

Índice

	Pág.
1. Introdução.....	1
1.1 Âmbito.....	1
1.2 Motivação.....	2
1.3 Objectivo.....	3
1.4 Organização.....	3
2. O Motor de Indução Trifásico	5
2.1 Parâmetros que Caracterizam o seu Funcionamento	5
2.2 Modelo em Regime Permanente.....	12
2.3 Modelo para o Comportamento Dinâmico.....	16
2.4 Comando por Variação Simultânea de Tensão e Frequência (V/f).....	27
3. Accionamento do Motor.....	35
3.1 Conversores de Potência.....	35
3.2 Ondulador de Tensão	40
3.3 Tempo de Transição de Frequência	46
3.4 Cálculo da Velocidade Angular	47
4. Microcontroladores	51
4.1 Sistemas Embebidos	51
4.2 A Gama C2000 da Texas Instruments	55
4.3 O Microcontrolador TMS320F28027	60
5. Implementação do Sistema.....	67
5.1 Módulo de Potência	67
5.2 Sistema de Controlo.....	74
5.3 Comandos e Monitorização	82
6. Análise de Resultados	89
6.1 Resposta em Regime Estacionário	89
6.2 Resposta em Regime Dinâmico.....	91

7. Conclusões	97
7.1 Considerações Finais	97
7.2 Trabalho Futuro	98
8. Referências Bibliográficas	101
9. ANEXOS	105

Lista de Figuras

	Pág.
2.1 – Característica do funcionamento do motor de indução trifásico	- 6
2.2 – Chapa de características de um motor de indução trifásico	- 7
2.3 – Curvas características da máquina de indução	- 9
2.4 – Ajuste de velocidade por variação de tensão de alimentação	- 10
2.5 – Zonas de funcionamento da máquina de indução	- 11
2.6 – Evolução dos parâmetros da máquina de indução em função da velocidade	- 12
2.7 – Esquema equivalente por fase do motor trifásico	- 14
2.8 – Diagrama vectorial do circuito equivalente por fase	- 14
2.9 – Esquema equivalente por fase aproximado	- 15
2.10 – Curva do binário em função do escorregamento	- 16
2.11 – Transformação entre referencial abc e $\alpha\beta$	- 17
2.12 – Circuito trifásico com acoplamento magnético	- 19
2.13 – Relação entre os eixos abc , $\alpha\beta$ e dq	- 22
2.14 – Binário versus Escorregamento	- 27
2.15 - Curvas características de binário num perfil V/f	- 28
2.16 - Tensão em função da frequência num perfil V/f	- 28
2.17 - Zonas de funcionamento num perfil V/f	- 29
2.18 - Controlador de Tensão e Frequência, método V/f , em malha aberta	- 30
2.19 - Controlo V/f com regulação do escorregamento	- 31
2.20 - Efeito das variações de binário de carga	- 32
2.21 - Efeito das variações da tensão de alimentação	- 32
2.22 - Dispositivo em malha fechada para compensação do escorregamento utilizando o método V/f	- 33
3.1 - Tipos de conversores de potência e formas de tensão associadas	- 35
3.2 - Controlador de tensão AC trifásico básico	- 36
3.3 - Cicloconversor com 3 transformadores trifásicos	- 36
3.4 - Circuito básico de um conversor matricial para uma máquina de indução	- 37
3.5 - Conversor Conversor AC-DC-AC com circuito intermédio em corrente	- 38
3.6 - Formas de onda da máquina de indução alimentada com inversor de corrente	- 39
3.7 - Esquema básico do ondulador de tensão	- 40

3.8	- Diagrama de um conversor AC-DC-AC com circuito intermédio em tensão	- 41
3.9	- Conversor AC-DC-AC com circuito intermédio em tensão	- 41
3.10	- Circuito de potência do ondulator de tensão trifásico em ponte	- 41
3.11	- Esquema de blocos do comando triângulo-sinusoidal	- 42
3.12	- Onda triangular, tensões de comando e sinais de comando para dispositivos semicondutores	- 43
3.13	- Representação das tensões compostas	- 44
3.14	- Perfil V/f simplificado	- 46
3.15	- Variação da velocidade em função do tempo	- 46
4.1	- Arquitetura base dos microcontroladores C2000 da TI	- 56
4.2	- Performance e evolução dos microcontroladores C2000 da TI	- 56
4.3	- <i>Kit</i> da <i>Texas Instruments</i> utilizado no módulo de controlo	- 60
4.4	- <i>ControlStick</i> com o F28027 da <i>Texas Instruments</i> utilizado na recolha de dados	- 60
4.5	- Valor do registo do contador e frequência do sinal PWM	- 63
4.6	- Modo <i>Up-Down Count</i> e definição da razão cíclica	- 64
4.7	- Configuração dos módulos <i>ePWM</i> para a criação de seis sinais PWM	- 65
4.8	- Diagrama temporal dos 6 sinais PWM	- 66
5.1	- Representação geral do sistema	- 67
5.2	- Aspecto geral do sistema implementado	- 68
5.3	- Módulo Conversor de Potência	- 68
5.4	- Aspecto geral do Módulo Conversor de Potência	- 69
5.5	- Transdutor de Velocidade – Taquímetro	- 69
5.6	- Sinal gerado pelo Transdutor de Velocidade (1500 rpm)	- 70
5.7	- Evolução do erro relativo devido ao número de orifícios da roda girante	- 70
5.8	- Transdutores de Corrente - efeito de hall – “ <i>Closed Loop</i> ”	- 71
5.9	- Curva característica do CAS-15P	- 71
5.10	- Esquema eléctrico do CAS-15P	- 71
5.11	- Carga RL	- 72
5.12	- Sinal aos terminais das resistências de carga	- 72
5.13	- Sinal de comando dos semicondutores de um braço do inversor	- 75
5.14	- Implementação do Sinal Modulante	- 75
5.15	- Sinal PWM modulado aplicado a dois braços consecutivos do inversor	- 77
5.16	- Perfil V/f simplificado	- 80
5.17	- Sinal Modulante com amplitude 0.9 e 0.5	- 80
5.18	- Sinais à saída do microcontrolador através de um filtro passa baixo	- 81
5.19	- Sinais à saída dos acopladores ópticos através de um filtro passa baixo	- 81
5.20	- Janela de interface residente no PC	- 82
5.21	- Diagrama de funcionamento do Programa Principal do microcontrolador	- 84

5.22	- Aferição da leitura da velocidade de rotação	- 87
6.1	- Tensão aos terminais do conversor estático	- 89
6.2	- Corrente aos terminais de um transdutor	- 90
6.3	- Variação da tensão e corrente em função da velocidade síncrona	- 91
6.4	- Resposta dinâmica da velocidade no arranque rápido do motor	- 92
6.5	- Resposta dinâmica da velocidade no arranque do motor	- 93
6.6	- Tempo real de arranque versus teórico	- 93
6.7	- Rampas de aceleração e desaceleração (50Hz -10Hz - 50Hz)	- 94
6.8	- Rampas de aceleração e desaceleração (30Hz -70Hz - 30Hz)	- 95
6.9	- Resposta dinâmica na inversão de marcha	- 95

1. Introdução

1.1. Âmbito. A maioria dos motores destinados a aplicações industriais tem três enrolamentos de fase, sendo também em ambiente industrial que a tensão trifásica é mais utilizada. Em ambientes residenciais, normalmente, a potência está disponível numa única fase, o que inviabiliza a utilização dos motores trifásicos. Por outro lado, dado o ambiente de utilização deste tipo de motores o qual, de uma forma geral, exige elevadas potências na laboração, leva a que essas máquinas tenham conseqüentemente grandes dimensões.

O motor de indução trifásico é de construção fácil, económica, mas robusta e possui uma grande fiabilidade em grande parte devida à não utilização de escovas ou outros contactos móveis. A juntar a essas vantagens tem-se o facto deste motor ter um bom desempenho de binário em todas as velocidades de funcionamento, o que o torna num dos melhores tipos de motor para serem usados em accionamentos de velocidade variável.

No entanto, este motor tem como principais desvantagens o seu controlo algo complexo e o nível de rendimento que é inferior ao de outros motores tais como o motor síncrono de corrente alternada polifásica, o motor síncrono de iman permanente (PMSM), o motor de corrente contínua sem escovas (BLDC) ou ainda o motor síncrono de íman permanente interior (IPM). Se relativamente ao segundo aspecto os avanços têm sido pequenos, já quanto ao primeiro, com o desenvolvimento da electrónica de potência e de controlo, a evolução tem sido rápida e importante. Existem várias técnicas para controlar o accionamento destes motores, sendo as mais generalizadas as que utilizam os inversores de potência. Quanto ao controlo dos inversores de potência existem essencialmente duas técnicas. Uma mais simples designada por controlo escalar tensão/frequência, utilizada em controlo de malha aberta; ou controlo por orientação de campo/controlo vectorial, mais apropriada para o controlo em malha fechada.

Sendo o tema dos motores de indução bastante vasto, nomeadamente quanto às suas características, desempenho e formas de accionamento, pretende-se com este trabalho fazer um estudo que aborde as suas características elementares, passando pela implementação de um tipo de accionamento sem grandes exigências em termos de *hardware* e *software*. Assim, neste trabalho foi caracterizado o motor, foi apresentado um tipo de conversor de potência de implementação simples, o ondulator trifásico de tensão, e como técnica de controlo do conversor foi adoptada a técnica de controlo escalar tensão/frequência, menos exigente em termos de programação.

Este trabalho insere-se na área de investigação desenvolvida no seio da secção de Electrónica Industrial, com particular ênfase no âmbito dos accionamentos electromecânicos.

1.2. Motivação. Depois de realizados trabalhos com o microcontrolador 8051 da *INTEL* e posteriormente com os PIC da *Microchip*, propõe-se agora o estudo de uma nova família de microcontroladores: os C2000 da *Texas Instruments (TI)*.

Já no decorrer do presente mestrado, foi possível tomar contacto com os microcontroladores da *TI*, nomeadamente através do *DS1104* que incorpora o *TMS320C31* a 60MHz. Com ele foi possível obter resultados que comprovaram que é possível comandar eficazmente um ondulator de tensão. No entanto, as reais capacidades do microcontrolador estavam encapsuladas por uma ferramenta associada ao *MatLab*. Com a realização do presente trabalho pretendia-se por um lado evitar os elevados custos associados a um DSP, por outro, testar as reais capacidades do microcontrolador recorrendo à sua programação directa.

A questão da implementação do próprio ondulator, com recurso a soluções integradas, o estudo do comportamento do motor de indução face à técnica de controlo de accionamento utilizada e a amostragem das grandezas sobre as quais era necessário uma monitorização e eventual intervenção, como é o caso da corrente e da velocidade de rotação, contituiram um interessante desafio.

A contenção de custos foi um dos aspectos que estiveram na base das opções escolhidas ao longo do trabalho, desde o módulo conversor onde se incluem os transdutores de corrente e de velocidade, alimentação do barramento DC até ao microcontrolador e respectiva ferramenta de desenvolvimento.

1.3. Objectivo. Com base num Microcontrolador, comandar um inversor que alimenta um motor de indução trifásico. Pretende-se comandar a velocidade através da variação conjunta da tensão e da frequência e monitorizar a velocidade, tensão e corrente no motor.

1.4. Organização. Tendo em conta o motor de indução trifásico, os circuitos de electrónica de potência usados no comando de máquinas eléctricas e os circuitos embebidos (microcontroladores), procurou-se com este trabalho:

- a) Analisar o funcionamento do motor de indução trifásico tendo em conta os parâmetros que caracterizam o seu funcionamento: tensão, frequência, corrente, velocidade e binário, bem como o método V/f (tensão/frequência) que é usado para controlo do mesmo;
- b) Escolher de entre os vários modelos de microcontroladores disponíveis no mercado um que tivesse características que permitissem o comando e controlo do motor de indução trifásico;
- c) Escolher de entre as várias topologias de conversores de potência disponíveis uma que fosse simples e permitisse o controlo V/f do motor de indução trifásico;
- d) Interligar o microcontrolador, conversor de potência e o motor de forma a realizar o controlo V/f e a monitorizar as grandezas mais significativas;
- e) Realizar testes de comportamento em regime permanente e dinâmico.

Com base nos pressupostos referidos nas alíneas anteriores foram deliniados uma série de ensaios do sistema, cuja análise, conjuntamente com alguns aspectos teóricos relevantes, constituem a base desta dissertação cujo corpo está organizado em seis capítulos, além desta Introdução:

Capítulo 2. Neste capítulo são apresentados os aspectos mais relevantes relativamente ao motor de indução trifásico, inicialmente numa vertente mais simples e prática, seguida de uma análise mais detalhada.

Capítulo 3. A questão do accionamento do motor é tratada neste capítulo, nomeadamente o tipo de conversor estático escolhido, bem como a técnica utilizada para a geração dos sinais de comando do conversor. São ainda efectuados estudos

teóricos sobre o ritmo de actualização dos parâmetros tensão/frequência e a forma de obter a leitura da velocidade do motor.

Capítulo 4. Neste capítulo é tratada a terceira área do sistema. O sistema embebido responsável pela geração dos sinais de comando do conversor. É dado destaque ao papel desempenhado por estes dispositivos, sendo de seguida feita a caracterização do microcontrolador escolhido.

Capítulo 5. É apresentado o sistema no seu conjunto, bem como dado a conhecer o papel que cada área desempenha e quais as opções tomadas relativamente ao funcionamento de cada uma.

Capítulo 6. Finalmente neste capítulo são apresentados os resultados dos ensaios efectuados e feita uma análise ao desempenho do sistema face aos vários cenários, inicialmente em regime permanente e depois em regime dinâmico.

No final do trabalho são apresentadas as conclusões retiradas deste trabalho e é ainda apresentado um conjunto de aspectos passíveis de serem desenvolvidos no seguimento do trabalho agora realizado.

2. O Motor de Indução Trifásico

2.1. Parâmetros que Caracterizam o seu Funcionamento.

Os motores de indução trifásicos são máquinas robustas e de fácil construção e como são fabricados em grande escala, são relativamente económicos. Estes aspectos, apesar da dificuldade do seu controlo, contribuíram para que estes se tornassem numa escolha preferencial por parte da indústria, tracção e até serviços.

Estes motores são produzidos segundo duas variantes: motor de rotor bobinado e motor de rotor em gaiola.

No motor de rotor bobinado existem sobre o circuito magnético três enrolamentos isolados no rotor, desfasados de 120° eléctricos. Esses enrolamentos são ligados ao exterior através de três anéis e escovas. Através dessas ligações é possível controlar o processo de arranque do motor, colocando resistências, ou realizar o controlo de velocidade da máquina.

O motor de rotor em gaiola também designado por rotor em curto-circuito, ou em gaiola de esquilo, tem um rotor constituído por um núcleo de ferro no qual se encontram condutores ligados na periferia através de dois anéis que os curto-circuitam. Esta construção tem um elevado nível de robustez, e como não utiliza qualquer tipo de escovas, faz também com que esta máquina seja bastante fiável. A todos estes factores acresce ainda o facto de provavelmente ser globalmente a máquina mais barata. Por todos estes motivos foi, provavelmente, a máquina mais utilizada em accionamentos de velocidade quase constante.

O bom desempenho de binário deste motor em todas as velocidades de funcionamento, abaixo da velocidade nominal, conforme se mostra na figura 2.1, torna-o numa boa opção para realizar o controlo de velocidade nesta gama de velocidades. Para alterar a velocidade do motor, mantendo o binário disponível, devem ser variadas a frequência e a amplitude da tensão. Actualmente, com o rápido avanço da electrónica de potência está mais acessível a criação de dispositivos que permitam variar essas grandezas para alimentar este tipo de motor

no sentido de variar a sua velocidade, contribuindo para que esta máquina seja também cada vez mais utilizada em accionamentos de velocidade variável.

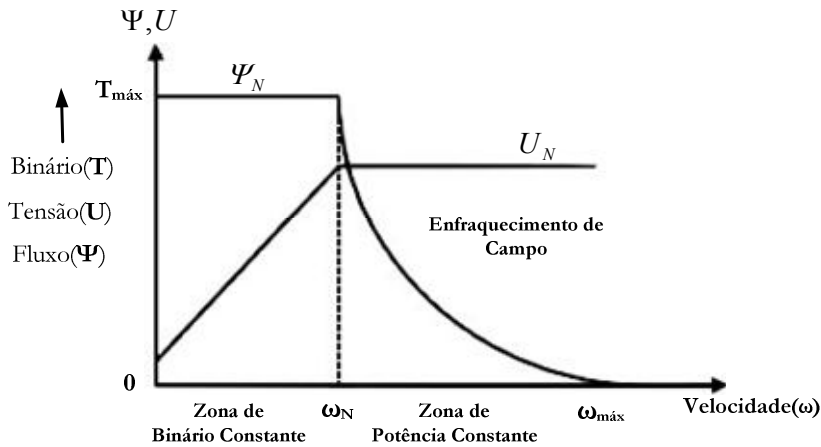


Figura 2.1 - Característica do funcionamento do motor de indução trifásico

Estas vantagens podem constituir um bom incentivo para o projecto e fabrico de motores de indução trifásicos de baixa potência. Assim, em ambientes residenciais, onde normalmente apenas está disponível uma única fase de potência, com o recurso à electrónica de potência, passa agora a ser possível o recurso aos motores trifásicos, com a vantagem da característica de binário que estes motores apresentam relativamente aos monofásicos.

A construção física do motor comporta um conjunto de elementos que influenciam de forma determinante o seu desempenho e consequentemente o seu rendimento. As resistências ohmicas do rotor e do estator e respectivas indutâncias mútuas, momento de inércia, atrito viscoso, etc. são exemplos desses elementos. Esses elementos, em condições normais, não podem ser alterados, sendo tomados constantes quer em regime dinâmico quer em regime estacionário. Tal já não acontece com o nível de tensão, respectiva frequência e ainda a corrente. Estes factores pesados pelos parâmetros fixos vão influir directamente na velocidade de rotação do motor bem como no binário disponível para aplicar à carga, em especial, quando acima da velocidade nominal. Um aspecto desconhecido por muitos profissionais da área é que o controlo do binário desenvolvido pelo motor, através da sua optimização, aumenta a eficiência energética do accionamento.

Para compreendermos os princípios do controlo de velocidade e do binário do motor de indução trifásico, é necessário o conhecimento das equações que relacionam os parâmetros associados a essa máquina. Inicialmente são apresentadas as equações

proporcionam apenas o entendimento básico do motor de indução trifásico a funcionar em regime estacionário. Na prática, essas relações exigem uma modelação matemática mais ou menos complexa, como se poderá verificar nos pontos seguintes.

2.1.1. Conceitos de Base. Aqui será feita uma apresentação dos aspectos mais práticos, que de uma forma geral são apresentados na chapa de características do motor (figura 2.2), ou poderão ser obtidos a partir desses através da utilização de expressões mais ou menos simples.

EFACEC	MOT.	BF5 71M 44	IM1001	3 ~	50/60 Hz
	NP	950408591	IP 55	I sel. F	
		0,37/0,44 kW		1380/1655 /min.	
	Δ	220-240/250-280 V		2,10/2,10 A	
	Y	380-415/440-480 V		1,23/1,23 A	
Portugal	S1	cos φ	0,72/0,75	5,8 kN	
		6202 2Z		6202 2Z	
IEC 34-1	EFACEC				

Figura 2.2 - Chapa de caractrísticas de um motor de indução trifásico

Velocidade síncrona (n_s) – A velocidade síncrona refere-se à velocidade de rotação do fluxo magnético resultante gerado pelos enrolamentos do estator, também designado por campo girante. Portanto, a velocidade síncrona não se refere a uma grandeza mecânica, mas sim a um grandeza eléctrica.

$$n_s = \frac{120 \cdot f}{P} \quad (2.1)$$

Sendo constante o número de pólos (P) da máquina, é possível variar a sua velocidade síncrona pela variação da frequência da tensão alternada aplicada ao estator.

Velocidade mecânica (n_m) – A velocidade mecânica do veio (rotor) do motor de indução trifásico é dado por:

$$n_m = (1 - s) n_s \quad (2.2)$$

em que s corresponde ao escorregamento que é definido por:

$$s = \frac{n_s - n_m}{n_s} \quad (2.3)$$

Fluxo de magnetização (ψ_m) – O fluxo no entreferro do motor de indução trifásico é proporcional à tensão no estator e inversamente proporcional à frequência:

$$\psi_m \propto \frac{V_s}{f} \quad (2.4)$$

O fluxo de magnetização pode ser alterado das seguintes formas:

- **reduzido** pelo decréscimo da amplitude da tensão ou elevação da frequência,
- **mantido constante** por uma variação proporcional da tensão e frequência,
- ou **elevado** com a redução da frequência da tensão alternada aplicada ao estator.

No entanto, cabe aqui salientar que a amplitude da tensão aplicada ao estator do motor de indução trifásico nunca poderá ser superior à tensão nominal da máquina.

Binário (T_m) – Para o binário desenvolvido pelo motor, tem-se a seguinte relação:

$$T_m \propto \psi_m \cdot I_r \quad (2.5)$$

Sendo I_r , a corrente induzida no rotor.

Binário (T_R) – Trata-se do binário resistente ao binário do motor, em grande parte devido à carga aplicada ao veio motor. O seu valor depende essencialmente das características da carga.

Potência Nominal (P_N) – Grandeza obtida pelo produto dos valores eficazes da tensão nominal e corrente nominal e pelo factor de potência nominal, dá-nos a medida da potência activa que efectivamente é solicitada pelo motor à rede eléctrica, quando disponibiliza no seu veio a potência mecânica útil nominal:

$$P_N = \sqrt{3} \cdot U_N \cdot I_N \cdot \cos \phi \quad (2.6)$$

Potência mecânica (P_m) – Também designada por potência útil (P_u), a potência mecânica de saída é proporcional à velocidade e ao binário:

$$P_m \propto T_m \cdot N_m \quad (2.7)$$

Nesta sequência, a expressão do binário do motor (2.5) pode tomar a forma:

$$T_m \propto \frac{P_m}{N_m} \quad (2.8)$$

Potência absorvida (P_{ab}) – Potência eléctrica solicitada à rede eléctrica relativa a um dado estado de funcionamento que desenvolve uma dada potência mecânica:

$$P_{ab} = \sqrt{3} \cdot U \cdot I \cdot \cos \phi \quad (2.9)$$

Rendimento (η) – Por fim, temos que o rendimento do motor que é dado pela expressão:

$$\eta = \frac{P_{ab} - P_m}{P_{ab}} \quad (2.10)$$

2.1.2. Variação da Velocidade. O controlo de velocidade da máquina de indução pode ser efectuado actuando na frequência de alimentação w_s , no número de pares de pólos n_{pp} e no escorregamento s .

2.1.2.1. Actuação na frequência de alimentação. Para valores nominais de tensão e frequência, o fluxo no entreferro apresenta o seu valor nominal. Diminuindo a frequência e mantendo a tensão de alimentação constante, o fluxo no entreferro aumenta, originando a conseqüente saturação do motor. Por outro lado, efectuando um aumento da frequência para além do seu valor nominal implica a diminuição do fluxo e conseqüentemente do binário desenvolvido. Deste modo, o comando por variação de frequência é realizado apenas recorrendo a um aumento de frequência, o que implica o aumento de velocidade.

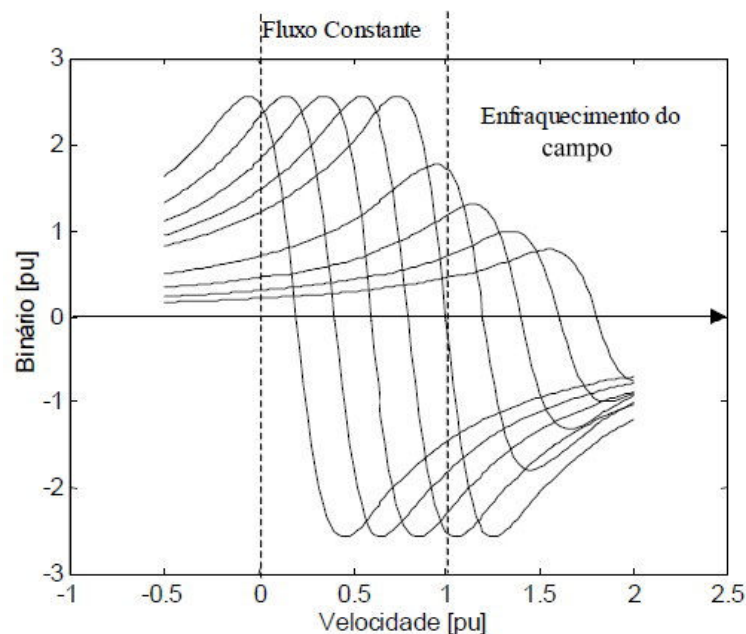


Figura 2.3 – Curvas características da máquina de indução [34]

No entanto, sendo possível alterar o valor da amplitude da tensão de alimentação, na máquina de indução passam a distinguem-se duas zonas de actuação. Uma zona

de fluxo constante, abaixo da velocidade nominal, na qual se encontra disponível o binário máximo, e uma zona de enfraquecimento do campo onde o fluxo vai baixando com a velocidade seguindo uma lei hiperbólica. A figura 2.3 apresenta uma família de características electromecânicas traçadas para várias frequências de alimentação. Abaixo da velocidade nominal, esta máquina apresenta características aproximadamente paralelas de binário máximo constante. Está-se na zona de fluxo constante onde a tensão de alimentação é sensivelmente proporcional à frequência de alimentação ($V/f = \text{cte}$). Para velocidades elevadas a tensão de alimentação é mantida no seu valor máximo. Como a frequência aumenta, o fluxo do estator reduz-se segundo uma hipérbole $1/f$. Nesta zona a potência nominal da máquina está disponível, com limitação ao nível do binário.

$$n_s = \frac{60 \cdot f}{n_{pp}} \quad (2.11)$$

A actuação na frequência de alimentação ω_s constitui o processo mais eficiente requerendo um conversor de energia eléctrica apropriada.

2.1.2.2. Actuação no número de pares de pólos. A variação de velocidade, actuando no número de pares de pólos, está reduzida a aplicações restritas onde as necessidades possam ser suprimidas com um número restrito de velocidades de sincronismo (normalmente 2).

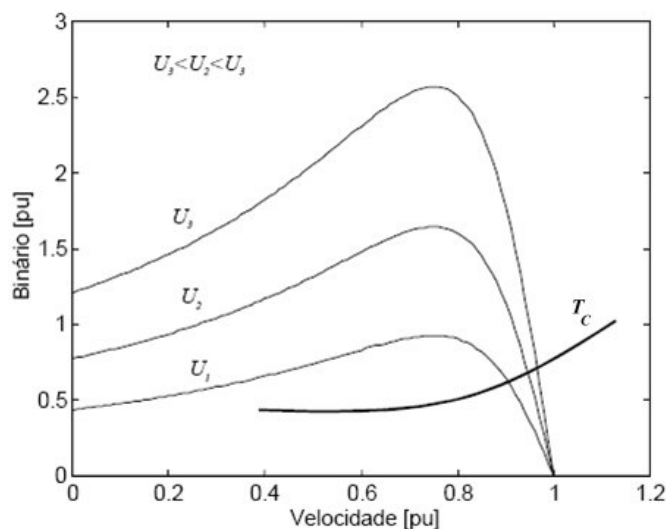


Figura 2.4 - Ajuste de velocidade por variação de tensão de alimentação[34]

2.1.2.3. Actuação no escorregamento. Para se ajustar a velocidade actuando no escorregamento pode-se actuar na tensão de alimentação, figura 2.4. Nesta figura estão traçadas várias curvas com parâmetros diferentes. O ponto de funcionamento

que corresponde ao cruzamento da característica da carga T_C com uma das características da máquina, varia consoante a curva considerada variando-se assim a velocidade.

Como se pode facilmente verificar pela análise da figura 2.4, no ajuste de velocidade por variação de tensão de alimentação, a gama de variações de velocidade é extremamente reduzida. De qualquer forma, o ajuste de velocidade está fortemente dependente da característica da carga. Este ajuste de velocidade faz-se à custa de perdas de energia no rotor. Por outro lado, sendo o binário desenvolvido, directamente proporcional ao quadrado da tensão aplicada, uma redução da velocidade nesta modalidade implica uma grande diminuição do binário, daí que seja um método a utilizar quando o binário resistente é reduzido. Este método pode também ser designado por variação da tensão de alimentação [13].

2.1.3. Regiões de Funcionamento. As limitações de tensão e corrente da máquina de indução e respectivos conversores, determinam a existência de regiões distintas de funcionamento, figura 2.5. Para velocidades inferiores à velocidade nominal da máquina, tem-se a região de binário constante, enquanto para velocidades superiores tem-se a região de enfraquecimento de fluxo, visto que não se pode utilizar uma tensão superior à nominal, o aumento da velocidade acima do seu valor nominal é acompanhado pela diminuição do fluxo, e conseqüentemente, do binário máximo disponível. Na figura são ainda representadas as regiões de funcionamento da máquina em regime permanente e os limites admissíveis em regime transitório.

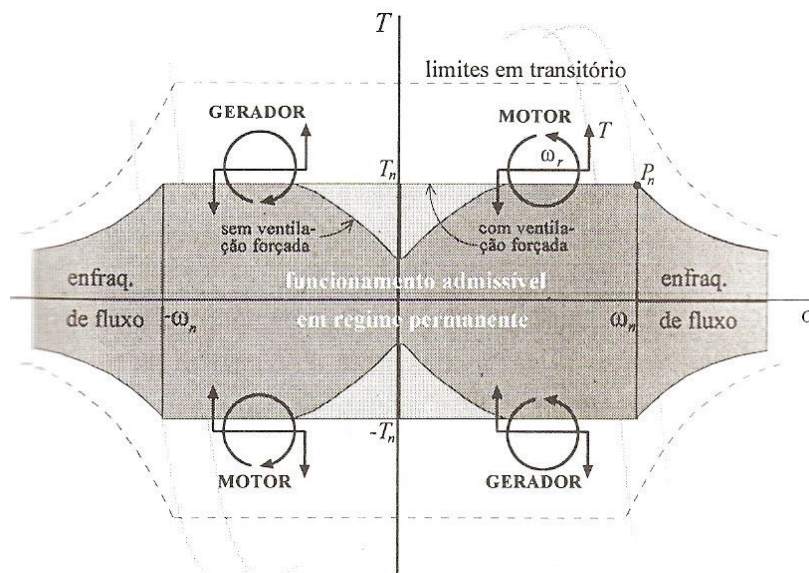


Figura 2.5 - Zonas de funcionamento da máquina de indução[11].

De notar que para velocidades reduzidas, existe uma deterioração da capacidade de autoremoção do calor produzido na máquina, impossibilitando a utilização plena da potência em serviço prolongado, sendo restringidos os limites de binário admissível, isto no caso da não existência de ventilação forçada [11].

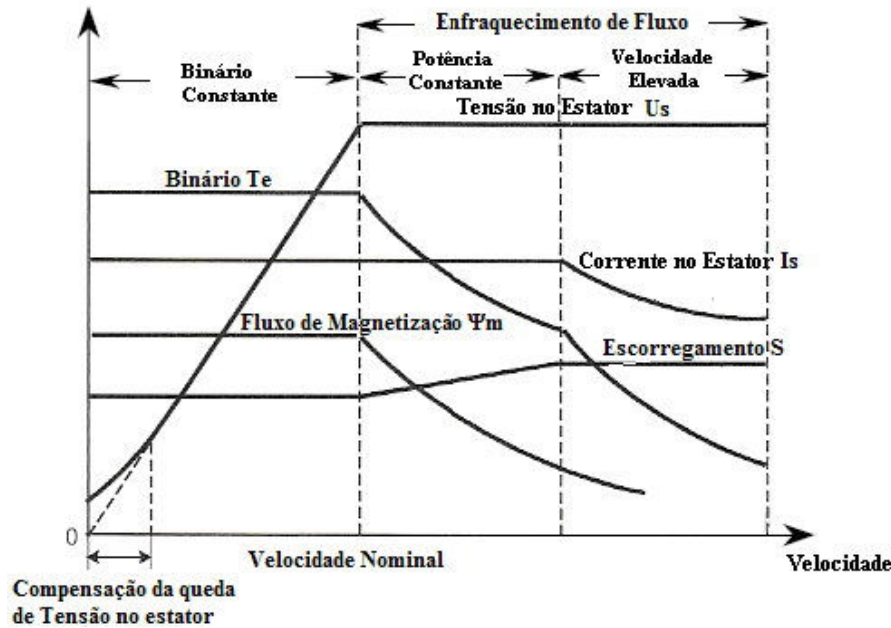


Figura 2.6 – Evolução dos parâmetros da máquina de indução em função da velocidade [6]

Na figura 2.6 está representada a evolução dos diversos parâmetros do motor de indução em função da velocidade, entre elas a tensão e corrente no estator, o binário electromagnético desenvolvido, o fluxo de magnetização, e o escorregamento. De notar na região de enfraquecimento de fluxo a divisão entre uma zona de potência constante e uma zona de velocidade elevada, sendo nesta última mais acentuada a redução do binário.

2.2. Modelo em Regime Permanente.

Um dos princípios fundamentais da máquina assíncrona incide no desenvolvimento de um campo magnético girante no entreferro. Este campo pode ser gerado por um enrolamento trifásico, percorrido por um sistema trifásico sinusoidal de correntes de amplitude I e frequência $f = \frac{\omega_s}{2\pi}$.

Para um sistema trifásico de correntes dado pelas equações 2.12 a 2.14, verifica-se em cada enrolamento um campo sinusoidal pulsante sobre o respectivo eixo.

$$I_a = I \cos(\omega_s t) \tag{2.12}$$

$$I_b = I \cos\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) \tag{2.13}$$

$$I_c = I \cos\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}\right) \tag{2.14}$$

Sendo o motor de indução uma máquina que comporta três enrolamentos de fase, cuja construção e funcionamento são equilibrados, é possível efectuar o estudo com o recurso a única fase e assim representar num esquema eléctrico todos os parâmetros que o constituem.

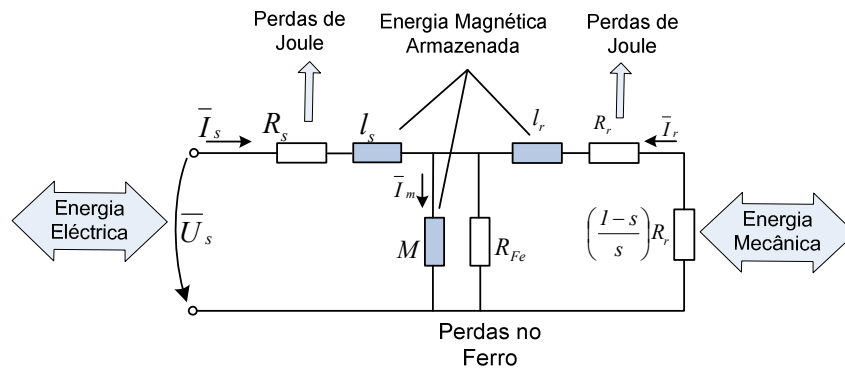


Figura 2.7 - Esquema equivalente por fase do motor trifásico [11]

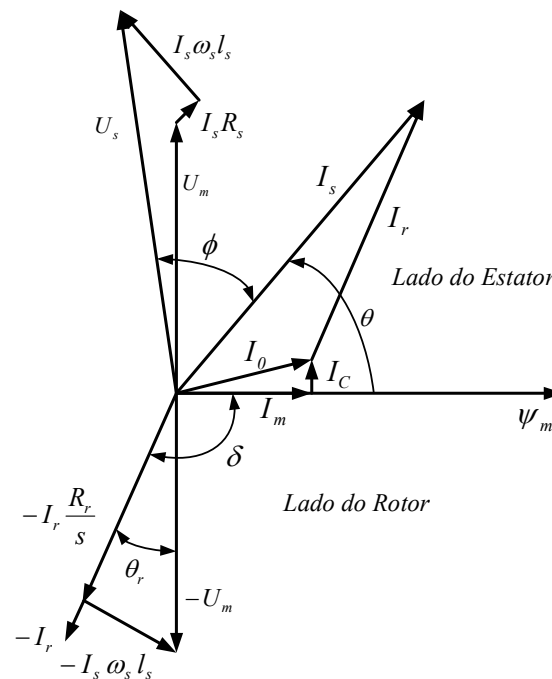


Figura 2.8 – Diagrama vectorial do circuito equivalente por fase [6]

A figura 2.7 apresenta o referido esquema no qual são apresentadas as transformações de energia envolvida, bem como as perdas eléctricas associadas. Na figura 2.8 encontra-se o diagrama vectorial representativo das grandezas eléctricas envolvidas.

Como se pode verificar na figura 2.7, o sistema motor tem como entrada uma energia eléctrica cujo valor, a menos de algumas perdas, é transformada em energia mecânica traduzida no binário de rotação do veio do motor e na velocidade angular. Embora não esteja referido na figura, nem toda a energia mecânica é transmitida ao eixo. Existem perdas mecânicas associadas ao funcionamento do próprio motor, perdas essas cujo valor pode ser influenciado pela variação da velocidade ou que se refletem no funcionamento da máquina em regime permanente.

As potências associadas aos seus diversos elementos são respectivamente [6]:

$$\text{Potência absovida: } P_{ab} = 3 U_s I_s \cos \phi \quad (2.15)$$

$$\text{Potência de Perdas no cobre do estator: } P_{ls} = 3 I_s^2 R_s \quad (2.16)$$

$$\text{Potência de Magnetização: } P_{IC} = 3 \frac{U_m^2}{R_{Fe}} \quad (2.17)$$

$$\text{Potência de entrega no secundário: } P_g = 3 I_r^2 \frac{R_s}{s} \quad (2.18)$$

$$\text{Potência de Perdas no cobre do rotor: } P_{lr} = 3 I_r^2 R_r \quad (2.19)$$

$$\text{Potência de Saída: } P_o = P_g - P_{lr} = 3 I_r^2 R_r \frac{1-s}{s} \quad (2.20)$$

$$\text{Potência no veio motor: } P_m = P_o - P_{FW} \quad (2.21)$$

onde P_{FW} são as perdas mecânicas no próprio motor, devidas ao atrito viscoso.

Dado que a potência de saída é o produto de binário pela velocidade, então o binário eletromagnético é dado por:

$$T_e = \frac{P_o}{\omega_m} = \frac{3}{\omega_m} I_r^2 R_r \frac{1-s}{s} = 3 n_{pp} I_r^2 \frac{R_r}{s \omega_s} \quad (2.22)$$

O circuito equivalente da figura 2.7 pode ser simplificado como se mostra na figura 2.9, onde a resistência de perdas no ferro R_{Fe} é desprezada e a indutância de magnetização M é colocada à entrada.

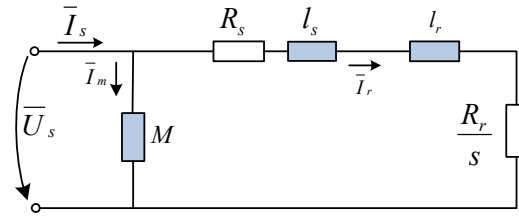


Figura 2.9 - Esquema equivalente por fase aproximado

Estas aproximações são facilmente justificadas numa máquina a plena potência onde $(R_e + j\omega_s l_e) \ll \omega_s M$. Tipicamente, a simplificação efectuada traduz-se numa diferença de 5% face à máquina real. Tendo em conta o esquema da figura 2.9 e assumindo que o motor não está a funcionar na vizinhança da velocidade síncrona, a corrente I_r é obtida pela expressão:

$$I_r = \frac{U_s}{\sqrt{\left(R_s + \frac{R_r}{s}\right)^2 + \omega_s^2 (l_s + l_r)^2}} \quad (2.23)$$

substituindo a corrente na expressão 2.22, obtém-se:

$$T_e = 3 n_{pp} \frac{R_r U_s^2}{s \omega_s \left[\left(R_s + \frac{R_r}{s}\right)^2 + \omega_s^2 (l_s + l_r)^2 \right]} \quad (2.24)$$

sendo:

$$s = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} = 1 - \frac{\omega_r}{\omega_s} \quad (2.25)$$

$$l_s = L_s - M \quad \text{e} \quad l_r = L_r - M \quad (2.26) \quad (2.27)$$

onde:

n_{pp} representa o número de pares de pólos

U_s o valor eficaz da tensão simples no estator

A velocidade angular eléctrica de rotação do veio motor é designada ω_r e é dada por

$$\omega_r = n_{pp} \times \omega_m \quad (2.28)$$

Como se pode verificar pela expressão, o binário motor depende do quadrado do valor eficaz da tensão e apresenta dois valores limite (máximo e mínimo), para os valores s_1 e s_2 , respectivamente, cujos valores aproximados serão dados por:

$$T_{s(1,2)} = 3n_{pp} \frac{U_s^2}{2\omega_s \left[R_s \pm \sqrt{R_s^2 + \omega_s^2 (l_s + l_r)^2} \right]} \quad (2.29)$$

$$\Rightarrow s_{1,2} = \pm \frac{U_s^2}{\sqrt{R_s^2 + \omega_s^2 (l_s + l_r)^2}} \quad (2.30)$$

Na figura 2.7 está a representação gráfica do binário que obedece à expressão atrás indicada.

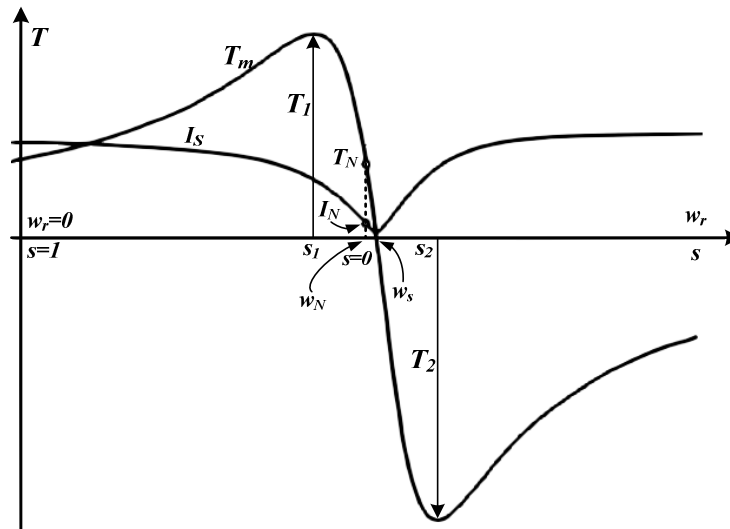


Figura 2.10 – Curva do binário em função do escorregamento [11]

A expressão de binário em função do escorregamento \$s\$ anteriormente definida é válida para uma tensão de entrada com amplitude e frequência constantes.

2.3. Modelo para o Comportamento Dinâmico. O circuito equivalente por fase da máquina assíncrona e a representação vectorial das diversas grandezas analisados no ponto anterior, apenas são válidos para o regime estacionário. Para variações de velocidade, torna-se necessário analisar o comportamento da máquina em regime transitório.

O complexo desempenho dinâmico das máquinas de corrente alternada deve-se ao facto de o enrolamento trifásico do rotor se deslocar relativamente ao enrolamento trifásico do estator. O seu funcionamento pode ser encarado como o de um transformador com o secundário móvel, onde os coeficientes de acoplamento entre as fases do estator e do rotor mudam continuamente com a posição do rotor.

Para a formulação de modelos dinâmicos é necessário, para além de se proceder a algumas simplificações, geralmente admitidas para efeito de controlo [11], recorre-se à utilização de transformações matemáticas de modo a desacoplar variáveis, auxiliando na resolução de equações complicadas de coeficientes variantes no tempo, permitindo igualmente que todas as variáveis sejam referidas a um único referencial.

2.3.1. Transformação entre o referencial abc e $\alpha\beta$. A transformação entre a referência trifásica abc estacionária, numa referência arbitrária igualmente estacionária de duas fases, denominada $\alpha\beta$, é a designada **transformação de Concordia**.

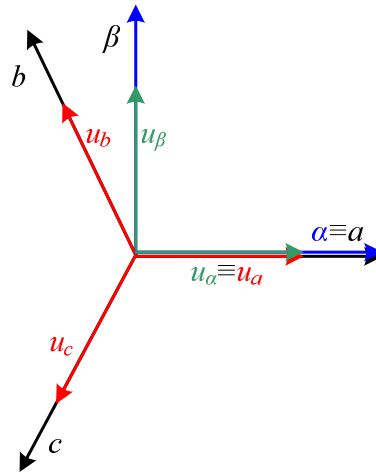


Figura 2.11 – Transformação entre referencial abc e $\alpha\beta$

O eixo α encontra-se coincidente com o eixo da fase a ($\theta = 0^\circ$), possuindo o eixo β um atraso de $\pi/2$ relativamente ao eixo α , como representado na figura 2.11. De notar que a adição de uma terceira variável, denominada componente de sequência nula ou homopolar, torna a matriz de transformação quadrada e invertível. A transformação de Clarke é dada pela expressão 2.31.

$$[f_{\alpha\beta 0}] = [T_{\alpha\beta 0}][f_{abc}] \quad (2.31)$$

$$[T_{\alpha\beta 0}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(0) & \cos\left(-\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \\ -\text{sen}(0) & -\text{sen}\left(-\frac{2\pi}{3}\right) & -\text{sen}\left(\frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

A matriz 2.32 caracteriza-se por ser unitária, sendo o produto desta pela sua transposta igual à matriz identidade:

$$[T_{\alpha\beta 0}] \times [T_{\alpha\beta 0}]^T = I_n \quad (2.33)$$

Assim, a matriz da transformação inversa é igual à sua transposta 2.34.

$$[T_{\alpha\beta 0}]^{-1} = [T_{\alpha\beta 0}]^T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.34)$$

Analisando a figura 2.11 e assumindo os eixos $\alpha\beta$ orientados segundo um ângulo $\theta=0$ relativamente aos eixos abc (eixo a coincidente com o eixo α), e tendo em conta as expressões 2.31 e 2.32, as tensões u_α e u_β relativas ao referencial $\alpha\beta$, em função das tensões u_a, u_b, u_c , são dadas pela equação matricial presente em 2.35.

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.35)$$

Considerando que não existe neutro na máquina de indução, a soma das correntes nos enrolamentos do estator é nula, sendo possível desprezar a componente de sequência nula. As componentes u_α e u_β são então dadas respectivamente por 2.36 e 2.37.

$$u_\alpha = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(u_a - \frac{1}{2}u_b - \frac{1}{2}u_c \right) \quad (2.36)$$

$$u_\beta = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{\sqrt{3}}{2}u_b - \frac{\sqrt{3}}{2}u_c \right) \quad (2.37)$$

Por outro lado, atendendo à expressão 2.34, as tensões u_a, u_b, u_c , em função das tensões u_α e u_β , são dadas pela equação matricial presente em 2.38. Desprezando a componente de sequência nula, as componentes u_a, u_b, u_c , são respectivamente dadas por 2.39 a 2.41.

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} \quad (2.38)$$

$$u_a = \sqrt{\frac{2}{3}} u_\alpha \quad (2.39)$$

$$u_b = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(-\frac{1}{2} u_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2} u_\beta \right) \quad (2.40)$$

$$u_c = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(-\frac{1}{2} u_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2} u_\beta \right) \quad (2.41)$$

O circuito trifásico equilibrado da máquina assíncrona com acoplamento magnético entre fases, representado na figura 2.12 para o sistema de coordenadas reais abc , é regido pelas equações 2.42 e 2.43, na forma matricial [11].

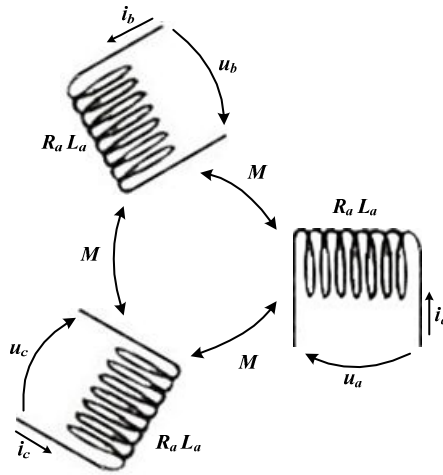


Figura 2.12 – Circuito trifásico com acoplamento magnético

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = R_a \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix} \quad (2.42)$$

$$\begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix} = [L] \times \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_a & -M & -M \\ -M & L_a & -M \\ -M & -M & L_a \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.43)$$

Relativamente à equação 2.42, as tensões por fase dependem da queda de tensão em cada enrolamento, e da variação fluxo ligado com o mesmo. Analisando a

equação 2.43 relativa ao fluxo ligado por fase, tem-se que L_a e M , são respectivamente, as indutâncias próprias e mútuas.

Procedendo a uma transformação de coordenadas do referencial abc para o referencial $\alpha\beta$, recorrendo à matriz de transformação e à sua inversa, 2.32 e 2.34, $[T_{\alpha\beta 0}]$ e $[T_{\alpha\beta 0}]^{-1}$ respectivamente, torna-se possível obter equações diferenciais desacopladas.

Atendendo às equações 2.44 a 2.46, e recorrendo à referida transformação de referencial, tem-se a equação 2.42, dada por 2.47.

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = [T_{\alpha\beta 0}]^{-1} \times \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} \quad (2.44)$$

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = [T_{\alpha\beta 0}]^{-1} \times \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (2.45)$$

$$\begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix} = [T_{\alpha\beta 0}]^{-1} \times \begin{bmatrix} \psi_\alpha \\ \psi_\beta \\ \psi_0 \end{bmatrix} \quad (2.46)$$

$$[T_{\alpha\beta 0}]^{-1} \times \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} = R_a \times [T_{\alpha\beta 0}]^{-1} \times \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} [T_{\alpha\beta 0}]^{-1} \times \begin{bmatrix} \psi_\alpha \\ \psi_\beta \\ \psi_0 \end{bmatrix} \quad (2.47)$$

Multiplicando ambos os termos de 2.47 por $[T_{\alpha\beta 0}]$, como se mostra em 2.48, obtém-se a equação matricial 2.49.

$$[T_{\alpha\beta 0}] [T_{\alpha\beta 0}]^{-1} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} = R_a [T_{\alpha\beta 0}] [T_{\alpha\beta 0}]^{-1} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} [T_{\alpha\beta 0}] [T_{\alpha\beta 0}]^{-1} \begin{bmatrix} \psi_\alpha \\ \psi_\beta \\ \psi_0 \end{bmatrix} \quad (2.48)$$

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} = R_a \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_\alpha \\ \psi_\beta \\ \psi_0 \end{bmatrix} \quad (2.49)$$

Analogamente, a equação 2.43 representada no referencial $\alpha\beta$ é expressa pela equação matricial 2.51, sendo a matriz de indutância $[L]$ dada por 2.52. As indutâncias L e L_0 na expressão 2.52, são dados respectivamente por 2.53 e 2.54

$$\begin{bmatrix} T_{\alpha\beta 0} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \psi_{\alpha} \\ \psi_{\beta} \\ \psi_0 \end{bmatrix} = [L] \begin{bmatrix} T_{\alpha\beta 0} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (2.50)$$

$$\begin{bmatrix} \psi_{\alpha} \\ \psi_{\beta} \\ \psi_0 \end{bmatrix} = [L'] \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (2.51)$$

$$[L'] = \begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & L_0 \end{bmatrix} \quad (2.52)$$

$$L = L_a + M \quad (2.53)$$

$$L_0 = L_a - 2M \quad (2.54)$$

Tal como referido atrás, é possível desprezar a componente de sequência nula. Assim, 2.49 e 2.51 podem ser apresentadas por 2.55 e 2.56, respectivamente.

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha} \\ u_{\beta} \end{bmatrix} = R_a \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{\alpha} \\ \psi_{\beta} \end{bmatrix} \quad (2.55)$$

$$\begin{bmatrix} \psi_{\alpha} \\ \psi_{\beta} \end{bmatrix} = [L'] \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} \quad (2.56)$$

Torna-se evidente a equivalência de representação entre o referencial abc e $\alpha\beta$, do sistema de equações que rege o circuito trifásico equilibrado da máquina de indução com acoplamento magnético entre fases.

A equação do circuito trifásico equilibrado da máquina de indução, representada através de vectores espaciais representados no referencial $\alpha\beta$, é dada pela expressão 2.57.

$$\bar{u}_{\alpha\beta} = R_a \bar{i}_{\alpha\beta} + \frac{d}{dt} \bar{\psi}_{\alpha\beta} \quad (2.57)$$

2.3.2. Transformação entre o referencial $\alpha\beta$ e dq . A transformação entre o referencial estacionário de duas fases $\alpha\beta$, num qualquer referencial dq que roda a uma velocidade angular ω_s , como ilustrado na figura 2.13, é designada por **transformação de Park** e é obtida pela expressão 2.58.

$$[f_{dq}] = [T_{dq}(\theta_s)] [f_{\alpha\beta}] \quad (2.58)$$

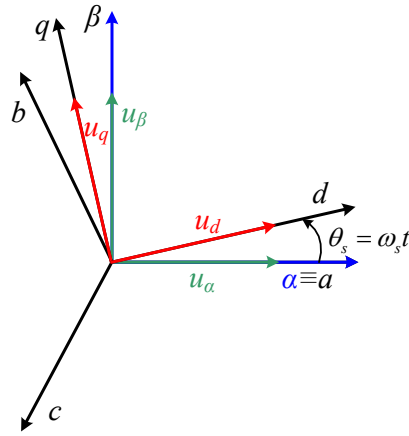


Figura 2.13 – Relação entre os eixos abc, αβ e dq

$$[T_{dq}(\theta_s)] = \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \text{sen}(\theta_s) \\ -\text{sen}(\theta_s) & \cos(\theta_s) \end{bmatrix} \quad (2.59)$$

A variável θ_s é o ângulo de desfasagem entre o eixo α do referencial $\alpha\beta$, e o eixo d do referencial dq . A inversa da matriz 2.59 é dada por 2.60.

$$[T_{dq}(\theta_s)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & -\text{sen}(\theta_s) \\ \text{sen}(\theta_s) & \cos(\theta_s) \end{bmatrix} \quad (2.60)$$

A transformação de Park dada pela expressão 2.61, realiza por sua vez a transformação da referência trifásica abc estacionária, para a referência difásica denominada dq , que roda à velocidade angular ω_s .

$$[f_{dq0}] = [T_{dq0}(\theta_s)][f_{abc}] \quad (2.61)$$

Aplicando agora a uma transformação $[T(\theta)]$, e adicionando a componente de sequência nula, tem-se a matriz 2.62.

$$[T_{dq0}(\theta_s)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\text{sen}(\theta_s) & -\text{sen}\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & -\text{sen}\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.62)$$

Considerando unitária a matriz 2.62, tem-se para a sua inversa a matriz 2.63.

$$[T_{dq0}(\theta_s)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & -\text{sen}(\theta_s) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & -\text{sen}\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) & -\text{sen}\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.63)$$

Observando a figura 2.13, e tendo em conta as expressões 2.58 e 2.59, as tensões u_d e u_q relativas ao referencial dq , em função das tensões u_α e u_β , são dadas pela equação matricial 2.64. As componentes u_d e u_q são respectivamente dadas por 2.65 e 2.66.

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \text{sen}(\theta_s) \\ -\text{sen}(\theta_s) & \cos(\theta_s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} \quad (2.64)$$

$$u_d = u_\alpha \cos(\theta_s) + u_\beta \text{sen}(\theta_s) \quad (2.65)$$

$$u_q = -u_\alpha \text{sen}(\theta_s) + u_\beta \cos(\theta_s) \quad (2.66)$$

Por outro lado, atendendo à expressão 2.60, as tensões u_α e u_β em função das tensões u_d e u_q são dadas pela equação matricial 2.67. As expressões 2.68 e 2.69 representam u_α e u_β em função de u_d e u_q .

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & -\text{sen}(\theta_s) \\ \text{sen}(\theta_s) & \cos(\theta_s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \quad (2.67)$$

$$u_\alpha = u_d \cos(\theta_s) - u_q \text{sen}(\theta_s) \quad (2.68)$$

$$u_\beta = u_d \text{sen}(\theta_s) + u_q \cos(\theta_s) \quad (2.69)$$

Procurando agora estabelecer uma equivalência entre referenciais $\alpha\beta$ e dq para a obtenção da equação do circuito trifásico equilibrado da Máquina Assíncrona, considera-se a representação de um dado vector genérico \bar{x}_{dq} no referencial dq em função das variáveis x_d e x_q :

$$\bar{x}_{dq} = x_d + jx_q \quad (2.70)$$

Recorrendo às equações 2.65 e 2.66, e tomando para a grandeza de tensão uma grandeza genérica x , tem-se 2.71. O vector \bar{x}_{dq} pode ser igualmente representado em termos das variáveis x_α e x_β :

$$\bar{x}_{dq} = x_d + jx_q = (x_\alpha + jx_\beta)(\cos(\theta_s) - jsen(\theta_s)) = (x_\alpha + jx_\beta)e^{-j\theta_s} = \bar{x}_{\alpha\beta} e^{-j\theta_s} \quad (2.71)$$

A equação 2.71 ilustra que o referencial dq encontra-se a rodar $\theta_s(t)$ em relação ao referencial $\alpha\beta$. Atendendo à referida equação, determina-se a relação entre \bar{x}_{dq} e $\bar{x}_{\alpha\beta}$, dada pela expressão 2.72. A equação do circuito trifásico equilibrado da máquina de indução pode ser representada através de vectores espaciais no referencial dq , 2.73.

$$\bar{x}_{\alpha\beta} = \bar{x}_{dq} e^{j\theta_s} \quad (2.72)$$

$$\bar{x}_{dq} e^{j\theta_s} = R_a \bar{i}_{dq} e^{j\theta_s} + \frac{d}{dt} \bar{\psi}_{dq} e^{j\theta_s} \quad (2.73)$$

2.3.3. Equações de Tensão no Estator e no Rotor. Pelas expressões desenvolvidas anteriormente, torna-se possível encontrar um modelo dinâmico para a máquina de indução. Sendo a derivada do fluxo em relação ao tempo dado por 2.74, 2.73 pode ser escrita igualmente na forma 2.75.

$$\frac{d}{dt} \bar{\psi}_{dq} e^{j\theta_s} = \frac{d}{dt} \bar{\psi}_{dq} e^{j\omega_s t} + j\omega_s \bar{\psi}_{dq} e^{j\omega_s t} \quad (2.74)$$

$$\bar{u}_{dq} e^{j\omega_s t} = R \bar{i}_{dq} e^{j\omega_s t} + \frac{d}{dt} \bar{\psi}_{dq} e^{j\omega_s t} + j\omega_s \bar{\psi}_{dq} e^{j\omega_s t} \quad (2.75)$$

Desenvolvendo a equação 2.75 em função das componentes do eixo directo d , 2.77, e do eixo de quadratura q , 2.78, têm-se quatro equações, duas referentes ao estator e duas referentes ao rotor.

$$u_d + ju_q = R i_d + jR i_q + \frac{d}{dt} (\psi_d + j\psi_q) + j\omega_s (\psi_d + j\psi_q) \quad (2.76)$$

$$u_d = R i_d + \frac{d}{dt} \psi_d - \omega_s \psi_q \quad (2.77)$$

$$u_q = R i_q + \frac{d}{dt} \psi_q + \omega_s \psi_d \quad (2.78)$$

Para o referencial dq a rodar à velocidade de sincronismo ω_s , as equações referentes ao estator são dadas por 2.79 e 2.80. No caso do rotor, este possui uma velocidade eléctrica de rotação ω_r diferente da velocidade de sincronismo ω_s , deslocando-se o referencial dq com uma velocidade $\omega_s - \omega_r$ relativamente ao rotor. As equações referentes ao rotor são dadas por 2.81 e 2.82.

$$u_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \psi_{ds} - \omega_s \psi_{qs} \quad (2.79)$$

$$u_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \psi_{qs} - \omega_s \psi_{ds} \quad (2.80)$$

$$u_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \psi_{dr} - (\omega_s - n_{pp} \omega_m) \psi_{qr} \quad (2.81)$$

$$u_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \psi_{qr} - (\omega_s - n_{pp} \omega_m) \psi_{dr} \quad (2.82)$$

As expressões de fluxo ligado encontram-se definidas seguidamente.

$$\psi_{ds} = l_s i_{ds} + M(i_{ds} + i_{dr}) \quad (2.83)$$

$$\psi_{dr} = l_r i_{dr} + M(i_{ds} + i_{dr}) \quad (2.84)$$

$$\psi_{dm} = M(i_{ds} + i_{dr}) \quad (2.85)$$

$$\psi_{qs} = l_s i_{qs} + M(i_{qs} + i_{qr}) \quad (2.86)$$

$$\psi_{qr} = l_r i_{qr} + M(i_{qs} + i_{qr}) \quad (2.87)$$

$$\psi_{qm} = M(i_{qs} + i_{qr}) \quad (2.88)$$

2.3.4. Equação do Binário Electromagnético. Considerando a expressão 2.18 referente à potência no entreferro P_g , a expressão 2.20 relativa à potência mecânica desenvolvida P_m , e a relação entre a velocidade mecânica e a velocidade do campo girante do estator, 2.28, a expressão de binário electromagnético 2.22 pode assumir a forma 2.89.

$$T_e = n_{pp} \frac{P_g}{\omega_s} \quad (2.89)$$

Desprezando as perdas magnéticas, expressão 2.17, a tensão e o fluxo de magnetização são dados por 2.90 e 2.91, respectivamente:

$$U_m = \omega_s \psi_m \quad (2.90)$$

$$\psi_m = M I_m \quad (2.91)$$

No referencial dq , o binário electromagnético em módulo é dado respectivamente por 2.92 e 2.93.

$$T_e = \frac{3}{2} n_{pp} (\psi_{dm} i_{qs} - \psi_{qm} i_{ds}) \quad (2.92)$$

$$T_e = \frac{3}{2} n_{pp} (\psi_{dm} i_{qr} - \psi_{qm} i_{dr}) \quad (2.93)$$

Atendendo às expressões 2.83 a 2.88, torna-se possível definir as expressões 2.94 e 2.95 respeitantes ao fluxo ligado no estator, e 2.96 e 2.97 respeitantes ao fluxo ligado no rotor.

$$\psi_{ds} = (l_s + M) i_{ds} + M i_{dr} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \quad (2.94)$$

$$\psi_{qs} = (l_s + M) i_{qs} + M i_{qr} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \quad (2.95)$$

$$\psi_{dr} = M i_{ds} + (l_r + M) i_{dr} = M i_{ds} + L_r i_{dr} \quad (2.96)$$

$$\psi_{qr} = M i_{qs} + (l_r + M) i_{qr} = M i_{qs} + L_r i_{qr} \quad (2.97)$$

Tomando como variáveis o fluxo ligado no rotor e a corrente no estator para o cálculo do binário electromagnético, e eliminando i_{dr} e i_{qr} nas equações 2.96 e 2.97 recorrendo respectivamente a 2.85 e 2.88, obtém-se as expressões 2.98 e 2.99 de fluxo ligado no rotor, no referencial d e q respectivamente:

$$\psi_{dr} = M i_{ds} + L_r \left(\frac{\psi_{dm}}{M} - i_{ds} \right) = \frac{L_r}{M} \psi_{dm} - l_r i_{ds} \quad (2.98)$$

$$\psi_{qr} = M i_{qs} + L_r \left(\frac{\psi_{qm}}{M} - i_{qs} \right) = \frac{L_r}{M} \psi_{qm} - l_r i_{qs} \quad (2.99)$$

Nas equações 2.100 e 2.101, respectivamente componente directa e quadratura do referencial dq , tem-se o fluxo de magnetização em função do fluxo ligado no rotor e da corrente no estator. Substituindo estas na expressão 2.92, torna-se possível definir a expressão 2.102. Sendo 2.103 a equação mecânica da máquina de indução, em que J é o momento de inércia, B é o coeficiente de atrito viscoso, e T_C é o binário de carga aplicado, e atendendo a 2.102, tem-se então equação da variação da velocidade em ordem ao tempo, 2.104.

$$\psi_{dm} = \frac{M}{L_r} (\psi_{dr} + l_r i_{ds}) \quad (2.100)$$

$$\psi_{qm} = \frac{M}{L_r} (\psi_{qr} + l_r i_{qs}) \quad (2.101)$$

$$T_e = \frac{3}{2} n_{pp} \frac{M}{L_r} (\psi_{dr} i_{qs} - \psi_{qr} i_{ds}) \quad (2.102)$$

$$T_e = J \frac{d\omega_m}{dt} + B \omega_m + T_C \quad (2.103)$$

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{3}{2} n_{pp} \frac{M}{J L_r} (\psi_{dr} i_{qs} - \psi_{qr} i_{ds}) - \frac{B}{J} \omega_m - \frac{1}{J} T_C \quad (2.104)$$

Na máquina de indução, as constantes de tempo eléctricas são menores que as constantes mecânicas, sendo a dinâmica eléctrica conseqüentemente mais rápida. Aquando de uma variação das condições de alimentação, a rapidez da dinâmica eléctrica traduz-se numa rápida variação do binário electromagnético desenvolvido, sendo mais lenta no entanto, a resposta de velocidade.

Atendendo à equação mecânica da máquina de indução, 2.103, verifica-se a dependência entre o binário electromagnético desenvolvido e a evolução da velocidade. Sendo o binário electromagnético e o binário de carga, assim como a velocidade, dependentes da variável tempo t , a referida equação pode tomar a forma 2.105.

$$T_e(t) = J \frac{d\omega_m(t)}{dt} + B\omega_m(t) + T_c(t) \quad (2.105)$$

O segundo termo corresponde ao binário de atrito que caracteriza especialmente o funcionamento em regime permanente.

Do ponto de vista dinâmico, o termo mais relevante é o primeiro que corresponde ao binário de aceleração, pelo que podemos simplificar a equação obtendo:

$$T_e(t) - T_c(t) = J \frac{d\omega_m(t)}{dt} \quad (2.106)$$

2.4. Comando por Variação Simultânea de Tensão e Frequência (V/f). Para que uma máquina de indução funcione terá sempre que existir escorregamento. A diminuição da velocidade faz com que o escorregamento vá aumentando, o que leva a um aumento do binário. Quando é colocada uma carga maior sobre o veio do motor, o ponto de funcionamento move-se para a esquerda sobre a curva de binário até que é atingido o binário de bloqueio, conforme se mostra na figura 2.14.

Os motores de indução são normalmente concebidos para funcionarem a uma tensão e frequência fixas. No entanto, se a frequência de entrada do motor é alterada, a velocidade síncrona do motor também muda em conformidade. A alteração da frequência tem o efeito de mover a curva de perfil do binário para a esquerda ou para a direita. Se a frequência de entrada do motor for alterada continuamente, será gerada uma família de curvas de perfis de binário, como é mostrado na figura 2.15.

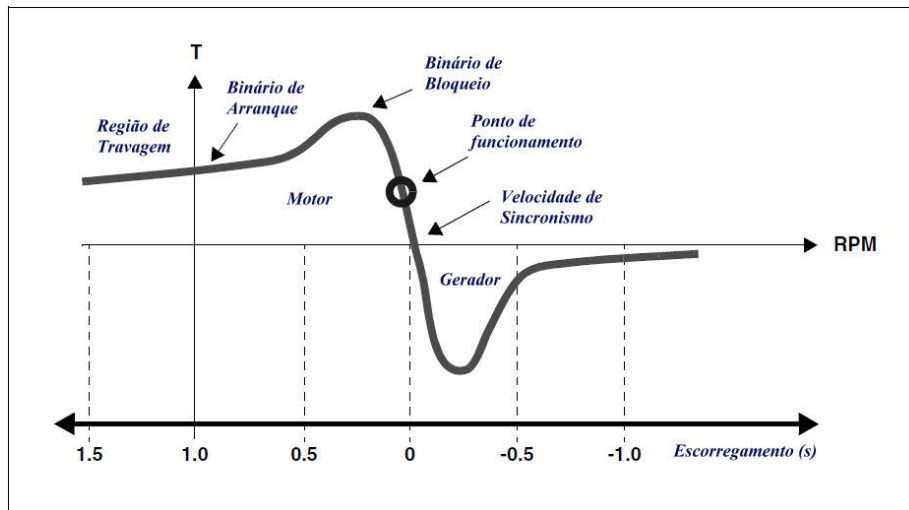


Figura 2.14 – Binário versus Escorregamento

Sendo o motor uma carga indutiva, a reactância do motor irá diminuir com a diminuição da frequência. Assim, se é feito um ajuste na frequência de alimentação, então a tensão também deve ser ajustada de forma proporcional. A relação entre a frequência e tensão para uma velocidade variável em motores assíncronos é denominada perfil V/f , ou *Volt/Hertz*, ou simplesmente controlo escalar.

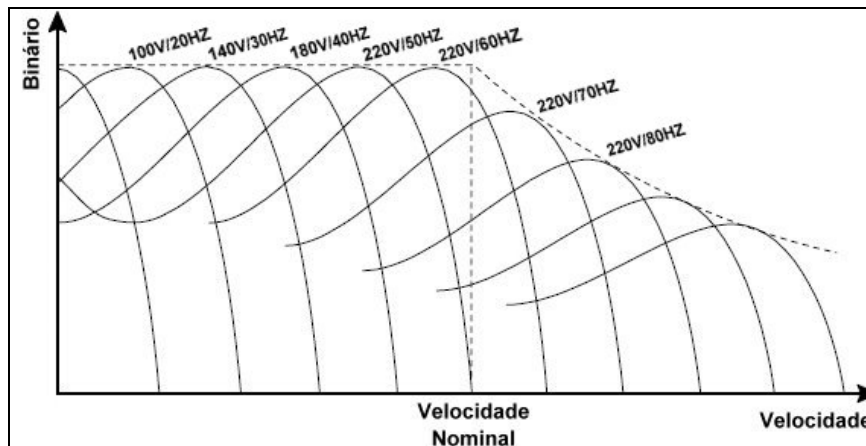


Figura nº 2.15 – Curvas características de binário num perfil V/f

A relação V/f necessária para um motor específico pode ser determinado a partir dos parâmetros de identificação do motor. Por exemplo, supondo que um motor determinado foi projectado para funcionar a 220 VAC, 50 Hz, se queremos que o motor trabalhe a metade da velocidade nominal, então deve ser usada metade da frequência nominal de entrada e uma tensão de entrada de 120 V.

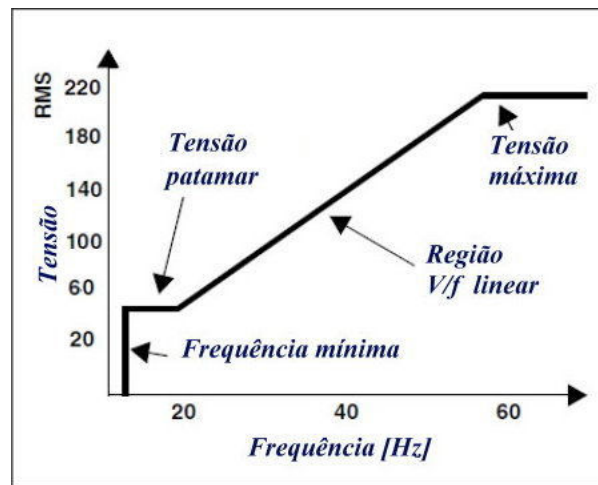


Figura nº 2.16 – Tensão em função da frequência num perfil V/f

Na figura 2.16 é apresentado um gráfico da tensão em função da frequência típico de um perfil V/f . Saliente-se a existência de dois patamares, que correspondem aos valores mínimo e máximo de tensão. Estes patamares constituem limitações ao método V/f por questões substancialmente diferentes. O valor mínimo é necessário para vencer o momento de inércia e o atrito viscoso. A utilização desta zona é também crítica pelo facto se encontrar numa zona de funcionamento do motor em que a autoremoção de calor é deficiente, limitando-se o seu uso para curtos períodos de tempo ou quando se disponha de uma refrigeração forçada (externa).

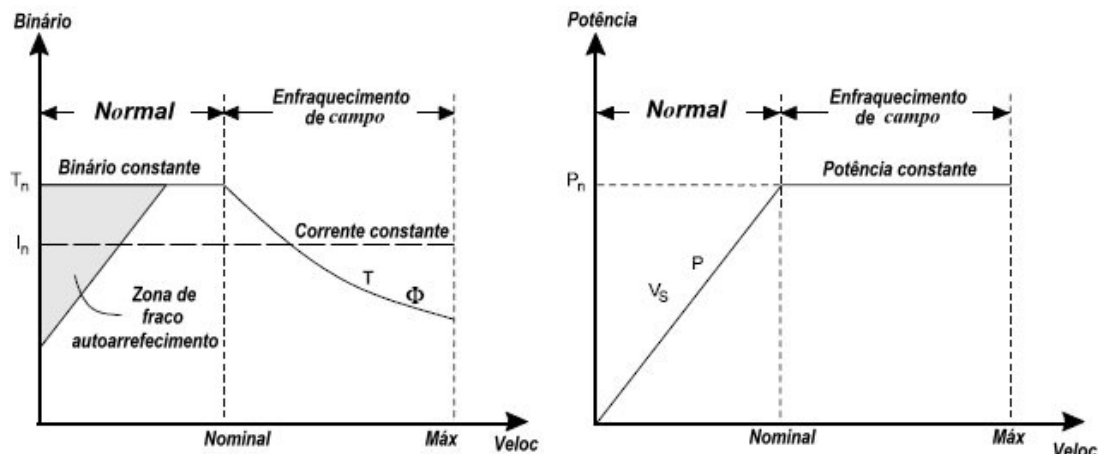


Figura nº 2.17 – Zonas de funcionamento num perfil V/f

O patamar superior corresponde à tensão máxima admitida pela máquina. Sendo forçoso manter a tensão, um aumento de frequência implica uma diminuição de fluxo, e consequentemente uma redução do binário disponível. As zonas de funcionamento atrás referidas estão representadas na figuras 2.17, na qual se destaca uma área sombreada onde a potência desenvolvida deve ser reduzida para evitar um sobreaquecimento que poderia danificar permanentemente o isolamento

eléctrico dos condutores. É ainda notória a redução proporcional no binário gerado na zona de enfraquecimento de fluxo a qual pode ser justificada pela expressão

$$\psi \propto \frac{U}{f} \quad (2.107)$$

O controlo escalar V/f é muito utilizado em motores de indução trifásicos de rotor do tipo gaiola de esquilo devido sua facilidade de implementação, confiabilidade e custo do sistema. Interessa conhecer bem o método pois todos os outros métodos têm em regime permanente comportamentos qualitativamente semelhantes a ele.

2.4.1. Método V/f , um comando em malha aberta. Atendendo ao circuito equivalente por fase do motor de indução, e desprezando a queda de tensão no ramo longitudinal de entrada e a resistência de magnetização, a corrente de magnetização I_m em módulo é dada pela expressão 2.108. Sendo o fluxo de magnetização dado pela expressão 2.109, e procedendo à substituição nesta da expressão 2.108, tem-se 2.110.

$$I_m = \frac{U_s}{X_m} = \frac{U_s}{\omega_s M} = \frac{U_s}{2\pi f M} \quad (2.108)$$

$$\psi_m = M I_m \quad (2.109)$$

$$\psi_m = M \frac{U_s}{2\pi f M} = \frac{1}{2\pi} \frac{U_s}{f} \quad (2.110)$$

Analisando a expressão 2.110, se U_s e f forem tais que o seu quociente seja constante e igual ao fluxo nominal, consegue-se assegurar um valor de fluxo praticamente constante, numa larga faixa de frequências abaixo da frequência nominal.

Na figura 2.18 representa-se o controlo de tensão e frequência em malha aberta. Este controlador é igualmente designado por variador de frequência.

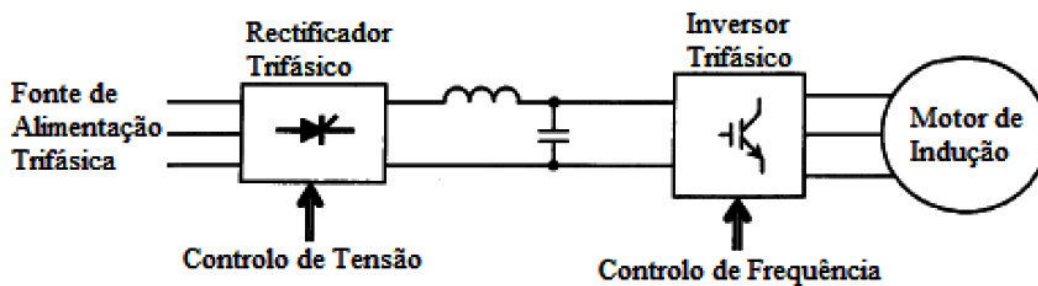


Figura 2.18 – Controlador de Tensão e Frequência, método V/f , em malha aberta [17]

No diagrama apresentado na figura 2.18 o controlo da tensão é efectuado de forma separada e ao nível da rectificação. Desta forma, a tensão ao nível do barramento DC do inversor de tensão é variável em função da frequência que se pretende aplicar à máquina. Uma solução alternativa é a aplicação de uma tensão DC constante ao nível do barramento sendo o controlo da tensão efectuado ao nível do sinal de controlo do inversor, nomeadamente na onda modulante, conforme será explicado no capítulo seguinte.

2.4.2. Regulação do escorregamento utilizando o comando V/f . No método de controlo V/f , as variações de binário de carga e da tensão de alimentação resultam em variações na velocidade de rotação do rotor.

Com o intuito de contornar este problema, ou eventualmente obter uma velocidade constante do motor pode proceder-se ao aperfeiçoamento do referido método, recorrendo à implementação do controlo de V/f num dispositivo em malha fechada com regulação de escorregamento, ilustrado na figura 2.19.

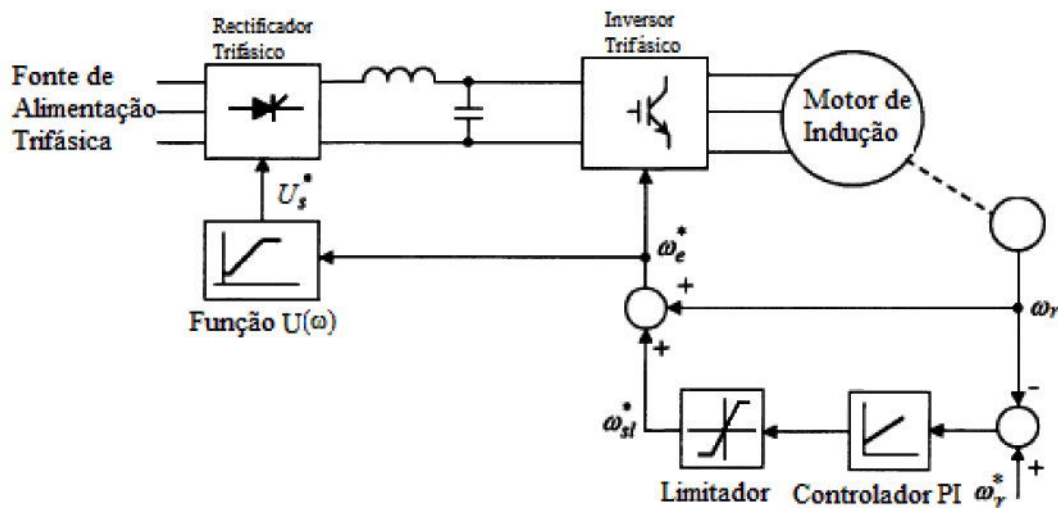


Figura 2.19 – Controlo V/f com regulação do escorregamento [17]

O erro entre a velocidade de rotação de referência e a lida pelo sensor, aplicado a um controlador PI e limitador, origina o sinal relativo à velocidade do campo girante do estator em relação à velocidade do rotor, ω_{sl} . Esta diferença somada à velocidade eléctrica de rotação do rotor, origina o sinal de frequência de comando ω_s , possibilitando o controlo de frequência pela utilização de um inversor. Pode igualmente ser realizado o controlo da tensão de comando através do rectificador, recorrendo à função característica $U(\omega)$ que incorpora compensação de tensão para baixas frequências [17].

Sendo o escorregamento proporcional ao binário desenvolvido, este método pode ser encarado como um controlo de binário em malha aberta no interior de uma malha de controlo de velocidade. O comportamento deste método de controlo, face aos efeitos de variação do binário de carga e tensão de alimentação encontram-se ilustrados na figura 2.20 e 2.21.

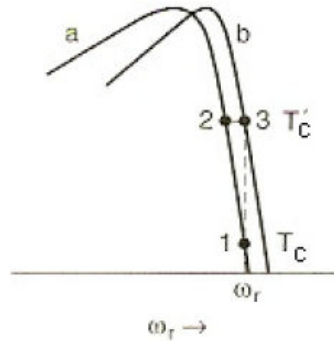


Figura 2.20 – Efeito das variações de binário de carga [6]

Considerando o ponto inicial 1 e o aumento do binário de carga de T_c e T'_c , a velocidade reduzir-se-á, correspondendo ao ponto 2 de operação. No entanto, a malha de controlo de velocidade efectua um aumento de frequência até alcançar novamente a velocidade inicial, ponto 3. Por outro lado e considerando novamente o ponto inicial 1 na curva a, a diminuição da tensão de alimentação implicará uma alteração para o ponto 2. A queda de velocidade actuará na malha de controlo de velocidade, aumentando a frequência de modo a alcançar a velocidade inicial verificada no ponto de operação 1 da curva c [6].

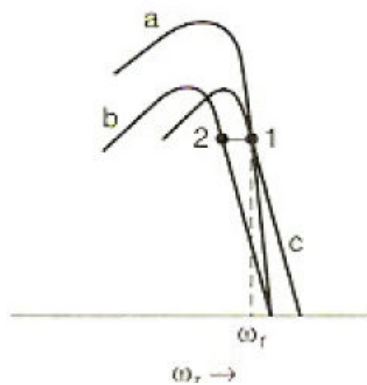


Figura 2.21 – Efeito das variações da tensão de alimentação[6]

Na figura 2.22 é apresentado um diagrama simplificado de uma variante ao esquema anterior, sendo que agora o controlo da tensão é efectuado ao nível do conversor, actuando sobre a amplitude do sinal modulante, e ainda é apresentado um controlador *PI* para uma maior eficiência no controlo. Este esquema não

necessita de sensores de corrente nem de tensão sendo por isso um sistema relativamente simples e económico [14] [15].

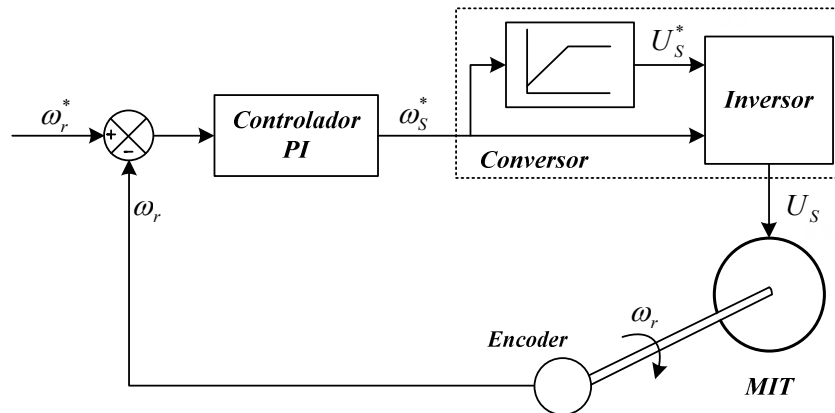


Figura 2.22 - Dispositivo em malha fechada para compensação do escorregamento utilizando o método V/f .

2.4.3. Influência da resistência do estator na característica V/f . O efeito da resistência faz-se sentir especialmente a baixas velocidades onde as quedas de tensão indutivas não são muito superiores às quedas de tensão resistivas, ou seja, para baixas frequências (velocidade reduzida), a queda de tensão na resistência do estator R_s deixa de ser desprezável face à indutância de magnetização ($\omega_s \rightarrow 0$, $R_s > \omega_s M$), implicando que a tensão disponível na indutância de magnetização seja inferior à tensão de alimentação U_s , reduzindo-se o fluxo e ocorrendo uma conseqüente diminuição do binário útil. Assim, para velocidades próximas de zero, a tensão não está na relação V/f . A introdução destes efeitos pode ser efectuada com correcções na função V/f . É aplicada uma tensão mais elevada de modo a compensar as quedas de tensão resistivas nas resistências do estator e a manter assim o fluxo num valor constante.

3. Accionamento do Motor

3.1. Conversores de Potência. As máquinas de indução foram desenvolvidas para trabalharem alimentadas com fontes de tensão sinusoidais. Quando se pretender alimentar estas máquinas de modo que a velocidade seja varável é necessário dispor de uma fonte de alimentação de amplitude e frequência variáveis. Estas são realizadas com montagens de componentes de electrónica de potência. Na figura 3.1 estão representados os tipos de conversão de energia eléctrica e os respectivos tipos de conversores.

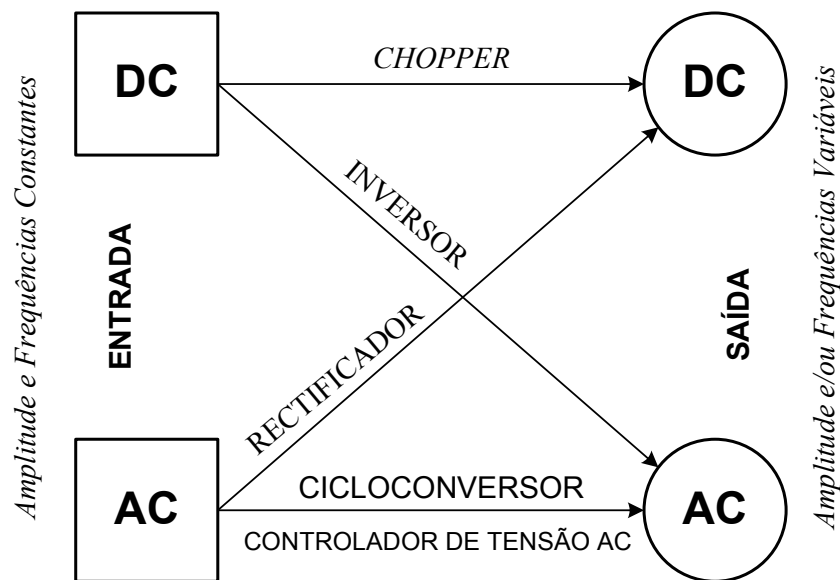


Figura 3.1 - Tipos de conversores de potência e formas de tensão associadas [1]

3.1.1. Conversores AC/AC. Os conversores AC/AC directos permitem a obtenção de grandezas eléctricas alternadas de frequência variável a partir de grandezas alternadas de frequência fixa. Os dispositivos que permitem este tipo de conversão são os Controladores de Tensão, Cicloconversores ou os Conversores de Matriz.

Com o controlador de tensão típico, como o apresentado na figura 3.2, é possível controlar o valor eficaz da tensão através do controlo do ângulo de disparo dos semicondutores. Embora seja possível a implementação de controladores de tensão

AC com variação de frequência, nomeadamente com o recurso a sinais PWM, a sua principal vocação é o controle da tensão ao nível da amplitude.

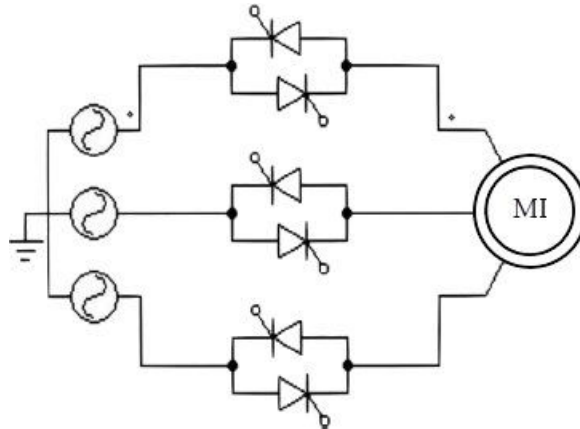


Figura 3.2 – Controlador de tensão AC trifásico básico

O cicloconversor permite regular a frequência de modo contínuo a partir de zero resolvendo assim vários problemas simultaneamente, como por exemplo, o arranque com binários elevados de carga. Este problema é resolvido utilizando uma variação de frequência progressiva, necessitando para isso de uma solicitação mínima da rede.

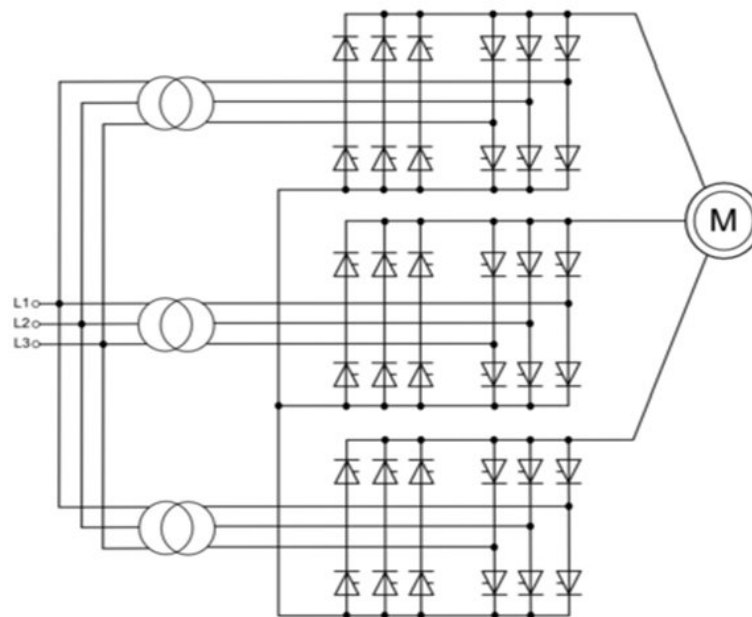


Figura 3.3 – Cicloconversor com 3 transformadores trifásicos

O cicloconversor trifásico é constituído por 3 pontes de rectificação reversíveis ligadas em estrela. Estas pontes de rectificação são alimentadas por 3 transformadores trifásicos como mostra figura 3.3 ou por um transformador trifásico com 3 enrolamentos secundários trifásicos. Nesta segunda solução o

dimensionamento do transformador deverá ser feito de modo que a maior parte da reactância de dispersão deste seja associada ao secundário para evitar problemas de comutação no cicloconversor [13].

Podem obter-se frequências na gama de zero a 50% da frequência de entrada de modo que a velocidade máxima de rotação é apenas metade da velocidade possível quando a máquina se encontrar ligada à rede eléctrica. Por outro lado, para se obter um rendimento razoável a frequência de saída não deverá ultrapassar um terço da frequência à entrada [13]. Os cicloconversores têm ainda a desvantagem de utilizarem um número elevado de tiristores cujo controlo é relativamente complexo.

A sua principal aplicação quando alimentados pela rede industrial é a alientação a frequência variável de motores síncronos e assíncronos utilizados em accionamentos de baixa rotação e grande potência. São também utilizados na alimentação de motores assíncronos de tracção nas locomotivas diesel-eléctricas equipadas com alternador de 400 Hz [13].

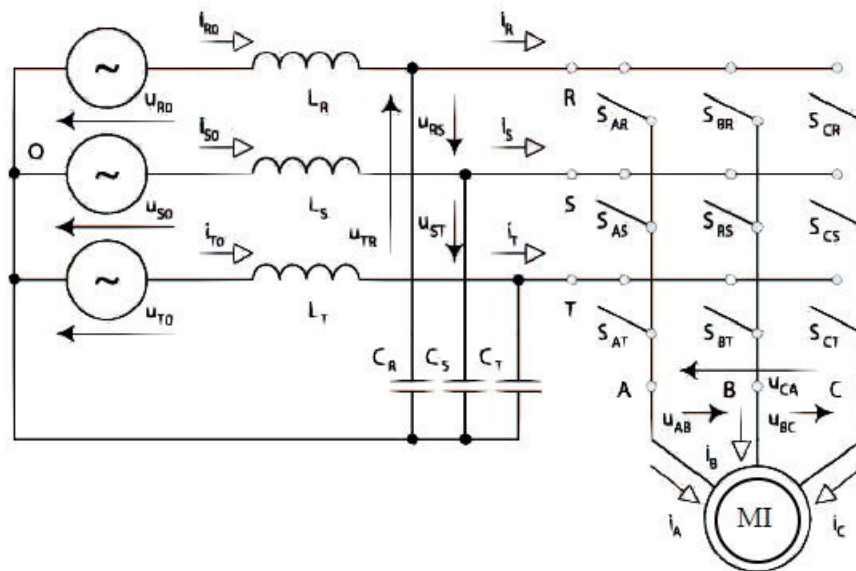


Figura 3.4 – Circuito básico de um conversor matricial para uma máquina de indução [18]

Os conversores de matriz, cujo circuito básico consta da figura 3.4, são uma boa solução para o problema da conversão de AC-AC com variação da frequência, oferecendo quase todas as características exigidas por um conversor de frequência estático ideal [18]. Eles possuem muitas vantagens em relação aos inversores de tensão ou corrente convencionais. Um conversor de matriz não exige componentes de armazenamento de energia como condensadores volumosos ou uma indutância no barramento DC. Eles permitem um fluxo de potência bidirecional entre a fonte de

alimentação e a carga. A maioria das estratégias de modulação contemporâneas são capazes de proporcionar formas de onda praticamente sinusoidal de entrada e de saída com reduzidas harmônicas de correntes de ordem baixa, sendo ainda possível controlar o factor de potência de entrada.

Como se pode verificar pela apresentação resumida dos conversores directos AC-AC, a sua vocação aponta apenas para um das grandezas associadas a tensão, um pela variação da sua amplitude outros pela variação da frequência. A complexidade do seu comando pode também ser um aspecto a salientar.

3.1.2. Inversores. Actualmente, a variação de frequência essencialmente é feita com recurso a um circuito intermédio que pode ser de corrente contínua ou de tensão contínua, tomando a designação de inversores de corrente ou de tensão, respectivamente.

O inversor de tensão, também designado por ondulator de tensão, em princípio, fornece uma aproximação da forma de onda apresentada pela rede, sendo o seu funcionamento apresentado em detalhe no ponto seguinte.

Como o nome indica, o inversor de corrente é alimentado por uma fonte de corrente contínua constante podendo ser ajustável. Embora uma fonte de corrente contínua ideal não passe de um conceito, este pode ser razoavelmente aproximado por um rectificador controlado em corrente ou de um “Chopper” com regulação de corrente e uma bobina colocada do lado DC.

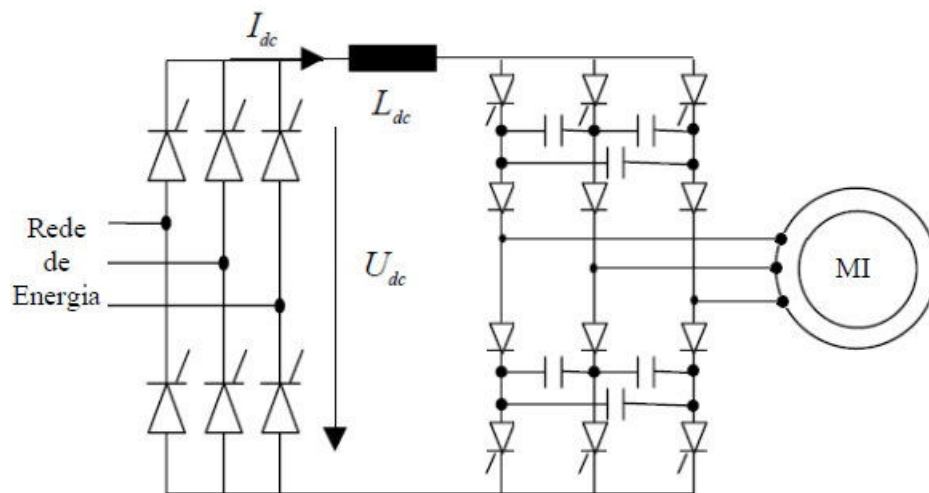


Figura 3.5 – Conversor Conversor AC-DC-AC com circuito intermédio em corrente [34]

A figura 3.5 mostra o seu circuito base. O rectificador controlado em corrente mantém a corrente I_{dc} constante. No lado do motor, a corrente é conduzida

sequencialmente entre uma das fases da máquina pela metade superior do inversor e retorna ao circuito de corrente contínua por outra fase sendo conduzida pela metade inferior do conversor. O inversor do lado da máquina garante uma comutação sequencial.

Como a máquina de indução absorve sempre potência reactiva, o conversor de corrente terá de ter a capacidade de comutar de forma forçada. Para isso utilizam-se dispositivos com corte comandado ou a montagem representada na figura 3.5 onde a comutação é realizada pelos circuitos auxiliares compostos pelos díodos e condensadores.

Quando se utilizam dispositivos com corte comandado utilizam-se condensadores do lado da máquina que permitem uma comutação sem picos de tensão. Um dos inconvenientes desta montagem é a possibilidade de ocorrência de fenómenos de ressonância entre estes condensadores e a máquina.

Os dispositivos de corte utilizados (nas duas montagens) terão de ser capazes de suportar tensões inversas, embora não necessitem do diodo em anti-paralelo usado no inversor de tensão.

Uma vez que a corrente é constante, em regime permanente e em valor médio, a queda de tensão na bobina reduz-se à sua queda de tensão resistiva. A oscilação da tensão rectificadora vai dividir-se pela bobina e pela máquina na proporção das suas indutâncias.

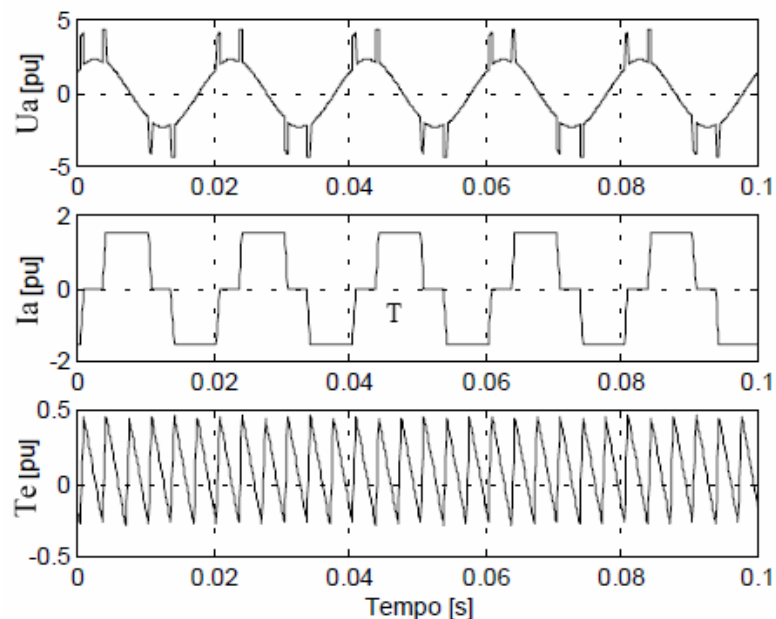


Figura 3.6 – Formas de onda da máquina de indução alimentada com inversor de corrente [34]

Como o rectificador se encontra regulado, a corrente I_{dc} é imposta no circuito intermédio a corrente contínua. A tensão no circuito DC é imposta pela máquina pois o inversor impõe-lhe a corrente. A figura 3.6 apresenta a forma de onda da tensão, da corrente, e do binário na máquina eléctrica quando alimentada com inversor de corrente. Como se pode verificar o binário apresenta uma taxa de variação bastante razoável, o que representa uma desvantagem face ao inversor de tensão.

O desenvolvimento dos sistemas de velocidade variável que se tem verificado nos últimos anos está associado ao desenvolvimento dos semicondutores de potência bem como ao desenvolvimento de novas tecnologias de comando e controlo, em especial no que respeita a microcontroladores e respectivos periféricos. O tipo de conversor electrónico que se deverá utilizar num accionamento electromecânico depende da máquina eléctrica que se está a utilizar, do tipo de fonte de energia disponível e das performances desejadas. Dados os objectivos propostos no presente trabalho, o conversor que mais se adequa é o inversor de tensão pois o controlo pretendido é ao nível na tensão nomeadamente a sua amplitude e frequência. Nesse contexto, seguidamente será feito um estudo mais alargado desse conversor.

3.2. Ondulador de Tensão. O modelo do ondulador trifásico de tensão pode ser representado de uma forma genérica pelo seguinte bloco:



O seu esquema básico encontra-se representado na figura 3.7. A máquina de indução (*MI*) é alimentada com um ondulador de tensão que tem a estrutura que se representa na figura. Este ondulador gera formas de onda de tensão alternadas a partir de uma fonte de tensão contínua estabilizada.

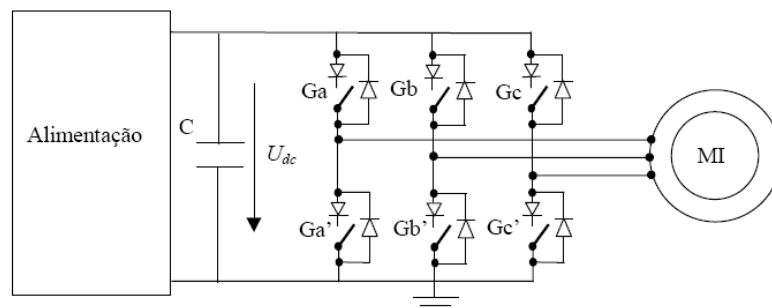


Figura 3.7- Esquema básico do ondulador de tensão[34]

A entrada em tensão DC pode ser ainda ser obtida a partir de uma rectificação de uma tensão alternada, ficando o sistema com a seguinte representação



Figura 3.8 - Diagrama de um conversor AC-DC-AC com circuito intermédio em tensão.

O bloco AC/DC pode ser construído por um simples rectificador não comandado, já o bloco DC/AC é constituído essencialmente por duas componentes: circuito de potência e circuito de comando.

A alimentação do barramento DC também pode ser realizada com um outro conversor de tensão, a funcionar como rectificador controlado, figura 3.9, ligado à rede que faz a conversão AC/DC. Este conversor, funcionando com técnicas de modulação de largura de impulsos e controlado apropriadamente permite o controlo das potência activa e reactiva sob condições de corrente quase sinusoidal.

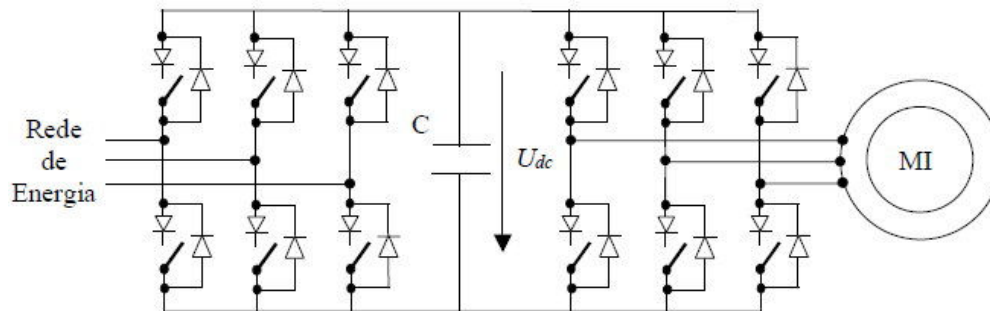


Figura 3.9 - Conversor AC-DC-AC com circuito intermédio em tensão[34]

3.2.1. Modelização do Ondulador de Tensão. Como se pode ver na figura 3.10, o circuito de potência é constituído por uma fonte de tensão U_{dc} e três braços compostos por seis dispositivos semicondutores: Q_1 , Q_2 , Q_3 , Q_4 , Q_5 e Q_6 .

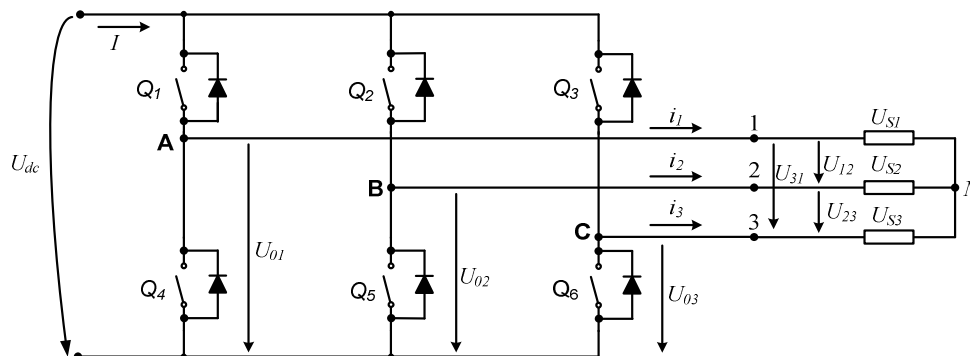


Figura 3.10 – Circuito de potência do ondulador de tensão trifásico em ponte

Os pares Q_1, Q_4 (1º Braço), Q_2, Q_5 (2º Braço), Q_3, Q_6 (3º Braço) do ondulador são comandados independentemente, de modo a operar ciclicamente desfasados de 1/3 de período, ou seja de 120° .

São representados por f_1, f_2, f_3 as funções de comando para cada braço do ondulador que, atendendo ao seu estado lógico “0” ou “1”, colocam respectivamente ao corte ou à condução o dispositivo de comutação superior. O dispositivo de comutação inferior tem uma lógica de funcionamento complementar.

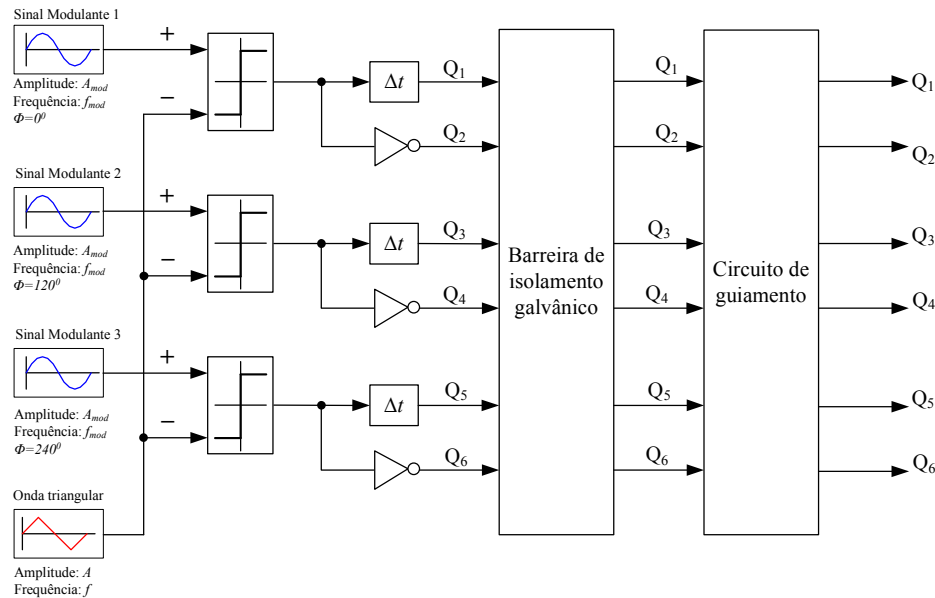


Figura 3.11 – Esquema de blocos do comando triângulo-sinusoidal.

O circuito de comando é responsável pela criação dos sinais que irão comandar os dispositivos condutores.

Os sinais de comando são do tipo modulação triângulo-sinusoidal e a sua implementação tem por base a técnica representados através do diagrama apresentado na figura 3.11. Destaque-se a criação dos sinais complementares, sendo que os mesmos são desfasados no tempo (Δt), para evitar situações de curto circuito.

Assim, a criação dos sinais de comando tem os seguintes pressupostos:

- Ondas sinusoidais: amplitude constante A , frequência constante f e desfasadas 120° ;
- Os pares Q_1, Q_4 , Q_2, Q_5 , Q_3, Q_6 , dos braços 1, 2 e 3 do ondulador são comandados independentemente.

- Em cada instante os pares de interruptores Q_1 e Q_4 , Q_2 e Q_5 , e Q_3 e Q_6 não podem ser colocadas simultaneamente à condução para não provocar um curto-circuito;
- A barreira de isolamento galvânico e o circuito de guiamento não alteram o estado lógico das funções de comando.

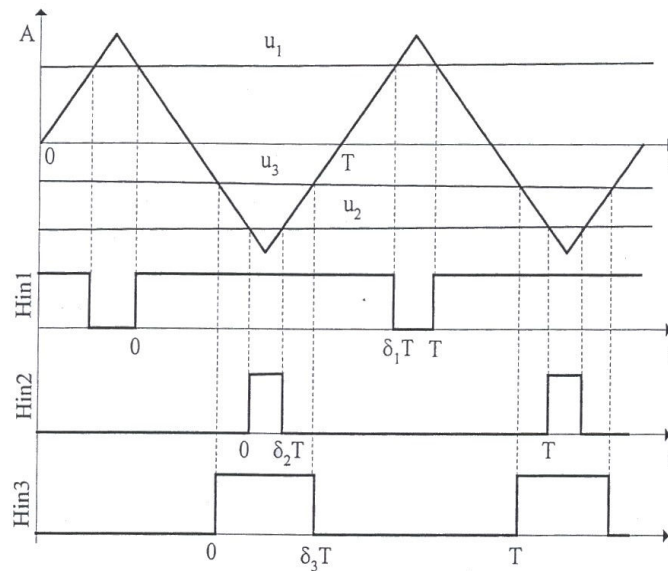


Figura 3.12 – Onda triangular, tensões de comando e sinais de comando para dispositivos semicondutores [33]

Na figura 3.12 são mostrados os sinais utilizados na geração dos sinais de comando: Onda portadora triangular, tensões de comando u_1 , u_2 e u_3 e os sinais resultantes da operação de modulação ($H_{in1,2,3}$), um por cada braço, que irão comandar os semicondutores. Estes sinais terão os seus complementares ($L_{in1,2,3}$). Pela análise da figura é possível obter para cada braço as relações das razões cíclicas δ_1 , δ_2 , δ_3 em função da tensão de comando (modulantes) e a amplitude da onda triangular:

$$\delta_1 = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{u_1}{A} \right) \quad \delta_2 = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{u_2}{A} \right) \quad \delta_3 = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{u_3}{A} \right) \quad (3.1) \quad (3.2) \quad (3.3)$$

As tensões em cada um dos braços do ondulator em função dos sinais de comando (f_1, f_2, f_3) são a seguir representadas.

$$\begin{cases} U_{01} = U_{dc} \cdot f_1 \\ U_{02} = U_{dc} \cdot f_2 \\ U_{03} = U_{dc} \cdot f_3 \end{cases} \text{ com } f_1, f_2, f_3 \in [0,1] \quad (3.4)$$

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

$$\begin{cases} U_{12} = U_{01} - U_{02} \\ U_{23} = U_{02} - U_{03} \\ U_{31} = U_{03} - U_{01} \end{cases} \quad (3.5) \quad \text{Substituindo, vem :} \quad \begin{cases} U_{12} = U_{dc} \cdot (f_1 - f_2) \\ U_{23} = U_{dc} \cdot (f_2 - f_3) \\ U_{31} = U_{dc} \cdot (f_3 - f_1) \end{cases} \quad (3.6)$$

As tensões U_{S1} , U_{S2} e U_{S3} , decorrem do comando simétrico simples de cada grupo.

As tensões compostas relacionam-se com as tensões simples por:

$$\begin{cases} U_{12} = U_{S1} - U_{S2} \\ U_{23} = U_{S2} - U_{S3} \\ U_{31} = U_{S3} - U_{S1} \end{cases} \quad (3.7)$$

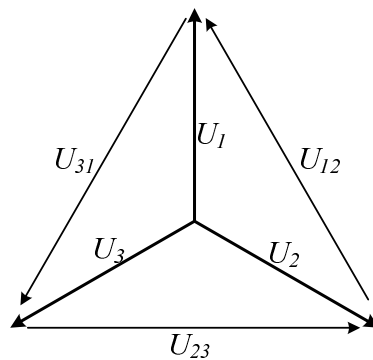


Figura nº 3.13 – Representação das tensões compostas

Donde, as tensões U_{S1} , U_{S2} e U_{S3} , na carga podem ser obtidas por:

$$\begin{cases} U_{S1} + U_{S2} + U_{S3} = 0 \\ U_{12} = U_{S1} - U_{S2} \\ U_{23} = U_{S2} - U_{S3} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} U_{S3} = -U_{S1} - U_{S2} \\ U_{S1} = U_{12} + U_{23} + U_{S3} \\ U_{S2} = U_{23} + U_{S3} \end{cases}$$

$$\Rightarrow \begin{cases} - \\ U_{S1} = U_{12} + U_{23} - U_{S1} - U_{S2} \\ U_{S2} = U_{23} - U_{S1} - U_{S2} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} - \\ 2U_{S1} = U_{12} + U_{23} - U_{S2} \\ U_{S2} = \frac{1}{2} \cdot (U_{23} - U_{S1}) \end{cases}$$

Resolvendo $\begin{cases} 2U_{S1} = U_{12} + U_{23} - U_{S2} \\ U_{S2} = \frac{1}{2} \cdot (U_{23} - U_{S1}) \end{cases}$

em ordem a U_{S1} , obtem-se, $U_{S1} = \frac{2}{3} \cdot U_{12} + \frac{1}{3} \cdot U_{23}$

Com a expressão $U_{S2} = U_{23} - U_{S1} - U_{S2}$, substituindo U_{S1} , obtido anteriormente, resulta:

$$U_{S2} = \frac{2}{3} U_{23} + \frac{1}{3} U_{31}$$

Finalmente com a expressão $U_{S3} = -U_{S1} - U_{S2}$ e com as expressões de U_{S1} e U_{S2} atrás determinadas obtem-se:

$$U_{S3} = \frac{2}{3}U_{31} + \frac{1}{3}U_{12}$$

Assim sendo:

$$\begin{cases} U_{S1} = \frac{2}{3}U_{12} + \frac{1}{3}U_{23} \\ U_{S2} = \frac{2}{3}U_{23} + \frac{1}{3}U_{31} \\ U_{S3} = \frac{2}{3}U_{31} + \frac{1}{3}U_{12} \end{cases} \quad (3.8)$$

Substituindo 3 no sistema de equações atrás obtido, resultam as seguintes expressões:

$$\begin{cases} U_{S1} = U \cdot \left(\frac{2}{3}f_1 - \frac{1}{3}f_2 - \frac{1}{3}f_3 \right) \\ U_{S2} = U \cdot \left(-\frac{1}{3}f_1 + \frac{2}{3}f_2 - \frac{1}{3}f_3 \right) \\ U_{S3} = U \cdot \left(-\frac{1}{3}f_1 - \frac{1}{3}f_2 + \frac{2}{3}f_3 \right) \end{cases} \quad (3.9)$$

O sistema seguinte na forma matricial fica com a seguinte configuração:

$$\begin{bmatrix} U_{S1} \\ U_{S2} \\ U_{S3} \end{bmatrix} = \frac{1}{3}U \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

3.2.2. O sinal PWM e o Accionamento do Motor. Depois de efectuada uma abordagem matemática, podemos, em forma de resumo, dizer que o ondulator de tensão é um circuito inversor que tem como função converter a tensão contínua do barramento DC em tensão alternada a qual irá alimentar o motor.

Se colocarmos uma sonda na ligação de uma das três fases, veremos um sinal PWM com uma amplitude aproximadamente igual à tensão do barramento DC. Dado que os enrolamentos do motor são indutivos, a tensão de entrada será integrada para produzir uma corrente no motor que é proporcional à razão cíclica de sinal PWM. Sendo o sinal PWM modulado ao nível do microcontrolador, à saída do inversor podem ser geradas correntes AC cuja forma de onda está directamente relacionada com a onda modulante utilizada.

Seja qual for a topologia do circuito inversor usado, pode pensar-se em cada par complementar de transístores ligado ao barramento DC como sendo uma entidade única, controlada por um gerador de PWM único. Cada par complementar de

transístores está ligado a um enrolamento de fase do motor. Uma razão cíclica de 50% PWM é usada como valor nulo de referência. Se todos os ciclos de PWM têm uma razão cíclica de 50%, então todas as fases terão aplicada a mesma tensão média e não haverá fluxo de corrente no motor. Se a razão cíclica do sinal PWM gerado for superior a 50%, então será gerada uma corrente positiva no enrolamento. Se a razão cíclica for inferior a 50%, então será gerada uma corrente negativa no enrolamento. O sinal PWM é assim utilizado como um conversor digital para analógico de modo a produzir correntes do motor.

3.3. Tempo de Transição de Frequência. O método escalar V/f para controlo do motor é uma técnica de regime permanente, sem que haja uma grande preocupação relativamente aos tempos de resposta da máquina. Esta máquina tem uma resposta relativamente lenta, sendo importante evitar os valores excessivos de corrente quando estão em causa variações de frequência. Assim de seguida vai ser apresentado o método utilizado para suavisar as alterações na frequência de alimentação da máquina. Foi considerada apenas a região de binário constante, ou seja, a zona activa do perfil V/f , segundo o diagrama apresentado na figura 3.14.

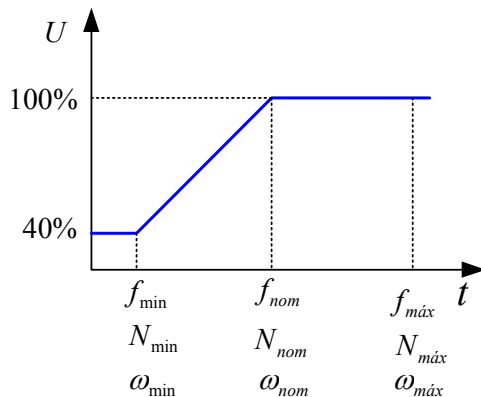


Figura 3.14 - Perfil V/f simplificado

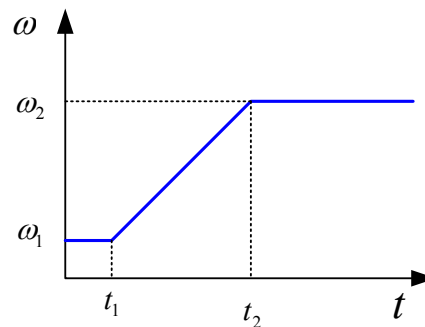


Figura 3.15 - Variação da velocidade em função do tempo

O binário motor é dado pela expressão:

$$T_m = J_t \frac{d\omega}{dt} + K_D \omega + T_r \quad (3.11)$$

Admitindo que o binário resistente é nulo e que o binário de atrito é desprezável, resultará:

$$T_m = J \frac{d\omega}{dt} \quad (3.12)$$

donde,

$$dt = \frac{J}{T_m} d\omega \rightarrow \int_{t_1}^{t_2} dt = \frac{J}{(T_m)_{nominal}} \int_{\omega_1}^{\omega_2} d\omega$$

$$\Delta t_{minimo} = t_2 - t_1 = \frac{J}{(T_m)_{nominal}} (\omega_2 - \omega_1) \quad (3.13)$$

Considerando o momento de inércia da máquina J e o seu binário nominal T_n , e admitindo que a máquina está parada e vai atingir a sua velocidade nominal ω_n , necessita de um tempo determinado Δt_n , para a atingir:

$$\Delta t_n = \frac{J}{(T_m)_{nominal}} \omega_2$$

Este é o tempo mínimo necessário para levar a velocidade da máquina de 0 rad/s a ω_n .

Tratando-se de uma variação de velocidade de: $\Delta\omega = \omega_{ref} - \omega_{actual}$, o tempo necessário será dado por:

$$(\Delta t_n)_{\Delta\omega} = \frac{J}{(T_m)_{nominal}} \Delta\omega = \frac{\Delta t_{minimo}}{\omega_2} \Delta\omega \quad (3.14)$$

$$(\Delta t_n)_{\Delta\omega} = \Delta t_{minimo} \frac{\Delta\omega}{\omega_2} = \Delta t_{minimo} \frac{\omega_{ref} - \omega_{actual}}{\omega_2} \quad (3.15)$$

Sabendo que $\omega = 2\pi f$, podemos fazer uma aproximação de forma a utilizar a frequência de alimentação, sendo a expressão apresentada na forma:

$$(\Delta t_n)_{\Delta f} = \Delta t_{minimo} \frac{f_{ref} - f_{actual}}{f_2} \quad (3.16)$$

consequentemente, o tempo de transição entre a frequência actual f_{actual} e a frequência de referência f_{ref} terá que ser sempre superior a este. O valor a utilizar deverá ter em conta os valores desprezados no início, como o atrito da própria máquina, no entanto, o factor mais importante será o binário da carga que irá ser aplicada ao veio do motor.

3.4. Cálculo da Velocidade Angular. Para que seja possível aferir do desempenho do sistema em termos de controlo em velocidade e em especial efectuar o controlo em malha fechada é necessário obter informação fidedigna da velocidade de rotação do motor, em tempo real. Existem vários métodos para

obtenção dessa informação. No presente trabalho, optou-se por determinar a velocidade de rotação a partir da informação fornecida pelo transdutor incremental de posição, solução esta que se torna desejável também por razões de ordem económica. Desenvolveu-se assim um taquímetro digital, recorrendo às potencialidades do microcontrolador, com o qual se procurou obter uma precisão e um tempo de resposta aceitáveis.

O cálculo da velocidade pode ser efectuado por dois métodos principais: método da contagem dos impulsos durante um determinado intervalo de tempo e método da medição de tempo entre impulsos. De seguida são apresentados esses dois métodos possíveis para o cálculo de velocidade angular e ainda um terceiro com o qual se pretende utilizar as vantagens dos anteriores.

3.4.1. Método da contagem de impulsos. Um dos métodos mais divulgados para realizar um taquímetro digital corresponde a fixar um determinado intervalo de tempo (T_e), durante o qual se contam os impulsos recebidos (C_m). A velocidade virá então dada pela equação (3.17), onde $2\pi/m$ é o ângulo entre dois impulsos consecutivos.

$$\omega = \frac{2\pi}{m} \cdot \frac{C_m}{T_e} \quad (3.17)$$

Este método encontra-se normalmente limitado a aplicações onde não sejam requeridas respostas rápidas, dado a contagem de ± 1 impulso implicar um erro de cálculo que é inversamente proporcional ao intervalo de contagem e ao número de dentes da roda.

É de salientar que para baixas velocidades de rotação, a contagem de mais ou menos um impulso corresponde a um erro relativo elevado, pelo que este método não é aconselhado nestas zonas de funcionamento.

3.4.2. Método da contagem de tempo entre impulsos. Um método alternativo ao anteriormente apresentado consiste na contagem de períodos, T_b , de um oscilador de frequência elevada, f_s , entre dois impulsos consecutivos da roda dentada. A velocidade virá agora dada pela equação (3.18), onde C_b é o número de períodos contados do oscilador de frequência f_s .

$$\omega = \frac{2\pi}{m} \cdot \frac{1}{C_b T_b} \quad (3.18)$$

Ao contrário do método anterior, que apresentava um tempo de resposta constante e um erro relativo inversamente proporcional à velocidade de rotação, este segundo método conduz a um tempo de resposta que depende da velocidade angular, sendo inversamente proporcional ao valor desta variável.

Devido a esta característica, o método da contagem de tempo entre impulsos apresenta-se mais desfavorável quando as velocidades são elevadas (intervalos de contagem mais curtos), apresentando um erro relativo proporcional à velocidade de rotação. De notar que a escolha do número de dentes da roda dentada (m) é muito importante, provocando uma diminuição do tempo de resposta associada a este método, com conseqüente aumento de erro.

3.4.3. Método combinado — tempo de resposta constante. Os métodos anteriormente analisados são complementares, sendo o primeiro mais favorável nas velocidades elevadas e o segundo quando esta variável assume valores reduzidos. Como o objectivo é obter informação sobre a evolução temporal da velocidade de rotação do veio da máquina, com erros reduzidos e respostas dinâmicas rápidas, pode efectuar-se uma combinação dos dois métodos anteriormente descritos.

Assim, é realizada a contagem de períodos (T_b) do relógio de frequência elevada, não apenas entre dois impulsos da roda dentada mas sim entre C_m impulsos, de forma a manter um tempo de resposta aproximadamente constante. O cálculo do valor de C_m , mais adequado para cada velocidade de rotação, pode ser determinado a partir da equação (3.17), sendo dado por (3.19).

$$C_m = INT\left(\frac{m \omega T_e}{2\pi}\right) \quad (3.19)$$

Na função anterior $INT(\alpha)$ representa a parte inteira de α . Através deste cálculo garante-se um tempo de resposta do taquímetro compreendido entre $T_e/2$ e T_e , para velocidades superiores a um determinado valor mínimo, vindo aproximadamente igual a T_e para velocidades elevadas. O cálculo da velocidade angular da máquina vem assim dado pela equação (3.20).

$$\omega = \frac{2\pi}{m} \cdot \frac{C_m}{C_b T_b} \quad (3.10)$$

Os erros absoluto ($\Delta\omega$) e relativo ($\Delta\omega/\omega$) serão máximos quando o tempo de contagem vale $T_e/2$, sendo expressos respectivamente pelas equações (3.5) e (3.6).

$$\Delta\omega = \omega \frac{2T_b}{T_e} \quad (3.21)$$

$$\frac{\Delta\omega}{\omega} = \frac{2T_b}{T_e} = C^{te} \quad (3.22)$$

Nas expressões anteriores foi considerado um erro correspondente à contagem de ± 1 impulso C_b , na hipótese de se verificar um tempo de contagem T_e muito superior ao período, T_b , do oscilador de frequência elevada.

O método obtido através da combinação das duas primeiras técnicas será à partida o que conduz a melhores desempenhos, apresentando um erro relativo e um tempo de resposta aproximadamente constantes, em quase todo o domínio de funcionamento.

4. Microcontroladores

4.1. Sistemas Embebidos. O termo projecto de sistemas incorporados, embebidos ou embutidos abrange uma gama muito ampla de projectos de microprocessadores e não se resumem a um simples Microcontrolador. O traço comum aos projectos de sistemas embebidos é uma compreensão da interacção que os diferentes componentes do sistema têm uns com os outros. É importante entender como funciona o *hardware* e as limitações que a utilização de um determinado periférico pode ter sobre o resto do sistema. É essencial saber como desenvolver o *software* para esses sistemas e os efeitos que os projectos de *hardware* podem ter sobre o *software* e vice-versa.

Um sistema embebido é um sistema com microprocessador que é criado para controlar uma função ou conjunto de funções e não é projectado para ser programado pelo utilizador final, da mesma forma que é um *PC* [9]. Um utilizador pode fazer escolhas sobre a funcionalidade, mas não pode alterar a funcionalidade do sistema, pela adição/substituição de *software*. Um sistema embebido é projectado para executar uma determinada tarefa, embora com escolhas e opções diferentes. O último ponto é importante porque se diferencia do mundo do *PC*, onde o utilizador final pode reprogramá-lo sempre que um pacote de *software* diferente é comprado e executado. No entanto, os *PCs* têm fornecido uma fonte facilmente acessível de *hardware* e *software* para sistemas embebidos, não sendo surpresa que eles formam a base de muitos sistemas embebidos. Actualmente a necessidade de controlar o mundo físico é tão grande que levou ao uso generalizado de microprocessadores e consequentemente dos sistemas embebidos.

Diferentes filosofias de arquitecturas foram utilizadas na sua concepção e criação de processadores. A arquitectura de processadores varia desde microcontroladores de 8 bits a processadores CISC e RISC e termina com os processadores de sinal digital onde se inclui a família de processadores ARM (*Advanced RISC Machine*).

A maioria das pessoas usa os microcontroladores indirectamente em objectos comuns e aparelhos sem o perceber. Sem o microprocessador, estes produtos não seriam tão sofisticados ou baratos como são hoje. A incorporação de microprocessadores em equipamentos e aparelhos de consumo começou antes do surgimento do computador e consome a maioria dos microprocessadores que são hoje fabricados. Desta forma, a utilização dos microprocessadores embutidos está mais profundamente enraizada do que qualquer outro circuito electrónico. Num carro pode haver mais de 50 microprocessadores a controlar funções tais como o motor através de sistemas de controlo do motor, travões com controlo electrónico anti-bloqueio, de transmissão com controlo de tracção e controlo electrónico da caixas de velocidades, sistemas de segurança com *airbag*, vidros eléctricos, ar condicionado e assim por diante. Num carro bem equipado, quase todos os aspectos têm de alguma forma associado o controlo electrónico e, assim, a necessidade de um microprocessador integrado num sistema embebido. A palavra controlo é muito apropriada para sistemas embebidos, pois em praticamente todas as aplicações de sistemas integrados, o objectivo é controlar um aspecto de um sistema físico como temperatura, movimento, e assim por diante, utilizando uma grande variedade de entradas e saídas. Um sistema embebido é constituído por vários componentes, nomeadamente:

4.1.1. Processador. O principal critério de escolha para o processador é o de ter a capacidade de fornecer o poder de processamento necessário para executar as tarefas dentro do sistema a um ritmo adequado ao propósito do sistema. Acontece frequentemente que as tarefas são subestimadas em termos do seu tamanho e/ou complexidade, o que leva a que a sua especificação se expanda para além da capacidade do processador.

Quando o *software* utiliza linguagens de alto nível, o sistema operativo e o tratamento das interrupções podem ultrapassar o esperado em tempo e espaço. Estas são questões que podem transformar um bom projecto em papel, num perfeito falhanço, aquando da sua implementação.

Embora o desempenho do processador seja essencial e constitua o primeiro critério de preocupação, há outros como o preço de todo o sistema e não apenas o custo do processador isoladamente, o consumo de energia, ferramentas de *software*, disponibilidade de componentes e assim por diante.

4.1.2. Memória. A memória é uma parte importante do projecto de sistemas embebidos e influencia fortemente o desenvolvimento de *software*, ditando a forma como o *software* é concebido, escrito e desenvolvido. A memória é constituída, essencialmente, por duas áreas atendendo às suas funções dentro de um sistema integrado:

- Armazenamento do programa que será executado. No mínimo, será necessário guardar em memória não-volátil o código de arranque do sistema. O *software* que contém pode ser o programa completo, ou uma simples rotina de inicialização que reencaminha o processamento para outro local onde está sediado o *software* completo, dentro ou fora do sistema. Essa rotina de inicialização é muitas vezes referida como um programa ou rotina de inicialização;
- Armazenamento de dados, como variáveis do programa e os resultados intermédios, a informação de estado e quaisquer outros dados que possam ser gerados durante toda a operação. O *software* precisa de algumas variáveis de memória para armazenar e gerir estruturas de *software*, como, por exemplo, o *stack*.

4.1.3. Periféricos. Um sistema embebido tem necessidade de comunicar com o mundo exterior e isso é feito pelos periféricos. Os periféricos de entrada são normalmente associados a sensores que medem o ambiente externo, fornecendo a informação necessária para o controlo eficaz das operações de saída que o sistema embebido realiza. Desta forma, um sistema embebido pode ser modelado num conjunto de três estados, onde a entrada de dados é informação para o primeiro estado, o segundo estado são os processos que actuam as saídas que constituem o terceiro estado.

Se este modelo for aplicado a um controlador de motor, as entradas serão a velocidade real do motor, a potência consumida e a velocidade de referência. A saída seria um trem de impulso modulado em largura por uma forma de onda que controla a potência do motor e, conseqüentemente, a velocidade e ainda uma saída para um painel de controlo que indica a velocidade actual do motor. Os principais periféricos usados incluem entradas/saídas do tipo:

- **Binárias.** São simples pinos externos cujo estado lógico pode ser controlado pelo processador. Eles podem ser utilizados individualmente ou

- agrupadas em conjunto para criar portas paralelas, onde um grupo de *bits* pode ser de entrada ou de saída simultaneamente.
- **Série.** Estas são as interfaces que enviam ou recebem dados através de um ou dois pinos em modo série. Estas são menos complexas na ligação, mas são mais exigentes em termos de programação. A porta paralela é muito parecida com uma localização de memória e é mais fácil de visualizar e, portanto, usar. A porta série tem que ter os dados carregados num *buffer* e, em seguida, iniciar o comando de envio. Neste caso a comunicação deverá ser complementada com informações adicionais de acordo com o exigido pelo protocolo.
 - **Analógicas.** Enquanto que os processadores trabalham no domínio digital, o mundo natural rege-se por valores analógicos. Assim, as interfaces entre o sistema e o ambiente externo têm de ser capazes de converter dados de analógico para digital e vice-versa.
 - **Displays.** Esta é forma do sistema comunicar com o operador mostrando o estado das variáveis ou o resultado das suas operações. Essa comunicação pode fazer-se através de um simples LED ligado a um pino de saída ou através de um conjunto de pinos ligados a um *Display* de sete segmentos, ou ainda pequenos painéis LCD alfanuméricos.
 - **Temporizadas.** Temporizadores e contadores são, provavelmente, os dispositivos mais usados dentro de um sistema embebido.

4.1.4. Software. Os componentes de *software* dentro de um sistema embebido, muitas vezes inclui a tecnologia que agrega valor ao sistema e define o que ele faz e como ele faz. O *software* pode ser composto de vários componentes diferentes:

- Inicialização e configuração;
- Sistema operativo ou ambiente run-time;
- O *software* das próprias aplicações;
- Tratamento de erros;
- Apoio à depuração e manutenção.

4.1.5. Factores que Condicionam a Escolha. O microcontrolador é um dispositivo no qual estão incluídos os componentes fundamentais do sistema

embebido: o processador, a memória e periféricos. Assim, na maioria dos casos, para usá-lo como sistema embebido, basta adicionar-lhe o *software*. Actualmente uma grande parte dos microcontroladores incluiu já o programa mínimo para proceder ao arranque básico do sistema.

Vários são os fabricantes de microcontroladores, dos quais podemos destacar a Microchip com os PIC/dsPIC, Atmel com os AVR, INTEL e o 8051, Hitachi e a série H8, Freescal e os 68HC12/68HC16, Texas Instruments com os MSP430/C2000, etc.

Escolher um microcontrolador torna-se cada vez mais difícil, tendo em conta a grande variedade de fabricantes e de modelos. Para os que utilizam o microcontrolador com passatempo, os eleitos serão certamente os PIC e os AVR. Em termos industriais a escolha tem que ser bem criteriosa, pois as exigências são bem maiores, quer em velocidades de processamento, periféricos disponíveis, memória disponível, e ainda, o não menos importante, as ferramentas de desenvolvimento que permitam desenvolver projectos de uma forma consistente e fiável.

Assim, no decorrer do presente trabalho, a pesquisa incidiu essencialmente sobre dois fabricantes, atendendo quer à grande variedade de microcontroladores, mas acima de tudo, pela disponibilidade de documentação técnica, *kits* de avaliação e desenvolvimento, ferramentas de *software* e diversidade de livrarias adequadas ao propósito do presente trabalho.

Os fabricantes em causa foram a *Microchip* e a *Texas Instruments*. Em termos de capacidade dos microcontroladores, diversidade de livrarias e documentação, podemos referir que o nível é elevado para qualquer um desses fabricantes. O factor novidade e a maior facilidade de programação dos periféricos, foram motivo bastante para que a escolha recaísse sobre o segundo fabricante.

4.2. A Gama C2000 da *Texas Instruments*. Os dispositivos da gama C2000 da *Texas Instruments* são microcontroladores de 32-bit com periféricos integrados de bom desempenho para projecto de aplicações de controlo em tempo real. O seu núcleo optimizado pode executar vários algoritmos de controlo complexos a uma velocidade suficiente para aplicações exigentes ao nível do controlo. A integração de poderosos periféricos e a sua eficiência em tarefas de matemática e de sistema de controlo, combinados com periféricos de comunicação

SPI, UART, I2C, CAN e McBSP fazem dos C2000 a boa solução para o controlo baseado num único circuito integrado.

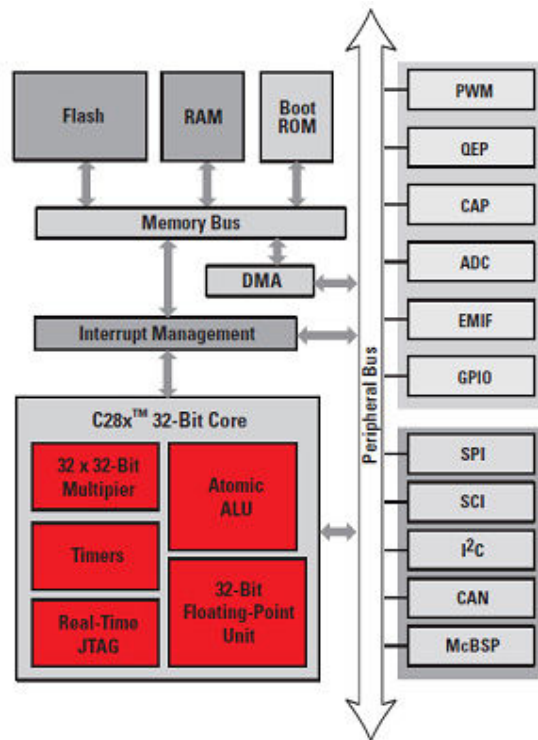


Figura 4.1 - Arquitectura base dos microcontroladores C2000 da TI.

Periféricos integrados, como os 16 canais ADC de 12 bits funcionando a um ritmo da ordem dos 12,5 Msample/s e módulos PWM com uma resolução que pode atingir 65 ps, pode tornar o mundo analógico digitalmente acessível.

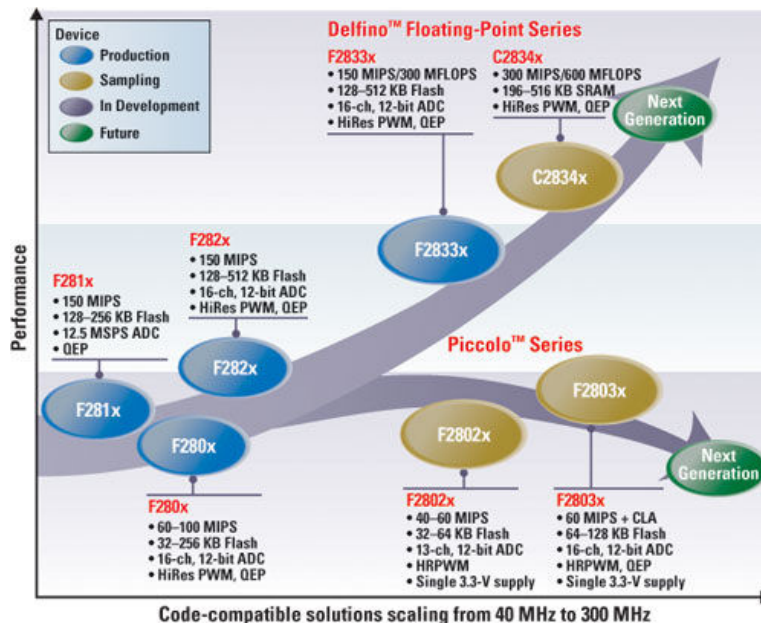


Figura 4.2 - Performance e evolução dos microcontroladores C2000 da TI.

As aplicações típicas incluem fontes de alimentação digitais AC/DC e DC/DC, sistemas de energia renovável, controle digital de motores, iluminação e de comunicação em linha de alimentação, etc.

4.2.1. Arquitectura do CPU. O controlador C2000 utiliza um processador central a 32-bit, chamado C28X, com um sistema otimizado de gestão de barramento dos periféricos e das interrupções. Sendo um cruzamento entre um microcontrolador geral e um processador de sinal digital (DSP), o núcleo C28X traz a densidade do código e velocidade de execução de um DSP com a facilidade de utilização e acessibilidade de um microcontrolador. Os seus recursos incluem:

- i) Um eficiente compilador de C que dedicado ao *hardware* permite gerar um código compacto, tornando-o líder da indústria na alta densidade de código;
- ii) Um único ciclo de instruções de leitura/escrita e ciclo único de multiplicação a 32-bit;
- iii) Um atendimento rápido de interrupções (até 9 ciclos) com salvamento automático do contexto “*zero-cycle*”;
- iv) 96 vectores de interrupção dedicados que não requerem nenhum *software* de tomada de decisão;
- v) Unidade *floating-point* a 32-bit nos controladores Delfino;
- vi) Em dispositivos *Piccolo*, um *Control Law Accelerator* (CLA) independente que processa ciclos de controlo de vírgula flutuante para libertar o CPU para outras finalidades.
- vii) Os três *timers* a 32-bit do CPU trazem precisão e flexibilidade para todas as aplicações.
- viii) Um módulo de código de segurança impede adulterações e protege a propriedade intelectual.

4.2.2. Periféricos. Os controladores C2000 incluem módulos periféricos:

- i) Módulos PWM que oferecem alta resolução (até 65 *ps*) e controlo da razão cíclica, do período e da fase. Além disso, a detecção de zonas de transição totalmente programável e geração de banda morta para oferecer protecção completa do sistema de falhas e transitórios.

- ii) Até 16 canais de entrada analógica com uma amostragem ADC a 12 bits de até 12,5 *Msample/s*.
- iii) Unidades de Captura (ECAP) baseadas nos *timers* de 32-bit permitem uma detecção com alta precisão e maior flexibilidade.
- iv) Módulos *Quadrature Encoder Pulse* (QEP) para seleccionar os sinais dos controladores de posição decodificados com o *hardware*;
- v) Módulos de comunicação SPI, UART/SCI, I2C, e LIN ligam os controladores C2000 com o resto do sistema.

4.2.3. Opções da Gama. A gama C2000 incorpora microcontroladores de ponto fixo e de vírgula flutuante com uma grande variedade de periféricos e configurações de memória que poderão ser escolhidos em função das aplicações de controlo desejadas. A seguir são apresentadas algumas características das séries *Piccolo* e *Delfino*.

4.2.3.1. Série *Piccolo*. Os microcontroladores *Piccolo* de 32 *bits* (*TMS320F2803x/2x*), da *Texas Instruments*, são uma família recente de microcontroladores com elevada integração, tendo como objectivo facilitar a implementação de controlo em tempo real intensivo em diversas aplicações onde o custo é o mais importante. Este tipo de microcontroladores pode ser uma boa opção, quando é exigido um controle em tempo real com uma maior eficiência energética e onde o custo das aplicações é sensível, nomeadamente para aplicações tipicamente incapaz de justificar os custos associados. Aplicações tais como, inversores solares, sistemas híbridos baterias para alimentação de automóveis e iluminação LED, ou a comunicação via linha de energia, são exemplos dessa realidade.

Os primeiros dispositivos F2802x/F2803x incluem versões entre 40 e 60 MHz, até 128 kB de memória *flash*, ADC de 12 bits, moduladores PWM de elevada resolução (*ePWM*) e módulos adicionais como osciladores de elevada precisão, comparadores analógicos, interfaces de comunicação e entradas e saídas para uso genérico. A família de microcontroladores de ponto fixo *Piccolo* está disponível em diversos encapsulamentos, a partir de 38 pinos. Os dispositivos F2802x/3x incluem osciladores integrados sem necessidade de componentes externos e sistema de gestão de energia avançado, com regulador de tensão interno. São alimentados com uma tensão de alimentação de 3,3 V e geram, interiormente, a tensão

necessária para o seu funcionamento. Possuem protecções contra perturbações na alimentação e reinicialização automática.

TMS320F2802x – Com uma frequência da ordem dos 40-60MHz podem conter até 64KB de memória *flash* interna, apresenta-se em pequenos circuitos integrados (CI) de 38 pinos e periféricos com os Moduladores por Largura de Impulso de 150 *ps* de alta resolução (*ePWM*), conversores ADC de 12-bit a 4,6 *Msample/s*, osciladores de alta precisão, comparadores analógicos e suporte para I2C, SPI e SCI.

TMS320F2803x - Estes Microcontroladores de 32-bit trabalham à frequência de 60 MHz e podem ter até 128KB de memória *flash* num circuito integrado de 64 ou 80 pinos. Os dispositivos F2803x têm todos os periféricos e as características do 2802x além de um acelerador de lei de controlo (CLA) para o ciclo de alta eficiência de controlo, um módulo QEP e interfaces de comunicação CAN e LIN.

4.2.3.2. Série Delfino. São microcontroladores de vírgula flutuante e oferecem uma frequência de processamento que pode chegar aos 300 MHz, uma capacidade de memória RAM de até 512KB, canais de DMA para acesso à memória de alta velocidade e um núcleo de baixa latência que tornam os *Delfino* uma excelente solução para o exigente desempenho de aplicações de controlo em tempo real, tais como controle de servo-accionamentos, energia renovável, o acompanhamento da linha de alimentação e de assistência ao condutor.

TMS320F2833x - Estes dispositivos trabalham a uma frequência da ordem dos 150 MHz e têm uma capacidade de memória de 512KB de *flash* interna e 68KB de RAM.

TMS320C2834x – Tendo como base os dispositivos F2833x, o C2834x oferece um desempenho de até 300 MHz, até 512KB de memória RAM de acesso único e os módulos de PWM com resolução de 65 *ps*.

4.2.3.3. Ferramentas de desenvolvimento. A *texas Instruments* possui vários *kits* de desenvolvimento, nesta gama de produtos, bem como ferramentas de programação e um conjunto de livrarias que permitem o desenvolvimento mais ou menos fácil e sustentado de aplicações. Estas poderão ser depuradas em ambiente agregado à ferramenta de desenvolvimento antes mesmo de serem gravadas em

memória *flash* para trabalharem de forma autónoma. Em matéria de *kits* são aqui apresentados dois que foram utilizados no desenvolvimento do módulo de comando e monitorização do sistema (figura 4.3), e posteriormente efectuar a recolha de dados para obtenção dos gráficos para análise das respostas dinâmicas do sistema (figura 4.4), nomeadamente as que respeitam à velocidade de rotação do motor.

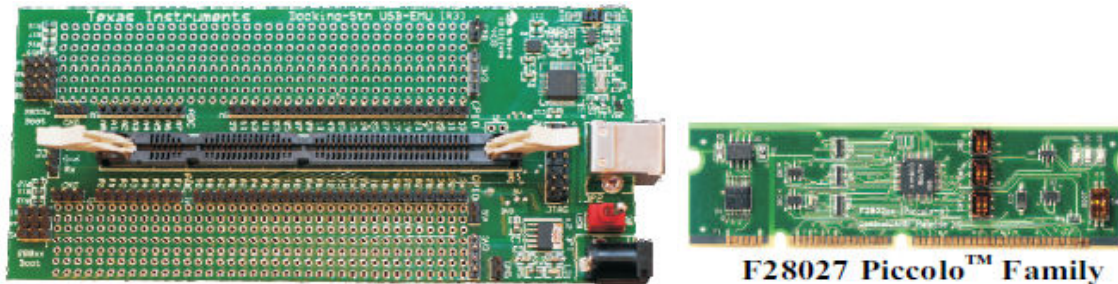


Figura 4.3- Kit da Texas Instruments utilizado no módulo de controlo.



Figura 4.4 - ControlStick com o F28027 da Texas Instruments utilizado na recolha de dados.

4.3. O Microcontrolador TMS320F28027. O F28027 pertence à família de microcontroladores *Piccolo™* e fornece as potencialidades do núcleo C28x™ completado por um conjunto integrado de periféricos de controlo com um número reduzido de terminais exteriores. É alimentado a 3.3 V e a sua frequência de trabalho é de 60 MHz. O diagrama de blocos funcional do TMS320F28027 encontra-se no [Anexo A](#).

4.3.1. A Unidade Central de Processamento. A unidade central (CPU) é um processador de ponto fixo a 32-bit de baixo custo. Este dispositivo herdou as melhores características de processamento de sinal digital; um conjunto reduzido de instruções (RISC); a arquitectura, *firmware* e as ferramentas dos microcontroladores. As características do CPU incluem uma arquitectura *Harvard* modificada, endereçamento circular e manipulação de dados ao nível do *bit*. As características *RISC* são a execução de instruções num único ciclo (*single-cycle*), operações de

registro para registro e a arquitetura *Harvard* modificada [27]. A arquitetura *Harvard* modificada do CPU permite que o carregamento de instruções e dados seja executado em paralelo. O CPU pode ler instruções e dados ao mesmo tempo que grava dados em simultâneo a fim de manter a operação de instrução de ciclo único através do *pipeline*. Das suas características destacam-se ainda::

- Pipeline protegida – O CPU implementa um *pipeline* de 8 fases, que impede que a escrita e a leitura do mesmo local ocorram fora da ordem;
- Área de registos independente – O CPU contém registos que não estão mapeados na zona de dados. Esses registos funcionam como registos do sistema de controlo, registos de matemática e os apontadores de dados. Os registos de controlo do sistema são acedidos pelas instruções especiais. Os outros registos são acedidos pelas instruções especiais ou por endereçamento indirecto (endereços em registos);
- Unidade de aritmética lógica (ALU);
- Unidade aritmética de registro de endereçamento (ARAU);
- Rotação de Bits – efectua rotações até 16 bit de dados para a esquerda e para a direita;
- Multiplicador – Este executa a multiplicação 32 bit x 32 bit com complemento para 2, apresentando um resultado a 64 bit. A multiplicação pode ser efectuada entre números com ou sem sinal.

O C28x efectua o endereçamento a 32 bit para os dados e a 22 bit para o código, o que permite o endereçamento de 4G *word* (16 bit) de dados e 4M *word* de código. O mapeamento de memória relativo ao F28027 encontra-se representado no anexo B. Os diversos blocos não estão à escala. Como se pode verificar pelo mapa, a memória encontra-se dividida em vários segmentos: código (ROM), dados, código/dados, vectores de interrupção, *Flash*, protegida, reservada, etc. A tabela de 32 vectores de interrupção é retirada de sessenta e quatro endereços na zona de código. Os vectores de interrupção podem ser mapeados para a parte superior ou inferior do endereçamento de memória em função do estado do bit V_{map} . Os vectores de interrupção poderão ainda residir na tabela de vectores PIE (expansão de periféricos de interrupção) e essa memória pode ser usada para colocar código. A capacidade total de memória é de 12 kB de memória RAM e 64kB de memória *Flash*.

4.3.2. Os Periféricos. Dos periféricos disponíveis no TMS320F28027 podemos destacar:

- Comunicação série: SCI (UART), SPI, I2C;
- 3 *timers* a 32 bit;
- 8 módulos PWM, com *timers* independentes de 16 bit (*ePWM*);
- 1 módulo de captura (configurável como saída PWM) (*eCAP*);
- Conversor Digital Analógico a 12 bit, com 7/13 canais, 217 ns;

Em termos de bibliotecas em código C, os periféricos encontram-se representados por estruturas compostas por campos de vários tipos que permitem uma grande flexibilidade de programação dos registos, podendo a mesma ser efectuada ao nível do *bit*, *byte* ou *word*. Na caixa de texto abaixo é apresentado um exemplo de uma estrutura que suporta os registos do módulo *eCAP*:

```

union ECFLG_REG {
    Uint16          all;
    struct ECFLG_BITS bit;
};
//-----
struct ECAP_REGS {
    Uint32          TSCTR;    // Time stamp counter
    Uint32          CTRPHS;   // Counter phase
    Uint32          CAP1;    // Capture 1
    Uint32          CAP2;    // Capture 2
    Uint32          CAP3;    // Capture 3
    Uint32          CAP4;    // Capture 4
    Uint16          rsvd1[8]; // reserved
    union ECCTL1_REG ECCTL1; // Capture Control Reg 1
    union ECCTL2_REG ECCTL2; // Capture Control Reg 2
    union ECEINT_REG ECEINT; // ECAP interrupt enable
    union ECFLG_REG ECFLG;   // ECAP interrupt flags
    union ECFLG_REG ECCLR;   // ECAP interrupt clear
    union ECEINT_REG ECFRC;  // ECAP interrupt force
    Uint16          rsvd2[6]; // reserved
};

```

4.3.3. Geração dos sinais PWM. O periférico modulador de largura de impulso (PWM) é um elemento-chave no controle de muitos dos sistemas electrónicos de energia encontrada em equipamentos comerciais ou industriais. Esses sistemas incluem o controle digital de motores, controlo em fontes de alimentação comutadas, fontes de alimentação ininterrupta (UPS) e outras formas de conversão de energia. O periférico ePWM realiza a conversão de digital para analógico (DAC), onde a razão cíclica é equivalente a um valor analógico DAC [22].

Um periférico PWM eficaz deve ser capaz de gerar complexos sinais PWM com a mínima sobrecarga do CPU ou com a sua intervenção mínima. Ele deve ser programável ao mínimo pormenor e muito flexível, sendo muito fácil de entender e usar. Os módulos ePWM em estudo respeitam estas exigências permitindo a definição de todos os tempo e recursos necessários para o controlo do sinal PWM em cada dispositivo. O ePWM é construído a partir de pequenos módulos de canal único com recursos distintos que podem operar em conjunto quando necessário para formar um sistema. O módulo ePWM representa um canal PWM completo composto de duas saídas PWM: EPWMxA e EPWMxB.

Quando necessário, os módulos ePWM podem ser encadeados através de um esquema de sincronização do *timer*, que lhes permite funcionar como um sistema único. Além disso, este esquema de sincronização pode ser estendido ao módulo de captura (*eCAP*). O número de módulos encadeados é dependente da aplicação. Os módulos podem também funcionar de forma autónoma.

A geração dos sinais PWM tem como base o funcionamento dos contadores do módulo, programáveis em contagem crescente (*up count*), descendente (*down count*) ou ascendente e descendente (*up-down count*).

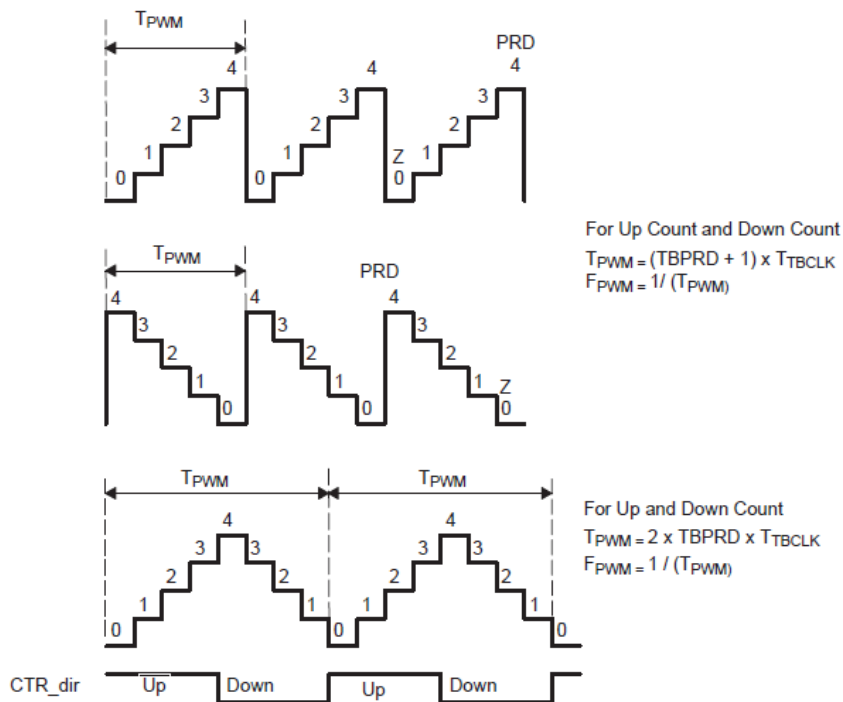


Figura 4.5- Valor do registo do contador e frequência do sinal PWM [22].

A definição do tipo de contagem permite implementar a forma de onda triangular ou dente de serra. A frequência do sinal PWM é controlada pelo registo que define a base de tempo (TBPRD). A Figura 4.5 mostra o período (T_{PWM}) e frequência (F_{PWM}) para os vários tipos de contagem.

O incremento de tempo para cada etapa é definido pela frequência de relógio do módulo contida no registo (TBCLK), que é uma versão pré-escalada do relógio do sistema (SYSCLKOUT). O contador de base de tempo tem assim três modos de funcionamento seleccionados pelo registo de controlo da base de tempo (TBCTL):

- Modo Up-Down-Count - Neste modo, o contador é inicializado em zero e é incrementado até o valor do período (TBPRD) é alcançado. Quando o valor do período é atingido, inicia-se o decremento até chegar a zero. Neste ponto é iniciado um novo ciclo.
- Modo Count-Up - Neste modo, o contador é inicializado em zero vai ser incrementado até atingir o valor no período (TBPRD). Quando o valor do período é atingido, o contador é colocado a zero e começa um novo ciclo;
- Modo Down-Count - No modo de contagem decrescente, o contador é inicializado o valor da base de tempo (TBPRD) sendo decrementado até atingir o valor zero. Quando chega a zero, é reinicializado o contador com o valor da base tempo e começa novo ciclo.

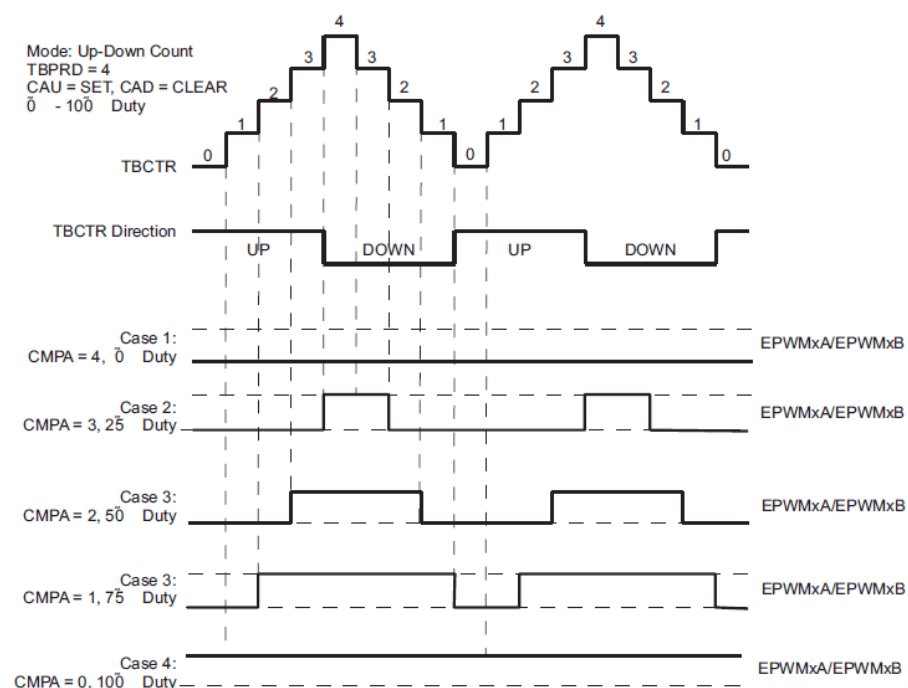


Figura 4.6- Modo Up-Down Count e definição da razão cíclica [22].

O valor actual do contador conjugado com o valor carregado no registo do comparador (CMPA) permite definir a razão cíclica do sinal PWM. Figura 4.6 ilustra como pode ser gerada uma forma de onda PWM simétrica usando o modo *Up-Down-Count*. No exemplo mostrado, o registo CMPA é usado para fazer a comparação.

Quando o contador é incrementado o registo CMPA conduz a uma saída PWM alta. Da mesma forma, quando o contador é decrementado a saída PWM estará em baixo. Quando $CMPA = 0$, o sinal PWM será nulo que resulta numa razão cíclica de 0%. Quando $CMPA = TBPRD$, o nível do sinal PWM será sempre alto, sendo a razão cíclica de 100%.

Na sequência do referido anteriormente, é possível controlar três módulos de forma síncrona, utilizando para o efeito um módulo que impõe a frequência (*Master*) e dois outros módulos (*Slave*) que funcionam, de forma síncrona, na frequência imposta por essa módulo. Sabendo que cada módulo tem duas saídas, as quais podem ser programadas em modo complementar, é possível comandar o disparo de seis semicondutores, na forma de três pares, em os elementos de cada par funcionam de forma complementar, ou seja quando um semicondutor conduz ou outro estará ao corte.

Figura 4.7 mostra como três módulos PWM podem controlar um inversor de 3 fases para accionar um motor.

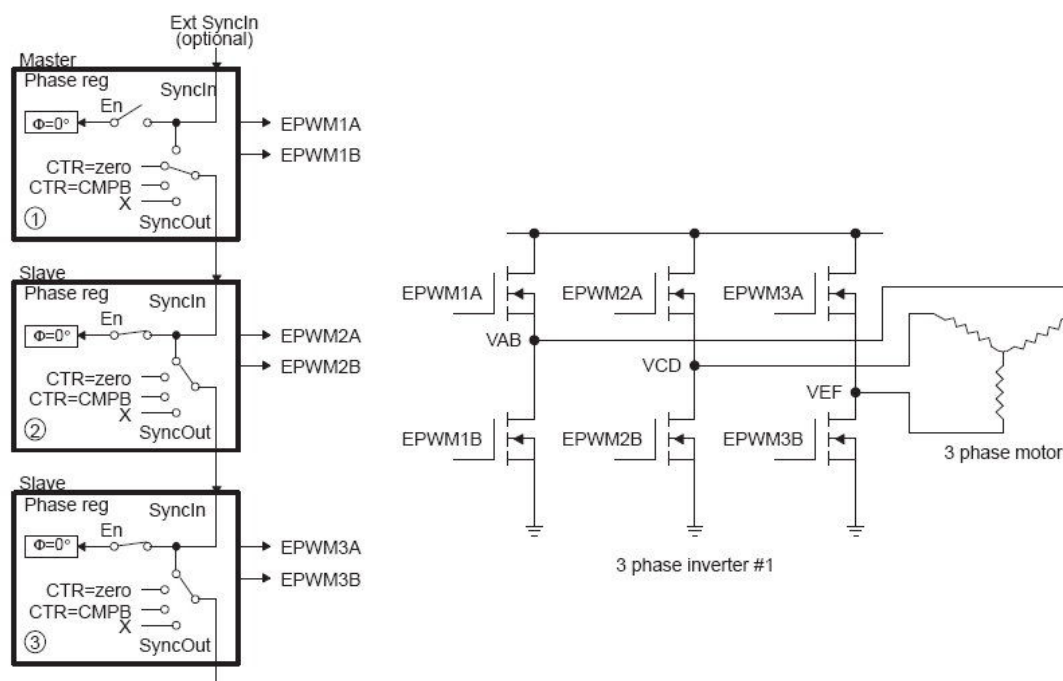


Figura 4.7- Configuração dos módulos ePWM para a criação de seis sinais PWM[22]

Na figura 4.8 está representada a evolução dos sinais nos três braços do inversor de potência. Como podemos verificar, estão definidas duas bandas mortas (*RED* e *FED*), para evitar que os semicondutores que compõem cada braço conduzam em simultâneo, provocando um curto-circuito no barramento DC e conseqüente destruição dos semicondutores. A definição dessas bandas é efectuada pela programação de um campo do registo do módulo ePWM.

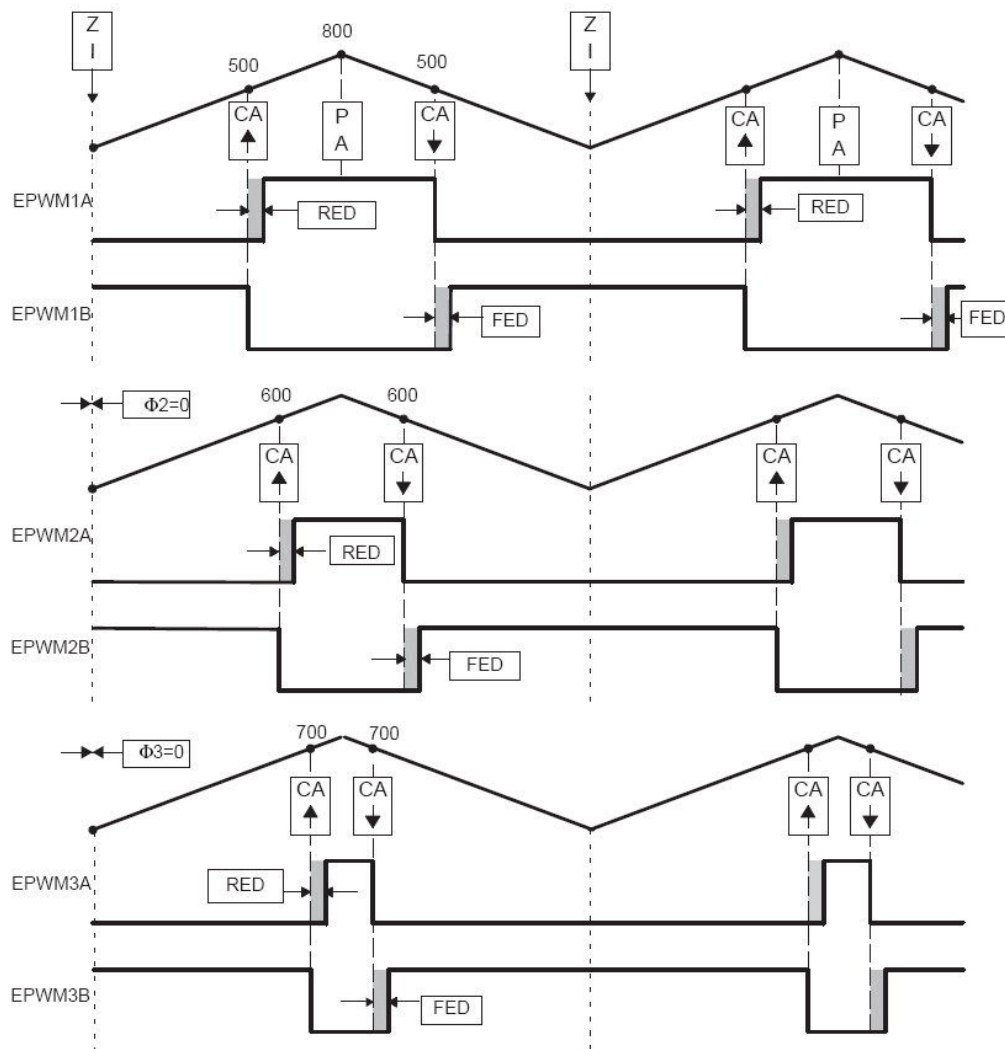


Figura 4.8 - Diagrama temporal dos 6 sinais PWM [22]

5. Implementação do Sistema

5.1. Módulo de Potência. Como já foi referido no capítulo 3 do presente trabalho, os conversores estáticos de potência são constituídos por duas componentes: uma de potência, constituída pelos dispositivos semicondutores de comutação; e a de comando que é a responsável pela geração dos sinais que vão permitir o disparo dos dispositivos de comutação. Estas duas componentes estão ligadas por um circuito que, para além de acondicionar os sinais de disparo através de um circuito de guiamento, faz ainda o isolamento galvânico entre as referidas componentes, através de acopladores ópticos. Ao sistema é ainda adicionado um PC, através do qual o microcontrolador mostra os valores actuais das grandezas em jogo e pode receber os valores de referência. O diagrama de blocos do sistema está apresentado na figura 5.1. A figura 5.2 apresenta uma fotografia onde se pode ver o aspecto geral da implementação física do sistema implementado.

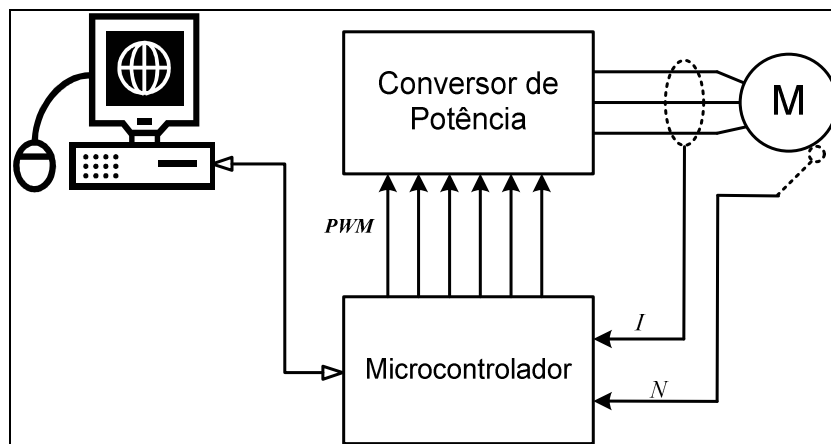


Figura 5.1- Representação geral do sistema

A componente de comando é essencialmente constituída pelo microcontrolador (MCU) TMS320F28027 da Texas Instruments, que constitui um sistema designado por Sistema de Controlo, cujo funcionamento será explanado na alínea seguinte. O circuito intermédio e o de potência fazem parte de um módulo integrado o qual se passa a designar por Módulo Conversor de Potência.

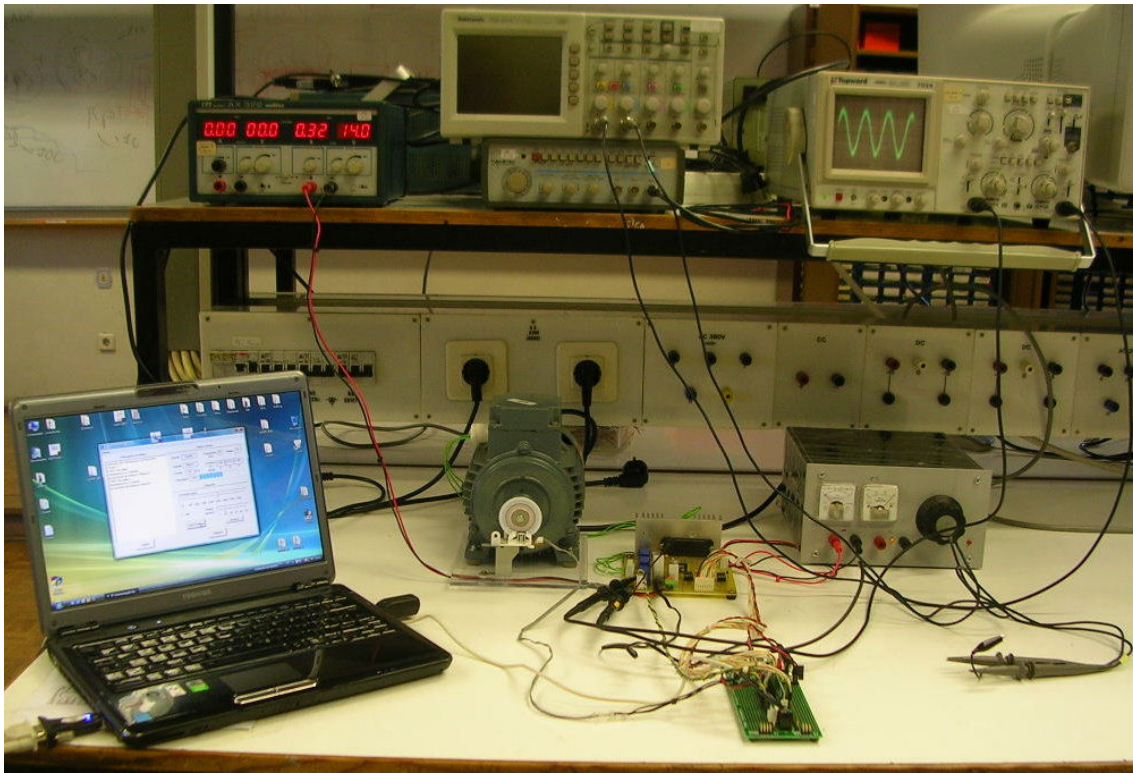


Figura 5.2 - Aspecto geral do sistema implementado

Este módulo tem como componente principal o IRAMS10UP60B, da *Internacional Rectifier*, constituído por um ondulador de tensão trifásico e por um circuito de guiamento ou *driver* (figura 5.3).

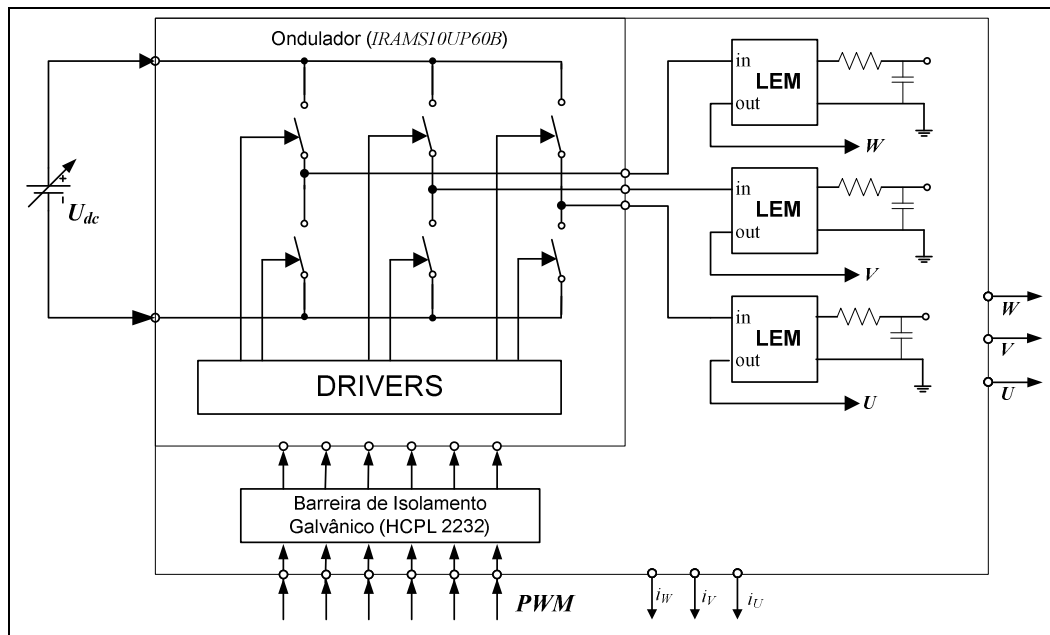


Figura 5.3 - Módulo Conversor de Potência

A alimentação dos vários andares de guiamento é assegurada em *bootstrap*. O módulo de potência possui auto-protecção contra curto-circuitos. A amostragem de correntes na carga é feita utilizando transdutores por efeito de Hall, o CAS 15-NP da LEM, permitindo uma visualização do seu andamento no tempo, ou a realização de sistemas de protecção ou de controlo em cadeia fechada. A barreira de acoplamento óptico na entrada implementada com acopladores ópticos HCPL2232 (*Hewlett Packard*), permite o envio de sinais de comando para os dispositivos de comutação. Na figura 5.4 é apresentado o aspecto geral do módulo de potência e o seu esquema eléctrico constitui o anexo C ao presente trabalho.

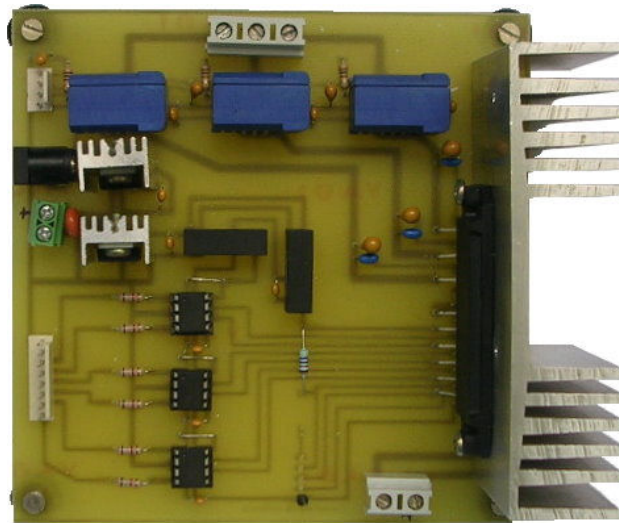


Figura 5.4 – Aspecto geral do Módulo Conversor de Potência

5.1.1. Transdutor de Velocidade (Taquímetro). Este dispositivo é composto por duas partes: Uma roda perfurada (12 orifícios) com uma secção de 46 mm (figura 5.5) que se encontra fixada no veio do motor e o dispositivo óptico cujo feixe é interrompido pela passagem da roda perfurada.

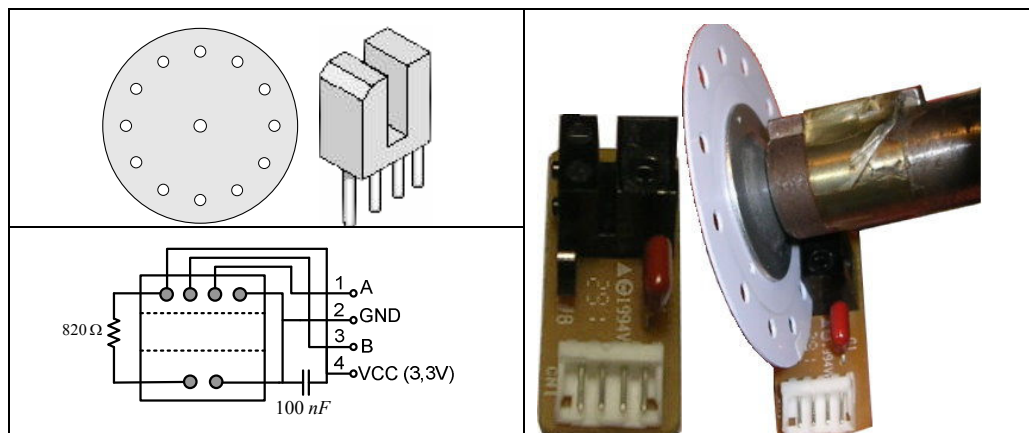


Figura 5.5 - Transdutor de Velocidade – Taquímetro

O dispositivo óptico tem capacidade para gerar dois tipos de sinal, canais A e B, facilidade que não é utilizada atendendo às limitações da roda girante utilizada.

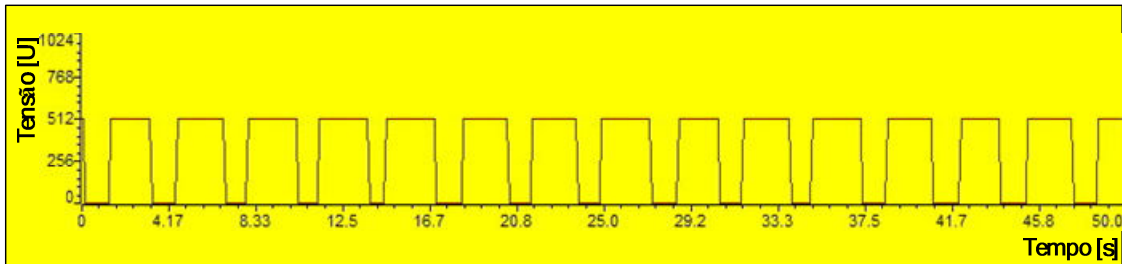


Figura 5.6 - Sinal gerado pelo Transdutor de Velocidade (1500 rpm)

Os sinais gerados pelo dispositivo óptico têm o aspecto apresentado na figura 5.6. Tal como se pode verificar, não há uniformidade nos impulsos, quer na sua largura, quer na distância entre eles. Este aspecto seria evitado se fosse criado um único orifício, no entanto, essa opção resultaria num erro de leitura demasiado grande, em especial nas baixas rotações, como se pode verificar pelo gráfico apresentado na figura 5.6. As curvas *er1*, *er12* e *er24* correspondem ao erro relativo da velocidade quando da utilização de uma roda girante de 1, 12 e 24 orifícios, respectivamente.

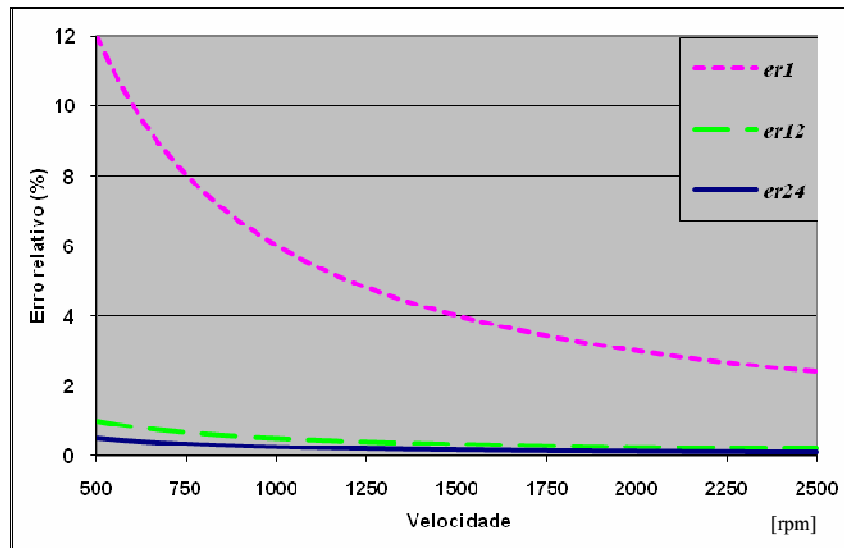


Figura 5.7 - Evolução do erro relativo devido ao número de orifícios da roda girante

O erro relativo à não uniformidade dos sinais gerados pelo taquímetro, são em grande parte corrigidos em programação através da utilização de uma pequena tabela de dimensão igual ao número de orifícios, da qual é utilizada a média dos valores obtidos para uma rotação completa.

5.1.2. Transdutores de Corrente. Estes dispositivos colocados à saída do inversor de potência utilizam o efeito de Hall, cuja técnica pode ser observada na figura 5.8.

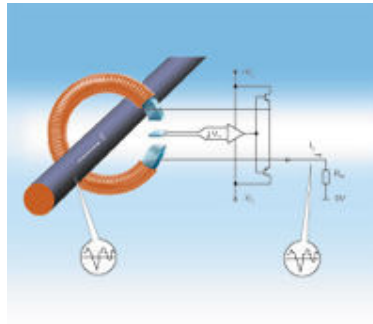


Figura 5.8 – Transdutores de Corrente - efeito de hall – “Closed Loop”

O gráfico representativo da característica da sua resposta consta da figura 5.9, verificando-se que o valor de saída durante o funcionamento em repouso ($I=0$) centra-se em 2,5 V, sendo que, em termos nominais os seus valores de saída variam entre 1,875 V e 3,125 V, valores limite correspondentes à corrente nominal máxima e mínima de -15 A e +15 A, respectivamente.

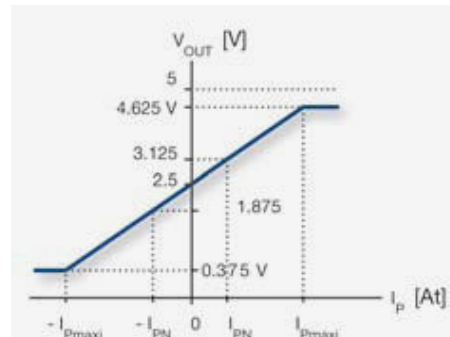


Figura 5.9 – Curva característica do CAS-15P

O esquema eléctrico do transdutor é apresentado na figura 5.10, sendo que o filtro RC passa baixo de saída não faz parte do módulo.

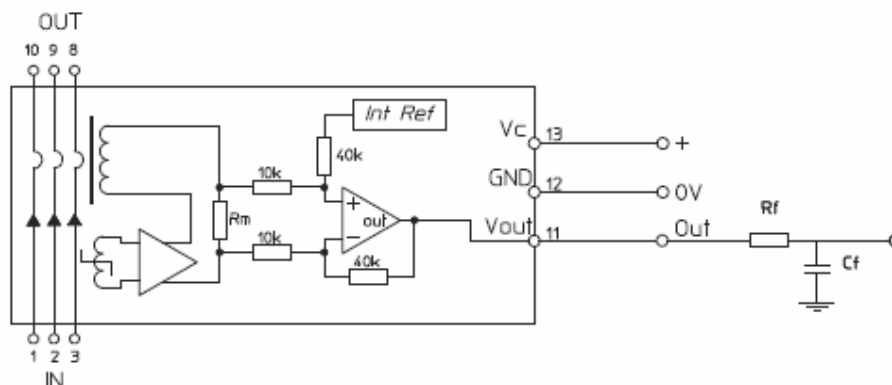


Figura 5.10 - Esquema eléctrico do CAS-15P

Os valores de R_f e C_f foram escolhidos considerando a frequência de comutação dos semicondutores e a frequência da senoide que modula o sinal PWM. Assim, os valores escolhidos foram de 100Ω e $3,3 \mu F$, respectivamente, que permitem uma frequência de corte que garanta a menor atenuação do sinal correspondente à frequência modulante (1%) e uma atenuação razoável à frequência de comutação (97%):

$$F_c = \frac{1}{2 \times \pi \times R \times C} = \frac{1}{2 \times \pi \times 100 \times 3,3 \times 10^{-6}} \cong 482 \text{ Hz} \quad (5.1)$$

5.1.3. Carga do Sistema. Numa fase inicial de avaliação do módulo de potência, foi colocada aos terminais do módulo inversor uma carga equilibrada RL, configurada em estrela conforme apresentado na figura 5.11.

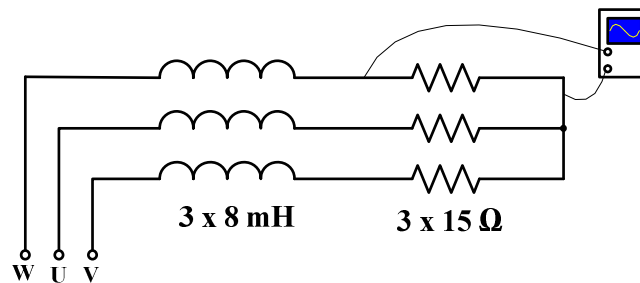


Figura 5.11 - Carga RL

Utilizando carga RL refrida no capítulo anterior e uma tensão do barramento DC adequada, com a ajuda de um osciloscópio, foi possível visualizar a forma de onda gerada pelo conversor, tendo em atenção a amplitude e frequência das ondas obtidas. A forma de onda apresentada na figura 5.12 foi obtida aos terminais das resistências de 15Ω , tendo como tensão do barramento DC de 40 V .

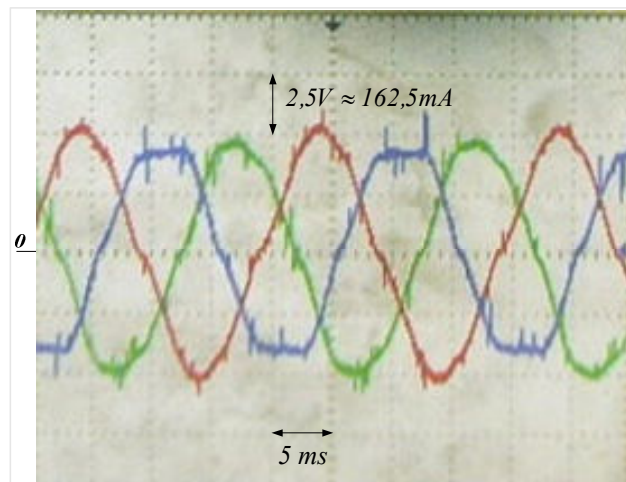


Figura 5.12 – Sinal aos terminais das resistências de carga

Verifica-se que as três ondas encontram-se desfasadas de 120° , como se pretendia, e o nível de tensão é cerca de 10 V, que traduzindo em corrente que circula pela resistência dará cerca de 650 mA.

Como carga do sistema, com a qual foram obtidos os diversos resultados, que constituem o teste do sistema estudado no presente trabalho foi utilizado o motor de indução trifásico **BF5 71M 44**, da EFACEC, configurado em triângulo, sendo considerada como frequência nominal da tenção de alimentação os 50 Hz. Nestas condições as suas caraterísticas são:

Potência Nominal: $P_n = 0,37$ kW

Velocidade Nominal: $N_n = 1380$ rpm

Corrente Nominal: $I_n = 2,10$ A

Factor de Potência: $\cos \varphi = 0,72$

Tensão nominal: $U = 220/240$ V

Momento de Inércia: $J = 0,00075$ kg.m²

$$(T_m)_{no\ min\ al} = \frac{P_n}{\omega_n} = \frac{P_n}{2\pi \frac{N_n}{60}} = \frac{370}{2\pi \frac{1380}{60}} = 2,56\ Nm \quad (5.2)$$

5.1.4. Resposta Dinâmica. Tendo em conta as características apresentadas, para o intervalo de frequências considerado e tendo em conta que os ensaios foram realizados em vazio, o tempo de resposta de referência previsto será:

$$\Delta t_{minimo} = \frac{J}{(T_m)_{no\ min\ al}} \omega_2 = \frac{0,00075}{2,56} 2\pi \times 50 = 0,092\ s \quad (5.3)$$

Em Cadeia Aberta foi considerado um salto de 1 Hz, em cada actualização de frequência. Desta forma, o tempo mínimo considerado em cada actualização foi:

$$\Delta t_{aplicado} = \Delta t_{min} \frac{\omega_{ref} - \omega_{actual}}{\omega_2} \Leftrightarrow \Delta t_{aplicado} = \Delta t_{min} \frac{f_{ref} - f_{actual}}{f_2}$$

$$\Delta t_{1Hz} = 92 \frac{1}{50} = 1,8\ ms, \text{ valor que foi ajustado para } 2\ ms.$$

Este valor é depois afectado por um factor multiplicador de valor compreendido entre 1 e 50, que permite um tempo de actualização máximo por Hz de 100 ms. Este factor multiplicativo permite realizar rampas de aceleração e desaceleração, condicionadas a um valor mínimo de 2 ms/Hz e máximo de 100 ms/Hz. Estas rampas são de grande

utilidade quando a máquina está acoplada, em termos comparativos, a cargas de grande inércia.

5.1.5. Alimentação do módulo. Dentro do módulo estão presentes vários níveis de tensão, havendo ainda a necessidade de garantir o isolamento entre o andar de entrada e o módulo inversor. A alimentação interna do próprio módulo tem à entrada dois reguladores um que garante 12 V para serem utilizados nos circuitos de guiamento e comando, e outro, de 5 V, para alimentar os transdutores de corrente. Este último suporta ainda uma saída que se destina a alimentar a placa do microcontrolador. Para garantir o isolamento e alguma segurança em termos de corrente, foram utilizados dois conversores DC/DC de 12/15 independentes, um para alimentar os acopladores ópticos e outro para o módulo inversor. O consumo interno de corrente no módulo é de 320 mA quando alimenta o microcontrolador e de 180 mA sem essa alimentação.

Finalmente, o módulo possui ainda um barramento DC que permite gerar a tensão de nível adequado à alimentação do motor. A alimentação para este barramento é obtida por uma fonte que para além dos elementos de rectificação e filtragem, tem um *VARIAC*, que permite que se disponha de uma tensão contínua que pode variar desde os 0 V até cerca de 300 V.

5.2. Sistema de Controlo. Este sistema, essencialmente composto pelo microcontrolador F28027 da *Texas Instruments*, é o responsável pela geração dos sinais PWM que irão comandar os semicondutores. Dos 4 dispositivos PWM disponibilizados pelo microcontrolador, 3 são utilizados para gerar os sinais de comando para os três braços do inversor, cada braço é por sua vez composto por um par de semicondutores, sendo que cada um trabalha de forma complementar ao outro. Recorde-se que cada dispositivo PWM tem duas saídas independentes que podem ser programadas para trabalharem de forma complementar. O dispositivo PWM que resta é utilizado para impor o ritmo de varrimento das entradas analógicas que efectuem as leituras dos sinais que vão ser utilizados quer para controlar o funcionamento do controlo em malha fechada que para visualizar os valores actuais do sistema, tais como tensão, corrente ou a velocidade do motor.

Os dispositivos PWM estão configurados para uma frequência portadora de 15 kHz, com saídas complementares e 2 μ s de tempo morto. Sendo aconselhada uma

frequência de comutação fora da gama audível, superior a 15 kHz, a escolha do valor da frequência teve em conta essencialmente as características do módulo conversor de potência, cuja frequência máxima de trabalho é de 20 kHz. A quantidade necessária de tempo morto depende do circuito de potência que é usado para accionar o motor. Na figura 5.13 é mostrado o sinal gerado, à frequência de 10 kHz, onde é possível observar a banda morta (Δt). O gráfico foi obtido com um ganho horizontal de 25 $\mu\text{s}/\text{div}$ e vertical de 2,5 V/div.

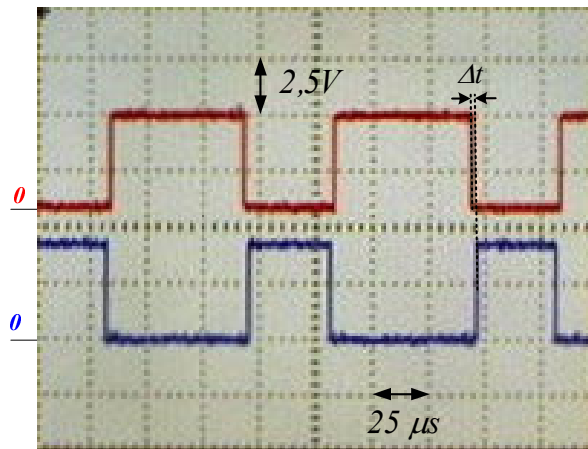


Figura 5.13 - Sinais de comando dos semicondutores de um braço do inversor

5.2.1. Modulação do Sinal PWM. O sinal PWM é modulado por uma onda sinusoidal, a forma de onda necessária para accionar correctamente o motor. A onda é obtida através da leitura de uma tabela existente em memória RAM cujos valores correspondem a um valor considerado de referência, valor esse que representa 50% da razão cíclica, pesado pelos valores discretos de um período da função seno com início em $-\pi$ e final em π . O factor de escala é então adicionado a este resultado para fornecer um 50% do ciclo de deslocamento (figura 5.14).

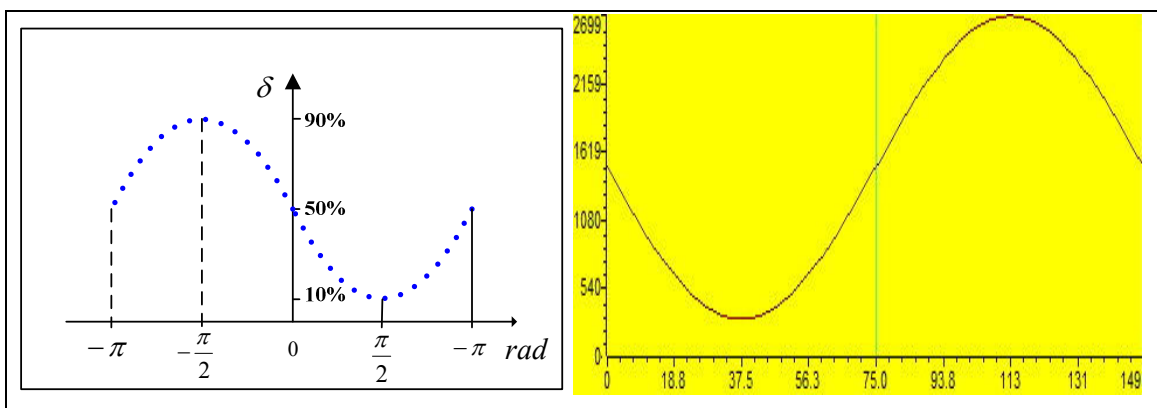


Figura 5.14 - Implementação do Sinal Modulante

O desfasamento necessário para a geração das três ondas é obtido pela utilização de três apontadores para três endereços da tabela desfasados de 1/3 da dimensão dessa tabela. O deslocamento desses apontadores é simultâneo e efectuado a um ritmo que define a frequência da portadora. A actualização desses apontadores é efectuada pela rotina de atendimento a uma interrupção gerada por um dos *timers* do microcontrolador cujo código é apresentado na caixa de texto que se segue:

```
interrupt void TINT1_ISR(void) // 0x000D1A TINT1 - CPU Timer1
{
    Uint16 *Ptr_aux;

    if (fligado)
    {
        asm(" EALLOW"); // Enable EALLOW protected register access
        SysCtrlRegs.PCLKCR0.bit.TBCLKSYNC = 0;
        asm(" EDIS"); // Disable EALLOW protected register access

        EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA = *TabSinPtr1++;
        EPwm3Regs.CMPA.half.CMPA = *TabSinPtr2++;
        EPwm4Regs.CMPA.half.CMPA = *TabSinPtr3++;

        asm(" EALLOW"); // Enable EALLOW protected register access
        SysCtrlRegs.PCLKCR0.bit.TBCLKSYNC = 1;//
        asm(" EDIS"); // Disable EALLOW protected register access

        if( TabSinPtr1 == (TabSin + SIN_DEF_LEN))
        { TabSinPtr1 = TabSin; } // Rewind the pointer1 to beginning
        if( TabSinPtr2 == (TabSin + SIN_DEF_LEN))
        { TabSinPtr2 = TabSin; } // Rewind the pointer2 to beginning
        if( TabSinPtr3 == (TabSin + SIN_DEF_LEN))
        { TabSinPtr3 = TabSin; } // Rewind the pointer3 to beginning

        if (fvf>0) // change frequency
        {
            fvf = 0;
            asm(" EALLOW");
            CpuTimer1Regs.PRD.all = Dly_Mod;
            asm(" EDIS");
        }
        if (f_chg>0) // change pointers of sine table
        {
            Ptr_aux = TabSinPtr1;
            TabSinPtr1 = TabSinPtr2;
            TabSinPtr2 = Ptr_aux;
            f_chg = 0;
        }
    }
}
```

Função em “C” de atendimento da interrupção do timer 1

O gráfico apresentado na figura 5.15 foi obtido à saída dos acopladores ópticos e representa o sinal aplicado a dois braços consecutivos do inversor. O ganho horizontal de 100 $\mu\text{s}/\text{div}$ e vertical de 5 V/div e é possível observar que a onda

modulante está desfasada dado que, no tempo observado, a razão cíclica dos sinais PWM é diferente.

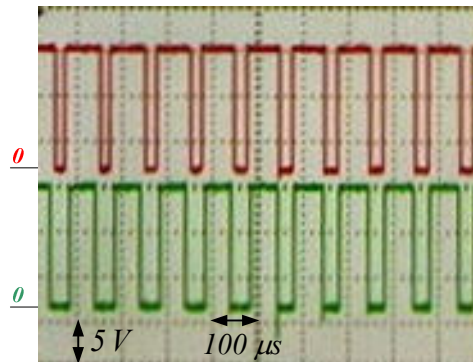


Figura 5.15 - Sinal PWM modulado aplicado a dois braços consecutivos do inversor

5.2.2. Geração da onda Sinusoidal. A forma mais fácil e eficiente de gerar uma onda sinusoidal é usar uma tabela de valores. Era também possível efectuar o cálculo do valor do seno de cada vez que fosse necessário o respectivo valor, mas tal implicaria numa sobrecarga para o CPU e em especial para as rotinas de atendimento de interrupções, pondo em risco a capacidade de reproduzir fielmente os tempos de resposta necessários para garantir o ritmo de comutação dos semicondutores. Assim, a criação de uma tabela com os valores necessários à programação dos dispositivos geradores do sinal PWM, deixa para as rotinas de atendimento apenas a tarefa de leitura e actualização dos apontadores (incremento). Essa tabela, que é usada como quadro de referência, contém, de forma discretizada, todos os pontos de um período de uma onda sinusoidal. Os valores de seno são lidos da tabela em intervalos periódicos. Esses intervalos são função da frequência de modulação pretendida, obtida por programação adequada de um temporizador. A dimensão da tabela de valores é geralmente definida como uma potência de 2, com valores da ordem dos 64, 128 ou 256. Contudo, atendendo à necessidade da criação de três intervalos bem definidos, optou-se por um valor que permitisse uma divisão inteira por 3. Restava agora definir qual a dimensão dessa tabela. Não há uma resposta concreta relativamente à questão da sua dimensão. Se a tabela for demasiado pequena irá causar um efeito de "escada" na onda da corrente do motor. Esse efeito escada iria provocar uma distorção excessiva da corrente no motor, o que causaria maior dissipação de calor. Demasiados pontos iriam consumir endereçamento de memória do microcontrolador, recurso à partida escasso. Uma boa regra é dividir a frequência de modulação máxima desejada pela a frequência da portadora PWM. A frequência da portadora PWM, geralmente é escolhida fora da

faixa audível. Considerando que iria ser seleccionada uma portadora *PWM* de 20 kHz e era utilizada a frequência de modulação de máxima de 80 Hz:

$$\text{Número de entradas} = \frac{f_{PWM}}{f_{Mod_m\acute{a}x}} = \frac{20000}{80} \approx 250 \quad (5.4)$$

Dado que neste trabalho foi escolhida a frequência de 15kHz, a dimensão da tabela seria de 188 posições. Este valor foi ajustado para 150 uma vez que 188 não permite uma divisão inteira por 3.

A tabela corresponde a um total de 360 graus, onde a entrada 1 (*offset* 0) corresponde a -180 graus e a entrada 150 corresponde a 177,6 graus. Para se saber a resolução angular da tabela de senos é utilizada a expressão:

$$\text{Resolução angular} = \frac{360}{150} = 2,4^\circ / \text{entrada} \quad (5.5)$$

A frequência a que os endereços dos apontadores da tabela de senos serão actualizados, ou seja a frequência de varrimento da tabela, será de:

$$f_v = \text{Número de entradas} \times f_{Mod_m\acute{a}x} = 150 \times 80 = 12000 \text{ Hz} \quad (5.6)$$

Sabendo que o microcontrolador funciona a 60 MHz, o valor a colocar no temporizador será de:

$$N = \frac{\text{Frequência do CPU}}{f_v} = \frac{60000000}{12000} = 5000 \quad (5.7)$$

Para se saber a resolução da modulação de frequência, sabendo com que frequência os endereços dos apontadores da tabela de senos são actualizados, tem-se:

$$\text{Resolução da portadora} = \frac{f_{PWM}}{12000} = 1,25 \quad (5.8)$$

A seguir é apresentada uma tabela com os valores limite relativos a esta opção:

Frequência [Hz]	Entradas	ΔAp (120°)	Resolução [°/entrada]	Varrim. [Hz]	Valor do <i>Temp.</i>
80	150	50	2,4°	12000	5000
50	150	50	2,4°	7500	8000
10	150	50	2,4°	1500	40000

O código *C* relativo à criação/actualização da tabela de senos encontra-se nas caixas de texto que se seguem:

```

/*****
* Function: InitTabSin()
* Description: Initialize Sine values table
*****/
void InitTabSin(void)
{
    Uint16 *TabSinPtr=TabSin;
    float graus=-180.0;
    _iq in1,in2;
    int16 ValSin=0;

    while(TabSinPtr < (TabSin + SIN_DEF_LEN)){
        in1=_IQ((PI/180)*graus);
        in2=_IQsin(in1);
        ValSin=(int16) (SIN_AMP*_IQtoF(in2));
        *TabSinPtr+=SIN_OFS+ValSin;
        graus+=SIN_STEP;
    }
} //end of InitTabSin()

```

Função em “C” inicializa a tabela de senos

```

/*****
* Function: UpTabSin()
*****/
void UpTabSin(Uint16 fn)
{
    Uint16 *TabSinPtr=TabSin;
    float graus=-180.0;
    _iq in1,in2;
    int16 ValSin=0;
    Uint32 ValDel=0;

    in1 = _IQ(fn/50.0);
    vf.Freq = in1;
    vf.calc(vf); // Compute Vf profile
    v_Mod = _IQint(_IQmpy(_IQ(100.0),vf.VoltOut));
    ValDel = _IQmpyI32int(vf.VoltOut, SIN_AMP);
    while(TabSinPtr < (TabSin + SIN_DEF_LEN)){
        in1=_IQ((PI/180)*graus);
        in2=_IQsin(in1);
        ValSin=(int16) _IQmpyI32int(in2, ValDel);
        *TabSinPtr+=SIN_OFS-ValSin;
        graus+=SIN_STEP;
    }
    Dly_Mod=MCU_CLK/(SIN_DEF_LEN*fn); // new timer delay
    fvf = 1; // enables timer delay update
} //end of UpTabSin()

```

Função em “C” atualiza a tabela de senos

5.2.3. Implementação do controlo V/f . Tendo por base o diagrama típico de um perfil V/f , figura 5.16, foi criada uma função que recebe como entrada um valor de frequência em pu e devolve um valor correspondente de tensão, também em pu .

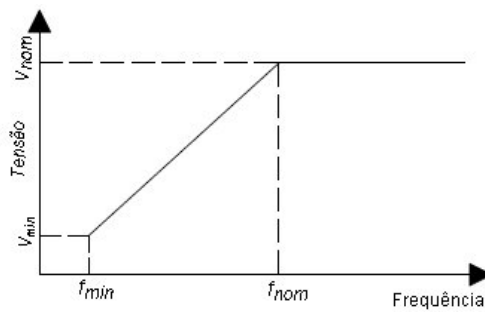


Figura 5.16 - Perfil V/f simplificado

O valor obtido vai ser utilizado para a actualização da tabela de senos cujas entradas são pesadas por esse valor, obtendo assim um novo valor para a amplitude da senoide (figura 5.17).

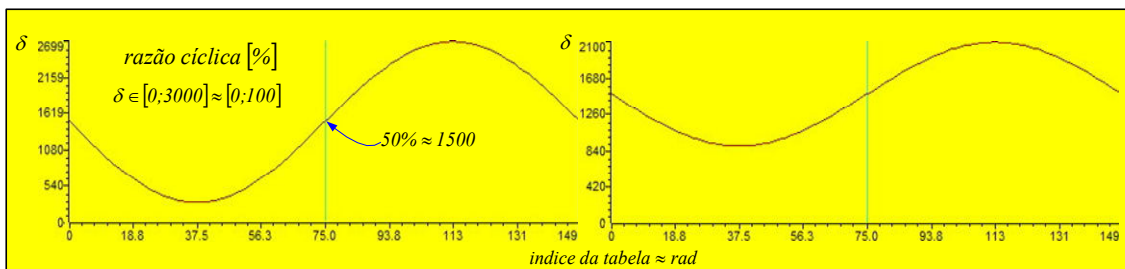


Figura 5.17 - Sinal Modulante com amplitude 0.9 e 0.5

O código C relativo à implementação do perfil V/f encontra-se na caixa de texto que se segue:

```

/*****
* Function: vhz_prof_calc()
* Description: Update VoltOut in Vf profile
*****/
void vhz_prof_calc(VHZPROF *v)
{
    _iq VfSlope, AbsFreq;
    // Take absolute frequency to allow the operation of both rotational
    // directions
    AbsFreq = labs(v->Freq);
    if (AbsFreq <= v->LowFreq)
        // Compute output voltage in profile #1
        v->VoltOut = v->VoltMin;
    else if ((AbsFreq > v->LowFreq) & (AbsFreq <= v->HighFreq))
        { // Compute slope of V/f profile
            VfSlope = _IQdiv((v->VoltMax - v->VoltMin), (v->HighFreq - v->LowFreq));
            // Compute output voltage in profile #2
            v->VoltOut = v->VoltMin + _IQmpy(VfSlope, (AbsFreq - v->LowFreq));
        }
    else if ((AbsFreq > v->HighFreq) & (AbsFreq < v->FreqMax))
        // Compute output voltage in profile #3
        v->VoltOut = v->VoltMax;
} //end of vhz_prof_calc(void)

```

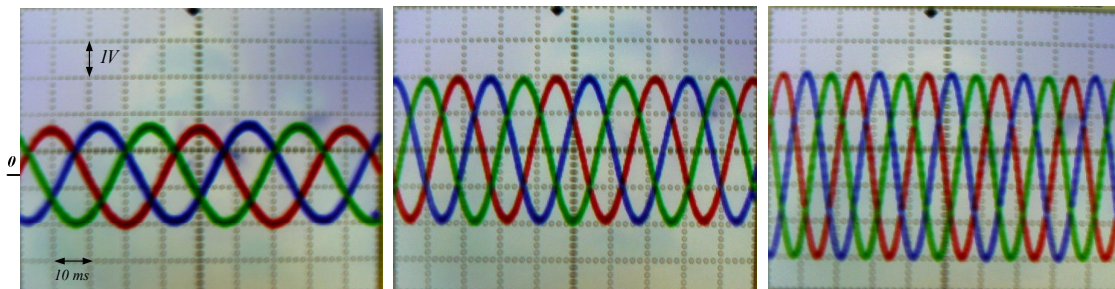
Função em “C” que implementa o perfil V/f

A estrutura que suporta os dados relativamente ao perfil, nomeadamente valores limite e actuais é apresentada na caixa abaixo:

```
typedef struct {
    _iq Freq;           //Input: Input Frequency (pu)
    _iq VoltOut;       //Output: Output voltage (pu)
    _iq LowFreq;       //Low Frequency (pu)
    _iq HighFreq;      //High Frequency at rated voltage (pu)
    _iq FreqMax;       //Maximum Frequency (pu)
    _iq VoltMax;       //Rated voltage (pu)
    _iq VoltMin;       //Voltage at low Frequency range (pu)
    void (*calc)();    //Pointer to calculation function
} VHZPROF;
typedef VHZPROF *VHZPROF_handle;
/*-----
Default initializer for the VHZPROF object.
-----*/
#define VHZPROF_DEFAULTS { _IQ(1.0), _IQ(1.0), \
                           _IQ(0.4), _IQ(1.0), \
                           _IQ(1.6), _IQ(1.0), _IQ(0.4), \
                           (void (*)(Uuint32))vHz_prof_calc }
```

Estruturas em “C” de suporte e inicialização do perfil V/f.

Na figura 5.8 e 5.9 são apresentados sinais obtidos através do osciloscópio, a partir das saídas PWM do microcontrolador e dos acopladores ópticos, respectivamente, onde foram colocados filtros passa baixo. Os sinais correspondem, respectivamente às frequências de 25 Hz, 37,5 Hz e a nominal (50 Hz). O ganho horizontal é de 10 ms/div, e o vertical de 1 V/div e de 2 V/div, respectivamente.

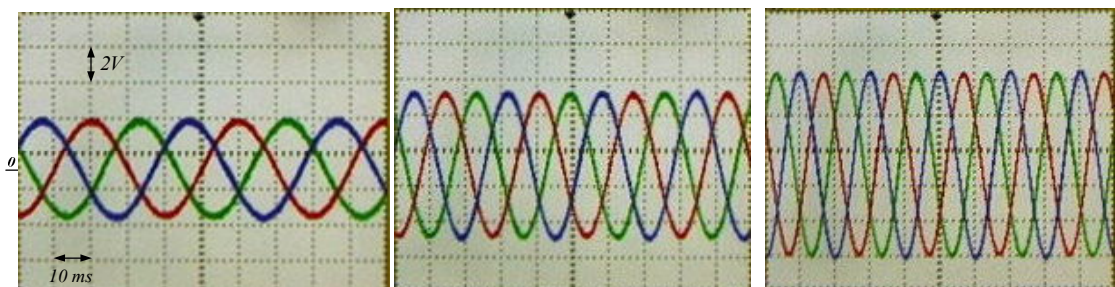


25 Hz e 1,4 V_{pp}

37,5 Hz e 2,0 V_{pp}

50 Hz e 2,5 V_{pp}

Figura 5.18 - Sinais à saída do microcontrolador através de um filtro passa baixo



25 Hz e 5,8 V_{pp}

37,5 Hz e 8,0 V_{pp}

50 Hz e 10,2 V_{pp}

Figura 5.19 - Sinais à saída dos acopladores ópticos através de um filtro passa baixo

5.3. Comandos e Monitorização. Este sistema de controlo utiliza o *PC* como interface com o utilizador. A comunicação com o *PC* é feita através da porta série norma *RS232*. Ao nível do *PC* foi implementada uma aplicação cuja janela de interface está apresentada na figura 5.20, na qual podem ser visualizadas três áreas: **Comandos**, onde é permitido alterar alguns parâmetros de funcionamento do sistema ou proceder ao arranque ou paragem do motor; **Valores actuais** onde são mostradas as grandezas actuais do sistema, tais como a frequência, velocidade de rotação do motor ou a corrente consumida pelo mesmo, e por último uma área onde podem ser apresentadas mensagens enviadas pelo sistema. O funcionamento do programa principal do microcontrolador está esquematizado no diagrama apresentado na figura 5.11.

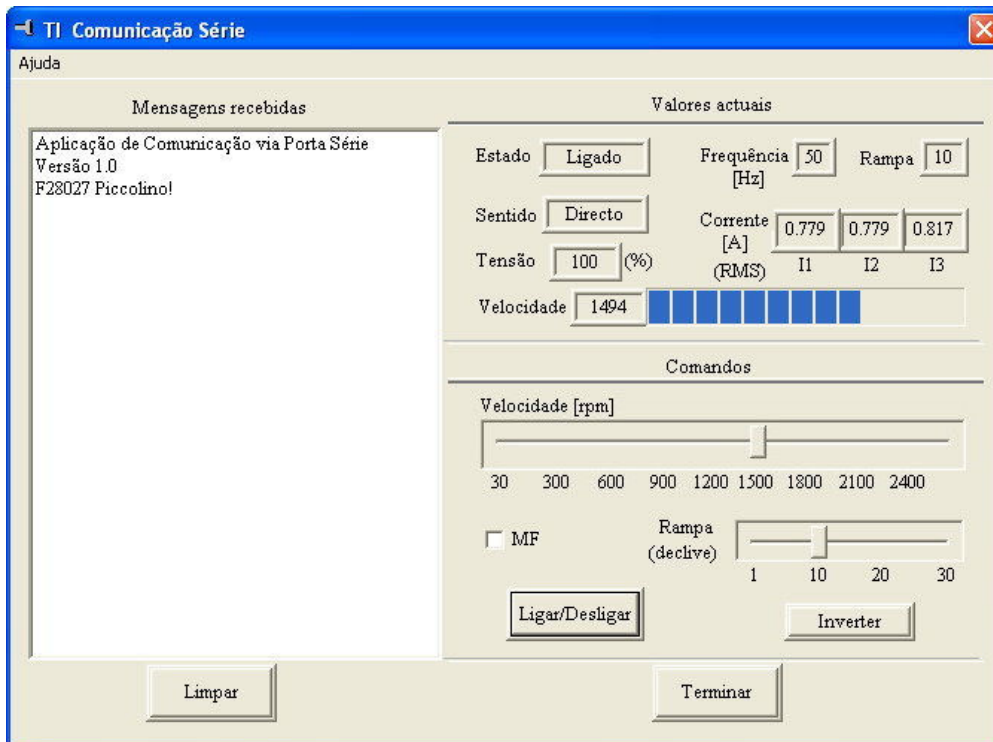


Figura 5.20 – Janela de interface residente no *PC*

5.3.1. Comandos. Para além da possibilidade de proceder ao arranque e paragem do motor através da interface de comandos é ainda possível alterar a frequência da tensão que alimenta o motor e o número de degraus utilizados no ajuste dessa frequência. Do lado do processador a execução dos comandos está implementada com o seguinte código C:

```

void Arranque()
{
    Uint16 fn=f_Mod;
    f_Mod=F_MIN;
    rpm_count = 0;
    vrpm = 0;
    Chg_Speed(F_MIN,1);
    StartEPwm();
    fligado=1;
    SendMsg(48,"1");
    if (fdirecto)
    { SendMsg(48,"2");}
    else
    { SendMsg(48,"3");}
    Send_Val(50,vrampa);
    Chg_Speed(fn,vrampa);
}

void Paragem()
{
    Uint16 fn=f_Mod;
    Chg_Speed(F_MIN,vrampa);
    f_Mod=fn;
    fligado=0;
    StopEPwm();
    Send_Val(53,0);
    SendMsg(48,"0");
    InitAdcBuf();
    SendMsg(52,"00000000");
}

```

Funções em "C" que implementam os comandos de arranque e paragem do motor.

A actualização da tensão/velocidade é efectuada tendo em conta os valores determinados em 5.1.4 foi implementada pela função *Chg_Speed* cujo código é apresentado a seguir. A variável *rp* representa o valor do factor multiplicador que define a inclinação das rampas de aceleração e desaceleração.

```

/*****
void Chg_Speed(Uint16 fnew, Uint16 rp)
{
    int16 vstep;

    if (fnew>f_Mod){ vstep=1;}
    else { vstep=-1;}
    while (fnew!=f_Mod)
    {
        f_Mod += vstep;
        UpTabSin(f_Mod);
        Send_Val(49,f_Mod);
        MyDelay(rp<<2); // Wait rp x 2 ms
        Send_Val(51,v_Mod);
    }
}

```

Função em "C" que implementa a alteração de velocidade

Por outro lado, é ainda possível efectuar a inversão do sentido de marcha sendo o comando implementado pela função *inverte* apresentada abaixo:

```

void Inverte()
{
    Uint16 fn=f_Mod;

    Chg_Speed(1,vrampa);
    StopEPwm();
    fligado=0;
    MyDelay(100); // Wait 100 ms
    f_chg=1; // enable address pointers exchange
    fdirecto=!fdirecto;
    MyDelay(1); // Wait 1 ms to establize pointers
    fligado=1;
    StartEPwm();
    if (fdirecto)
        { SendMsg(48,"2");}
    else
    { SendMsg(48,"3");}
    Chg_Speed(fn,vrampa);
}
    
```

Função em “C” que implementa a inversão da velocidade

Saliente-se a utilização de um tempo de espera de 100 *ms*, de forma a garantir que motor está parado aquando da inversão de fase.

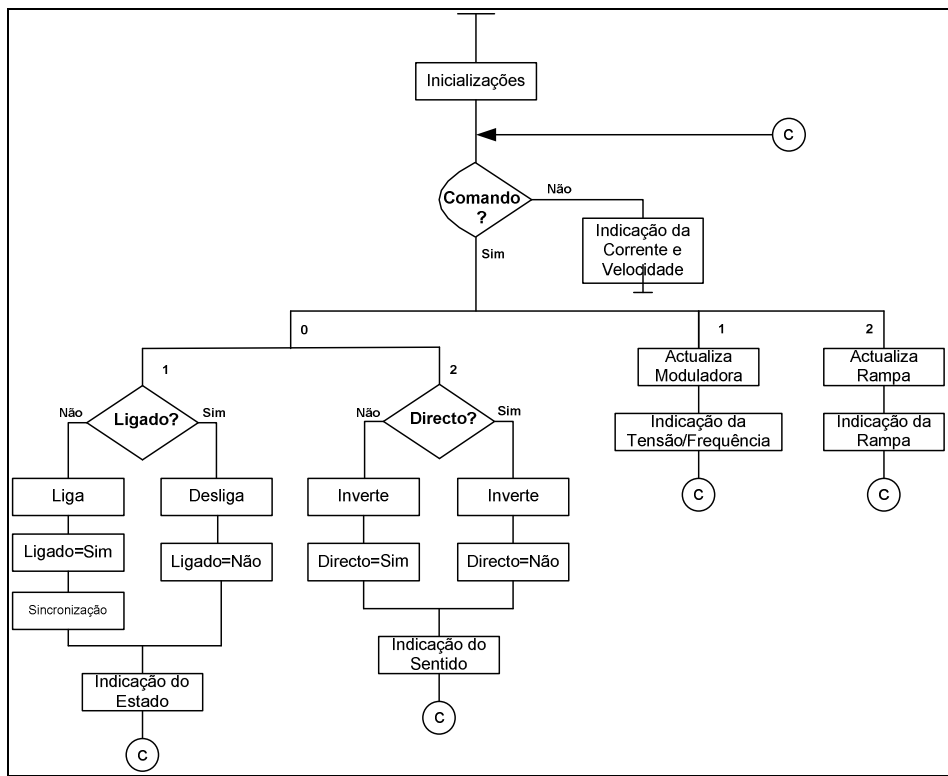


Figura 5.21- Diagrama de funcionamento do Programa Principal do Microcontrolador

5.3.2. Monitorização. Na área dos valores actuais são mostrados vários parâmetros do sistema tais como frequência, número de degraus, nível de tensão, corrente e velocidade de rotação. É ainda dada a indicação do estado do motor e sentido de marcha do mesmo.

A indicação do estado do motor, frequência e rampa (factor multiplicador) são valores que espelham os comandos enviados. Já o valor da tensão resulta da aplicação directa do método V/f . A velocidade de rotação é obtida pela contagem de impulsos gerados pelo sensor aplicado ao veio do motor, sendo esta apresentada sob a forma de valor ou de barra deslizante.

O valor das correntes que circulam pelos três enrolamentos do motor é obtido pela leitura de três transdutores aplicados à saída do inversor. A saída desses transdutores está ligada a entradas analógicas do microcontrolador. Os valores obtidos têm em conta a resolução do transdutor e do microcontrolador.

Tendo em conta os dados do transdutor referidos no ponto 5.1.2 a resolução poderá então ser calculada pela forma:

$$R_{\text{Transdutor}} = \frac{\Delta V}{\Delta I} = \frac{0,625}{15} \cong 41,67 \text{ mV} / A \quad (5.9)$$

Por outro lado as entradas analógicas no microcontrolados têm a seguinte resolução:

$$R_{\text{ADC}} = \frac{V_{\text{máx}}}{2^{12}} = \frac{3,3V}{4096} \cong 0,806 \text{ mV} / \text{bit} \quad (5.10)$$

Finalmente a resolução conjugada é obtida pela fórmula:

$$R_{\text{total}} = \frac{R_{\text{ADC}}}{R_{\text{Transdutor}}} = \frac{0,806 \text{ mV}}{41,67 \text{ mV}} \cong 0,019 \Rightarrow I[A] = 0,019 \times \text{bit} \quad (5.11)$$

5.3.3. Leitura da velocidade angular. Optou-se por utilizar o microcontrolador para implementar o método escolhido, que envolve a contagem de impulsos (C_m e C_b) e o respectivo cálculo da velocidade de rotação. O microcontrolador dispõe de um periférico designado (*eCAP*) “Enhanced Capture” que gera uma interrupção ao fim 1, 2, 3 ou 4 transições, sendo possível programar o número de transições e se é considerada a transição de subida ou descida, sendo que, independentemente do número de transições consideradas, pode ser contabilizado o tempo que decorre desde a primeira transição. Esse tempo pode ser

contabilizado em termos absolutos, ou relativos entre transições. Estas potencialidades facilitaram bastante a realização da tarefa pretendida, permitindo ainda a escolha mais conveniente de entre várias alternativas.

No presente trabalho, tendo em conta as limitações do transdutor, nomeadamente o reduzido número de orifícios e a irregularidade dos mesmos, optou-se por considerar o tempo decorrido entre duas transições, pesado pela média de todos os tempo relativos a uma volta completa. Assim, foi criada uma tabela de comprimento igual ao número de orifícios da roda girante, sendo em cada instante considerada a média dos valores válidos disponíveis. Desta forma, foi utilizado o método da contagem do tempo entre impulsos apresentado em 3.4.2., na medida em que são considerados os impulsos para sincronização, sendo o intervalo de tempo (T_e) considerado para contagem de impulsos de relógio (f_b). Com esta solução, torna-se necessário um mecanismo temporizado externo ao *eCAP*, para inicializar o *buffer* que permite o cálculo da média, bem como garantir o valor nulo de velocidade quando não são gerados impulsos do encoder. O código *C* relativo à implementação do método é apresentado na seguinte caixa de texto:

```
interrupt void ECAP1_INT_ISR(void) //PIE4.1 @ 0x000D70 ECAP1_INT (ECAP1)
{
    static Uint32 *TBufPtr = aver_arr;      // Pointer to buffer
    Uint32 taverage = 0;
    Uint16 it;

    PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP4; // Must ack PIE group
    ECapIntCount++;

    if (mycount == 0)
    { TBufPtr = aver_arr; }                // Rewind the pointer to beginning

    *TBufPtr++ = ECap1Regs.CAP1+ECap1Regs.CAP2+2 // store the result
    if (TBufPtr == (aver_arr + AVER_DIM))
    {
        TBufPtr = aver_arr;              // Rewind the pointer to beginning
    }
    if (mycount < RTPL_HOLES) //
        {mycount++;}

    for (it=0;it<mycount;it++)
    {taverage=*(aver_arr+it)+taverage;}

    vcapt=taverage/mycount;
    vfcap=150000000/vcapt;
    ECap1Regs.ECCLR.bit.CEVT2 = 1;
    ECap1Regs.ECCLR.bit.INT = 1;
    ECap1Regs.ECCTL2.bit.REARM = 1;
}
```

Função em “C” de atendimento da interrupção do módulo de captura (eCAP)

O sistema implementado, como era esperado, apresenta um desempenho bastante deficiente para baixas velocidades de rotação, em especial devido ao reduzido número de orifícios da roda girante.

No sentido de aferir a velocidade obtida através do sistema de taquímetro implementado foi efectuada uma leitura simultânea da velocidade indicada pelo sistema e pela leitura de taquímetro digital, tendo sido obtido como resultado o gráfico da figura 5.22, do qual consta ainda a velocidade síncrona calculada. Pela análise do gráfico verifica-se que o desvio é mínimo, sendo os valores praticamente coincidentes.

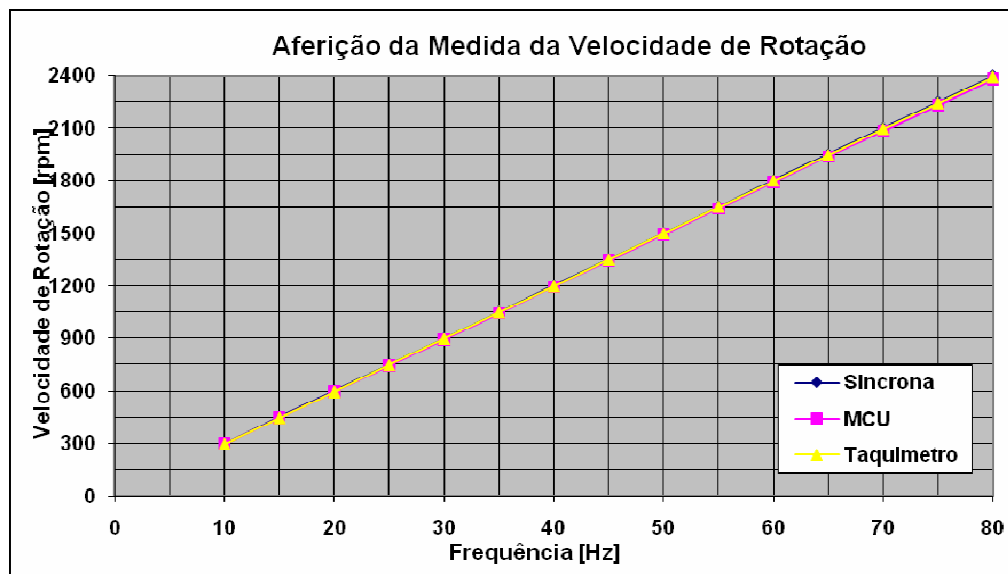


Figura 5.22 - Aferição da leitura da velocidade de rotação

Como se pode verificar, não foi efectuada a aferição para velocidades inferiores a 300 rpm para não danificar o motor. Ou seja, dado que é necessário algum tempo para garantir estabilidade do valor de velocidade lido, quer na aplicação quer no taquímetro digital, e sabendo que a baixas velocidades a corrente do motor é mais elevada e o auto-arrefecimento é deficiente, não foi efectuada a aferição para essas velocidades.

6. Análise de Resultados

6.1. Resposta em Regime Estacionário. O presente trabalho permitiu a utilização prática de dispositivos de potência e de sinal destinados à construção compacta de onduladores de tensão trifásicos.

A técnica de comando desses dispositivos através da modulação de largura de pulso mostrou-se simples mas eficaz. Para esse efeito foi utilizado um Processador Digital de Sinal, que de uma forma versátil permite a criação de vários cenários através da alteração dos vários parâmetros associados ao comando dos dispositivos.

Neste ponto do presente capítulo são apresentados os diversos resultados obtidos pela observação de sinais no osciloscópio ou pela compilação de dados recebidos na aplicação de comunicação série e guardados em ficheiro que deram origem a gráficos criados no *Microsoft Excel*. Os gráficos apresentados no ponto seguinte foram gerados na própria ferramenta de apoio à programação do microcontrolador.

6.1.1. Módulo conversor. Utilizando do motor como carga, foram visualizadas as tensões directamente aos terminais do conversor de potência (figura 6.1) e as correntes aos terminais do transdutor de corrente (figura 6.2).

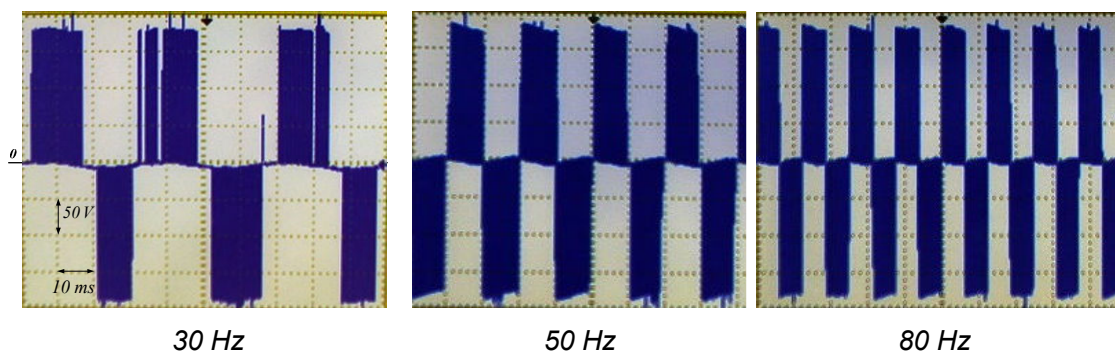


Figura 6.1 - Tensão aos terminais do conversor estático

A figura 6.1 mostra os sinais obtidos no osciloscópio e correspondem à tensão lida numa das saídas do conversor estático de potência. A escala horizontal é de 10 ms/div , sendo que a vertical corresponde a 50 V/div . Não sendo possível obter uma

escala mais elevada, a tensão do barramento DC teve que ser limitada a $180 V$. Como se pode verificar pela análise da figura, a tensão varia entre valores muito próximos de $+180 V$ e $-180V$.

A corrente que alimenta uma das fases do motor de indução é apresentada na figura 6.2. Foi obtida no osciloscópio tendo sido captada aos terminais do transdutor de corrente. A escala horizontal é de $10 ms/div$, sendo que a vertical corresponde a $25mV/div$. Como foi referido no capítulo anterior, a tensão presente na saída do transdutor, depois de retirado o *offset* de $2,5 V$ relativo à ausência de corrente, varia entre $-625 mV$ e $+625 mV$, que corresponde a uma variação real entre $-15 A$ e $+15 A$.

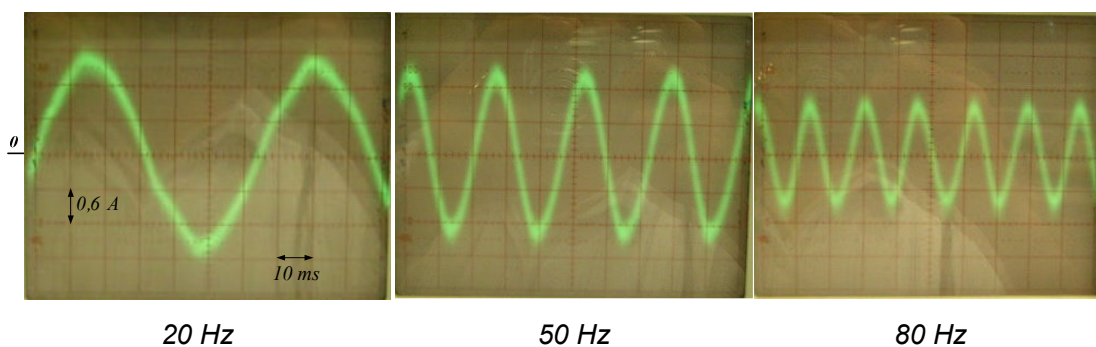


Figura 6.2 - Corrente aos terminais de um transdutor

Neste ensaio, a tensão do Barramento DC foi de cerca de $280 V$ e o motor estava a rodar em vazio. Como se pode verificar pela leitura das figuras, está visível a frequência de alimentação do motor, e ainda que a corrente é mais elevada quando o motor está a ser alimentado uma frequência dentro da zona activa do perfil V/f .

6.1.2. Resposta em Tensão e Corrente. A frequência de alimentação do motor foi variada desde *zero* até um valor da ordem dos $90 Hz$, mantendo para cada frequência um tempo de funcionamento suficiente para que se possa considerar um regime estacionário por um lado mas, especialmente nas baixas velocidade de rotação, não suficiente para pôr em perigo o motor devido ao sobrequecimento. Entretanto, foram recolhidos, ao nível do PC, pela aplicação de comunicação série, os valores da tensão relativa e os valores da corrente numa das fases, associando a cada par desses valores a velocidade de rotação síncrona respectiva. Com base nos valores recolhidos foi criado um gráfico comparativo do comportamento da tensão (em termos percentuais da tensão nominal) e da corrente para os vários pontos de funcionamento do motor em função da sua velocidade de rotação síncrona. Face à ordem de grandeza da tensão face à corrente, foi utilizado um factor de escala para

a corrente. Desta forma, o valor de corrente lido do gráfico deve ser dividido por 50 para se obter o valor realmente lido pelo transdutor. O gráfico obtido consta da figura 6.3.

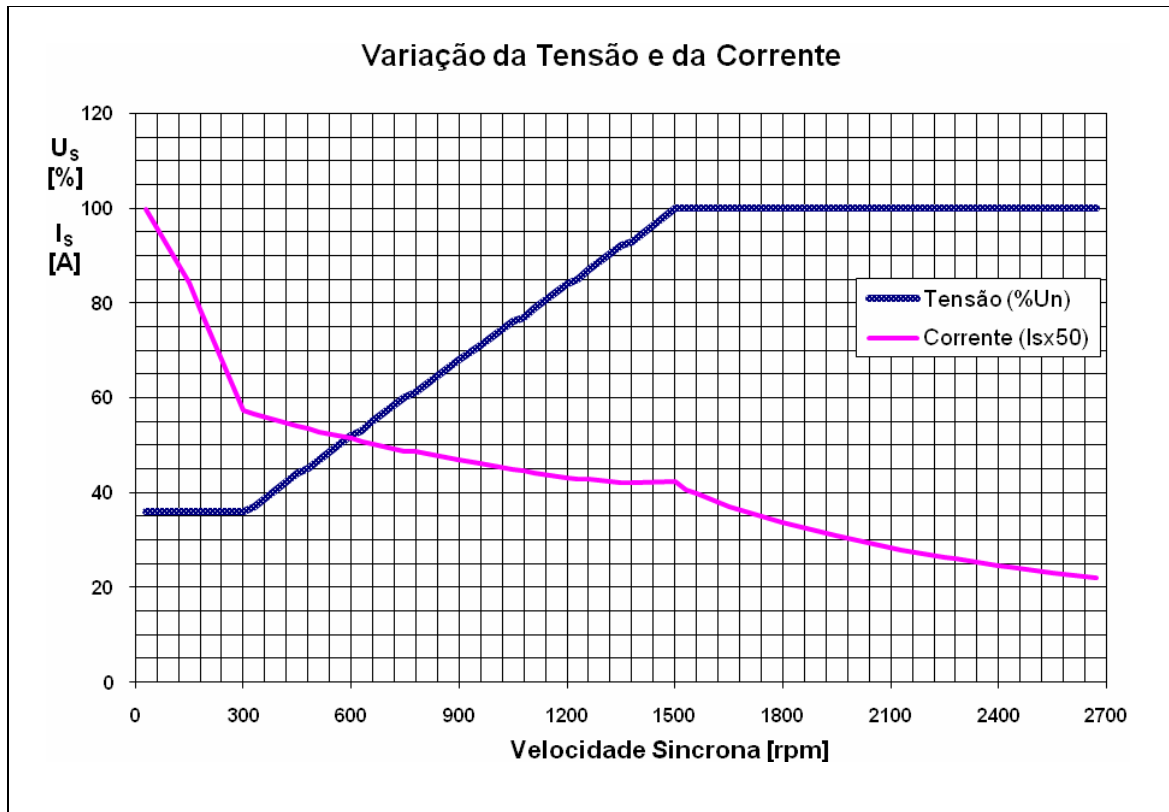


Figura 6.3 - Variação da tensão e corrente em função da velocidade síncrona

Embora não tenha sido possível comprovar directamente o valor do binário ao longo dos ensaios, pela análise da curva da corrente, no que toca à zona activa do perfil V/f (10-50Hz), o binário parece corresponder às expectativas.

6.2. Resposta em Regime Dinâmico. O estudo da resposta dinâmica do motor de indução face ao comando V/f , insidre essencialmente sobre as velocidades obtidas em vários cenários, nomeadamente arranque, aceleração e desaceleração e finalmente inversão de marcha. Os gráficos apresentados foram obtidos na aplicação de apoio à programação do microcontrolador, sendo para o efeito utilizado o *ControlStick* do *F28027*. O tempo decorrido entre dois impulsos consecutivos foi contabilizado pelo dispositivo *eCAP*, o ritmo de leitura da velocidade foi definido por um módulo PWM. Os valores obtidos eram guardados numa tabela de 648 posições, que correspondem uma determinada janela de leitura, a qual deu origem aos gráficos apresentados. O tempo de amostragem da velocidade definido

pelo módulo PWM foi de 12 kHz. No entanto, esse valor foi depois dividido por um factor de escala de forma a fazer corresponder a janela de leitura ao tempo necessário para cada tipo de ensaio, como se pode verificar na escala horizontal dos gráficos (0.864s; 6,46s; 13s).

6.2.1. Arranque do motor. Foi efectuado o ensaio relativo à resposta dinâmica da velocidade de arranque do motor utilizando vários valores para o factor de multiplicação desde o seu valor mínimo 1, correspondente a uma rampa de aceleração 2 ms/Hz, e máximo de 50, que corresponde a uma rampa de aceleração de 100 ms/Hz. A frequência mínima de arranque utilizada foi de 1 Hz, equivalente a uma velocidade síncrona de 30 rpm.

Na figura 6.4 é apresentada a comparação entre o arranque directo do motor e o arranque em perfil V/f na versão mais rápida. A velocidade foi amostrada a uma frequência de 750 Hz sendo a janela de amostragem correspondente a 648 amostras que correspondem a 846 ms. De acordo com o ritmo de subida calculado em 5.1.4, o valor mínimo de subida seria de 100ms (50×2 ms). O valor obtido foi de cerca de 230 ms, que representa sensivelmente o dobro. Tal deve-se ao facto de fazer parte da rotina de actualização de velocidade o cálculo de uma nova tabela de senos. No arranque directo, onde a actualização é efectuada uma única vez, o tempo de subida é de apenas 58 ms, o que se justifica pelo facto de o arranque ter sido efectuado em vazio, sendo o escorregamento diminuto.

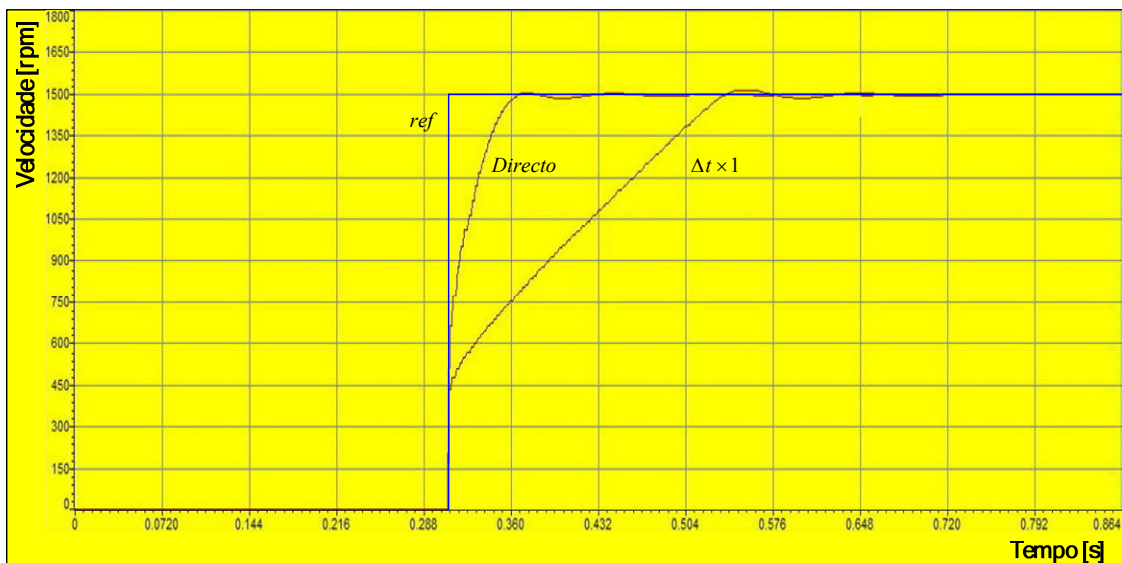


Figura 6.4 - Resposta dinâmica da velocidade no arranque rápido do motor

A figura 6.5 apresenta a comparação entre o arranque para vários valores da rampa de aceleração. A velocidade foi amostrada a uma frequência de 100 Hz sendo a janela de amostragem correspondente a 648 amostras que correspondem a 6,48 s.

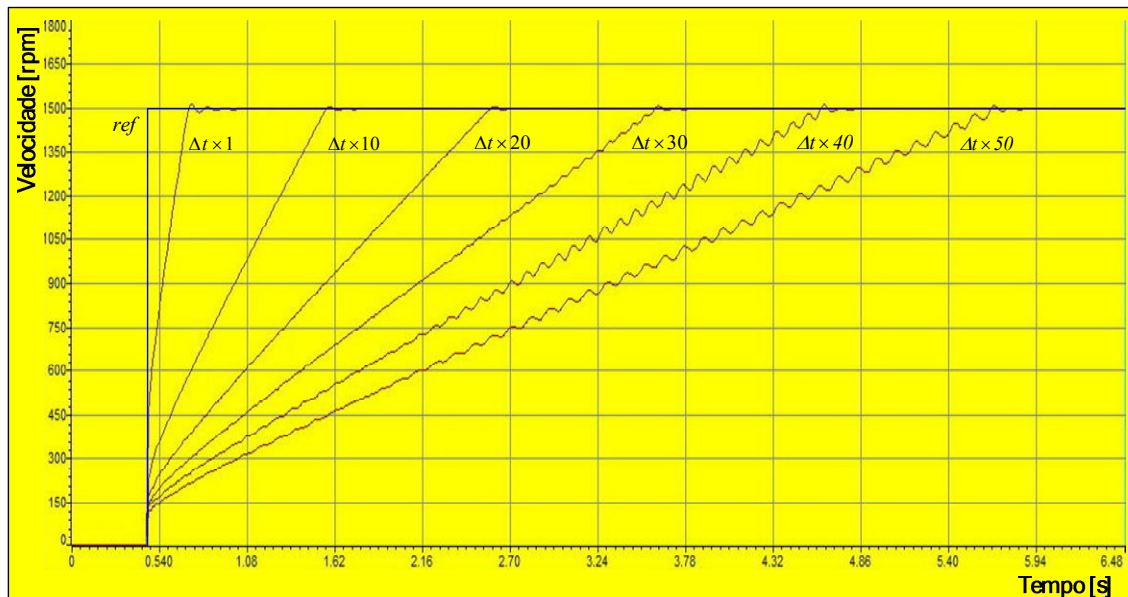


Figura 6.5 - Resposta dinâmica da velocidade no arranque do motor

No gráfico da figura 6.6 é apresentada a evolução do erro relativo do tempo real de arranque face ao teórico.

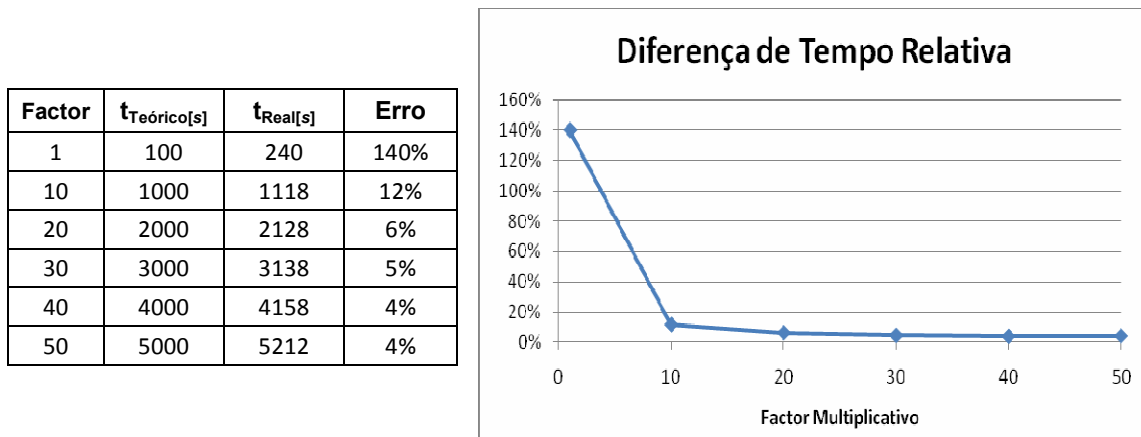


Figura 6.6 – Tempo real de arranque versus teórico

Como se pode verificar pela evolução do gráfico, a influência do peso relativo da actualização de parâmetros no microcontrolador, vai-se tornando menos influente no desempenho do sistema à medida que a rampa de aceleração é mais lenta.

Nos gráficos apresentados para além de se confirmar a resposta do motor face a um comando em perfil V/f com diferentes tempos de actualização dos pares (V/f)

aplicados no seu estator, de se verificar a influência do tempo de execução do código pelo microcontrolador, é ainda evidente a fraca sensibilidade do taquímetro nas baixas velocidades.

6.2.2. Rampas de Aceleração e de Desaceleração. Foi efectuado o ensaio variando a velocidade dentro dos valores abrangidos pelo perfil V/f , utilizando vários valores do factor multiplicador, que corresponde a utilizar vários tempos de aceleração e desaceleração.

A figura 6.7 apresenta a variação de velocidade para vários valores da rampa de aceleração. A velocidade foi amostrada a uma frequência de 50 Hz sendo a janela de amostragem correspondente a 648 amostras que correspondem a 13 s .

Ao gráfico foi adicionada uma recta representativa da resposta esperada face ao valor teórico calculado.

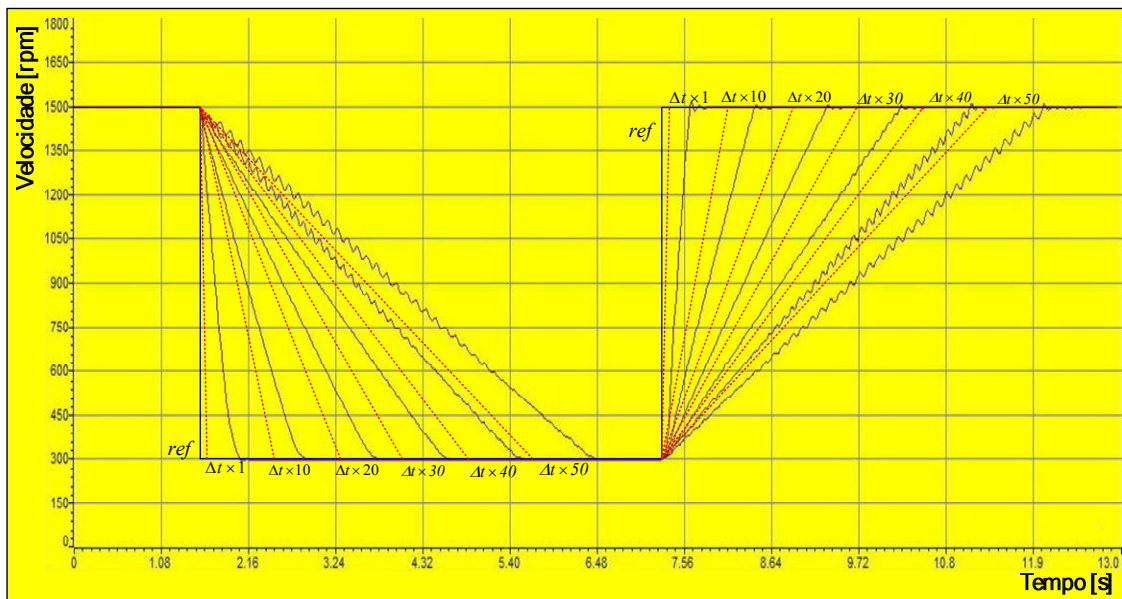


Figura 6.7 - Rampas de aceleração e desaceleração (50Hz - 10Hz - 50Hz)

Como se pode verificar, embora a diferença no tempo de resposta vá aumentando em termos absolutos com o aumento da rampa, em termos relativos ela diminui.

Na figura 6.8 é também apresentada a variação de velocidade para vários valores da rampa de aceleração, envolvendo valores de velocidade correspondentes à zona activa do perfil V/f e à zona de enfraquecimento de fluxo.

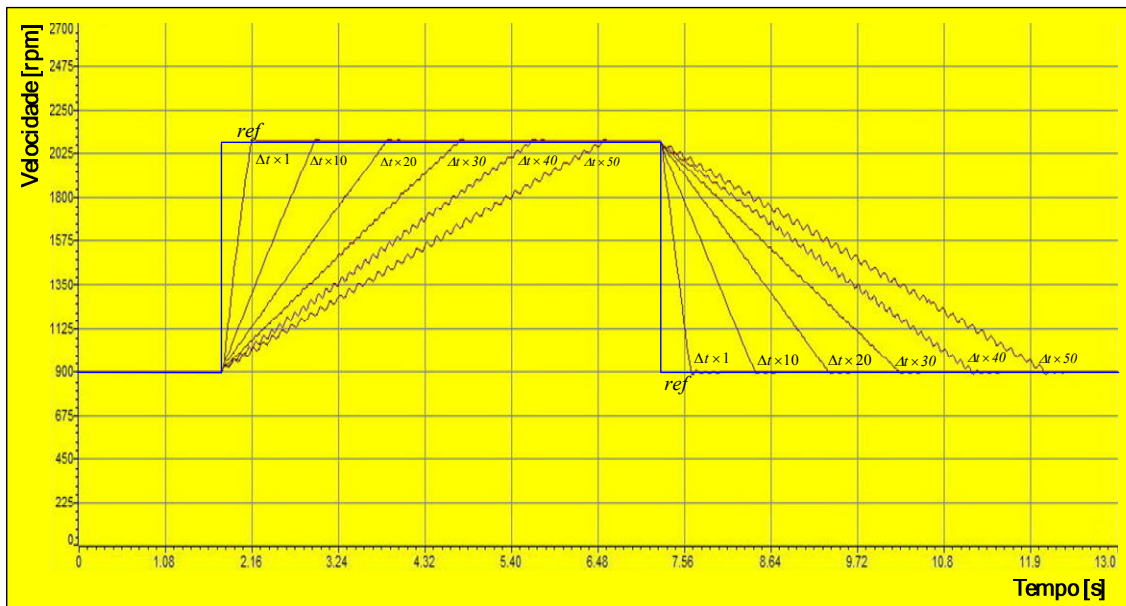


Figura 6.7 - Rampas de aceleração e desaceleração (30Hz - 70Hz - 30Hz)

Pela análise das figuras 6.7 e 6.8 verifica-se que em termos de velocidade, a resposta do motor é idêntica para valores dentro do perfil V/f e para valores acima da velocidade nominal, limite superior do perfil V/f .

6.2.3. Inversão de Marcha. Partindo da velocidade de rotação correspondente aos parâmetros nominais do motor (1500 rpm) foi feita a inversão do motor utilizando vários factores multiplicativos, correspondes a diferentes tempos de transição.

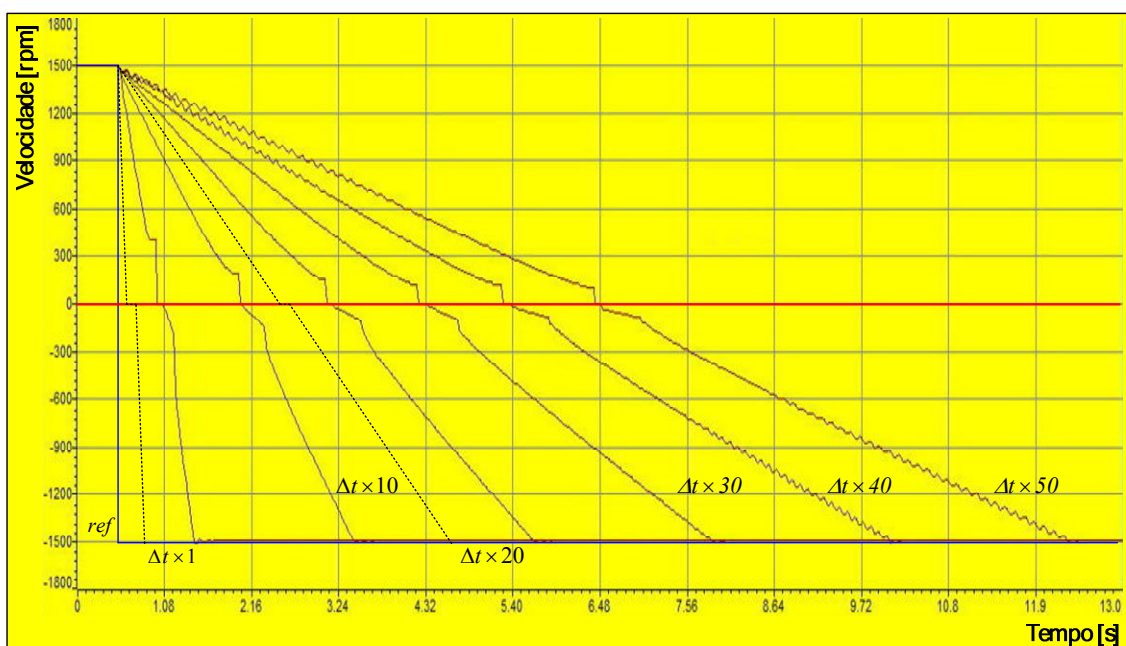


Figura 6.9 - Resposta dinâmica na inversão de marcha

A título representativo foram adicionadas duas componentes (traço pontado) que correspondem à resposta determinada teóricamente para os factores unitário e o relativo ao factor multiplicativo igual 20.

Como se pode verificar pela análise da figura 6.9 que em torno do ponto correspondente à velocidade nula, existe um zona de descida abrupta seguida de uma subida lenta. Embora os elementos disponíveis não permitam uma análise conclusiva, a observação de uma descida abrupta pode dever-se essencialmente a dois factores: fraca definição na leitura da velocidade devido a uma resposta deficiente do transdutor no que respeita a baixas velocidades e, por outro lado, ao atrito viscoso do motor. A subida mais lenta deve-se ao momento de inércia do motor associado ao peso relativo da resistência do estator dado não ter sido feita a compensação devida (vide 2.4.3).

6.2.4. Análise à Resposta Dinâmica. Pela observação dos diversos gráficos apresentados pode concluir-se que é possível controlar a velocidade do motor desde que os parâmetros tensão e frequência se encontrem dentro da zona activa do perfil V/f e em especial nas rampas de aceleração e desaceleração mais lentas. Embora a precisão da leitura dos valores utilizados para análise seja algo reduzida, pelo facto dos valores terem sido retirados de um gráfico, há três factores que é possível assinalar:

- a necessidade de uma maior definição, especialmente nas baixas velocidades, quando na fase inicial do arranque ou na inversão de marcha;
- a necessidade de otimizar a programação do microcontrolador no que respeita à actualização da velocidade;
- a necessidade de melhorar o transdutor de velocidade, para que seja possível obter uma resposta mais conclusiva em especial nas baixas velocidades.

Sem a resolução das questões acima apresentadas, nomeadamente as duas primeiras, é difícil analisar com algum rigor a resposta do motor a baixas frequências e em especial determinar, de uma forma consistente, as razões que levam à diferença no comportamento da máquina no início da zona de aceleração nas situações de arranque e inversão de marcha.

7. Conclusões

7.1. Considerações Finais. O presente trabalho permitiu a utilização prática de dispositivos de potência e de comando na construção de onduladores de tensão trifásicos compactos destinados ao accionamento de motores de indução.

A técnica de comando do ondulador de tensão através da modulação de largura de impulso mostrou-se simples mas eficaz. Para esse efeito foi utilizado um microcontrolador com capacidade de processamento digital de sinal, que de uma forma versátil permitiu a criação de vários cenários através da alteração dos vários parâmetros associados ao comando do ondulador. No estudo foi dado especial relevo ao controlo de velocidade com utilização do método escalar de variação simultânea da amplitude e da frequência (V/f) da tensão de alimentação do motor.

O trabalho desenvolvido permitiu atestar o desempenho do motor de indução trifásico quando alimentado a várias amplitudes e frequências da tensão de alimentação, bem como demonstrar o funcionamento do controlo velocidade do motor segundo a técnica V/f .

Relativamente às várias componentes que foram objecto de estudo no presente trabalho cabe aqui destacar aquelas que foram determinantes nos resultados obtidos:

Motor de Indução Trifásico – Mostrou ser uma máquina bastante robusta, respondendo da forma esperada ao accionamento a que foi sujeito. No entanto, por limitações em termos de equipamento, ficou por testar o seu comportamento em regime de carga e em diferentes configurações de alimentação.

Comando V/f – Método de comando baseado no funcionamento do motor em regime permanente, revelou-se eficaz mesmo quando em regime dinâmico quer no arranque do motor, quer nas acelerações, desacelerações ou inversão de marcha. O algoritmo associado à sua implementação é pouco complexo, em especial devido ao microcontrolador e à linguagem de programação escolhidos.

Conversor de potência – O circuito integrado utilizado é compacto, necessitando de poucos componentes exteriores para funcionar em pleno, como conversor de potência. Mostrou-se robusto durante os ensaios, sendo o seu consumo relativamente modesto. No entanto, ficaram por testar as suas capacidades em regiões próximas dos seus limites quer de frequência quer de corrente.

Microcontrolador – Tendo boas capacidades em termos de processamento e periféricos disponíveis, tem ainda uma ferramenta de desenvolvimento e um conjunto de bibliotecas que permitiu que rapidamente fosse possível tirar partido das suas principais potencialidades. A existência de *kits* de desenvolvimento, a um preço acessível, foi um factor que permitiu a sua utilização no desenvolvimento do sistema que se pretendia estudar e ainda na obtenção da informação necessária à análise de resultados.

7.2. Trabalho Futuro. No decorrer da preparação e execução deste trabalho foram levantadas uma série de questões que, por não ter sido possível resolvê-las ou porque ultrapassam o âmbito à partida definido, passam a constituir propostas que poderiam dar continuidade ao presente trabalho.

7.2.1. Compensação do Escorregamento. O controlo escalar permite alterar o valor da frequência da tensão de alimentação do motor, mantendo uma relação constante com a amplitude dessa mesma tensão, garantindo assim uma zona de binário constante. A velocidade de rotação do motor, depende da velocidade do campo girante o qual está directamente relacionada com a frequência da tensão. No entanto, velocidade de rotação mecânica do motor é menor que a do campo girante e depende essencialmente do binário de carga aplicado.

Existem situações em que é conveniente que o motor rode a uma velocidade quase constante, mesmo na presença de pequenas flutuações no valor do binário da carga. A compensação pode ser efectuada alterando o valor da velocidade de referência, provocando um ajuste dentro do perfil V/f . Essa compensação pode ser efectuada manualmente, para cada situação concreta de carga, no entanto não será muito eficiente para flutuações inesperadas.

O ajuste automático é assim a forma mais eficaz de compensar os desvios do escorregamento, sendo para tal necessário recorrer ao controlo em cadeia fechada.

A compensação desta diferença de velocidades, cuja abordagem foi afluada do decorrer do estudo do motor de indução, constitui uma melhoria do trabalho desenvolvido e que pode ser analisada em trabalhos futuros.

7.2.2. Monitorização da Tensão do Barramento DC. Com a utilização de um transdutor adequado que permita levar ao microcontrolador a informação sobre o valor actual da tensão do barramento DC, é possível alterar o posicionamento do perfil V/f , executar acções preventivas/correctivas ou simplesmente enviar mensagens ao operador. O sistema actual é completamente transparente ao valor da tensão do Barramento.

7.2.3. Melhoria do Transdutor de Velocidade. O dispositivo óptico utilizado dispõe de dois canais de sinal. Com uma roda girante adequada, podem ser gerados dois sinais desfasados de 90° , os quais permitem obter um melhor tempo de resposta e ainda obter informação relativa ao sentido de rotação do motor. Por outro lado, uma roda girante com um número mais elevado de orifícios e uma maior uniformidade quer de furação quer de espaçamento melhoraria o seu desempenho, em especial para as baixas velocidades de rotação.

7.2.4. Utilização de Microcontroladores com melhor performance. O Microcontrolador da série *Piccolino F28035*, incorpora o sistema CLA “*Control Law Accelerator*”, que poderá ser muito útil na implementação de sistemas em malha fechada. Os microcontroladores da série *Delfino*, são mais rápidos, possuem uma maior variedade de periféricos e têm ainda a capacidade de efectuar operações com vírgula flutuante. Assim, para sistemas mais complexos, onde se pretenda um controlo mais exigente ao nível do binário, da corrente ou mesmo da velocidade, seria de considerar a utilização destes dispositivos.

8. Referências Bibliográficas

- [1] Trzynadlowski, Andrzej M., “*Introduction of Modern Power Electronics*”, Second Edition.
- Wiley -John Wiley & Sons, Inc., 2010, ISBN 978-0-470-40103-3
- [2] Kamal, Raj, “*Embedded Systems, Architecture, Programming and Design*”, Second Edition.
- McGraw-Hill, 2008, ISBN 978-0-07-066764-8
- [3] Noergaard, Tammy, “*Embedded Systems Architecture*”.
- EDN Series, 2005, ISBN 0-7506-7792-9
- [4] Chapmen, Stephen J. “*Electric Machinery Fundamental*”, 4ª Ed.
- McGraw-Hill, 2005, ISBN 978-0-07-115155-9
- [5] Heath, Steve, “*Embedded System Design*”.
- ELSEVIER, 2003, ISBN 0-7506-5546-1
- [6] Bose, Bimal K., “*Modern Power Electronics and AC Drives*”.
- Prentice Hall PTR, 2002, ISBN 0-13-016743-6
- [7] Krause, Paul C. e outros, “*Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*”, 2nd Ed.
- Wiley-IEEE Press, 2002, ISBN 978-0-471-14326-0
- [8] Boldea, Ion e Nasar, Syed A., “*The Induction Machine Handbook*”.
- CRC Press, 2002, ISBN 0-8493-0004-5
- [9] Holmes, D. G. e Lipo T., “*Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice*”.
- Wiley-IEEE Press, 2002, ISBN 978-0-471-14326-0
- [10] Trzynadlowski, Andrzej M., “*Control of Induction Motors*”.
- Academic Press, 2001, ISBN 0-12-701510-8
- [11] Palma, João, “*Accionamentos Electromecânicos de Velocidade Variável*”.
- Prentice Hall PTR, 1999, ISBN 0-13-016743-6
- [12] Silva, Fernando, “*Electrónica Industrial*”.
- Gulbenkian, 1999, ISBN 0-13-016743-6
- [13] Labrique, Francis e Santana, João, “*Electrónica de Potência*”.
- Fundação Calouste Gulbenkian, 1991, ISBN 972-31-0534-9

Teses e Artigos

- [14] **Win, Thida, Sabai, Nang e Maung, Hnin Nandar**, “*Analysis of Variable Frequency Three Phase Induction Motor Drive*”.
- World Academy of Science, Engineering and Technology 42, 2008.
 - <http://waset.org/journals/waset/v42/v42-122.pdf>
- [15] **Suksri, Tianchai e Tunyasrirut, Satean**, “*T-DOF PI Controller Design for a Speed Control of Induction Motor*”.
- World Academy of Science, Engineering and Technology 35, 2007.
 - www.akademik.unsri.ac.id/download/journal/files/waset/v35-25.pdf
- [16] **Srilad, Sompong, Tunyasrirut, Satean e Suksri, Tianchai**, “*Implementation of a Scalar Controlled Induction Motor Drives*”.
- SICE-ICASE International Joint Conference (ieeexplore.ieee.org), 2006.
- [17] **Thongam, Jogendra Singh**, “*High Performance Sensorless Induction Motor Drive*”.
- University of Quebec at Chicoutimi, Canadá, 2006.
 - <http://bibvir.uqac.ca/theses/24684111/24684111.pdf>
- [18] **Boll, J. e Fuchs, F.W.** “*Direct Control Methods for Matrix Converter and Induction Machine*”
- Institute for Power Electronics and Electrical Drives, University of Kiel, Germany, 2005.
 - www.tf.uni-kiel.de/etit/LEA/dl-open/isie05_final.pdf
- [19] **Lettl, Jiri e Fligl, Stanislav**, “*Matrix Converter Control System*”.
- Czech Technical University in Prague, Symposium 2005.
 - www.piers.org/./Vol1No4Page395to398.pdf

Outros Documentos de Apoio

- [20] **Digital Motor Control Methodology** for C2000™ Real-Time Control Microcontrollers
- Texas Instruments, (SLMY001.pdf), 2010.
- [21] **TMS320F2802x Datasheet**
- Texas Instruments, (SPRS523E.pdf), 2010.
- [22] **TMS320x2802x Piccolo Enhanced Pulse Width Modulator Module**
- Texas Instruments, (SPRUGE9D.pdf), 2010.
- [23] **C2000™ Piccolo™ 1-Day Workshop**, Workshop Guide and Lab Manual
- Technical Training Organization (TTO), Texas Instruments, Abril 2009
- [24] **TMS320x2802x Piccolo Enhanced Capture Module**
- Texas Instruments, (SPRUFZ8A.pdf), 2009.

[25] TMS320x2802x Piccolo Serial Communications Interface

- Texas Instruments, (SPRUGH1C.pdf), 2009.

[26] TMS320x2802x Piccolo Analog-to-Digital Converter (ADC) and Comparator

- Texas Instruments, (SPRUGE5B.pdf), 2009.

[27] TMS320C28x CPU and Instruction Set Reference Guide

- Texas Instruments, (SPRU430E.pdf), 2009.

[28] TMS320C28x Optimizing C/C++ Compiler v5.0.0 - User's Guide

- Texas Instruments, (SPRU514C.pdf), 2007

[29] Code Composer Studio Development Tools v3.3 - Getting Started Guide

- Texas Instruments, (SPRU509H.pdf), 2006.

[30] An Introduction to AC Induction Motor Control Using the dsPIC30F MCU

- Microchip, AN984 (DS00984A), 2005.

[31] V/F Control of 3-Phase Induction Motors Using PIC16F7X7 Microcontrollers

- Microchip, AN889 (DS00889A), 2004.

[32] IPM Application Overviews, Integrated Power Module for Appliance Motor Drives

- International Rectifier, AN-1044 revA, 2002.

[33] Topologias de Circuitos de Comando para Onduladores de Tensão, Paulo Gambôa

- Folhas de Apoio à Cadeira de Electrónica de Regulação e Comando, 2003

[34] Controlo de Motores Eléctricos, Gil Marques

- Instituto Superior Técnico, 1999

[35] Digital Signal Processing Solution for AC Induction Motor

- Texas Instruments, (BPRA043.pdf), 1998.

9. ANEXOS

- A - Diagrama de Blocos do *TMS320F28027*
- B - Mapeamento de Memória do *TMS320F28027*
- C - Exemplo de programação do módulo *ePWM* do *TMS320F28027*
- D - Esquema eléctrico do módulo de Potência