

Motores de Corrente Alternada

Relatório do Trabalho Experimental

Nuno Nunes

31 de Maio de 2001

Conteúdo

1	Introdução	4
1.1	Descrição Sumária do Trabalho Experimental - Objectivos	4
1.2	Registo de Alterações	5
1.3	Preâmbulo	6
2	Sistemas de Controlo - Características	7
2.1	Motivação	7
2.2	Introdução	7
2.3	Vectores no espaço	8
2.3.1	Definição	8
2.3.2	Normalização	10
2.4	Comutação de Vectores de Estado	10
2.5	Critérios de Performance	12
2.5.1	Harmónicos na Corrente	13
2.5.2	Espectro Harmónico	13
2.5.3	Índice de modulação máximo	14
2.5.4	Harmónicos no binário	14
2.5.5	Frequência e Perdas de Comutação	14
2.5.6	Performance Dinâmica	15
3	Sistemas de Controlo - Circuito Aberto	16
3.1	PWM baseada em portadora	16
3.1.1	Método de Suboscilação	18
3.1.2	Método de suboscilação modificado	18
3.1.3	Técnicas de Amostragem	19
3.1.4	Modulação com vectores de espaço	21
3.1.5	Modulação com Vectores de Espaço modificada	22
3.1.6	Modulação sincronizada baseada em portadora	23
3.1.7	Performance da PWM baseada em portadora	24
3.2	PWM sem portadora	25
3.3	Sobremodulação	26
3.4	PWM optimizado em circuito aberto	29
3.4.1	Eliminação de harmónicos	30
3.4.2	Funções Objectivo	30
3.4.3	Método óptimo em cada subciclo	31
3.5	Condições de comutação	33
3.5.1	Duração mínima dos estados de comutação	33
3.5.2	Efeito de Tempo Morto	33
3.5.3	Compensação de Tempo Morto	35

4 Na Prática ...	37
4.1 Análise da Implementação	37
4.2 Resultados Práticos	38
4.2.1 Máxima Frequência Fundamental	38
4.2.2 Qualidade da forma de Onda a melhorar	38
4.2.3 Frequência Fundamental baixa	38
4.2.4 Máxima qualidade da modulação	40
4.3 Exposição da Implementação Prática	40
4.3.1 Actualização do sinal triangular	41
4.3.2 Actualização dos sinais sinusoidais	42
4.3.3 Actualização de bits que indicam as relações dos dois sinais	43
4.3.4 Actualização das portas do micro-controlador (criação dos pulsos)	43
5 Conclusão e Análise do Trabalho Efectuado	44
5.1 Análise dos Objectivos	44
5.1.1 Estudar diversos métodos de modulação de largura de impulsos para sistemas trifásicos	44
5.1.2 Estudar diversos métodos de implementação digital de MLI	44
5.1.3 Estudar a arquitectura MCS-51 e analisar as suas capacidades	45
5.1.4 Definir as relações entradas/saídas para a MLI	45
5.1.5 Estudar e caracterizar os limites de funcionamento da MLI e implementar: frequência fundamental, amplitude, frequência de comutação e tempo morto	45
5.1.6 Implementar uma MLI e testá-la adequadamente (verificando o espectro)	45
5.1.7 Efectuar uma análise comparativa de duas modulações implementadas	46
5.2 Conclusão	46
A Programa Implementado	48

Lista de Figuras

2.1	Formas de onda de uma MLI (método de suboscilação)	8
2.2	Definição de um vector no espaço de corrente	9
2.3	Conversor trifásico de potência	10
2.4	Formas de onda de um sistema trifásico de comutação	11
2.5	Vectores de estado de comutação no plano complexo	12
3.1	Estruturas básicas de modulação de largura de impulsos	16
3.2	Método de Suboscilação - Diagrama de sinais	17
3.3	Sinais de referência e sinal portador	17
3.4	Determinação dos instantes de comutação	17
3.5	Sinais de referência adicionados com sequências de zero	18
3.6	Amostragem natural	19
3.7	Técnicas de Amostragem	20
3.8	Modulação com vectores de espaço	20
3.9	Motor de Indução - Circuito equivalente	22
3.10	Trajectórias lineares de harmónicos na corrente para alguns métodos de mod.	22
3.11	Performance da modulação baseada em portadora	23
3.12	Espectro harmónico da modulação por vectores de estado	23
3.13	Amostragem sincronizada	24
3.14	Mod. Sinc. bas. Portadora, factor de perdas d^2 vs. índice de modulação	25
3.15	Gerador aleatório de frequência do sinal portador	25
3.16	Modulação PWM sem portadora	27
3.17	Sobremodulação	28
3.18	Factor de perdas d^2 na sobremodulação	28
3.19	Formas de onda da corrente na sobremodulação	29
3.20	Angulos de comutação óptimos	30
3.21	Factor de perdas d^2 para um PWM óptimo sincronizado	31
3.22	Método óptimo em cada subciclo	32
3.23	Trajectórias da corrente	32
3.24	Atraso na comutação do inversor	33
3.25	Efeito do tempo morto	34
3.26	Efeito do tempo morto	34
3.27	Instabilidade electromagnética devida ao efeito de tempo morto	35
3.28	Compensação do efeito de tempo morto	35
4.1	Frequência Fundamental Máxima (104Hz)	39
4.2	Frequência Fundamental de 30Hz	39
4.3	Frequência Fundamental de 2Hz	40
4.4	Frequência Fundamental de 100mHz	41

Capítulo 1

Introdução

1.1 Descrição Sumária do Trabalho Experimental - Objectivos

Com este trabalho pretende-se efectuar uma *Modulação da largura de impulsos trifásica* utilizando um micro-controlador baseado na arquitectura *MCS-51 da Intel*.

Este sistema deve apresentar como *entradas*:

- Frequência fundamental
- Amplitude
- Frequência de comutação
- Tempo morto

Como *saídas* deve fornecer:

- 6 saídas MLI
- 1 saída de sincronismo.

Os *objectivos* principais são:

- Estudar diversos métodos de modulação de largura de impulsos para sistemas trifásicos;
- Estudar diversos métodos de implementação digital de MLI;
- Estudar a arquitectura MCS-51 e analisar as suas capacidades;
- Definir as relações entradas/saídas para a MLI;
- Estudar e caracterizar os limites de funcionamento da MLI e implementar: frequência fundamental, amplitude, frequência de comutação e tempo morto;
- Implementar uma MLI e testá-la adequadamente;
- Verificar experimentalmente o espectro da MLI implementada;
- Efectuar uma análise comparativa de duas modulações implementadas;

1.2 Registo de Alterações

- 24-05-2001** - *Finalização* - Finalização do Relatório
- 22-05-2001** - *Capítulo 4* - Análise dos resultados práticos.
- 19-05-2001** - *SVM* - Tentativa de adaptação de código para *Space Vector Modulation*.
- 16-05-2001** - *Apresentação* - Apresentação do Trabalho. Anotação de valores práticos.
- 10-05-2001** - *Bugs Removed* - Finalização do Software & Hardware. Modulação Pronta.
- 05-05-2001** - *AD No, Push Buttons Yes* - Remoção do AD e inserção de botões de pressão.
- 27-04-2001** - *Preâmbulo* - Update do preâmbulo.
- 26-04-2001** - *Descrição teórica completa* - Finalização da apresentação teórica.
- 15-04-2001** - *Software Update* - Update no Software - Bugs Corrigidos (e provavelmente novos inseridos).
- 14-04-2001** - *Software Update* - Novo Software tendo em vista a personalização e interface com LCD e AD.
- 13-04-2001** - *Hardware Ready* - Hardware pronto (LCD e AD a funcionar).
- 07-04-2001** - *Update* - Continuação do estudo dos métodos de largura de impulsos.
- 01-04-2001** - *Software Up & Running* - Primeira Versão do software com uma PWM baseada em portadora com o método de suboscilação.
- 21-03-2001** - *Primeira Versão* - Início da apresentação do estudo dos métodos de modulação de largura de impulsos assim como a sua implementação digital.
- 17-03-2001** - *Research* - Recolha de documentação.

1.3 Preâmbulo

Neste relatório pretende-se descrever as opções que levaram ao produto final da execução do trabalho experimental, assim como, os aspectos teóricos e práticos inerentes ao seu desenvolvimento.

Numa primeira fase (Cap. 2 e 3), optei por dar uma especial atenção aos diversos tipo de modulação por largura de impulsos assim como a sua implementação digital.

Do ponto de vista da minha própria formação assim como da adequação ao conteúdo da cadeira em que este trabalho prático se insere, pareceu-me ser este o assunto onde devia basear todo o meu esforço. Penso que este trabalho prático ficaria largamente desvalorizado caso não existisse um bom conhecimento teórico dos diversos métodos de modulação de largura de impulsos, assim como alguns pormenores práticos da sua implementação digital.

Para a recolha desta informação optei principalmente pela recolha na Internet por documentos que relacionassem *Modulação de Largura de Impulsos (PWM)* com algumas famílias de micro-controladores. Encontrei diversos documentos, pelo que, rapidamente fiquei com elementos suficientes para poder estudar convenientemente os diversos métodos de implementação de MLI.

Para os Cap. 2 e 3 dei especial importância ao artigo de *J. Holtz*, publicado na Universidade de *Wuppertal* [1]. Este documento foi-me bastante útil dado que reunia de uma forma bastante cuidada e concisa os diversos métodos de modulação por largura de impulsos. Muitas das figuras apresentadas foram retiradas desse artigo.

Simultaneamente, fui testando e desenvolvendo algumas rotinas para uma implementação num micro-controlador genérico de 8 bits (*8031 da família MCS-51*).

Desde o início do trabalho que fui preparando este documento, de forma a que este correspondesse ao trabalho prático efectuado. Assim, e para contornar mais facilmente os problemas inerentes às diversas actualizações, utilizei a *macro package* $\text{\LaTeX} 2_{\epsilon}$, assim como a sua documentação [18]. Esta escolha, embora aumente consideravelmente o número de páginas deste documento, facilitou-me quer a leitura, quer a própria edição e organização.

Capítulo 2

Sistemas de Controlo - Características

2.1 Motivação

Um controlo rápido e eficiente da electrónica de potência é uma das mais importantes tecnologias nas máquinas modernas de potência. O controlo de potência é, na sua essência, efectuado através da utilização de conversores electrónicos de potência. Estes conversores transferem a energia de uma fonte para um processo, de uma forma controlada, usando interruptores, na sua forma de semicondutores, que são ligados (passados para o seu estado *on*) e desligados (passados para o seu estado *off*) repetidamente a uma dada frequência. Para esta activação, são vários os algoritmos que controlam estes mecanismos (técnicas de modulação por largura de impulsos¹). Encontram-se assim, desde simples métodos de cálculo de média até métodos com optimizações em tempo real.

2.2 Introdução

Muitas das cargas trifásicas necessitam de uma fonte de tensão variável com uma frequência igualmente variável. Uma aplicação bastante comum é o caso dos motores AC em que a velocidade do rotor é controlada primariamente pela frequência que lhe é fornecida e em que o fluxo do estator é controlado através da tensão que também lhe é fornecida.

Para aplicações deste tipo, as especificações de potência situam-se entre fracções de *kilowatt* até vários *megawatts*. Geralmente, opta-se por obter a potência necessária através de uma fonte DC e, em seguida, procede-se à sua conversão num sinal AC trifásico, através de conversores electrónicos AC-DC.

A fonte DC de amplitude constante é, por sua vez, obtida da rede pública através da sua rectificação, ou alternativamente, através de baterias. A conversão da potência DC para uma potência trifásica AC, é obtida exclusivamente através da comutação. Semicondutores electrónicos de potência efectuam comutações repetitivas (a uma frequência relativamente alta) que interligam os dois terminais DC às três fases dum motor AC. O trânsito de potência em cada fase do motor é controlado através do rácio *on/off*, ou ciclo de trabalho, dos respectivos interruptores. As ondas sinusoidais nas correntes são obtidas variando o ciclo de trabalho destes interruptores de uma forma sinusoidal com o tempo, através de técnicas de modulação de largura de impulsos. O princípio básico da modulação em largura de impulsos é mostrado na Figura 2.1. A forma de onda em cada um dos terminais do inversor, Fig. 2.1(a), mostra a variação no ciclo de trabalho dos interruptores de potência. Esta forma de onda é influenciada pelas outras que estão presentes nos outros terminais do inversor o que cria cinco níveis distintos de amplitude, Fig. 2.1(b).

¹Pulse Width Modulation (PWM)

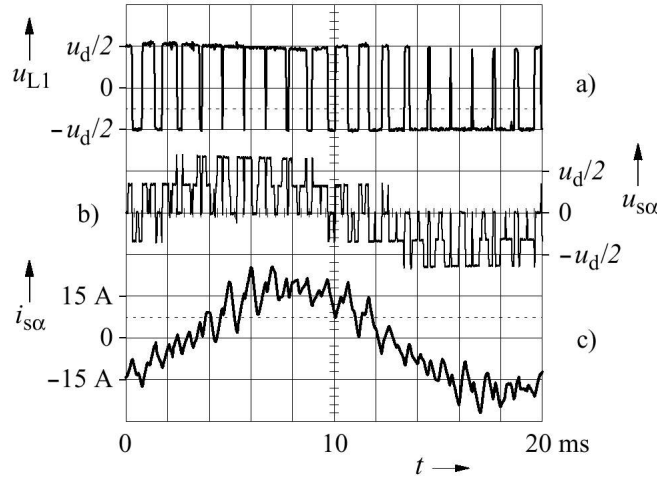


Figura 2.1: Formas de onda de uma modulação de largura de impulsos (método de suboscilação); (a) tensão num terminal do inversor, (b) tensão na fase $u_{s\alpha}$, (c) corrente de carga $i_{s\alpha}$.

A forma de onda da corrente resultante, Fig. 2.1(c), mostra mais claramente o conteúdo da frequência fundamental, que é devida às características passa-baixo da máquina.

A operação em comutação garante que a eficiência da conversão de potência é relativamente alta. As perdas nos semicondutores são (*quase*) nulas no seu estado *off* e relativamente baixas no seu estado *on*. Existem também perdas nas comutações, devidas à transição entre os estados. Essas perdas aumentam linearmente com a frequência de comutação.

Como se percebe pelo processo por modulação por largura de impulsos, a frequência de comutação deve ser o mais alta possível de forma a atenuar os efeitos indesejáveis de um trânsito descontínuo de potência durante a comutação. A limitação da frequência de comutação devida às perdas na comutação gera um conflito que é dependente da técnica de modulação de largura de impulsos utilizada. Conversores electrónicos de potência trifásicos controlados através de uma modulação de largura de pulso, têm uma vasta gama de aplicações, desde fontes até máquinas AC. Quantidades importantes a ser consideradas quando a carga é uma máquina AC são as distribuições bi-dimensionais da densidade das correntes e o fluxo nos enrolamentos dessas máquinas. Estes podem ser melhor analisados através de uma aproximação em vectores no espaço.

2.3 Vectores no espaço

2.3.1 Definição

Considere-se um enrolamento trifásico e simétrico de uma máquina eléctrica, Fig. 2.2(a), por simplicidade, reduzida a dois pólos. Os eixos das três fases são definidos através dos vectores unitários, 1, a e a^2 , em que $a = \exp(\frac{2\pi}{3})$. Desprezando harmónicos, a distribuição da densidade da corrente sinusoidal é estabelecida à volta do entreferro através das correntes de fase i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} , como é mostrado na Fig. 2.2(b). A onda *roda* à frequência angular das correntes de fase. Tal como qualquer distribuição sinusoidal no tempo e no espaço, esta pode ser representada através de um fasor complexo A_s , como é mostrado na Fig. 2.2(a). É preferível, no entanto, descrever esta onda através do fasor equivalente de corrente, dado que este pode ser directamente relacionado com as três correntes no estator i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} , que podem ser medidas directamente dos terminais da máquina.

$$i_s = \frac{2}{3}(i_{sa} + a \cdot i_{sb} + a^2 \cdot i_{sc}) \quad (2.1)$$

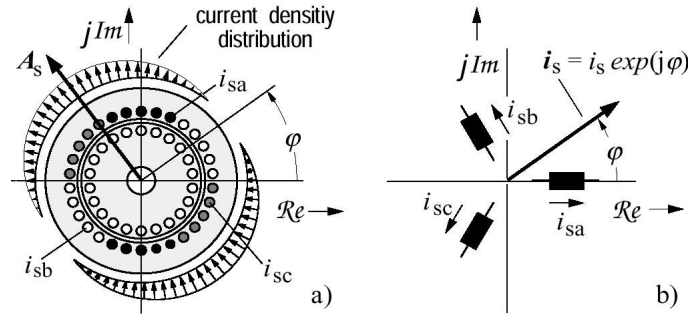


Figura 2.2: Definição de um vector no espaço de corrente; (a) corte lateral de um motor de indução, (b) enrolamentos do estator e vectores no espaço da corrente no plano complexo

O índice s refere-se ao estator (*stator*). Este fasor complexo² (i_s), tem a mesma direcção no espaço que a onda da densidade magnética do fluxo produzida pela distribuição do fasor complexo A_s . Uma onda de densidade de fluxo sinusoidal pode também ser descrita através de um vector no espaço. É preferível, no entanto, descrevê-lo em relação aos enrolamentos trifásicos. Por exemplo, o vector no espaço do fluxo nos enrolamentos do estator na Fig. 2.2, pode ser escrito como :

$$\phi_s = l_s \cdot i_s \quad (2.2)$$

No caso mais comum, quando a máquina desenvolve um binário diferente de zero, ambos os vectores espaciais da corrente no estator (i_s) e a corrente do rotor (i_r) são diferentes de zero, o que origina que o vector de fluxo no estator seja descrito como :

$$\phi_s = l_s \cdot i_s + l_h \cdot i_r \quad (2.3)$$

onde l_s é a indutância equivalente dos enrolamentos do estator e l_h é a indutância mútua e composta entre o estator e os enrolamentos do rotor. Assim,

$$i_r = \frac{2}{3}(i_{ra} + a \cdot i_{rb} + a^2 \cdot i_{rc}) \quad (2.4)$$

representa o vector no espaço das correntes do rotor, e i_{ra} , i_{rb} e i_{rc} , são as três correntes do rotor. De notar que vectores de fluxo tais como ϕ_s também representam distribuições sinusoidais no espaço, como se pode ver analisando as equações 2.2 ou 2.3.

A rotação da onda do fluxo do estator ϕ_s gera tensões induzidas nos enrolamentos do estator que são descritas como :

$$u_s = \frac{d\phi_s}{dt} \quad (2.5)$$

onde,

$$u_s = \frac{2}{3}(u_{sa} + a \cdot u_{sb} + a^2 \cdot u_{sc}) \quad (2.6)$$

é o vector no espaço das tensões do estator e, u_{sa} , u_{sb} e u_{sc} são as tensões do estator.

As quantidades individuais das ondas associadas a qualquer vector no espaço são obtidas através da projecção do vector no espaço no respectivo eixo da fase. Dado o vector espacial u_s , por exemplo, obtêm-se as tensões na fase como :

$$\begin{aligned} u_{sa} &= \mathcal{R}_e\{u_s\} \\ u_{sb} &= \mathcal{R}_e\{a \cdot u_s\} \\ u_{sc} &= \mathcal{R}_e\{a^2 \cdot u_s\} \end{aligned} \quad (2.7)$$

²Em alguma literatura é também denominado de *vector no espaço da corrente*

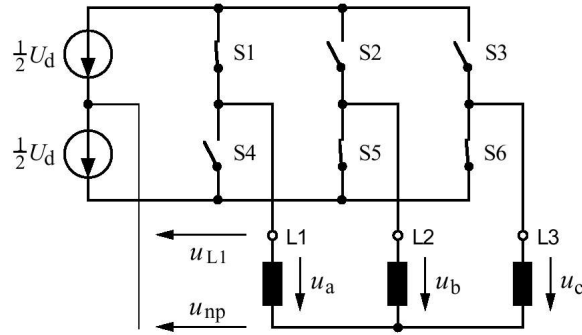


Figura 2.3: Conversor trifásico de potência; os pares de interruptores S1-S4 (e S2-S5, e S3-S6) formam meias pontes; um, e apenas um, interruptor de cada meia ponte encontra-se fechado em cada instante de tempo.

Considerando o caso de uma fonte *DC/AC* trifásica, um filtro *LC* e a carga que é aplicada à fonte, substitui-se assim o motor, nos terminais de saída do inversor. Embora não distribuída no espaço, tal carga comporta-se exactamente da mesma maneira que uma carga com motor. É permitido e comum, estender-se então esta aproximação de vectores no espaço para a análise de outros circuitos.

2.3.2 Normalização

Ao longo deste relatório são usadas quantidades normalizadas. Os vectores espaciais são normalizados tendo como referência os valores nominais da máquina *AC* usada. Os seus valores base são:

- Especificação da tensão de pico, por fase - $\sqrt{2} \cdot U_{phR}$
- Especificação da corrente de pico, por fase - $\sqrt{2} \cdot I_{phR}$
- Especificação da frequência do estator - ω_{sR}

2.4 Comutação de Vectores de Estado

O vector no espaço resultante de um sistema sinusoidal de tensões simétricas, u_{sa} , u_{sb} e u_{sc} , de frequência ω_s é:

$$u_s = u_s \cdot \exp(j\omega_s t) \quad (2.8)$$

que pode ser normalizado inserindo a equação 2.7 na equação 2.6.

Uma máquina trifásica sendo alimentada através dum conversor de potência comutado, (fig. 2.3), recebe as tensões trifásicas rectangulares e simétricas como é mostrado na fig. 2.4.

Os potenciais das fases trifásicas (fig. 2.4(a)) são constantes a cada $\frac{1}{6}$ do período fundamental³, assumindo um dos dois níveis de tensão $+\frac{U_d}{2}$ ou $-\frac{U_d}{2}$ a cada instante de tempo.

O ponto de potencial neutro u_{np} (⁴) da carga, fig. 2.3, é ora positivo, quando mais do que um interruptor da meia ponte superior se encontra fechado (fig. 2.4(b)), ou é negativo, quando mais do que um interruptor da meia ponte inferior se encontra fechado.

Os níveis de tensão mostrados na fig. 2.4(b) são válidos para impedâncias de carga simétricas.

A forma de onda da tensão $u_a = u_{Li} - u_{np}$ é mostrada no traço superior da fig. 2.4(c). Ela forma um sistema trifásico de tensões simétrico, mas não sinusoidal, junto com as outras ondas de tensão u_b e u_c .

³O período da frequência fundamental do sistema

⁴O índice *np* representa *neutral point*

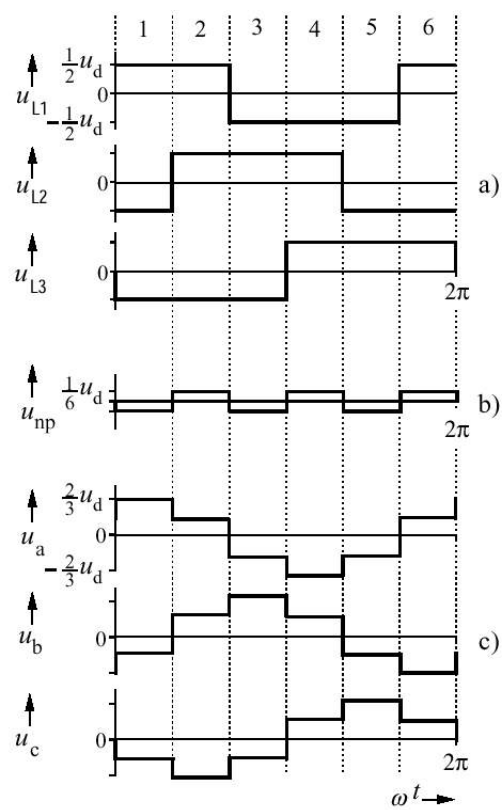


Figura 2.4: Formas de onda de um sistema trifásico de comutação; (a) potencial de tensão aos terminais da carga, (b) ponto de potencial neutro, (c) tensões na fase

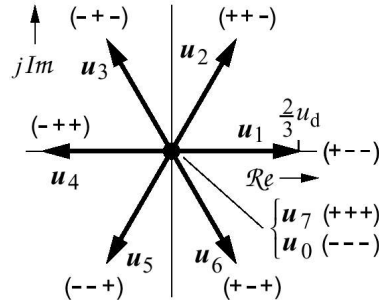


Figura 2.5: Vectores de estado de comutação no plano complexo; entre parênteses: as polaridades de comutação das três meias pontes

Dado que a forma de onda u_{np} tem três vezes a frequência de u_{Li} , para $i = \{1, 2, 3\}$, enquanto a sua amplitude é um terço das amplitudes de u_{Li} , esta forma de onda contém harmónicos múltiplos de três das componentes harmónicas de u_{Li} . Dado que $u_a = u_{Li} - u_{np}$ não existem vestígios destes harmónicos nas ondas de tensão. Isto também é válido para o caso geral de formas de onda trifásicas simétricas e moduladas em largura de impulsos.

Dado que os harmónicos múltiplos de três formam sistemas com uma sequência de zero, não produzem correntes nos enrolamentos da máquina, desde que não exista uma ligação eléctrica no ponto em estrela da carga, i.e., u_{np} na fig. 2.3 não pode estar em curto.

O exemplo da Fig. 2.4 mostra também que uma alteração no potencial de uma meia ponte invariavelmente influencia as outras tensões.

É assim importante que para a análise de formas de onda moduladas em largura de impulso e para a compreensão das várias técnicas de modulação de largura de impulsos, que se analisem as tensões trifásicas como um todo e não se proceda à sua análise separadamente.

Inserindo as tensões da fig. 2.4c na equação 2.6, obtém-se o conjunto típico de cinco vectores de estado de comutação mostrados na fig. 2.5.

Estes vectores de estado descrevem as tensões de saída do inversor.

Numa operação com formas de onda moduladas em largura de impulsos, os vectores u_0 e u_7 são adicionados ao padrão da fig. 2.5. Estes dois vectores nulos dizem respeito à situação em que todos os interruptores da meia ponte superior ou inferior (respectivamente) estão fechados. Com os três terminais da máquina curto-circuitados, o vector tensão assume assim uma amplitude zero.

Usando a equação 2.7, as três tensões da fig. 2.4(c) podem ser reconstruídos através do padrão de comutação da fig. 2.5.

2.5 Critérios de Performance

Sendo considerada uma máquina AC, é a sua indutância de fugas e a inércia dos sistemas mecânicos que têm de ser tidos em conta para a filtragem passa-baixo das componentes harmónicas, devido à forma de onda das tensões comutadas. As distorções restantes nas formas de onda, perdas no conversor e na carga e oscilações no binário electromagnético da máquina são devidas às operação em chaveamento. Estes podem, no entanto, ser apreciados em termos de performance. Providenciam-se assim, métodos de comparação das qualidades de diferentes métodos de modulação de largura de impulso para ser possível a selecção de um determinado método para uma aplicação particular.

2.5.1 Harmónicos na Corrente

Os harmónicos da corrente determinam principalmente as perdas no cobre da máquina, que são uma parte considerável das perdas totais da máquina. O valor *rms* do harmónico da corrente,

$$I_{hrms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_T [i(t) - i_1(t)]^2 dt} \quad (2.9)$$

não depende apenas da performance do modulador MLI, mas também da impedância interna da máquina. Esta influência pode ser eliminada quando se utiliza um factor do tipo,

$$d = \frac{I_{hrms}}{I_{hrms_{six-step}}} \quad (2.10)$$

Nesta definição, a distorção da corrente I_{hrms} (2.9) de uma dada sequência de chaveamento, é referida à distorção da corrente $I_{hrms_{six-step}}$ com a mesma carga AC operada no modo *six-step*, i.e., sem as tensões rectangulares pulsantes mostradas na fig. 2.4(c). A definição apresentada (2.10) dá valor à distorção das correntes no lado AC do inversor MLI independentemente das características da carga. Obtém-se, por definição, $d = 1$ para uma operação no modo *six-step*. É no entanto de notar, que é possível que o factor de distorção d numa onda pulsante seja maior do que o de uma onda-rectangular (fig. 3.14).

O conteúdo harmónico numa trajectória de um vector no espaço da corrente, é calculado através de,

$$I_{hrms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_T (i(t) - i_1(t)) \cdot (i(t) - i_1(t))^* dt} \quad (2.11)$$

do qual o factor d pode ser determinado.

O asterisco (*) representa o complexo conjugado.

As perdas harmónicas no cobre no circuito da carga são proporcionais ao quadrado da corrente harmónica, $P_{lc} \propto d^2$, onde d^2 é o factor de perdas.

2.5.2 Espectro Harmónico

As contribuições de cada componente frequencial de uma dada corrente não sinusóide são expressas num espectro de corrente harmónico, que é uma descrição mais detalhada que o factor global de distorção d . Pode-se obter um espectro discreto de corrente $h_i(k \cdot f_1)$ no caso de uma MLI sincronizada, onde a frequência de comutação $f_s = N \cdot f_1$ é um múltiplo integral da frequência fundamental f_1 . N é o número de pulsos, e k é a ordem da componente harmónica. De notar que mais uma vez, o espectro harmónico é normalizado pela definição 2.10,

$$h_i(k \cdot f_1) = \frac{I_{hrms}(k \cdot f_1)}{I_{hrms_{six-step}}} \quad (2.12)$$

de forma a ser possível descrever as propriedades do método de MLI, independentemente dos parâmetros da carga.

Sequências de pulsos não sincronizadas produzem um espectro harmónico da amplitude das correntes $h_d(f)$, que são uma função contínua da frequência. Assim, contêm componentes periódicas e não periódicas, e têm então de ser referenciadas a duas escalas diferentes no eixo ordenado. Enquanto que o espectro normalizado não tem uma dimensão física, a amplitude do espectro é medida em \sqrt{Hz} . A corrente harmónica normalizada (2.10) é equacionada através do espectro (2.12) como,

$$d = \sqrt{\sum_{k \neq 1} h_i^2(k \cdot f_1)} \quad (2.13)$$

e do espectro em amplitude como,

$$d = \sqrt{\int_{0, f \neq f_1}^{\infty} h_d^2(f) df} \quad (2.14)$$

Outro aspecto importante, para um dado método de MLI, é o produto do factor de distorção com a frequência de chaveamento. Este valor pode ser usado para comparar diferentes métodos de MLI operados a diferentes frequências de comutação desde que o número de pulsos $N > 15$, dado que a relação torna-se não linear para valores inferiores.

2.5.3 Índice de modulação máximo

O índice de modulação é a tensão fundamental normalizada, definida como,

$$m = \frac{u_1}{u_{1_{sixstep}}} \quad (2.15)$$

onde u_1 é a tensão modulada da sequência de comutação e $u_{1_{sixstep}} = 2/\pi \cdot u_d$ é a tensão fundamental para uma operação no modo *six step*. O índice de modulação situa-se entre zero e um ($0 \leq m \leq 1$), sendo exclusivamente unitário, por definição, para uma operação no modo *six-step*. O valor máximo do índice de modulação m_{max} pode diferir numa gama de cerca de 25% dependendo do método de MLI utilizado. Dado que a máxima potência dum conversor MLI é proporcional à máxima tensão no lado AC, o índice máximo de modulação representa um importante factor de utilização do equipamento.

2.5.4 Harmónicos no binário

Existe uma ondulação no binário produzida por uma dada sequência de comutação que pode ser expressa como,

$$\Delta T = \frac{(T_{max} - T_{av})}{T_R} \quad (2.16)$$

onde,

$$\begin{aligned} T_{max} &\rightarrow \text{binário máximo no entreferro} \\ T_{av} &\rightarrow \text{binário médio no entreferro} \\ T_R &\rightarrow \text{binário especificado} \end{aligned}$$

Embora os harmónicos do binário sejam produzidos pelos harmónicos das correntes, não existe uma relação directa entre eles. Um ripple baixo no binário pode ser conseguido com altos harmónicos na corrente e vice-versa.

2.5.5 Frequência e Perdas de Comutação

As perdas nos semicondutores podem ser divididas em duas partes: As perdas no estado *on* (2.17) e as perdas dinâmicas (2.18):

$$P_{on} = g_1(u_{on}, i_l) \quad (2.17)$$

$$P_{dyn} = f_s \cdot g_2(U_0, i_l) \quad (2.18)$$

Pela análise das equações 2.17 e 2.18, observa-se que uma vez fixado o nível de potência através da tensão fornecida U_0 e a máxima corrente de carga i_{Lmax} , a frequência de comutação f_s é um dos parâmetros importantes no seu projecto. As distorções harmónicas na corrente AC são reduzidas quase linearmente com esta frequência. No entanto, esta não pode ser aumentada indefinidamente pelas seguintes razões:

- As perdas nos semicondutores são proporcionais à frequência de comutação

- Semicondutores de alta potência geralmente produzem ainda maiores perdas, logo a frequência de comutação deve ser também ser baixada. Conversores da ordem dos *megaWats* utilizando GTOs⁵ são comutados a uma frequência base na ordem dos 100 Hz.
- As regulações de compatibilidade com interferência electromagnética⁶ são rígidas para conversores electrónicos de potência que operem a frequências superiores a 9kHz.

Um outro aspecto importante relativo à frequência de comutação é a radiação de ruído acústico. As correntes ao serem comutadas, produzem uma rápida alteração nos campos electromagnéticos que por sua vez exercem forças de *Lorentz* nos condutores que as transportam, assim como deformações mecânicas a nível magnético nos materiais ferromagnéticos. São especialmente os circuitos magnéticos das cargas AC que ficam susceptíveis a uma excitação magnética na faixa audível de frequência. Pode ainda ocorrer uma amplificação ressonante no ferro do estator, dado ser uma estrutura basicamente cilíndrica, ou nos mecanismos de refrigeração da própria máquina eléctrica.

As componentes dominantes na frequência da radiação acústica estão fortemente relacionadas com a distribuição espectral dos harmónicos da corrente e à frequência de comutação do conversor de potência. A fisionomia do ouvido humano faz com que frequências inferiores a 500Hz ou superiores a 10kHz se tornem menos críticas, enquanto que a sensibilidade máxima ocorre entre 1 a 2 kHz.

2.5.6 Performance Dinâmica

Usualmente é projectado um circuito fechado à volta do conversor electrónico de potência, cuja resposta determina a performance dinâmica do sistema geral.

Aspectos dinâmicos são influenciados pela frequência de comutação e/ou o método de MLI utilizado.

Alguns métodos necessitam de um circuito fechado que seja livre de harmónicos na corrente. A filtragem de tais harmónicos aumenta ainda mais o tempo de resposta do circuito fechado.

A escolha do método de MLI determina a performance dinâmica e influência a estrutura do método de controlo utilizado. Existe assim, uma primeira categoria, onde se opera num circuito aberto, e uma outra categoria de circuito fechado de MLI onde, em contraste, são injectadas correntes na carga e requerem diferentes sistemas de controlo.

⁵gate turn-off transistors

⁶EMC - Electromagnetic Compatibility

Capítulo 3

Sistemas de Controlo - Circuito Aberto

Sistemas de controlo baseadas em circuito aberto usualmente são referidos a um vector no espaço $u^*(t)$ como sinal de entrada, do qual, as ondas sinusoidais trifásicas são geradas, tais que a média temporal do vector espacial normalizado $U_{s1}(t)$, seja igual à média temporal do vector de referência.

Uma estrutura básica de um circuito aberto é mostrada na fig. 3.1(a).

3.1 PWM baseada em portadora

O método mais usado em modulação de largura de impulsos é o baseada em portadora.

Tem como característica principal subciclos definidos com uma duração de tempo constante, $T_0 = \frac{1}{2}f_s$, durante o qual, qualquer inversor da meia ponte, formado por exemplo por $S1$ e $S2$ da fig. 2.3, assume dois estados consecutivos de comutação de polaridades opostas.

Uma operação de subciclos com uma base de tempo constante reflecte-se no espectro harmónico por duas bandas salientes, centradas em torno da frequência da portadora f_s e bandas adicionais em frequências múltiplas inteiras da frequência portadora. Um exemplo é mostrado na fig. 3.12. Existem várias maneiras de implementar uma modulação de largura de impulsos baseada em portadora que são discutidas em seguida.

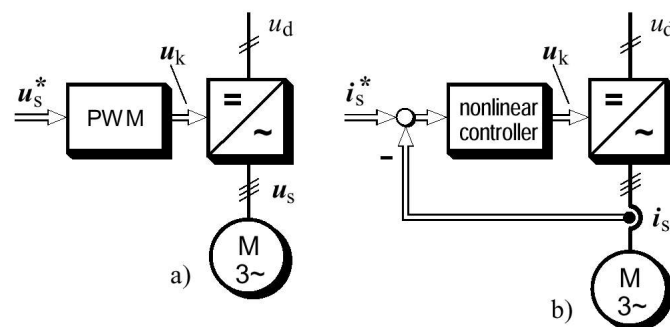


Figura 3.1: Estruturas básicas de modulação de largura de impulsos;(a) esquema em circuito aberto, (b) esquema em circuito fechado; u_k : vector de estados de comutação

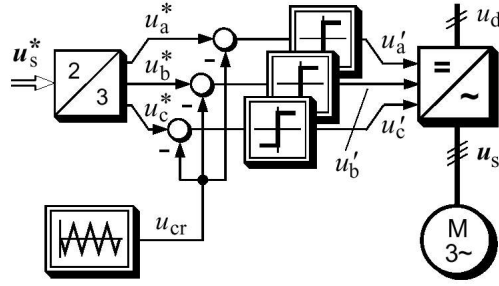
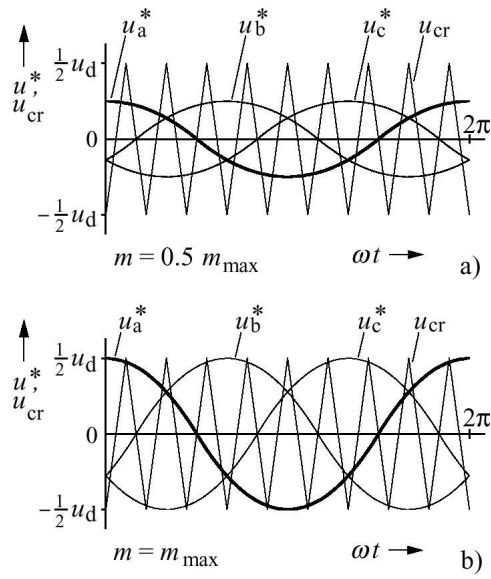
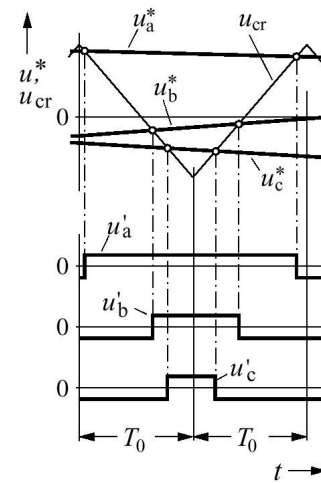


Figura 3.2: Método de Suboscilação - Diagrama de sinais

Figura 3.3: Sinais de referência e sinal portador; Índice de modulação (a) $m = 0.5m_{\max}$, (b) $m = m_{\max}$ Figura 3.4: Determinação dos instantes de comutação. T_0 :Duração do subciclo

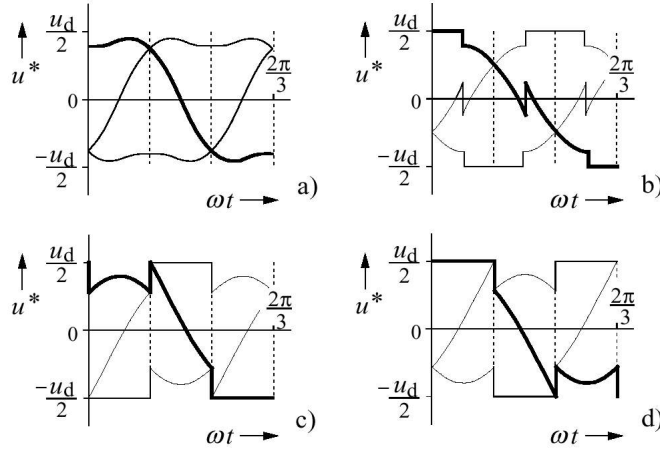


Figura 3.5: Sinais de referência adicionados com sequências de zero; (a) adicionando o terceiro harmónico, (b), (c), (d) adicionando sinais rectangulares de frequência tripla da fundamental

3.1.1 Método de Suboscilação

Este método emprega moduladores individuais em cada uma das três fases.

Um diagrama de sinais é mostrado na fig. 3.2.

Os sinais de referência u_a^* , u_b^* e u_c^* das tensões da fase são sinusoidais no estado contínuo, formando um sistema trifásico simétrico, fig. 3.3. Elas são obtidas através do vector de referência u^* , que é dividido nas suas três componentes de fase, u_a^* , u_b^* e u_c^* . Três comparadores e um sinal portador triangular u_{cr} , que é comum ao sinal trifásico, gera os sinais lógicos u'_a , u'_b e u'_c que controlam a meia ponte do conversor de potência.

A fig. 3.4 mostra o processo de modulação em detalhe, expandido num intervalo de dois subciclos. T_0 é a duração deste subciclo. De notar que os potenciais trifásicos u'_a , u'_b e u'_c são de igual magnitude no início e fim de cada subciclo. As três tensões linha a linha são então zero, o que resulta em u_s sendo um vector nulo.

Uma inspecção mais detalhada da fig. 3.3 mostra que o método de suboscilação não utiliza completamente a tensão presente no barramento DC. O valor máximo da razão de modulação $m_{max1} = \frac{\pi}{4} = 0.785$ é conseguido no ponto em que as amplitudes do sinal de referência (modulador) e o sinal portador são iguais, (fig. 3.3(b)). Calculando o valor máximo da tensão de linha neste ponto resulta $u_a^*(t_1) - u_b^*(t_1) = \sqrt{3} \cdot \frac{u_d}{2} = 0.866u_d$. Este é um valor inferior aquele que seria possível quando as duas meias pontes que correspondem às fases a e b são comutadas para $u_a = \frac{u_d}{2}$ e $u_b = -\frac{u_d}{2}$, respectivamente. Neste caso, o valor máximo da tensão de linha seria u_d .

Além das figuras apresentadas no capítulo 4, pode-se observar as formas de onda medidas com uma implementação deste método, na fig. 2.1, em que a frequência de comutação foi 1kHz e $m \approx 0.75$.

3.1.2 Método de suboscilação modificado

A desvantagem de ter uma razão de modulação limitada, inerente ao método de suboscilação, é ultrapassada quando são utilizadas formas de onda distorcidas. Estas formas de onda não devem conter outras componentes além de sequências de zero em adição à fundamental.

As formas de onda apresentadas na fig. 3.5 apresentam esta característica. Têm um índice fundamental maior que sinusóides com o mesmo valor de pico. Como explicado na secção 2.4, tais distorções não são transferidas para as correntes da carga.

Existe uma infinidade de possíveis adições à onda fundamental que constituem sistemas de sequência nula. A forma de onda da fig. 3.5(a) tem um conteúdo de terceiro harmónico de 25% da fundamental; a razão de modulação máxima é aumentada para $m_{max} = 0.882$. A adição de

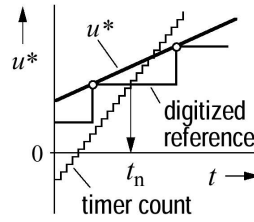


Figura 3.6: Amostragem natural

formas de onda rectangulares de frequência tripla da fundamental leva aos sinais de referência mostrados nas figuras 3.5(b, c, d).

$m_{max2} = \sqrt{3} \cdot \frac{\pi}{6} = 0.907$ é conseguido nestes casos. Este é o valor máximo de razão de modulação que pode ser obtido com a técnica de adicionar componentes com sequência nula ao sinal de referência.

3.1.3 Técnicas de Amostragem

O método de suboscilação é relativamente simples de implementar em hardware, utilizando integradores e comparadores analógicos para a geração da onda triangular e dos instantes de comutação. Componentes electrónicos analógicos são extremamente rápidos e frequências de comutação da ordem das dezenas de kilohertz são facilmente conseguidas.

Quando métodos de processamento digital de sinal baseados em micro-controladores são preferíveis, os integradores são substituídos por temporizadores digitais, e os sinais digitalizados de referência são comparados a altas frequências com os valores presentes nos temporizadores. A fig. 3.6 ilustra este processo, que é referido geralmente como *processo de amostragem natural*.

Para aliviar o microprocessador deste processo de comparar dois sinais a alta frequência, geralmente este processo é implementado em hardware no próprio micro-controlador. Micro-Controladores modernos geralmente contêm unidades de captura e comparação (CCU - Capture/Compare Unit) que geram os sinais digitais de controlo para um sinal trifásico modulado em largura de impulsos, quando carregado no CPU com os respectivos dados (Ver sec. 4.1).

Se a função de captura e comparação não é fornecida por hardware, outros métodos de modulação de largura de impulsos são geralmente utilizados.

No caso de amostragem simétrica e regular, fig. 3.7(a), as formas de onda de referência são amostradas a uma baixa frequência f_s que é dada pela frequência de chaveamento. O intervalo de amostragem $\frac{1}{f_s} = 2T_0$ estende-se por dois subciclos. t_{sn} são os instantes em que ocorre a amostragem. A portadora triangular que é mostrada numa linha pontuada, na fig. 3.7(a), não existe realmente como sinal. Os intervalos de tempo T_1 e T_2 , definem os instantes de chaveamento, são calculados em tempo real, considerando o valor amostrado $u^*(t_s)$ usando relações geométricas que podem ser estabelecidas em referência à linha pontuada triangular.

$$T_1 = \frac{1}{2}T_0 \cdot (1 + u^*(t_s)) \quad (3.1)$$

$$T_2 = T_0 + \frac{1}{2}T_0 \cdot (1 - u^*(t_s)) \quad (3.2)$$

Um outro método, referido como amostragem assimétrica, opera a uma frequência dupla da frequência portadora ($2f_s$). A fig. 3.7(b) mostra que as amostragens são executadas uma vez a cada subciclo. Isto aumenta a resposta dinâmica e produz uma menor distorção harmónica das correntes de carga, mas tem como inconveniente uma maior carga no CPU.

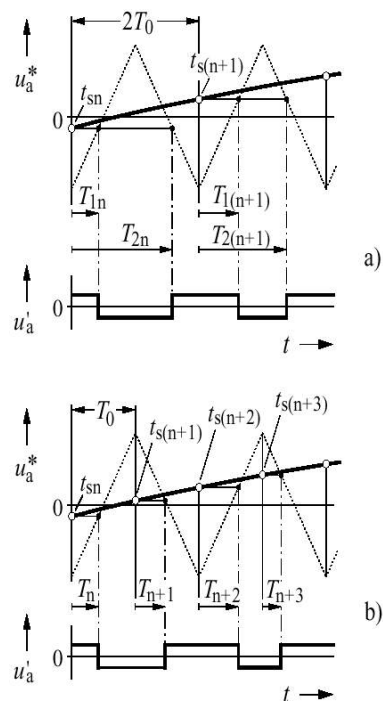


Figura 3.7: Técnicas de Amostragem; (a) amostragem simétrica, (b) amostragem assimétrica

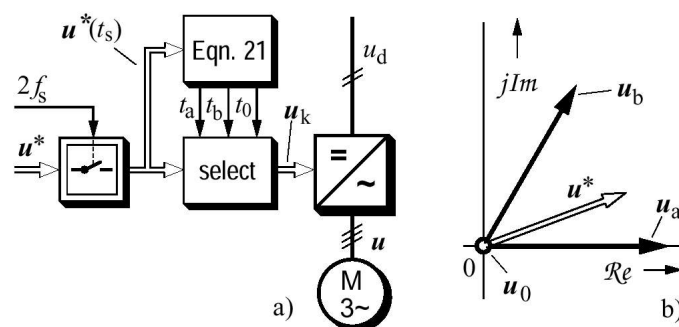


Figura 3.8: Modulação com vectores de espaço; (a) diagrama de sinais, (b) vectores de espaço nos primeiro sector (60°)

3.1.4 Modulação com vectores de espaço

A técnica de modulação com vectores de espaço difere dos métodos atrás referidos, dado que não existem moduladores independentes para cada uma das ondas trifásicas. Alternativamente, o vector de referência de tensões é processado como um todo.

A fig. 3.8(a) ilustra este princípio. O vector de referência u^* é amostrado a uma frequência fixa $2f_s$. O valor amostrado $u^*(t_s)$ é então usado para resolver as equações

$$2f_s \cdot (t_a u_a + t_b u_b) = u^*(t_s) \quad (3.3)$$

$$t_0 = \frac{1}{2f_s} - t_a - t_b \quad (3.4)$$

onde u_a e u_b são os dois vectores adjacentes no espaço ao vector de referência u^* , fig. 3.8(b). As soluções das equações anteriores são os respectivos tempos t_a , t_b e t_0 para os vectores de comutação de estado u_a , u_b e u_0 :

$$t_1 = \frac{1}{2f_s} \cdot u^*(t_s) \frac{3}{\pi} (\cos(\alpha) - \frac{1}{\sqrt{3}} \sin(\alpha)) \quad (3.5)$$

$$t_2 = \frac{1}{2f_s} \cdot u^*(t_s) \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \sin(\alpha) \quad (3.6)$$

$$t_0 = \frac{1}{2f_s} - t_1 - t_2 \quad (3.7)$$

O ângulo α nestas equações é o ângulo de fase do vector de referência.

Esta técnica iguala os três vectores de comutação num subciclo com intervalo $T_0 = \frac{1}{2}f_s$ ao vector de referência $u^*(t_s)$ como se fosse amostrado no início de cada subciclo.

É assumido na fig. 3.8(b) que o vector de referência é localizado no primeiro sector de 60° do plano complexo.

Os vectores de estado adjacentes são então $u_a = u_1$ e $u_b = u_2$ (fig. 2.5). No instante em que o vector de referência entra no sector seguinte, $u_a = u_2$ e $u_b = u_3$, e assim sucessivamente.

Quando programado num microprocessador, o vector de referência é inicialmente rodado para trás de $n \cdot 60^\circ$ até residir no primeiro sector, e as equações 3.5, 3.6 e 3.7 são então avaliadas. Finalmente, os estados de comutação que substituem os vectores temporários u_a e u_b são identificados rodando u_a e u_b para a frente por $n \cdot 60^\circ$.

Existem, no entanto, diversas técnicas [16][7][6][2] para a implementação em micro-controladores deste tipo de modulação, dadas as características particulares de cada micro-controlador.

Tendo calculado as durações do tempo t_0 dos três vectores de comutação que formam um subciclo, uma sequência adequada no tempo deve ser determinada em seguida.

Associado a cada um destes vectores da fig. 2.5, encontram-se as polaridades de cada uma das três meias pontes. O vector zero é redundante.

b pode ser formado através de u_0 (- - -), ou u_7 (+ + +). u_0 é preferido quando o vector de comutação anterior for u_1 , u_3 ou u_5 ; u_7 será escolhido quando for seguinte a u_2 , u_4 ou u_6 . Assim assegura-se que apenas uma meia ponte (na fig. 2.3) necessita de comutar numa transacção entre um vector de estado activo e o vector nulo. Consegue-se assim o mínimo número de comutações através da sequência de comutação :

$$u_0 \langle \frac{t_0}{2} \rangle \cdots u_1 \langle t_1 \rangle \cdots u_2 \langle t_2 \rangle \cdots u_7 \langle \frac{t_0}{2} \rangle \quad (3.8)$$

em cada um dos subciclos impares, e

$$u_7 \langle \frac{t_0}{2} \rangle \cdots u_2 \langle t_2 \rangle \cdots u_1 \langle t_1 \rangle \cdots u_0 \langle \frac{t_0}{2} \rangle \quad (3.9)$$

para cada um dos subciclos pares.

A notação nas equações anteriores associa a cada vector de comutação, a sua duração no estado t_0 entre parênteses.

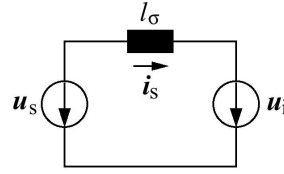
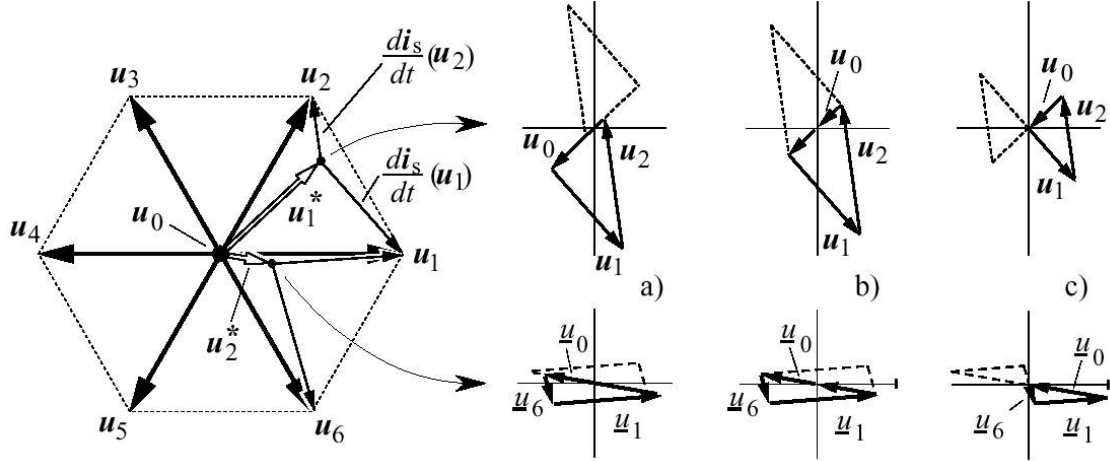


Figura 3.9: Motor de Indução - Circuito equivalente

Figura 3.10: Trajectórias lineares dos harmónicos na corrente para duas referências de tensão u_1^* e u_2^* ; (a) método de suboscilação, (b) modulação de vectores no espaço, (c) modulação de vectores no espaço modificada

3.1.5 Modulação com Vectores de Espaço modificada

A modulação em vectores de espaço modificada utiliza as sequências de comutação :

$$u_0\langle \frac{t_0}{3} \rangle \cdots u_1\langle \frac{2t_1}{3} \rangle \cdots u_2\langle \frac{t_2}{3} \rangle, \quad (3.10)$$

$$u_2\langle \frac{t_2}{3} \rangle \cdots u_1\langle \frac{2t_1}{3} \rangle \cdots u_0\langle \frac{t_0}{3} \rangle, \quad (3.11)$$

ou uma combinação das equações 3.8 e 3.9 com 3.10 e 3.11. De notar que um subciclo com as sequências 3.10 e 3.11 consiste em dois estados de comutação, dado que o último estado de 3.11 é o mesmo que o primeiro de 3.10. Similarmente, um subciclo com as sequências 3.8 e 3.9 contém três estados de comutação. As durações on dos vectores de estado em 3.10 e 3.11 são então reduzidas para $\frac{2}{3}$ da duração de 3.8 e 3.9 de forma a que a frequência de comutação f_s se mantenha num determinado valor.

A escolha entre as sequências 3.8, 3.9 e 3.10, 3.11 deve depender no valor do vector de referência. Esta decisão é baseada na análise dos harmónicos de corrente resultantes. Considerando o circuito equivalente da fig. 3.9, a equação diferencial,

$$\frac{di_s}{dt} = \frac{1}{l_\sigma}(u_s - u_i) \quad (3.12)$$

pode ser usada para calcular a trajectória no espaço do vector da corrente i_s .

u_s é o vector de comutação actual.

Se as trajectórias $\frac{di_s(u_s)}{dt}$ forem aproximadas como lineares, obtêm-se as sequências mostradas na fig. 3.10. Estas trajectórias são mostradas para as sequências de estado 3.8, 3.9 e 3.10, 3.11, e dois

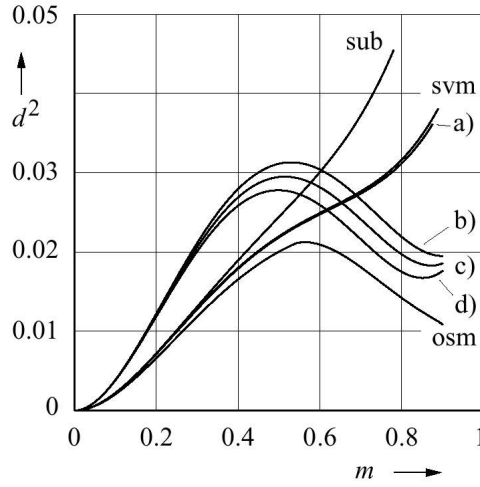


Figura 3.11: Performance da modulação baseada em portadora para $f_s = 2kHz$; (a) a (d) referem-se à fig. 3.5; *sub* - método de suboscilação, *svm* - modulação em vetores no espaço, *osm* - método ótimo no subciclo

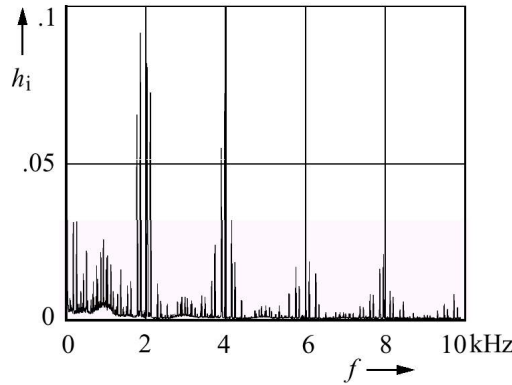


Figura 3.12: Espectro harmónico da modulação por vetores de estado

valores de magnitude diferentes, u_1^* e u_2^* para o vector de referência.

O conteúdo harmónico das trajectórias é calculado através da equação 2.11. O resultado pode ser confirmado através da inspecção visual das trajectórias da fig. 3.10: O conteúdo harmónico é menor a um alto índice de modulação quando é utilizada a sequência modificada 3.10 e 3.11; é menor a um baixo índice de modulação quando é utilizada a sequência 3.8 e 3.9.

A fig. 3.11 mostra as características do factor de perdas d^2 : a curva *svm* corresponde à sequência 3.8 e 3.9, e a curva *c* corresponde à sequência 3.10 e 3.11. O máximo do índice de modulação estende-se em qualquer dos casos até $m_{max} = 0.907$.

3.1.6 Modulação sincronizada baseada em portadora

Os métodos atrás descritos operam com uma portadora de frequência constante, enquanto a frequência fundamental pode ser variada.

A sequência de chaveamento é então, não periódica, cujo correspondente espectro de *Fourier* é contínuo. Contém também frequências menores que a menor das bandas laterais da portadora, fig. 3.12.

Estes componentes sub-harmónicos são indesejáveis dado que produzem harmónicos de baixa

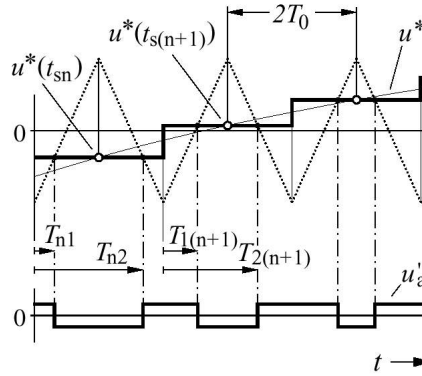


Figura 3.13: Amostragem sincronizada

frequência no binário do motor.

Uma sincronização entre a frequência fundamental e a frequência portadora eliminam estes harmónicos, que são bastante notórios quando o rácio entre frequências, ou o número de pulsos,

$$N = \frac{f_s}{f_1} \quad (3.13)$$

é baixo.

Numa modulação por largura de impulsos sincronizada, o valor N assume apenas valores inteiros.

Quando são usadas técnicas de amostragem para uma modulação sincronizada, pode-se aproveitar a vantagem de que os instantes de amostragem $t_{sn} = \frac{n}{f_1 \cdot N}$, $n = 1 \dots N$ num período fundamental são conhecidos à partida.

O sinal de referência é $u^*(t) = \frac{m}{m_{max}} \cdot 2\pi f_1 t$ e os valores amostrados $u^*(t_s)$ na fig. 3.13 formam uma função discreta de seno que pode ser guardada na memória do processo. Baseados nestes valores, pode ser calculado os instantes de comutação através das equações 3.1 e 3.2.

3.1.7 Performance da PWM baseada em portadora

O factor de perdas d^2 de suboscilação de uma modulação PWM depende das componentes de seqüências de zero adicionadas ao sinal de referência.

Uma comparação é feita na fig. 3.11 a uma frequência de comutação de 2 kHz. As letras (a) a (d) referem-se às formas de ondas respectivas da fig. 3.5.

A modulação por vectores no espaço exhibe uma melhor característica de factor de perdas para $m > 0.4$, assim como, o método de suboscilação com formas de onda sinusoidais como referência.

A causa torna-se óbvia quando se comparam as trajetórias de harmónicos na fig. 3.10.

O vector zero aparece duas vezes durante dois subciclos subsequentes, e existe uma mais pequena e consequentemente uma também maior porção deste vector na característica do harmónico no método de suboscilação.

A fig. 3.4 mostra como é que os dois tempos diferentes de duração no estado *on* do vector zero são geradas. Contrariamente as durações no estado *on* de dois vectores nulos subsequentes, fig. 3.10(b), são basicamente iguais no caso de modulação de vectores no espaço. Os contornos da característica do harmónico tornam-se mais próximas da origem, neste caso, o que reduz o conteúdo harmónico.

A modulação modificada através de vectores no espaço, curva *d* na fig. 3.11, é superior a um alto índice de modulação e pior para $m < 0.62$.

Um espectro harmónico típico gerado por modulação de vectores no espaço é mostrado na fig. 3.12. As curvas de factor de perdas de uma modulação sincronizada baseada em portadora, são

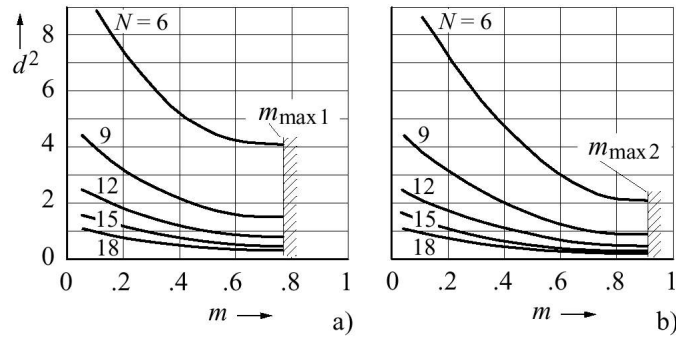


Figura 3.14: Modulação sincronizada baseada em portadora, factor de perdas d^2 vs. índice de modulação; (A) método de suboscilação, (b) modulação de vectores no espaço

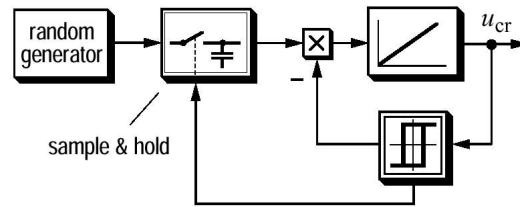


Figura 3.15: Gerador aleatório de frequência do sinal portador

mostradas na fig. 3.14, para uma técnica de suboscilação e para modulação em vectores no espaço. Este último é superior para uma baixo número de pulsos N , com uma diferença a tornar-se menos notória à medida que N aumenta.

Estas curvas mostram que basicamente não existem diferenças para um baixo índice de modulação. Uma operação nesta faixa não é usada na prática para cargas com uma razão $\frac{v}{f_1}$ constante, onde valores mais altos de N , são permitidos e d^2 reduz-se à medida que N é reduzido (fig. 3.11). A performance de um modulador em largura de impulsos baseado em técnicas de amostragem é ligeiramente inferior do que o método de suboscilação, mas apenas para um baixo número de impulsos, N .

Por causa do sincronismo entre f_1 e f_s , o número de impulsos tem necessariamente de mudar à medida que o índice de modulação é alterado numa escala maior. Essa alteração introduz uma descontinuidade no processo de modulação. Geralmente originam transientes de corrente, especialmente quando o número de pulsos é baixo.

3.2 PWM sem portadora

O espectro normal de uma modulação baseada em portadora tem uma predominância de harmónicos à volta da frequência portadora e dos seus harmónicos, fig. 3.12. Um aumento no ruído acústico é gerado pela máquina a essas frequências devido ao efeitos magnéticos. As vibrações podem ser amplificadas devido a ressonâncias mecânicas. Para reduzir a excitação mecânica a frequências particulares pode ser preferível a distribuição dos harmónicos numa escala maior em vez de estarem concentrados na frequência portadora.

Este conceito é realizado através duma variação da frequência portadora duma forma aleatória. Para a aplicação deste método na técnica de suboscilação, a inclinação da onda triangular deve ser mantida constante, de forma a que a relação entrada/saída do modulador se mantenha linear. A fig. 3.15 mostra como um sinal portador aleatório pode ser gerado. Sempre que o sinal portador chegue a um dos seus picos, a sua inclinação é invertida, através de um elemento histe-

rético, e uma amostra é tirada do gerador aleatório de sinal que impõe uma adição à variação da inclinação. Isto faz com que a duração de cada subciclo seja variada aleatoriamente.

A frequência média de comutação é mantida constante de forma a que não sejam criadas diferenças na temperatura dos elementos de potência.

Um outro método de modulação PWM sem portadora é apresentado na fig. 3.16; é baseado no método de modulação por vectores no espaço. Em vez de operar a uma frequência de amostragem constante, $2f_s$, como é mostrado na fig. 3.8(a), amostras do vector de referência são tomadas quando a duração t_{act} termina. t_{act} é determinado pela solução de :

$$t_{act}u_{act} + t_1u_1 + \left(\frac{1}{2f_s} - t_{act} - t_1 \right) u_2 = \frac{1}{2f_s} \cdot u^*(t) \quad (3.14)$$

onde $u^*(t)$ é o vector de referência.

Esta quantidade é diferente do seu valor discretizado no tempo $u^*(t_s)$ usado na equação 3.3. Dado que $u^*(t)$ é um sinal contínuo variável no tempo, as durações no estado *on* t_1 , t_2 e t_0 são diferentes dos valores dados pelas equações 3.3 e 3.4, dado que introduz as variações no tamanho do subciclo. De notar que t_1 é uma outra solução da equação 3.14, que é desprezada.

Os vectores de estado de comutação dum subciclo são mostrados na fig. 3.16(b). Assim que o tempo no estado *on* t_{act} de u_{act} tenha decorrido, u_a é escolhido da mesma maneira que u_{act} para o próximo intervalo de comutação, u_b torna-se em u_a , e o processo cíclico repete-se.

A fig. 3.16(c) mostra um exemplo da medição da duração do subciclo num período fundamental. A comparação do espectro harmónico nas figuras 3.16(d) e 3.12 demonstram a ausência de componentes pré-calculados nos harmónicos na corrente.

Uma modulação PWM sem ser baseada em portadora distribui a energia harmónica por uma larga banda do espectro. O nível de energia não é reduzido. Consegue-se assim baixar as componentes audíveis, no entanto, importa decidir se é mais tolerável um só tom no espectro audível ou antes a radiação de ruído branco.

3.3 Sobremodulação

Através da técnica da distribuição da modulação de vectores no espaço, parece claro que a duração no estado *on* t_0 do vector nulo u_0 (ou u_7) diminui à medida que o índice de modulação m aumenta.

$t_0 = 0$ é alcançada primeiramente quando $m = m_{max2}$, que indica que o caminho circular do vector de referência u^* toca o hexágono exterior que é definido pelos vectores de comutação da fig. 3.17(a). A banda da controlabilidade de modulação linear acaba neste ponto.

Um ponto singular adicional existe no modo *six step*. É caracterizado pela sequência de comutação $u_1 - u_2 - u_3 - \dots - u_6$ e a máxima possível tensão de saída correspondendo a $m = 1$.

O controlo na banda média $m_{max2} < m < 1$ pode ser conseguido por sobremodulação. É importante considerar uma sequência dos vectores de tensão de saída u_k , distribuídos ao longo de um subciclo que se tornam numa única quantidade u_{av} , como a variável característica.

As técnicas de sobremodulação subdividem-se em dois modos diferentes. No primeiro modo (I), a trajetória da média do vector u_{av} segue um círculo de raio $m > m_{max2}$ desde que o arco do círculo esteja localizado dentro do hexágono; u_{av} acompanha os lados do hexágono nas partes restantes (fig. 3.17(b)). As equações 3.5, 3.6 e 3.7 são usadas para calcular os instantes de comutação enquanto u_{av} se encontra no arco. Nos lados do hexágono, as durações são $t_0 = 0$ e,

$$t_a = T_0 \frac{\sqrt{3} \cdot \cos(\alpha) - \sin(\alpha)}{\sqrt{3} \cdot \cos(\alpha) + \sin(\alpha)} \quad (3.15)$$

$$t_b = T_0 - t_a \quad (3.16)$$

O segundo modo de sobremodulação (II) é alcançado em $m > m_{max3} = 0.952$ quando o tamanho dos arcos se reduz a zero, e a trajetória de u_{av} torna-se puramente hexagonal. Neste modo, a

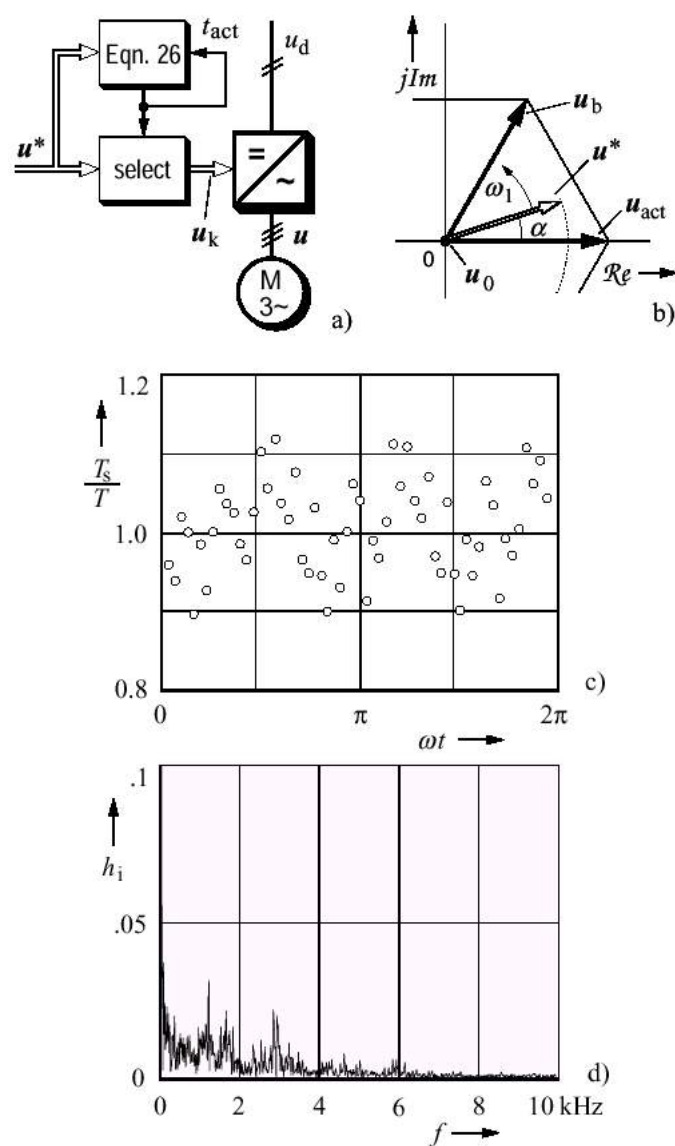


Figura 3.16: Modulação PWM sem portadora; (a) diagrama de sinais, (b) vectores de comutação do primeiro sector (60°), (c) durações do subciclo, (d) espectro harmónico

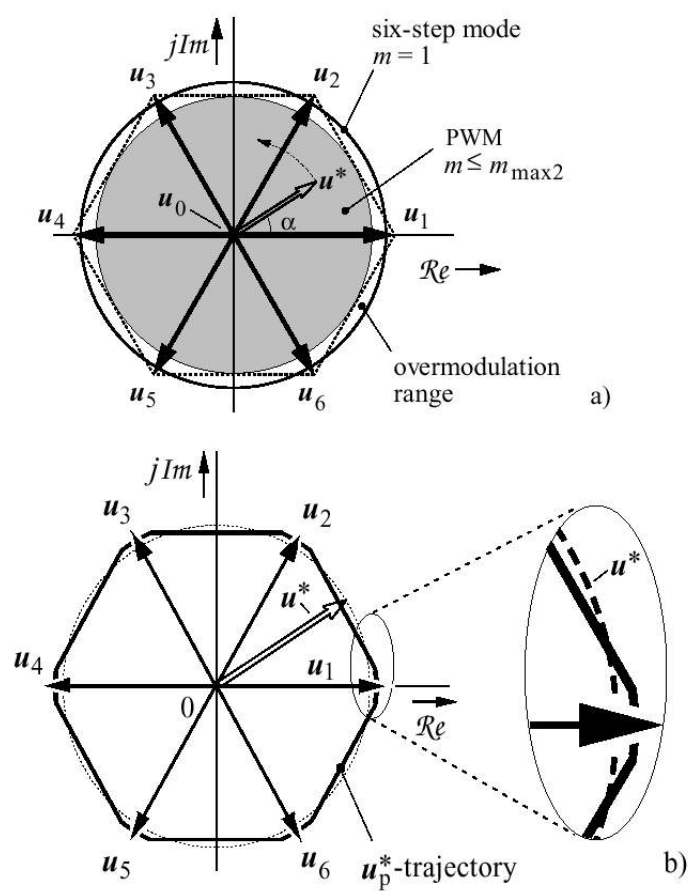


Figura 3.17: Sobremodulação; (a) definição da escala da sobremodulação, (b) trajetória de U_{av} na escala de sobremodulação I

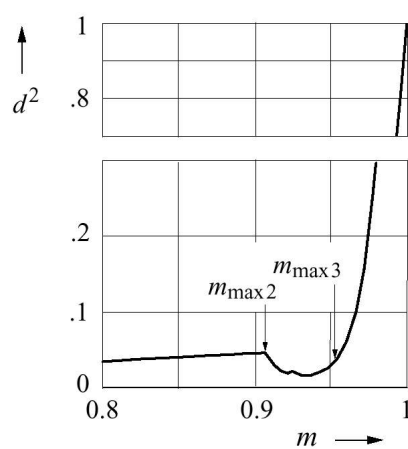


Figura 3.18: Factor de perdas d^2 na sobremodulação

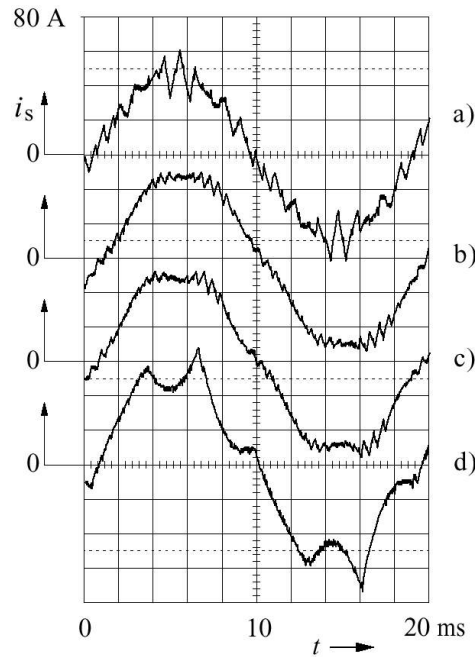


Figura 3.19: Formas de onda da corrente na sobremodulação; (a) modulação de vectores no espaço em m_{max2} , (b) transição entre a escala I e II, (c) escala de sobremodulação II, (d) operação próxima do modo *six-step*

velocidade do vector médio de tensão é controlada ao longo da sua trajectoria linear, variando o ciclo de trabalho dos dois vectores no espaço adjacentes a u_{av} . À medida que m aumenta, a velocidade torna-se gradualmente maior na porção central do lado do hexágono, e menor nos cantos. O segundo modo de sobremodulação converge gradualmente para uma operação *six-step*, à medida que a velocidade nos cantos se aproxima de infinito e a velocidade nos cantos torna-se nula. No segundo modo, um subciclo é formado por apenas dois vectores de comutação. Esses são os vectores que definem o lado do hexágono no qual u_{av} se encontra. Dado que a frequência de comutação é normalmente mantida constante, a duração de cada subciclo T_0 deve ser reduzida dado o reduzido número de vectores de estado de comutação. Isto explica porque é que o factor de distorção se reduz no início da escala de sobremodulação (fig. 3.18). As formas de corrente da fig. 3.19 demonstram que o índice de modulação é aumentado para lá do valor limite existente na modulação linear, através da adição de componentes harmónicas no vector médio de tensão u_{av} . Estas componentes adicionadas não formam sequências de zero como as que foram discutidas na secção 3.1.2, logo reflectem-se nas formas de onda das correntes, o que classifica a sobremodulação como uma técnica não linear.

3.4 PWM optimizado em circuito aberto

Inversores modulados em largura de impulso com altas especificações de potência são operados a baixas frequências de comutação de forma a reduzir as perdas de comutação. Valores na ordem dos 100 Hertz são usuais na ordem dos *megawatts*.

Na escolha do método em circuito aberto, apenas sistemas de pulsos sincronizados devem ser empregues de forma a evitar a geração de componentes subharmónicas. O mesmo aplica-se para sistemas que operem a uma alta frequência fundamental, onde a frequência de comutação se situe na ordem de baixos kilohertz.

O número de pulsos (equação 3.13) deve ser baixo em qualquer dos casos. Existem poucos ins-

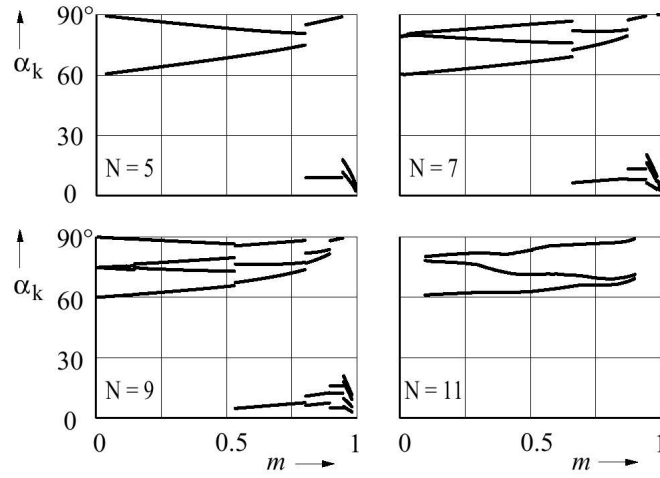


Figura 3.20: Ângulos de comutação óptimos; N: número de pulsos

tantes de comutação t_k por período fundamental, e pequenas variações dos respectivos ângulos de comutação $\alpha_k = 2 \cdot \pi \cdot f_1 \cdot t_k$ que criam uma influência considerável na distorção harmónica das correntes da máquina.

É vantajoso nestas situações, determinar o número de ângulos de comutação por período fundamental através de métodos de optimização. Necessariamente a frequência fundamental deve ser considerada constante para a definição do problema de optimização. Uma solução pode então ser pré-calculada. Os parâmetros pré-calculados óptimos são guardados no sistema de controlo para serem restaurados na operação em tempo real.

A aplicação deste método é restringida a condições de operação quase contínuas. A operação no modo transiente produz distorções nas formas de onda piores que os métodos não óptimos.

Os melhores resultados de optimização são conseguidos em sequências de comutação que utilizam números de impulsos ímpares e uma simetria em cada quarto de onda. Os métodos de pré-calcular os parâmetros podem ser classificados tendo em conta o objectivo.

3.4.1 Eliminação de harmónicos

Esta técnica tem como objectivo a eliminação de um número definido $n_1 = \frac{(N-1)}{2}$ de harmónicos de baixa ordem do espectro de Fourier. Elimina todos os harmónicos no binário tendo 6 vezes a frequência fundamental quando $N = 5$, ou 6 e 12 vezes a frequência fundamental quando $N = 7$, etc.

Este método pode ser empregue quando frequências harmónicas específicas no binário da máquina devem ser retiradas, de forma a evitar frequências de ressonância nos sistemas mecânicos. Esta aproximação é sub-ótima na medida em que depende de outros critérios de performance.

3.4.2 Funções Objectivo

Uma aproximação bastante comum é a minimização do factor de perdas d^2 , onde d é definido pelas equações 2.10 e 2.13. Alternativamente, o maior valor de pico das formas de onda da corrente pode ser considerado um parâmetro a ser minimizado quando o número de pulsos N é relativamente baixo.

A máxima eficiência do sistema inversor/máquina é um outro objectivo de optimização.

A função objectivo que define um problema particular de optimização tende a exibir um alto número de mínimos locais. Isto faz com que as soluções numéricas sejam bastante demoradas a calcular, mesmo nos computadores actuais. Uma série de ângulos de comutação que minimizam a corrente harmónica ($d \rightarrow \min$) é mostrada na fig. 3.20. A fig. 3.21 compara a performance

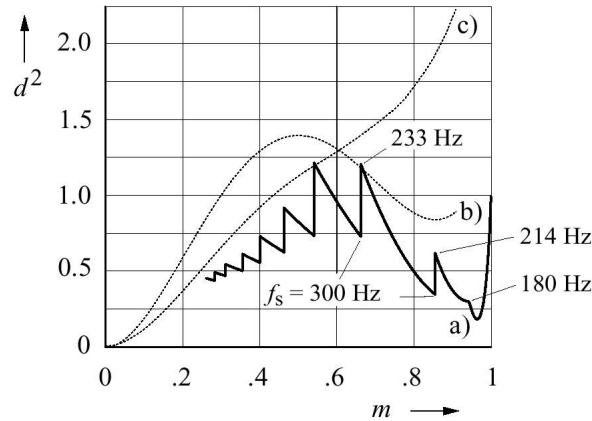


Figura 3.21: Factor de perdas d^2 para um PWM óptimo sincronizado, curva (a); para uma comparação a $f_s = 300$ Hz: (b) modulação de vectores no espaço, (c) método de suboscilação

de um esquema em que $d \rightarrow \min$ a uma frequência de comutação de 300 Hz com o método de suboscilação e o método modulação com vectores de espaço.

3.4.3 Método óptimo em cada subciclo

Este método considera a duração da comutação em subciclos como as variáveis de optimização, sendo um subciclo a sequência no tempo de três comutações consecutivas nos vectores de espaço. A sequência é arranjada de tal forma que a distorção instantânea na corrente seja nula no início e fim de cada subciclo. Isto activa a composição de formas de onda de comutação a partir de uma série pré-calculada de subciclos óptimos numa sequência desejada sem causar transientes de correntes indesejáveis em condições de operação dinâmicas. Esta aproximação elimina a deficiência básica dos métodos óptimos de modulação que são baseadas em ângulos de comutação pré-calculados.

Um diagrama de trânsito do sinal dum modulador com a técnica de subciclo óptimo é mostrada na fig. 3.22(a).

Amostras do vector de referência u^* são tiradas quando $t = t_s$, sempre que o subciclo anterior termina. A duração $T_s(u^*)$ do próximo subciclo é então lida duma tabela que contém dados pré-calculados como é mostrado na fig. 3.22(b). As curvas mostram que os subciclos aumentam, tanto em magnitude como em angulo de fase, à medida que o vector de referência se aproxima de cada um dos vectores de comutação activos. Isto implica que este método de optimização apenas é vantajoso numa faixa superior de modulação.

O processo de modulação em si é baseado na aproximação de vectores de espaço, tomando como consideração que o tamanho de cada subciclo é variável. Assim T_s substitui $T_0 = \frac{1}{2f_s}$ nas equações 3.5, 3.6 e 3.7.

Um valor previsível $u^*(t_s + \frac{1}{2}T_s(u^*(t_s)))$ é usado para determinar os tempos no estado *on*. Esta previsão assume que a frequência fundamental não se altera em cada subciclo. São eliminadas assim as perturbações do ângulo da fase fundamental que iriam resultar da amostragem em tempos variáveis.

A performance do método óptimo de subciclos é comparada com o método de vectores no espaço na fig. 3.23. No espectro de *Fourier* nota-se a ausência de uma frequência portadora o que reduz a radiação de ruído acústico nas cargas.

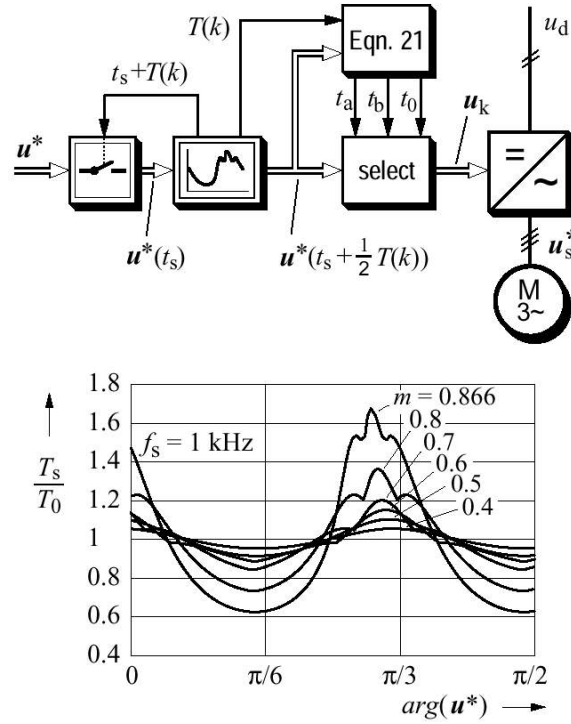


Figura 3.22: Método óptimo em cada subciclo; (a) diagrama de sinais, (b) duração de cada subciclo vs. ângulo de fase fundamental

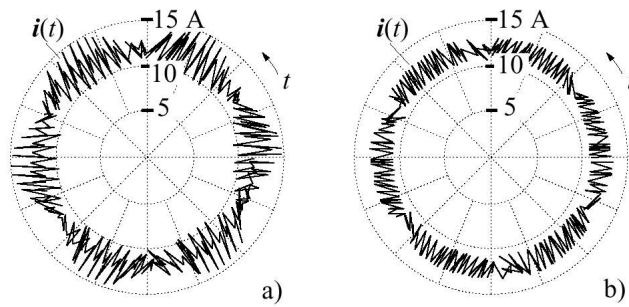


Figura 3.23: Trajectórias da corrente; (a) modulação baseada em vectores no espaço, (b) modulação óptima por subciclo

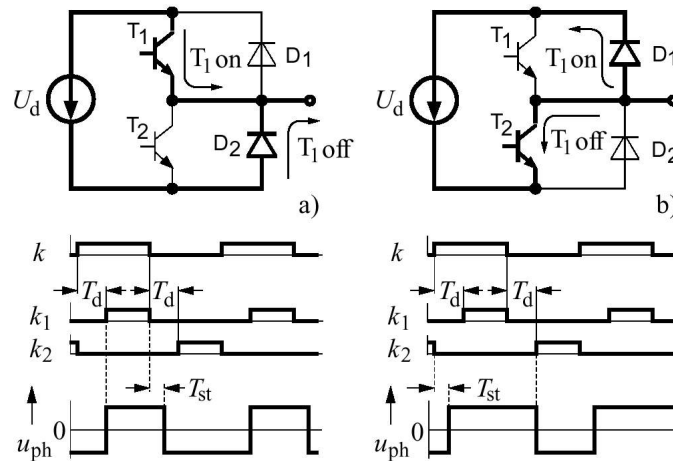


Figura 3.24: Atraso na comutação do inversor; (a) corrente de carga positiva, (b) corrente de carga negativa

3.5 Condições de comutação

Até agora foi assumido que os inversores seriam ideais. Isto obviamente não é verdade para a grande maioria de comutadores.

Os dispositivos reagem atrasados aos seus sinais de controle. Os tempos de reacção dependem do tipo de semiconductor utilizado, nas suas especificações de tensão e corrente, nas formas de onda que controlam o eléctrodo da gate, na temperatura do semiconductor e da corrente que este tem de comutar.

3.5.1 Duração mínima dos estados de comutação

De forma a evitar perdas desnecessárias nos dispositivos, deve ser dada uma tolerância na lógica de controlo para as mínimas durações nos estados *on* e *off*. Uma tolerância adicional deve ser incluída de forma a permitir os circuitos de *snubber* se activem ou desactivem. A mínima duração de um vector de comutação é na ordem de 1 a 100 μs . Se o valor comandado for menor que o mínimo então o respectivo estado de comutação deve ser extendido ou mesmo ignorado. Isto causa distorções adicionais nas formas de onda da corrente, e limita também o índice máximo de modulação. As técnicas de sobremodulação descritas na secção 3.3, evitam tais limitações.

3.5.2 Efeito de Tempo Morto

Muitos dispositivos têm o seu sinal *off* atrasado devido ao seu efeito de carga. O tempo de carga T_{st} varia com a corrente e com a temperatura do dispositivo. Para evitar um efeito de curto-circuito nas meias pontes do inversor, um tempo morto T_d deve ser introduzido através do controlador do inversor. O tempo morto é medido desde o instante em que um semiconductor comuta para o seu estado *off* até ao instante em que o semiconductor oposto comuta para o seu estado *on*. O tempo morto T_d é determinado como o máximo valor de tempo de carga T_{st} , acrescido de um intervalo de segurança adicional.

Na fig. 3.24(a) estão exemplificadas duas situações diferentes para uma corrente positiva numa parte da ponte do inversor.

Quando sinal modulador de saída k fica no seu estado alto, o sinal de controlo k_1 de T_1 é atrasado durante T_d assim como é atrasada a inversão do sentido da tensão u_{ph} . Se o sinal modulador de saída k for para o nível baixo, o sinal de controlo k_1 é imediatamente zero, mas a transição para o estado *off* do dispositivo T_1 é atrasado pelo tempo de carga $T_{st} < T_d$. Consequentemente, a

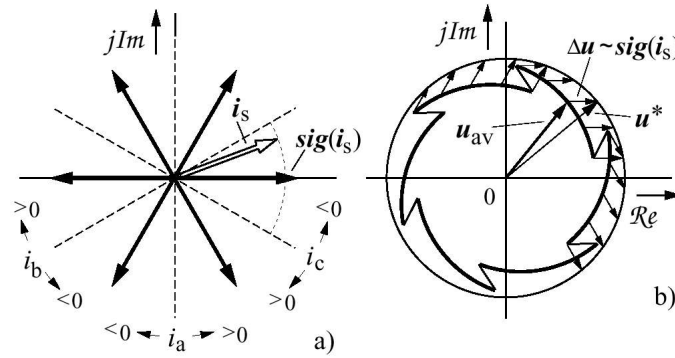


Figura 3.25: Efeito do tempo morto; (a) localização do vector de polaridade $\text{sig}(i_s)$, (b) trajetória da tensão média distorcida u_{av}

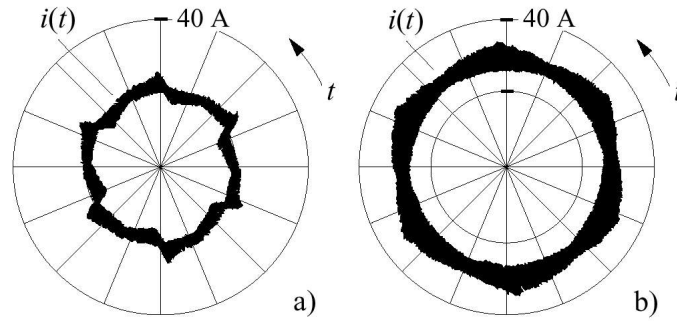


Figura 3.26: Efeito do tempo morto; (a) trajetória da corrente com o sexto harmónico e componente fundamental reduzida, (b) como em (a) mas com compensação do tempo morto

duração no estado *on* da parte superior da ponte não dura tanto quanto foi comandado pelo sinal de controlo k . É diminuído pela diferença no tempo de $T_d - T_{st}$.

Um efeito similar ocorre numa polaridade negativa da corrente. A fig. 3.24(b) mostra que o tempo no estado *on* da parte superior da meia ponte foi aumentado por $T_d - T_{st}$. Assim, o valor actual do ciclo de trabalho da meia ponte é sempre diferente do ciclo de trabalho do sinal que a controla. É sempre aumentado ou diminuído mediante o sentido da corrente que nela circula. Este efeito é descrito por :

$$u_{av} = u^* - \Delta u; \Delta u = \frac{T_d - T_{st}}{T_s} \text{sig}(i_s), \quad (3.17)$$

onde u_{av} é a média da tensão de saída do inversor durante um subciclo, e Δu um vector de erro normalizado atribuído ao atraso de comutação do inversor. A amplitude de erro Δu é proporcional a margem de segurança $T_d - T_{st}$; a sua direcção muda em passos discretos, dependendo das polaridades respectivas das três correntes de fase. Isto é expresso na equação 3.17 por um vector de polaridade de amplitude constante,

$$\text{sig}(i_s) = \frac{2}{3} [\text{sign}(i_{sa}) + a \cdot \text{sign}(i_{sb}) + a^2 \cdot \text{sign}(i_{sc})] \quad (3.18)$$

onde $a = \exp(j\frac{2\pi}{3})$ e i_s é o vector de corrente. O gráfico $\text{sig}(i_s)$ é mostrado na fig. 3.25(a) para todas as possibilidades do vector de corrente i_s . As três fases de corrente são denominadas como i_{as} , i_{bs} e i_{cs} .

O efeito de tempo morto descrito pelas equações 3.17 e 3.18 produz uma distorção não linear na trajectória do vector de tensão médio u_{av} . A fig. 3.25(b) mostra um exemplo. A distorção não

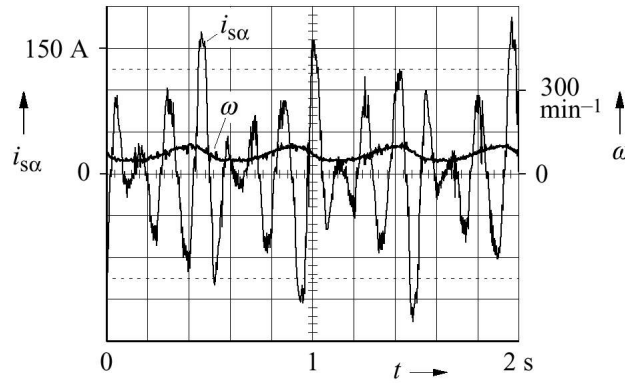


Figura 3.27: Instabilidade electromagnética devida ao efeito de tempo morto

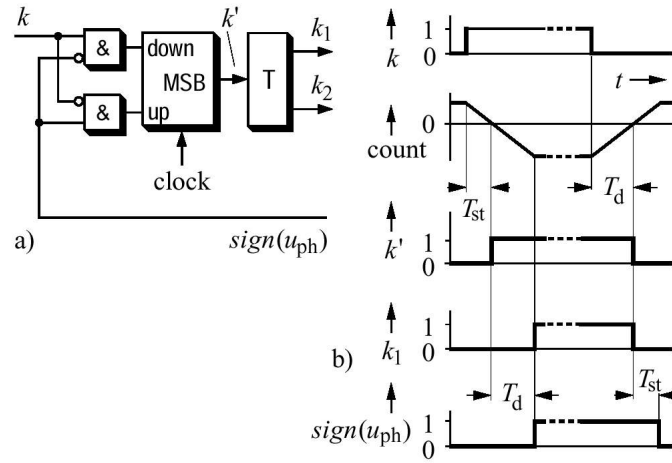


Figura 3.28: Compensação do efeito de tempo morto; (a) compensação e circuito de atraso por fase, (b) formas de onda do sinal

depende da amplitude da tensão fundamental u_1 e logo a sua influência relativa é muito forte numa operação em baixa velocidade onde u_1 é pequeno. Dado que a frequência fundamental é baixa nesta operação, o efeito de filtragem da indutância da fonte tem um baixo efeito nas formas de onda da corrente, e qualquer alteração na tensão é bastante visível, fig. 3.26(a). O binário da máquina também é influenciado, exibindo alterações na amplitude para seis vezes a frequência fundamental numa operação contínua.

Problemas de estabilidade electromecânica podem aparecer quando a frequência é suficientemente baixa. Esse efeito é ilustrado na fig. 3.27, mostrando uma corrente de fase e a velocidade do sinal numa instabilidade permanente.

3.5.3 Compensação de Tempo Morto

Caso o modulador em largura de impulsos e o inversor sejam partes de um controlador com circuito fechado de corrente de alta largura de banda, as distorções nas formas de onda devidas causadas pelo efeito de tempo morto podem ser compensadas até um certo limite.

É possível assim eliminar a necessidade de um compensador de tempo morto externo. Um compensador é necessário quando um controlo rápido de corrente não está disponível ou quando o binário da máquina tem que ser muito suave.

Compensadores de tempo morto podem ser implementados quer em hardware quer em software

(Ver sec. 4.1).

Um compensador por hardware é mostrado na fig. 3.28(a) operando num controlo fechado.

Circuitos idênticos são necessários para cada perna da ponte.

Cada compensador impõe um atraso constante no tempo entre a saída lógica do sinal k do modulador de pulsos com o instante actual de comutação. Para conseguir isto, o instante no qual a amplitude da fase muda é medida na saída do inversor. Um sinal lógico $sign(u_{ph})$ é obtido que é redireccionado para o controlo de um contador *up/down*, que por sua vez controla a ponte : Uma contagem positiva controla a fase negativa e *vice versa*.

A fig. 3.28(b) mostra os sinais para uma corrente de carga positiva. A saída da meia ponte é negativa no início, e $sign(u_{ph}) = 0$. O contador mantém o valor medido de tempo T_{st} da comutação anterior. Começa então uma contagem descendente com uma frequência fixa quando a saída do modulador k é alta.

A lógica de controlo do inversor recebe o sinal *on* k depois de T_{st} , e insere então o tempo de espera T_d antes de k_1 tornar a ponte para o seu estado *on*¹.

O tempo total de espera do processo de passar para o estado *on* é $T_d + T_{st}$, e um atraso idêntico é obtido para o processo de passagem ao estado *off*. A sequência é então atrasada no tempo mas o seu ciclo de trabalho é mantido.

Quando T_{st} é alterado, seguido de uma mudança na polaridade da corrente, o valor inicial da contagem de T_{st} encontra-se errado, e a próxima comutação encontra-se mal atrasada. Depois desta iteração, o ciclo de trabalho é mantido assim que o contador começa com um valor revisto de T_{st} .

Os compensadores em software são projectados no modo de *feed forward*. É assim eliminada assim a necessidade de leituras erradas das tensões de saída do inversor.

Dependendo no sinal das respectivas correntes de fase, um atraso fixo T_{st0} é adicionado ou não ao sinal de controlo da meia ponte. Dado que o atraso actual T_{st} não é conhecido à partida, pode não ser possível obter uma compensação completa do efeito de tempo morto.

As alterações no vector de erro das tensões Δu comportam-se como perturbações na ciclo de controlo da corrente. São apenas compensados apenas no próximo instante de comutação da perna da fase.

O erro transiente restante é maioritariamente tolerável em sistemas de motores de indução; máquinas sincronas tendo forças contra electromotrices sinusoidais tendem a comportar-se de uma forma mais sensível a estes efeitos, dado que tendem a operar no modo descontínuo da corrente a cargas leves.

A razão deste efeito é a ausência de uma componente magnetizante nas correntes do estator.

Tais máquinas necessitam de um modo mais elaborado de compensação do atraso quando são usados em sistemas de controlo de velocidade de alta performance. Alternativamente, uma corrente no eixo d pode ser injectada na máquina para diminuir os intervalos descontínuos na corrente quando operados a cargas leves.

¹De notar, que a implementação prática efectuada, está optimizada para a inserção desta capacidade

Capítulo 4

Na Prática ...

4.1 Análise da Implementação

Para a implementação prática, decidi fazer uma MLI, baseada nas técnicas de suboscilação (sec. 3.1.1) e de amostragem (sec. 3.1.3), mas também tendo em conta a sincronização (sec. 3.1.6). Comecei ainda por implementar uma modelação baseada em vectores no espaço, mas não a acabei. O micro-controlador encarrega-se de gerar um sinal triangular, e de o comparar com o valor sinusoidal que é retirado ciclicamente de uma tabela pré-programada.

Mediante a comparação (*três vezes*) dos dois valores (sinusoidal e triangular) são então gerados os sinais de controlo do inversor.

Esta implementação, quando utilizada num micro-controlador que seja destinado a estas implementações, torna-se bastante rápida e de baixa complexidade.

O micro-controlador *ótimo* para esta implementação deve possuir :

3 Unidades de Comparação (CCU) Geralmente as unidades de comparação vêm acompanhadas de uma unidade de captura. Para esta aplicação, a unidade de captura é desnecessária, dado que, regra geral, a sinusoidal é lida de uma tabela pré-programada. Caso as ondas sinusoidais fossem geradas externamente, então as unidades de captura seriam imprescindíveis. Estas unidades de comparação, fazem com que, transparentemente para o programador, quando um valor da sinusoidal comutasse entre ser superior ou inferior ao valor da sinusoidal, também fosse comutado uma dada porta do micro-controlador. Esta porta pode ser programada de forma a ser ou não invertida mediante as necessidades. Alguns micro-controladores possibilitam também que a compensação de tempo morto seja feita nesta etapa.

1 Contador Reversível Este contador, embora não imprescindível, é de bastante importância, dado que, a onda triangular pode ser gerada automaticamente através de um contador reversível. Caso o contador não seja reversível, pode ainda ser utilizado para a criação do sinal portador. Este sinal portador, é assim uma onda com uma característica *dente serra*, logo a modulação efectuada vai ser de uma qualidade inferior em comparação a uma modulação em que seja utilizada uma onda triangular, criada com um contador reversível.

Correcção de tempo morto por hardware Há ainda versões de micro-controladores que implementam o tempo morto por hardware, pelo que é uma característica bastante positiva a ter em conta na sua escolha.

Estas características, quando suportadas directamente no hardware, libertam assim o micro-controlador de tarefas repetitivas, sendo conseguidas altas frequências de comutação e simultaneamente altas frequências fundamentais de saída, o que deixam que o micro-controlador disponível para a realização de outras componentes.

As exigências temporais deixam assim de ser uma componente limitadora, levando a uma melhor *performance* (ver sec. 2.5 e 3.1.7) da modulação efectuada.

Existem ainda algumas características, que quando presentes num micro-controlador ajudam ao melhoramento das características da modulação, entre elas, encontram-se:

Alta frequência de relógio Obviamente, com uma alta frequência de relógio, mesmo que o micro-controlador não tenha as características atrás mencionadas ainda é possível obter bons resultados, dado que podem ser implementadas por software. Quando o micro-controlador consegue executar ciclos e comparações rapidamente, as características atrás mencionadas podem ser emuladas por software.

Memória interna suficiente para albergar a tabela sinusoidal Aliada à alta frequência de relógio, a quantidade de memória interna, é também um parâmetro a ter em conta, dado que esta é geralmente mais rápida, possibilitando assim que as tabelas (seno, redução do terceiro harmónico, etc) sejam guardadas em memória interna, o que possibilita uma a leitura mais rápida, o que claramente acelera a operação do micro-controlador.

4.2 Resultados Práticos

Em seguida são apresentados os resultados práticos, da modulação implementada. Optei por ter uma banda de controlabilidade do micro-controlador o mais ampla possível, de forma a ter oportunidade de verificar os limites quer da modulação implementada, quer a nível de taxa de utilização do CPU e suas consequentes limitações. Assim, apresenta-se em seguida, a modulação implementada para parâmetros como *Máxima Qualidade* e *Máxima Frequência de Saída*. Na maioria das figuras apresentadas (salvo nota em contrário), no *Canal 1* do osciloscópio, encontra-se visualizada uma saída de sincronismo, de forma a ser possível a verificação da frequência fundamental do sinal de saída e no *Canal 2* a forma de onda gerada, que corresponde ao sinal que seria aplicado ao interruptor *S1* da figura 2.3.

4.2.1 Máxima Frequência Fundamental

Na figura 4.1 encontra-se um dos sinais de saída da modulação implementada para uma frequência máxima fundamental.

Vê-se claramente que a modulação é de muito baixa qualidade, quase assemelhando-se com uma onda quadrada. A explicação dos factores que levaram a estes resultados são explicados nas secções seguintes. Esta foi a máxima frequência que o micro-controlador, com esta implementação, conseguiu gerar.

4.2.2 Qualidade da forma de Onda a melhorar

Na figura 4.2 encontra-se a forma de onda, para uma frequência de cerca de 30Hz. Embora esta modulação ainda não seja utilizável na prática, dado a sua baixa qualidade, nota-se no entanto um incremento qualitativo, como seria de esperar.

4.2.3 Frequência Fundamental baixa

Na figura 4.3 encontra-se a forma de onda, para uma frequência de cerca de 2Hz. Claramente, esta frequência é demasiadamente baixa, para a maioria das aplicações, mas note-se que a qualidade da forma de onda já se encontra ligeiramente aceitável. É também de notar que a modulação não se encontra correctamente efectuada para a parte negativa. Como é explicado, nas secções seguintes, este efeito deveu-se a uma redução em *tempo-real* do número de bits utilizados nos registos da onda triangular e sinusoidais.

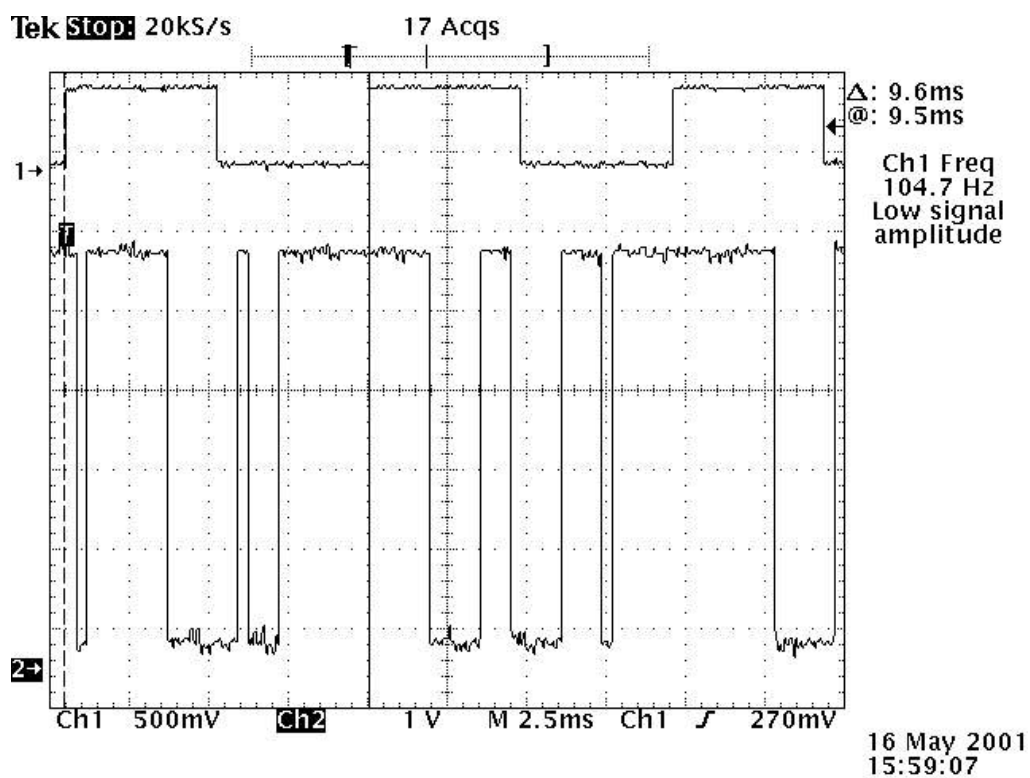


Figura 4.1: Frequência Fundamental Máxima (104Hz)

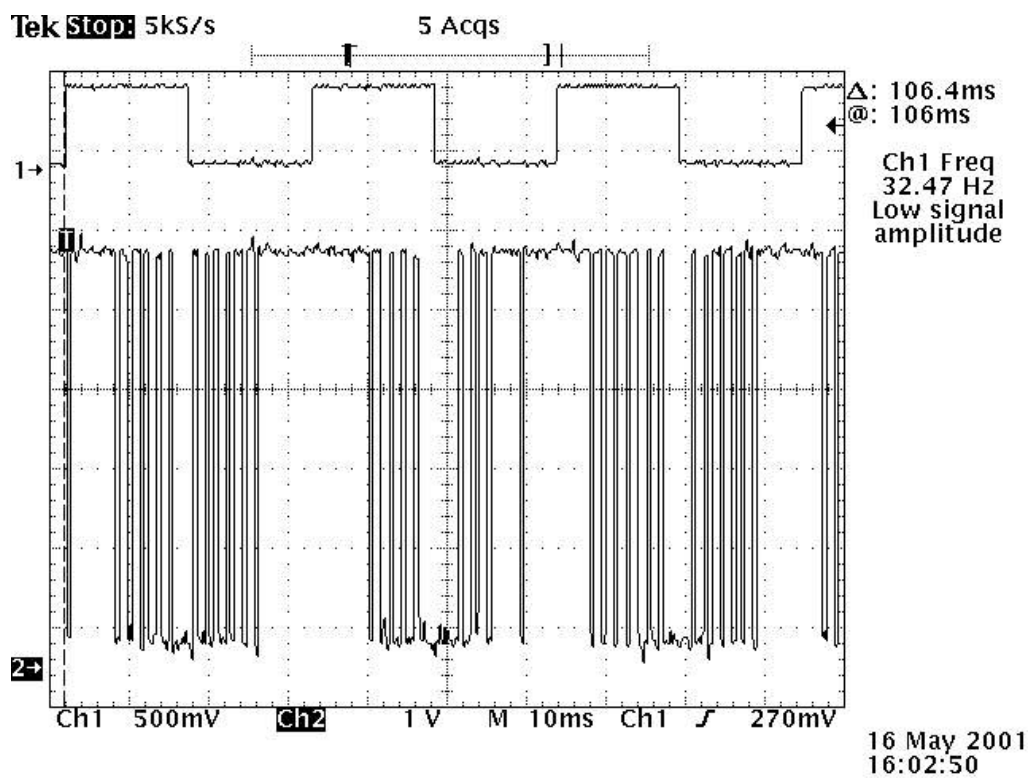


Figura 4.2: Frequência Fundamental de 30Hz

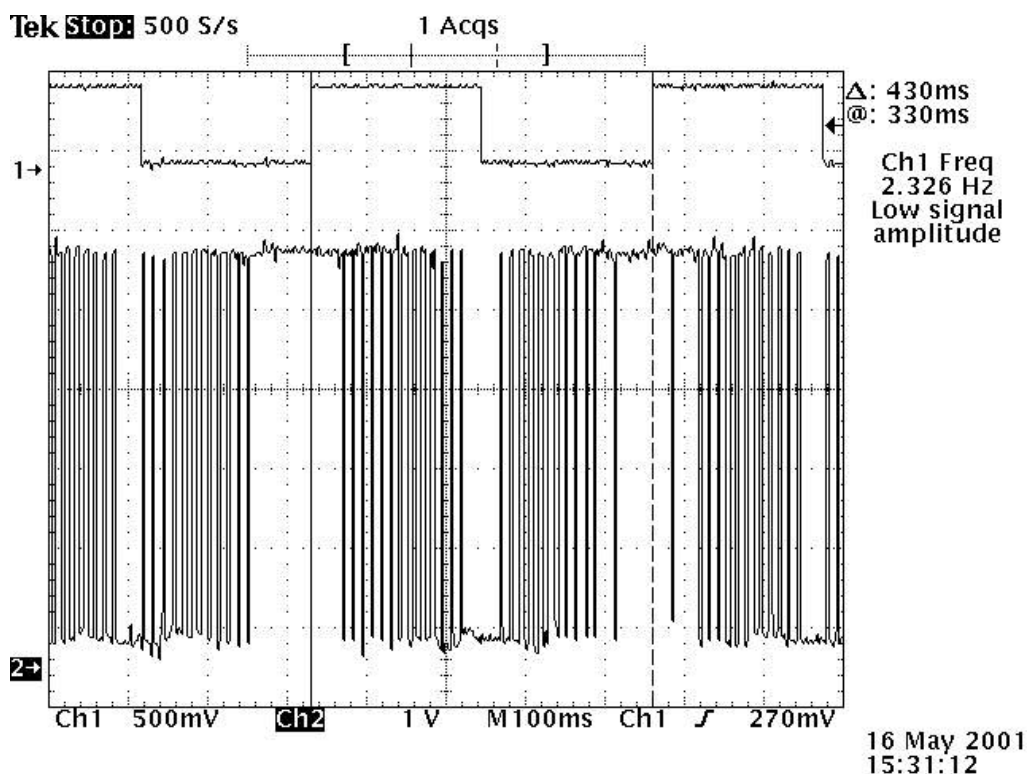


Figura 4.3: Frequência Fundamental de 2Hz

4.2.4 Máxima qualidade da modulação

Na figura 4.4 encontra-se a forma de onda com melhor qualidade que foi possível obter. Esta apresenta uma frequência de cerca de 100mHz. A modulação encontra-se com bastantes pulsos na transição, o que, à partida, revela alguma qualidade na modulação. Esta forma de onda, assim como as anteriores, é discutida na secção seguinte.

4.3 Exposição da Implementação Prática

Na secção 4.1 foram apresentadas algumas características que o micro-controlador para a realização deste trabalho devia possuir, de forma a possibilitar uma realização de uma modulação que fosse comercialmente viável.

No entanto, optei por utilizar o micro-controlador 8031 da família MCS-51 da Intel. Este micro-controlador não possui nenhuma das características apresentadas, pelo que, os resultados práticos, como seria de esperar, não se aproximam de soluções existentes no mercado.

No entanto, dado o nível académico em que este trabalho se insere, não me parece razoável a utilização de um outro qualquer micro-controlador, no qual não dominasse a sua arquitectura, devido às exigências temporais a que este trabalho estava sujeito e mesmo para a disciplina em que este trabalho se inseriu. Caso, por exemplo, utilizasse um micro-controlador do tipo do 80c537, que estava disponível, muito do tempo que passei no estudo dos diversos tipos de modulação, suas implementações e aspectos principais, seria utilizado no estudo das características deste micro-controlador, o que, na minha opinião, seria menos produtivo, embora provavelmente conseguisse implementações práticas de uma modulação com uma frequência fundamental mais alta.

Assim, optei por realizar uma implementação derivada das implementações que são apresentadas neste relatório, indiferentemente de ter ou não uma baixa frequência fundamental de saída. A realização deste trabalho, foi-me então particularmente útil, além de outros aspectos, pela per-

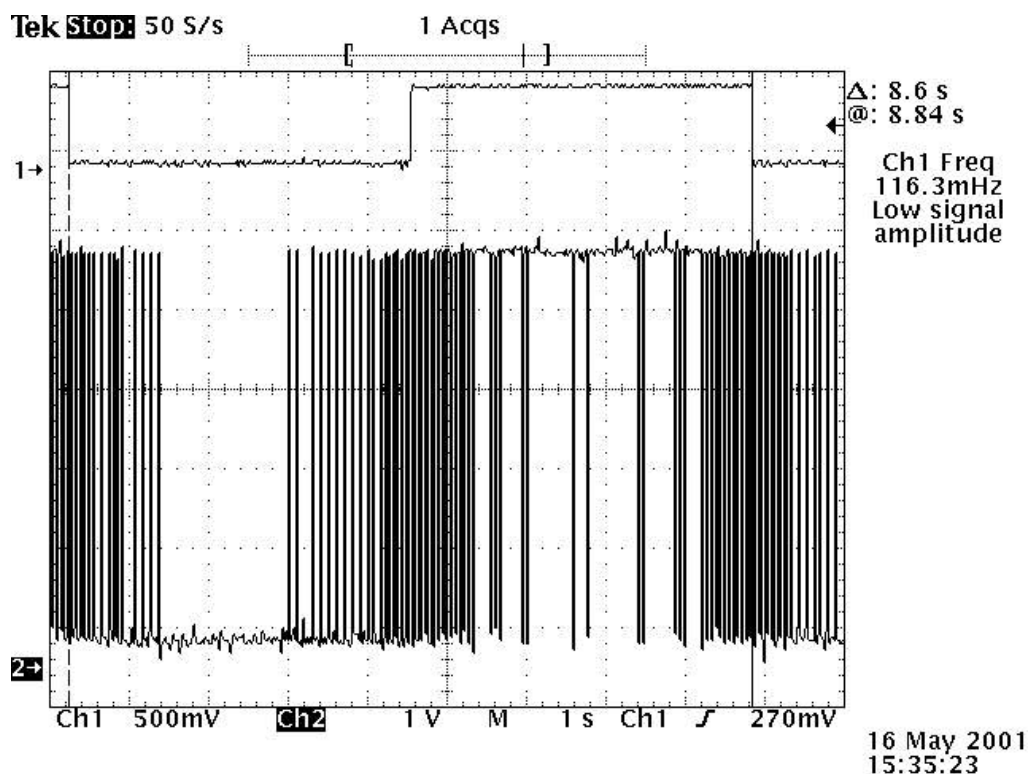


Figura 4.4: Frequência Fundamental de 100mHz

cepção das capacidades de um micro-controlador de 8 bits genérico, sem qualquer característica que ajudasse à implementação deste trabalho. No Apêndice A encontra-se o programa criado para a implementação da modulação.

A modelo principal da implementação criada foi:

- Actualização do sinal triangular
- Actualização dos sinais sinusoidais (se necessário)
- Actualização de bits que indicam as relações dos dois sinais
- Actualização das portas do micro-controlador (criação dos pulsos)

Estas tarefas são descritas em seguida, sendo acompanhadas pela análise das figuras obtidas, e com referências às secções de exposição anteriores.

4.3.1 Actualização do sinal triangular

Numa primeira parte é actualizado o sinal triangular. É verificado o andamento do sinal triangular (*se estava a subir ou a descer*) e procede-se ao incremento ou decremento de um registo que contém um valor de 0x00 a 0xFF que corresponde ao valor instantâneo do sinal triangular. É implementado assim um *contador reversível* de forma a obter uma modulação com um maior índice de controlabilidade. Caso utilizasse apenas um contador normal, ao que corresponde uma forma de onda *em dente serra*, apenas teria um ponto controlável de intersecção com os sinais sinusoidais, diminuindo assim a qualidade da modulação. Numa primeira fase, o valor instantâneo da triangular correspondia a um valor de 8 bits, no entanto, dadas as limitações temporais do

micro-controlador utilizado, e de forma a poder obter uma maior faixa de controlo, optei por implementar um número de bits do registo do sinal triangular¹ variável (*entre 4 e 8 bits*). Foi assim possível acelerar a geração do sinal triangular, à custa da qualidade da modulação implementada.

Com 4 bits, a comparação entre o sinal triangular e o sinal sinusoidal não é perfeita, dado os arredondamentos provenientes da passagem de um valor de 8 bits para 4 bits. Com 4 bits, a triangular assume apenas um valor entre *0x00* e *0x0F* o que claramente é extremamente baixo.

Para a figura 4.1, a que corresponde um máximo na frequência de saída (*100Hz*), utilizei apenas 4 bits, daí a muito baixa qualidade desta onda.

Nas figuras restantes 4.2, 4.3 e 4.4, optei por um valor de 6 bits. Não foi possível tirar ondas com os 8 bits, dada a muito baixa frequência de saída, a qual o osciloscópio não consegue acompanhar.

Assim, a onda da figura 4.4, embora descrita como *máxima qualidade*, é apenas para 6 bits. Obviamente a situação de *máxima qualidade (para este trabalho)* corresponde a uma utilização com registos de 8 bits.

4.3.2 Actualização dos sinais sinusoidais

Nesta parte do programa, é desde já implementada a razão de modulação, e apenas são actualizados os registos que correspondem aos sinais sinusoidais, se for altura disso. Existe assim um contador que implementa a razão de modulação em frequência, que pode ser descrito como:

Se já tiverem sido actualizados n pontos da triangular então actualiza as sinusoidais, senão não são actualizados os registos correspondentes aos sinais sinusoidais e passa-se à secção seguinte.

Dado que n é um registo de 8 bits, é assim possível variar a modulação em frequência, apenas com este parâmetro, por um valor entre 0 e 256. É também de notar que como n é um número natural, a modulação implementada é sincronizada (Ver secção 3.1.6, página 23). Para a actualização dos sinais sinusoidais, é lido de uma tabela o valor seguinte do valor a ser comparado com o sinal triangular. Essa tabela contém então valores entre *0x00* e *0xFF* com um andamento sinusoidal. Em seguida, o valor lido é então modulado em amplitude através de uma multiplicação de um valor controlável exteriormente entre *0x00* e *0xFF*, correspondendo o valor *0xFF* ao índice de modulação máximo em amplitude conseguido nesta implementação (ver sec. 3.1.1).

Mediante o número de bits do registo a que corresponde o sinal triangular, também o registo dos sinais sinusoidais são escalados para o mesmo número de bits. Embora, claramente, isto reduza a qualidade da modulação, foi a melhor maneira de conseguir acelerar a operação do micro-controlador. No entanto, a comparação entre os dois registos deixa de ser rigorosa, levando à baixa qualidade da modulação presente nas figuras expostas.

É de notar também que um efeito aparente de sobremodulação é apresentado nas figuras precisamente pelo arredondamento correspondente ao número de bits efectuado.

Para a implementação de um sinal trifásico, os valores são lidos da tabela com um atraso correspondente ao desfasamento entre as três fases. Consegue-se assim eliminar a necessidade de utilizar três tabelas. De forma, a mais uma vez, poder aumentar a faixa de controlabilidade, optei por implementar métodos de escolha do número de pontos da sinusoidal. Dado que para poder variar o número de pontos da sinusoidal é necessário guardar tabelas correspondentes para cada valor, optei pelas seguintes selecções:

- 240 Pontos
- 180 Pontos
- 120 Pontos

¹O número de bits dos registos correspondentes aos sinais sinusoidais são também variáveis, e com o mesmo número de bits do registo a que corresponde o sinal triangular

- 60 Pontos
- 30 Pontos

Para a forma de onda apresentada na figura 4.1, a que corresponde o valor máximo de frequência fundamental de saída, foram utilizados apenas 30 pontos para a geração dos sinais sinusoidais, o que ajuda à compreensão da má qualidade desta onda.

Para a figura 4.2 foram também utilizados 30 pontos. Para a figura 4.3 foram utilizados 60 pontos e para a figura 4.4 foram utilizados 120 pontos.

Como era esperado, quanto maior o número de pontos utilizados na geração dos sinais sinusoidais, maior será o rigor da modulação implementada. No entanto, e a nível prático, a frequência fundamental de saída varia inversamente com o número de pontos utilizados, o que limita o âmbito prático deste trabalho.

É também de notar, que a transição de número de pontos em *tempo real* é problemática, e na prática apenas implementei que quando existe uma transição de número de pontos a utilizar para a criação dos sinais sinusoidais, todas as portas do microcontrolador são postas no seu estado *off* a que corresponde que todos os interruptores do inversor estejam também no seu estado *off*. Depois de algum tempo, o micro-controlador inicia então a nova modulação com o novo valor de número de pontos. É garantido assim a inexistência de *curto circuitos* nos comutadores do inversor. No entanto a comutação teria efeitos de tentativas de desaceleração repentina seguida (*ou não*) de uma aceleração também repentina, devido à variação descontínua da frequência fundamental. Para uma transição contínua no número de pontos era necessário que fosse criado um número de tabelas correspondente ao número de pontos sobre o qual se queria alterar, seguido de uma escolha para o instante em que os valores de cada sinal sinusoidal seriam aproximadamente idênticos, sendo então a comutação de número de pontos feita nessa altura, o que era impraticável neste trabalho devido a limitações de memória disponível para albergar o número de tabelas necessário.

Para a implementação do efeito de tempo morto, embora não tenha sido até ao momento implementado a nível de programação, um dos métodos mais simples de implementação será o atraso no tempo por um valor variável e controlável, no qual a comutação seguinte vem então atrasada no tempo.

Embora já analisada teoricamente (Ver secção 3.5.2 e 3.5.3), não tive oportunidade de a implementar na prática, estando no entanto a implementação efectuada, optimizada para a sua inserção.

4.3.3 Actualização de bits que indicam as relações dos dois sinais

Esta parte do programa é executada sempre que é alterado o valor do sinal triangular e corresponde simplesmente à comparação dos sinais sinusoidais com o sinal triangular e respectiva actualização de *bits* internos que indicam qual dos valores é maior.

A implementação do tempo morto, seria feita nesta parte do programa, através de uma monitorização de uma alteração sobre qual dos valores era maior, sendo então, como foi apresentado nas secções anteriores, a comutação atrasada no tempo.

Optei por primeiro guardar os valores resultantes da comparação em bits internos e não directamente nas portas de saída, de forma a poder implementar o efeito de tempo morto, e dado que as comparações são relativamente exigentes a nível de recursos do microcontrolador, evito assim, diferenças temporais entre cada actualização entre cada fase. De qualquer maneira, existe sempre um atraso nas actualizações das portas do micro-controlador de cerca de 2μ segundos, dado que para todas as portas serem actualizadas simultaneamente, teria de utilizar registos adicionais, o que atrasaria ainda mais o programa. Caso fosse utilizado um micro-controlador mais rápido, esse seria a implementação mais recomendada de forma a melhorar a implementação efectuada.

4.3.4 Actualização das portas do micro-controlador (criação dos pulsos)

Nesta parte da implementação, são então transferidos os *bits* actualizados anteriormente para as portas escolhidas do microcontrolador, gerando assim as formas de onda apresentadas.

Capítulo 5

Conclusão e Análise do Trabalho Efectuado

5.1 Análise dos Objectivos

5.1.1 Estudar diversos métodos de modulação de largura de impulsos para sistemas trifásicos

Para a concretização desta etapa, como já foi referido, estudei principalmente o documento de *J. Holtz, Pulsewidth Modulation for Electronic Power Conversion* [1], sobre o qual são baseados os Capítulos 2 e 3. Esta foi a etapa que me ocupou mais tempo, dado a sua importância, para a compreensão dos vários aspectos teóricos inerentes ao trabalho prático. Foi também o objectivo que considero ter sido completado com maior sucesso.

5.1.2 Estudar diversos métodos de implementação digital de MLI

A nível de implementação digital, recorri basicamente a pesquisas na Internet sobre assuntos que relacionassem micro-controladores ou micro-processadores com modulações em largura de impulso.

Dadas as várias possibilidades existentes, estudei alguns documentos que apresentavam considerações para alguns aspectos importantes:

1. Parâmetros gerais a ter em conta [3], [4], [11], [12], [13], [15], [9].
2. Criação de Ondas Sinusoidais [5].
3. Implementação de Modulação baseada em vectores no espaço [2], [6], [7], [16]
4. Controlo de Campo / $\frac{v}{f}$ [10], [17], [8]
5. Controlo de binário [14]

Assim, foi-me possível conhecer alguns métodos e respectivas considerações de modulações em largura de impulsos. No entanto, dado o tempo já dispendido no estudo destes documentos, e o tempo disponível para a execução deste trabalho experimental, optei pela implementação que oferecia menor trabalho de programação, não dando relevância a outros métodos que embora com uma maior qualidade, eram impossíveis de completar em tempo útil.

5.1.3 Estudar a arquitectura MCS-51 e analisar as suas capacidades

Dado que ao longo do percurso académico já tinha estado em contacto com a arquitectura MCS-51, tive oportunidade de analisar as suas capacidades. Assim, e pela análise dos documentos atrás referidos, tomei consciência de quais os parâmetros (Ver secção 4.1) que deveria dar relevância na escolha de um micro-controlador para uma aplicação deste tipo.

Numa aplicação comercial, obviamente, no fim de ter consciência de quais os parâmetros a ter em conta, o passo lógico seguinte seria a escolha de um micro-controlador que oferecesse essas capacidades, no entanto, e a nível académico preocupei-me mais em criar uma implementação do programa que fosse altamente configurável, para que, e caso fosse necessário atingir frequências de comutação ou fundamentais de saída mais elevadas, a simples execução do mesmo programa num microcontrolador mais rápido ou com melhores características fosse suficiente.

5.1.4 Definir as relações entradas/saídas para a MLI

As relações entre as entradas e saídas foram sendo definidas e alteradas ao longo de toda a execução prática do trabalho, dado que numa tentativa de explorar os limites do micro-controlador 8031, foram sendo encontradas novas formas de variar as frequências, número de bits, etc.

Também exigia uma complexidade acrescida, a cada alteração do programa no micro-controlador, analisar numericamente em que é que a última alteração afectava os parâmetros já definidos. Além disso, dado que o tempo de execução da rotina que efectua a modulação propriamente dita depende de vários factores (*se é ou não preciso actualizar as sinusoidais, por exemplo*), tornava-se extremamente difícil calcular o tempo de execução dessa rotina e definir assim parâmetros de saída.

Optei então por meter a rotina num vector de interrupção de um temporizador, garantindo assim que a modulação seria totalmente síncrona e controlável¹. No entanto, não apresento relações numéricas entre a entrada e a saída, devido ao grande leque de opções controláveis e variáveis em *tempo real*:

- Frequência de comutação
- Razão entre frequência de comutação e fundamental
- Número de Bits do registo correspondente à onda triangular
- Número de Pontos das ondas sinusoidais
- Razão de modulação em amplitude
- Tempo Morto (*não implementado*)

5.1.5 Estudar e caracterizar os limites de funcionamento da MLI e implementar: frequência fundamental, amplitude, frequência de comutação e tempo morto

Nesta etapa, explorei os limites de funcionamento da MLI, como já foi referido de forma a que o programa pudesse ser executado num micro-controlador mais rápido, e mesmo assim, apresentasse limites de controlabilidade aceitáveis.

Implementei assim os parâmetros exigidos com excepção do tempo morto.

5.1.6 Implementar uma MLI e testá-la adequadamente (verificando o espectro)

Para a implementação da MLI propriamente dita, utilizei a linguagem *assembly*, o que embora seja mais cansativa e mais susceptível a *bugs*, apresentava a vantagem de uma eficiência maior

¹existem relações directas entre cada parâmetro configurável de entrada e a sua correspondente actuação na saída

no código e na racionalização dos escassos recursos do microcontrolador.

Para o teste, limitei-me apenas a apresentar as figuras da modulação implementada e mostrar alguns limites de controlabilidade. Infelizmente, o 8031 não é capaz de executar com rapidez suficiente o programa realizado, de forma a que se consiga verificar o espectro da modulação para parâmetros aceitáveis.

Embora não testasse na prática, parece-me que o analisador de espectro não consegue analisar uma onda com frequência da ordem dos *miliHertz*, que é a que é possível gerar com o microcontrolador utilizado para parâmetros como uma razão entre a frequência de comutação e a fundamental da ordem de 100, 8 bits para os registos da onda triangular e sinusoidal e para sinusoidais com um número de pontos de 240.

De notar que caso fosse analisado o espectro para a onda da fig.4.1 (100 Hz), este seria de muito má qualidade, o que no entanto, não revela que também o seja a modulação implementada. Revela sim, que os parâmetros dados ao microcontrolador estão além dos limites daquilo que se considera uma boa modulação de largura de impulsos. Obviamente, se todos os parâmetros configuráveis em tempo real fossem alterados para uma modulação de boa qualidade, o espectro viria próximo daquele que é esperado teoricamente, no entanto, e como a análise desse espectro foi feita no capítulo 3, não me preocupei em executar o mesmo programa num outro microcontrolador mais rápido, dado que não seria significativo o contributo dessa acção em relação ao esforço que teria de ser feito.

5.1.7 Efectuar uma análise comparativa de duas modulações implementadas

Dado que a modulação implementada, é altamente configurável, para, por exemplo, criar uma modulação não sincronizada bastaria alterar a rotina que gera o sinal triangular.

Para, por exemplo, implementar um aumento na razão de modulação (secção 3.1.2), bastaria que na folha de cálculo que utilizei para criar as tabelas das ondas sinusoidais, também tivesse em conta com esse aumento.

Assim, embora fosse relativamente fácil, alterar a implementação criada para uma outra com objectivos diferentes, exigências temporais impediram-me de completar este objectivo na prática. No entanto, ao longo de toda a exposição teórica, são apresentados os aspectos inerentes a cada modulação, pelo que, a não realização prática deste objectivo fica assim minorada.

É no entanto de notar, que numa última fase do trabalho, dediquei-me à implementação prática da modulação por vectores no espaço, não conseguindo no entanto finalizar uma modulação completa.

Para esta implementação, utilizei, como referência principal, a *aplication note* 836 da *Infineon* [6]. Este documento está fortemente vocacionada para os micro-controladores C504, C508, C868, e C164CI, e o código não é compatível com o de algumas arquitecturas que domino, nomeadamente a MCS-51, pelo que não me foi possível apresentar uma modulação completa.

No entanto, a implementação apresentada nesse documento apresenta alguns aspectos que a tornam interessante, nomeadamente, a racionalização extrema dos recursos dos micro-controladores e alguns *truques* interessantes de escalonamento das diversas variáveis².

5.2 Conclusão

O trabalho efectuado, embora sendo experimental, centrou-se principalmente no estudo teórico das diversas modulações em largura de impulsos, assim como de alguns métodos para a sua implementação prática.

Optei por centrar este trabalho principalmente nesses aspectos, dado que, considerei que seriam esses os aspectos mais enriquecedores para a minha formação.

A modulação escolhida, foi a que levou a um menor esforço de programação, assim como o

²Por exemplo, o escalonamento do vector no espaço num registo de 11 bits, de forma a que os 3 bits mais significativos indicassem o sector do hexágono em que se está em cada instante, ficando os restantes 8 bits disponíveis directamente para os cálculos que necessitem do vector no espaço

micro-controlador utilizado foi aquele que levou um menor tempo para a montagem prática e com uma curva de aprendizagem das suas características mais curta.

Como já foi referido, o micro-controlador utilizado não foi o mais indicado para este trabalho, levando a uma dificuldade acrescida na obtenção de resultados práticos, no entanto, o programa efectuado é exportável para outros micro-controladores mais recomendáveis.

Como auto-avaliação do trabalho efectuado, considero-o francamente positivo.

Apêndice A

Programa Implementado

```
; Reset and Interruption Vectors
.org      8000h
ljmp      program
.org      8003h
ljmp      int0
.org      800bh
ljmp      tim0
.org      8013h
ljmp      int1
.org      801bh
ljmp      tim1
.org      8023h
ljmp      serial

;; Main Code
program
    mov     SP,#StackPointer
    lcall   Inicia_valores
    lcall   init_8255_LCD
    lcall   Init_LCD
    lcall   mostra_texto
loop
    lcall   mostra_valores
    lcall   Ve_PB
    sjmp    loop

;; High Priority Timer
tim0
    ;; Save variables
    push    B
    push    2
    push    A
    mov     DPH_R_Out,DPH
    mov     DPL_R_Out,DPL
    mov     DPH,DPH_R_In
    mov     DPL,DPL_R_In
    ;; do dirty Work
    lcall   Actualiza_a_Triangular
    lcall   Actualiza_as_Sinusoidais
```

```

        lcall    Actualiza_as_Flags
        lcall    Actualiza_as_Portas
        ;; Restore variables
        mov     DPH_R_In,DPH
        mov     DPL_R_In,DPL
        mov     DPH,DPH_R_Out
        mov     DPL,DPL_R_Out
        pop     A
        pop     2
        pop     B
        mov     TH0,Reload_Tim_0
        RETI

;; Low Priority Timer
;; Used for delays
tim1
        CLR     F0
        mov     TH1,Reload_Tim_1
        RETI

int0     RETI
int1     RETI
serial   RETI

; Equates ...
F_Tri_Up      .EQU    020h    ; Quando a 1 indica que a Tri
Sin_1_Pos     .EQU    021h    ; Quando a 1 indica que a Sin
Sin_2_Pos     .EQU    022h    ; Quando a 1 indica que a Sin
Sin_3_Pos     .EQU    023h    ; Quando a 1 indica que a Sin
Sin_1_M_Tri   .EQU    024h    ; Quando a 1 indica que a Sin
Sin_2_M_Tri   .EQU    025h    ; Quando a 1 indica que a Sin
Sin_3_M_Tri   .EQU    026h    ; Quando a 1 indica que a Sin
Triangular    .EQU    030h    ; Valor Instantaneo da Triang
Sinusoidal_1  .EQU    031h    ; Valor Instantaneo da Sinuso
Sinusoidal_2  .EQU    032h    ; Valor Instantaneo da Sinuso
Sinusoidal_3  .EQU    033h    ; Valor Instantaneo da Sinuso
Reload_Tim_0  .EQU    034h    ; Valor de Reload do Tim0
Reload_Tim_1  .EQU    035h    ; Valor de Reload do Tim1
R_Freq        .EQU    036h    ; Razão entre Frequências
R_Freq_Temp   .EQU    037h    ; Valor Temporário de Razão e
NPtsSin       .EQU    038h    ; N.º de Pontos das Sinusoida
NPtsSin_Temp  .EQU    039h    ; N.º de Pontos das Sinusoida
In_Sin_2      .EQU    040h    ; Ponto Inicial da Sin 2 (NPt
In_Sin_3      .EQU    041h    ; Ponto Inicial da Sin 3 (2*N
DPH_Right     .EQU    042h    ; Valor a Carregar no DPH
DPL_Right     .EQU    043h    ; Valor a Carregar no DPL
DPH_R_In      .EQU    044h    ; Valor a Carregar no DPH
DPL_R_In      .EQU    045h    ; Valor a Carregar no DPL
DPH_R_Out     .EQU    046h    ; Valor a Carregar no DPH
DPL_R_Out     .EQU    047h    ; Valor a Carregar no DPL
PB_State      .EQU    048h    ; Estado da alteração dos bot
PB_State_D    .EQU    049h    ; Estado da alteração dos bot
PB_Valor      .EQU    050h    ; Novo Valor

```

```

Delay_Mult      .EQU    051h    ; Multiplicador de Delay
NPtsSin_PB      .EQU    052h    ; N.o de Pontos segundo os PB
Mod_Ampl        .EQU    053h    ; Indice de Modulação em Ampl
T_Morto         .EQU    054h    ; Tempo Morto
N_Bits          .EQU    055h    ; N.º de Bits das sinusoides
Tmp_N_Bits      .EQU    056h    ; Ajuda as contas ...
TmpT_Morto      .EQU    057h    ; Tempo Morto Temporario (Tmo
StackPointer    .EQU    060h    ; Inicio da Stack Pointer
PORT_A          .EQU    0FFF0h   ; Equates da PPI
PORT_B          .EQU    0FFF1h
PORT_C          .EQU    0FFF2h
CONTROL         .EQU    0FFF3h

```

; Inicialização de Valores

Inicia_valores

```

    mov    R_Freq,#080h          ; A razão entre frequências i
    mov    Reload_Tim_0,#0FFh    ; O Reload inicial do TIM0 é
    mov    Reload_Tim_1,#080h    ; O Reload inicial do TIM0 é

    mov    NPtsSin,#240d         ; N.º de Pontos das Sinusoida
    mov    In_Sin_2,#80d         ; Ponto Inicial da Sin 2 (NPt
    mov    In_Sin_3,#160d        ; Ponto Inicial da Sin 3 (2*N
    mov    DPTR,#sin240

    clr    Sin_1_Pos             ; A 1 começa no positivo (esta cl
    setb   Sin_2_Pos             ; A 2 começa no negativo
    clr    Sin_3_Pos             ; A 3 começa no positivo

    mov    DPH_Right,DPH         ; Tiram-se cópias do DPTR que
    mov    DPL_Right,DPL

    mov    DPH_R_In,DPH          ; Acerto os valores correctos
    mov    DPL_R_In,DPL

    setb   F_Tri_Up              ; A Triangular começa a Subir
    mov    Triangular,#0h        ; com o valor 0x00
    mov    TH0,Reload_Tim_0      ; Carregam-se os valores dos Ti
    mov    TH1,Reload_Tim_1
    mov    R_Freq_Temp,R_Freq
    mov    NPtsSin_Temp,NPtsSin
    mov    NPtsSin_PB,#01d       ; N.o de Pontos segundo os Push
    mov    PB_State,#01d        ; O estado do Push_Button é o 1
    mov    PB_State_D,#01d
    mov    Delay_Mult,#01d       ; O multiplicador inicial é 1
    mov    Mod_Ampl,#0ffh        ; Modulação em Amplitude
    mov    T_Morto,#000h        ; Tempo Morto
    mov    N_Bits,#03h
    mov    TCON,#00h             ; Software Timer & All Stop
    mov    TMOD,#00h            ; Completely Software & 13 Bit
    mov    IEN0,#00001010b      ; Enable All & Tim0 & Tim1
    setb   TR0                   ; Let the Party Begin !!!
    setb   TR1                   ; Let the Party Begin !!!
    setb   EAL

```

```

    RET

; Actualização da Onda Triangular
Actualiza_a_Triangular
    mov     Tmp_N_Bits,N_Bits
    mov     A,Tmp_N_Bits
    anl     A,#00001111b      ; Limito entre 1 a 15
    jz      Pelo_Menos_1
Proceed
    mov     N_Bits,A
    mov     Tmp_N_Bits,A
    jb      F_Tri_Up,Ia_a_Subir
Ia_a_Descer
    dec     Triangular
    mov     A,Triangular
    jz      Passa_a_Subir
    djnz    Tmp_N_Bits,Ia_a_Descer
    sjmp    Passa_a_Descer
Ia_a_Subir
    inc     Triangular
    mov     A,Triangular
    inc     A
    jz      Passa_a_Descer      ; Se Triangular = 0xff passa a De
    djnz    Tmp_N_Bits,Ia_a_Subir
    sjmp    Passa_a_Subir
Pelo_Menos_1
    mov     A,#1
    sjmp    Proceed
Passa_a_Descer
    clr     F_Tri_Up
    RET
Passa_a_Subir
    setb    F_Tri_Up
    RET

; Actualização das Ondas Sinusoidais (se necessário)
Actualiza_as_Sinusoidais
    djnz    R_Freq_Temp,No_need_to_Update      ; Se nao fiz N pon
    mov     R_Freq_Temp,R_Freq                  ; Restauro o Contador
    djnz    NPtsSin_Temp,No_Restart              ; Verifico se ja ch
    mov     NPtsSin_Temp,NPtsSin
    mov     DPH,DPH_Right
    mov     DPL,DPL_Right
No_Restart
    inc     DPTR
    lcall   Actualiza_Sin_1
    lcall   Actualiza_Sin_2
    lcall   Actualiza_Sin_3
No_need_to_Update
    RET
Actualiza_Sin_1
    clr     A
    movc    a,@A+DPTR
    lcall   Acerta_Amplitude

```

```

        mov     Sinusoidal_1,A
        mov     A,NPtsSin
        cjne    A,NPtsSin_Temp,Passou_1_1
        cpl     Sin_1_Pos
        cpl     P1.7
Passou_1_1
        rr      A
        cjne    A,NPtsSin_Temp,Passou_1_2
        cpl     Sin_1_Pos
        cpl     P1.7
Passou_1_2
        RET
Actualiza_Sin_2
        mov     A,In_Sin_2
        movc    a,@A+DPTR
        lcall   Acerta_Amplitude
        mov     Sinusoidal_2,A
        mov     A,In_Sin_3      ; A=160
        cjne    A,NPtsSin_Temp,Passou_2_1
        cpl     Sin_2_Pos
Passou_2_1
        mov     A,NPtsSin
        rr      A              ;
        mov     B,A            ; B=120
        mov     A,In_Sin_3
        subb    A,B            ; A = 40 !
        cjne    A,NPtsSin_Temp,Passou_2_2
        cpl     Sin_2_Pos
Passou_2_2
        RET
Actualiza_Sin_3
        mov     A,In_Sin_3
        movc    a,@A+DPTR
        lcall   Acerta_Amplitude
        mov     Sinusoidal_3,A
        mov     A,In_Sin_2      ; A=80
        cjne    A,NPtsSin_Temp,Passou_3_1
        cpl     Sin_3_Pos
Passou_3_1
        mov     A,NPtsSin
        rr      A              ;
        mov     B,A            ; B=120
        mov     A,In_Sin_2
        add     A,B            ; A=200!
        cjne    A,NPtsSin_Temp,Passou_3_2
        cpl     Sin_3_Pos
Passou_3_2
        RET

;; Modulacao em Amplitude !
;; No A entra o valor inicial da Sinusoidal, no A sai o valor "ac
Acerta_Amplitude
        push    B

```

```

        mov     B,Mod_Ampl
        mul     AB
        mov     A,B
        pop     B
        ret

; Atualização de bits indicadores de estado
Atualiza_as_Flags
        mov     A,Triangular
        cjne    A,Sinusoidal_1,Siga_1
Siga_1
        jnc     Sin_1_Maior
        clr     Sin_1_M_Tri
        sjmp    Siga_para_2
Sin_1_Maior
        setb    Sin_1_M_Tri
Siga_para_2
        cjne    A,Sinusoidal_2,Siga_2
Siga_2
        jnc     Sin_2_Maior
        clr     Sin_2_M_Tri
        sjmp    Siga_para_3
Sin_2_Maior
        setb    Sin_2_M_Tri
Siga_para_3
        cjne    A,Sinusoidal_3,Siga_3
Siga_3
        jnc     Sin_3_Maior
        clr     Sin_3_M_Tri
        sjmp    Siga_para_Fim
Sin_3_Maior
        setb    Sin_3_M_Tri
Siga_para_Fim
        RET

;; Efeito de Tempo Morto !
;; No A entra o índice que se adiciona ao DPTR para tirar o valor
Acerta_T_Morto
        mov     TmpT_Morto,T_Morto
        inc     TmpT_Morto      ; 0 = 1
        djnz    TmpT_Morto,$
        RET

; Atualização das Portas
Atualiza_as_Portas
        mov     C,F_Tri_Up
        mov     P1.0,C
;;; Parte POSITIVA !
        jb      Sin_1_M_Tri,Sin1Pos
        setb    P1.1
        sjmp    Sin2
Sin1Pos
        clr     P1.1

```

```

Sin2
    jb     Sin_2_M_Tri,Sin2Pos
    setb   P1.3
    sjmp   Sin3
Sin2Pos
    clr    P1.3
Sin3
    jb     Sin_3_M_Tri,Sin3Pos
    setb   P1.5
    sjmp   Fim
Sin3Pos
    clr    P1.5
Fim
;;; Parte NEGATIVA !
    lcall  Acerta_T_Morto
    mov    C,P1.1
    CPL    C
    mov    P1.2,C
    mov    C,P1.3
    CPL    C
    mov    P1.4,C
    mov    C,P1.5
    CPL    C
    mov    P1.6,C
    RET

Text      .TEXT "PB|Mo|Mf|Ft|Tm|S}"

#include lcd.asm
#include tabela.inc
#include eq80535.asm
.END

```

Bibliografia

- [1] J. Holtz: *Pulsewidth Modulation for Electronic Power Conversion*, Proceedings of the IEEE, Vol 82, Nº8, Aug 1994, pp. 1194-1214 - Wuppertal University - Germany
- [2] Michael Copeland: *Generate advanced PWM signals using 8-bit μ Cs*, Infineon, EDN, February, 3, 2000
<http://www.ednmag.com>
- [3] Bill Travis & Anne Watson Swager: *Simple mC acts as dedicated motor control*, EDN, September, 1998, pp123
<http://www.ednmag.com>
- [4] LSI Computer Systems, Inc.: *Three and Four phase brushless DC motor controllers using PWM*, AN101, May, 1993
- [5] Ubicom, Inc: *Artificial Sine Wave Generation Using SX Communications Controller*, AN11, November, 2000
<http://www.ubicom.com>
- [6] Michael Copeland: *Space Vector Modulation and Overmodulation with an 8-bit Microcontroller*, Infineon, AP0836, Junho, 1999
<http://www.infineon.com/.../ap083601.pdf>
- [7] Analog Devices: *Implementing Space Vector Modulation with the ADMC331*, AN331-17, Julho 1999
<http://www.analog.com/.../svpwm331.pdf>
- [8] Analog Devices: *Constant Volts/Hertz Operation for Variable Speed Control of Induction Motors*, AN331-24, 10/25/99
<http://www.analog.com/.../vfADMC331.pdf>
- [9] Texas Instruments: *Digital Signal Processing Solution for AC Induction Motor*
<http://www-s.ti.com/sc/psheets/bpra043/bpra043.pdf>
- [10] Erwan Simon: *Implementation of a Speed Field Oriented Control of 3-phase PMSM Motor*, Texas Instruments, SPRA588, 03-11-99
<http://www-s.ti.com/sc/psheets/spra588/spra588.pdf>
- [11] Ahmet M. Hava, & others: *Dynamic Overmodulation Characteristics of Triangle Intersection PWM Methods*, Proceedings of the IEEE, Vol 2, pp1520-1528
http://www.powerdesigners.com/.../hava_ias97.pdf
- [12] Ahmet M. Hava, & others: *Simple Analytical and Graphical Tools for Carrier Based PWM Methods*, Proceedings of the IEEE, Vol 2, pp1462-1471
http://www.powerdesigners.com/.../hava_pesc97.pdf
- [13] DSP Controllers - An Emerging Tool for Electric Motor Drives:
http://sant.bradley.edu/ienews/98_3/trzynad.pdf

- [14] Direct torque control of induction motors for electric propulsion systems:
http://eewwww.eng.ohio-state.edu/procaa/pdf/direct_torque.pdf
- [15] High Performance Control of AC ServoMotors using an Integrated DSP:
http://www.eetchina.com/1999DEC04_DSP_AN108.PDF
- [16] Space Vector Modulation Applied to Modular Multilevel Converters:
<http://www.iet.auc.dk/ret/Pcim99.PDF>
- [17] Field Oriented Control with ASICs, High performance drives for Mechatronics:
http://www.ifr.ing.tu-bs.de/pam/PEMC98_Schu.pdf
- [18] Tobias Oetiker: *The Not So Short Introduction to L^AT_EX 2_ε*, Dep. Electrical Engineering, Federal Institute of Technology - Swiss