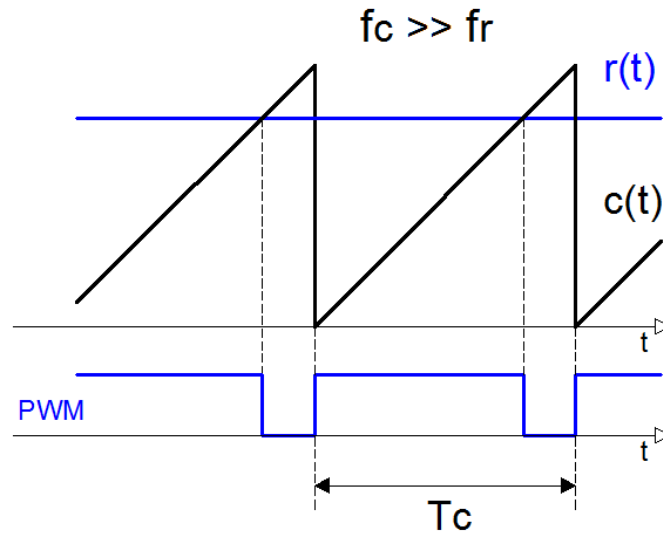


Ilustração 5.4 - Regular-sampling com elevado índice modulação

Num conversor DC-AC, a onda de referência é uma senoide com a frequência fundamental da tensão de saída do conversor. Para um conversor polifásico, cada fase de saída terá uma referência, com desfasamentos entre elas iguais às tensões de saída do ondulator. A onda de referência é definida por:

$$r(t) = R_1 \times \text{sen}(2 \times \pi \times f_1 \times t + \theta_1) \quad (5.1.4)$$

em que:

R_1 – Amplitude

f_1 – Frequência da tensão saída do ondulator (fundamental)

θ_1 – Desfasamento

Uma vez que os sinais de comando são obtidos por comparação, é imperativo limitar as amplitudes dos sinais a comparar, ou seja, a amplitude de modulação.

$$m_a = \frac{u_{rp}}{u_{cp}} \quad (5.1.5)$$

em que:

m_a – Amplitude de modulação (0 a 1)

u_{cp} – Valor máximo de tensão da portadora (valor de pico)

u_{rp} – Valor máximo de tensão da moduladora (valor de pico)

Idealmente a amplitude de modulação é $m_a \leq 1$, situação em que a tensão de saída do modulo ondulator varia linearmente com a amplitude de modulação. Para aumentar a tensão de saída é possível aplicar amplitudes de modulação superiores, contudo haverá mais conteúdo harmónico e a forma de onda tenderá a ser quadrada. Sempre que a modulação é superior à unidade, diz-se que está em sobremodulação ($m_a > 1$).

No acionamento de motores eléctricos de indução é comum usar-se os inversores em sobremodulação para conseguir aumentar ligeiramente a tensão de saída e obter melhor binário motor, contudo, o comando não é por sinais PWM mas sim por ondas quadradas.

No comando com onda quadrada, os semicondutores fazem duas comutações por cada ciclo da tensão de referência, ficando meio ciclo na condução e meio ciclo ao corte (180°). O facto de fazerem poucas comutações é uma vantagem nas aplicações de maior potência por não ser tão exigente com os semicondutores. A maior desvantagem, além do conteúdo harmónico existente, é que o próprio ondulator não consegue variar a amplitude da tensão de saída, uma vez que cada semiconductor tem os tempos de condução e de corte fixos. Para variar a tensão de saída é necessário variar a tensão (U_{dc}) de alimentação do ondulator.

5.1.2 Frequência de Comutação

A frequência dos sinais PWM corresponde à frequência de comutação ou, em analogia com um PWM natural (analógico), à frequência da onda portadora. Em função da rápida evolução da eletrónica de potência, a frequência de comutação atualmente atinge valores da ordem de 20 kHz.

Na seleção da frequência de comutação deve-se ter em atenção os seguintes aspetos:

- Frequência elevada fora da gama audível elimina o ruído de comutação dos IGBT's que pode ser perceptível ao ouvido humano;
- Para evitar algum conteúdo harmónico a frequência de comutação deve ser múltipla da frequência fundamental de saída do ondulator (50Hz), modulação síncrona;
- Frequência de comutação elevada aumenta a probabilidade de falha de isolamento do motor. Segundo estudos de fabricantes de motores eléctricos, para frequências de comutação superiores a 5 kHz, a probabilidade de falha de isolamento é diretamente proporcional com o quadrado da frequência de comutação;
- Uma vez que a tensão em modo comum aplicada ao motor não é zero em todos os instantes, existem as indesejáveis correntes em modo comum que podem ocasionar danos aos rolamentos e nos mancais. Experiencias práticas demonstram que as tensões e correntes em modo comum tendem a aumentar com frequências de comutação mais elevadas;
- Frequência muito elevada implica maior número de comutações dos semicondutores de potência do ondulator, provocando mais aquecimento e maior desgaste (menor vida útil);
- A frequência de comutação está relacionada com o número de pontos de amostragem da onda moduladora, pois não tem muito interesse ter frequências elevadas se a amostragem tem poucos valores.

5.2 Módulos de Potência

Os módulos de potência são essencialmente constituídos por dois elementos, um retificador (conversor AC/DC) e um ondulador (conversor DC/AC).

5.2.1 Conversor AC/DC

Salvo situações muito específicas em que se pretenda ter uma solução bidirecional para devolver energia à rede nos momentos em que o motor funciona como gerador, o módulo retificador é implementado com díodos em ponte, fazendo uma retificação de onda completa não controlada para alimentar o Bus-DC, o qual, por sua vez mantém a tensão estável (com algum *ripple*) perante as solicitações e necessidades de energia da montagem onduladora.

5.2.2 Conversor DC/AC

Num ondulador trifásico são utilizados seis semicondutores do tipo IGBT a funcionar como interruptores estáticos comutados em alta frequência e comandados pelo módulo de controlo. Cada fase de saída do ondulador corresponde a um ramo com dois IGBT's e dois díodos. A presença dos díodos destina-se a permitir a recirculação de corrente na carga.

Na prática existem três sinais de comando desfasados de 120° para comandar os três pares de IGBT's, fazendo Q1-Q4, Q2-Q5 e Q3-Q6.

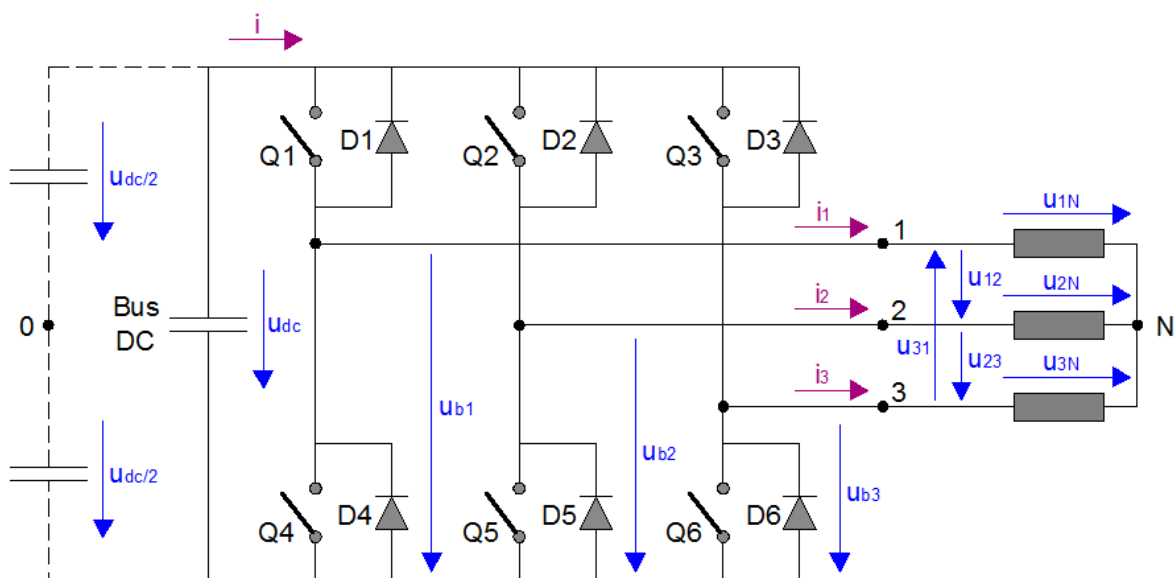


Ilustração 5.5 - Representação esquemática simples do circuito de potência do ondulador

As funções de comando de cada braço do ondulator representam-se por δ_1 , δ_2 , δ_3 e tendo em conta o seu estado lógico 0 ou 1, colocam o dispositivo de comutação superior ao corte ou à condução. O dispositivo de comutação inferior tem, forçosamente, uma lógica de funcionamento complementar.

$$\delta_i = \{0, 1\} ; i \in \{1, 2, 3\} \quad (5.2.1)$$

Em função da tensão de alimentação (u_{dc}) e das funções de comando de cada braço é possível escrever as expressões das tensões em cada braço:

$$u_{bi} = u_{dc} \times \delta_i ; i \in \{1, 2, 3\} \quad (5.2.2)$$

As tensões compostas em função das tensões em cada um dos braços:

$$u_{12} = u_{b1} - u_{b2} \quad (5.2.3)$$

$$u_{23} = u_{b2} - u_{b3} \quad (5.2.4)$$

$$u_{31} = u_{b3} - u_{b1} \quad (5.2.5)$$

Tensões compostas em função das funções de comando:

$$u_{ij} = u_{dc} \times (\delta_i - \delta_j) ; i \text{ e } j \in \{1, 2, 3\} \quad (5.2.6)$$

Considerando o sistema de sequência direta, obtém-se o sistema de equações das tensões simples em função das tensões compostas:

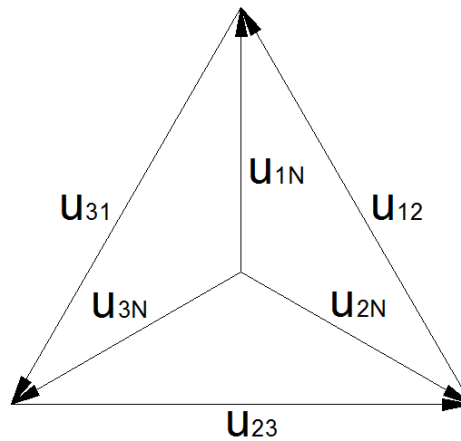


Ilustração 5.6 - Diagrama vetorial de tensões simples e compostas

Sendo um sistema trifásico equilibrado e de acordo com Ilustração 5.6:

$$\sum_{i=1}^3 u_{iN} = 0 \quad (5.2.7)$$

Resolvendo a equação anterior em ordem a cada uma das tensões simples:

$$\begin{cases} u_{1N} = -u_{2N} - u_{3N} \\ u_{2N} = -u_{1N} - u_{3N} \\ u_{3N} = -u_{1N} - u_{2N} \end{cases} \quad (5.2.8)$$

Considerando as equações 3.2.3 a 3.2.5, temos que:

$$\begin{cases} u_{1N} = \frac{2}{3}u_{12} + \frac{1}{3}u_{23} \\ u_{2N} = \frac{2}{3}u_{23} + \frac{1}{3}u_{31} \\ u_{3N} = \frac{2}{3}u_{31} + \frac{1}{3}u_{12} \end{cases} \quad (5.2.9)$$

Também é possível escrever as tensões simples em função das funções de comando.

$$\begin{cases} u_{1N} = u_{dc} \left(+\frac{2}{3}\delta_1 - \frac{1}{3}\delta_2 - \frac{1}{3}\delta_3 \right) \\ u_{2N} = u_{dc} \left(-\frac{1}{3}\delta_1 + \frac{2}{3}\delta_2 - \frac{1}{3}\delta_3 \right) \\ u_{3N} = u_{dc} \left(-\frac{1}{3}\delta_1 - \frac{1}{3}\delta_2 + \frac{2}{3}\delta_3 \right) \end{cases} \quad (5.2.10)$$

Fica matematicamente demonstrado que as tensões simples e compostas aplicadas à carga são dependentes das funções de comando (δ_1 , δ_2 , δ_3), sendo a tensão (u_{dc}) do barramento Bus-DC constante.

Num qualquer VEV pretende-se variar a tensão e a frequência de saída para responder à relação U/F, pelo que, para o estudo completo de um ondulator é imprescindível quantificá-las.

O cálculo da tensão de saída do ondulator fica simplificado se se idealizar que a tensão do barramento Bus-DC está dividida em duas e que o ponto médio "0" é a referência das tensões de saída, conforme a Ilustração 5.7.

Se limitarmos o estudo a apenas um braço do ondulator, ficamos com a montagem de um ondulator monofásico de ponto médio.

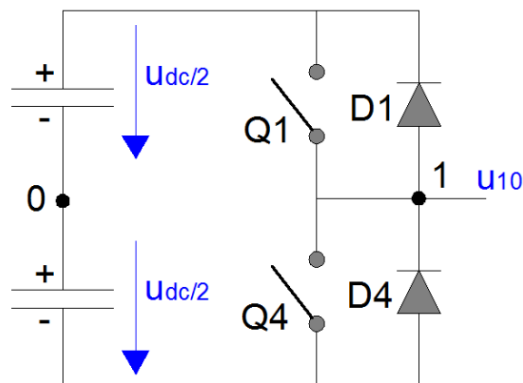


Ilustração 5.7 - Ondulator monofásico de ponto médio

Tendo em conta que o sinal de comando dos semicondutores é obtido por comparação entre a portadora $[c(t)]$ e moduladora $[r(t)]$ e que os dois semicondutores nunca estão em simultaneamente condução, verifica-se que:

$$u_r(t) > u_c(t) \quad \text{Q1 está ON} \quad u_{10} = +\frac{1}{2}u_{dc} \quad (5.2.11)$$

$$u_r(t) < u_c(t) \quad \text{Q1 está OFF} \quad u_{10} = -\frac{1}{2}u_{dc} \quad (5.2.12)$$

Conclui-se que a tensão de saída u_{10} varia entre $+u_{dc}/2$ e $-u_{dc}/2$.

Com um índice de modulação elevado, pode assumir-se que a onda de referência é constante durante um período da portadora, isto é, o valor médio da tensão de saída mantém-se constante.

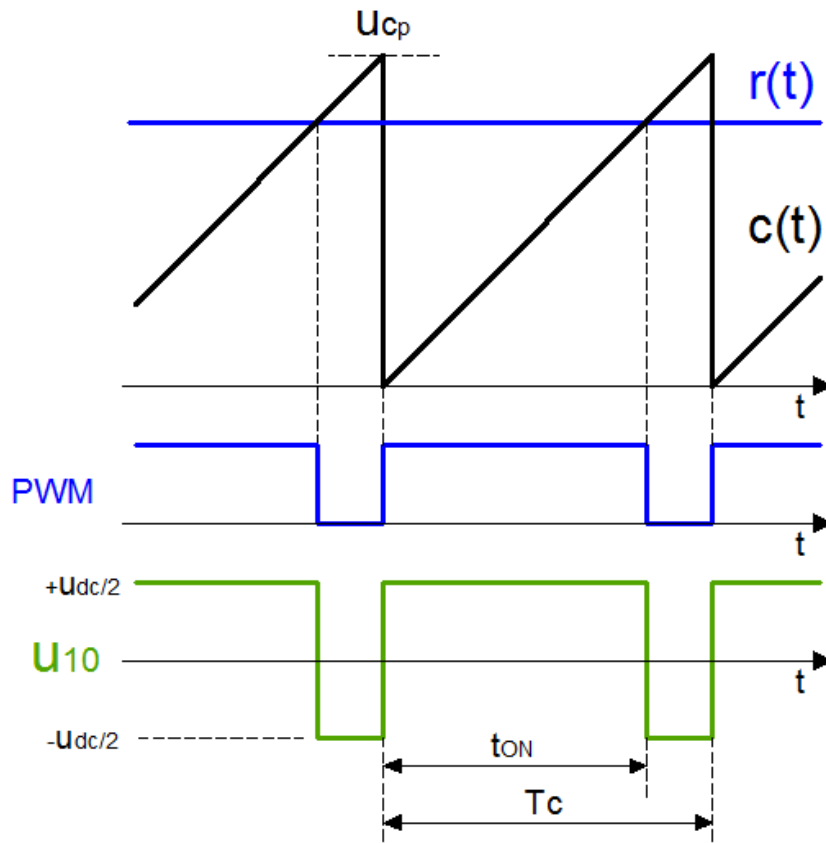


Ilustração 5.8 - Evolução temporal da tensão saída (u_{10})

O valor médio da tensão u_{10} , num período de comutação, depende do tempo de condução dos semicondutores, que por consequência dependem da tensão da referência e da portadora. Com o apoio da ilustração anterior, verifica-se que valor médio da tensão de saída depende da razão entre a tensão da referência [$u_r(t)$] e o valor de pico da portadora [u_{cp}].

$$U_{10} = \frac{u_r(t)}{u_{cp}} \times \frac{u_{dc}}{2} \quad (5.2.13)$$

De acordo com a expressão 5.1.4 o sinal de referência varia segundo uma função seno e com uma determinada frequência, pelo que, o valor médio da tensão de saída irá variar em cada período da portadora, segundo a mesma função seno e com a mesma frequência da onda de referência.

$$U_{10} = \frac{u_{rp} \times \text{sen}(2 \times \pi \times f_1 \times t)}{u_{cp}} \times \frac{u_{dc}}{2} \quad (5.2.14)$$

A componente fundamental da tensão de saída varia sinusoidalmente e em fase com a tensão de referência.

$$(u_{10})_1 = \frac{u_{rp}}{u_{cp}} \times \frac{u_{dc}}{2} \times \text{sen}(\omega_1 \times t) \quad (5.2.15)$$

$$(u_{10})_1 = m_a \times \frac{u_{dc}}{2} \times \text{sen}(\omega_1 \times t) \quad \text{para } m_a \leq 1 \quad (5.2.16)$$

5.2.2.1 Conteúdo Harmónico da Tensão de Saída

Considerando que a relação entre a tensão presente no Bus-DC (u_{dc}) e a tensão de saída do ondulator (u_{ac}) é dada por,

$$u_{ac}(t) = u_{dc} \times u_{PWM}(t) \quad (5.2.17)$$

o conteúdo harmónico presente na tensão de saída é um espelho do conteúdo harmónico do sinal de comando PWM, sendo que a tensão u_{dc} é constante.

Em funcionamento linear ($m_a \leq 1$), o conteúdo harmónico da tensão de saída surge em bandas laterais centradas na frequência de comutação e seus múltiplos.

$$f_{nk} = (jm_f \pm n) \times f_1 \quad ; \quad k, j, n \in \{1, 2, 3, \dots, \infty\} \quad (5.2.18)$$

Pela presença de conteúdo harmónico, o motor poderá apresentar aumento de perdas e temperatura, aumento dos níveis de vibração e ruído e perda de rendimento.

6 Implementação

6.1 Microcontrolador

A característica principal considerada na seleção do microcontrolador a utilizar no projeto foi a necessidade de ter de gerar os 3 sinais PWM para comandar os IGBT's do ondulador.

Neste sentido foi selecionado o microcontrolador PIC16F767 que tem como principais características:

- Memória Flash para o programa de 8 Kb x 14 bits;
- Memória RAM (GPR e SFR) de 512 x 8 bits;
- Oscilador externo até 20Mhz;
- 3 Portas de entradas/saídas a 8 bits;
- 3 Temporizadores internos;
- 11 Canais de entrada para o conversor A/D;
- 3 Módulo CCP (disponibiliza 3 saídas PWM);
- 16 Canais de interrupções independentes;
- 35 Instruções disponíveis em *assembler*.

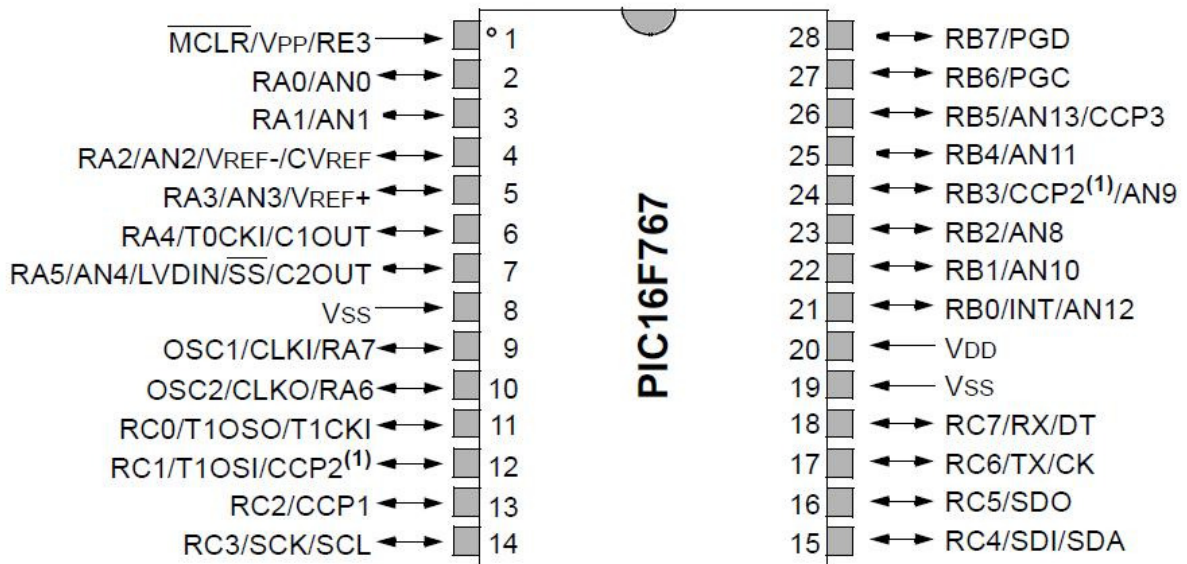


Ilustração 6.1 - Pin Diagram da PIC16F767

6.1.1 Oscilador e Ciclo de Instrução

De modo a definir a base tempo de funcionamento do MCU foi utilizado um cristal com 16Mhz de frequência de oscilação diretamente ligado no *pin's* 9 e 10 do MCU.

Sabendo que os PIC dividem a frequência do oscilador externo por quatro para dar origem ao *Clock* interno, temos uma tempo ciclo de intrusão de:

$$T_{\text{instrução}} = \frac{1}{\text{Clock}_{\text{interno}}} = \frac{1}{\frac{16 \times 10^6}{4}} = 0,25\mu\text{s} \quad (6.1.1)$$

6.1.2 Entradas e Saídas Digitais

Para as entradas digitais deu-se preferência pelo PORTB, de modo a usufruir dos *Pull-up's*. Foram definidas as seguintes entradas e saídas digitais:

Saídas Digitais		
PIN	Nome	Designação
11	RC3	<i>Bypass</i> resistência de pré-carga do <i>Bus-DC</i>
12	CCP2	PWM2
13	CCP1	PWM1
15	RC4	Sinalizador erro
16	RC5	Sinalizador de rotação direita
17	RC6	Sinalizador de rotação esquerda
18	RC7	Sinalizador de Ondulador em <i>RUN</i>
26	CCP3	PWM3
Entradas Digitais		
PIN	Nome	Designação
22	RB1	Seletor do sentido de rotação
23	RB2	Erro externo
25	RB3	<i>Reset</i> de erro externo
26	RB4	Ordem de <i>RUN</i>

Ilustração 6.2 - Tabela de entradas e saídas digitais

6.1.3 Sinais Analógicos

A montagem desenvolvida apenas trabalha com três sinais analógicos em tensão de 0 a 5Vdc nos canais AN0, AN1 e AN2 do conversor A/D.

O sinal do canal AN0 define a frequência e a tensão de trabalho do VEV, o do canal AN1 define o tempo de aceleração/desaceleração e o canal AN2 define o tempo de pré-carga do Bus-DC.

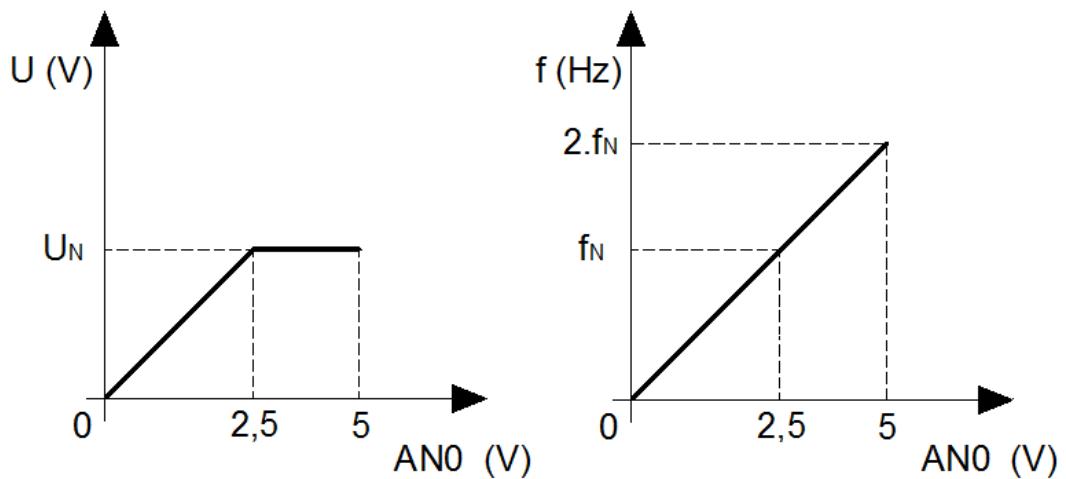


Ilustração 6.3 - Variação da tensão e da frequência de referência

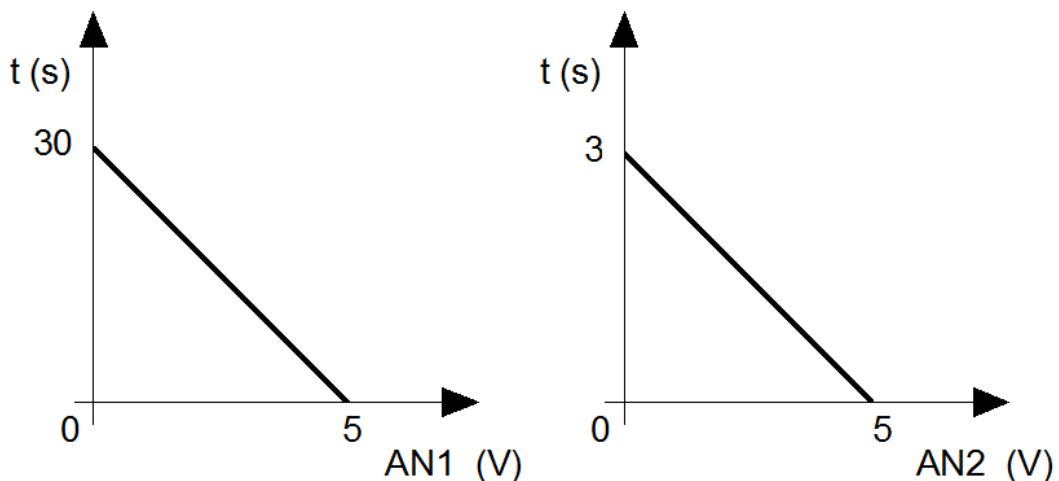


Ilustração 6.4 - Variação das rampas de aceleração/desaceleração e do tempo de pré-carga

6.2 Condensador (*Bus-DC*)

Condensador Bus-DC tem como função manter a tensão estável perante as solicitações e necessidades de energia da montagem onduladora, pelo que, a capacidade é função da potência nominal do motor a acionar e do *ripple* admissível.

A fórmula de cálculo da capacidade do condensador de filtragem numa retificação é:

$$C_{\text{MIN}} = \frac{2 \times P}{(U_{\text{MAX}}^2 - U_{\text{MIN}}^2) \times f} \quad (6.2.1)$$

em que:

C_{MIN} – Capacidade mínima do condensador (F)

P – Potência ativa (W)

f – Frequência (Hz)

U_{MAX} – Valor máximo da tensão (V)

U_{MIN} – Valor mínimo da tensão (V)

Não estando no âmbito deste projeto o cálculo da capacidade do condensador, constata-se que é usual utilizarem-se dispositivos com elevadas capacidades, pelo que deverá existir um controlo da carga.

No instante em que se coloca o circuito em carga, o condensador comporta-se como um curto-circuito. É portanto conveniente estabelecer uma malha RC para definir a constante de tempo de carga do condensador e evitar picos excessivos de corrente e possíveis sobretensões oscilatórias que possam danificar o próprio dielétrico.

As equações que permitem representar as curvas da tensão e da corrente na carga do condensador são:

$$u_C = U \times \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) \quad i_C = I \times e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (6.2.2)$$

em que:

- u_C – Tensão no condensador (V)
- U – Tensão de alimentação do condensador (V)
- i_C – Intensidade de corrente no condensador (A)
- I – Intensidade de corrente no instante inicial de carga (A)
- t – Tempo de carga decorrido (s)
- τ – Constante de tempo de carga

O circuito de pré-carga do Bus-DC vai definir a constante de tempo do circuito, sendo definida por:

$$\tau = R \times C \quad (6.2.3)$$

em que:

- R – Resistência de carga (Ω)
- C – Capacidade do condensador (F)

Não sendo conhecido o valor real do condensador, não é possível determinar a constante de tempo do circuito, pelo que, através do ajuste potenciométrico do valor na entrada analógica do canal AN2 se define o tempo de pré-carga do condensador, ajustável até 3 segundos.

Este facto obriga a que, numa suposta aplicação deste módulo de comando, teria que existir o cuidado de garantir que, no instante de alimentação do VEV, o potenciómetro regularia o “valor” mínimo de cinco constantes de tempo da malha RC.

Só após esta temporização de início de funcionamento é que o MCU dará ordem de atuação ao relé que comanda o *bypass* à resistência de pré-carga do Bus-DC (RC3, PIN11) e fica disponível para gerar os sinais PWM e comandar o funcionamento do ondulator.

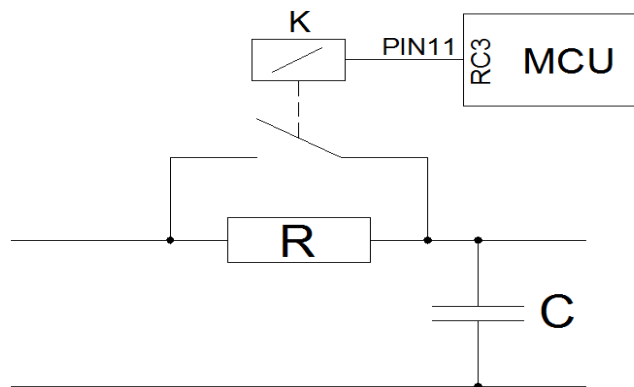


Ilustração 6.5 - Esquema de princípio do *bypass* à resistência de carga do Bus-DC

6.3 Relação U/F

A relação U/F implementada respeita a ilustração seguinte.

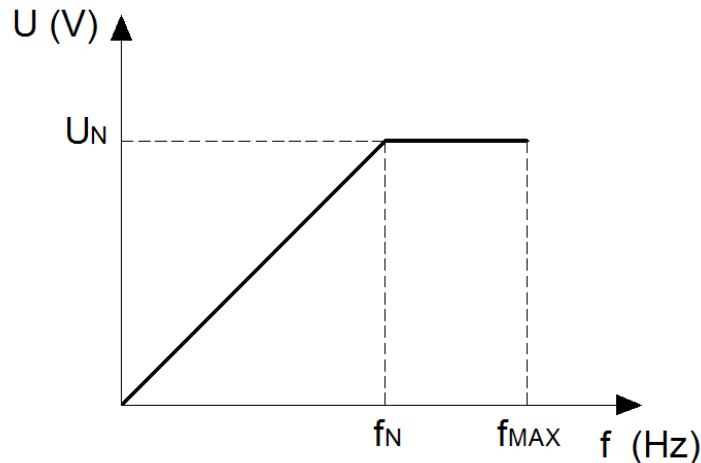


Ilustração 6.6 - Relação U/F implementada

Sendo que a frequência nominal é de $f_N=50\text{Hz}$, definiu-se a frequência máxima a duas vezes a frequência nominal, ou seja $f_{MAX}=100\text{Hz}$.

De acordo com a ilustração anterior, a tensão de saída do módulo ondulador evoluirá linearmente com a frequência, ficando limitada aos 230Vac a partir da frequência nominal.

Dado que se tratará de uma montagem genérica, passível de aplicar no comando do ondulador de um qualquer VEV, optou-se por não impor valores mínimos de frequência e tensão na saída, como acontece em algumas montagens mais específicas.

6.4 Produção dos Sinais PWM

Neste projeto os sinais PWM não foram produzidos pela comparação direta entre uma onda portadora e uma moduladora, como é usual.

O MCU selecionado tem a capacidade de produzir três sinais PWM com determinada frequência e razão cíclica.

Na produção dos três sinais PWM, o MCU usa o temporizador2 (TMR2¹) que é sucessivamente incrementado até atingir o valor guardado no registo PR2². No decorrer dos incrementos do

¹ Registo no BANK1, endereço 11h

² Registo no BANK2, endereço 92h

temporizador, o MCU vai comparando os conteúdos dos registos CCPR1L¹, CCPR2L² e CCPR3L³ com o valor do TMR2 e, por exemplo, enquanto o registo CCPR1 tiver conteúdo superior ao valor do TMR2, o sinal PWM correspondente (CCP1) tem estado alto, conforme ilustrado na ilustração seguinte.

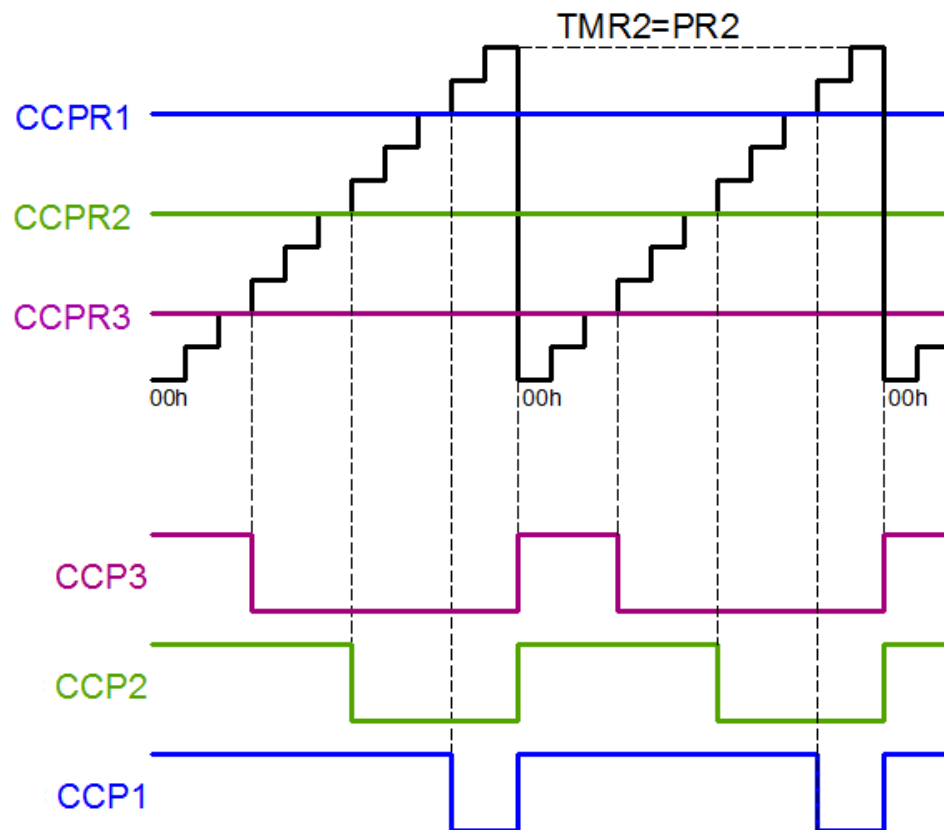


Ilustração 6.7 - Produção dos sinais PWM de frequência constante

Basicamente, a evolução do TMR2 é o sinal da portadora e o conteúdo dos registos CCPR1L, CCPR2L e CCPR3L são as referências moduladoras, ou seja, através dos registos CCPRxL controla-se a razão cíclica dos sinais PWM produzidos, sendo apenas necessário variar os conteúdos dos registos com valores pré amostrados e guardados em memória de três sinusóides desfasadas de 120° ($2\pi/3$).

Uma vez que a frequência de incrementos do valor do TMR2 é muito elevada, igual à frequência do oscilador, pode-se considerar que o MCU executa uma modelação unipolar com

¹ Registo no BANK1, endereço 15h

² Registo no BANK1, endereço 1Bh

³ Registo no BANK2, endereço 95h

dente de serra (*trailing-edge modulation*), conforme demonstrada na Ilustração 5.2 e apresentado na ilustração seguinte.

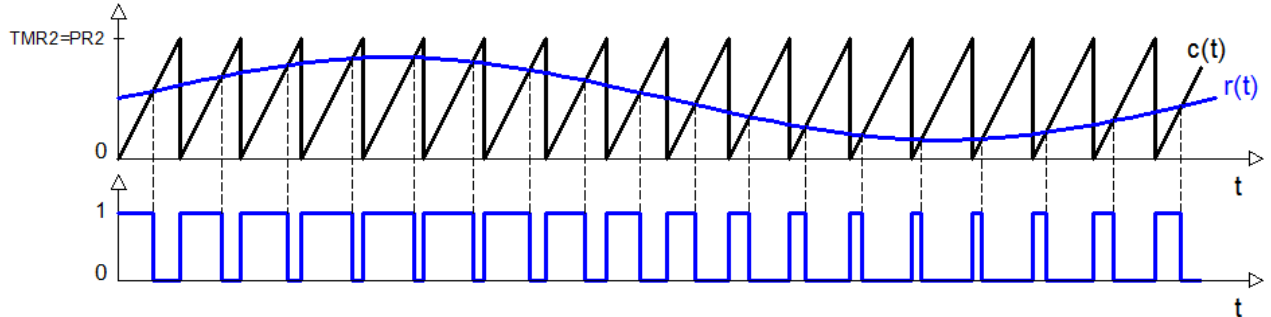


Ilustração 6.8 - Unipolar *trailing-edge modulation*

6.4.1 Frequência de Comutação

Tendo em consideração o descrito no capítulo 5.1.2, a frequência de comutação foi definida em 16kHz.

A frequência de comutação é definida pelo valor guardado no registo PR2, definindo também o valor máximo do TMR2.

Trabalhando a expressão indicada pela *Microchip* para o cálculo do período do sinal PWM (T_{PWM}), para uma frequência de 16kHz e com o *Prescale* do TMR2 em 1:1, o registo PR2 será de:

$$PR2 = \frac{T_{PWM}}{4 \times T_{OSC} \times Pr\ escale_{TMR2}} - 1 = \frac{1}{4 \times \frac{1}{16 \times 10^6} \times 1} - 1 = 249$$

6.4.2 Amostragem dos Sinais de Referência

Embora o mais intuitivo fosse amostrar uma referência com uma senoide perfeita, o sinal amostrado contempla também a 3ª harmónica de amplitude “A”.

$$r(t) = \text{sen}(\omega t) + A \text{sen}(3\omega t) \quad (6.4.1)$$

A amplitude “A” consiste no parâmetro a otimizar na onda de referência para que o valor máximo não seja superior à unidade, mantendo o índice de modulação $m_a \leq 1$.

Considerando que $\theta = \omega t$, o valor máximo (e mínimo) da referência determina-se derivando a expressão em ordem a θ e igualando-a a zero,

$$\frac{dr}{d\theta} = \cos(\theta) + 3A \cos(3\theta) = 0 \quad (6.4.2)$$

Recorrendo à igualdade trigonométrica,

$$\cos(3\theta) = 4\cos^3(\theta) - 3\cos(\theta) = \cos(\theta)[4\cos^2(\theta) - 3] \quad (6.4.3)$$

tem-se,

$$\frac{dr}{d\theta} = \cos(\theta)[12A\cos^2(\theta) - 9(A-1)] = 0 \quad (6.4.4)$$

de onde se conclui que os pontos de inflexão ocorrem em,

$$\cos(\theta) = 0 \quad \wedge \quad \cos(\theta) = \left(\frac{9A-1}{12A}\right)^{1/2} \quad (6.4.5)$$

A partir da igualdade trigonométrica $\text{sen}^2(\theta) + \cos^2(\theta) = 1$ é possível traduzir o resultado anterior na forma de funções seno,

$$\text{sen}(\theta) = 1 \quad \wedge \quad \text{sen}(\theta) = \left(\frac{1+3A}{12A}\right)^{1/2} \quad (6.4.6)$$

Tendo em conta a igualdade,

$$\text{sen}(3\theta) = 3\text{sen}(\theta) - 4\text{sen}^3(\theta) = \text{sen}(\theta)[3 - 4\text{sen}^2(\theta)] \quad (6.4.7)$$

a equação da onda de referência toma a forma,

$$r = (1 + 3A)\text{sen}(\theta) - 4A\text{sen}^3(\theta) \quad (6.4.8)$$

Por substituição das soluções encontradas no resultado anterior determina-se o valor de pico da referência r , designado de \hat{r} ,

$$\hat{r} = 1 - A \quad \wedge \quad \hat{r} = 8A \left(\frac{1 + 3A}{12A} \right)^{3/2} \quad (6.4.9)$$

O valor ótimo de “A” é aquele que minimiza \hat{r} . Determina-se derivando agora \hat{r} em ordem a “A” e igualando o resultado a zero,

$$\frac{d\hat{r}}{dA} = \left(\frac{1 + 3A}{12A} \right)^{1/2} \left(2 - \frac{1}{3A} \right) = 0 \quad (6.4.10)$$

extraíndo-se as soluções,

$$A = -\frac{1}{3} \quad \wedge \quad A = \frac{1}{6} \quad (6.4.11)$$

Das soluções obtidas, verifica-se que se $A = -1/3$ torna \hat{r} superior à unidade e conseqüentemente a solução é $A = 1/6$. A nova referência assume a forma,

$$r = \text{sen}(\theta) + \frac{1}{6} \text{sen}(3\theta) \quad (6.4.12)$$

No máximo a nova referência será de

$$\hat{r} = \pm \frac{\sqrt{3}}{2} = \pm 0,866 \quad (6.4.13)$$

Tendo como objetivo a otimização da referência de modo a apresentar um valor máximo igual à unidade,

$$r = K \left[\text{sen}(\theta) + \frac{1}{6} \text{sen}(3\theta) \right] \quad (6.4.14)$$

ou seja,

$$1 = K \times \frac{\sqrt{3}}{2} \quad ; \quad K = \frac{2}{\sqrt{3}} = 1,155 \quad (6.4.15)$$

Na prática a componente fundamental sai “amplificada” em 15,5%, o que irá permitir, sem sobremodulação, obter um maior nível de tensão na saída do ondulador.

Pelas expressões apresentadas em 5.2.16, a tensão composta de saída de um suposto ondulator fica limitada a 199V, levando à perda de binário do motor assíncrono de 230Vac (entre fases).

$$\begin{aligned}
 (u_{10})_1 &= m_a \times \frac{u_{dc}}{2} \times \text{sen}(\omega_1 \times t) \\
 \Downarrow \\
 U_{10_{\text{PICO}}} &= m_a \times \frac{u_{dc}}{2} = 1 \times \frac{230 \times \sqrt{2}}{2} = 162,6\text{V} \\
 \Downarrow \\
 U_{12_{\text{RMS}}} &= \frac{U_{10_{\text{PICO}}}}{\sqrt{2}} \times \sqrt{3} = \frac{162,6}{\sqrt{2}} \times \sqrt{3} = 199\text{V}
 \end{aligned}$$

Com este tipo de amostragem, a tensão composta de saída fica muito próxima dos 230Vac, o ideal para alimentar uma máquina trifásica $\Delta 400\text{V} / \lambda 230\text{V}$.

$$U_{12_{\text{RMS}}} \approx 1,15 \times 199 = 229,7\text{V}$$

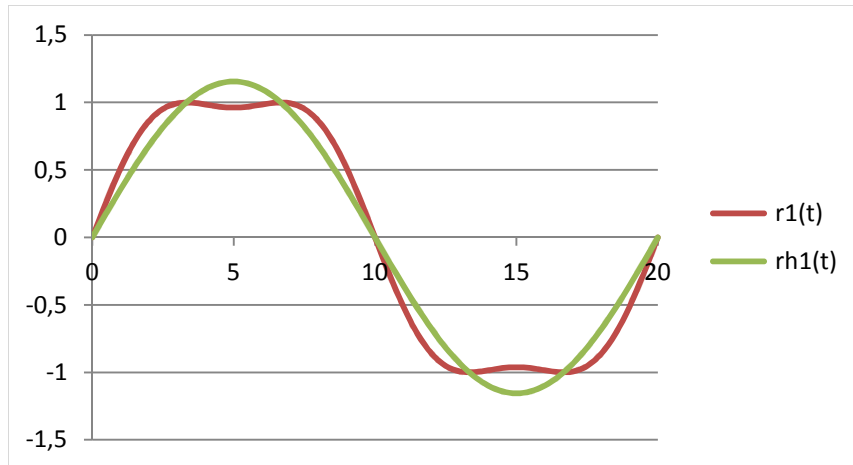


Ilustração 6.9 - Representação da referência 1 e sua componente fundamental

As três referências amostradas foram:

$$\begin{cases}
 r_1 = \frac{2}{\sqrt{3}} \left[\text{sen}(\omega t) + \frac{1}{6} \text{sen}(3\omega t) \right] \\
 r_2 = \frac{2}{\sqrt{3}} \left[\text{sen}\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{1}{6} \text{sen}(3\omega t) \right] \\
 r_3 = \frac{2}{\sqrt{3}} \left[\text{sen}\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{1}{6} \text{sen}(3\omega t) \right]
 \end{cases} \quad (6.4.16)$$

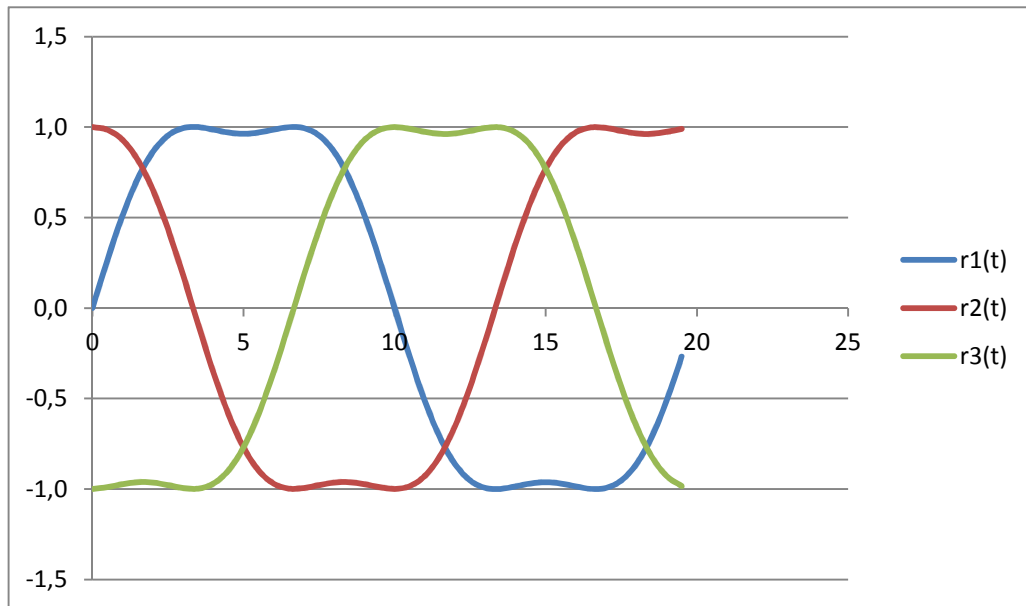


Ilustração 6.10 - Representação das três referências [r1(t), r2(t) e r3(t)]

A amostragem foi de 40 pontos por ciclo, sendo que foi considerada uma componente DC de modo a não existirem valores negativos.

Uma vez que os registos do MCU, onde serão guardadas as tabelas com os valores de referência, funcionam a 8 *bit*, os valores a guardar são os das referências multiplicados por 128, ficando convertidos entre 0 e 255.

Na verdade a conversão tem como limite o valor guardado no registo PR2, pois caso os valores dos registos CCPRx sejam, em algum instante, superiores ao PR2, vai ocorrer sobremodulação da tensão de saída (no limite ficaria onda quadrada) porque o valor do TMR2 nunca atinge os valores dos registos CCPRx.

Ao definir-se o valor do PR2 limita-se a amplitude das referências e os valores amostrados vão variar de entre 0 e “PR2”.

O valor amostrado respeita a seguinte expressão:

$$Amostra_{rx} = \frac{255}{2} \times r_x \times \frac{PR2}{255} \quad (6.4.17)$$

Na Ilustração 6.11 apresenta-se um resumo de cálculo dos 40 pontos amostrados.

Ponto i	t [ms]	θ (rad)	$\text{sen}(\theta)$	$\text{sen}(\theta+2\pi/3)$	$\text{sen}(\theta-2\pi/3)$	$\text{sen}(3\theta)$	r1	r2	r1	Amostra r1	Amostra r2	Amostra r3
0	0	0	0,000	0,866	-0,866	0,000	0,0	1,0	-1,0	125	249	0
1	0,5	0,157	0,156	0,777	-0,934	0,454	0,3	1,0	-1,0	158	248	2
2	1	0,314	0,309	0,669	-0,978	0,809	0,5	0,9	-1,0	188	243	4
3	1,5	0,471	0,454	0,545	-0,999	0,988	0,7	0,8	-1,0	213	232	5
4	2	0,628	0,588	0,407	-0,995	0,951	0,9	0,7	-1,0	232	213	4
5	2,5	0,785	0,707	0,259	-0,966	0,708	1,0	0,4	-1,0	243	188	2
6	3	0,942	0,809	0,105	-0,914	0,310	1,0	0,2	-1,0	248	158	0
7	3,5	1,1	0,891	-0,053	-0,838	-0,158	1,0	-0,1	-1,0	249	124	1
8	4	1,257	0,951	-0,208	-0,743	-0,589	1,0	-0,4	-1,0	247	91	6
9	4,5	1,414	0,988	-0,359	-0,629	-0,891	1,0	-0,6	-0,9	245	61	17
10	5	1,571	1,000	-0,500	-0,500	-1,000	1,0	-0,8	-0,8	244	36	36
11	5,5	1,728	0,988	-0,629	-0,358	-0,891	1,0	-0,9	-0,6	245	17	61
12	6	1,885	0,951	-0,743	-0,208	-0,588	1,0	-1,0	-0,4	247	6	91
13	6,5	2,042	0,891	-0,839	-0,052	-0,157	1,0	-1,0	-0,1	249	1	125
14	7	2,199	0,809	-0,913	0,104	0,309	1,0	-1,0	0,2	248	0	158
15	7,5	2,356	0,707	-0,966	0,259	0,707	1,0	-1,0	0,4	243	2	188
16	8	2,513	0,588	-0,994	0,406	0,951	0,9	-1,0	0,7	232	4	213
17	8,5	2,67	0,454	-0,999	0,544	0,988	0,7	-1,0	0,8	213	5	232
18	9	2,827	0,309	-0,978	0,669	0,810	0,5	-1,0	0,9	188	4	243
19	9,5	2,985	0,156	-0,933	0,777	0,453	0,3	-1,0	1,0	158	2	248
20	10	3,142	0,000	-0,866	0,866	-0,001	0,0	-1,0	1,0	124	0	249
21	10,5	3,299	-0,157	-0,777	0,934	-0,455	-0,3	-1,0	1,0	91	1	247
22	11	3,456	-0,309	-0,669	0,978	-0,809	-0,5	-0,9	1,0	61	6	245
23	11,5	3,613	-0,454	-0,544	0,999	-0,988	-0,7	-0,8	1,0	36	17	244
24	12	3,77	-0,588	-0,407	0,995	-0,951	-0,9	-0,7	1,0	17	36	245
25	12,5	3,927	-0,707	-0,259	0,966	-0,707	-1,0	-0,4	1,0	6	61	247
26	13	4,084	-0,809	-0,105	0,914	-0,309	-1,0	-0,2	1,0	1	91	249
27	13,5	4,241	-0,891	0,052	0,839	0,156	-1,0	0,1	1,0	0	125	248
28	14	4,398	-0,951	0,208	0,743	0,587	-1,0	0,4	1,0	2	158	243
29	14,5	4,555	-0,988	0,358	0,630	0,891	-1,0	0,6	0,9	4	188	232
30	15	4,712	-1,000	0,500	0,500	1,000	-1,0	0,8	0,8	5	213	213
31	15,5	4,869	-0,988	0,629	0,359	0,892	-1,0	0,9	0,6	4	232	188
32	16	5,027	-0,951	0,743	0,207	0,587	-1,0	1,0	0,4	2	243	158
33	16,5	5,184	-0,891	0,839	0,052	0,155	-1,0	1,0	0,1	0	248	124
34	17	5,341	-0,809	0,914	-0,105	-0,310	-1,0	1,0	-0,2	1	249	91
35	17,5	5,498	-0,707	0,966	-0,259	-0,708	-1,0	1,0	-0,4	6	247	61
36	18	5,655	-0,588	0,995	-0,407	-0,951	-0,9	1,0	-0,7	17	245	36
37	18,5	5,812	-0,454	0,999	-0,545	-0,988	-0,7	1,0	-0,8	36	244	17
38	19	5,969	-0,309	0,978	-0,669	-0,809	-0,5	1,0	-0,9	61	245	6
39	19,5	6,126	-0,157	0,934	-0,777	-0,454	-0,3	1,0	-1,0	91	247	1

$$r1 = (2/\sqrt{3}) * (\text{sen}(\theta) + (1/6) * \text{sen}(3\theta)) \quad r2 = (2/\sqrt{3}) * (\text{sen}(\theta - 2\pi/3) + (1/6) * \text{sen}(3\theta)) \quad r3 = (2/\sqrt{3}) * (\text{sen}(\theta + 2\pi/3) + (1/6) * \text{sen}(3\theta))$$

Ilustração 6.11 - Tabela de cálculo dos valores de referência amostrados para produção dos sinais PWM

Pela Ilustração 6.12 verifica-se que os valores amostrados “seguem” a forma de onda das referências apresentadas na Ilustração 6.10.

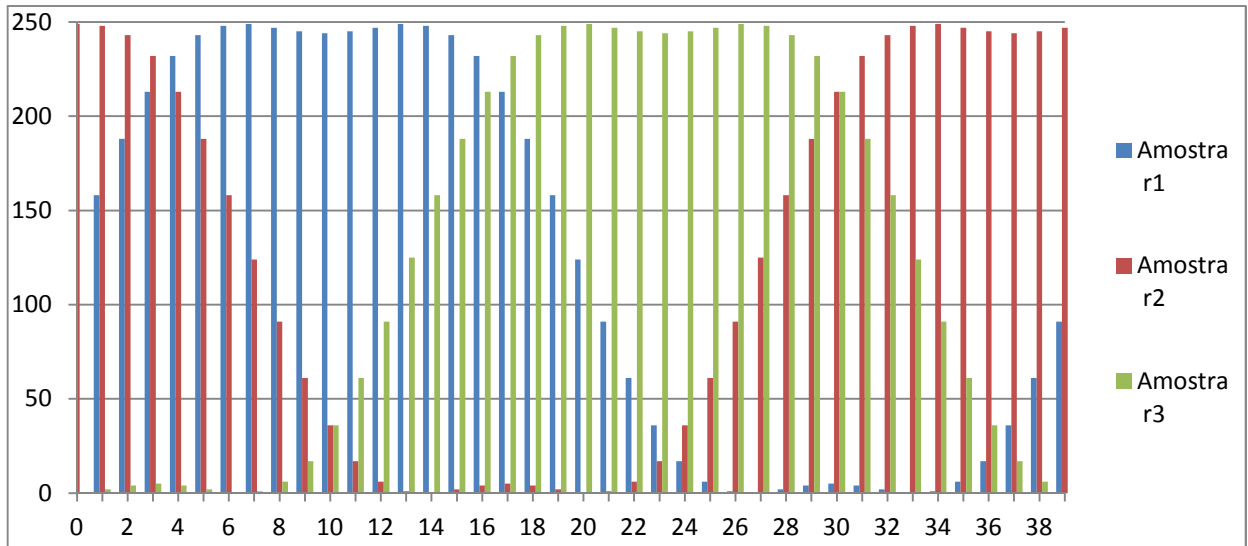


Ilustração 6.12 – Representação discreta das Amostras $[r1(n), r2(n)$ e $r3(n)]$

6.5 Metodologia para Variação da Frequência e Tensão

Uma vez que o MCU vai lendo os valores das tabelas (três a três, um para cada saída PWM) para construir as ondas sinusoidais de saída, se a leitura for mais rápida (menor tempo entre leituras consecutivas) a frequência de saída será mais elevada, ou seja, a variação da frequência de saída é conseguida pela variação da velocidade de leitura das tabelas que contêm a amostragem das referências moduladoras.

Para variar a tensão, o valor lido da tabela é multiplicado por uma quantidade (proveniente do canal AN0 do A/D) e atualizam-se os registos, CCPR1L, CCPR2L e CCPR3L, que controlam o funcionamento do módulo PWM e ajustam as razões cíclicas para obtermos diferentes valores médios de tensão em cada período de comutação.

7 Programação

Para efetuar a programação da PIC foi utilizado o programador PICKit2 da *Microchip*, adquirido conjuntamente com o software MPLAB IDE v8.60. A linguagem utilizada foi o *assembly* por ser uma linguagem de nível baixo que permite obter programações mais compactas e eficazes.



Ilustração 7.1 - Módulo programador PICKit2 da *Microchip*

Genericamente a PIC foi programada de modo a ter interrupções em intervalos de tempo ajustados pela entrada analógica e a atualizar os três sinais PWM em cada uma das interrupções. A variação da frequência é conseguida pela variação do tempo entre interrupções, enquanto que a variação da tensão é conseguida pela variação do *duty-cycle* dos sinais PWM.

O programa elaborado não é muito complexo. Numa fase inicial faz o “carregamento” em memória dos valores base para funcionamento do PWM, numa segunda fase faz essencialmente configurações da PIC (entradas, saídas, temporizadores, modulo PWM, interrupções) e, finalmente, enquanto não ocorre uma nova interrupção, verifica se há alguma indicação externa de erro ou do operador (ex: sentido de rotação...).

Sempre que há alteração da frequência de referência (entrada analógica), há uma comparação entre o valor atual e o pretendido de modo a verificar a necessidade de incrementar ou decrementar o registo. Os incrementos e decrementos ocorrem em tempos definidos, de modo a produzir as rampas de aceleração e desaceleração. Ao ocorrer uma nova interrupção é atualizado o funcionamento do PWM, de acordo com os registos que entretanto foram incrementados ou decrementados.

O fluxograma de funcionamento do programa e a listagem de todo o programa são apresentados em anexo.

7.1 Funções desenvolvidas

Como em qualquer programa, a programação desenvolvida está repartida por funções para simplificar a sua interpretação e melhorar o desempenho do programa desenvolvido.

7.1.1 Função “Config_inicial”

A função “Config_inicial” foi desenvolvida para configurar o *pinout* da PIC.

De forma genérica o *PortA* e *PortB* são definidos como entradas e *PortC* como saídas. No *PortB* são ativos os *Pull-Up's* para facilitar a utilização como entrada e as saídas PWM são definidas de modo a serem disponibilizadas no “RB5” do *PortB* (PWM3), no “RC1” do *PortC*¹ (PWM2) e no “RC2” do *PortC* (PWM1).

7.1.1.1 Configuração do Módulo Conversor A/D

Nas configurações iniciais é também configurado o conversor A/D. O seu funcionamento está representado na ilustração seguinte e a sua configuração é feita essencialmente através dos registos ADCON0² e ADCON1³.

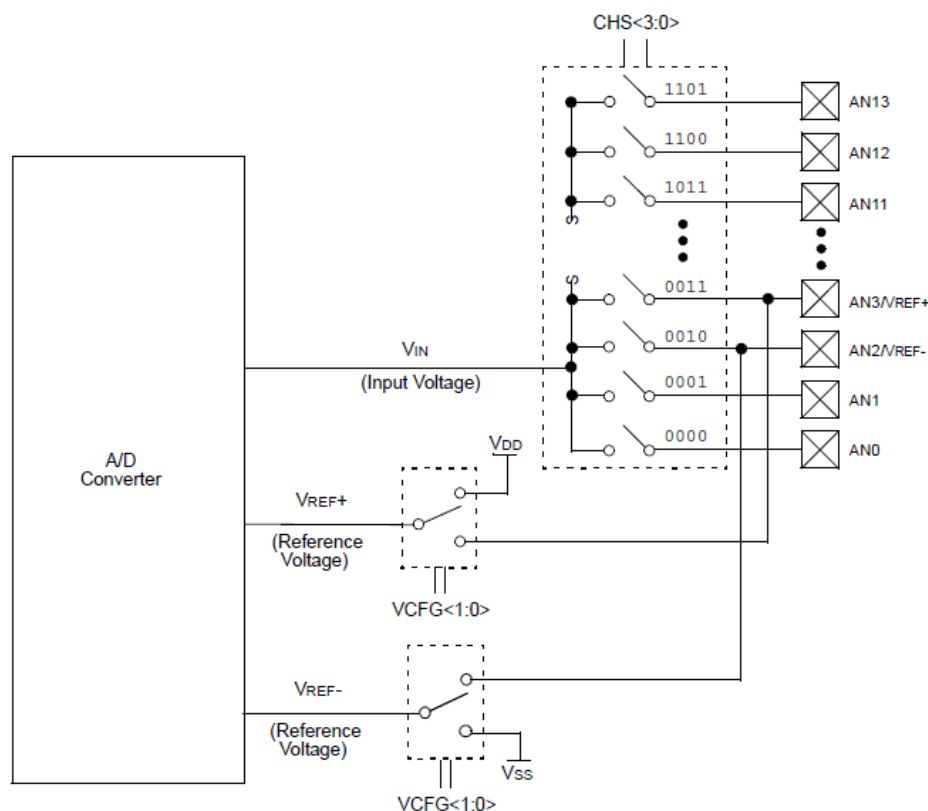


Ilustração 7.2 - Diagrama de Blocos do Módulo Conversor A/D

¹ Ver Bits especiais de configuração

² Registo no BANK0, endereço 1Fh

³ Registo no BANK1, endereço 9Fh

Os registos de controlo de funcionamento ficaram com os seguintes valores:

ADCON0: A/D CONTROL REGISTER 0

ADCS1	ADCS0	CHS2	CHS1	CHS0	GO/DONE	CHS3	ADON
1	0	X	X	X	X	X	X

bit 7		bit 0
bit 7-6	<p>ADCS1:ADCS0: A/D Conversion Clock Select bits</p> <p><u>If ADCS2 = 0:</u> 000 = Fosc/2 001 = Fosc/8 010 = Fosc/32 011 = FRC (clock derived from an RC oscillation)</p> <p><u>If ADCS2 = 1:</u> 00 = Fosc/4 01 = Fosc/16 10 = Fosc/64 11 = FRC (clock derived from an RC oscillation)</p>	
bit 5-3	<p>CHS<2:0>: Analog Channel Select bits</p> <p>0000 = Channel 00 (AN0) 0001 = Channel 01 (AN1) 0010 = Channel 02 (AN2) 0011 = Channel 03 (AN3) 0100 = Channel 04 (AN4) 0101 = Channel 05 (AN5)⁽¹⁾ 0110 = Channel 06 (AN6)⁽¹⁾ 0111 = Channel 07 (AN7)⁽¹⁾ 1000 = Channel 08 (AN8) 1001 = Channel 09 (AN9) 1010 = Channel 10 (AN10) 1011 = Channel 11 (AN11) 1100 = Channel 12 (AN12) 1101 = Channel 13 (AN13) 111x = Unused</p>	
bit 2	<p>GO/DONE: A/D Conversion Status bit</p> <p>1 = A/D conversion cycle in progress. Setting this bit starts an A/D conversion cycle. This bit is automatically cleared by hardware when the A/D conversion has completed. 0 = A/D conversion completed/not in progress</p>	
bit 1	<p>CHS<3>: Analog Channel Select bit (see bit 5-3 for bit settings)</p>	
bit 0	<p>ADON: A/D Conversion Status bit</p> <p>1 = A/D converter module is operating 0 = A/D converter is shut-off and consumes no operating current</p>	

Ilustração 7.3 - Descrição do conteúdo do registo ADCON0

ADCON1: A/D CONTROL REGISTER 1

ADFM	ADCS2	VCFG1	VCFG0	PCFG3	PCFG2	PCFG1	PCFG0
0	0	0	0	1	1	0	0

bit 7

bit 0

- bit 7 **ADFM:** A/D Result Format Select bit
 1 = Right justified. Six Most Significant bits of ADRESH are read as '0'.
 0 = Left justified. Six Least Significant bits of ADRESL are read as '0'.
- bit 6 **ADCS2:** A/D Clock Divide by 2 Select bit
 1 = A/D clock source is divided by two when system clock is used
 0 = Disabled
- bit 5 **VCFG1:** Voltage Reference Configuration bit 1
 0 = VREF- is connected to Vss
 1 = VREF- is connected to external VREF- (RA2)
- bit 4 **VCFG0:** Voltage Reference Configuration bit 0
 0 = VREF+ is connected to VDD
 1 = VREF+ is connected to external VREF+ (RA3)
- bit 3-0 **PCFG<3:0>:** A/D Port Configuration bits

	AN13	AN12	AN11	AN10	AN9	AN8	AN7	AN6	AN5	AN4	AN3	AN2	AN1	AN0
0000	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A
0001	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A
0010	D	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A
0011	D	D	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A
0100	D	D	D	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A
0101	D	D	D	D	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A
0110	D	D	D	D	D	A	A	A	A	A	A	A	A	A
0111	D	D	D	D	D	D	A	A	A	A	A	A	A	A
1000	D	D	D	D	D	D	D	A	A	A	A	A	A	A
1001	D	D	D	D	D	D	D	D	A	A	A	A	A	A
1010	D	D	D	D	D	D	D	D	D	A	A	A	A	A
1011	D	D	D	D	D	D	D	D	D	D	A	A	A	A
1100	D	D	D	D	D	D	D	D	D	D	D	A	A	A
1101	D	D	D	D	D	D	D	D	D	D	D	D	A	A
1110	D	D	D	D	D	D	D	D	D	D	D	D	D	A
1111	D	D	D	D	D	D	D	D	D	D	D	D	D	D

Legend: A = Analog input, D = Digital I/O

Ilustração 7.4 - Descrição do conteúdo do registo ADCON1

Em resumo foi definido:

- Frequência de conversão $f = F_{OSC}/64$;
- Resultado da conversão alinhado à esquerda, ficando disponível no registo ADRESH¹;
- Tensões de referência são as de alimentação da PIC (V_{SS} e V_{DD});
- Canais AN0, AN1 e AN2 são analógicos.

¹ Registo no BANK0, endereço 1Eh

7.1.1.2 Código Função “Config_inicial”

Config_inicial:		
clrf	STATUS	;Limpa STATUS
clrf	PORTA	;Limpa PORTA
clrf	PORTB	;Limpa PORTB
clrf	PORTC	;Limpa PORTC
clrf	FreqAtual	;Limpa FreqActual
clrf	Rampa	;Limpa Rampa
BANK1		
movlw	b'11111111'	
movwf	TRISA	;PortA entradas (Analogica - 0, 1 e 2)
movlw	b'11011111'	
movwf	TRISB	;PortB entradas, excepto RB5-PWM3(saída)
clrf	TRISC	;PortC saidas (RC1-PWM2 e RC2-PWM1)
movlw	b'00001111'	
movwf	OPTION_REG	;Enabe Pull-Up PortB, prescale a 256
bsf	ADCON1, PCFG3	;Configuração entradas PortA (Canal AD)
bsf	ADCON1, PCFG2	;Configuração entradas PortA (Canal AD)
bcf	ADCON1, PCFG1	;Configuração entradas PortA (Canal AD)
bcf	ADCON1, PCFG0	;Configuração entradas PortA (Canal AD)
bcf	ADCON1, ADFM	;Alinhamento resultado esquerda ADRESL
bcf	ADCON1, ADCS2	
bcf	ADCON1, VCFG1	;Referência de conversão nível alto Vss
bcf	ADCON1, VCFG0	;Referência de conversão nível baixo VDD
bcf	ADCON1, ADFM	;Alinhamento resultado esquerda
bcf	ADCON1, ADCS2	
bcf	ADCON1, VCFG1	;Referência de conversão nível alto Vss
bcf	ADCON1, VCFG0	;Referência de conversão nível baixo VDD
BANK0		
bcf	ADCON0, ADCS0	;Fosc/64
bsf	ADCON0, ADCS1	;Fosc/64
BANK1		
bsf	ADCON1, ADCS2	;Fosc/64
BANK0		
return		

Ilustração 7.5 - Código da função "Config_Inicial"

7.1.2 Função “Constroi_tabela”

A função “Constroi_tabela” tem como objetivo guardar em memória RAM os valores, predefinidos e amostrados, de funcionamento do PWM para construção das três ondas sinusoidais desfasadas de 120°.

Na verdade são três tabelas sobrepostas com 40 pontos cada, sendo uma tabela por cada PWM gerado. Uma vez que as ondas sinusoidais a serem produzidas têm amplitudes iguais é possível sobrepor as tabelas e minimizar a ocupação de memória, embora os valores sejam lidos com desfasamento.

As tabelas ocupam a memória GPR desde o endereço $A0_{(h)}$ ao $E2_{(h)}$ que fazem parte do *Bank1*.

Basicamente esta função vai percorrer todas as posições de memória e guardar, um a um, os valores amostrados que vai recebendo por cada vez que é evocada a função “Dados_tabela”.

7.1.2.1 Código Função “Constroi_tabela”

```
Constroi_tabela:
    BANK0
    movlw    h'A0'                ;W = h'A0'
    movwf   Posicao1              ;Posicao1 = W (posicao inicial tabela 1)
Loop_tab:
    movf    Posicao1, W           ;W = Posicao1
    movwf   FSR                  ;FSR = W (Endereço ndereto)
    movlw   h'A0'                ;W = h'A0'
    subwf   Posicao1, W           ;W = Posicao1 - W
    movwf   Posicao               ;Posicao = W
    call    Dados_tabela        ;Chama função Dados_tabela
    movwf   INDF                 ;INDF = W (Endereço ndereto)
    incf    Posicao1, F           ;Incrementa Posicao1
    movlw   h'E2'                ;W = h'E2'
    subwf   Posicao1, W           ;W = Posicao1 - W
    btfs   _Z                    ;Verfica Flag Z (Z=1 se Posicao1 = W)
    goto    Loop_tab            ;Se Z=0 -> vai para Loop_tab
    movlw   h'A0'                ;W = h'A0'
    movwf   Posicao1              ;Posicao1 = W (posicao inicial tabela 1)
    movlw   h'AD'                ;W = h'AD'
    movwf   Posicao2              ;Posicao2 = W (posicao inicial tabela 2)
    movlw   h'BB'                ;W = h'BB'
    movwf   Posicao3              ;Posicao3 = W (posicao inicial tabela 3)
    return
```

Ilustração 7.6 - Código da função "Constroi_tabela"

7.1.3 Função “Dados_tabela”

A função “Dados-tabela” é chamada pela função “Constroi_tabela” de modo a devolver o valor a ser guardado numa determinada posição de memória.

A razão cíclica dos sinais PWM é controlada a 10 *bit*. Neste projecto a tabela foi guardada a 8 *bit* e só se ajustam os conteúdos dos registos CCPRxL (8 *bit*), ficando os restantes 2 *bit* (CCPxCON<5:4>) menos significativos permanentemente com o valor “0” e “1” para minimizar o erro resultante.

Para mitigar o erro seria necessário trabalhar efetivamente com os 10 *bit* de resolução da razão cíclica, mas para tal seria necessário desenvolver tabela com amostragem das referências a 16 *bit*, o que seria mais trabalhoso, complicado e ocuparia o dobro da memória.

Na tabela seguinte constam os valores e os endereços onde foram guardados os valores amostrados das referências.

Amostra r1	Endereços Memória (Bank1)	Amostra r2	Endereços Memória (Bank1)	Amostra r3	Endereços Memória (Bank1)
125	A0	249	AD	0	BB
158	A1	248	AE	2	BC
188	A2	243	AF	4	BD
213	A3	232	B0	5	BE
232	A4	213	B1	4	BF
243	A5	188	B2	2	C0
248	A6	158	B3	0	C1
249	A7	124	B4	1	C2
247	A8	91	B5	6	C3
245	A9	61	B6	17	C4
244	AA	36	B7	36	C5
245	AB	17	B8	61	C6
247	AC	6	B9	91	C7
249	AD	1	BA	125	C8
248	AE	0	BB	158	C9
243	AF	2	BC	188	CA
232	B0	4	BD	213	CB
213	B1	5	BE	232	CC
188	B2	4	BF	243	CD
158	B3	2	C0	248	CE
124	B4	0	C1	249	CF
91	B5	1	C2	247	D0
61	B6	6	C3	245	D1
36	B7	17	C4	244	D2
17	B8	36	C5	245	D3
6	B9	61	C6	247	D4
1	BA	91	C7	249	D5
0	BB	125	C8	248	D6
2	BC	158	C9	243	D7
4	BD	188	CA	232	D8
5	BE	213	CB	213	D9
4	BF	232	CC	188	DA
2	C0	243	CD	158	DB
0	C1	248	CE	124	DC
1	C2	249	CF	91	DD
6	C3	247	D0	61	DE
17	C4	245	D1	36	DF
36	C5	244	D2	17	E0
61	C6	245	D3	6	E1
91	C7	247	D4	1	E2

Ilustração 7.7 - Tabela de endereços e valores referência guardados (amostras)

7.1.4 Função “Pre_carga”

A função “Pre_carga” foi desenvolvida para fazer a temporização inicial de carga do condensador Bus-DC. A temporização é feita recorrendo sucessivamente ao temporizador_0 (TMR0).

Após a configuração de funcionamento, o temporizador recebe o valor presente no canal AN2 do conversor A/D da PIC, sendo previamente evocada a função “Arranque AD2” para seleccionar o canal 2 e alimentar o conversor (ADCON0<5:3> e ADCON0<0>).

7.1.4.1 Configuração e Funcionamento do TMR0

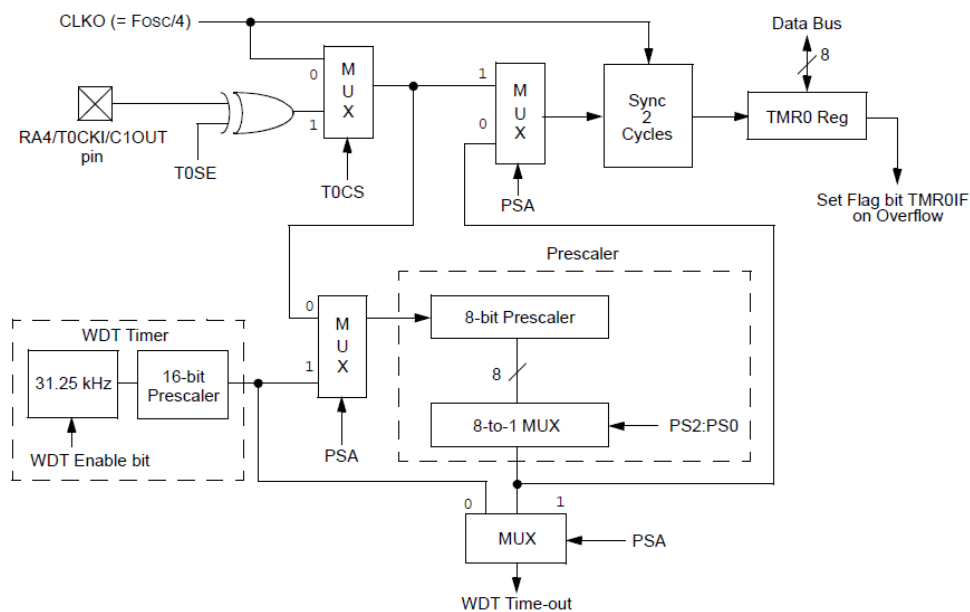


Ilustração 7.8 - Diagrama de blocos de TMR0

Pela análise do diagrama de blocos do temporizador verifica-se que funciona a 8 bit e que, neste caso, foi configurado para ser incrementado pelo CLK0, ou seja, a uma frequência $f = F_{osc}/4$.

Ao funcionar apenas a 8 bit e ao ser incrementado a uma frequência elevada ($f = 4\text{Mhz}$), para se conseguirem fazer temporizações de 3 segundos (tempo máximo de Pré-Carga do Bus-DC) foi necessário ativar o Prescale ($PSA = 0$) e aplicar divisor no máximo ($PS2;PS1;PS0 = 1$).

A configuração descrita foi executada no registo OPTION_REG¹.

OPTION_REG: OPTION CONTROL REGISTER (ADDRESS 181h)

RBPB	INTEDG	TOCS	TOSE	PSA	PS2	PS1	PS0
0	0	0	0	0	1	1	1

bit 7 bit 0

bit 7	RBPB:	PORTB Pull-up Enable bit 1 = PORTB pull-ups are disabled 0 = PORTB pull-ups are enabled
bit 6	INTEDG:	Interrupt Edge Select bit 1 = Interrupt on rising edge of RB0/INT pin 0 = Interrupt on falling edge of RB0/INT pin
bit 5	TOCS:	TMR0 Clock Source Select bit 1 = Transition on T0CKI pin 0 = Internal instruction cycle clock (CLKO)
bit 4	TOSE:	TMR0 Source Edge Select bit 1 = Increment on high-to-low transition on T0CKI pin 0 = Increment on low-to-high transition on T0CKI pin
bit 3	PSA:	Prescaler Assignment bit⁽¹⁾ 1 = Prescaler is assigned to the WDT 0 = Prescaler is assigned to the Timer0 module
bit 2-0	PS<2:0>:	Prescaler Rate Select bits
	Bit Value	TMR0 Rate WDT Rate
	000	1 : 2 1 : 1
	001	1 : 4 1 : 2
	010	1 : 8 1 : 4
	011	1 : 16 1 : 8
	100	1 : 32 1 : 16
	101	1 : 64 1 : 32
	110	1 : 128 1 : 64
	111	1 : 256 1 : 128

Ilustração 7.9 - Descrição do conteúdo do registo OPTION_REG

Colocando o TMR0 com valor zero, vindo do canal AN2 do conversor A/D, e estando aplicado o Prescale no seu máximo (1:256), conseguem-se temporizações de 13ms, pelo que, para se obter a temporização de pré-carga do Bus-DC são necessárias 184 temporizações sucessivas com o TMR0.

¹ Registo no BANK1, endereço 81h

7.1.4.2 Código Função “Pre_carga”

```

Pre_carga:
    BANK1
    bcf    OPTION_REG, TOCS           ;Define incrementos pelo relógio interno
    bcf    OPTION_REG, PSA           ;Prescale para TMR0
    bsf    OPTION_REG, PS2           ;Prescale 1:256
    bsf    OPTION_REG, PS1           ;Prescale 1:256
    bsf    OPTION_REG, PS0           ;Prescale 1:256
    BANK0
    clrf   Aux1                       ;Aux1 = 0
    call  Arranque_AD2                 ;Chama função Arranque_AD2
    movf  ADRESH, W                    ;W = ADRESH (valor conversão)
    movwf Tempo                         ;Tempo = W

Reinício
    movf  Tempo, W                     ;W = Tempo
    movwf TMR0                          ;TMR0 = W
    btfss INTCON, T0IF                  ;Verifica o estouro do TMR0
    goto  $-1
    bcf   INTCON, T0IF                  ;Limpa FLAG de estouro do TMR0
    movlw d'184'                         ;W = 184
    incf  Aux1                           ;Incrementa AUX1
    subwf Aux1, W                         ;W = AUX1 - W
    btfss _Z                             ;Verifica Flag Z (Z=1 se W = AUX1)
    goto  Reinício                       ;Se Z=0 -> vai para Reinício
    bsf   CARGA_DC                       ;Liga CARGA_DC
    clrf  Aux1                           ;Limpa Aux1
    return
    
```

Ilustração 7.10 - Código da função "Pre_carga"

7.1.5 Função “Tempo_rampa”

A função “Tempo_rampa” foi construída para fazer temporizações entre os incrementos e decrementos na frequência atual de funcionamento do ondulator, de modo a responder à seleção definida pelo utilizador na entrada analógica de referência de frequência.

As temporizações são feitas com recurso ao TMR0, tendo sido feita a reconfiguração do *Prescale* para 1:2 e o conteúdo do temporizador deixou de ser via canal AN2 para ser via AN1 do conversor A/D.

Na reconfiguração do TMR0, o registo OPTION_REG ficou com o seguinte conteúdo:

OPTION_REG: OPTION CONTROL REGISTER (ADDRESS 181h)

RBPUP	INTEDG	TOCS	T0SE	PSA	PS2	PS1	PS0
0	0	0	0	0	0	0	0

bit 7
bit 0

7.1.5.1 Código Função “Tempo_rampa”

Tempo_Rampa:		
clrf	Aux1	;Limpa Aux1 (auxiliar de temporização)
clrf	Aux2	;Limpa Aux2 (auxiliar de temporização)
Recomeca		
movf	Rampa, W	;W = Rampa
movwf	TMR0	;TMR0 = W
btfss	INTCON, T0IF	;Verifica o estoiro do TMR0
goto	\$_-1	
bcf	INTCON, T0IF	;Limpa FLAG de estoiro do TMR0
movlw	d'180'	;W = 180
incf	Aux1	;Incrementa AUX1
subwf	Aux1, W	;W = AUX1 - W
btfss	_Z	;Verifica Flag Z (Z=1 se W = AUX1)
goto	Recomeca	;Se Z=0 -> vai para Recomeca
clrf	Aux1	;Limpa Aux1 (auxiliar de temporização)
movlw	d'5'	;W = 5
incf	Aux2	;Incrementa AUX2
subwf	Aux2, W	;W = AUX2 - W
btfss	_Z	;Verifica Flag Z (Z=1 se W = AUX2)
goto	Recomeca	;Se Z=0 -> vai para Recomeca
clrf	Aux1	;Limpa Aux1 (auxiliar de temporização)
clrf	Aux2	;Limpa Aux2 (auxiliar de temporização)
return		

Ilustração 7.11 - Código da função "Tempo_rampa"

7.1.6 Função “Config_timer2”

A função “Config_timer2” foi desenvolvida para configurar o temporizador 2 e prepará-lo para ser utilizado no modulo PWM, mais concretamente na definição do período e, indiretamente, na frequência de comutação do PWM.

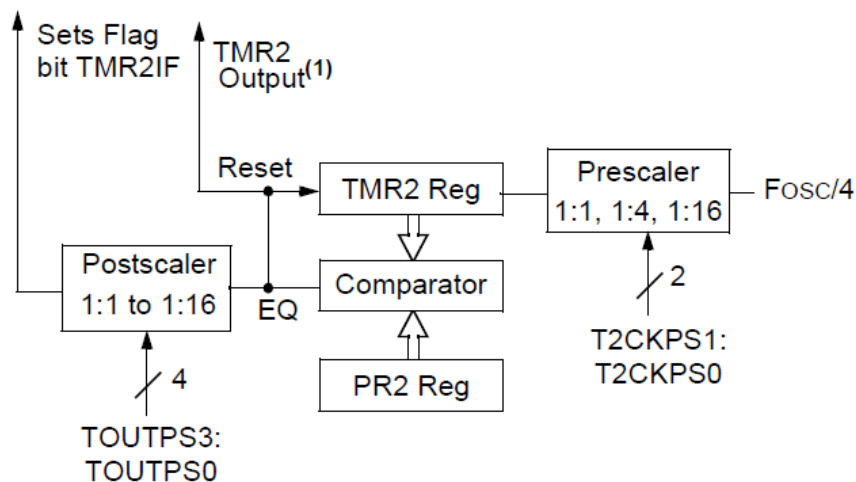


Ilustração 7.12 - Diagrama blocos de funcionamento do TMR2

Na prática o TMR2 vai sendo incrementado ($f=f_{osc}/4$) e comparado com o registo PR2, sendo reinicializado quando $TMR2=PR2$. Estão também disponíveis o *Prescaler* e o *Postscaler* para dar mais margem de funcionamento ao programador.

A configuração do TMR2 é feita no registo T2CON¹. Neste caso, depois de garantir que o temporizador estava parado, ajustou-se o *Prescaler* em 1:4 e limpou-se o conteúdo do temporizador.

T2CON: TIMER2 CONTROL REGISTER

-	TOUTPS3	TOUTPS2	TOUTPS1	TOUTPS0	TMR2ON	T2CKPS1	T2CKPS0
-	0	0	0	0	X	0	1

bit 7 bit 0

bit 7 **Unimplemented:** Read as '0'

bit 6-3 **TOUTPS3:TOUTPS0:** Timer2 Output Postscale Select bits
 0000 = 1:1 Postscale
 0001 = 1:2 Postscale
 0010 = 1:3 Postscale
 .
 .
 .
 1111 = 1:16 Postscale

bit 2 **TMR2ON:** Timer2 On bit
 1 = Timer2 is on
 0 = Timer2 is off

bit 1-0 **T2CKPS1:T2CKPS0:** Timer2 Clock Prescale Select bits
 00 = Prescaler is 1
 01 = Prescaler is 4
 1x = Prescaler is 16

Ilustração 7.13 - Descrição do conteúdo do registo T2CON

7.1.6.1 Código Função “Config_timer2”

<pre> Config_timer2: bcf T2CON, TMR2ON ;Stop Timer2 bcf T2CON, T2CKPS0 ;Prescale 1:1 bcf T2CON, T2CKPS1 ;Prescale 1:1 clrf TMR2 ;Limpa Timer2 return </pre>
--

Ilustração 7.14 - Código da função "Config_timer2"

¹ Registo no BANK1, endereço 12h

7.1.7 Função “Arranque_pwm”

Os módulos PWM funcionam com base no temporizador 2, pelo que a função “Arranque_pwm”, desenvolvida para configurar os módulos PWM e coloca-los a funcionar, só é evocada depois do TMR2 estar configurado, limpo e em *stop*.

Para que o módulo tenha um funcionamento específico para gerar os 3 sinais PWM, os bits do CCPxM3 e CCPxM2 dos registos CCP1CON¹, CCP2CON² e CCP3CON³ são colocados com o valor logico alto.

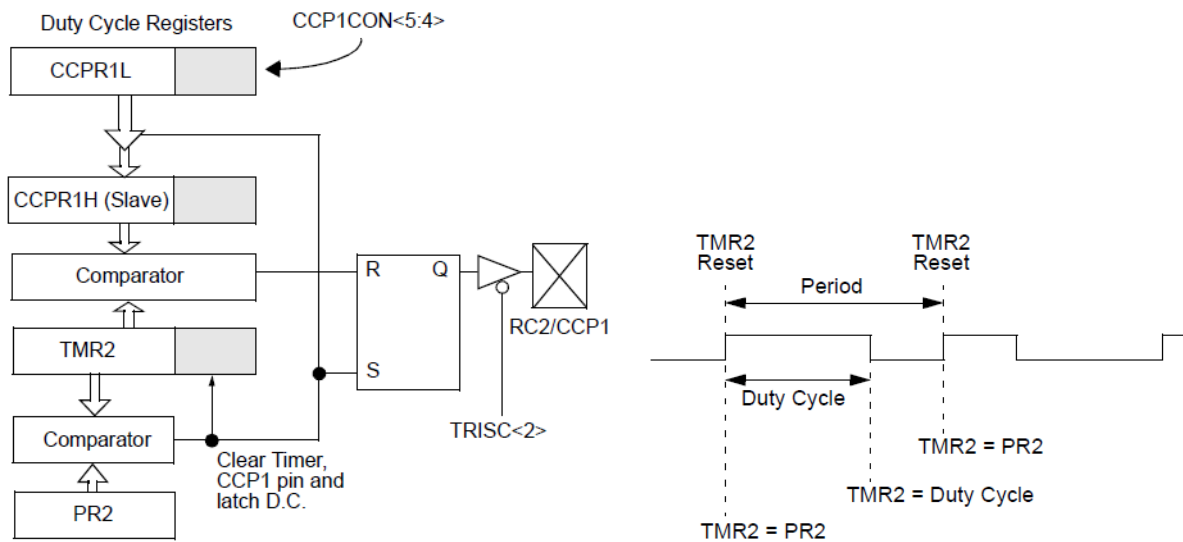


Ilustração 7.15 - Diagrama de blocos de funcionamento do módulo PWM1

Analisando o diagrama de blocos apresentado verifica-se que internamente existe uma *Latch* SR que recebe ordem de “*Set*” quando o TMR2 é igual ao PR2 e recebe ordem de “*Reset*” quando o TMR2 é igual ao CCPR1L.

Conforme descrito no ponto 6.4.1, o registo PR2 recebeu o valor 249 para impor uma frequência de comutação de 16kHz.

¹ Registo no BANK1, endereço 17h

² Registo no BANK1, endereço 1Dh

³ Registo no BANK2, endereço 97h

De acordo com o que se descreve nos pontos 6.4.2 e 7.1.3, trabalhando apenas com os registos CCPR1L¹, CCPR2L² e CCPR3L³ a receberem os valores amostrados das referências, controla-se o *duty-cycle* dos 3 sinais de saída PWM1, PWM2 e PWM3.

De realçar que o arranque do TMR2 é feito dentro da função “Arranque_pwm” e após todas as configurações estarem finalizadas.

7.1.7.1 Código Função “Arranque_pwm”

```

Arranque_pwm:
    BANK1
    movlw    d'249'
    movwf    PR2                ;Define período para F=16kHz
    movlw    d'00'
    movwf    CCP3L              ;Define duty cycle3 inicial
    bsf      CCP3CON, CCP3X      ;2 LSbs=0 do PWM3 (8 MSLbs estão no CCP3L)
    bsf      CCP3CON, CCP3Y      ;2 LSbs=0 do PWM3 (8 MSLbs estão no CCP3L)
    bsf      CCP3CON, CCP3M3     ;Configuração Modo PWM3
    bsf      CCP3CON, CCP3M2     ;Configuração Modo PWM3
    bcf      CCP3CON, CCP3M1     ;Configuração Modo PWM3
    bcf      CCP3CON, CCP3M0     ;Configuração Modo PWM3
    BANK0
    movlw    d'249'
    movwf    CCPR1L              ;Define duty cycle1 inicial
    movlw    d'125'
    movwf    CCPR2L              ;Define duty cycle2 inicial
    bsf      CCP1CON, CCP1X      ;2 LSbs=0 do PWM1 (8 MSLbs estão no CCPR1L)
    bsf      CCP1CON, CCP1Y      ;2 LSbs=0 do PWM1 (8 MSLbs estão no CCPR1L)
    bsf      CCP2CON, CCP2X      ;2 LSbs=0 do PWM2 (8 MSLbs estão no CCPR2L)
    bsf      CCP2CON, CCP2Y      ;2 LSbs=0 do PWM2 (8 MSLbs estão no CCPR2L)
    bsf      CCP1CON, CCP1M3     ;Configuração Modo PWM1
    bsf      CCP1CON, CCP1M2     ;Configuração Modo PWM1
    bcf      CCP1CON, CCP1M1     ;Configuração Modo PWM1
    bcf      CCP1CON, CCP1M0     ;Configuração Modo PWM1
    bsf      CCP2CON, CCP2M3     ;Configuração Modo PWM2
    bsf      CCP2CON, CCP2M2     ;Configuração Modo PWM2
    bcf      CCP2CON, CCP2M1     ;Configuração Modo PWM2
    bcf      CCP2CON, CCP2M0     ;Configuração Modo PWM2
    bsf      T2CON, TMR2ON       ;Arranca Timer2
    return
    
```

Ilustração 7.16 - Código da função "Arranque_pwm"

¹ Registo no BANK1, endereço 15h

² Registo no BANK1, endereço 1Bh

³ Registo no BANK2, endereço 95h

7.1.8 Função “Config_timer1”

A função “Config_timer1” foi desenvolvida para configurar o temporizador 1, preparando-o para ser utilizado na definição do tempo entre as interrupções. Uma vez que em cada interrupção são atualizados os valores dos registos que definem o *duty-cycle* dos PWM's, o TMR1 é o responsável por definir a frequência de saída do ondulator, através da variação da velocidade de leitura da tabela de referência e escrita nos registos CCPRxL.

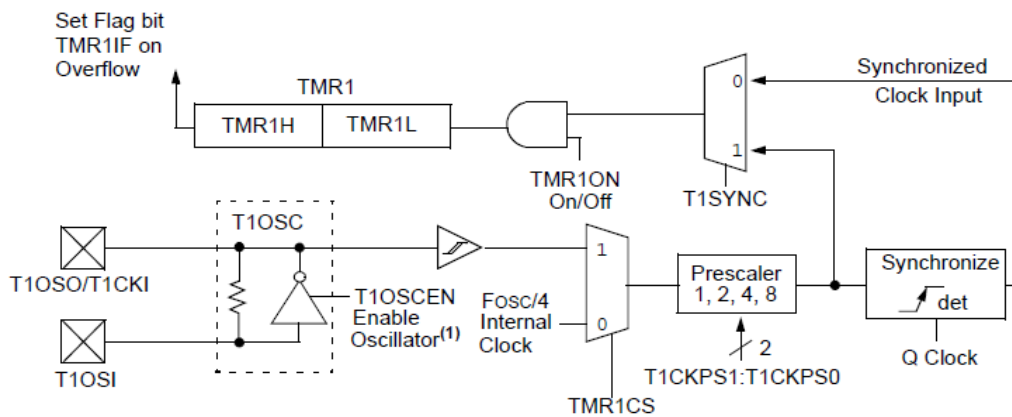


Ilustração 7.17 - Diagrama de blocos de funcionamento do TMR1

A configuração do TMR1 foi executada pelo registo T1CON¹.

T1CON: TIMER1 CONTROL REGISTER

-	T1RUN	T1CKPS1	TICKPS0	T1OSCEN	T1SYNC	TMR1CS	TMR1ON
-	0	0	0	0	0	0	X

bit 7

bit 0

- bit 7 **Unimplemented:** Read as '0'
- bit 6 **T1RUN:** Timer1 System Clock Status bit
1 = System clock is derived from Timer1 oscillator
0 = System clock is derived from another source
- bit 5-4 **T1CKPS<1:0>:** Timer1 Input Clock Prescale Select bits
11 = 1:8 Prescale value
10 = 1:4 Prescale value
01 = 1:2 Prescale value
00 = 1:1 Prescale value
- bit 3 **T1OSCEN:** Timer1 Oscillator Enable Control bit
1 = Oscillator is enabled
0 = Oscillator is shut-off (the oscillator inverter is turned off to eliminate power drain)
- bit 2 **T1SYNC:** Timer1 External Clock Input Synchronization Control bit
TMR1CS = 1:
1 = Do not synchronize external clock input
0 = Synchronize external clock input
TMR1CS = 0:
This bit is ignored. Timer1 uses the internal clock when TMR1CS = 0.
- bit 1 **TMR1CS:** Timer1 Clock Source Select bit
1 = External clock from pin RC0/T1OSO/T1CKI (on the rising edge)
0 = Internal clock (FOSC/4)
- bit 0 **TMR1ON:** Timer1 On bit
1 = Enables Timer1
0 = Stops Timer1

Ilustração 7.18 - Descrição do conteúdo do registo T1CON

7.1.8.1 Código Função “Config_timer1”

Config_timer1:		
bcf	T1CON, TMR1ON	;Stop timer1
bcf	T1CON, T1CKPS1	;Prescale 1:1
bcf	T1CON, T1CKPS0	;Prescale 1:1
bcf	T1CON, TMR1CS	;Fosc/4 (0,25uS)
movlw	h'F8'	;Define TMR1 = 0,5ms (F82F)
movwf	TMR1H	
movlw	h'2F'	
movwf	TMR1L	
return		

Ilustração 7.19 - Código da função "Config_timer1"

¹ Registo no BANK1, endereço 10h

7.1.9 Função “Config_interrupt”

A função “Config_interrupt” foi desenvolvida para fazer a configuração das interrupções pelo TMR1, para variar a velocidade de leitura dos valores amostrados das referências.

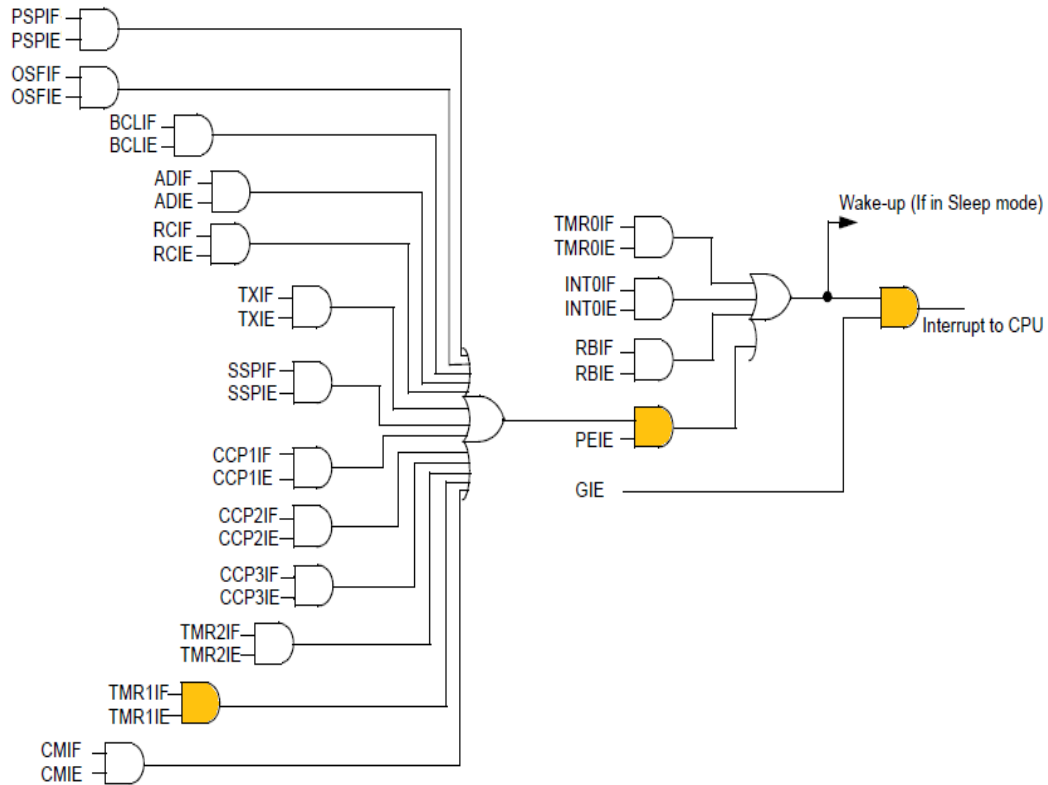


Ilustração 7.20 - Diagrama lógico das interrupções

A configuração das interrupções definidas foi efetuada através dos registos INTCON e o PIE1¹. No registo PIE1 foi apenas ativo o bit TMR1IE para ativar as interrupções pelo transbordo do TMR1.

¹ Registo no BANK1, endereço 8Ch

O registo INTCON ficou com o seguinte conteúdo:

INTCON: INTERRUPT CONTROL REGISTER

GIE	PEIE	TMR0IE	INTOIE	RBIE	TMR0IF	INTOIF	RBIF
1	1	0	0	0	0	0	X

bit 7

bit 0

- bit 7 **GIE:** Global Interrupt Enable bit
 1 = Enables all unmasked interrupts
 0 = Disables all interrupts
- bit 6 **PEIE:** Peripheral Interrupt Enable bit
 1 = Enables all unmasked peripheral interrupts
 0 = Disables all peripheral interrupts
- bit 5 **TMR0IE:** TMR0 Overflow Interrupt Enable bit
 1 = Enables the TMR0 interrupt
 0 = Disables the TMR0 interrupt
- bit 4 **INTOIE:** RB0/INT External Interrupt Enable bit
 1 = Enables the RB0/INT external interrupt
 0 = Disables the RB0/INT external interrupt
- bit 3 **RBIE:** RB Port Change Interrupt Enable bit
 1 = Enables the RB port change interrupt
 0 = Disables the RB port change interrupt
- bit 2 **TMR0IF:** TMR0 Overflow Interrupt Flag bit
 1 = TMR0 register has overflowed (must be cleared in software)
 0 = TMR0 register did not overflow
- bit 1 **INTOIF:** RB0/INT External Interrupt Flag bit
 1 = The RB0/INT external interrupt occurred (must be cleared in software)
 0 = The RB0/INT external interrupt did not occur
- bit 0 **RBIF:** RB Port Change Interrupt Flag bit
 A mismatch condition will continue to set flag bit RBIF. Reading PORTB will end the mismatch condition and allow flag bit RBIF to be cleared.
 1 = At least one of the RB7:RB4 pins changed state (must be cleared in software)
 0 = None of the RB7:RB4 pins have changed state

Ilustração 7.21 - Descrição do conteúdo do registo INTCON

De realçar que o arranque do TMR1 é feita dentro da função de configuração das interrupções e só depois destas estarem finalizadas.

7.1.9.1 Código Função “Config_interrupt”

```

Config_interrupt:
    clrf    PIR1                ;Limpa Flag's perifericos
    BANK1
    bsf    PIE1, TMR1IE        ;Ativa interrupt pelo estouro do TMR1
    bsf    INTCON, PEIE        ;Ativa interrupt perifericos
    bsf    INTCON, GIE         ;Ativa interrupt's
    BANK0
    bsf    T1CON, TMR1ON       ;Arranca TMR1
    return
    
```

Ilustração 7.22 - Código da função "Config_interrupt"

7.1.10 Funções “Arranque_ADx”

As funções “Arranque_ADx” foram desenvolvidas para executarem a respetiva conversão A/D.

Conforme demonstrado no ponto 7.1.1.1 antes de ocorrer uma conversão há sempre a necessidade de configurar qual o canal analógico (AN) a ser encaminhado para o conversor A/D.

No final da conversão o resultado fica sempre guardado no registo ADRESH, independentemente do canal analógico usado.

7.1.10.1 Código Função “Arranque_AD0”

```
Arranque_AD0
BANK0
bcf    ADCON0, CHS2           ;Configuração multiplexer (AN0)
bcf    ADCON0, CHS1           ;Configuração multiplexer (AN0)
bcf    ADCON0, CHS0           ;Configuração multiplexer (AN0)
bsf    ADCON0, ADON           ;"Alimenta" conversor A/D
bsf    ADCON0, 2              ;Arranca conversão A/D
btfss  PIR1, ADIF            ;Verifica fim de conversão AD
goto   $-1
bcf    ADCON0, 2              ;Stop conversão A/D
bcf    PIR1, ADIF            ;Limpa Flag de fim de conversão
return
```

Ilustração 7.23 - Código da função "Arranque_AD0"

7.1.11 Função “Multiplica_8x8”

A função “Multiplica_8x8” é uma das sugeridas pela *Microchip* para efetuar multiplicações. Optou-se pela função mais rápida, ou seja, a que necessita do menor numero de ciclos para fazer a operação.

O resultado da multiplicação vem a 16 *bit*, sendo devolvido em 2 *byte* diferentes e designados por “H_byte” e “L_byte”.

Sempre que a função é evocada tem que lhe ser passados os valores a multiplicar, designados por “Multiplicador” e “Multiplicando”.

Na prática a função vai percorrer os 8 *bit* do “Multiplicador” e sempre que o *bit* tiver o valor lógico “1”, faz a soma do “Multiplicando” com o “H_byte”. Por cada *bit* do “Multiplicador” e após a soma, se for caso disso, aplica-se a instrução “rrf” às variáveis “H_byte” e “L_byte” para fazer o deslocamento à direita pela *Flag Carry*.

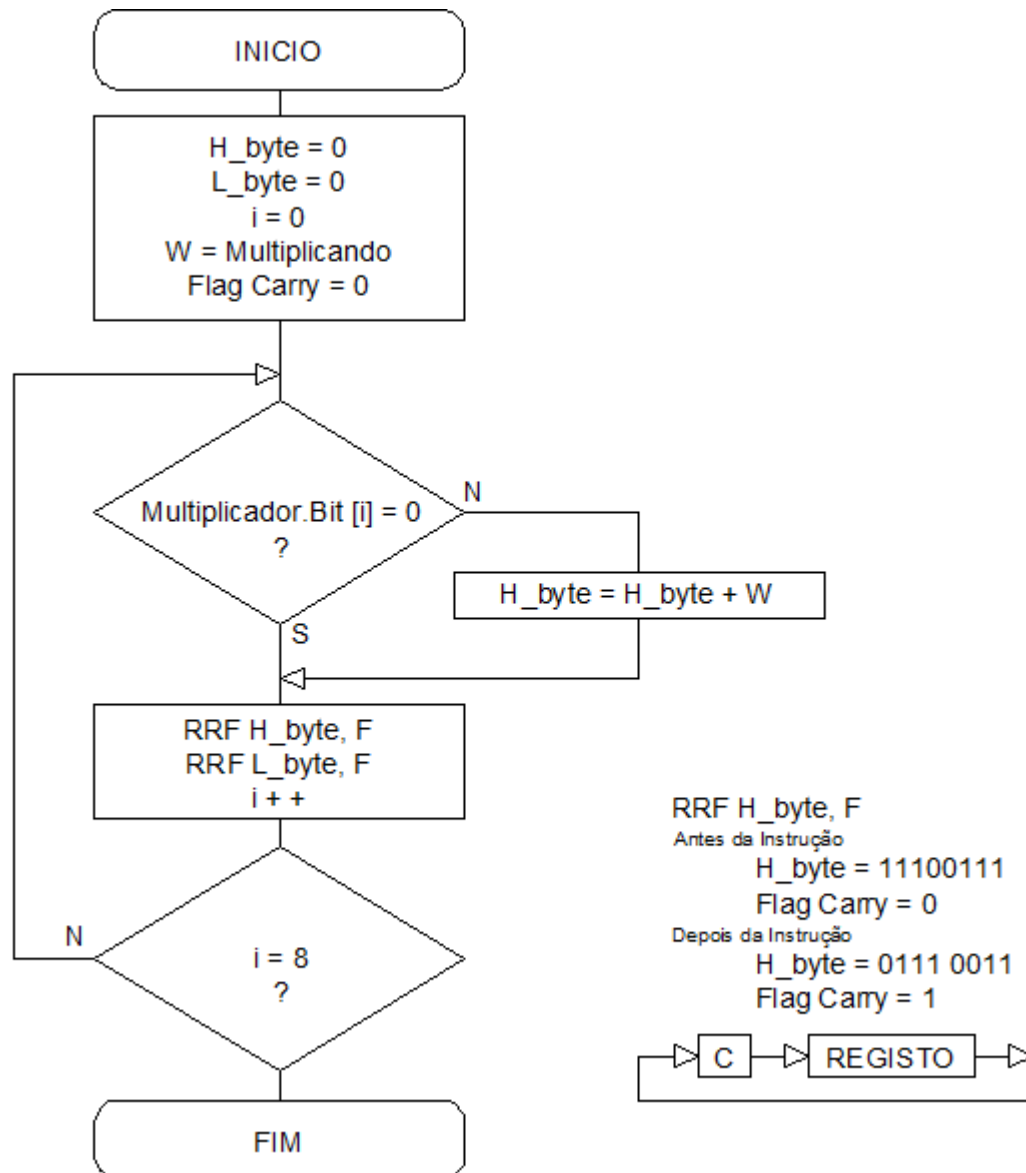


Ilustração 7.24 - Fluxograma da função de multiplicação 8x8 bit

7.1.11.1 Código Função “Multiplica_8x8”

<pre> Mult MACRO bit btfscl Multiplicador,bit addwfc H_byte, F rrf H_byte, F rrf L_byte, F ENDM Multiplica_8x8: BANK0 clrf H_byte clrf L_byte movf Multiplicando,W bcf _C Mult 0 Mult 1 Mult 2 Mult 3 Mult 4 Mult 5 Mult 6 Mult 7 return </pre>	<pre> ;Inicio macro ;Verifica se bit.Multiplicador = 0 ;Se bit.Multip = 1 -> H_byte = H_byte + W ;Roda pelo Carrier H_byte ;Roda pelo Carrier L_byte ;Fim da macro ;Limpa registo (8MSB's) de resultado ;Limpa registo (8LSB's) de resultado ;W = Multiplicando ;Limpa Flag Carrier </pre>
--	--

Ilustração 7.25 - Código da função "Multiplica_8x8"

7.1.12 Função “Determina”

O TMR1 funciona a 16 *bit* ($TMR1H^1 + TMR1L^2$). O valor a guardar no temporizador será obtido por:

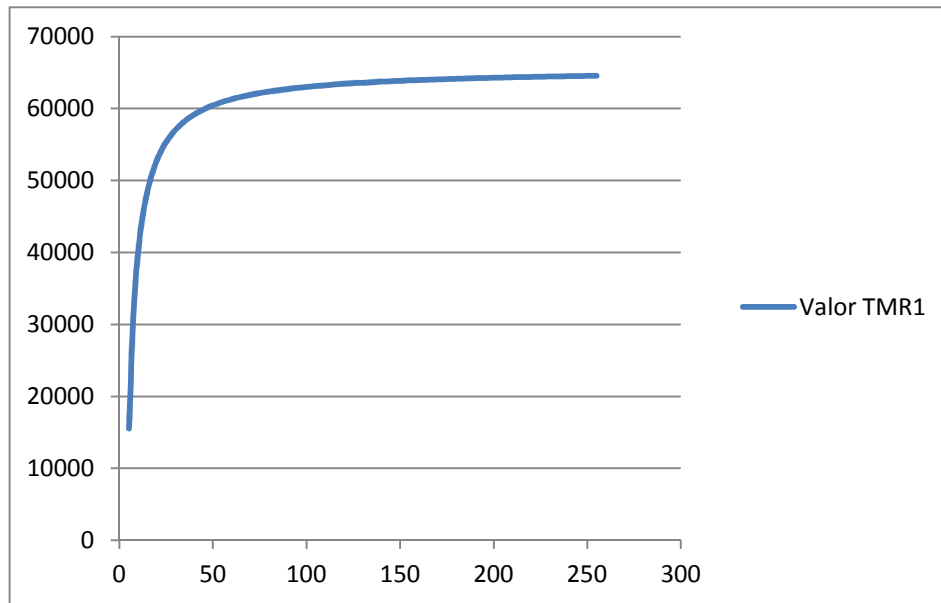
$$TMR1 = 65535 - (4 \times T_{OSCILADOR} \times TMR1_{PRESCALE} \times Tempo) \quad (7.1.1)$$

Na prática o TMR1 ficou a receber o valor via canal AN0 do conversor A/D, permitindo ao utilizador, através de sinal analógico de 0 a 5Vdc, variar a frequência de saída de 0 a 100Hz, conforme descrito no ponto 6.1.3.

Pela expressão de cálculo do TMR1 pode-se verificar que o temporizador não tem um funcionamento linear com o sinal analógico proveniente do conversor A/D, conforme demonstrado na ilustração seguinte.

¹ Registo no BANK1, endereço 0Fh

² Registo no BANK1, endereço 0Eh


 Ilustração 7.26 - $TMR1 = f(AN0)$

Por consequência, é impossível, de forma direta, ter uma variação linear da frequência de saída com a variação do sinal de controlo presente no canal analógico, isto é, se, por exemplo, o sinal analógico for de 2,5V (equivalente a 128 na escala de 0 a 255), o valor carregado no TMR1 está muito próximo do limite, indo corresponder a uma frequência perto dos 100Hz.

Para contornar esta situação, a curva característica de funcionamento do TMR1 foi dividida em pequenas retas ($y = m \cdot x + b$) de modo a possibilitar o cálculo dos seus parâmetros e aplicá-los.

Valor (x) "AN0"	0...64	65...128	129...204	205...250	251...255
Retas	$y=255 \cdot x+45000$	$y=32 \cdot x+59450$	$y=10 \cdot x+62250$	$y=5 \cdot x+63260$	$y=5 \cdot x+63558$

 Ilustração 7.27 - Retas = $f(AN0)$

A função "Determina" foi desenvolvida para selecionar os parâmetros que definem cada uma das retas, de modo a aplicá-los aquando do cálculo dos valores a colocar no TMR1.

Na ilustração seguinte é possível verificar as diferenças entre a frequência de saída ideal e teoria e a frequência de saída obtida em ensaio prático.

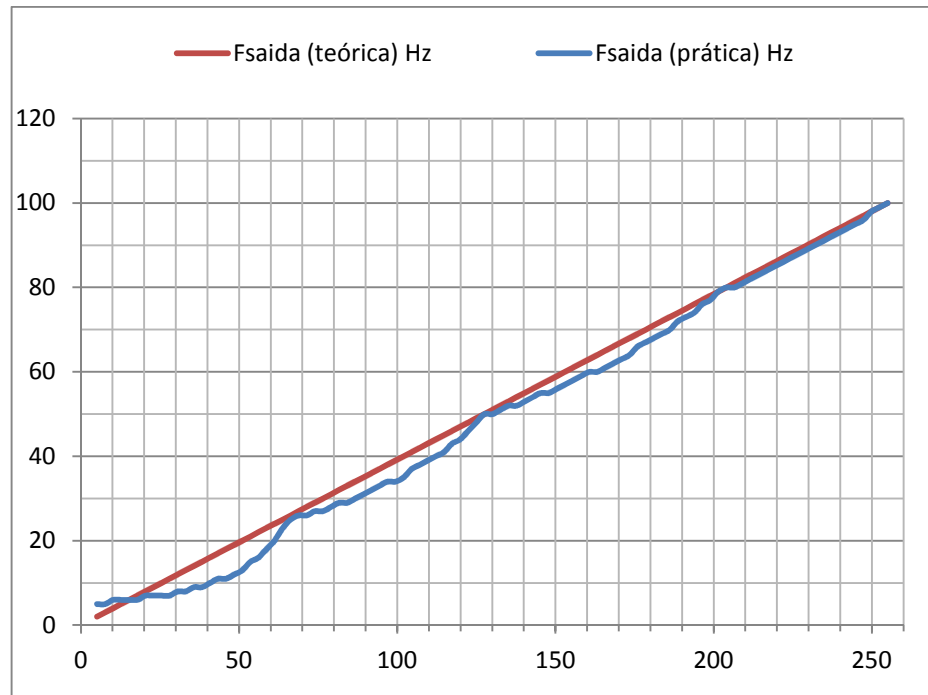


Ilustração 7.28 - Fsaída = f(AN0)

7.1.12.1 Código Função “Determina”

Determina		
movlw	d'65'	
subwf	FreqAtual, W	;W = FreqAtual - 65
btfsf	_C	;C=0 se FreqAtual <= 25Hz
goto	\$_+8	
movlw	d'255'	
movwf	Aux_Mult	;Se FreqAtual <= 25Hz, Aux_Mult = 255
movlw	d'175'	
movwf	Aux1_Det	;Se FreqAtual <= 25Hz, Aux1_Det = 175
movlw	d'200'	
movwf	Aux2_Det	;Se FreqAtual <= 25Hz, Aux2_Det = 200
return		
movlw	d'129'	
subwf	FreqAtual, W	;W = FreqAtual - 129
btfsf	_C	;C=0 se FreqAtual <= 50Hz
goto	\$_+8	
movlw	d'32'	
movwf	Aux_Mult	;Se FreqAtual <= 50Hz, Aux_Mult = 32
movlw	d'232'	
movwf	Aux1_Det	;Se FreqAtual <= 50Hz, Aux1_Det = 232
movlw	d'58'	
movwf	Aux2_Det	;Se FreqAtual <= 50Hz, Aux2_Det = 58
return		
movlw	d'205'	
subwf	FreqAtual, W	;W = FreqAtual - 205
btfsf	_C	;C=0 se FreqAtual <= 80Hz
goto	\$_+8	
movlw	d'10'	
movwf	Aux_Mult	;Se FreqAtual <= 80Hz, Aux_Mult = 10
movlw	d'243'	
movwf	Aux1_Det	;Se FreqAtual <= 80Hz, Aux1_Det = 243
movlw	d'42'	
movwf	Aux2_Det	;Se FreqAtual <= 80Hz, Aux2_Det = 42
return		
movlw	d'251'	
subwf	FreqAtual, W	;W = FreqAtual - 251
btfsf	_C	;C=0 se FreqAtual <= 98Hz
goto	\$_+8	
movlw	d'5'	
movwf	Aux_Mult	;Se FreqAtual <= 98Hz, Aux_Mult = 5
movlw	d'247'	
movwf	Aux1_Det	;Se FreqAtual <= 98Hz, Aux1_Det = 247
movlw	d'28'	
movwf	Aux2_Det	;Se FreqAtual <= 98Hz, Aux2_Det = 28
return		
movlw	d'5'	
movwf	Aux_Mult	;Se FreqAtual > 98Hz, Aux_Mult = 5
movlw	d'248'	
movwf	Aux1_Det	;Se FreqAtual > 98Hz, Aux1_Det = 248
movlw	d'70'	
movwf	Aux2_Det	;Se FreqAtual > 98Hz, Aux2_Det = 70
return		

Ilustração 7.29 - Código da função "Determina"

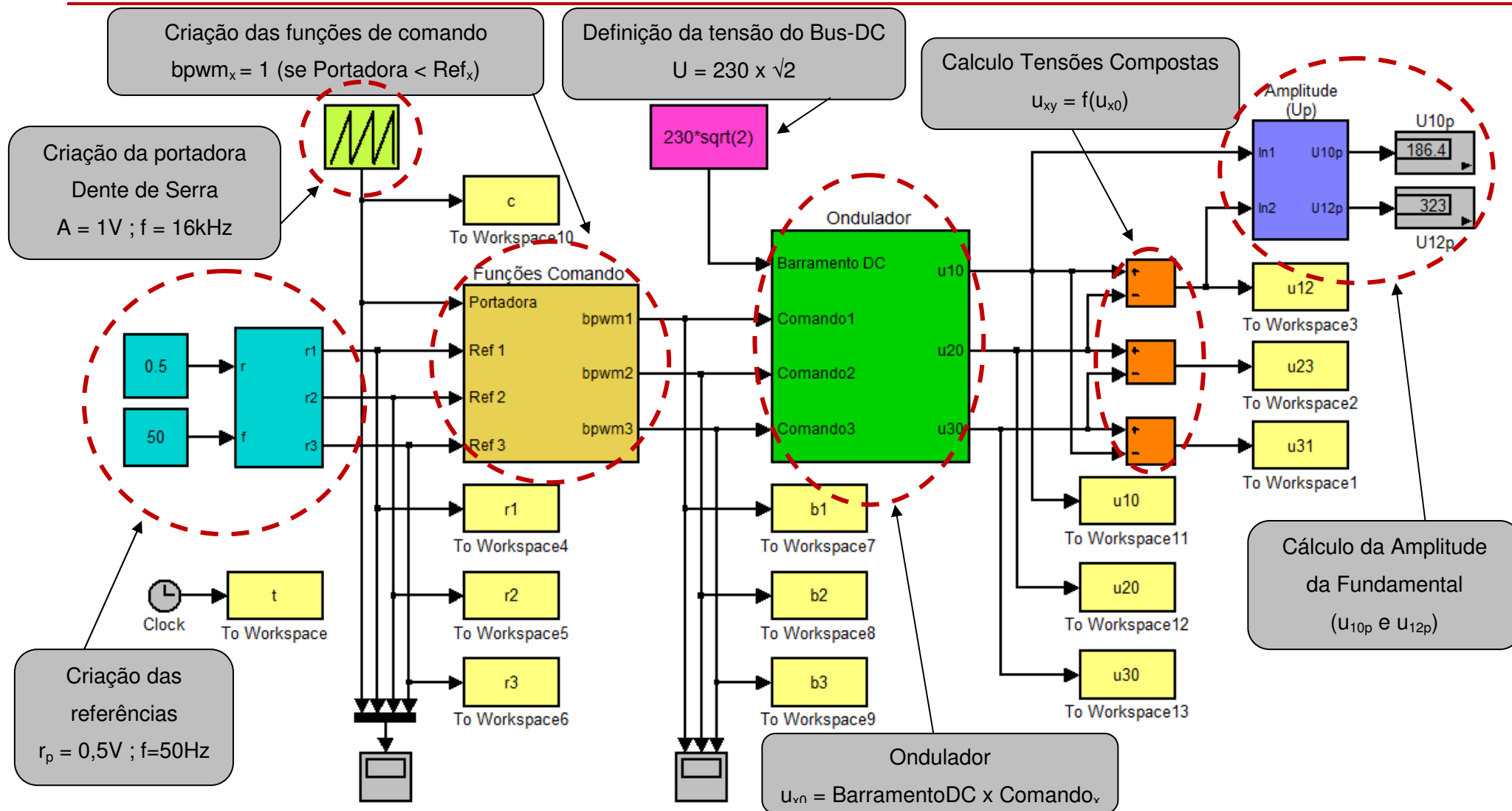
8 Resultados Experimentais

8.1 Simulação de Funcionamento

Recorrendo à análise de Fourier seria possível decompor os sinais PWM e quantificar as amplitudes das componentes das harmónicas existentes, o que necessitaria de estudo elaborado e que seria ainda mais complexo com a injeção da 3ª harmónica nos sinais de referência.

Com a simulação de funcionamento pretende-se quantificar a tensão de saída e fazer análise do conteúdo harmónico.

Na simulação recorreu-se ao *Simulink* do *Matlab* para geração de sinais e posterior análise com a função “FFT” do *Matlab*.


 Ilustração 8.1 - Apresentação do ficheiro de simulação desenvolvido em *Simulink*

Paralelamente ao ficheiro desenvolvido em *Simulink* foi também criado um ficheiro, que se apresenta em anexo, para calcular a “FFT” dos sinais criados e enviado para o *Workspace* do *Matlab*.

Para ser possível visualizar alguns dos sinais produzidos, reduziu-se a frequência da portadora para 1600Hz, como se descreve na legenda de cada ilustração.

8.1.1 Análise dos Sinais Desenvolvidos em Simulação

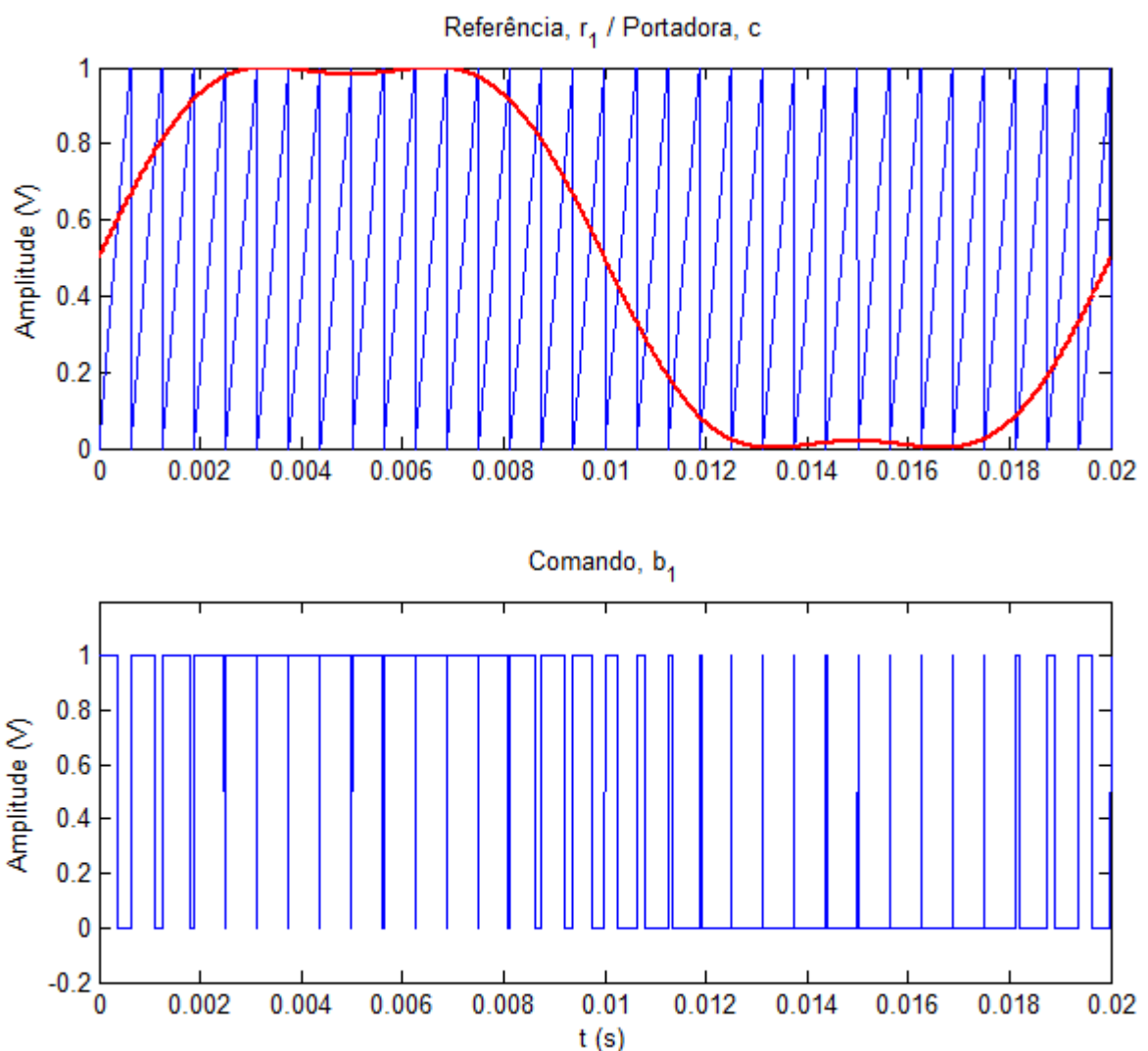


Ilustração 8.2 - Sinal Comando(b_1) obtido por comparação da Referência(r_1) e Portadora(c) a 1600Hz

Analisando a ilustração anterior verifica-se que de facto a Onda de Referência tem amplitude máxima ($r_{MAX}=0,5V$) e que não há sobremodulação, pois o sinal de Referência varia dentro da amplitude (0 a 1) da Portadora.

Relativamente ao sinal de comando, constata-se, como previsto, que tem frequência igual à da portadora (c) e que tem *duty cycle* variável, assumindo valor “1” quando a Referência é superior à Portadora e “0” quando é menor.

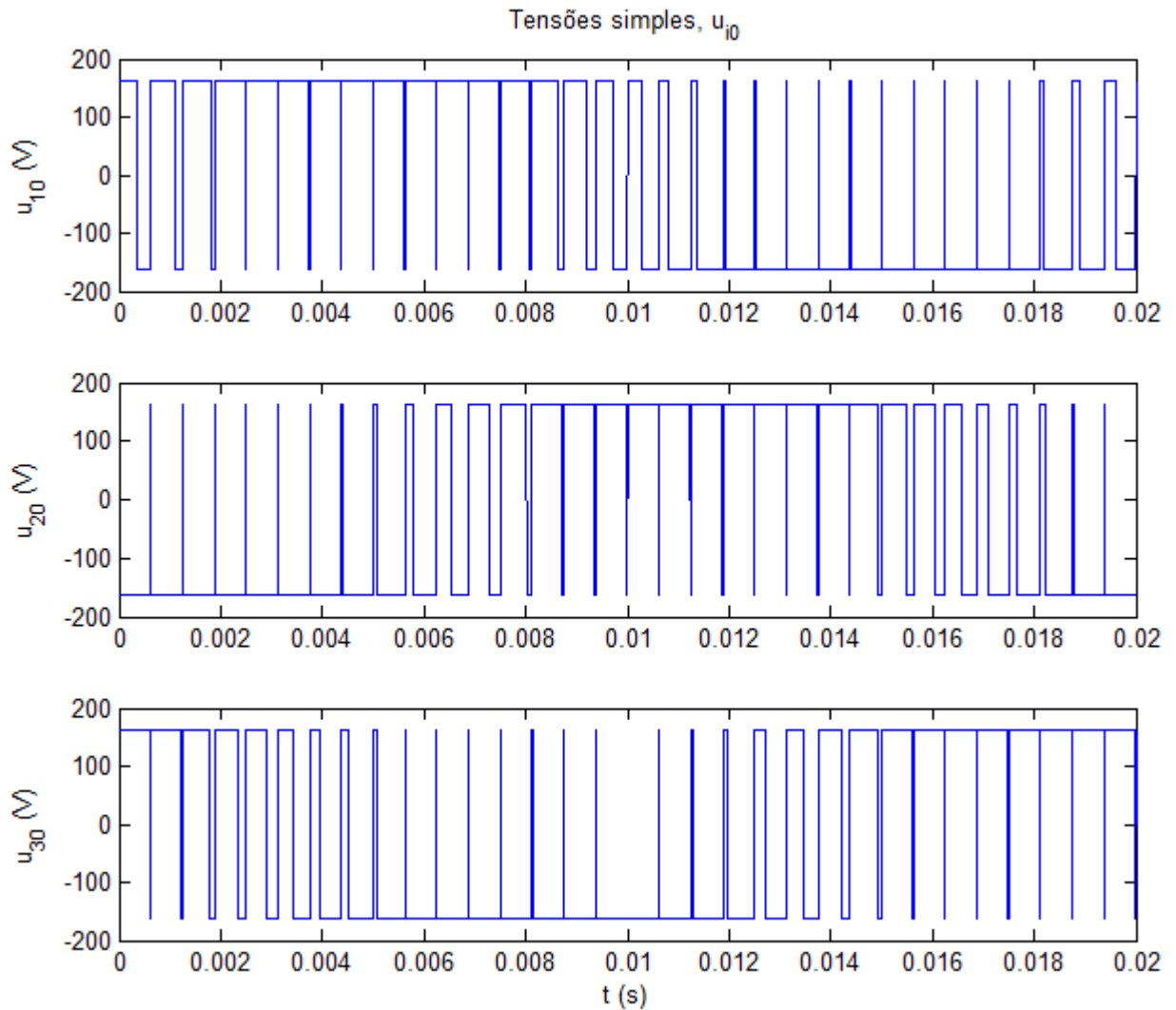


Ilustração 8.3 - Evolução das Tensões Simples (u_{10} , u_{20} e u_{30}), com Portadora a 1600Hz

De acordo com o descrito nas equações 5.2.11 e 5.2.12, as tensões simples de saída do ondulator simulado variam com amplitude $U_{dc}/2$ e segundo a função de comando b_{pwm} .

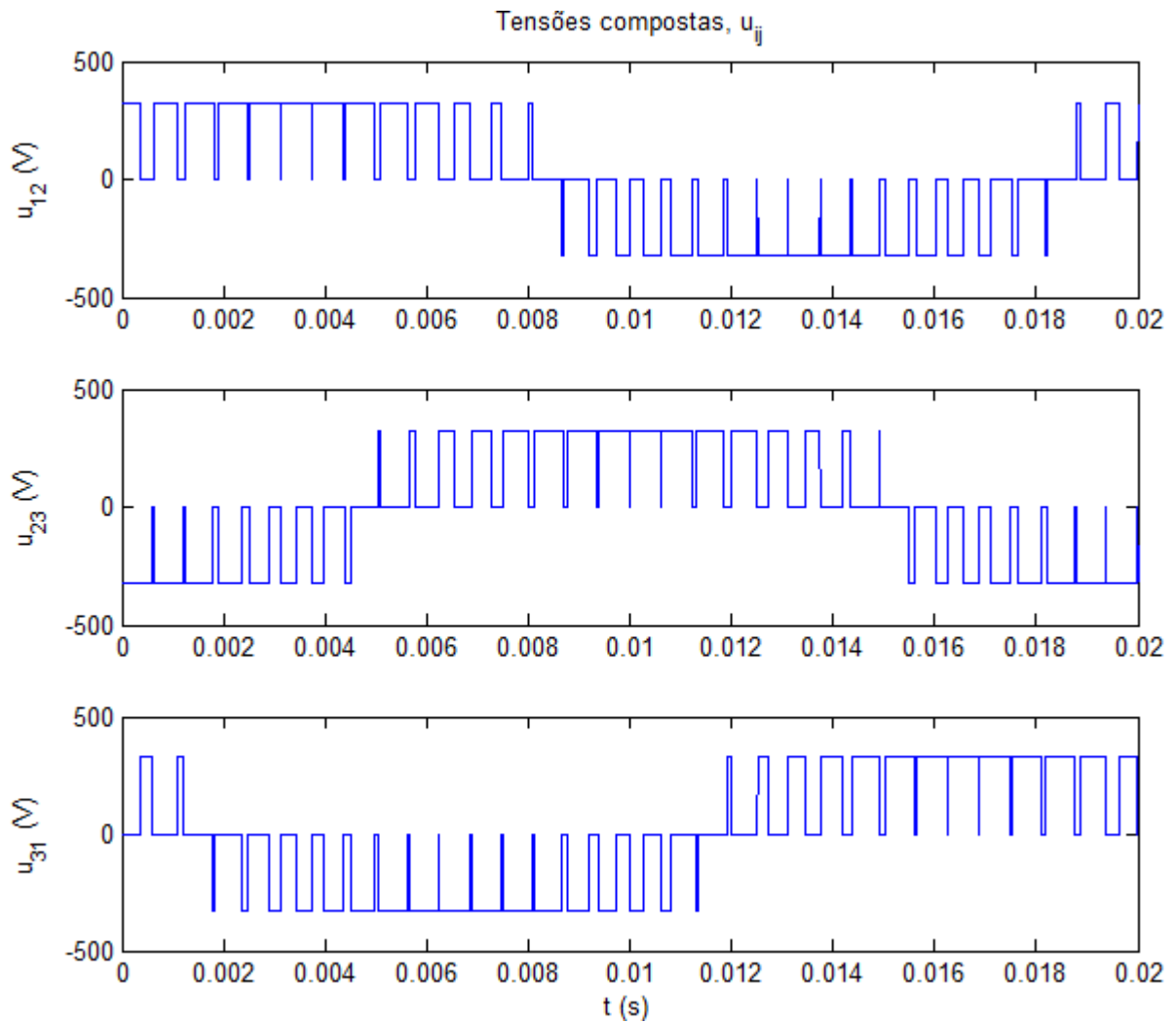


Ilustração 8.4 - Evolução das Tensões Compostas (u_{12} , u_{23} e u_{31}), com Portadora a 1600Hz

Conforme esperado, constata-se que as tensões compostas estão desfasadas de 120° ($\pi/3$) e que respeitam a equação:

$$u_{ij} = u_{i0} - u_{j0} \quad (8.1.1)$$

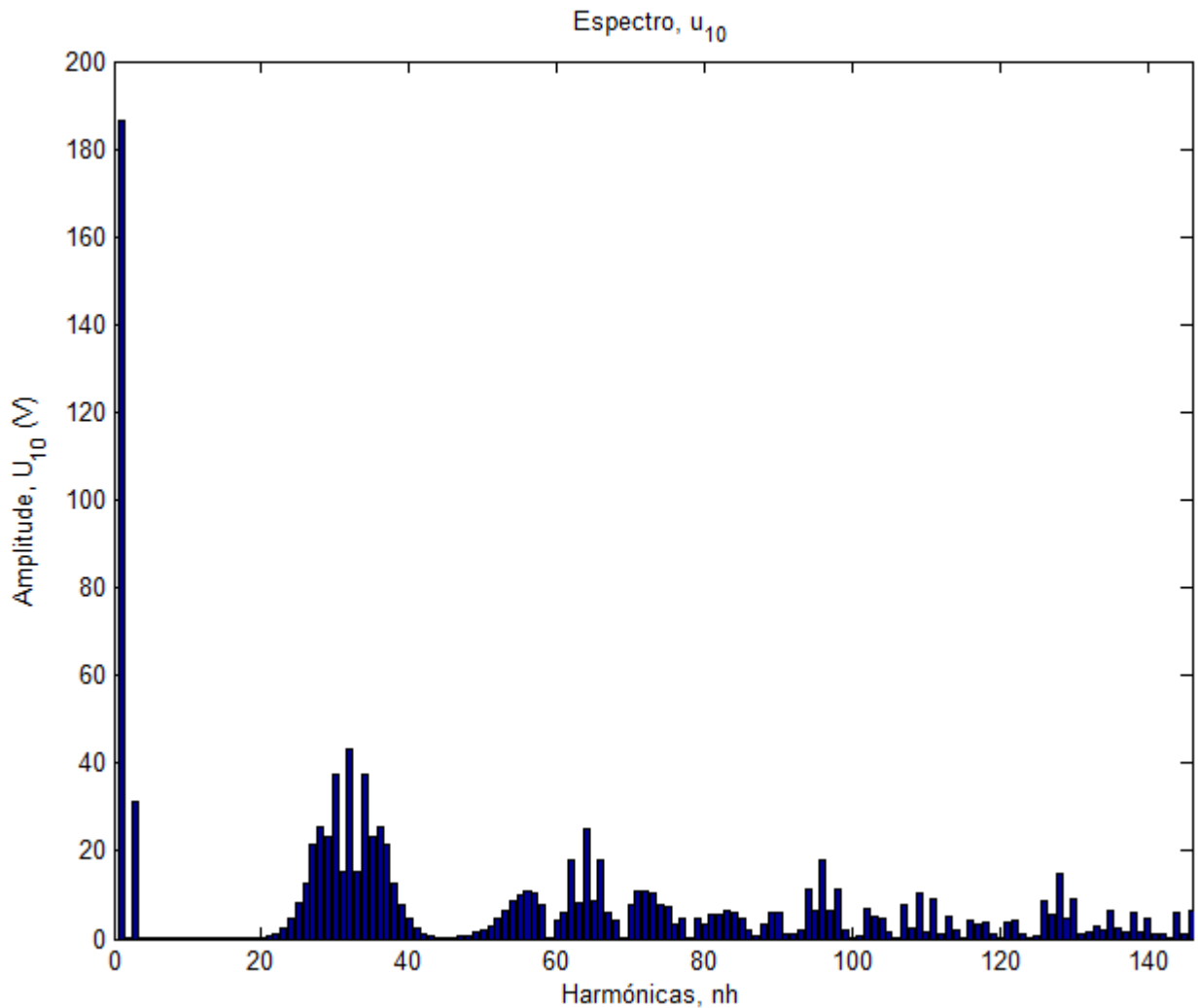


Ilustração 8.5 - Conteúdo Harmónico da Tensão Simples u_{10} , com Portadora a 1600Hz

Como se descreve no capítulo **Erro! A origem da referência não foi encontrada.**, o conteúdo harmónico surge nos múltiplos do índice de modulação $m_f = 1600/50 = 32$ (equação 5.1.3) e nas bandas laterais do respetivo índice.

É também visível na ilustração anterior que a componente fundamental (ordem 1) tem, aproximadamente, uma amplitude de 186V, o que corresponde em termos eficazes a 131,5V.

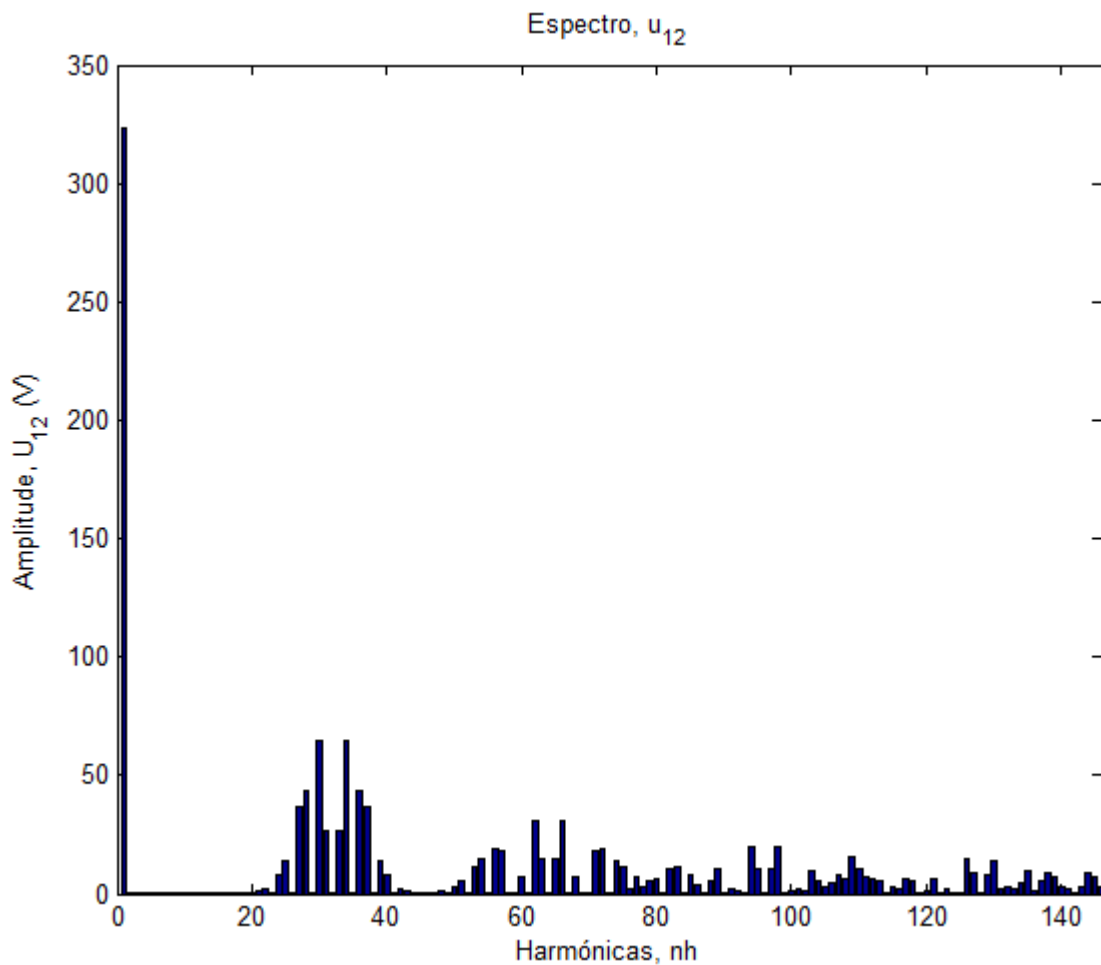


Ilustração 8.6 - Conteúdo Harmónico da Tensão Composta u_{12} , com Portadora a 1600Hz

No conteúdo harmónico das tensões compostas, não havendo neutro, verifica-se a eliminação das componentes harmónicas de ordem múltipla de três, incluindo a 3ª harmónica que foi injetada na Onda de Referência para disponibilizar maior amplitude na componente fundamental, conforme descrito no capítulo 6.4.2.

Relativamente à amplitude da componente fundamental, verifica-se que atinge cerca de 323V, ou seja, 228Vac eficaz.

Esta seria a tensão adequada para alimentar um motor trifásico $\lambda 230$ Vac, pois além da amplitude ser ajustada, o conteúdo harmónico tem amplitudes baixas e está muito afastado da fundamental, especialmente se a Onda Portadora tiver a frequência de 16 kHz ($m_f = 320$).

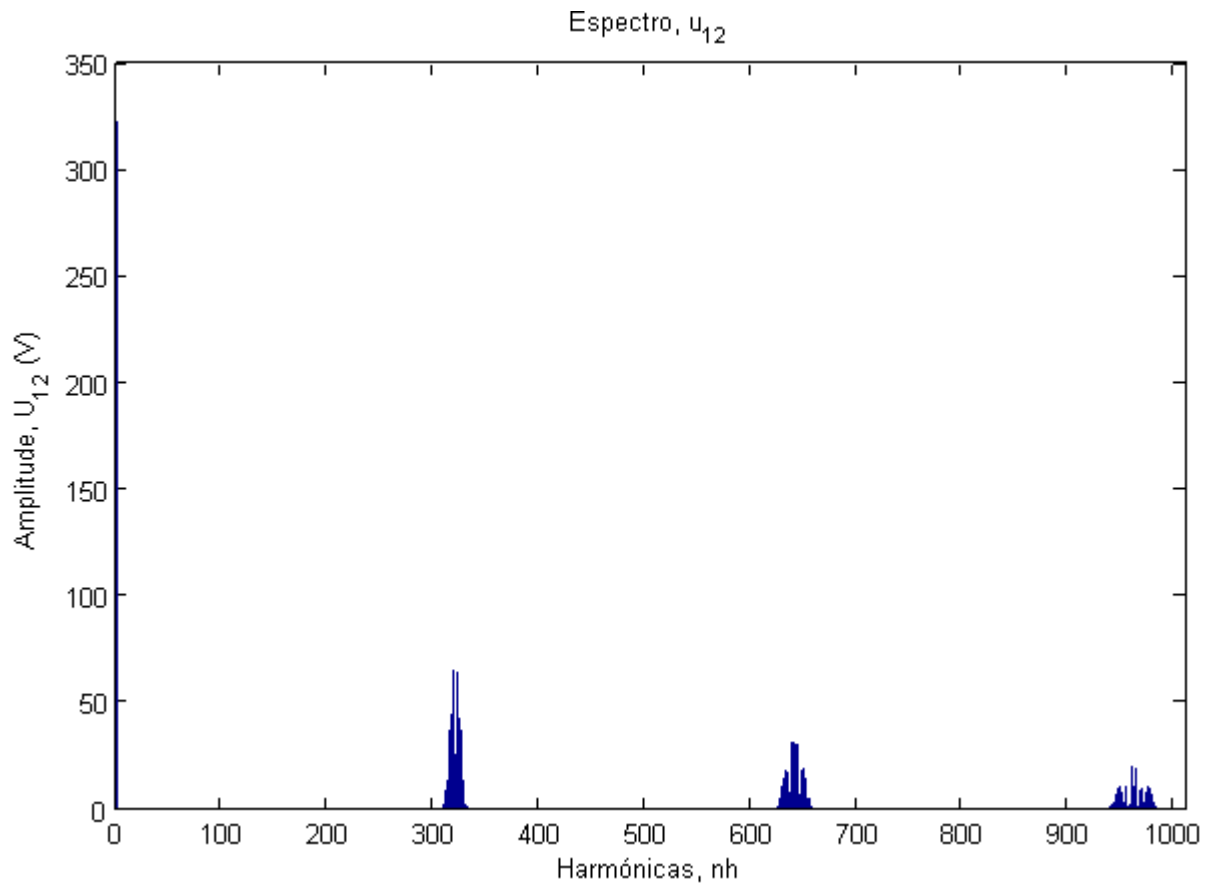


Ilustração 8.7 - Conteúdo Harmónico da Tensão Composta u_{12} , com Portadora a 16kHz

8.2 Ensaio com carga RC

Aquando do desenvolvimento da programação do Microcontrolador foi utilizado um filtro RC (passa baixo) para verificar o funcionamento, nomeadamente a resposta à variação da entrada analógica com a tensão de comando e a verificação da relação U/F.

Em cada saída PWM, no filtro passa baixo foi aplicado um condensador de 180nF e uma resistência de 1,5k Ω para ter uma frequência de corte de:

$$f_c = \frac{1}{2 \times \pi \times R \times C} = \frac{1}{2 \times \pi \times 1500 \times 180 \times 10^{-9}} = 590\text{Hz}$$

8.2.1 Resposta à Variação da Tensão de Comando (entrada analógica)

Nas ilustrações seguintes apresentam-se várias formas de ondas de saída do módulo ondulador para diferentes tensões de comando presentes na entrada analógica.

No canal “A” apresenta-se a frequência e tensão eficaz e o canal “B” com a tensão de comando.

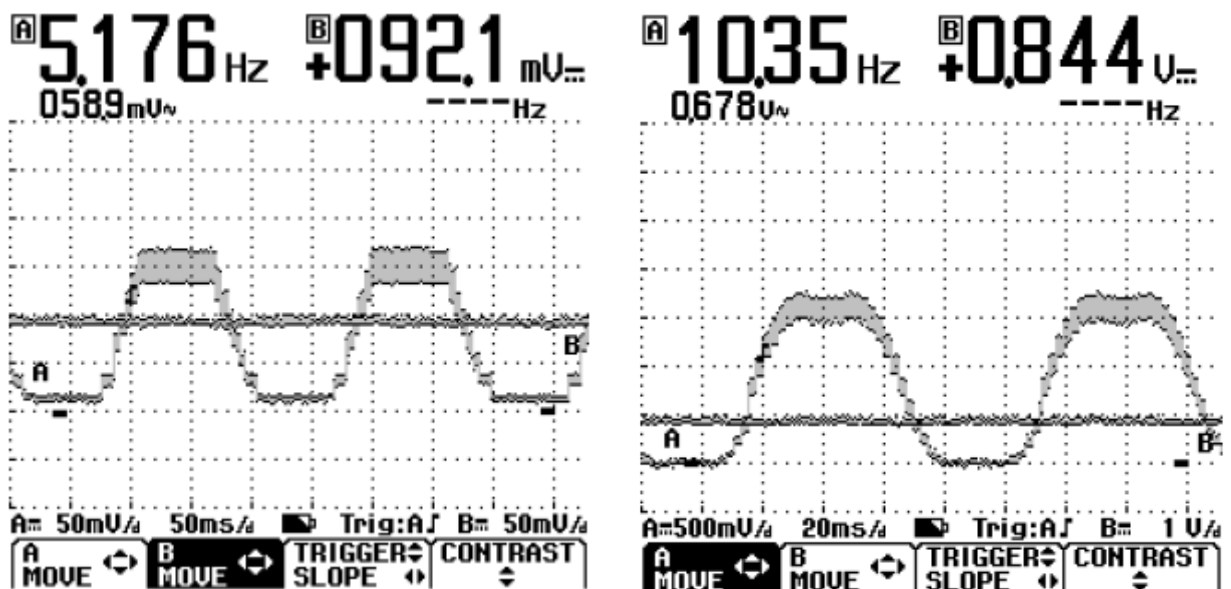


Ilustração 8.8 - Frequência Saída (5Hz e 10Hz) vs Comando

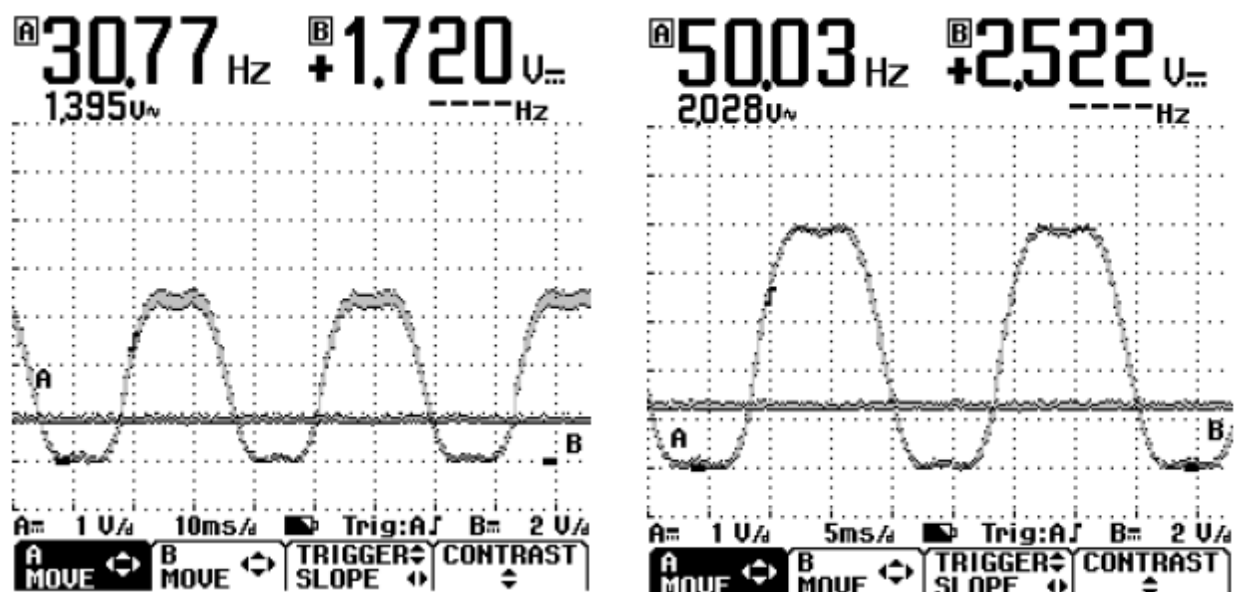


Ilustração 8.9 - Frequência Saída (30Hz e 50Hz) vs Comando

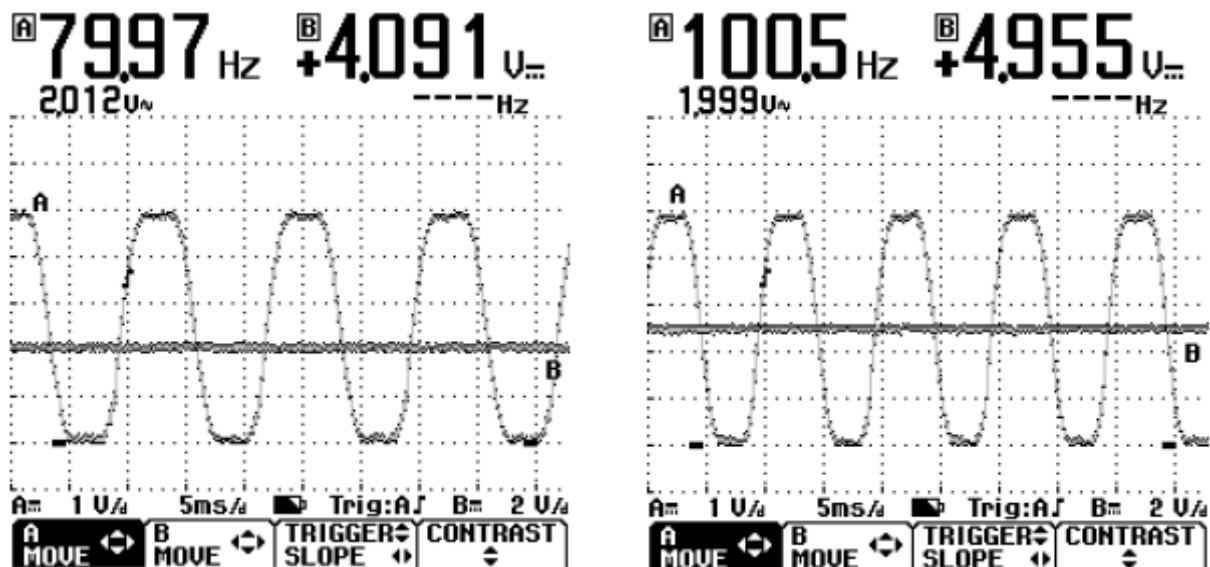


Ilustração 8.10 - Frequência Saída (80Hz e 100Hz) vs Comando

Analisando as ilustrações verifica-se, tal como era esperado, a presença da 3^a harmónica, uma vez que o sinal de saída foi obtido tendo a massa como referência (GND).

Verifica-se também que a variação da frequência de saída em função da tensão de comando está conforme o pretendido e evidenciado na Ilustração 6.3.

A tensão eficaz de saída apresenta algumas variações menos corretas, mas são aceitáveis se se tiver em conta que o filtro RC tem diferentes respostas para as diferentes frequências. Os valores recolhidos servem apenas para validação da relação U/F.

Tensão de Comando (V)	Frequência de Saída (Hz)	Tensão de Saída (Vrms)
0,092	5,17	0,058
0,844	10,35	0,678
1,72	30,77	1,395
2,522	50,03	2,028
4,091	79,97	2,012
4,955	100,5	1,999

Ilustração 8.11 - Resumo resultados obtidos com carga filtro RC

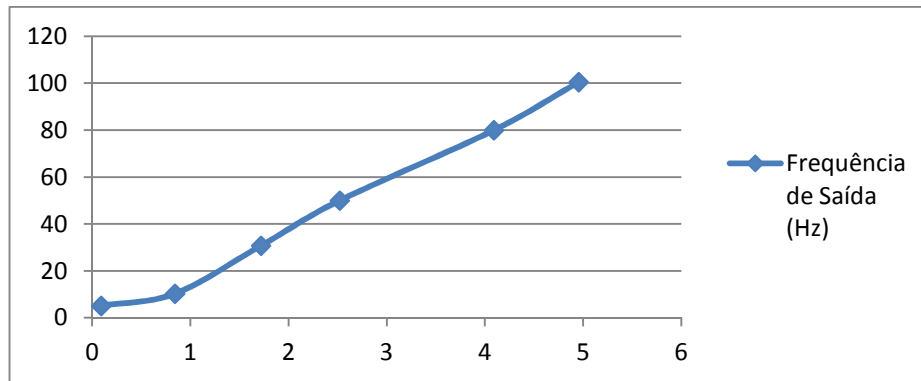


Ilustração 8.12 - Frequência Saída (Hz) = f [Tensão Comando (V)]

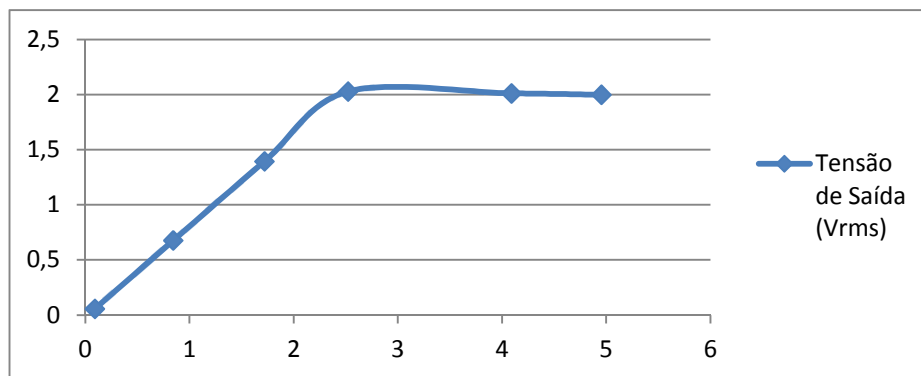


Ilustração 8.13 - Tensão Saída (Vrms) = f [Tensão Comando (V)]

8.3 Ensaio Laboratorial com Módulo de Potência

O módulo de potência usado no ensaio real está apresentado na ilustração seguinte e é basicamente constituído por um retificador de onda completa, filtros (Bus-DC) e um ondulador, com base no circuito integrado IRAMS10UP60B da *International Rectifier*.

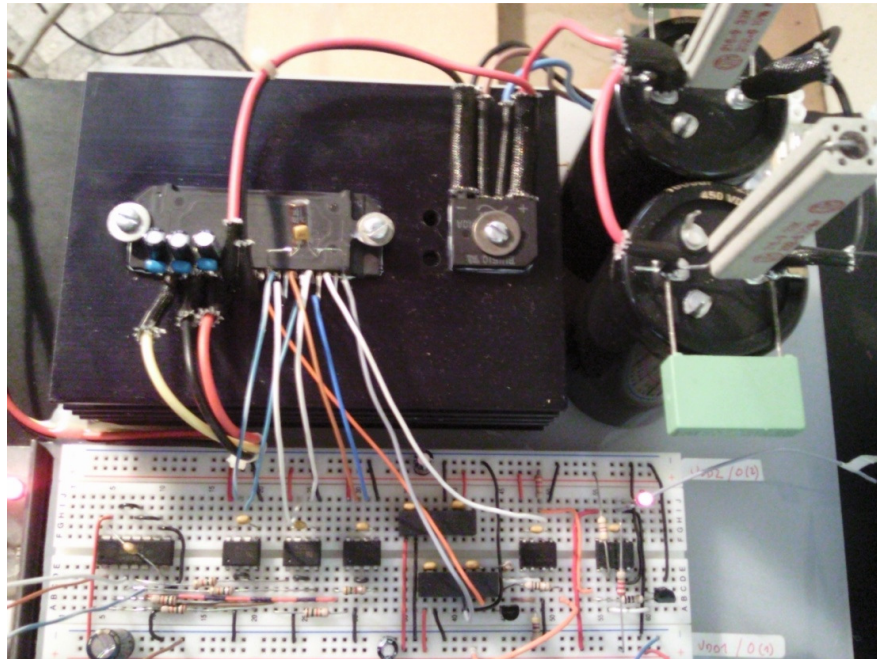


Ilustração 8.14 - Kit didático com módulos de potência

Embora seja um kit didático tem as características apresentadas nos objetivos e foi ensaiado no acionamento de motor elétrico com as seguintes características:

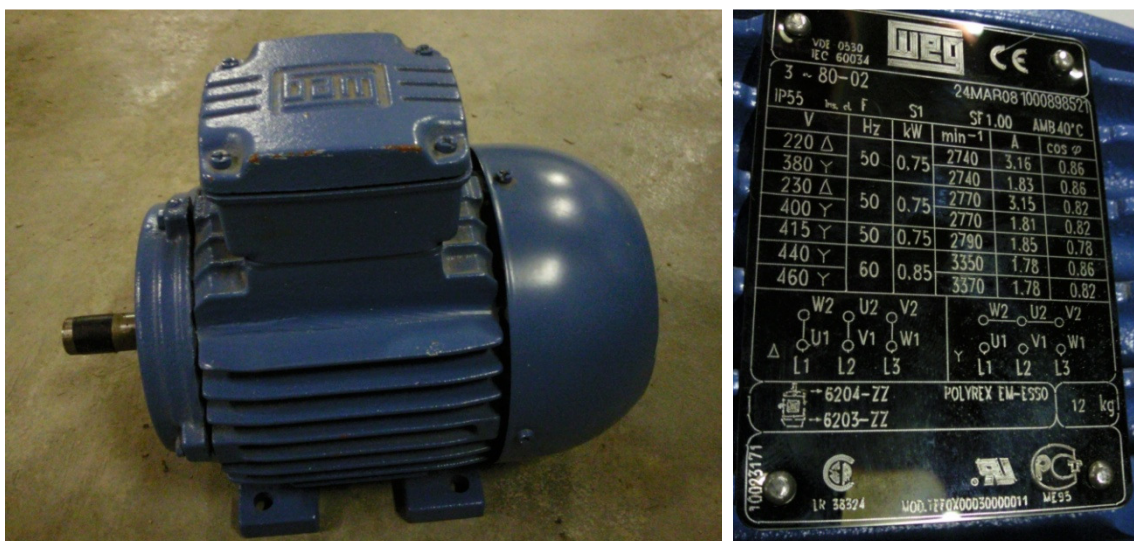


Ilustração 8.15 - Apresentação do motor elétrico usado no ensaio laboratorial

8.3.1 Resposta à Variação da Tensão de Comando (entrada analógica)

Nas ilustrações seguintes apresentam-se varias formas de ondas de tensão aplicadas ao motor durante o ensaio. Foi com grande dificuldade que obteu-se as formas de onda e o valor da tensão, pois o circuito implementado em *breadboard* com a PIC torna-se muito sensível e entra sucessivamente em erro por influências eletromagnéticas externas.

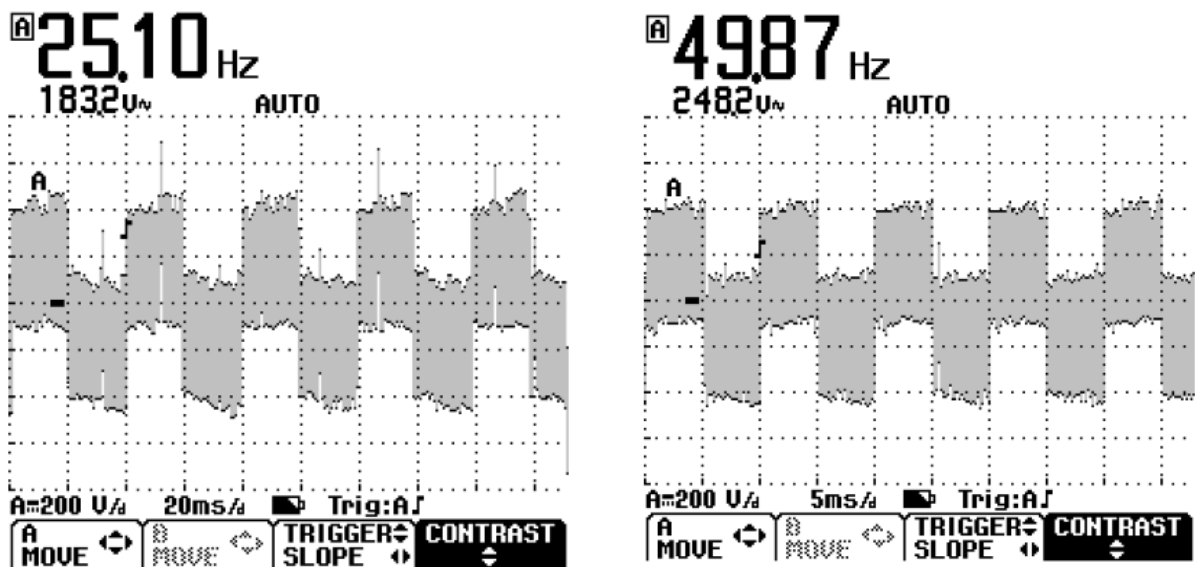


Ilustração 8.16 - Frequência e tensão de saída aplicada ao motor

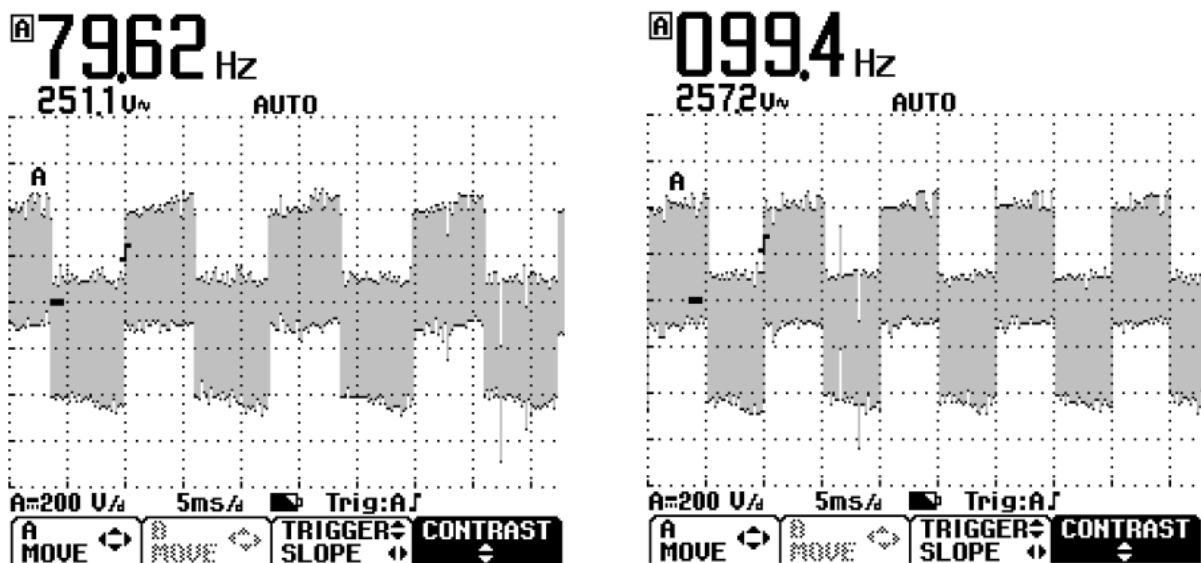


Ilustração 8.17 - Frequência e tensão de saída aplicada ao motor

Analisando as formas de onda verifica-se que correspondem ao previsto e ao usual na saída de um qualquer ondulator, contudo o valor da tensão está um pouco elevada, esperava-se cerca de 230Vac e mediu-se sensivelmente 260Vac para frequências de acionamento a partir dos 50 Hz.

A elevada amplitude da tensão de saída deve-se essencialmente a erros do aparelho medida na medição deste tipo de sinal e ao facto de ter sido considerado em todos os cálculos teóricos a tensão do BusDC igual a 325V e no ensaio mediu-se cerca de 335V.

Não tendo disponível transdutor de corrente/tensão para verificar a forma de onda e amplitude da intensidade de corrente entregue pelo ondulator ao motor, optou-se por aplicar pequenas resistências de elevada potência entre a saída do ondulator e o motor para, pelo menos, validar a forma de onda da corrente. A forma de onda está apresentada na ilustração seguinte.

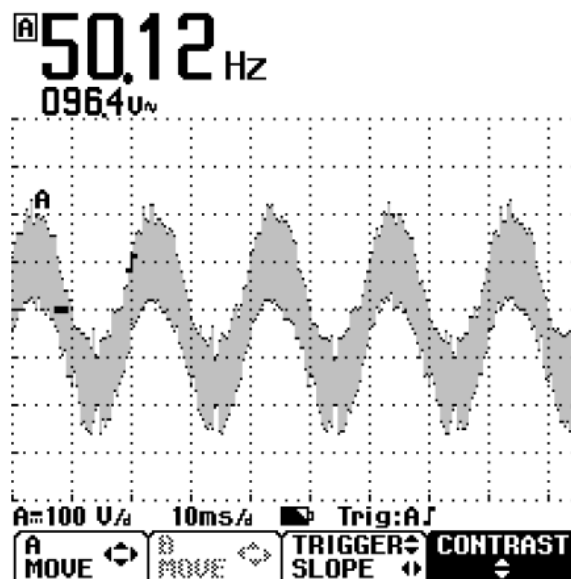


Ilustração 8.18 - Forma de onda da intensidade de corrente entregue ao motor

Conforme é facilmente legível na ilustração anterior, a forma de onda da intensidade de corrente foi verificada com a frequência de acionamento de 50 Hz. A tensão medida aos terminais da resistência auxiliar intercalada tem pouco significado porque o motor estava em vazio (veio livre) e estava ligado em estrela para prevenir irremediáveis avarias nos enrolamentos pela tensão elevada aplicada (260Vac em vez dos 220Vac nominais).

9 Conclusões e Sugestões

Todo o trabalho desenvolvido foi importante para melhorar e aprofundar o estudo do funcionamento dos VEV's, especialmente os de menor potência alimentados a 230Vac que começam a ser implementados de uma forma massiva na indústria. Destacando-se as técnicas de variação da frequência e tensão na saída do ondulator e a técnica da injeção da 3.^a harmónica para melhorar o aproveitamento da tensão do barramento contínuo do inversor e maximizar a capacidade de utilização do binário motor da máquina acionada.

Para uma possível aplicação do projeto desenvolvido deviam e teriam de ser implementadas algumas evoluções ou melhorias:

- Medição da intensidade de corrente fornecida ao motor acionado

Uma das funções de qualquer sistema de acionamento de um motor elétrico é a verificação do consumo de intensidade de corrente do motor, de modo a efetuar um corte no fornecimento de energia à máquina quando entrar em sobrecarga, protegendo-a de danos irreversíveis. Com um transdutor corrente/tensão seria relativamente fácil obter um sinal em tensão para comparar com uma referência pré-ajustada e provocar uma interrupção forçada no funcionamento do ondulator.

- Controlo do nível de tensão no barramento Bus-DC

Nos momentos em que o motor funciona como gerador é imperativo controlar o nível de tensão no barramento Bus-DC para evitar que a tensão ultrapasse o valor nominal de tensão dos condensadores. A PIC, com auxílio de circuitos auxiliares e adjacentes, pode ser o elemento gestor do nível de tensão no barramento.

- Informação de estado da saída do ondulator

Num qualquer VEV existe informação ao utilizador/operador das grandezas elétricas (frequência, tensão, corrente, etc.) fornecida pelo ondulator. A PIC, como gestora do funcionamento do ondulator, tem presente o varias variáveis com a informação necessária, pelo que, com recurso a um descodificador BCD seria bastante simples disponibilizar a informação em *display* de 7 segmentos.

- Adaptação de sinais

Nos sistemas de automação as tensões usais são +24Vdc em sinais digitais e +10Vdc em sinais analógicos. Uma vez que o PIC funciona com sinais de 5Vdc, era importante desenvolver montagens para possibilitar o comando do VEV com sinais de 24Vdc e o controlo com sinais analógicos de 0 a 10Vdc. As montagens desenvolvidas poderiam também ter a função de tornar a PIC menos sensível às influências eletromagnéticas externas.

10 Referências Bibliográficas

- [1] Palma, João, “Acionamentos Eletromecânicos de Velocidade Variável” - Prentice Hall PTR, 1999, ISBN 0-13-016743-6
- [2] V/F Control of 3-Phase Induction Motors Using PIC16F7X7 Microcontrollers - Microchip, AN889 (DS00889A), 2004
- [3] IPM Application Overview, Integrated Power Module for Appliance Motor Drives - International Rectifier, AN-1044 revA, 2002
- [4] Topologias de Circuitos de Comando para Onduladores de Tensão, Paulo Gambôa - Folhas de Apoio à Cadeira de Eletrónica de Regulação e Comando, 2003
- [5] MPLAB® C18 C Compiler User’s Guide – Microchip, DS51288H, 2005
- [6] Guia Técnico - Motores de indução alimentados por inversores de frequência PWM – WEG, 2009
- [7] Fixed Point Routines – Microchip, AN617 (DS00617B), 1996
- [8] AC Induction Motor Fundamentals – Microchip, AN887 (DS00887A), 2003
- [9] Controlling 3-Phase AC Induction Motors Using the PIC18F4431 – Microchip, AN900 (DS00900A), 2004
- [10] PICmicro Mid-Range MCU Family Reference Manual – Microchip, DS33023A, December 1997
- [11] 28/40/44-Pin, 8-Bit CMOS Flash Microcontrollers with 10-Bit A/D and nanoWatt Technology – Microchip, PIC16F7X7, DS30498D, 2003 – 2013
- [12] Power Electronics: Converters, Applications, and Design - Ned Mohan, Tore M. Undeland, William P. Robbins - John Wiley & Sons, 3rd Edition, Nov2002
- [13] Dynamics and Control of Switched Electronic systems, Advanced Perspectives for Modeling, Simulation and Control of Power Converters – Francesco Vasca, Luigi Iannelli – Springer, 2012 edition (30 Mar 2012)
- [14] Power Electronics: Circuits, devices, and applications – Muhammad Rashid, 2nd Edition.

11 Anexos

A – Listagem da programação em *Assembler*

B – Fluxogramas da programação

C – Listagem do programa desenvolvido em *Matlab* para apresentação dos sinais simulados

D – Esquema elétrico da unidade de comando e apresentação da *breadborad* de teste

ANEXO A

Listagem da programação em *Assembler*

ANEXO B

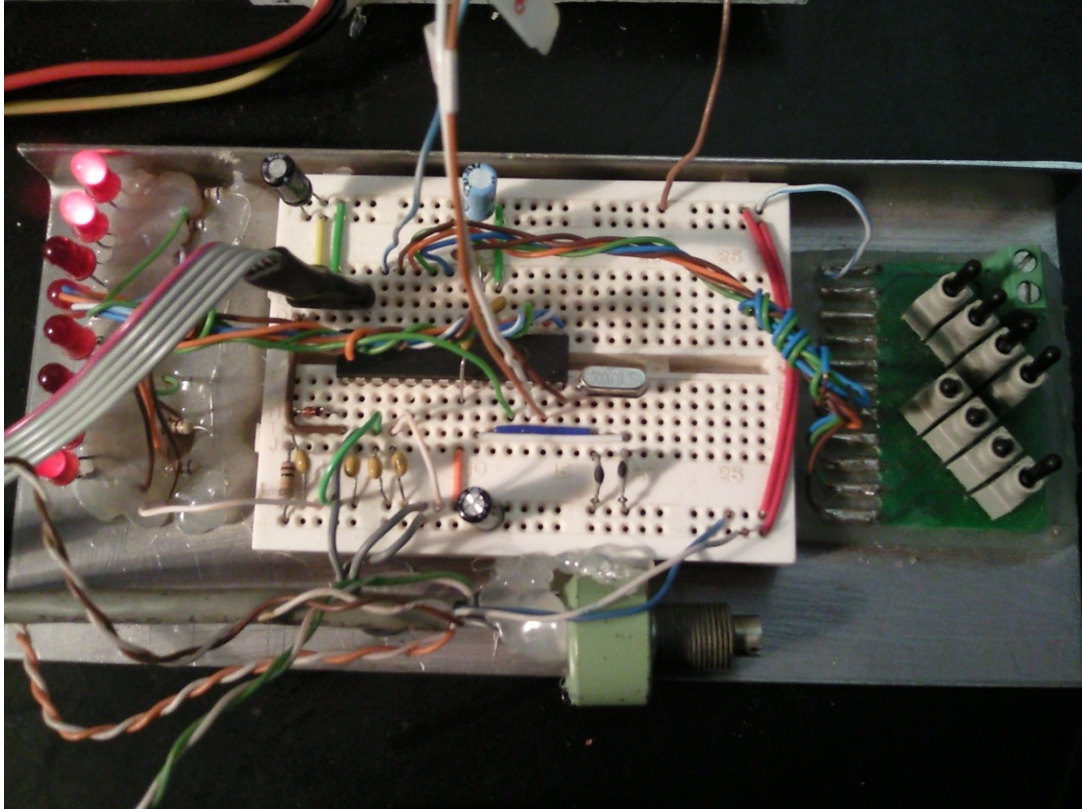
Fluxogramas da programação

ANEXO C

Listagem do programa desenvolvido em *Matlab* para apresentação dos sinais simulados

ANEXO D

Esquema elétrico da unidade de comando e apresentação da *breadboard* de teste



Apresentação da *breadboard* de teste de funcionamento do módulo desenvolvido