



**ESTUDO E DESENVOLVIMENTO DE UM
SISTEMA DIGITAL PARA O
ACIONAMENTO DE MOTORES COM
ALIMENTAÇÃO PWM**

Severino José do Nascimento Irmão

Recife, 22 de Novembro de 2002

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE PERNAMBUCO
CENTRO DE TECNOLOGIA E GEOCIÊNCIAS**

**PROGRAMA DE PÓS-
GRADUAÇÃO EM
ENGENHARIA ELÉTRICA**

***ESTUDO E DESENVOLVIMENTO DE UM
SISTEMA DIGITAL PARA O ACIONAMENTO
DE MOTORES COM ALIMENTAÇÃO PWM***

Por

Severino José do Nascimento Irmão

Dissertação apresentada ao programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da UFPE como um dos requisitos à obtenção do título de Mestre

Orientador : Dr. Eurico Bezerra de Souza Filho

Co-Orientador : Dr. Francisco A. S. Neves

Recife, 22 de Novembro de 2002

DEDICATÓRIA

A Deus,

A meus pais José Manoel do Nascimento e
Leonice Alves do
Nascimento.

AGRADECIMENTOS

Ao professor Eurico Bezerra de Souza Filho pela orientação, apoio, compreensão e incentivo imprescindíveis à realização deste trabalho.

Ao professor Francisco A. S. Neves, pelo apoio, incentivo e valiosas sugestões.

Ao professor Edval J. A. Santos pelas valiosas contribuições técnicas na realização da parte experimental e importante participação para que os resultados experimentais obtivessem sucesso.

Ao professor Alberto Mesquita pela valiosa contribuição no desenvolvimento do software para a implementação da proposta.

A todos os professores, funcionários e amigos que, estando ao nosso lado, contribuíram de forma direta ou indireta para a realização deste trabalho.

Ao LDN e ao DEESP por disponibilizar a infra-estrutura de laboratório e material necessário a realização dos experimentos.

A CAPES e PROCAD pelo apoio financeiro.

De forma especial aos meus pais pelo grande apoio que me foi concedido e a minha noiva Adenilza, pelo carinho, compreensão e incentivo.

RESUMO

Este trabalho apresenta a implementação de uma técnica de modulação vetorial através da modulação escalar digital.

A partir da escolha do valor de um parâmetro de controle determinado por software é possível alterarmos o valor de aplicação dos tempos de roda livre, controlando assim os intervalos de tempo de fechamento das chaves no inversor trifásico.

Esta técnica é implementada com o uso de contadores digitais, programados através de um PLD que possibilita uma montagem mais compacta e prática, o que implica em uma placa de interface digital (placa PWM) para geração de sinais modulados por largura de pulso apresentada de forma mais “enxuta”, desenvolvida com o objetivo de promover a interface entre o microcomputador PC e o inversor trifásico.

Por fim, são apresentados os resultados experimentais correspondentes a aplicação de testes na bancada de acionamentos, formada pelo conjunto inversor (inversor + retificador) onde são adquiridos os sinais de corrente de fase na saída do inversor.

ÍNDICE

| | |
|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| AGRADECIMENTOS..... | iii |
| RESUMO..... | iv |
| LISTA DE SÍBOLOS..... | vii |
| LISTA DE FIGURAS..... | ix |
| | |
| 1. INTRODUÇÃO..... | 1 |
| ORGANIZAÇÃO DO TEXTO..... | 2 |
| | |
| 2. TÉCNICAS DE MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO..... | 4 |
| 2.1 - INTRODUÇÃO..... | 4 |
| 2.3 - PRINCÍPIO DA MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO..... | 6 |
| 2.4 - PRINCÍPIO DE MLP BASEADO EM UM SINAL DE ONDA PORTADORA..... | 9 |
| 2.5 - PADRÃO DE CHAVEAMENTO..... | 10 |
| 2.6 - MÉTODO DE MODULAÇÃO EM LARGURA DE PULSO ATRAVÉS DE AMOSTRAGEM NATURAL..... | 11 |
| 2.7 - MÉTODO DE MODULAÇÃO EM LARGURA DE PULSO REGULAR SIMÉTRICO..... | 13 |
| 2.8 - MÉTODO DE MODULAÇÃO EM LARGURA DE PULSO REGULAR ASSIMÉTRICO..... | 15 |
| 2.9 - MÉTODO DE MODULAÇÃO EM LARGURA DE PULSO BASEADA NO ESPAÇO VETORIAL..... | 17 |
| 2.10 - MÉTODO DE MODULAÇÃO EM LARGURA DE PULSO REGULAR TRIFÁSICO SIMÉTRICO..... | 28 |
| 2.11 - PRINCÍPIO DA IMPLEMENTAÇÃO DA TÉCNICA DE MLP VETORIAL ATRAVÉS DE UM MÉTODO DE MLP ESCALAR..... | 31 |
| 2.12 - CONCLUSÃO..... | 34 |
| | |
| 3. ADIÇÃO DE 3º HARMÔNICO A SINAIS MODULANTES..... | 35 |
| 3.1 – INTRODUÇÃO..... | 35 |
| 3.2 – EFEITO DA ADIÇÃO DE COMPONENTES DE SEQUÊNCIA ZERO..... | 35 |
| 3.3 – EFEITO DA INJEÇÃO DE 3º HARMÔNICO SOBRE A TENSÃO DE FASE..... | 39 |
| 3.4 – CONCLUSÃO..... | 42 |
| | |
| 4 - PROPOSTA DE IMPLEMENTAÇÃO DE UMA TÉCNICA DE MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO..... | 43 |
| 4.1 – INTRODUÇÃO..... | 43 |
| 4.2 – RESUMO TEÓRICO..... | 43 |
| 4.3 – GERAÇÃO DE INTERVALOS DE TEMPO τ^*_a , τ^*_b e τ^*_c QUE QUANDO CARREGADOS, SÃO CAPAZES DE PRODUZIR PADRÕES CORRESPONDENTES AOS DA MLP VETORIAL..... | 47 |
| 4.4 – GERAÇÃO DE UM PADRÃO DE CHAVEAMENTO QUALQUER A PARTIR DA ESCOLHA DO VALOR DE μ | 50 |
| 4.5 - IMPLEMENTAÇÃO DA TÉCNICA EM HARDWARE..... | 51 |
| 4.6 - CONCLUSÃO..... | 53 |

| | |
|---------------------------------------------------------------------------------------|----|
| 5. INTERFACE PWM PARA PC..... | 54 |
| 5.1 – INTRODUÇÃO..... | 54 |
| 5.2 – DESCRIÇÃO DOS COMPONENTES DA INTERFACE | 54 |
| 5.2.1 – CIRCUITO INTEGRADO 8255 | 54 |
| 5.2.2 – O CIRCUITO INTEGRADO 74LS138..... | 56 |
| 5.2.3 – CIRCUITO INTEGRADO EPM7128SLC84-7 DA ALTERA..... | 57 |
| 5.3 – FUNCIONAMENTO DA INTERFACE..... | 58 |
| 5.3.1 – PROGRAMAÇÃO E UTILIZAÇÃO DA INTERFACE | 59 |
| 5.3.2 – IMPLEMENTAÇÃO DO CIRCUITO PROPOSTO NO PLD..... | 63 |
| 5.4 – IMPLEMENTAÇÃO DA TÉCNICA PROPOSTA COM O USO DA INTERFACE PWM PARA PC..... | 64 |
| 5.5 – RESULTADOS DE SIMULAÇÕES | 65 |
| 5.6 – RESULTADOS EXPERIMENTAIS..... | 66 |
| 5.6.1 – RESULTADOS ADQUIRIDOS NA SAÍDA DA PLACA DE INTERFACE PWM | 66 |
| 5.6.2 – RESULTADOS DE SIMULAÇÃO DE CORRENTE NO MOTOR | 67 |
| 5.7 – RESULTADOS EXPERIMENTAIS | 70 |
| 5.8 – CONCLUSÃO | 72 |
| | |
| REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS..... | 73 |
| | |
| APÊNDICE..... | 74 |
| A. DADOS DO CONJUNTO INVERSOR..... | 74 |
| B. MOTOR DE INDUÇÃO | 74 |
| | |
| ANEXO I..... | 75 |
| PERIFÉRICO DE INTERFACE PROGRAMÁVEL 8255 | |
| ANEXO II..... | 81 |
| DECODIFICADOR 74LS138 | |
| ANEXO III..... | 84 |
| DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DA INTERFACE PWM | |
| ANEXO IV..... | 86 |
| ESQUEMA DE LIGAÇÃO DO CONJUNTO INVERSOR TRIFÁSICO | |
| ANEXO V..... | 88 |
| ESQUEMA DE LIGAÇÃO DO DRIVER SKHI 22 | |

LISTA DE FIGURAS

| | |
|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Figura 2.1 – (a) Circuito Simplificado de um inversor de frequência e disposição dos vetores de tensão (b) Estrutura real de um braço do inversor..... | 4 |
| Figura 2.2 – (a) Braço de um inversor de frequência (b) Comportamento das tensões v_{io} na saída do inversor..... | 6 |
| Figura 2.3 – Tensão de referência aproximada por uma onda média em degraus..... | 7 |
| Figura 2.4 – (a) Diagrama de blocos (b) Sinais de referência e sinal da onda portadora..... | 9 |
| Figura 2.5 – Determinação dos instantes de chaveamento..... | 9 |
| Figura 2.6 – (a) Referências senoidais comparadas com a portadora triangular (b) Padrão de chaveamento descrito pela descida da portadora..... | 10 |
| Figura 2.7 - (a) Curva 1 - Onda portadora ($v_{po}(t)$); Curva 2 - Sinal de referência da fase a, $v_{ref}(t)$ (b) Pulso de sinal de comando da fase a, $S_1(t)$ (c) Tensão normalizada de saída do inversor – $v_{ao}(t)/E$ | 11 |
| Figura 2.8 - (a) Curva 1 - Onda portadora ($v_{po}(t)$) e um sinal de referência qualquer $v_{ref}(t)$;..... | 12 |
| Figura 2.9 - (a) Curva 1 - Onda portadora triangular ($v_{po}(t)$) Curva 2 - Sinal de referência da fase a, $v_{ref}(t) = V_m \text{sen}(wt)$ Curva 3 – Sinal de amostragem da onda modulante $v_{ref}(t)$ (b) Pulso de sinal de comando da fase a (c) Tensão de saída do inversor – $v_{ao}(t)$ | 14 |
| Figura 2.10 - (a) Curva 1 - Onda portadora triangular ($v_{po}(t)$) Curva 2 - Sinal de referência da fase a, $v_{ref}(t) = V_m \text{sen}(wt)$ Curva 3 – Sinal de amostragem da onda modulante $v_{ref}(t)$ (b) Pulso de sinal de comando da fase a (c) Tensão de saída do inversor – $v_{ao}(t)$ | 15 |
| Figura 2.11 – (a) Espectro de frequência da tensão de saída V_{ao} para um período de amostragem igual ao período de Chaveamento (b) Espectro de frequência da tensão de saída V_{ao} para um período de amostragem igual a metade do período de Chaveamento..... | 16 |
| Figura 2.12 – Inversor Trifásico com chaves ideais..... | 17 |
| Figura 2.13 – Representação de tensões instantâneas no plano abc..... | 17 |
| Figura 2.14 – Representação de vetor resultante no plano $\alpha\beta$ | 18 |
| Figura 2.15 - Vetores de tensão gerados pelo inversor trifásico..... | 19 |
| Figura 2.16 – Vetor de referência V_r sintetizado no setor I..... | 19 |
| Figura 2.17 – Padrões de chaveamento para obtenção do vetor V_r | 20 |
| Figura 2.18 – Padrões de chaveamento para obtenção do vetor V_r no setor I..... | 20 |
| Figura 2.19 – a) Tensão média v_{ao} na saída do inversor b) Tensão de linha..... | 24 |
| Figura 2.20 – Disposição do vetor espacial girante de amplitude constante no interior do hexágono..... | 24 |
| Figura 2.21 – Disposição do vetor $v_{\alpha\beta}$ no setor I..... | 25 |
| Figura 2.22 – a) Tensão de referência (em pu) resultante da modulação senoidal b) Tensão de linha(em pu) na saída do inversor c) Tensão de referência (em pu) resultante da modulação vetorial d) Tensão de linha(em pu) na saída do inversor..... | 26 |
| Figura 2.23 – Aumento linear referente ao comportamento da aplicação das modulações senoidal e vetorial..... | 26 |
| Figura 2.24 – (a) Espectro de frequência para a tensão V_{ab} adquirida na Modulação Senoidal com $m = 1.1$ e $E = 311V$ (b) Espectro de frequência para a tensão V_{ab} adquirida na Modulação Vetorial com $m = 1.1$ e $E = 311V$ | 27 |
| Figura 2.25 – Inversor trifásico com chaves ideais..... | 28 |
| Figura 2.26 – Técnica de MLP Regular Trifásico Simétrico..... | 29 |
| Figura 2.27 – Ordenação dos vetores ativos..... | 30 |
| Figura 2.28 – (a) Braço de um inversor de frequência | |

| | |
|----------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| (b) Comportamento das tensões v_{io} na saída do inversor..... | 31 |
| Figura 2.29– Saída digital dos tempos T_{li} para os ângulos 0° , 30° e 60° | 32 |
| Figura 2.30 – Tensões de referência para a geração dos sinais na modulação escalar digital. | 33 |
| Figura 3.1 - Sinal modulante com adição de 3° harmônico e a fundamental da tensão de linha | 35 |
| Figura 3.2 – Comportamento do ângulo θ em função da razão “q” | 36 |
| Figura 3.3 - Comportamento do índice de modulação m em função da razão “q”..... | 37 |
| Figura 3.4 – Linearização da equação (3.6)..... | 38 |
| Figura 3.5 – (a) Tensões de saída, referência e de Linha do inversor em pu | |
| (b) Tensões de saída, referência e de Linha do inversor em pu | |
| Com base E/2, quando utilizada a técnica com injeção de 3° harmônico | |
| segundo a equação proposta | |
| (c) Espectro de frequência da tensão de linha quando utilizada a técnica de MLP Senoidal | |
| (d) Espectro de frequência da tensão de linha quando utilizada a técnica com injeção de | |
| 3° harmônico segundo a equação proposta | 38 |
| Fig3.6 - Modulação digital escalar gerada com uma tensão de referência senoidal : | |
| (a) Tensão v_{ao} , a fundamental e a combinação das cinco primeiras harmônicas | |
| (b) Tensão v_{an} , a fundamental e a combinação das cinco primeiras harmônicas. | |
| (c) Tensão v_{ab} , a fundamental e a combinação das cinco primeiras harmônicas. | |
| (d), (e) e (f) Espectro de amplitude contendo as cinco primeiras harmônicas das formas de onda | |
| de | |
| v_{ao} , v_{an} e v_{ab} das figuras (a), (b) e (c) respectivamente. | 39 |
| Fig3.7 - Modulação digital escalar gerada com uma tensão de referência co-senoidal com a introdução | |
| de $1/4$ | |
| da terceira harmônica | |
| (a) Tensão v_{ao} , a fundamental e a combinação das cinco primeiras harmônicas | |
| (b) Tensão v_{an} , a fundamental e a combinação das cinco primeiras harmônicas. | |
| (c) Tensão v_{ab} , fundamental e a combinação das cinco primeiras harmônicas. | |
| (d), (e) e (f) Espectro de amplitude contendo as cinco primeiras harmônicas das formas de onda | |
| de v_{ao} , | |
| v_{an} e v_{ab} das figuras (a), (b) e (c) respectivamente. | 40 |
| Fig4.9 - Modulação digital escalar gerada com uma tensão co-senoidal com a introdução da terceira | |
| harmônica cuja amplitude é calculada de tal forma que a onda distorcida atinja o valor máximo | |
| igual | |
| a “Ipu”: | |
| (a) Tensão V_{ao} , a fundamental e a combinação das cinco primeiras harmônicas | |
| (b) Tensão V_{no} , a fundamental e a combinação das cinco primeiras harmônicas. | |
| (c) Tensão V_{ab} , a fundamental e a combinação das cinco primeiras harmônicas. | |
| (d), (e) e (f) Espectro de amplitude contendo as cinco primeiras harmônicas das formas de onda | |
| de | |
| V_{ao} , V_{an} e V_{ab} das figuras (a), (b) e (c) respectivamente. | 40 |
| Fig3.8 - Modulação digital escalar gerada com uma tensão co-senoidal com a introdução da terceira | |
| harmônica cuja amplitude é calculada de tal forma que a onda distorcida atinja o valor máximo | |
| igual | |
| a “Ipu”: | |
| (a) Tensão v_{ao} , a fundamental e a combinação das cinco primeiras harmônicas | |
| (b) Tensão v_{an} , a fundamental e a combinação das cinco primeiras harmônicas. | |
| (c) Tensão v_{ab} , a fundamental e a combinação das cinco primeiras harmônicas. | |
| (d), (e) e (f) Espectro de amplitude contendo as cinco primeiras harmônicas das formas de onda | |
| de v_{ao} , | |
| v_{an} e v_{ab} das figuras (a), (b) e (c) respectivamente. | 40 |
| Fig3.9 - Modulação digital escalar gerada usando a técnica de modulação vetorial com $\mu = 0.5$: | |
| (a) Tensão v_{ao} , a fundamental e a combinação das cinco primeiras harmônicas | |
| (b) Tensão v_{an} , a fundamental e a combinação das cinco primeiras harmônicas. | |
| (c) Tensão v_{ab} , a fundamental e a combinação das cinco primeiras harmônicas. | |
| (d), (e) e (f) Espectro de amplitude contendo as cinco primeiras harmônicas das formas de onda | |
| de v_{ao} , | |
| v_{an} e v_{ab} das figuras (a), (b) e (c) respectivamente. | 41 |
| Fig. 3.10 – (a) Comportamento da DHT referente a tensão fase – neutro (v_{an}) de todas as técnicas | |
| apresentadas | |

| | |
|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| (b) Comportamento da DHT referente a tensão fase – fase (v_{ab}) de todas as técnicas apresentadas..... | 41 |
| Figura 4.1 – Saída digital desenvolvida Para o setor I..... | 43 |
| Figura 4.2 – (a) Fundamental da tensão V_{ao} em pu com relação a tensão de barramento $E=311V$ para uma frequência de 60Hz | |
| (b) Corrente da fase A aplicada a carga com um erro eficaz de 0.1330 e a respectiva fundamental | |
| (c) Espectro de frequência da corrente de carga na fase A..... | 44 |
| | |
| Figura 4.3 – (a) Fundamental da tensão V_{ao} em pu com relação a tensão de barramento $E=311V$ para uma frequência de 30Hz | |
| (b) Corrente da fase A aplicada a carga com um erro eficaz de 0.0.0617 e a respectiva fundamental. | |
| (c) Espectro de frequência da corrente de carga na fase A..... | 44 |
| Figura 4.4 - Padrão de chaveamento resultante para o setor I..... | 45 |
| Figura 4.5 – (a) Padrão de chaveamento resultante para o setor I | |
| (b) Padrão de chaveamento resultante para o setor II | |
| (c) Padrão de chaveamento resultante para o setor III..... | 45 |
| Figura 4.6 – (a) Fundamental da tensão V_{ao} em pu com relação a tensão de barramento $E=311V$ para uma frequência de 60Hz | |
| (b) Corrente da fase A aplicada a carga com um erro eficaz de 0.0617 e a respectiva fundamental | |
| (c) Espectro de frequência da corrente de carga na fase A..... | 46 |
| Figura 4.7 – (a) Fundamental da tensão V_{ao} em pu com relação a tensão de barramento $E=311V$ para uma frequência de 30Hz | |
| (b) Corrente da fase A aplicada a carga com um erro eficaz de 0.0617 e a respectiva fundamental | |
| (c) Espectro de frequência da corrente de carga na fase A..... | 46 |
| Figura 4.8 – Padrão de chaveamento..... | 47 |
| Figura 4.9 - (a) Sinal modulante não senoidal para $\mu =0.5$ | |
| (b) Sinal modulante não senoidal para $\mu =0$ | 51 |
| Figura 4.20 – Fluxograma proposto..... | 51 |
| Figura 5.1 – Diagrama de blocos do 8255..... | 54 |
| Figura 5.2 – Definição do modo de operação..... | 56 |
| Figura 5.3 – Esquema de ligação do 74ls138 e 8255 ao barramento ISA..... | 58 |
| Figura 5.4 – Configuração modo 0..... | 58 |
| Figura 5.5 – Diagrama lógico do circuito de contagem dos tempos resultantes do cálculo proposto neste trabalho referente a fase A. | 63 |
| Figura 5.6 – Diagrama lógico do circuito de contagem dos tempos resultantes do cálculo proposto neste trabalho referente as fases A(S1),B(S2) e C(S3). | 64 |
| Figura 5.7 – Funções de chaveamento geradas por contadores programáveis durante um período de chaveamento..... | 64 |
| Figura 5.8 – Simulação dos sinais de saída do FPGA..... | 65 |
| Figura 5.9 – (a) Padrão de chaveamento não espelhado adquirido da fase A | |
| (b) Padrão de chaveamento espelhado(Padrão proposto) adquirido na fase A | |
| (c) Padrão de chaveamento espelhado(Padrão proposto) adquirido na fase B | |
| (d) Padrão de chaveamento espelhado(Padrão proposto) adquirido na fase C..... | 66 |
| Figura 5.10 – (a) Corrente no motor resultante da implementação do padrão simples para $f = 15Hz$ | |
| (b) Corrente no motor resultante da implementação do padrão simples para $f = 30Hz$ | |
| (c) Corrente no motor resultante da implementação do padrão simples para $f = 60Hz$ | 67 |
| Figura 5.11 – (a) Corrente no motor resultante da implementação do padrão proposto para $f = 15Hz$ | |
| (b) Corrente no motor resultante da implementação do padrão proposto para $f = 30Hz$ | |
| (c) Corrente no motor resultante da implementação do padrão proposto para $f = 60Hz$ | 68 |
| Figura 5.12 – (a) Corrente no motor resultante da implementação da modulação vetorial clássica para $f = 30Hz$ | |
| (b) Corrente no motor resultante da implementação da modulação vetorial clássica | |

| | | |
|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----------|
| | <i>para $f = 60\text{Hz}$</i> | <i>69</i> |
| <i>Figura 5.13 – (a) Corrente no motor resultante da implementação do padrão simples para $f = 30\text{Hz}$</i> | | |
| | <i>(b) Corrente no motor resultante da implementação do padrão simples para $f = 60\text{Hz}$.....</i> | <i>70</i> |
| <i>Figura 5.14 – (a) Corrente no motor resultante da implementação do padrão proposto para $f = 30\text{Hz}$</i> | | |
| | <i>(b) Corrente no motor resultante da implementação do padrão proposto para $f = 60\text{Hz}$</i> | <i>71</i> |

LISTA DE SÍBOLOS

PARÂMETROS E VARIÁVEIS

$S_1(t), S_2(t), S_3(t)$: Funções de chaveamento das fases a, b e c

$V_{ao}(t), V_{bo}(t), V_{co}(t)$: Tensões de saída do inversor

E : Tensão de entrada CC do inversor

V_{an}, V_{bn}, V_{cn} : Tensões de fases do inversor

V_{no} : Tensão entre o neutro da carga e o ponto centro da entrada CC do inversor.

P : Transformação que relaciona as tensões de saída com as tensões de fase do inversor

L : Transformação que relaciona as tensões de saída com as tensões de linha do inversor

V_{ab}, V_{bc}, V_{ca} : Tensão de linha do inversor

$v_{an}^{ref}(t), v_{bn}^{ref}(t), v_{cn}^{ref}(t)$: Tensões de referência senoidais.

$V_{po}(t)$: Sinal de amplitude da onda portadora.

V_k : k-ésimo vetor de tensão, $k = 0, 1, 2, \dots, 7$.

v_h : Componente de tensão de sequência zero.

V_{md} : Vetor tensão médio(de referência).

$I_{sa}(t), I_{sb}(t), I_{sc}(t)$: Corrente de fase na saída do inversor.

t : Tempo em segundos

t_{00}, t_{01} : Intervalos de aplicação dos vetores nulos

t_h : Intervalo de aplicação das componentes de sequência zero.

DHT : Distorção Harmônica Total.

MLP : Modulação em Largura de Pulso.

q : Percentual de distorção de 3º harmônico.

STO : Segmento de Tensão Ordenada.

t_{ion} : Intervalo de tempo em que uma chave do inversor permanece fechada

t_{off} : Intervalo de tempo em que uma chave do inversor permanece aberta

T_a : Período de amostragem

f_m : Frequência do sinal modulante

T_{ch} : Período de chaveamento

m : índice de modulação

T_{po} : Período da onda portadora

f_{po} : Frequência da onda portadora

R : Razão de frequência, f_m/f_{po}

LETRAS GREGAS

τ_1, τ_2 : Intervalos de aplicação dos vetores ativos

τ_a, τ_b e τ_c : Intervalo de tempo em que as chaves S_1, S_2 e S_3 do inversor permanecem fechadas.

μ : Razão de distribuição dos vetores nulos.

α : Coordenada real do plano complexo.

β : Coordenada real do plano imaginário.

SUBSCRITOS

a, b, c : Relativo às fases do sistema abc.

α, β : relativo às fases do sistema de referência estacionário.

ao, bo, co : Relativo às fases do sistema em relação ao ponto “o” do inversor.

max : Valor máximo.

mín : Valor mínimo.

m : Referente ao sinal modulante.

h : Refere-se a componente de sequência zero.

SIGLAS

CC : Corrente Contínua

CA : Corrente Alternada.

1. INTRODUÇÃO

Durante um longo tempo, as máquinas de corrente contínua (CC) predominaram na área de acionamentos elétricos a velocidade variável, isto devido a apresentar facilidade de controle desacoplado de fluxo e conjugado. Por outro lado, o seu alto custo, manutenção excessiva e outras desvantagens, levaram a indústria à procura de soluções que empregassem máquinas de corrente alternada.

Os motores de corrente alternada (CA) apresentam uma série de vantagens sobre os motores CC: baixa necessidade de manutenção, ausência de escovas comutadoras, ausência de faiscamento, custo inferior, faixa de velocidade de rotação superior, menor inércia, menor relação peso/potência.

Apesar dos motores de indução apresentarem essas vantagens, é sabido que nos mesmos as correntes de estator são responsáveis por gerar o fluxo magnético e o conjugado, dificultando um controle desacoplado de torque e de fluxo assim como é realizado em máquinas CC. Além disso, os motores de indução apresentam uma modelagem mais complexa do que as de CC.

Devido a estas razões, houve uma busca intensa de métodos adequados para efetuar o controle de velocidade no motor de indução, até que por volta dos anos 70, foram propostas estratégias de controle vetorial. A implementação dessas técnicas exigia o uso de uma fonte de alimentação para o motor que possibilitasse a imposição de tensões instantâneas às fases da máquina, bem como algoritmos complexos de controle.

O desenvolvimento da eletrônica digital, das técnicas de controle por computador e da eletrônica de potência, com o surgimento de inversores de tensão com modulação por largura de pulso (MLP), permitiu a implementação das estratégias de controle vetorial de motores de indução. Algumas dessas estratégias de controle já estão presentes em sistemas de acionamento disponíveis comercialmente.

Nas primeiras pesquisas que envolveram a geração de sinais MLP, utilizou-se de um sinal de onda triangular e se determinou que a partir da interseção desta onda com um sinal de referência, eram gerados instantes de chaveamento. Esta técnica, proposta por Schönung e Stemmler(1964) e denominada de modulação por largura de pulso por “amostragem natural”, apresentou desvantagens quanto à sua implementação digital por exigir um esforço computacional elevado, assim como inconvenientes do ponto de vista operacional, quanto ao uso de ferramentas de eletrônica analógica no controle de MLP, então associados aos efeitos térmicos, tolerâncias e imprecisões dos componentes.

Broeck (1988) propôs a técnica de MLP Vetorial, uma técnica que não mais se utiliza do sinal de onda triangular e sim do cálculo dos instantes de tempo de chaveamento através de equações manipuladas por um software responsável pelo processamento matemático das mesmas. Esta técnica, além de apresentar vantagens sobre as anteriores, ditas técnicas de MLP Senoidal, vantagens estas com relação ao ganho de tensão fundamental de linha e redução do conteúdo harmônico da corrente de saída do inversor, também abre um leque que possibilita a criação de algoritmos de controle implementados a partir de um “software” através de um processamento matemático.

No mesmo ano, Seixas (1988) propôs então uma técnica para impor as tensões fase - neutro médias na saída do inversor, com neutro isolado. Foram desenvolvidas equações para determinar o valor dos instantes de tempo de chaveamento, onde se preocupou em obter um algoritmo que resultasse em uma simples implementação e que implicasse em um baixo esforço computacional.

C. B. Jacobina et al. (2001) propuseram então a implementação da técnica de modulação vetorial através de uma técnica escalar digital. A obtenção dos intervalos de tempo de chaveamento seriam através da implementação de algoritmos cujo processamento matemático seria executado por um microprocessador.

De uma maneira geral, alguns pesquisadores como C. B. Jacobina, A. M. N. Lima, A. R. C da Silva, R. N. C. Alves, P. F. Seixas, Van der Broeck, S. R. Bowes, têm mostrado interesse na idéia de através de um algoritmo simples e com reduzido esforço computacional implementar a técnica de MLP Vetorial.

Alguns outros métodos implicam na adição de componentes de sequência zero aos sinais de tensão de referência (Alves,1998; Jacobina, et al.,1997).

Bowes (1997) propôs em seu trabalho a implementação da modulação em largura de pulso vetorial através da técnica de modulação em largura de pulso regular assimétrico, através da injeção de componentes de sequência zero às equações que regem esta técnica de modulação. Dentre estas pesquisas, Bowes na publicação de seu artigo (Simple Microprocessor Implementatation of New Regular-Sampled Harmonic Elimination PWM Techniques), Propõe uma técnica de eliminação de harmônicos utilizando-se de um processo microprocessado, o que implica na abertura de um leque para o emprego de arquitetura de softwares para eliminação de harmônicos, e consequentemente na diminuição da DHT(Distorção Harmônica Total) de uma grandeza de interesse.

Este trabalho aborda uma proposta de implementação da MLP vetorial através de uma técnica escalar aplicada de uma forma digital.

Os intervalos de tempo de chaveamento são adquiridos via software onde para isso, é proposto um algoritmo de simples aplicação e que possibilita a implementação de diversas técnicas de modulação, inclusive a modulação vetorial com base na modulação escalar.

É definida então uma grandeza denominada de “ μ ” que representa a parcela de tempo da aplicação do vetor V_7 do tempo de aplicação do vetor nulo total (roda livre) e monitorada por software.

Os novos tempos da chave são carregados então em um “timer”. Esse timer é programado em um dispositivo PLD empregado em um cartão de interface digital. Esse cartão é destinado para o interfaceamento de um microcomputador PC com um inversor trifásico com o objetivo de gerar sinais modulados por largura de pulso.

Quanto ao conteúdo harmônico, foram analisados os resultados da DHT obtidos com o uso da modulação por largura de pulso vetorial e escalar e comparados os mesmos adquiridos quando da implementação da modulação escalar digital proposta.

Realiza-se então o projeto de um protótipo de uma placa MLP para ser usado com o algoritmo proposto a ser implementado para o acionamento de motores de corrente alternada(CA). Pra este fim é produzida então uma bancada compondo os seguintes itens: O inversor trifásico CC/CA a IGBT, um microcomputador PC e um hardware de suporte que inclui fonte de alimentação CC com tensões de saída $\pm 5V$, $\pm 12V$ e $\pm 15V$ e uma placa de condicionamento de sinais onde estão inclusos os sensores de corrente, circuitos de acionamento dos drives do inversor e outros.

ORGANIZAÇÃO DO TEXTO

Este trabalho é composto por 5 capítulos. No primeiro capítulo se descreve brevemente o desenvolvimento das linhas de pesquisa mais próximas ao tema da dissertação, procurando deixar claros os objetivos e a relevância da pesquisa realizada.

O segundo capítulo apresenta uma abordagem geral sobre a modulação por largura de pulso, onde são tratadas as técnicas e suas características.

O capítulo 3 trata sobre os efeitos da injeção de 3º harmônico e seus múltiplos em sinais de referência.

O capítulo 4 trata do desenvolvimento de uma técnica de MLP vetorial implementada de uma forma escalar através de um algoritmo que possibilita menor esforço computacional, apresentando dessa forma uma melhora sobre a implementação da MLP vetorial convencional apresentada por Broeck, 1988.

O capítulo 5 apresenta a arquitetura da placa de MLP (hardware) desenvolvida para a implementação do algoritmo, bem como os resultados experimentais quando a placa é então empregada para o acionamento do inversor.

2. TÉCNICAS DE MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO

2.1 - INTRODUÇÃO

Este Capítulo é composto de tópicos nos quais são definidos importantes conceitos a serem usados ao longo deste trabalho, como as principais relações entre os sinais de comando de um inversor trifásico conectado a uma carga com neutro isolado e as tensões geradas pelo mesmo. Em seguida, apresenta-se o princípio da modulação por largura de pulso, oriundo da teoria de comunicações, a partir do qual diversas técnicas foram desenvolvidas visando a geração de sinais de comando para as chaves de circuitos conversores de potência. Portanto, a evolução da eletrônica da potência vem a desempenhar um papel muito importante na aplicação dessas técnicas de modulação por largura de pulso no que se refere ao controle da tensão de saída dos conversores estáticos que utilizam os dispositivos bipolares, por exemplo, os IGBT's.

Baseado nestas técnicas, o controle de abertura e fechamento destes dispositivos bipolares permite a produção de ondas de tensão com controle de amplitude e frequência da fundamental.

As técnicas de Modulação por Largura de Pulso (MLP) mais utilizadas são discutidas neste capítulo, como: MLP por amostragem natural, A MLP Regular Simétrica, a MLP Regular Assimétrica, MLP Regular Trifásica Simétrica e MLP Vetorial. Estudamos suas diferenças, focalizando vantagens e desvantagens em sua implementação.

2.2 - RELAÇÕES BÁSICAS NUM INVERSOR TRIFÁSICO

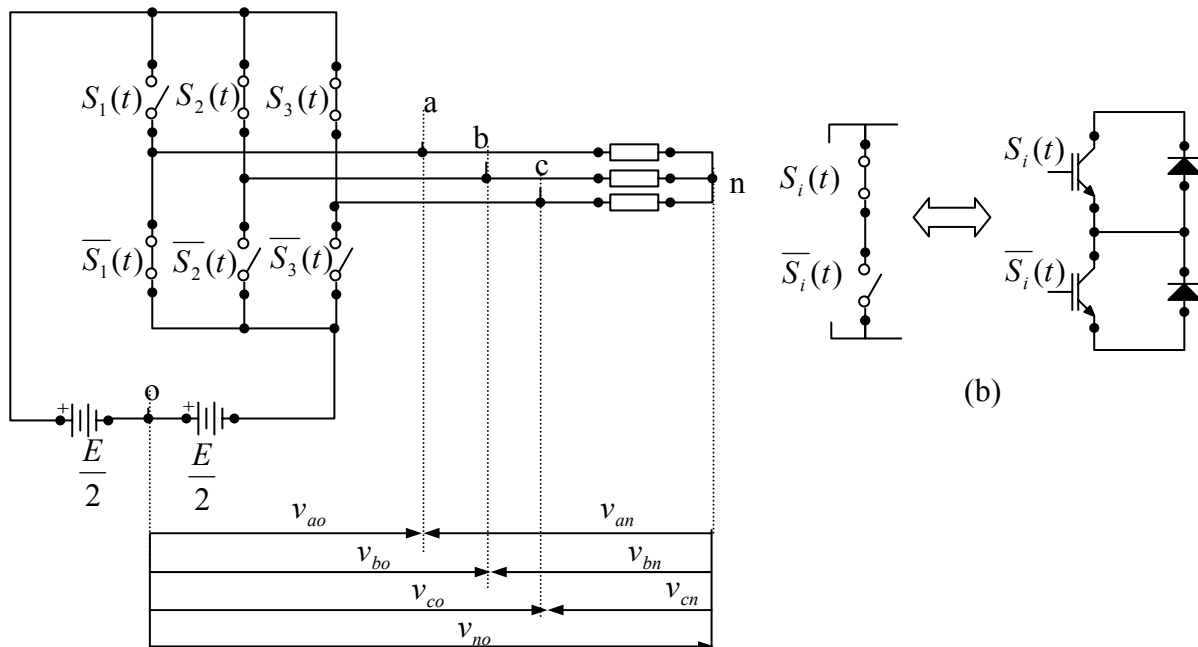


Figura 2.1 – (a) Circuito Simplificado de um inversor de frequência e disposição dos vetores de tensão
(b) Estrutura real de um braço do inversor

Na figura 2.1a mostra-se a estrutura simplificada de um inversor trifásico. Os estados das chaves são representados por funções lógicas $S_1(t)$, $S_2(t)$ e $S_3(t)$ também

chamadas de funções de chaveamento, Alves (1998), que por definição só podem assumir dois valores, 0 e 1, onde convencionou-se:

$S_i = 1$, chave fechada e $S_i = 0$, chave aberta e $\overline{S_i}$ o seu complemento.

Cada chave destas substitui um interruptor de potência do circuito real, conforme mostra a figura 2.1b. Neste trabalho considera-se que os interruptores de potência são ideais e que a saída do inversor alimenta uma carga genérica equilibrada com ligação em Y e sem conexão de neutro. Além disso, considera-se que o estado de uma chave em cada instante é complementar ao estado da outra chave do mesmo braço do inversor.

É usual referenciar as tensões de saída do inversor $v_{io}(t)$, $i = a, b$ e c (ver figura 2.1a) em relação a um ponto central o da entrada E . Assim, essas tensões são:

$$v_{io}(t) = \begin{cases} \frac{E}{2} & \text{para } S_i(t) = 1 \\ -\frac{E}{2} & \text{para } S_i(t) = 0 \end{cases} \quad (2.1)$$

A expressão acima, que pode ser resumida por

$$v_{io}(t) = \frac{E}{2}(2S_i(t) - 1) \quad (2.2)$$

evidencia o processo de inversão (transformação CC-CA). De acordo com a situação da função lógica $S_i(t)$, cada tensão $v_{io}(t)$ assume uma forma de onda que alterna os valores $-E/2$ e $+E/2$ e cuja componente fundamental pode ter amplitude e frequência conhecidas.

É possível se obter sinais na saída do inversor com a mesma fundamental de tensão por intermédio de conjuntos distintos de funções de chaveamento. Porém, supõe-se que diferentes amplitudes de harmônicos de mesma ordem possam existir, assim como um aumento do conteúdo harmônico. Como não é desejável a filtragem de sinais de potência na saída do inversor, por exemplo no caso de acionamento de motores, devido ao aumento considerável de volume e custo do projeto final, buscaram-se funções de chaveamento que forneçam $v_{io}(t)$ com baixo conteúdo harmônico. Isto implica na geração de sinais onde os harmônicos de baixa ordem são eliminados ou têm amplitude pequena em relação à amplitude do fundamental. Assim, os harmônicos de amplitude elevadas, então afastados do fundamental, são passíveis de filtragem pelas componentes indutivas da própria carga. Funções de chaveamento moduladas por largura de pulso constituem um modo eficiente de se obter este resultado, como será visto adiante.

Da figura 2.1a obtém-se, pela lei de Kirchoff das tensões, o seguinte sistema de 3 equações

$$v_{io}(t) - v_{in}(t) = v_{no}(t) \quad (i = a, b, c) \quad (2.3)$$

Para uma carga trifásica equilibrada, tem-se

$$\sum_{i=1}^3 v_{in}(t) = 0 \quad (2.4)$$

Somando-se as equações dadas em (2.3) e usando (2.4) segue que

$$v_{no}(t) = \frac{1}{3} \sum_{n=1}^3 v_{io}(t) \quad (i = a, b, c) \quad (2.5)$$

Substituindo (2.5) no sistema de equações (2.3), obtém-se

$$\begin{bmatrix} v_{an}(t) \\ v_{bn}(t) \\ v_{cn}(t) \end{bmatrix} = P \begin{bmatrix} v_{ao}(t) \\ v_{bo}(t) \\ v_{co}(t) \end{bmatrix} \quad \text{onde } P = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Usando-se a relação $v_{io}(t) = ES_i(t) - \frac{E}{2}$, encontra-se que as tensões de fase são dadas por

$$\begin{bmatrix} v_{an}(t) \\ v_{bn}(t) \\ v_{cn}(t) \end{bmatrix} = EP \begin{bmatrix} S_1(t) \\ S_2(t) \\ S_3(t) \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

E as tensões de linha por

$$\begin{bmatrix} v_{ab}(t) \\ v_{bc}(t) \\ v_{ca}(t) \end{bmatrix} = EL \begin{bmatrix} S_1(t) \\ S_2(t) \\ S_3(t) \end{bmatrix} = L \begin{bmatrix} v_{ao}(t) \\ v_{bo}(t) \\ v_{co}(t) \end{bmatrix} \quad \text{onde } L = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

2.3 - PRINCÍPIO DA MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO

Existem aplicações em que uma carga trifásica requer tensões alternadas com frequência e amplitude variáveis. Um inversor tipo fonte de tensão, como o mostrado na figura 2.1a, pode ser empregado de diversas maneiras diferentes para atingir tal objetivo.

Considere-se um braço do inversor como mostrado na figura 2.2a. Quando a chave S_i está fechada, é aplicada no ponto 'i' a tensão $(+E/2)$ em relação ao ponto 'o'. Quando a chave está aberta é aplicada a tensão $(-E/2)$, pois neste caso a chave complementar está fechada. Tem-se, então, o comportamento da tensão aplicada à fase 'i' em relação ao ponto 'o' apresentado na figura 2.2b.

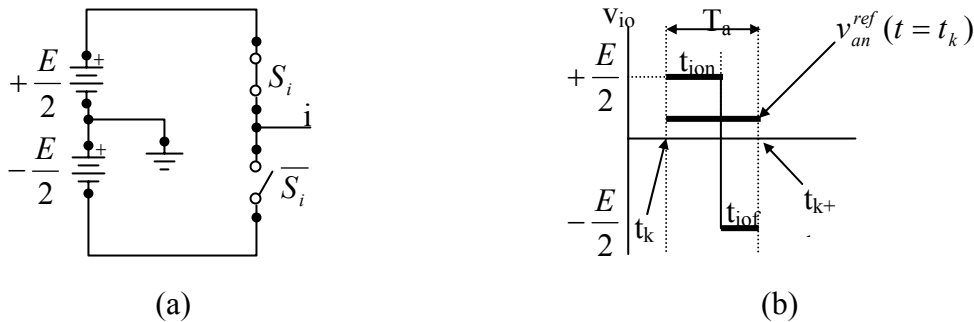


Figura 2.2 – (a) Braço de um inversor de frequência
(b) Comportamento das tensões v_{io} na saída do inversor

Considerando intervalos de chaveamento constantes, o valor médio da tensão v_{io} é:

$$v_{io} = \frac{E (t_{ion} - t_{iof})}{2 T_s} \quad (2.9)$$

$$v_{io} = \frac{E (t_{ion} - T_s + t_{ion})}{2 T_s} = \frac{E (2t_{ion} - T_s)}{2 T_s} \quad (2.10)$$

$v_{io} = \frac{E}{2} \left(2 \frac{t_{ion}}{T_s} - 1 \right)$. Fazendo, então, $\frac{t_{ion}}{T_s} = S_{io}$, onde S_{io} é chamada de razão cíclica, tem-se:

$$v_{io} = \frac{E}{2} (2S_{io} - 1) \quad (2.11)$$

Conclui-se que qualquer valor de tensão média entre $+E/2$ e $-E/2$ pode ser imposto, desde que se escolham adequadamente as razões cíclicas S_{io} .

É possível, através deste princípio, compor um sinal qualquer de referência utilizando MLP, fazendo com que o valor médio da tensão de saída do inversor durante um período de chaveamento T_s , formado por $+E/2$ e $-E/2$, como indica a figura 2.2b,

seja igual à tensão de referência amostrada no início do período de chaveamento t_k . Desta maneira, a forma de onda de referência é aproximada por uma onda média em degraus em cada período de chaveamento, tal como indica a figura 2.3.

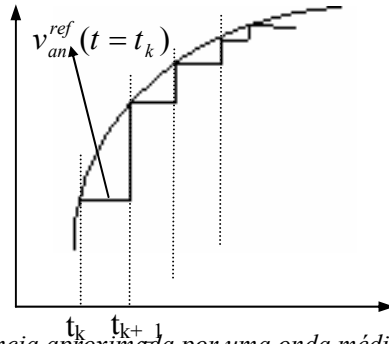


Figura 2.3 – Tensão de referência aproximada por uma onda média em degraus

Quando se trata de tensões de referência v_{io}^* cossenoidais trifásicas equilibradas, tem-se por exemplo:

$$v_{io}^*(t) = V_m \cos(\omega_m t - (i-1) \frac{2\pi}{3}) \quad (i = 1,2,3) \quad (2.12)$$

onde $\omega_m = 2\pi f_m$ e f_m é a frequência do sinal de onda cossenoidal.

Assim, determina-se o valor de tensão de referência no início do k -ésimo período de chaveamento, $v_{io}^*(t = t_k) = V_{io}^*(t_k)$ e dessa forma a razão cíclica necessária para que a tensão média correspondente seja produzida na saída do inversor:

$$V_{io}^*(t_k) = \frac{E}{2} \left(\frac{t_{ion}}{T_s} - \frac{T_s - t_{ion}}{T_s} \right)$$

$$V_{io}^*(t_k) = \frac{E}{2} \left(2 \frac{t_{ion}}{T_s} - 1 \right) \quad (2.13)$$

Igualando então $v_{io}^*(t = t_k) = V_{io}^*(t_k)$, encontra-se:

$$t_{ion}(t_k) = \frac{T_s}{2} \left[\left(\frac{V_m}{E} \right) \cos \left[\omega_m(t_k) - (i-1) \frac{2\pi}{3} \right] + 1 \right] \quad (2.14)$$

Os intervalos de tempo $t_{ion}(t_k)$ referem-se aos períodos de tempo em que a chave superior S_i de cada braço do inversor permanece fechada.

2.4 - PRINCÍPIO DE MLP BASEADO EM UM SINAL DE ONDA PORTADORA

Alguns métodos de MLP são baseados na comparação da tensão de referência com uma onda triangular chamada de “portadora”. O diagrama de blocos deste modulador é mostrado na figura 2.4a. Neste exemplo, os sinais de referência v_{an}^{ref} , v_{bn}^{ref} e v_{cn}^{ref} também chamados de modulantes das tensões de fase, são senoidais no estado permanente, formando um sistema trifásico simétrico como mostra a figura 2.4b. Quando comparadas então com o sinal da onda triangular portadora v_{po} , são gerados sinais lógicos v'_{an} , v'_{bn} e v'_{cn} que controlam o acionamento das chaves do inversor estático de potência, em cada semi-período de chaveamento $T_s/2$.

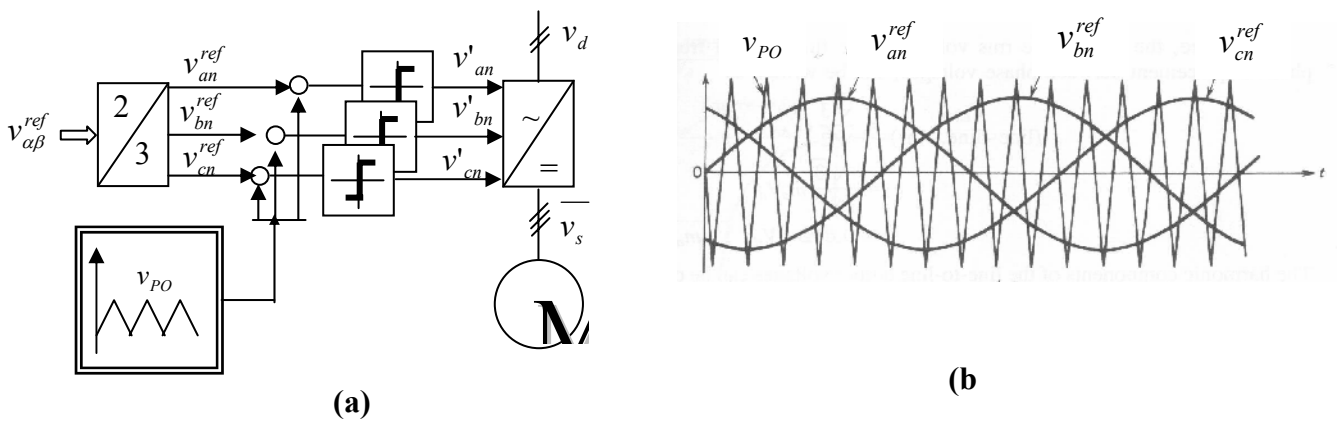


Figura 2.4 – (a) Diagrama de blocos
(b) Sinais de referência e sinal da onda portadora

O acionamento destas chaves resulta na geração de pulsos que carregam a informação do intervalo de tempo em que a chave estática permanece fechada ou aberta, como mostra a figura 2.5.

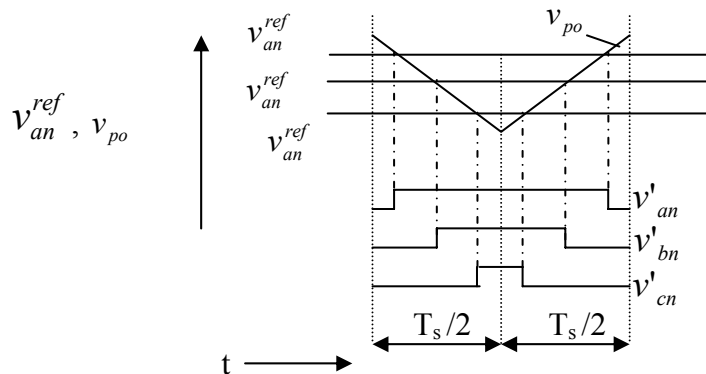


Figura 2.5 – Determinação dos instantes de chaveamento

2.5 - PADRÃO DE CHAVEAMENTO

Dado como exemplo sinais de referência senoidais, v_{an}^{ref} , v_{bn}^{ref} , v_{cn}^{ref} e baseado na determinação dos instantes de chaveamento apresentado na figura 2.5, Observa-se a partir da figura 2.6a que a cada período de chaveamento, determinado pela portadora é enviado para o comando das chaves do inversor, respectivamente para as fases a, b e c, um conjunto de configurações, que determina o estado dessas chaves para evidenciar a tensão de saída do inversor que sintetizará o valor de tensão de referência amostrado. A esse conjunto de configurações, chama-se de Padrão de chaveamento.

As figuras 2.6 a e b mostra um exemplo de tensões trifásicas senoidais e um padrão de chaveamento para esse sinal de referência senoidal.

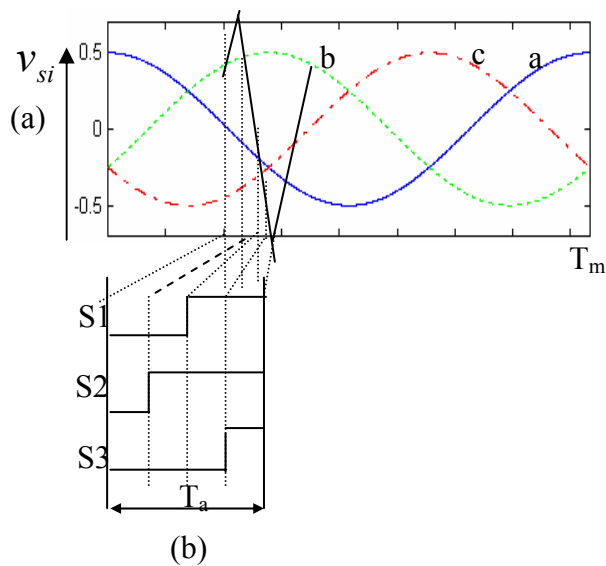


Figura 2.6 – (a) Referências senoidais comparadas com a portadora triangular
(b) Padrão de chaveamento descrito pela descida da portadora

2.6 - MÉTODO DE MODULAÇÃO EM LARGURA DE PULSO ATRAVÉS DE AMOSTRAGEM NATURAL

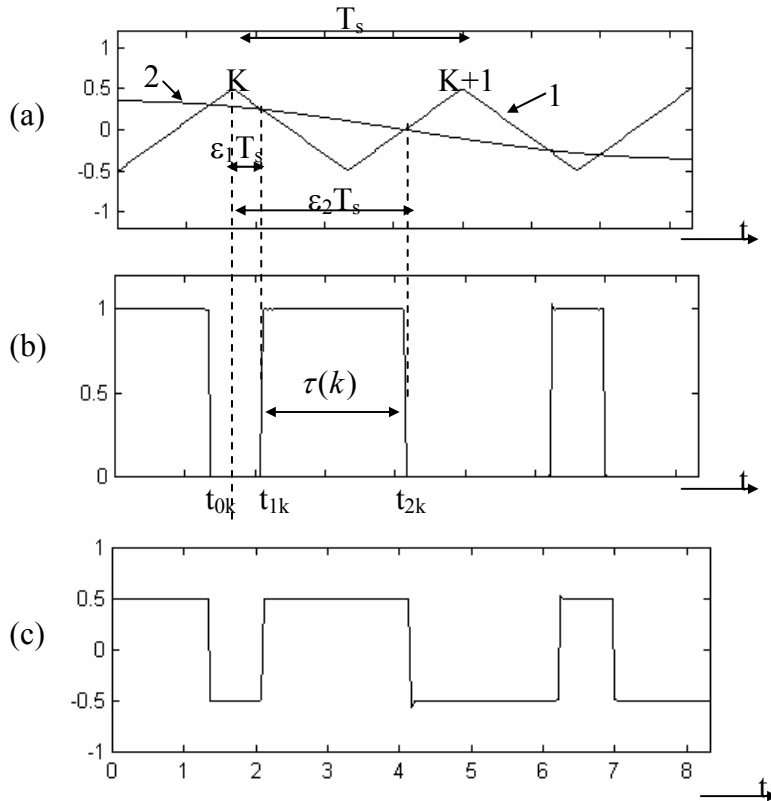


Figura 2.7 - (a) Curva 1 - Onda portadora ($v_{po}(t)$) ;
 Curva 2 - Sinal de referência da fase a, $v_{ref}(t)$
 (b) Pulso de sinal de comando da fase a, $S_1(t)$
 (c) Tensão normalizada de saída do inversor - $v_{ao}(t)/E$

Este método consiste na geração de pulsos de comando, segundo o resultado de comparação entre um sinal de referência, chamado “modulante” e o sinal da onda portadora. A descrição analítica do processo de comparação no k -ésimo período T_s da onda triangular é visto a seguir.

Sendo $t_{0k}=kT_s$ o instante inicial do k -ésimo período da portadora, os instantes dos cruzamentos entre a portadora e a modulante são:

$$t_{ik} = (k + \epsilon_{ik})T_s, \begin{cases} k = 0,1,2\dots \\ i = 1,2 \end{cases} \quad (2.1)$$

$$0 \leq \epsilon_{ik} \leq 1$$

k = k -ésimo período da onda triangular

Na figura 2.7c observa-se que a tensão na saída do inversor assume o valor de $-E/2$ no início do k -ésimo período da onda triangular, $+E/2$ entre os instantes t_{1k} e t_{2k} e novamente $-E/2$ no final do mesmo período.

O valor médio da tensão de saída V_{ao} do inversor na primeira metade do k -ésimo período da portadora é, então, dado por:

$$V_{ao}(kT_s \leq t < kT_s + \frac{T_s}{2}) = V_{aok1} = -2E\varepsilon_1 + \frac{1}{2}E \quad (2.2)$$

Percebe-se que se $\varepsilon_1 = 0$, $V_{aok1} = +E/2$ e se $\varepsilon_1 = 1/2$, $V_{aok2} = -E/2$.

Analogamente, o valor médio da tensão de saída V_{ao} do inversor na segunda metade do k -ésimo período da portadora é:

$$V_{ao}(kT_s + \frac{T_s}{2} \leq t < (k+1)T_s) = V_{aok2} = 2E\varepsilon_2 - \frac{3}{2}E \quad (2.3)$$

Considerando um sinal de referência $v_{ao}(t) = V_m \text{sen}(wt)$, as tensões nos instantes de cruzamento com a onda triangular são:

$$V_m \text{sen}(wt_{1k}) = V_1 \quad (2.4)$$

$$V_m \text{sen}(wt_{2k}) = V_2 \quad (2.5)$$

Donde V_1 e V_2 estão representados na figura 2.8.

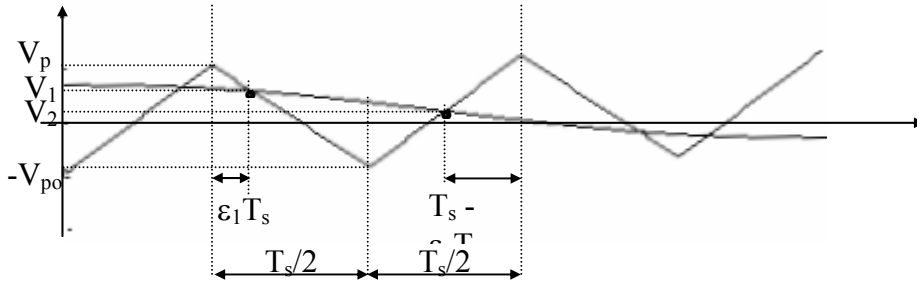


Figura 2.8 - (a) Curva 1 - Onda portadora ($v_{po}(t)$) e um sinal de referência qualquer $v_{ref}(t)$;

$$\frac{V_{po} - V_1}{\varepsilon_1 T_s} = \frac{V_{po}}{\frac{T_s}{4}}$$

$$\frac{V_{po} - V_2}{T_s - \varepsilon_2 T_s} = \frac{V_{po}}{\frac{T_s}{4}}$$

$$V_{po} - V_1 = 4\varepsilon_1 V_{po}$$

$$V_{po} - V_2 = 4V_{po}(1 - \varepsilon_2)$$

$$\varepsilon_1 = \frac{1}{4} - \frac{V_1}{4V_{po}}$$

$$4\varepsilon_2 V_{po} = 3V_{po} + V_2$$

$$\varepsilon_2 = \frac{3}{4} - \frac{V_2}{4V_{po}}$$

Substituindo então a expressão de ε_1 e ε_2 nas equações 2.2 e 2.3, respectivamente, vem

$$V_{aok1} = E \left(-\frac{1}{2} + \frac{V_1}{2V_{po}} + \frac{1}{2} \right) = \frac{E}{2V_{po}} V_1 \quad (2.6)$$

$$V_{aok2} = E \left(2x \frac{3}{4} + \frac{2}{4} \frac{V_2}{V_{po}} - \frac{3}{2} \right) = \frac{E}{2V_{po}} V_2 \quad (2.7)$$

Observe então que V_{aok1} e V_{aok2} são proporcionais a V_1 e V_2 , respectivamente.

A fim de impor que o valor médio V_{aok1} seja igual ao valor da tensão de referência no instante de cruzamento t_{1k} e, analogamente, que V_{aok2} seja igual a tensão de referência no instante t_{2k} , a largura de pulso $\tau(k) = (\varepsilon_2 - \varepsilon_1)T_s$ como pode ser observada na figura 2.7b, pode então ser dada pela expressão que segue.

$$\tau = \frac{T_s}{2E} V_m [\text{sen}(wt_1) + \text{sen}(wt_2)] + \frac{T_s}{2} \quad (2.8)$$

Este método, de origem proveniente da teoria das telecomunicações foi bastante usado, sendo implementado com o uso de circuitos analógicos, Bowes (1994). O cálculo de t_{1k} e t_{2k} e, portanto, da largura de pulso envolve a solução de equações transcendentais, resolvidas através de processo numérico iterativo, o que torna inviável o cálculo em tempo real para o trabalho com microprocessadores.

Quanto à implementação analógica deste método de MLP, o mesmo tem oferecido muitos problemas associados a aquecimento e tolerância de componentes, valores de offset quanto à alimentação CC, e outros, causando imperfeições na amplitude e fase na geração analógica de sinais de onda trifásicos. Todos estes problemas podem produzir efeitos no conteúdo harmônico na saída do inversor e alguns métodos foram propostos com o objetivo de minimizar ou eliminar estes efeitos.

Descrito primeiramente por Bowes (1997) este método, diferentemente do método anterior, apresenta os instantes t_{1k} e t_{2k} múltiplos inteiros do período da onda triangular (T_s), logo $t_{1k} = t_{2k} = kT_s$, o que representa instantes de tempo definidos, e não aleatórios como no caso da técnica anterior. Este fato faz com que a largura de pulso $\tau_i(k)$ permaneça centralizado durante o período da onda portadora, ou seja, durante o período de chaveamento, daí a razão da denominação do método como Regular Simétrico. A figura 2.9 mostrada a seguir ilustra esta técnica.

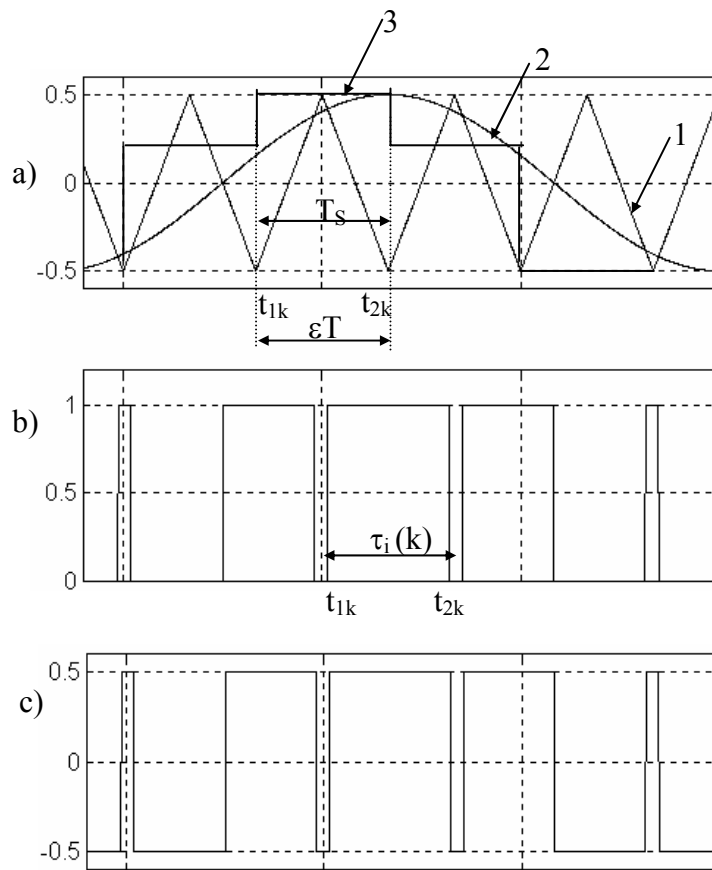


Figura 2.9 - (a) Curva 1 - Onda portadora triangular ($v_{po}(t)$)

Curva 2 - Sinal de referência da fase a, $v_{ref}(t) = V_m \text{sen}(wt)$

Curva 3 - Sinal de amostragem da onda modulante $v_{ref}(t)$

(b) Pulso de sinal de comando da fase a

(c) Tensão de saída do inversor - $v_{ao}(t)$

Uma descrição analítica da obtenção de $\tau_i(k)$ é feita logo a seguir:

Das equações (2.2),(2.3),(2.4),(2.5), com os instantes t_{1k} e t_{2k} definidos obtém-se

$$-2E\varepsilon_{1k} + \frac{1}{2}E = V_m \text{sen}(kT_s) \quad (2.9)$$

$$2E\varepsilon_{2k} - \frac{3}{2}E = V_m \text{sen}(kT_s) \quad (2.10)$$

$$\tau = (\varepsilon_2 - \varepsilon_1)T_s \quad (2.11)$$

$$\tau_i(k) = \frac{T_s}{E}V_m \text{sen}(kT_s) + \frac{T_s}{2} \quad (2.12)$$

Observa-se que a resolução da equação (2.12) para obtenção da largura do pulso não é mais através da solução de uma equação transcendental e sim de uma equação trigonométrica, tornando sua implementação digital bem mais simples do que a do método anterior e trazendo assim grandes vantagens quanto a simplicidade da sua implementação computacional, requerendo um esforço computacional bastante reduzido em relação ao método apresentado anteriormente, Seixas (1988).

2.8 - MÉTODO DE MODULAÇÃO EM LARGURA DE PULSO REGULAR ASSIMÉTRICO

A partir do método Regular simétrico visto anteriormente, verificou-se que seria possível reduzir o conteúdo harmônico, caso fossem efetuadas duas amostragens do sinal de referência por período da onda triangular, como por exemplo, amostragens nos instantes $t_{1k} = kT_s$ e $t_{2k} = (k+0.5)T_s$, com $v_{io}(t)$ constante em cada meio período da onda triangular, Bowes (1975).

Os instantes de chaveamento (pulsos de comando) são, portanto determinados a cada meio período da onda portadora $t_{1k} = kT_s$ e $t_{2k} = (k+0.5)T_s$, o que não produz simetria durante o período T_s , e por esse motivo é que se chama esse método de Regular Assimétrico.

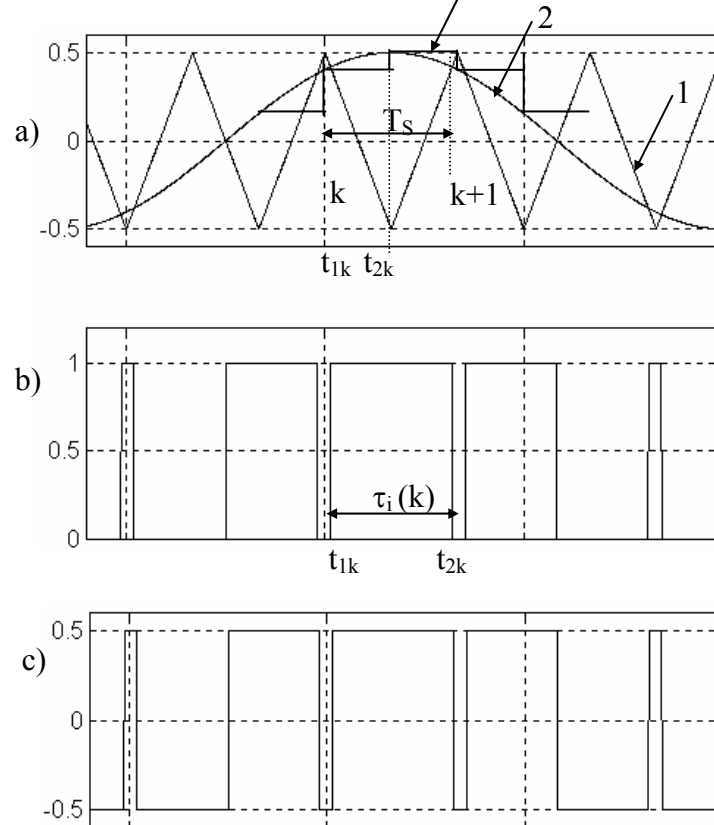


Figura 2.10 - (a) Curva 1 - Onda portadora triangular ($v_{po}(t)$)

Curva 2 - Sinal de referência da fase a, $v_{ref}(t) = V_m \text{sen}(\omega t)$

Curva 3 - Sinal de amostragem da onda modulante $v_{ref}(t)$

(b) Pulso de sinal de comando da fase a

(c) Tensão de saída do inversor - $v_{ao}(t)$

Definindo então a equação da largura do pulso $\tau_i(k)$ partindo do mesmo princípio de cálculo adotado para os métodos anteriores, tem-se:

$$-2E\varepsilon_1 + \frac{1}{2}E = V_m \text{sen}(kT_s) \quad (2.13)$$

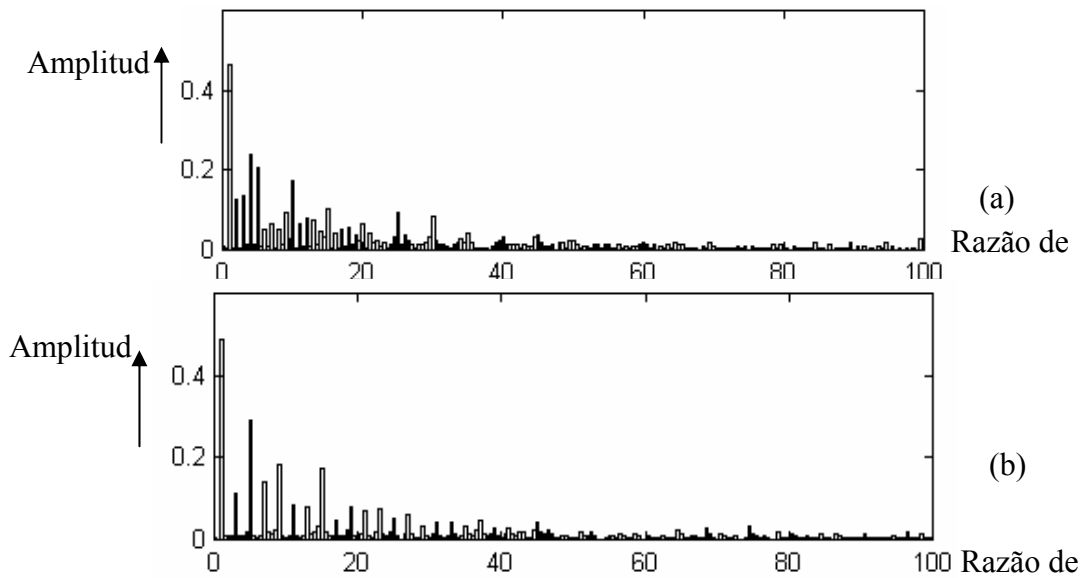
$$2E\varepsilon_2 - \frac{3}{2}E = V_m \text{sen}(k + 0.5)T_s \quad (2.14)$$

$$\tau = (\varepsilon_2 - \varepsilon_1)T_s \quad (2.15)$$

O que resulta em:

$$\tau_i(k) = \frac{T_s}{2E} V_m \left[\text{sen}(kT_s) + \text{sen}\left(kT_s + \frac{T_s}{2}\right) \right] + \frac{T_s}{2} \quad (2.16)$$

Percebe-se que esta equação também oferece uma facilidade quanto à implementação em tempo real através de microprocessadores, além de apresentar uma vantagem, que é a redução do conteúdo harmônico devido ao aumento de amostragens durante um período da onda portadora (T_s), já comentado anteriormente. A figura 2.11 ilustra este resultado.



Obs: a razão de frequência, o que determina a abscissa, é o número de vezes da frequência fundamental.

Figura 2.11 – (a) Espectro de frequência da tensão de saída V_{ao} para um período de amostragem igual ao período de Chaveamento.
 (b) Espectro de frequência da tensão de saída V_{ao} para um período de amostragem igual a metade do período de Chaveamento.

2.9 - MÉTODO DE MODULAÇÃO EM LARGURA DE PULSO BASEADA NO ESPAÇO VETORIAL

O conceito de espaço vetorial, Pfaff (1984) originalmente desenvolvido para análises de máquinas elétricas AC, é muito explorado no que se diz respeito ao controle moderno no acionamento de máquinas elétricas trifásicas através de conversores estáticos de potência.

Um inversor trifásico como mostra a figura 3.8 pode produzir em sua saída, três tensões independentes v_a , v_b e v_c .

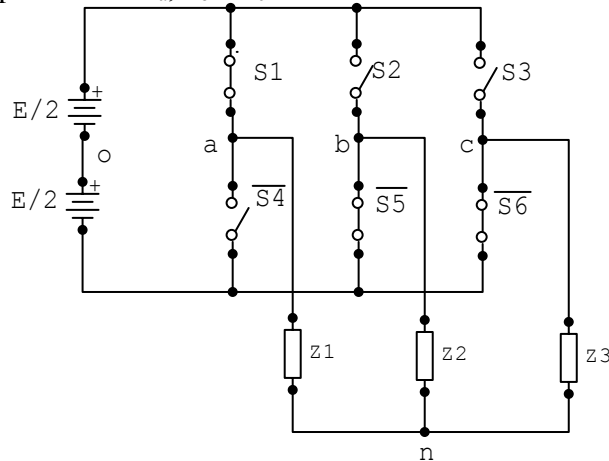


Figura 2.12 – Inversor Trifásico com chaves ideais

Observe que a fonte CC apresenta um ponto médio “o” e que nesse caso a carga pode ou não estar conectada ao mesmo. Caso a carga esteja conectada a este ponto não será observada nenhuma alteração no potencial do neutro. Porém, se o neutro da carga não estiver conectado ao ponto “o”, o seu potencial sofrerá variações dependendo dos estados das chaves do inversor. Tem-se, então, as tensões v_{ao} , v_{bo} e v_{co} , assim como as tensões v_{an} , v_{bn} e v_{cn} , produzidas então na saída do inversor.

É sabido que um conjunto de três tensões V_1 , V_2 e V_3 , tais que $V_1+V_2+V_3 = 0$, pode ser representado por um vetor espacial resultante situado num plano definido pelos eixos abc, defasados de 120° um do outro como mostra a figura 3.9.

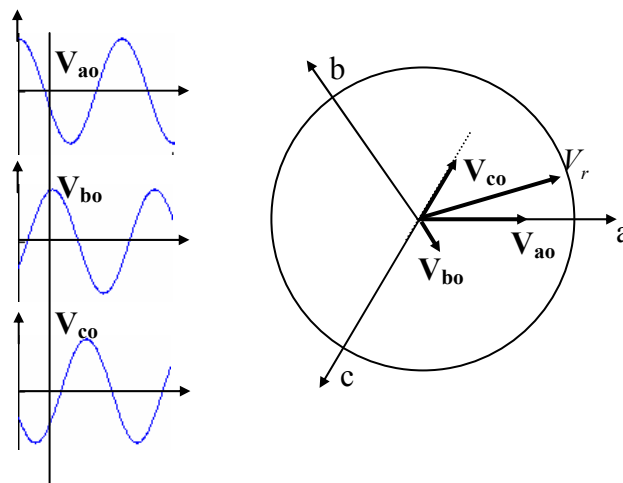


Figura 2.13 – Representação de tensões instantâneas no plano abc.

Por outro lado, caso $V_1+V_2+V_3 \neq 0$, a informação sobre o valor da tensão de neutro não será perdida e o sistema apresentará mais uma componente situada ortogonalmente ao eixo abc, chamada de componente homopolar.

Da mesma forma que se pode representar o vetor resultante V_r no plano contendo os eixos abc, é possível também representá-lo no plano $\alpha\beta$, Como mostrado a seguir.

Sejam, por exemplo as tensões de referência de fase com relação ao ponto “o”. As componentes $v_{\alpha o}$ e $v_{\beta o}$ de V_r são obtidas pela aplicação da matriz transformação, como mostra a equação 2.17.

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha o} \\ V_{\beta o} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ao} \\ v_{bo} \\ v_{co} \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

Sendo $v_{ao}(t) = V_m \cos wt$, $v_{bo}(t) = V_m \cos(wt-120^\circ)$ e $v_{co}(t) = V_m \cos(wt + 120^\circ)$, encontram-se as expressões para $v_{\alpha o}$ e $v_{\beta o}$, representadas pelas equações (2.18) e (2.19).

$$v_{\alpha o}(t) = \sqrt{\frac{3}{2}} V_m \cos wt \quad (2.18)$$

$$v_{\beta o}(t) = \sqrt{\frac{3}{2}} V_m \sin wt \quad (2.19)$$

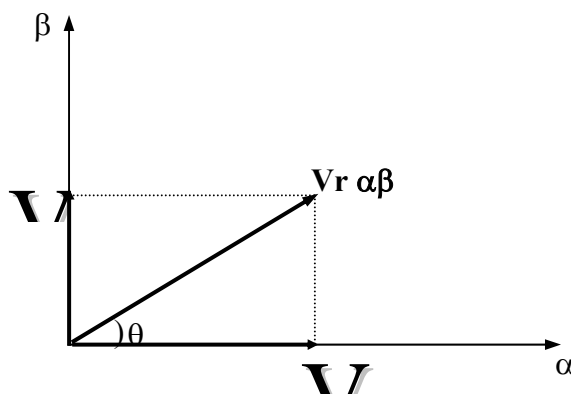


Figura 2.14 – Representação de vetor resultante no plano $\alpha\beta$.

Calculando o módulo do vetor resultante $V_{r \alpha\beta}$ a partir do gráfico da figura 2.14 e das equações (2.18) e (2.19), vem

$$|V_{r \alpha\beta}| = \sqrt{V_{\alpha o}^2 + V_{\beta o}^2}, \text{ o que resulta em}$$

$$|V_{r \alpha\beta}| = \sqrt{\frac{3}{2}} V_m \quad (2.20)$$

Observe a figura 3.11

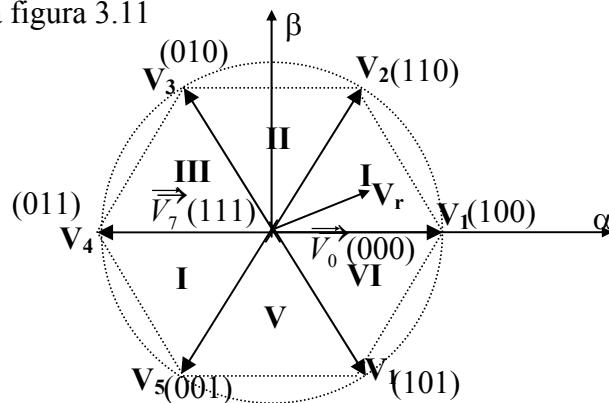


Figura 2.15 - Vetores de tensão gerados pelo inversor trifásico

O plano $\alpha\beta$ é usado para representar as tensões obtidas com cada uma das oito combinações das chaves do inversor apresentado na figura 3.8 desta seção.

Os vetores dividem o plano $\alpha\beta$ em seis setores, indicados por I, II, III, IV, V e VI. Esses vetores são em número de oito, seis deles chamados de vetores “ativos” (V_1 a V_6) e dois deles de vetores “nulos” (V_0 e V_7). Considere que o vetor correspondente às tensões médias de fase que se deseja obter na saída do inversor seja diferente de qualquer dos vetores disponíveis. O método de MLP vetorial consiste em aplicar à carga os dois vetores ativos que definem o setor onde o vetor de referência se encontra, e os vetores nulos de forma que o vetor médio em um intervalo de chaveamento seja igual ao vetor de referência V_r .

Considere-se, por exemplo, que o vetor de referência a ser sintetizado se encontre no setor I como mostra a figura 2.16. Os vetores ativos a serem empregados são, então, V_1 e V_2 e seus tempos de aplicação devem ser escolhidos de forma que, em termos médios em um período de chaveamento, a tensão produzida corresponda ao vetor de referência. A determinação dos tempos de aplicação dos vetores ativos será descrita adiante.

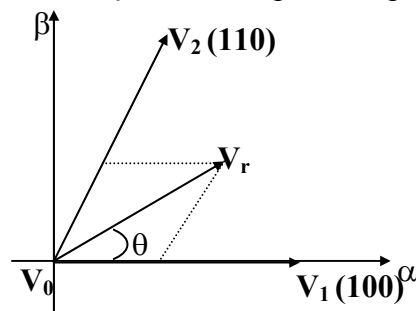


Figura 2.16 – Vetor de referência V_r sintetizado no setor I

No entanto, uma vez conhecidas as durações dos intervalos de aplicação dos vetores ativos e nulos, diversos padrões de chaveamento para a produção mesmo do vetor de referência podem ser obtidos. Este fato é ilustrado na figura 2.17 a seguir.

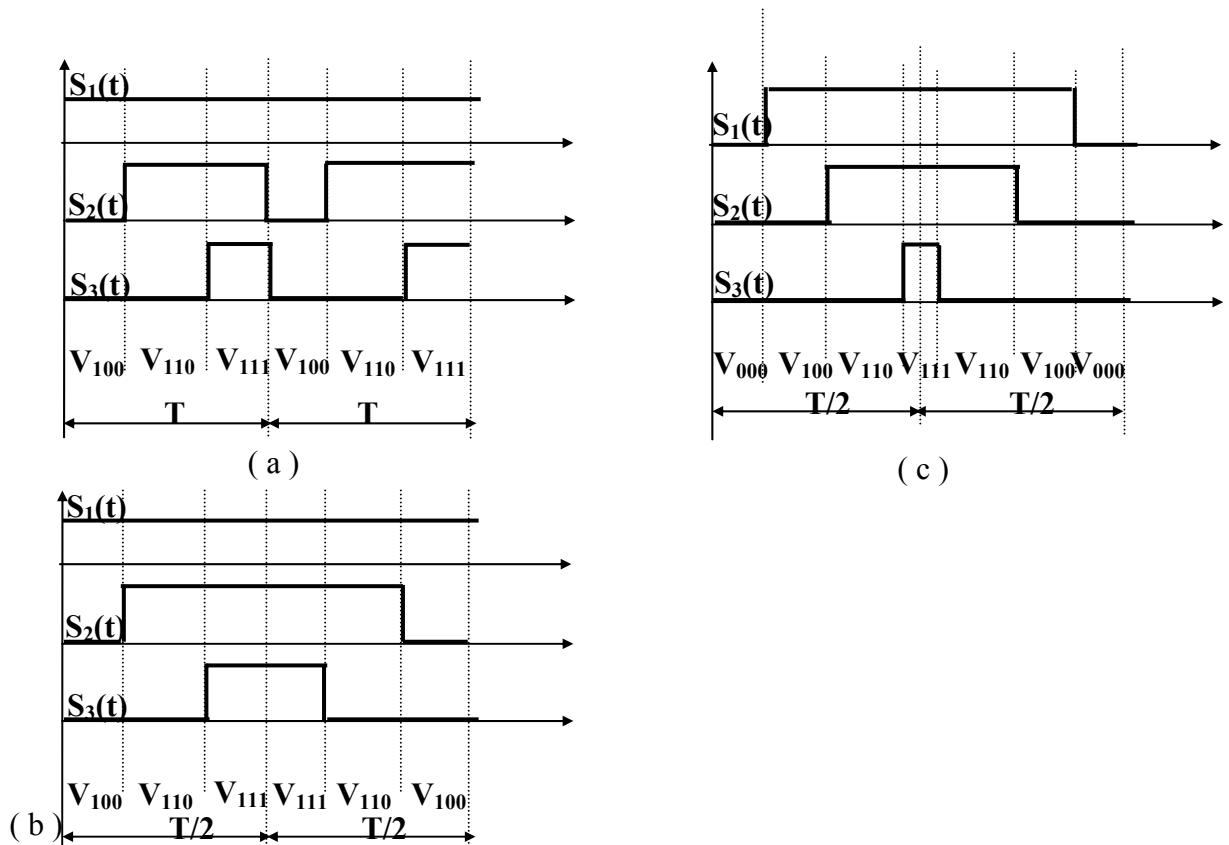


Figura 2.17 – Padrões de chaveamento para obtenção do vetor V_r

Percebe-se que os padrões (a) e (b) apresentam $V_1 = 1$ em todo o período de chaveamento, sendo as comutações realizadas nos ramos que produzem V_2 e V_3 . Porém, verifica-se que a figura 2.17b apresenta o padrão que caracteriza o que se chama de espelho, pois em cada semi - período adjacente, a ordem de aplicação dos vetores é invertida.

Esta estratégia tem como vantagem uma minimização das comutações, levando à redução das perdas do conversor.

O padrão de chaveamento (c) apresenta o uso de dois vetores nulos indicados pelos vetores “111” e “000”. Neste caso há uma centralização dos pulsos de cada fase na passagem de um ciclo de chaveamento para outro.

Broeck em seu artigo, propõe um padrão de chaveamento semelhante ao da figura 2.17c, com condição adicional de que os intervalos de aplicação dos vetores nulos, devem ser iguais, ou seja, $t_{00} = t_{07} = t_0/2$, onde t_0 é o intervalo total em que se deve aplicar vetor nulo, t_{00} e t_{07} são os intervalos de aplicação de $V_0 = (0\ 0\ 0)$ e $V_7 = (1\ 1\ 1)$, respectivamente.

Para um vetor de referência situado no setor I, tem-se, por exemplo, o padrão de chaveamento mostrado na figura 2.18.

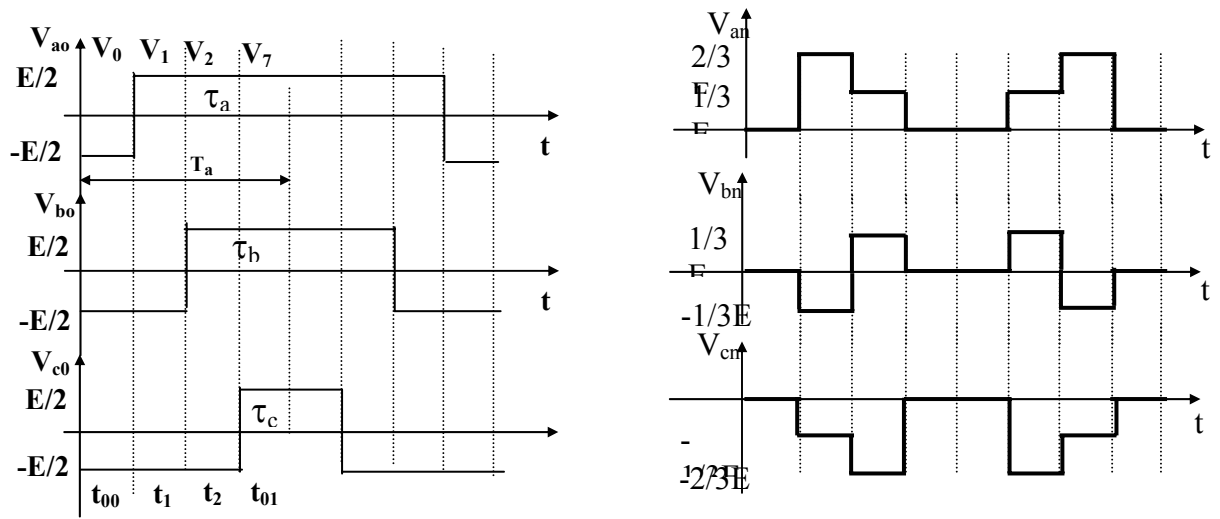


Figura 2.18 – Padrões de chaveamento para obtenção do vetor V_r no setor I

A partir deste padrão obtém-se uma expressão para o cálculo do vetor médio que representa as tensões médias trifásicas desejadas na saída do inversor no período de amostragem. Observa-se que, em um período de chaveamento, o valor médio do vetor tensão aplicado é:

$$V_r = \frac{1}{T_a} \left(\int_0^{t_0} V_0 dt + \int_{t_0}^{t_1} V_1 dt + \int_{t_1}^{t_2} V_2 dt + \int_{t_2}^{t_3} V_7 dt \right) \quad (2.21)$$

Resolvendo a equação, tem-se:

$$V_r = \frac{T_1}{T_a} V_1 + \frac{T_2}{T_a} V_2 \quad (2.22)$$

Definindo $\tau_1 = \frac{T_1}{T_a}$ e $\tau_2 = \frac{T_2}{T_a}$

$$V_r = V_1 \tau_1 + V_2 \tau_2 \quad (2.23)$$

Como exemplo, considere V_r localizado no setor I do plano $\alpha\beta$, como mostra a figura 2.16, tem-se então :

$$|V_r| \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \text{sen } \theta \end{bmatrix} = \tau_1 \begin{bmatrix} V_1 \alpha_0 \\ V_2 \beta_0 \end{bmatrix} + \tau_2 \begin{bmatrix} V_2 \alpha_0 \\ V_2 \beta_0 \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

Para obtenção do módulo dos vetores V_1 e V_2 , tem-se que

$$\begin{bmatrix} v_{ao} \\ v_{bo} \\ v_{co} \end{bmatrix} = E \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} - \frac{E}{2} \text{ e fazendo } S_1 = 1, S_2 = 0 \text{ e } S_3 = 0, \text{ o que significa o estado}$$

das chaves do inversor no caso de aplicação do vetor V_1 , obtêm-se os valores de $v_{ao} = E/2$, $v_{bo} = -E/2$ e $v_{co} = -E/2$.

Substituindo, então, esses valores na equação (2.17), obtêm-se os valores de $V_{1\alpha 0}$ e $V_{1\beta 0}$.

Os valores encontrados para $v_{\alpha 0}$ e $v_{\beta 0}$ são $v_{\alpha 0} = \sqrt{2/3} E$ e $v_{\beta 0} = 0$. Daí tem-se que o módulo do vetor V_1 é :

$$|V_1| = \sqrt{\frac{2}{3}} E \quad (2.25)$$

Analogamente,

$$|V_2| = \sqrt{\frac{2}{3}} E \quad (2.26)$$

Empregando então os resultados em 2.22, tem-se

$$|V_r| \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \sin \theta \end{bmatrix} = \tau_1 \sqrt{\frac{2}{3}} E \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + \tau_2 \sqrt{\frac{2}{3}} E \begin{bmatrix} \cos 60^\circ \\ \sin 60^\circ \end{bmatrix}.$$

Desenvolvendo a igualdade acima em termos complexos, vem:

$$|V_r| \cos \theta + j |V_r| \sin \theta = \tau_1 \sqrt{\frac{2}{3}} E (\cos 0^\circ) + \tau_2 \sqrt{\frac{2}{3}} E (\cos 60^\circ) + j \tau_2 \sqrt{\frac{2}{3}} E (\sin 60^\circ)$$

Igualando os termos imaginários:

$$|V_r| \sin \theta = \tau_2 \sqrt{\frac{2}{3}} E (\sin 60^\circ)$$

$$\tau_2 = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{|V_r|}{E} \frac{\sin \theta}{\sin 60^\circ} \quad (2.27)$$

Igualando os termos reais:

$$|V_r| \cos \theta = \tau_1 \sqrt{\frac{2}{3}} E (\cos 0^\circ) + \tau_2 \sqrt{\frac{2}{3}} E (\cos 60^\circ)$$

$$|V_r| \cos \theta = \tau_1 \sqrt{\frac{2}{3}} E + \tau_2 \sqrt{\frac{2}{3}} E (\cos 60^\circ) \quad (2.28)$$

De (2.27) e (2.28)

$$\tau_1 = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{|V_r|}{E} \frac{\text{sen}(60^\circ - \theta)}{\text{sen } 60^\circ} \quad (2.29)$$

Sabendo-se, portanto, que

$\tau_1 = T_1/T_s$ e $\tau_2 = T_2/T_s$, obtêm-se, então, as expressões para os tempos T_1 , T_2 e T_0 , que representa o intervalo total de aplicação dos vetores nulos.

$$T_1 = T_s \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{|V_r|}{E} \frac{\text{sen}(60^\circ - \theta)}{\text{sen } 60^\circ} \quad (2.30)$$

$$T_2 = T_s \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{|V_r|}{E} \frac{\text{sen } \theta}{\text{sen } 60^\circ} \quad (2.31)$$

$$T_0 = T_s - T_1 - T_2 \quad (2.32)$$

A implementação convencional da modulação vetorial digital é realizada, a partir do cálculo desses intervalos de tempo. O cálculo dos tempos, geralmente, pode ser feito de duas maneiras diferentes: uma calcula o ângulo da tensão de referência com relação ao eixo α e o seu módulo e o outro procedimento é realizado através do cálculo das componentes α e β do vetor de referência. Partindo então das equações (2.30) e (2.31) Percebe-se, portanto, que a implementação da modulação vetorial requer um grande esforço computacional, pois exige que seja determinado a localização do vetor de referência e o cálculo dessas equações definidas para cada setor e posteriormente aplicar o padrão de modulação adequado.

Na implementação da técnica de modulação por largura de pulso vetorial, verifica-se que a partir das equações (2.30) a (2.32) são calculados não apenas os intervalos de tempo de aplicação dos vetores ativos adjacentes ao vetor de referência V_r , mas também o tempo de aplicação do vetor nulo.

Verificando então o fato de que na modulação vetorial, três vetores situados no plano $\alpha\beta$, são aplicados à carga, trata-se então da introdução de uma terceira componente v_0 denominada de componente homopolar, tornando assim o sistema a três variáveis $\alpha\beta 0$.

Aplicando então a transformação $\alpha\beta 0$ às tensões de referência $v_{ao}(t)$, $v_{bo}(t)$ e $v_{co}(t)$, vem

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha o} \\ v_{\beta o} \\ v_{0o} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ao} \\ v_{bo} \\ v_{co} \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

Desenvolvendo então a transformação inversa

$$\begin{bmatrix} v_{ao} \\ v_{bo} \\ v_{co} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha o} \\ v_{\beta o} \\ v_{0o} \end{bmatrix} \quad (2.34)$$

Considerando a carga ligada ao inversor e conectada ao ponto neutro “n” equilibrada, o somatório Σv_{in} torna-se igual a zero, o que faz surgir uma tensão v_{no} entre os terminais “o” e o neutro “n” da carga. Esse resultado é consequência das tensões de saída do inversor v_{io} , não serem apenas definidas pelas tensões fundamentais de fase, mas também pela componente homopolar.

$$\begin{aligned} v_{an} &= (R+L_p)i_a \\ v_{bn} &= (R+L_p)i_b \\ v_{cn} &= (R+L_p)i_c \end{aligned}$$

$$v_{na} + v_{bn} + v_{cn} = (R+L_p)(i_a + i_b + i_c),$$

Sendo, portanto $i_a + i_b + i_c = 0$, implica $v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = 0$.

Essa componente tem efeito comum às tensões v_{ao} , v_{bo} e v_{co} semelhante ao da terceira harmônica, pelo fato de ser “comum” todas as fases, não se apresentando nas tensões de linha. Já as tensões v_{an} , v_{bn} e v_{cn} são livres de componente homopolar.

A figura 2.19 ilustra a deformação típica ocorrida na tensão média v_{ao} na saída do inversor e a tensão de linha sem nenhuma deformação, como o esperado.

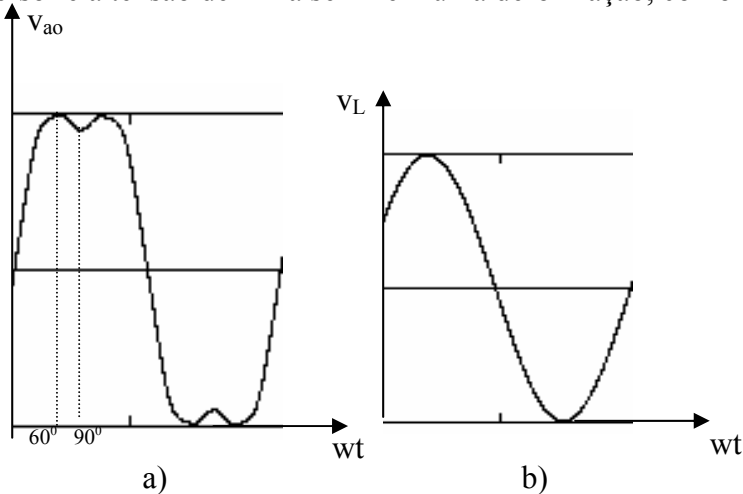


Figura 2.19 – a) Tensão média v_{ao} na saída do inversor
b) Tensão de linha

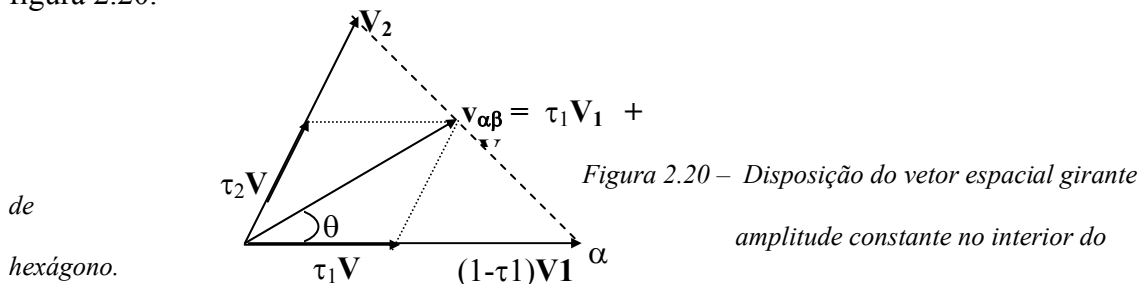
Observa-se que o achatamento na forma de onda das tensões de fase permitem que a componente fundamental associada a esta onda tenha um valor de pico maior que o apresentado quando da implementação da modulação seno-triângulo. Este fato é demonstrado no decorrer deste capítulo.

É sabido que a amplitude do vetor resultante determinado no plano $\alpha\beta$ é dado segundo as componentes $v_{\alpha\omega}(t) = \sqrt{3/2} V_m \cos wt$ e $v_{\beta\omega}(t) = \sqrt{3/2} V_m \sin wt$, pela expressão (2.20), $|V_{r\alpha\beta}| = \sqrt{3/2} V_m$. Esse módulo representa a máxima amplitude de uma senóide, dado que as tensões trifásicas são senoidais.

Na modulação seno-triângulo, o máximo valor obtido por fase, encontrado nas tensões v_{i0} , para um estado qualquer do inversor é dado por “E/2”. E quando o mesmo é substituído na equação (2.20), obtém-se:

$$|V_{r\alpha\beta}|_{\max}^{\text{sen } \sigma} = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{E}{2} \quad (2.35)$$

Na modulação vetorial, qualquer vetor V_r pode ser produzido no interior do hexágono como já mostrado na figura 2.15. No entanto o máximo conjunto de tensões de fase senoidais equilibradas corresponde a um vetor espacial girante de amplitude constante descrevendo uma circunferência nesse hexágono, como pode ser observado na figura 2.20.



Um vetor espacial girante, de amplitude constante, equivale a três tensões v_{i0} senoidais equilibradas, com amplitude $\sqrt{2/3}$ vezes o módulo do vetor girante.

Se, em um certo intervalo de chaveamento, se deseja produzir um vetor $v_{\alpha\beta}$ de máxima amplitude, deve-se evitar o uso do vetor nulo, ou seja, deve-se impor $\tau_1 + \tau_2 = 1$. Conforme se pode observar na figura 2.21 a seguir, quando $\tau_1 + \tau_2 = 1$ o lugar geométrico da extremidade de $v_{\alpha\beta}$ é o segmento de reta que une os vetores ativos adjacentes a ele.

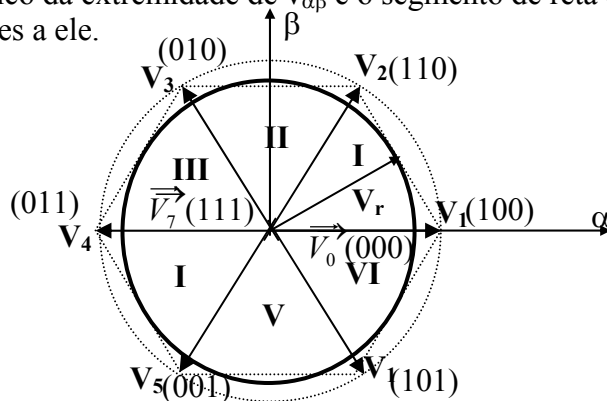


Figura 2.21 – Disposição do vetor $v_{\alpha\beta}$ no setor I.

Vale salientar que, para produzir um vetor $v_{\alpha\beta}$ girante, de amplitude constante, será necessário aplicar os vetores nulos.

Verifica-se, pela figura acima, que a máxima amplitude do vetor girante de módulo constante é $(\sqrt{3}/2)$ vezes a amplitude de um vetor ativo, ou seja, $(\sqrt{2}/2)E$, como mostra a equação 2.36.

$$|V_{r\alpha\beta}|_{\max}^{vetorial} = \frac{\sqrt{2}}{2} E \quad (2.36)$$

O que representa o raio da circunferência mostrada na figura 2.20, e a amplitude correspondente da tensão de fase, em relação ao ponto “o” é então, $(\sqrt{3}/3)E$.

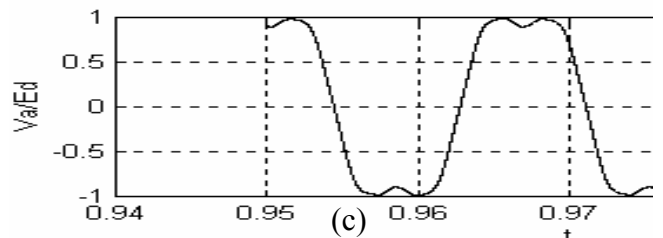
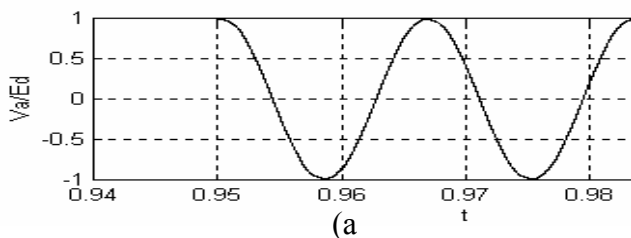
Na modulação seno-triângulo, a amplitude máxima da tensão de fase é $E/2$. Assim, com a modulação vetorial tem-se um ganho de 1.15 na máxima tensão de fase que pode ser sintetizada.

É possível, então, a partir dos resultados das equações (2.35) e (2.36) determinar uma relação entre os valores máximos das tensões de fase senoidais equilibradas que podem ser produzidas com o uso da modulação vetorial e modulação seno-triângulo.

$$\frac{|V_{r\alpha\beta}|_{\max}^{vetorial}}{|V_{r\alpha\beta}|_{\max}^{sen\ o}} = \frac{\frac{\sqrt{2}}{2} E}{\frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} E} \quad \text{o que resulta em} \quad \frac{|V_{r\alpha\beta}|_{\max}^{vetorial}}{|V_{r\alpha\beta}|_{\max}^{sen\ o}} = \frac{2}{\sqrt{3}} = 1.15$$

Observe-se, então um acréscimo de 15% no sinal de tensão modulante máximo quando aplicada a técnica de modulação vetorial com relação a amplitude do mesmo sinal quando aplicada a técnica de modulação seno-triângulo. Em outras palavras, pode-se dizer que há um melhor aproveitamento da tensão de entrada de barramento quando aplicada a técnica de MLP vetorial, Nazareno (1998).

As figuras 2.22 e 2.23 evidenciam este fato. A figura 2.22 mostra a simulação da tensão de linha v_{ab} na saída do inversor através das tensões de fase v_{ao} e v_{bo} , aplicado as técnicas de MLP seno-triângulo e MLP vetorial, respectivamente. Enquanto a figura 2.23 evidencia o aumento da faixa linear de controle, por sobremodulação, da tensão de linha.



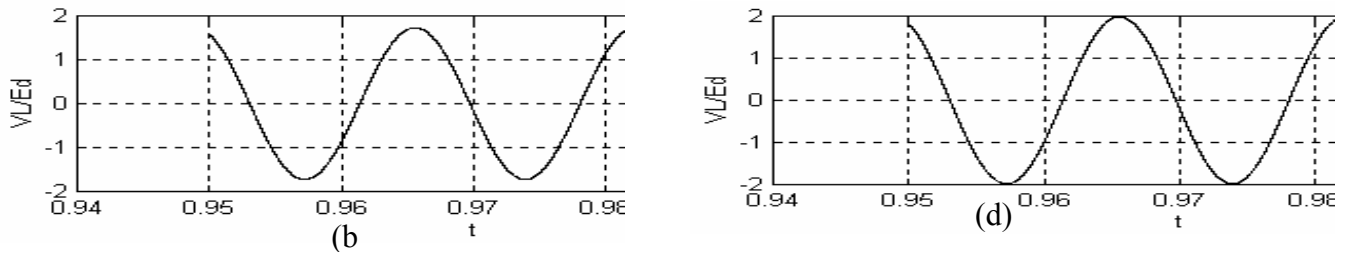


Figura 2.22 – a) Tensão de referência (em pu) resultante da modulação senoidal
 b) Tensão de linha(em pu) na saída do inversor
 c) Tensão de referência (em pu) resultante da modulação vetorial
 d) Tensão de linha(em pu) na saída do inversor

Observe a figura 2.23

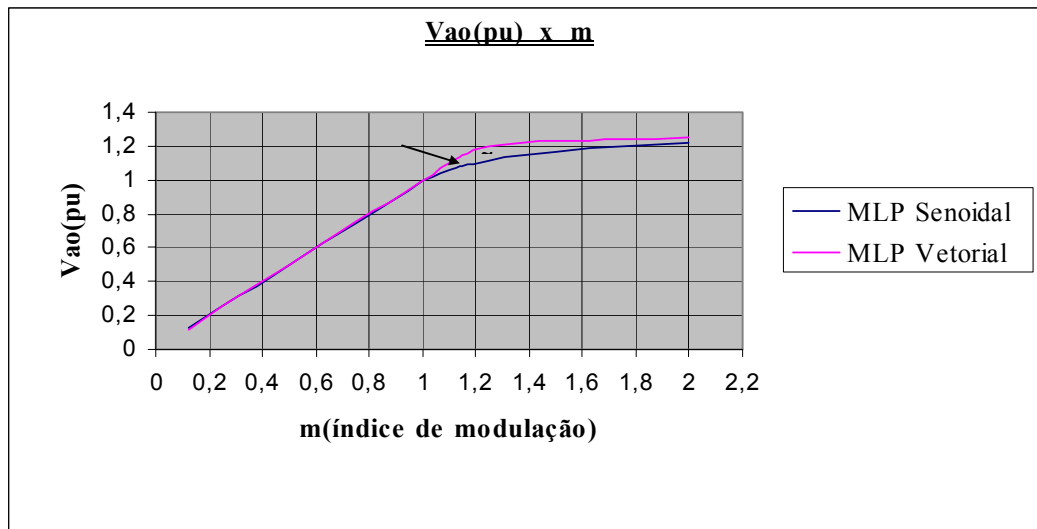


Figura 2.23 – Aumento linear referente ao comportamento da aplicação das modulações senoidal e vetorial.

Um outro fato importante quando da aplicação da técnica da MLP vetorial é a redução do conteúdo harmônico nas tensões de linha na saída do inversor, como pode ser observado na figura 2.24.

Uma simulação do espectro de frequência referente as tensões de linha adquirido quando aplicada as técnicas de modulação, senoidal e vetorial é então realizada. É observado que para um índice de modulação $m > 1$ (região de sobremodulação), tem-se que a amplitude de harmônicos, torna-se ligeiramente menor quando da aplicação da técnica de modulação vetorial, comparado com a técnica de modulação senoidal.

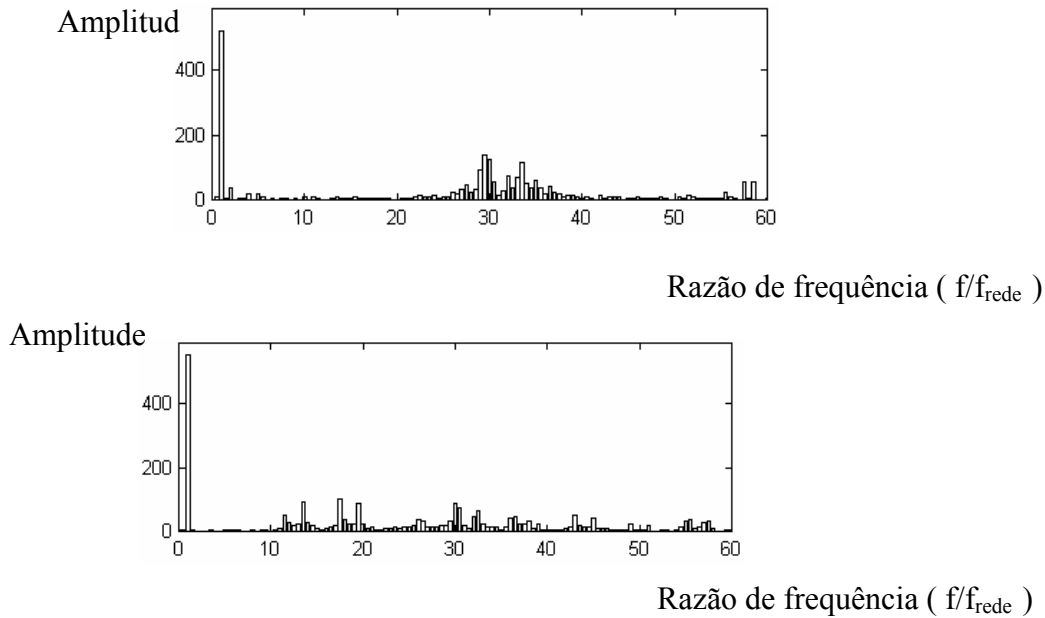


Figura 2.24 – (a) Espectro de frequência para a tensão V_{ab} adquirida na Modulação Senoidal com $m=1.1$ e $E=311V$.
 (b) Espectro de frequência para a tensão V_{ab} adquirida na Modulação Vetorial com $m=1.1$ e $E=311V$.

Baseado nas vantagens que o método de MLP vetorial apresentou, pesquisas foram realizadas para o desenvolvimento de outros métodos equivalentes ao mesmo. Dentre esses métodos, vale citar o apresentado por Seixas (1988), denominado de Modulação de Largura de Pulso Regular Simétrico Trifásico e, outros trabalhos de pesquisa que desenvolveram métodos para implementação de técnicas de MLP vetorial de uma forma escalar nas componentes α, β (Jacobina et al., 2001). Um resumo teórico do princípio fundamental destes métodos é apresentado no decorrer deste capítulo.

2.10 - MÉTODO DE MODULAÇÃO EM LARGURA DE PULSO REGULAR TRIFÁSICO SIMÉTRICO

Considerando o inversor trifásico com chaves ideais da figura 2.25, as tensões instantâneas fase-neutro são dadas por:

$$\begin{bmatrix} v_{an}(t) \\ v_{bn}(t) \\ v_{cn}(t) \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1(t) \\ S_2(t) \\ S_3(t) \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

onde $S_i(t) = \begin{cases} 1 & \text{chave conduzindo} \\ 0 & \text{chave aberta} \end{cases}$

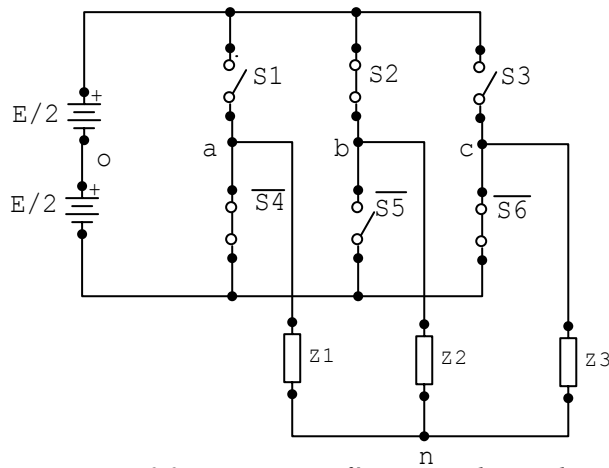


Figura 2.25 – Inversor trifásico com chaves ideais

Dado que $S_i = \tau_i/T_s$, donde $i = 1,2,3$, obtêm-se assim os valores médios de $v_{in}(t)$ durante o k -ésimo período de amostragem, como segue

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{E}{3T_s} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tau_1(k) \\ \tau_2(k) \\ \tau_3(k) \end{bmatrix} \quad (2.38)$$

onde $\tau_i(k)$ é fração do k -ésimo período de amostragem em que a chave S_i permanece fechada.

Este sistema apresenta infinitas soluções.

Porém, uma vez conhecida uma das razões cíclicas $\tau_j(k)$, as demais podem ser unicamente determinadas.

Sem perda de generalidade, pode-se escrever as equações das razões cíclicas $\tau_i(k)$, a partir da equação matricial (2.38), e da razão cíclica conhecida $\tau_j(k)$, como segue:

$$\tau_1(k) = \tau_j(k) - \frac{T_s}{E} \overline{v_{nj}}(k) + \frac{T_s}{E} \overline{v_{n1}}(k) \quad (2.39)$$

$$\tau_2(k) = \tau_j(k) - \frac{T_s}{E} \overline{v_{nj}}(k) + \frac{T_s}{E} \overline{v_{n2}}(k) \quad (2.40)$$

$$\tau_3(k) = \tau_j(k) - \frac{T_s}{E} \overline{v_{nj}}(k) + \frac{T_s}{E} \overline{v_{n3}}(k) \quad (2.41)$$

A imposição de que os períodos de tensão nula sejam distribuídos o mais uniformemente possível leva a uma única solução para o sistema, conforme mostrado a seguir.

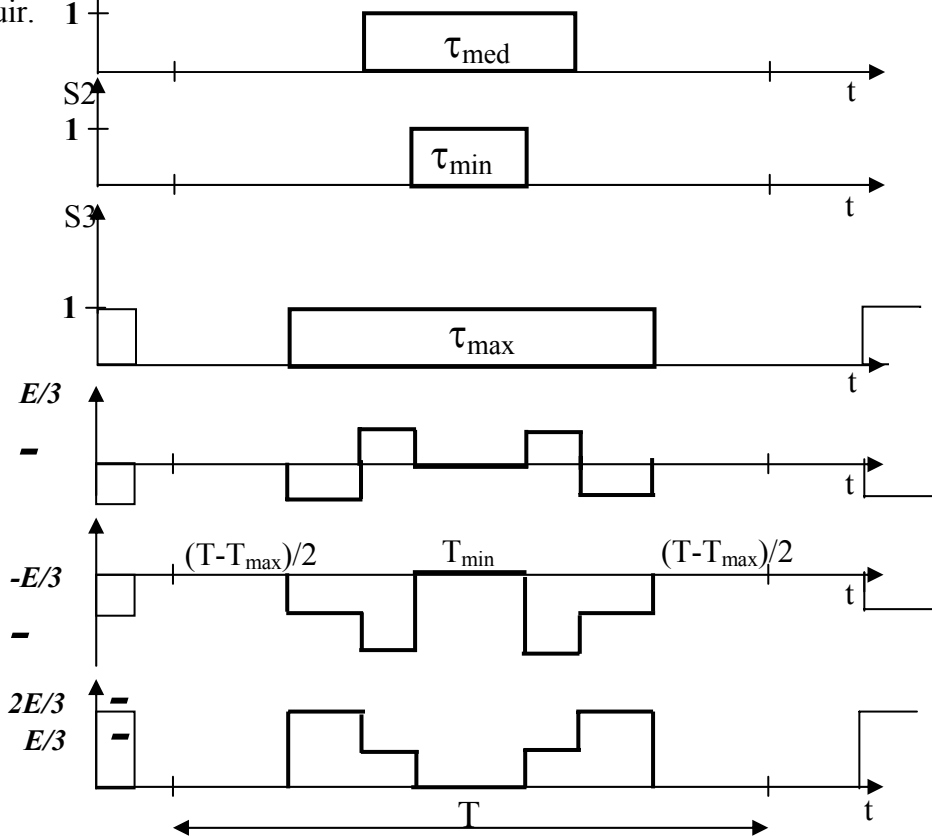


Figura 2.26 – Técnica de MLP Regular Trifásico Simétrico

Dado um vetor tensão de referência V_r , é possível sintetizar esse sinal a partir da técnica de MLP Regular Trifásico Simétrico da forma descrita a seguir.

Ordenam-se as tensões de referência de fase v_{an}^{ref} , v_{bn}^{ref} e v_{cn}^{ref} de forma que se tenha $v_{min} < v_{med} < v_{max}$.

Observe que na modulação vetorial, as tensões são ordenadas segundo os vetores como mostra a figura 2.27.

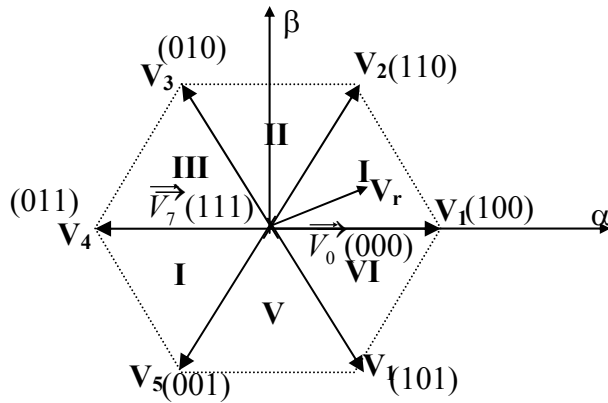


Figura 2.27 – Ordenação dos vetores ativos

A amplitude do vetor girante V_r é dada por $(\sqrt{2}/2)E$, como já foi discutido e quando se trata das tensões de fase com relação ao ponto “o”, é perceptível a inclusão de uma componente homopolar, mas no caso de tensões de fase e neutro, não é bem assim.

Observe o sistema (2.37). Quando $S_i(t) = 0$ ou 1 (aplicação do vetor nulo), tem-se que $v_{in}(t) = 0$, onde $i = a, b, c$, o que demonstra que não é produzida nenhuma componente homopolar nas tensões fase-neutro. É baseado então nessas tensões de referência que a técnica de MLP Regular Trifásico Simétrico descreve equações escalares para o cálculo de largura de pulso.

Considere-se que o intervalo em que a chave de cada braço permanece fechada é centralizado em cada período de chaveamento, conforme ilustrado na figura 2.26. Desta forma, os períodos de aplicação de tensão nula ocorrem no início e no final de cada período de chaveamento(aplicação de V_0) e no meio de cada período(aplicação de V_7).

Para que haja uma distribuição uniforme dos períodos de tensão nula, é necessário que os intervalos de aplicação de V_0 e V_7 sejam iguais, ou seja :

$$T - \tau_{\max}(k) = \tau_{\min}(k) \quad (2.42)$$

Observando as equações (2.39) a (2.41), e supondo que $\tau_j(k) = \tau_{med}(k)$, pode-se escrever:

$$\tau_{\min}(k) = \tau_{med}(k) - \frac{T_s}{E} v_{med}(k) + \frac{T_s}{E} v_{\min}(k) \quad (2.43)$$

$$\tau_{\max}(k) = \tau_{med}(k) - \frac{T_s}{E} v_{med}(k) + \frac{T_s}{E} v_{\min}(k) \quad (2.44)$$

Substituindo então (2.42) nas equações acima, obtém-se:

$$\tau_{med}(k) = \frac{T_s}{2} + \frac{3 T_s}{2 E} v_{med}(k) \quad (2.45)$$

Verifica-se que, com a imposição da distribuição uniforme dos períodos de tensão nula, $\tau_{med}(k)$ pode ser facilmente determinado pela equação (2.45). Uma vez encontrado $\tau_{med}(k)$, usam-se as equações (2.43) e (2.44) para determinar $\tau_{min}(k)$ e $\tau_{max}(k)$, respectivamente.

Observa-se, então, que o cálculo para a obtenção dos instantes de aplicação das larguras de pulso, através do método proposto por Seixas (1988) é puramente escalar, ou seja, é um método que se baseia na determinação da razão cíclica de cada fase de forma que a tensão de referência correspondente seja igual à tensão média em relação ao ponto “o” no período de chaveamento.

A viabilidade prática de aplicação deste método depende de uma condição expressa como segue:

Independente da fase, tem-se que $0 < \tau_{med} < T$ e substituindo τ_{med} pela equação (2.45), encontra-se $\frac{1}{3} E < v_{med} < \frac{1}{3} E$, o que significa que o valor de tensão média da fase em questão deve estar entre $-\frac{1}{3} e \frac{1}{3}$ da tensão de barramento E.

Conclui-se, então, que o método proposto por Seixas (1988) é equivalente a técnica de MLP vetorial, apresentando as mesmas vantagens. Porém, apresentando equações simples, é observado um esforço computacional bastante reduzido, comparado ao método descrito por Broeck (1988).

2.11 - PRINCÍPIO DA IMPLEMENTAÇÃO DA TÉCNICA DE MLP VETORIAL ATRAVÉS DE UM MÉTODO DE MLP ESCALAR.

Dado um sinal modulante qualquer, o valor médio de tensão do mesmo durante um período de chaveamento T_s , pode ser sintetizado por uma tensão média determinada através de um onda em degraus descrita no mesmo período.

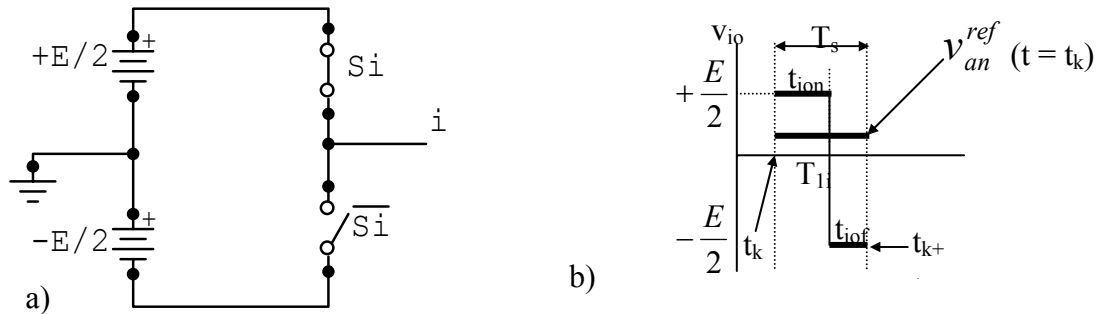


Figura 2.28 – (a) Braço de um inversor de frequência
(b) Comportamento das tensões v_{io} na saída do inversor

Observa-se, então, que o valor médio de uma tensão de referência pode ser obtido mantendo a chave S_i fechada durante um período de tempo t_{ion} , aplicada no início do período de chaveamento T_s , e aberta no restante do tempo necessário para completar T_s . É evidente que é necessário calcular esse tempo que será chamado de T_{1i} , o que representa o tempo em que a chave S_i permanece fechada.

O cálculo do valor médio a partir da figura 2.28, é efetuado segundo a equação mostrada abaixo:

$$V_{io}^{med} = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{T_{1i}} \left(+\frac{E}{2}\right) dt + \int_{T_{1i}}^{T_s} \left(-\frac{E}{2}\right) dt \right] = \frac{E}{2} \left(2 \frac{T_{1i}}{T_s} - 1 \right) \quad (2.46)$$

Determina-se então os valores para T_{1i} ($i = 1,2,3$) como mostra o conjunto de soluções (2.47):

$$\begin{cases} T_{11} = \frac{T_s}{2} \left[1 + \frac{V_{an}^{ref}}{E/2} \right] \\ T_{12} = \frac{T_s}{2} \left[1 + \frac{V_{bn}^{ref}}{E/2} \right] \\ T_{13} = \frac{T_s}{2} \left[1 + \frac{V_{cn}^{ref}}{E/2} \right] \end{cases} \quad (2.47)$$

Observa-se que, sendo $\tau_i = T_{1i}/T_s$, as razões cíclicas obtidas de (2.47) representam uma das possíveis soluções para o sistema (2.38).

Tomando-se como exemplo tensões de referência de máxima amplitude cosenoidais, tem-se um vetor de referência girante, de módulo constante. Aplicando a modulação escalar digital, obtêm-se as razões cíclicas calculadas para os ângulos de 0° , 30° e 60° e tensão de barramento E , como mostra a figura 2.29.

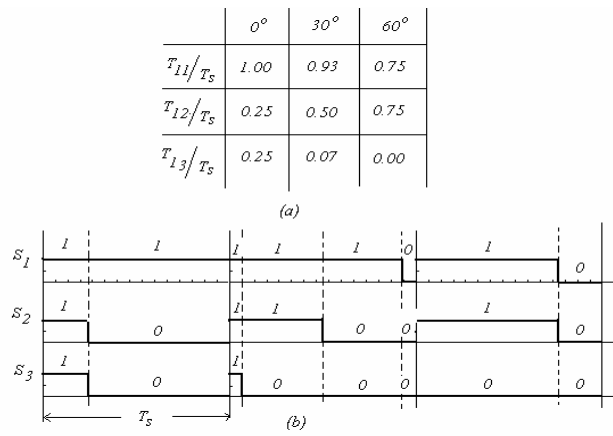


Figura 2.29– Saída digital dos tempos T_{1i} para os ângulos 0° , 30° e 60° .

Os intervalos de tempo T_{1i} são gerados pelas equações (2.47), resultando em:

$$\begin{cases} T_{11} = \frac{T_a}{2} \left[1 + \frac{V_m \cos(\omega t_k)}{E/2} \right] \\ T_{12} = \frac{T_a}{2} \left[1 + \frac{V_m \cos(\omega t_k - 120^\circ)}{E/2} \right] \\ T_{13} = \frac{T_a}{2} \left[1 + \frac{V_m \cos(\omega t_k + 120^\circ)}{E/2} \right] \end{cases} \quad (2.48)$$

A figura 2.29b retrata a idéia da implementação deste método, mostrando sua grande semelhança com a modulação vetorial. Observe:

Para ser produzido um vetor tensão com um ângulo de 30° , ou $\omega t_k = 30^\circ$, são aplicados os vetores ativos $V_1 = (1 \ 0 \ 0)$ e $V_2 = (1 \ 1 \ 0)$, esses vetores são criados a partir das combinações das chaves (S_1 , S_2 e S_3) onde se convencionou que “1” significa chave aberta e “0” chave fechada. Esses vetores ativos são exatamente os vetores ativos adjacentes ao vetor tensão de referência, similarmente ao que ocorre na modulação vetorial.

O que ocorre na modulação vetorial é que as tensões de referência co-senoidais, mostradas na figura 2.30 definem a cada 60° um novo setor na ordem crescente e os vetores adjacentes ao setor em que o vetor de referência se encontra são utilizados para sintetizá-lo, como descreve Broeck (1988).

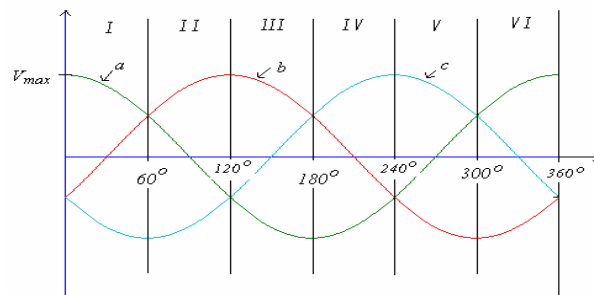


Figura 2.30 – Tensões de referência para a geração dos sinais na modulação escalar digital.

Comparando com a técnica utilizada na modulação escalar digital, observa-se que nessa, os vetores de cada setor são determinados apenas pela tensão de referência de cada braço, não sendo necessário calcular o setor em que se encontra a tensão de referência, o que é uma vantagem com relação ao ganho de tempo de processamento.

A principal diferença, então entre a modulação escalar e a modulação vetorial, é que os tempos de aplicação de cada vetor nulo $V_0 = (0, 0, 0)$ e $V_7 = (1, 1, 1)$ são diferentes em cada período de amostragem, salvo quando o vetor tensão de referência está exatamente no meio de cada setor.

Pelo fato da técnica de modulação escalar digital inicialmente não apresentar o tempo de aplicação dos vetores nulos V_0 e V_7 iguais em cada período de amostragem, como ocorre na modulação vetorial, não implica dizer que este processo não seja possível. Na modulação escalar digital é possível sim, torná-lo igual.

A operação é simples: basta recalcular os tempos de fechamento das chaves S_i , designados por T_{1i} , utilizando-se das equações (2.47), de forma que os tempos de aplicação dos vetores ativos não sejam alterados, mas somente se divida o tempo de aplicação do vetor nulo igualmente entre o vetor V_0 e o vetor V_7 , no início e no final do período de chaveamento, resultando o mesmo vetor de tensão médio sintetizado.

Este método é estudado com detalhes no capítulo 4, bem como sua implementação proposta nessa dissertação.

2.12 - CONCLUSÃO

Neste capítulo foi realizada uma apresentação sintética dos diferentes métodos de Modulação de Largura por pulso (MLP) utilizados.

Suas diferenças, vantagens e desvantagens foram demonstradas e as publicações mostram a preocupação em adaptá-los à implementação com o uso de microprocessadores.

Um outro aspecto que foi explorado neste capítulo diz respeito à importância do surgimento da MLP vetorial utilizando expressões algébricas simples, abrindo dessa forma um leque amplo para o surgimento de diversas outras técnicas. Foi mostrado ainda que é possível através de um algoritmo simples, implementar a MLP digital escala generalizada, podendo ser equivalente à MLP vetorial, porém com esforço computacional consideravelmente reduzido.

3. ADIÇÃO DE 3º HARMÔNICO A SINAIS MODULANTES

3.1 – INTRODUÇÃO

Em trabalhos publicados por Bowes (1997) e Nazareno (1998), observa-se uma preocupação em verificar o efeito da adição de componentes homopolares às tensões de referência v_{io} (em relação ao ponto “o”). Os resultados apresentados por esses autores apontam para a possibilidade de se reduzir o conteúdo harmônico das tensões de fase em relação ao neutro da carga e, como consequência, das correntes de carga. Neste capítulo é então observado através de simulações que independente da técnica de modulação aplicada, as tensões de fase em relação ao neutro da carga não são afetadas com a adição de componentes homopolares.

3.2 – EFEITO DA ADIÇÃO DE COMPONENTES DE SEQUÊNCIA ZERO

Bowes (1997), discute este efeito baseado na distribuição dos intervalos de tempo de aplicação dos vetores nulos em um período de chaveamento.

Em resultados de simulação, é verificado o efeito da DHT (Distorção Harmônica Total) quando aplicadas algumas técnicas de modulação, entre elas: a técnica de modulação senoidal e injeção de harmônicas de 3ª ordem. Bowes observou que a injeção de 25% de 3º harmônico provoca uma menor DHT, comparado com outras. Dentre análises verificadas pelo autor, é notado também qual percentual de 3º harmônico é injetado no sinal modulante afim de que ocorra a sobremodulação.

Nazareno (1998), no entanto, determina analiticamente esse percentual, baseado no fato de que quando da distorção do sinal modulante pela injeção de 3º harmônico, ocorre que o ponto de máximo deste sinal distorcido coincide exatamente nos ângulos em que as tensões de linha atinjam suas maiores amplitudes, como mostra a figura 3.1.

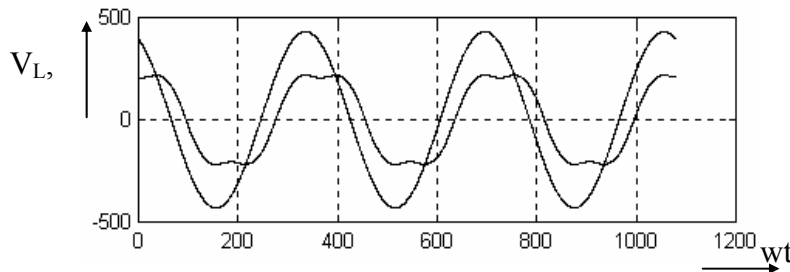


Figura 3.1 - Sinal modulante com adição de de 3º harmônico e a fundamental da tensão de linha

É desenvolvido então uma relação, entre o ângulo em que incide o ponto de máximo das tensões de linha e o valor em pu (q) com base $E/2$ em relação ao 3º harmônico aplicado às tensões de referência, e outra relação incluindo q e o índice de modulação adotado, demonstradas como segue.

Somando-se, então, uma componente com uma razão “ q ” de 3º harmônico às tensões de referência $v_{io}(t)$, $i = a,b,c$, obtém-se, por exemplo, para a tensão de fase a, a seguinte expressão:

$$v_{ao}(t) = (E/2)m\cos wt - q(E/2)m\cos 3wt \quad (3.1)$$

E para que $v_{ao}(t)$ seja máximo para valores distintos de q , tem-se que $\frac{d(v_{ao}(t))}{dt} = 0$.

$$\frac{d(\cos wt - q \cos 3wt)}{dt} = 0, \text{ o que resulta em}$$

$$q = \frac{\text{sen } wt}{3 \text{ sen } 3wt} \quad (3.2)$$

Aplicando, então, a igualdade trigonométrica $\text{sen } 3wt = 3 \text{ sen } wt - 4 \text{ sen}^3 wt$, na equação (3.2), vem

$$wt = \theta = \arcsen \sqrt{\frac{3}{4} - \frac{1}{12q}}, \quad \frac{1}{9} \leq q \leq \infty \quad (3.3)$$

θ representa a relação do ângulo em que incide o ponto de máximo das tensões de fase e a razão “ q ” de 3º harmônico aplicado às tensões de referência.

A figura 3.2 apresenta o comportamento dessa função.

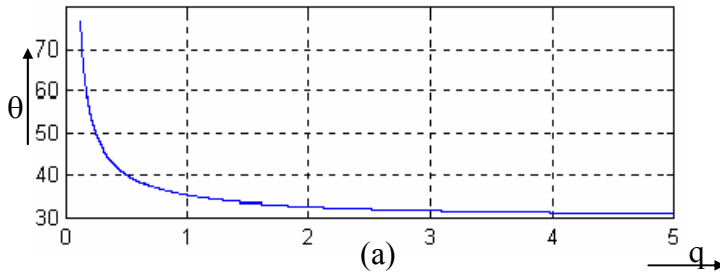


Figura 3.2 – Comportamento do ângulo θ em função da razão “ q ”.

Por outro lado, é sabido que o máximo valor obtido para $v_{ao}(t)$, quando aplicada a técnica de MLP seno-triângulo é $E/2$, e substituindo então na equação (3.1), tem-se que

$$E/2 = (E/2)m \cos wt - q(E/2)m \cos 3wt, \text{ logo fazendo } wt = \theta, \text{ tem-se que}$$

$$m = \frac{1}{\cos \theta - q \cos 3\theta} \quad (3.4)$$

Portanto, das equações (3.3) e (3.4), obtém-se a equação (3.5)

$$\frac{1}{m} = \cos \left(\arcsen \sqrt{\frac{3}{4} - \frac{1}{12q}} \right) - q \cos 3 \left(\arcsen \sqrt{\frac{3}{4} - \frac{1}{12q}} \right) \quad (3.5)$$

Cujo comportamento é mostrado na figura 3.3.

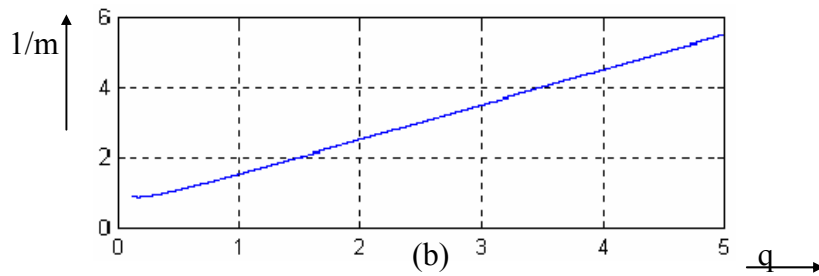


Figura 3.3 - Comportamento do índice de modulação m em função da razão “ q ”.

A partir do contexto teórico apresentado e com interesse de apenas otimizar a análise descrita por Nazareno, é possível a apresentação de uma proposta de determinação de uma equação que tenha resultados próximos ao comportamento do gráfico da figura 3.3.

Utilizando-se, então, da função “Regressão Linear” que o programa EXCEL apresenta como uma de suas ferramentas, e sintetizando um conjunto de pontos encontrados através da equação (3.5), é possível calcular os coeficientes de uma reta, são eles “ a ” e “ b ”, formando portanto a equação $Y = aX + b$. Tem-se então uma nova equação que mais se aproxima dos pontos da função original, gerados pela equação (3.5).

Aplicando então a técnica, através do EXCEL, obtém-se os coeficientes $a = 0.969674$ e $b = 0.590611$, e encontra-se, então, a equação (3.6).

$$Y = aX + b$$

$$Y = 0.969674X + 0.590611, X \geq 1/9 \quad (3.6)$$

Onde: $Y = (1/m)$ e $X = q$.

A figura 3.4 revela a nova função gerada pela equação (3.6) que pode ser aplicada perfeitamente, com mais praticidade.

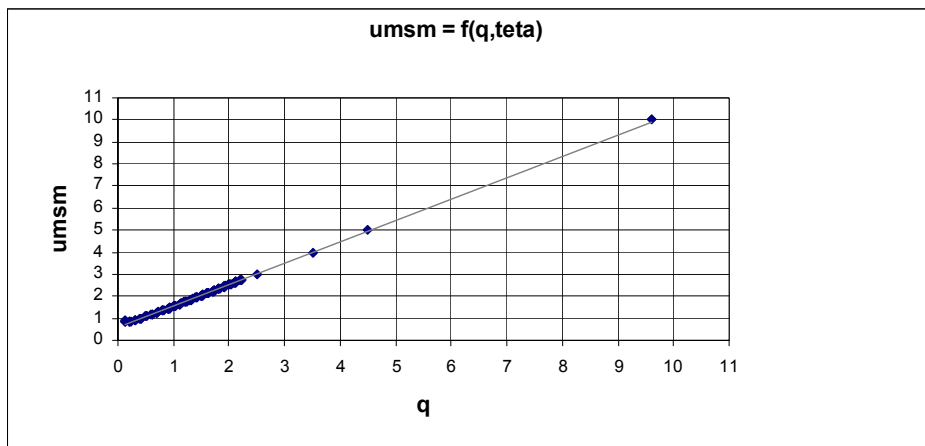


Figura 3.4 – Linearização da equação (3.6)

Uma amostra dos resultados de implementação dessa proposta, é então verificada na figura 3.5, onde são comparadas estratégias de MLP senoidal com e sem injeção de 3º harmônico. Também é realizada uma análise espectral para observar a amplitude alcançada pelas tensões de linha.

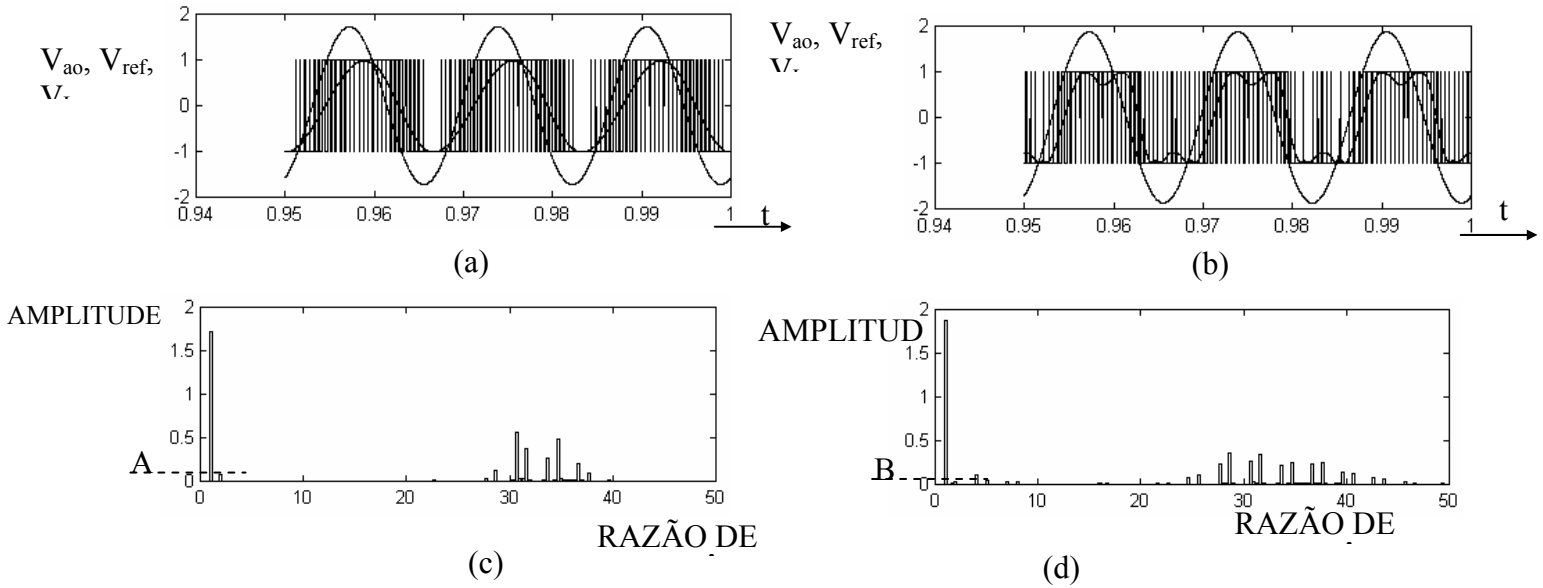


Figura 3.5 – (a) Tensões de saída, referência e de Linha do inversor em por unidade Com base $E/2$, quando utilizada a técnica de MLP Senoidal.
 (b) Tensões de saída, referência e de Linha do inversor em por unidade Com base $E/2$, quando utilizada a técnica com injeção de 3º harmônico segundo a equação proposta.
 (c) Espectro de frequência da tensão de linha quando utilizada a técnica de MLP Senoidal.
 (d) Espectro de frequência da tensão de linha quando utilizada a técnica com injeção de 3º harmônico segundo a equação proposta

3.3 – EFEITO DA INJEÇÃO DE 3º HARMÔNICO SOBRE A TENSÃO DE FASE

Questiona-se, nesta seção, a não influência da injeção de 3º harmônico sobre as tensões fase-neutro.

A partir de simulações, mostra-se que a DHT pouco muda diante da aplicação das diversas técnicas.

O cálculo de DHT é feito através da expressão 3.7 mostrada a seguir.

$$DHT = \frac{\sqrt{V_{ef}^2 - Vf_{ef}^2}}{Vf_{ef}} \quad (3.7)$$

Onde V_{ef} é o valor eficaz do sinal de tensão na saída do inversor e Vf_{ef} o valor eficaz da fundamental do mesmo.

Um estudo da Distorção Harmônica Total para diversas técnicas de modulação em função do índice de modulação é então realizado. Nas figuras 3.6, 3.7, 3.8 e 3.9 estão mostradas as formas de onda da tensão entre a fase “a” e a referência “o” (entre os capacitores do barramento CC (v_{ao})); Da tensão entre a fase a e o neutro flutuante da carga (v_{an}); Da tensão entre fases (v_{ab}) e suas respectivas componentes fundamentais juntamente com o espectro de frequência até a Quinta componente harmônica para um índice de modulação $m = 1$, na frequência de 60Hz com um período de amostragem de 1ms.

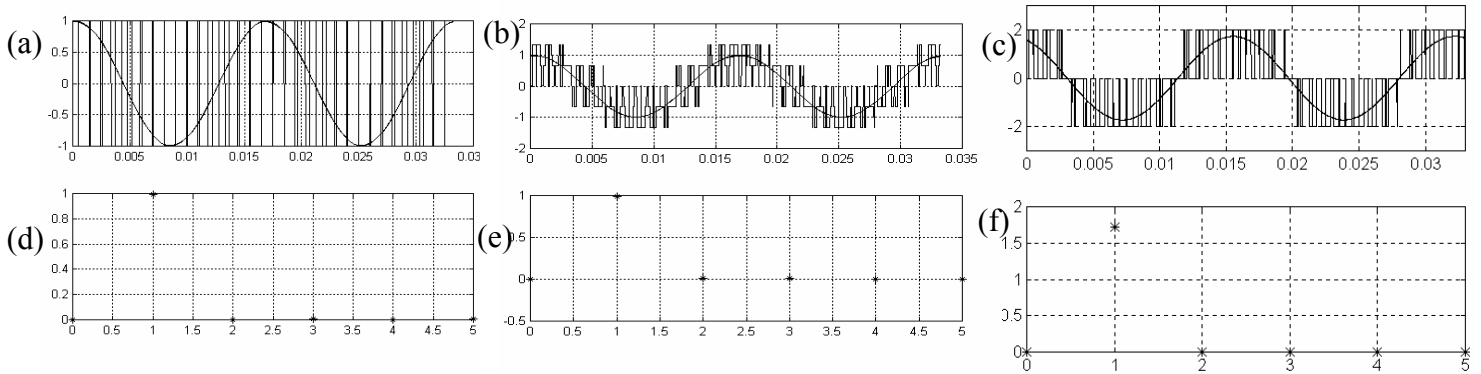


Fig3.6 - Modulação digital escalar gerada com uma tensão de referência senoidal : (a) Tensão v_{ao} , a fundamental e a combinação das cinco primeiras harmônicas (b) Tensão v_{an} , a fundamental e a combinação das cinco primeiras harmônicas. (c) Tensão v_{ab} , a fundamental e a combinação das cinco primeiras harmônicas. (d), (e) e (f) Espectro de amplitude contendo as cinco primeiras harmônicas das formas de onda de v_{ao} , v_{an} e v_{ab} das figuras (a), (b) e (c) respectivamente.

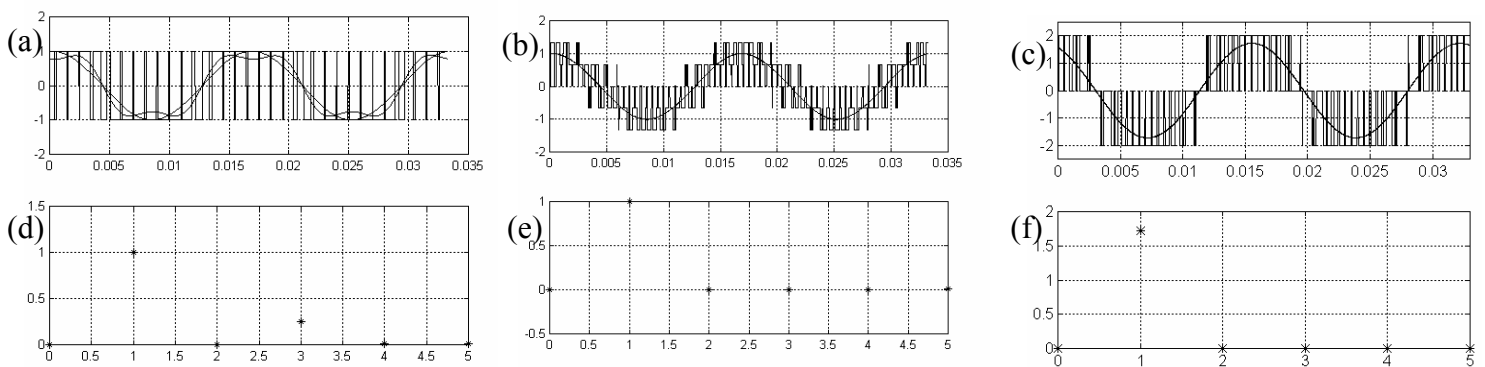


Fig3.7 - Modulação digital escalar gerada com uma tensão de referência co-senoidal com a introdução de $1/4$ da terceira harmônica: (a) Tensão v_{ao} , a fundamental e a combinação das cinco primeiras harmônicas (b) Tensão v_{an} , a fundamental e a combinação das cinco primeiras harmônicas. (c) Tensão v_{ab} , a fundamental e a combinação das cinco primeiras harmônicas. (d), (e) e (f) Espectro de amplitude contendo as cinco primeiras harmônicas das formas de onda de v_{ao} , v_{an} e v_{ab} das figuras (a), (b) e (c) respectivamente.

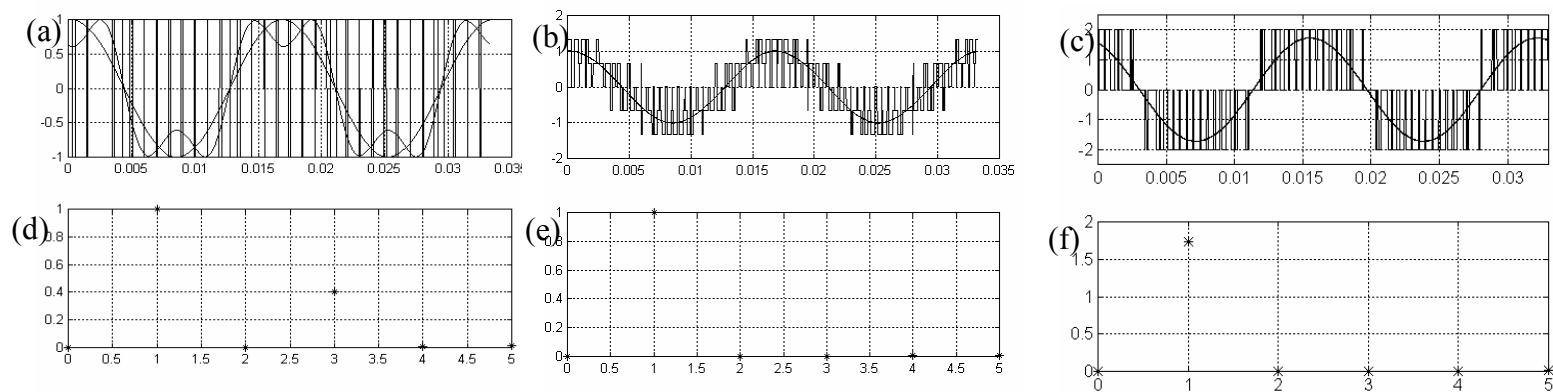


Fig3.8 - Modulação digital escalar gerada com uma tensão co-senoidal com a introdução da terceira harmônica cuja amplitude é calculada de tal forma que a onda distorcida atinja o valor máximo igual a "1pu": (a) Tensão v_{ao} , a fundamental e a combinação das cinco primeiras harmônicas (b) Tensão v_{an} , a fundamental e a combinação das cinco primeiras harmônicas. (c) Tensão v_{ab} , a fundamental e a combinação das cinco primeiras harmônicas. (d), (e) e (f) Espectro de amplitude contendo as cinco primeiras harmônicas das formas de onda de v_{ao} , v_{an} e v_{ab} das figuras (a), (b) e (c) respectivamente.

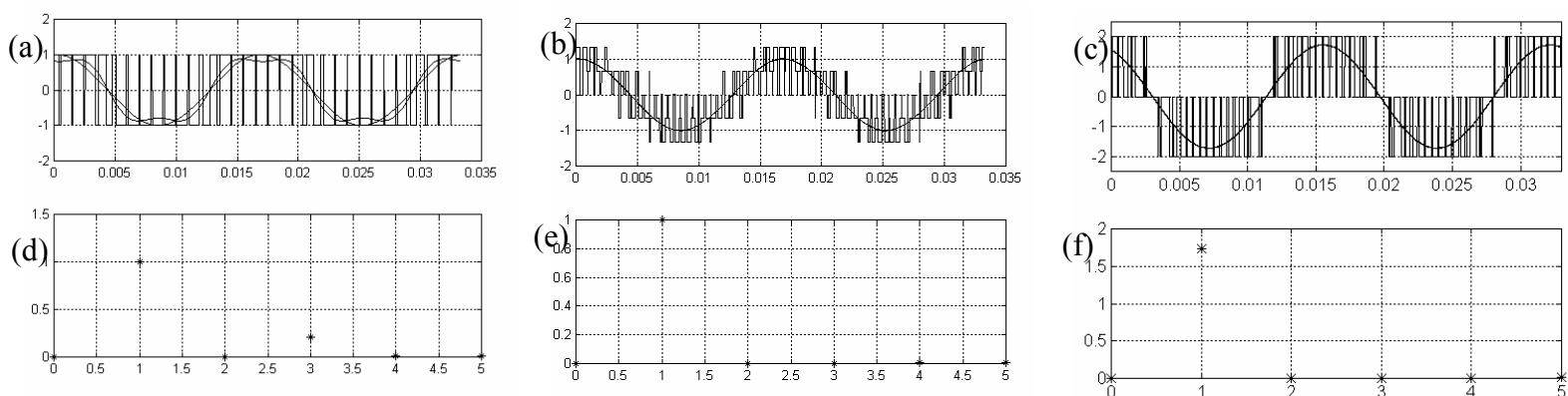


Fig3.9 - Modulação digital escalar gerada usando a técnica de modulação vetorial com $\mu = 0.5$: (a) Tensão v_{ao} , a fundamental e a combinação das cinco primeiras harmônicas (b) Tensão v_{an} , a fundamental e a combinação das cinco primeiras harmônicas. (c) Tensão v_{ab} , a fundamental e a combinação das cinco primeiras harmônicas. (d), (e) e (f) Espectro de amplitude contendo as cinco primeiras harmônicas das formas de onda de v_{ao} , v_{an} e v_{ab} das figuras (a), (b) e (c) respectivamente.

Observa-se, então, que o espectro de frequência da tensão fase e neutro assim como da tensão fase – fase para todos os casos são semelhantes até a quinta harmônica não havendo componentes de baixa ordem. E para melhor apreciação destes resultados, na fig. 3.10a e 3.10b é apresentada a DHT da tensão v_{an} e v_{ab} , respectivamente para todas as técnicas definidas anteriormente em função do índice de modulação.

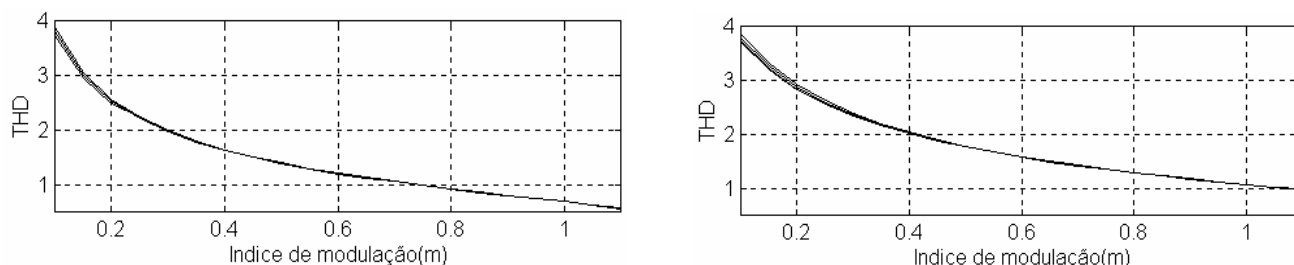


Fig. 3.10 – (a) Comportamento da DHT referente a tensão fase – neutro (v_{an}) de todas as técnicas apresentadas.
(b) Comportamento da DHT referente a tensão fase – fase (v_{ab}) de todas as técnicas apresentadas.

3.4 – CONCLUSÃO

Nos métodos de modulação por largura de pulso tradicionais, usam-se sinais modulantes sem quaisquer distorção. Verificou-se em estudos realizados por autores como Bowes (1997) e Nazareno (1998) a preocupação dos efeitos da injeção de 3º harmônico nestes sinais modulantes quando diz respeito aos resultados da DHT sobre as tensões de fase.

Portanto os resultados apresentados neste capítulo indicam que a injeção de 3º harmônico quase não afetam as tensões de fase, bem como a DHT, onde é mostrado que, independente da técnica de modulação aplicada, o comportamento da distorção referente a tensão fase-neutro pouco difere uma da outra.

4 - PROPOSTA DE IMPLEMENTAÇÃO DE UMA TÉCNICA DE MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO.

4.1 – INTRODUÇÃO

Sabe-se que a técnica de MLP Vetorial é baseada na teoria de vetores espaciais e observa-se que, na mesma, o vetor tensão médio produzido depende apenas dos intervalos de aplicação dos vetores ativos. Broeck (1988). A partir deste princípio percebe-se que há liberdade para estabelecer um padrão qualquer, inclusive o adequado à implementação da MLP Vetorial propriamente dita (onde os intervalos de tempo de roda livre são iguais) através da monitoração de uma constante μ , chamada de razão de distribuição dos vetores nulos, simplificando de uma forma geral a geração de uma MLP, bem como o esforço computacional gerado por esta.

4.2 – RESUMO TEÓRICO

Estuda-se no capítulo 2 as técnicas de modulação de largura de pulso, entre elas a técnica de MLP escalar digital. A configuração da saída digital desenvolvida através do sistema de equações (2.48), donde são geradas as razões cíclicas para os ângulos de 0° , 30° e 60° , é então copiada e mostrada na figura 4.1.

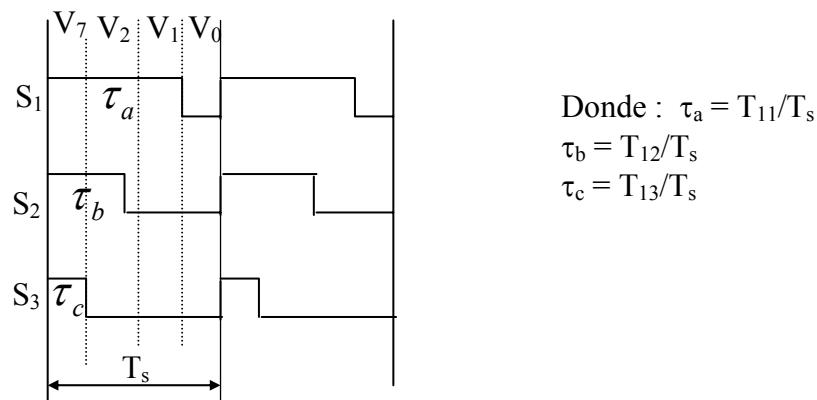


Figura 4.1 – Saída digital desenvolvida Para o setor I

Analisando a figura 4.1, vê-se que são aplicados os vetores ativos adjacentes e vetores nulos no início e no fim do período de chaveamento, o que implica em um comportamento que compreende a minimização de harmônicos na corrente de saída do inversor.

A tendência natural é que no próximo período de chaveamento se mantenha o mesmo padrão, ou seja, o nível lógico seja 1 (um) no início e 0 (zero) no fim. Segundo esta proposição é feita uma simulação com o motor de indução em regime nas frequências nominal e metade da nominal, mantendo V/f constante. As figuras 4.2 e 4.3 mostram o comportamento da corrente na saída do inversor bem como seu conteúdo harmônico.

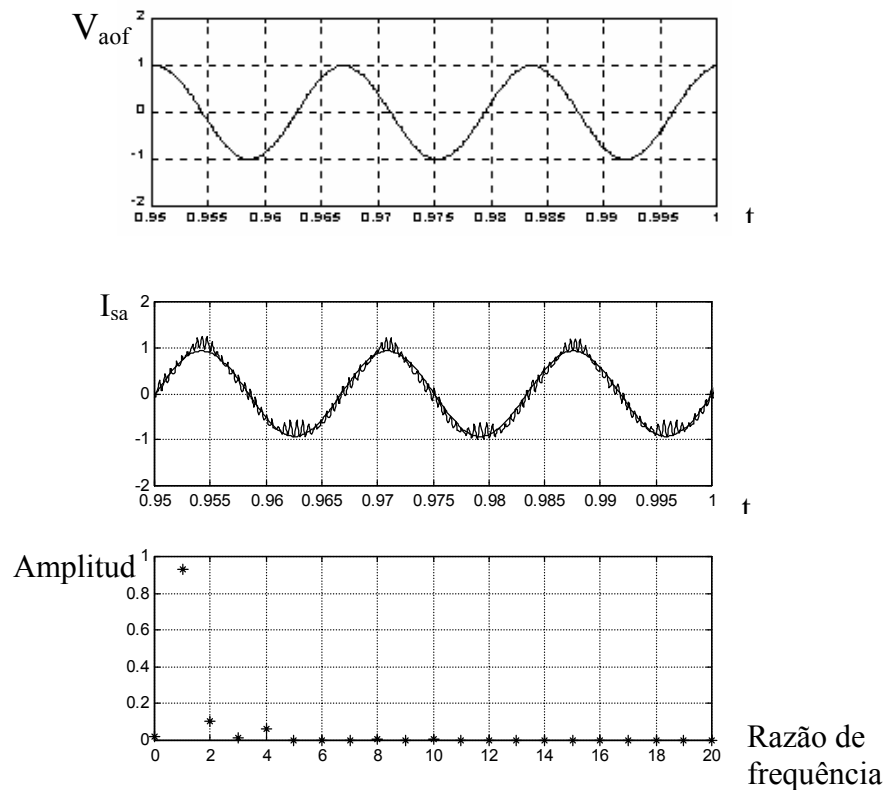


Figura 4.2 – (a) Fundamental da tensão V_{ao} em pu com relação a tensão de barramento $E=311V$ para uma frequência de 60Hz.

(b) Corrente da fase A aplicada a carga com um erro eficaz de 0.1330 e a respectiva fundamental.

(c) Espectro de frequência da corrente de carga na fase A

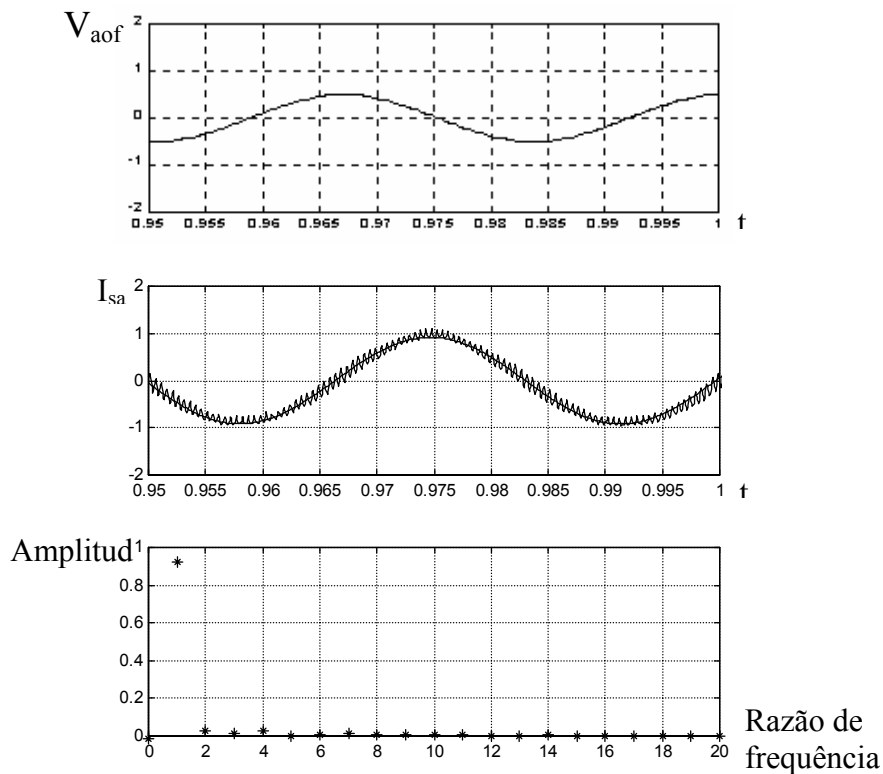


Figura 4.3 – (a) Fundamental da tensão V_{ao} em pu com relação a tensão de barramento $E=311V$ para uma frequência de 30Hz.

(b) Corrente da fase A aplicada a carga com um erro eficaz de 0.0617 e a respectiva fundamental.

(c) Espectro de frequência da corrente de carga na fase A.

Observa-se dessa forma nas figuras 4.2b e 4.3b uma não simetria da corrente em torno de sua fundamental, acarretando em um erro de corrente acentuado.

A forma de anular esta assimetria é inverter o padrão no próximo período de amostragem como pode ser visto na figura 4.4 e não repeti-lo como estava sendo feito.

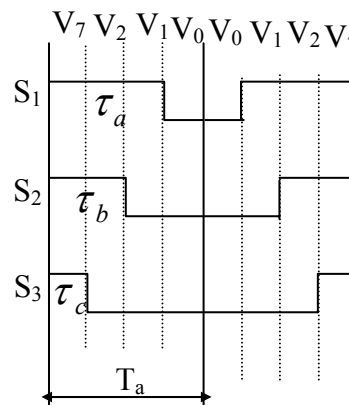


Figura 4.4 - Padrão de chaveamento resultante para o setor I

Esta inversão do padrão no período seguinte é possível quando se calcula o tempo τ_a , utilizando-se os mesmos vetores do setor em questão, contanto que se inverta a ordem de aplicação destes em relação ao primeiro período de amostragem, como pode ser observado na figura 4.4.

Alguns exemplos ilustrativos para os setores I, II e III são mostrados na figura 4.5.

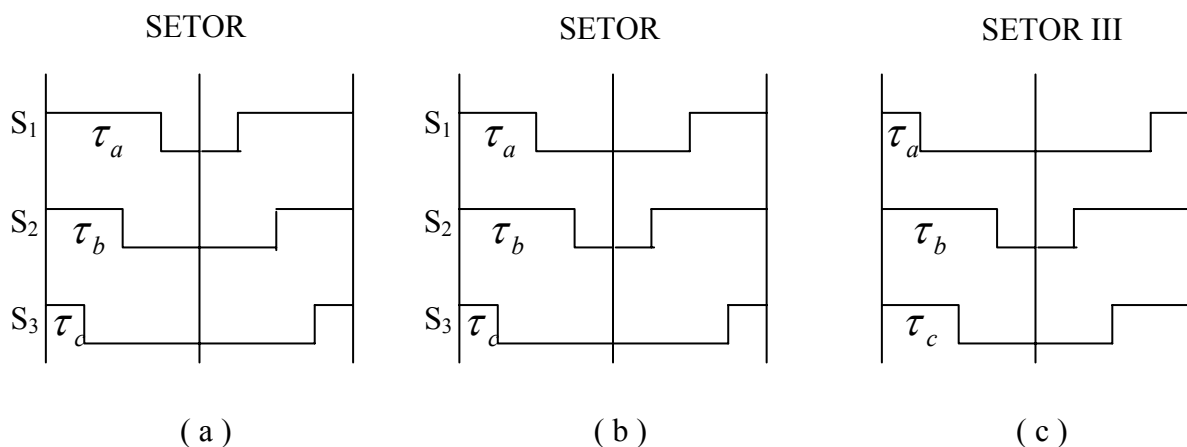


Figura 4.5 – (a) Padrão de chaveamento resultante para o setor I
 (b) Padrão de chaveamento resultante para o setor II
 (c) Padrão de chaveamento resultante para o setor III

Com esta modificação no padrão de chaveamento, observa-se que o erro de corrente torna-se simétrico em relação à fundamental como mostrado nas figuras 4.6b e 4.7b. As simulações que seguem foram feitas para frequências síncronas de 60Hz e 30Hz, indicadas nas figuras 4.6 e 4.7, respectivamente, com tensão de barramento $E = 311V$, e índice de modulação $m = 1$.

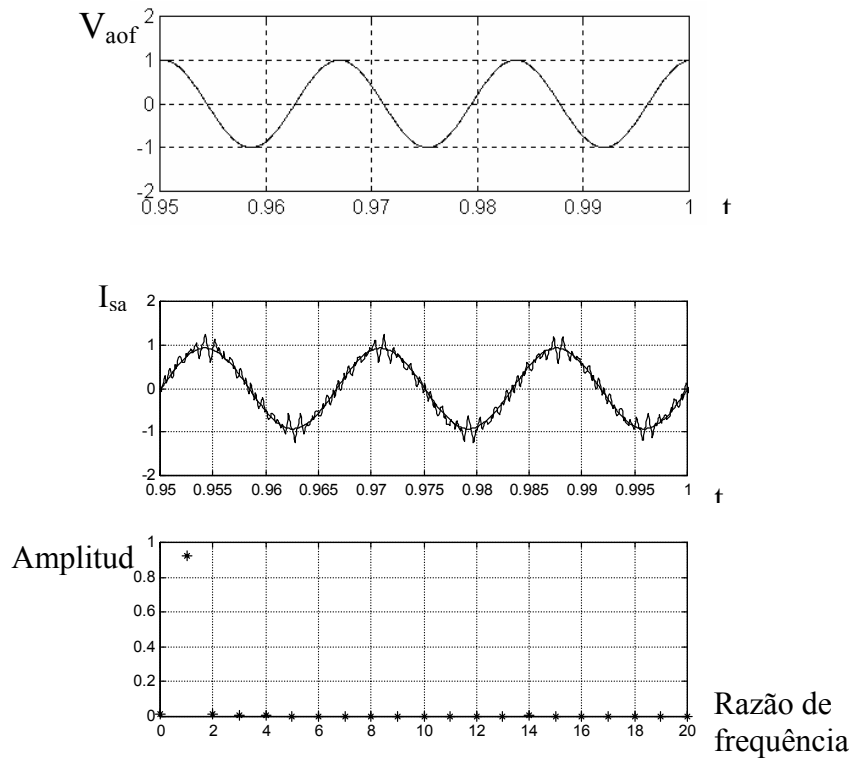


Figura 4.6 – (a) Fundamental da tensão V_{ao} em pu com relação a tensão de barramento $E=311V$ para uma frequência de 60Hz.
 (b) Corrente da fase A aplicada a carga com um erro eficaz de 0.0617 e a respectiva fundamental.
 (c) Espectro de frequência da corrente de carga na fase A

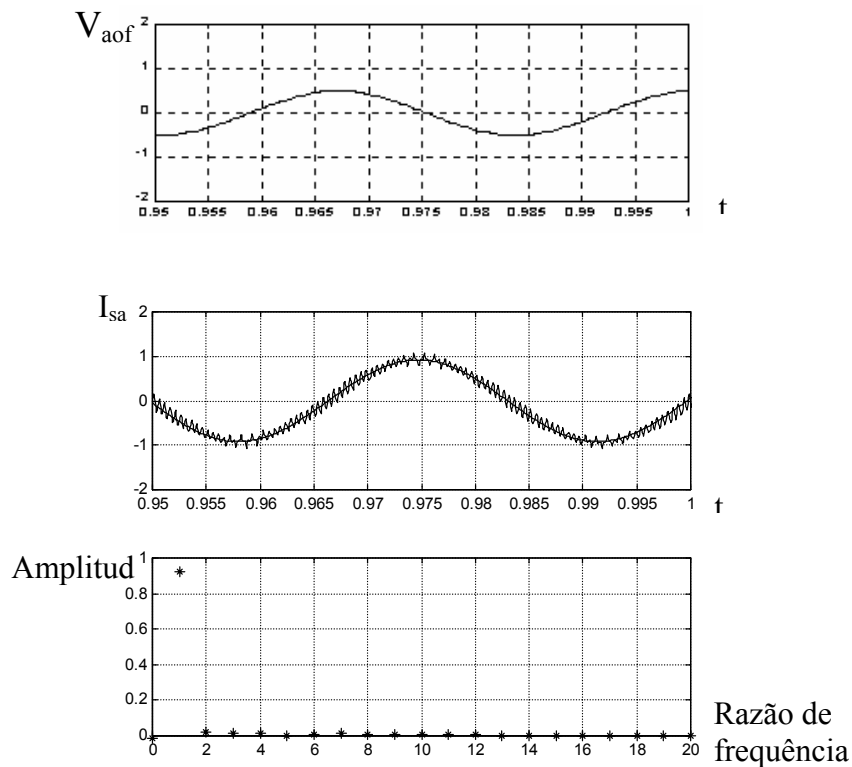


Figura 4.7 – (a) Fundamental da tensão V_{ao} em pu com relação a tensão de barramento $E=311V$ para uma frequência de 30Hz.
 (b) Corrente da fase A aplicada a carga com um erro eficaz de 0.0617 e a respectiva fundamental.
 (c) Espectro de frequência da corrente de carga na fase A

4.3 – GERAÇÃO DE INTERVALOS DE TEMPO τ_a^* , τ_b^* e τ_c^* QUE QUANDO CARREGADOS, SÃO CAPAZES DE PRODUZIR PADRÕES CORRESPONDENTES AOS DA MLP VETORIAL.

Verificou-se no capítulo 2, que a principal diferença entre a técnica de modulação escalar digital e a técnica de modulação vetorial, era que o tempo de aplicação de cada vetor nulo V_0 e V_7 apresentava diferença em cada período de chaveamento.

Neste capítulo, propõe-se então desenvolver uma técnica capaz de gerar um fator, para que somado aos intervalos de tempo τ_a , τ_b e τ_c , calculados a partir da implementação da modulação escalar digital, possam resultar em novos valores definidos por τ_a^* , τ_b^* e τ_c^* . Estes, quando então carregados em um contador digital, geram padrões de chaveamento que passam a apresentar intervalos de tempo de roda livre iguais, o que implica na modulação vetorial, como pode ser observado nos exemplos mostrados no decorrer deste capítulo. A técnica se baseia no seguinte aspecto: Considere um padrão de chaveamento qualquer, como mostra a figura 4.8.

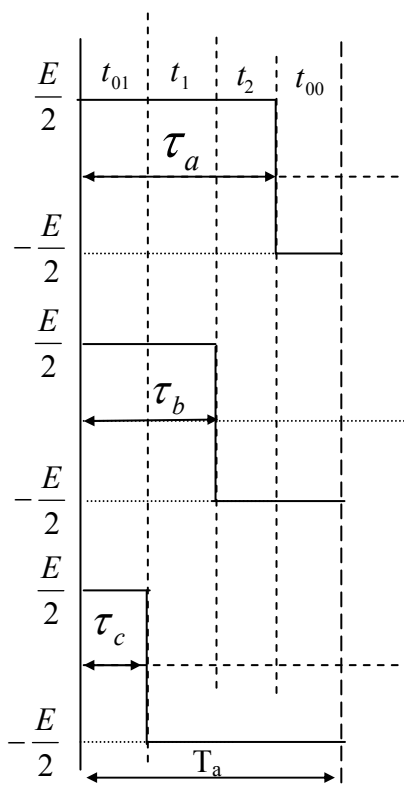


Figura 4.8 – Padrão de chaveamento

Observa-se na modulação vetorial que a amplitude do vetor produzido é definida apenas pelos intervalos de tempo de aplicação dos vetores ativos. Dessa forma é importante que estes intervalos sejam mantidos constantes quando determinados os novos valores de razões cíclicas.

Considere que $t_{11} = t_1 + t_2$, é o tempo total de aplicação dos vetores ativos em um período de chaveamento T_s .

Observa-se então que a partir dos padrões de chaveamento da figura 4.8, t_{11} pode ser dado da seguinte forma:

$$t_{11} = \tau_a - t_{01} \quad (4.1)$$

onde percebe-se que, neste setor em particular $\tau_a = \tau_{\max}$ e $t_{01} = \tau_c = \tau_{\min}$. Logo, t_{11} pode ser escrito de uma forma genérica para qualquer setor como estabelece a equação (4.2).

$$t_{11} = \tau_{\max} - \tau_{\min} \quad (4.2)$$

E que para um caso particular, dado que os intervalos de tempo de roda livre sejam iguais ($t_{01} = t_{00}$), e t_0 representa o intervalo de tempo total de roda livre, ou seja, $t_0 = t_{00} + t_{01}$, tem-se que $t_{01} = t_{00} = t_0/2$, obtém-se, assim a equação (4.3).

$$t_{01} = \frac{t_{01} + t_{00}}{2} \quad (4.3)$$

Mantendo-se então o intervalo de tempo t_{11} constante e a partir das equações (4.2) e (4.3), tem-se que

$$\tau^*_a = t_{11} + t_{01} \quad (4.4)$$

$$\tau^*_a = (\tau_a - t_{01}) + (t_{01} + t_{00})/2 \quad (4.5)$$

Desenvolvendo, vem

$$\tau^*_a = \tau_a + \frac{t_{00} - t_{01}}{2} \quad (4.6)$$

Analogamente,

$$\tau^*_b = \tau_b + \frac{t_{00} - t_{01}}{2} \quad (4.7)$$

$$\tau^*_c = \tau_c + \frac{t_{00} - t_{01}}{2} \quad (4.8)$$

Dessa forma, é possível a aquisição de novos intervalos de tempo, que quando processados é verificado que o tempo de aplicação dos vetores nulos torna-se igual, no início e no fim do período de chaveamento, da mesma forma que acontece na modulação vetorial. Um exemplo deste fato é mostrado para o setor I, como se verifica a seguir:

A partir do sistema de equações

$$\begin{cases} T_{11} = \frac{T_s}{2} \left[1 + \frac{V_m \cos(\omega t_k)}{E/2} \right] \\ T_{12} = \frac{T_s}{2} \left[1 + \frac{V_m \cos(\omega t_k - 120^\circ)}{E/2} \right] \\ T_{13} = \frac{T_s}{2} \left[1 + \frac{V_m \cos(\omega t_k + 120^\circ)}{E/2} \right] \end{cases} \quad (4.9)$$

E fazendo $\omega t_k = 60^\circ$, tem-se que,

$\tau_a = 0.75$, $\tau_b = 0.75$ e $\tau_c = 0$, formando assim um padrão de chaveamento, onde os intervalos de tempo de aplicação dos vetores nulos não são iguais, como pode ser observado na sequência.

$$t_{11} = \tau_b - \tau_c \quad t_{11} = 0.75 \quad \Leftrightarrow$$

Calculando, então t_{01} e t_{00}

$$\begin{aligned} t_{01} &= \tau_b - t_{11}, \quad t_{01} = 0; \\ t_{00} &= T_s - \tau_b, \quad t_{00} = 0.25. \end{aligned}$$

Partindo, então das equações (4.6), (4.7) e (4.8) e substituindo os valores de τ_a, τ_b e τ_c assim como t_{01} e t_{00} , calcula-se os valores dos intervalos de tempo τ^*_a, τ^*_b e τ^*_c que após implementados, formam um padrão de chaveamento, tornando os intervalos de tempo de aplicação dos vetores nulos, iguais no início e no fim do período de chaveamento, como pode ser mostrado a seguir,

Das equações,

$$\tau^*_a = \tau_a + \frac{t_{00} - t_{01}}{2}$$

$$\tau^*_b = \tau_b + \frac{t_{00} - t_{01}}{2}$$

$$\tau^*_c = \tau_c + \frac{t_{00} - t_{01}}{2}$$

Obtém-se, $\tau^*_a = 0.875$, $\tau^*_b = 0.875$ e $\tau^*_c = 0.125$, donde a partir da diferença $\tau^*_b - \tau^*_c$, calcula-se o intervalo de aplicação dos vetores ativos, que equivale a $t_{11} = 0.75$.

Calcula-se, finalmente t_{00} e t_{01} pertencentes a esse novo padrão implementado, onde $t_{01} = \tau^*_b - t_{11}$ e $t_{00} = T_c - \tau^*_b$, encontrando os valores $t_{01} = 0.125$ e $t_{00} = 0.125$.

Observe que os intervalos de tempo de aplicação dos vetores nulos tornam-se iguais, como o desejado.

4.4 – GERAÇÃO DE UM PADRÃO DE CHAVEAMENTO QUALQUER A PARTIR DA ESCOLHA DO VALOR DE μ .

É importante observar que a mudança provocada nos intervalos de tempo t_{00} e t_{01} não alteram o valor do intervalo de tempo total de roda livre t_0 . Isto é verdade a partir do momento em que os intervalos de tempo de aplicação dos vetores ativos t_{11} foram mantidos constantes.

A partir deste princípio, verifica-se que na proporção que t_{01} aumenta, t_{00} diminui, e vice-versa. Portanto é possível definir uma razão de distribuição dos pesos destes intervalos de tempo. Esta razão é então definida como mostra a equação (4.10).

$$\mu = \frac{t_{01}}{t_{00} + t_{01}} \quad (4.10)$$

Donde, a constante μ é chamada de razão de distribuição.

A Partir da equação 4.4, tem-se que $\tau^*_a = t_{11} + t_{01}$, onde $t_{11} = \tau_{\max} - \tau_{\min}$ e da equação 4.10, $t_{01} = \mu(t_{00} + t_{01})$, substituindo então as expressões de t_{11} e t_{01} em τ^*_a , obtém-se

$$\tau^*_a = \tau_a - \tau_{\min} + \mu(t_{00} + t_{01}), \quad t_{01} = \tau_{\min}$$

e desenvolvendo, encontra-se

$$\tau^*_a = \tau_a + \mu t_{00} - (1 - \mu) \tau_{\min} \quad (4.11)$$

Percebe-se na equação 4.11, a presença de uma expressão dependente de μ que será definida por $\tau_{aux} = \mu t_{00} - (1 - \mu) \tau_{\min}$. Observa-se que o mesmo somado a τ_a gera um novo intervalo de tempo τ^*_a que quando carregado nos contadores digitais, torna-se possível gerar um padrão de chaveamento generalizado.

Logo, tem-se que

$$\tau^*_a = \tau_a + \tau_{aux} \quad (4.12)$$

Analogamente

$$\tau^*_b = \tau_b + \tau_{aux} \quad (4.13)$$

$$\tau^*_c = \tau_c + \tau_{aux} \quad (4.14)$$

A partir, então de um valor determinado para μ , é possível ser implementado um padrão de chaveamento equivalente ao abordado na técnica de modulação vetorial ($\mu=0.5$), ou outro padrão, como mostra o exemplo dado na figura 4.9.

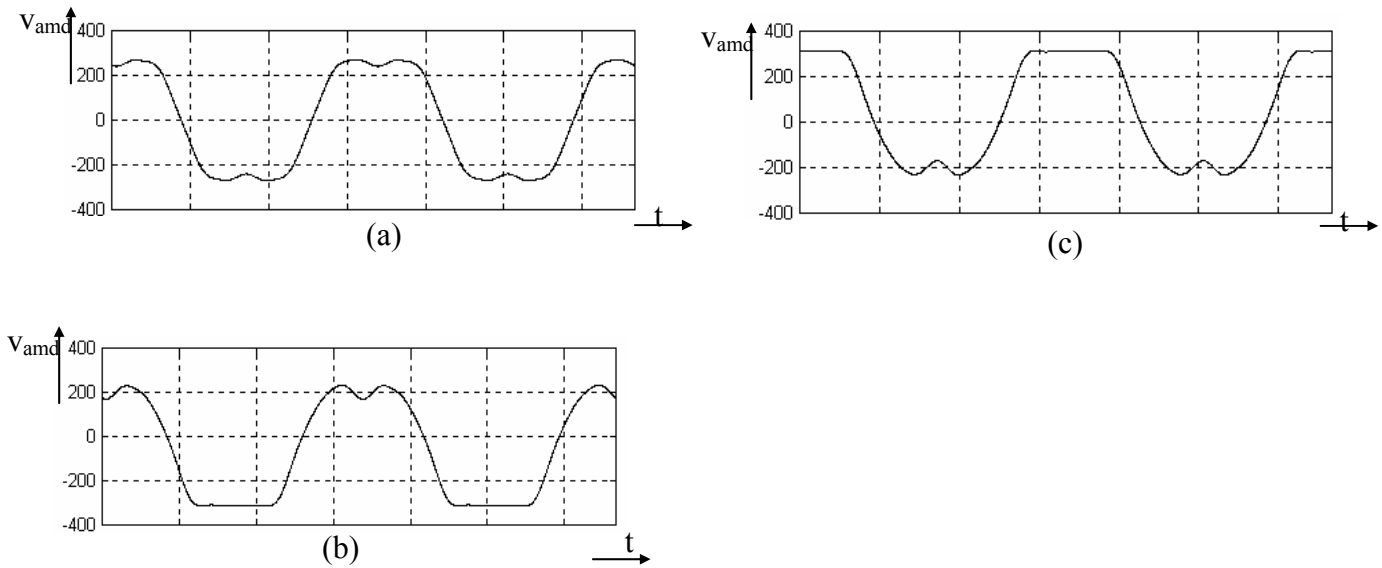


Figura 4.9 - (a) Sinal modulante não senoidal para $\mu = 0.5$
 (b) Sinal modulante não senoidal para $\mu = 0$
 (c) Sinal modulante não senoidal para $\mu = 1$

4.5 - IMPLEMENTAÇÃO DA TÉCNICA EM HARDWARE

Quanto à implementação do hardware, os tempos programados são oriundos dos valores de τ_a^* , τ_b^* , τ_c^* , carregados em contadores digitais do tipo crescente/decrescente com o objetivo principal de possibilitar uma inversão de padrão como pode ser visto na figura 4.21.

Para que isso seja possível, uma rotina de implementação é então proposta no software, como pode ser observada no fluxograma, mostrado na figura 4.20.

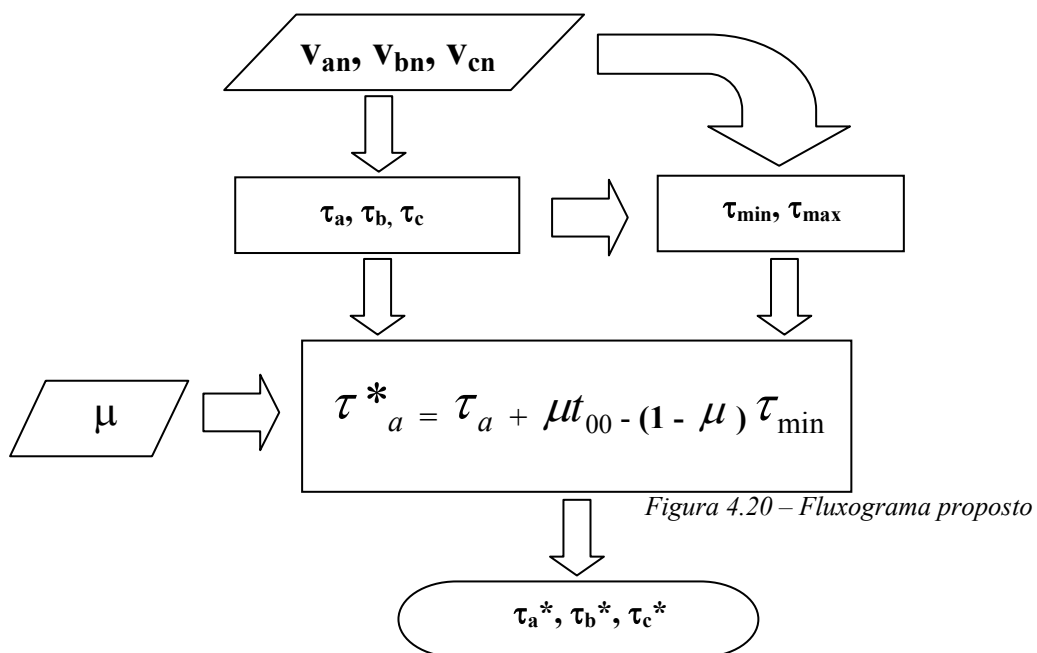


Figura 4.20 – Fluxograma proposto

O sinal lógico c/d define o tipo de contagem da seguinte maneira:

$$c/d = \begin{cases} 0 & \text{Contagem crescente} \\ 1 & \text{Contagem decrescente} \end{cases}$$

Dado então o pulso de comando para carregamento de τ_a^* , τ_b^* e τ_c^* , tem-se o, início de geração de um padrão de chaveamento espelhado, como o proposto.

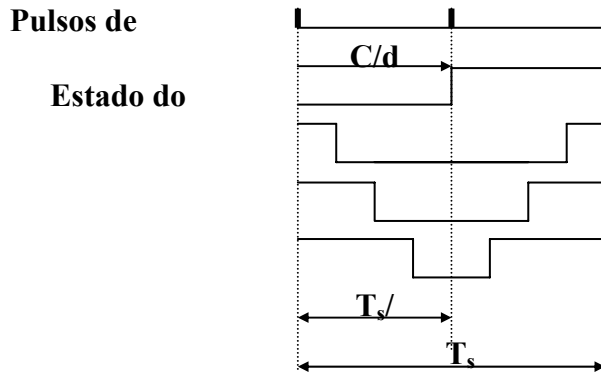


Figura 4.21- Funções de chaveamento geradas por contadores programáveis, durante um período de chaveamento.

De acordo com o nível lógico especificado por c/d, os três contadores acionados por um sinal de relógio de período T, efetuam suas respectivas contagens.

No início de cada período de chaveamento, quando $c/d = 0$, a saída do contador permanece em nível lógico 1 durante a contagem dos tempos τ_i^* , ($i = a, b, c$). Logo após o término deste tempo, o nível lógico na saída dos contadores torna-se zero. Quando $c/d = 1$, o nível lógico de saída dos contadores permanece em zero durante a contagem de tempo equivalente a $(T_s - \tau_i^*)$. Este intervalo de tempo, quando finalizado, faz com que a saída do contador comute para 1 até que o período de chaveamento esteja completo. O circuito que possibilita a execução desta operação é mostrado na figura 4.22.

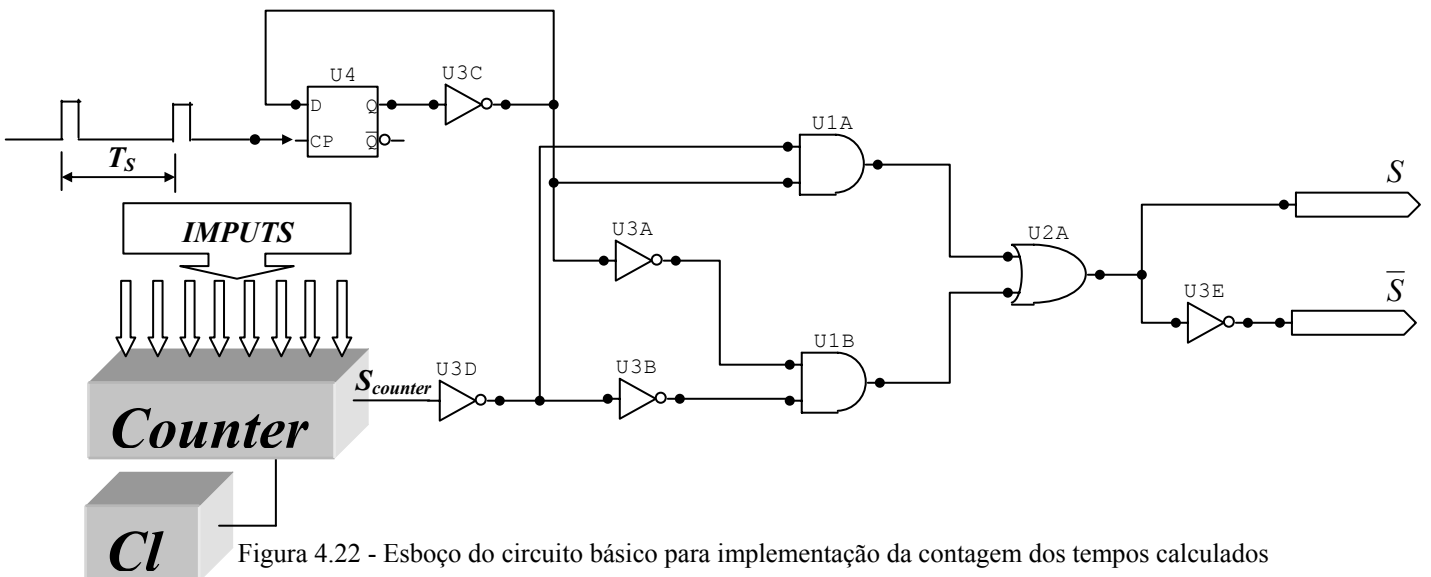


Figura 4.22 - Esboço do circuito básico para implementação da contagem dos tempos calculados

A idéia de funcionamento deste circuito é que a saída S inicie em nível lógico "1" e caso não haja mudança de estado na saída do flip-flop U4, a saída S acompanha o comportamento da saída do contador S_{counter} . O que corresponde a cada período TS um padrão repetitivo. Porém o que na verdade ocorre é uma mudança periódica no estado de saída do flip-flop U4, e esta é provocada através de pulsos de clock aplicados ao mesmo, este pulso é introduzido no final do período de chaveamento T_s oriundo da saída do controle via software, quando se verifica então a inversão do padrão esperado, como mostrado na figura 4.21, e dessa forma o padrão proposto é aplicado para o comando das chaves do inversor, através das saídas S_i e $\overline{S_i}$ ($i = 1,2,3$).

4.6 - CONCLUSÃO

É visto que, através da manipulação de expressões algébricas de uma forma puramente escalar e partindo de alguns conceitos e considerações, é possível se determinar um fator definido por " τ^*_{aux} " (em função de uma constante definida por " μ "), que é acrescentado aos intervalos de tempo de fechamento das chaves τ_a , τ_b e τ_c , criando assim novos intervalos τ^*_a , τ^*_b e τ^*_c , que quando carregados no contador possibilitam a geração de um padrão qualquer. Esta escolha dependerá do valor da constante " μ " assumido. Percebe-se então a flexibilidade de implementar um padrão qualquer, inclusive o padrão que caracteriza a Modulação por Largura de Pulso Vetorial quando " $\mu = 0.5$ ".

É notável quando da implementação desta técnica de modulação, a semelhança para com a técnica de MLP Vetorial, trazendo não apenas as vantagens envolvidas neste tipo de modulação, mas também, o que é muito importante, um algoritmo muito simples e esforço computacional bastante reduzido em relação ao método convencional desenvolvido por Broeck. Além deste perfil apresentado pela técnica proposta, verifica-se sua viabilidade quanto à flexibilidade de geração de padrões diversos, o que pode colaborar para futuras pesquisas neste ramo.

5. INTERFACE PWM PARA PC

5.1 – INTRODUÇÃO

Neste capítulo é descrita uma interface digital para geração de sinais modulados por largura de pulso. O objetivo de desenvolvimento deste circuito foi para interfacear um microcomputador PC com um inversor trifásico, a fim de permitir o controle do mesmo via microcomputador. A técnica de Modulação por Largura de Pulso (MLP) foi escolhida pelas características e vantagens proporcionadas ao controle digital.

5.2 – DESCRIÇÃO DOS COMPONENTES DA INTERFACE

Para o projeto da interface foram empregados circuitos integrados para a transferência de dados utilizando o microcomputador. Dentre estes circuitos, encontra-se o integrado 8255 da INTEL que é um periférico de interface programável, o integrado 74LS138 que é um decodificador 3(três) para 8(oito), ou seja, temos 8(oito) endereços diferentes a partir de 3(três) linhas de endereçamento além do integrado EPM7128SLC84-7 da família MAX do fabricante ALTERA que é um chip programável.

5.2.1 – CIRCUITO INTEGRADO 8255

O circuito integrado 8255 da INTEL como já citado, é um periférico de interface programável, que é utilizado para conexão de dispositivos externos ao barramento do sistema. O barramento de dados é de 8(oito) bits, e a transmissão desses dados pode ser feita de forma uni ou bidirecional. Os pinos de controle podem ser utilizados diretamente do barramento do microcomputador, simplificando assim o método de operação do 8255.

O integrado possui 3 portas: A, B e C de 8(oito) bits, que podem ser programadas como entrada e saída de forma independente, exceto a C que é dividida em dois grupos de 4 bits que operam independentes entre si, chamados de porta C alta e porta C baixa, conforme figura 5.1 observada logo abaixo.

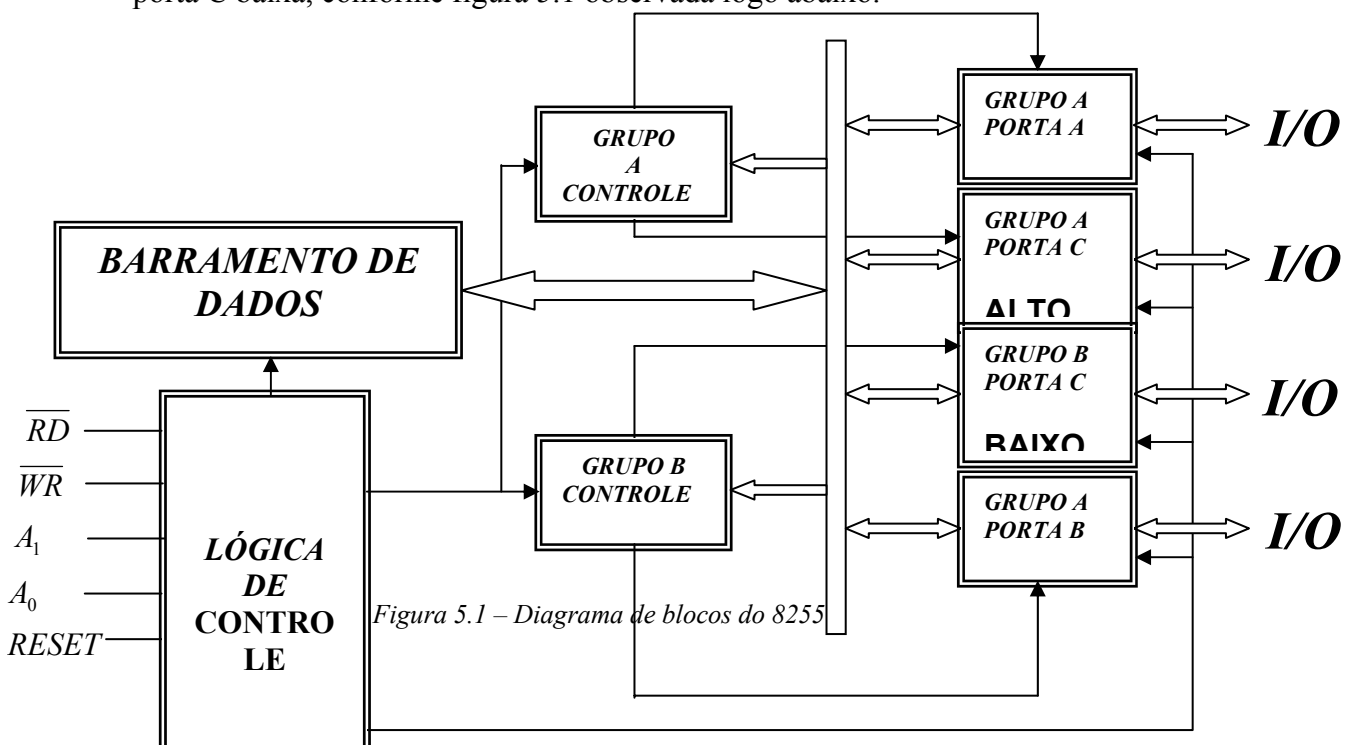


Figura 5.1 – Diagrama de blocos do 8255

A seleção de uma dessas três portas se dá através das entradas A_0 e A_1 , conjuntamente com sinais nas entradas $\overline{RD}(READ)$ e $\overline{WR}(WRITE)$ para a respectiva leitura ou escrita de um dado de controle ou status do sistema. A entrada $\overline{RD}(READ)$ deverá estar em nível 0(zero) para que o CI esteja habilitado a leitura e 1(um) para desabilitá-lo, enquanto a entrada $\overline{WR}(WRITE)$ deverá estar em 0(zero) para que o integrado esteja habilitado a escrita e 1(um) para desabilitá-lo a esta operação. Estas entradas assim como o RESET são normalmente interligadas, respectivamente aos pinos RESET, $\overline{RD}(READ)$ e $\overline{WR}(WRITE)$ do barramento ISA, sendo as duas últimas controladas assim pelo comando executado pelo programa utilizado.

A entrada $\overline{CS}(CHIP SELECT)$ habilita a comunicação entre o integrado 8255 e a CPU, esta entrada deverá estar em nível lógico 0(zero) para que haja esta habilitação e em 1(um), para que o desabilite. Um resumo de operação básica do integrado 8255 é descrito na tabela 5.1, vista a seguir.

| A_1 | A_0 | \overline{RD} | \overline{WR} | \overline{CS} | OPERAÇÃO DE ENTRADA(READ) |
|-------|-------|-----------------|-----------------|-----------------|-------------------------------------------|
| 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | PORTA A \Rightarrow BARRAMENTO DE DADOS |
| 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | PORTA B \Rightarrow BARRAMENTO DE DADOS |
| 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | PORTA C \Rightarrow BARRAMENTO DE DADOS |
| | | | | | OPERAÇÃO DE SAÍDA(WRITE) |
| 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | BARRAMENTO DE DADOS \Rightarrow PORTA A |
| 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | BARRAMENTO DE DADOS \Rightarrow PORTA B |
| 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | BARRAMENTO DE DADOS \Rightarrow PORTA C |
| 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | BARRAMENTO DE DADOS CONTROLE |

Tabela 5.1 – Operação básica do 8255

O integrado 8255 possui 3 modos de operação: Modo 0, Modo 1 e Modo 2, O modo 0, por exemplo, quando selecionado, faz com que as portas A, B e C funcionem, simplesmente como saída de dados. Mas, é importante perceber que inicialmente é preciso enviar uma palavra de comando que especifique este modo de funcionamento assim como os outros. A figura 5.2 mostra como é definida esta palavra de comando.

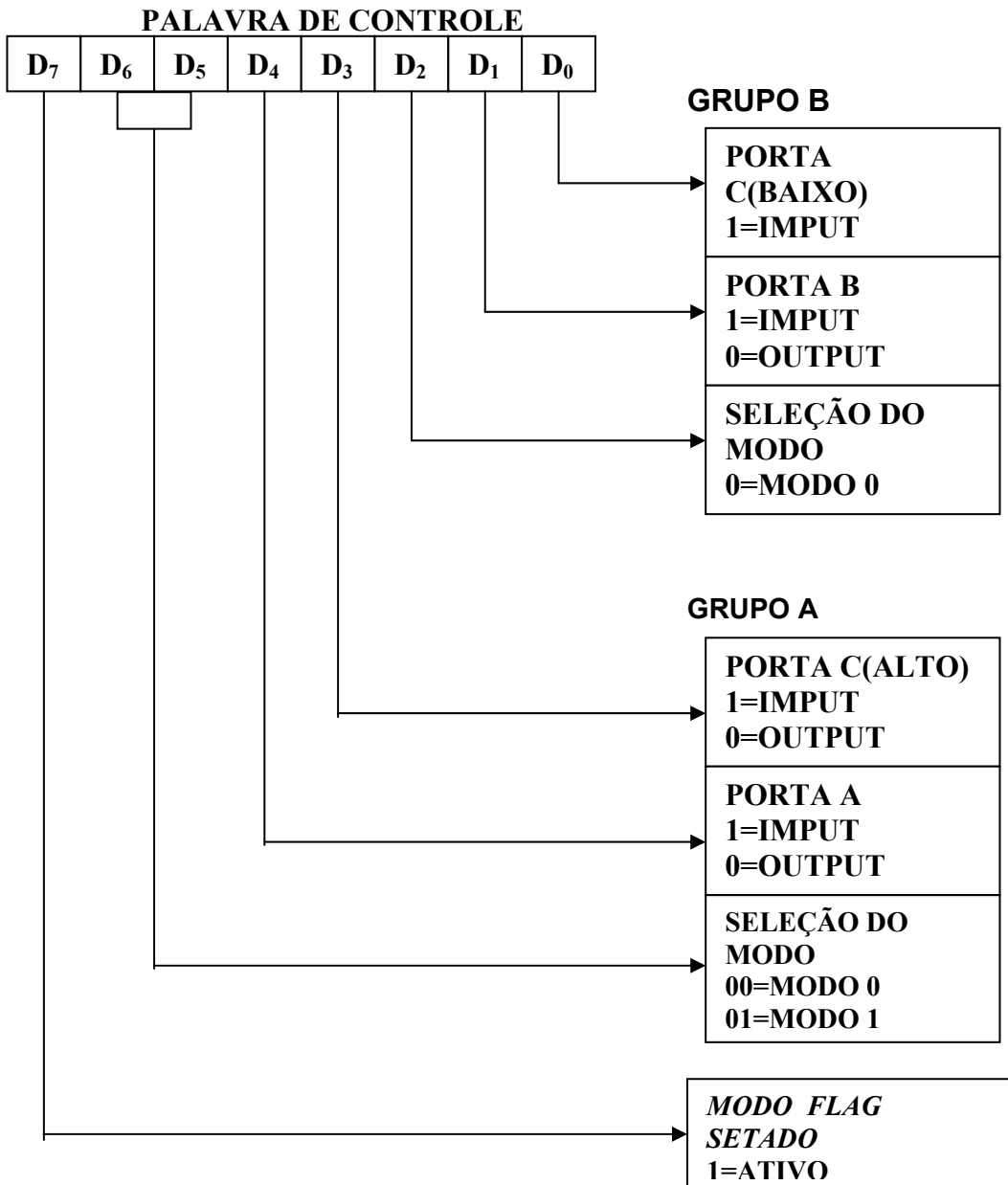


Figura 5.2 – Definição do modo de operação

5.2.2 – O CIRCUITO INTEGRADO 74LS138

O CI 74LS138 pelo fato de ser um decodificador 3(três) para 8(oito), apresenta três entradas A, B e C destinadas a seleção da saída do sinal resultante em $\overline{G_2}^* = \overline{G_{2A}} + \overline{G_{2B}}$. A habilitação da saída ou não deste sinal através das portas Y₀,Y₇ será dada pelo nível lógico aplicado ao terminal G₁, caso o nível seja 0(zero), o CI estará desabilitado, caso seja 1(um), o CI estará habilitado, como pode ser observado no modo de operação verificado na tabela 5.2 a seguir.

| HABILITAÇÃO DAS ENTRADAS | | SELEÇÃO DAS ENTRADAS | | | SAÍDAS | | | | | | | |
|--------------------------|--------------------|----------------------|---|---|--------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
| G_1 | $\overline{G_2}^*$ | C | B | A | Y_0 | Y_1 | Y_2 | Y_3 | Y_4 | Y_5 | Y_6 | Y_7 |
| X | 1 | X | X | X | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| 0 | X | X | X | X | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 |
| 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 |
| 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 |
| 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 |

Tabela 5.2 –

5.2.3 – CIRCUITO INTEGRADO EPM7128SLC84-7 DA ALTERA

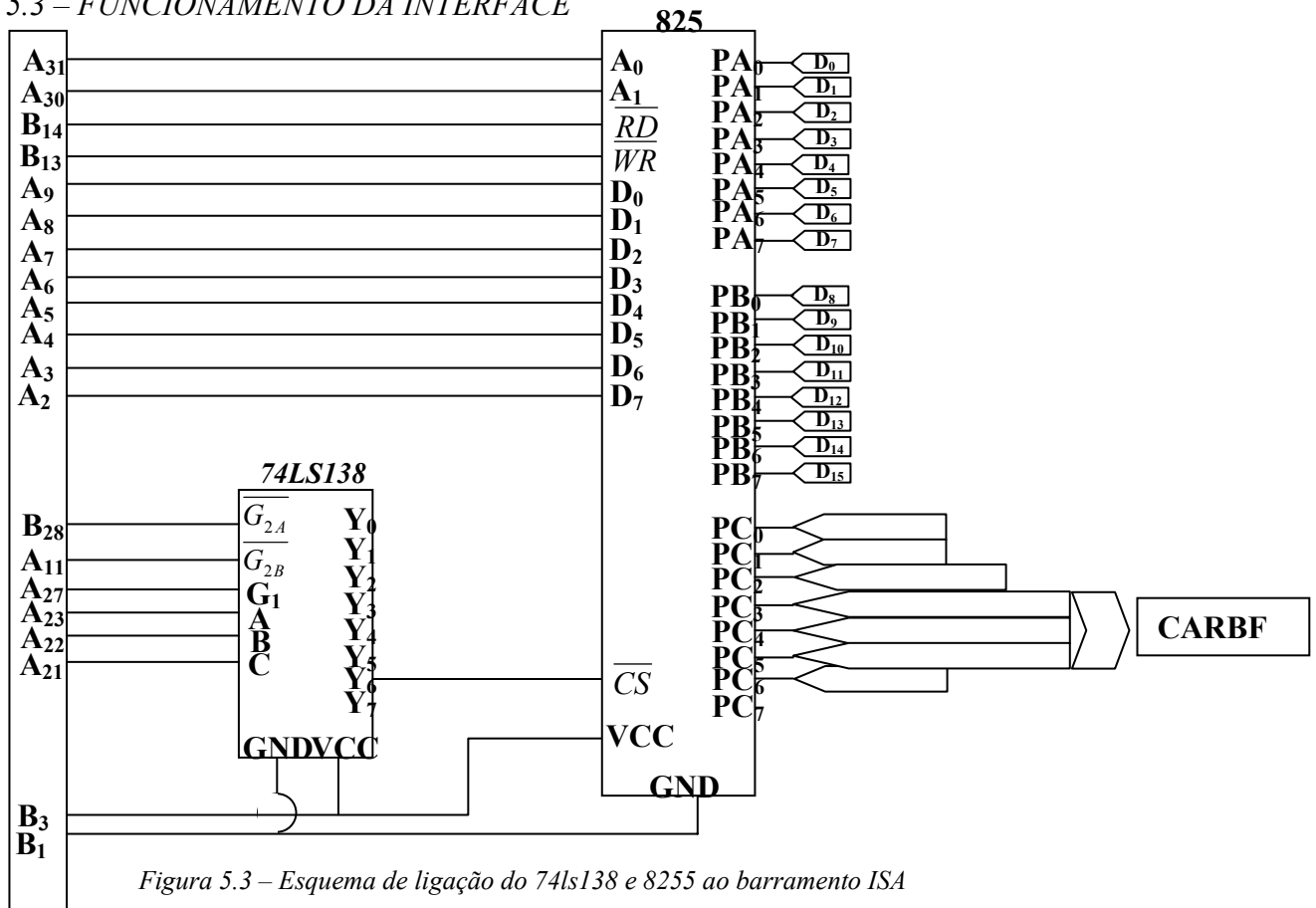
A família MAX do fabricante ALTERA, onde fazem parte MAX 9000, MAX 7000B, MAX 7000A, MAX 7000S, MAX 7000, MAX 5000 e MAX 3000A, são integrados que apresentam características como processamento de alta velocidade e compactidade.

Efícazes na programação de complexas arquiteturas de circuitos lógicos, são de grande utilidade quando se deseja resultados no que se diz respeito a obter compactidade de hardware, tornando-o mais simples.

A programação do integrado EPM7128SLC84-7 é feita através de um software específico chamado de MAX+PLUS II. Este software possibilita a criação de circuitos lógicos virtuais utilizando-se de diversas portas lógicas, inclusive contadores, que serão responsáveis pela contagem dos tempos resultante do cálculo proposto neste trabalho.

A figura 5.3 verificada mais adiante, mostra o circuito estruturado com estes contadores, circuito este desenvolvido com base na idéia de implementação da proposta através de um circuito lógico, discutida no capítulo 5. Uma descrição mais detalhada dos circuitos integrados está acessível em seus respectivos manuais (datashets) dispostos nos anexos I, II e III, respectivamente, encontrados no capítulo final desta dissertação.

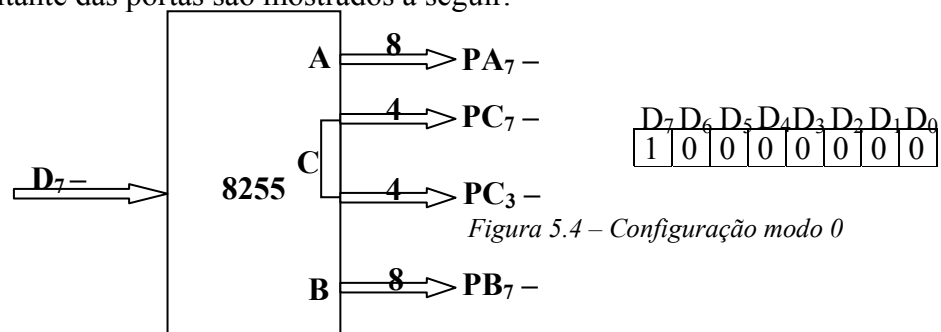
5.3 – FUNCIONAMENTO DA INTERFACE



Conectado ao barramento ISA como mostra a figura 6.3, o periférico de interface programável 8255 é antes de tudo habilitado através do integrado 74LS138, onde sua utilização se dá pelo fato de que o endereço utilizado pode coincidir com algum dispositivo já conectado. Assim, este integrado possibilita o endereçamento correto dado através do barramento ISA do PC, evitando possível conflito. O endereço utilizado neste projeto é, em hexadecimal, igual a 310, o que leva a seleção das variáveis A,B e C resultar em um nível lógico igual a 0(zero) em Y₆, e quando o mesmo é conectado ao terminal \overline{CS} (CHIP SELECT) do periférico em questão, habilita-o, como o esperado.

Habilitado, o integrado 8255, é enviada através dos pinos A₃₁ e A₃₀ do barramento ISA, respectivamente aos terminais A₀ e A₁, do 8255, uma palavra binária com a finalidade de escolha da porta onde será realizada uma leitura ou escrita de um dado.

Inicialmente é selecionado A₀ = 1 e A₁ = 1 para que seja possibilitado o envio de um dado de controle onde será determinado o modo de operação. Em particular, no presente caso, será o modo 0, onde as portas A, B e C são utilizadas apenas como saída, como já comentado anteriormente. O dado de controle, bem como a figura que ilustra a configuração resultante das portas são mostrados a seguir.



A partir do momento que este dado é alocado no endereço de valor 313 em hexadecimal, o integrado 8255 estará programado no modo de operação desejado. Este dado de controle é enviado através de uma palavra binária contendo 8 bits através dos pinos A₂, A₉ do barramento ISA aos terminais D₀, D₇ do integrado. (ver figura 5.3)

5.3.1 – PROGRAMAÇÃO E UTILIZAÇÃO DA INTERFACE

A interface é habilitada por intermédio do decodificador 74LS138, através do endereçamento selecionado, processo este já discutido anteriormente. Logo após então da habilitação da interface paralela 8255, os contadores são programados com as palavras de contagem calculadas através do método proposto no capítulo 5.

Utilizam-se então os comandos executados na linguagem C descritos na tabela 6.3 para programar a interface paralela 8255.

| COMANDO | FUNÇÃO |
|------------------------------------------|------------------------------------------------------------------------------------------------|
| md = 0x80; outportb(IC8255_BIL+2,md); | Programa a interface 8255 no modo controle para que as portas A e B atuem como saída de dados. |
| outportb(IC8255_BIL+0,0x10); | Envia a palavra de dados 10H para a porta A da interface. |
| outportb(IC8255_BIL+1,0x10); | Envia a palavra de dados 10H para a porta B da interface. |

Tabela 5.3 –

Utilizando-se desses comandos, é feita a comunicação com a interface paralela enviando portanto dados referentes aos valores dos tempos calculados. Uma sequência de comandos é definida a seguir:

- 1 – Inicialmente, limpam-se os contadores;
- 2 - Calculam-se as palavras de contagem necessárias para produzir as larguras de pulso desejadas;
- 3 – Carregam-se as palavras de contagem no contador;
- 4 – solicita-se que inicie a contagem;
- 5 – Volta-se à etapa 2 ao término de um período definido, e o processo é repetido continuamente até que seja interrompido pelo usuário.

O exemplo a seguir descreve a utilização da interface para gerar um padrão de chaveamento em um período de amostragem T_a , a partir do carregamento de intervalos de tempo definidos pelo cálculo proposto neste trabalho.

```

outportb( IC8255_BIL+2,0x10); /*Envia a palavra 10H
                                para a porta C da
                                interface "LIMPANDO
                                OS CONTADORES" */

outportb(IC8255_BIL+2,0x5F); /*Envia a palavra 5FH
                                para a porta C da
                                interface "APLICANDO UM
NÍVEL
                                ALTO PULSO NO PINO DE
CONTROLE
                                DO PLD DENOMINADO DE
POLAR"*/

outportb(IC8255_BIL+2,0x5E); /*Envia a palavra 5EH
                                para a porta C da
                                interface "APLICANDO UM
NÍVEL
                                BAIXO NO PINO DE CONTROLE
DO
                                PLD DENOMINADO DE POLAR, A
                                POLARIDADE ENTÃO É
INVERTIDA
                                CRIANDO UM ESPELHO DO
PADRÃO DE
                                CHAVEAMENTO"*/

outportb(IC8255_BIL+2,0x4E); /*Envia a palavra 4EH
                                para a porta C da
                                interface "APLICANDO UM
NÍVEL
                                BAIXO NO PINO DE CONTROLE
DO
                                PLD DENOMINADO DE CARCONT*/

outportb(IC8255_BIL+2,0x5E); /*Envia a palavra 5EH
                                para a porta C da
                                interface "APLICANDO UM
NÍVEL
                                ALTO NO PINO DE CONTROLE
DO
                                PLD DENOMINADO DE CARCONT,
                                INICIA-SE ENTÃO A
CONTAGEM"*/

/* Cálculo dos intervalos de tempo de chaveamento */

```

```

T_smin = t1;
If(T_smin > t2) T_smin = t2;
If(T_smin > t3) T_smin = t3;

t_o = T_s - T_smax;
t_h = μt_o*(1-μ)T_smin;

t1 = t1 + t_h;
t2 = t2 + t_h;
t3 = t3 + t_h;

t1 = 0.5*T_s*(1+(V1/Eq));
t2 = 0.5*T_s*(1+(V2/Eq));
t3 = 0.5*T_s*(1+(V3/Eq));

/* Calculo das palavras de contagem dos contadores */

xb = 833333.333; /*constante*/
t_cont1 = t1*xb;
t_cont2 = t2*xb;
t_cont3 = t3*xb;

/*Implementação da palavra de contagem para o contador
74592*/

t1 = 65536 - T_cont1;
t2 = 65536 - T_cont2;
t3 = 65536 - T_cont3;

cont1 = (long int)t1;
cont2 = (long int)t2;
cont3 = (long int)t3;

lsb1 = 0x00FF & cont1; /* ESCREVE O VALOR DO TEMPO t1 NAS
PORTAS
A e B */
msb1 = (0xFF00 & cont1)>>8;

outportb(IC8255_BIL+0, lsb1); /*Envia o conjunto de bits
menos
que
a
significativo da palavra
representa o valor de tempo
carregado no contador para
porta A da interface*/

outportb(IC8255_BIL+1, msb1); /*Envia o conjunto de bits
mais

```



```
lsb3 = 0x00FF & cont3; /*ESCREVE O VALOR DO TEMPO t3 NAS  
PORTAS A
```

```
    e B*/
```

```
msb3 = (0xFF00 & cont3)>>8;
```

```
outportb(IC8255_BIL+0, lsb3); /*Envia o conjunto de bits  
menos
```

```
    significativo da palavra que  
    representa o valor de tempo  
    carregado no contador para a  
    porta A da interface*/
```

```
outportb(IC8255_BIL+1, msb3); /*Envia o conjunto de bits  
mais
```

```
    significativo da palavra que  
    representa o valor de tempo  
    carregado no contador para a  
    porta B da interface*/
```

```
outportb(IC8255_BIL+2, 0x5E); /*Envia a palavra 5EH para a  
porta
```

```
    C da interface "APLICANDO UM  
    NÍVEL ALTO NO PINO DE
```

```
CONTROLE DO
```

```
    PLD DENOMINADO DE CARBFF_3*,  
    CARREGANDO O CONTADOR COM A  
    PALAVRA DE CONTAGEM CONT3*/
```

Observa-se que, através dos comandos `outportb`, mensagens são enviadas para a porta paralela 8255 endereçadas segundo as instruções `IC8255_BIL+0`, `IC8255_BIL+1` e `IC8255_BIL+2`, onde as duas primeiras representam o comando para entrada de dados pela porta A e B, respectivamente enquanto a terceira instrução representa o comando de controle (porta C) da interface 8255.

5.3.2 – IMPLEMENTAÇÃO DO CIRCUITO PROPOSTO NO PLD

Um circuito contador é então projetado no PLD para gerar o padrão proposto ao receber

estes sinais via micro. A figura 5.5 mostra sua configuração.

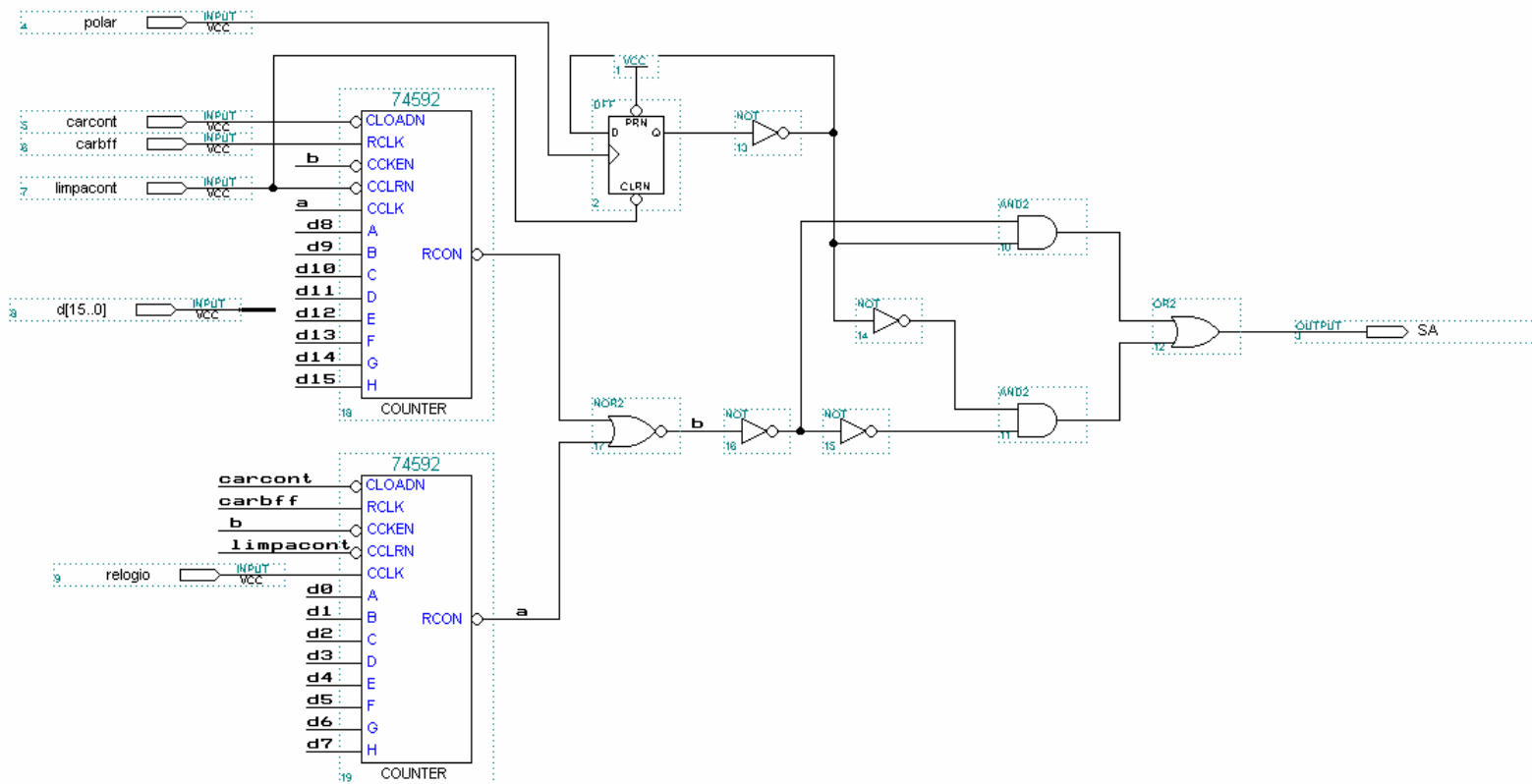


Figura 5.5 – Diagrama lógico do circuito de contagem dos tempos resultantes do cálculo proposto neste trabalho referente a fase A.

Observa-se, neste circuito, uma série de entradas que coordenam o funcionamento do mesmo e para melhor entendê-lo, será feito um breve comentário sobre estas.

As entradas D₀ a D₁₅ deve receber a informação que contém o número binário que equivale ao valor do tempo a ser carregado pelos contadores. No início da operação, os contadores são limpos através da aplicação de um pulso (1 → 0) no pino de entrada limpacont e quanto aos mesmos estarem habilitados, o pino de habilitação (pino b) deve estar em nível alto(1). Assim que a palavra de 16 bits é enviada às entradas D₀ a D₁₅, é selecionado o contador que será carregado com a informação. Esta seleção é feita através da aplicação de um pulso (0 → 1) no pino de entrada carbff.

Os contadores, já de posse da informação enviada a cada um deles, precisam então ser carregados e iniciarem a contagem simultaneamente. Para isso aplica-se um pulso (1 → 0) no pino de entrada carcont. Inicia-se, então, o processo de contagem. A cada período de amostragem um outro pulso (0 → 1) é aplicado ao pino de entrada polar conectado ao clock do flip – flop tipo D, fazendo com que, ao final do mesmo, seja provocada uma mudança de estado na saída deste flip - flop, invertendo assim o estado na saída do contador. É gerado dessa forma o padrão pretendido.

5.4 – IMPLEMENTAÇÃO DA TÉCNICA PROPOSTA COM O USO DA INTERFACE PWM PARA PC

Percebe-se que o circuito da figura 5.5 ilustra apenas uma das três saídas que devemos representar, o mesmo foi apresentado desta forma, é claro, para melhor se entender seu funcionamento interno e assim obter uma melhor visão do todo. Com ênfase nas três fases e estratégia de monitoração para que se tenha o padrão proposto, o circuito da figura 5.5 é então expandido para três fases e compactado em apenas um bloco, no qual será programado no PLD para então efetuar a implementação que se deseja. A figura 5.6 ilustra o circuito.

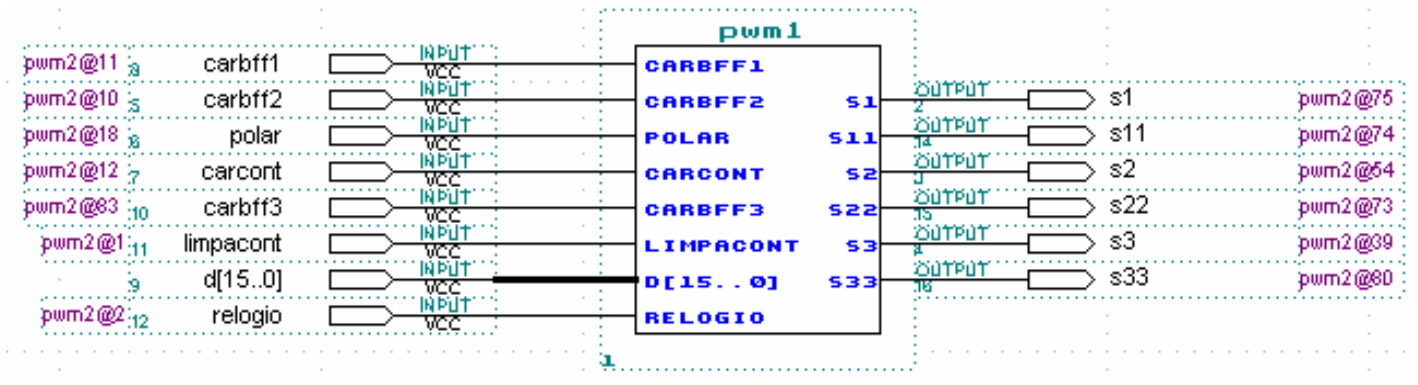


Figura 5.6 – Diagrama lógico do circuito de contagem dos tempos resultantes do cálculo proposto neste trabalho referente as fases A(S1), B(S2) e C(S3).

Carregam-se os intervalos de tempo, um breve esboço do padrão é desenhado na figura 5.7 mostrando com clareza o espelhamento então esperado pela implementação da técnica. Logo em seguida, são mostradas algumas simulações da saída do PLD, comparados mais tarde com os resultados experimentais.

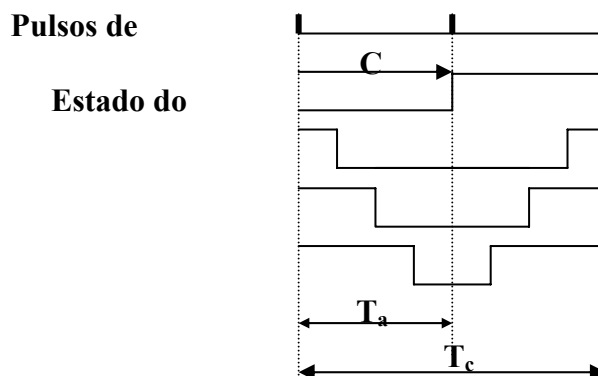


Figura 5.7 – Funções de chaveamento geradas por contadores programáveis, durante um período de chaveamento.

A figura 5.7 evidencia a viabilidade de uma distribuição de intervalos de tempo de roda livre qualquer, portanto dentro do contexto da proposta deste trabalho. Um sinal externo de relógio aciona o contador em questão. Um período deste relógio corresponde a um período de amostragem de PWM. Dessa forma, ao final de cada contagem, um pulso é fornecido ao terminal polar como relatado anteriormente, gerando uma nova sequência de contagem, como também já foi comentado anteriormente. As saídas deste circuito referente a cada fase, S_1 , S_2 e S_3 assim como seus inversos são todas bufferizadas antes de serem liberadas ao circuito externo. Este procedimento é viável visto que apresenta uma proteção para o integrado EPM7128SLC84-7 como pode ser conferido no anexo III.

5.5 – RESULTADOS DE SIMULAÇÕES

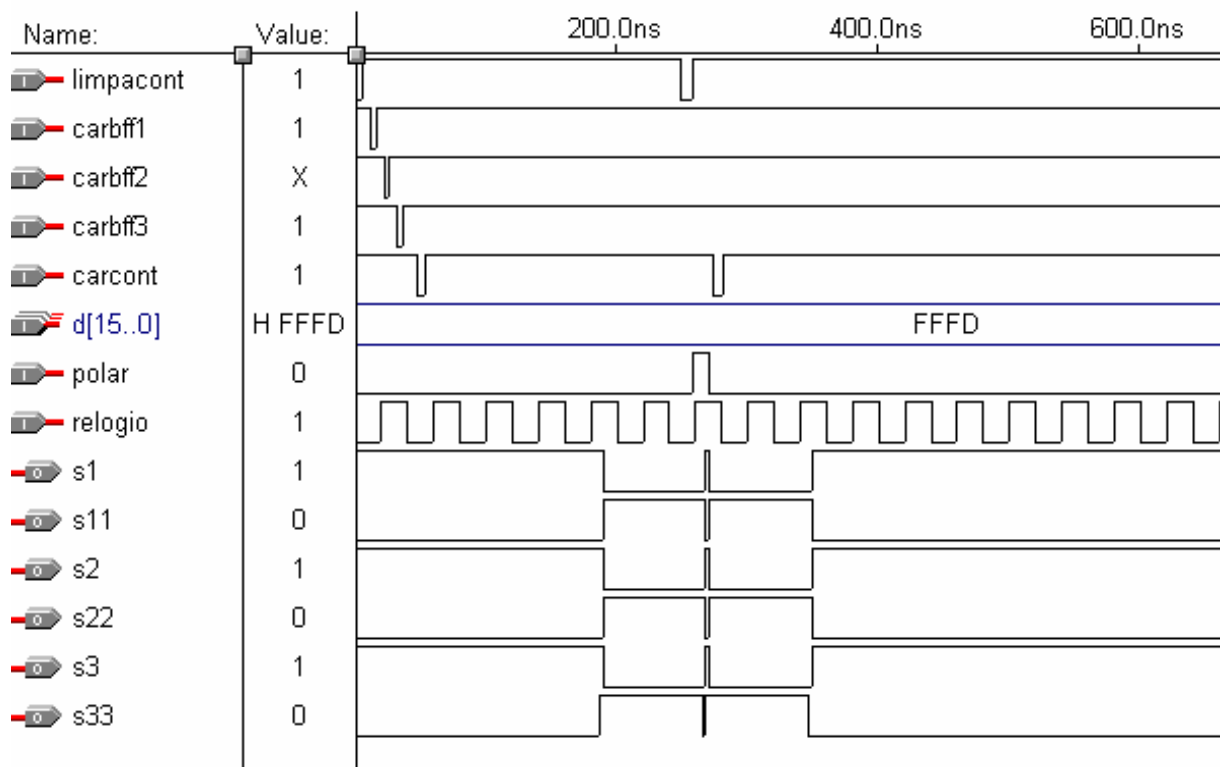


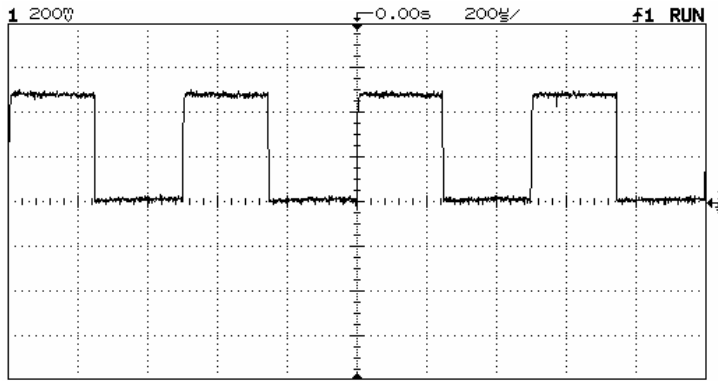
Figura 5.8 – Simulação dos sinais de saída do FPGA

Estes resultados de simulação representam a saída do PLD quando o mesmo é submetido aos sinais de controle enviados da interface paralela 8255, através do processo já discutido anteriormente. Observa-se sobretudo a configuração do padrão de chaveamento apresentado em suas saídas $s1$, $s2$ e $s3$, onde revela o modelo proposto neste trabalho, evidenciando assim a adequação do circuito projetado ao que realmente se pretende obter.

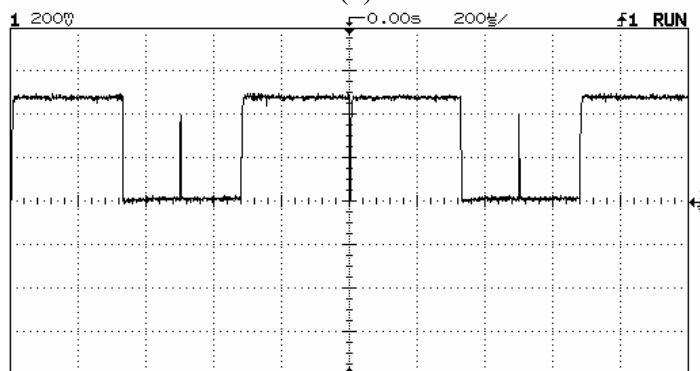
É evidente na figura que se apresenta, a presença de pulsos espúrios ocorridos na transição quando da aplicação do pulso no pino descrito como POLAR. Porém não haverá problemas quanto ao chaveamento das chaves do inversor, pois o mesmo apresenta um tempo morto superior ao intervalo de duração desses pulsos.

5.6 – RESULTADOS EXPERIMENTAIS

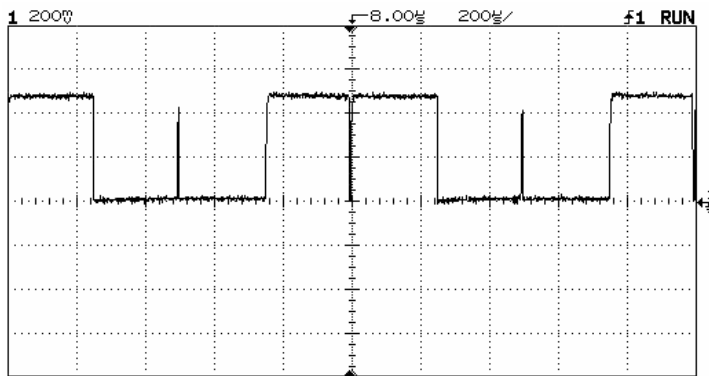
5.6.1 – RESULTADOS ADQUIRIDOS NA SAÍDA DA PLACA DE INTERFACE PWM



(a)



(b)



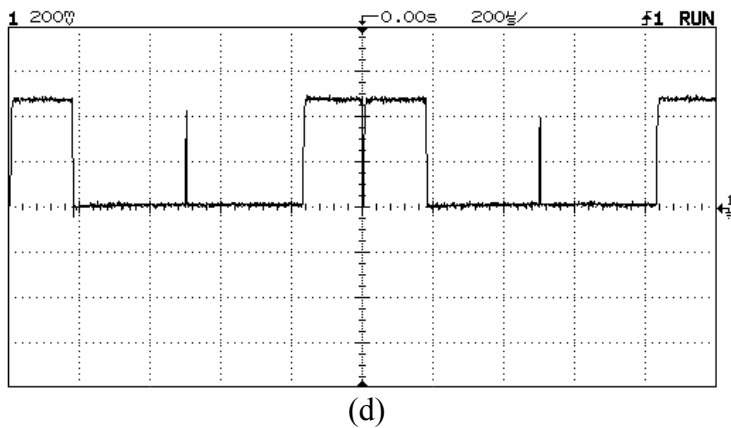


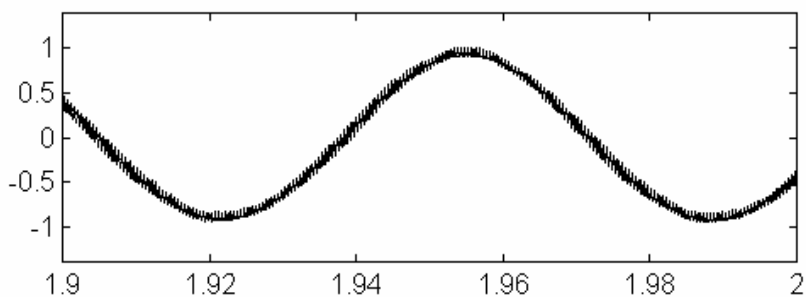
Figura 5.9 – (a) Padrão de chaveamento não espelhado adquirido da fase A
 (b) Padrão de chaveamento espelhado(Padrão proposto) adquirido na fase A
 (c) Padrão de chaveamento espelhado(Padrão proposto) adquirido na fase B
 (d) Padrão de chaveamento espelhado(Padrão proposto) adquirido na fase C

5.6.2 – RESULTADOS DE SIMULAÇÃO DE CORRENTE NO MOTOR

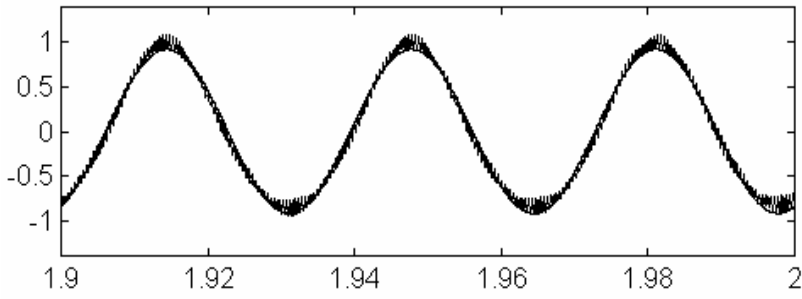
Na obtenção dos resultados de simulação, foi utilizado um programa escrito na linguagem de programação Turbo C, contendo dados a respeito do motor de indução descrito no apêndice B, e a partir dos pontos obtidos, os mesmos são lançados em um outro programa produzido no Matlab. Este programa apresenta uma rotina de cálculo que gera a fundamental do da função resultante da técnica PWM. O Controle utilizado no programa em linguagem C é V/f constante e dessa forma foram realizadas simulações com implementação dos dois padrões de chaveamento em questão, criados a partir da interface PWM.

As simulações foram realizadas para um período de amostragem de $T_s = 0.5\text{ms}$, bem como os valores do índice de modulação(m) e a tensão de barramento (E_q) foram indicados a cada simulação. Foram analisados os resultados do sinal de corrente diante a implementação dos padrões simples e padrões espelhados(proposto).

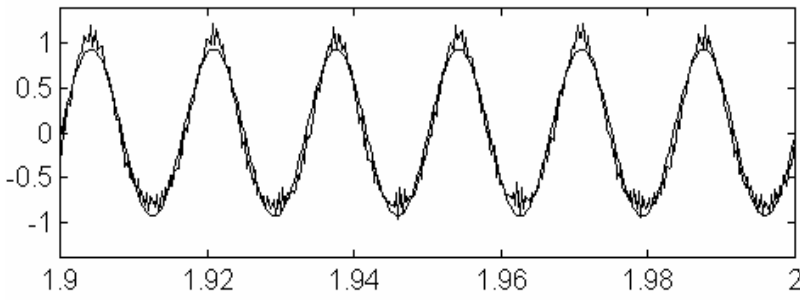
1. Simulações realizadas com a implementação do padrão de chaveamento simples



Condições impostas: $m = 0.5$,
 $E_q = 155$
 Frequência 15Hz



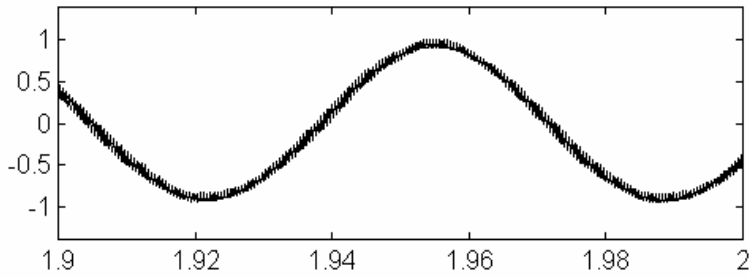
Condições impostas: $m = 1$,
 $E_q = 155$
 Frequência 30Hz



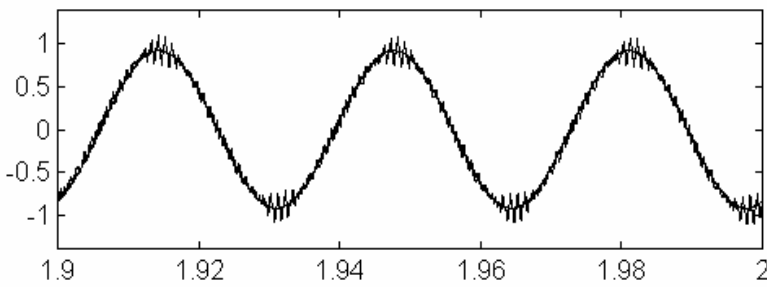
Condições impostas: $m = 1$,
 $E_q = 311$
 Frequência 60Hz

*Figura 5.10 – (a) Corrente no motor resultante da implementação do padrão simples para $f = 15\text{Hz}$
 (b) Corrente no motor resultante da implementação do padrão simples para $f = 30\text{Hz}$
 (c) Corrente no motor resultante da implementação do padrão simples para $f = 60\text{Hz}$*

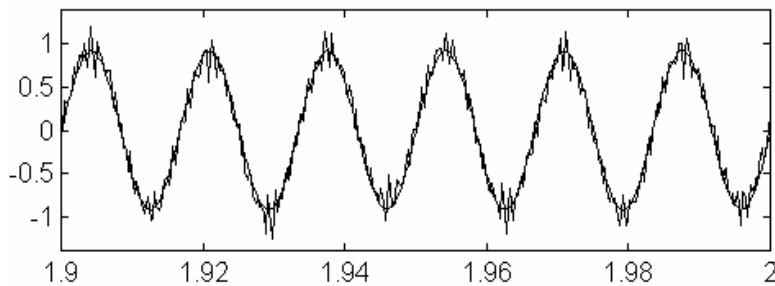
2. Simulações realizadas com a implementação do padrão de chaveamento proposto



Condições impostas: $m = 0.5$, $E_q = 155$
 $\mu = 0.5$ (implementação proposta) e
Frequência 15Hz



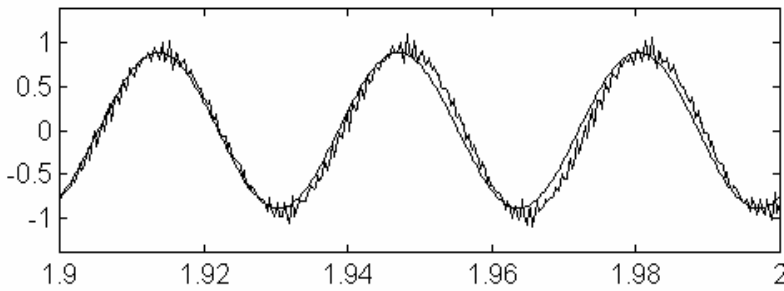
Condições impostas: $m = 1$, $E_q = 155$
 $\mu = 0.5$ (implementação proposta) e
Frequência 30Hz



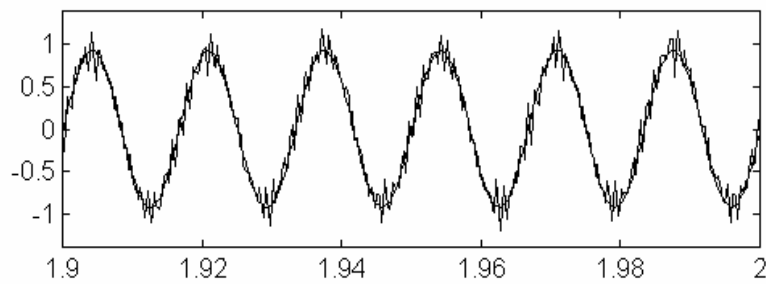
Condições impostas: $m = 1$, $E_q = 311$
 $\mu = 0.5$ (implementação proposta) e
Frequência 60Hz

Figura 5.11 – (a) Corrente no motor resultante da implementação do padrão proposto para $f = 15\text{Hz}$
(b) Corrente no motor resultante da implementação do padrão proposto para $f = 30\text{Hz}$
(c) Corrente no motor resultante da implementação do padrão proposto para $f = 60\text{Hz}$

3. Resultados de simulação obtidos com a implementação da modulação vetorial clássica



Condições impostas: $m = 1$, $E_q = 155$
e frequência $f = 30\text{Hz}$
(implementação da modulação



Condições impostas: $m = 1$, $E_q = 311$
e frequência $f = 60\text{Hz}$
(implementação da modulação

Figura 5.12 – (a) Corrente no motor resultante da implementação da modulação vetorial clássica para $f = 30\text{Hz}$

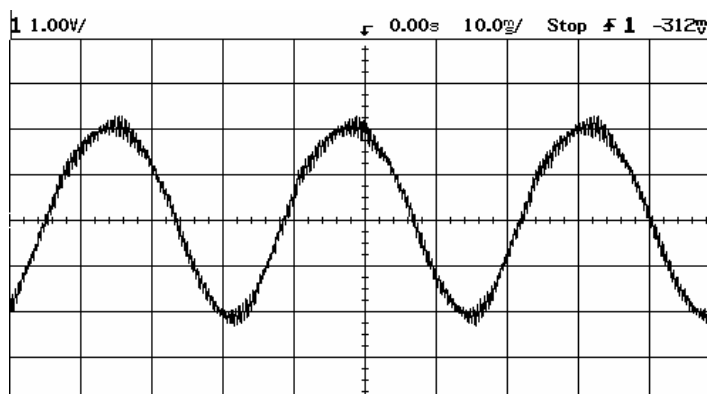
(b) Corrente no motor resultante da implementação da modulação vetorial clássica para $f = 60\text{Hz}$

5.7 – RESULTADOS EXPERIMENTAIS

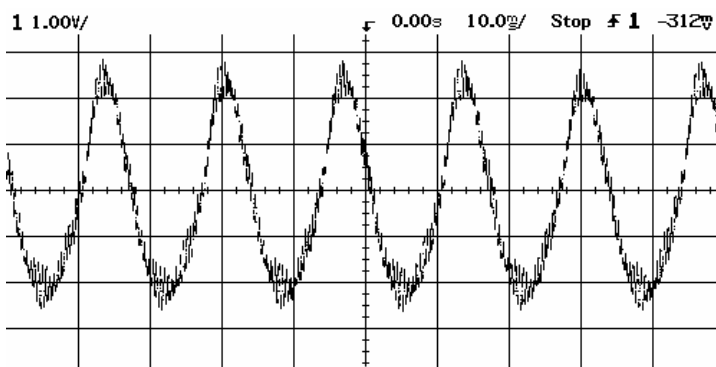
Na obtenção dos resultados experimentais, foram utilizados um conjunto inversor trifásico, bem como um motor de indução descritos, respectivamente nos apêndices A e B. Quanto à alimentação, trabalhou-se com uma tensão de linha de 220V trifásicos, frequência da rede igual a 60Hz, Tensão do barramento CC igual a 311V.

A partir então da geração de pulsos de comando para as chaves do inversor trifásico, tarefa esta dedicada à interface PWM projetada neste trabalho, foram obtidas as tensões responsáveis pela alimentação do motor trifásico, submetendo-o a diversas frequências, em particular 30Hz e 60Hz. Foram adquiridas, as formas de onda da corrente deste motor, implementando os padrões de chaveamento simples, proposto, bem como a modulação vetorial clássica para fins de comparação com modelo proposto.

1. Resultados obtidos com a implementação do padrão de chaveamento simples



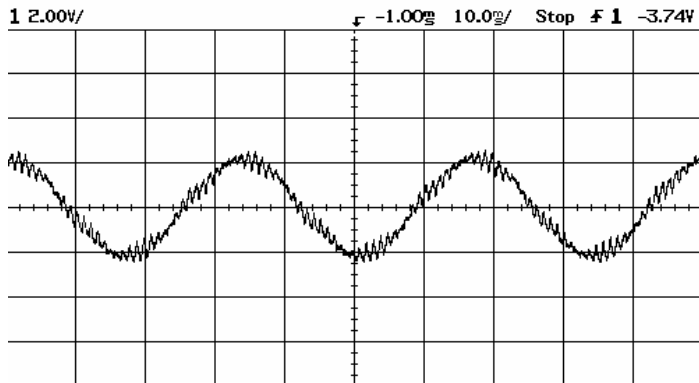
Condições impostas: $m = 0.5$,
 $E_q = 155$
Frequência 30Hz



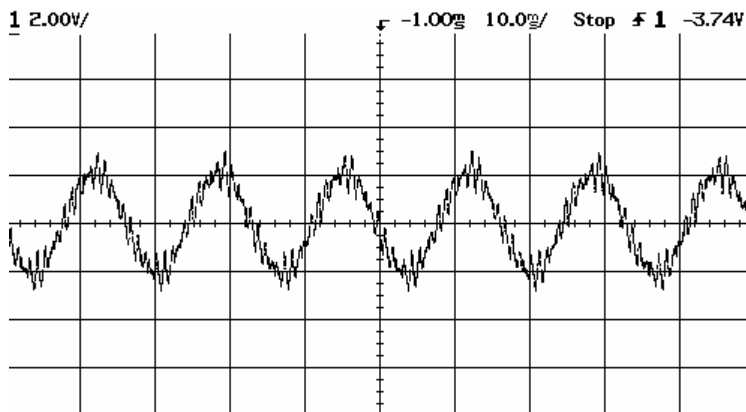
Condições impostas: $m = 1$,
 $E_q = 155$
Frequência 60Hz

Figura 5.13 – (a) Corrente no motor resultante da implementação do padrão simples para $f = 30\text{Hz}$
(b) Corrente no motor resultante da implementação do padrão simples para $f = 60\text{Hz}$

2. Resultados obtidos com a implementação do padrão de chaveamento proposto



Condições impostas: $m = 0.5$,
 $E_q = 155$
 $\mu = 0.5$ (implementação)



Condições impostas: $m = 1$,
 $E_q = 155$
 $\mu = 0.5$ (implementação)

Figura 5.14 – (a) Corrente no motor resultante da implementação do padrão proposto para $f = 30\text{Hz}$
(b) Corrente no motor resultante da implementação do padrão proposto para $f = 60\text{Hz}$

5.8 – CONCLUSÃO

Pelo motivo do método proposto no capítulo 5 permitir o uso de sinais lógicos, a tecnologia digital vem a colaborar com a implementação da interface digital em questão, através do trabalho com circuitos integrados, com o intuito de obter resultados desejados e de uma forma simples e confiável.

O uso do circuito integrado EPM7128SLC84-7 da Altera, proporciona mais comodidade quanto à elaboração do circuito como um todo, sem contar em proporcionar uma redução, quanto ao número de componentes acomodados à placa PWM, que é alocada em um slot do barramento ISA do microcomputador para a execução do processo de Modulação por Largura de Pulso (MLP) propriamente dita.

Com a aplicação destes dispositivos de tecnologia digital de última geração, verifica-se que é possível, através do modelo da técnica proposta no capítulo 5 desta dissertação, trabalhar com uma placa de interface PWM contendo um hardware mais simples e dessa forma otimizado, e mais, promovendo a possibilidade da geração de um padrão qualquer determinado através da escolha de um parâmetro, onde seu valor é especificado via software, e que este padrão se adapte à necessidade de aplicação do usuário.

Verificou-se também através dos sinais de corrente adquiridos do motor, que é possível a implementação de uma modulação vetorial através da proposta em questão, pois é perceptível a semelhança entre os resultados práticos obtidos quanto ao modelo proposto e a modulação vetorial propriamente dita. Eis então uma razão muito forte da implementação com confiabilidade da técnica proposta neste trabalho de dissertação.