Análise e implementação de técnicas de Modulação em Largura de Pulso para uso em inversores trifásicos

Raimundo Nazareno Cunha Alves

Tese de Doutorado submetida à Coordenação dos Cursos de Pós-Gradução em Engenharia Elétrica da Universidade Federal da Paraíba - Campus II como parte dos requisitos necessários para obtenção do grau de Doutor em Ciências no Domínio da Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Processamento da energia

Edison Roberto Cabral da Silva, Dr.Ing.
Orientador
Antonio Marcus Nogueira Lima, Dr.
Orientador

Campina Grande, Paraíba, Brasil

Análise e implementação de técnicas de Modulação em Largura de Pulso para uso em inversores trifásicos

Raimundo Nazareno Cunha Alves

Tese de Doutorado apresentada em 12 de Março de 1998

Edison Roberto Cabral da Silva, Dr.Ing.
Orientador
Antonio Marcus Nogueira Lima, Dr.
Orientador

Paulo Fernando Seixas, Dr., UFMG
Componente da Banca
Marcelo Godoy Simões, Dr., USP
Componente da Banca
Andrés Ortiz Salazar, Dr., UFRN
Componente da Banca
Cursino Brandão Jacobina, Dr.Ing., UFPB
Componente da Banca

Campina Grande, Paraíba, Brasil, 12 de Março de 1998

A472a Alves, Raimundo Nazareno Cunha.
Análise e implementação de técnicas de modulação em largura de pulso para uso em inversores trifásicos / Raimundo Nazareno Cunha Alves. - Campina Grande, 1998.
198 f.

Tese (Doutorado em Engenharia Eletrica) - Universidade Federal de Campina Grande, Centro de Ciencias e Tecnologia.

1. Inversores Trifasicos - Tese 2. Tecnica de Modulacao em Largura de Pulso. 3. Uso em Inversores Trifasicos. 4. Tese. I. Silva, Edison Roberto Cabral da. , Prof. Dr. II. Lima, Antonio Marcus Nogueira, Prof. Dr. III. Universidade Federal de Campina Grande - Campina Grande (PB) IV. Título

CDU 621.3.026 (043)

ESTRATÉGIAS DE MODULAÇÃO EM LARGURA DE PULSO: ANÁLISE E IMPLEMENTAÇÃO

RAIMUNDO NAZARENO CUNHA ALVES

Tese Aprovada em 12.03.1998

EDISON ROBERTO CABRAL DA SILVA, Dr.Ing., UFPB
Orientador

ANTONIO MARCUS NOGUEIRA LIMA, Dr., UFPB
Orientador

CURSINO BRANDÃO JACOBINA, Dr.Ing., UFPB
Componente da Banca

MARCELO GODOY SIMÕES, PhD., USP
Componente da Banca

PAULO FERNANDO SEIXAS, Dr., UFMG
Componente da Banca

ANDRÉS ORTIZ SALAZAR, Dr., UFRN
Componente da Banca

CAMPINA GRANDE - PB
Março - 1998

Dedicatória

Dedico este trabalho a minha mulher Rita e aos meus filhos Ruth, Fábio, Ana e Antônio. Este trabalho também é dedicado a minha mãe e a meu pai (*in memoriam*).

Agradecimentos

Agradeço em primeiro lugar ao SENHOR, sempre fiel e compassivo.

Agradeço aos professores Edison Roberto C. da Silva e Antônio Marcus N. Lima pela valiosa orientação necessária para a realização deste trabalho.

Agradeço aos meus amigos Benedito, Fabiano, Eurico, Zé Sérgio, Homero, João Edgar, Talvanes, Luis Rosales, Luiz Antonio e Yuri pelo muito que aprendi nesses anos de agradável convivência.

Agradeço ao professor Cursino Jacobina por sua atenção e esclarecimentos sempre pertinentes.

Agradeço aos professores Gurdip Deep e Raimundo Freire pelo apoio dado ao projeto do circuito integrado de aplicação específica.

Agradeço a Rosilda (Secretaria do Bloco CH) e a Ângela e Pedro (COPELE) pela amizade. Obrigado pelas inúmeras vezes que precisei da ajuda de vocês.

A CAPES que proporcionou o suporte financeiro para viabilizar a realização deste trabalho.

Resumo

Técnicas de Modulação em Largura de Pulso (MLP) usadas para comando de inversores trifásicos são detalhadamente analisadas e implementadas neste trabalho. Os tópicos relativos ao tratamento analítico abrangem desde o princípio de formação dos sinais MLP através das funções de Bessel, até a geração de sinais modulantes grampeados usados nos atuais moduladores MLP. A utilização do conceito de razão de distribuição dos intervalos de roda-livre do inversor – mediante desenvolvimento matemático minucioso – estabelece a unificação entre as técnicas de MLP oriundas de um enfoque por fase e aquelas relativas ao enfoque vetorial. A extensão de tal conceito estabelece a relação entre padrões de chaveamentos gerados pelos métodos baseados em portadora em contadores programáveis. A partir do conceito de segmento de tensão ordenada, é introduzida uma nova representação de um padrão de chaveamento, para o caso do enfoque por fase, que consiste de um trio ordenado de funções de chaveamento. Isto permite a definição matemática do comportamento dos padrões de chaveamento, sem necessidade de seu relacionamento com nenhuma técnica de MLP específica. Já, no caso do enfoque vetorial, o conceito de setor de localização do vetor de referência é abordado a partir da representação dos vetores (ativos e nulos) de tensão num sistema de coordenadas tridimensional. Todas as técnicas de MLP analisadas nesta tese são comparadas entre si por intermédio dos seguintes índices de desempenho: *D*istorção *H*armônica *T*otal - *DHT* e valor *RMS* (*Root Mean Square*) das amplitudes dos desvios (erros) das correntes de fase do inversor. As expressões que descrevem o comportamento deste último índice são desenvolvidas detalhadamente. Sinais lógicos resultantes da comparação entre as referências senoidais são usados para identificar os segmentos de tensão ordenada. De um modo geral esta tese estabelece um procedimento padrão para o projeto de moduladores MLP baseados em portadora ou contadores programáveis, incluindo aquele especificado para controle de inversores com barramento de entrada pulsado. Esse mesmo procedimento é usado na síntese de um *Application-Specific Integrated Circuit (ASIC)*, especificado para implementar, usando o conceito de razão de distribuição, as técnicas discutidas neste trabalho.

Abstract

Pulse Width Modulation (PWM) techniques for three-phase inverters are analyzed and implemented in this thesis. The analytical treatment in this study covers since PWM principle using Bessel's functions to the clamped modulating signals used in recent PWM modulators. A rigorous mathematical development introduces the apportioning factor concept as the parameter to establish the correlation between the per phase and vector PWM techniques. As a consequence a relation between the carrier-based and programmable counter-based methods have been established. To unify different PWM techniques and their implementation, the known concept of ordered voltage segment is used to introduce a new switching pattern representation, which is a set of three ordered switching functions. Also, in the vector approach, the concept of determining in which sector the reference vector is located is treated from the representation of the vectors in tri-dimensional coordinate system.This allows to define the behaviour of the pattern switching in a mathematical basis, disregarding the PWM technique. Different PWM strategies are compared in terms of the both THD and RMS value of the current ripple in the PWM inverter. For this second performance index, the mathematical expressions are developed in detail. Logic signals derived from the comparison among the sinusoidal references are employed to identify the ordered voltage segment practically. In general this thesis defines a standard procedure to design either carrier-based or programmable counter-based PWM modulators, including those specified to control pulsed DC link converters. The same approach is used to synthesize an Application-Specific Integrated Circuit (ASIC), which is specified to implement the techniques discussed in this thesis by use of the concept of apportioning factor.

Lista de Símbolos e Abreviaturas

a	:	Operador de fase em avanço, $e^{j2\pi/3}$
$ASIC$	:	Application-Specific Integrated Circuit
CA	:	Corrente alternada
CC	:	Corrente contínua
cfi	:	Configuração inicial
csn	:	Componente de seqüência nula
DHT	:	Distorção Harmônica Total
E	:	Tensão de entrada CC do inversor
f_{ch}	:	Freqüência de chaveamento
f_m	:	Freqüência do sinal modulante
f_r	:	Freqüência da onda portadora
$fcem$	:	Força contra-eletromotriz
$FPGA$	:	Field-Programmable Logic Array
ibef	:	Inversor com barramento de entrada fixo
ibep	:	Inversor com barramento de entrada pulsado
i^2_{RMS}	:	Valor médio de $\delta i^2_{\alpha\beta}$
$J_r(y)$	:	Função de Bessel de 1ª espécie de ordem r e argumento y
k_{freq}	:	Fator de aumento da freqüência de chaveamento
$\mathbf{L}$	:	Transformação que relaciona as tensões de saída com as tensões de linha do inversor
L	:	Indutância de dispersão
m	:	Índice de modulação
MLP	:	Modulação em Largura de Pulso

N(.)	:	Espaço nulo (núcleo) de uma transformação
$\mathbf{P}$	:	Transformação que relaciona as tensões de saída com as tensões de fase do inversor
q	:	Percentual de distorção de 3º harmônico
R	:	Razão de freqüência, f_m/f_r
RMS	:	Root Mean Square
s	:	Escorregamento normalizado
S_1, S_2, S_3	:	Funções de chaveamento das fases *1*, *2*, *3*
STO	:	Segmento de Tensão Ordenada
T_{ch}	:	Período de chaveamento
T_{pad}	:	Intervalo de duração de um padrão de chaveamento
T_r	:	Período da onda portadora
U_{1o}, U_{2o}, U_{3o}	:	Tensões de saída do inversor
U_{1n}, U_{2n}, U_{3n}	:	Tensões de fase do inversor
U_{12}, U_{23}, U_{31}	:	Tensões de linha do inversor
U_{no}	:	Tensão entre o neutro da carga e o ponto central da entrada CC do inversor
$U_{1_{ref}}, U_{2_{ref}}, U_{3_{ref}}$	:	Tensões de referência senoidais
$U^d_{1_{ref}}, U^d_{2_{ref}}, U^d_{3_{ref}}$	:	Tensões de referência distorcidas
$\mathbf{U}_k$	:	k-ésimo vetor tensão, $k = 0, 1, ..., 7$
$\mathbf{U}_{md}$	:	Vetor tensão médio (de referência)
x, y, z	:	Índices das tensões de referência ordenadas

Letras gregas

α	:	Coordenada real do plano complexo
β	:	Coordenada imaginária do plano complexo
$\delta i_{\mathtt{i}}$	:	Amplitudes dos desvios de corrente por fase, $\mathtt{i}= 1, 2, 3$
δi_α	:	Amplitudes dos desvios de corrente no eixo α
δi_β	:	Amplitudes dos desvios de corrente no eixo β
$\delta i^2_{\alpha\beta}$	:	Soma dos quadrados de δi_α e δi_β
Φ_{V-I}	:	Defasagem entre tensão e corrente de fase
μ	:	Razão de distribuição dos vetores nulos
λ	:	Percentual de distorção triangular
σ	:	Coeficiente de dispersão
τ_{01}, τ_{02}	:	Intervalos de aplicação dos vetores nulos
τ_1, τ_2	:	Intervalos de aplicação dos vetores ativos
$\rho(.)$	:	Posto (rank) de uma transformação

Lista de Figuras

Lista de Tabelas

Conteúdo

Capítulo 1

Introdução

Este capítulo introdutório está dividido em três tópicos:

- Considerações preliminares
- Revisão bibliográfica
- Sinopse dos capítulos

No primeiro tópico são tratados os seguintes temas: descrição dos objetivos e abrangência da presente tese, introdução dos conceitos e definições nela utilizados e suas contribuições. Algumas contribuições, por estarem mais estreitamente relacionadas com o trabalho de outros autores, são melhor descritas na revisão bibliográfica.

Na revisão bibliográfica, devido ao grande número de publicações sobre técnicas de MLP e suas diversas aplicações, buscou-se estabelecer uma divisão das referências, notadamente as relacionadas com o escopo desta tese, em dois grupos. No primeiro incluiu-se os artigos (históricos) onde estão expostas as idéias e conceitos fundamentais sobre o uso de sinais modulados em largura no campo da Eletrônica de Potência. Os trabalhos listados no segundo grupo, publicados mais recentemente, tratam de temas diretamente relacionados com a maioria daqueles discutidos no corpo desta tese.

A descrição resumida dos principais temas discutidos em cada capítulo, fornecendo uma visualização global do conteúdo deste trabalho, é apresentada na sinopse dos capítulos.

1.1 Considerações preliminares

1.1.1 Modulação em Largura de Pulso na Eletrônica de Potência

Os sinais modulados em largura de pulso estão conceitualmente bem definidos no campo das Comunicações. Superados, na prática, por outros tipos de sinais modulados usados na transmissão/recepção de dados, eles encontram, entretanto, na Eletrônica de Potência extensa aplicação. Independentemente da técnica utilizada para gerá-los, os sinais modulados em largura de pulso se caracterizam por estabelecer uma relação entre as grandezas tensão e tempo (volt-segundo).

Essencialmente, dada a amostra de um sinal de tensão, o pulso resultante tem largura (intervalo de tempo) que é função da amplitude de tal amostra. Associando-se tal intervalo de tempo à duração de fechamento (ou abertura) de uma chave num circuito de potência (chaveador, inversor, etc), tem-se o princípio básico do comando de conversores no âmbito da Eletrônica de Potência.

O estudo das técnicas de Modulação em Largura de Pulso - MLP aplicadas no comando de inversores trifásicos, incluindo a implementação das mesmas, constitui o objetivo central deste trabalho.

Por intermédio de inversores é possível a utilização de uma fonte de tensão CC na alimentação de cargas que demandam tensão CA. Dentre as diversas aplicações desses conversores de potência, destacam-se o acionamento de motores de indução e as *UPS*'s (*Uninterrupted Power Supply*). Existem ainda o inversor fonte de corrente e o inversor com entrada em tensão e corrente controlada, os quais não serão abordados neste trabalho.

Os dois tipos de inversores aqui considerados têm entrada obtida da retificação não controlada da rede trifásica e possuem tensão de saída controlada por modulação em largura de pulso. Na maior parte do trabalho, enfoca-se a estrutura convencional (tensão fixa nos braços do inversor) e alguns tópicos são dedicados ao estudo de um inversor com barramento pulsado.

Num inversor trifásico comandado por pulsos modulados em largura, a tensão de saída referente a uma fase – tomada em relação ao ponto central da entrada CC – é um sinal de potência pulsado cujas amplitude e freqüência da componente fundamental são controladas. Diz-se, neste caso, que o controle é feito "dentro" do inversor – em Bedford e Hoft [5] outras alternativas são discutidas. Quando o inversor é comandado por pulsos não modulados (ondas quadradas com 50% de ciclo de trabalho e defasadas de 120°), tem-se apenas controle de freqüência – a amplitude da componente fundamental só é alterada mediante variação da tensão CC de entrada.

1.1.2 Características das técnicas de MLP

As diferentes técnicas de MLP, aplicadas no comando de inversores, distinguem-se pelo percentual de aproveitamento da entrada CC transferido à amplitude da componente fundamental e pelo conteúdo dos harmônicos restantes presentes nas tensões de saída. Este último é usualmente medido por um índice denominado *D*istorção *H*armônca *T*otal - *DHT*. O aproveitamento da entrada CC é avaliado pelo **índice de modulação**, o qual é definido em relação à amplitude da componente fundamental quando o inversor opera com onda quadrada. Outro índice de desempenho das técnicas de MLP refere-se ao valor *RMS* (*Root Mean Square*) das ondulações (*ripple*) das correntes de fase do inversor.

O estudo das técnicas de MLP (análise e comparação), desenvolvido neste trabalho, tem como ponto de partida os resultados apresentados no artigo de Zubek *et alii* [56], no qual são discutidas algumas restrições genéricas (não direcionadas a uma técnica específica) impostas aos pulsos de comando para inversores trifásicos.

Analiticamente, o espectro dos pulsos de comando é obtido usando-se o conceito de **função de chaveamento** ([55]) – expressão matemática que descreve o comportamento de pulsos modulados em função da variação do ciclo de trabalho dos mesmos. Os valores que as funções de chaveamento podem assumir são descritos pelos estados lógicos 0 e 1. Estes estados lógicos representam, respectivamente, as situações de não condução e condução das chaves controladas do inversor.

A dedução da expressão que descreve o espectro de freqüência de sinais MLP, apresentada neste trabalho, é baseada num procedimento bastante simples. Além disso, devido ao desenvolvimento passo-a-passo, tal dedução contribui para melhor compreensão das peculiaridades do conteúdo harmônico de sinais MLP.

1.1.3 Métodos de geração das funções de chaveamento

Existem basicamente dois métodos para geração das funções de chaveamento: um **baseado em portadora** e outro baseado na teoria de vetores espaciais (*space vector theory*), habitualmente conhecido como método da **modulação vetorial.**

No caso monofásico, a implementação de um modulador baseado em portadora consiste de um comparador de tensão cujas entradas são: um sinal de referência, dito **modulante** e uma onda triangular, dita **portadora**. Assim, os pontos de interseção entre modulante e portadora, assinalados na saída do comparador, definem os instantes de mudança de estado lógico do sinal modulado, cujo período da componente fundamental é igual ao período da modulante. Este processo é também conhecido como **triangulação.** No caso trifásico, uma única portadora é comparada com um conjunto de sinais modulantes defasados de 120°.

Por outro lado, o conceito de vetores espaciais é típico para aplicação em inversores trifásicos e a rigor não representa um processo de modulação propriamente dito (interação modulante-portadora). Baseia-se na representação das tensões de saída do inversor por intermédio de vetores espaciais, ditos **vetores de tensão**, os quais ao serem projetados no plano complexo (α, β) permitem a sintetização de um vetor denominado **vetor de referência**. Este vetor possui localização e magnitude determinadas, no plano (α, β), pelas referências trifásicas. No caso da modulação vetorial, o princípio da relação tensão-tempo, inerente a qualquer método de geração de funções de chaveamento, está contido na idéia de **intervalo de aplicação de um vetor tensão.**

Num modulador baseado em portadora, é fácil verificar que o período de chaveamento de um braço do inversor – ciclo de abertura e fechamento das chaves do mesmo – é constante e igual ao período da portadora. Assumindo-se que a **razão de freqüência**, definida como a razão entre as freqüências de portadora e modulante, é suficientemente elevada, tem-se que o valor médio da tensão de saída do inversor, calculado a cada período de chaveamento, resulta numa forma de onda (em degraus) que se aproxima do próprio fundamental da tensão de saída modulada. Na modulação vetorial o período de chaveamento está relacionado com a taxa de amostragem do sinais de referência, a qual deve igualmente ser elevada.

1.1.4 Definições básicas da modulação vetorial

As tensões aplicadas à uma carga trifásica (e.g., motor de indução), mediante um inversor-MLP, podem ser descritas de três maneiras

- pelas tensões de fase definidas entre os pontos centrais dos braços do inversor e o neutro da carga
- pelas tensões de linha definidas como as diferenças de tensão entre fases
- por vetores ativos de tensão definidos a partir das configurações do inversor que efetivamente entregam potência à carga

As oito (2^3) possíveis **configurações do inversor** referem-se às combinações de abertura e fechamento das três chaves da metade superior do inversor. Duas delas, correspondentes ao fechamento (configuração 111) ou abertura (configuração 000) simultânea dessas três chaves, são representadas por **vetores nulos**. As outras seis configurações (e.g., configuração 110) definem os **vetores ativos**. Estes formam no plano (α, β) um hexágono em cujas diagonais principais são definidos os vetores ativos que podem ser instantaneamente aplicados à carga. As duas modalidades de vetores nulos – todas as três chaves abertas ou todas fechadas – são representadas como o ponto central desse hexágono, cujos lados são as retas de união entre as extremidades dos vetores ativos. Dois vetores ativos que formam entre si um ângulo de 60° são denominados **vetores adjacentes**, os quais definem um setor de localização do vetor de referência.

Num inversor cada interruptor de potência possui um diodo conectado em anti-paralelo a seus terminais. Esses diodos garantem a não interrupção do fluxo de corrente nas fases (exigência da natureza indutiva da carga) quando ocorre o bloqueio dos interruptores da parte superior ou inferior do inversor. Esta condição em que, os terminais da carga estão ligados num mesmo potencial (positivo ou negativo da entrada CC) e as tensões de fase têm valores instantâneos nulos devido a não conexão do neutro, é conhecida como condição de **circulação** (de corrente) ou **roda-livre** (*free-wheeling*). A inserção sistemática de intervalos de circulação a cada período de chaveamento, característica da modulação em largura de pulso no caso trifásico, é a maneira mais adequada para obtenção do controle de amplitude das tensões médias de fase a partir, unicamente, do comando das chaves do inversor. De outro modo, a aplicação sucessiva apenas de vetores ativos, o que corresponde ao comando do inversor por pulsos não modulados (onda quadrada), gera a tensão de fase conhecida como onda de seis-degraus.

Em sistemas de acionamento onde é necessário o aproveitamento máximo da entrada CC, utiliza-se a onda de seis-degraus. Esta forma de onda é o limite de uma faixa de operação conhecida como região de sobremodulação, a qual inicia a partir do ponto em que cessa a relação linear entre amplitude da tensão de fase e índice de modulação. No caso das técnicas implementadas usando-se o método da modulação vetorial, a região linear tem a extensão dum círculo inscrito no hexágono citado acima.

Neste trabalho são consideradas apenas as técnicas de MLP que têm aplicação na região linear.

1.1.5 Modulação descontínua e modulação contínua

Os sinais modulantes (referências) **não senoidais** ou **distorcidos** são aqueles obtidos dos sinais modulantes senoidais pelo acréscimo de uma **componente de seqüência nula**. Dentre os sinais modulantes distorcidos destacam-se os sinais modulantes **grampeados**.

O uso de referências grampeadas ocasiona a interrupção do chaveamento, numa determinada fase, a intervalos regulares dentro do período da modulante. Este tipo de procedimento é denominado **modulação descontínua**. De outro modo, tem-se a **modulação contínua**, para designar a situação – resultante de referências não grampeadas – onde todas as fases são sistematicamente chaveadas.

Num conjunto de referências senoidais é possível identificar segmentos de 60°, nos quais os valores das referências possuem uma ordenação peculiar. Neste trabalho, tais segmentos são referidos como Segmentos de Tensão Ordenada-STO. Em cada STO distingue-se uma fase cuja tensão de referência tem valores instantâneos maiores que os das outras duas. Destas, uma também se mantém maior que a outra.

A geração de sinais modulantes não senoidais baseia-se na idéia de ordenação das referências em cada STO. Usualmente, são utilizadas pontes retificadoras trifásicas – onde a queda de tensão nos diodos deve ser compensada – para realizar, analogicamente, tal ordenação.

Neste trabalho, apresenta-se um circuito digital onde a seleção das referências é efetuada por intermédio de chaves eletrônicas (CMOS). Resultados experimentais, referentes à geração de sinais modulantes típicos das modulações contínua e descontínua, são também apresentados.

1.1.6 Padrão de chaveamento e razão de distribuição

No contexto das técnicas de MLP baseadas em portadora, define-se **padrão de chaveamento** como um conjunto de configurações aplicadas ao inversor no decorrer da descida ou subida da portadora triangular. Na modulação vetorial, um padrão é dado por um conjunto de vetores nulos e ativos aplicados na saída do inversor durante um período de amostragem.

Desde que, na modulação baseada em portadora considerou-se uma única onda triangular interceptando as referências trifásicas, é fácil concluir que, no intervalo de tempo referente a um padrão (metade do período da portadora), as funções de chaveamento mudam de estado lógico na seqüência (ordenação) ditada pelas referências. Portanto, independentemente da evolução da onda triangular ocorrer na porção descendente (todas as funções de chaveamento inicialmente no estado lógico 0) ou ascendente (idem no estado lógico 1), os valores médios das funções de chaveamento num STO, obedecem a mesma ordenação das referências.

Diante desta constatação, introduz-se neste trabalho a representação dos padrões de chaveamento mediante um terno ordenado de funções de chaveamento, as quais, na seqüência em que estão dispostas, mudam de estado lógico a partir de uma **configuração inicial**. Isto permite definir apenas duas transformações (e suas inversas), as quais regem o comportamento dos padrões em base matemática. A finalidade deste procedimento – em grande parte didática – é fornecer uma visualização qualitativa das modificações que ocorrem nos padrões durante a sucessão dos STOs no período da modulante.

Na prática, em esquemas de acionamento de máquinas baseados na modulação vetorial, onde **contadores programáveis** são usados para geração dos pulsos de comando, as referidas transformações sistematicamente atualizam a ordem de carregamento dos contadores.

A partir da definição de padrão de chaveamento aqui proposta, onde a ordenação das referências está explícita, demonstra-se que os tempos de aplicação dos vetores ativos pode ser obtido diretamente da diferença entre as amostas ordenadas das modulantes senoidais, evitando-se a determinação, a cada período de amostragem, do setor de localização do vetor de referência.

Nas técnicas de MLP baseadas em portadora, um padrão de chaveamento é denominado **padrão completo** quando, na subida ou descida da portadora, cada função de chaveamento apresenta uma única transição - as três em instantes distintos. No contexto da modulação vetorial, um padrão completo é composto de uma seqüência de quatro vetores - a configuração correspondente ao quarto vetor é complementar daquela do primeiro vetor. Num **padrão reduzido**, verificam-se transições (não coincidentes) em apenas duas funções de chaveamento, por conseguinte, um dos braços do inversor não é chaveado.

Com estas duas definições, os conceitos de modulação contínua e descontínua podem ser estabelecidos em relação ao tipo de padrão: na modulação contínua os padrões gerados são completos e na descontínua são reduzidos.

O conceito de modulação vetorial, permite a definição de um parâmetro denominado **razão de distribuição dos vetores nulos**. A dedução detalhada da expressão que relaciona a razão de distribuição e sua respectiva componente de seqüência nula, estabelecendo a unificação das técnicas vetoriais e baseadas em portadora, é uma importante contribuição deste tese. Outra contribuição referente a este assunto, consiste em associar o comportamento da razão de distribuição a sinais lógicos obtidos a partir de simples operações de comparação envolvendo as referências senoidais. Dessa maneira, são definidos dois sinais lógicos, que juntamente com seus complementos, descrevem as variações da razão de distribuição que resultam nos quatro sinais modulantes grampeados de interesse prático. Pode-se também incluir neste grupo os dois sinais modulantes grampeados oriundos de uma razão de distribuição constante (igual a 0 ou 1). Devido à exigência de simetria de 120° entre as tensões de saída do inversor, o intervalo total de grampeamento desses sinais modulantes grampeados (por fase) é igual a 1/3 do período fundamental.

Levando-se em conta a relação que fornece a componente de seqüência nula em função da razão de distribuição e o esquema de ordenação das referências senoidais implementado com chaves CMOS, propõe-se neste trabalho um modulador MLP genérico (razão de distribuição variando de 0 a 1) baseado em portadora.

1.1.7 Moduladores MLP baseados em técnicas de modulação contínuas e descontínuas

O não chaveamento de uma fase, durante 1/3 do período fundamental, promovido pela modulação descontínua, permite, em princípio, que a freqüência de chaveamento seja 1,5 (3/2) vezes maior que aquela da modulação contínua, mantendo-se as perdas efetivas (médias) de chaveamento equiparadas em ambos os casos. Estas perdas são avaliadas considerando-se o número total de mudanças de estado (aberto/fechado) dos interruptores do inversor num período fundamental.

As técnicas da modulação contínua apresentam, notadamente para baixos valores do índice de modulação, melhor desempenho que aquelas da modulação descontínua. Entretanto, como esta última permite um aumento da freqüência de chaveamento, ela é mais adequada para operar na faixa que requer valores elevados do índice de modulação. Esta característica da modulação descontínua se verifica para os critérios de desempenho da DHT e do valor RMS da ondulação de corrente. Além disso, fazendo-se coincidir, integralmente ou em parte, o intervalo de grampeamento de uma fase com a região em torno da corrente que passa por um pico (positivo ou negativo) na respectiva fase, é possível aumentar a freqüência de chaveamento em até duas vezes. O aumento da freqüência de chaveamento acarreta diminuição das ondulações de corrente.

Desse modo, um modulador MLP de alto desempenho deve operar com modulação contínua até determinado valor do índice de modulação. A partir desse ponto, dependendo do ângulo entre corrente e tensão de fase, uma das técnicas da modulação descontínua deve ser selecionada. Na etapa contínua utiliza-se a técnica conhecida como modulação vetorial simétrica (razão de distribuição igual a 0,5).

Tomando-se como ponto de partida as formas de onda que representam as amplitudes dos desvios de corrente em cada fase, desenvolvem-se, neste trabalho, expressões que permitem comparar, por intermédio do valor *RMS* desses desvios, o desempenho dos sinais modulantes dos esquemas contínuo e descontínuo de chaveamento. Em particular, é possível determinar o valor do índice de modulação que assinala a passagem de um esquema para o outro.

Com relação ao procedimento de ajuste do intervalo de grampeamento segundo o fator de potência, apresenta-se neste trabalho, um esquema que, por intermédio do deslocamento de um sinal lógico associado à razão de distribuição, permite a seleção do sinal grampeado adequado.

1.2 Revisão Bibliográfica

Após um período de mais de três décadas de ininterrupta publicação de trabalhos sobre as técnicas de MLP usadas para comando de conversores de potência em geral, não é tarefa simples estabelecer um levantamento, sob qualquer critério (viabilidade prática, primazia na apresentação de um conceito ou método de implementação, etc), de toda essa produção científica. Mesmo delimitando a observação apenas ao caso de inversores trifásicos de tensão usados no acionamento de máquinas elétricas (escopo deste trabalho), o esforço é menos importante. Um item certamente comum na evolução das técnicas de MLP, é sua estreita ligação com o progresso dos recursos computacionais (microcomputadores, microcontroladores, DSPs, etc) e da tecnologia de construção de interruptores de potência (IGBT, MOSFET, etc).

Devido a característica de constante aprimoramento das técnicas de MLP, as publicações neste tema incluem, não raro, uma abordagem comparativa das mesmas. Algumas procedem, de modo abrangente, um estudo específico de avaliação dessas técnicas, resumindo os critérios de desempenho usados para escolha do modulador MLP adequado para uma dada aplicação, como em Holtz [27]. A presente revisão bibliográfica não atinge tal nível de discussão, seu plano principal está dividido em duas partes. Inicialmente são citados os trabalhos que estabeleceram ou propuseram, no campo da

Eletrônica de Potência, os conceitos básicos para geração de sinais MLP, abrindo caminho para a publicação de atualizados resultados. Alguns destes conseqüentes trabalhos são paralelamente mencionados. Em seguida, são discutidos os trabalhos mais recentes, diretamente relacionados com os principais tópicos abordados nesta tese.

O uso de sinais MLP para comando de conversores de potência tem início com a publicação do trabalho de Schönung e Stemmler em 1964 [47]. Os autores apresentam um método de geração desses sinais, baseado no conhecido princípio da amostragem natural, denominado método *subharmônico* (o valor médio do sinal na saída do conversor de potência é um subharmônico do sinal chaveado em alta freqüência). A implementação desse método é bem conhecida e está descrita no corpo desta tese, aqui, é importante salientar que esse método estabelece a idéia (inerente ao próprio método e utilizada daí em diante) de controle da amplitude e freqüência do valor médio do sinal de tensão aplicado à carga pelo conversor de potência.

No mesmo ano foram estabelecidos, num artigo de Turnbull ([51]), os conceitos de redução/eliminação de harmônicos da forma de onda que representa o sinal de comando do conversor de potência. Nesse esquema de gatilhamento, os instantes (ângulos) de transição de tal forma de onda são as soluções de um sistema de equações trigonométricas (tantas quanto o número de harmônicos a serem eliminados). Esta estratégia, portanto, não incorpora um processo de modulação como no caso anterior. Para sua implementação são contruídas tabelas com os valores adequados dos ângulos (de transição) para cada um dos pontos de operação especificados pela variação do índice de modulação. Na mesma linha de pesquisa, seguiram-se os trabalhos de Patel e Hoft ([43]-1973, [44]-1974), com a abordagem generalizada da técnica de eliminação de harmônicos, e de Buja e Indri ([15]-1977), que introduz a técnica de minimização (otimização) do valor *RMS* dos harmônicos de corrente, o qual é tomado como índice de desempenho. Numa trilogia publicada mais recentemente, Bowes e Clark ([12], [13], [11]-1992) retomam o estudo das estratégias de minimização e eliminação de harmônicos, visando principalmente contornar os problemas de implementação das estratégias nas versões originais (não completamente adequadas para operação em tempo real). Esses três trabalhos são baseados no princípio da amostragem uniforme ou regular.

Este princípio (amostragem regular) foi introduzido, para geração de sinais de comando de conversores de potência, por Bowes ([9]-1975). As estratégias de modulação descritas pelo autor representam, concretamente, o ponto de partida para a implementação digital de moduladores MLP, com ou sem a intervenção de um microcomputador. O método de geração de pulsos de comando por meio dessas técnicas consiste, essencialmente, no cálculo dos instantes de cruzamento entre uma onda triangular e as amostras das tensões de referência, as quais podem ser tomadas uma ou duas vezes a cada período de chaveamento, resultando, respectivamente, nas conhecidas modulação regular simétrica e assimétrica. Baseados no princípio de funcionamento desta última e considerando como critério de desempenho a distorção harmônica total de corrente, Bowes e Midoun ([14]-1985) determinaram, numericamente, como sinal modulante sub-ótimo uma onda distorcida com 25% de terceiro harmônico. A triangulação desta forma de onda fornece ângulos de chaveamento sub-ótimos, desde que resultam de uma relação linear destes com o sinal modulante. Como se sabe, a relação entre os ângulos de chaveamento otimizados e o fundamental do sinal pulsado resultante é não-linear.

São muitos os artigos que tratam do uso de referências não senoidais para geração de sinais MLP, mediante uma estratégia baseada em portadora. Atualmente elas estão divididas em dois grupos: as que acarretam modulação descontínua (grampeamento adequado das tensões de fase) e aquelas relativas à modulação contínua (chaveamento ininterrupto das tensões de fase durante o período fundamental). Nesta parte inicial da presente revisão bibliográfica, cita-se, como exemplo de trabalho sobre o primeiro grupo de referências distorcidas, o artigo de Depenbrock ([19]-1977) e, sobre o segundo grupo, o artigo de Houldsworth e Grant ([29]-1984). Estes trabalhos podem não ter sido pioneiros, porém destacam-se pela profundidade e detalhamento com que os respectivos temas são abordados. Além do tratamento analítico, demonstrando que as referências grampeadas permitem – quando comparadas às referências senoidais – redução do regime de chaveamento dos interruptores e aumento da faixa linear de utilização da entrada CC do inversor, Depenbrock apresenta um circuito gerador dessas referências grampeadas, em cuja estrutura se verifica a idéia de ordenação das referências senoidais (não distorcidas). Este conceito, essencial para a implementação dos atuais moduladores MLP baseados em portadora, também está presente, um tanto mais formalmente, no artigo de Zubek *et alii* ([56]-1975), embora o mesmo não trate da geração de sinais modulantes não senoidais. No caso da modulação contínua, Houldsworth e Grant demonstram que o máximo aproveitamento da entrada CC do inversor, idêntico ao caso descontínuo, pode ser obtido com o sinal modulante distorcido com a adição de 16,7% (1/6) de terceiro harmônico.

A técnica de geração de pulsos de comando para inversores trifásicos, conhecida como modulação vetorial, foi inicialmente apresentada por Pfaff *et alii* ([45]-1982). Diferentemente da técnica baseada em portadora, que pode ser aplicada a inversores monofásicos, a modulação vetorial, por definição, é específica para inversores trifásicos. De fato, a grande flexibilidade que essa técnica permite, na geração de padrões de chaveamento, é conseqüência direta da representação em conjunto dos valores instântaneos das três tensões de saída do inversor (vetores ativos) e das três amostras das referências (vetor tensão de referência).

Investigando detalhadamente o princípio da modulação vetorial, van der Broeck *et alii* ([54]-1988) demonstraram dois importantes aspectos dessa técnica: seu potencial de generalização (daí o grande número de trabalhos subseqüentes) e o excelente conteúdo harmônico, aliado ao aproveitamento total da entrada CC do inversor na região linear, dos sinais MLP resultantes da distribuição, em partes iguais, dos intervalos de circulação num padrão de chaveamento. O valor médio do sinal modulado obtido dessa disposição equilibrada dos tempos de aplicação dos vetores nulos, representa a conhecida onda modulante da modulação vetorial simétrica. Já antes, baseados no perfil dessa curva, Murai *et alii* ([38]-1987) apresentam um modulador MLP digital cujos padrões de chaveamento são previamente armazenados em memórias ROM. Paralelamente, levando em conta a idéia de ordenação das tensões de referência, Seixas ([48]-1988) desenvolveu a expressão analítica da mesma.

Mais recentemente, grande parte dos trabalhos sobre geração de sinais MLP aplicados no comando de inversores trifásicos, têm abordado, isoladamente ou em conjunto, três itens:

- estabelecer formalmente a relação entre a técnica baseada em portadora e a modulação vetorial.
- avaliar, por intermédio de índices de desempenho expressos analiticamente, os

diferentes tipos de modulação contínua e descontínua.

- demonstrar que um modulador MLP de ótimo desempenho deve combinar as boas características dessas duas últimas modalidades de modulação.

Abordando o primeiro item, tem-se como exemplos os artigos de Blasko ([7]-1996) e de Sun e Grotstollen ([50]-1996), os quais estabelem a relação entre a componente de seqüência nula (distorção das modulantes) e a razão de distribuição dos vetores nulos. Este último também desenvolve a expressão para a razão de distribuição ótima e comprova que sua melhor aproximação é aquela da onda com 25% de terceiro harmônico. De fato, a idéia que fundamenta esses resultados é a ordenação das referências, permitindo, conforme apontado no já mencionado trabalho de Murai *et alii* [38], o cálculo dos tempos de aplicação dos vetores ativos mediante a diferença entre as amostras de tais referências. Isto também é demonstrado em artigo anterior de Grotstollen ([22]-1993). Na presente tese, a dedução da expressão genérica que fornece as referências distorcidas em função da razão de distribuição, não parte da comparação entre os padrões da modulação regular (simétrica ou assimétrica) e da modulação vetorial como nos artigos acima ([7], [50]), mas da própria definição da razão de distribuição, tomada como a equação que torna os intervalos de aplicação dos vetores nulos unicamente definidos. Como se sabe, apenas os tempos de aplicação dos vetores ativos são únicos para uma dada magnitude e posição do vetor de referência.

Já antes do estabelecimento da relação geral entre a razão de distribuição e a respectiva distorção das referências, alguns circuitos moduladores MLP, baseados em portadora, que sintetizam padrões tipicamente definidos pela modulação vetorial, foram implementados. Um desses moduladores, que utiliza ponte retificadora a diodos (como em Depenbrock [19]) para selecionar as referências, é apresentado em Holmes ([26]-1995). Em Alves *et alii* ([4]-1991) é mostrado o circuito detalhado de um modulador que implementa a modulação vetorial simétrica, no qual a seleção das referências é feita por intermédio de chaves CMOS. Este mesmo procedimento é usado no modulador genérico, baseado em portadora, proposto nesta tese. Baseando-se na idéia de relocação do "tempo efetivo" (intervalo de aplicação dos vetores ativos), Chung e Sul ([17]-1996) apresentam um modulador capaz efetuar a passagem de uma estratégia de MLP para outra, contínua para descontínua e vice-versa, em tempo real.

Um dos primeiros trabalhos a abordar analiticamente um esquema modulação que utiliza padrões completos ou reduzidos, de acordo com o valor do índice de modulação, foi o de Ogasawara *et alii* ([40]-1989). Nele estabeleceu-se que na região de baixos índices de modulação são utilizados padrões com intervalos de roda-livre iguais, os quais são trocados para padrões reduzidos a partir de um determinado valor do índice de modulação. Estes padrões reduzidos podem ser gerados por meio da triangulação do sinal modulante grampeado, apresentado no artigo de Abraham e Blümel ([1]-1991) como característico da modulação de duas fases modificada (*modified two phase modulation*). Este artigo apresenta uma classificação dos sinais modulantes grampeados, baseada na representação gráfica da trajetória do vetor erro de corrente no plano (α, β).

A diferença entre o vetor ativo (ou nulo) atual e o vetor tensão de referência resulta no vetor erro de tensão. Este, estabelece a direção e a taxa de variação do vetor erro de corrente. Visto que, o vetor erro de tensão tem a mesma direção do vetor de referência, durante o tempo de aplicação de qualquer dos vetores nulos, um dos trechos da mencionada trajetória é sempre paralelo ao vetor de referência. Os outros dois outros trechos da trajetória total (de formato triangular) são paralelos aos vetores erro de tensão referentes aos dois vetores ativos (a cada padrão). Provavelmente, essa representação gráfica da trajetória dos desvios de corrente foi inicialmente usada em Nabae *et alii* ([39]-1986) num artigo que trata da regulação de corrente em inversores trifásicos.

Os índices de desempenho normalmente utilizados para comparação entre as diferentes técnicas de modulação (contínuas e descontínuas) são a *DHT* e o valor *RMS* das ondulações de corrente. Considera-se a *DHT* ponderada, onde a contribuição de cada harmônico de tensão ou corrente, selecionado para cálculo da mesma, é dividida pela ordem do respectivo harmônico. Alguns autores (e.g. [26]) utilizam apenas este índice para efetuar, no âmbito de seus objetivos, a comparação entre as modulações contínua e descontínua. Entretanto, devido a necessidade de se determinar explicitamente o valor do índice de modulação que especifica a passagem da modulação contínua para a descontínua – condição essencial para o projeto de moduladores MLP de alto desempenho – vários trabalhos apresentam o valor *RMS* da corrente (usualmente do erro de corrente) dado na forma de expressões analíticas. O cálculo da DHT é essencialmente um procedimento numérico.

As publicações mais recentes, que tratam do segundo item acima mencionado podem ser divididas em dois grupos. No primeiro estão incluídas aquelas que não utilizam explicitamente o conceito de razão de distribuição e, conseqüentemente, a representação gráfica da trajetória dos desvios de corrente, como ponto de partida para se obter as expressões do valor RMS da corrente. Este é o caso do artigo de van der Broeck ([53]-1991), onde são discutidas as características da maioria dos sinais modulantes de interesse prático, com destaque para a referência grampeada que – de acordo com a classificação dada nesta tese – é definida por uma razão de distribuição constante (= 1). Outro exemplo é o artigo de Stefanovic e Vukosavic ([49]-1992), que, diferentemente do anterior, não aborda o conjunto das técnicas de modulação contínua e descontínua, mas apresenta um estudo comparativo (valor RMS da corrente como índice de desempenho) entre apenas dois tipos específicos de padrão. Entretanto, por restringir sua análise ao ponto em que a ondulação de corrente é máxima (condição suficiente para efeito de comparação), os autores podem apresentar detalhes da dedução (omitidos noutras publicações) das equações desenvolvidas para embasar suas conclusões. Os pontos em que a ondulação de corrente é máxima ocorrem no meio de cada setor. Nestas posições o vetor de referência está eqüidistante dos dois vetores adjacentes, o que implica num intervalo total de roda-livre mínimo em relação às outras posições.

Nos artigos do segundo grupo, além da utilização direta da já mencionada representação no plano complexo da trajetória dos desvios de corrente, estão incluídas análises detalhadas das características das perdas de chaveamento e de condução no inversor, quando o fator de potência da carga é considerado. Concretamente, estes estudos sobre perdas no conversor visam estabelecer qual dos tipos de modulação descontínua é mais adequado, quando se considera os pontos em que as correntes de fase têm maior amplitude. Demonstra-se que nas situações em que é possível fazer coincidir o centro do intervalo de grampeamento com o pico da corrente, a freqüência de chaveamento pode ser duplicada em relação ao caso contínuo. Isto significa, que o valor do índice de modulação que assinala a passagem da modulação contínua para a descontínua, pode estar abaixo daquele obtido para a condição intrínseca (da modulação descontínua), que estabelece uma freqüência de chaveamento 1,5 vezes maior que no caso contínuo. Como exemplos de trabalhos que se enquadram nesse contexto, podem ser citados os artigos de Kolar *et alii* ([33]-1991, [34]-1991), os de Hava *et alii* ([25]-1997, [24]-1997) e o de Blasko ([8]-1997). Também pode ser incluído neste grupo o artigo de Chung e Sul ([18]-1997), sendo que este, adicionalmente, estabele a relação entre a defasagem tensão-corrente de fase e o deslocamento adequado do intervalo de grampeamento. Assim, os trechos onde uma determinada fase não é chaveada se ajustam (o mais centralizado possível) com os picos de corrente na respectiva fase, reduzindo então as perdas de chaveamento ou permitindo o aumento da freqüência de chaveamento.

Na presente tese, as expressões analíticas usadas para comparação das diversas técnicas de MLP (contínuas e descontínuas) diferem daquelas normalmente apresentadas na literatura, em particular os artigos listados logo acima, porquanto estão baseadas no valor *RMS* da forma de onda que descreve a diferença entre os picos (envoltória) do erro de corrente em cada fase. Mais especificamente, o desenvolvimento aqui apresentado, não parte da análise do valor *RMS* do erro de corrente (propriamente dito) num período de chaveamento para em seguida estender o resultado para o período fundamental, como usualmente efetuado na literatura. Servindo-se dos resultados preliminares dados no artigo de McMurray ([37]-1984) – também presentes em [1] – as deduções são desenvolvidas diretamente a partir dos sinais distorcidos tomados como referência. Com este novo enfoque, também é possível avaliar o comportamento mais adequado da região de não chaveamento em relação ao fator de potência da carga, conforme discutido em [18]. Tendo em vista a implementação de um modulador mais simples do que o proposto neste último artigo, considera-se uma importante contribuição desta tese a definição da razão de distribuição da onda modulante, cujos intervalos de grampeamento são "ajustados" aos picos das correntes de fase, como um sinal lógico obtido a partir de operações de comparação entre formas de onda oriundas dessas correntes.

Nesta tese, alguns tópicos são dedicados ao estudo de inversores trifásicos com barramento de entrada pulsado, em particular aqueles onde a posição do vetor corrente é essencial para a geração dos pulsos de gatilho. Tais tipos de inversores e as técnicas de MLP usadas para controle dos mesmos são tratadas, por exemplo, nos artigos de Malesani *et alii* ([35]-1992, [36]-1996). Aqui, o principal objetivo é estender, para esses inversores, alguns resultados obtidos ao longo deste trabalho para inversores com barramento de entrada constante. Destacam-se nesta proposta de generalização:

- geração de sinais modulantes que variam de acordo com a posição do vetor corrente

- projeto de um modulador baseado em portadora para comando de inversores com barramento de entrada pulsado

- dedução da expressão que define os limites das regiões (no plano $\alpha\beta$) onde os padrões de chaveamento, adequados para os inversores com barramento de entrada pulsado, são aplicados – este tratamento formal não consta nas duas referências ([35], [36]) acima citadas.

1.3 Sinopse dos capítulos

No capítulo 2, apresenta-se, sob enfoque matricial, uma descrição das principais relações entre os sinais de comando de um inversor trifásico e as tensões geradas pelo mesmo. Baseando-se em algumas propriedades das matrizes (tranformações), e.g. posto (*rank*), define-se formalmente alguns conceitos bastante usados nesta tese, tais como, estado de circulação (*free-wheeling*) das correntes do inversor e interdependência entre as tensões de saída do inversor com neutro isolado. Em seguida, levando-se em consideração algumas restrições impostas às funções de chaveamento, descreve-se as características desejáveis, qualitativamente falando, dessas funções. Finalmente, apresenta-se o princípio da Modulação em Largura de Pulso, oriundo da teoria de Comunicações, a partir do qual diversas técnicas de MLP foram desenvolvidas. Um item destacado, neste capítulo, é a dedução detalhada da expressão que descreve o espectro de freqüência das funções de chaveamento moduladas em largura de pulso.

No capítulo 3, apresenta-se uma nova maneira de representação dos padrões de chaveamento. Ela baseia-se na ordem de transição das funções de chaveamento no intervalo de definição do padrão. Introduz-se também, neste capítulo, os conceitos de Segmentos de Tensão Ordenada-STO, paridade de um STO e padrão característico.

Estes conceitos, juntamente com a nova representação dos padrões de chaveamento, permitem visualizar, sob enfoque matemático, as mudanças que ocorrem nesses padrões ao longo de um período dos sinais modulantes.

No capítulo 4, desenvolve-se um estudo detalhado da técnica de MLP baseada na teoria de vetores espaciais, também denominada modulação vetorial. Destacam-se, nesse estudo, os seguintes tópicos:

- descrição (usualmente omitida na literatura) das tensões de saída do inversor num sistema de coordenadas tridimensional (vetores espaciais)

- introdução do conceito de razão de distribuição dos vetores nulos e a conseqüente classificação dos padrões reduzidos

- descrição formal da representação gráfica dos desvios (erros) de corrente de fase no inversor trifásico

- comparação entre as técnicas de modulação seno-triângulo e a modulação vetorial referente ao aproveitamento da entrada CC do inversor

No capítulo 5, trata-se dos sinais modulantes não senoidais (distorcidos). Tanto aqueles normalmente citados na literatura, bem como, novos tipos de sinais modulantes, de uso específico em inversores com barramento de entrada pulsado, são detalhadamente analisados. Alguns tópicos destacados neste capítulo são:

- dedução detalhada de uma expressão matricial que define o comportamento dos sinais modulantes distorcidos em função dos tempos de aplicação dos vetores ativos e da razão de distribuição dos vetores nulos.

- demonstração formal de que os tempos de aplicação dos vetores ativos podem ser calculados diretamente pela diferença entre as referências senoidais especificadas em cada STO.

- avaliação das diversas técnicas de MLP por intermédio do valor *RMS* da amplitude dos desvios de corrente de fase do inversor.

- descrição de um modulador MLP cujo projeto leva em consideração a defasagem entre tensão e corrente de fase do inversor.

- dedução da expressão que define o limite entre as regões de utilização dos padrões reduzidos para inversores com barramento de entrada pulsado

- definição de sinais modulantes apropriados para uso em inversores com barramento de entrada pulsado e estudo desta nova modalidade de sinais modulantes, baseada no critério do valor RMS da amplitude dos desvios de corrente de fase do inversor.

No capítulo 6, apresentam-se os circuitos moduladores usados para realização das técnicas de MLP analisadas neste trabalho. Resultados experimentais obtidos com moduladores baseados em portadora e em contadores programáveis são apresentados. No caso dos moduladores baseados em portadora, descreve-se detalhadamente um novo método de projeto desses moduladores, que basicamente consiste na sintetização de um circuito combinacional bem simples. Dois itens destacados neste capítulo são: descrição do modulador para comando de inversores com barramento de entrada pulsado e a especificação de um modulador projetado para implementação na forma de um circuito integrado de aplicação específica ($Application - Specific\ Integrated\ Circuit - ASIC$), usando-se $FPGA^*$(*Field-Programmable Gate Array*).

No capítulo 7, além das conclusões resultantes desta tese, apresentam-se algumas sugestões para futuros trabalhos de pesquisa.

Capítulo 2

Funções de chaveamento para inversores trifásicos

2.1 Introdução

Inicialmente são descritas as principais relações entre os sinais de comando de um inversor trifásico e as tensões geradas pelo mesmo (seção 2.2). A finalidade desta seção é introduzir alguns conceitos bastante usados ao longo deste trabalho (e.g., funções de chaveamento), iniciar a discussão sobre o conteúdo harmônico das tensões geradas no inversor e dar uma abordagem formal para a característica de interdependência entre as tensões de saída do inversor conectado a uma carga com neutro isolado. Na seção 2.3 são estabelecidas algumas restrições às funções de chaveamento usadas para comando de inversores trifásicos. Estas restrições determinam as características desejáveis dessas funções em tal aplicação. Em seguida, seção 2.4, apresenta-se o princípio da Modulação em Largura de Pulso, oriundo da teoria de Comunicações, a partir do qual diversas técnicas de MLP foram desenvolvidas visando a geração de sinais de comando para as chaves de circuitos conversores de potência.

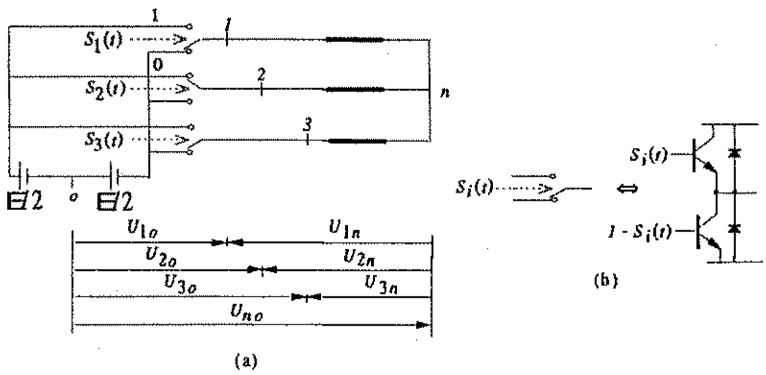


Figura 2.1: (a) Circuito simplificado de um inversor trifásico. (b) Estrutura real de um braço do inversor.

2.2 Relações básicas num inversor trifásico

Na Figura 2.1a mostra-se a estrutura simplificada de um inversor trifásico. As funções de chaveamento $S_1(t), S_2(t)$ e $S_3(t)$, que por definição só podem assumir dois valores discretos especificados como 0 e 1, representam os sinais de comando para as chaves SPDT ("Single-Pole-Double-Throw ") de tal inversor. Cada uma delas substitui um par de interruptores de potência do circuito real, conforme mostrado na 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.

É usual referenciar as tensões de saída do inversor $U_{io}(t)$, $i = 1, 2, 3$, (ver Figura 2.1b) em relação a um ponto central o da entrada E (na prática a existência desse ponto não é uma imposição, daí ser denominado às vezes de fictício). Assim, essas tensões são definidas como

$$U_{io}(t) = \begin{cases} \mathsf{E}/2 \text{ para } S_i(t) = 1 \\ -\mathsf{E}/2 \text{ para } S_i(t) = 0 \end{cases}. \tag{2.1}$$

Esta expressão, que pode ser resumida por

$$U_{io}(t) = \frac{\mathsf{E}}{2}\left(2S_i(t) - 1\right), \tag{2.2}$$

evidencia o processo de inversão (transformação CC-CA). De acordo com as funções de chaveamento, cada tensão $U_{io}(t)$ apresenta uma forma de onda que alterna os valores E/2 e −E/2 e cujo componente fundamental pode ter amplitude e freqüência conhecidas.

É possível se obter sinais na saída do inversor com o mesmo fundamental de tensão por intermédio de conjuntos distintos de funções de chaveamento. Entretanto, é razoável supor que as amplitudes dos harmônicos de mesma ordem desses sinais são também diferentes. 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, buscam-se funções de chaveamento que forneçam $U_{io}(t)$ 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 amplitudes elevadas, então afastados do fundamental, são passíveis de filtragem pelas componentes indutivas da própria carga. Funções de chaveamento moduladas em largura de pulso constituem um modo eficiente de se obter esse resultado, como será visto na seção 2.4. Na exposição a seguir e no restante deste trabalho, matrizes e vetores aparecem em negrito.

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

$$U_{io}(t) - U_{in}(t) = U_{no}(t) \qquad (i = 1, 2, 3). \tag{2.3}$$

Para uma carga trifásica equilibrada têm-se

$$\sum_{i=1}^{3} U_{in}(t) = 0. \tag{2.4}$$

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

$$U_{no}(t) = \frac{1}{3}\sum_{i=1}^{3} U_{io}(t) \qquad (i = 1, 2, 3). \tag{2.5}$$

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

$$\begin{bmatrix} U_{1n}(t) \\ U_{2n}(t) \\ U_{3n}(t) \end{bmatrix} = \mathbf{P} \begin{bmatrix} U_{1o}(t) \\ U_{2o}(t) \\ U_{3o}(t) \end{bmatrix} \text{ onde } \mathbf{P} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix}. \tag{2.6}$$

Usando-se a relação $U_{io}(t) = \mathsf{E}S_i(t) - \mathsf{E}/2$, encontra-se que as tensões de fase são dadas por

$$\begin{bmatrix} U_{1n}(t) \\ U_{2n}(t) \\ U_{3n}(t) \end{bmatrix} = \mathsf{E}\mathbf{P} \begin{bmatrix} S_1(t) \\ S_2(t) \\ S_3(t) \end{bmatrix} \tag{2.7}$$

e as tensões de linha por

$$\begin{bmatrix} U_{12}(t) \\ U_{23}(t) \\ U_{31}(t) \end{bmatrix} = \mathsf{E}\mathbf{L} \begin{bmatrix} S_1(t) \\ S_2(t) \\ S_3(t) \end{bmatrix} = \mathbf{L} \begin{bmatrix} U_{1o}(t) \\ U_{2o}(t) \\ U_{3o}(t) \end{bmatrix} \text{ onde } \mathbf{L} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \tag{2.8}$$

Uma vez que $\rho(\mathbf{P}) = 2$, onde $\rho(.)$ representa o posto (*rank*) de uma matriz, então apenas duas tensões de fase são independentes, devido a consideração de neutro isolado. O mesmo é válido para a transformação $\mathbf{L}$. Portanto, as tensões de saída do inversor não podem ser definidas unicamente pelas tensões de linha. Componentes de seqüência nula devem ser acrescentadas, ou seja

$$\begin{bmatrix} U_{1o}(t) \\ U_{2o}(t) \\ U_{3o}(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{12}(t) \\ U_{23}(t) \\ U_{31}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} U_{no}(t) \\ U_{no}(t) \\ U_{no}(t) \end{bmatrix}. \tag{2.9}$$

Para neutro conectado, i.e. $U_{no}(t) = 0 \quad \forall t$, a transformação em (2.6) seria a matriz identidade e as tensões de fase poderiam ser definidas independentemente.

Verifica-se também que

$$\mathsf{N}(\mathbf{P}) = \mathsf{N}(\mathbf{L}) = \{\mathbf{v} \in \Re^3 |\ \mathbf{v}(1) = \mathbf{v}(2) = \mathbf{v}(3)\} \tag{2.10}$$

onde $\mathsf{N}(.)$ representa o espaço nulo (núcleo) de uma transformação. Assim, componentes de seqüência nula adicionadas às tensões $U_{io}(t)$ (último termo da equação (2.9)) pertencem ao núcleo dessas transformações e não distorcem as tensões na carga (equações (2.6) e (2.8)), as quais, conseqüentemente, são anuladas para $S_1(t) = S_2(t) = S_3(t)$. Esta condição das funções de chaveamento representa o conhecido estado de circulação (*free-wheeling*) do inversor para cargas indutivas.

2.3 Restrições impostas às funções de chaveamento

As restrições impostas às funções de chaveamento para inversores trifásicos foram inicialmente descritas por Zubek *et alii* [56]. Considera-se que as observações feitas no referido artigo são importantes porque estabelecem o comportamento genérico das funções de chaveamento, não estando vinculadas a nenhuma técnica específica de geração das mesmas. Tais restrições têm caráter qualitativo, devendo ser obedecidas qualquer que seja a técnica MLP utilizada. Nossa breve descrição das mesmas, dada a seguir, inclui um tratamento baseado nos resultados apresentados na seção anterior.

Devido a interação entre as tensões de saída do inversor ligado a uma carga com neutro isolado, existe uma limitação para a forma que as tensões de linha podem assumir. De acordo com a transformação $\mathbf{L}$ do sistema de equações (2.8) os valores instantâneos das tensões de linha podem ser E, 0 ou $-\mathsf{E}$ alternadamente, exceto nos casos em que

$$S_1(t) = S_2(t) = S_3(t). \tag{2.11}$$

De todo modo, o somatório das tensões de linha é sempre nulo, ou seja, conhecendo-se as magnitudes de duas delas infere-se o valor da terceira.

Uma segunda restrição se impõe pela necessidade de simetria dos fundamentais das tensões de linha. Esta simetria requer que

$$S_1(t) = S_2(t - T_m/3) = S_3(t + T_m/3) \tag{2.12}$$

onde $T_m = 1/f_m$ é o período do sinal de tensão na saída do inversor (período fundamental).

Como complemento para as duas restrições citadas tem-se a **regra de consistência de polaridade de pulso**. Esta regra estabelece que as funções de chaveamento devem ser geradas de modo que os pulsos resultantes em cada tensão de linha tenham polaridade positiva no semi-ciclo positivo do fundamental das mesmas; idem para o semi-ciclo negativo. A análise harmônica mostra que um sinal que satisfaz essa regra tem menor conteúdo harmônico que outro discordante (ambos com o mesmo fundamental).

Do cumprimento dessa regra e das outras duas restrições resultam funções de chaveamento como mostradas na Figura 2.2. Nesta figura, pode-se distinguir intervalos

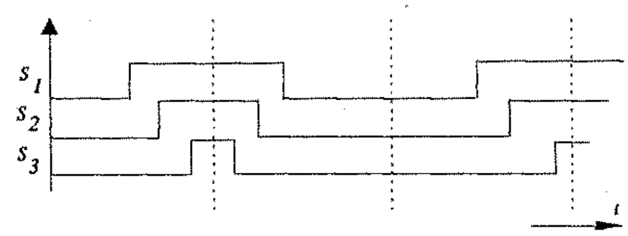


Figura 2.2: Aspecto genérico (encaixado) desejável para as funções de chaveamento em inversores trifásicos.

regulares (delimitados pelas linhas tracejadas) onde cada uma delas muda de estado lógico apenas uma vez. Este aspecto das funções de chaveamento, como já mencionado, tem caráter genérico e qualitativo. Ele é inerente a todas as técnicas usuais de MLP.

2.4 Princípio da modulação em largura de pulso

Funções de chaveamento com largura variável ao longo do período das tensões de saída do inversor constituem um modo eficiente de se obter controle de amplitude e freqüência do fundamental desses sinais. Diz-se que desse modo o controle é feito dentro do próprio inversor. Outras alternativas, como controle das tensões de entrada ou de saída são tratadas, por exemplo, em Bedford e Hoft [5] e Dewan e Straughen [20].

A seguir mostra-se que o princípio da Modulação em Largura de Pulso, bem estabelecido no campo das Comunicações, quando aplicado ao comando de inversores trifásicos, fornece funções de chaveamento com as características estabelecidas na seção 2.3.

Considere-se inicialmente o conjunto de funções de chaveamento não moduladas mostradas na Figura 2.3. Aplicadas ao inversor elas produzem numa carga em Y a conhecida forma de onda de seis degraus (ver Figura 2.4). É fácil ver que a freqüência desta onda acompanha a freqüência de tais funções de chaveamento. Entretanto, a amplitude de seu fundamental só é controlada variando-se a tensão E de entrada do inversor.

O controle do fundamental das tensões de saída do inversor, mantendo E constante, só pode ser obtido se a tensão entre os terminais da carga se anular a intervalos bem de-

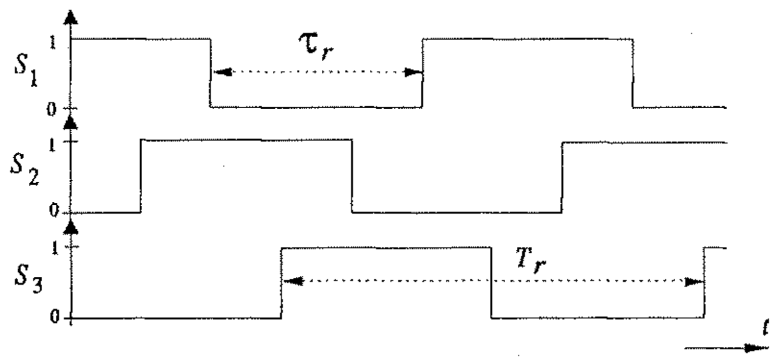


Figura 2.3: Funções de chaveamento não moduladas (ciclo de trabalho igual a 50%).

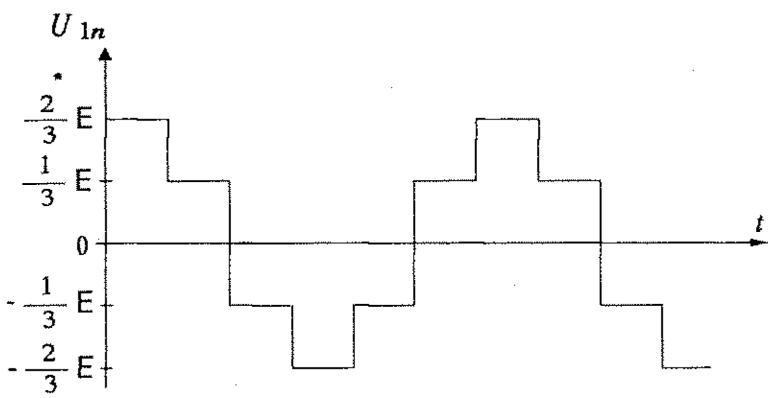


Figura 2.4: Tensão de fase de seis degraus (fase *1*) gerada por funções de chaveamento não moduladas.

finidos durante um período fundamental. Obtém-se assim amplitudes de fundamental inferiores àqueles da onda de seis degraus. Como a tensão na carga só pode se anular se a equação (2.11) for satisfeita, e como é evidente que esta condição está ausente nas funções da Figura 2.3, tem-se que (2.11) só pode ser satisfeita se o ciclo de trabalho dessas funções variar durante um período. Daí a modulação em largura de pulso como uma solução para esse problema de variação da amplitude do fundamental. Segue o desenvolvimento para se obter a expressão para o espectro de freqüência de uma função de chaveamento modulada em largura.

Considere-se $S_1(t)$ na Figura 2.3, agora denominada simplesmente $S(t)$, como uma onda portadora. Conceitualmente, a MLP consiste na variação da largura dos pulsos da portadora proporcionalmente a um sinal dito modulante ou de referência. Para um sistema trifásico de sinais modulantes cossenoidais, o valor instantâneo da largura de pulso é dado por

$$\tau_i(t) = \tau_r[1 + \mathsf{m}\cos(\omega_m t - (i-1)2\pi/3)] \qquad (i = 1, 2, 3) \tag{2.13}$$

onde o subscrito r refere-se à portadora, o subscrito m ao sinal modulante e m é o índice de modulação. Como $\max(\tau_i(t)) = 2\tau_r$ é fácil ver que o máximo valor de m é igual a 1.

A expansão em série de Fourier da portadora fornece

$$S(t) = \frac{\tau_r}{T_r} + \frac{2}{\pi}\sum_{n=1}^{\infty}\frac{1}{n}\mathrm{sen}\left(\frac{n\pi\tau_r}{T_r}\right)\cos(n\omega_r t) \tag{2.14}$$

onde $\omega_r = 2\pi f_r$ e $f_r = 1/T_r = \frac{1}{2\tau_r}$ é a freqüência da portadora. O parâmetro $R = f_r/f_m$ é denominado razão de freqüência.

Substituindo-se na equação (2.14) o valor constante τ_r por $\tau_i(t)$ obtém-se as 3 funções de chaveamento agora moduladas em largura [21].

$$\begin{aligned} S_{i_{MLP}}(t) \;=\; & \underbrace{\frac{\tau_r}{T_r} + \mathsf{m}\frac{\tau_r}{T_r}\cos[\omega_m t - (i-1)2\pi/3]}_{v_{médio}} + \\ & \underbrace{+\frac{2}{\pi}\sum_{n=1}^{\infty}\frac{1}{n}\mathrm{sen}\left[\frac{n\pi\tau_r}{T_r} + \frac{\mathsf{m}n\pi\tau_r}{T_r}\cos[\omega_m t - (i-1)2\pi/3]\right]\cos(n\omega_r t)}_{v_{harmônico}} . \end{aligned} \tag{2.15}$$

Como o ciclo de trabalho inicial da portadora é de 50%, a equação (2.15) pode ser reescrita como

$$S_{i_{MLP}}(t) = v_{médio} + v_{harmônico} \tag{2.16}$$

onde

$$v_{médio} = \frac{1}{2}\left[1 + \mathsf{m}\cos(\omega_m t - (i-1)2\pi/3)\right]$$

e

$$v_{harmônico} = \frac{2}{\pi}\sum_{n=1}^{\infty}\frac{1}{n}\text{sen}\left[\frac{n\pi}{2} + \frac{\mathsf{m}n\pi}{2}\cos(\omega_m t - (i-1)2\pi/3)\right]\cos(n\omega_r t).$$

O primeiro termo da equação (2.16) representa o valor médio das funções de chaveamento moduladas. No espectro de freqüências esta componente tem magnitude $\mathsf{m}/2$ na freqüência da modulante $f_m = \omega_m/2\pi$. O segundo termo, referente às componentes harmônicas, possui parcelas do tipo $\text{sen}(x + y\cos\theta)$ com x e y dependentes da ordem do harmônico. O desenvolvimento dessas parcelas envolvem coeficientes que são funções de Bessel de 1ª espécie. Estes coeficientes aparecem nas séries de Jacobi dadas abaixo ([6], p. 188)

$$\begin{aligned}\cos(y\text{sen}\theta) &= J_0(y) + 2J_2(y)\cos 2\theta + 2J_4(y)\cos 4\theta + \ldots \\ &= J_0(y) + 2\sum_{k=1}^{\infty} J_{2k}(y)\cos 2k\theta\end{aligned} \tag{2.17}$$

$$\begin{aligned}\text{sen}(y\text{sen}\theta) &= 2J_1(y)\text{sen}\theta + 2J_3(y)\text{sen}3\theta + 2J_5(y)\text{sen}5\theta + \ldots \\ &= 2\sum_{k=1}^{\infty} J_{2k-1}(y)\text{sen}(2k-1)\theta\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\cos(y\cos\theta) &= J_0(y) - 2J_2(y)\cos 2\theta + 2J_4(y)\cos 4\theta - \ldots \\ &= J_0(y) + 2\sum_{k=1}^{\infty}(-1)^k J_{2k}\cos 2k\theta\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\text{sen}(y\cos\theta) &= 2J_1(y)\cos\theta - 2J_3(y)\cos 3\theta + 2J_5(y)\cos 5\theta - \ldots \\ &= 2\sum_{k=1}^{\infty}(-1)^{k-1} J_{2k-1}(y)\cos(2k-1)\theta\end{aligned}$$

onde $J_r(y)$ representam funções de Bessel de 1ª espécie de ordem r e argumento y.

Assim, considerando-se apenas a fase *1*, $i = 1$ na equação (2.16), obtém-se, desenvolvendo o termo entre colchetes em $v_{harmônico}$ para $\varepsilon = n\pi/2$, que

$$\text{sen}(\varepsilon + \varepsilon \text{m} \cos \omega_m t) = \text{sen}\, \varepsilon \underbrace{\cos(\text{m}\varepsilon \cos \omega_m t)}_{\text{P}} + \cos \varepsilon \underbrace{\text{sen}(\text{m}\varepsilon \cos \omega_m t)}_{\text{Q}} \tag{2.18}$$

onde, de acordo com as duas últimas séries em (2.17),

$$\text{P} = J_0(\text{m}\varepsilon) - 2J_2(\text{m}\varepsilon) \cos 2\omega_m t + 2J_4(\text{m}\varepsilon) \cos 4\omega_m t - \ldots$$

e

$$\text{Q} = 2J_1(\text{m}\varepsilon) \cos \omega_m t - 2J_3(\text{m}\varepsilon) \cos 3\omega_m t + 2J_5(\text{m}\varepsilon) \cos 5\omega_m t - \ldots$$

A expressão em (2.18) tem agora a seguinte forma

$$\text{sen}(\varepsilon + \varepsilon \text{m} \cos \omega t) = \text{sen}\, \varepsilon \,(J_0(\text{m}\varepsilon) + S_{\text{P}}) + \cos \varepsilon S_{\text{Q}} \tag{2.19}$$

onde

$$S_{\text{P}} = 2 \sum_{\text{p}=1}^{\infty} (-1)^{\text{p}} J_{2\text{p}}(\text{m}\varepsilon) \cos 2\text{p}\omega_m t$$

e

$$S_{\text{Q}} = 2 \sum_{\text{q}=1}^{\infty} (-1)^{\text{q}-1} J_{2\text{q}-1}(\text{m}\varepsilon) \cos(2\text{q} - 1)\omega_m t.$$

Retornando à expressão $v_{harmônico}$ em (2.16) escreve-se:

$$v_{harmônico} = \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \left[\text{sen}\, \varepsilon J_0(\text{m}\varepsilon) + \text{sen}\, \varepsilon S_{\text{P}} + \cos \varepsilon S_{\text{Q}}\right] \cos n\omega_r t. \tag{2.20}$$

Em (2.20) já aparece explicitamente a expressão para as amplitudes dos harmônicos nas freqüências múltiplas da portadora ($n\omega_r t$), i.e,

$$h_{port} = \frac{2}{n\pi} \text{sen}\, \varepsilon J_0(\text{m}\varepsilon) \qquad \text{sen}\, \varepsilon = \begin{cases} 0 & \text{para } n \text{ par} \\ 1 & \text{para } n = 1, 5, 9, \ldots \\ \text{-1} & \text{para } n = 3, 7, 11, \ldots \end{cases} \tag{2.21}$$

O resultado expresso em (2.21) confirma que as amplitudes dos harmônicos múltiplos pares de f_r são nulas – a portadora descrita pela equação (2.14) e esboçada como $S_1(t)$ na Figura 2.3 tem simetria de meia onda. Este sinal não modulado ($\text{m} = 0$) tem harmônicos cujas amplitudes são inversamente proporcionais à ordem dos mesmos. Esta condição está incluída em (2.21), pois $J_0(0) = 1$.

Os outros dois termos entre colchetes em (2.20), $\operatorname{sen} \varepsilon S_{\mathrm{p}}$ e $\cos \varepsilon S_{\mathrm{q}}$, incluem os coeficientes dos *h*armônicos da*s* *b*andas *l*aterais - *hbl*, assim chamados porque estão dispostos lateralmente àqueles que ocorrem na freqüência da portadora. Para analisar tal distribuição, considere-se inicialmente o resultado do produto contido em (2.20)

$$\operatorname{sen} \varepsilon S_{\mathrm{p}} \cos n\omega_r t = \operatorname{sen} \varepsilon \sum_{\mathrm{p}=1}^{\infty} (-1)^{\mathrm{p}} J_{2\mathrm{p}}(\mathrm{m}\varepsilon) 2 \cos 2\mathrm{p}\omega_m t \cos n\omega_r t,$$

donde, sabendo-se que genericamente $2\cos\zeta\cos\vartheta = \cos(\zeta+\vartheta) + \cos(\zeta-\vartheta)$, obtém-se

$$\operatorname{sen} \varepsilon S_{\mathrm{p}} \cos n\omega_r t = \operatorname{sen} \varepsilon \sum_{\mathrm{p}=1}^{\infty} (-1)^{\mathrm{p}} J_{2\mathrm{p}}(\mathrm{m}\varepsilon) \left[\cos(n\omega_r t + 2\mathrm{p}\omega_m t) + \cos(n\omega_r t - 2\mathrm{p}\omega_m t)\right]. \tag{2.22}$$

De modo análogo

$$\cos \varepsilon S_{\mathrm{q}} \cos n\omega_r t = \cos \varepsilon \sum_{\mathrm{q}=1}^{\infty} (-1)^{\mathrm{q}-1} J_{2\mathrm{q}-1}(\mathrm{m}\varepsilon) \left[\begin{array}{c} \cos(n\omega_r t + (2\mathrm{q}-1)\omega_m t) + \\ + \cos(n\omega_r t - (2\mathrm{q}-1)\omega_m t) \end{array}\right]. \tag{2.23}$$

As equações (2.22) e (2.23) mostram que:

- os *hbl* se distribuem igualmente à direita e à esquerda do n-ésimo harmônico da portadora
- teoricamente a distribuição dos *hbl* é ilimitada
- o espaçamento entre os *hbl* é múltiplo da freqüência da modulante

Substituindo-se (2.22) e (2.23) em (2.20) obtém-se a expressão de $v_{harmônico}$ discriminada em harmônicos da portadora e harmônicos das bandas laterais. Juntando-se o termo $v_{médio}$ completa-se a equação que sintetiza o espectro da função de chaveamento modulada, i.e.,

$$S_{MLP}(t) = \frac{1}{2}(1 + \mathrm{m}\cos\omega_m t) + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \operatorname{sen} \varepsilon J_0(\mathrm{m}\varepsilon) \cos n\omega_r t + \tag{2.24}$$

$$\frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \operatorname{sen} \varepsilon \sum_{\mathrm{p}=1}^{\infty} (-1)^{\mathrm{p}} J_{2\mathrm{p}}(\mathrm{m}\varepsilon) \left[\cos(n\omega_r t + 2\mathrm{p}\omega_m t) + \cos(n\omega_r t - 2\mathrm{p}\omega_m t)\right] +$$

$$\frac{2}{\pi}\sum_{n=1}^{\infty}\frac{1}{n}\cos\varepsilon\sum_{\mathrm{q}=1}^{\infty}(-1)^{\mathrm{q}-1}J_{2\mathrm{q}-1}(\mathrm{m}\varepsilon)\left[\cos\left(n\omega_r t+(2\mathrm{q}-1)\omega_m t\right)+\cos\left(n\omega_r t-(2\mathrm{q}-1)\omega_m t\right)\right].$$

Das duas últimas parcelas de (2.24) segue que as amplitudes dos hbl são respectivamente dadas por (lembrar que tais resultados são válidos especificamente para sinais modulantes cossenoidais)

$$hbl_{\mathrm{p}}=\frac{2}{n\pi}\operatorname{sen}\varepsilon(-1)^{\mathrm{p}}J_{2\mathrm{p}}(\mathrm{m}\varepsilon) \tag{2.25}$$

e

$$hbl_{\mathrm{q}}=\frac{2}{n\pi}\cos\varepsilon(-1)^{\mathrm{q}-1}J_{2\mathrm{q}-1}(\mathrm{m}\varepsilon) \qquad \cos\varepsilon=\begin{cases}0 & \text{para } n \text{ ímpar}\\ \text{-1} & \text{para } n=2,6,10,...\\ 1 & \text{para } n=4,8,12,...\end{cases} \tag{2.26}$$

Teoricamente, os harmônicos das bandas laterais se espalham indefinidamente ($1 \leq \mathrm{p} < \infty$ e $1 \leq \mathrm{q} < \infty$). Todavia, na prática suas amplitudes decaem rapidamente. Assim, para $\mathrm{p}=\mathrm{q}=3$, $\mathrm{m}=0,7$, $R=9$, e $n=25$, a Figura 2.5-a mostra a forma de onda $S_{MLP}(t)$ obtida a partir da equação (2.24). Na Figura 2.5-b ela aparece gerada pelo processo de triangulação descrito abaixo e a Figura 2.5-c apresenta o espectro de freqüência da mesma. Nesta última, por exemplo, a amplitude do harmônico na freqüência da portadora (Rf_m) dada em (2.21) é 0,4582 e os respectivos hbl ($\mathrm{p}=1$ em 2.25) têm magnitude 0,0869.

Funções de chaveamento do tipo mostrado na Figura 2.5.a são tradicionalmente geradas por um comparador seno-triângulo. Introduzido no campo da Eletrônica de Potência por Schönung e Stemmler [47], esse método, também chamado subharmônico, está muito bem documentado na literatura. Por exemplo, nos trabalhos de Kliman [32] e Bowes e Bird [10] além da descrição de seu funcionamento, mostra-se também, com enfoques distintos, o desenvolvimento de expressões para o espectro de sinais MLP, onde se verifica a omissão de algumas passagens. Neste aspecto, espera-se que a abordagem apresentada acima nesta seção, por seu encadeamento simples mas detalhado, contribua para um melhor entendimento do processo de modulação em largura de pulso.

No comparador seno-triângulo, que tem implementação usualmente analógica, os principais parâmetros da MLP são definidos da seguinte maneira:

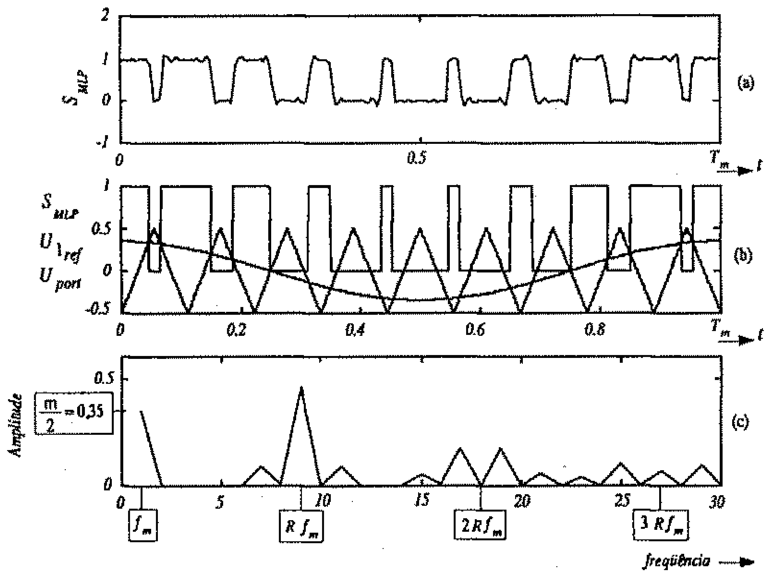


Figura 2.5: (a) Função de chaveamento S_{MLP} para $R = 9$, m $= 0,7$ e freqüência da modulante normalizada($f_m = 1$). (b) Sinais envolvidos na geração de S_{MLP} pela técnica da triangulação. (c) Espectro de freqüência de S_{MLP}.

- o índice de modulação m aparece como a razão A_m/A_r ,onde A_m é a amplitude do sinal modulante (referência senoidal) e A_r é a amplitude da onda portadora (triangular).
- a razão de freqüência é dada por $R = f_r/f_m$, onde f_r é a freqüência da portadora e f_m a freqüência da modulante.

Para aplicações em circuitos de potência trifásicos comandados por sinais MLP, R é preferencialmente um múltiplo ímpar de 3 (harmônicos pares e de ordem 5, 7, 11,... não são desejáveis). Se $R >> 1$ (na prática $R \geq 21$), os valores médios de $U_{io}(t)$ são proporcionais às tensões de referência $U_{i_{ref}}(t)$, i.e,

$$\overline{U_{io}}(t) = \mathsf{E}U_{i_{ref}}(t) = \mathsf{E}\frac{\mathsf{m}}{2}\cos[\omega_m t - (i-1)2\pi/3] \qquad (i = 1, 2, 3) \tag{2.27}$$

Teoricamente, a onda triangular de amplitude igual a 0,5 (normalizada), pode ser expressa por

$$U_{port}(t) = -\frac{1}{\pi}\text{arcsen}[\cos(R\omega_m t)] \tag{2.28}$$

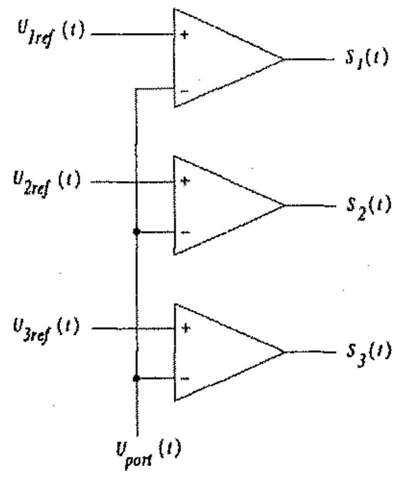


Figura 2.6: Esquema simplificado de um modulador MLP baseado em portadora com referências senoidais.

Na prática, para o caso trifásico, a portadora é obtida por integração de uma onda quadrada (como $S_1(t)$ na Figura 2.3) e a comparação com as três referências é efetuada por comparadores analógicos como mostrado na Figura 2.6.

Considerando-se $\mathsf{E} = 1$ (pu), verifica-se que usando MLP com referências senoidais o inversor pode no máximo ($\mathsf{m} = 1$) fornecer um fundamental de tensão cuja amplitude é apenas $78,5\%$ $\left(\frac{0,5}{2/\pi}\right)$ daquela do 1º harmônico produzido por uma função de chaveamento não modulada (Figura 2.3), cuja amplitude é igual a $\frac{2}{\pi}$(ver equação 2.14). No capítulo 5, onde são tratados sinais modulantes não senoidais, é visto que o perfil da tensão média de saída do inversor ($\overline{U_{io}}(t)$) é importante para determinar um aproveitamento da entrada E acima do caso senoidal, podendo-se atingir um valor até aproximadamente $90,7\%$ da situação sem modulação.

2.5 Conclusão

Neste capítulo, apresenta-se, sob enfoque matricial, as relações entre as tensões geradas num inversor trifásico e as funções de chaveamento. A partir das propriedades das matrizes apresentadas, desenvolve-se um estudo qualitativo das características desejáveis, em termos de conteúdo harmônico, das funções de chaveamento no caso trifásico. A dedução formal da expressão que descreve o espectro de freqüência das funções de chaveamento é também apresentada.

Capítulo 3

Nova abordagem sobre padrões de chaveamento

3.1 Introdução

A partir das restrições impostas às funções de chaveamento para inversores trifásicos (seção 2.3), que estabelecem o formato adequado das mesmas, é possível definir um padrão de chaveamento baseando-se na ordem de transição das funções de chaveamento num intervalo de modulação do padrão, conforme apresentado na seção 3.2. Esta nova representação para padrão de chaveamento permite visualizar, sob enfoque matemático, as transformações nos mesmos ao longo de um período das referências sem se fixar numa estratégia MLP específica. Isto é tratado na seção 3.3. Além dos aspectos conceituais, a representação aqui proposta tem uma relação direta com técnicas conhecidas de implementação de moduladores MLP, e.g., aquela baseada em contadores programáveis.

3.2 Definição e representação de padrão de chaveamento

As funções de chaveamento $S_i(t)$, $i = 1, 2, 3$, definidas na seção 2.2, representam os sinais lógicos de comando das chaves de um inversor conforme mostrado na Figura 2.1

e determinam as respectivas tensões de saída do mesmo de acordo com a equação (2.1). Quando tais funções são geradas por um processo de modulação em largura de pulso, como descrito na seção 2.4, distingue-se, ao longo de um período dos sinais modulantes (referências), intervalos como os mostrados na Figura 2.2, onde:

- (a) cada função de chaveamento muda de estado lógico uma vez
- (b) as amplitudes das referências podem ser consideradas constantes se $R \gg 1$
- (c) os valores médios das funções de chaveamento são proporcionais a esses valores das referências

Na Figura 3.1a, tomando-se como exemplo a geração de funções de chaveamento pela comparação livre entre referências senoidais e uma portadora triangular (amostragem natural), um desses intervalos é destacado . Verifica-se, no intervalo de modulação do padrão, T_{pad}, que as transições das funções de chaveamento delimitam quatro subintervalos onde definem-se as configurações do inversor: palavras binárias correspondentes aos estados lógicos dos comandos das chaves do mesmo. No caso do padrão de chaveamento mostrado na Figura 3.1b, as configurações são: 000, 010, 110 e 111.

Considerando-se as observações (a) - (c) acima, tem-se que a ordem de transição das funções de chaveamento está relacionada com a ordenação das referências. No exemplo mostrado na Figura 3.1b, a transição das funções de chaveamento tem a seguinte ordem $S_2(t) \to S_1(t) \to S_3(t)$. Desse modo, até então, dispõe-se de duas maneiras para representar um padrão. Uma delas é baseada na enumeração das configurações do inversor (Figura 3.2b) e a outra, dada pelo esboço (desenho) das próprias funções de chaveamento, está ilustrada na Figura 3.2c. As partes sombreadas desta última, destacam que os valores médios das funções de chaveamento de um padrão, carregam a informação a respeito da ordenação das referências no intervalo T_{pad} considerado. Esta característica é inerente ao padrão, uma vez que ele representa a unidade básica para formação de um período completo (T_m) dos sinais modulados. Porquanto escolheu-se um padrão descrito na descida da portadora, a ordenação das referências no mesmo intervalo T_{pad} é necessariamente $U_{2_{ref}}(t) > U_{1_{ref}}(t) > U_{3_{ref}}(t)$.

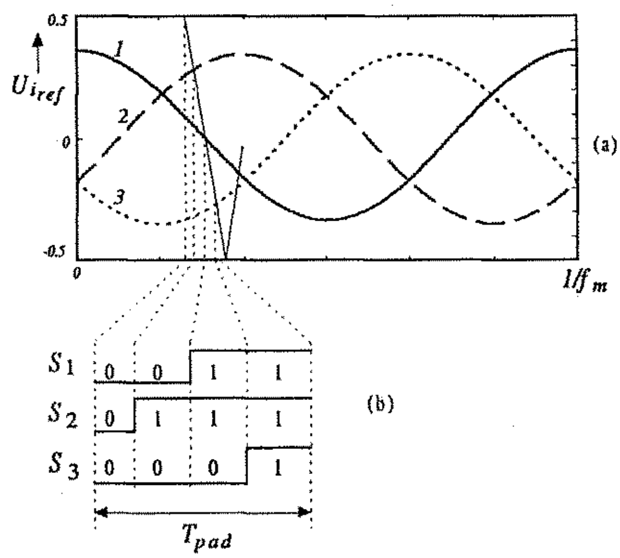


Figura 3.1: (a) Referências senoidais comparadas com portadora triangular. (b) Padrão de chaveamento (ampliado) descrito pela descida da portadora.

É possível generalizar a representação da Figura 3.2c definindo, a cada intervalo T_{pad}, o padrão de chaveamento por meio de um terno ordenado de funções de chaveamento. Tal representação é definida em (3.1),

$$\begin{bmatrix} S_x(t) \\ S_y(t) \\ S_z(t) \end{bmatrix}_{cfi} \tag{3.1}$$

onde $x = 1, 2$ ou 3; $y = 1, 2$ ou 3; $z = 1, 2$ ou 3 com $x \neq y \neq z$.

Um padrão de chaveamento genérico, dado em (3.1), representa as transições das funções de chaveamento, na ordem indicada pelos índices xyz, a partir de uma *configuração inicial* - cfi. Em outras palavras: um padrão resume um conjunto de 4 configurações adjacentes (diferentes em apenas um *bit*). Adianta-se que (ver seção 4.3) este tipo de padrão é dito completo e outros com apenas 3 configurações são ditos reduzidos. A Figura 3.2a mostra, por intermédio da representação dada em (3.1), o padrão destacado na Figura 3.1b.

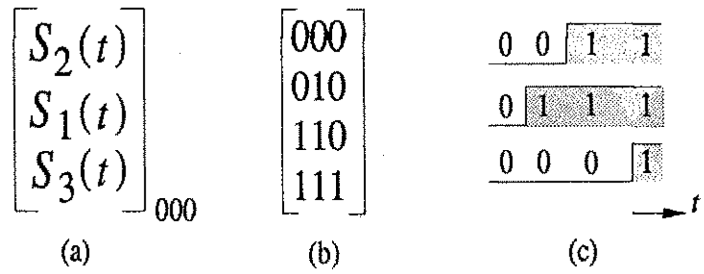


Figura 3.2: Padrões de chaveamento representados por: (a) Funções de chaveamento ordenadas. (b) Enumeração das configurações. (c) Descrição das funções de chaveamento.

3.3 Transformações nos padrões de chaveamento

A partir da definição de um padrão genérico, dada em (3.1), é possível estabelecer duas transformações que descrevem o comportamento dos padrões ao longo de um período dos sinais modulantes. A intenção é mostrar que o mecanismo de formação dos padrões obedece a um conjunto de duas relações que podem ser expressas matematicamente. A primeira delas estabelece a relação de equivalência entre padrões e rege a alternância de padrões equivalentes no interior de determinados segmentos de 60° definidos adiante. A segunda especifica qual a troca que ocorre na seqüência das funções de chaveamento do padrão quando ocorre a passagem de um para outro dos citados segmentos. Tais relações, aparentemente apenas teóricas, estão relacionadas com o funcionamento dos circuitos normalmente usados para a implementação de moduladores MLP. Por exemplo, em moduladores baseados em microcomputador, a relação de equivalência está relacionada com a geração de padrões por meio de atrasos programáveis carregados em contadores do tipo crescente/decrescente (*up/down*), como será visto capítulo 6.

3.3.1 Segmentos de Tensão Ordenada - STO

A Figura 3.3a apresenta um período das referências trifásicas senoidais. Nela destacam-se seis intervalos onde as mesmas estão dispostas obedecendo uma ordenação ditada por suas magnitudes. Por isso, tais intervalos são aqui denominados de Segmentos de Tensões Ordenadas - STOs.

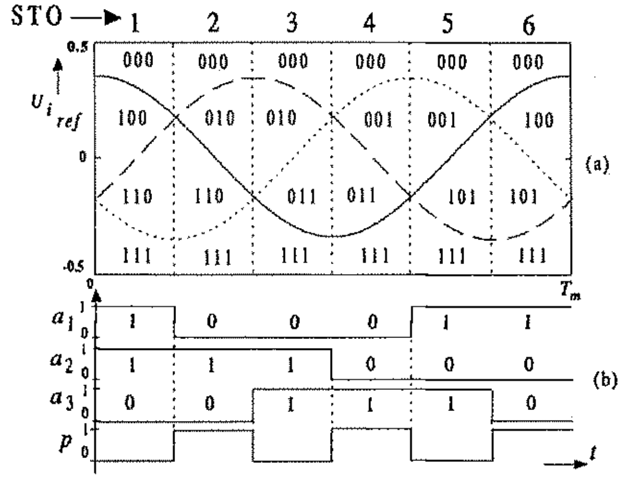


Figura 3.3: (a) Conjunto de referências trifásicas (fase *1* - traço cheio, fase *2* - tracejado, fase *3* - pontilhado) e as configurações características de cada STO. (b) Sinais lógicos que identificam os STOs.

3.3.2 Relação de equivalência entre padrões de chaveamento

Associando-se a ordenação das tensões num STO ao sequenciamento das transições das funções de chaveamento num padrão, verifica-se que para cada STO existe um único padrão (ou seu equivalente) que o caracteriza (ver Figura 3.4). As transições nas funções de chaveamento para $cfi = 000$ ou $cfi = 111$ estabelecem, num mesmo STO, os padrões equivalentes, os quais estão relacionados entre si pela transformação dada em (3.2)

$$\mathbf{E}_q \begin{bmatrix} S_x(t) \\ S_y(t) \\ S_z(t) \end{bmatrix}_{cfi} = \begin{bmatrix} S_z(t) \\ S_y(t) \\ S_x(t) \end{bmatrix}_{\overline{cfi}} \quad \text{onde } \mathbf{E}_q = \mathbf{E}_q^{-1} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \tag{3.2}$$

Daqui em diante, para simplificar, omite-se a notação (t) da representação do padrão. Por exemplo, os padrões $(S_2S_1S_3)^T_{000}$ e $(S_3S_1S_2)^T_{111}$ mostrados na Figura 3.4 são equivalentes. Ambos são **padrões característicos** do STO-2, onde a ordenação das tensões é, como já mencionado, $U_{2_{ref}}(t) > U_{1_{ref}}(t) > U_{3_{ref}}(t)$ (ver Figura 3.3a).

Por conseguinte, verifica-se que dentro de um determinado STO, um processo de

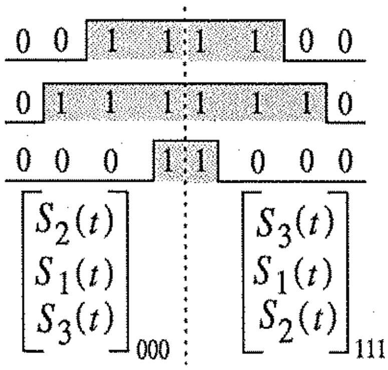


Figura 3.4: Padrões de chaveamento equivalentes. As áreas sombreadas indicam que ambos os padrões, a cada T_{pad}, acarretam a geração de tensões de mesmo valor médio na saída do inversor.

MLP (independentemente da técnica usada para geração das funções de chaveamento), deve garantir a alternância de pares de padrões equivalentes. Este procedimento, tal como acontece durante o ciclo de subida e descida da portadora na comparação seno-triângulo, acarreta a geração de padrões nos quais as configurações 000 e 111 aparecem alternadamente no início e no fim do mesmo. No caso de acionamento de máquinas, por exemplo, o uso de tais padrões resulta numa redução dos harmônicos de corrente em quase toda a faixa de variação do índice de modulação (até $\mathsf{m} \simeq 1$). Para índices de modulação elevados é mais adequada a utilização de padrões nos quais os intervalos de circulação (*free-wheeling*) são alocados no início ou no fim do padrão. Este assunto é retomado na seção 4.3.

3.3.3 Transformações para mudança de padrão

Paridade de um STO

Para se definir a transformação que determina mudança de padrão, é necessário introduzir-se o conceito de paridade de um STO. Para tanto, utilizam-se sinais lógicos obtidos por intermédio de comparações entre as referências. Tais sinais, $a_1(t)$, $a_2(t)$ e $a_3(t)$, mostrados na Figura 3.3b, são gerados por um circuito como o da Figura 3.5.

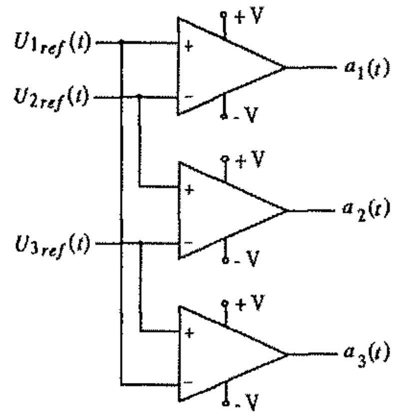


Figura 3.5: Circuito comparador para geração dos sinais lógicos que identificam os STO's.

STO	p	Padrão característico
1	0	$(S_1S_2S_3)^T_{000} \Leftrightarrow (S_3S_2S_1)^T_{111}$
2	1	$(S_2S_1S_3)^T_{000} \Leftrightarrow (S_3S_1S_2)^T_{111}$
3	0	$(S_2S_3S_1)^T_{000} \Leftrightarrow (S_1S_3S_2)^T_{111}$
4	1	$(S_3S_2S_1)^T_{000} \Leftrightarrow (S_1S_2S_3)^T_{111}$
5	0	$(S_3S_1S_2)^T_{000} \Leftrightarrow (S_2S_1S_3)^T_{111}$
6	1	$(S_1S_3S_2)^T_{000} \Leftrightarrow (S_2S_3S_1)^T_{111}$

Tabela 3.1: Paridade e padrões característicos por STO.

A paridade de um STO é definida por

$$p(t) = a_1(t) \oplus a_2(t) \oplus a_3(t). \tag{3.3}$$

Observe-se que transições (subida ou descida) do sinal lógico $p(t)$ assinalam mudança de STO e conseqüentemente de padrão.

Na Tabela 3.1, apresenta-se o quadro sinótico das definições já apresentadas, a saber, padrão característico e paridade dos STO. Analisando-se essa tabela, verifica-se que a passagem de um padrão para outro se faz por intermédio de uma única transformação. O próximo padrão, imediatamente após uma transição do sinal lógico $p(t)$, é determinado por essa transformação ou sua inversa, de acordo com a descrição a seguir.

Mudança de padrão

A transformação que rege o procedimento de mudança de padrão é denominada $\mathbf{E}_t$. Quando a transição em p é ascendente, o novo padrão é estabelecido pelas relações dadas em (3.4), conforme o último padrão seja do tipo 000 ou 111.

$$\mathbf{E}_t \begin{bmatrix} S_x \\ S_y \\ S_z \end{bmatrix}_{000} = \begin{bmatrix} S_z \\ S_x \\ S_y \end{bmatrix}_{111} \quad \text{ou} \quad \mathbf{E}_t^{-1} \begin{bmatrix} S_x \\ S_y \\ S_z \end{bmatrix}_{111} = \begin{bmatrix} S_y \\ S_z \\ S_x \end{bmatrix}_{000} \tag{3.4}$$

onde

$$\mathbf{E}_t = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \text{ e } \mathbf{E}_t^{-1} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

Do mesmo modo, se a transição ocorre de um STO de paridade ímpar, i.e. mudança de 1 para 0 em $p(t)$, as relações para determinar o novo padrão dependem do tipo de padrão anterior. Essas relações são dadas em (3.5).

$$\mathbf{E}_t \begin{bmatrix} S_x \\ S_y \\ S_z \end{bmatrix}_{111} = \begin{bmatrix} S_z \\ S_x \\ S_y \end{bmatrix}_{000} \quad \text{ou} \quad \mathbf{E}_t^{-1} \begin{bmatrix} S_x \\ S_y \\ S_z \end{bmatrix}_{000} = \begin{bmatrix} S_y \\ S_z \\ S_x \end{bmatrix}_{111}. \tag{3.5}$$

Por exemplo, se o padrão em curso no STO-6 for do tipo 111, quando ocorrer a transição em $p(t)$, deve-se usar a tranformação $\mathbf{E}_t$ para gerar, conforme requerido pela nova ordenação das referências, o padrão tipo 000 do STO-1, ou seja,

$$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_2 \\ S_3 \\ S_1 \end{bmatrix}_{111} = \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix}_{000}.$$

Note que as transformações $\mathbf{E}_t^{-1}$ e $\mathbf{E}_t$ efetuam deslocamentos nos padrões, para cima e para baixo respectivamente, conforme mostrado na Figura 3.6. Visto que considerou-se uma seqüência positiva das referências (caminho para baixo na Tabela 3.1), é fácil

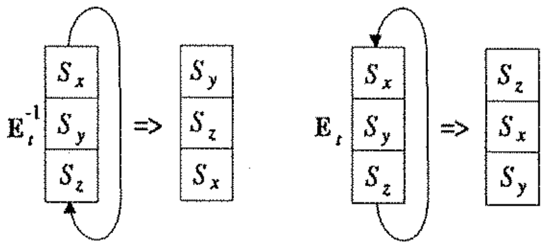


Figura 3.6: Ação das transformações $\mathbf{E}_t^{-1}$ e $\mathbf{E}_t$ num padrão de chaveamento. As configurações iniciais em cada caso são definidas pelas relações (3.3) e (3.4).

ver que a reversão de fase é obtida com a troca de $\mathbf{E}_t$ por $\mathbf{E}_t^{-1}$ e vice-versa nas relações (3.4) e (3.5).

Da maneira como exposto nesta seção, os sinais de comando modulados em largura de pulso para uso em conversores de potência trifásicos são formados por apenas seis tipos de padrão, os quais se distribuem ao longo de um período das referências regidos por duas transformações. Este procedimento está embutido em praticamente todas as estratégias de MLP e pode ser resumido como: caminhar na Tabela 3.1. Se as referências são dadas em seqüência positiva (*1,2,3*) os padrões se desenvolvem no sentido de cima para baixo na tabela, caso a seqüência desejada seja negativa (*1,3,2*), o sentido de aplicação dos padrões é invertido. Este mecanismo de reversão de fase em termos de padrões é importante porque assegura a geração de configurações adjacentes e pode ser facilmente aplicado em esquemas de comando baseados em contadores programáveis. Se a mudança de fase for efetuada nas próprias referências, transitórios indesejáveis de corrente podem ocorrer devido a aplicação de configurações não adjacentes, o que é particularmente verdade para o comparador seno-triângulo.

3.4 Conclusão

A partir da seqüência peculiar das transições das funções de chaveamento num padrão, apresenta-se, neste capítulo, uma nova maneira de representação dos padrões de chaveamento. A idéia de identificar os STOs, mediante sinais lógicos obtidos a partir das referências senoidais, é discutida. Demonstra-se que o comportamento dos padrões, num período fundamental, é regido por apenas duas transformações.

Capítulo 4

MLP baseada no conceito de vetores espaciais

4.1 Introdução

A técnica de MLP baseada na teoria de vetores espaciais, também denominada modulação vetorial, é específica para aplicação no caso de conversores trifásicos. Sua concepção não está baseada nos princípios discutidos na seção 2.4. Ela toma como ponto de partida a definição de vetores de tensão associados a cada uma das oito configurações possíveis do inversor. Os vetores associados às configurações 000 e 111 são ditos **vetores nulos**, os outros seis são denominados **vetores ativos**. Uma exposição detalhada da base teórica dessa técnica é dada na seção 4.2.

Outro ponto distinto da modulação vetorial está em sua característica operacional, onde um padrão de chaveamento é definido apenas pelos tempos de aplicação de seus vetores ativos. Assim, a liberdade para estabelecer os intervalos de aplicação dos vetores nulos permite a geração de padrões adequados a diversas aplicações. Isto é discutido na seção 4.3.

Diferentes maneiras para calcular os tempos de aplicação dos vetores ativos são apresentadas na seção 4.4. Na seção 4.5 mostra-se que a modulação vetorial permite melhor aproveitamento da tensão de entrada do inversor se comparado com aquele obtido pela modulação seno-triângulo.

4.2 Fundamentos da modulação vetorial

Mostrou-se na seção 2.4 que o perfil da tensão média de saída do inversor, $\overline{U_{io}}(t)$, depende da modulação em largura imposta às funções de chaveamento pelas referências. Para $R \gg 1$, o inversor pode ser visto como um bloco amplificador para essas referências, a despeito de só fornecer, instantaneamente, oito combinações possíveis de tensões conforme a relação (2.1). Subentende-se nesta discussão que a constante de tempo da carga é suficientemente maior que o período de chaveamento ditado pela freqüência da portadora e em princípio não há imposição de que tais sinais modulantes sejam senoidais.

As observações acima são essencialmente válidas para a modulação vetorial. Os pontos distintos estão apenas no enfoque dado aos sinais envolvidos em tal técnica. Primeiro, sendo a modulação vetorial uma estratégia cuja implementação é inerentemente baseada em microprocessadores, uma estrutura de controle (e.g., acionamento de máquinas) onde ela é utilizada opera necessariamente em regime amostrado. Assim, com o cálculo dos tempos de aplicação dos vetores ativos em tempo real, a portadora, como sinal concreto determinando os intervalos onde as referências são traduzidas em padrões de chaveamento, não existe. É usual estabelecer-se a razão de um padrão gerado a cada período de amostragem, durante o qual também é válida a observação (b) da seção 3.2. Em segundo lugar, as tensões médias na saída do inversor não são tratadas como três sinais independentes, elas são representadas por vetores espaciais resultantes da média ponderada pelo tempo de aplicação, durante um período de amostragem, dos vetores $\mathbf{V}_k$ $(k = 0, 1, ..., 7)$ mostrados na Figura 4.1a. Estes vetores representam, num referencial ortogonal correspondente às fases *1*, *2* e *3*, as oito possíveis combinações de tensões instantâneas na saída do inversor. Em resumo tem-se que, conceitualmente, na modulação vetorial não se verifica a presença explícita da portadora e a tensão média desejada na saída do inversor é sintetizada por vetores definidos num sistema de coordenadas tridimensional.

O procedimento descrito acima permite a visualização da quantidade ilimitada de vetores que podem ser sintetizados dentro do cubo da Figura 4.1a, os quais representam as respectivas formas de onda de $\overline{U_{io}}(t)$. Já na seção 2.2 comentou-se, e é intuitivo,

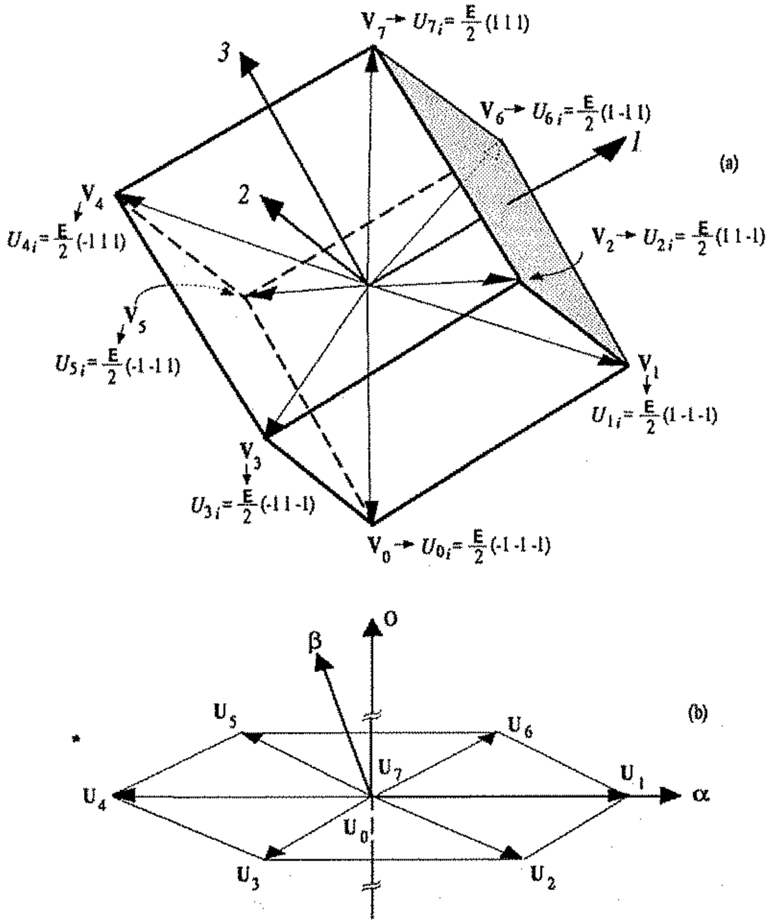


Figura 4.1: (a) Representação dos vetores espaciais referentes as 8 possíveis combinações das tensões na saída do inversor (coordenadas ortogonais *123*). (b) Hexágono definido no plano pela projeção dos vetores espaciais.

que essa diversidade de tensões de saída do inversor se traduz em igual número de características harmônicas desses sinais. Em vista disso, a modulação vetorial não é realizada dessa forma preliminar.

Para sua execução, considera-se a transformação de coordenadas *123* para $\alpha\beta0$. Neste referencial as projeções de $\mathbf{V}_1$,$\mathbf{V}_2$,...e $\mathbf{V}_6$ definem outros seis vetores no hexágono (épura do cubo no plano $\alpha\beta$) mostrado na Figura 4.1b. Tais vetores, respectivamente $\mathbf{U}_1$,$\mathbf{U}_2$,... e $\mathbf{U}_6$, são denominados vetores ativos. Os vetores nulos $\mathbf{V}_0$ e $\mathbf{V}_7$, embora representem componentes de seqüência nula diferentes (configurações 000 e 111 respectivamente), têm projeções idênticas no centro do hexágono, as quais são representadas por $\mathbf{U}_0$ e $\mathbf{U}_7$. Com esta separação em vetores ativos e nulos, a modulação vetorial se apresenta como uma técnica genérica que permite a sintetização de qualquer vetor espacial médio, definido originalmente no interior do cubo da Figura 4.1a, por meio de cálculos simples processados em duas dimensões (componentes α, β), deixando livre a definição da terceira coordenada (componente de seqüência nula). Esta última, referente aos tempos de aplicação dos vetores nulos, tem restrições ditadas por critérios relacionados ao conteúdo harmônico e redução da freqüência média de chaveamento, conforme discutido abaixo na seção 4.3. Adianta-se também que esse aspecto de generalização da modulação vetorial fundamenta os resultados do capítulo seguinte sobre sinais modulantes não senoidais.

4.2.1 A modulação vetorial como método para geração de padrões de chaveamento

Na seção 3.2 verificou-se que um padrão adequado para uso em inversores trifásicos, particularmente no que se refere a seu conteúdo harmônico, é formado por quatro configurações adjacentes. Analogamente, no contexto da modulação vetorial diz-se que tal padrão é composto de quatro vetores adjacentes distribuídos da seguinte maneira: um vetor nulo no início do padrão, dois vetores ativos intermediários e por último outro nulo. Para resumir a relação entre configurações e vetores salientando a noção de adjacência, estes últimos podem ser dispostos na forma de mapa de Karnaugh tendo como variáveis lógicas as funções de chaveamento, conforme mostrado na Figura 4.2.

$S_1 S_2$ / S_3	00	01	11	10
0	$\mathbf{U}_0$	$\mathbf{U}_3$	$\mathbf{U}_2$	$\mathbf{U}_1$
1	$\mathbf{U}_5$	$\mathbf{U}_4$	$\mathbf{U}_7$	$\mathbf{U}_6$

Figura 4.2: Disposição dos vetores espaciais de tensão na forma de mapa de Karnaugh, mostrando a relação entre eles e as configurações do inversor.

Na modulação vetorial, para a definição de um padrão, i.e., o cálculo dos tempos de aplicação dos vetores ativos que o formam, considera-se inicialmente a divisão do hexágono da Figura 4.3 em seis setores numerados de 1 a 6. Cada um deles é delimitado por dois vetores ativos adjacentes, os quais são usados para sintetizar um vetor tensão médio $\mathbf{U}_{md}$ localizado num determinado setor. Esse vetor médio representa as tensões trifásicas médias,$\overline{U_{io}}(t)$, desejadas na saída do inversor e tem coordenadas definidas pela transformação de Park, i.e.,

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha_{md}} \\ u_{\beta_{md}} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}}\mathbf{M} \begin{bmatrix} \overline{U_{1o}}(t) \\ \overline{U_{2o}}(t) \\ \overline{U_{3o}}(t) \end{bmatrix} \tag{4.1}$$

onde $\mathbf{M} = \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{-\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$ e $\overline{U_{io}}(t)$, dada na equação (2.27), é reescrita abaixo discriminada por fase

$$\begin{aligned} \overline{U_{1o}}(t) &= \mathsf{E}\frac{\mathsf{m}}{2}\cos(\omega_m t) \\ \overline{U_{2o}}(t) &= \mathsf{E}\frac{\mathsf{m}}{2}\cos(\omega_m t - 2\pi/3) \\ \overline{U_{3o}}(t) &= \mathsf{E}\frac{\mathsf{m}}{2}\cos(\omega_m t - 4\pi/3). \end{aligned} \tag{4.2}$$

Note-se que o núcleo da matriz $\mathbf{M}$ tem definição igual àquela dada na expressão (2.10), o que confere um aspecto formal à idéia de separação das componentes espaciais discutida no final da seção anterior, i.e., mesmo que as referências em (4.2)

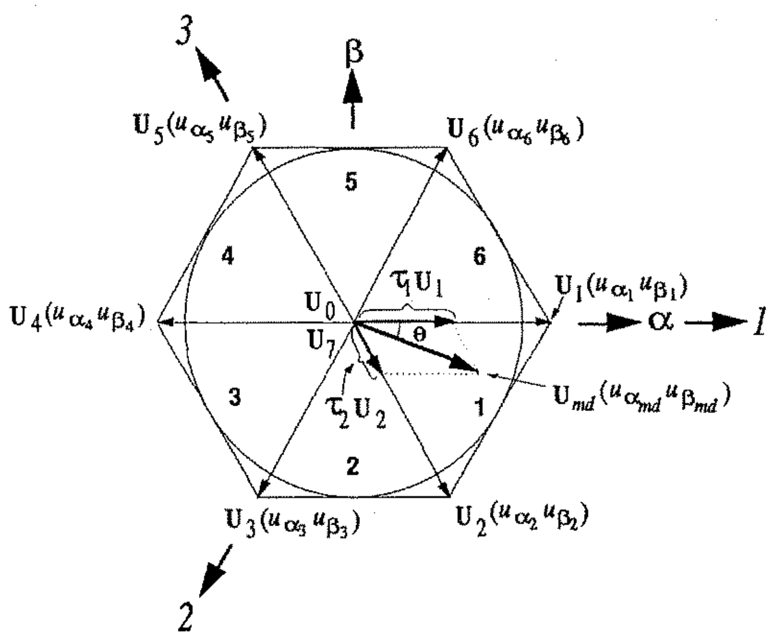


Figura 4.3: Setores definidos no plano pelos vetores ativos. A composição de um vetor genérico é efetuada por vetores adjacentes (exemplo no setor 1).

sejam distorcidas com a adição de componentes de seqüência nula, o vetor $\mathbf{U}_{md}$ sempre descreverá círculos contidos no hexágono da Figura 4.3.

Se, por exemplo, $\mathbf{U}_{md}$ está localizado no setor 1 conforme mostrado na referida figura, sua composição é dada por

$$\mathbf{U}_{md} = \tau_1 \mathbf{U}_1 + \tau_2 \mathbf{U}_2. \tag{4.3}$$

A equação (4.3) é a forma racionalizada da expressão

$$T_{pad}\mathbf{U}_{md} = T_1 \mathbf{U}_1 + T_2 \mathbf{U}_2 \tag{4.4}$$

onde T_1 e T_2 são os tempos de aplicação de $\mathbf{U}_1$ e $\mathbf{U}_2$ respectivamente. Desse modo, os fatores $\tau_1 = \frac{T_1}{T_{pad}}$ e $\tau_2 = \frac{T_2}{T_{pad}}$ obedecem a desigualdade

$$\tau_1 + \tau_2 \leq 1 \tag{4.5}$$

e são calculados por

$$\tau_1 \;=\; \frac{|\mathbf{U}_{md}|}{|\mathbf{U}_1|} \frac{\operatorname{sen}(60^\circ - \theta)}{\sqrt{3}/2} \tag{4.6}$$

$$\tau_2 = \frac{|\mathbf{U}_{md}|}{|\mathbf{U}_2|}\frac{\text{sen}\theta}{\sqrt{3}/2}.$$

O módulo dos vetores ativos é igual a $\sqrt{\frac{2}{3}}\mathsf{E}$ e a extremidade de $\mathbf{U}_{md}$, em sua máxima magnitude, descreve a circunferência mostrada na Figura 4.3. Assim, fazendo-se $\theta = 30°$ em (4.6) encontra-se $\tau_1 = \tau_2 = 1/2$, caracterizando, no setor 1, a única condição na qual a expressão (4.5) torna-se uma igualdade. Esta situação ocorre nos outros setores para ângulos múltiplos ímpares de 30°. Portanto, para que o período de chaveamento, $T_{ch} = 2T_{pad}$, seja mantido constante em todos os casos, o tempo de aplicação dos vetores nulos é dado pela diferença

$$T_0 = T_{pad} - (T_1 + T_2). \tag{4.7}$$

Na equação (4.7) o intervalo T_0 inclui os tempos de aplicação dos vetores $\mathbf{U}_0$ e $\mathbf{U}_7$, de modo que para a definição completa do padrão de chaveamento, baseado na teoria de vetores espaciais, é conveniente separá-lo em duas parcelas (T_{01} e T_{02}) e reescrever (4.7) na forma normalizada ($T_{pad} = 1$ pu),

$$\tau_{01} + \tau_{02} = 1 - (\tau_1 + \tau_2) \tag{4.8}$$

onde $\tau_{01} = \frac{T_{01}}{T_{pad}}$ e $\tau_{02} = \frac{T_{02}}{T_{pad}}$ representam os pesos dados aos vetores nulos alocados no início e no fim do padrão respectivamente. Assim, após a determinação de τ_1 e τ_2 por intermédio de (4.6), os intervalos de circulação, referentes a τ_{01} e τ_{02}, podem ser, em princípio, livremente distribuídos. A única restrição é imposta pela equação (4.8).

Na Figura 4.4 são mostrados dois padrões que podem ser gerados a partir do mesmo conjunto de amostras das referências trifásicas. Por isso τ_1 e τ_2 têm os mesmos valores em ambos os casos. As diferenças nos pesos dados aos vetores $\mathbf{U}_0$ e $\mathbf{U}_7$ acarretam mudanças apenas nos valores médios das tensões de saída do inversor durante o intervalo de amostragem considerado. Visto que estas alterações em $\overline{U_{io}}(t)$ se devem à adição de componentes de seqüência nula, os valores das tensões médias de fase e de linha não se alteram, porque as relações destas duas últimas com $\overline{U_{io}}(t)$ também são regidas pelas transformações $\mathbf{P}$ e $\mathbf{L}$ definidas no capítulo 2.

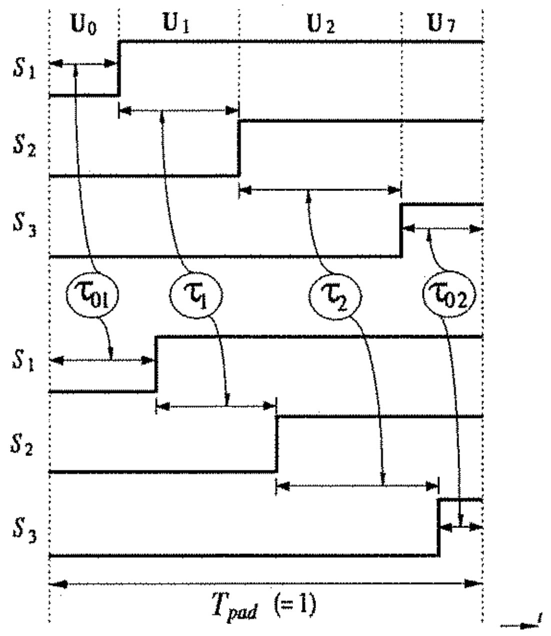


Figura 4.4: Dois padrões de chaveamento distintos apenas pela distribuição dos pesos referentes aos vetores nulos: padrões semelhantes.

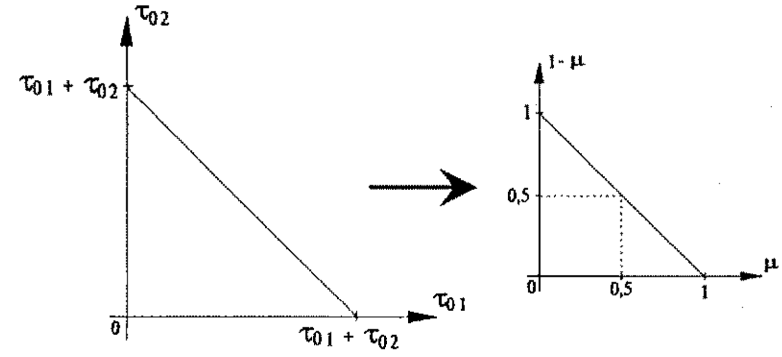


Figura 4.5: Comportamento dos pesos referentes aos vetores nulos e da razão de distribuição μ.

4.3 Classificação de padrões semelhantes

Os padrões considerados nesta seção têm em comum apenas os pesos referentes a seus vetores ativos e são aqui denominados de padrões semelhantes (Figura 4.4). Na discussão a seguir, apresenta-se uma classificação dos mesmos baseada em um parâmetro que relaciona os pesos de seus vetores nulos.

Considerando que num intervalo de amostragem o termo $1 - (\tau_1 + \tau_2)$ é constante, verifica-se pela equação (4.8) que a relação entre τ_{01} e τ_{02} é uma reta de inclinação -1, i.e., na proporção que um deles aumenta o outro diminui e vice-versa conforme ilustrado na Figura 4.5.

Portanto, pode-se escrever

$$(1-\mu)\tau_{01} = \mu\tau_{02} \qquad 0 \leq \mu \leq 1 \tag{4.9}$$

onde $\mu = \frac{\tau_{01}}{\tau_{01}+\tau_{02}}$ e $(1-\mu) = \frac{\tau_{02}}{\tau_{01}+\tau_{02}}$ são as razões de distribuição dos pesos τ_{01} e τ_{02} respectivamente. Desse modo, os padrões podem ser classificados em dois grandes grupos. No primeiro grupo estão incluídos os padrões para os quais a razão de distribuição é selecionada dentro da faixa $0 < \mu < 1$. São os padrões completos que possuem intervalos de circulação no início e no fim, guardam uma simetria em relação aos instantes de amostragem e obedecem as transformações definidas nas subseções 3.3.2 e 3.3.3. A Figura 4.6 mostra a forma desses padrões gerados no setor 1.

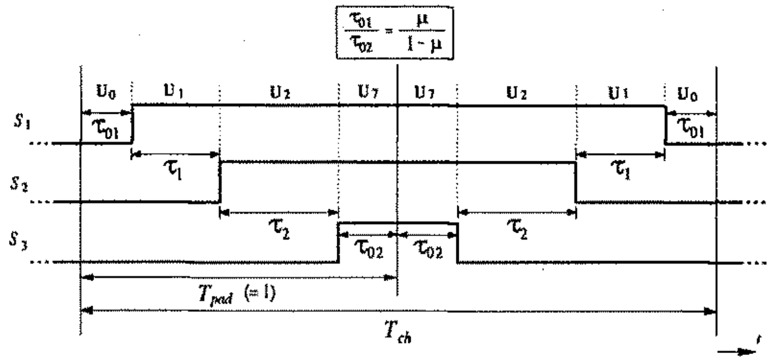


Figura 4.6: Seqüência de padrões equivalentes gerados para uma razão de distribuição selecionada na faixa $0 < \mu < 1$.

Em sua versão tradicional [54], a modulação vetorial (também conhecida como modulação vetorial simétrica) é implementada para $\mu = 0,5$, ou seja, $\tau_{01} = \tau_{02}$. Nos casos em que o inversor alimenta uma carga que pode ser modelada por uma indutância mais uma *f*orça *c*ontra-*e*letro*m*otriz - *fcem* considerada contínua, isso tem como conseqüência direta a redução das ondulações (*ripple*) de corrente porque acarreta a centralização dos pulsos de tensão de linha, os quais ocorrem numa freqüência que é o dobro daquela das tensões de saída $U_{io}(t)$, conforme ilustrado na Figura 4.7.

Recentemente, várias publicações têm dado ênfase à análise detalhada do comportamento dos harmônicos de corrente visando selecionar a melhor razão de distribuição dos vetores nulos (e.g., [26] e [50]). Tais estudos concluem que $\mu = 0,5$ é a melhor escolha em praticamente toda a faixa de variação do índice de modulação. Entretanto, quando é requerido um aumento de amplitude das referências implicando em $\mathsf{m} > 0,9$, verifica-se um aumento da ondulação de corrente, porque nestes casos o intervalo de modulação é quase todo tomado pelos tempos de aplicação dos vetores ativos. A Figura 4.8 ilustra essa situação, comparando-a com o caso ideal em que os pulsos de tensão de linha estão exatamente centrados em tal intervalo.

O segundo grupo inclui os padrões para os quais $\mu = 0$ ou $\mu = 1$, isto implica em $\tau_{01} = 0$ ou $\tau_{02} = 0$ respectivamente. Por isso são chamados de **padrões reduzidos**. É fácil ver na Figura 4.9a,b que, os padrões reduzidos, oriundos de um padrão completo pela supressão de τ_{01} ou τ_{02}, conservam a ordenação das referências,

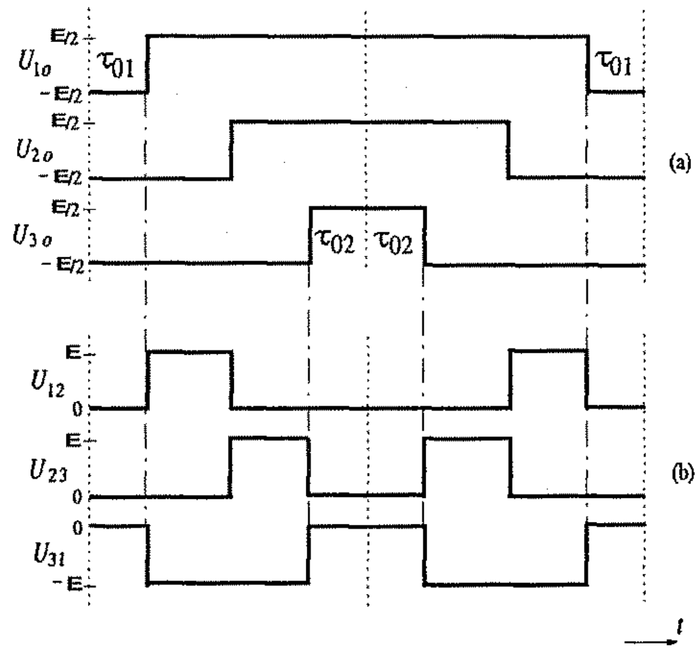


Figura 4.7: (a) Tensões de saída do inversor quando $\tau_{01} = \tau_{02}$. (b) Pulsos de tensão de linha centrados.

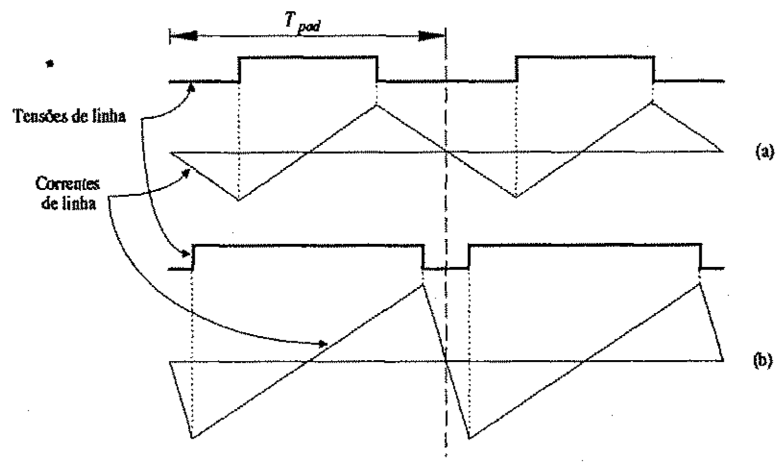


Figura 4.8: Comparação entre as amplitudes das ondulações de corrente nos casos (a) melhor distribuição dos pulsos de tensão de linha e (b) pulsos de tensão de linha para $\mathsf{m} > 0,9$. Em ambos os casos $\mu = 0,5$.

μ	0	1
declividade da portadora		
negativa	A	B
positiva	A'	B'

Tabela 4.1: Tipos de padrões reduzidos.

$U_{x_{ref}}(t) > U_{y_{ref}}(t) > U_{z_{ref}}(t)$, independentemente do padrão original ser do tipo $cfi = 000$ ou $cfi = 111$. Além disso, o número de mudanças de estado das chaves do inversor, num intervalo de modulação, passa de 3 (padrão completo) para 2 (padrão reduzido).

Na Tabela 4.1 mostra-se o resumo dos tipos de padrões reduzidos. Considerando a ordenação das tensões em cada STO (respectivamente setor), um período completo das funções de chaveamento pode em princípio ser gerado por qualquer combinação dos mesmos. Por exemplo, em Ogasawara *et alii* [40], os autores propõem, dependendo da magnitude do vetor de referência, o uso de padrões completos ou seqüências do tipo AA' e BB'. Abordando as características dos harmônicos de corrente e das perdas de comutação em sistemas de acionamento, os desempenhos das seqüências de padrões AB' e AA são comparados em Stefanovic e Vukosavic [49], favorecendo esta última.

Sem desobedecer a simetria ditada pela expressão (2.12), verifica-se que é possível gerar funções de chaveamento onde seqüências do tipo AA' ou BB' são repetidas durante 1/3 do período das referências. Assim sendo, nesses intervalos um dos braços do inversor não é chaveado. Portanto, o período de amostragem pode ser diminuído para $\frac{2}{3}T_{pad}$, mantendo-se a taxa efetiva (média) de chaveamento por fase. Isto significa que as perdas nas chaves são idênticas àquelas para padrões completos com período de amostragem igual a T_{pad}. A vantagem do uso de padrões reduzidos se reflete na diminuição dos desvios de corrente e, conseqüentemente, do conteúdo harmônico.

Considerando-se uma carga modelada por uma indutância L, de mesmo valor nas três fases, em série com uma *fcem* $e_i(t)$ $(i = 1, 2, 3)$, como ilustrado na Figura 4.10, tem-se que a trajetória do vetor corrente pode ser calculada por

$$L\frac{d(\mathbf{I}_k)}{dt} = \mathbf{U}_k - \mathbf{e} \qquad k = 0, 1, ..., 7 \tag{4.10}$$

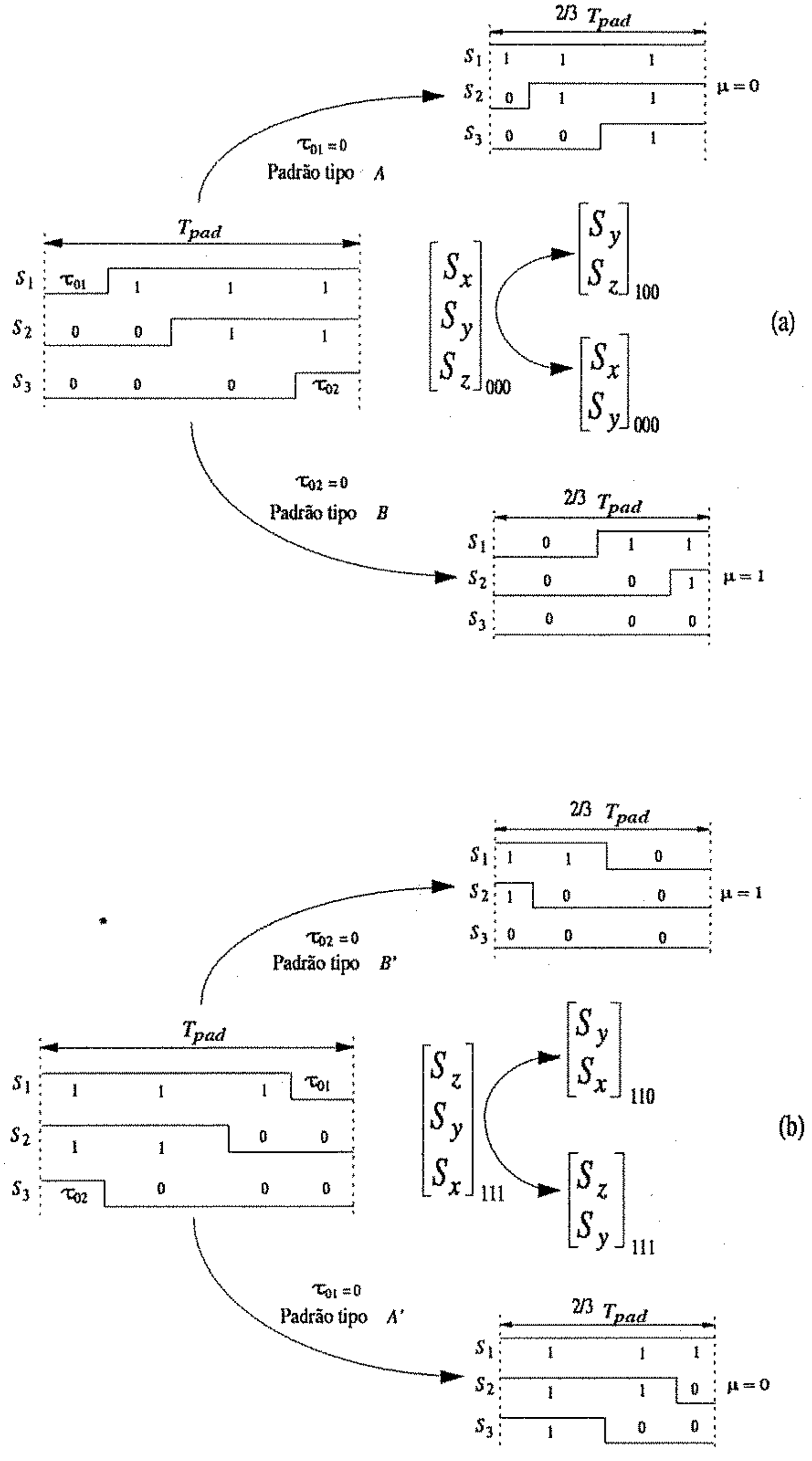


Figura 4.9: Classificação completa dos padrões reduzidos. (a) Padrões gerados na descida da portadora. (b) Padrões gerados na subida da portadora. No caso, $x = 1$, $y = 2$ e $z = 3$.

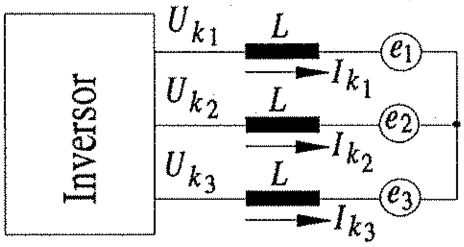


Figura 4.10: Modelo da carga utilizada para análise do comportamento das ondulações das corrente de fase. Considera-se que o tempo de aplicação de um vetor $\mathbf{U}_k$ é muito menor que o período fundamental dos sinais modulados.

Na equação (4.10) todos os vetores ($\mathbf{I}_k$, $\mathbf{U}_k$ e $\mathbf{e}$) têm coordenadas complexas definidas pela transformação $\sqrt{\frac{2}{3}}\mathbf{M}$ (ver equação 4.1) aplicada aos valores de fase de suas respectivas grandezas (corrente, tensão e *fcem*). Assim,

- $\mathbf{I}_{k_i} = \sqrt{\frac{2}{3}}\mathbf{M}[I_{k_1}\ I_{k_2}\ I_{k_3}]^T$, onde I_{k_i} é a corrente na i-ésima fase quando se aplica à carga o vetor tensão de índice k.
- $\mathbf{U}_k = \sqrt{\frac{2}{3}}\mathbf{M}[U_{k_1}\ U_{k_2}\ U_{k_3}]^T$, onde U_{k_i} é a tensão instantânea de saída na i-ésima fase para uma determinada configuração do inversor. Os valores dessas tensões aparecem na Figura 4.1. Por exemplo, $U_{5_1} = \frac{-E}{2}$, $U_{5_2} = \frac{-E}{2}$ e $U_{5_3} = \frac{E}{2}$.
- $\mathbf{e} = \sqrt{\frac{2}{3}}\mathbf{M}[e_1(t)\ e_2(t)\ e_3(t)]^T$, onde $e_i(t)$ é o valor da *fcem* na i-ésima fase.

Desde que o período do fundamental da tensão de saída é muito maior que o valor selecionado para o período de amostragem, pode-se dizer que os valores de $e_i(t)$ são constantes durante este último e que $\mathbf{e} \simeq \mathbf{U}_{md}$. Desse modo, a equação (4.10) pode ser reescrita como

$$L\frac{d(\mathbf{I}_k)}{dt} = L\frac{\triangle \mathbf{I}_k}{\triangle t} = \mathbf{U}_k - \mathbf{U}_{md}$$

ou

$$\triangle \mathbf{I}_k = \frac{\mathbf{U}_k - \mathbf{U}_{md}}{L}\triangle t = \frac{\triangle \mathbf{U}_k}{L}\triangle t \tag{4.11}$$

onde $\triangle\mathbf{I}_k$ é o vetor desvio de corrente que indica o quanto as correntes reais se afastam, durante um intervalo $\triangle t$, de um valor médio senoidal $I_{md_i}(t)$ $(i = 1, 2, 3)$, quando $\mathbf{U}_k$ é sintetizado na saída do inversor. Tem-se portanto, $\triangle\mathbf{I}_k = \sqrt{\frac{2}{3}}\mathbf{M}[I_{k_i}(t) - I_{md_i}(t)]$ e

$$\triangle t = \begin{cases} \tau_{01}T_{pad} \\ \tau_1 T_{pad} \\ \tau_2 T_{pad} \\ \tau_{02}T_{pad} \end{cases},$$

dependendo de qual dos quatro vetores que compõem o padrão é considerado. É claro que para padrões reduzidos $\triangle t$ assume apenas três valores. A representação vetorial das trajetórias dos desvios de corrente, mostradas na Figura 4.11b-d, são construídas considerando-se que os vetores $\triangle\mathbf{U}_k$ e $\triangle\mathbf{I}_k$ têm a mesma direção (paralelos), conforme preceitua a equação (4.11). As magnitudes dos desvios de corrente permite a comparação entre padrões, no que se refere a seus conteúdos harmônicos. Essa comparação, por fornecer uma visualização global – possível com o enfoque vetorial – do comportamento das ondulações de corrente é mais prática e conclusiva que aquela ilustrada na Figura 4.8, baseada no enfoque por fase.

Na Figura 4.11a desenhou-se, deliberadamente, o vetor $\mathbf{U}_{md}$ correspondente a um elevado valor do índice de modulação (m $> 0,9$). Nesta condição, padrões reduzidos apresentam melhor desempenho, em termos de conteúdo harmônico de corrente, que os padrões completos, mesmo para $\mu = 0,5$. Isto ocorre porque, com a aplicação de padrões reduzidos, a freqüência de chaveamento pode ser até 1,5 (3/2) vezes maior que aquela especificada para padrões completos. Mantendo-se, em ambos os casos, a média de comutações das chaves do inversor, conforme já discutido acima nesta seção. As partes sombreadas na Figura 4.11b-d, mostram as trajetórias dos desvios de corrente para seqüências de padrões reduzidos tipo AA'e BB' respectivamente. Tais desvios são, evidentemente, menores que aqueles gerados por padrões completos quando $\mu = 0,5$ (Figura 4.11c). Esta comparação gráfica apenas reflete a proporcinalidade entre $\triangle\mathbf{I}_k$ e $\triangle t$ ditada pela equação (4.11), desde que $\triangle\mathbf{U}_k$ é constante durante o tempo de aplicação de um vetor tensão. Por conseguinte, menor $\triangle t$, caso dos padrões reduzidos, implica em menor desvio de corrente.

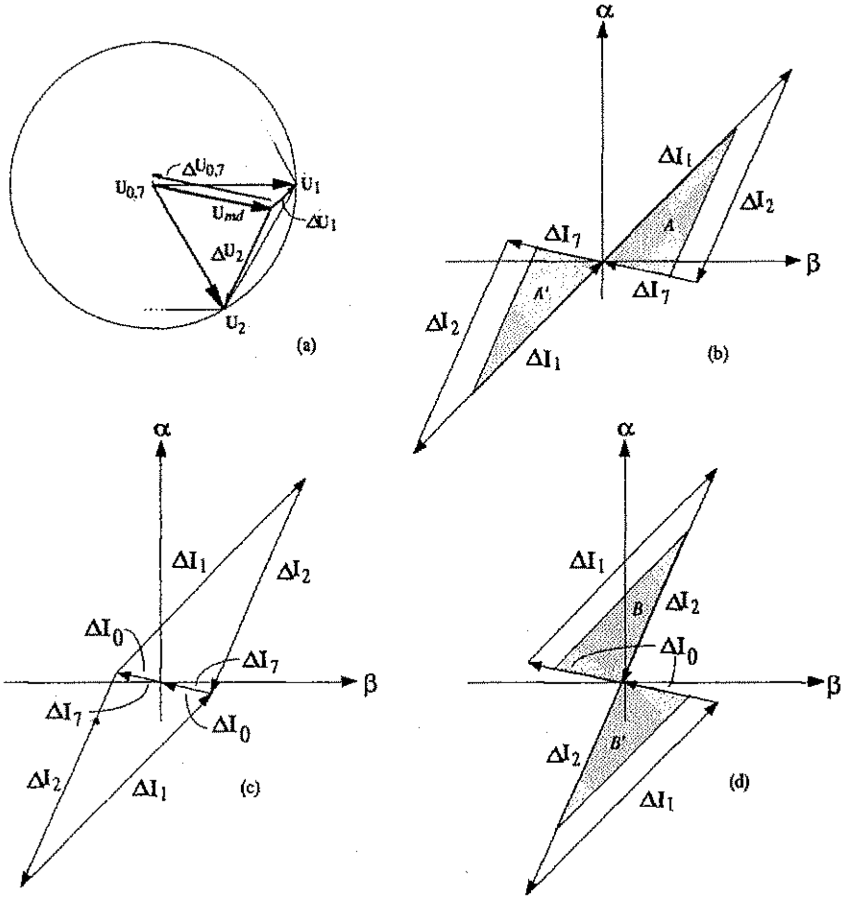


Figura 4.11: (a) Disposição dos vetores no setor 1. (b) Trajetória dos vetores desvio de corrente para uma seqüência de padrões AA'. (c) Idem para padrões com $\mu = 0,5$. (d) Idem para uma seqüência BB'.

4.4 Cálculo dos tempos de aplicação dos vetores ativos

A determinação dos tempos de aplicação dos vetores ativos conforme a equação (4.6) não se dá explicitamente em função das componentes $\alpha\beta$, sendo necessário o cálculo do ângulo θ (ver Figura 4.3) e a adaptação da citada expressão de acordo com o setor em que se encontra o vetor de referência. No procedimento dado a seguir τ_1 e τ_2 são calculados de modo genérico diretamente das componentes $\alpha\beta$.

Como já comentado anteriormente, a essência da modulação vetorial é a sintetização do vetor de referência $\mathbf{U}_{md}$ por intermédio da soma ponderada de dois vetores ativos que delimitam um setor, conforme exemplificado na equação (4.3) para o setor 1. Reescrevendo esta equação em função das coordenadas $\alpha\beta$ dos vetores nela envolvidos obtém-se

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha_{md}} \\ u_{\beta_{md}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{\alpha_1} \\ u_{\beta_1} \end{bmatrix} \tau_1 + \begin{bmatrix} u_{\alpha_2} \\ u_{\beta_2} \end{bmatrix} \tau_2$$

ou

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha_{md}} \\ u_{\beta_{md}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{\alpha_1} & u_{\alpha_2} \\ u_{\beta_1} & u_{\beta_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tau_1 \\ \tau_2 \end{bmatrix}. \tag{4.12}$$

As coordenadas dos vetores ativos (ver Figura 4.3) podem ser dispostas na forma de uma Matriz de Coordenadas - MC dada abaixo

$$\mathbf{MC} = \begin{bmatrix} u_{\alpha_1} & u_{\beta_1} \\ u_{\alpha_2} & u_{\beta_2} \\ u_{\alpha_3} & u_{\beta_3} \\ u_{\alpha_4} & u_{\beta_4} \\ u_{\alpha_5} & u_{\beta_5} \\ u_{\alpha_6} & u_{\beta_6} \\ u_{\alpha_1} & u_{\beta_1} \end{bmatrix} = \mathsf{E} \begin{bmatrix} 2/\sqrt{6} & 0 \\ 1/\sqrt{6} & -1/\sqrt{2} \\ -1/\sqrt{6} & -1/\sqrt{2} \\ -2/\sqrt{6} & 0 \\ -1/\sqrt{6} & 1/\sqrt{2} \\ 1/\sqrt{6} & 1/\sqrt{2} \\ 2/\sqrt{6} & 0 \end{bmatrix}. \tag{4.13}$$

Definindo-se $ns = 1, 2, 3, ..., 6$ como a variável que identifica o *n*úmero do *s*etor onde $\mathbf{U}_{md}$ está localizado, as linhas ns e $ns + 1$ de $\mathbf{MC}$ contêm as coordenadas dos dois vetores adjacentes que delimitam o setor ns. Note que na expressão (4.13), a 7ª linha de MC é repetição da 1ª, visando assim definir as coordenadas para um giro completo de $\mathbf{U}_{md}$ (ns variando de 1 a 6).

Generalizando-se a expressão em (4.12) para $\mathbf{U}_{md}$ localizado em qualquer setor obtém-se

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha_{md}} \\ u_{\beta_{md}} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \mathrm{MC}(ns,1) & \mathrm{MC}(ns+1,1) \\ \mathrm{MC}(ns,2) & \mathrm{MC}(ns+1,2) \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}} \begin{bmatrix} \tau_1 \\ \tau_2 \end{bmatrix}. \tag{4.14}$$

O sistema de equações (4.14) pode ser resolvido pela regra de Cramer que fornece

$$\tau_1 = \frac{\begin{vmatrix} u_{\alpha_{md}} & \mathrm{MC}(ns+1,1) \\ u_{\beta_{md}} & \mathrm{MC}(ns+1,2) \end{vmatrix}}{|\mathbf{A}|} \quad \text{e} \quad \tau_2 = \frac{\begin{vmatrix} \mathrm{MC}(ns,1) & u_{\alpha_{md}} \\ \mathrm{MC}(ns,2) & u_{\beta_{md}} \end{vmatrix}}{|\mathbf{A}|} \tag{4.15}$$

onde $|\mathbf{A}|$ (determinante de $\mathbf{A}$) é constante em todos os setores e igual a $-\mathsf{E}^2/\sqrt{3}$.

Assim, a modulação vetorial pode ser resumida no seguinte algoritmo:

1. As amostras das referências fornecem as coordenadas de $\mathbf{U}_{md}$ por meio da equação (4.1).

2. Identifica-se o setor no qual $\mathbf{U}_{md}$ está localizado gerando-se o número ns.

3. Os pesos referentes aos vetores ativos são calculados pelas equações dadas em (4.15).

4. Seleciona-se um valor para a razão de distribuição dos vetores nulos. Normalmente $\mu = 0,5$, podendo-se também escolher $\mu = 0$ ou $\mu = 1$ conforme discutido na seção anterior.

4.5 Aproveitamento da tensão de entrada E do inversor: modulação seno-triângulo x modulação vetorial

Para efeito de comparação entre a modulação seno-triângulo e a modulação vetorial, referente ao percentual de aproveitamento da entrada CC do inversor, é necessário representar o vetor tensão de referência na forma módulo-fase.

No conjunto dos complexos $(\alpha + j\beta)$, os números $(1 + j0)$, $(-\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2})$ e $(-\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2})$ que compõem a transformação $\mathbf{M}$, na forma de pares ordenados, são raízes da equação $x^n = 1$ para $n = 3$ e formam um conjunto completo de fasores (somatório nulo) defasados de $\frac{2\pi}{n}$ rad. Assim, definindo-se o operador de fase em avanço $\mathsf{a} = e^{j2\pi/3}$, que possui as seguintes propriedades

$$\begin{aligned} 1 &= \mathsf{a}^0 = \mathsf{a}^3 = \mathsf{a}^6 \ldots \qquad \mathsf{a}^1 = \mathsf{a}^4 = \mathsf{a}^7 \ldots \qquad \mathsf{a}^2 = \mathsf{a}^5 = \mathsf{a}^8 \ldots \\ 1 &= \mathsf{a}^0 = \mathsf{a}^{-3} = \mathsf{a}^{-6} \ldots \qquad \mathsf{a}^1 = \mathsf{a}^{-2} = \mathsf{a}^{-5} \ldots \qquad \mathsf{a}^2 = \mathsf{a}^{-1} = \mathsf{a}^{-4} \ldots, \end{aligned}$$

pode-se reescrever a transformação $\mathbf{M}$ como

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} 1 & \mathsf{a}^2 & \mathsf{a} \end{bmatrix},$$

e as tensões desejadas na saída do inversor da seguinte maneira

$$\begin{aligned} \overline{U_{1o}}(t) &= \mathsf{V}\cos(\theta) = \mathsf{V}\frac{e^{j\theta} + e^{-j\theta}}{2} \\ \overline{U_{2o}}(t) &= \mathsf{V}\cos(\theta - 2\pi/3) = \mathsf{V}\frac{\mathsf{a}^2 e^{j\theta} + \mathsf{a}e^{-j\theta}}{2} \\ \overline{U_{3o}}(t) &= \mathsf{V}\cos(\theta - 4\pi/3) = \mathsf{V}\frac{\mathsf{a}e^{j\theta} + \mathsf{a}^2 e^{-j\theta}}{2} \end{aligned}$$

onde $\mathsf{V} = \mathsf{E}\frac{\mathsf{m}}{2}$ e $\theta = \omega_m t$ é o ângulo que o vetor tensão de referência $\mathbf{U}_{md}$ forma com o eixo da fase *1* (coincidente com o eixo α) conforme mostrado, para uma seqüência positiva *123*, na Figura 4.3.

Desse modo, o número complexo representando o vetor tensão de referência dado na equação (4.1) é

$$u_{\alpha_{md}} + ju_{\beta_{md}} = \sqrt{\frac{2}{3}}\frac{\mathsf{V}}{2}\begin{bmatrix} 1 & \mathrm{a}^2 & \mathrm{a} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} 1 & 1 \\ \mathrm{a}^2 & \mathrm{a} \\ \mathrm{a} & \mathrm{a}^2 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} e^{j\theta} \\ e^{-j\theta} \end{bmatrix} \tag{4.16}$$

$$u_{\alpha_{md}} + ju_{\beta_{md}} = \frac{\sqrt{6}}{2}\mathsf{V}e^{-j\theta} = \frac{\sqrt{6}}{2}\mathsf{V}(\cos\theta - j\mathrm{sen}\theta).$$

Para uma seqüência negativa de fases $\mathbf{M} = \begin{bmatrix} 1 & \mathrm{a} & \mathrm{a}^2 \end{bmatrix}$ na equação (4.16), o que equivale fazer $\theta = -\omega_m t$ na mesma equação. Neste caso, o vetor $\mathbf{U}_{md}$ gira no sentido anti-horário.

A comparação entre a modulação seno-triângulo e a vetorial, no que se refere ao maior vetor tensão sintetizado em cada caso, pode ser feita observando-se a região do espaço definida pelos vetores ativos em cada uma dessas técnicas. Na Figura 4.12 o cubo onde são definidos os vetores espaciais da modulação vetorial é visto de cima para baixo ao longo do eixo das componentes homopolares. A projeção de qualquer vetor espacial ativo tem magnitude $|\mathbf{U}_k| = \sqrt{\frac{2}{3}}\mathsf{E}$ ($k = 1, 2, ..., 6$) e o maior vetor tensão que pode ser sintetizado, $\mathbf{U}_{vet}$, tem módulo igual a $|\mathbf{U}_k|\cos 30°$. Por outro lado, se as tensões médias de saída do inversor são senoidais, i.e., $\sum_{i=1}^{3}\overline{U_{io}}(t) = 0 \ \forall t$ tem-se que as componentes homopolares são nulas e portanto, neste caso, os vetores tensão são completamente definidos num plano perpendicular ao eixo homopolar e que passa na origem. O hexágono interno da Figura 4.12, cujo contorno é a interseção desse plano com as faces do cubo, é a região onde são definidos os seis vetores ativos senoidais. Assim, o maior vetor tensão nessa região, $\mathbf{U}_{sen}$, descreve o círculo sombreado e tem módulo igual a $|\mathbf{U}_{vet}|\cos 30°$.

Portanto, igualando-se o módulo do vetor tensão, dado na equação (4.16), a seus valores máximos tem-se que

$$\frac{\sqrt{6}}{2}\mathsf{V} = |\mathbf{U}_{sen}| \Longrightarrow \mathsf{m}_{\mathsf{max}_{sen}} = 1 \text{ e} \tag{4.17}$$

$$\frac{\sqrt{6}}{2}\mathsf{V} = |\mathbf{U}_{vet}| \Longrightarrow \mathsf{m}_{\mathsf{max}_{vet}} = 2/\sqrt{3} = 1,15.$$

O primeiro resultado em (4.17) coincide com aquele comentado na seção 2.4, pois, na implementação da modulação seno-triângulo a relação linear entre o índice de

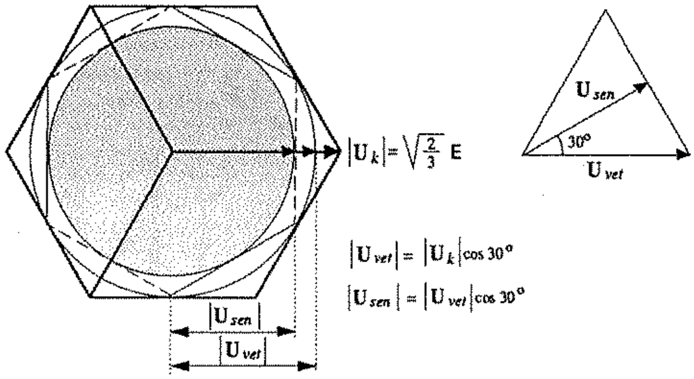


Figura 4.12: Relação entre os vetores tensão gerados pela modulação seno-triângulo e pela modulação vetorial.

modulação e a amplitude do sinal modulante se dá até $\frac{A_m}{A_o} = 1$. Considerando-se $\mathsf{E} = 1$ pu tem-se que o valor pico-a-pico da portadora é também unitário, $A_o = 1/2$ e $\mathsf{m}_{\max_{sen}} = \frac{1/2}{1/2} = 1$. Na modulação vetorial as tensões médias de saída do inversor incluem componentes de seqüência nula, i.e. $\sum_{i=1}^{3} \overline{U_{io}}(t) \neq 0$, as quais resultam da escolha da razão de distribuição μ. Como na implementação deste tipo de modulação não aparece o sinal referente à portadora, conforme discutido acima na seção 2.4, o segundo resultado em (4.17) deve ser interpretado da seguinte maneira: a comparação de uma onda triangular com sinais modulantes senoidais pode gerar tensões de linha de valor máximo igual a $\sqrt{3}\frac{\mathsf{m}_{\max_{sen}}}{2}\mathsf{E}$, se a comparação é efetuada com sinais não senoidais (distorcidos com adição de componentes de seqüência nula) as tensões de linha podem atingir $\sqrt{3}\frac{\mathsf{m}_{\max_{vet}}}{2}\mathsf{E}$. Em resumo, com a modulação vetorial ou com a comparação triângulo-sinal distorcido consegue-se um acréscimo em torno de 15% no aproveitamento da tensão de entrada E em relação ao caso senoidal. As máximas amplitudes das tensões de linha passam de 0,866E para E.

4.6 Conclusão

Neste capítulo, o conceito de vetores espaciais, aplicado na representação das tensões de saída do inversor, é apresentado em sua forma original, i.e., num sistema de coordenadas tridimensional. A idéia de razão de distribuição dos vetores nulos é formalmente definida, permitindo uma classificação genérica dos padrões reduzidos. Também genérico é o método apresentado para cálculo dos tempos de aplicação dos vetores ativos. Demonstra-se, minuciosamente, que a modulação vetorial tem – no que se refere ao aproveitamento da entrada CC do inversor – melhor desempenho que a modulação senoidal.

Capítulo 5

Sinais modulantes não senoidais

5.1 Introdução

Trata-se inicialmente, na seção 5.2, dos sinais distorcidos com injeção de 3º harmônico. Tomando-se como base a relação entre a distribuição dos intervalos de circulação num padrão e a conseqüente distorção nas tensões de saída do inversor, apresenta-se, na seção 5.3, a dedução detalhada de uma expressão matricial que define o comportamento dos sinais modulantes distorcidos em função dos tempos de aplicação dos vetores ativos e da razão de distribuição dos vetores nulos. A partir dessa expressão matricial, demonstra-se formalmente, na seção 5.4, que os tempos de aplicação dos vetores ativos podem ser calculados diretamente pela diferença entre as referências senoidais especificadas em cada STO. Na seção 5.5 trata-se, principalmente, da definição dos principais sinais modulantes não senoidais a partir de suas componentes de seqüência nula. A comparação desses sinais, baseada no critério da DHT, é efetuada na seção 5.6. Na seção 5.7, desenvolve-se, detalhadamente, as expressões que permitem avaliar as diversas técnicas de MLP, por intermédio do valor RMS da amplitude dos desvios de corrente de fase. Levando-se em conta os resultados desta última seção, é possível selecionar as técnicas das modulações contínua e descontínua mais adequadas para implementação de um modulador de alto desempenho (seção 5.8). Adicionalmente, se o projeto de tal modulador considerar a defasagem entre tensão e corrente de fase, tem-se que a seleção da técnica da modulação descontínua não é única, conforme discutido na seção 5.9. A definição de sinais modulantes apropriados para uso em inversores com barramento de entrada pulsado constitui o tema da seção 5.10. O estudo desta nova modalidade de sinais modulantes, baseada no critério do valor *RMS* da amplitude dos desvios de corrente de fase, é efetuado na seção 5.11. Considera-se o conteúdo destas duas últimas seções uma importante contribuição da presente tese e ponto de partida para futuros trabalhos.

5.2 Sinais modulantes com adição de 3º harmônico

A largura de funções de chaveamento moduladas por sinais distorcidos com adição de 3º harmônico é dada abaixo (cf. equação 2.13)

$$\tau_i(t) = \tau_r \left[1 + \mathsf{m}\left(\cos\phi - q\cos 3\phi\right)\right] \qquad i = 1,2,3 \tag{5.1}$$

onde $\phi = \omega_m t - (i-1)\,2\pi/3$ e q é o **percentual de 3º harmônico.**

Explicitando-se o último termo de (5.1) em suas componentes por fase encontra-se

$$\ell_i = -q\cos 3\left(\omega_m t - (i-1)2\pi/3\right). \tag{5.2}$$

Desenvolvendo-se a expressão (5.2) é fácil verificar que $\ell_1 = \ell_2 = \ell_3 = -q\cos 3\omega_m t$. Desse modo, com base nos resultados da seção 2.4, as tensões médias de saída do inversor e as tensões de referência quando se utiliza a injeção de 3º harmônico, são expressas respectivamente por

$$\overline{U_{io}}(t) = \mathsf{E}\frac{\mathsf{m}}{2}(\cos\phi - q\cos 3\omega_m t) = \mathsf{E}\frac{\mathsf{m}}{2}\cos\phi \underbrace{-\mathsf{E}\frac{\mathsf{m}}{2}q\cos 3\omega_m t}_{csn} \tag{5.3}$$

e

$$U_{i_{ref_{3h}}}(t) = \frac{\mathsf{m}}{2}\cos\phi \underbrace{-\frac{\mathsf{m}}{2}q\cos 3\omega_m t}_{u_{no}(t)}. \tag{5.4}$$

Conforme já comentado, componentes de seqüência nula-csn nas tensões de saída do inversor não distorcem as tensões de linha, visto que essas duas grandezas são relacionadas pela transformação **L** definida em (2.8). O efeito de uma distorção adequada em $\overline{U_{io}}(t)$ se reflete, a menos do conteúdo harmônico nela embutido, num aumento de

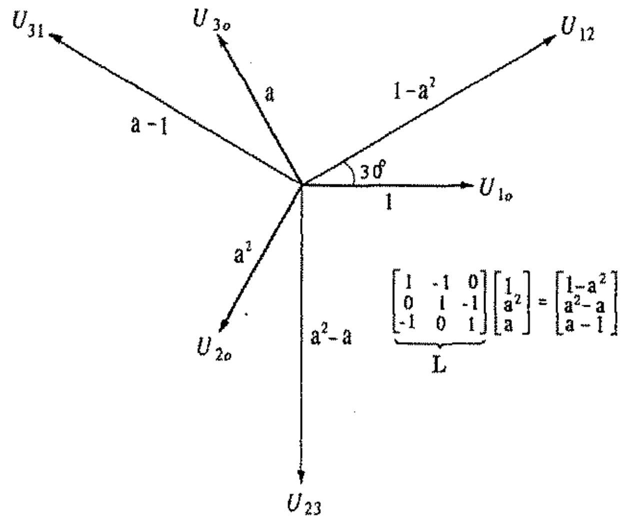


Figura 5.1: Deslocamento dos eixos das tensões de linha, relativo ao referencial das tensões de saída do inversor. Os vetores do referencial deslocado têm módulo igual a $\sqrt{3}$.

amplitude das tensões médias de linha. Para verificação desse efeito, a discussão a seguir estabelece qual o percentual de distorção que permite a variação do índice de modulação até seu valor máximo determinado na seção 4.5. A componente $u_{no}(t)$ em (5.4) é genericamente definida na seção 5.4.

O termo $-q\cos 3\omega_m t$ em (5.3) se anula, para $q \neq 0$, nos seguintes ângulos

$$\omega_m t = (2n+1)\pi/6 \qquad n = 0, 1, 2, \ldots \tag{5.5}$$

Verifica-se que os ângulos em (5.5), múltiplos ímpares de $\pi/6$ rad (30°), correspondem àqueles nos quais as tensões de linha passam por um pico independentemente do valor de q. A posição deslocada em 30° do referencial das tensões de linha relativo aos eixos das tensões de saída do inversor depende apenas da transformação **L**, conforme mostrado na Figura 5.1. Portanto, se os pontos de máximo das tensões distorcidas ocorrem nesses ângulos, as tensões de linha atingem suas maiores amplitudes.

Derivando-se (5.3) e igualando a zero, o que se resume em desenvolver $\frac{d}{dt}(\cos\omega_m t - q\cos 3\omega_m t) = 0$, encontra-se

$$q = \frac{\text{sen}\omega_m t}{3\text{sen}3\omega_m t}. \tag{5.6}$$

A equação (5.6) fornece, então, o valor de q para um determinado ângulo onde $\overline{U_{io}}(t)$ passa por um máximo (derivada nula). Fazendo-se coincidir esse ângulo com aqueles em (5.5), visando maximizar a tensão de linha, tem-se, para $n = 0$, que

$$q = \frac{\text{sen}\frac{\pi}{6}}{3\text{sen}\frac{\pi}{2}} = \frac{1}{6} = 16,67\%.$$

Visto que a máxima amplitude de $\overline{U_{io}}(t)$ é igual a $\mathsf{E}/2$, substituindo-se este valor em (5.3) obtém-se, para $\omega_m t = 30°$, que $\mathsf{m}_{\max} = 2/\sqrt{3} = 1,154$. De fato, este resultado também é obtido quando se considera a própria definição da largura de pulso da funções de chaveamento dada em (5.1). Neste caso, o máximo valor do índice de modulação resulta da substituição de $\tau_i(t)$ por seu maior valor $2\tau_r$, ou seja, resolver a equação $[1 + \mathsf{m}\cos 30°] = 2$.

Desenvolvendo a equação (5.6), sabendo-se que $\text{sen}3\omega_m t = 3\text{sen}\omega_m t - 4\text{sen}^3\omega_m t$, encontra-se

$$\omega_m t = \psi = \text{arcsen}\sqrt{\frac{3}{4} - \frac{1}{12q}} \qquad \frac{1}{9} \leq q < \infty. \tag{5.7}$$

Os ângulos ψ na equação (5.7) não devem ser confundidos com aqueles em (5.5). Aqui eles assinalam os pontos de máximo de $\overline{U_{io}}(t)$ em função do percentual de distorção. Para $q = \frac{1}{9} = 11,11\%$, têm-se $\psi = 0°$ (fase *1*). Considera-se que este é o percentual mínimo de distorção. Para valores inferiores o sinal distorcido se aproxima daquele sem distorção. Note que para valores de q abaixo desse limite o radicando em (5.7) torna-se negativo. Isto, é claro, não significa a impossibilidade de geração de sinais distorcidos para $q < 1/9$, antes indica que em toda esta faixa os pontos de máximo das ondas distorcidas passam a coincidir com aqueles das ondas sem distorção, até que as duas se confundem totalmente. Por outro lado, quando q aumenta, ψ tende a 60° (fase *1*). A Figura 5.2 mostra as formas de onda de $\overline{U_{io}}(t)$ para alguns valores de q, mantendo-se fixo $\mathsf{m} = 1$.

Verifica-se que, além do deslocamento dos valores de pico, suas amplitudes também variam. De fato, em cada caso existe um valor máximo de m para o qual a amplitude de $\overline{U_{io}}(t)$ é igual a $\mathsf{E}/2$. Substituindo-se este valor de amplitude em (5.3) e considerando-se os ângulos em (5.7) encontra-se

$$\mathsf{m} = \frac{1}{\cos\psi - q\cos 3\psi} \text{ ou}$$

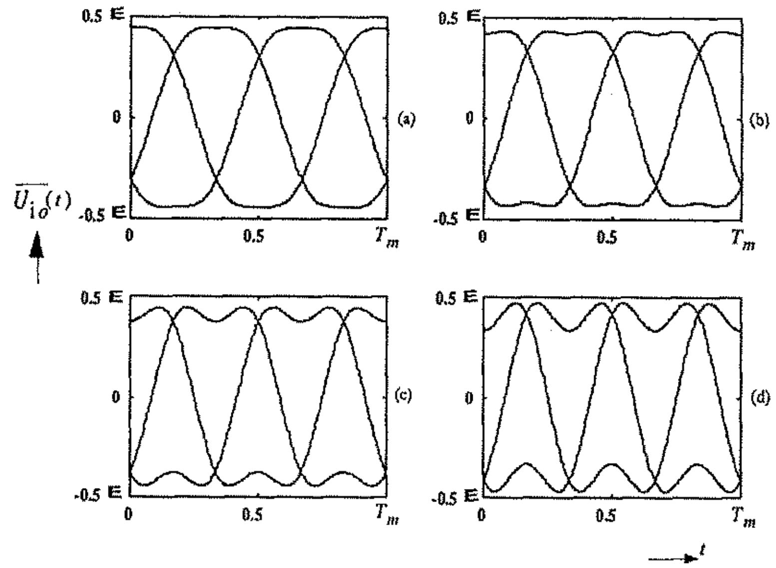


Figura 5.2: Formas de onda distorcidas para alguns valores selecionados do percentual de distorção. (a) $q = 1/9$ (b) $q = 1/6$ (c) $q = 1/4$ (d) $q = 1/3$.

$$\mathsf{m} = \frac{1}{\cos\left(\text{arcsen}\sqrt{\frac{3}{4} - \frac{1}{12q}}\right) - q\cos 3\left(\text{arcsen}\sqrt{\frac{3}{4} - \frac{1}{12q}}\right)}. \tag{5.8}$$

Portanto, dado um percentual de distorção calcula-se o ângulo, definido para $0° \leq \psi < 60°$, no qual o sinal modulante passa por um máximo (equação 5.7) e o aproveitamento da entrada E decorrente do respectivo índice de modulação (equação 5.8). Os gráficos das equações (5.7) e (5.8) estão ilustrados na Figura 5.3. Verifica-se, que o ponto de máximo aproveitamento de E é único e ocorre, como já mencionado, para $q = 1/6$ e $\psi = 30°$. Aproximadamente na faixa que vai de $q = 1/9$ até $q = 1/4$ distingue-se um mesmo valor de m para dois valores de q, ratificando a consideração, já citada na seção 2.2, de que sinais MLP cujas amplitudes dos fundamentais são idênticas não possuem necessariamente o mesmo espectro. De fato, para sinais modulantes obtidos com adição de componentes senoidais de freqüência tripla, definidos em (5.4), a melhor opção se dá para $q = 1/4$, o que implica, por intermédio de (5.7) e (5.8), em $\psi = 40{,}20°$ e m $= 1{,}122$ respectivamente. A curva com estas características foi originalmente apresentada por Bowes e Midoun [14]. Denominada curva modulante sub-ótima, ela permite a realização bastante simples de um modulador com desempenho que se aproxima daque-

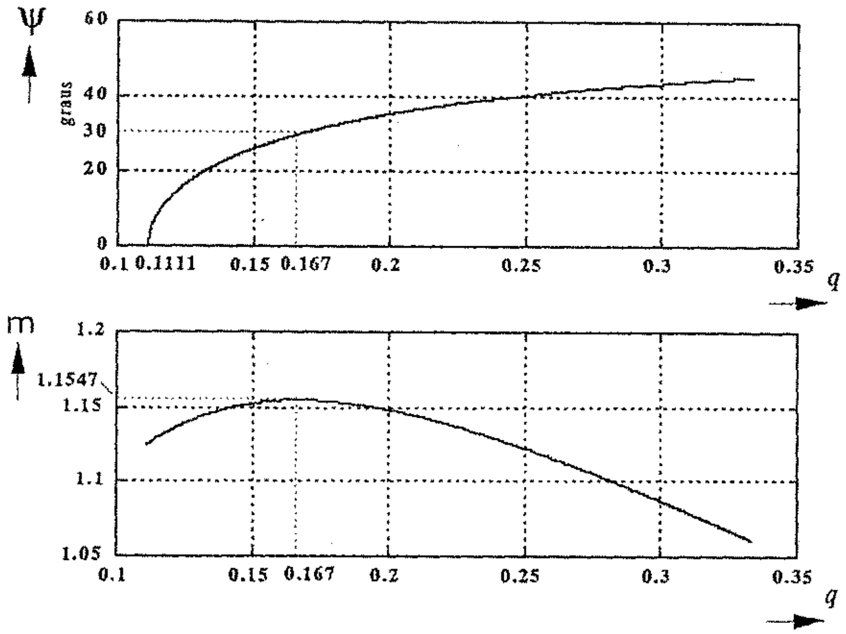


Figura 5.3: Comportamento dos ângulos referentes aos pontos de máximo dos sinais distorcidos e dos valores limites do índice de modulação em função de q.

le baseado em sinais MLP otimizados [15], de implementação reconhecidamente nem tão imediata.

5.3 Formação genérica de sinais modulantes não senoidais

Nesta seção explora-se a teoria de vetores espaciais sob um enfoque diferente daquele da subseção 4.2.1. Em tal tópico, os tempos de aplicação dos vetores de um padrão são usados para compor os valores de contagem que, por intermédio de contadores programáveis, geram as funções de chaveamento. Aqui, o conceito de tempo de aplicação de um vetor é usado de um modo diferente. Primeiro, usando-se a ponderação dos tempos de aplicação, num intervalo de amostragem, das tensões $\mathsf{E}/2$ e $-\mathsf{E}/2$ obtém-se o valor médio das tensões desejadas na saída do inversor. Em seguida, o resultado final – geração das funções de chaveamento – é obtido pela comparação dessas tensões, tomadas como referência ($\mathsf{E} = 1$ pu), com uma portadora triangular como aquela expressa na equação (2.28). Esses dois procedimentos de temporização da largura dos pulsos de comando, um baseado em contadores e outro baseado em portadora, representam itens importantes na classificação de moduladores MLP apresentada no capítulo seguinte.

O mérito da modulação vetorial, no que se refere a sua capacidade de fornecer uma visão elucidativa do processo de MLP num inversor trifásico, reside na separação que tal abordagem permite entre as componentes planares $\alpha\beta$ e o termo homopolar que compõem os vetores médios desejados na saída do inversor. Embora estas considerações já estejam incluídas na subseção 4.2.1, é oportuno reiterar que o vetor tensão médio dado na equação (4.4), i.e., $\mathbf{U}_{md} = \frac{1}{T_{pad}}(T_1\mathbf{U}_1 + T_2\mathbf{U}_2)$, é sintetizado efetivamente apenas pelos vetores ativos do setor (no caso setor 1), ficando a definição do padrão de chaveamento dependente da escolha, em separado, da razão de distribuição μ. Entretanto, quando as tensões médias de saída do inversor são expressas a partir do conceito de tempo de aplicação de um vetor (ou configuração), tal separação de componentes não está explícita. Para que essas tensões possam ser sintetizadas por meio de uma expressão genérica, permitindo seu uso como sinais de referência num modulador baseado em portadora, é necessário que os tempos de aplicação dos intervalos de circulação referentes as configurações 000 e 111 sejam agrupados e expressos em função da razão de distribuição μ.

Na Figura 5.4b mostram-se as tensões instantâneas de saída do inversor geradas pelas funções de chaveamento dadas na Figura 5.4a durante um intervalo de amostragem no setor 1 (ou STO-1). Os valores médios dessas tensões em tal intervalo são dados por

$$\begin{bmatrix} \overline{U_{1o}}(t) \\ \overline{U_{2o}}(t) \\ \overline{U_{3o}}(t) \end{bmatrix} = \frac{\frac{\mathsf{E}}{2}}{T_{pad}} \begin{bmatrix} -1 & 1 & 1 & 1 \\ -1 & -1 & 1 & 1 \\ -1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_{01} \\ T_1 \\ T_2 \\ T_{02} \end{bmatrix}$$

ou

$$\begin{bmatrix} \overline{U_{1o}}(t) \\ \overline{U_{2o}}(t) \\ \overline{U_{3o}}(t) \end{bmatrix} = \frac{\mathsf{E}}{2} \begin{bmatrix} -1 & 1 & 1 & 1 \\ -1 & -1 & 1 & 1 \\ -1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tau_{01} \\ \tau_1 \\ \tau_2 \\ \tau_{02} \end{bmatrix}. \tag{5.9}$$

Cada coluna da matriz na equação (5.9) resulta da seguinte operação,

$$2 \begin{bmatrix} S_1(t) \\ S_2(t) \\ S_3(t) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}, \tag{5.10}$$

realizada para cada uma das quatro configurações do STO em curso. Desse modo, supondo-se que as tensões de saída são geradas apenas por padrões do tipo $cfi = 000$ (ver seção 3.2), seus valores médios podem ser escritos, rearrumando-se a equação (5.9), como

$$\begin{bmatrix} \overline{U_{1o}}(t) \\ \overline{U_{2o}}(t) \\ \overline{U_{3o}}(t) \end{bmatrix} = \frac{\mathsf{E}}{2} \begin{bmatrix} -1 & 1 & C_{p1} & C_{n1} \\ -1 & 1 & C_{p2} & C_{n2} \\ -1 & 1 & C_{p3} & C_{n3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tau_{01} \\ \tau_{02} \\ \tau_1 \\ \tau_2 \end{bmatrix}. \tag{5.11}$$

Na equação (5.11) a coluna C_{pi} ($i = 1, 2, 3$) é gerada a partir de (5.10) aplicada às configurações nas quais somente uma fase está ligada ao barramento positivo $+\mathsf{E}/2$, ou seja, as configurações $100, 010$ e 001, aqui denominadas S_{pi}. Do mesmo modo, C_{ni} refere-se àquelas configurações onde apenas uma fase é ligada ao barramento negativo $-\mathsf{E}/2$, i.e., $110, 011$ e 101, as quais recebem a denominação S_{ni}. Assim,

$$\begin{bmatrix} C_{p1} \\ C_{p2} \\ C_{p3} \end{bmatrix} = 2 \begin{bmatrix} S_{p1} \\ S_{p2} \\ S_{p3} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \text{ e } \begin{bmatrix} C_{n1} \\ C_{n2} \\ C_{n3} \end{bmatrix} = 2 \begin{bmatrix} S_{n1} \\ S_{n2} \\ S_{n3} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}. \tag{5.12}$$

Estas considerações, que resultaram na equação (5.11), decorrem da escolha, por arbítrio, de padrões com $cfi = 000$. Entretanto isto não particulariza, como pode parecer, o desenvolvimento da expressão para as tensões médias $\overline{U_{io}}(t)$, visto que padrões equivalentes fornecem, a cada intervalo de amostragem, níveis idênticos dessas

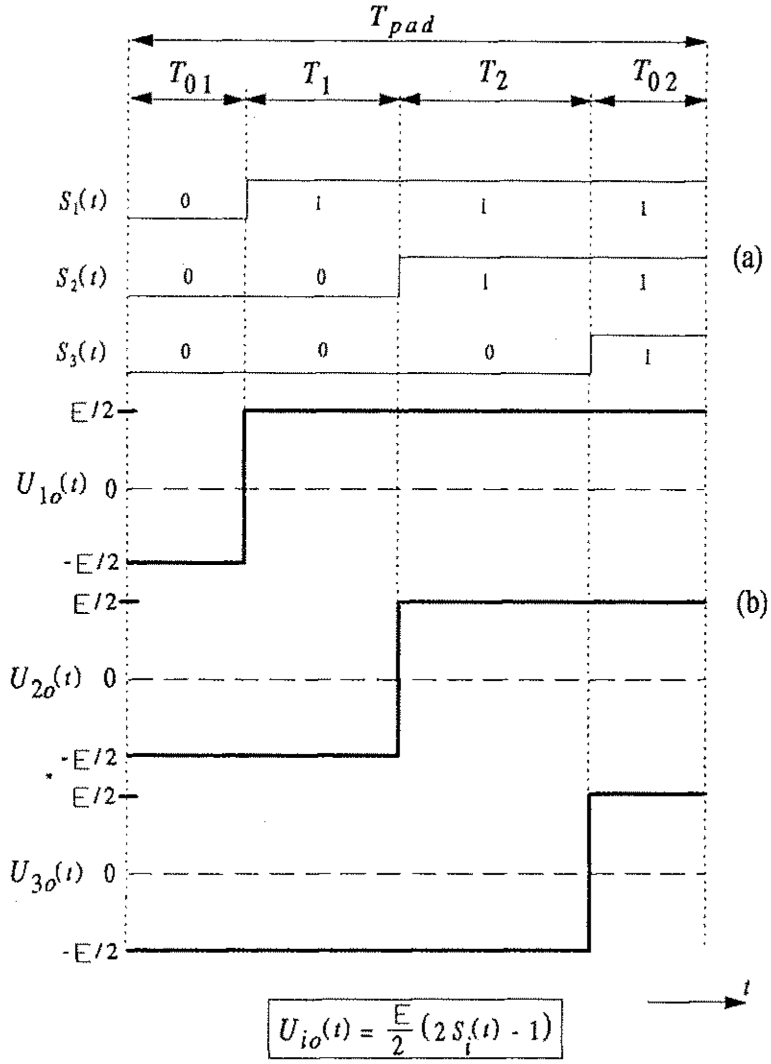


Figura 5.4: (a) Funções de chaveamento num intervalo de amostragem (setor 1). (b) Valores instantâneos das respectivas tensões de saída.

grandezas. O próximo passo, portanto, é obter o valor de $-\tau_{01} + \tau_{02}$, comum a todas as fases, em função de μ.

Resolvendo o sistema de equações formado pelas equações (4.8) e (4.9) encontra-se

$$\begin{cases} \tau_{01} = \mu(1 - \tau_1 - \tau_2) \\ \tau_{02} = (1 - \mu)(1 - \tau_1 - \tau_2) \end{cases} \Longrightarrow -\tau_{01} + \tau_{02} = (1 - \tau_1 - \tau_2)(1 - 2\mu).$$

Com este resultado pode-se agrupar as duas primeiras colunas da matriz na equação (5.11), resultando em

$$\begin{bmatrix} \overline{U^d_{1o}}(t) \\ \overline{U^d_{2o}}(t) \\ \overline{U^d_{3o}}(t) \end{bmatrix} = \frac{\mathsf{E}}{2} \begin{bmatrix} 1 & C_{p1} & C_{n1} \\ 1 & C_{p2} & C_{n2} \\ 1 & C_{p3} & C_{n3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (1 - \tau_1 - \tau_2)(1 - 2\mu) \\ \tau_1 \\ \tau_2 \end{bmatrix}$$

ou

$$\begin{bmatrix} U^d_{1_{ref}}(t) \\ U^d_{2_{ref}}(t) \\ U^d_{3_{ref}}(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & C_{p1} & C_{n1} \\ 1 & C_{p2} & C_{n2} \\ 1 & C_{p3} & C_{n3} \end{bmatrix}}_{\mathsf{C}} \begin{bmatrix} (1 - \tau_1 - \tau_2)(1 - 2\mu) \\ \tau_1 \\ \tau_2 \end{bmatrix} \tag{5.13}$$

O índice ^{d} ressalta que, diferentemente daqueles em (2.27), os sinais agora são *d*istorcidos, i.e., $\sum_{i=1}^{3} U^d_{i_{ref}}(t) \neq 0$.

5.4 Analogia entre os enfoques vetorial e por fase

Como já mencionado, por intermédio da equação (5.13) é possível gerar sinais modulantes (referências) que reproduzem, quando comparados com uma portadora triangular, padrões idênticos aos obtidos pela modulação vetorial (contadores programáveis), desde que a razão de distribuição μ seja a mesma em ambos os casos. Não obstante estes aspectos pertinentes à implementação dos respectivos moduladores, a equação (5.13) inclui mais um resultado importante, pois estabelece, formalmente, a relação entre as coordenadas homopolares (eixo 0) de vetores espaciais de tensão e os intervalos de circulação de sinais modulantes agrupados no termo $(1 - \tau_1 - \tau_2)(1 - 2\mu)$ da referida equação. Portanto, por analogia, se os pesos dos vetores ativos, sob enfoque vetorial

(τ_1 e τ_2), são calculados apenas pelas componentes $\alpha\beta$, analogamente, os mesmos podem ser obtidos, na visão por fase, diretamente das referências senoidais. Para isso, calcula-se a inversa da matriz $\mathbf{C}$ em (5.13) e obtém-se

$$\begin{bmatrix} (1-\tau_1-\tau_2)(1-2\mu) \\ \tau_1 \\ \tau_2 \end{bmatrix} = \mathbf{C}^{-1} \begin{bmatrix} U^d_{1_{ref}}(t) \\ U^d_{2_{ref}}(t) \\ U^d_{3_{ref}}(t) \end{bmatrix} \tag{5.14}$$

onde

$$\mathbf{C}^{-1} = \frac{2}{\det \mathbf{C}} \begin{bmatrix} C_{p2}C_{n3} - C_{p3}C_{n2} & C_{p3}C_{n1} - C_{p1}C_{n3} & C_{p1}C_{n2} - C_{p2}C_{n1} \\ C_{n2} - C_{n3} & C_{n3} - C_{n1} & C_{n1} - C_{n2} \\ C_{p3} - C_{p2} & C_{p1} - C_{p3} & C_{p2} - C_{p1} \end{bmatrix}$$

e

$$\det \mathbf{C} = C_{p1}(C_{n2} - C_{n3}) + C_{p2}(C_{n3} - C_{n1}) + C_{p3}(C_{n1} - C_{n2}).$$

Substituindo-se os seis possíveis valores de C_{pi} e C_{ni} (ver Tabela 5.1) na equação (5.14) observa-se que os termos da matriz $\mathbf{C}^{-1}$ acarretam operações de soma e/ou subtração entre as referências de acordo com a ordenação das mesmas num determinado STO. Por exemplo, no setor 2 (ou STO-2), onde $U^d_{2_{ref}}(t) > U^d_{1_{ref}}(t) > U^d_{3_{ref}}(t)$, a matriz $\mathbf{C}^{-1}$ é dada por

$$\mathbf{C}^{-1} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & -1 \end{bmatrix},$$

e, portanto, a equação (5.14) pode ser separada da seguinte forma

$$[(1-\tau_1-\tau_2)(1-2\mu)] = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U^d_{1_{ref}}(t) \\ U^d_{2_{ref}}(t) \\ U^d_{3_{ref}}(t) \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \tau_1 \\ \tau_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U^d_{1_{ref}}(t) \\ U^d_{2_{ref}}(t) \\ U^d_{3_{ref}}(t) \end{bmatrix}. \tag{5.15}$$

Setor	1	2	3	4	5	6
$C_{\mathrm{p}1}$	1	-1	-1	-1	-1	1
$C_{\mathrm{p}2}$	-1	1	1	-1	-1	-1
$C_{\mathrm{p}3}$	-1	-1	-1	1	1	-1
$C_{\mathrm{n}1}$	1	1	-1	-1	1	1
$C_{\mathrm{n}2}$	1	1	1	1	-1	-1
$C_{\mathrm{n}3}$	-1	-1	1	1	1	1

Tabela 5.1: Valores de $C_{\mathrm{p}i}$ e $C_{\mathrm{n}i}$ distribuídos por setor.

Visto que tal comportamento da matriz $\mathbf{C}^{-1}$ se repete para os demais STOs, i.e., a primeira linha dessa matriz sempre implica na soma entre a maior e a menor referência, pode-se escrever que

$$[(1-\tau_1-\tau_2)(1-2\mu)] = U^d_{x_{ref}}(t) + U^d_{z_{ref}}(t). \tag{5.16}$$

Para cálculo de τ_1 e τ_2, verifica-se que as distorções não têm influência devido a característica comum das matrizes resultantes em (5.15): vetores com componentes iguais pertencem ao espaço nulo das mesmas. E mais, elas acarretam a diferença entre as referências na ordem ditada pelo STO. Assim,

$$\begin{bmatrix} \tau_1 \\ \tau_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{x_{ref}}(t) \\ U_{y_{ref}}(t) \\ U_{z_{ref}}(t) \end{bmatrix}. \tag{5.17}$$

Os subscritos x, y e z, segundo definição dada em (3.1), correspondem aos índices das tensões de referência ordenadas de acordo com suas amplitudes. Porquanto considerou-se no desenvolvimento acima padrões do tipo $cfi = 000$, tem-se que $U_{x_{ref}}(t) > U_{y_{ref}}(t) > U_{z_{ref}}(t)$ em cada STO. Desse modo, durante intervalos de 60° os valores de x, y e z permanecem constantes não havendo a necessidade de transformação *123*$\rightarrow \alpha\beta$ para cálculo de τ_1 e τ_2 como na equação (4.15), muito menos a determinação do ângulo θ requerida pela equação (4.6). Basta a detecção de mudança de um STO para outro e a conseqüente atualização da ordem das referências em (5.17).

O resultado contido na equação (5.17), onde os pesos referentes aos vetores ativos são calculados diretamente das referências, foi utilizado inicialmente em Alves *et alii* [4] e mais recentemente em Blasko [7]. Nesses trabalhos, tal procedimento para obtenção de τ_1 e τ_2, não recebe o tratamento formal acima apresentado.

Outro resultado importante decorre da equação (5.16). Substituindo-se nesta equação os valores de τ_1 e τ_2 dados em (5.17) obtém-se

$$\mu = \frac{1}{2} - \frac{U^d_{x_{ref}}(t) + U^d_{z_{ref}}(t)}{2\left(1 - U_{x_{ref}}(t) + U_{z_{ref}}(t)\right)}. \tag{5.18}$$

Assim, dado um conjunto de referências distorcidas de amplitude máxima igual a $0,5$, é possível obter-se a razão de distribuição correspondente por meio de (5.18). Este mesmo resultado é obtido calculando-se $u_{no}(t) = \frac{1}{3}\sum_{i=1}^{3} U^d_{i_{ref}}(t)$, analogamente à equação (2.5), o que fornece

$$u_{no}(t) = \frac{1}{2} - \mu - (1-\mu)U_{x_{ref}}(t) - \mu U_{z_{ref}}(t) \quad \text{ou} \tag{5.19}$$

$$\mu = \frac{u_{no}(t) + U_{x_{ref}}(t) - \frac{1}{2}}{U_{x_{ref}}(t) - U_{z_{ref}}(t) - 1}. \tag{5.20}$$

O termo $u_{no}(t)$ representa a parcela somada às três referências senoidais normalizadas ($\mathsf{E} = 1$ pu) para geração de sinais modulantes distorcidos. Não deve ser confundido com $U_{no}(t)$ em (2.5) que é a tensão desenvolvida entre o neutro da carga e o ponto central da entrada E num processo de modulação e constitui o termo homopolar ou componente de seqüência nula-csn das tensões de saída do inversor. Numericamente $U_{no}(t) = \mathsf{E}u_{no}(t)$. No desenvolvimento de (5.19) lembrar que em todos os setores (ver Tabela 5.1) $\sum_{i=1}^{3} C_{pi} = -1$ e $\sum_{i=1}^{3} C_{ni} = 1$.

Após estas considerações, verifica-se que a substituição de $U^d_{x,z_{ref}}(t) = U_{x,z_{ref}}(t) + u_{no}(t)$ em (5.18) fornece o mesmo resultado daquele em (5.20).

5.5 Repertório de sinais modulantes não senoidais

Os sinais modulantes não senoidais tratados nesta seção estão divididos em dois grandes grupos. O primeiro inclui aqueles obtidos com injeção de componentes de 3º harmônico.

Embora este tema seja há muito conhecido ([29], [14]) e tenha merecido uma exposição simples, porém detalhada, na seção 5.2, as relações obtidas em (5.19) e (5.20) permitem um tratamento diferente para o mesmo. Aqui o item enfocado não é apenas a variação do percentual de distorção q e sua conhecida repercussão no conteúdo harmônico dos sinais de tensão e corrente do inversor trifásico: $q = 1/6$ implica no melhor aproveitamento ($\mathsf{m} = 2/\sqrt{3}$) da tensão de entrada E [29] e $q = 1/4$ acarreta minimização das ondulações de grandezas de saída do inversor [14]. Na abordagem abaixo apresentada explora-se a relação entre tal parâmetro e a razão de distribuição μ. Ela tem como base a constatação de certas peculiaridades das curvas que descrevem μ, a partir das quais são introduzidas novas formas de sinais modulantes não senoidais. Tomando-se como base o critério da Distorção Harmônica Total - DHT

$$DHT = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\mathrm{n}} (C_k/k)^2}}{C_1} \cdot 100\% \tag{5.21}$$

onde C_k é a amplitude do k-ésimo harmônico e n a ordem do harmônico estipulada para observação, apresenta-se um estudo comparativo, baseado nesse critério, entre as tensões de linha moduladas quando esses novos sinais são usados como referências e aquelas geradas quando os sinais modulantes sabidamente produzem mínimo conteúdo harmônico, ou seja, $q = 1/4$ e $\mu = 1/2$.

O segundo grupo é composto pelos sinais de referência gerados quando μ é uma função constante ou segue um sinal lógico (e.g. $p(t)$ definido na subseção 3.3.3) oriundos de operações de comparação entre as três referências originais não distorcidas. As formas de onda neste último caso são descontínuas nos pontos de transição dos referidos sinais lógicos e os padrões de chaveamento gerados pelas mesmas provocam o grampeamento de uma das fases do inversor no intervalo entre tais pontos de transição. São esses os padrões reduzidos mostrados na Figura 4.9, os quais também podem ser gerados no caso constante ($\mu = 0$ ou 1). Conforme já comentado na seção 4.3, para que as referências grampeadas obedeçam a simetria de 120° (equação 2.12), os intervalos de grampeamento, em cada fase, devem durar no máximo $\frac{1}{3}T_m$. Com isso garante-se que a comparação de uma única portadora triangular com essas referências produz funções de chaveamento com as características descritas na seção 2.3 e ilustradas na Figura 4.6.

5.5.1 Nova abordagem dos sinais modulantes com adição de 3º harmônico

Os trabalhos que apresentam estudos comparativos abrangendo os diversos tipos de sinais modulantes não senoidais, como em Holmes [26], usualmente tratam as referências geradas por adição de 3º harmônico enfocando apenas seu percentual de distorção q. Ao omitir a análise de sua razão de distribuição, reservando-a aos sinais oriundos da modulação vetorial, tais estudos deixam de tratar todos os tipos de sinais modulantes por meio de um critério comum: a razão de distribuição μ. Além de ser um parâmetro definido num intervalo limitado (diferentemente de q), a razão de distribuição possui um valor consensualmente tomado como referencial em estudos comparativos: $\mu = 0,5$. Portanto, as ondas modulantes geradas por adição de 3º harmônico, do mesmo modo que aquelas tradicionalmente associadas à modulação vetorial, podem ser estudadas pelo comportamento da razão de distribuição das mesmas.

Na Figura 5.5 apresenta-se a variação de μ nos casos em que seleciona-se o percentual de distorção com os seguintes valores: $1/9, 1/6, 1/5$ e $1/4$. Tais curvas são obtidas por intermédio da expressão resultante quando se substitui a componente comum de 3º harmônico, $-\frac{\mathsf{m}}{2}q\cos(3\omega_m t)$, na equação (5.20), i.e.,

$$\mu = \frac{-\frac{\mathsf{m}}{2}q\cos 3\omega_m t + U_{x_{ref}}(t) - \frac{1}{2}}{U_{x_{ref}}(t) - U_{z_{ref}}(t) - 1}. \tag{5.22}$$

Na Figura 5.5 mostra-se que as curvas representativas de μ têm freqüência 3 vezes maior que a fundamental. Além disso, o perfil das mesmas é simétrico a cada 60°. Assim, as observações podem se restringir, por conveniência, ao STO-1, onde $x = 1$, $y = 2$ e $z = 3$. Efetuando-se as devidas substituições na equação (5.22) encontra-se

$$\mu = \frac{\mathsf{m}(\cos\omega_m t - q\cos 3\omega_m t) - 1}{\mathsf{m}\sqrt{3}\cos(\omega_m t - 30^\circ) - 2} \qquad 0^\circ \leq \omega_m t \leq 60^\circ. \tag{5.23}$$

Esta equação permite demonstrar que $\mu = 0,5$ para qualquer valor de q em $\omega_m t = 30^\circ$. Entretanto, apenas para $q = 1/4$ isto também ocorre em $\omega_m t = 0^\circ$ e $\omega_m t = 60^\circ$, ou seja, no início e no fim do segmento considerado, conforme se observa nas expressões a seguir,

$$\omega_m t \;=\; 0^\circ \Longrightarrow \mu = \frac{0,5\left((1-q)\mathsf{m} - 1\right)}{\frac{3}{4}\mathsf{m} - 1},$$

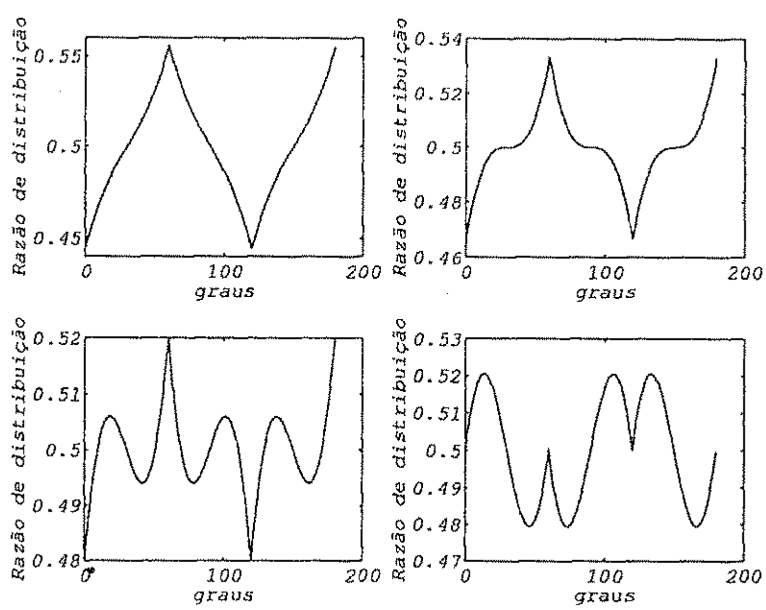


Figura 5.5: Comportamento da razão de distribuição μ (meio período) para alguns valores do percentual de distorção q em sinais com adição de 3º harmônico. (a) $q = 1/9$, (b) $q = 1/6$, (c) $q = 1/5$, (d) $q = 1/4$. Em todos os casos $\mathsf{m} = 0,5$.

$$\omega_m t = 30^\circ \Longrightarrow \mu = 0,5 \quad \forall q,$$
$$\omega_m t = 60^\circ \Longrightarrow \mu = \frac{0,5\left((\frac{1}{2}+q)\mathsf{m}-1\right)}{\frac{3}{4}\mathsf{m}-1}.$$

Pelo exposto no parágrafo anterior tal se repete nos outros STO's. Esta característica das curvas distorcidas com 25% de 3º harmônico, que garante $\tau_{01} = \tau_{02}$ nos três ângulos citados independentemente de m, confere as mesmas reconhecidas qualidades como sinais modulantes, destacadas originalmente em Bowes e Midoun [14]. Sua única restrição, controle linear da tensão média de saída do inversor abaixo do limite máximo de $\mathsf{m} = 2/\sqrt{3}$, pode ser contornada, preservando-se suas características originais, se, ao invés de q, o parâmetro utilizado para geração dos mesmos for a razão de distribuição μ. O comportamento deste parâmetro no STO-1 está representado na Figura 5.6 para vários valores de m. A expressão geradora de tais curvas resulta da substituição de $q = 1/4$ em (5.23), i.e.,

$$\mu_{1/4} = \frac{\mathsf{m}\cos\omega_m t - \frac{\mathsf{m}}{4}\cos 3\omega_m t - 1}{\mathsf{m}\sqrt{3}\cos(\omega_m t - 30^\circ) - 2} \qquad 0^\circ \leq \omega_m t \leq 60^\circ. \tag{5.24}$$

Verifica-se que as curvas na Figura 5.6 têm forma aproximadamente senoidal, em particular até m $= 0,9$ (curva tracejada). De fato, conforme m aumenta as curvas rapidamente se afastam do perfil senoidal. Isto ocorre porque, no STO-1, $\mu = 0$ justamente no ponto em que a referência distorcida da fase *1* passa pelo pico positivo. Este ângulo, já calculado no final da seção 5.2, corresponde a $\omega_m t = 40,2^\circ$ para $\mathsf{m} = 1,122$. Neste caso, pela simetria da curva pontilhada na Figura 5.6, $\mu = 1$ em $\omega_m t = 30^\circ - (40,2^\circ - 30^\circ) = 19,8^\circ$, ângulo no qual a referência da fase *3* atinge seu pico negativo. Portanto, aproximando-se as curvas dadas pela equação (5.24) por uma função senoidal do tipo

$$\mu_{\text{sen}} = (A_\mu(\mathsf{m}) - 0,5)\,\text{sen}\,6\omega_m t + 0,5 \tag{5.25}$$

onde $A_\mu(\mathsf{m})$ é o máximo valor de μ calculado pela equação (5.24) para um dado m, o maior desvio entre os pontos de máximo em $\mu_{1/4}$ e μ_{sen} é de $4,8^\circ$, uma vez que os picos positivo e negativo em (5.25) ocorrem para $\omega_m t = 15^\circ$ e 45° respectivamente. Esta diferença acarreta mudanças na forma das referências geradas por $\mu_{1/4}$, se comparadas

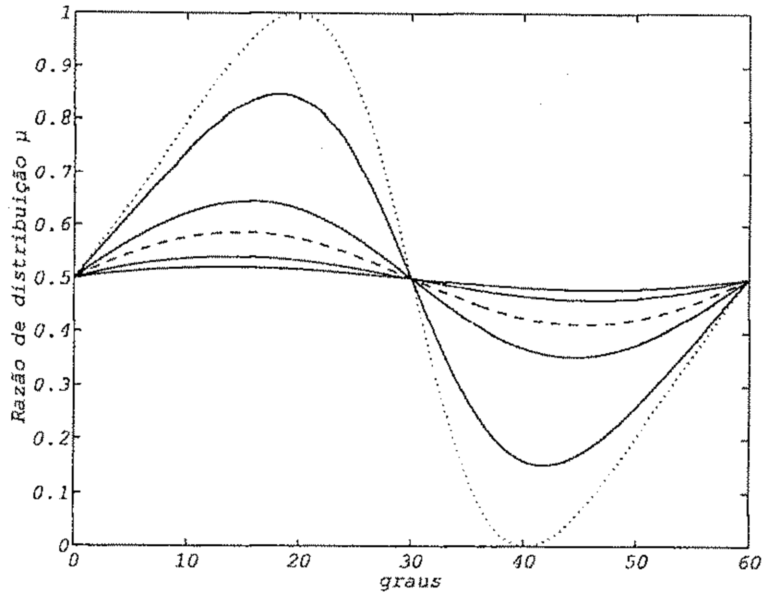


Figura 5.6: Comportamento da razão de distribuição μ para $q = 1/4$ e m assumindo os seguintes valores: 0,5; 0,7; 0,9 (tracejado); 1,0; 1,1 e 1,122 (pontilhado).

àquelas resultantes de μ_{sen}, notadamente para $\mathsf{m} > 0,9$, conforme mostrado na Figura 5.7 para $\mathsf{m} = 1,122$. Entretanto, isto não se reflete em maiores discrepâncias entre as DHTs dos sinais MLP gerados em ambos os casos, como pode ser observado na Figura 5.8. Para geração das curvas nesta figura, considerou-se n $= 50$ (equação 5.21), $R' = 21$ e $f_m = 1$ pu.

Deve-se ressaltar que para a geração dos sinais modulantes baseados em μ_{sen} é necessária a inversão do sinal desta função a cada intervalo de 60°, pois este é o comportamento da razão de distribuição comum às referências mostradas na Figura 5.5. Genericamente, a função μ deve ter freqüência

$$f_\mu = 3\kappa f_m \qquad\qquad \kappa = 0, 1, 2, ... \tag{5.26}$$

para que a simetria de 120° de qualquer conjunto de referências trifásicas seja satisfeita. Note-se que a condição expressa em (5.26) para a freqüência da razão de distribuição inclui, para $\kappa = 0$, os casos em que μ é constante.

Embora implementação seja assunto do próximo capítulo, é possível antever, pelos comentários do parágrafo anterior, que um modulador baseado na variação senoidal de

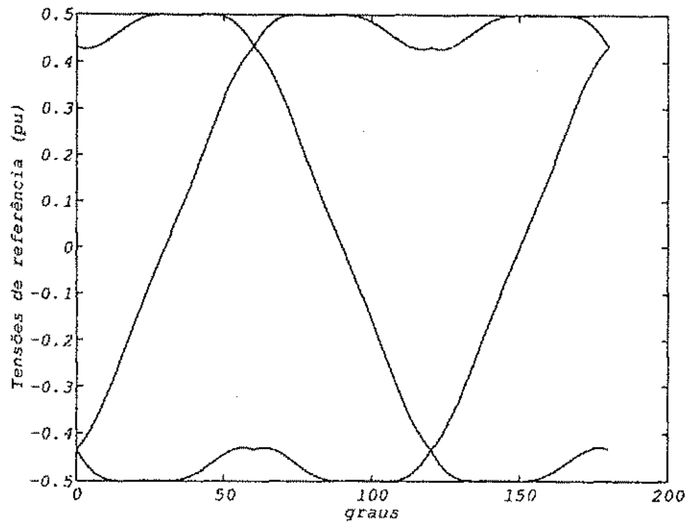


Figura 5.9: Tensões de referência geradas com razão de distribuição senoidal para $\mathsf{m} = 1,157$.

μ não é tão simples quanto o tradicional com injeção de 3º harmônico. A despeito deste aspecto desfavorável, o modulador para μ senoidal tem como vantagem a possibilidade de controle linear das tensões de saída do inversor até o limite de $\mathsf{m} = 2/\sqrt{3}$. Uma solução, testada em simulação, consiste em assumir que, a partir de $\mathsf{m} = 1,122$,

$$\mu_{\text{sen}} = 0,5 \,\text{sen}\, 6\omega_m t + 0,5, \tag{5.27}$$

visto que, $A_\mu(1,122) = 1$ conforme equação (5.24). Em palavras: quando o máximo índice de modulação permitido para $q = 1/4$ for atingido, considera-se que a razão de distribuição passa a ser descrita pela equação (5.27). Na Figura 5.9 mostra-se, como exemplo, as referências resultantes desta estratégia para $\mathsf{m} = 2/\sqrt{3}$.

Para efeito de comparação, mostra-se, na Figura 5.10, as curvas da DHT de sinais MLP gerados por intermédio da modulação vetorial para $\mu = 0,5$ (linha pontilhada) e da técnica descrita pela equação (5.27) (traço cheio). Visando facilitar a visualização, apresenta-se a Figura 5.10 dividida em duas partes. No gráfico da esquerda mostra-se a DHT para m variando de 0,1 a 1, enquanto que, no gráfico da direita a variação é menor, de 1 a 1,15. Em ambos os casos, o desempenho das duas técnicas é equivalente, com alguma vantagem para a estratégia de modulação aqui proposta, particularmente

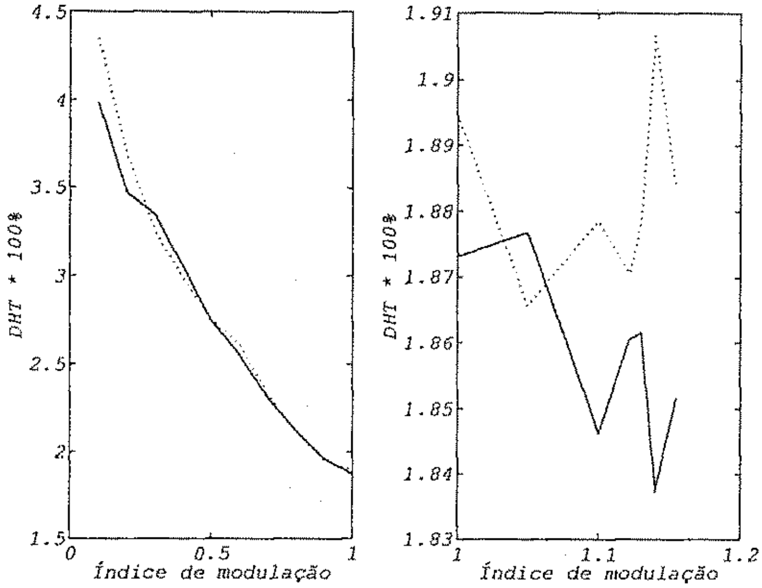


Figura 5.10: Distorção Harmônica Total dos sinais gerados pela estratégia de μ senoidal (traço cheio) e pela modulação vetorial $\mu = 0,5$ (traço pontilhado).

para valores baixos do índice de modulação.

5.5.2 Sinais modulantes com razão de distribuição constante

Dentre os inúmeros sinais modulantes não senoidais oriundos da especificação de uma razão de distribuição constante, têm interesse prático apenas os casos em que $\mu = 0,5$, $\mu = 0$ e $\mu = 1$. No primeiro caso, obtém-se os padrões de chaveamento da modulação vetorial simétrica, e nos dois útimos, os sinais modulantes são do tipo grampeado. Qualquer outro valor de μ, resulta em sinais modulantes não grampeados com características (e.g. DHT) inferiores àquelas da modulação vetorial simétrica.

Razão de distribuição igual a 0,5

Substituindo-se $\mu = 0,5$ na equação (5.19) resulta que

$$u_{no_{vet}}(t) = -\frac{1}{2}\left(U_{x_{ref}}(t) + U_{z_{ref}}(t)\right) = \frac{1}{2}U_{y_{ref}}(t), \tag{5.28}$$

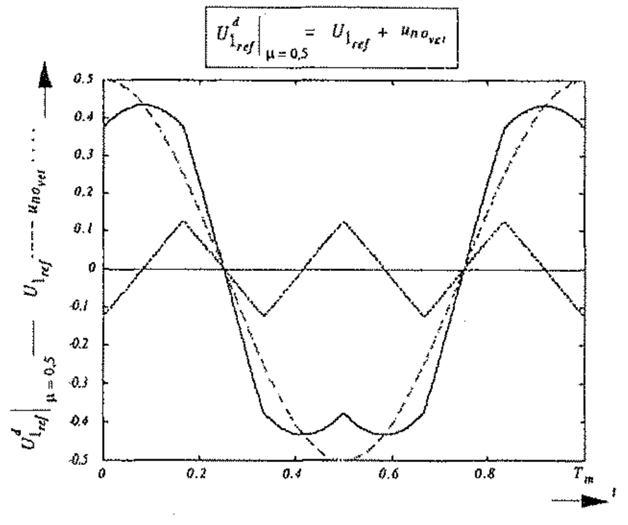


Figura 5.11: Sinal modulante oriundo da modulação vetorial simétrica (traço cheio). A expressão que determina sua formação está destacada no topo da figura. No caso m = 1.

pois $U_{x_{ref}}(t) + U_{y_{ref}}(t) + U_{z_{ref}}(t) = 0$. Esse resultado mostra que os sinais modulantes, $U^d_{i_{ref}}(t)\mid_{\mu=0,5}$ $(i = 1, 2, 3)$, para geração de padrões de chaveamento idênticos àqueles da modulação vetorial simétrica são formados, a cada STO, pela adição de metade da referência de fase intermediária a todas as três referências senoidais, i.e.,

$$\begin{aligned} U^d_{1_{ref}}(t) &\mid_{\mu=0,5} = U_{1_{ref}}(t) + U_{y_{ref}}(t)/2, \\ U^d_{2_{ref}}(t) &\mid_{\mu=0,5} = U_{2_{ref}}(t) + U_{y_{ref}}(t)/2, \\ U^d_{3_{ref}}(t) &\mid_{\mu=0,5} = U_{3_{ref}}(t) + U_{y_{ref}}(t)/2. \end{aligned} \tag{5.29}$$

Na Figura 5.11 apresenta-se o sinal modulante $U^d_{1_{ref}}(t)\mid_{\mu=0,5}$(curva em traço cheio). Suas componentes, de acordo com a primeira equação em (5.29), também aparecem na mesma figura.

Para se ter uma idéia global da formação dos sinais modulantes descritos pelas equações em (5.29), destaca-se na Figura 5.12a, para cada STO, as referências ditas maiores - $U_{x_{ref}}(t)$ (traço cheio), as intermediárias - $U_{y_{ref}}(t)$ (pontilhado) e as menores - $U_{z_{ref}}(t)$ (tracejado). Os valores de x, y e z, em cada STO (ver Tabela 3.1), estão resumidos abaixo.

STO	x	y	z
1	1	2	3
2	2	1	3
3	2	3	1
4	3	2	1
5	3	1	2
6	1	3	2

Na Figura 5.12b mostra-se o conjunto das referências distorcidas dadas pelas expressões (5.29). É evidente a simetria das regiões onde são definidos os intervalos de circulação (áreas sombreadas), daí $\tau_{01} = \tau_{02}$ em todo o período.

Máximo valor do índice de modulação no caso $\mu = 0,5$ Para cálculo do máximo índice de modulação obtido com as referências da Figura 5.12b, considere-se o STO-1 onde

$$U^d_{1_{ref}}(t)_{\max}\big|_{\mu=0,5} = \frac{1}{2} = \underbrace{\frac{\mathsf{m}}{2}\cos\omega_m t}_{U_{1_{ref}}(t)} + \frac{1}{2}\underbrace{\frac{\mathsf{m}}{2}\cos(\omega_m t - 120°)}_{U_{2_{ref}}(t)} .$$

Assim, de acordo com os resultados da seção 5.2, substituindo-se $\omega_m t = 30°$, obtém-se $\mathsf{m}_{\max} = 2/\sqrt{3}$.

Aproximação de $u_{no_{vet}}$ por uma onda triangular Devido ao aspecto de $U_{y_{ref}}(t)$ na Figura 5.12a (linha pontilhada), não raro alguns autores (e.g. [23]) a substituem por uma onda triangular propriamente dita. Este procedimento, visando simplificar a implementação do modulador, constitui, é claro, uma aproximação. A forma de onda original, $U_{y_{ref}}(t)$, tem comportamento senoidal.

Para avaliar tal aproximação, considere-se a função (ângulos em radianos)

$$v_\Delta(t) = \frac{2}{\pi}\text{arcsen}(\mathsf{x}\cos 3\omega_m t) \qquad 0 < |\mathsf{x}| \leq 1 \tag{5.30}$$

que fornece, para $\mathsf{x} = 1$, um sinal triangular de amplitude unitária. Na Figura 5.13 mostra-se o gráfico da função (5.30) para alguns valores positivos do parâmetro x. Valores negativos geram curvas simétricas porque $\text{arcsen}(-u) = -\text{arcsen}(u)$.

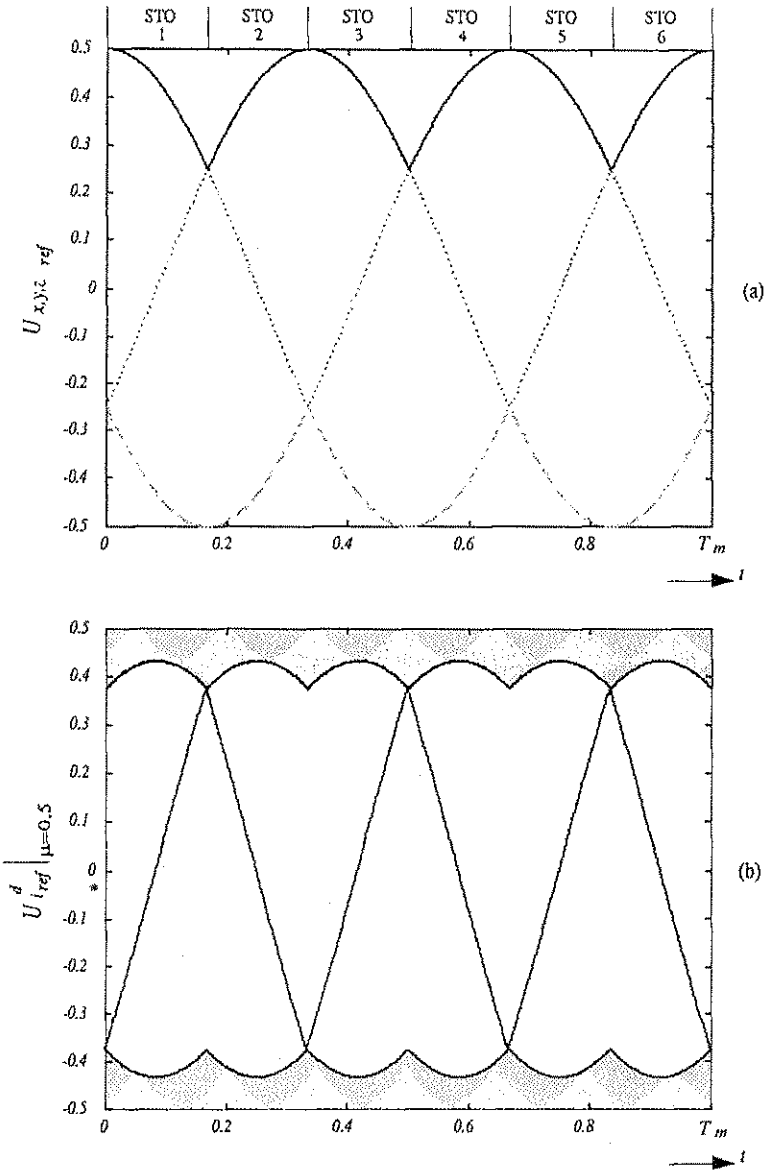


Figura 5.12: (a) Referências senoidais onde estão destacadas as componentes $U_{x_{ref}}$ —, $U_{y_{ref}}$ .... e $U_{z_{ref}}$ – –. (b) Referências distorcidas para $\mu = 0,5$ destacando-se (parte sombreada) a simetria das regiões onde são definidos os intervalos de circulação implicando que $\tau_{01} = \tau_{02}$ em todo o período. Em ambos os casos $\mathsf{m} = 1$.

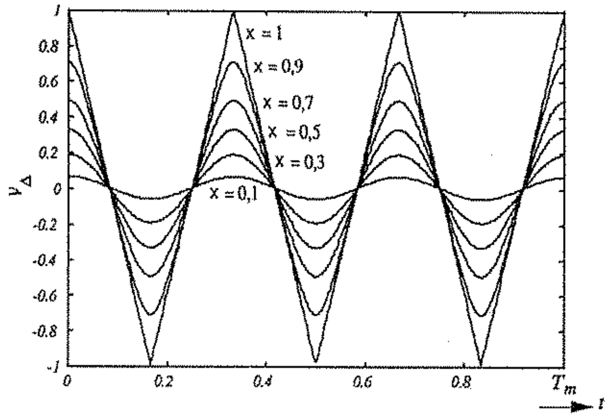


Figura 5.13: Curvas representativas da função v_Δ para vários valores do parâmetro x.

Definindo-se

$$u_{no_\Delta}(t) = \frac{\mathsf{m}}{2}\lambda v_\Delta(t) = \frac{\mathsf{m}\lambda}{\pi}\text{arcsen}(\mathsf{x}\cos 3\omega_m t), \tag{5.31}$$

onde λ é o **percentual de distorção triangular** (análogo a q), obtém-se para a fase *1* o grupo de sinais distorcidos dados por

$$U_\Delta(t) = \frac{\mathsf{m}}{2}\cos\omega_m t - u_{no_\Delta}(t). \tag{5.32}$$

Neste trabalho considera-se apenas o caso $\mathsf{x} = 1$, que resulta em $u_{no_\Delta}(t)$ triangular, uma forma de onda de fácil implementação prática. No entanto, teoricamente tal parâmetro pode assumir outros valores constantes ou, até mesmo, pode resultar de uma função variante no tempo.

Analogamente ao desenvolvimento da seção 5.2, obtém-se da equação $\frac{d}{dt}U_\Delta(t) = 0$ que

$$\lambda = \frac{\pi \,\text{sen}\,\omega_m t\,\sqrt{1-\mathsf{x}^2\cos^2 3\omega_m t}}{6\,\mathsf{x}\,\text{sen}3\omega_m t}. \tag{5.33}$$

Para $\mathsf{x} = 1$ a equação (5.33) fornece

$$\lambda = \frac{\pi}{6}\text{sen}\omega_m t = \frac{\pi}{6}\text{sen}\psi_\Delta \qquad 0^\circ \le \psi_\Delta \le 60^\circ\,(1,047\,\text{rad}) \tag{5.34}$$

Ainda seguindo a linha de exposição da seção 5.2 têm-se, de modo análogo às equações (5.7) e (5.8), que os ângulos onde a derivada do sinal em (5.32) se anula e os valores limites do índice de modulação em função de λ são dados respectivamente por

$$\psi_\Delta = \text{arcsen}(6\lambda/\pi) \text{ e} \tag{5.35}$$

$$\mathsf{m} = \frac{1}{\cos\psi_\Delta - \frac{2\lambda}{\pi}\text{arcsen}(\cos 3\psi_\Delta)}. \tag{5.36}$$

A partir destas duas equações pode-se então determinar qual a melhor aproximação triangular para $u_{no_{vet}}(t)$. Uma vez que esta função tem amplitude $\frac{\mathsf{m}}{4}$, tradicionalmente selecionou-se $\lambda = 1/4$. Este valor nas equações (5.35) e (5.36) fornece $\psi_\Delta = 28,52^\circ$ ($\simeq 0,5\,\text{rad}$) e $\mathsf{m} = 1,1542$ respectivamente. Tais resultados constituem de fato uma boa aproximação. Entretanto, tendo em vista atingir exatamente o máximo aproveitamento da entrada CC do inversor ($\mathsf{m} = 2/\sqrt{3} = 1,154$), o que implica em $\psi_\Delta = 30^\circ$ ($0,523\,\text{rad}$), obtém-se pela equação (5.34) que

$$\lambda = \frac{\pi}{12} = 26,18\%. \tag{5.37}$$

Para este valor de λ, a curva da expressão (5.32) é a que melhor se aproxima daquela da modulação vetorial simétrica, mostrada na Figura 5.11.

Distorção Harmônica Total nos casos $\lambda = \frac{1}{4}$, $\lambda = \frac{\pi}{12}$ e $\mu = 0,5$ As curvas referentes aos valores da *DHT*, nos casos $\lambda = \frac{1}{4}$ e $\lambda = \frac{\pi}{12}$, estão mostradas na Figura 5.14. Verifica-se que, em geral, a *DHT* é mais favorável para $\lambda = \frac{\pi}{12}$, particularmente na faixa até $\mathsf{m} \simeq 0,4$.

Quando se compara a *DHT* nos casos $\lambda = \frac{\pi}{12}$ e $\mu = 0,5$, verifica-se que ambos têm desempenho praticamente iguais, como pode ser observado na Figura 5.15.

Para obtenção das curvas nas Figuras 5.14 e 5.15 considerou-se a razão de freqüência $R = 21$ e a *DHT* calculada até o 50º harmônico (n = 50 na equação 5.21).

Razão de distribuição igual a 0 ou 1

Para $\mu = 0$ ou $\mu = 1$, os padrões de gatilhamento resultantes do processo de modulação são do tipo reduzido. Mais especificamente, para $\mu = 0$ a seqüência de padrões que compõem um período de chaveamento é dada por AA' e para $\mu = 1$ a respectiva seqüência é BB' de acordo com a Tabela 4.1. Na Figura 4.9 estão desenhados, para o STO-1, os quatro tipos de padrões reduzidos.

Nas Figuras 5.16a-b estão mostradas as formas de onda das referências para $\mu = 0$ e $\mu = 1$ respectivamente. Quando comparadas com a portadora triangular os padrões A

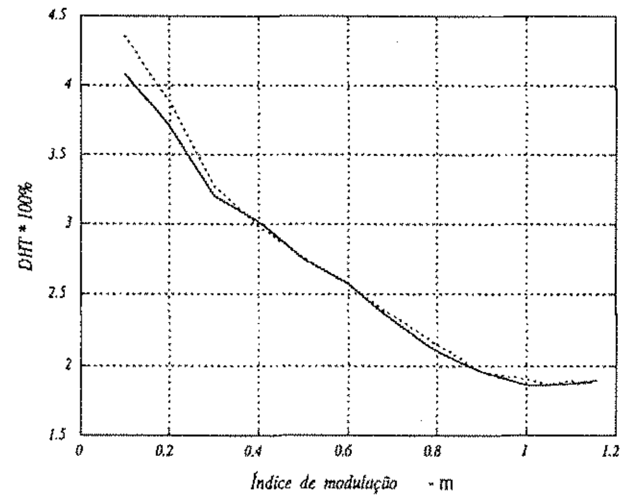


Figura 5.14: Distorção Harmônica Total das tensões de linha geradas a partir de sinais modulantes com percentual de distorção triangular $\lambda = \frac{\pi}{12}$ (traço cheio) e $\lambda = 1/4$ (traço pontilhado).

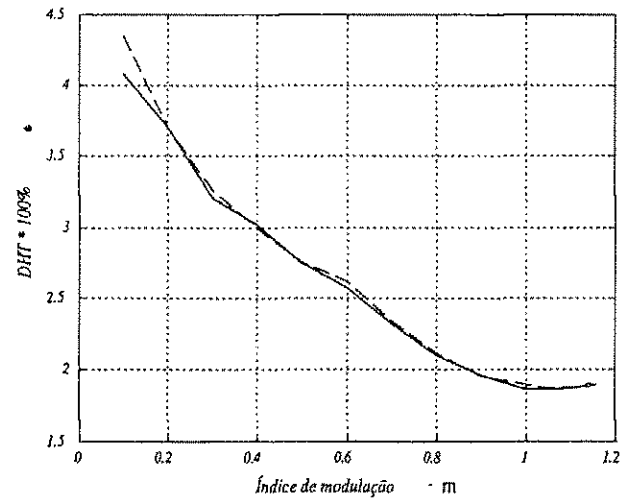


Figura 5.15: Distorção Harmônica Total das tensões de linha geradas a partir do sinal modulante com percentual de distorção triangular $\lambda = \frac{\pi}{12}$ (traço cheio) e da modulação vetorial para $\mu = 0,5$ (linha tracejada).

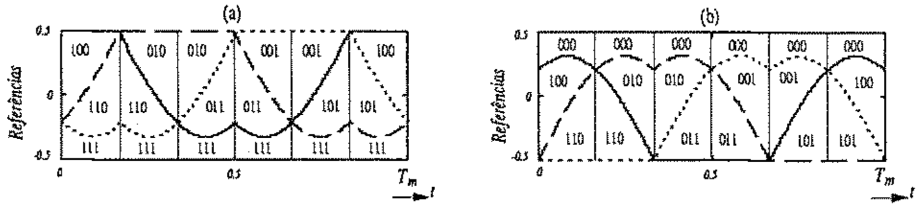


Figura 5.16: Sinais de referência com grampeamento de fase (fase *1* —, fase *2* - - - e fase *3* . . .). Destacam-se as regiões de definição das configurações do inversor. (a) Curvas para $\mu = 0$. (b) Curvas para $\mu = 1$.

e B são definidos ao longo da rampa descendente e os padrões A' e B' durante a parte ascendente da mesma. Em ambos os casos cada fase é grampeada durante intervalos contínuos de 120°. Note-se que o inversor não assume a configuração 000 quando $\mu = 0$, o mesmo acontecendo com a configuração 111 para $\mu = 1$.

Conforme já comentado na seção 4.3, o uso de padrões reduzidos no comando de inversores trifásicos permite o aumento da freqüência de chaveamento até 1,5 vezes em relação àquela que pode ser aplicada quando são utilizados padrões completos. Reportando-se ainda ao conteúdo da referida seção, mostra-se graficamente, com o auxílio da Figura 4.11, a diminuição do conteúdo harmônico dos sinais MLP (área sombreada), quando se considera tal aumento de freqüência. Na Figura 5.17 constata-se que essa diminuição ocorre para m $> 0,9$. Nela a curva da DHT referente à modulação vetorial simétrica ($\mu = 0,5$) foi calculada para $R = 15$, enquanto considerou-se $R = 21$ $(1,4 \times 15)$ para cálculo da DHT quando $\mu = 0$ e $\mu = 1$. Em todos os casos n $= 50$ na equação (5.21).

5.5.3 Sinais modulantes com razão de distribuição pulsada

As características de sinais modulantes com razão de distribuição pulsada estão bem documentadas em vários artigos (e.g. [1]). A presente abordagem distingue-se por relacionar os sinais pulsados que definem μ, em cada caso, a sinais lógicos resultantes de operações de comparação entre as referências senoidais originais. Além da simplicidade de implementação de circuitos comparadores, outra vantagem deste esquema é a garantia de sincronismo entre a onda distorcida gerada e a referência senoidal primiti-

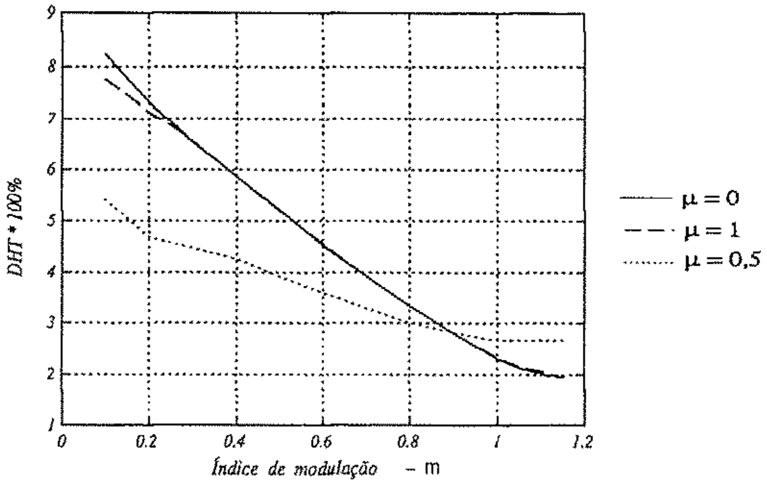


Figura 5.17: Distorção Harmônica Total da tensão de linha na saída do inversor (E = 1pu) para $\mu = 0$, $\mu = 1$ e $\mu = 0,5$. Nos dois primeiro casos $R = 21$, no último $R = 15$.

va, principalmente no que se refere a exata disposição dos intervalos de grampeamento ao longo do período fundamental. A partir da definição de dois sinais lógicos (e seus complementos) é possível a geração de quatro sinais modulantes grampeados que, juntamente com aqueles para $\mu = 0$ e $\mu = 1$, completam o conjunto básico de sinais modulantes relativos à modulação descontínua.

Sinais modulantes para $\mu = p(t)$ e $\mu = \overline{p(t)}$

Considere-se o sinal lógico

$$p(t) = a_1(t) \oplus a_2(t) \oplus a_3(t),$$

cuja forma de onda já está mostrada na Figura 3.3b e cujos termos $a_i(t)$ $(i = 1, 2, 3)$ são gerados pelo circuito da Figura 3.5.

Fazendo-se $\mu = p(t)$ na equação (5.19) e definindo-se $U_{x_{ref}}(t)$ e $U_{z_{ref}}(t)$ adequadamente para cada STO, obtém-se, para $\mathsf{m} = 1$ e $\mathsf{m} = 2/\sqrt{3}$, os sinais modulantes mostrados nas Figuras 5.18a-b respectivamente. A componente de seqüência nula $u_{no}(t)$, que deve ser somada às referências senoidais para geração de tais sinais distorcidos é mostrada na Figura 5.18d. Ela é formada por partes das referências senoidais conforme

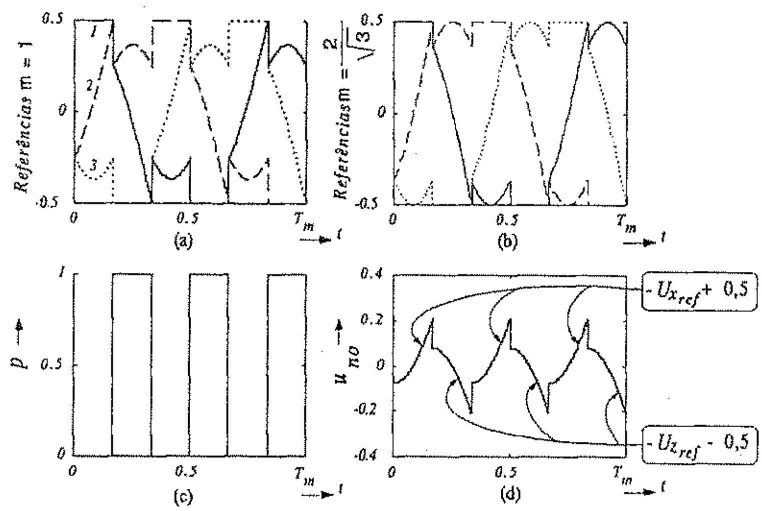


Figura 5.18: (a) e (b) Referências com grampeamento de fase em dois intervalos de 60° por período. (c) Sinal pulsado associado a μ. (d) Exemplo do sinal de distorção comum às referências senoidais quando $m = 2/\sqrt{3}$.

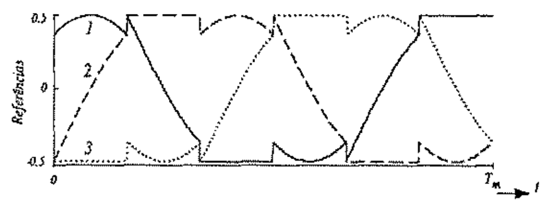


Figura 5.19: Sinais modulantes grampeados obtidos quando $\mu = \overline{p(t)}$.

$p(t)$ assume os valores 0 ou 1 (ver Figura 5.18c). Isto pode ser verificado a partir da equação (5.19), que fornece

$$u_{no}(t) = -U_{x_{ref}}(t) + 1/2 \qquad \text{para } p(t) = 0 \tag{5.38}$$

e

$$u_{no}(t) = -U_{z_{ref}}(t) - 1/2 \qquad \text{para } p(t) = 1. \tag{5.39}$$

Se $\mu = \overline{p(t)}$ os sinais de referência grampeados têm a forma mostrada na Figura 5.19.

Pelos resultados das equações (5.38) e (5.39), verifica-se que os sinais modulantes nas Figuras 5.18a e 5.19 correspondem ao grampeamento das fases de maior $\left(U_{x_{ref}}(t)\right)$

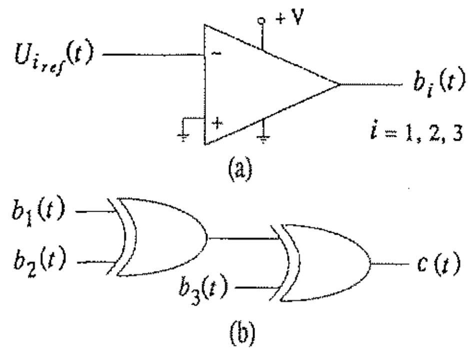


Figura 5.20: Circuitos intermediários para geração de sinais modulantes com grampeamento de fase. (a) Bloco comparador. (b) Bloco lógico.

ou menor $\left(U_{z_{ref}}(t)\right)$ amplitude, ao longo cada STO, dependendo do valor de $p(t)$.

Sinais modulantes para $\mu = c(t)$ e $\mu = \overline{c(t)}$

Considerando-se os valores absolutos de $U_{x_{ref}}(t)$ e $U_{z_{ref}}(t)$ observa-se, por exemplo, que $\left|U_{x_{ref}}(t)\right| > \left|U_{z_{ref}}(t)\right|$ na primeira metade do STO-1, todavia $\left|U_{x_{ref}}(t)\right| < \left|U_{z_{ref}}(t)\right|$ na outra metade (ver Figura 3.3). Comportamento similar ocorre nos outros STOs. Como conseqüência direta dessas observações, duas outras possibilidades de grampeamento se apresentam para as referências $U_{x_{ref}}(t)$ e $U_{z_{ref}}(t)$: fixam-se aquelas de maior ou menor valor absoluto. Para viabilizar a escolha em cada caso define-se o sinal lógico

$$c(t) = b_1(t) \oplus b_2(t) \oplus b_3(t) \tag{5.40}$$

onde os termos $b_i(t)$ resultam das comparações $U_{i_{ref}}(t) \leq 0$ $(i = 1, 2, 3)$ conforme mostrado na Figura 5.20a.

Na Figura 5.21 apresentam-se os gráficos dos sinais envolvidos na equação (5.40).

Se a fase a ser grampeada é aquela de maior valor absoluto entre $U_{x_{ref}}(t)$ e $U_{z_{ref}}(t)$, obtém-se, para $\mathsf{m} = 1$, o sinal grampeado mostrado na Figura 5.22a, o que equivale a $\mu = c(t)$. A Figura 5.22b mostra tal sinal para $\mathsf{m} = 1,154$.

De outro modo, se $\mu = \overline{c(t)}$ as referências grampeadas são as de menor valor absoluto, resultando nos sinais modulantes da Figura 5.23a-b. Note-se que, neste caso o intervalo total de 120° de grampeamento por fase, durante um período fundamental,

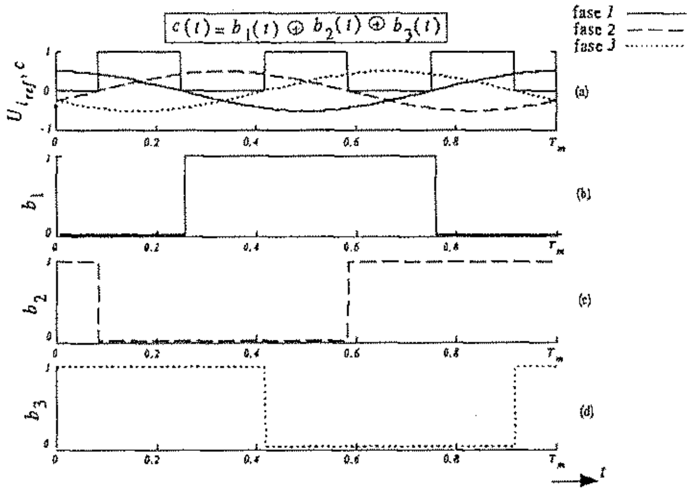


Figura 5.21: (a) Referências senoidais e sinal lógico, $c(t)$, associado a μ para geração de sinais modulantes grampeados. (b) Sinal pulsado que assinala o cruzamento de zero da fase *1*. (c) Idem para a fase *2*. (d) Idem para a fase *3*.

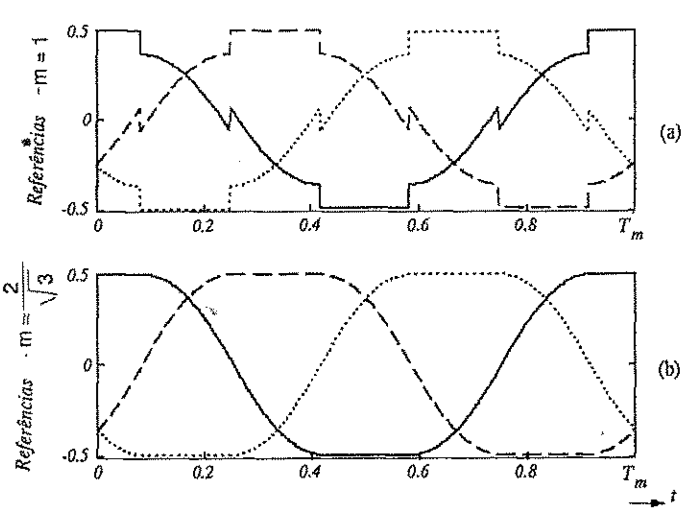


Figura 5.22: Referências com grampeamento de fase para $\mu = c(t)$. Fase *1* - traço cheio, fase *2* - tracejado e fase *3* - pontilhado. (a) Índice de modulação unitário. (b) Índice de modulação máximo.

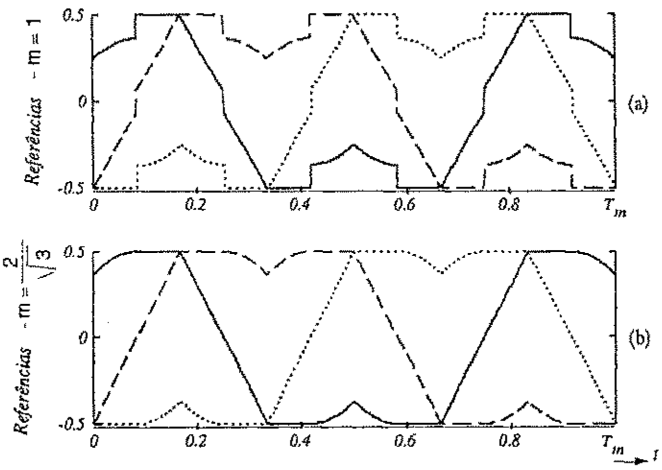


Figura 5.23: Referências com grampeamento de fase para $\mu = \overline{c(t)}$. Fase *1* - traço cheio, fase *2* - tracejado e fase *3* - pontilhado. (a) Índice de modulação unitário. (b) Índice de modulação máximo.

está dividido em quatro trechos de 30°. Nas Figuras 5.24a-b mostram-se os gráficos das componentes de seqüência nula nos casos $\mu = c(t)$ e $\mu = \overline{c(t)}$, respectivamente.

5.6 *DHT* nos casos da modulação descontínua e da modulação vetorial simétrica

Conforme já comentado na seção 4.3, o uso de padrões reduzidos (modulação descontínua) no comando de inversores trifásicos permite o aumento da freqüência de chaveamento até 1,5 vezes em relação àquela que pode ser aplicada quando são utilizados padrões completos. Reportando-se ainda ao conteúdo da referida seção, mostra-se graficamente, com o auxílio da Figura 4.11, a diminuição dos harmônicos de corrente (área sombreada), quando se considera tal aumento de freqüência.

Usando-se a *DHT* como índice de desempenho, para avaliação do conteúdo harmônico dos sinais MLP oriundos das referências não senoidais apresentadas nas subseções 5.5.2 e 5.5.3, constata-se, por intermédio da Figura 5.25, que, para valores elevados do índice de modulação, o uso de referências com grampeamento de fase é mais apropriado do

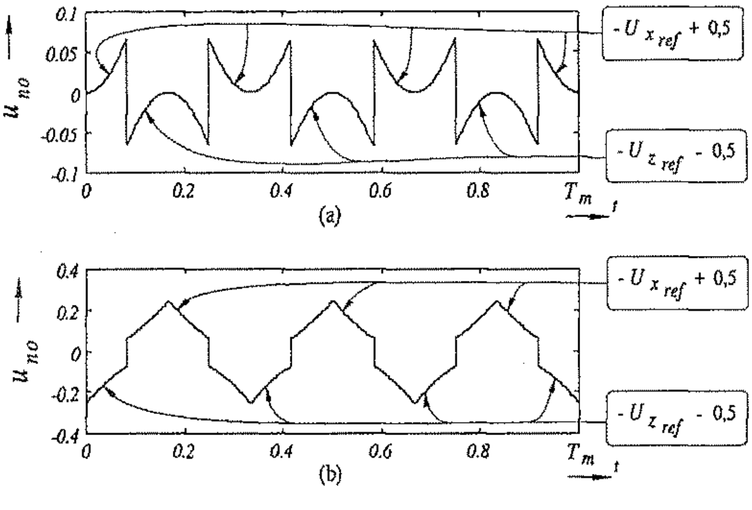


Figura 5.24: Componentes de seqüência nula somadas às referências senoidais para geração dos sinais modulantes grampeados, nos casos (a) $\mu = c(t)$ e (b) $\mu = \overline{c(t)}$.

que a referência para $\mu = 0,5$. Os valores do índice de modulação, a partir dos quais a modulação descontínua apresenta melhor desempenho que a modulação contínua, definem aproximadamente na faixa $0,9 < \mathsf{m} < 0,95$. Na Figura 5.25, a curva da DHT referente à modulação vetorial simétrica ($\mu = 0,5$) foi calculada para $R = 15$, enquanto considerou-se $R = 21$ $(1,4 \times 15)$ para cálculo da DHT quando $\mu = 1$, $\mu = c(t)$ e $\mu = \overline{c(t)}$. Em todos os casos $\mathtt{n} = 50$ na equação (5.21). Note-se que, para valores elevados do índice de modulação (notadamente para $\mathsf{m} > 1$), a curva de DHT para $\mu = \overline{c(t)}$ apresenta melhor desempenho. Este resultado é confirmado na subseção 5.7.4, utilizando-se outro índice de desempenho.

Visto que os resultados da DHT (método inerentemente numérico) sofrem a influência da variação de alguns parâmetros, como R e $\mathtt{n}$, e há necessidade – para projeto de moduladores de alto desempenho – de melhor resolução na determinação dos valores de m a partir dos quais a modulação descontínua é mais adequada, utiliza-se outro índice de desempenho para essa finalidade, conforme mostrado a seguir.

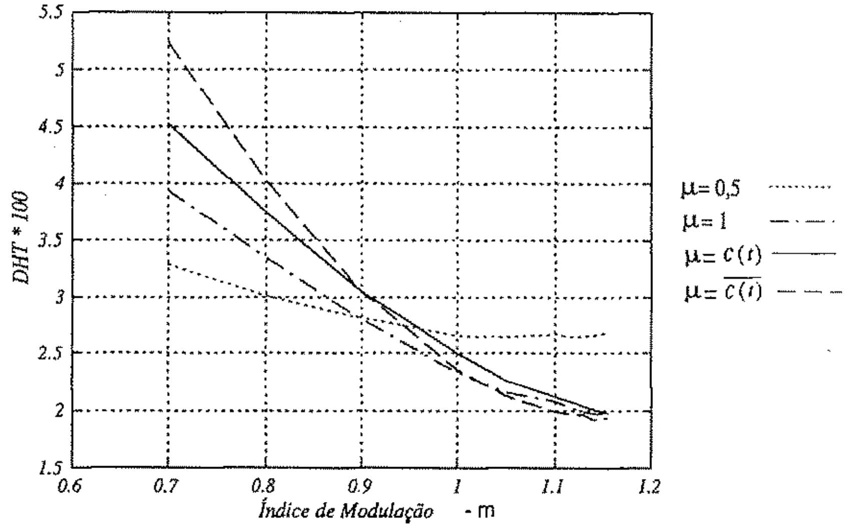


Figura 5.25: Distorção Harmônica Total de sinais MLP obtidos por intermédio de referências com grampeamento de fase. Considerando-se $R = 21$, estes casos estão comparados com os resultados da modulação vetorial simétrica para $R = 15$.

5.7 Comparação entre as técnicas de MLP baseada no valor médio quadrático das amplitudes dos desvios de corrente de fase

A comparação entre as diversas técnicas de MLP, contínuas e descontínuas, é desenvolvida nesta seção tomando-se como índice de desempenho o valor RMS das amplitudes dos desvios de corrente. Mais especificamente, da curva que descreve a diferença entre os valores de pico desses desvios. (Na seção 1.2 comenta-se sobre as diferenças entre esta abordagem e aquela normalmente usada na literatura que trata do mesmo tema).

Após breve introdução do modelo de um motor de indução, adequado para análise das ondulações(desvios) das corrente de fase, a dedução das expressões analíticas, usadas para efetuar a comparação (valor RMS como índice de desempenho) entre as técnicas de MLP, é realizada em duas etapas. Em primeiro lugar, desenvolve-se a equação que fornece as amplitudes dos desvios de corrente (por fase) em função da tensão de entrada E, da freqüência de chaveamento, da indutância de dispersão da

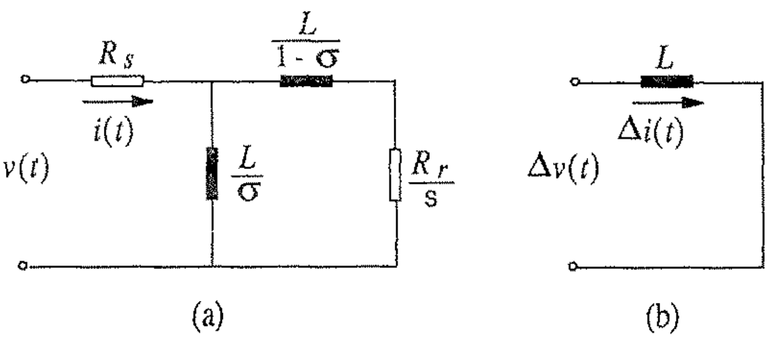


Figura 5.26: (a) Circuito equivalente do motor de indução. (b) Modelo do motor de indução válido para análise das componentes harmônicas (alta freqüência) da corrente de fase.

carga (ver Figura 4.10) e da tensão de referência. Na segunda etapa, as amplitudes dos desvios de corrente, obtidas em cada fase, são transformadas em suas componentes $\alpha\beta$, visando-se a dedução direta das expressões relativas aos valores RMS das amplitudes dos desvios das correntes de fase.

5.7.1 Motor de indução - modelo para análise do valor RMS dos desvios de corrente de fase

Considere-se um motor de indução representado pelo circuito equivalente (por fase) mostrado na Figura 5.26a. Se o mesmo é acionado por um inversor trifásico MLP, a tensão $v(t)$ é um sinal pulsado que assume dois valores discretos $\frac{E}{2}$ e $-\frac{E}{2}$. Os desvios (ondulações) da corrente de fase $i(t)$ devem-se, portanto, à diferença entre tal sinal pulsado e a tensão desejada (referência) na saída do inversor.

Para análise do comportamento dos desvios de corrente de fase, o circuito equivalente dado na Figura 5.26a pode ser simplificado. Inicialmente, define-se a variação de tensão $\Delta v(t) = v(t) - e_{ref}(t)$, onde $e_{ref}(t)$ representa a tensão de referência, a qual, aplicada ao motor, não provocaria ondulações na corrente de fase. Visto que, $\Delta v(t)$ é responsável pelas ondulações de corrente, $\Delta i(t) = i(t) - i_{ref}(t)$, as quais incluem as componentes harmônicas (altas freqüências) de $i(t)$, o modelo do motor de indução é aquele mostrado na Figura 5.26b. Tal simplificação deve-se as seguintes considerações:

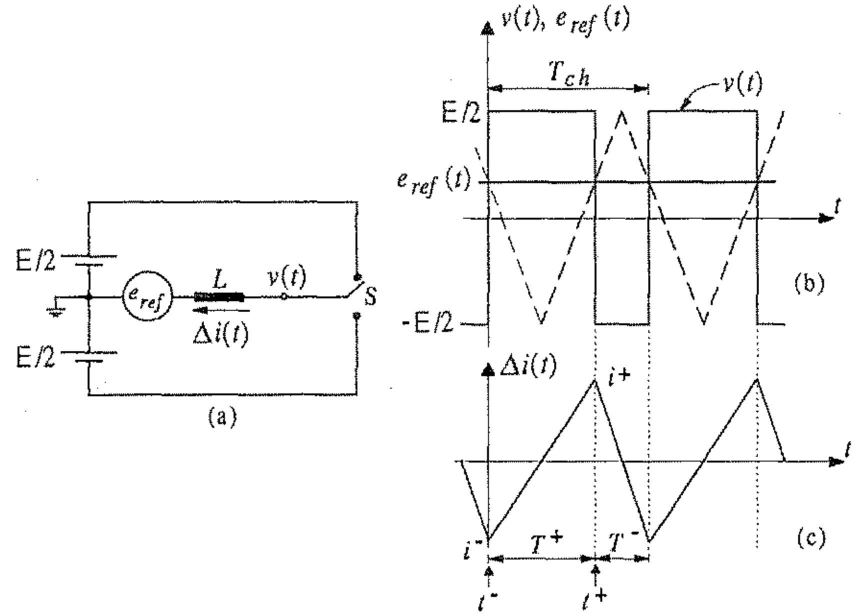


Figura 5.27: (a) Inversor monofásico ligado ao modelo de carga usado para análise do conteúdo harmônico da corrente. (b) Tensão de saída do inversor, $v(t)$, e seu valor médio, $e(t)$. Os cruzamentos entre $e(t)$ e a portadora triangular assinalam as transições em $v(t)$. (c) Corrente (componente harmônica) na indutância de dispersão, L, da carga.

- para componentes de alta freqüência, o escorregamento normalizado s $= \frac{\omega_{harmônico} - \omega_{rotor}}{\omega_{harmônico}}$ tende a 1 e a reatância $j\omega_{harmônico}\frac{L}{1-\sigma}$ torna-se muito maior que R_r $\Big($note-se que $\frac{L}{\sigma} \parallel \frac{L}{1-\sigma}$ =
- a queda de tensão $R_s \Delta i(t)$ é muito pequena em relação à queda $j\omega_{harmônico} L \, \Delta i(t)$

5.7.2 Expressão para os valores das amplitudes dos desvios de corrente

Na Figura 5.27a mostra-se um inversor monofásico cuja carga tem como modelo aquele mostrado na Figura 5.26b. Considera-se que a freqüência de chaveamento do interruptor S é muito maior do que a freqüência do fundamental da tensão de saída $v(t)$ do inversor. Assim, durante o intervalo de chaveamento T_{ch}, a tensão de referência $e_{ref}(t)$ é considerada constante.

Do circuito mostrado na Figura 5.27a resulta que,

$$\frac{d\Delta i(t)}{dt} = \frac{v(t) - e_{ref}(t)}{L} \tag{5.41}$$

representa a inclinação dos segmentos de reta que descrevem $\Delta i(t)$, conforme mostrado na Figura 5.27c. Esta aproximação (linear) do comportamento de $\Delta i(t)$ também é conseqüência de se admitir T_{ch} muito menor do que o período fundamental.

Visto que $v(t) = \mathsf{E}/2$ durante a parte ascendente de $\Delta i(t)$ (ver Figura 5.27b), tem-se que a inclinação da reta neste trecho, de acordo com a equação (5.41), é dada por $\frac{\mathsf{E}/2 - e_{ref}(t)}{L}$. Assim, a equação que descreve a ondulação de corrente **na subida** é da seguinte forma:

$$\Delta i(t) = i^- + \frac{\mathsf{E}/2 - e_{ref}(t)}{L}(t - t^-), \tag{5.42}$$

onde i^- é o valor de pico negativo de $\Delta i(t)$ o qual ocorre no início, instante t^-, do período de chaveamento observado. A ondulação de corrente atinge o pico positivo no instante t^+, quando $\Delta i(t) = i^+$. Portanto, usando-se a equação (5.42), escreve-se

$$i^+ = i^- + \frac{\mathsf{E}/2 - e_{ref}(t)}{L}\overbrace{(t^+ - t^-)}^{T^+}$$

ou

$$T^+ = \frac{i^+ - i^-}{\mathsf{E}/2 - e_{ref}(t)}L = \frac{\delta i(t)}{\mathsf{E}/2 - e_{ref}(t)}L \tag{5.43}$$

onde T^+ é o intervalo de tempo gasto durante a subida de $\Delta i(t)$ e $\delta i(t)$ é a diferença entre os valores de pico, positivo e negativo, de $\Delta i(t)$.

A parte descendente de $\Delta i(t)$ resulta de $v(t) = -\mathsf{E}/2$, e a inclinação da corrente neste caso é igual a $-\frac{\mathsf{E}/2 + e_{ref}(t)}{L}$. Considerando-se então, t^+ como instante inicial, tem-se que a equação da ondulação de corrente **na descida** é dada por

$$i(t) = i^+ - \frac{\mathsf{E}/2 + e_{ref}(t)}{L}(t - t^+). \tag{5.44}$$

No instante em que $v(t)$ é novamente comutada (fim do período de chaveamento) para o barramento positivo do inversor, tem-se que $\Delta i(t) = i^-$ e $t - t^+ = T^-$. Sendo este último o tempo consumido na descida da corrente. Fazendo-se as devidas substituições na equação (5.44), obtém-se

$$T^- = \frac{\delta i(t)}{\mathsf{E}/2 + e_{ref}(t)}L. \tag{5.45}$$

Desde que $T_{ch} = T^+ + T^-$, obtém-se, a partir das equações (5.43) e (5.45), que

$$T_{ch} = \frac{1}{f_{ch}} = \frac{L\ \mathsf{E}\ \delta i(t)}{(\mathsf{E}/2)^2 - e_{ref}^2(t)} \tag{5.46}$$

onde f_{ch} é a freqüência de chaveamento. Então, a partir de (5.46) escreve-se a expressão que descreve a curva representativa da diferença entre os valores de pico dos desvios de corrente, i.e.,

$$\delta i(t) = \frac{\mathsf{E}^2 - 4e_{ref}^2(t)}{4\,\mathsf{E}\,L\,f_{ch}} \tag{5.47}$$

5.7.3 Amplitudes dos desvios de corrente no caso do inversor trifásico

Para estender os resultados obtidos acima, em particular aquele fornecido pela equação (5.47), para o caso do inversor trifásico, considere-se o circuito da Figura 5.28. Nele, devido ao grau de liberdade que permite a inclusão de componentes de seqüência nula nas tensões senoidais desejadas $e_{ref_{\mathrm{i}}}(t)$, $\mathrm{i} = 1, 2, 3$, sem alterar as correntes de saída do inversor, as tensões de referência são representadas por $\varepsilon_{\mathrm{i}}(t) = e_{ref_{\mathrm{i}}}(t) + U_{no}(t)$ (para definição das tensões num inversor trifásico ver Figura 2.1). Desse modo, os valores das amplitudes dos desvios de corrente, no caso trifásico, são dados por

$$\delta i_{\mathrm{i}}(t) = \frac{\mathsf{E}^2 - 4\varepsilon_{\mathrm{i}}^2(t)}{4\,\mathsf{E}\,L\,f_{ch}} \qquad \mathrm{i} = 1, 2, 3 \tag{5.48}$$

Significativa redução de cálculos, na dedução das expressões analíticas dos valores das variáveis dadas em (5.48), é obtida se as mesmas são transformadas em suas componentes $\alpha\beta$ (transformação $\mathbf{M}$ definida na equação 4.1),

$$\begin{bmatrix} \delta i_\alpha \\ \delta i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}}\mathbf{M} \begin{bmatrix} \delta i_1 \\ \delta i_2 \\ \delta i_3 \end{bmatrix}.$$

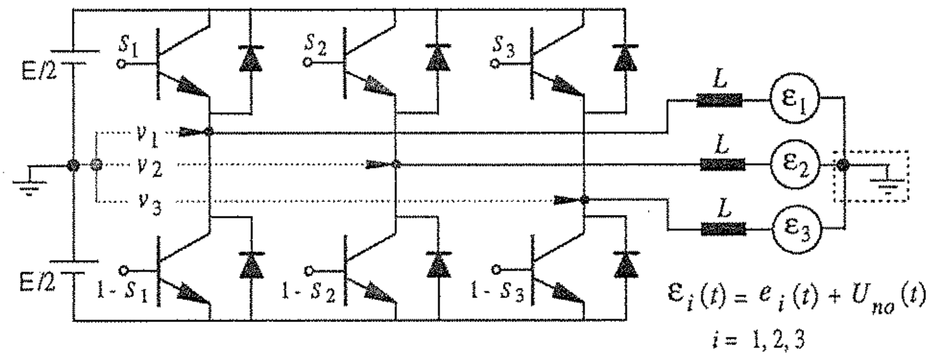


Figura 5.28: Inversor trifásico cuja carga, idealizada para análise do conteúdo harmônico de corrente (valor RMS), inclui uma componente de seqüência nula para compor a $fcem$.

Substituindo-se nesta última expressão os valores dados na equação (5.48) obtém-se

$$\begin{bmatrix} \delta i_\alpha \\ \delta i_\beta \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{\frac{2}{3}}}{4\,\mathsf{E}\,L\,f_{ch}} \left\{ \overbrace{\mathbf{M}\begin{bmatrix} \mathsf{E}^2 \\ \mathsf{E}^2 \\ \mathsf{E}^2 \end{bmatrix}}^{=0} -4\mathbf{M}\begin{bmatrix} \varepsilon_1^2(t) \\ \varepsilon_2^2(t) \\ \varepsilon_3^2(t) \end{bmatrix} \right\}$$

ou

$$\begin{bmatrix} \delta i_\alpha \\ \delta i_\beta \end{bmatrix} = -\frac{\sqrt{\frac{2}{3}}}{\mathsf{E}\,L\,f_{ch}}\mathbf{M}\begin{bmatrix} \varepsilon_1^2(t) \\ \varepsilon_2^2(t) \\ \varepsilon_3^2(t) \end{bmatrix}. \tag{5.49}$$

Desenvolvendo-se o quadrado da tensão de referência em cada fase, conforme indicado na equação (5.49), obtém-se o seguinte conjunto de equações (i$=1, 2, 3$)

$$\varepsilon_i^2(t) = (e_{ref_i}(t) + U_{no}(t))^2 = e_{ref_i}^2(t) + 2e_{ref_i}(t)U_{no}(t) + U_{no}^2(t).$$

Assim, substituindo-se estes resultados em (5.49) tem-se que

$$\begin{bmatrix} \delta i_\alpha \\ \delta i_\beta \end{bmatrix} = -\frac{\sqrt{\frac{2}{3}}}{\mathsf{E}\,L\,f_{ch}} \left\{ \mathbf{M}\begin{bmatrix} e_{ref_1}^2(t) \\ e_{ref_2}^2(t) \\ e_{ref_3}^2(t) \end{bmatrix} + 2U_{no}(t)\mathbf{M}\begin{bmatrix} e_{ref_1}(t) \\ e_{ref_2}(t) \\ e_{ref_3}(t) \end{bmatrix} + \overbrace{\mathbf{M}\begin{bmatrix} U_{no}^2(t) \\ U_{no}^2(t) \\ U_{no}^2(t) \end{bmatrix}}^{=0} \right\}.$$

Efetuando-se as operações indicadas nesta útima equação, encontra-se

$$\begin{bmatrix} \delta i_\alpha \\ \delta i_\beta \end{bmatrix} = -\frac{\sqrt{\frac{2}{3}}}{\mathsf{E}\, L\, f_{ch}} \left\{ \begin{array}{c} \begin{bmatrix} \overbrace{e^2_{ref_1}(t) - \frac{e^2_{ref_2}(t)}{2} - \frac{e^2_{ref_3}(t)}{2}}^{a1} \\ \underbrace{\frac{-\sqrt{3}}{2} e^2_{ref_2}(t) + \frac{\sqrt{3}}{2} e^2_{ref_3}(t)}_{a2} \end{bmatrix} + \\ U_{no}(t) \begin{bmatrix} \overbrace{2e_{ref_1}(t) - e_{ref_2}(t) - e_{ref_3}(t)}^{a3} \\ \underbrace{-\sqrt{3} e_{ref_2}(t) + \sqrt{3} e_{ref_3}(t)}_{a4} \end{bmatrix} \end{array} \right\}. \tag{5.50}$$

Visto que,

$$e_{ref_1}(t) = \mathsf{V} \cos \omega_m t,$$

$$e_{ref_2}(t) = \mathsf{V} \cos(\omega_m t - 2\pi/3)$$

$$\text{e} \quad e_{ref_3}(t) = \mathsf{V} \cos(\omega_m t + 2\pi/3),$$

onde $\mathsf{V} = \frac{\mathsf{E\,m}}{2}$ (ver equação 4.2), a simplificação dos termos destacados na equação (5.50) fornece

$$\begin{aligned} a1 &= \frac{3}{4}\mathsf{V}^2 \cos 2\omega_m t, \\ a2 &= \frac{3}{4}\mathsf{V}^2 \mathrm{sen} 2\omega_m t, \\ a3 &= 3\mathsf{V} \cos \omega_m t, \\ a4 &= -3\mathsf{V} \mathrm{sen} \omega_m t. \end{aligned}$$

Com a substituição destes resultados em (5.50), os valores das amplitudes dos desvios de corrente no plano $\alpha\beta$ são dados pelas seguintes expressões

$$\delta i_\alpha = -\sqrt{\frac{3}{2}} \frac{\mathsf{m}}{L\ f_{ch}} \left(U_{no}(t) \cos \omega_m t + \frac{\mathsf{E\,m}}{8} \cos 2\omega_m t \right) \tag{5.51}$$

$$\delta i_\beta = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{\mathsf{m}}{L\ f_{ch}} \left(U_{no}(t) \mathrm{sen} \omega_m t - \frac{\mathsf{E\,m}}{8} \mathrm{sen} 2\omega_m t \right). \tag{5.52}$$

5.7.4 Valor *RMS* das amplitudes dos desvios de corrente

Para a obtenção da expressão que fornece o valor *RMS* das amplitudes dos desvios de corrente, é necessário, em primeiro lugar, o cálculo da soma dos quadrados das variáveis dadas em (5.51) e (5.52). Assim, diretamente destas equações, resulta que

$$\delta i_\alpha^2 = \frac{3}{2}\frac{\mathsf{m}^2}{(L\ f_{ch})^2}\left(\begin{array}{c} \frac{\mathsf{E}^2\,\mathsf{m}^2}{64}\cos^2 2\omega_m t + U_{no}^2(t)\cos^2\omega_m t + \\ \frac{\mathsf{E}\,\mathsf{m}}{4}U_{no}(t)\cos\omega_m t\cos 2\omega_m t \end{array}\right)$$

$$\delta i_\beta^2 = \frac{3}{2}\frac{\mathsf{m}^2}{(L\ f_{ch})^2}\left(\begin{array}{c} \frac{\mathsf{E}^2\,\mathsf{m}^2}{64}\mathrm{sen}^2 2\omega_m t + U_{no}^2(t)\mathrm{sen}^2\omega_m t - \\ \frac{\mathsf{E}\,\mathsf{m}}{4}U_{no}(t)\mathrm{sen}\omega_m t\,\mathrm{sen}2\omega_m t \end{array}\right),$$

e portanto

$$\delta i_\alpha^2 + \delta i_\beta^2 = \frac{3}{2}\frac{\mathsf{m}^2}{(L\ f_{ch})^2}\left(\frac{\mathsf{E}^2\,\mathsf{m}^2}{64} + U_{no}^2(t) + \frac{\mathsf{E}\,\mathsf{m}}{4}U_{no}(t)\cos 3\omega_m t\right).$$

Assumindo-se que $f_{ch} = R\omega_m/2\pi = Rf_m$ onde R é a razão de freqüência e f_m é a freqüência do sinal modulante, escreve-se

$$\delta i_{\alpha\beta}^2 = \delta i_\alpha^2 + \delta i_\beta^2 = \frac{3}{2}\frac{\mathsf{m}^2}{(L\ R\ f_m)^2}\left(\frac{\mathsf{E}^2\,\mathsf{m}^2}{64} + U_{no}^2(t) + \frac{\mathsf{E}\,\mathsf{m}}{4}U_{no}(t)\cos 3\omega_m t\right). \qquad (5.53)$$

Caso da Modulação Descontínua

Na equação (5.53), uma vez especificados os valores de E, L, R e f_m, o perfil das curvas descritas pela mesma, na faixa de variação de m, é caracterizado pelo comportamento de $U_{no}(t)$, o qual, como se sabe, é específico para cada técnica de MLP.

De acordo com a equação (5.19) e levando-se em consideração a simetria entre os STOs, tem-se que

$$U_{no}(t) = \mathsf{E}(1/2 - \mu) - (1-\mu)e_{ref_1}(t) - \mu\, e_{ref_3}(t) \qquad 0 \le t < T_m/6, \qquad (5.54)$$

onde $e_{ref_1}(t)$ e $e_{ref_3}(t)$ correspondem, respectivamente, a maior e menor tensão de referência no STO-1. Portanto, enfocando-se inicialmente as características, relativas a $\delta i_{\alpha\beta}^2$, dos sinais modulantes da modulação descontínua, substitui-se $\mu = 0$ e $\mu = 1$ na equação (5.54) para se obter (fazendo-se $\omega_m t = \theta_s$, $0 \le t < T_m/6$) que

$$U_{no}(\theta_s)\,|_{\mu=0} = \frac{\mathsf{E}}{2}(1 - \mathsf{m}\cos\theta_s) \qquad (5.55)$$

e

$$U_{no}(\theta_s)\mid_{\mu=1} = -\frac{\mathsf{E}}{2}(1 + \mathsf{m}\cos(\theta_s + 2\pi/3)) \qquad 0 \leq \theta_s < \pi/3. \tag{5.56}$$

Substituindo-se a expressão (5.55) na equação (5.53) e calculando-se $\delta i^2_{\alpha\beta}$ para cada valor de m, na faixa de variação de θ_s, obtém-se os resultados mostrados graficamente na Figura 5.30a. Procedendo-se de modo semelhante com a expressão (5.56), obtém-se os gráficos da Figura 5.30b. Desde que o valor RMS de $\delta i^2_{\alpha\beta}$, em todo o STO-1, é definido como

$$i^2_{RMS} = \frac{1}{\theta_{s_{\max}}} \int_0^{\pi/3} \delta i^2_{\alpha\beta}\, d\theta_s \qquad \theta_{s_{\max}} = \pi/3, \tag{5.57}$$

verifica-se que tal índice de desempenho, calculado para cada m, apresenta o mesmo valor nos casos mostrados nas Figuras 5.30a-b, pois, as curvas são simétricas com áreas iguais abaixo das mesmas. As linhas verticais pontilhadas traçadas em $\theta_s = \pi/6$ (30°) (ambas as figuras) estabelecem os eixos de simetria. Portanto, dois outros conjuntos de curvas podem ser obtidos de acordo com o valor de μ em relação aos eixos de simetria (direita ou esquerda).

Fazendo-se a razão de distribuição $\mu = 0$ no intervalo $0 \leq \theta_s < \pi/6$ e $\mu = 1$ no intervalo $\pi/6 \leq \theta_s < \pi/3$, obtém-se as curvas mostradas na Figura 5.31a. De modo análogo, se a transição no valor de μ for de 1 para 0 em $\theta_s = \pi/6$, as curvas resultantes são aquelas da Figura 5.31b.

Na Tabela 5.2 estão resumidas as técnicas de MLP de acordo com o comportamento de μ no STO-1 ($\delta i^2_{\alpha\beta}$ como parâmetro de classificação). Devido a semelhança dos sinais modulantes a cada STO, tem-se, por exemplo, que os casos $\mu = p(t)$ e $\mu = 0$ são incluídos na técnica $\boxed{\mu\_00}$. A classificação das técnicas de MLP dada na primeira coluna da Tabela 5.2 é, portanto, mais genérica.

Os sinais modulantes cujas razões de distribuição resultam nos valores de $\delta i^2_{\alpha\beta}$ dados nas curvas das Figuras 5.30a-b e 5.31a-b, estão resumidos na Figura 5.29a-d, respectivamente. Deve-se salientar que o comportamento de μ no STO-1 é o mesmo nos STOs-3 e 5. Nos STOs pares o comportamento de μ é complementar.

A visualização completa do comportamento de $\delta i^2_{\alpha\beta}$, para cada valor de μ especificado nas Figuras 5.30a-b, é dada nas Figuras 5.32a-b respectivamente. De modo

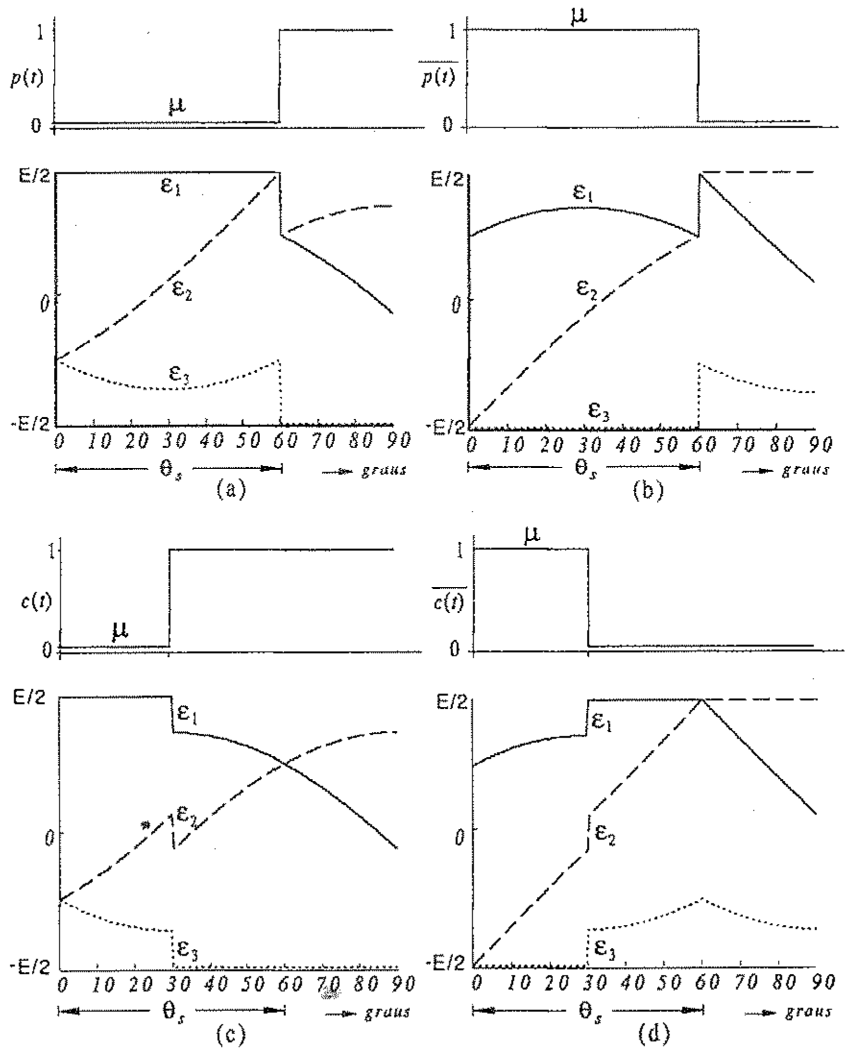


Figura 5.29: Quadro sinóptico dos sinais modulantes representativos das técnicas básicas da modulação descontínua. As 4 combinações dos valores de μ no STO-1 determinam o tipo de estratégia de MLP. (a) Técnica $\boxed{\mu\_00}$. (b) Técnica $\boxed{\mu\_11}$. (c) Técnica $\boxed{\mu\_01}$. (d) Técnica $\boxed{\mu\_10}$.

Técnicas de MLP segundo comportamento de μ no STO-1	
$\boxed{\mu\_00}$	$\mu = p(t) \quad \mu = 0$
$\boxed{\mu\_11}$	$\mu = \overline{p(t)} \quad \mu = 1$
$\boxed{\mu\_01}$	$\mu = c(t)$
$\boxed{\mu\_10}$	$\mu = \overline{c(t)}$

Tabela 5.2: Classificação das técnicas de MLP de acordo com o comportamento de μ no STO-1. Os valores possíveis de μ durante o período fundamental estão especificados na coluna da direita.

semelhante, as Figuras 5.33a-b mostram o comportamento de $\delta i^2_{\alpha\beta}$, para as variações de μ especificadas nas Figuras 5.31a-b respectivamente.

Visando estabelecer a comparação baseada no valor *RMS* da amplitude do desvio de corrente, desenvolve-se a expressão (5.57), para os valores básicos: $\mu = 0$ e $\mu = 1$.

Assim, substituindo-se a expressão dada em (5.53) na equação (5.57) escreve-se

$$i^2_{RMS} = \frac{3}{2}\frac{\mathrm{m}^2}{(L\ R\ f_m)^2}\frac{1}{\theta_{s2}-\theta_{s1}}\left\{\begin{array}{c} \frac{\mathrm{E}^2\mathrm{m}^2}{64}\int\limits_{\theta_{s1}}^{\theta_{s2}} d\theta_s + \\ \underbrace{\int\limits_{\theta_{s1}}^{\theta_{s2}} U^2_{no}(\theta_s)d\theta_s}_{\mathrm{I}_1} + \\ \frac{\mathrm{E\,m}}{4}\underbrace{\int\limits_{\theta_{s1}}^{\theta_{s2}} U_{no}(\theta_s)\cos 3\theta_s d\theta_s}_{\mathrm{I}_2} \end{array}\right\}.$$

ou

$$i^2_{RMS} = \frac{3}{2}\frac{\mathrm{m}^2}{(L\ R\ f_m)^2}\frac{1}{\theta_{s2}-\theta_{s1}}\left\{\frac{\mathrm{E}^2\mathrm{m}^2}{64}(\theta_{s2}-\theta_{s1}) + \mathrm{I}_1 + \frac{\mathrm{E\,m}}{4}\mathrm{I}_2\right\}, \tag{5.58}$$

onde $\theta_{s2} > \theta_{s1}$ são os limites de integração, especificados de 0 a $\theta_{s_{\max}}$, para cálculo do valor médio quadrático.

Calculando-se $U^2_{no}(\theta_s)$ a partir da equação (5.55) obtém-se

$$U^2_{no}(\theta_s)\mid_{\mu=0} = \frac{\mathrm{E}^2}{4}\left(1 - 2\mathrm{m}\cos\theta_s + \mathrm{m}^2\cos^2\theta_s\right)$$

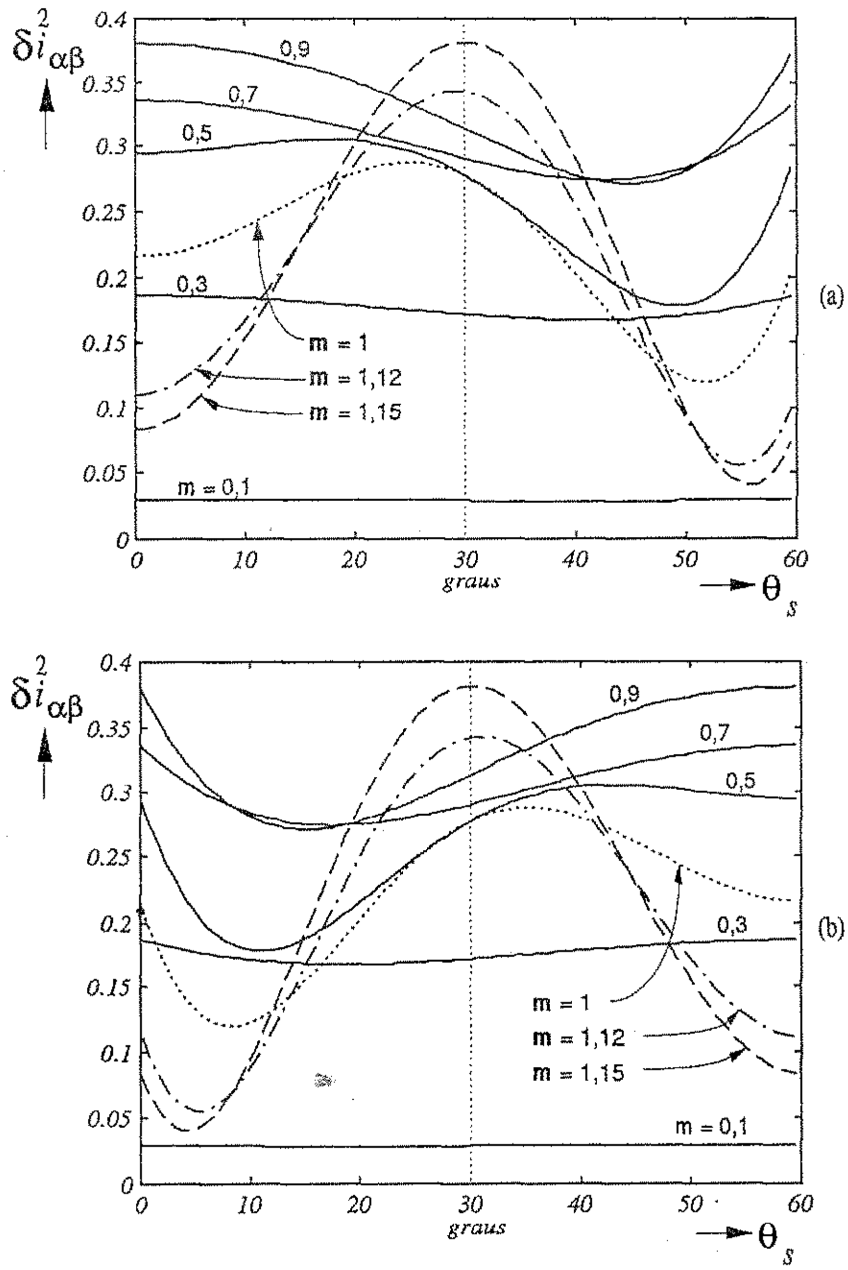


Figura 5.30: (a) Curvas referentes a soma dos quadrados das amplitudes dos desvios de corrente, $\delta i^2_{\alpha\beta}$, para alguns valores de m, quando $\mu = 0$ no STO-1. (b) Idem quando $\mu = 1$.

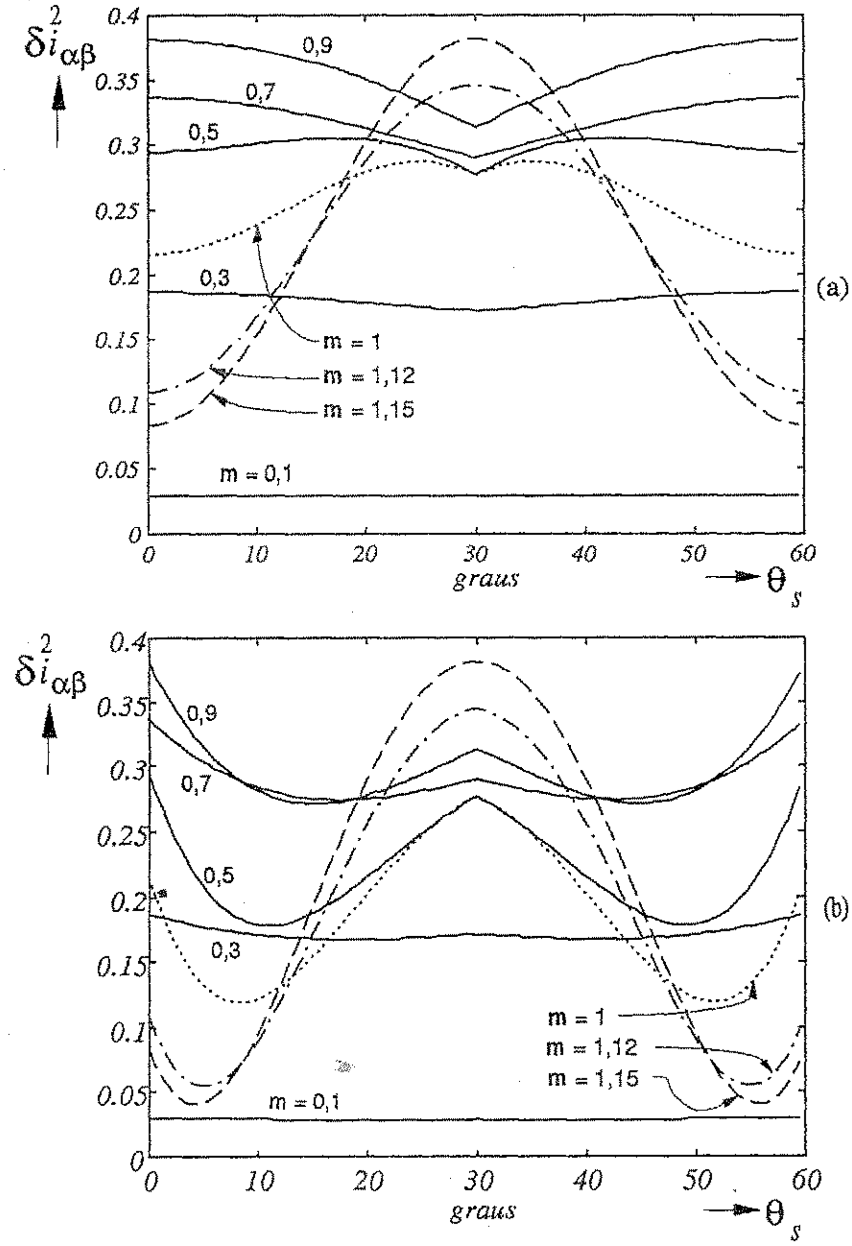
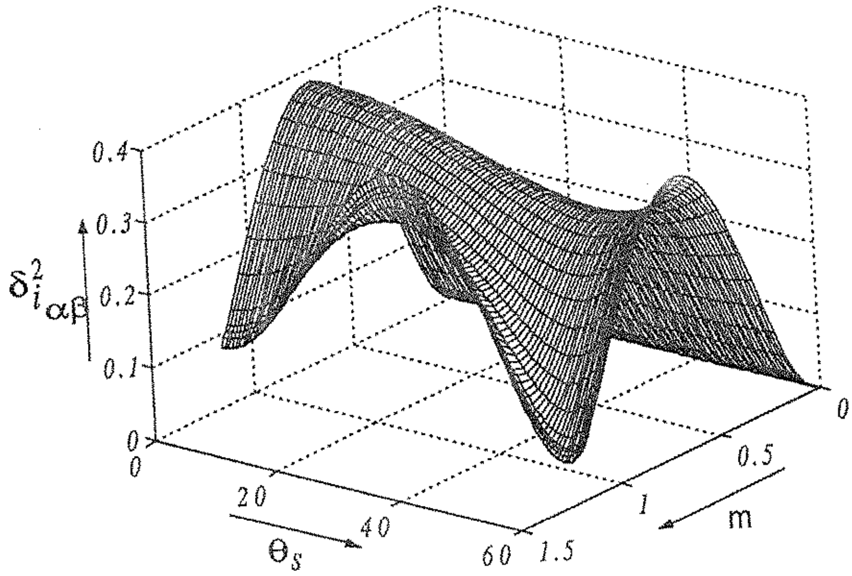
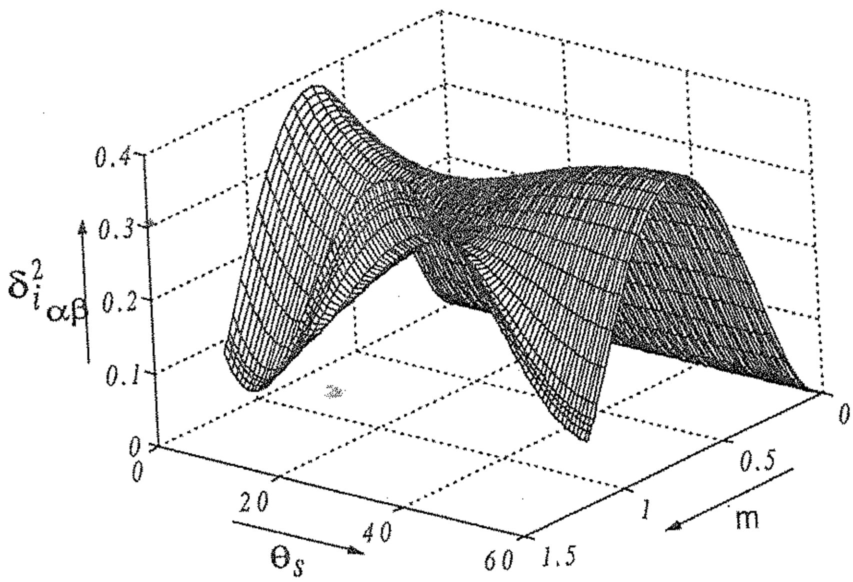


Figura 5.31: (a) Curvas referentes a soma dos quadrados das amplitudes dos desvios de corrente, $\delta i^2_{\alpha\beta}$, para alguns valore de m, quando μ passa de 0 para 1 em $\theta_s = 30$ graus. (b) Idem quando a transição no valor de μ é de 1 para 0.



(a)



(b)

Figura 5.32: (a) Visualização completa do comportamento de $\delta i^2_{\alpha\beta}$, quando $\mu = 0$ no STO-1 (técnica de MLP $\boxed{\mu\_00}$). (b) Idem quando $\mu = 1$ no STO-1 (técnica de MLP $\boxed{\mu\_11}$).

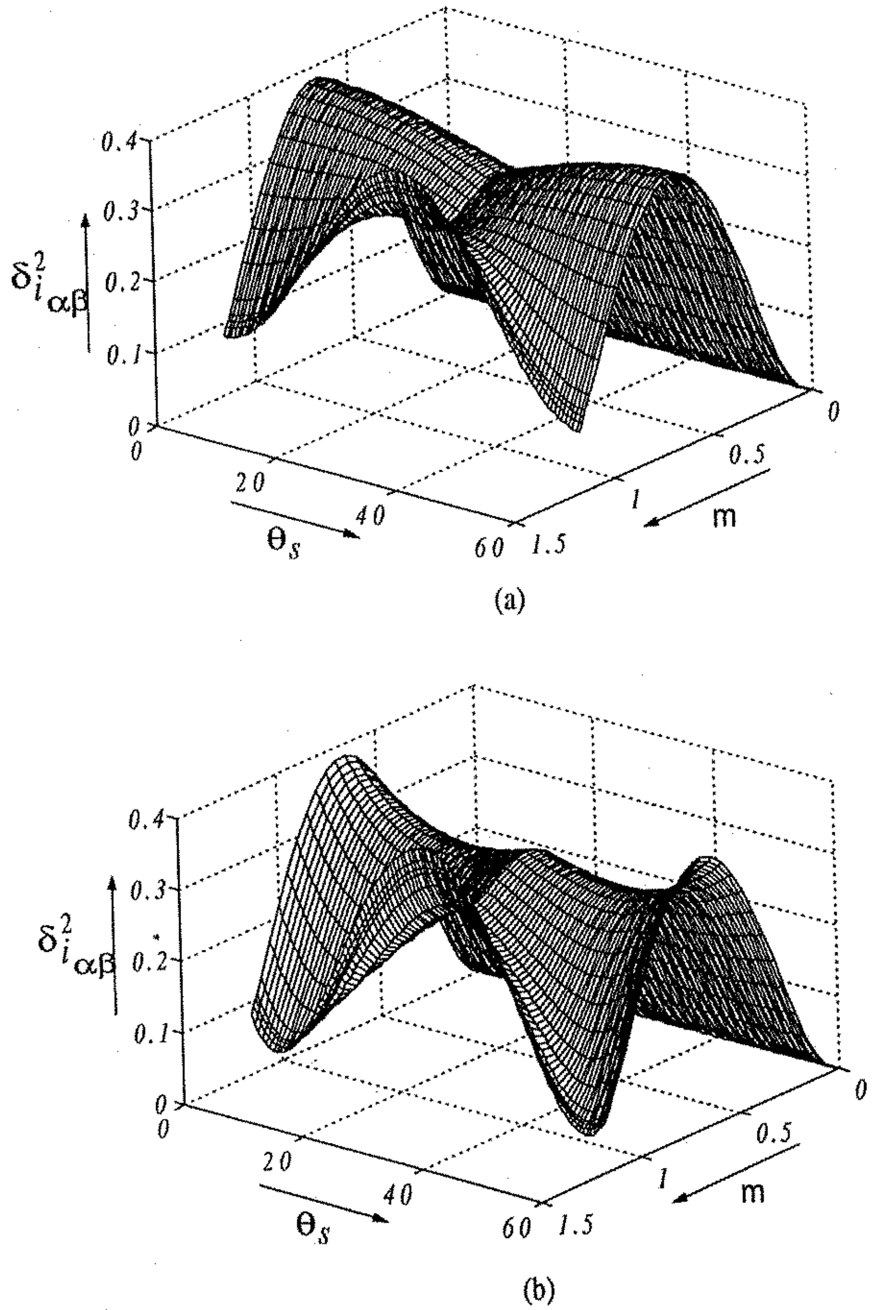


Figura 5.33: (a) Visualização completa do comportamento de $\delta i^2_{\alpha\beta}$, quando μ passa de 0 para 1 em $\theta_s = 30°$ (técnica de MLP $\boxed{\mu\_01}$. (b) Idem quando a transição no valor de μ é de 1 para 0 (técnica de MLP $\boxed{\mu\_10}$).

e por conseguinte (considerando-se por ora as integrais indefinidas)

$$\mathrm{I}_1\,|_{\mu=0}= \frac{\mathsf{E}^2}{4}\left(\int d\theta_s - 2\mathsf{m}\int\cos\theta_s d\theta_s + \mathsf{m}^2\int\cos^2\theta_s d\theta_s\right)$$

$$\mathrm{I}_1\,|_{\mu=0}= \frac{\mathsf{E}^2}{4}\left[\theta_s - 2\mathsf{m}\,\mathrm{sen}\theta_s + \frac{\mathsf{m}^2}{2}\left(\theta_s + \frac{\mathrm{sen}2\theta_s}{2}\right)\right]. \qquad (5.59)$$

Efetuando-se as mesmas operações, agora para $\mu = 1$, i.e., desenvolvendo-se o quadrado da expressão (5.56), tem-se que

$$U_{no}^2(\theta_s)\,|_{\mu=1}= \frac{\mathsf{E}^2}{4}\left[1 + 2\mathsf{m}\cos(\theta_s + 2\pi/3) + \mathsf{m}^2\cos^2(\theta_s + 2\pi/3)\right]$$

e

$$\mathrm{I}_1\,|_{\mu=1}= \frac{\mathsf{E}^2}{4}\left[\theta_s + 2\mathsf{m}\,\mathrm{sen}(\theta_s + 2\pi/3) + \frac{\mathsf{m}^2}{2}\left(\theta_s - \frac{\mathrm{sen}(2\theta_s + \pi/3)}{2}\right)\right]. \qquad (5.60)$$

Para completar a definição da equação (5.58) em função de θ_s, calcula-se o termo $\mathrm{I}_2\,|_{\mu=0}$, levando-se em conta $U_{no}(\theta_s)$ dada na equação (5.55), ou seja,

$$\mathrm{I}_2\,|_{\mu=0}= \frac{\mathsf{E}}{2}\int(1 - \mathsf{m}\cos\theta_s)\cos 3\theta_s d\theta_s$$

$$\mathrm{I}_2\,|_{\mu=0}= \frac{\mathsf{E}}{2}\left[\frac{\mathrm{sen}3\theta_s}{3} - \frac{\mathsf{m}}{4}\left(\mathrm{sen}2\theta_s + \frac{\mathrm{sen}4\theta_s}{2}\right)\right] \qquad (5.61)$$

e o termo $\mathrm{I}_2\,|_{\mu=1}$, a partir da equação (5.56), como segue

$$\mathrm{I}_2\,|_{\mu=1}= -\frac{\mathsf{E}}{2}\int(1 - \mathsf{m}\cos(\theta_s + 2\pi/3))\cos 3\theta_s d\theta_s$$

$$\mathrm{I}_2\,|_{\mu=1}= \frac{\mathsf{E}}{2}\left[-\frac{\mathrm{sen}3\theta_s}{3} - \frac{\mathsf{m}}{4}\left(\mathrm{sen}(2\theta_s + \pi/3) + \frac{\mathrm{sen}(4\theta_s - \pi/3)}{2}\right)\right]. \qquad (5.62)$$

Uma vez especificados os intervalos de integração para os pares de equações (5.59)-(5.61) e (5.60)-(5.62), os valores médios quadráticos dos desvios (amplitudes) de corrente, para os respectivos valores de μ, podem ser calculados substituindo-se os resultados fornecidos por esses pares de equações na expressão (5.58). Assim, no caso das curvas das Figuras 5.30a-b, verifica-se que, para $\theta_{s1} = 0$ e $\theta_{s2} = \pi/3$, tais resultados são iguais, como já esperado, i.e.,

$$i^2_{RMS\boxed{\mu\_00}} = i^2_{RMS\boxed{\mu\_11}} = \frac{k_{\mathsf{m}}}{8}\left[\frac{3\mathsf{m}^2}{16}\left(1 + \frac{\sqrt{3}}{2\pi}\right) - \frac{\sqrt{3}\mathsf{m}}{\pi} + \frac{1}{3}\right], \qquad (5.63)$$

com

$$k_{\mathsf{m}} = \left(\frac{3\,\mathsf{m}\,E}{R\,L\,f_m}\right)^2 \tag{5.64}$$

e que os sinais modulantes mostrados nas Figuras 5.16a-b, por suas características no STO-1, também estão classificados como pertencentes às técnicas de MLP aqui denominadas $\boxed{\mu\_00}$ e $\boxed{\mu\_11}$, respectivamente.

Para a curva da Figura 5.31a, é suficiente calcular $\mathrm{I}_1\,|_{\mu=0}$ e $\mathrm{I}_2\,|_{\mu=0}$ no intervalo delimitado por $\theta_{s1} = 0$ e $\theta_{s2} = \theta_{s_{\max}}/2 = \pi/6$. Substituindo-se os resultados na equação (5.58), obtém-se

$$i^2_{RMS\boxed{\mu\_01}} = \frac{k_{\mathsf{m}}}{8}\left[\frac{\mathsf{m}^2}{16}\left(3+\frac{\sqrt{3}}{\pi}\right) - \frac{5\mathsf{m}}{3\pi} + \frac{1}{3}\right]. \tag{5.65}$$

Analogamente, calculando-se $\mathrm{I}_1\,|_{\mu=1}$ e $\mathrm{I}_2\,|_{\mu=1}$, no mesmo intervalo ($0 \le \theta_s \le \theta_{s_{\max}}/2$), obtém-se para a curva da Figura 5.31b que

$$i^2_{RMS\boxed{\mu\_10}} = \frac{k_{\mathsf{m}}}{8}\left[\frac{\mathsf{m}^2}{16}\left(3+\frac{2\sqrt{3}}{\pi}\right) + \frac{\mathsf{m}(5/3 - 2\sqrt{3})}{\pi} + \frac{1}{3}\right]. \tag{5.66}$$

Na Figura 5.34 estão mostrados os gráficos das equações (5.63) , (5.65) e (5.66), respectivamente em traço cheio, pontilhado e tracejado. Usou-se, como exemplo para simulação, os seguintes valores: $\mathsf{E} = 300$ V, $R = 33$, $L = 0{,}05$ H, $f_m = 60$ Hz e m variando de 0 a $2/\sqrt{3}$. Deve-se ressaltar que, para a obtenção dos resultados apresentados na Figura 5.34, *não* se levou em consideração a possibilidade de aumento da freqüência de chaveamento – R permanece constante – quando se faz coincidir (integralmente ou em parte) o intervalo de grampeamento numa fase com o pico de corrente na mesma fase. Assim, da observação das curvas da Figura 5.34 e tendo-se em conta a analogia entre as técnicas de MLP baseadas em portadora e a modulação vetorial (ver seção 5.4) conclui-se que:

- a técnica $\boxed{\mu\_10}$, que resulta, notadamente para valores elevados de m, no melhor desempenho de i^2_{RMS}, tem como característica o grampeamento da tensão de fase com menor valor absoluto entre as fases relativas às referências $U_{x_{ref}}$ e $U_{z_{ref}}$ (ver subseção 5.10.4).

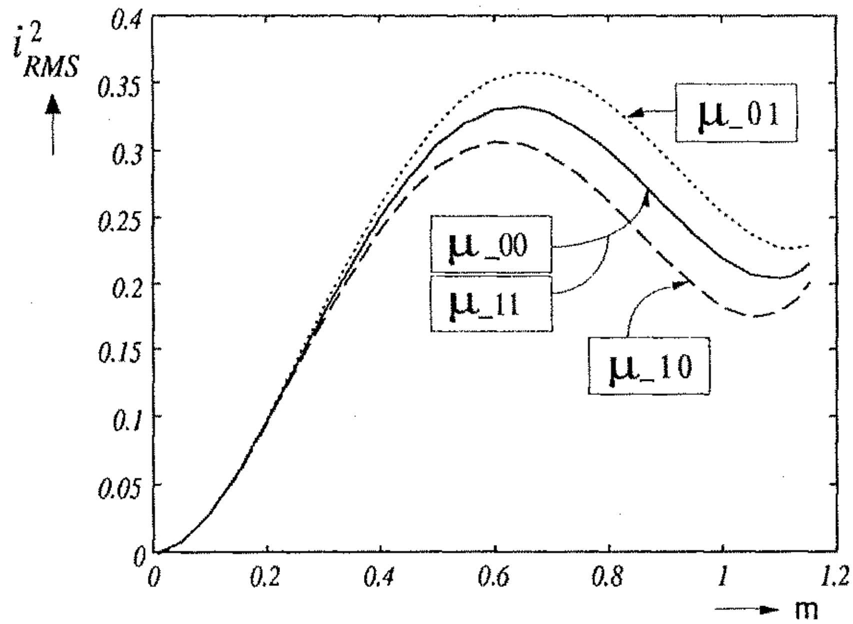


Figura 5.34: Valor médio quadrático das amplitudes dos desvios de corrente para as 4 técnicas básicas da modulação descontínua.

- em linguagem da modulação vetorial, diz-se que a técnica $\boxed{\mu\_10}$ consiste na geração de padrões cuja seqüência de vetores é a seguinte: $\mathbf{U}_0(\mathbf{U}_7) \rightarrow \mathbf{U}_\mathrm{p} \rightarrow \mathbf{U}_\mathrm{d} \rightarrow \mathbf{U}_\mathrm{p} \cdots$, onde $\mathbf{U}_\mathrm{p}$ e $\mathbf{U}_\mathrm{d}$ são vetores adjacentes e representam, respectivamente, o vetor ativo mais próximo e o mais distante do vetor de referência ([40], [28]).

- a curva de i^2_{RMS} referente à técnica $\boxed{\mu\_01}$ é o limite superior dentre as técnicas da modulação descontínua.

- o uso da técnica $\boxed{\mu\_01}$ implica no grampeamento da tensão de fase com maior valor absoluto entre as fases relativas às referências $U_{x_{ref}}$ e $U_{z_{ref}}$ e a seqüência de vetores num padrão é a seguinte: $\mathbf{U}_0(\mathbf{U}_7) \rightarrow \mathbf{U}_\mathrm{d} \rightarrow \mathbf{U}_\mathrm{p} \rightarrow \mathbf{U}_\mathrm{d} \cdots$

- as técnicas $\boxed{\mu\_00}$ e $\boxed{\mu\_11}$ apresentam, como esperado, desempenho (de i^2_{RMS}) intermediário em relação às outras duas técnicas.

Caso da Modulação Contínua

Para efeito de comparação com as técnicas de MLP analisadas no tópico anterior, aqui são desenvolvidas as expressões do índice de desempenho i^2_{RMS} nos seguintes casos da modulação contínua: modulação vetorial simétrica (designada por $\boxed{\mu\_1/2}$) e técnicas que incluem a injeção de 3º harmônico (ver seção 5.5.1). Neste último caso, embora a expressão de i^2_{RMS} esteja deduzida, genericamente, em função do percentual de distorção q, considera-se apenas as técnicas sugestivamente denominadas $\boxed{q\_1/6}$, $\boxed{q\_1/4}$ e $\boxed{\text{sen}}$ ($q = 0$).

Valor *RMS* da amplitude dos desvios de corrente para o caso $\mu = 1/2$ Substituindo-se $\mu = 1/2$ na equação (5.54) e tendo em vista que $\sum_{i=1}^{3} e_i(t) = 0$, encontra-se

$$U_{no}(t) = -\frac{1}{2}\left(e_{ref_1}(t) + e_{ref_3}(t)\right) = \frac{1}{2} e_{ref_2}(t)$$

$$U_{no}(t) = \frac{\mathsf{E}\,\mathsf{m}}{4}\cos(\theta_s - 2\pi/3)$$

e consequentemente

$$U^2_{no}(t) = \frac{\mathsf{E}^2\,\mathsf{m}^2}{16}\cos^2(\theta_s - 2\pi/3).$$

Da equação (5.53) obtém-se que

$$\delta i^2_{\alpha\beta} = \frac{3}{2}\frac{\mathsf{m}^2}{(L\ R\ f_m)^2}\left(\begin{array}{c} \frac{\mathsf{E}^2\,\mathsf{m}^2}{64} + \frac{\mathsf{E}^2\,\mathsf{m}^2}{16}\cos^2(\theta_s - 2\pi/3) + \\ \frac{\mathsf{E}^2\,\mathsf{m}^2}{16}\cos(\theta_s - 2\pi/3)\cos 3\theta_s \end{array}\right)$$

$$\delta i^2_{\alpha\beta} = \frac{3}{32}\frac{\mathsf{E}^2\,\mathsf{m}^4}{(L\ R\ f_m)^2}\left(\frac{1}{4} + \cos^2(\theta_s - 2\pi/3) + \cos(\theta_s - 2\pi/3)\cos 3\theta_s\right) \qquad (5.67)$$

Calculando-se o valor médio quadrático de $\delta i^2_{\alpha\beta}$ dado na expressão (5.67) para o intervalo $0 \le \theta_s \le \theta_{s_{\max}}$ tem-se que

$$i^2_{RMS\boxed{\mu\_1/2}} = \frac{3}{32}\frac{\mathsf{E}^2\,\mathsf{m}^4}{(L\ R\ f_m)^2}\frac{1}{\theta_{s_{\max}}}\left[\begin{array}{c} \frac{1}{4}\theta_{s_{\max}} + \overbrace{\int_0^{\theta_{s_{\max}}} \cos^2(\theta_s - 2\pi/3)\,d\theta_s}^{II_1} + \\ \underbrace{\int_0^{\theta_{s_{\max}}} \cos(\theta_s - 2\pi/3)\cos 3\theta_s\,d\theta_s}_{II_2} \end{array}\right]. \qquad (5.68)$$

Desenvolvendo-se as integrais da equação acima obtém-se

$$\begin{aligned}
\mathrm{II}_1 &= \int \left(\frac{\sqrt{3}}{2}\mathrm{sen}\theta_s - \frac{1}{2}\cos\theta_s\right)^2 d\theta_s \\
&= \frac{1}{4}\left(3\int \mathrm{sen}^2\theta_s d\theta_s - \sqrt{3}\int \mathrm{sen}2\theta_s d\theta_s + \int \cos^2\theta_s d\theta_s\right) \\
&= \frac{\theta_s}{2} + \frac{1}{4}\cos(2\theta_s + \pi/6)
\end{aligned}$$

e

$$\begin{aligned}
\mathrm{II}_2 &= \frac{\sqrt{3}}{2}\int \mathrm{sen}\theta_s \cos 3\theta_s d\theta_s - \frac{1}{2}\int \cos\theta_s \cos 3\theta_s d\theta_s \\
&= \frac{1}{4}\left[\cos(2\theta_s + \pi/6) - \frac{1}{2}\cos(4\theta_s - \pi/6)\right],
\end{aligned}$$

para as quais, substituindo-se os limites de integração, encontra-se

$$\mathrm{II}_1 = \frac{\pi}{6} - \frac{\sqrt{3}}{4} \quad \text{e} \quad \mathrm{II}_2 = \frac{-\sqrt{3}}{8}$$

Retomando-se a equação (5.68) e usando-se estes últimos resultados, obtém-se a expressão final para o valor *RMS* das amplitudes dos desvios de corrente quando $\mu = 1/2$, i.e.,

$$i^2_{RMS\boxed{\mu\_1/2}} = k_{\mathrm{m}}\left[\frac{\mathrm{m}^2}{128}\left(1 - \frac{3\sqrt{3}}{2\pi}\right)\right]. \tag{5.69}$$

Valor *RMS* da amplitude dos desvios de corrente para o caso de sinais modulantes com injeção de 3º harmônico De acordo com o exposto na subseção (5.5.1), sabe-se que a componente de seqüência nula para os sinais modulantes com injeção de 3º harmônico é dada por

$$U_{no}(t) = \frac{-\mathrm{E\,m}}{2} q \cos 3\theta_s$$

e portanto

$$U^2_{no}(t) = \frac{\mathrm{E}^2\,\mathrm{m}^2}{4} q^2 \cos^2 3\theta_s.$$

Seguindo-se as mesmas etapas da dedução anterior, i.e., substituindo-se estes resultados na equação (5.53), tem-se que

$$\delta i^2_{\alpha\beta} = \frac{3}{8}\frac{\mathrm{E}^2\,\mathrm{m}^4}{(L\ R\ f_m)^2}\left[\frac{1}{16} + q\left(q - \frac{1}{2}\right)\cos^2 3\theta_s\right].$$

Visto que o cálculo do valor médio quadrático da expressão acima envolve apenas a resolução de uma integral simples, os passos intermediários para sua execução são omitidos. Desse modo, o resultado final é

$$i^2_{RMS\boxed{3^{\underline{o}}\ \text{harm}}} = k_{\mathsf{m}} \left[\frac{\mathsf{m}^2}{48} \left(q^2 - \frac{q}{2} + \frac{1}{8} \right) \right] \tag{5.70}$$

Sinal modulante sub-ótimo Derivando-se e igualando a zero (ponto de mínimo) a expressão entre parênteses em (5.70) obtém-se, de modo imediato, que $q = 1/4$. Este resultado corrobora, analiticamente, a conhecida conclusão – obtida por intermédio de métodos numéricos – do trabalho de Bowes e Midoun [14], que estabelece a forma de onda com 25% de 3º harmônico como sinal modulante sub-ótimo. Mais recentemente, destaca-se no artigo de Sun e Grotstollen [50] outra demonstração analítica dessa afirmação.

Na Figura 5.35 apresenta-se a visualização do comportamento de μ, para $q = 1/4$, em função do índice de modulação m e do ângulo θ_s. O gráfico apresentado, de formato tridimensional, é uma expansão da Figura 5.6, com m representando a terceira coordenada. Na Figura 5.6 mostra-se (curva pontilhada) que para $q = 1/4$, o maior valor posssível de m é igual a 1,122, calculado a partir da equação (5.8). Assim, na Figura 5.35, para índices de modulação acima de 1,122 até o limite de 1,154 ($2/\sqrt{3}$), os valores de μ são limitados em 1 ou 0, conforme se verifica nos intervalos $0 \leq \theta_s < 30°$ e $30° \leq \theta_s < 60°$, respectivamente. As formas de onda de μ dentro da faixa $\mathsf{m} \leq 1,122$ têm sua descrição dada pela equação (5.24).

5.8 Seleção das técnicas de MLP visando a implementação de um modulador de alto desempenho

A partir do comportamento de μ descrito pela Figura 5.35 verifica-se que:

- praticamente até $\mathsf{m} = 1$, os valores de μ ficam em torno de 1/2.

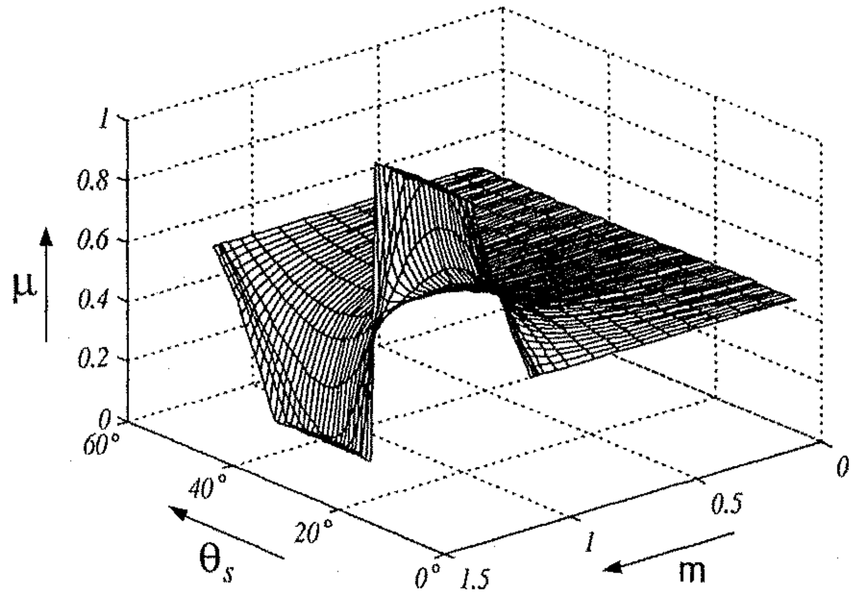


Figura 5.35: Visualização do comportamento de μ em função de m e da variação do ângulo no STO-1. Este resultado, por estar baseado no sinal modulante com 25% de 3º harmônico, é bastante aproximado do comportamento de μ_{otimo}.

- para índices de modulação mais elevados, os valores de μ, ao serem limitados, provocam o grampeamento de fase conforme mostrado na Figura 5.36.

A observação contida no primeiro item permite estabelecer que a técnica de MLP $\boxed{\mu\_1/2}$ é a melhor escolha para a faixa de operação até $\mathsf{m} \simeq 1$. Apesar da técnica $\boxed{q\_1/4}$ fornecer melhor desempenho, conforme demonstram os resultados das equações (5.70) e (5.69) mostrados abaixo

$$
\begin{aligned}
i^2_{RMS\boxed{q\_1/4}} &= 1,302 \times 10^{-3} k_{\mathsf{m}} \mathsf{m}^2 \qquad (5.71) \\
i^2_{RMS\boxed{\mu\_1/2}} &= 1,352 \times 10^{-3} k_{\mathsf{m}} \mathsf{m}^2,
\end{aligned}
$$

verifica-se que a diferença entre eles tem significado apenas teórico. Na prática, é mais fácil sintetizar o sinal modulante para $\mu = 1/2$ (ver Figura 6.3) do que para $q = 1/4$ (ou qualquer outro sinal com injeção de 3º harmônico).

Os sinais modulantes citados no segundo item acima (Figura 5.36), produzem intervalos de grampeamento de fase que variam de acordo com o índice de modulação

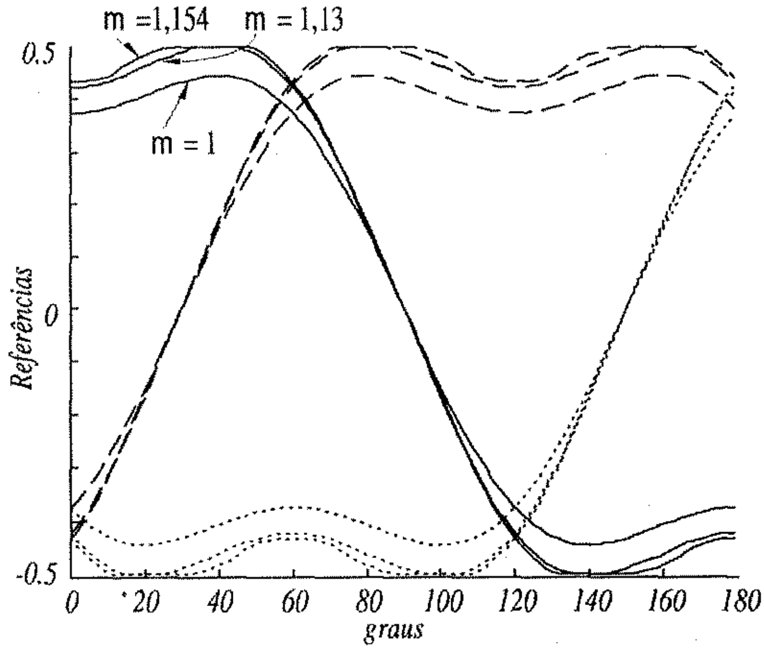


Figura 5.36: Sinais de referência gerados quando $q = 1/4$ e μ é limitado para valores de m $> 1,122$. Fase *1*- traço cheio, fase *2* - tracejado e fase *3* - pontilhado. Note que os intervalos de grampeamento não são iguais.

(faixa $1,122 < \mathsf{m} \leq 1,154$). Verifica-se também que tais intervalos (por fase) não cobrem 1/3 do período fundamental, mesmo para $\mathsf{m} = 1,154$. Portanto, o fator de aumento da freqüência de chaveamento, em relação ao caso contínuo, não atinge o valor de 1,5 (3/2), o qual é inerente a todas as técnicas da modulação descontínua. Desde que o aumento da freqüência de chaveamento, viável devido ao grampeamento de fase, favorece a diminuição das ondulações de corrente, conclui-se que a melhor estratégia, para implementação de um modulador que acarreta minimização das ondulações de corrente na carga em toda a faixa de operação linear, baseia-se na mudança de uma técnica da modulação contínua (no caso $\boxed{\mu\_1/2}$) para uma técnica da modulação descontínua, quando m atinge o valores aproximadamente entre 0,9 e 1. Isto confirma o fato – já comentado na seção (1.1) – de que um modulador de alto desempenho, *não* pode ser implementado a partir de uma única técnica de MLP. Em outras palavras, a partir de um único tipo de sinal modulante.

Se, no projeto de um modulador de alto desempenho, a escolha da técnica da modulação descontinua levar em consideração apenas a minimização das ondulações de corrente, para qualquer ângulo entre tensão e corrente de fase, tem-se a técnica $\boxed{\mu\_10}$ como a escolha mais adequada.

Resolvendo-se o sistema de equações formado por (5.69) e (5.66), onde na primeira equação $R = 21$ e na segunda $R = 33$, encontra-se $\mathsf{m} \simeq 0,93$ como ponto de passagem do esquema de modulação $\boxed{\mu\_1/2}$ para $\boxed{\mu\_10}$, conforme ilustrado na Figura 5.37. Este resultado não está muito afastado daquele mostrado na Figura 5.25 onde, para o critério da DHT, o ponto de cruzamento entre a curva referente à modulação vetorial simétrica (técnica $\boxed{\mu\_1/2}$) e a curva referente ao sinal modulante para $\mu = \overline{c(t)}$ (técnica $\boxed{\mu\_10}$), pode ser estipulado, graficamente, em $\mathsf{m} \simeq 0,95$. Além do fato de que este último resultado não é obtido analiticamente (o cálculo da DHT é um procedimento numérico), outro fator também pode contribuir para a diferença entre os resultados: para as curvas da Figura 5.25 considerou-se o fator de aumento das freqüências de chaveamento igual a 1,4 (21/15), enquanto que para as curvas da Figura 5.37 tal fator é de 1,57 (33/21).

Na Figura 5.37 também estão mostradas as curvas de i^2_{RMS} para as técnicas $\boxed{\text{sen}}$, $\boxed{q\_1/6}$, $\boxed{q\_1/4}$. Conforme já demonstrado nas expressões em (5.71), a diferença de desempenho entre as técnicas $\boxed{q\_1/4}$ e $\boxed{\mu\_1/2}$ é, na prática, desprezível. Comparando-se

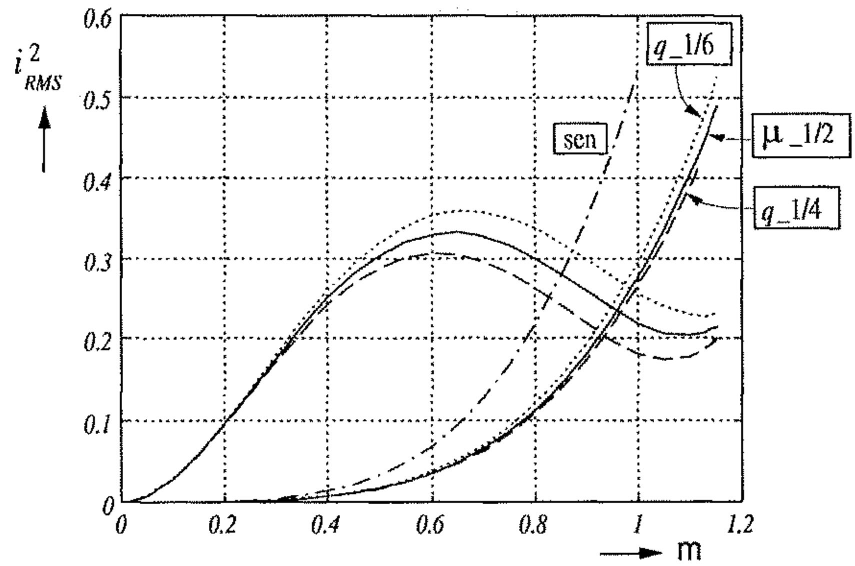


Figura 5.37: Curvas referentes ao índice de desempenho i^2_{RMS}, visando a comparação entre as técnicas da modulação contínua ($R = 21$) e da modulação descontínua ($R = 33$).

esta última com a técnica $\boxed{q\text{-}1/6}$, tal diferença é mais acentuada. Comprovadamente, a técnica $\boxed{\text{sen}}$ é a opção mais desfavorável.

Para ilustrar que a técnica $\boxed{\mu\text{-}1/2}$ apresenta os menores desvios de corrente até valores elevados do índice de modulação, e que isto ocorre em toda a faixa de variação de θ_s, apresenta-se na Figura 5.38 a superposição das superfícies descritas pelas variações de $\delta i^2_{\alpha\beta}$, ao longo de todo o STO-1, nas técnicas $\boxed{\mu\text{-}1/2}$ e $\boxed{\mu\text{-}10}$. Esta última, é a técnica de modulação descontínua mais adequada, se a defasagem entre tensão e corrente de fase não for considerada.

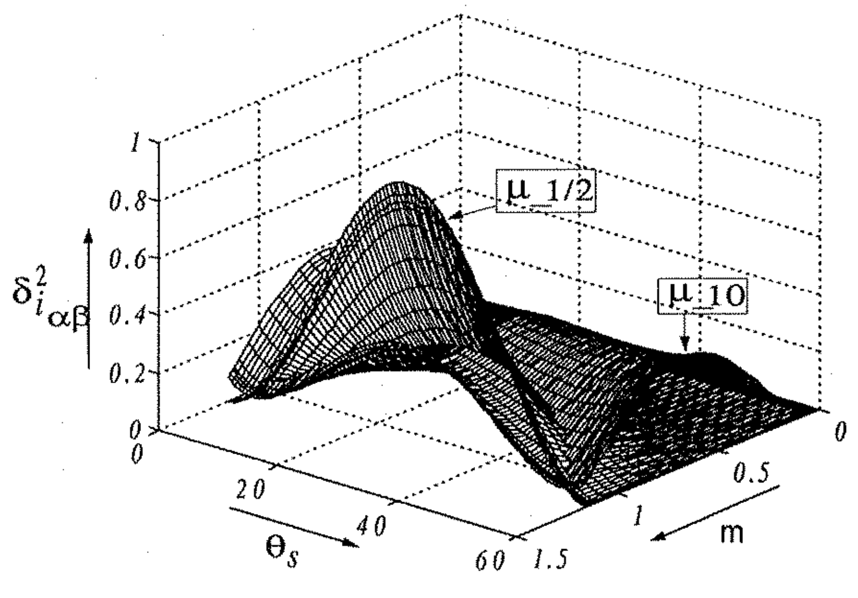


Figura 5.38: Superposição das superfícies descritas por $\delta i^2_{\alpha\beta}$, ao longo do STO-1, nos casos das técnica de MLP $\boxed{\mu\_1/2}$ e $\boxed{\mu\_10}$.

5.9 Técnica de modulação descontínua considerando-se a defasagem entre tensão e corrente de fase do inversor

No tópico precedente estabeleceu-se que o funcionamento de um modulador MLP, que incorpora as melhores características – em função do índice i^2_{RMS} – das estratégias de modulação contínua e descontínua, pressupõe a passagem da técnica $\boxed{\mu\_1/2}$ para a técnica $\boxed{\mu\_10}$ num determinado valor de m (ver Figura 5.37). O projeto de tal modulador está baseado unicamente na possibilidade de aumento da freqüencia de chaveamento devido ao grampeamento da tensão em cada fase durante 1/3 do período fundamental, o que implica num fator de aumento da freqüência de chaveamento em torno de 1,5 (3/2). Não é levada em consideração a defasagem, Φ_{V-I}, entre os sinais de tensão e corrente de fase no inversor.

Vários estudos (e.g. [33], [34], [18] e [24]) demonstram que o fator de aumento da

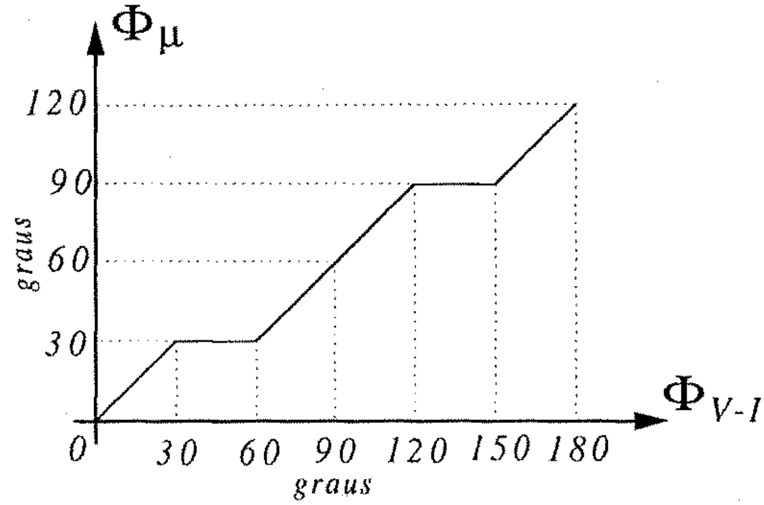


Figura 5.40: Gráfico da função que descreve o comportamento da defasagem, Φ_μ, usada para cálculo da componente de seqüência nula e a defasagem, Φ_{V-I}, entre a tensão e a corrente de fase do inversor.

o melhor aproveitamento de k_{freq}, conforme já discutido no parágrafo anterior. A geração desse sinal lógico, aqui denominado $c_\mu(t)$, segue o mesmo procedimento descrito pela Figura 5.20, a qual, adaptada à nova aplicação, é reproduzida na Figura 5.41.

Fazendo-se $\mu = c_\mu(t)$, obtém-se os mesmos sinais modulantes do esquema de MLP apresentado em [18]. Resultados de simulação, onde se considera incrementos de 15° em Φ_{V-I}, mostram que as variações dos intervalos de grampeamento do sinal modulante referente à fase *1* (traço cheio), acompanham o pico da corrente na mesma fase (pontilhado), segundo pode ser observado na seqüência de Figuras 5.42a-d, 5.43a-d e 5.44a-e. Também se observa o comportamento do sinal lógico $c_\mu(t)$ (tracejado), cuja defasagem, Φ_μ, é medida da borda do sinal marcada com uma ponta de seta $\wedge$ até a linha vertical pontilhada que aparece em todos os gráficos da seqüência de figuras.

As expressões que determinam os valores da defasagem Φ_μ, tiradas diretamente da Figura 5.40, estão listadas na 2ª coluna da Tabela 5.3.

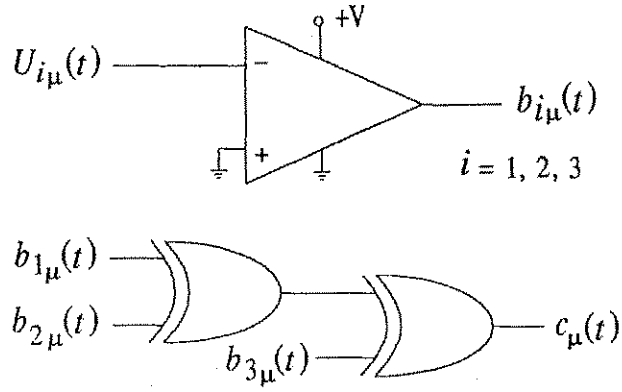


Figura 5.41: Circuitos que representam as operações envolvidas na geração de $c_\mu(t)$.

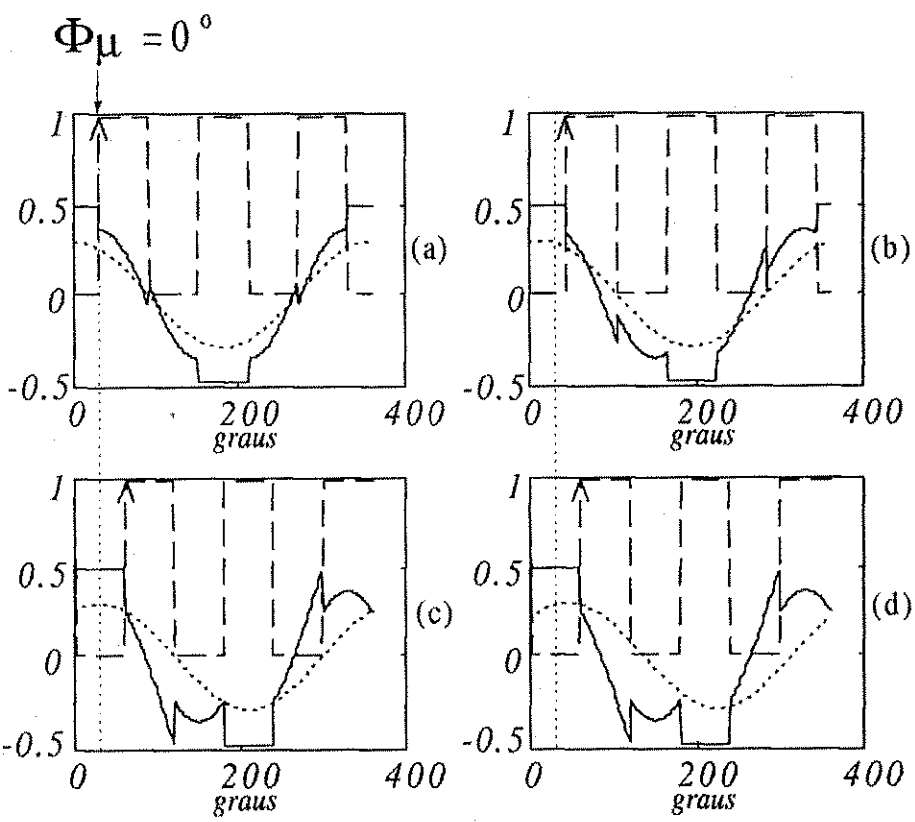


Figura 5.42: Sinal modulante (traço cheio) da fase *1*, corrente na mesma fase (pontilhado) e sinal lógico $c_\mu(t)$ (tracejado). (a) $\Phi_{V-I} = 0°$ ($\Phi_\mu = 0°$). (b) $\Phi_{V-I} = 15°$ ($\Phi_\mu = 15°$). (c) $\Phi_{V-I} = 30°$ ($\Phi_\mu = 30°$). (d) $\Phi_{V-I} = 45°$ ($\Phi_\mu = 30°$).

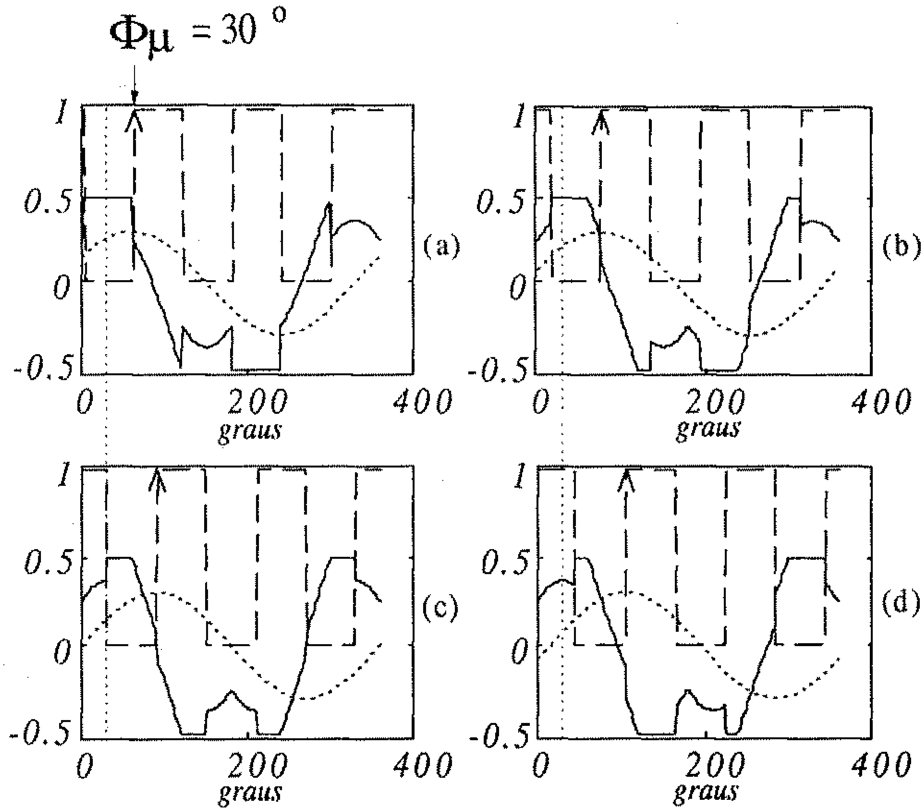


Figura 5.43: Sinal modulante (traço cheio) da fase *1*, corrente na mesma fase (pontilhado) e sinal lógico $c_\mu(t)$ (tracejado). (a) $\Phi_{V-I} = 60°$ ($\Phi_\mu = 30°$). (b) $\Phi_{V-I} = 75°$ ($\Phi_\mu = 45°$). (c) $\Phi_{V-I} = 90°$ ($\Phi_\mu = 60°$). (d) $\Phi_{V-I} = 105°$ ($\Phi_\mu = 75°$).

Variação de Φ_{V-I}	Valores de Φ_μ
$0° \longrightarrow 30°$	$\Phi_\mu = \Phi_{V-I}$
$30° \longrightarrow 60°$	$\Phi_\mu = 30°$
$60° \longrightarrow 120°$	$\Phi_\mu = \Phi_{V-I} - 30°$
$120° \longrightarrow 150°$	$\Phi_\mu = 90°$
$150° \longrightarrow 180°$	$\Phi_\mu = \Phi_{V-I} - 60°$

Tabela 5.3: Valores de Φ_μ de acordo com a variação de Φ_{V-I}.

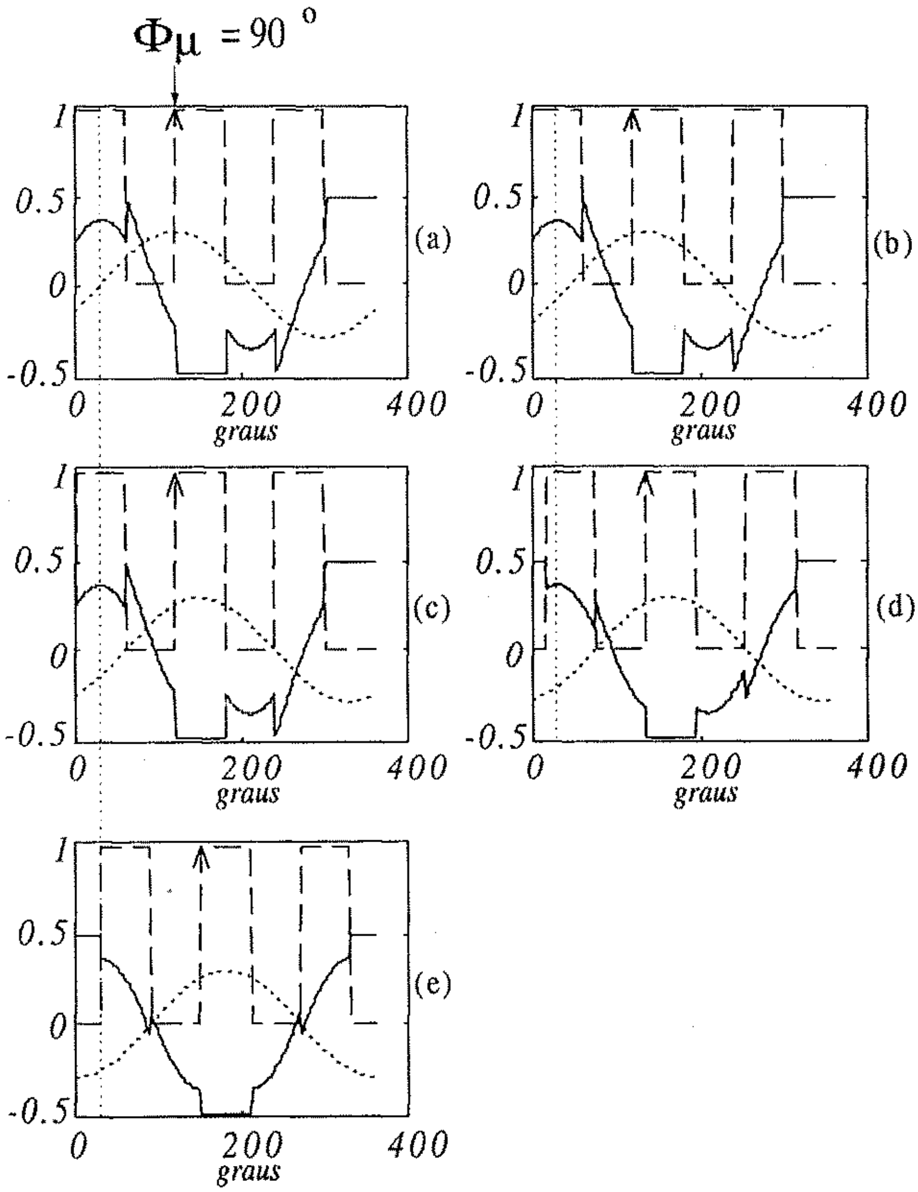


Figura 5.44: Sinal modulante (traço cheio) da fase *1*, corrente na mesma fase (pontilhado) e sinal lógico $c_\mu(t)$ (tracejado). (a) $\Phi_{V-I} = 120°$ ($\Phi_\mu = 90°$). (b) $\Phi_{V-I} = 135°$ ($\Phi_\mu = 90°$). (c) $\Phi_{V-I} = 150°$ ($\Phi_\mu = 90°$). (d) $\Phi_{V-I} = 165°$ ($\Phi_\mu = 105°$). (e) $\Phi_{V-I} = 180°$ ($\Phi_\mu = 120°$).

5.10 Sinais modulantes para utilização em inversores com barramento de entrada pulsado - ibep

Nesta seção apresentam-se os resultados de um estudo cujo objetivo consiste em demonstrar que também para inversores com barramento de entrada pulsado - ibep, é possível a geração de sinais modulantes com grampeamento de fase, cuja razão de distribuição tem comportamento regido por sinais lógicos oriundos de operações de comparação entre as referências puramente senoidais. A topologia do ibep considerado inclui capacitores em paralelo com as chaves de potência que controlam o fluxo das correntes de carga. Este tipo de inversor tem características de chaveamento que levam em consideração os sinais das correntes de fase (posição do vetor corrente). Demonstra-se, analiticamente, que a formação dos padrões de chaveamento – e sua distribuição ao longo do período fundamental – adequados para tal inversor, é função da magnitude do vetor tensão de referência e do próprio conceito de STO. Esta função, aqui descrita para uma dada combinação dos sinais das correntes de fase, pode ser estendida para análise de outras combinações. Desde que, os sinais modulantes para ibep têm características diferentes daqueles estudados na seção 5.7, apresenta-se um estudo (preliminar) comparativo, baseado no comportamento do valor de i_{RMS}^2, entre as duas modalidades de sinais modulantes. Diferentemente do tratamento analítico dado na seção 5.7, os cálculos (integração) para obtenção de i_{RMS}^2, no caso de ibep, são efetuados numericamente.

5.10.1 MLP em inversores com barramento de entrada pulsado

A geração de padrões de chaveamento para ibep deve considerar, como principal condicionante, o sinal das correntes de carga. No caso de inversores com barramento de entrada fixo - ibef, representado esquematicamente na Figura 2.1, tal restrição inexiste. Nos ibep que incluem capacitores em paralelo com os interruptores de potência, conforme ilustrado na Figura 5.45 (ver Malesani *et alii* [36]), cada período de modulação – intervalo para geração de um padrão de chaveamento – começa com um entalhe (*notch*)

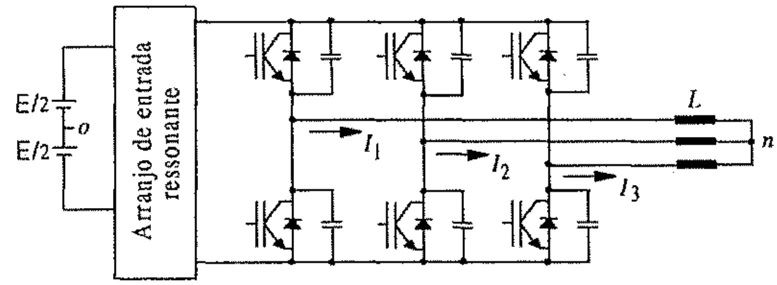


Figura 5.45: Esquema básico de um inversor com barramento de entrada pulsado. Os capacitores em paralelo com as chaves de potência permitem chaveamento a tensão nula.

no barramento de entrada permitindo o disparo simultâneo dos interruptores de acordo com as correntes de carga nas respectivas fases. Posteriormente, os citados capacitores tornam possível o corte dos mesmos interruptores, agora, em diferentes instantes determinados pelas larguras dos pulsos de comando MLP. As duas mudanças no estado dos interruptores, condução e corte respectivamente, ocorrem em condições não dissipativas. Esta descrição do funcionamento de tais tipos de conversores de potência é bem resumida. Entretanto, para nosso propósito imediato, que consiste em determinar as características de um modulador baseado em portadora para os ibep, ela encerra as características básicas (ideais) de comando desses inversores:

(a) cada período de modulação têm início sincronizado com o entalhe no barramento de entrada e

(b) os padrões de chaveamento (completos) gerados possuem configuração inicial que dispara os interruptores de acordo com a polaridade das correntes de carga em cada fase.

Considera-se positivo o sentido das correntes de fase, I_1, I_2 e I_3, assinalado pelas setas na Figura 5.45, correntes em sentido contrário têm sinal negativo. No enfoque vetorial a restrição (b) se traduz da seguinte maneira: o primeiro vetor tensão que compõe o padrão de chaveamento, aplicado logo após o intervalo de oscilação da estrutura ressonante de entrada do inversor, deve ser aquele mais próximo do vetor corrente em curso. Mais adiante, na subseção 5.10.4, trata-se da geração de padrões reduzidos para ibep, os quais são mais adequados que os padrões completos.

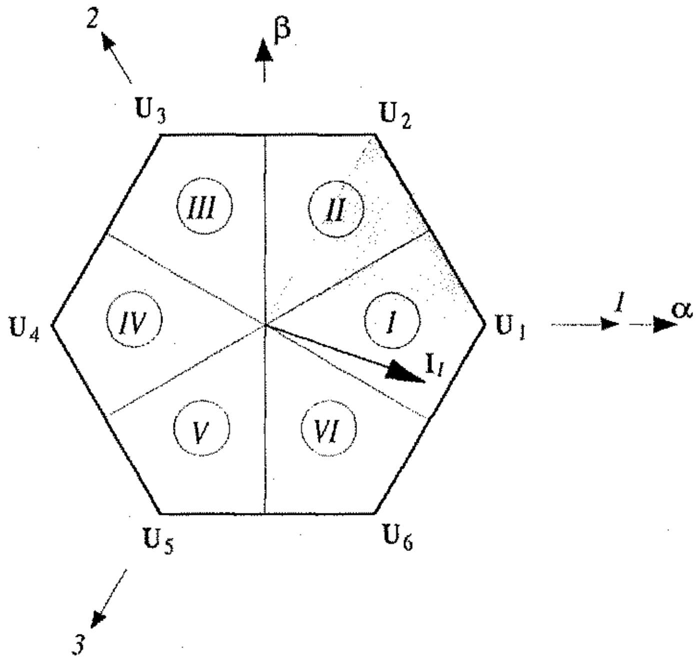


Figura 5.46: Disposição dos setores de corrente no plano $\alpha\beta$. Vetor corrente no setor I. A parte sombreada mostra a posição referente ao primeiro setor de tensão.

5.10.2 Definição dos setores de corrente

Na Figura 5.46 mostra-se a disposição dos setores de corrente, enumerados de I a VI, no plano $\alpha\beta$. Neste plano, as coordenadas do vetor corrente de carga $\mathbf{I}_\mathrm{L}$ ($\mathrm{L} = I, II, ..., VI$) podem ser calculadas de modo análogo àquele da equação (4.1). Entretanto, interessa apenas saber, a cada intervalo de amostragem, em que setor ele está localizado, ou seja, qual a polaridade das correntes de carga. Os sinais das correntes e os setores estão relacionados segundo as duas primeiras colunas da Tabela 5.4 (adiante comenta-se a respeito das linhas assinaladas com $\times$). Ainda na Figura 5.46, destaca-se (parte sombreada) a nova posição, relativa àquela da Figura 4.3, do setor 1 de tensão. Os outros setores de tensão e os respectivos vetores adjacentes são agora dispostos no sentido anti-horário, em concordância, por conveniência, com a ordenação adotada no artigo acima mencionado [36]. Isto não causa contratempo algum, pois, mantém inalterada a relação, ditada pelo mapa da Figura 4.2, entre as configurações e os vetores tensão.

5.10.3 Características de um modulador MLP baseado em portadora para ibep

Desde que considerou-se uma carga indutiva com neutro desconectado, i.e, $\sum_{i=1}^{3} I_i(t) = 0\ \forall t$, não existe a possibilidade de, simultaneamente, as três correntes possuirem a mesma polaridade, daí as marcações $\times$ na Tabela 5.4 designarem setores indefinidos. No contexto da discussão a seguir, tais condições assumem o significado de que, em moduladores para ibef, é irrelevante a localização do vetor corrente.

Pelo que estabelece a restrição (b) enunciada na subseção 5.10.1, a forma de onda da portadora, num modulador para ibep, não pode ser triangular, pois, suas rampas, ascendente e descendente, descrevem padrões que possuem cfi complementares, conforme se observa na equação (3.2). Isto contradiz tal restrição, uma vez que implicaria numa sucessão de padrões cujos vetores iniciais seriam apropriados para setores de corrente diametralmente opostos – evidentemente é impraticável uma variação de corrente dessa natureza no intervalo de dois padrões consecutivos. Tampouco é aceitável o uso de uma única portadora para as três referências de fase. Desse modo, um modulador MLP baseado em portadora, para aplicação no comando de ibep, deve incluir três portadoras tipo dente-de-serra, uma por fase, cujas declividades somente são passíveis de alteração na mudança de setor de corrente. Ainda segundo a restrição (b), tais declividades devem ter o mesmo sinal das correntes de carga nas respectivas fases. Finalizando esta breve descrição do modulador, tem-se, devido a restrição (a), que as bordas verticais das portadoras dente-de-serra devem ser sincronizadas com os entalhes no barramento de entrada do inversor. Em simulação, esses sinais podem ser expressos, na forma normalizada (valor pico-a-pico igual a 1), por

$$U_{i_{rampa}}(t) = \text{sign}(I_i)\frac{1}{\pi}\arctan[\tan(\pi R f_m t) - \pi/2] \qquad i = 1, 2, 3 \tag{5.75}$$

onde $\text{sign}(I_i)$ representa o sinal (polaridade) da corrente na i-ésima fase.

Na Tabela 5.4 o símbolo $\nearrow$ indica que a onda dente-de-serra tem declividade positiva. Do mesmo modo, o símbolo $\searrow$ refere-se ao sinal formado por rampas descendentes. Os conjuntos destacados na Tabela 5.4, completam a associação polaridade$\leftrightarrow$declividade para os casos em que as correntes de carga possuem, hipoteticamente, o mesmo sentido

Setor	Polaridade das correntes I_1 I_2 I_3	Declividade das portadoras
$\times$	$-$ $-$ $-$	$\boxed{\searrow\ \searrow\ \searrow}$
I	$+$ $-$ $-$	$\nearrow\ \searrow\ \searrow$
II	$+$ $+$ $-$	$\nearrow\ \nearrow\ \searrow$
III	$-$ $+$ $-$	$\searrow\ \nearrow\ \searrow$
IV	$-$ $+$ $+$	$\searrow\ \nearrow\ \nearrow$
V	$-$ $-$ $+$	$\searrow\ \searrow\ \nearrow$
VI	$+$ $-$ $+$	$\nearrow\ \searrow\ \nearrow$
$\times$	$+$ $+$ $+$	$\boxed{\nearrow\ \nearrow\ \nearrow}$

Tabela 5.4: Definição dos setores de acordo com os sinais das correntes de carga. Estes determinam o tipo de portadora para as respectivas fases. $\times$ = setor indefinido.

(positivo ou negativo). Visto que em moduladores para **ibef**, a solução mais conveniente consiste no uso de uma única portadora triangular (rampas ascendentes e descendentes conjugadas) para as três referências de fase, pode-se relacionar a primeira e a última linha da Tabela 5.4 com esse tipo de inversor, cujo comando não observa a localização do vetor corrente.

5.10.4 Sinais modulantes para geração de padrões reduzidos usados no comando de **ibep**

Conforme discutido na subseção 5.5.3, a regra de formação dos sinais modulantes mostrados nas Figuras 5.22 e 5.23 estabelece que a fase a ser grampeada é escolhida entre aquelas de índice x ou z de acordo com o valor absoluto das mesmas. Foi verificado na subseção 5.5.3 que $\mu = c(t)$ fixa as fases de maior valor absoluto, enquanto $\mu = \overline{c(t)}$ grampeia as de menor valor absoluto. Com base nesse critério de escolha das fases a serem grampeadas, outros sinais lógicos podem ser gerados visando determinar o comportamento da razão de distribuição μ, no caso de sinais modulantes grampeados para **ibep**. Por isso, é conveniente uma descrição mais detalhada de tal critério.

Na Figura 5.47 mostra-se dois STOs consecutivos, onde cada um deles está dividido

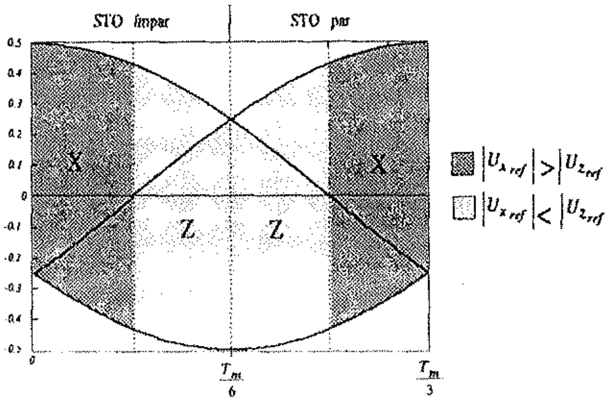


Figura 5.47: Divisão dos STOs de acordo com o valor absoluto das referências.

em dois intervalos designados X e Z, cujas características são:

$$\begin{cases} \mathrm{X} \Rightarrow \left|U_{x_{ref}}(t)\right| > \left|U_{z_{ref}}(t)\right| \\ \mathrm{Z} \Rightarrow \left|U_{x_{ref}}(t)\right| < \left|U_{z_{ref}}(t)\right| \end{cases}.$$

Observe-se que a seqüência dos intervalos X e Z mostrada na Figura 5.47 se repete ao longo do período T_m. Na Figura 5.48 apresenta-se um conjunto de referências senoidais, onde estão dispostos os intervalos X e Z cujos subscritos correspondem ao número do respectivo STO.

Para assinalar as mudanças de intervalo X$\rightleftarrows$Z, define-se o seguinte sinal lógico

$$d(t) = p(t) \oplus c(t), \tag{5.76}$$

cuja forma de onda e de seu complemento estão mostradas nas Figuras 5.49a-b respectivamente.

Assim, é possível estabelecer, em função do sinal lógico $d(t)$ e seu complemento $\overline{d(t)}$, as duas possíveis condições de chaveamento em cada intervalo, as quais estão expressas em (5.77) e (5.78). Estas expressões assumem que $\mu = d(t)$ no intervalo considerado.

$$\mathrm{X}\begin{cases} d(t) = 0 \Rightarrow \text{fase de \underline{maior} valor absoluto} \\ \qquad \text{entre } U_{x_{ref}} \text{ e } U_{z_{ref}} \text{ é grampeada} \\ d(t) = 1 \Rightarrow \text{fase de \underline{menor} valor absoluto} \\ \qquad \text{entre } U_{x_{ref}} \text{ e } U_{z_{ref}} \text{ é grampeada} \end{cases} \tag{5.77}$$

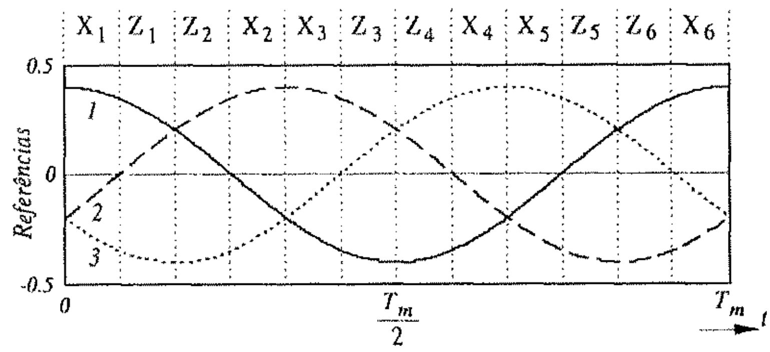


Figura 5.48: Enumeração dos intervalos X e Z de acordo com o STO correspondente.

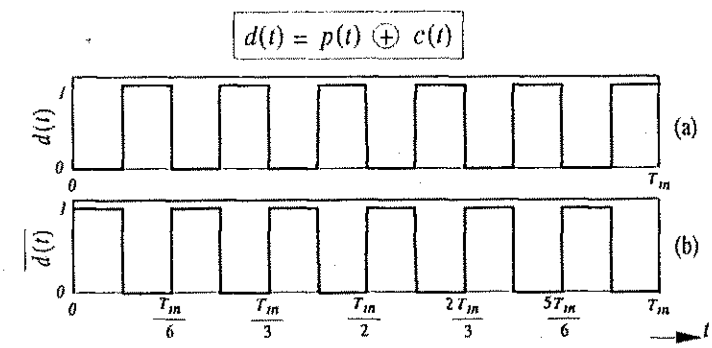


Figura 5.49: (a) Sinal lógico $d(t)$ que assinala mudança de intervalo ($X \rightleftarrows Z$) num STO. (b) Complemento de $d(t)$.

	X_1	Z_1	Z_2	X_2	X_3	Z_3	Z_4	X_4	X_5	Z_5	Z_6	X_6
$\mu = 0$	d	$\overline{d}$	d	$\overline{d}$	d	$\overline{d}$	d	$\overline{d}$	d	$\overline{d}$	d	$\overline{d}$
$\mu = p(t)$	d	$\overline{d}$	$\overline{d}$	d	d	$\overline{d}$	$\overline{d}$	d	d	$\overline{d}$	$\overline{d}$	d
$\mu = c(t)$	d	d	$\overline{d}$	$\overline{d}$	d	d	$\overline{d}$	$\overline{d}$	d	d	$\overline{d}$	$\overline{d}$

Tabela 5.5: Seqüências dos sinais lógicos $d(t)$ e $\overline{d(t)}$ associados à razão de distribuição de alguns sinais modulantes grampeados.

$$Z \begin{cases} d(t) = 0 \Rightarrow \text{fase de } \underline{\text{menor}} \text{ valor absoluto} \\ \qquad \text{entre } U_{x_{ref}} \text{ e } U_{z_{ref}} \text{ é grampeada} \\ d(t) = 1 \Rightarrow \text{fase de } \underline{\text{maior}} \text{ valor absoluto} \\ \qquad \text{entre } U_{x_{ref}} \text{ e } U_{z_{ref}} \text{ é grampeada} \end{cases} \tag{5.78}$$

De modo similar, as mesmas expressões podem ser dadas em função de $\overline{d(t)}$. Em ambos os casos, respeitam-se as condições genéricas de grampeamento que estabelecem: $\nabla t,\ \mu = 0 \Rightarrow U_{xo}(t) = \mathsf{E}/2$ e $\nabla t,\ \mu = 1 \Rightarrow U_{zo}(t) = -\mathsf{E}/2$.

Considerando-se as expressões (5.77) e (5.78) e a divisão dos intervalos dada na Figura 5.48, verifica-se que é possível sintetizar qualquer sinal modulante grampeado, usando-se combinações de $d(t)$ e $\overline{d(t)}$. Por exemplo, as seqüências destes sinais lógicos, adequadas para geração de algumas das referências grampeadas da subseção 5.5.3, estão mostradas na Tabela 5.5. Por conveniência, escreve-se d em lugar de $d(t)$.

Note-se que os valores instantâneos de $d(t)$ e $\overline{d(t)}$ (ver Figura 5.49) numa linha da Tabela 5.5, reproduzem a variável lógica associada a μ na primeira coluna da mesma. A vantagem em representar o comportamento da razão de distribuição por intermédio de $d(t)$ e $\overline{d(t)}$, está baseada no fato de que para referências grampeadas com simetria de 120°, existe uma seqüência desses sinais lógicos que se repete a cada 1/3 do período fundamental T_m (ver Tabela 5.5). Portanto, todas as possibilidades de grampeamento de fase, incluindo os casos em que isto ocorre durante dois trechos de 60° ou quatro de 30°, podem ser observadas, de modo unificado, na Tabela 5.6.

Após estas considerações, referentes ainda a inversores com barramento de entrada constante, retoma-se a abordagem daqueles com barramento pulsado, recorrendo, quando oportuno, aos resultados de tal discussão.

Seqüências para $T_m/3$			
$\overline{d}$	$\overline{d}$	$\overline{d}$	$\overline{d}$
$\overline{d}$	$\overline{d}$	$\overline{d}$	d
$\overline{d}$	$\overline{d}$	d	$\overline{d}$
$\overline{d}$	$\overline{d}$	d	d
$\overline{d}$	d	$\overline{d}$	$\overline{d}$
$\overline{d}$	d	$\overline{d}$	d
$\overline{d}$	d	d	$\overline{d}$
$\overline{d}$	d	d	d
d	$\overline{d}$	$\overline{d}$	$\overline{d}$
d	$\overline{d}$	$\overline{d}$	d
d	$\overline{d}$	d	$\overline{d}$
d	$\overline{d}$	d	d
d	d	$\overline{d}$	$\overline{d}$
d	d	$\overline{d}$	d
d	d	d	$\overline{d}$
d	d	d	d

Tabela 5.6: Conjunto das seqüências características dos sinais modulantes que obedecem a simetria de 120°.

Assumindo-se referências senoidais e $I_1 > 0$, $I_2 < 0, I_3 < 0$, i.e., vetor corrente no setor I, a comparação entre portadoras definidas segundo (5.75) e tais referências resulta nos padrões mostrados na Figura 5.50. Na parte superior desta figura, destaca-se, de modo ampliado, o comportamento das funções de chaveamento no intervalo X_1. Ressalta-se que, independentemente do tipo de inversor e da estratégia de modulação aplicada, o valor médio das mesmas (áreas sombreadas) segue a ordenação das referências no período de amostragem considerado. Neste caso, porque as portadoras têm inclinações diferentes, os índices em $[S_2S_3S_1]_{100}^T$ não reproduzem tal ordenação, visto que os mesmos foram definidos para indicar a seqüência das transições das funções de chaveamento (ver equação 3.1). Estas duas situações - ordenação/seqüência das transições de $S_i(t)$ - são coincidentes apenas no caso de uma única portadora para as três referências de fase. Ainda na Figura 5.50, verifica-se que na maior parte dos intervalos X-Z os padrões não incluem as configurações 000 e 111 (vetores nulos). Conforme discutido na seção 4.3, isto não contribui para a diminuição das ondulações de corrente. De fato, somente se observa a presença das configurações 000 e 111, nos intervalos onde a referência da fase *1* possui maior valor absoluto. Esta fase corresponde justamente àquela onde a corrente de carga tem sinal diferente das outras duas fases. Raciocínio análogo pode ser estendido para os outros setores de corrente, os quais, segundo tal característica, podem ser agrupados em três pares, $I - IV$, $II - V$ e $III - VI$, onde as correntes com sinal diferente são aquelas das fases *1*, *3* e *2* respectivamente (ver Tabela 5.4). Devido a simetria entre os setores de um mesmo par, apenas três setores podem ser enfocados.

Conforme já observado na Figura 5.50, o uso de referências senoidais num esquema de modulação para ibep, baseado em portadora, implica na geração de padrões onde as configurações 000 e 111 só têm incidência em intervalos que totalizam $T_m/3$ (X_1, Z_3, Z_4 e X_6). Adicionalmente, tais configurações ocorrem no meio desses padrões (segunda ou terceira configuração), os quais por conseguinte originam, com a supressão da primeira ou da última configuração, dois padrões reduzidos que necessariamente têm em comum a configuração 000 ou 111. Por exemplo, do padrão referente ao intervalo X_1 na Figura

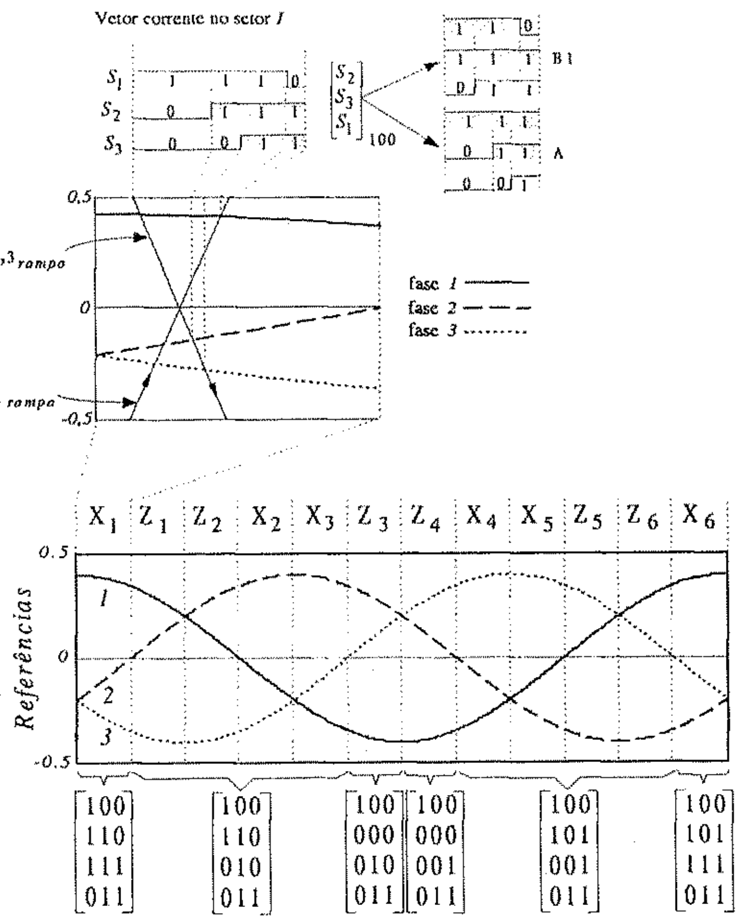


Figura 5.50: Padrões de chaveamento completos resultantes da comparação entre referências senoidais e as portadoras $U_{i_{rampa}}(t)$ quando $I_1 > 0$, $I_2 < 0$ e $I_3 < 0$. Na parte superior da figura destaca-se o processo de formação dos padrões reduzidos.

5.50, resultam os padrões reduzidos mostrados em (5.79)

$$
\begin{array}{c} \in \text{ ao STO-1} \\ \begin{bmatrix} 100 \\ 110 \\ 111 \\ 011 \end{bmatrix} \end{array} \longrightarrow \left\{ \begin{array}{l} \begin{array}{c} \in \text{ ao STO-2} \\ \begin{bmatrix} 1\boxed{1}0 \\ 1\boxed{1}1 \\ 0\boxed{1}1 \end{bmatrix} \end{array} \text{B1} \\ \begin{array}{c} \begin{bmatrix} \boxed{1}00 \\ \boxed{1}10 \\ \boxed{1}11 \end{bmatrix} \\ \in \text{ ao STO-1} \end{array} \text{A} \end{array} \right. . \tag{5.79}
$$

Adiante define-se as notações A e B1. Por ora, importa salientar que devido as restrições impostas ao processo de modulação aplicado em ibep, um padrão reduzido nem sempre pertence ao mesmo STO onde se insere o padrão completo do qual ele é originário. Tal é o caso de B1 em (5.79), cujo comportamento das funções de chaveamento está ilustrado na Figura 5.50 (parte superior). De acordo com os valores médios das mesmas, o referido padrão, B1, pertence ao STO-2 onde $U_{2_{ref}} > U_{1_{ref}} > U_{3_{ref}}$, enquanto A e o padrão (completo) original pertencem ao STO-1. Isto não ocorre no caso de ibef, pois para este tipo de inversor os padrões completos incluem as configurações 000 e 111 no início e no fim (ver Figura 4.9), desse modo, padrões reduzidos e completos pertencem sempre ao mesmo STO.

Aplicando-se o procedimento descrito acima - geração de dois padrões reduzidos para cada padrão completo - também para os padrões dos intervalos Z_3, Z_4 e X_6 da Figura 5.50, obtém-se, juntamente com A e B1, um conjunto de **oito** padrões reduzidos que, adequadamente distribuídos ao longo do período fundamental, acarretam diminuição das ondulações de corrente devido a inserção, agora sistemática, de períodos de circulação ($free-wheeling$). Os outros dois padrões completos mostrados na Figura 5.50, que juntos englobam os intervalos correspondentes a $2T_m/3$ (Z_1, Z_2, X_2, X_3 e X_4, X_5, Z_5, Z_6) originam **quatro** padrões reduzidos formados somente por vetores ativos.

Na Tabela 5.7, resume-se a formação dos **doze** padrões reduzidos aplicados a inversores com barramento de entrada pulsado (vetor corrente no setor I). Nas Tabelas 5.8 e 5.9 apresenta-se a formação desses padrões reduzidos nos casos dos vetores corrente pertencerem aos setores II e III respectivamente. Visto que os setores I, II e III

Intervalos	X_1	$Z_1Z_2X_2X_3$	Z_3	Z_4	$X_4X_5Z_5Z_6$	X_6
Padrões completos	$\mathbf{U}_1$ $\mathbf{U}_2$ $\mathbf{U}_7$ $\mathbf{U}_4$	$\mathbf{U}_1$ $\mathbf{U}_2$ $\mathbf{U}_3$ $\mathbf{U}_4$	$\mathbf{U}_1$ $\mathbf{U}_0$ $\mathbf{U}_3$ $\mathbf{U}_4$	$\mathbf{U}_1$ $\mathbf{U}_0$ $\mathbf{U}_5$ $\mathbf{U}_4$	$\mathbf{U}_1$ $\mathbf{U}_6$ $\mathbf{U}_5$ $\mathbf{U}_4$	$\mathbf{U}_1$ $\mathbf{U}_6$ $\mathbf{U}_7$ $\mathbf{U}_4$
Representação	$\begin{bmatrix} S_2 \\ S_3 \\ S_1 \end{bmatrix}_{100}$	$\begin{bmatrix} S_2 \\ S_1 \\ S_3 \end{bmatrix}_{100}$	$\begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix}_{100}$	$\begin{bmatrix} S_1 \\ S_3 \\ S_2 \end{bmatrix}_{100}$	$\begin{bmatrix} S_3 \\ S_1 \\ S_2 \end{bmatrix}_{100}$	$\begin{bmatrix} S_3 \\ S_2 \\ S_1 \end{bmatrix}_{100}$
Padrões reduzidos	$\left.\begin{matrix} \mathbf{U}_1 \\ \mathbf{U}_2 \\ \mathbf{U}_7 \end{matrix}\right\}\text{A}$	$\left.\begin{matrix} \mathbf{U}_1 \\ \mathbf{U}_2 \\ \mathbf{U}_3 \end{matrix}\right\}\text{C2}$	$\left.\begin{matrix} \mathbf{U}_1 \\ \mathbf{U}_0 \\ \mathbf{U}_3 \end{matrix}\right\}\text{C1}$	$\left.\begin{matrix} \mathbf{U}_1 \\ \mathbf{U}_0 \\ \mathbf{U}_5 \end{matrix}\right\}\text{F1}$	$\left.\begin{matrix} \mathbf{U}_1 \\ \mathbf{U}_6 \\ \mathbf{U}_5 \end{matrix}\right\}\text{F2}$	$\left.\begin{matrix} \mathbf{U}_1 \\ \mathbf{U}_6 \\ \mathbf{U}_7 \end{matrix}\right\}\text{H}$
	$\left.\begin{matrix} \mathbf{U}_2 \\ \mathbf{U}_7 \\ \mathbf{U}_4 \end{matrix}\right\}\text{B1}$	$\left.\begin{matrix} \mathbf{U}_2 \\ \mathbf{U}_3 \\ \mathbf{U}_4 \end{matrix}\right\}\text{B2}$	$\left.\begin{matrix} \mathbf{U}_0 \\ \mathbf{U}_3 \\ \mathbf{U}_4 \end{matrix}\right\}\text{D}$	$\left.\begin{matrix} \mathbf{U}_0 \\ \mathbf{U}_5 \\ \mathbf{U}_4 \end{matrix}\right\}\text{E}$	$\left.\begin{matrix} \mathbf{U}_6 \\ \mathbf{U}_5 \\ \mathbf{U}_4 \end{matrix}\right\}\text{G2}$	$\left.\begin{matrix} \mathbf{U}_6 \\ \mathbf{U}_7 \\ \mathbf{U}_4 \end{matrix}\right\}\text{G1}$

Tabela 5.7: Resumo do processo de formação dos padrões reduzidos quando o vetor corrente está localizado no setor I.

mantêm uma simetria com os setores IV, V e VI respectivamente, as tabelas referentes a estes últimos podem ser construídas a partir da representação de seus padrões completos. Por exemplo, a representação do padrão completo que origina os padrões A e B1, no caso do setor IV, é $[S_2S_3S_1]^T_{011}$. A cfi deste padrão é o complemento daquela referente ao setor I.

A distribuição adequada dos doze padrões reduzidos foi apresentada, sob **enfoque vetorial**, por Malesani *et al.* [36]. Dessa referência utilizou-se a denominação dada aos padrões reduzidos listados nas três tabelas acima. No conjunto de Figuras 5.51a-c mostra-se tal distribuição para os casos em que o vetor corrente pertence aos setores I, II e III respectivamente.

De acordo com a referência [36], se a magnitude do vetor de referência $\mathbf{U}_{md}$ for suficiente para atingir as regiões B2, C2, F2 ou G2, tem-se que, em sua trajetória, ao passar pelas mesmas, os padrões aplicados ao inversor são escolhidos entre aqueles

Intervalos	Z_2	$X_2X_3Z_3Z_4$	X_4	X_5	$Z_5Z_6X_6X_1$	Z_1
Padrões completos	$\mathbf{U}_2$ $\mathbf{U}_3$ $\mathbf{U}_0$ $\mathbf{U}_5$	$\mathbf{U}_2$ $\mathbf{U}_3$ $\mathbf{U}_4$ $\mathbf{U}_5$	$\mathbf{U}_2$ $\mathbf{U}_7$ $\mathbf{U}_4$ $\mathbf{U}_5$	$\mathbf{U}_2$ $\mathbf{U}_7$ $\mathbf{U}_6$ $\mathbf{U}_5$	$\mathbf{U}_2$ $\mathbf{U}_1$ $\mathbf{U}_6$ $\mathbf{U}_5$	$\mathbf{U}_2$ $\mathbf{U}_1$ $\mathbf{U}_0$ $\mathbf{U}_5$
Representação	$\begin{bmatrix}S_1\\S_2\\S_3\end{bmatrix}_{110}$	$\begin{bmatrix}S_1\\S_3\\S_2\end{bmatrix}_{110}$	$\begin{bmatrix}S_3\\S_1\\S_2\end{bmatrix}_{110}$	$\begin{bmatrix}S_3\\S_2\\S_1\end{bmatrix}_{110}$	$\begin{bmatrix}S_2\\S_3\\S_1\end{bmatrix}_{110}$	$\begin{bmatrix}S_2\\S_1\\S_3\end{bmatrix}_{110}$
Padrões reduzidos	$\left.\begin{matrix}\mathbf{U}_2\\\mathbf{U}_3\\\mathbf{U}_0\end{matrix}\right\}\text{A}$ $\left.\begin{matrix}\mathbf{U}_3\\\mathbf{U}_0\\\mathbf{U}_5\end{matrix}\right\}\text{B1}$	$\left.\begin{matrix}\mathbf{U}_2\\\mathbf{U}_3\\\mathbf{U}_4\end{matrix}\right\}\text{C2}$ $\left.\begin{matrix}\mathbf{U}_3\\\mathbf{U}_4\\\mathbf{U}_5\end{matrix}\right\}\text{B2}$	$\left.\begin{matrix}\mathbf{U}_2\\\mathbf{U}_7\\\mathbf{U}_4\end{matrix}\right\}\text{C1}$ $\left.\begin{matrix}\mathbf{U}_7\\\mathbf{U}_4\\\mathbf{U}_5\end{matrix}\right\}\text{D}$	$\left.\begin{matrix}\mathbf{U}_2\\\mathbf{U}_7\\\mathbf{U}_6\end{matrix}\right\}\text{F1}$ $\left.\begin{matrix}\mathbf{U}_7\\\mathbf{U}_6\\\mathbf{U}_5\end{matrix}\right\}\text{E}$	$\left.\begin{matrix}\mathbf{U}_2\\\mathbf{U}_1\\\mathbf{U}_6\end{matrix}\right\}\text{F2}$ $\left.\begin{matrix}\mathbf{U}_1\\\mathbf{U}_6\\\mathbf{U}_5\end{matrix}\right\}\text{G2}$	$\left.\begin{matrix}\mathbf{U}_2\\\mathbf{U}_1\\\mathbf{U}_0\end{matrix}\right\}\text{H}$ $\left.\begin{matrix}\mathbf{U}_1\\\mathbf{U}_0\\\mathbf{U}_5\end{matrix}\right\}\text{G1}$

Tabela 5.8: Resumo do processo de formação dos padrões reduzidos quando o vetor corrente está localizado no setor *II*.

Intervalos	X_3	$Z_3Z_4X_4X_5$	Z_5	Z_6	$X_6X_1Z_1Z_2$	X_2
Padrões completos	$\begin{matrix}\mathbf{U}_3\\ \mathbf{U}_4\\ \mathbf{U}_7\\ \mathbf{U}_6\end{matrix}$	$\begin{matrix}\mathbf{U}_3\\ \mathbf{U}_4\\ \mathbf{U}_5\\ \mathbf{U}_6\end{matrix}$	$\begin{matrix}\mathbf{U}_3\\ \mathbf{U}_0\\ \mathbf{U}_5\\ \mathbf{U}_6\end{matrix}$	$\begin{matrix}\mathbf{U}_3\\ \mathbf{U}_0\\ \mathbf{U}_1\\ \mathbf{U}_6\end{matrix}$	$\begin{matrix}\mathbf{U}_3\\ \mathbf{U}_2\\ \mathbf{U}_1\\ \mathbf{U}_6\end{matrix}$	$\begin{matrix}\mathbf{U}_3\\ \mathbf{U}_2\\ \mathbf{U}_7\\ \mathbf{U}_6\end{matrix}$
Representação	$\begin{bmatrix}S_3\\ S_1\\ S_2\end{bmatrix}_{010}$	$\begin{bmatrix}S_3\\ S_2\\ S_1\end{bmatrix}_{010}$	$\begin{bmatrix}S_2\\ S_3\\ S_1\end{bmatrix}_{010}$	$\begin{bmatrix}S_2\\ S_1\\ S_3\end{bmatrix}_{010}$	$\begin{bmatrix}S_1\\ S_2\\ S_3\end{bmatrix}_{010}$	$\begin{bmatrix}S_1\\ S_3\\ S_2\end{bmatrix}_{010}$
Padrões reduzidos	$\left.\begin{matrix}\mathbf{U}_3\\ \mathbf{U}_4\\ \mathbf{U}_7\end{matrix}\right\}\mathrm{A}$	$\left.\begin{matrix}\mathbf{U}_3\\ \mathbf{U}_4\\ \mathbf{U}_5\end{matrix}\right\}\mathrm{C2}$	$\left.\begin{matrix}\mathbf{U}_3\\ \mathbf{U}_0\\ \mathbf{U}_5\end{matrix}\right\}\mathrm{C1}$	$\left.\begin{matrix}\mathbf{U}_3\\ \mathbf{U}_0\\ \mathbf{U}_1\end{matrix}\right\}\mathrm{F1}$	$\left.\begin{matrix}\mathbf{U}_3\\ \mathbf{U}_2\\ \mathbf{U}_1\end{matrix}\right\}\mathrm{F2}$	$\left.\begin{matrix}\mathbf{U}_3\\ \mathbf{U}_2\\ \mathbf{U}_7\end{matrix}\right\}\mathrm{H}$
	$\left.\begin{matrix}\mathbf{U}_4\\ \mathbf{U}_7\\ \mathbf{U}_6\end{matrix}\right\}\mathrm{B1}$	$\left.\begin{matrix}\mathbf{U}_4\\ \mathbf{U}_5\\ \mathbf{U}_6\end{matrix}\right\}\mathrm{B2}$	$\left.\begin{matrix}\mathbf{U}_0\\ \mathbf{U}_5\\ \mathbf{U}_6\end{matrix}\right\}\mathrm{D}$	$\left.\begin{matrix}\mathbf{U}_0\\ \mathbf{U}_1\\ \mathbf{U}_6\end{matrix}\right\}\mathrm{E}$	$\left.\begin{matrix}\mathbf{U}_2\\ \mathbf{U}_1\\ \mathbf{U}_6\end{matrix}\right\}\mathrm{G2}$	$\left.\begin{matrix}\mathbf{U}_2\\ \mathbf{U}_7\\ \mathbf{U}_6\end{matrix}\right\}\mathrm{G1}$

Tabela 5.9: Resumo do processo de formação dos padrões reduzidos quando o vetor corrente está localizado no setor *III*.

formados somente por vetores ativos. Para magnitudes abaixo do valor indicado na Figura 5.52, os padrões sempre incluem um vetor nulo. Este valor corresponde a $2U_{vet}/3$ (U_{vet} está definido na Figura 4.12).

Analisando-se o critério para escolha de um tipo de padrão, descrito no parágrafo anterior sob enfoque vetorial, verifica-se que, no **enfoque por fase**, a partir da seleção de qual fase deve ser grampeada, é possível estabelecer uma **regra de formação** válida para todos os setores de corrente. Tal regra permite a geração de sinais modulantes que, utilizados num modulador baseado em portadora (ver subseção 5.10.3), fornecem os mesmos padrões da Figura 5.51.

5.10.5 Regra de formação de sinais modulantes para ibep

Estendendo-se o processo de geração de padrões reduzidos, dado pela expressão (5.79), para os demais padrões completos da Figura 5.50, é possível determinar a fase a ser grampeada e em qual intervalo (X ou Z) isto deve ocorrer. Por exemplo, as partes destacadas (por pequenos retângulos) nos padrões B1 e A em (5.79), indicam que as tensões nas fases *2* e *1* devem ser grampeadas em $+E/2$. Esta condição aponta para o grampeamento da fase *1* nos intervalos X_1 e Z_1 e da fase *2* em Z_2. Note-se que agora, com os padrões reduzidos, o vetor tensão aplicado no início de um período de modulação, não é necesariamente aquele mais próximo do vetor corrente. Aplicando-se o mesmo procedimento para os outros intervalos, pode-se definir a regra de formação dos sinais grampeados da seguinte maneira:

1) a referência senoidal correspondente à fase onde o sinal de corrente é diferente das outras duas, num determinado setor, deve ser grampeada nos intervalos em que tal referência tem maior valor absoluto e

2) nos intervalos restantes as referências grampeadas são aquelas de menor valor absoluto entre $U_{x_{ref}}$ e $U_{z_{ref}}$.

Assim, por exemplo, para os setores *I* e *IV*, nos quais a corrente de carga da fase *1* tem polaridade diferente das outras fases, a referência $U_{1_{ref}}(t)$ deve ser grampeada nos intervalos X_1, Z_3, Z_4 e X_6, porque nestes casos ela tem maior valor absoluto. O item 2) da regra estabelece que a mesma referência também é grampeada nos intervalos Z_1,

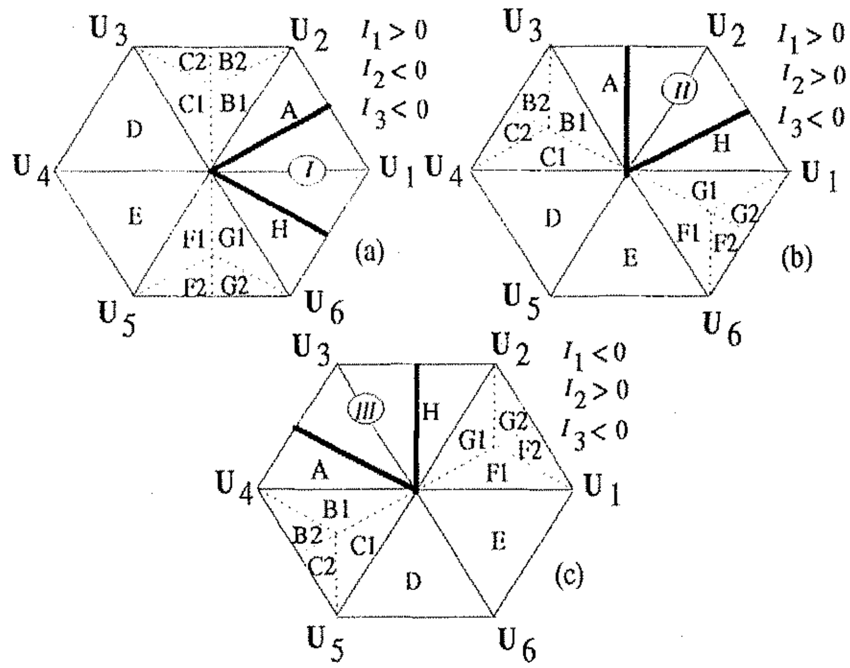


Figura 5.51: Regiões definidas no plano $\alpha\beta$ correspondentes à distribuição dos padrões reduzidos ao longo do período fundamental. Vetor corrente localizado: (a) no setor I, (b) no setor II e (c) no setor III. Em todos os casos o vetor tensão de referência $\mathbf{U}_{md}$ pode estar em qualquer posição.

X_3, X_4 e Z_6. Para os outros pares de setores o raciocínio é semelhante.

Usando-se o mesmo procedimento apresentado na Tabela 5.5, para definição do sinal lógico que deve ser associado a μ visando a geração dos sinais modulantes com as características descritas nos itens 1) e 2) acima, obtém-se as seqüências dadas na Tabela 5.10.

Observe-se que as seqüências na Tabela 5.10 não obedecem a simetria de 120° e reproduzem exatamente os sinais lógicos b_1, b_3 e b_2 (nessa ordem) definidos segundo a Figura 5.20a. Desse modo, resume-se na Tabela 5.11 a escolha de μ segundo a polaridade das correntes em cada fase.

Na Figura 5.53a mostra-se as referências grampeadas que devem ser comparadas com $U_{i_{rampa}}$ nos casos em que o vetor corrente se encontra no setor I ou no setor IV. As diferenças entre os padrões, em cada um desses dois setores, depende apenas das

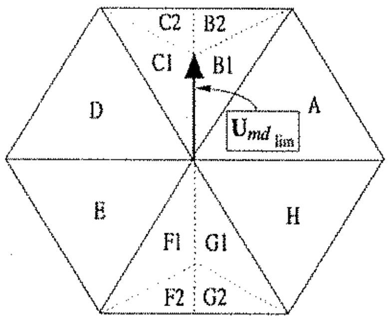


Figura 5.52: Valor limite de $\mathbf{U}_{md}$ a partir do qual o mesmo atinge as regiões onde são definidos os padrões formados apenas por vetores ativos.

	X_1	Z_1	Z_2	X_2	X_3	Z_3	Z_4	X_4	X_5	Z_5	Z_6	X_6
setores I e IV	d	$\overline{d}$	d	d	$\overline{d}$	d	$\overline{d}$	d	$\overline{d}$	$\overline{d}$	d	$\overline{d}$
setores II e V	$\overline{d}$	$\overline{d}$	d	$\overline{d}$	d	$\overline{d}$	d	d	$\overline{d}$	d	$\overline{d}$	d
setores III e VI	$\overline{d}$	d	$\overline{d}$	d	$\overline{d}$	$\overline{d}$	d	$\overline{d}$	d	$\overline{d}$	d	d

Tabela 5.10: Seqüencias dos sinais lógicos associados a μ para geração de sinais modulantes apropriados para ibep.

Setor de corrente	I_1	I_2	I_3	μ
I	$+$	$-$	$-$	b_1
II	$+$	$+$	$-$	b_3
III	$-$	$+$	$-$	b_2
IV	$-$	$+$	$+$	b_1
V	$-$	$-$	$+$	b_3
VI	$+$	$-$	$+$	b_2

Tabela 5.11: Seleção de μ de acordo com o setor de corrente.

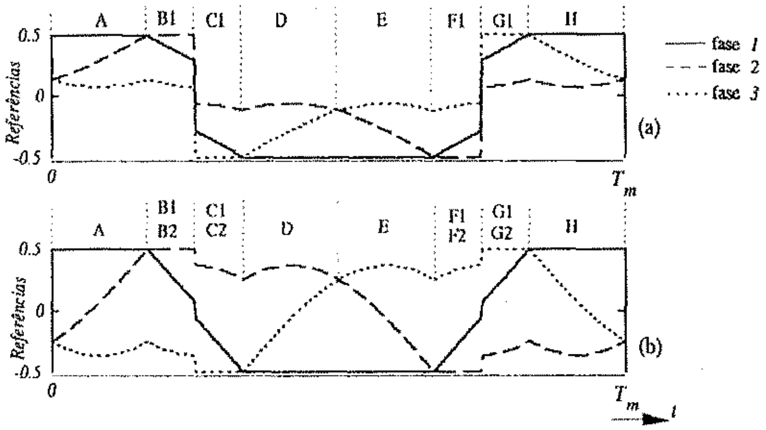


Figura 5.53: Sinais modulantes para inversores com barramento de entrada pulsado. (a) m = 0, 5. (b) m = 1. Vetor corrente nos setores *I* ou *IV*.

inclinações das portadoras em cada um deles. As curvas da Figura 5.53a foram obtidas para m = 0, 5. Como este valor do índice de modulação implica em $|\mathbf{U}_{md}| < |\mathbf{U}_{md_{\text{lim}}}|$, os padrões gerados incluem sempre um vetor nulo. Para as curvas da Figura 5.53b fez-se m = 1. Sendo este valor maior que $2\mathsf{m}_{\max}/3$ ($\simeq 0,77$), i.e, $|\mathbf{U}_{md}| > |\mathbf{U}_{md_{\text{lim}}}|$, verifica-se também a ocorrência de padrões formados somente por vetores ativos, como B2, C2, F2 e G2.

5.10.6 Determinação do limite entre as regiões de utilização dos padrões reduzidos para ibep

A distribuição dos diversos tipos de padrões reduzidos apresentada em Malesani *et alii* [36] e reproduzida na Figura 5.51, segue, conforme já discutido (enfoque por fase), a condição intrínseca ditada pelo conceito de STO: em cada STO, independentemente do tipo de técnica de MLP e do tipo de inversor, só podem ser grampeadas as referências $U_x(t)$ ou $U_z(t)$. Entretanto, na mencionada referência não se discute a definição dos limites entre as regiões de utilização dos padrões reduzidos. Nesta seção, deduz-se a equação que define o limite (fronteira) entre as regiões referentes aos padrões B1 e B2. O procedimento aqui descrito pode ser estendido aos outros casos.

Para ilustrar que a especificação – se tipo 1 ou 2 – dos padrões B, C, F e G depende

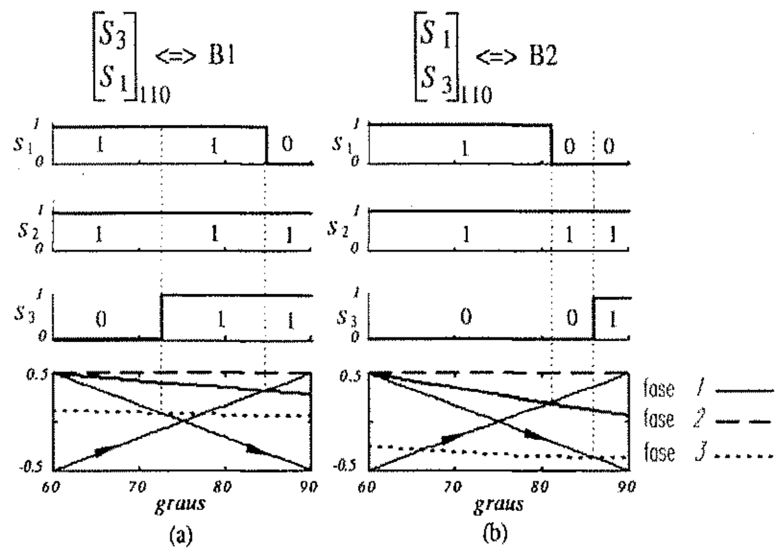


Figura 5.54: Esquema de geração dos padrões B1 e B2 pela técnica baseada em portadora. (a) m $= 0,5$. (b) m $= 1$. Vetor corrente no setor I.

do valor do índice de modulação, mostra-se na Figura 5.54a o processo de comparação entre as três portadoras (rampas) e os sinais modulantes no trecho correspondente aos padrões tipo B – trecho de 60° a 90°(ver Figura 5.53a). Visto que se considera o vetor corrente no setor I, a rampa que intercepta a fase *1* é ascendente ($\nearrow$) e as rampas correspondentes às fases *2* e *3* são descendentes ($\searrow$) (a fase *2* está grampeada). Os pontos de interseção (rampas-sinais modulantes) assinalam as transições das funções de chaveamento S_3 e S_1 respectivamente, resultando no padrão $(S_3S_1)^T_{110}$, o qual é representativo da região B1 (ver parte superior da Figura 5.54a). Para geração do padrão B2, mostra-se, na Figura 5.54b, a interseção do mesmo conjunto de rampas com os sinais modulantes, agora, para m $= 1$. A representação do padrão B2 é dada por $(S_1S_3)^T_{110}$.

Os padrões B1 e B2 distinguem-se, portanto, apenas pela ordem em que as funções de chaveamento mudam de estado lógico. Desse modo, é pertinente assumir que o limite entre os dois tipos de padrão é definido, para cada valor de m, pelos instantes em que as transições nas funções de chaveamento são simultâneas. Em outras palavras, o limite entre as regiões B1 e B2 é definido quando a rampa ascendente encontra o sinal modulante distorcido da fase *1*, no mesmo instante (ângulo) em a rampa descendente intercepta o sinal modulante distorcido da fase *3*. Esta condição de interseções simultâneas só pode ocorrer se os referidos sinais modulantes tiverem sinais opostos. Por conseguinte, os valores de m e $\omega_m t$ que definem tal limite são soluções da equação 5.80

$$\begin{aligned} U^d_{1_{ref}}(t) &= -U^d_{3_{ref}}(t) \\ \text{ou} \quad U_{1_{ref}}(t) + u_{no}(t) &= -\left(U_{3_{ref}}(t) + u_{no}(t)\right) \end{aligned} \tag{5.80}$$

onde $U^d_{1_{ref}}(t)$ e $U^d_{3_{ref}}(t)$ representam os sinais modulantes distorcidos das fases *1* e *3* respectivamente.

Visto que, no intervalo considerado dos sinais modulantes, a fase *2* está grampeada no barramento positivo da entrada E, tem-se que

$$u_{no}(t) = -U_{2_{ref}} + 0.5. \tag{5.81}$$

Substituindo-se (5.81) na equação (5.80) e explicitando-se as referências senoidais $U_{i_{ref}}(t)$ $(i = 1, 2, 3)$, obtém-se

$$\begin{aligned} U_{1_{ref}}(t) - U_{2_{ref}}(t) + 0,5 &= -\left(U_{3_{ref}}(t) - U_{2_{ref}}(t)\right) - 0,5 \\ \frac{\mathsf{m}\sqrt{3}}{2}\cos(\omega_m t + \pi/6) + 0,5 &= \frac{\mathsf{m}\sqrt{3}}{2}\mathrm{sen}\omega_m t - 0,5 \end{aligned}$$

Desenvolvendo-se a expressão acima, encontra-se

$$\mathsf{m} = \frac{2}{3\,\mathrm{sen}(\omega_m t - \pi/6)} \tag{5.82}$$

ou

$$\omega_m t = \mathrm{arcsen}\left(\frac{2}{3\,\mathsf{m}}\right) + \pi/6. \tag{5.83}$$

Nas expressões dadas em (5.82) e (5.83), os ângulos variam na faixa $\pi/3 \leq \omega_m t \leq \pi/2$, ou seja, no intervalo correspondente à região onde os padrões B1 e B2 são especificados. Desde que, tais ângulos definem, para cada m, o limite entre as áreas de aplicação desses dois tipos de padrão, eles são aqui designados φ_{lim} $(= \omega_m t)$. Substituindo-se $\varphi_{\mathrm{lim}} = \pi/3$ na equação (5.82), encontra-se $\mathsf{m} = 4/3 = 1,33$. Este valor, que está

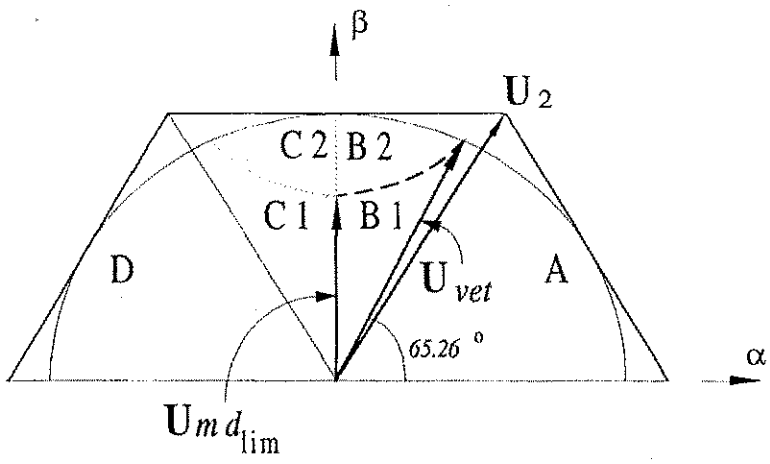


Figura 5.55: Diagrama mostrando, no plano $\alpha\beta$, a curva (linha tracejada) que divide as regiões referentes aos padrões B1 e B2. Vetores de referência, $\mathbf{U}_{md}$, com magnitude maior que $|\mathbf{U}_{md_{\rm lim}}|$ e menor ou igual a $|\mathbf{U}_{vet}|$, acarretam a geração de padrões do tipo B2.

acima da faixa linear de variação do índice de modulação, corresponde, de acordo com a equação (4.16), a um vetor tensão de módulo igual ao de um vetor ativo de tensão, no caso $\mathbf{U}_2$. Para $\varphi_{\rm lim} = \pi/2$, encontra-se $\mathsf{m} = \frac{4}{3\sqrt{3}} \simeq 0,77$, que é o índice de modulação correspondente a $\mathbf{U}_{md_{\rm lim}}$. Estes dois vetores, $\mathbf{U}_2$ e $\mathbf{U}_{md_{\rm lim}}$, correspondentes aos extremos (teóricos) da faixa de variação de $\varphi_{\rm lim}$, estão ilustrados na Figura 5.55. Entretanto, devido ao fato de que a operação linear do inversor estabelece $\mathsf{m}_{\rm max} = 1,154$ ($\mathbf{U}_{md} = \mathbf{U}_{vet}$), obtém-se, pela substituição deste valor em 5.83), que $\varphi_{\rm lim} = 1,14$ rad ($65,26°$).

Mostra-se na Figura 5.55, os dois pontos extremos – assinalados pelas extremidades dos vetores $\mathbf{U}_{md_{\rm lim}}$ e $\mathbf{U}_{vet}$ – da curva (tracejada) que divide as regiões B1 e B2. Esta curva, gráfico da equação (5.83) para $0,77 < \mathsf{m} \leq 1,154$, é mostrada na Figura 5.56. Por exemplo, para $\mathsf{m} = 1$, obtém-se que $\varphi_{\rm lim} = 71,81°$. É a partir desse ângulo que a

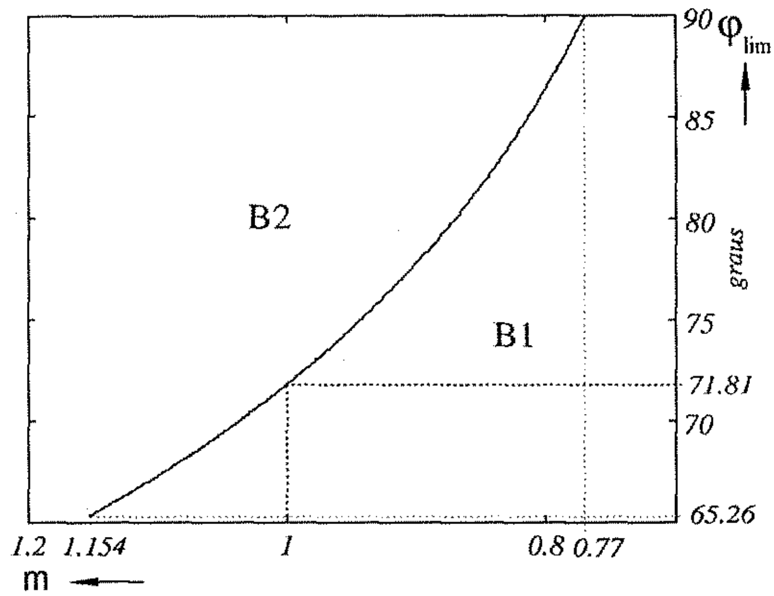


Figura 5.56: Curva que estabelece a fronteira entre as regiões referentes aos padrões B1 e B2.

extremidade do vetor de referência $\mathbf{U}_{md}$ (relativo a $\mathsf{m} = 1$) ultrapassa a fronteira entre as regiões B1 e B2. Considera-se $\mathbf{U}_{md}$ girando no sentido anti-horário.

No modulador baseado em portadora, cujos sinais modulantes estão mostrados na Figura 5.53, a passagem de padrão para outro é determinada, pelo próprio perfil desses sinais, quando são interceptados pelas portadoras. No caso do enfoque vetorial, utilizado em Malesani *et alii* [36], é necessário um teste para verificar se o vetor $\mathbf{U}_{md}$ atingiu uma das regiões onde os padrões são formados apenas por vetores ativos.

5.11 Técnica de MLP baseada nos sinais modulantes para **ibep**

Um dos objetivos desta seção é mostrar, usando-se o valor RMS como critério de desempenho, que o comportamento das amplitudes dos desvios de corrente no caso de ibep, pode ser descrito pelas técnicas de MLP estudadas na subseção 5.7.4 – Caso da Modulação Descontínua.. Tal constatação, juntamente com os resultados da seção 5.9, onde foi discutido o "ajuste" dos intervalos de grampeamento aos picos das correntes de fase, permitem especular sobre a possibilidade de uma estratégia de MLP, baseada em sinais modulantes como os da Figura 5.53, substituir aquela baseada nos sinais modulantes mostrados na seqüência de Figuras 5.42, 5.43 e 5.44. Neste sentido, os resultados aqui apresentados apontam para uma resposta afirmativa a tal indagação.

5.11.1 Valor RMS das amplitudes dos desvios de corrente no caso de sinais modulantes para ibep

Na Tabela 5.11, mostra-se, para cada um dos três pares de setores de corrente $I-IV$, $II-V$ e $III-VI$, qual a fase cuja corrente possui sinal diferente das outras duas. Desde que, a soma das correntes de fase é nula (neutro da carga desconectado), a corrente com polaridade diferente é aquela que passa por um pico (positivo ou negativo) num dado setor. Assim, por exemplo, nos setores II e V, a corrente da fase *3* passa, respectivamente, pelo pico negativo e positivo.

Conforme já discutido na seção 5.10, os sinais modulantes para ibep acarretam o *não* chaveamento de uma das fases durante dois intervalos que totalizam 2/3 do período fundamental. Adicionalmente, a fase não chaveada, neste caso, corresponde àquela onde a corrente passa por um pico. Os conjuntos de sinais de referência, onde se verificam essas características de grampeamento de fase, para cada um dos pares de setores de corrente citados acima, está mostrado na Figura 5.57.

Visando o estudo do comportamento das amplitudes dos desvios de corrente de fase, provocados pelo uso dos sinais de referência mostrados na Figura 5.57 em moduladores baseados em portadora, retoma-se a equação (5.49). Por conveniência, a mesma é repetida a seguir:

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} \delta i_\alpha \\ \delta i_\beta \end{bmatrix} &= -\frac{\sqrt{\frac{2}{3}}}{\mathsf{E}\,L\,f_{ch}} \mathrm{M} \begin{bmatrix} \varepsilon_1^2(t) \\ \varepsilon_2^2(t) \\ \varepsilon_3^2(t) \end{bmatrix} \\
\delta i_{\alpha\beta}^2 &= \delta i_\alpha^2 + \delta i_\beta^2
\end{aligned}$$

Agora, devido as características dos sinais $\varepsilon_i(t)$, $i = 1, 2, 3$, os mesmos devem ser observados durante $T_m/2$. Calculando-se, numericamente, os valores de $\delta i_{\alpha\beta}^2$ nesse

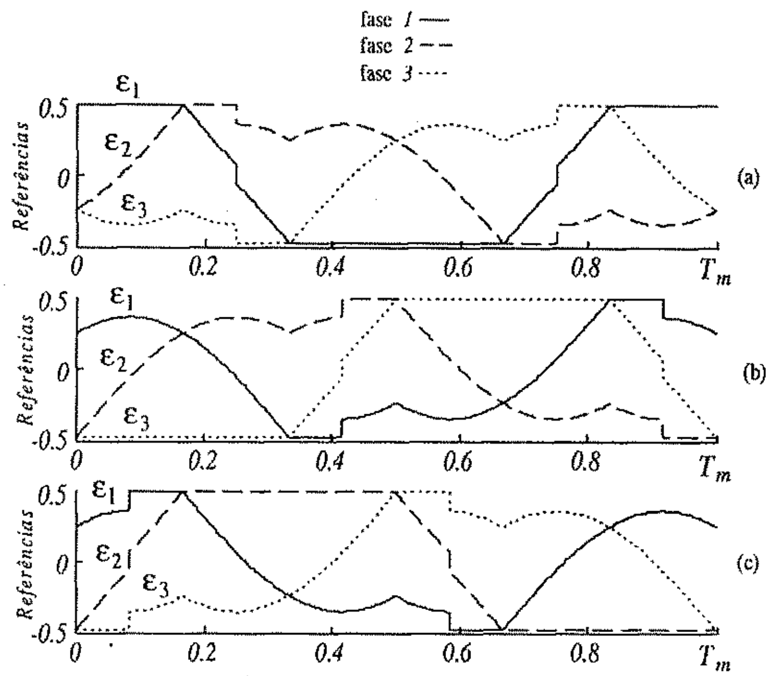


Figura 5.57: (a) Sinais modulantes para os casos em que o vetor corrente está localizado no setor I ou no setor IV ($\mu = b_1$). (b) Idem para os casos em que o vetor corrente está no setor II ou no setor V ($\mu = b_3$). (c) Idem para os casos em que o vetor corrente está no setor III ou no setor VI ($\mu = b_2$). Em todos os casos $\mathsf{m} = 1$.

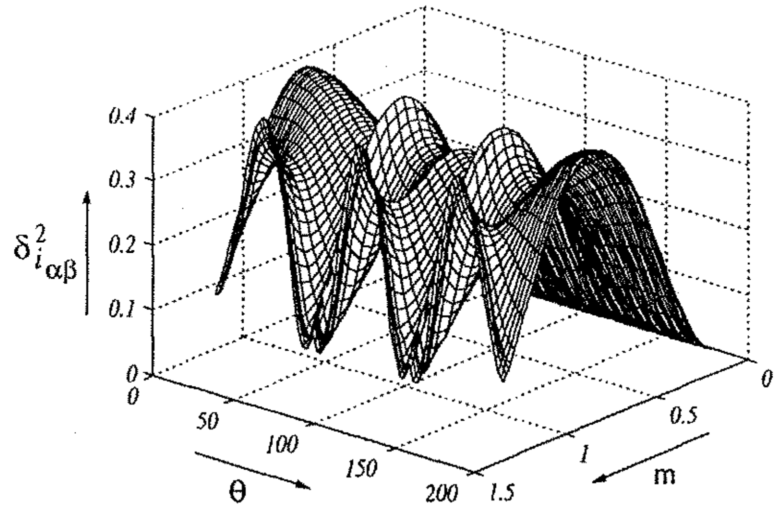


Figura 5.58: Comportamento de $\delta i^2_{\alpha\beta}$ no caso dos sinais modulantes gerados com $\mu = b_1$. Considera-se $0 \leq \theta \leq 180°$ e $0 \leq \mathsf{m} \leq 1,154$.

intervalo, constrói-se, para os sinais $\varepsilon_i(t)$ nas Figuras 5.57a-c, os gráficos mostrados nas Figuras 5.58, 5.59 e 5.60, respectivamente.

Verifica-se, para cada uma destas últimas figuras que o comportamento de $\delta i^2_{\alpha\beta}$ pode ser descrito em função das técnicas de MLP denominadas $\boxed{\mu\_00}$, $\boxed{\mu\_11}$ e $\boxed{\mu\_10}$, cujos valores de $\delta i^2_{\alpha\beta}$ estão ilustrados nas Figuras 5.32a-b e 5.33b. Por exemplo, na Figura 5.58 distingue-se, para cada um dos três intervalos de 60°, que a mesma possui as características das técnicas $\boxed{\mu\_00}$, $\boxed{\mu\_10}$ e $\boxed{\mu\_11}$ respectivamente. Nos outros dois casos, Figuras 5.59 e 5.60, as combinações das técnicas de MLP são: $\boxed{\mu\_11}$, $\boxed{\mu\_00}$, $\boxed{\mu\_10}$ e $\boxed{\mu\_10}$, $\boxed{\mu\_11}$, $\boxed{\mu\_00}$ respectivamente. Visto que, as curvas de $\delta i^2_{\alpha\beta}$ são as mesmas, a menos de suas posições relativas no intervalo (de integração) de 180°, o valor RMS de $\delta i^2_{\alpha\beta}$ é o mesmo nos três casos. Assim, efetuando-se a integração (método numérico),

$$i^2_{RMS} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \delta i^2_{\alpha\beta} \, d\theta, \tag{5.84}$$

obtém-se o valor RMS das amplitudes dos desvios de corrente relativo aos sinais de referência mostrados na Figura 5.57.

Para efeito de comparação, mostra-se na Figura 5.61 o gráfico de i^2_{RMS} calculado pela equação (5.84), juntamente com aqueles da Figura 5.34. Desde que, nos conjuntos

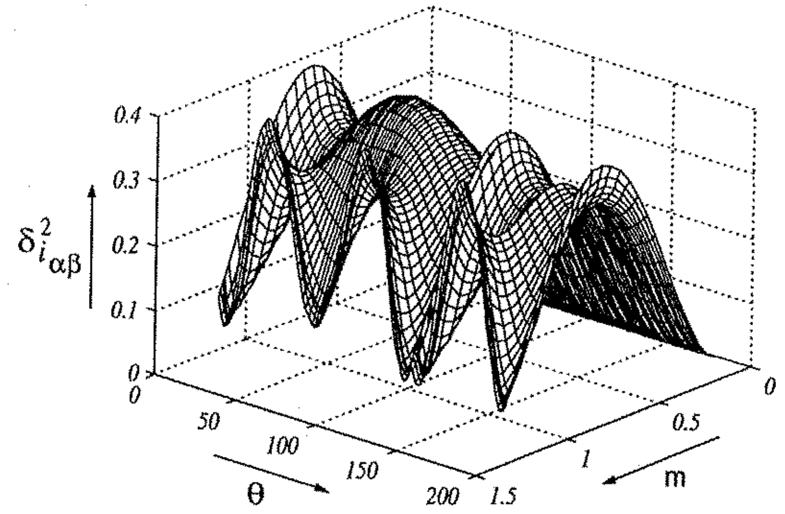


Figura 5.59: Comportamento de $\delta i^2_{\alpha\beta}$ no caso dos sinais modulantes gerados com $\mu = b_3$. Considera-se $0 \leq \theta \leq 180°$ e $0 \leq \mathsf{m} \leq 1,154$.

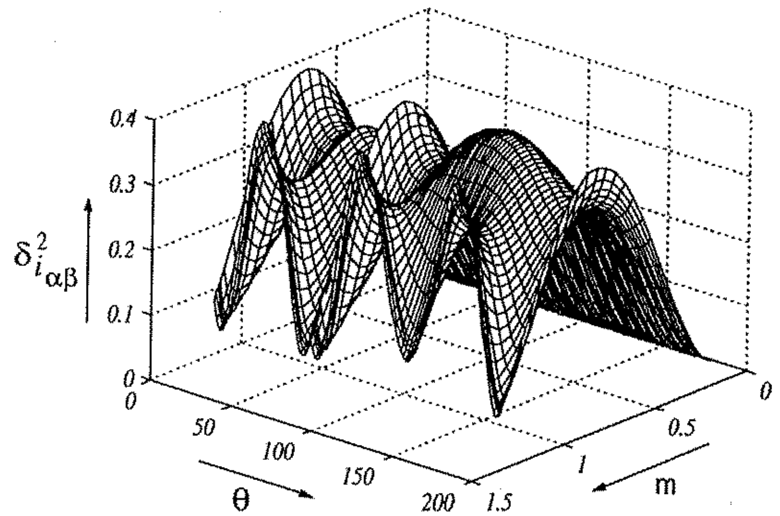


Figura 5.60: Comportamento de $\delta i^2_{\alpha\beta}$ no caso dos sinais modulantes gerados com $\mu = b_2$. Considera-se $0 \leq \theta \leq 180°$ e $0 \leq \mathsf{m} \leq 1,154$.

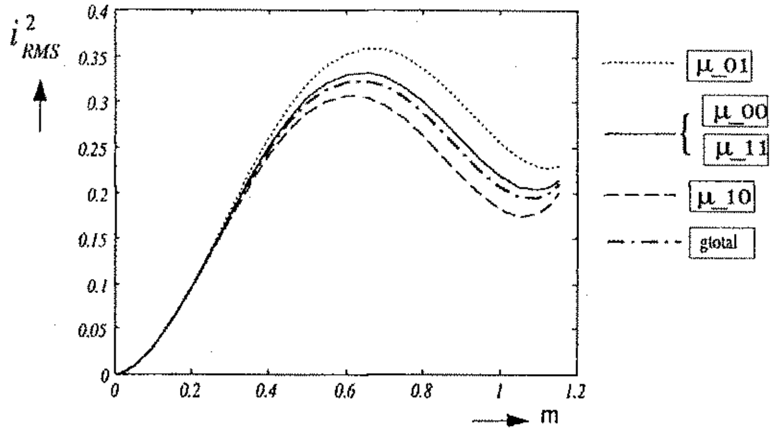


Figura 5.61: Comparação entre os valores RMS referentes às técnicas de MLP usuais da modulação descontínua e a técnica que implica no grampeamento total de uma das fases (técnica $\boxed{\text{gtotal}}$).

de sinais modulantes mostrados nas Figuras 5.57a-c, verifica-se o grampeamento das fases *1*, *3* e *2* durante todo o tempo em que as mesmas são passíveis de serem grampeadas ($\frac{2T_m}{3}$), a técnica de MLP associada a tais sinais modulantes é aqui denominada $\boxed{\text{gtotal}}$ (grampeamento total).

5.11.2 Comparação entre a técnica de MLP $\boxed{\text{gtotal}}$ e aquela descrita na seção 6.8

Neste tópico, discutem-se os pontos que permitem estabelecer a comparação entre a técnica de MLP $\boxed{\text{gtotal}}$ e aquela descrita na seção 5.9. Este estudo tem a finalidade de mostrar que, sob alguns aspectos (e.g. implementação), a técnica $\boxed{\text{gtotal}}$ é mais vantajosa. Uma análise mais rigorosa, pelos critérios de desempenho da DHT e do valor RMS, dos sinais MLP gerados por essa técnica, ainda são necessários para se decidir se ela é, ou não, globalmente melhor que a técnica apresentada na seção 5.9. Outro ponto que deve ser levado em consideração, nessa etapa conclusiva do estudo comparativo entre as duas técnicas de MLP, é o fato de que os sinais modulantes da técnica $\boxed{\text{gtotal}}$ (Figura 5.57) foram originalmente definidos para inversores com barramento de entrada pulsado, cujos intervalos de oscilação coincidem com os instantes de descontinuidade das portadoras dente-de-serra. Qual a influência dessas transições das portadoras no caso do inversor com barramento de entrada fixo, é uma questão que também precisa ser averiguada. Seguem-se os comentários, a partir dos quais é possível comparar as duas técnicas de MLP aqui consideradas.

- Os sinais de referência relativos à técnica de MLP $\boxed{\text{gtotal}}$ não guardam entre si a simetria de 120°. Por outro lado, isto se verifica nos sinais de referência relativos à técnica baseada na defasagem entre tensão e corrente de fase (seção 5.9). Por isso, neste caso, os sinais de referência são modificados continuamente de acordo com a defasagem Φ_{V-I}, porém o intervalo total de grampeamento numa dada fase permanece constante ($= T_m/3$), conforme se verifica na seqüência de Figuras 5.42, 5.43 e 5.44. No caso da técnica de MLP $\boxed{\text{gtotal}}$, as referências são modificadas somente na passagem de um setor de corrente para outro.

- Usando-se o mesmo procedimento exposto na subseção 5.11.1, é possível mostrar que todos os sinais modulantes (modificados) da seqüência de figuras acima mencionada, têm curvas de i^2_{RMS} que se distribuem ao longo da faixa delimitada pelas curvas relativas às técnicas $\boxed{\mu\_01}$ e $\boxed{\mu\_10}$. Note-se que, para $\Phi_{V-I} = 0°$, a técnica $\boxed{\mu\_01}$ é mais adequada (Figura 5.42a), conforme Φ_{V-I} vai evoluindo, passa-se pela técnica $\boxed{\mu\_00}$ (Figuras 5.42c-d e 5.43a) até $\Phi_{V-I} = 90°$, onde a técnica $\boxed{\mu\_10}$ é utilizada (Figura 5.43c). A partir desse ponto, com o aumento de Φ_{V-I}, a técnica selecionada é a $\boxed{\mu\_11}$ (Figuras 5.44a-c), que apresenta valores de i^2_{RMS} iguais ao da técnica $\boxed{\mu\_00}$. Quando $\Phi_{V-I} = 180°$, retorna-se à técnica $\boxed{\mu\_01}$ (Figura 5.44e), agora aplicada quando a corrente de fase tem polaridade oposta àquela mostrada na Figura 5.42a. Para a técnica de MLP $\boxed{\text{gtotal}}$, a curva de i^2_{RMS} (Figura 5.61) é a mesma para todos os casos mostrados na Figura 5.57, visto que, tais sinais modulantes incluem (ver subseção 5.11.1) combinações de três técnicas: $\boxed{\mu\_00}$, $\boxed{\mu\_11}$ e $\boxed{\mu\_10}$

Do primeiro item acima, conclui-se que a técnica de MLP $\boxed{\text{gtotal}}$ requer uma estrutura mais simples para tratar as informações sobre as correntes de fase. Apenas a detecção do sinal da corrente em cada fase é suficinte para implementação da referida

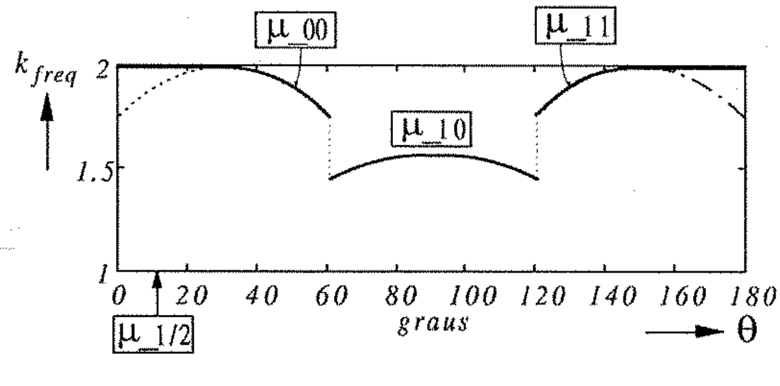


Figura 5.62: Comportamento do fator de aumento da freqüência de chaveamento, k_{freq}, no caso da técnica de MLP $\boxed{\text{gtotal}}$ (traço cheio).

técnica. No caso da técnica da seção 5.9, é necessária a medição da defasagem entre tensão e corrente de fase. Além disso, tal medição deve ser feita continuamente, acompanhando a evolução do vetor corrente. Na outra técnica, a mudança dos sinais de referência é efetuada apenas na passagem de um setor de corrente para outro, ou seja, cada um dos três conjuntos de referências mostrados na Figura 5.57 é utilizado durante 1/6 do período fundamental.

Os comentários do segundo item, referem-se à comparação, entre as duas técnicas em discussão, relativa ao índice de desempenho i_{RMS}^2. Desde que, para execução dessas técnicas, utiliza-se a informação sobre a polaridade das correntes de fase, tal comparação deve ser efetuada considerando-se o comportamento do fator de aumento da freqüência de chaveamento, k_{freq}, definido pela equação (5.72). Devido a característica de grampeamento total da técnica de MLP $\boxed{\text{gtotal}}$ e tomando-se como base os resultados apresentados nas Figuras 5.58, 5.59 e 5.60, o comportamento de k_{freq} em tal técnica é, em princípio, como mostrado na Figura 5.62. Conforme pode ser observado, a curva em traço cheio, nesta figura, é composta por trechos referentes às técnicas $\boxed{\mu\_00}$, $\boxed{\mu\_10}$ e $\boxed{\mu\_11}$ (cf. Figura 5.39). Deve-se ressaltar que, estas observações necessitam, ainda, de um tratamento analítico, também devido à técnica da seção 5.9, para conclusão do estudo comparativo entre as técnicas de MLP aqui abordadas.

5.12 Conclusão

Praticamente todos os sinais modulantes distorcidos, apresentados na literatura, são estudados neste capítulo. A expressão genérica que descreve o comportamento dos mesmos, em função da razão de distribuição, é deduzida passo-a-passo. Mesmo tratamento é dado à demonstração de que os tempos de aplicação dos vetores ativos podem ser calculados pela diferença entre as refrências senoidais. Visando o projeto de moduladores de alto desempenho, que incluem técnicas das modulações contínua e descontínua, efetua-se um estudo comparativo das mesmas por intermédio do valor RMS da amplitude dos desvios de corrente de fase. Um novo procedimento para obtenção das expressões que definem tal valor RMS para cada técnica é apresentado. A descrição de sinais modulantes para uso em inversores com barramento de entrada pulsado é também inovadora.

Capítulo 6

Implementação de moduladores MLP para inversores fonte de tensão

6.1 Introdução

Os circuitos moduladores MLP aqui apresentados estão divididos em dois grupos: **1**- moduladores baseados em portadora e **2**- moduladores baseados em contadores programáveis.

De acordo com as características de geração dos sinais modulantes, destacam-se dois tipos de circuitos no grupo **1**:

- **a**- circuitos nos quais a componente de seqüência nula é diretamente sintetizada e somada às referências senoidais para geração dos sinais modulantes (subseção 6.2.1) e

- **b**- circuitos que incluem a especificação da razão de distribuição, μ, para geração da componente de seqüência nula correspondente (subseção 6.2.2).

Na subseção 6.2.3 descreve-se o modulador para comando de inversores com barramento de entrada pulsado. Na subseção 6.2.4, apresenta-se o modulador, pertencente

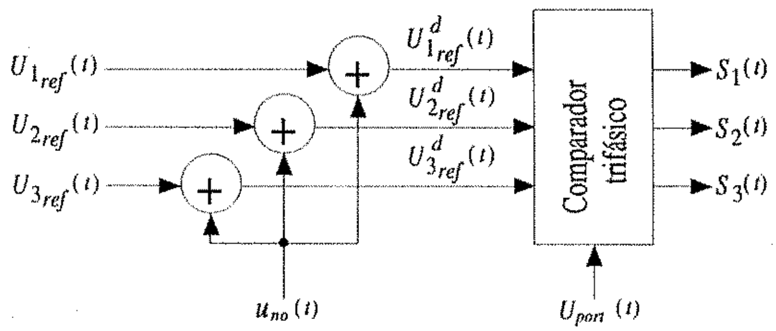


Figura 6.1: Modulador MLP analógico com sinais modulantes distorcidos pela adição de componentes de seqüência nula, u_{no}.

ao grupo **1**, projetado para implementação na forma de um circuito integrado de aplicação específica.

Os moduladores do grupo **2** são tratados na seção 6.3.

6.2 Moduladores MLP baseados em portadora

6.2.1 Moduladores MLP do grupo 1a

Os moduladores do grupo **1a** são os de implementação mais simples. De fato, o circuito aqui considerado, difere do comparador trifásico ilustrado na Figura 2.6, apenas no que se refere à substituição das referências senoidais por referências distorcidas, conforme mostrado na Figura 6.1.

Nos moduladores do grupo **1a**, consideram-se os casos em que é mais viável a geração direta da componente de seqüência nula, $u_{no}(t)$, sem passar pela especificação da razão de distribuição. Como primeiro exemplo dessa condição tem-se $u_{no}(t)$ representando as componentes de 3º harmônico (ver equação 5.4). Outro exemplo, estudado com detalhes na subseção 5.5.2, refere-se ao modulador que implementa a modulação vetorial simétrica a partir de $u_{no}(t)$ dada por uma onda triangular (ver equação 5.31).

6.2.2 Moduladores MLP do grupo 1b

Nos moduladores do grupo **1b** a componente $u_{no}(t)$ é sintetizada a partir da especificação da razão de distribuição μ. Diferentemente dos moduladores do grupo **1a**, inclui-se aqui os casos em que μ pode ser representada por sinais lógicos, e.g., $\mu = c(t)$.

Para a geração de $u_{no}(t)$ utiliza-se a equação (5.19), o que implica na identificação, a cada STO, das referências senoidais correspondentes a $U_{x_{ref}}(t)$ e $U_{z_{ref}}(t)$.

Reportando-se à Figura 3.3, verifica-se que tal identificação pode ser realizada por intermédio dos sinais lógicos $a_i(t)$ $(i = 1, 2, 3)$. Por exemplo, a referência senoidal da fase *1* corresponde a $U_{x_{ref}}(t)$ nos STOs - 1 e 6, e nestas situações os estados lógicos de $a_i(t)$ são $[1\ 1\ 0]^T$ e $[1\ 0\ 0]^T$ respectivamente (ver Figura 3.3b). Repetindo-se esse procedimento para as outras situações, é possível construir duas tabelas-verdade (Tabelas 6.1 e 6.2) onde as entradas são os sinais $a_i(t)$ e as saídas são os sinais lógicos M, N e P, usados como controle de chaves analógicas mostradas na Figura 6.2a. A primeira coluna em cada uma das Tabelas 6.1 e 6.2 mostra o STO correspondente às combinações das entradas $a_i(t)$, segundo a Figura 3.3.

Os sinais lógicos de controle M, N e P - associados respectivamente às fases *1*, *2* e *3* - que possuem subscrito x selecionam $U_{x_{ref}}(t)$, enquanto aqueles com subscrito z indicam qual das referências é $U_{z_{ref}}(t)$. Retomando-se o exemplo acima, $M_x = 1$, na Tabela 6.1 para as entradas 110 e 100 , indicando que a referência da fase *1* tem maior amplitude ($= U_{x_{ref}}(t)$) nos STOs - 1 e 6. A Tabela 6.2 é preenchida de modo similar. Exemplificando: $P_z = 1$ nos STOs - 1 e 2 onde $U_{3_{ref}}(t)$ é a menor das referências, o que corresponde às entradas 1 1 0 e 0 1 0 respectivamente (ver Figura 3.3b).

As expressões booleanas resultantes das Tabelas 6.1 e 6.2 são:

$$M_x = a_1\overline{a_3} \qquad N_x = \overline{a_1}a_2 \qquad P_x = \overline{a_2}a_3 \tag{6.1}$$

e

$$M_z = \overline{a_1}a_3 \qquad N_z = a_1\overline{a_2} \qquad P_z = a_2\overline{a_3}. \tag{6.2}$$

Note-se que a estrutura com as chaves analógicas, no circuito da Figura 6.2a ([3]), substitui, nos moduladores apresentados em [19], [26] e [7], a ponte retificadora a diodos, inserida em tais circuitos com a mesma função de selecionar $U_{x_{ref}}(t)$ e $U_{z_{ref}}(t)$. Nestes

	a_1	a_2	a_3	M_x	N_x	P_x
	0	0	0	X	X	X
STO-4	0	0	1	0	0	1
STO-2	0	1	0	0	1	0
STO-3	0	1	1	0	1	0
STO-6	1	0	0	1	0	0
STO-5	1	0	1	0	0	1
STO-1	1	1	0	1	0	0
	1	1	1	X	X	X

Tabela 6.1: Tabela-verdade que resume a seleção de $U_{x_{ref}}(t)$. X significa estado lógico irrelevante (*don't care*).

	a_1	a_2	a_3	M_z	N_z	P_z
	0	0	0	X	X	X
STO-4	0	0	1	1	0	0
STO-2	0	1	0	0	0	1
STO-3	0	1	1	1	0	0
STO-6	1	0	0	0	1	0
STO-5	1	0	1	0	1	0
STO-1	1	1	0	0	0	1
	1	1	1	X	X	X

Tabela 6.2: Tabela-verdade que resume a seleção de $U_{z_{ref}}(t)$.

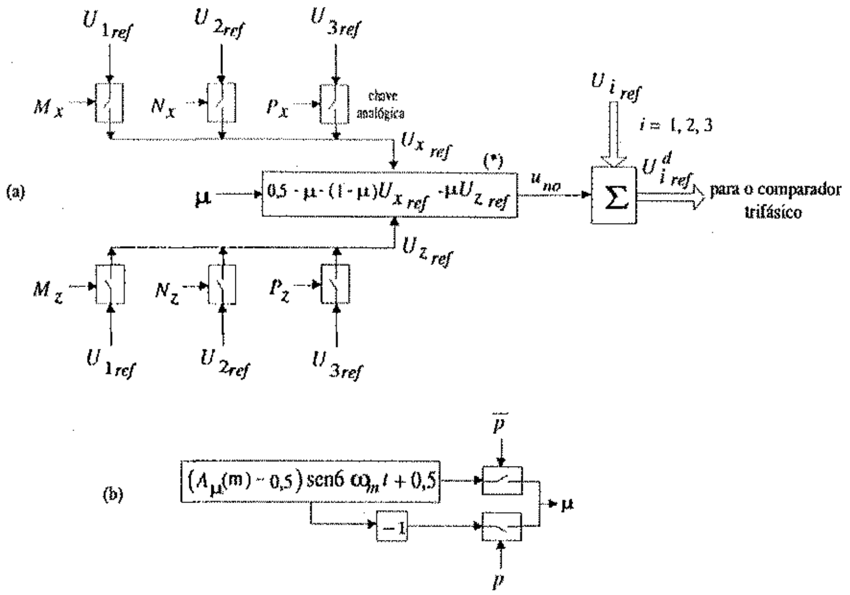


Figura 6.2: (a) Modulador MLP para sintetização de sinais modulantes com μ constante ou pulsada. (b) Circuito adicional para geração de sinais modulantes com μ senoidal.

dois últimos artigos os moduladores apresentados foram desenvolvidos especificamente para implementação da modulação vetorial simétrica.

Para qualquer função de μ na faixa $0 \leq \mu \leq 1$, o circuito da Figura 6.2a sintetiza o sinal modulante correspondente. Nessa versão genérica, apta, por exemplo, para a geração dos sinais modulantes da seqüência de Figuras 5.42, 5.43 e 5.44, o circuito não foi testado. De fato, apenas a sintetização da expressão de $u_{no}(t)$ (bloco marcado com (*) na Figura 6.2a) não foi realizada. A estrutura com as chaves analógicas, para seleção da referência senoidal adequada, foi devidamente testada na implementação de moduladores que realizam algumas das técnicas de MLP discutidas nas subseções 5.5.2 e 5.5.3, conforme descrito no tópico seguinte.

O circuito da Figura 6.2b serve para viabilizar a geração de sinais modulantes oriundos de μ senoidal (equação 5.25). O arranjo com as duas chaves analógicas controladas por $p(t)$ e $\overline{p(t)}$ garante o comportamento característico de μ, simétrico a cada intervalo de 60°, tal como pode ser observado na Figura 5.5. Este arranjo foi testado em simulação.

	a_1	a_2	a_3	M_y	N_y	P_y
	0	0	0	X	X	X
STO-4	0	0	1	0	1	0
STO-2	0	1	0	1	0	0
STO-3	0	1	1	0	0	1
STO-6	1	0	0	0	0	1
STO-5	1	0	1	1	0	0
STO-1	1	1	0	0	1	0
	1	1	1	X	X	X

Tabela 6.3: Tabela-verdade para seleção de $U_y(t)$. Ela é usada no projeto do modulador que implementa a modulação vetorial simétrica.

Implementação de moduladores MLP que constituem casos particulares do grupo 1b

Retomando-se a equação (5.19) verifica-se que, uma vez especificado o valor de μ, a componente comum $u_{no}(t)$ é formada por determinados trechos das referências senoidais. Desse modo, é possível a implementação de moduladores que constituem casos particulares daquele da Figura 6.2a, nos quais não é necessária a sintetização da expressão de $u_{no}(t)$ na fórma como ela se apresenta no bloco (*) da referida figura.

Por exemplo, no caso da modulação vetorial simétrica ($\mu = 0,5$), sabe-se que $u_{no_{vet}}(t) = U_{y_{ref}}(t)/2$ (equação 5.28). Portanto, o modulador específico para realização dessa técnica de modulação, deve, essencialmente, selecionar as referências senoidais que têm valor intermediário (onda pontilhada na Figura 5.12b). Usando-se procedimento análogo àquele que gerou as Tabelas 6.1 e 6.2, constrói-se a Tabela 6.3. Nela, as saídas M_y, N_y e P_y, respectivas às fases *1*, *2* e *3*, são feitas iguais a 1 apenas nas posições que assinalam a fase correspondente a $U_{y_{ref}}(t)$ num determinado STO.

Da Tabela 6.3 resulta que

$$M_y = \overline{a_1 \oplus a_3} \qquad N_y = \overline{a_1 \oplus a_2} \qquad P_y = \overline{a_2 \oplus a_3} \tag{6.3}$$

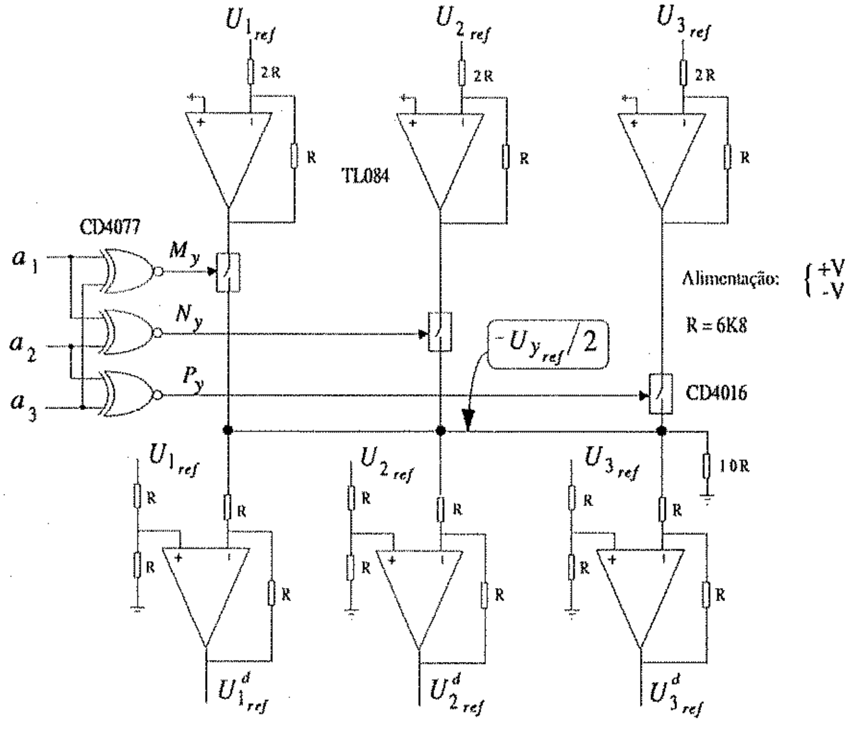


Figura 6.3: Circuito modulador específico para realização da modulação vetorial simétrica. Os amplificadores operacionais superiores fornecem a componente $u_{no}(t)$ que é selecionada pelo circuito combinacional à esquerda e então somada às referências senoidais pelos somadores na parte inferior do circuito.

ou

$$M_y = \overline{M_x + M_z} \qquad N_y = \overline{N_x + N_z} \qquad P_y = \overline{P_x + P_z},$$

usando-se os resultados das equações (6.1) e (6.2).

Na Figura 6.3 mostra-se o circuito detalhado do modulador específico para realização da modulação vetorial simétrica. Sua implementação baseia-se nos resultados da equação (6.3) e foi originalmente apresentada em Alves *et al.* [4]. Deste artigo, reproduz-se, na Figura 6.4, o resultado que mostra o sinal modulante distorcido (fase *1*) e a respectiva referência senoidal.

Outro exemplo de modulador específico, implementado para realização da técnica de MLP com $\mu = p(t)$, é mostrado na Figura 6.5. O projeto do mesmo, segue basicamente

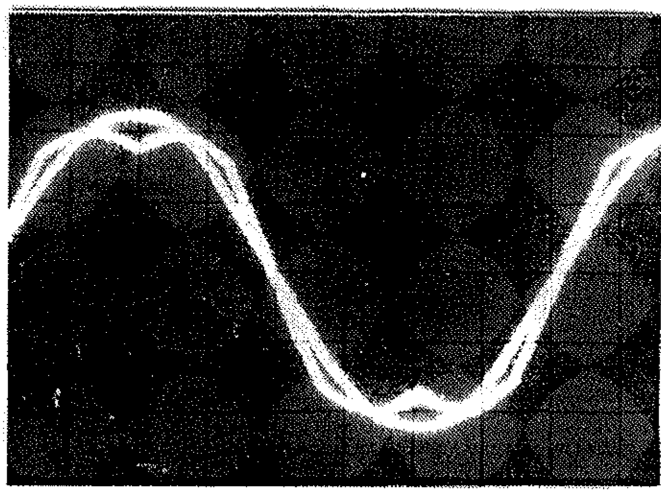


Figura 6.4: Sinal de referência distorcido gerado pelo circuito da Figura 7.3 e referência senoidal original.

o procedimento já discutido acima. Todavia, são necessárias algumas considerações, para se estabelecer a diferença entre os enfoques, teórico e prático, dados às expressões de $u_{no}(t)$, quando se trata de sinais modulantes grampeados.

Na Tabela 6.4 estão listadas, por STO, as expressões de $u_{no}(t)$, para cada valor de $p(t)$. Tais expressões resultam das equações (5.38) e (5.39).

Os termos $+\frac{1}{2}$ e $-\frac{1}{2}$ nas expressões da Tabela 6.4 representam, em simulação, que a excursão pico-a-pico da portadora tem valor normalizado igual a 1. Em outras palavras, esses termos indicam os valores normalizados dos dois níveis de grampeamento dos sinais modulantes distorcidos. Ainda no campo da simulação, os estados lógicos 0 e 1 da variável $p(t)$, são, eles próprios, como números, atribuídos à razão de distribuição μ.

Quando se trata da implementação do modulador em discussão, $p(t)$ é um sinal de tensão discreto, cujos estados lógicos 0 e 1 são definidos pelos níveis de tensão -V e +V respectivamente, conforme mostrado no topo da Figura 6.5. Estes valores, referentes à fonte de alimentação simétrica do circuito, determinam as tensões de grampeamento dos sinais modulantes (termos $-\frac{1}{2}$ e $+\frac{1}{2}$ na simulação) e, por conseguinte, os valores de pico da portadora triangular. Note-se que, o sinal de tensão $p(t)$, implementado, por

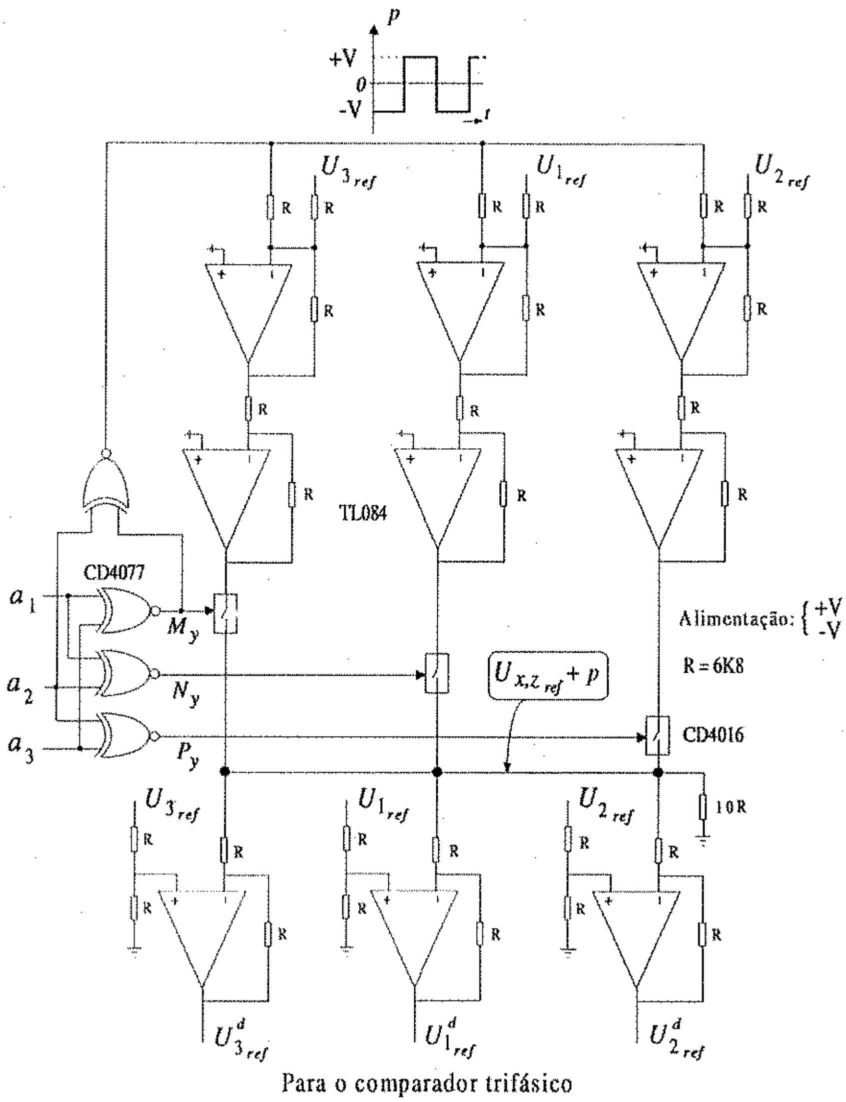


Figura 6.5: Circuito modulador específico para realização dos sinais modulantes com $\mu = p(t)$.

	$p(t)$	$u_{no}(t)$
STO-1	0	$-U_{1_{ref}}(t) + \frac{1}{2}$
STO-2	1	$-U_{3_{ref}}(t) - \frac{1}{2}$
STO-3	0	$-U_{2_{ref}}(t) + \frac{1}{2}$
STO-4	1	$-U_{1_{ref}}(t) - \frac{1}{2}$
STO-5	0	$-U_{3_{ref}}(t) + \frac{1}{2}$
STO-6	1	$-U_{2_{ref}}(t) - \frac{1}{2}$

Tabela 6.4: Tabela com as expressões das componentes de seqüência nula, $u_{no}(t)$, quando se considera $\mu = p(t)$.

conveniência, com portas $\overline{exclusive - or}$, tem expressão booleana equivalente àquela da variável lógica $p(t)$ (ver equação 3.3).

Uma vez definido o significado do termo constante das expressões de $u_{no}(t)$, nos aspectos teórico e prático, a seleção adequada das referências senoidais dispostas na Tabela 6.4, é feita com o auxílio da Tabela 6.5.

As expressões booleanas para as saídas da Tabela 6.5 são

$$M_{xz} = \overline{a_1 \oplus a_2} \qquad N_{xz} = \overline{a_2 \oplus a_3} \qquad P_{xz} = \overline{a_1 \oplus a_3}.$$

Visto que, $M_{xz} = N_y$, $N_{xz} = P_y$ e $P_{xz} = M_y$, utiliza-se no circuito da Figura 6.5, a mesma estrutura (ligações) usada no circuito da Figura 6.3 para controle das chaves analógicas. A única modificação consiste em reordenar a conexão das referências senoidais, conforme se verifica na parte superior do circuito da Figura 6.5.

Na Figura 6.6 mostram-se os sinais modulantes, gerados pelo circuito da Figura 6.5, relativos às fases *1* e *2*.

Em princípio, qualquer das técnicas de MLP com razão de distribuição pulsada, discutidas na subseção 5.5.3, pode ser implementada, tomando-se como base o procedimento de seleção das componentes de seqüência nula (construção de uma tabela-verdade) apresentado acima. A estrutura geral dos moduladores nos casos de μ pulsada, é mostrada na Figura 6.7. De fato, tal estrutura é adequada para geração de qualquer sinal modulante, no qual pode-se distinguir os trechos das referências senoidais que o formam.

	a_1	a_2	a_3	M_{xz}	N_{xz}	P_{xz}
	0	0	0	X	X	X
STO-4	0	0	1	1	0	0
STO-2	0	1	0	0	0	1
STO-3	0	1	1	0	1	0
STO-6	1	0	0	0	1	0
STO-5	1	0	1	0	0	1
STO-1	1	1	0	1	0	0
	1	1	1	X	X	X

Tabela 6.5: Tabela-verdade para seleção de $U_{x_{ref}}(t)$ nos STOs-1,3,5 e $U_{z_{ref}}(t)$ nos STOs-2,4,6 visando a geração de sinais modulantes com $\mu = p(t)$.

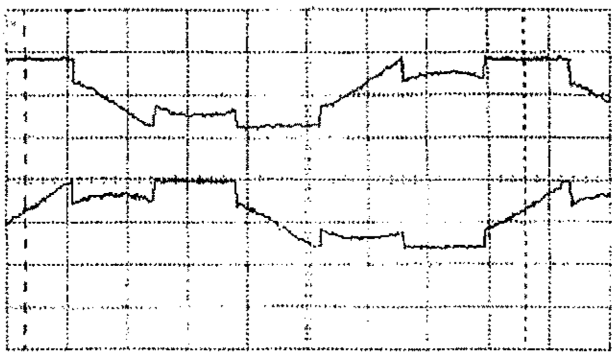


Figura 6.6: Sinais modulantes distorcidos gerados pelo circuito da Figura 7.5. Fase *1* - acima e fase *2* - abaixo.

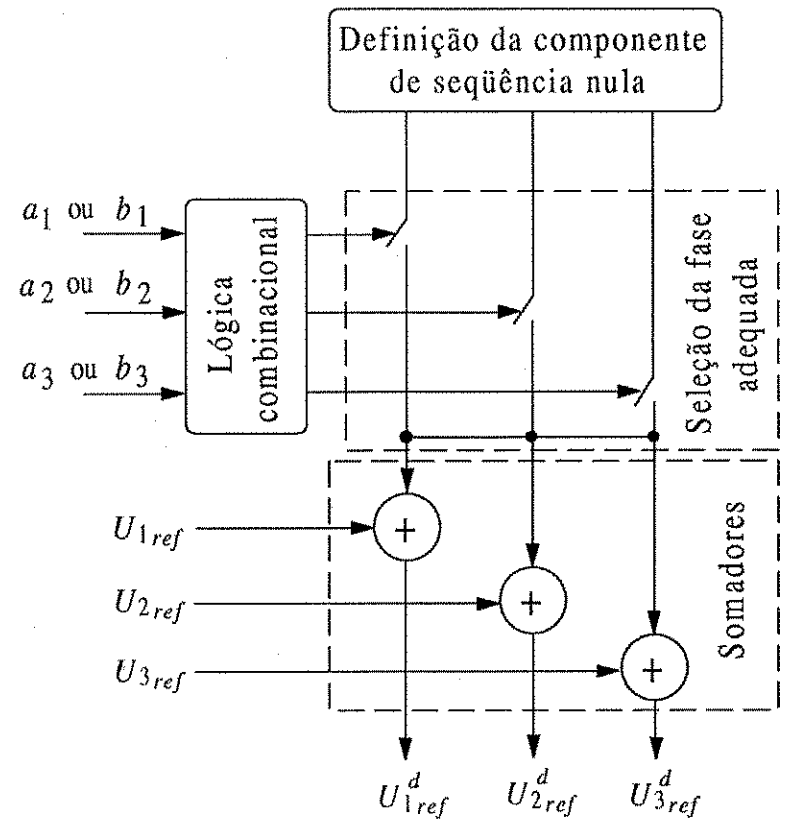


Figura 6.7: Diagrama básico para projeto de moduladores MLP específicos, que implementam as técnicas de modulação com razão de distribuição pulsada.

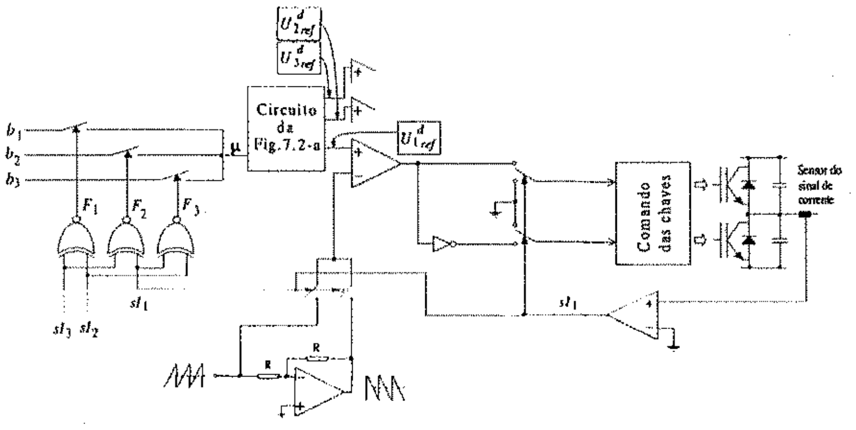


Figura 6.8: Estrutura básica (uma fase) do modulador baseado em portadora para uso em inversores com barramento de entrada pulsado.

6.2.3 Modulador MLP para comando de inversores com barramento de entrada pulsado

O comando de inversores com barramento de entrada pulsado deve levar em consideração a polaridade das correntes de fase do inversor. Em Malesani *et al.* [36], os autores dão ênfase ao projeto de um modulador, para efetuar tal comando, baseado na técnica da modulação vetorial. Todavia, naquele artigo, é feita a descrição de outro modulador, com a mesma finalidade, baseado em portadora. A partir da estrutura deste último, apresenta-se, na Figura 6.8, um modulador cujos sinais modulantes estão mostrados na Figura 5.57, por conseguinte, os padrões de chaveamento gerados são os mesmos do modulador baseado na técnica da modulação vetorial mencionado acima. Na referência [40] os sinais modulantes utilizados são aqueles da Figura 6.22.

A seleção dos sinais lógicos b_i ($i = 1,2,3$), necessários para geração dos sinais modulantes utilizados pelo modulador da Figura 6.8 ($\mu = b_i$), é feita por um circuito combinacional que resulta da sintetização da Tabela 6.6. As variáveis de entrada desta tabela, sI_1, sI_2, e sI_3, representam sinais lógicos que indicam a polaridade da corrente em cada fase.

	sI_1	sI_2	sI_3	F_1	F_2	F_3
	0	0	0	X	X	X
STO-4	0	0	1	0	0	1
STO-2	0	1	0	0	1	0
STO-3	0	1	1	1	0	0
STO-6	1	0	0	1	0	0
STO-5	1	0	1	0	1	0
STO-1	1	1	0	0	0	1
	1	1	1	X	X	X

Tabela 6.6: Tabela-verdade para seleção dos sinais lógicos b_1, b_2 e b_3, a partir das polaridades das correntes de fase, representadas pelos sinais lógicos $sI1$, sI_2 e sI_3.

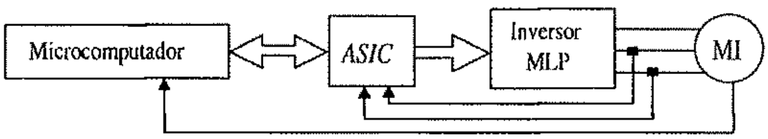


Figura 6.9: Diagrama em blocos de um sistema de acionamento de máquinas usando $ASIC$.

6.2.4 Especificação de um circuito integrado de aplicação específica ($ASIC$) para realização de um modulador MLP baseado em portadora

A principal finalidade do uso, em sistemas de acionamento de máquinas, de moduladores MLP na forma de circuitos integrados de aplicação específica (*Application-Specific Integrated Circuit* - $ASIC$), é diminuir o tempo de ocupação da UCP do microcomputador. Tarefas como a geração das funções de chaveamento são executadas pelo $ASIC$, na taxa requerida pelos atuais conversores de potência. O microcomputador executa basicamente o algoritmo de controle fornecendo ao $ASIC$ os valores desejados (referências) das tensões de saída do inversor. O diagrama em blocos de um sistema de acionamento de máquinas usando $ASIC$ está mostrado na Figura 6.9

O projeto do $ASIC$ proposto nesta tese, tem como ponto de partida a especificação

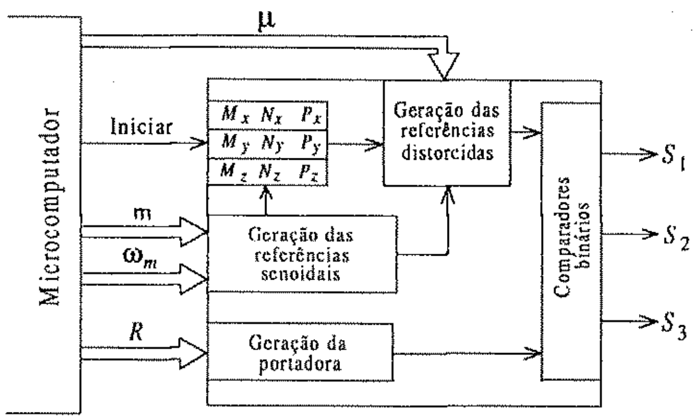


Figura 6.10: Diagrama em blocos do *ASIC* para implementação (genérica) de técnicas de MLP.

da equação (5.13) por intermédio das variáveis lógicas dadas em (6.1) e (6.2), resultando em

$$\begin{bmatrix} U^d_{1_{ref}}(t) \\ U^d_{2_{ref}}(t) \\ U^d_{3_{ref}}(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & M_x - \overline{M_x} & M_z - \overline{M_z} \\ 1 & N_x - \overline{N_x} & N_z - \overline{N_z} \\ 1 & P_x - \overline{P_x} & P_z - \overline{P_z} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (1-\tau_1-\tau_2)(1-2\mu) \\ \tau_1 \\ \tau_2 \end{bmatrix}. \tag{6.4}$$

Desde que, τ_1 e τ_2 podem ser calculados pela diferença entre as amostras das referências senoidais (não distorcidas) segundo a equação (5.17), a sintetização digital dos sinais distorcidos dados em (6.4), tem como bloco principal um multiplicador binário (12 *bits*). As referências senoidais, bem como a portadora triangular, são geradas a partir dos valores de m, ω_m e R, fornecidos pelo microcomputador, conforme ilustrado na Figura 6.10.

O desenvolvimento (ainda em andamento) do *ASIC* aqui descrito, resulta da cooperação entre o Laboratório de Eletrônica Industrial e Acionamento de Máquinas - LEIAM e o Laboratório de Instrumentação Eletrônica e Controle - LIEC, ambos pertencentes ao Departamento de Engenharia Elétrica da UFPB - Campus II.

A proposta de implementação de tal CI surgiu no âmbito do LEIAM, apoiada nos resultados, apresentados nesta tese, sobre a aplicação do conceito de razão de distribuição na sintetização generalizada das técnicas de MLP. Acredita-se que um

ASIC com tal flexibilidade é inédito. Em artigo publicado bem recentemente por Tzou e Hsu ([52]), o *ASIC* apresentado realiza apenas uma técnica de MLP, a qual é realizada pelo *ASIC* aqui proposto quando $\mu = 1$.

A interação LEIAM/LIEC – mais especificamente o grupo ligado à microeletrônica – teve como resultado inicial o relatório de Projeto e Pesquisa de um candidato ao doutorado por esse grupo. Nesse relatório [16], descreve-se o *ASIC* utilizando linguagem de alto nível tipo Verilog HDL. Atualmente, o trabalho está direcionado para a implementação de um protótipo desse *ASIC* usando-se *FPGA*.

6.3 Moduladores baseados em contadores programáveis

Os moduladores baseados em contadores programáveis (grupo **2**) estão tradicionalmente associados à modulação vetorial e são adequados para operação em sistemas de acionamento controlados por microcomputadores.

Nesta seção, apresenta-se inicialmente o procedimento básico para geração de funções de chaveamento usando-se contadores programáveis. Discute-se, brevemente, o problema da interdependência entre a freqüência de amostragem e a freqüência de chaveamento, inerente ao processo de carregamento dos atrasos programáveis nos contadores. Finalmente, apresenta-se o resultado de um estudo, recentemente publicado em Jacobina *et al.* ([30]), que estabelece formalmente a relação, por intermédio do parâmetro μ, entre os esquemas baseados em portadora e os esquemas baseados em contadores programáveis.

6.3.1 Procedimento básico para geração de funções de chaveamento usando-se contadores programáveis

Essencialmente, a modulação vetorial é uma técnica de MLP que permite, a cada amostragem das referências, o cálculo dos intervalos de aplicação dos vetores ativos, τ_1 e τ_2. Especificada a razão de distribuição μ, determinam-se os intervalos de roda-livre, τ_{01} e τ_{02}.

A estrutura básica que permite a transformação de tais intervalos em funções de chaveamento está ilustrada na Figura 6.11. Os atrasos programáveis N_1, N_2, e N_3, definidos em função de τ_{01}, τ_1 e τ_2, são números binários carregados em contadores digitais do tipo crescente/decrescente (*up/down*). O sinal lógico c/d, define o tipo de contagem da seguinte maneira

$$c/d = \begin{cases} 0 & \text{contagem decrescente } (down) \\ 1 & \text{contagem crescente } (up) \end{cases} . \tag{6.5}$$

Após o pulso de comando para carregamento (*load*) de N_1, N_2, e N_3 nos contadores , tem início o processo de geração de um padrão de chaveamento:

- 1) de acordo com o nível lógico especificado por c/d, os três contadores, acionados por um sinal de relógio de período $T_{relógio}$, efetuam suas respectivas contagens
- 2) ao final de cada contagem, um pulso (representado por $\perp$ na Figura 6.11) é gerado pelo contador
- 3) o pulso de final de contagem aciona um multivibrador biestável tipo T ($Flip-Flop\ F/F$ T - *toggle*), cuja saída, a cada período T_{pad}, compõe a função de chaveamento numa dada fase

Uma vez determinados os valores (não normalizados) de τ_{01}, τ_1 e τ_2, os atrasos programáveis são calculados como segue

$$\begin{aligned} N_1 &= \frac{\tau_{01}}{T_{relógio}} \\ N_2 &= \frac{\tau_{01}+\tau_1}{T_{relógio}} \\ N_3 &= \frac{\tau_{01}+\tau_1+\tau_2}{T_{relógio}}. \end{aligned} \tag{6.6}$$

A visualização dos atrasos calculados em (6.6), na formação das funções de chaveamento, está mostrada na Figura 6.12. Considerando-se a parte em que os contadores estão decrementando, $c/d = 0$, um pulso de carregamento aplicado simultaneamente aos contadores inicia o processo de contagem. O pulso ($\perp$) ao final de cada contagem provoca a transição da saída do respectivo F/F T para nível lógico alto. A contagem

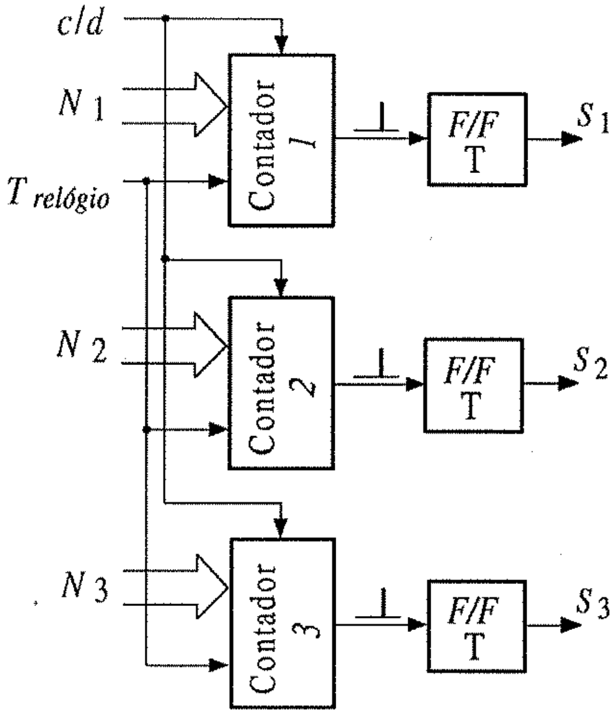


Figura 6.11: Estrutura básica para geração de funções de chaveamento, por intermédio de atrasos programáveis, N_1, N_2 e N_3, carregados em contadores digitais.

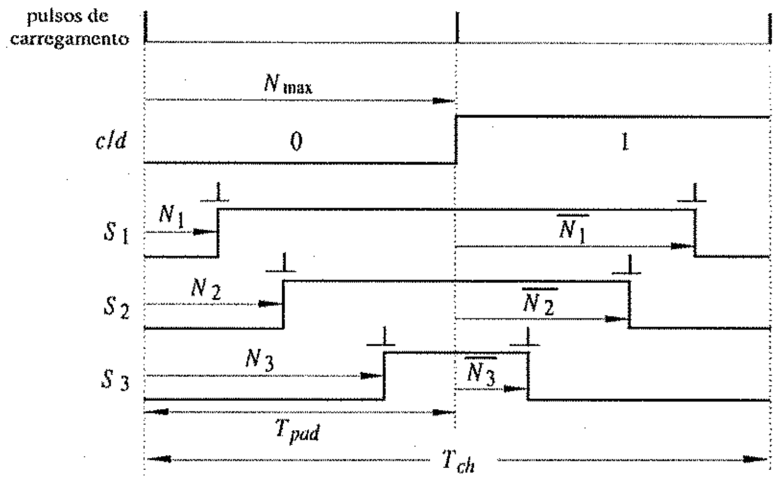


Figura 6.12: Funções de chaveamento geradas por contadores programáveis, durante um período de chaveamento.

deve ser inibida a partir de tal pulso, para se evitar a ocorrência de outras transições (inadequadas) na saída do mesmo F/F T até o final de T_{pad}. Neste ponto, c/d passa para nível lógico 1 e outro pulso de carregamento é aplicado aos três contadores. Assumindo-se que N_1, N_2, e N_3 permaneceram os mesmos, o novo padrão gerado é equivalente ao primeiro, visto que, os números binários $\overline{N_1}$, $\overline{N_2}$, e $\overline{N_3}$, correspondem aos complementos-de-1 (1'*s complement*) de N_1, N_2, e N_3 respectivamente. Assim, por exemplo, o tempo decorrido com o incremento desde de N_1 até $N_{\max}$, é o mesmo quando o contador decrementa de $\overline{N_1}$ até 0. O valor de $N_{\max}$ depende do número de *bits* dos contadores e é determinado por

$$N_{\max} = \frac{T_{pad}}{T_{relógio}}$$

A grande vantagem dos moduladores baseados em contadores é a flexibilidade. Por exemplo, para mudança do tipo de padrão de chaveamento, de reduzido para completo e vice-versa, alteram-se apenas os valores de contagem carregados nos contadores. Na subseção 6.3.2 este assunto é discutido em detalhes.

A atualização sistemática dos valores de contagem, mediante o cálculo dos tempos de aplicação dos vetores ativos num determinado setor de localização do vetor tensão de referência, estabelece uma interdependência entre a freqüência de amostragem e a freqüência de chaveamento, no caso de moduladores baseados em contadores programáveis. Se, num sistema de acionamento de máquinas, o intervalo de amostragem, T_{am}, especificado para incluir o tempo gasto com o cálculo dos intervalos de aplicação dos vetores ativos, com a execução do algoritmo de controle, com a aquisição dos valores atuais das grandezas sob controle, etc, for maior do que o período de chaveamento permitido aos interruptores do inversor, o circuito modulador deve providenciar o gatilhamento desses interruptores na taxa permitida. Caso contrário, deixa-se de explorar, por exemplo, a capacidade de chaveamento dos atuais interruptores de potência (IGBT, MOSFET,etc). De qualquer modo, o aumento da freqüência de chaveamento implica em diminuição das ondulações de corrente. Nos moduladores do grupo **1** a freqüência da portadora não está vinculada à freqüência de amostragem e, portanto, a máxima capacidade de chaveamento dos interruptores pode ser explorada.

Alguns recursos podem ser inseridos nos moduladores baseados em contadores, visando adequar, ao desempenho dos atuais interruptores de potência, a relação entre freqüência de chaveamento e freqüência de amostragem. Uma solução, baseada em contadores crescente/decrescente (subseção 6.3.1), os quais garantem a repetição de pares de padrões equivalentes, até que o microcomputador forneça novo valor de contagem, foi incorporada a um circuito de aquisição e comando já testado em esquemas de acionamento de máquinas. Esse mecanismo de geração de padrões equivalentes está relacionado com a transformação $\mathbf{E}_q$ definida na equação (3.2). A descrição detalhada do referido circuito de aquisição está em Alves [2]. Resultados experimentais obtidos a partir do mesmo estão mostrados na Figura 6.13.

Outros autores também têm apresentado soluções para contornar o problema da vinculação entre freqüência de amostragem e freqüência de chaveamento, e.g., Jobing *et al.* [31] e Oliveira [41]

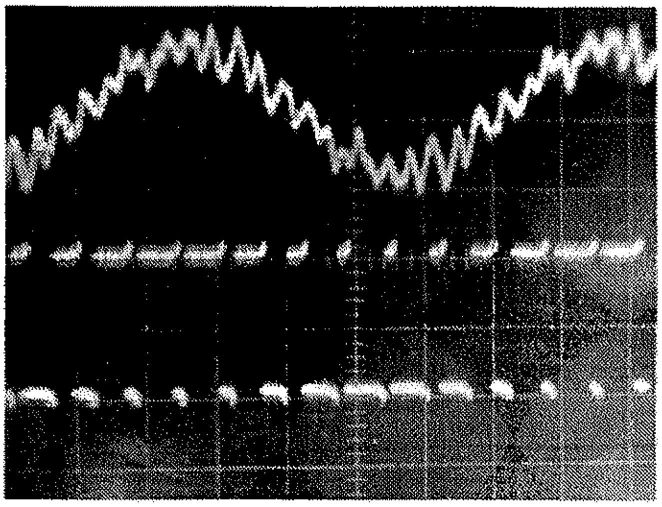


Figura 6.13: Corrente de fase e função de chaveamento.

6.3.2 Razão de distribuição no caso de padrões de chaveamento gerados por contadores programáveis

O conceito de razão de distribuição dos intervalos de roda-livre num padrão, definido na seção 4.3, foi usado ao longo de praticamente todo o capítulo 5, como o parâmetro que caracteriza cada um dos sinais modulantes estudados. Também este é o enfoque dado a tal parâmetro na literatura (e.g. [7] e [50]), ou seja, a razão de distribuição está, tradicionalmente, associada ao projeto de moduladores baseados em portadora. No caso de moduladores baseados em contadores programáveis, a aplicação da idéia de razão de distribuição, como fator que determina o valor final de contagem carregado nos contadores, foi introduzida no trabalho de Jacobina *et al.* ([30]). A breve exposição a seguir está baseada nesse trabalho.

A geração de padrões reduzidos (ver Figura 4.9), a partir da alocação adequada do intervalo total de roda-livre no início ou no fim do padrão, não é recente (e.g. Pollmann ([46]-1986) e Orlik e Weh ([42]-1987)). A particularidade do tratamento aqui apresentado, consiste em estabelecer, usando-se o conceito de razão de distribuição, a ligação entre os esquemas de geração de padrões baseados em portadora e em contadores programáveis.

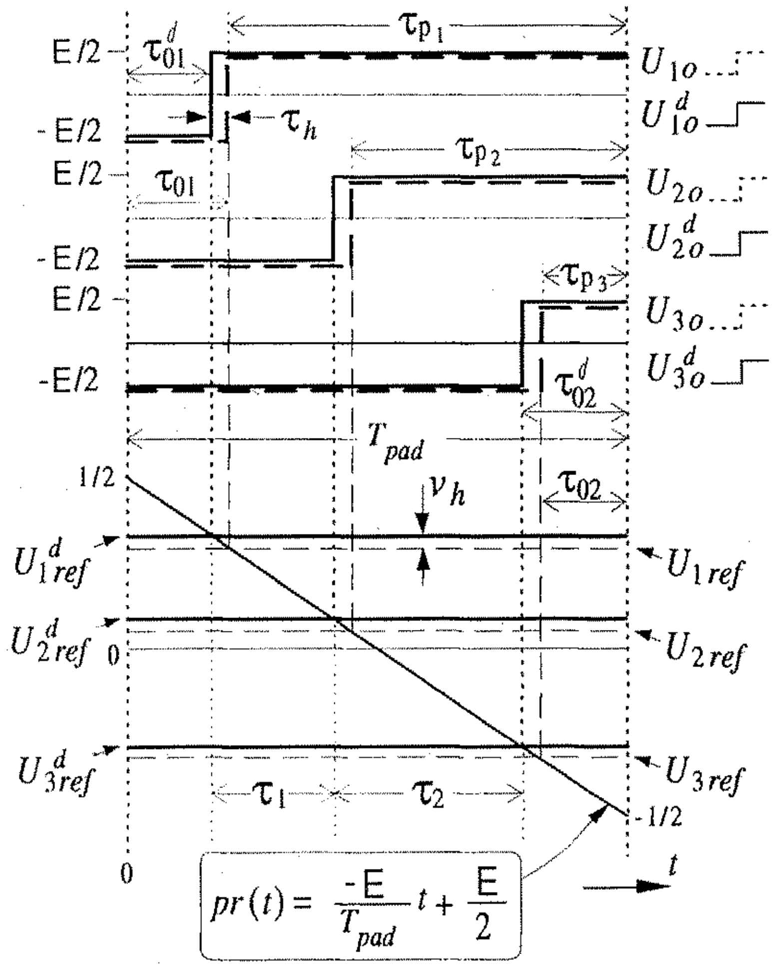


Figura 6.14: Tensões de saída do inversor $U_{io}(t)$, $i = 1, 2, 3$ (parte superior). Interseção das referências senoidais, $U_{i_{ref}}(t)$, e distorcidas, $U^d_{i_{ref}}(t)$, com a portadora triangular, $pr(t)$ (parte inferior).

Na parte superior Figura 6.14, mostram-se os valores instantâneos das tensões de saída do inversor. Para cada fase ($i = 1, 2, 3$), estão desenhadas: a tensão $U_{io}(t)$ referente aos sinais modulantes senoidais e a tensão $U_{io}^{d}(t)$ relativa aos sinais modulantes distorcidos. Os intervalos τ_{p_i}correspondem aos tempos em que a i-ésima fase permanece ligada ao barramento positivo da entrada CC do inversor. Tais intervalos são definidos a partir do cruzamento das amostras das referências senoidais, $U_{i_{ref}}(t)$, com a portadora triangular $pr(t)$. A expressão desta última, durante o período de amostragem considerado, está destacada na parte inferior da Figura 6.14. As variáveis v_h e τ_h, relacionadas às grandezas distorcidas, são definidas a seguir.

O valor médio das tensões de saída do inversor, no intervalo T_{pad}, é dado por

$$\overline{U_{io}}(t) = \frac{\frac{\mathsf{E}}{2}\tau_{\mathrm{p}_i} - \frac{\mathsf{E}}{2}(T_{pad} - \tau_{\mathrm{p}_i})}{T_{pad}} \qquad i = 1, 2, 3 \tag{6.7}$$

Desde que, $\overline{U_{io}}(t) = \mathsf{E}U_{i_{ref}}(t)$ (ver equações 4.2), obtém-se da equação (6.7) que

$$\tau_{\mathrm{p}_i} = \left(U_{i_{ref}}(t) + \frac{1}{2}\right) T_{pad} \qquad i = 1, 2, 3 \tag{6.8}$$

Esta mesma expressão (6.8), pode ser obtida calculando-se os valores de t que assinalam os pontos de cruzamento entre as amostras das referências $U_{i_{ref}}(t)$ e a portadora $pr(t)$ e em seguida subtrair tais valores de T_{pad}. Desse modo, considerando-se $\mathsf{E} = 1$pu e fazendo-se

$$U_{i_{ref}}(t) = pr(t) \Rightarrow U_{i_{ref}}(t) = -\frac{1}{T_{pad}} t_{(i)} + \frac{1}{2} \qquad i = 1, 2, 3,$$

encontra-se

$$t_{(i)} = \left(\frac{1}{2} - U_{i_{ref}}(t)\right) T_{pad}.$$

Visto que, $\tau_{\mathrm{p}_i} = T_{pad} - t_{(i)}$, chega-se novamente à equação 6.8. Este resultado, reafirma o fato, já conhecido, de que o processo de triangulação gera sinais pulsados, cujos valores médios equivalem às amplitudes das amostras das grandezas comparadas com a portadora triangular.

Analogamente às expressões genéricas, $U_{i_{ref}}^{d}(t) = U_{i_{ref}}(t) + u_{no}(t)$, que definem num **período fundamental** os sinais modulantes dos moduladores **baseados em portadora**, é possível definir, num **período de amostragem**, as expressões

$$\tau_{\mathrm{p}_i}^{d} = \tau_{\mathrm{p}_i} + \tau_h \qquad i = 1, 2, 3 \tag{6.9}$$

apropriadas aos moduladores **baseados em contadores programáveis.**

Os intervalos de tempo $\tau_{p_i}^d$ em (6.9), estão, portanto, relacionados com as referências distorcidas, i.e., como conseqüência desse novo valor da duração em que uma dada fase permanece ligada ao barramento positivo da entrada CC do inversor, tem-se um novo valor de amostra da referência, o qual difere da amostra senoidal por v_h (ver Figura 6.14). O deslocamento de tensão de referência v_h, em torno da referência senoidal, está relacionado com τ_h pela expressão

$$v_h = \frac{\tau_h}{T_{pad}}.$$

Na Figura 6.14 mostra-se que a variação de tensão v_h, comum às três referências, só altera a duração dos intervalos de roda-livre, mantendo inalterados os tempos de aplicação dos vetores ativos. Para ressaltar este fato, os intervalos de roda-livre no caso distorcido estão assinalados com o índice ^{d} (τ_{01}^d e τ_{02}^d).

Ordenando-se os intervalos τ_{p_i}, analogamente à ordenação das referências senoidais, obtém-se: τ_{p_x} - maior intervalo dentre as três fases, τ_{p_y}- intervalo intermediário e τ_{p_z}- menor intervalo. Assim, de modo semelhante à equação (5.17), pode-se escrever

$$\begin{bmatrix} \tau_1 \\ \tau_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tau_{p_x} \\ \tau_{p_y} \\ \tau_{p_z} \end{bmatrix}. \tag{6.10}$$

Visto que, o intervalo total de roda-livre, $\tau_{0_{total}}$, é o mesmo em ambos casos, senoidal e distorcido, tem-se que

$$\tau_{0_{total}} = \tau_{01} + \tau_{02} = \tau_{01}^d + \tau_{02}^d = T_{pad} - \tau_1 - \tau_2. \tag{6.11}$$

Substituindo-se em (6.11) os valores de τ_1 e τ_2 dados em (6.10), obtém-se

$$\tau_{0_{total}} = T_{pad} - \tau_{p_x} + \tau_{p_z}. \tag{6.12}$$

Uma vez especificado o valor da razão de distribuição, μ, os intervalos de roda-livre do caso distorcido são:

$$\tau_{01}^d = \mu\, \tau_{0_{total}} \qquad \text{e} \qquad \tau_{02}^d = (1-\mu)\, \tau_{0_{total}}. \tag{6.13}$$

Observando-se a Figura 6.14 resulta que

$$\tau_h = \tau_{01} - \tau_{01}^d = \tau_{02}^d - \tau_{02} \tag{6.14}$$

e

$$\tau_{01} = T_{pad} - \tau_{p_x} \qquad \text{e} \qquad \tau_{02} = \tau_{p_z}. \tag{6.15}$$

Substituindo-se o resultado em (6.12) na primeira expressão em (6.13) tem-se que

$$\tau_{01}^d = \mu\,(T_{pad} - \tau_{p_x} + \tau_{p_z}),$$

em seguida, substituindo-se este resultado em (6.14), juntamente com a expressão de τ_{01}, dada em (6.15), obtém-se

$$\tau_h = (1-\mu)\,(T_{pad} - \tau_{p_x}) - \mu\,\tau_{p_z}. \tag{6.16}$$

O resultado em (6.16) também pode ser obtido usando-se as expressões de τ_{02} e τ_{02}^d dadas em (6.15) e (6.13) respectivamente.

Portanto, o algoritmo para geração de padrões de chaveamento a partir da especificação de μ é o seguinte:

- 1- Calcular τ_{p_1}, τ_{p_2} e τ_{p_3} por intermédio da equação (6.8)
- 2- Ordenar os valores calculados no item 1, para determinação de τ_{p_x}, τ_{p_y} e τ_{p_z}
- 3- Calcular τ_h para o valor especificado de μ , usando-se a equação (6.16)
- 4- Programar os contadores levando-se em consideração os intervalos $\tau_{p_1} + \tau_h$, $\tau_{p_2} + \tau_h$ e $\tau_{p_3} + \tau_h$

A equação (6.16) é similar à equação (5.19). Enquanto esta determina a componente comum somada às referências senoidais para geração de sinais modulantes distorcidos, aquela especifica o incremento de tempo que modifica o padrão básico oriundo de senóides. Em outras palavras, o sinal modulante gerado a partir de um dado valor de μ, por intermédio da equação (5.19), é semelhante ao sinal que representa o valor médio dos padrões gerados com a inclusão de τ_h aos padrões básicos senoidais. Na Figura 6.15, mostra-se o sinal distorcido, representando o valor médio da tensão de saída (fase *1*) do inversor, para $\mu = 1/2$.

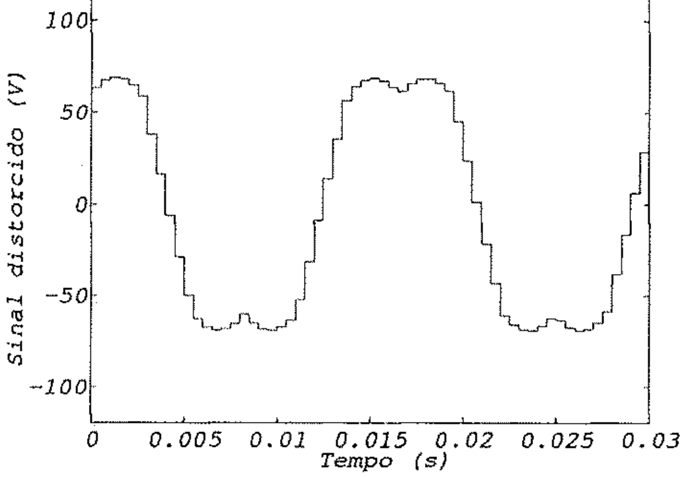


Figura 6.15: Sinal distorcido representando o valor médio da tensão de saída (fase *1*) do inversor, quando se considera $\mu = 1/2$.

6.4 Conclusão

Neste capítulo, descreve-se detalhadamente um novo método para projeto de moduladores baseados em portadora. Descreve-se um modulador para comando de inversores com barramento de entrada pulsado e especifica-se um modulador projetado para implementação na forma de um circuito integrado de aplicação específica. Resultados experimentais obtidos com moduladores baseados em portadora e em contadores programáveis são apresentados.

Capítulo 7

Conclusões

Este trabalho fornece um estudo detalhado das técnicas de MLP usadas no comando de inversores trifásicos que operam em sistemas de acionamento de máquinas. Todas as técnicas de interesse prático foram analisadas. A comparação entre as mesmas foi efetuada pelos critérios da DHT e do valor RMS das ondulações das correntes de fase do inversor, visando a implementação de moduladores de alto desempenho. Como resultado desse estudo comparativo tem-se que:

- um modulador de alto desempenho não deve ser implementado a partir de uma única técnica de MLP
- um modulador assim definido deve incorporar pelo menos duas técnicas de MLP: uma da modulação contínua e outra da modulação descontínua

Das técnicas mencionadas no segundo item, aquela referente à modulação contínua (usualmente a modulação vetorial simétrica) deve operar quando os valores do índice de modulação, m, são baixos, enquanto aquela relativa à modulação descontínua atua quando m ultrapassa determinado valor. A seleção desta última depende do fator de potência da carga, buscando fazer coincidir o intervalo de grampeamento da tensão de saída do inversor, numa dada fase, com o pico da corrente nessa mesma fase. Com este procedimento, é possível o aumento da freqüência de chaveamento e, conseqüentemente, a diminuição das ondulações de corrente. Na seção 5.9 uma técnica de MLP com essas características é apresentada. Um resultado importante do estudo sobre sinais modulantes grampeados é o modulador MLP para comando de inversores com barramento de entrada pulsado, testado em simulação. Resultados experimentais de dois tipos de moduladores, baseados em portadora, são apresentados. Os esquemas de geração de padrões de chaveamento baseados em contadores programáveis são abordados (com resultados experimentais) de modo a estabelecer sua ligação com os baseados em portadora. A tendência para implementação de moduladores MLP usando-se circuitos integrados de aplicação específica ($ASIC$) está também registrada nesta tese.

A parte teórica desta tese, primordialmente estabelece, por intermédio do conceito de razão de distribuição dos intervalos de roda-livre, a relação entre as técnicas de MLP com enfoque por fase e aquelas com enfoque vetorial. Tomando-se como base esta concepção unificada, outros resultados são formalmente obtidos, e.g., o cálculo dos tempos de aplicação dos vetores ativos por meio da diferença entre as referências ordenadas.

Sugestão para outros trabalhos de pesquisa

Estudar a possibilidade de uso do modulador apresentado na Figura 6.8 para controle de inversores com entrada CC fixa. Isto implica numa análise mais detalhada da técnica de MLP aqui denominada $\boxed{\text{gtotal}}$.

Verificar a adaptação do tratamento genérico, baseado no conceito de razão de distribuição, para a geração de funções de chaveamento para inversores multinível e inversores fonte de corrente.

Bibliografia

[1] L. Abraham e R. Blümel. Optimization of three phase pulse pattern by variable zero sequence component. In *Conf. Rec. EPE*, pp. 272–277, 1991.

[2] R.N.C. Alves. Projeto e pesquisa: Circuito de aquisição de dados e comando de interruptores de potência. Relatório técnico, UFPB/COPELE, 1991.

[3] R.N.C. Alves, E.R.C. da Silva, e A.M.N. Lima. Moduladores MLP para inversores com entrada CC constante e pulsada. In *4o. Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência*, pp. 650–655, 1997.

[4] R.N.C. Alves, A.M.N. Lima, E.R.C. da Silva, e C.B. Jacobina. A new approach to the problem of synthezising non-sinusoidal waveforms for analog and digital implementations of space vector PWM strategies. In *1st Brazilian Power Electronics Conference*, pp. 228–233, 1991.

[5] B.D. Bedford e R.G. Hoft. *Principles of Inverter Circuits.* John Willey & Sons, Inc., 1964.

[6] H.S. Black. *Modulation Theory.* Van Nostrand Company, Inc., 1953.

[7] V. Blasko. A hybrid PWM strategy combining modified space vector and triangle comparison methods. In *Conf. Rec. PESC*, pp. 1872–1878, 1996.

[8] V. Blasko. Analysis of a hybrid PWM based on modified space-vector and triangle-comparison methods. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 33(3):756–764, may/jun 1997.

[20] S.B. Dewan e A. Straughen. *Power semiconductor Circuits*. John Willey & Sons, Inc., 1975.

[21] A.T. Gomes. *Telecomunicações - Transmissão e Recepção*. Livros Érica Editora Ltda, 1988.

[22] H. Grotstollen. Line voltage modulation - A new possibility of PWM for three phase inverters. In *Conf. Rec. IAS Annual Meeting*, pp. 567–574, 1993.

[23] P.G. Handley e J.T. Boys. Practical real-time PWM modulators: an assessment. *IEE Proceedings Part B*, 139(2):96–102, march 1992.

[24] A. M. Hava, R. J. Kerkman, e T. A. Lipo. A high performance generalized discontinuous PWM algorithm. In *Conf. Rec. APEC*, pp. 886–894, 1997.

[25] A. M. Hava, R. J. Kerkman, e T. A. Lipo. Simple analytical and graphical tools for carrier based PWM methods. In *Conf. Rec. PESC*, pp. 1462–1471, 1997.

[26] D.G. Holmes. The significance of zero space vector placement for carrier based PWM schemes. In *Conf Rec. IAS Annual Meeting*, pp. 2451–2458, 1995.

[27] J. Holtz. Pulsewidth modulation for electronic power conversion. *Proceedings of the IEEE*, 82(8):1194–1214, august 1994.

[28] J. Holtz e B. Beyer. Optimal pulsewidth modulation for AC servos and low-cost industrial drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 30(4):1039–1047, jul/aug 1994.

[29] J.A. Houldsworth e D.A. Grant. The use of harmonic distorsion to increase the output voltage of a three-phase PWM inverter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 20(1):1224–1228, sep/oct 1984.

[30] C.B. Jacobina, A.M.N. Lima, E.R.C. da Silva, R.N.C Alves, e P.F. Seixas. Digital scalar pulse width modulation: a simple approach to introduce non-sinusoidal modulating waveforms. In *Conf. Rec. EPE*, pp. 100–105, 1997.

[31] R. Jobing, F.S. van der Merwe, e M.J. Kamper. Digital implementation of bus clamped space vector modulation. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 9(2):344–348, june 1994.

[32] G.B. Kliman. Harmonic effects in pulse width modulated inverter induction motor drives. In *Conf. Rec. IAS Annual Meeting*, pp. 783–790, 1972.

[33] J. W. Kolar, H. Ertl, e F. C. Zach. Influence of the modulation method on the conduction and switching losses of a PWM converter system. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 27(6):1063–1075, nov/dec 1991.

[34] J. W. Kolar, H. Ertl, e F. C. Zach. Minimizing the current harmonics RMS value of three-phase PWM converter systems by optimal and suboptimal transition between continuous and discontinuos modulation. In *Conf. Rec. PESC*, pp. 372–381, 1991.

[35] L. Malesani, P. Tomasin, e V. Toigo. Modulation techniques for quasi resonant dc link converters. In *Conf Rec. IAS Annual Meeting*, pp. 789–795, 1992.

[36] L. Malesani, P. Tomasin, e V. Toigo. Space vector control and current harmonics in quasi-resonant soft-switching PWM conversion. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 32(2):269–277, march/april 1996.

[37] W. McMurray. Modulation of the chopping frequency in DC choppers and inverters having current-hysteresis controllers. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 20(4):763–768, jul/aug 1984.

[38] Y. Murai, K. Ohashi, e I. Hosono. New PWM method for fully digitized inverters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 23(5):887–893, sep/oct 1987.

[39] A. Nabae, S. Ogasawara, e H. Akagi. A novel control scheme for current-controlled PWM inverters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 22(4):697–701, jul/aug 1986.

[40] S. Ogasawara, H. Akagi, e A. Nabae. A novel PWM scheme of voltage source inverters based on space vector theory. In *Conf. Rec. EPE*, pp. 1197–1202, 1989.

[41] A.C. Oliveira. Controle digital de sistemas de acionamento com máquina assíncrona. Dissertação de Mestrado, UFPB/COPELE, 1995.

[42] B. Orlik e H. Weh. Microprocessor-controlled three-phase motors with high-resolution digital pulse width modulator for high pulse frequencies. In *Conf. Rec. EPE*, volume 3, pp. 39–44, 1987.

[43] H.S. Patel e R.G. Hoft. Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters - Part I: Harmonics eliminations. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 9(1):310–317, may/jun 1973.

[44] H.S. Patel e R.G. Hoft. Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters - Part II: Voltage control techniques. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 10(1):666–673, sep/oct 1974.

[45] G. Pfaff, A. Weschta, e A. F. Wick. Design and experimental results of a brushless AC servo drive. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 20(4):814–821, jul/aug 1984.

[46] A. Pollmann. Software pulsewidth modulation for microprocessor control of AC drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 22(1):691–696, jul/aug 1986.

[47] A. Schönung e H. Stemmler. Static frequency changers with "subharmonic" control in conjuction with reversible variable-speed AC drives. *Brown-Boveri Review*, 51(1):555–577, aug/sep 1964.

[48] P.F. Seixas. *Commande numérique d'une machine synchrone autopilotée*. Tese de Doutorado, INPT - França, 1988.

[49] V.R. Stefanovic e S.N. Vukosavic. Space-vector PWM voltage control with optimized switching strategy. In *Conf. Rec. IAS Annual Meeting*, pp. 1025–1033, 1992.

[50] J. Sun e H. Grotstollen. Optimized space vector modulation and regular-sampled PWM: A reexamination. In *Conf. Rec. IAS Annual Meeting*, pp. 956–963, 1996.

[51] F.G. Turnbull. Selected harmonic reduction in static DC-AC inverters. *IEEE Transactions on Communication Electronics*, 83(1):374–378, jul 1964.

[52] Y.Y. Tzou e H. J. Hsu. FPGA realization of Space-Vector PWM control IC for three-phase PWM inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 12(6):953–963, nov 1997.

[53] H. W. van der Broeck. Analysis of the harmonics in voltage fed inverter drives caused by PWM schemes with discontinuous switching operation. In *Conf. Rec. EPE*, pp. 3261–3266, 1991.

[54] H.W. van der Broeck, H.C. Skudelny, e G.V. Stanke. Analysis and realization of a pulsewidth modulator based on voltage space vectors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 24(1):142–150, jan/feb 1988.

[55] P. Wood. *Switching Power Converters*. Robert E. Krieger Publishing Company, Inc., 1981.

[56] J. Zubek, A. Abbondanti, e C.J. Nordby. Pulsewidth modulated inverter motor drives with improved modulation. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 11(1):695–703, nov/dec 1975.