

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO
DEPARTAMENTO DE SISTEMAS E CONTROLE DE ENERGIA

UMA CONTRIBUIÇÃO AO ESTUDO E PROJETO DE UM
INVERSOR TRIFÁSICO DE TENSÃO A TRÊS NÍVEIS

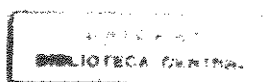
RODOLFO MANUEL MORENO MARTINEZ

Orientador : Prof. Dr. Ernesto Ruppert Filho

Este exemplar corresponde a redação final da tese
defendida por Rodolfo Manuel Moreno
Martinez e aprovada pela Comissão
Julgada em 05 / 08 / 97
Ruppert
Orientador

Dissertação apresentada à
Faculdade de Engenharia
Elétrica e de Computação da
Universidade Estadual de
Campinas como parte dos
requisitos exigidos para a
obtenção do título de *Mestre*
em *Engenharia Elétrica*.

Agosto / 1997



UNIDADE BC
N.º CHAMADA:
Unicamp
m 815 c
v Ex
TAMPO BC 31 851
HPC 281/97
C ☐ D ☒
PREÇO R\$ 11,00
DATA 18/10/97
N.º CPD

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA
BIBLIOTECA DA ÁREA DE ENGENHARIA - BAE - UNICAMP

Moreno Martinez, Rodolfo Manuel

1. Inversores elétricos. 2. Modulação de duração de pulso. 3. Motores elétricos de indução. 4. Harmônicos (Ondas elétricas). I. Ruppert Filho, Ernesto. II. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. III. Título.

Este trabalho foi realizado com
apoio financeiro do CNPq

AGRADECIMENTOS

Agradeço ..

Ao Prof. Dr. Ernesto Ruppert Filho, por ter me aceito como seu orientado, por sua amizade, atenção e colaboração na realização deste trabalho.

À minha esposa Rosa e ao meu filho Rafael, pelo apoio e amor e a companhia que eles sempre me deram principalmente durante o curso de mestrado.

Aos meus pais pela vida que me deram , pela formação , a confiança que tiveram em mim e pelo apoio em minhas decisões.

Aos meus amigos Leonardo Paucar , José Torrico , e Victor Bravo pela amizade , força , apoio e colaboração.

Aos demais amigos e colegas pela amizade e colaboração.

À secretaria do Departamento de Sistemas e Controle de Energia pela boa vontade, atenção e serviços prestados.

SUMÁRIO

RESUMO ABSTRACT

Capítulo 1

<i>Introdução</i>	1
-------------------------	---

Capítulo 2

Modelo do motor de indução

2.1 - Introdução	4
2.2 - Equações do modelo original de fases (abc).....	4
2.3 - Modelo do motor abc s - dq r.....	7
2.4 - Análogo elétrico da equação mecânica.....	12
2.5 - Modelo do motor abc s - $\alpha\beta\gamma$ r	13
2.6 - Inversor alimentando o motor de indução	22

Capítulo 3

Inversor trifásico de tensão a dois níveis

3.1 - Introdução.....	28
3.2 - Inversor trifásico a dois níveis alimentado por retificador controlado.....	28
3.3 - Modulação em largura de pulso.....	37
3.3.1 - Modulação senoidal	37
3.3.2 - Modulação por Eliminação seletiva de harmônicos.....	46
3.3.3 - Modulação de largura de pulso pelo método de vetor espacial.....	54

Capítulo 4

Inversor trifásico de tensão a três níveis

4.1 - Introdução.....68

4.2 - Circuito elétrico do inversor a três níveis.....68

4.3 - Operação do inversor70

 4.3.1 - Chaveamento do inversor75

 4.3.2 - Correntes no estágio de entrada do inversor82

 4.3.3 - Correntes nos componentes da fase.....84

4.4 - Métodos de modulação em largura de pulso para inversor a três níveis.....85

 4.4.1 - Modulação por Eliminação seletiva de harmônicos aplicada ao inversor a três níveis85

 4.4.1.1 - Modulador PWM usando a técnica de eliminação seletiva de harmônicos.....93

 4.4.2 - Modulação Vetorial aplicado ao inversor a três níveis.....177

 4.4.2.1 - Vetores espaciais de tensão do inversor a três níveis177

 4.4.2.2 - Modulação vetorial propriamente dita.....119

Capítulo 5

Procedimento para o projeto do inversor a Três níveis

5.1 - Introdução.....131

5.2 - Modelo do inversor de tensão e funções de chaveamento131

5.3 - Implementação usando Pspice134

5.4 - Correntes elétricas no inversor a três níveis141

5.4.1 - Corrente elétrica na chave principal e diodo de roda livre.....	141
5.4.2 - Corrente elétrica de entrada do inversor	144
5.4.3 - Correntes elétricas nos diodos de grampeamento	145
5.4.4 - Corrente elétrica na chave auxiliar.....	147
5.4.5 - Corrente elétrica da fonte de tensão continua	148
5.4.6 - Determinação das correntes elétricas de projeto.....	150
5.5 - Calculo dos parâmetros do filtro do estágio de entrada.....	154
5.5.1 - Dimensionamento dos capacitores.....	155
5.5.2 - Dimensionamento do indutor	159

Capítulo 6

<i>Conclusões</i>	174
Bibliografia	177

RESUMO

O objetivo deste trabalho é o de estudar, através de simulações, o comportamento em regime permanente de um sistema constituído por um motor de indução trifásico acionando uma carga mecânica, alimentado por um inversor trifásico de tensão a três níveis.

Estabeleceu-se modelos matemáticos dinâmicos para o motor e para o inversor e utilizou-se para as simulações os ambientes computacionais Matlab e Pspice de acordo com o tipo de estudo realizado.

Para a operação do inversor a três níveis considerou-se as técnicas de modulação em largura de pulso por eliminação seletiva de harmônicos e por modulação vetorial que são as técnicas que estão, hoje, em maior evidência na literatura. Mostra-se no trabalho comparações do desempenho do inversor a três níveis com o desempenho do inversor a dois níveis chaveados por modulação em largura de pulso senoidal, eliminação seletiva de harmônicos e modulação vetorial.

Os inversores a três níveis apresentam baixo conteúdo harmônico em tensão e corrente de saída com baixa frequência de chaveamento enquanto os de 2 níveis exigem frequências maiores de chaveamento para a obtenção do mesmo conteúdo de harmônicos resultando em diminuição da vida das chaves e em redução da eficiência. Os inversores a três níveis, pelo fato de terem suas chaves, quando desligadas, submetidas a tensões menores são sujeitos a menor “stress” de tensão ou passíveis de operar em potências maiores.

Neste trabalho também apresenta-se uma técnica de projeto baseada em resultados de simulação.

Abstract

The main goal of this thesis is to simulate the steady-state performance of a three-level, three-phase, voltage-controlled inverter driving a three-phase induction motor.

Dynamic mathematical models for the motor and the inverter were done and the Matlab and Pspice computational ambients were used according to the type of the study to be performed.

To study the operation of the three-level inverter it was considered the following PWM techniques: a) Selective harmonic elimination (SHE) , b) Vector modulation. Both techniques are today in great evidence in the concerned literature. It is shown performance comparisons with the two-level inverter switched by sinusoidal PWM, selective harmonic elimination and vector modulation.

The three-level inverter presents a small output voltage and current harmonics contents even with small switching frequency while the two-level inverter needs higher switching frequencies to get the same harmonic contents. This results in the switch life and efficiency decreasing.

If the three-level inverter switch is off it is submitted to half voltage, when compared with the two-level inverters, so they are less stressed than the two-level ones and they are able also to operate in higher rates.

It is also presented a tree-level inverter design technique based on simulation results.

Capítulo 1

Introdução

Os sistemas de acionamentos de motores tem importância cada vez mais significativa na indústria. Fatos como o custo crescente da energia elétrica, otimização dos processos industriais e a possibilidade de conectar os sistemas de acionamento com sistemas centralizados de controle, fazem com que o desenvolvimento destes sistemas seja justificado.

Estudos de mercado revelam uma crescente demanda pelos sistemas de acionamento para máquinas de corrente alternada que vem substituindo sistemas com máquinas de corrente contínua e também os de máquinas de corrente alternada com tecnologias convencionais, abrindo novas áreas de aplicações a cada dia.

Altos níveis de eficiência são alcançados com estes sistemas tornando-os muito atraentes quando comparados com as soluções tradicionais e diminuindo os custos de operação. Portanto os sistemas de acionamento para máquinas de corrente alternada estão sendo utilizados mesmo com investimentos iniciais relativamente altos.

O desenvolvimento atingido por estes sistemas tem sido possível devido aos progressos alcançados em duas áreas da tecnologia de componentes de estado sólido. A primeira refere-se ao refinamento dos microprocessadores e processadores digitais de sinais para o controle e a segunda ao desenvolvimento na área dos semicondutores de potência.

Os principais acionamentos de máquinas de corrente alternada de alta potência convencionais são o cicloconversor e o inversor comutado pela carga. No caso de cicloconversor com potências da ordem de MW, que usam chaves GTO e podem acionar motores de indução ou síncronos de baixa velocidade, a máxima frequência de saída fica limitada a um terço da frequência de entrada de modo a garantir que as formas de onda de tensão e corrente tenham conteúdo harmônico reduzido.

No caso do inversor comutado por carga esta só poderá ser um motor síncrono sobreexcitado que apresentará ondulações no conjugado, portanto harmônicos e também resposta não muito rápida. Para evitar esse tipo de problema costuma-se usar 2 inversores do lado da carga que se comportam como um conversor a 12 pulsos.

A limitada faixa de variação de frequências (velocidade) obtida com os cicloconversores assim como os requisitos apresentados pelo inversor comutado por carga tem sido superadas com o inversor a dois níveis de tipo fonte de tensão alimentando motores de indução que atualmente podem atingir potência da ordem de MW quando usam chaves GTO com capacidade de bloqueio em tensão de 4.5 kV e em corrente de 3 kA máxima, o que permite projetar inversores de até 2,5 megawatts (3500 hp) de potência com topologia de 6 chaves [28].

Para acionamentos de maiores potências usando a topologia anterior é necessário ligar em série ou paralelo chaves GTO o que leva a outros problemas relacionados com o projeto dos circuitos de auxílio à comutação para o balanço das tensões e correntes nas chaves, aumentando o custo e as perdas e levando ao subdimensionamento das chaves.

O acionamento das chaves usando uma nova topologia chamada de “ inversor a três níveis ” oferece uma alternativa interessante para acionamento de alta potência onde é possível dobrar a potência atingida com o inversor a 6 chaves e onde cada chave GTO pode operar perto de seus limites. Além disto a tensão de saída deste inversor apresenta componentes harmônicos reduzidos, obtidos com frequência de chaveamento baixa, aumentando assim a eficiência do inversor e diminuindo tanto a distorção da corrente como do conjugado eletromagnético.

A motivação deste trabalho surgiu do fato de que a razoável bibliografia existente a respeito do inversor a 3 níveis deixa muitas dúvidas em relação a detalhes de implementação e também sobre o que pode ser uma real contribuição ao desenvolvimento deste tipo de inversores.

A dúvida acima se acentua quando, apesar de se encontrar um modelo já fabricado e operando em trens do sistema ferroviário noruegues [29], nada se encontra a respeito de projeto dos inversores a 3 níveis nesta bibliografia.

Trata-se de um trabalho de simulação onde foram utilizados o ambientes de Matlab e Pspice. Em particular foi utilizado uma licença do software Design Center da Microsim.

Neste sentido o presente trabalho tem como objetivo realizar um estudo do sistema de acionamento, inversor - motor de indução, empregando a topologia de “ inversor a três níveis ”, de forma a obter um melhor entendimento do sistema e contribuir para execução de um projeto adequado para este tipo de inversor.

A estrutura geral do trabalho é descrita nos capítulos 2 a 5. No capítulo 2 apresenta-se o modelo dinâmico de motor de indução usado no desenvolvimento do presente trabalho, dedicado ao uso do Pspice e resultados de simulação obtidos com seu uso.

No capítulo 3 estuda-se o inversor a dois níveis acionado através de três técnicas de modulação mostrando-se as características de cada método através de resultados de simulação onde são vistos, distorção de corrente, harmônicos de conjugado e frequência de chaveamento.

O capítulo 4 foi dividido em duas partes: na primeira parte faz-se um estudo do sequenciamento de chaveamento das chaves do inversor a 3 níveis apresentando-se as correntes elétricas nas chaves, nos diodos e no estágio de entrada do inversor. A simulação foi feita com o Pspice utilizando chaves e diodos ideais e como carga um circuito R-L. Na segunda parte aplicou-se como método de controle da tensão a modulação por eliminação seletiva de harmônicos (SHE) onde é definido o fator de perdas harmônicas usado como critério para a determinação do número de pulsos para as diferentes faixas de frequências. Baseado nos resultados obtidos faz-se uma proposta de modulador e simula-se o sistema de acionamento do motor de 5 cv usando o modelo do inversor por funções de chaveamento, mostrando-se os resultados e avaliando-os através dos critérios de distorção de corrente, harmônicos de conjugado, frequência de chaveamento. A modulação vetorial também é apresentada mostrando-se o procedimento e resultados de simulação. Finalmente ela é comparada com o método de eliminação seletiva de harmônicos.

No capítulo 5 apresenta-se um procedimento de projeto do inversor a três níveis quando as chaves são acionadas com a técnica de eliminação seletiva de harmônicos usando o modelo de chaveamento do inversor a partir dos resultados obtidos do capítulo 4, alimentando um motor de indução de rotor em gaiola. Determina-se as capacidades mínimas de corrente elétrica nas chaves e diodos assim como também projeta-se o filtro L-C do estágio de entrada para valores específicos de ripple de tensão nos capacitores e ripple de corrente fornecida pelo retificador. Para melhorar as formas de onda das correntes na linha CA, a topologia de retificador a 12 pulsos para grandes potências (megawatt) também é considerada, mostrando-se os resultados de simulação.

As conclusões a respeito da qualidade do sistema de acionamento usando o inversor a três níveis e o método de modulação mais apropriado a ser usado com este tipo de inversor são apresentadas no capítulo 6 .

Capítulo 2

Modelo do motor de indução

2.1 Introdução

O modelo do motor de indução será desenvolvido usando a teoria de circuitos acoplados [16] com as seguintes simplificações : a) Os circuitos do estator e do rotor são considerados como sistemas trifásicos simétricos e balanceados de enrolamentos ligados em estrela com defasagem de 120 graus elétricos entre as fases , b) Todas as variáveis do enrolamento de rotor estão referidas ao estator , c) O circuito magnético é considerado de permeabilidade infinita (sem saturação) e sem perdas no ferro.

2.2 Equações do modelo original de fases (abc)

Na figura 2.1 mostra-se uma representação simplificada do motor trifásico de indução. As equações de tensões dos enrolamentos de estator e de rotor podem ser escritas como :

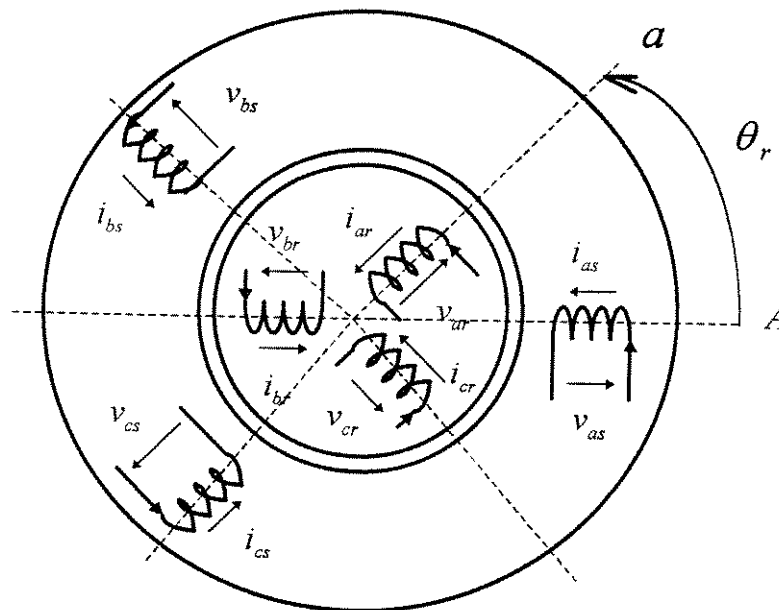


Figura 2.1 - Motor de indução trifásico

$$[v_{abcs}] = [R_s] \cdot [i_{abcs}] + \frac{d}{dt} [\lambda_{abcs}] \quad (2.1)$$

$$[v'_{abcr}] = [R'_r] \cdot [i'_{abcr}] + \frac{d}{dt} [\lambda'_{abcr}] \quad (2.2)$$

Onde

$$[\lambda_{abcs}] = [L_s] \cdot [i_{abcs}] + [L_{sr}] \cdot [i'_{abcr}] \quad (2.3)$$

$$[\lambda'_{abcr}] = [L'_r] \cdot [i'_{abcr}] + [L_{sr}]^T \cdot [i_{abcs}] \quad (2.4)$$

$$[i_{abcs}] = [i_{as} \quad i_{bs} \quad i_{cs}]^T \quad (2.5)$$

$$[i'_{abcr}] = [i'_{ar} \quad i'_{br} \quad i'_{cr}]^T \quad (2.6)$$

$$[v_{abcs}] = [v_{as} \quad v_{bs} \quad v_{cs}]^T \quad (2.7)$$

$$[v'_{abcr}] = [v'_{ar} \quad v'_{br} \quad v'_{cr}]^T \quad (2.8)$$

$$i_{as} + i_{bs} + i_{cs} = 0 \quad (2.9)$$

$$i'_{ar} + i'_{br} + i'_{cr} = 0 \quad (2.10)$$

Dessa forma

$$[v_{abcs}] = [R_s] \cdot [i_{abcs}] + [L_s] \cdot \frac{d}{dt} [i_{abcs}] + \frac{d}{dt} [L_{sr}] \cdot [i'_{abcr}] \quad (2.11)$$

$$[v'_{abcr}] = [R'_r] \cdot [i'_{abcr}] + [L'_r] \cdot \frac{d}{dt} [i'_{abcr}] + \frac{d}{dt} [L_{sr}]^T \cdot [i_{abcs}] \quad (2.12)$$

O conjugado eletromagnético é dado por [16]

$$T_e = \frac{P}{2} \cdot [i_{abcs}]^T \cdot \frac{\partial}{\partial \theta_r} [L_{sr}] \cdot [i'_{abcr}] \quad (2.13)$$

A equação mecânica :

$$T_e - T_L = J \cdot \frac{P}{2} \cdot \frac{dw_m}{dt} + B \cdot \frac{P}{2} w_m \quad (2.14)$$

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \frac{P}{2} \cdot w_m \quad (2.15)$$

Onde T_L é o conjugado de carga ; J é o momento de inércia ; B é o coeficiente de atrito , w_m é a velocidade mecânica da maquina e p é o número de pólos da máquina.

$$[R_s] = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} \quad [R_r'] = \begin{bmatrix} r_r' & 0 & 0 \\ 0 & r_r' & 0 \\ 0 & 0 & r_r' \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{ss} & -\frac{1}{2} \cdot L_{ms} & -\frac{1}{2} \cdot L_{ms} \\ -\frac{1}{2} \cdot L_{ms} & L_{ss} & -\frac{1}{2} \cdot L_{ms} \\ -\frac{1}{2} \cdot L_{ms} & -\frac{1}{2} \cdot L_{ms} & L_{ss} \end{bmatrix} \quad [L_r'] = \begin{bmatrix} L_{rr}' & -\frac{1}{2} \cdot L_{ms} & -\frac{1}{2} \cdot L_{ms} \\ -\frac{1}{2} \cdot L_{ms} & L_{rr}' & -\frac{1}{2} \cdot L_{ms} \\ -\frac{1}{2} \cdot L_{ms} & -\frac{1}{2} \cdot L_{ms} & L_{rr}' \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

$$[L_{sr}'] = L_{ms} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + 120) & \cos(\theta_r - 120) \\ \cos(\theta_r - 120) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + 120) \\ \cos(\theta_r + 120) & \cos(\theta_r - 120) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

Onde r_s é a resistência elétrica do enrolamento do estator e r_r' é a resistência elétrica do enrolamento do rotor referido ao estator.

$$L_{ss} = L_{ls} + L_{ms} \quad (2.19)$$

$$L_{rr}' = L_{lr}' + L_{ms} \quad (2.20)$$

L_{ls} e L_{lr}' são as indutâncias de dispersão dos enrolamentos de estator e de rotor respetivamente enquanto L_{ms} é a indutância de magnetização do motor.

O sistema de equações de tensão dos enrolamentos de estator e rotor pode ser escrito como :

$$\begin{bmatrix} v_{abcs} \\ v'_{abcr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [R_s] & [0] \\ [0] & [R_r'] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{abcs} \\ i'_{abcr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} [L_s] & [L_{sr}'] \\ [L_{sr}']^T & [L_r'] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{abcs} \\ i'_{abcr} \end{bmatrix} \right) \quad (2.21)$$

$$[v] = [R] \cdot [i] + \frac{d}{dt} ([L] \cdot [i]) \quad (2.22)$$

$$\frac{d}{dt}[i] = [L]^{-1} \cdot ([v] - ([R] + \frac{p}{2} \cdot \frac{d[L]}{d\theta_r} \cdot w_m) \cdot [i]) \quad (2.23)$$

A dificuldade apresentada na utilização deste modelo está na necessidade de calcular a matriz inversa da matriz de indutâncias (matriz cujos elementos dependem da posição do rotor e portanto do tempo) em cada passo de integração da eq. 2.23

O número total de equações diferenciais a serem resolvidas é de 7 e com este modelo é possível fazer estudos considerando assimetria das impedâncias da máquina ou assimetria da fonte de alimentação.

2.3 Modelo abcs-dqr

É possível simplificar a equação (2.23) utilizando transformações de sistemas de coordenadas. Transformando em primeiro lugar o sistema trifásico do rotor (abcr) para um sistema bifásico (α, β) , equivalente estacionário relativo ao rotor com o eixo (α) coincidente com a fase " a " do rotor, em segundo lugar transformando o sistema do rotor bifásico (α, β) para um sistema (d, q) estacionário relativo ao estator pode-se conseguir essa simplificação [5] [23].

Seja $[k_1]$ a matriz de transformação $(abc) \rightarrow (\alpha, \beta)$ definida pela eq. 2.24

$$[k_1] = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

e seja a matriz $[k_2]$ de transformação $(\alpha, \beta) \rightarrow (d, q)$ definida pela eq. 2.25

$$[k_2] = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & -\sin \theta_r \\ \sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

aplicando-se as transformações só nas variáveis do enrolamento de rotor tem-se

$$[i'_{abcr}] = [k_1]^T \cdot [i'_{\alpha\beta r}] \quad (2.26)$$

$$[i'_{\alpha\beta r}] = [k_2]^T \cdot [i'_{dqr}] \quad (2.27)$$

e substituindo 2.27 em 2.26 tem-se

$$[i'_{abcr}] = [k_1]^T \cdot [k_2]^T \cdot [i'_{dqr}] \quad (2.28)$$

Substituindo (2.28) na eq.(2.11) obtém-se para o estator o seguinte :

$$[v_{abcs}] = [r_s] \cdot [i_{abcs}] + [L_s] \cdot \frac{d}{dt} [i_{abcs}] + \frac{d}{dt} ([L_{sr}] \cdot [k_1]^T \cdot [k_2]^T) \cdot [i'_{dqr}] \quad (2.29)$$

$$[v_{abcs}] = [r_s] \cdot [i_{abcs}] + [L_s] \cdot \frac{d}{dt} [i_{abcs}] + \frac{d}{dt} [a_0] \cdot [i'_{dqr}] \quad (2.30)$$

onde

$$[i'_{dqr}] = [i'_{dr} \quad i'_{qr}]^T \quad (2.31)$$

$$[a_0] = ([L_{sr}] \cdot [k_1]^T \cdot [k_2]^T) = M' \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

$$M' = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot L_{ms} \quad (2.33)$$

Substituindo os resultados matriciais em (2.30)

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{ss} & -\frac{1}{2} \cdot L_{ms} & -\frac{1}{2} \cdot L_{ms} \\ -\frac{1}{2} \cdot L_{ms} & L_{ss} & -\frac{1}{2} \cdot L_{ms} \\ -\frac{1}{2} \cdot L_{ms} & -\frac{1}{2} \cdot L_{ms} & L_{ss} \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \\ &+ M' \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i'_{dr} \\ i'_{qr} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.34)$$

Na equação do rotor eq. 2.12 as transformações são aplicadas em cascata, primeiro $[k_1]$ e depois $[k_2]$ obtendo-se:

$$[v'_{dqr}] = [k_2] \cdot [R'_{\alpha\beta r}] \cdot [k_2]^T \cdot [i'_{dqr}] + [k_2] \cdot [L'_{\alpha\beta r}] \cdot \frac{d}{dt} ([k_2] \cdot [i'_{dqr}]) + [k_2] \frac{d}{dt} ([k_1] \cdot [L_{sr}]^T \cdot [i_{abcs}]) \quad (2.35)$$

Onde

$$[R'_{\alpha\beta r}] = [k_1] \cdot [R'_r] \cdot [k_1]^T = \begin{bmatrix} r'_r & 0 \\ 0 & r'_r \end{bmatrix} \quad (2.36)$$

$$[L_{\alpha\beta r}] = [k_1] \cdot [L'_r] \cdot [k_1]^T = \begin{bmatrix} L'_r & 0 \\ 0 & L'_r \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

$$[v'_{dqr}] = [v'_{dr} \quad v'_{qr}]^T \quad (2.38)$$

Desenvolvendo os termos em derivadas na eq. 2.35 tem-se:

$$\begin{bmatrix} v'_{dq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R'_{\alpha\beta r} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i'_{dq} \end{bmatrix} + [a_1] \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i'_{dq} \end{bmatrix} + [a_2] \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{abcs} \end{bmatrix} + [a_3] \cdot \begin{bmatrix} i_{abcs} \end{bmatrix} + [a_4] \cdot \begin{bmatrix} i'_{dq} \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

Onde

$$[a_1] = [k_2] \cdot [L_{\alpha\beta r}] \cdot [k_2]^T = \begin{bmatrix} L'_r & 0 \\ 0 & L'_r \end{bmatrix} \quad (2.40)$$

$$[a_2] = [k_2] \cdot [k_1] \cdot [L_{sr}]^T = M' \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (2.41)$$

$$[a_3] = [k_2] \cdot \left[\frac{d}{dt} [k_1] \right] \cdot [L_{sr}]^T = M' \cdot \begin{bmatrix} 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ -1 & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \cdot \frac{P}{2} \cdot \omega_m \quad (2.42)$$

$$[a_4] = [k_2] \cdot [L_{\alpha\beta r}] \cdot \frac{d}{dt} [k_2]^T = \begin{bmatrix} 0 & L'_r \\ -L'_r & 0 \end{bmatrix} \cdot \frac{P}{2} \cdot \omega_m \quad (2.43)$$

Substituindo os resultados 2.40 até 2.43 em 2.39 tem-se

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v'_{dr} \\ v'_{qr} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} r'_r & 0 \\ 0 & r'_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i'_{dr} \\ i'_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L'_r & 0 \\ 0 & L'_r \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i'_{dr} \\ i'_{qr} \end{bmatrix} + M' \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \\ &+ M' \cdot \begin{bmatrix} 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ -1 & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \cdot \frac{P}{2} \cdot \omega_m \cdot \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & L'_r \\ -L'_r & 0 \end{bmatrix} \cdot \frac{P}{2} \cdot \omega_m \cdot \begin{bmatrix} i'_{dr} \\ i'_{qr} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.44)$$

Onde

$$L'_r = L'_{lr} + \frac{3}{2} \cdot L_{ms} \quad (2.45)$$

escrevendo as duas equações do estator e rotor 2.34 e 2.44 juntas em forma matricial :

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \\ v'_{dr} \\ v'_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r'_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & r'_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ i'_{dr} \\ i'_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{ss} & -\frac{1}{2} \cdot L_{ms} & -\frac{1}{2} \cdot L_{ms} & M' & 0 \\ -\frac{1}{2} \cdot L_{ms} & L_{ss} & -\frac{1}{2} \cdot L_{ms} & -\frac{1}{2} \cdot M' & \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot M' \\ -\frac{1}{2} \cdot L_{ms} & -\frac{1}{2} \cdot L_{ms} & L_{ss} & -\frac{1}{2} \cdot M' & -\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot M' \\ M' & -\frac{1}{2} \cdot M' & -\frac{1}{2} \cdot M' & L'_r & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot M' & -\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot M' & 0 & L'_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ i'_{dr} \\ i'_{qr} \end{bmatrix} + \frac{p}{2} \cdot \omega_m \cdot \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot M' & -\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot M' & 0 & L'_r \\ -M' & \frac{1}{2} \cdot M' & \frac{1}{2} \cdot M' & -L'_r & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ i'_{dr} \\ i'_{qr} \end{bmatrix} \quad (2.46)$$

A equação 2.46 pode ser escrita como em 2.47

$$[v] = [R] \cdot [i] + [L_1] \cdot \frac{d}{dt}[i] + \frac{p}{2} \cdot \omega_m \cdot [G] \cdot [i] \quad (2.47)$$

Onde $[L_1]$ e $[G]$ são explícitas em 2.46

A potência de entrada " P " pode ser expressa como:

$$P = [i]^T \cdot [v] = [i]^T \cdot [R] \cdot [i] + [i]^T \cdot [L_1] \cdot \frac{d}{dt}[i] + \frac{p}{2} \cdot \omega_m \cdot [i]^T \cdot [G] \cdot [i] \quad (2.48)$$

Da equação anterior cada termo pode ser identificado como:

$$\text{Potência de entrada} = [i]^T \cdot [v] \quad (2.49)$$

$$\text{Perdas nas resistências das bobinas} = [i]^T \cdot [R] \cdot [i] \quad (2.50)$$

$$\text{Energia armazenada no campo magnético} = [i]^T \cdot [L_1] \cdot \frac{d}{dt}[i] \quad (2.51)$$

$$\text{Potência de saída} = \frac{p}{2} \cdot \omega_m \cdot [i]^T \cdot [G] \cdot [i] \quad (2.52)$$

Da equação de potência de saída 2.52 pode-se escrever a equação de conjugado

$$T_e \cdot w_m = \frac{P}{2} \cdot w_m \cdot [i]^T \cdot [G] \cdot [i] \quad (2.53)$$

$$T_e = \frac{P}{2} \cdot [i]^T \cdot [G] \cdot [i] \quad (2.54)$$

Substituindo as matrizes correspondentes em 2.54 e efetuando os produtos botem-se a equação de conjugado eletromagnético (2.55) :

$$T_e = i'_{dr} \cdot \frac{P}{2} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot M' \cdot i_{bs} - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot M' \cdot i_{cs} + L'_r \cdot i'_{qr} \right) + i'_{qr} \cdot \frac{P}{2} \cdot \left(-M' \cdot i_{as} + \frac{1}{2} \cdot M' \cdot i_{bs} + \frac{1}{2} \cdot M' \cdot i_{cs} - L'_r \cdot i'_{dr} \right) \quad (2.55)$$

Os parâmetros utilizados no modelo mostrado são obtidos do circuito equivalente em T visto na figura 2.2

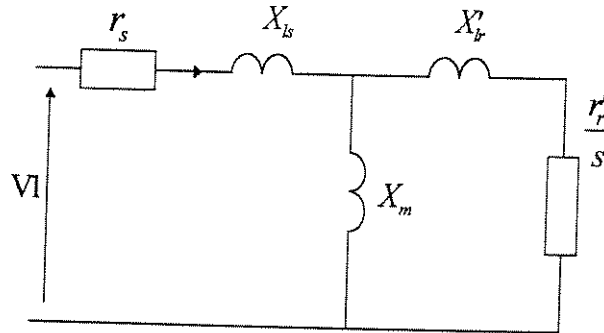


Figura 2.2 - Circuito equivalente "T" do motor de indução

$$M' = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{X_m}{w} \quad (2.56)$$

$$L_{ms} = \frac{2}{3} \cdot \frac{X_m}{w} \quad (2.57)$$

$$L_{ls} = \frac{X_{ls}}{w} \quad (2.58)$$

$$L'_{lr} = \frac{X'_{lr}}{w} \quad (2.59)$$

Os parâmetros do circuito equivalente em T acima são obtidos através dos ensaios em vazio e em rotor bloqueado.

2.4 Análogo elétrico da equação mecânica

Na figura 2.3 mostra-se um circuito elétrico equivalente que representa a equação 2.60

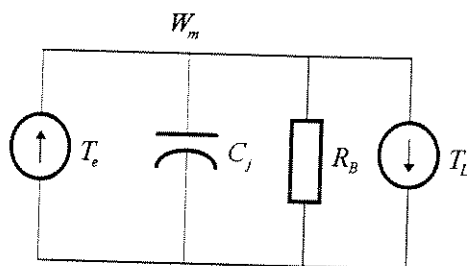


Figura 2.3 - Análogo elétrico da equação mecânica

$$T_e - T_L = C_j \cdot \frac{dw_m}{dt} + \left(\frac{1}{R_B} \right) \cdot w_m \quad (2.60)$$

Comparando com a eq. mecânica eq. 2.13 , que é escrita novamente a seguir :

$$T_e - T_L = J \cdot \frac{dw_m}{dt} + B \cdot w_m \quad (2.61)$$

tem-se os coeficientes do circuito elétrico análogo do sistema mecânico da máquina

$$C_j = J \quad (2.62)$$

$$R_B = \frac{1}{B} \quad (2.63)$$

Das equações (2.46) , (2.55) e (2.62) pode-se obter o circuito equivalente da máquina de indução com a carga mecânica para utilização no software Pspice.

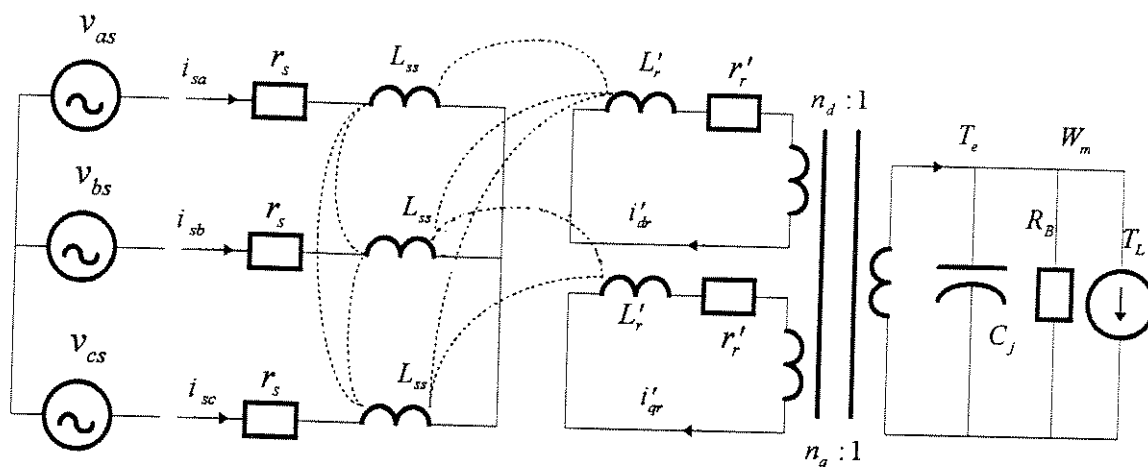


Figura 2.4 - Circuito elétrico do motor de indução e carga mecânica

onde :

$$n_d = \frac{P}{2} \cdot \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot M' \cdot i_{bs} - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot M' \cdot i_{cs} + L'_r \cdot i'_{qr} \right) \quad (2.64)$$

$$n_q = \frac{P}{2} \cdot \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot M' \cdot i_{as} + \frac{1}{2} \cdot M' \cdot i_{bs} + \frac{1}{2} \cdot M' \cdot i_{cs} - L'_r \cdot i'_{dr} \right) \quad (2.65)$$

$$T_e = n_d \cdot i'_{dr} + n_q \cdot i'_{qr} \quad (2.66)$$

Da eq. (2.47) o sistema para o processo de integração numérica apresenta a forma mostrada na eq. 2.67

$$\frac{d}{dt}[i] = [L_1]^{-1} \cdot [v] - ([R] + \frac{P}{2} \cdot w_m \cdot [G]) \cdot [i] \quad (2.67)$$

2.5 Modelo $abc_s - \alpha\beta\gamma_r$

Usando o modelo anterior $abcs - dqr$ faz-se uma nova transformação das variáveis de rotor (dqr) para um sistema trifásico $\alpha\beta\gamma_r$ fixo em relação ao estator ($dqr \rightarrow \alpha\beta\gamma_r$) [30] neste caso é usada também a matriz $[k_1]$

$$[v'_{dqr}] = [k_1] \cdot [v'_{\alpha\beta\gamma_r}] \quad (2.68)$$

$$[i'_{dqr}] = [k_1] \cdot [i'_{\alpha\beta\gamma_r}] \quad (2.69)$$

Substituindo as relações 2.68 e 2.69 na eq.(2.39) temos:

$$\begin{aligned} [v'_{\alpha\beta\delta r}] &= ([k_1]^T \cdot [R'_{\alpha\beta r}] \cdot [k_1]) \cdot [i'_{\alpha\beta\delta r}] + ([k_1]^T \cdot [a_1] \cdot [k_1]) \frac{d}{dt}[i'_{\alpha\beta\delta r}] + [k_1]^T \cdot [a_2] \frac{d}{dt}[i_{abds}] + \\ &+ \frac{P}{2} \cdot w_m \cdot [k_1]^T \cdot [a_4] \cdot [i_{abcs}] + \frac{P}{2} \cdot w_m \cdot [k_1]^T \cdot [a_3] \cdot [k_1] \cdot [i'_{\alpha\beta\delta r}] \end{aligned} \quad (2.70)$$

onde

$$[v'_{\alpha\beta\delta r}] = [v'_{\alpha r} \quad v'_{\beta r} \quad v'_{\gamma r}]^T \quad (2.71)$$

$$[i'_{\alpha\beta\gamma r}] = [i'_{\alpha r} \quad i'_{\beta r} \quad i'_{\gamma r}]^T \quad (2.72)$$

resultando a seguinte equação:

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} v'_{\alpha} \\ v'_{\beta} \\ v'_{\gamma} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} r'_r & 0 & 0 \\ 0 & r'_r & 0 \\ 0 & 0 & r'_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i'_{\alpha} \\ i'_{\beta} \\ i'_{\gamma} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L'_{lr} + M & 0 & 0 \\ 0 & L'_{lr} + M & 0 \\ 0 & 0 & L'_{lr} + M \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i'_{\alpha} \\ i'_{\beta} \\ i'_{\gamma} \end{bmatrix} + \\
&+ \begin{bmatrix} M & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 \\ 0 & 0 & M \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{p}{2} \cdot w_m \cdot \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot \begin{bmatrix} 0 & L'_{lr} + M & -(L'_{lr} + M) \\ -(L'_{lr} + M) & 0 & L'_{lr} + M \\ L'_{lr} + M & -(L'_{lr} + M) & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i'_{\alpha} \\ i'_{\beta} \\ i'_{\gamma} \end{bmatrix} + \\
&+ \frac{p}{2} \cdot w_m \cdot \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot \begin{bmatrix} 0 & M & -M \\ -M & 0 & M \\ M & -M & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix}
\end{aligned}$$

onde se define

$$M = \frac{3}{2} \cdot L_{ms} \quad (2.74)$$

Desenvolvendo a primeira linha da eq.2.73 do rotor:

$$v'_{\alpha} = r'_r \cdot i'_{\alpha} + (L'_{lr} + M) \cdot \frac{di'_{\alpha}}{dt} + M \cdot \frac{di_{as}}{dt} + \frac{p}{2} \cdot w_m \cdot \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot [(L'_{lr} + M) \cdot i'_{\beta} - (L'_{lr} + M) \cdot i'_{\gamma} - M \cdot i_{bs} - M \cdot i_{cs}]$$

resulta a equação 2.76

$$v'_{\alpha} = r'_r \cdot i'_{\alpha} + \frac{d\lambda_{\alpha}}{dt} + \frac{p}{2} \cdot w_m \cdot \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot (\lambda_{\beta} - \lambda_{\gamma}) \quad (2.75)$$

onde :

$$\lambda_{\alpha} = L'_{lr} \cdot i'_{\alpha} + M \cdot (i_{as} + i'_{\alpha}) \quad (2.77)$$

$$\lambda_{\beta} = L'_{lr} \cdot i'_{\beta} + M \cdot (i_{bs} + i'_{\beta}) \quad (2.78)$$

$$\lambda_{\gamma} = L'_{lr} \cdot i'_{\gamma} + M \cdot (i_{cs} + i'_{\gamma}) \quad (2.79)$$

Similarmente para as outras fases tem-se :

$$v'_{\beta} = r'_r \cdot i'_{\beta} + \frac{d\lambda_{\beta}}{dt} + \frac{p}{2} \cdot w_m \cdot \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot (\lambda_{\gamma} - \lambda_{\alpha}) \quad (2.80)$$

$$v'_{\gamma r} = r'_r \cdot i'_{\gamma r} + \frac{d\lambda_{\gamma r}}{dt} + \frac{p}{2} \cdot w_m \cdot \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot (\lambda_{\alpha r} - \lambda_{\beta r}) \quad (2.81)$$

Aplicando a transformação (2.69) na eq. (2.30) tem-se :

$$[v_{abcs}] = [R_s] \cdot [i_{abcs}] + [L_s] \cdot \frac{d}{dt} [i_{abcs}] + \frac{d}{dt} ([a_0] \cdot [k_1]) \cdot [i'_{\alpha\beta\gamma}] \quad (2.82)$$

Substituindo os resultados dos produtos das matrizes tem-se

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{ls} + M & 0 & 0 \\ 0 & L_{ls} + M & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} + M \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 \\ 0 & 0 & M \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i'_{\alpha r} \\ i'_{\beta r} \\ i'_{\gamma r} \end{bmatrix} \quad (2.83)$$

Desenvolvendo a primeira linha da eq. do estator tem-se :

$$v_{as} = r_s \cdot i_{as} + (L_{ls} + M) \cdot \frac{di_{as}}{dt} + M \cdot \frac{di'_{\alpha r}}{dt} \quad (2.84)$$

$$v_{as} = r_s \cdot i_{as} + \frac{d}{dt} [L_{ls} \cdot i_{as} + M \cdot (i_{as} + i'_{\alpha r})] \quad (2.85)$$

$$v_{as} = r_s \cdot i_{as} + \frac{d}{dt} \lambda_{as} \quad (2.86)$$

$$\lambda_{as} = [L_{ls} \cdot i_{as} + M \cdot (i_{as} + i'_{\alpha r})] \quad (2.87)$$

Analogamente para as outras duas fases tem-se :

$$v_{bs} = r_s \cdot i_{bs} + \frac{d}{dt} \lambda_{bs} \quad (2.88)$$

$$\lambda_{bs} = [L_{ls} \cdot i_{bs} + M \cdot (i_{bs} + i'_{\beta r})] \quad (2.89)$$

$$v_{cs} = r_s \cdot i_{cs} + \frac{d}{dt} \lambda_{cs} \quad (2.90)$$

$$\lambda_{cs} = [L_{ls} \cdot i_{cs} + M \cdot (i_{cs} + i'_{\gamma r})] \quad (2.91)$$

escrevendo as equação do estator e rotor em forma matricial

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r'_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & r'_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & r'_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ i'_{ar} \\ i'_{br} \\ i'_{rr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{ls} + M & 0 & 0 & M & 0 & 0 \\ 0 & L_{ls} + M & 0 & 0 & M & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} + M & 0 & 0 & M \\ M & 0 & 0 & L'_{lr} + M & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 & 0 & L'_{lr} + M & 0 \\ 0 & 0 & M & 0 & 0 & L'_{lr} + M \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ i'_{ar} \\ i'_{br} \\ i'_{rr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ i'_{ar} \\ i'_{br} \\ i'_{rr} \end{bmatrix} + \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot \frac{p}{2} \cdot w_m \cdot \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & M & -M & 0 & L'_{lr} + M & -(L'_{lr} + M) \\ -M & 0 & M & -(L'_{lr} + M) & 0 & L'_{lr} + M \\ M & -M & 0 & L'_{lr} + M & -(L'_{lr} + M) & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ i'_{ar} \\ i'_{br} \\ i'_{rr} \end{bmatrix} \quad (2.92)$$

Em forma simplificada tem-se :

$$[v] = [R] \cdot [i] + [L_2] \cdot \frac{d}{dt} [i] + \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot \frac{p}{2} \cdot w_m \cdot [G] \cdot [i] \quad (2.93)$$

Similarmente ao que se fez em (2.48) a equação do conjugado é obtida

$$T_e = \frac{p}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot [i]^T \cdot [G] \cdot [i] \quad (2.94)$$

$$T_e = \sqrt{3} \cdot \frac{p}{2} \cdot M \cdot (i_{as} \cdot i'_{rr} - i_{cs} \cdot i'_{ar}) \quad (2.95)$$

Das equações (2.92) e (2.95) obtém-se os circuitos elétricos da máquina e da carga que são mostrados na figura 2.5

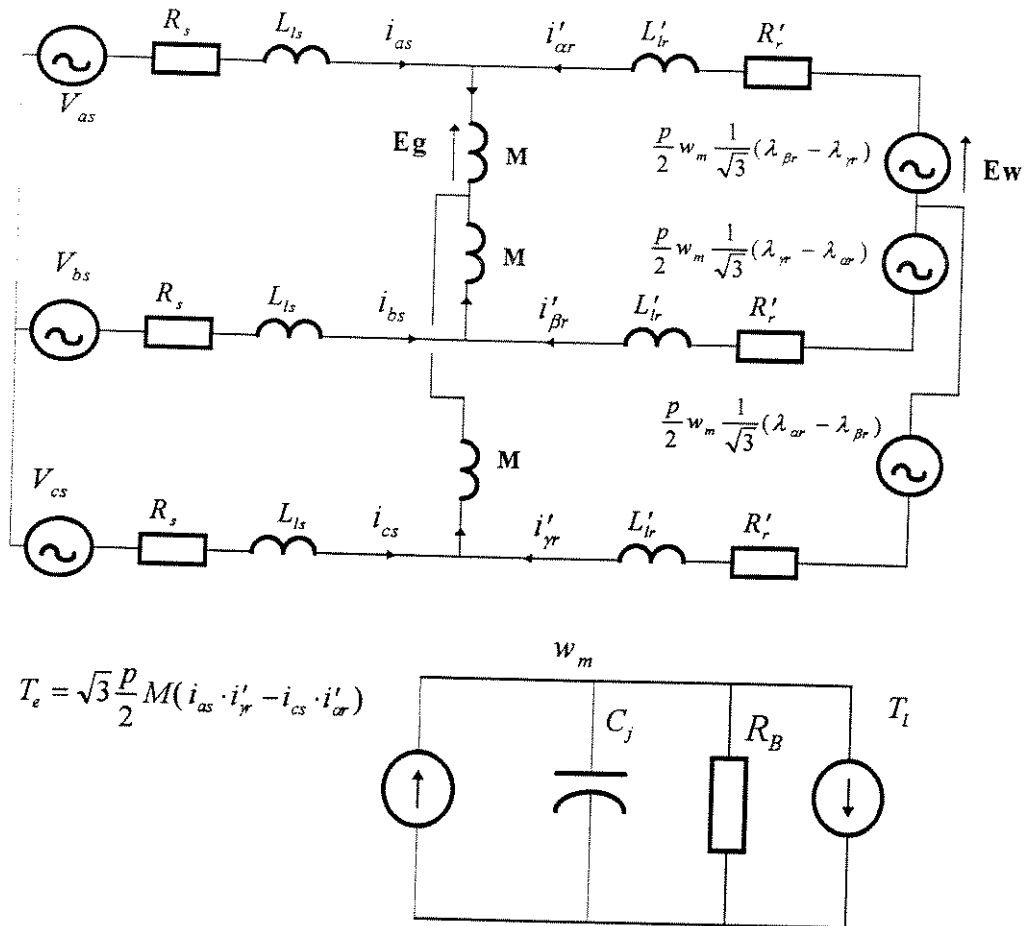


Figura 2.5 - Circuito elétrico equivalente do motor e carga

Este modelo apresenta um sistema de 6 equações diferenciais elétricas como o modelo original de fases só que neste caso a matriz de indutâncias é constante e precisa ser invertida uma única vez no início do programa. O modelo mantém os terminais trifásicos de entrada e pelo circuito equivalente é possível incluí-lo entre as equações do conversor para serem resolvidas juntas.

O modelo $abc_s - \alpha\beta\gamma_r$ foi testado com uma máquina de indução com parâmetros que são apresentados a seguir :

Motor trifásico de indução de rotor em gaiola		
Potência	5	cv
Tensão	220	V
(estator ligado em estrela)		
Frequência (f)	60	Hz
Pólos (P)	4	
Momento de inércia (J)	0.1	$kg\,m^2$

Conjugado de carga nominal (T_L)	20	Nm
Resistência do estator (r_s)	0.531	ohms
Resistência do rotor (r_r')	0.408	ohms
Reatância de dispersão do estator (X_{ls})	0.95	ohms
Reatância de dispersão do rotor (X_{lr}')	0.95	ohms
Reatância de magnetização (X_m)	31.95	ohms

O modelo foi implementado no Pspice, de acordo com o diagrama esquemático mostrado na figura 2.6.

Simulou-se a partida do motor com tensão senoidal plena e sem conjugado de carga até 0,8 segundos, aplicando-se então carga mecânica de valor nominal até um tempo final de 1 segundo quando a máquina atingiu o regime permanente.

Na figura 2.7a mostra-se o conjugado eletromagnético durante a partida apresentando os valores de conjugado de partida $Te_{p,max} = 71,5 \text{ Nm}$, conjugado máximo $Te_{max} = 47,2 \text{ Nm}$ e conjugado nominal $Te_{nom} = 20,0 \text{ Nm}$.

Na figura 2.7b a velocidade do eixo do motor que, á plena carga, atinge o valor de $w_{m,nom} = 181,3 \text{ rad/s}$ que corresponde a um escorregamento nominal $S_{nom} = 3,81\%$.

Na figura 2.7c a corrente do estator apresenta o valor pico máximo na partida e sem carga de $\hat{i}_{as, arr} = 107,7 \text{ A}$, o valor pico em regime permanente $\hat{i}_{as, vacio} = 5,45 \text{ A}$ e o valor pico com carga nominal de $\hat{i}_{as, nom} = 16,6 \text{ A}$ que em valor eficaz corresponde a $I_{as, nom} = 11,73 \text{ A}$.

Na figura 2.8a mostra-se a corrente de magnetização por fase que em condições nominais tem o valor pico $\hat{i}_{m, nom} = 5,16 \text{ A}$.

Nas figuras 2.8b e 2.8c mostra-se os valores pico das tensões internas por fase com valores a plena carga em regime permanente $\hat{E}_{g, mon} = 164,9 \text{ V}$ e a tensão induzida pela velocidade de $\hat{E}_{w, mon} = 158,03 \text{ V}$.

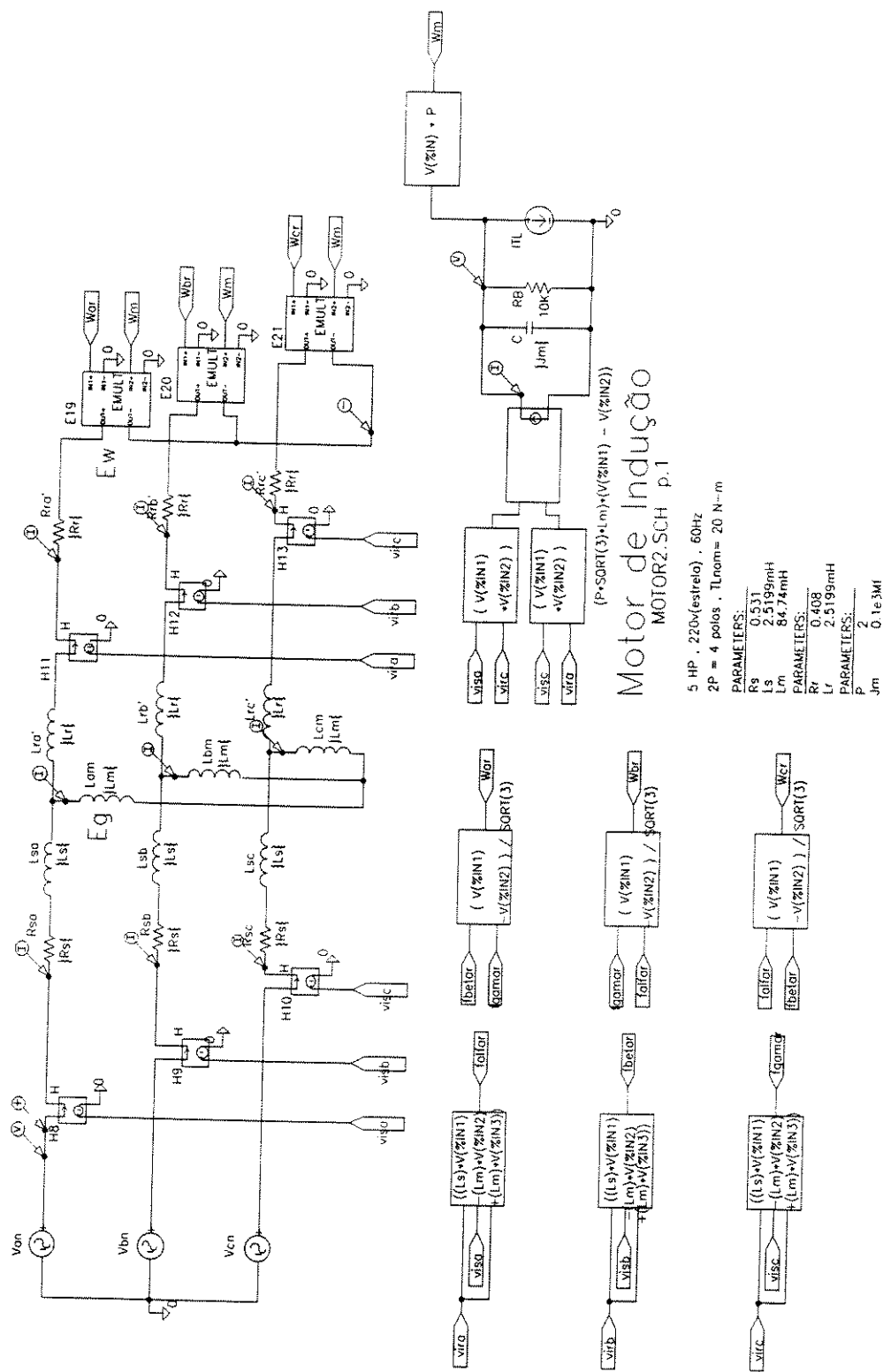


Figura 2.6 - Circuito do motor no Pspice

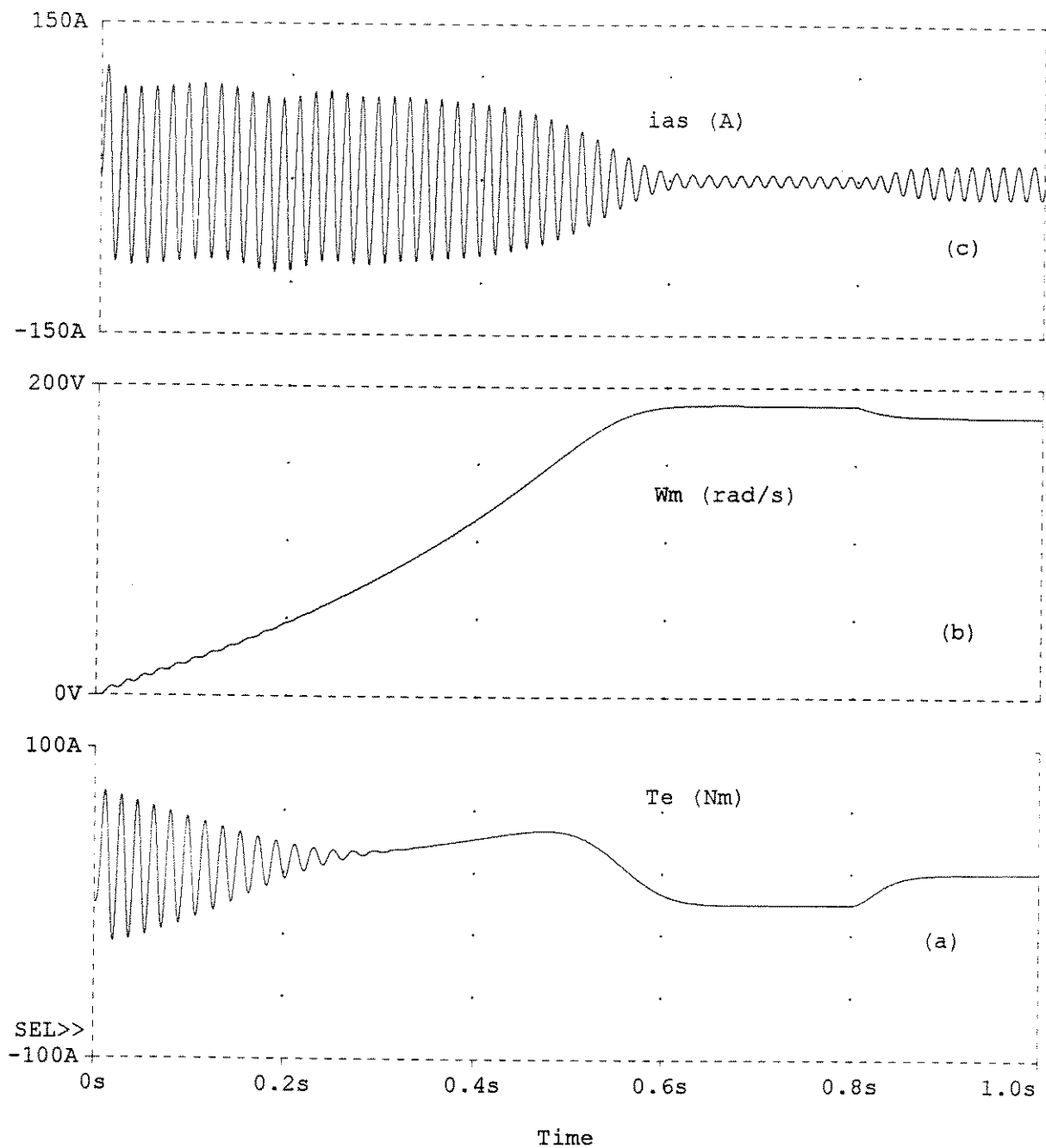


Figura 2.7 - a) Conjugado eletromagnético T_e , esc.: 40 Nm/div b) Velocidade mecânica w_m , esc. : 100(rad/s)/div c) Corrente do estator i_{as} , esc. : 100 A/div

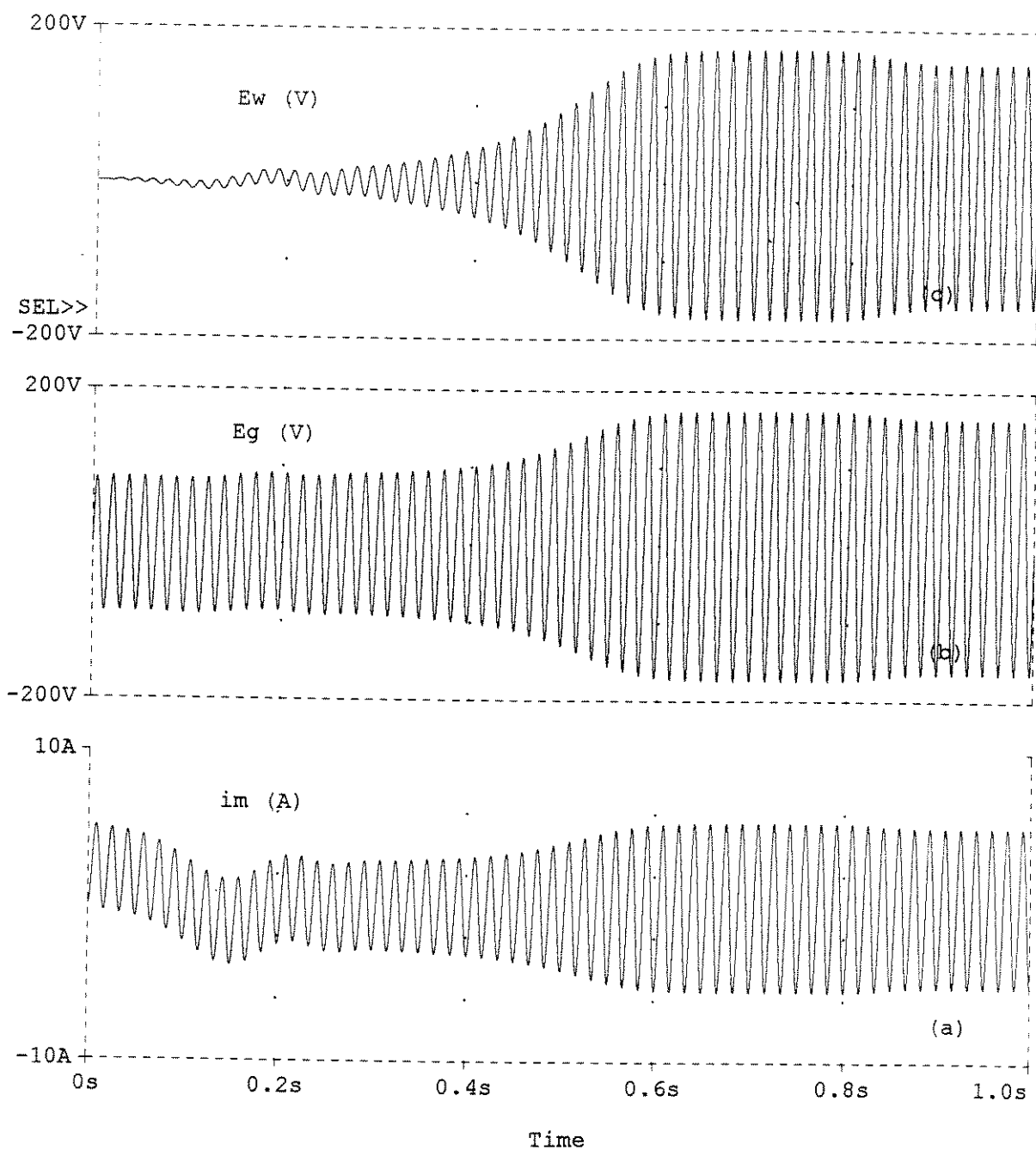


Figura 2.8 - a) Corrente de magnetização i_m , esc.: 4 A/div b) Tensão interna E_g , esc.: 100 V/div c) Tensão induzida E_w , esc.: 100 V/div

2.6 Inversor alimentando o motor de indução

Quando o motor de indução é alimentado por um inversor de tensão trifásico cuja forma de onda de tensão é não senoidal este tipo de alimentação pode causar problemas no desempenho do motor. A tensão de saída do inversor, sendo periódica, apresenta uma componente fundamental e componentes harmônicas. Se as componentes harmônicas são de frequências muito baixas elas podem produzir flutuações de velocidade e esforços no eixo da máquina. A componente harmônica de tensão do estator de 5ª ordem produz um fluxo com velocidade angular de $\omega_{s5} = 5 \cdot \omega_s$ em sentido oposto ao campo fundamental ω_s e do rotor. A componente de tensão de 7ª ordem, produz um fluxo com velocidade angular $\omega_{s7} = 7 \cdot \omega_s$ e girando no mesmo sentido do campo principal do rotor.

2.6.1 Circuito equivalente do motor de indução alimentado por uma fonte de tensão não senoidal

O circuito equivalente está representado na figura 2.9

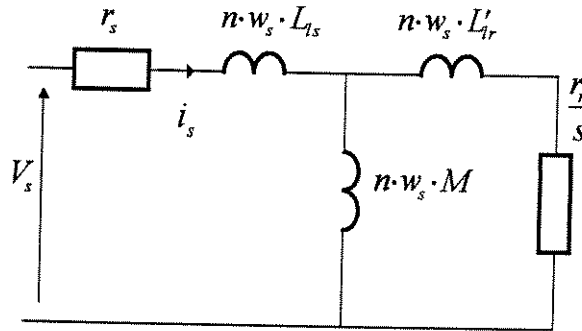


Figura 2.9 - Circuito equivalente do motor de indução

Onde: r_s é a resistência elétrica do enrolamento do estator ; r'_r é a resistência elétrica do enrolamento do rotor ; M é a indutância de magnetização ; L_{ls} é a indutância de dispersão do enrolamento do estator ; L'_{lr} é a indutância de dispersão do enrolamento do rotor ; n é a ordem do harmônico . Não se considera a ação do efeito pelicular sobre as resistências neste trabalho.

O escorregamento do harmônico de ordem n é expresso pela relação seguinte

$$s_n = \frac{n \cdot \omega_s \pm \frac{P}{2} \cdot \omega_m}{n \cdot \omega_s} \quad (2.96)$$

onde o sinal (-) é usado para componentes harmônicos de sequência positiva e o sinal (+) quando se trata de componentes harmônicos de sequência negativa ; $\frac{P}{2}$ é o número pares de pólos ; ω_m é a velocidade angular mecânica e ω_s é a velocidade angular elétrica.

No caso da componente fundamental tem-se para o escorregamento a relação :

$$s_1 = \frac{\omega_s - \frac{p}{2} \cdot \omega_m}{\omega_s} \quad (2.97)$$

da equação 2.97 obtém-se

$$\frac{p}{2} \cdot \omega_m = \omega_s - s_1 \cdot \omega_s \quad (2.98)$$

que substituído em 2.96 e considerando que $s_1 \ll 1$, o escorregamento s_n é reduzido para $s_n \cong 1 \pm \frac{1}{n}$ o que significa que para as componentes harmônicas de maior ordem o motor se comporta como um rotor travado. Neste situação considera-se também que a reatância de magnetização $n \cdot \omega_s \cdot M$ tem um valor muito alto que pode ser considerado como um circuito aberto.

As reatâncias de dispersão dos enrolamentos são muito maiores do que as suas respectivas resistências elétricas $n \cdot \omega_s \cdot (L_{ls} + L'_{lr}) \gg (r_s + r_r)$ portanto o circuito equivalente do motor se reduz como se mostra na figura 2.10

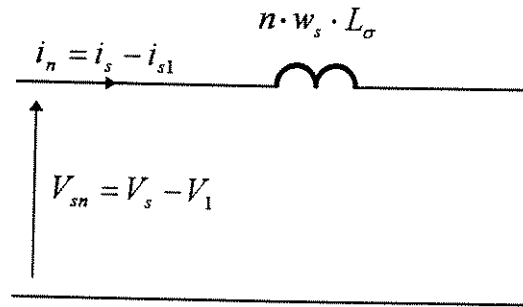


Figura 2.10 - Circuito equivalente simplificado

Onde

$$L_\sigma = L_{ls} + L'_{lr} \quad (2.99)$$

Para o caso de inversor a seis pulsos, a tensão por fase é definida pela relação :

$$\hat{V}_n = \frac{\hat{V}_1}{n} \quad (2.100)$$

portanto a corrente harmônica de ordem n pode ser escrita como :

$$\hat{i}_n = \frac{\hat{V}_1}{n^2 \cdot \omega_s \cdot L_\sigma} \quad (2.101)$$

Considerando que o motor opera a fluxo constante tem-se :

$$\frac{\hat{V}_1}{f_1} = 2\pi \cdot \psi_{m1} = cte \quad (2.102)$$

então a equação para a corrente pode ser escrita como

$$\hat{i}_n = \frac{\psi_{m1}}{n^2 \cdot L_\sigma} \quad (2.103)$$

A corrente total eficaz nos terminais da máquina é

$$I_s = (I_{1s}^2 + I_{hs}^2)^{1/2} \quad (2.104)$$

onde I_{1s} é o valor eficaz da componente fundamental e a corrente I_{hs} é o valor eficaz de todas as componentes harmônicas .

$$I_{hs} = \left[\frac{1}{2} \cdot \sum_n i_n^2 \right]^{1/2} \quad (2.105)$$

As perdas no estator e no rotor podem ser estimadas pela relações seguintes :

$$P_{ls} = 3 \cdot (I_{1s}^2 + I_{hs}^2) \cdot r_s \quad (2.106)$$

$$P_{lr} = 3 \cdot (I_{1r}^2 + I_{hs}^2) \cdot r_r \quad (2.107)$$

onde I_{1r} é a componente fundamental eficaz de corrente do enrolamento do rotor .

2.6.2 Conjugado eletromagnético

Uma forma simplificada para a equação de conjugado eletromagnético desenvolvido pelo motor de indução é obtida quando a teoria de vetores espaciais é usada para escrever as equações da máquina referida a um sistema de eixos dq girantes com velocidade síncrona e com o eixo d na direção do eixo magnético de fluxo do rotor ψ_r [12]

$$Te = \frac{M}{L'_r} \psi_r i_{sq} = \frac{M}{L'_r} \psi_r i_s \sin \delta \quad (2.108)$$

Nesta equação tem-se $i_{sq} = i_s \sin \delta$ que é a componente de estator do vetor de corrente " i_s " em coordenadas dq. Assim, para ψ_r constante, o conjugado é proporcional à componente i_{sq} . Quando a tensão aplicada nos terminais da máquina for senoidal, a corrente e o fluxo também serão senoidal é por esta razão que se trabalha num sistema de referência girante com velocidade síncrona ω_s de modo que com a máquina em regime permanente, os vetores de corrente e fluxo

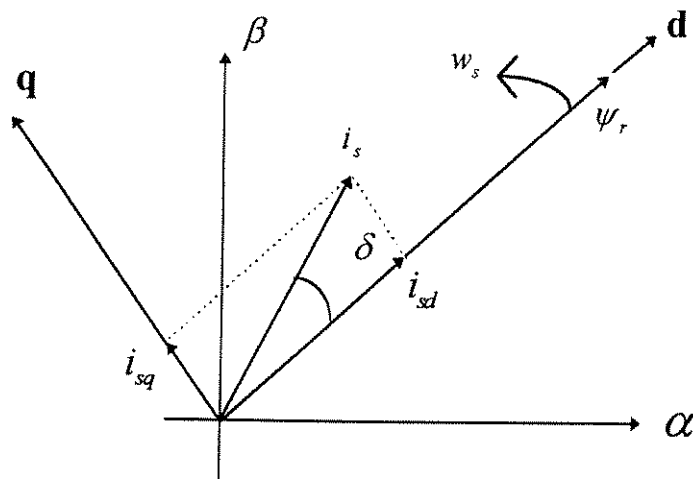


Figura 2.11 - Sistema de referência girante com a velocidade síncrona

apresentam-se fixos em relação ao referencial dq. Neste caso a componente de corrente i_{sq} e portanto o conjugado eletromagnético são valores constantes figura 2.11. Por outro lado, se o motor é alimentado por uma fonte não senoidal de tensão, o fluxo ficará praticamente senoidal por ter o ramo de magnetização uma característica altamente indutiva. Neste caso o vetor de fluxo estará girando com velocidade síncrona constante e formando um círculo num sistema fixo de coordenadas α, β .

No inversor de seis pulsos o harmônico de conjugado eletromagnético mas importante é de sexta ordem. Considere-se o digrama vetorial no sistema de eixos alfa-beta fixos no estator como na figura 2.12. As componentes vetoriais fundamentais de tensão de estator V_{s1} , corrente i_{s1} e fluxo ψ_r , giram com velocidade síncrona ω_s e as componentes harmônicas de tensão no caso da quinta harmônica V_{s5} gira em sentido oposto a ω_s com velocidade de $5\omega_s$ e o sétimo harmônico V_{s7} que gira no mesmo sentido que o campo girante com velocidade de $7\omega_s$.

A impedância vista pelas componentes harmônicas é uma reatância indutiva e portanto os harmônicos de correntes i_{s5} e i_{s7} terão um ângulo de 90 graus atrasado em relação as tensões V_{s5} e V_{s7} respetivamente.

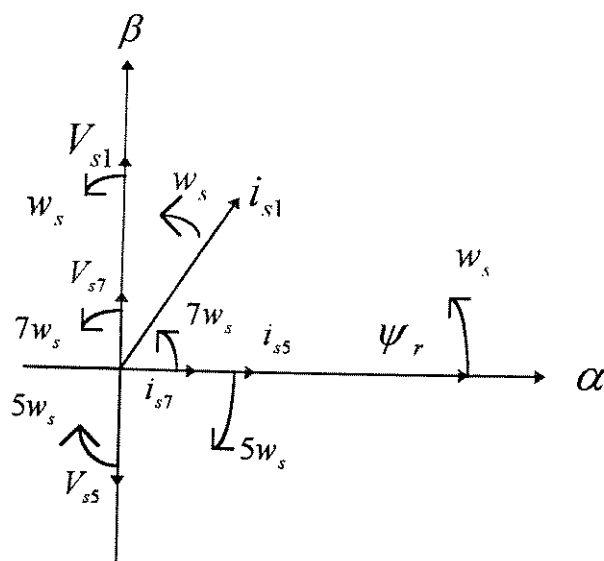


Figura 2.12 - Sistema de referência fixo no estator

Se o sistema é levado para um sistema de eixos girante com velocidade síncrona (fig 2.12) o fluxo ψ_r e a componente fundamental da corrente i_{s1} aparecerão fixas entretanto o harmônico de 5ª ordem terá a velocidade de $6w_s$ girando no mesmo sentido do campo girante e o harmônico de 7ª ordem terá a velocidade $6w_s$ girando em sentido oposto . A componente harmônica de sexta ordem de conjugado elétrico será:

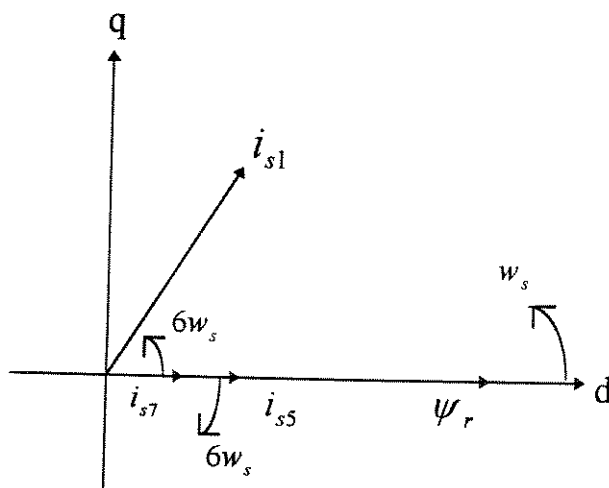


Figura 2.13 - Sistema de referencia girante

$$Te_6(w_s t) = \frac{M}{L_r'} \psi_r [i_{s5} \cdot \sin(\delta_5 - 6w_s t) + i_{s7} \cdot \sin(\delta_7 + 6w_s t)] \quad (2.107)$$

Para o caso do inversor de onda quadrada tem-se : $\delta_5 = \delta_7 = 0$

$$Te_6(w_s t) = \frac{M}{L_r'} \psi_r (i_{s7} - i_{s5}) \sen 6w_s t \quad (2.108)$$

O conjugado máximo será :

$$\hat{T}e_6 = \frac{M}{L_r'} \psi_r (i_{s7} - i_{s5}) \quad (2.109)$$

Fazendo-se as seguintes aproximações :

$$\psi_r \approx \psi_{m1} \quad , \quad \frac{M}{L_r'} \approx 1 \quad (2.110)$$

e sabendo que

$$\left(\frac{\hat{V}_1}{f_1} = cte \right) ; \quad i_n = \frac{\psi_{m1}}{n^2 \cdot L_\sigma} \quad (2.111)$$

e substituindo 2.111 e 2.110 na expressão 2.109 tem-se o valor máximo do conjugado harmônico

$$\hat{T}e_6 = \frac{\psi_{m1}^2}{L_\sigma} \cdot \left(\frac{1}{5^2} - \frac{1}{7^2} \right) \quad (2.112)$$

e que em geral pode-se expressar como :

$$\hat{T}e_{6k} = \frac{\psi_{m1}^2}{L_\sigma} \cdot \left[\frac{1}{(6 \cdot k - 1)^2} - \frac{1}{(6 \cdot k + 1)^2} \right] \quad (2.113)$$

onde k = número inteiro

Das relações 2.107 e 2.113 conclui-se que a presença de duas componentes harmônicas de corrente com ordens consecutivas são responsáveis pela existência de uma componente harmônica de conjugado eletromagnético .

Capítulo 3

Inversor trifásico de tensão a dois níveis

3.1 Introdução

A configuração geral de um inversor trifásico de tensão a dois níveis é a mostrada na figura 3.1. Para acionamento da carga é necessário, na maioria das vezes, variar tanto frequência como amplitude da tensão aplicada.

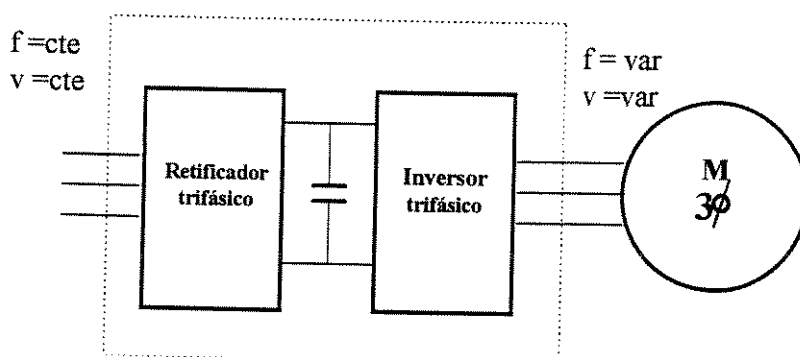


Figura 3.1 - Sistema conversor de frequência e motor de indução

Para executar essa tarefa deve-se acionar adequadamente as chaves semicondutoras o que pode ser feito de duas maneiras: a) através da aplicação de pulsos de gatilhamento com frequência igual a frequência da tensão desejada; com isso altera-se somente a frequência da tensão e as variações da amplitude de tensão ficam por conta do retificador controlado de entrada, b) através da aplicação de pulsos de largura modulada de gatilhamento de tal maneira que resulte tensão de amplitude e frequência variáveis. A esta técnica dá-se o nome de modulação em largura de pulso (PWM).

Há diversas maneiras de se implementar a modulação em largura de pulsos sendo que, entre as não realimentadas, pode-se citar como mais importantes as que são discutidas neste trabalho: a) modulação senoidal, b) eliminação seletiva de harmônicos, c) modulação vetorial [11].

3.2 Circuito elétrico do inversor a dois níveis

Nesse caso o inversor da figura 3.1 é alimentado por retificador controlado e o acionamento das chaves semicondutoras é feito através de pulsos de gatilhamento de frequência igual à frequência da tensão desejada. A figura 3.2 mostra um diagrama esquemático desse sistema enquanto que a figura 3.3 mostra o circuito de potência do inversor.

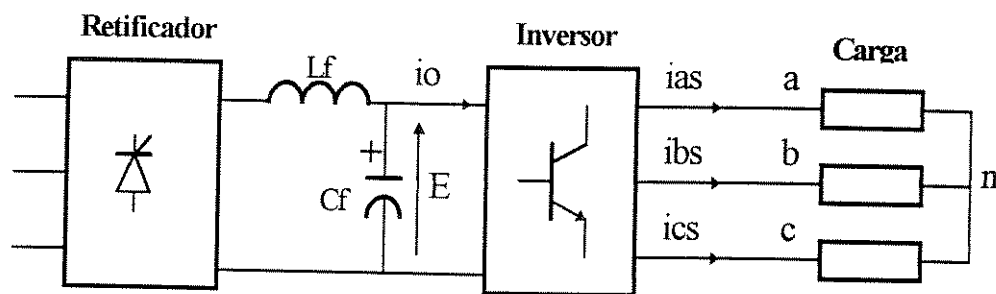


Figura 3.2 - Inversor a seis pulsos

Na figura 3.4 mostra-se as formas de ondas de tensão geradas pelo inversor da figura 3.3

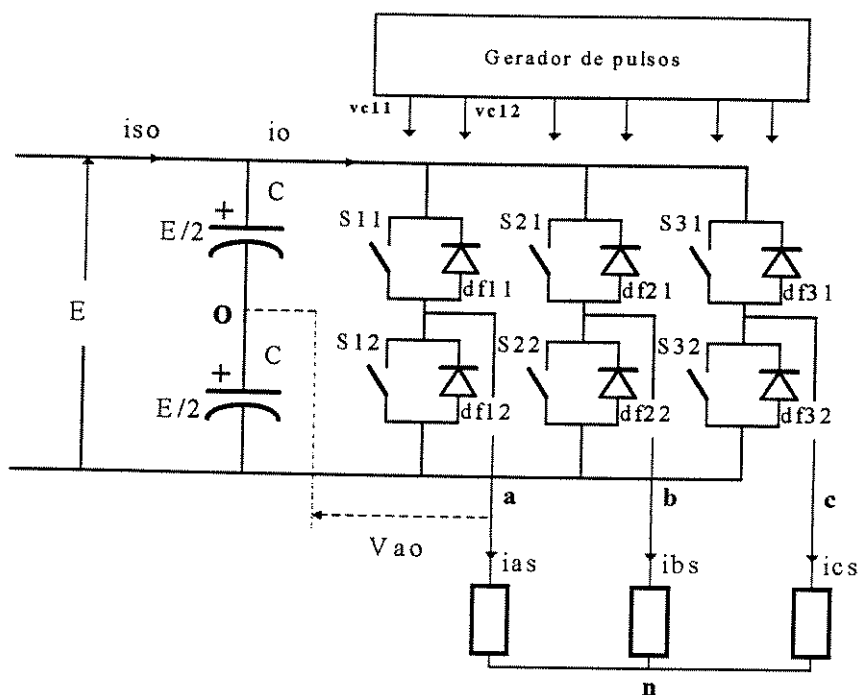


Figura 3.3 - Inversor trifásico de tensão a dois níveis

A tensão da fase V_{ao} de dois níveis, figura 3.4c é gerada pelas chaves S_{11} e S_{12} que são acionadas pelos sinais de controle V_{c11} e V_{c12} (figura 3.4 a , b) de maneira que cada uma conduza durante 180 graus elétricos. As outras duas tensões de fases V_{bo} e V_{co} são geradas da mesma forma só que com os sinais de controle defasados de 120 e 240 graus respectivamente produzindo uma tensão de linha V_{ab} (figura 3.4 f) de três níveis[12].

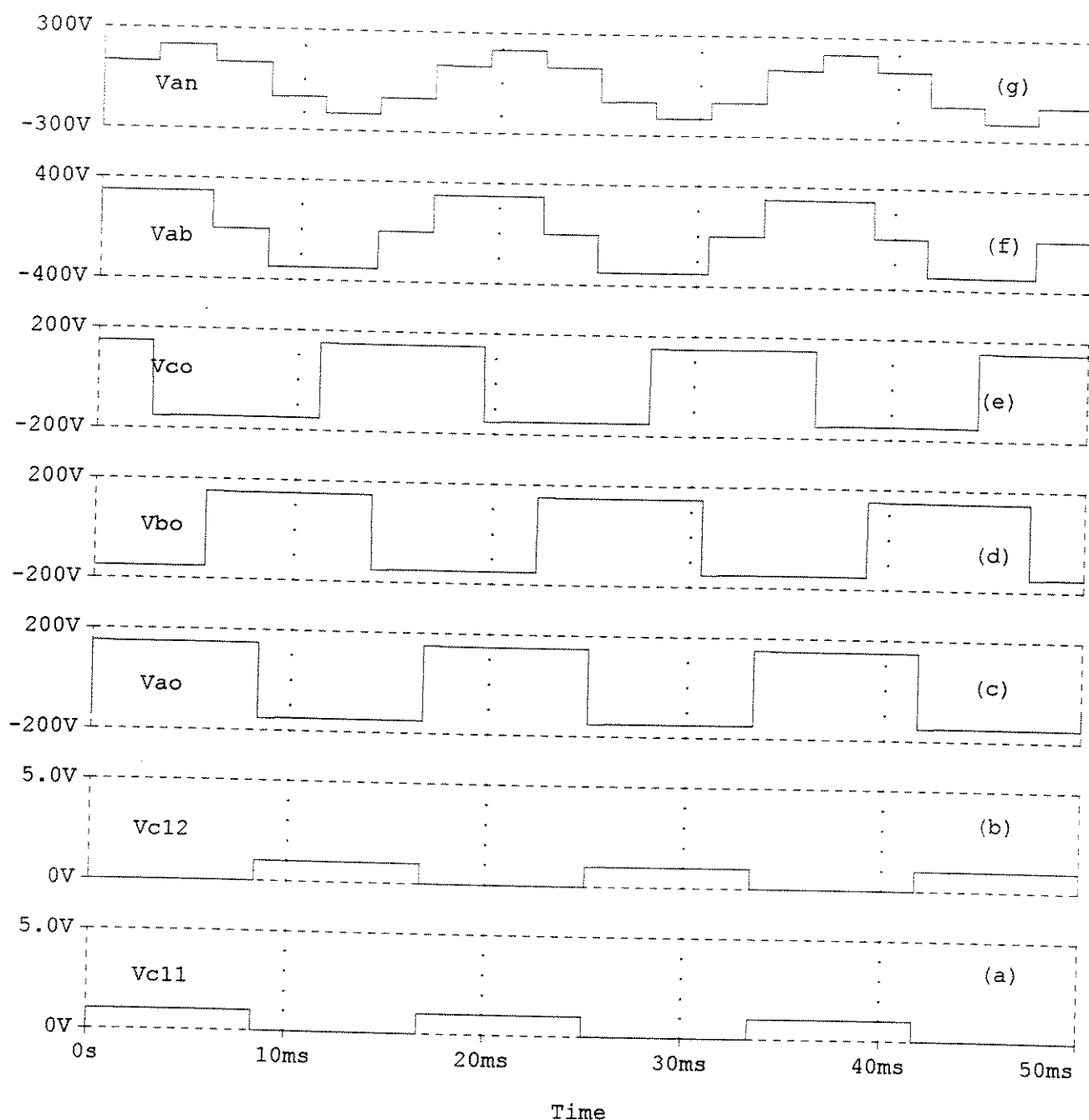


Figura 3.4 - Formas de onda de tensão do inversor (a) (b) sinais de controle V_{c1} e V_{c2} (c) (d) (e) tensões de fase do inverso V_{ao} , V_{bo} e V_{co} (f) tensão de linha V_{ab} (g) tensão de fase da carga V_{an}

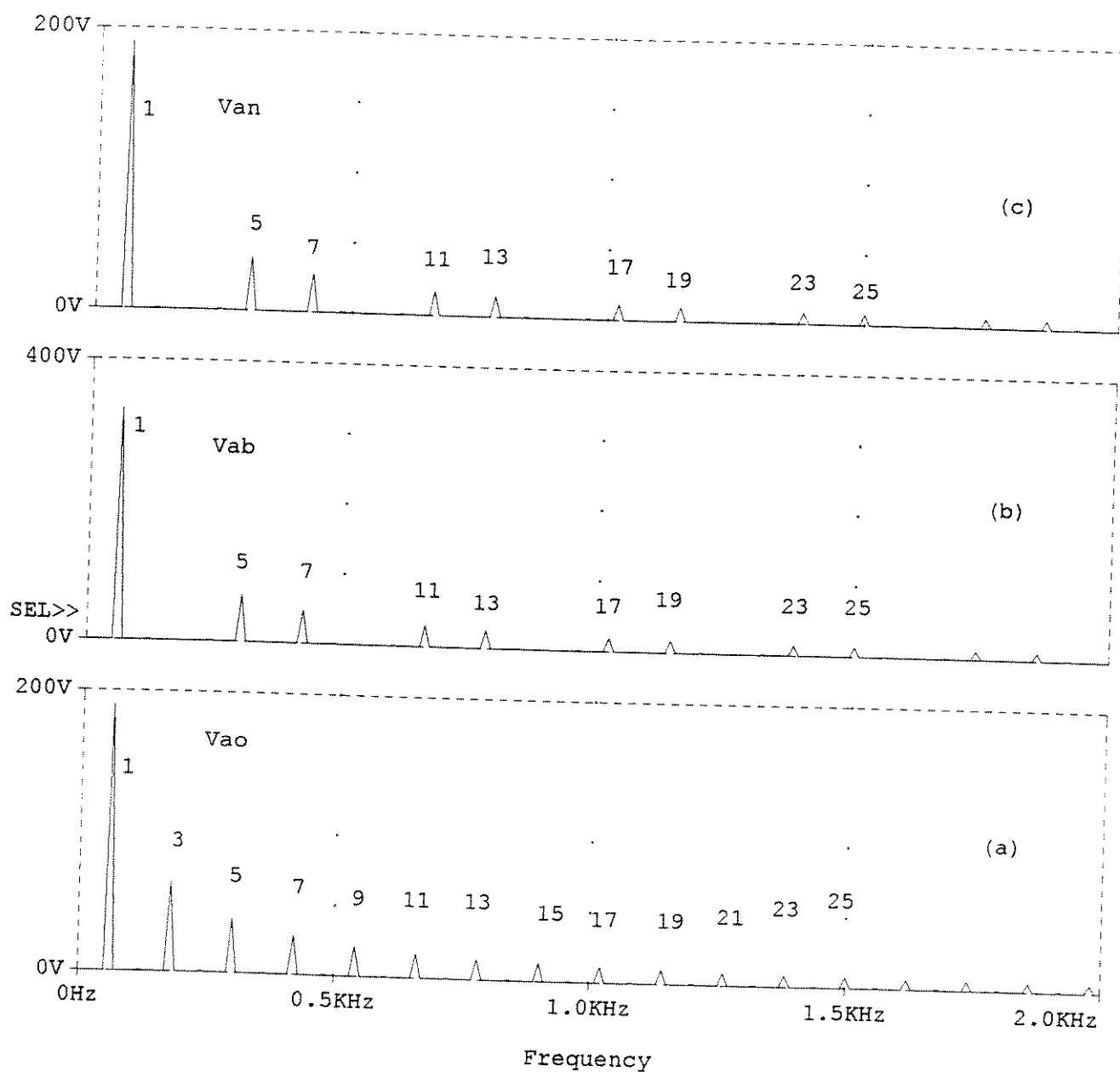


Figura 3.5 - Espetro harmônico (a) tensão de fase do inversor V_{ao} (b) tensão de linha V_{ab} (c) tensão de fase da carga V_{an}

A frequência da tensão de linha de saída é controlada pela frequência com que são acionadas as chaves do inversor e a amplitude da tensão CA é regulada pelo ângulo de condução do retificador. Na tabela 3.1 mostra-se a magnitude dos componentes harmônicos da tensão V_{ao} .

Ordem do harmônico (n)	Frequência (Hz)	Amplitude V_n (V)	Valor relativo $100 \cdot (V_n/V_1)$ (%)
1	60	189.60	100.00
5	300	38.18	20.12
7	420	27.35	14.41
11	660	17.38	9.15
13	780	14.64	9.79
17	1020	11.08	5.84
19	1140	9.88	5.21
23	1380	8.17	4.30

Na tensão de linha V_{ab} e na tensão de fase da carga V_{an} aparecem somente harmônicas ímpares não múltiplos de três como se vê nas figuras 3.5 (b) (c).

3.2.1 Distribuição das correntes no inversor

Quando o inversor da figura 3.6 alimenta uma carga de tipo indutiva a corrente (i_{as}) estará atrasada em relação à tensão de fase (V_{ao}) figura 3.7 a. Durante a ciclo positivo da tensão, a chave s_{11} esta ligada e a chave s_{12} esta ligada, no seguinte semi ciclo negativo a chave s_{11} é desligada e s_{12} é ligada. A tensão no ponto "a" da carga passa do nível $+E/2$ para $-E/2$ mas como a

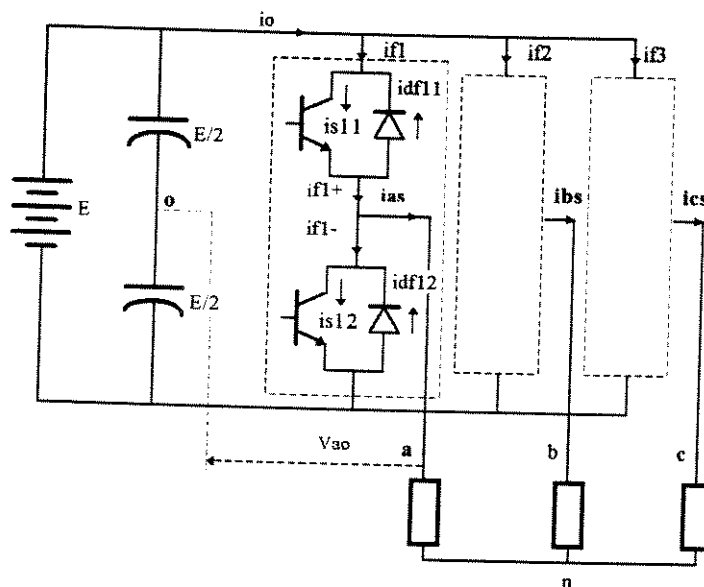


Figura 3.6 - Correntes no inversor a dois níveis

corrente ainda mantém seu sentido (atrasada) obriga o diodo df_{12} a entrar em condução (figura 3.7c) até a corrente atingir o valor zero e inverter seu sentido para passar pela chave S_{12} (figura 3.7d). Desta forma tem-se intervalos de condução onde a chave ou diodo de roda livre estão conduzindo.

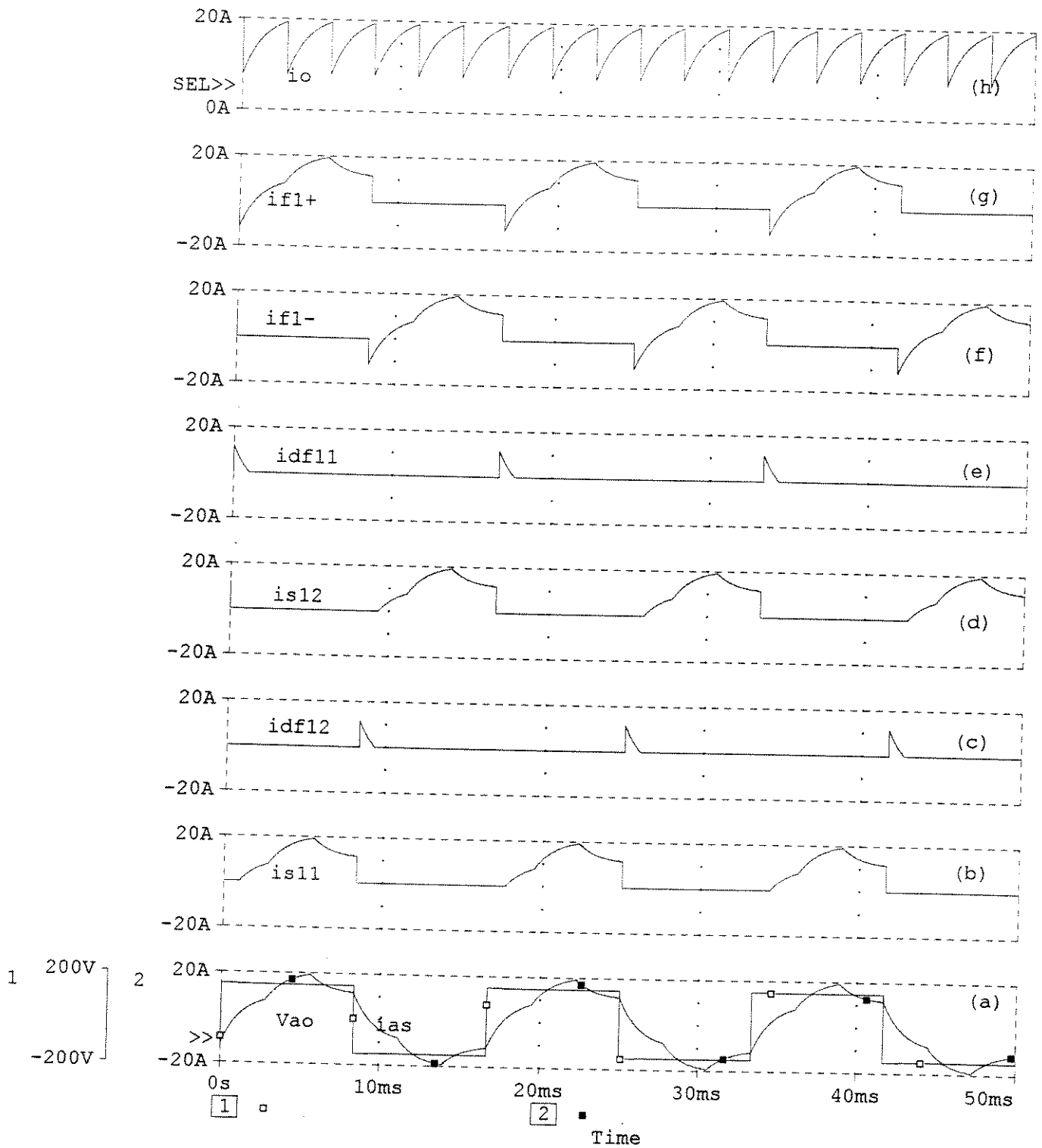


Figura 3.7 - Formas de onda de corrente do inversor. (a) corrente i_{as} e tensão V_{ao} de fase (b) corrente pela chave s_{11} (c) corrente no diodo df_{12} , (d) corrente pela chave s_{12} (e) corrente no diodo df_{11} (f)(g) corrente pela chave e diodo s_{11} , df_{11} e s_{12} , df_{12} respetivamente (h) corrente de entrada do inversor i_o

A corrente (i_{f1+}) fornecida à carga pela chave s_{11} e diodo df_{11} é igual à corrente de entrada da fase (i_{f1}) do inversor. As correntes das outras fases (i_{f2}) e (i_{f3}) também serão iguais com defasagens de 120° e 240° graus . A soma destas correntes formam a corrente de entrada do inversor (i_o) que é mostra na figura (3.7 h) e que apresenta uma modulação , cuja frequência é de 6 vezes a frequência da tensão CA de saída [36].

3.2.2 Equações de tensão do inversor

Como a tensão V_{ao} (figura 3.4 c) apresenta simetria de meia onda e contém somente harmônicos ímpares [36] pode-se escrever

$$V_{ao}(wt) = \sum_{n=1,3,5..}^{\infty} \hat{V}_n \cdot \sin nwt \quad (3.1)$$

A tensão de fase V_{ao} pode ser expressa pela série de Fourier acima onde :

$$\hat{V}_n = \frac{\hat{V}_1}{n} \quad , \quad \hat{V}_1 = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{E}{2} \quad (3.2)$$

$$V_{bo}(wt) = V_{ao}(wt - \frac{2\pi}{3}) \quad (3.3)$$

$$V_{co}(wt) = V_{ao}(wt + \frac{2\pi}{3}) \quad (3.4)$$

A tensão de linha V_{ab} (figura 3.4 f) será expressa por :

$$V_{ab}(wt) = \sum_{n=1,5,7..}^{\infty} \frac{4}{n \cdot \pi} \cdot \frac{E}{2} \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) \sin\left(n\left(wt + \frac{\pi}{6}\right)\right) \quad (3.5)$$

$$V_{bc}(wt) = V_{ab}\left(wt - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.6)$$

$$V_{ca}(wt) = V_{ab}\left(wt + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.7)$$

Observa-se que os harmônicos de terceira ordem das tensões de fase, formam um sistema de tensões de sequência zero, que aplicado numa carga trifásica ligada em estrela não produzirão corrente por ela e portanto estes harmônicos não aparecerão na tensão de linha. Este resultado se repete também para todos os termos harmônicos múltiplos de três. Os harmônicos de quinta ordem formam um sistema de sequência negativa com frequência $5 \cdot \omega_s$, da mesma forma as componentes harmônicas de sétima ordem forma um sistema de sequência positiva com frequência $7 \cdot \omega_s$ [12].

Esta forma de tensão foi aplicada ao modelo do motor de indução de 5 cv , apresentado no capítulo 2 com carga nominal de 20 N.m , com os resultados mostrados na figura 3.8 . Como a tensão de saída apresenta componentes harmônicas de baixa ordem o conjugado eletromagnético apresenta componentes harmônicos (figura 3.9) que podem ser prejudiciais principalmente nas baixas velocidades. Os espectros harmônicos da corrente de entrada do inversor (i_o) e a corrente absorvida pelo motor são mostrados nas figuras 3.9 (d) e (a) .

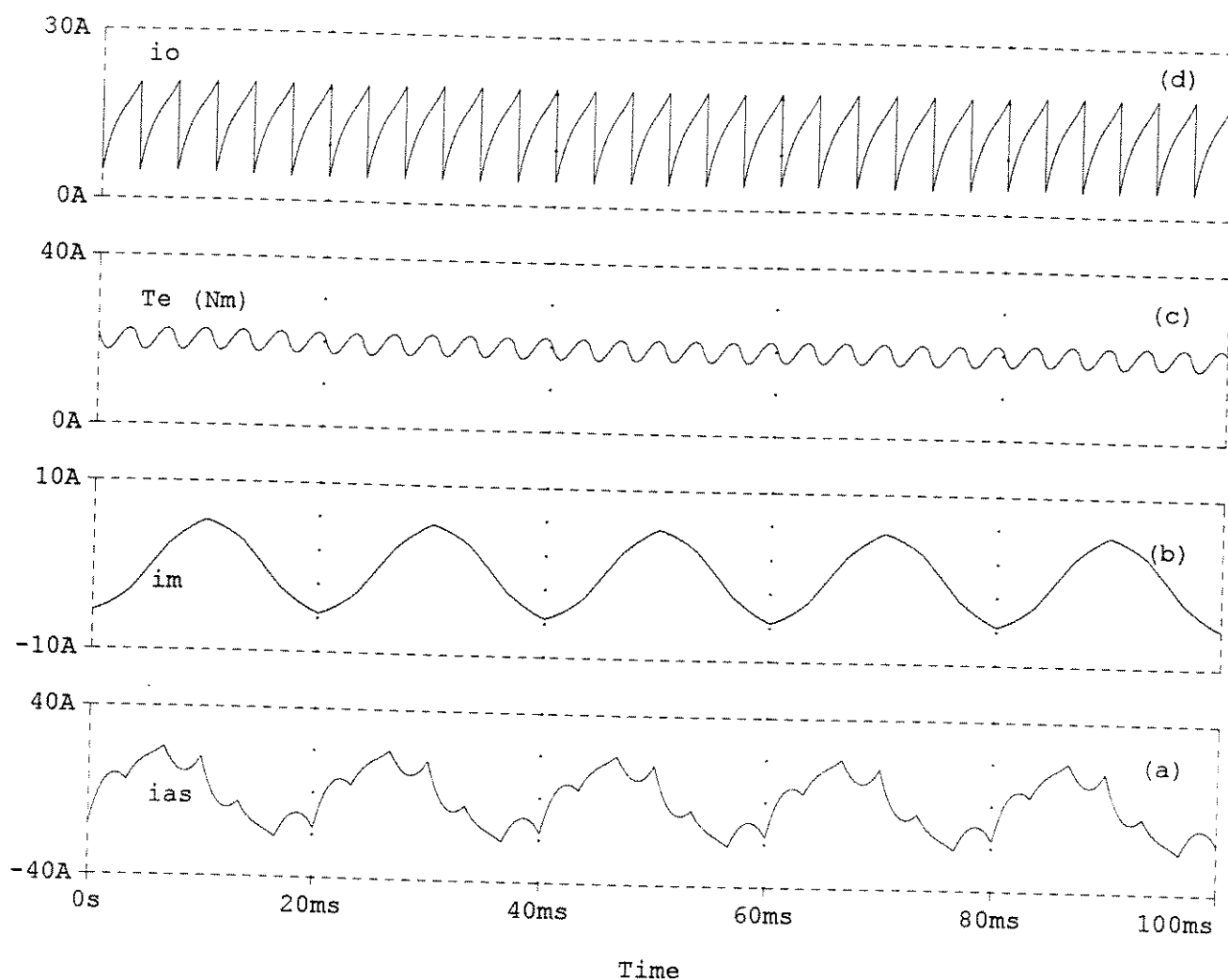


Figura 3.8 - (a) Corrente do motor i_{as} (b) corrente de magnetização i_m (c) conjugado eletromagnético T_e (d) corrente de entrada do inversor i_o

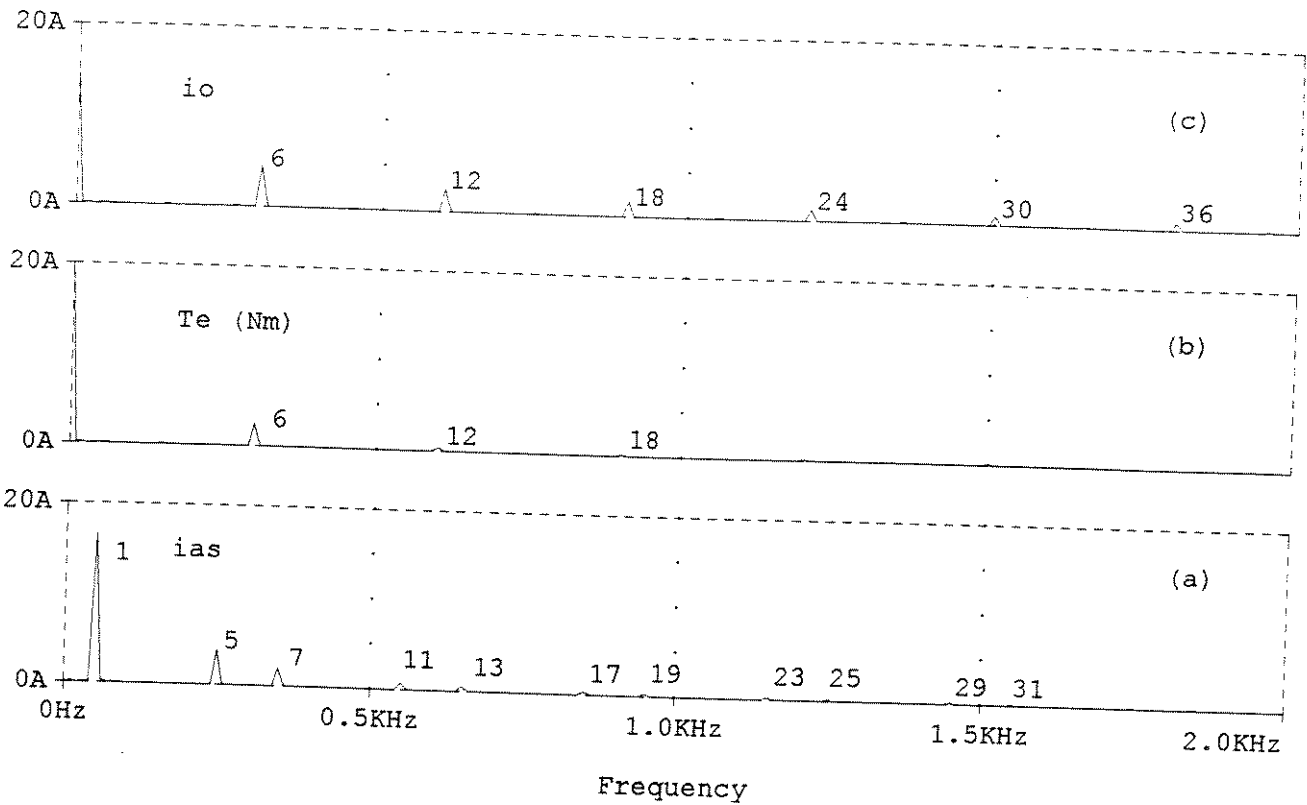


Figura 3.9 - (a) Componentes harmônicos de corrente i_{as} (b) componente harmônicos de conjugado eletromagnético T_e (c) corrente de entrada do inversor

Tabela 3.2 Harmônicos de corrente i_{as}	
n	i_{as} (A)
1	16.533
5	3.85
7	1.97
11	0.801
13	0.573
THD = 30.1 %	

Tabela 3.3 Harmônicos de conjugado T_e	
n	T_e (Nm)
6	2.482
12	0.370
18	0.136
T_e (avg) = 20 Nm	

3.3 Modulação em largura de pulso

A técnica de modulação em largura de pulso tem sido desenvolvida para acionar os inversores de maneira a reduzir a magnitude das componentes harmônicas e a permitir ao mesmo tempo o controle da componente fundamental da tensão de saída com o inversor alimentado por um retificador não controlado. A operação dos motores de indução alimentados por fonte de tensão pulsada e de largura de pulso modulada é um método eficiente de controlar a energia fornecida ao motor, onde os componentes harmônicos de maior ordem são facilmente filtrados pelas indutância da máquina e pela inércia do sistema mecânico. Os harmônicos restantes que geram corrente distorcida e conjugados pulsantes são avaliados por critérios de desempenho como : harmônicos de corrente ; espectro harmônico ; harmônicos do conjugado ; frequência de chaveamento ; desempenho dinâmico do sistema [11].

Os métodos clássicos mais usados para modulação em largura de pulso são os que utilizam uma onda portadora de período constante " T_s " onde as tensões V_{ao} , V_{bo} e V_{co} assumem dois possíveis valores : um positivo e outro negativo, ou seja, "dois níveis" durante esse período. Nesta operação o espectro harmônico apresenta componentes de frequência da portadora e outras componentes com frequências em torno da portadora.

3.3.1 Modulador Senoidal (SPWM)

Na figura 3.10 mostra-se o diagrama de fluxo de sinais do modulador senoidal. Nesta técnica utiliza-se moduladores individuais para cada uma das fases

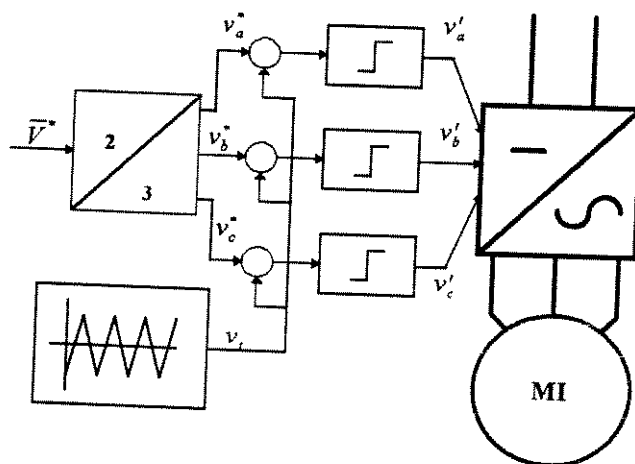


Figura 3.10 - Modulador senoidal

As tensões de referência (v_a^* , v_b^* , v_c^*) são sinais senoidais que formam um sistema trifásico simétrico e que são obtidas a partir do vetor de referência (v_s^*) (transf. bifásica - trifásica). Para gerar os sinais de controle (v'_a , v'_b , v'_c) são usados três comparadores e um sinal triangular (v_t) (portadora) que é comum para as três fases. A comparação é feita entre cada sinal de referência senoidal e o sinal triangular da figura 3.11 (a). Os sinais de saída dos três comparadores figura 3.11 (b) passam por um estágio de amplificação e isolamento que finalmente são aplicados às chaves do inversor.

Dois índices são usados para caracterizar a modulação em largura de pulso (PWM) : a relação de amplitudes (3.8) e a relação de frequências (3.9)

$$m_a = \frac{\hat{V}_a}{\hat{V}_t} \quad (3.8)$$

$$m_f = \frac{f_s}{f_1} \quad (3.9)$$

onde $\hat{V}_a$ amplitude máxima do sinal de controle ; $\hat{V}_t$ é a amplitude máxima do sinal triangular ; f_1 é a frequência do sinal senoidal ; f_s é a frequência do sinal triangular

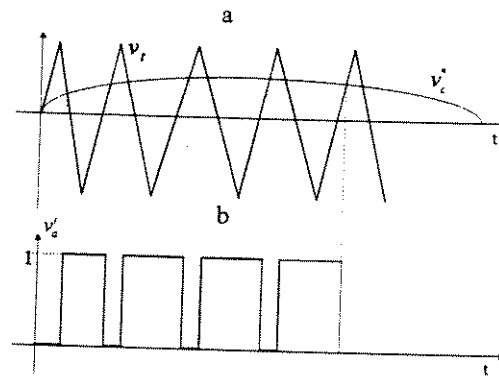


Figura 3.11 - Sinais de controle

Se a relação de frequências m_f for elevada ($m_f \geq 9, \dots, 15, \dots$) [32] pode-se estabelecer uma relação entre o sinal de controle e a tensão de saída por fase (V_{ao}) do inversor.

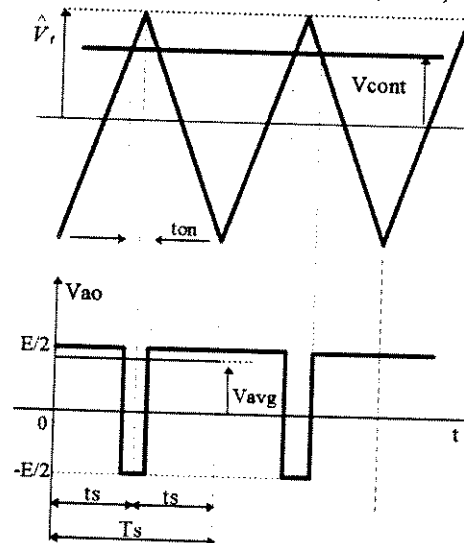


Figura 3.12 - Tensão de saída da fase V_{ao}

A figura 3.12 mostra esta situação : mf alta e sinal de controle praticamente constante. Aplicando a relação (3.10) onde : T_s é o período de chaveamento ; t_s é o semi período de chaveamento ; t_{on} é o tempo de condução da chave ; V_{cont} é a tensão de controle com $T_s = 1 / f_s$ e $T_s = 2 \cdot t_s$ tem-se:

$$\frac{t_{on}}{T_s} = \frac{V_{cont}}{\hat{V}_t} \quad (3.10)$$

Da figura (3.12) observa-se que

$$\frac{V_{cont}}{\hat{V}_t} = \frac{T_s - \delta \cdot T_s}{T_s} = (1 - \delta) \quad (3.11)$$

onde :

$$\delta = \frac{t_{on}}{T_s} \quad (3.12)$$

A tensão Vao média num período de chaveamento é calculada por :

$$V_{avg} \cdot T_s = -\delta \cdot T_s \cdot (E/2) + T_s \cdot (E/2) \quad (3.13)$$

$$V_{avg} = (E/2) \cdot \left(\frac{V_{cont}}{\hat{V}_t} \right) \quad (3.14)$$

Como a tensão de controle varia de forma senoidal com o tempo:

$$V_{cont} = V_a^*(t) = \hat{V}_a^* \cdot \text{sen } w_1 t \quad (3.15)$$

onde :

$$\hat{V}_a^* \leq \hat{V}_t, \quad w_1 = 2\pi \cdot f_1$$

Substituindo (3.15) em (3.14) tem-se a componente fundamental da tensão Vao

$$V_{ao1} = \left(\frac{E}{2 \cdot \hat{V}_t} \right) \cdot \hat{V}_a^* \text{sen } w_1 t \quad (3.16)$$

Define-se como ganho em tensão ao valor G abaixo

$$G = \left(\frac{E}{2 \cdot \hat{V}_t} \right) \quad (3.17)$$

Definindo também :

$$m_a = \frac{\hat{V}_a^*}{\hat{V}_t} \quad ; \quad m_a \leq 1 \quad (3.18)$$

Substituindo a eq. 3.18 na eq. 3.16 tem-se :

$$V_{ao1} = \hat{V}_{ao1} \cdot \sin w_1 t \quad (3.19)$$

onde :

$$\hat{V}_{ao1} = \frac{E}{2} \cdot m_a \quad (3.20)$$

Isto significa que a componente fundamental da tensão por fase V_{ao} (eq. 3.19) varia senoidalmente e em fase com a tensão de controle (eq. 3.15) [19]. Na relação anterior observa-se que a amplitude da componente fundamental varia linearmente com o índice m_a (eq. 3.20) e quando este fator atinge o valor máximo a amplitude da componente fundamental da tensão V_{ao} será máxima também .

$$m_a = 1 \quad ; \quad \hat{V}_{ao1 \max} = \frac{E}{2} \quad (3.21)$$

O índice de modulação (IM) é calculado como :

$$IM = \frac{\hat{V}_{ao1}}{E/2} \quad (3.22)$$

Usando a expressão geral da componente fundamental eq. 3.20 e substituindo na eq. 3.22 tem-se :

$$IM = m_a \quad (3.23)$$

Compara-se as amplitudes máximas fundamental de V_{ao} na modulação senoidal e no inversor a seis pulsos

$$\hat{V}_{1(seis \text{ pulsos})} = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{E}{2} \quad (3.24)$$

$$\hat{V}_{1(spwm)} = \frac{E}{2} \quad (3.25)$$

$$\frac{\hat{V}_{1(spwm)}}{\hat{V}_{1(seis \text{ pulsos})}} * 100 = \frac{\pi}{4} * 100 = 78.5\% \quad (3.26)$$

Na modulação senoidal a máxima amplitude da componente fundamental obtida é 78.5% da amplitude máxima obtida com o inversor a seis pulsos [3].

Quando o inversor é operado para gerar frequências relativamente baixas, a frequência da onda triangular é ajustada para se ter um valor alto compatível com a capacidade máxima em frequência da chave utilizada, portanto a relação (m_f) não será mais um valor fixo e diminuirá com o aumento da frequência do sinal de controle senoidal. Este tipo de operação é conhecido como modulação em largura de pulso assíncrona (m_f não é um número inteiro) [19].

Com o incremento da frequência fundamental a frequência da portadora deverá diminuir, a modulação deverá passar a ser sincronizada onde a componente fundamental da tensão de saída do inversor deverá ser aumentada para manter o fluxo e portanto o conjugado constante no motor de indução. Até $m_a = 1$ a amplitude da componente fundamental apresenta uma relação linear com a amplitude do sinal senoidal de controle que é quase independente de m_f (para $m_f \geq 9$) [32]. O máximo aproveitamento da tensão contínua de entrada do inversor é obtida, quando a onda gerada for uma onda quadrada ou quase quadrada.

Para chegar até essa condição a relação (m_a) deverá aumentar para valores ($m_a > 1$) que consequentemente irá eliminar pulsos até obter só uma comutação nos cruzamentos pelo zero do sinal de controle senoidal. Nesta região onde os pulsos desaparecem não se tem mais proporcionalidade entre a amplitude do sinal de controle e a amplitude da componente fundamental de tensão de fase V_{ao} de saída do inversor. Este tipo de operação é conhecido como sobremodulação [19].

A operação na região de sobre modulação, é sincronizada ou seja, a relação deverá ser um número inteiro e constante. Na sobre modulação a tensão V_{ao} apresenta maior número de harmônicos em torno da frequência de chaveamento e seus múltiplos.

O valor da relação (m_f) durante a operação sincronizada tem uma significativa influência no desempenho do inversor. Em geral (m_f) é escolhido para ser um número ímpar de forma que a tensão V_{ao} apresente simetria de meia e de quarto de onda que eliminará os harmônicos pares. Se (m_f) além de ímpar for múltiplo de três, as componentes harmônicas dessa ordem serão eliminados da tensão de linha pelo fato da impossibilidade das correntes dessa ordem fluírem pela carga ligada em estrela.

Simulou-se este método de modulação gerando-se uma senoide de 50 Hz e uma onda triangular de 1050 Hz ($m_f = 21$ e $m_a = 1$ ou $IM = 1$). A saída do inversor foi aplicada ao modelo do motor de indução com conjugado de carga de 20 Nm. Nas figuras (3.14) mostra-se as curvas das grandezas associadas ao motor enquanto que nas figuras (3.15) são mostrados os espectros em frequência dessas mesmas grandezas. Verifica-se que os harmônicos aparecem em torno da frequência da portadora e de seus múltiplos. Os termos harmônicos são obtidos pela equação seguinte:

$$n = i \cdot (m_f) \pm j \quad (3.27)$$

quando " i " for impar " j " será par

quando " i " for par " j " será impar (3.28)

$i = 1$
$n = m_f - 4 = 17$
$n = m_f - 2 = 19$
$n = m_f = 21$
$n = m_f + 2 = 23$
$n = m_f + 4 = 25$

$i = 2$
$n = 2 \cdot m_f - 3 = 39$
$n = 2 \cdot m_f - 1 = 41$
$n = 2 \cdot m_f = 24$
$n = 2 \cdot m_f + 1 = 43$
$n = 2 \cdot m_f + 3 = 45$

$i = 3$
$n = 3 \cdot m_f - 4 = 59$
$n = 3 \cdot m_f - 2 = 61$
$n = 3 \cdot m_f = 63$
$n = 3 \cdot m_f + 2 = 65$
$n = 3 \cdot m_f + 4 = 67$

os termos são todos impares e em torno da frequência da portadora e de seus múltiplos.

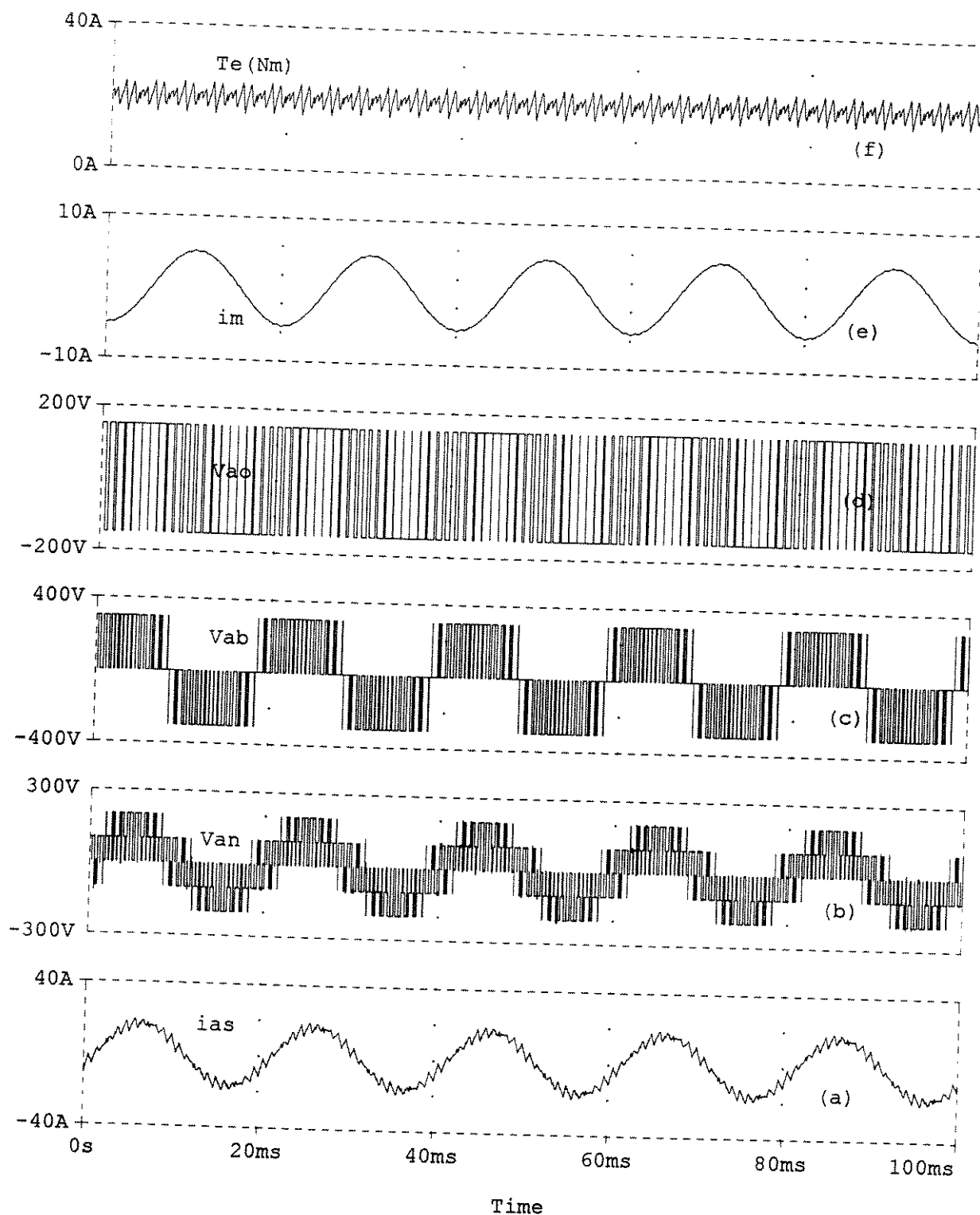


Figura 3.14 - SPWM (a) Corrente do motor i_{as} (b) tensão de fase do motor V_{an} (c) tensão de linha V_{ab} (d) tensão de fase do inversor V_{ao} (e) corrente de magnetização i_m (f) Conjugado eletromagnético T_e

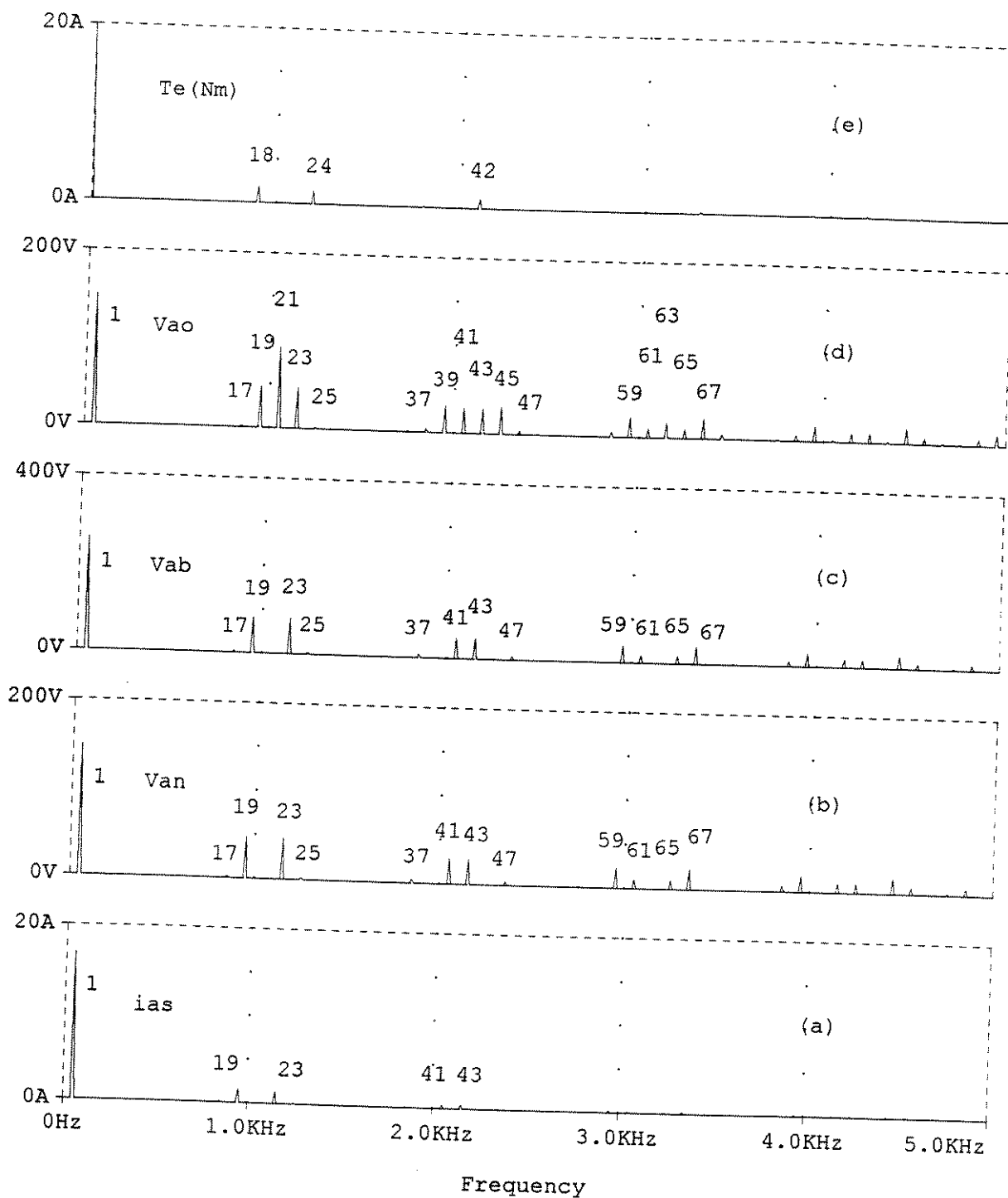


Figura 3.15 - SPWM Componentes harmônicos (a) corrente do motor i_{as} (b) tensão de fase do motor V_{an} (c) tensão de linha V_{ab} (d) tensão de fase do inversor V_{ao} (e) conjugado eletromagnético T_e

Tabela 3.2 harmônicos da tensão Vao (SPWM)			
Ordem do harmônico (n)	Frequência (Hz)	Amplitude Vn (V)	Valor relativo (Vn/V1)*100 (%)
1	5.000E+01	149.3	100.00
17	8.500E+02	2.63	1.76
19	9.500E+02	49.64	33.88
21			
23	1.150E+03	47.66	31.93
25			
39	1.950E+03	31.46	21.07
41	2.050E+03	25.54	17.11
42			
43	2.150E+03	28.59	19.15
45	2.250E+03	32.20	21.57

Tabela 3.3 harmônicos de corrente ias	
n	ias (A)
1	16.96
19	1.588
23	1.315
41	0.438
43	0.421
THD = 12.85 %	

Tabela 3.4 harmônicos de conjugado Te	
n	Te (N.m)
18	1.89
24	1.55
42	1.06
Te (avg.) = 20 Nm	

3.3.2 Eliminação seletiva de harmônicos

As aplicações dos inversores com técnicas PWM para altas potências são normalmente feitas em baixas frequências de chaveamento para reduzir as perdas nas chaves semi condutoras . São usadas frequências de chaveamento de algumas centenas de hertz para níveis de potências da ordem de megawatts . Se a operação for feita em malha aberta a geração de pulsos deverá ser sincronizada com a componente fundamental para evitar componentes sub-harmônicas no espectro de tensões.

Como no método se tem poucos pulsos por semi período da fundamental , resulta que qualquer variação do ângulo terá uma considerável influência na distorção harmônica da corrente.

Nesta situação são determinadas a posição e a duração de um determinado número de pulsos pelo procedimento de otimização realizado fora do sistema de geração de pulsos e os resultados são depois armazenados para uso em tempo real .

Os melhores resultados da otimização são obtidos para um número ímpar de pulsos com simetria de quarto de onda.

Nesta técnica elimina-se um número determinado de harmônicos de baixa ordem do espectro discreto de Fourier da tensão V_{ao} como se mostra na figura 3.16. A forma de tensão apresenta simetria de meia e quarto de onda e portanto não existem termos pares na serie de Fourier. O método também pode ser usado quando determinados harmônicos do conjugado elétrico devem ser evitados para não produzir ressonância mecânica do sistema [22].

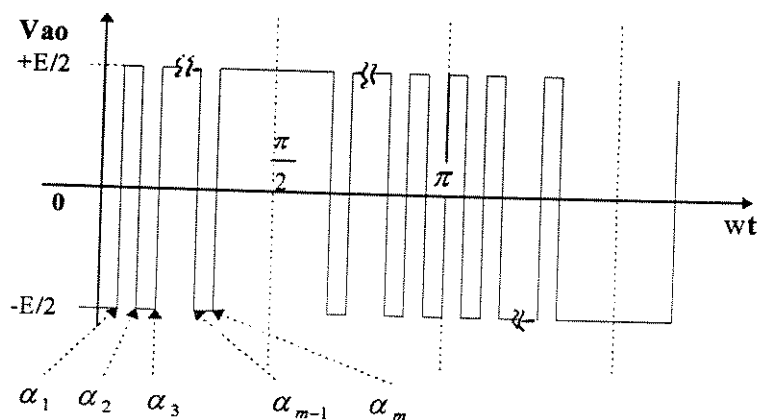


Figura 3.16 - Tensão da fase V_{ao} do inversor

O método se caracteriza por apresentar : a) uma redução do número de chaveamentos em relação ao método senoidal b) melhor utilização do nível de tensão continua de entrada ao inversor. c) corrente de entrada do inversor (i_o) apresenta menor componente alternada o que diminui o valor do capacitor do filtro de entrada do inversor. d) redução da frequência de chaveamento que contribui para a redução das perdas por comutação do inversor. e) eliminação de componentes harmônicos de baixa frequência diminuindo a possibilidade de ressonância do filtro de entrada CA [5].

Uma função como a mostrada acima com simetria de meia onda apresenta somente harmônicos ímpares senoidais como é visto em (3.29) cujas amplitudes podem ser determinadas através dos ângulos $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \dots, \alpha_m$ (3.30) que representam o início e o fim de cada pulso sucessivamente.

$$V_{ao}(wt) = \sum_n \hat{V}_n \cdot \text{sen}(nwt) \quad (3.29)$$

$$\hat{V}_n = \frac{4 \cdot E / 2}{n \cdot \pi} \cdot \left[1 + 2 \cdot \sum_{k=1}^m (-1)^k \cdot \cos n\alpha_k \right] \quad (3.30)$$

onde m é o número de ângulos α_i ; n é a ordem do harmônico

$$n = 6 \cdot k \pm 1 \quad ; \quad k = 1, 2, \dots$$

e

$$\alpha_1 \leq \alpha_2 \leq \alpha_3 \dots \leq \frac{\pi}{2} \quad (3.31)$$

da equação (3.29) se tem:

$$V_{ao}(wt) = \hat{V}_1 \cdot \text{sen}(wt) + \hat{V}_5 \cdot \text{sen}(5wt) + \dots + \hat{V}_n \cdot \text{sen}(nwt) \quad (3.32)$$

Para " m " ângulos no primeiro quadrante geram-se " m " pulsos por semi ciclo e pode-se escrever um sistema de " m " equações com " m " ângulos incógnitas .

$$\begin{aligned} \hat{V}_1 &= \frac{4}{\pi} \frac{E}{2} \cdot \left[1 + 2 \cdot (-\cos \alpha_1 + \cos \alpha_2 - \dots (-1)^{(m+1)} \cdot \cos \alpha_m) \right] \\ \hat{V}_5 &= \frac{4}{5 \cdot \pi} \frac{E}{2} \cdot \left[1 + 2 \cdot (-\cos 5\alpha_1 + \cos 5\alpha_2 - \dots (-1)^{(m+1)} \cdot \cos 5\alpha_m) \right] \\ \hat{V}_7 &= \frac{4}{7 \cdot \pi} \frac{E}{2} \cdot \left[1 + 2 \cdot (-\cos 7\alpha_1 + \cos 7\alpha_2 - \dots (-1)^{(m+1)} \cdot \cos 7\alpha_m) \right] \\ &\vdots \\ \hat{V}_n &= \frac{4}{n \cdot \pi} \frac{E}{2} \cdot \left[1 + 2 \cdot (-\cos n\alpha_1 + \cos n\alpha_2 - \dots (-1)^{(m+1)} \cdot \cos n\alpha_m) \right] \end{aligned} \quad (3.33)$$

Nesta situação elimina-se " $m-1$ " harmônicos e da equação (3.32) fazendo a componente fundamental no sistema de equações :

$$\hat{V}_1 = \frac{E}{2} \cdot IM \quad (3.34)$$

$$\hat{V}_5 = \hat{V}_7 = \dots = \hat{V}_n = 0 \quad (3.35)$$

fazendo no sistema (3.33) as substituições (3.34) (3.35) resulta (3.36)

$$\begin{aligned}
& \left[1 + 2 \cdot (-\cos \alpha_1 + \cos \alpha_2 - \dots (-1)^{(m+1)} \cdot \cos \alpha_m) \right] - \frac{\pi \cdot IM}{4} = 0 \\
& \left[1 + 2 \cdot (-\cos 5\alpha_1 + \cos 5\alpha_2 - \dots (-1)^{(m+1)} \cdot \cos 5\alpha_m) \right] = 0 \\
& \left[1 + 2 \cdot (-\cos 7\alpha_1 + \cos 7\alpha_2 - \dots (-1)^{(m+1)} \cdot \cos 7\alpha_m) \right] = 0 \\
& \quad \vdots \\
& \left[1 + 2 \cdot (-\cos n\alpha_1 + \cos n\alpha_2 - \dots (-1)^{(m+1)} \cdot \cos n\alpha_m) \right] = 0
\end{aligned} \tag{3.36}$$

O sistema de m equações é não linear e transcendental cuja solução é obtida numericamente usando o método de Newton- Raphson. O lado esquerdo de (3.36) pode ser representado por um vetor de funções [22]. Então:

$$[f] = [f_1 \quad f_2 \dots f_{m-1} \quad f_m]^T = [0] \tag{3.37}$$

$$\left[\frac{\partial f}{\partial \alpha} \right] = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial \alpha_1} & \frac{\partial f_1}{\partial \alpha_2} & \dots & \frac{\partial f_1}{\partial \alpha_m} \\ \frac{\partial f_2}{\partial \alpha_1} & \frac{\partial f_2}{\partial \alpha_2} & \dots & \frac{\partial f_2}{\partial \alpha_m} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ \frac{\partial f_m}{\partial \alpha_1} & \frac{\partial f_m}{\partial \alpha_2} & \dots & \frac{\partial f_m}{\partial \alpha_m} \end{bmatrix} \tag{3.38}$$

onde :

$$\frac{\partial f_i}{\partial \alpha_j} = 2 \cdot (-1)^{(j)} \cdot n \cdot \text{sen}(n \cdot \alpha_j) \tag{3.39}$$

Para valores iniciais dos " m " ângulos, representado em forma vetorial pela eq. (3.40) e para um dado valor do índice de modulação " IM " calcula-se

$$[\alpha]^0 = [\alpha_1^0 \quad \alpha_2^0 \dots \alpha_{m-1}^0 \quad \alpha_m^0]^T \tag{3.40}$$

o vetor de funções (3.37) , a matriz de derivadas (3.38) e monta-se a seguinte equação :

$$\left[\frac{\partial f}{\partial \alpha} \right]^0 \cdot [\Delta \alpha] + [f]^0 = [0] \tag{3.41}$$

onde

$$[\Delta \alpha] = [\Delta \alpha_1 \quad \Delta \alpha_2 \dots \Delta \alpha_{m-1} \quad \Delta \alpha_m]^T \tag{3.42}$$

A eq. (3.41) corresponde a um sistema de equações lineares e homogêneas ($A X + B = 0$), e cuja solução é $[\Delta\alpha]$. Este resultado é somado com o vetor inicial $[\alpha]^0$

$$[\alpha]^1 = [\alpha]^0 + [\Delta\alpha] \quad (3.43)$$

Com este novo vetor de ângulos o processo é repetido até a convergência o que equivale a ter um vetor $[\Delta\alpha]$ com componentes muito pequenos, devendo-se verificar também em cada passo que a relação (3.31) seja satisfeita . Quando a convergência não for satisfeita deve-se escolher novos valores iniciais para o vetor $[\alpha]^0$ e reiniciar o processo [22] [4] .

Eliminando-se harmônicos de menor ordem (5 e 7) deve se determinar três ângulos α_1 , α_2 e α_3 . A figura 3.17 mostra os valores de ângulos para cada valor de IM. O mesmo é mostrado na figura 3.18 quando se elimina 4 harmônicos (5° , 7° , 11° e 13°) , nesse caso obtêm-se cinco ângulos (α_1 , α_2 , α_3 , α_4 e α_5) .

Simulou-se o caso de eliminação com $m = 5$ e frequência fundamental de 50 Hz conectado ao motor de indução com 20 Nm de conjugado de carga .

Os resultados são mostrados na figura 3.19 e na figura 3.20 mostra-se o espectro harmônico de tensões e correntes . Verifica-se que os harmônicos 5, 7, 11 e 13 são eliminados da tensão V_{ao} porem da corrente i_{as} também são eliminados os componentes harmônicos de ordem 6 e 12 assim como do conjugado eletromagnético (T_e) .

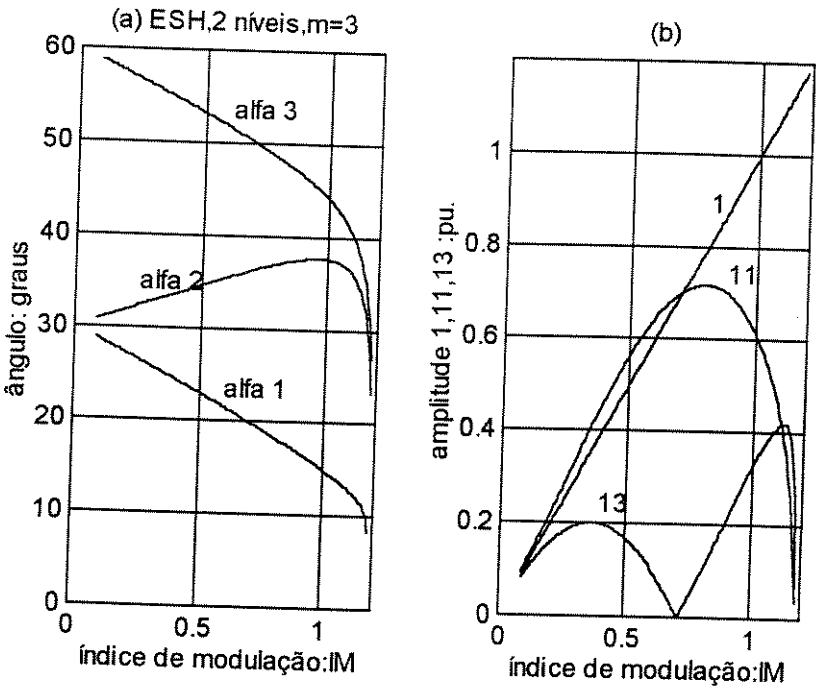


Figura 3.17 - (a) Ângulos solução para eliminar harmônicos 5 e 7 (b) Componentes harmônicos mais significativos não eliminados

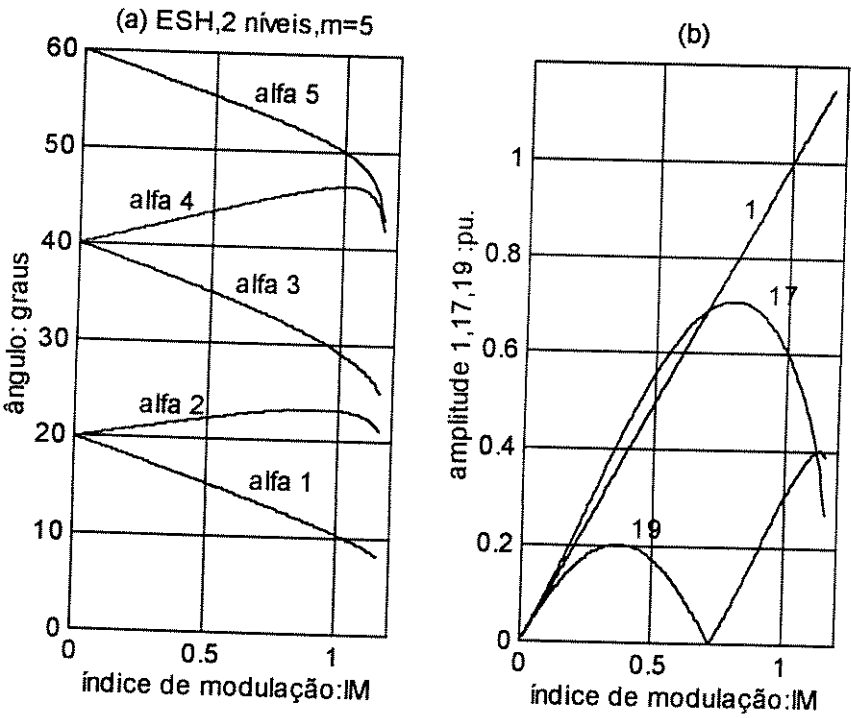


Figura 3.18 - (a) Ângulos solução para eliminar harmônicos 5, 7, 11 e 13 (b) Componentes harmônicas mais significativas não eliminados

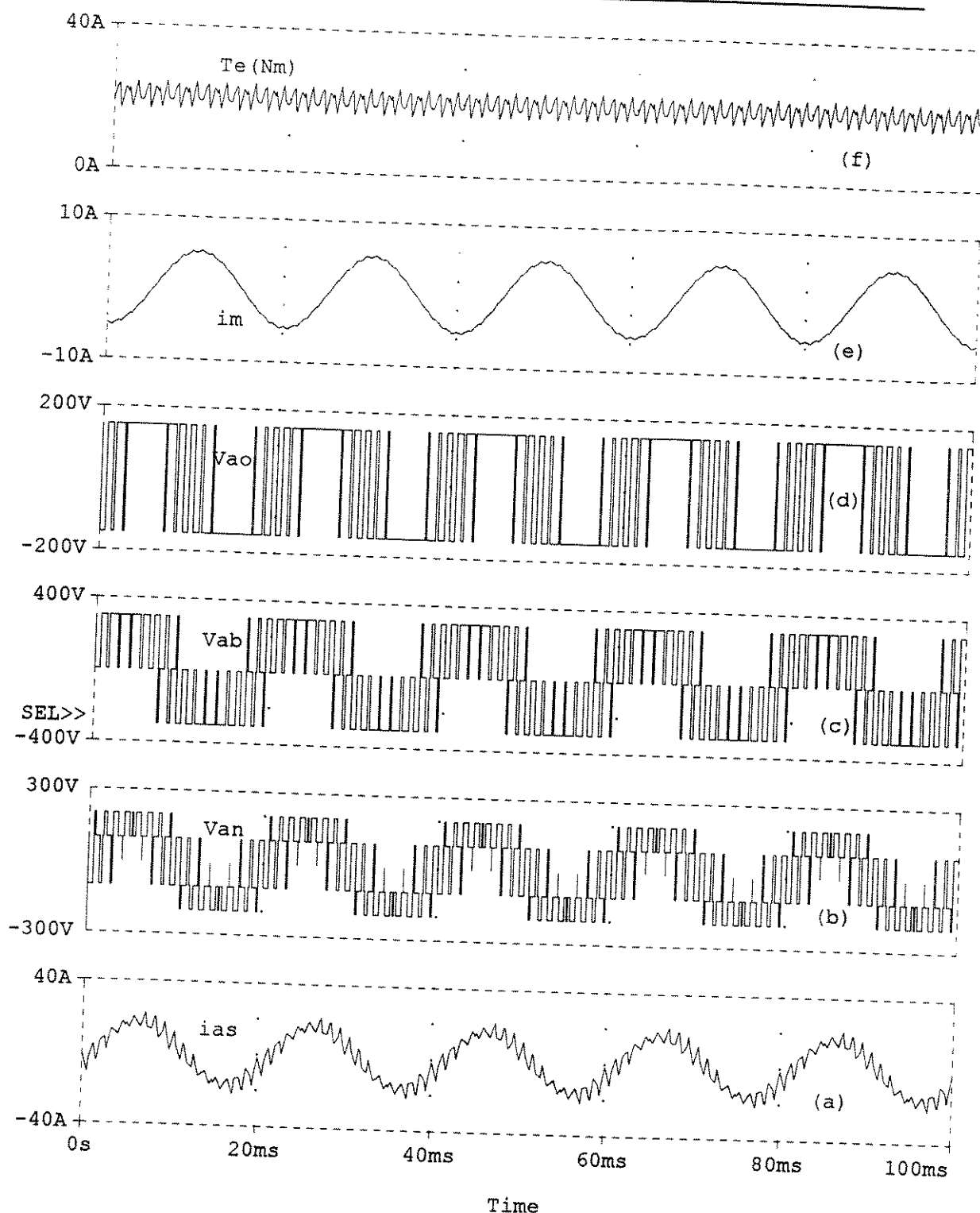


Figura 3.19 - SHE (DN) (a) Corrente do motor i_{as} (b) tensão de fase do motor V_{an} (c) tensão de linha V_{ab} (d) tensão de fase do inversor V_{ao} (e) corrente de magnetização i_m (f) conjugado eletromagnético T_e

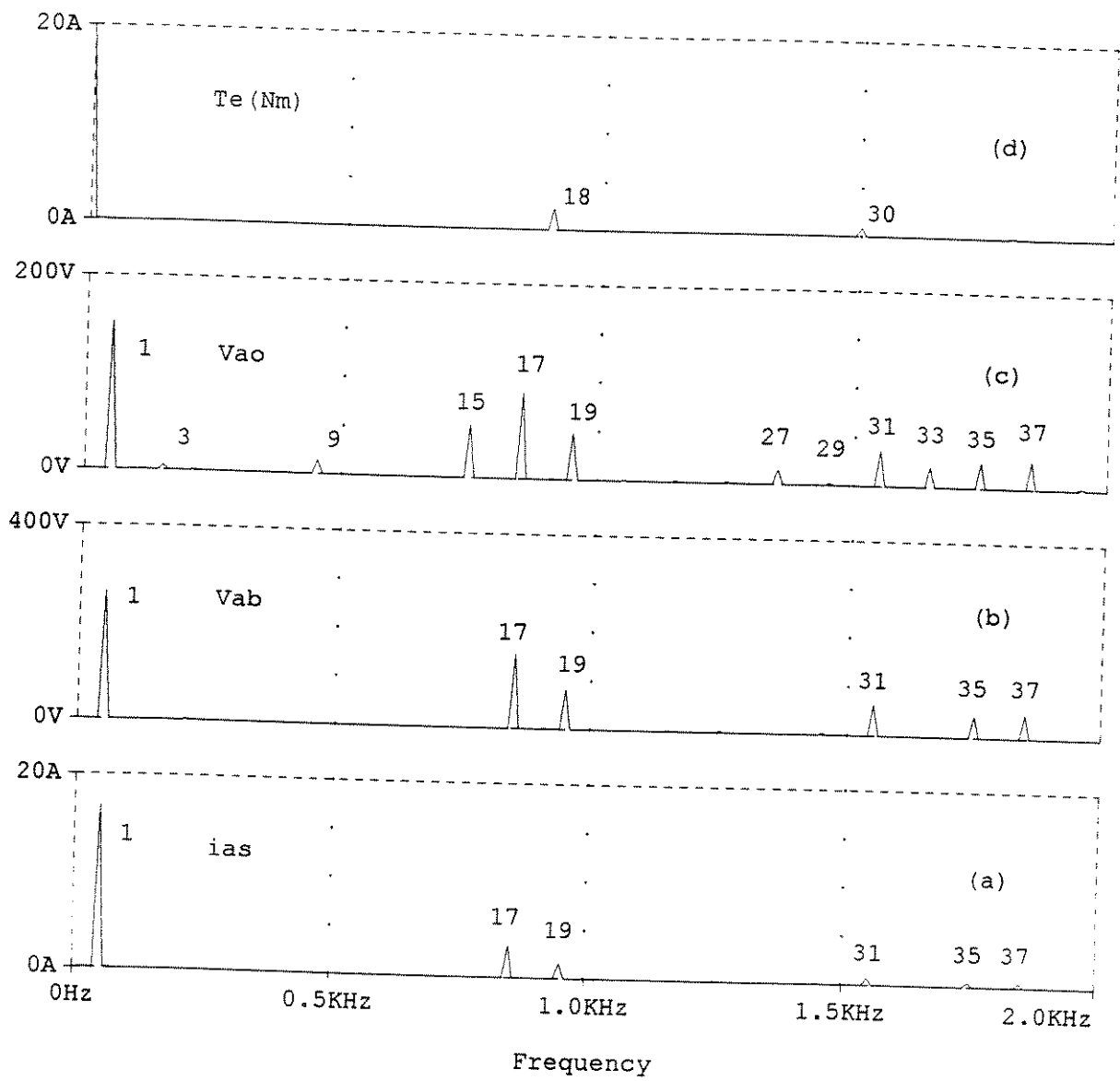


Figura 3.20 - SHE (DN) Componentes harmônicos (a) corrente do motor i_{as} (b) tensão de linha V_{ab} (c) tensão de fase do inversor V_{ao} (d) conjugado eletromagnético T_e

Tabela 3.5 harmônicos da tensão V_{ao} (SHE PWM)			
Ordem do harmônico (n)	Frequência (Hz)	Amplitude V_n (V)	Valor relativo $(V_n/V_1)*100$ (%)
1	5.000E+01	151.6	100.00
17	8.500E+02	88.08	58.09
19	9.500E+02	47.75	33.88
27			
29	1.450E+03	1.176	0.77
31	1.550E+03	36.49	24.06
33			
35	1.750E+03	25.93	17.10

Tabela 3.7 harmônicos de corrente i_{as}	
n	i_{as} (A)
1	16.63
17	3.318
19	1.604
THD = 23.21 %	

Tabela 3.6 harmônicos de conjugado T_e	
n	T_e (N.m)
18	2.324
30	0.9242
T_e (avg) = 20 N-m	

3.3.3 - Modulação de Largura de Pulso pelo método do Vetor Espacial ou modulação vetorial (SVPWM)

Este método baseia-se na representação de um sistema trifásico balanceado de tensões por vetor espacial, no plano complexo. O vetor é utilizado como sinal de referencia para a modulação das fases. Este método é diferente dos métodos anteriores porque não usando um modulador por cada fase porque o vetor espacial de tensão tem informação das três fases. Na figura 3.21 mostra-se um esquema do método.

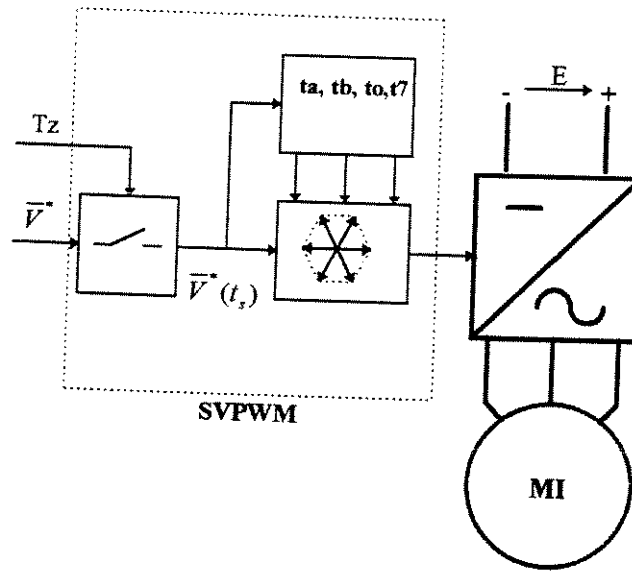


Figura 3.21 - Modulador vetorial

3.3.3.1 - Força magnetomotriz instantânea e o vetor espacial

As correntes elétricas que circula pales fases do enrolamento de estator de motor de indução trifásico, em regime permanente, podem ser escritas como :

$$i_A = \hat{I} \cdot \cos(w_s t) \quad (3.44)$$

$$i_B = \hat{I} \cdot \cos\left(w_s t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.45)$$

$$i_C = \hat{I} \cdot \cos\left(w_s t - \frac{4\pi}{3}\right) \quad (3.46)$$

Definindo um operador a_s como:

$$a_s = e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad ; \quad a_s^2 = e^{j\frac{4\pi}{3}} \quad (3.47)$$

Pode-se definir força magnetomotriz total instantânea do enrolamento do estator como um vetor espacial escrito da seguinte maneira :

$$\overline{F} = Nb(i_A + a_s \cdot i_B + a_s^2 \cdot i_C) \quad (3.48)$$

onde Nb = número de espiras por fase

Dessa forma pode mostrar que

$$\overline{F} = \left(\frac{3}{2}\right) \cdot Nb \cdot \hat{I} \cdot e^{j\omega_s t} \quad (3.49)$$

o que significa que a FMM total esta representada por um vetor cujo modulo $(3/2) \cdot N \hat{I}$ gira com velocidade ω_s . Uma propriedade importante desta representação é que se o vetor $(2/3) \cdot \overline{F}$ for projetado sobre os eixos de cada uma das fases o resultado será a contribuição instantânea de força magnetomotriz de cada uma das fases para a FMM total. Define-se também o vetor espacial de corrente como:

$$\overline{i}_s = (2/3) \cdot (i_A + a_s \cdot i_B + a_s^2 \cdot i_C) \quad (3.50)$$

que tem uma interpretação muito próxima da FMM. O fator (2/3) faz com que a projeção do vetor espacial de corrente nos eixos das fases seja igual a corrente instantânea por fase. Isto significa que o vetor espacial leva informação das variáveis das três fases [12].

Em forma similar pode-se definir o vetor espacial de tensão como :

$$\overline{v}_s = (2/3) \cdot (v_A + a_s \cdot v_B + a_s^2 \cdot v_C) \quad (3.51)$$

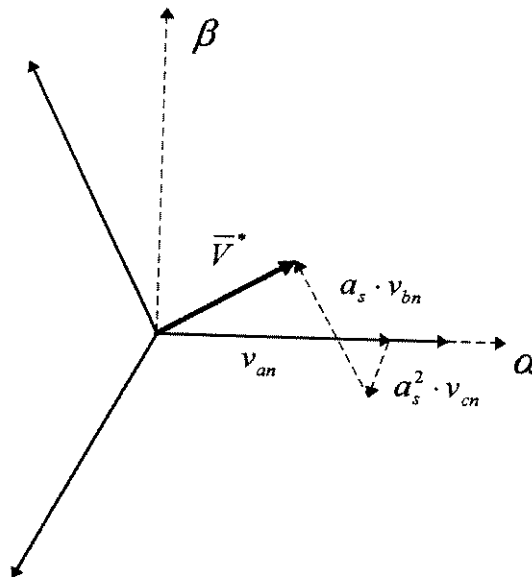


Figura 3.22 - Vetor espacial

As formulações anteriores referem-se ao vetor espacial num sistema de referência estacionário, o vetor espacial também pode estar referido a um sistema com velocidade angular qualquer em relação a um referencial estacionário.

O vetor espacial (figura 3.22) correspondente a uma carga trifásica alimentada por uma fonte de tensão trifásica é obtido a partir da equação :

$$\bar{V} = \left(v_{an}(t) + a_s v_{bn}(t) + a_s^2 v_{cn}(t) \right) \quad (3.52)$$

onde : V_{an} , V_{bn} e V_{cn} são tensões de fase

Se a fonte for do tipo senoidal

$$v_{an}(t) = V_m \cos(\omega t) \quad (3.53)$$

$$v_{bn}(t) = V_m \cos(\omega t - 120) \quad (3.54)$$

$$v_{cn}(t) = V_m \cos(\omega t - 240) \quad (3.55)$$

O vetor espacial de tensão será:

$$\bar{V} = v_\alpha + j \cdot v_\beta = V_m e^{j\omega_s t} \quad (3.56)$$

que corresponde a um vetor de amplitude constante e girando com velocidade ω_s no plano complexo. No caso do inversor a dois níveis , como mostrado na figura 3.23, só é possível ter oito vetores no plano complexo, obtidos através de uma relação que liga as tensões geradas pelas distintas combinações das chaves (V_{ao} , V_{bo} , V_{co}) com as componentes v_α e v_β do vetor espacial.

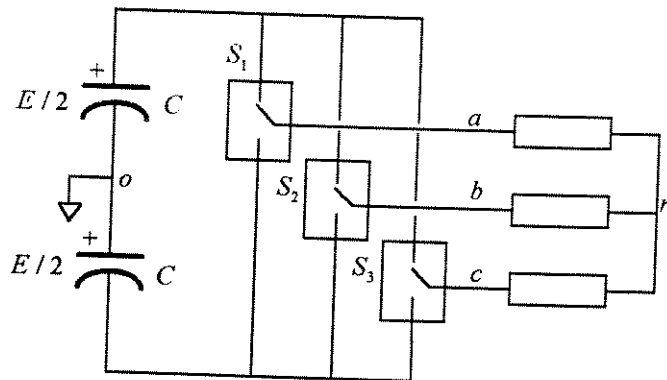


Figura 3.23 - Circuito simplificado do inversor a dois níveis

As tensões de fase do inversor podem ser escritas como:

$$v_{ao} = v_{an} + v_{no} \quad (3.57)$$

$$v_{bo} = v_{bn} + v_{no} \quad (3.58)$$

$$v_{co} = v_{cn} + v_{no} \quad (3.59)$$

Somando as três equações e considerando a soma das tensões de fase da carga $v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = 0$ tem-se

$$v_{no} = \frac{1}{3}(v_{ao} + v_{bo} + v_{co}) \quad (3.60)$$

Substituindo (3.60) em (3.57), (3.58) e (3.59) obtém-se

$$v_{an} = \frac{2}{3}v_{ao} - \frac{1}{3}(v_{bo} + v_{co}) \quad (3.61)$$

$$v_{bn} = \frac{2}{3}v_{bo} - \frac{1}{3}(v_{ao} + v_{co}) \quad (3.62)$$

$$v_{cn} = \frac{2}{3}v_{co} - \frac{1}{3}(v_{ao} + v_{bo}) \quad (3.63)$$

Substituindo as equações (3.61), (3.62) e (3.63) na equação (3.52) que define o vetor espacial tem-se

$$v_{\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[v_{ao} - \frac{1}{2}v_{bo} - \frac{1}{2}v_{co} \right] \quad (3.64)$$

$$v_{\beta} = \frac{\sqrt{2}}{2} [v_{bo} - v_{co}] \quad (3.65)$$

colocando-se todas as possíveis combinações das chaves (S1, S2, S3) nas equações (3.64) e (3.65) gera-se os vetores da tabela 3.8. O símbolo S1 indica as 2 chaves da fase 1 do inversor. O sinal (+) indica a chave superior conduzindo e a inferior cortada. O sinal (-) indica o contrário.

Tabela 3.8							
S1	S2	S3	Vao	Vbo	Vco	$v_{\alpha} + j v_{\beta}$	$\bar{V}_k, \hat{V} = \sqrt{\frac{2}{3}}E$
+	-	-	+E/2	-E/2	-E/2	$\sqrt{\frac{2}{3}}E + j0$	$\bar{V}_1 = \hat{V} e^{j0}$
+	+	-	+E/2	+E/2	-E/2	$\sqrt{\frac{2}{3}}\frac{E}{2} + j\frac{\sqrt{2}}{2}E$	$\bar{V}_2 = \hat{V} e^{j60}$
-	+	-	-E/2	+E/2	-E/2	$-\sqrt{\frac{2}{3}}\frac{E}{2} + j\frac{\sqrt{2}}{2}E$	$\bar{V}_3 = \hat{V} e^{j120}$
-	+	+	-E/2	+E/2	+E/2	$-\sqrt{\frac{2}{3}}E + j0$	$\bar{V}_4 = \hat{V} e^{j180}$
-	-	+	-E/2	-E/2	+E/2	$-\sqrt{\frac{2}{3}}\frac{E}{2} - j\frac{\sqrt{2}}{2}E$	$\bar{V}_5 = \hat{V} e^{j240}$
+	-	+	+E/2	-E/2	+E/2	$\sqrt{\frac{2}{3}}\frac{E}{2} - j\frac{\sqrt{2}}{2}E$	$\bar{V}_6 = \hat{V} e^{j300}$
+	+	+	+E/2	+E/2	+E/2	0	$\bar{V}_0 = 0$
-	-	-	-E/2	-E/2	-E/2	0	$\bar{V}_7 = 0$

Na figura (3.24) são mostradas as posições dos seis vetores ativos V1 até V6 no plano complexo. Os vetores V0 e V7 são denominados vetores zero ou nulos não havendo aplicação de tensão na máquina quando as chaves estão nas posições que lhes corresponde.

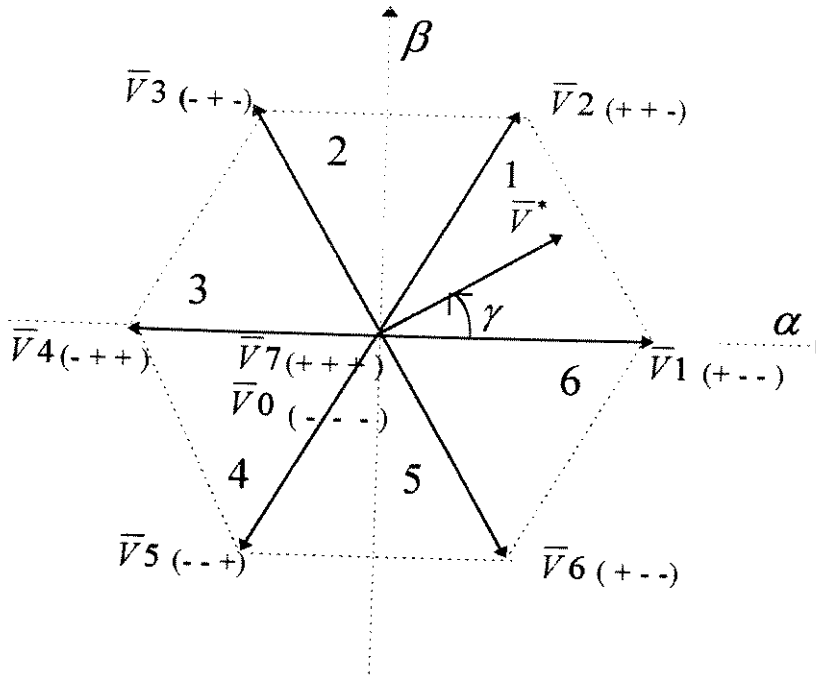


Figura 3.24 - Vetores espaciais de tensão do inversor a dois níveis no plano complexo (α, β)

3.3.3.2 - Modulação Vetorial propriamente dita

Para conseguir um vetor $\bar{V}^*$ girante no plano complexo, através de um inversor, que passe pelos seis setores mostrados na figura 3.24 como no caso de alimentação trifásica senoidal, o inversor deverá operar da seguinte forma.

Considere-se um vetor de referência $\bar{V}_k^*$ dado por :

$$\bar{V}_k^* = V_k^* \cdot e^{j(\omega T_z)} \quad (3.66)$$

Nesse caso

$$\bar{V}_{k+1}^* = V_{k+1}^* \cdot e^{j(\omega T_z + \gamma_k)} \quad (3.67)$$

Onde T_z é o semi período de amostragem equação (3.25) (figura 3.26)

Quando o vetor de referência $\bar{V}_k^*$ se desloca no setor (1), figura 3.25, num dado instante de tempo t_k e durante um intervalo de amostragem pequeno Δt_k aplica-se sobre a carga um dos vetores zero $\bar{V}_0$, $\bar{V}_7$ e dois vetores ativos adjacentes ao vetor de referencia $\bar{V}_a = \bar{V}_1$, $\bar{V}_b = \bar{V}_2$, como mostrado na figura (3.25) durante intervalos de tempo t_0 correspondente ao vetor nulo, t_1 correspondente ao vetor V_a e t_2 que correspondente ao vetor V_b . Essa

referência de chaveamento permite sintetizar o vetor de referência que é mantido fixo e de magnitude constante durante o intervalo de tempo considerado. Aplica-se os vetores numa sequência tal que minimize o chaveamento de cada fase conforme mostrado na figura 3.26 e na sequência :

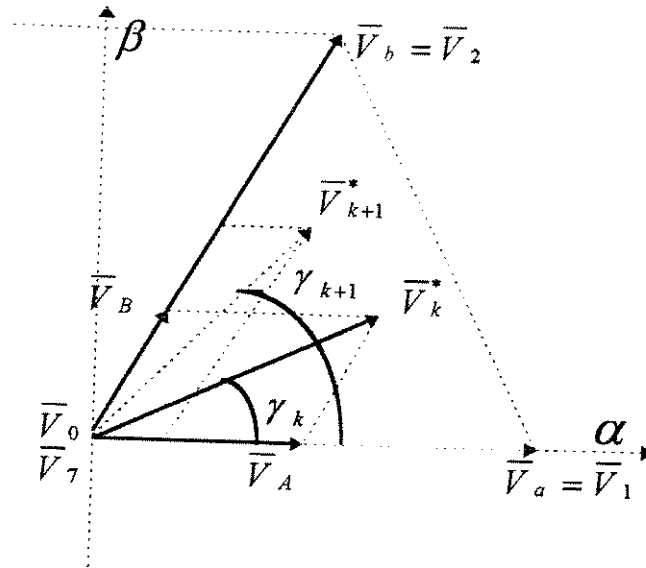


Figura 3.25 - Vetor no setor (1) do plano complexo

$$\bar{V}_0 - \bar{V}_1 - \bar{V}_2 - \bar{V}_7$$

Para o intervalo de tempo seguinte , Δt_{k+1} , aplica-se a sequência :

$$\bar{V}_7 - \bar{V}_2 - \bar{V}_1 - \bar{V}_0$$

O chaveamento será repetido enquanto o vetor permanece no setor (1), figura (3.26). Quando o vetor de referência estiver no setor (2) (figura 3.24) são usados os vetores zero ($\bar{V}_0$ e $\bar{V}_7$) e os vetores ativos $\bar{V}_a = \bar{V}_2$ e $\bar{V}_b = \bar{V}_3$ na sequência seguinte :

$$\bar{V}_7 - \bar{V}_2 - \bar{V}_3 - \bar{V}_0$$

$$\bar{V}_0 - \bar{V}_3 - \bar{V}_2 - \bar{V}_7$$

e durante intervalos de tempo t_a , para V_a , e t_b para V_b [32]. No caso mostrado na figura (3.26) $t_a = t_1$ e $t_b = t_2$

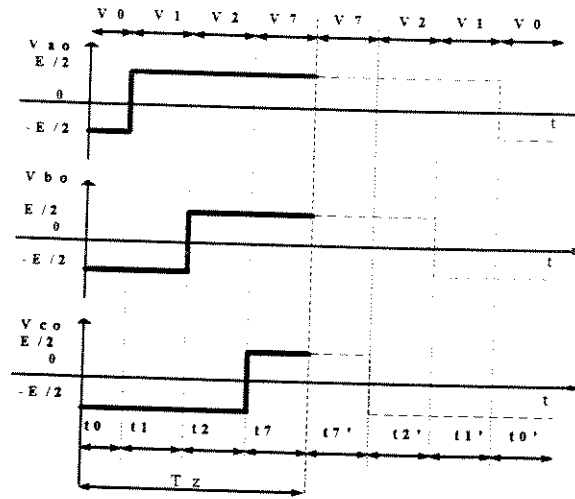


Figura 3.26 - Sequência de chaveamento setor (1)

Os tempos de duração de cada arranjo, no semi período T_z onde

$$\Delta t_k = T_z ; T_z = \frac{1}{2f_s} \quad (3.68)$$

com f_s = frequência de amostragem, são calculados considerando que o vetor de referência é igual ao valor médio no intervalo (T_z) dos vetores aplicados e que, em geral, são $\bar{V}_a, \bar{V}_b, \bar{V}_o$ e $\bar{V}_7$ para qualquer setor.

$$\bar{V}^* = \frac{1}{T_z} (\bar{V}_a \cdot t_a + \bar{V}_b \cdot t_b + \bar{V}_o \cdot t_o + \bar{V}_7 \cdot t_7) \quad (3.69)$$

onde t_a, t_b, t_o e t_7 são os tempos de duração que os vetores $\bar{V}_a, \bar{V}_b, \bar{V}_o$ e $\bar{V}_7$ são aplicados na carga para gerar o vetor $\bar{V}^*$ [10]. A soma desses tempos deverá ser:

$$t_a + t_b + t_o + t_7 = T_z \quad (3.70)$$

Considerando que $\bar{V}_o = \bar{V}_7 = 0$

$$\bar{V}^* = \bar{V}_a \left(\frac{t_a}{T_z} \right) + \bar{V}_b \left(\frac{t_b}{T_z} \right) \quad (3.71)$$

A partir da figura 3.25 , o vetor espacial de referência se comporta como se fosse o resultado da soma vetorial de dois vetores $\bar{V}_A$ e $\bar{V}_B$ nas direções dos vetores $\bar{V}_a$ e $\bar{V}_b$. Os tempos t_a e t_b são calculados como segue para sintetizar V_a e V_b de tal modo que :

$$\bar{V}^* = \bar{V}_A + \bar{V}_B \quad (3.72)$$

$$V_A = V_a \frac{t_a}{T_z} \quad \text{e} \quad V_B = V_b \frac{t_b}{T_z} \quad (3.73)$$

a partir das quais, são calculados os tempos t_a e t_b

$$t_a = \frac{V_A}{V_a} T_z \quad \text{e} \quad t_b = \frac{V_B}{V_b} T_z \quad (3.74)$$

Os módulos de $\bar{V}_A$ e $\bar{V}_B$ são obtidos por relações trigonométricas da figura 3.25

$$V_A = V^* \cdot \cos \gamma - \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot V^* \cdot \sin \gamma \quad (3.75)$$

$$V_B = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot V^* \cdot \sin \gamma \quad (3.76)$$

sendo

$$V_a = V_b = \sqrt{\frac{2}{3}} E \quad (3.77)$$

Substituindo as relações (3.75), (3.76) e (3.77) nas equações (3.74)

$$t_a = \frac{V^* T_z}{\sqrt{\frac{2}{3}} E} \left(\cos \gamma - \frac{1}{\sqrt{3}} \sin \gamma \right) \quad (3.78)$$

$$t_b = \frac{\frac{2}{\sqrt{3}} V^* T_z}{\sqrt{\frac{2}{3}} E} (\sin \gamma) \quad (3.79)$$

Definindo

$$a = \frac{V^*}{\sqrt{\frac{2}{3}} E} \quad (3.80)$$

fazendo $t_0 = t_7$ temos:

$$t_a = a \cdot T_z \cdot \frac{\sin(60 - \gamma)}{\sin 60} \quad (3.81)$$

$$t_b = a \cdot T_z \cdot \frac{\text{sen } \gamma}{\text{sen } 60} \tag{3.82}$$

$$t_7 = t_o = \frac{T_z - t_a - t_b}{2} \tag{3.83}$$

Esses tempos são os tempos de duração de cada arranjo das chaves S1, S2, e S3

Mostra-se nas figuras (3.27) a (3.32) o padrão de chaveamento para cada setor :

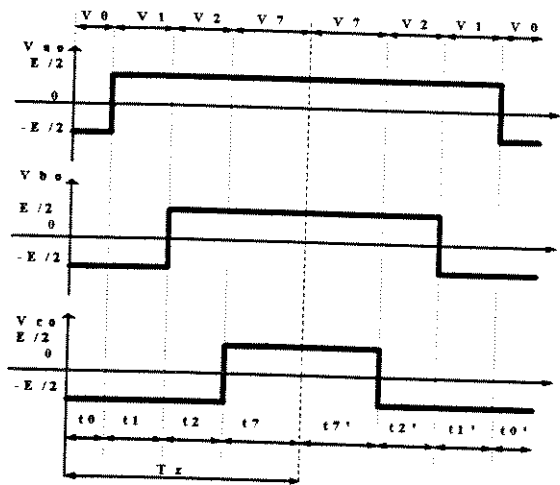


Figura 3.27 - setor (1)

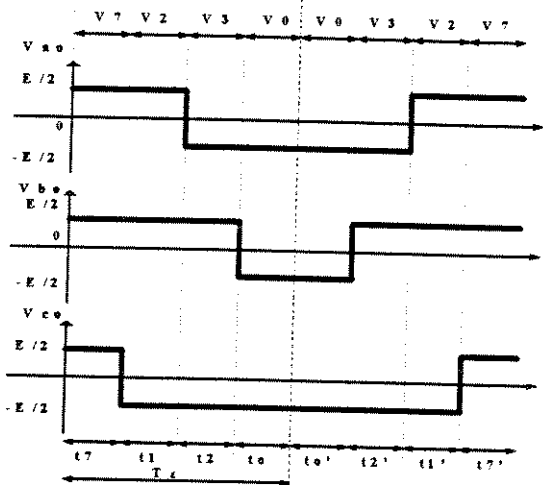


Figura 3.28 - setor (2)

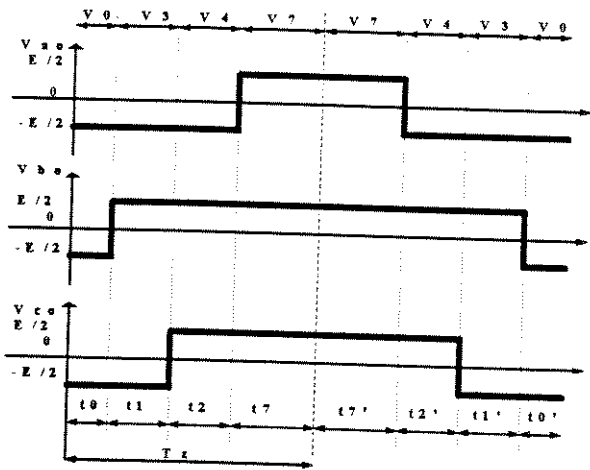


Figura 3.29 - setor (3)

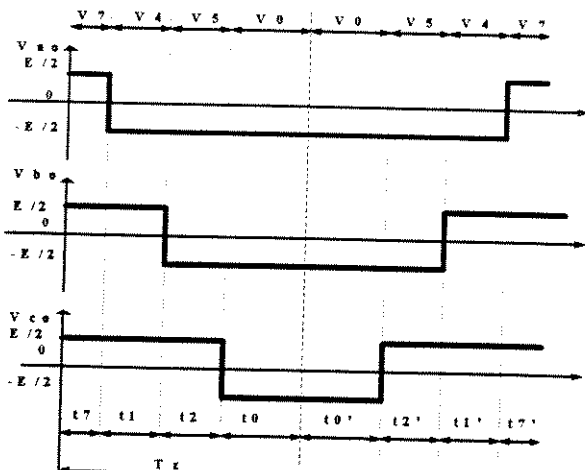


Figura 3.30 - setor (4)

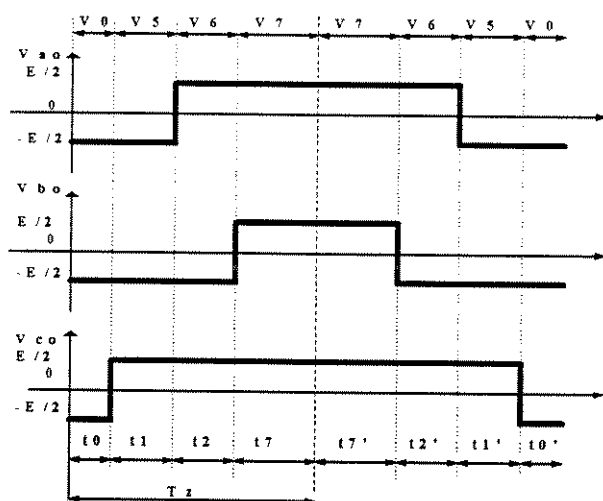


Figura 3.31 - setor (5)

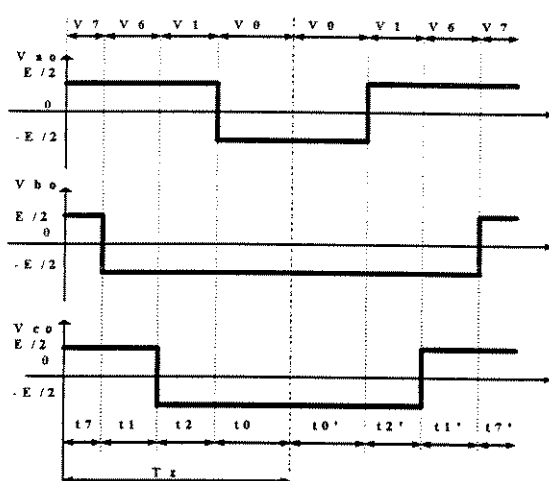


Figura 3.32 - setor (6)

O processo de modulação vetorial pode se resumir nos seguintes passos para cada intervalo de tempo de amostragem T_z .

- 1) Identificação do setor : feita pela comparação dos componentes estacionários do vetor de referência .
- 2) Calculo de tempos: usando as componentes (α, β) do vetor de referência calcula-se o fator "a" e os tempos t_a, t_b, t_o e t_7 .
- 3) Chaveamento: usando a correspondente informação do setor onde o vetor está e dos tempos t_a, t_b e t_o, t_7 o chaveamento de cada fase é produzido.

O valor médio da tensão V_{ao} num período de chaveamento T_z no setor (1) é :

$$(V_{ao})_{avg} \cdot T_z = \frac{E}{2} \cdot (t_a + t_b) \quad (3.84)$$

$$(V_{ao})_{avg} = \frac{E}{2} \cdot a \cdot \frac{\sin(60 + \gamma)}{\sin 60} \quad (3.85)$$

A cada T_z são sintetizadas funções v_{ao}, v_{bo} e v_{co} constantes e iguais a $(V_{ao})_{avg}, (V_{bo})_{avg}$ e $(v_{co})_{avg}$. ao longo do tempo o que significa muitos intervalos de amostragem T_z sucessivos, esses valores " instantâneos " de v_{ao}, v_{bo} e v_{co} sintetizam funções parecidas com senoides do tipo abaixo :

$$(V_{ao})_{avg}(p.u.) = 2 \cdot a \cdot \sin wt; \quad 0^\circ \leq wt \leq 30^\circ \quad (3.86)$$

$$(V_{ao})_{avg}(p.u.) = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot a \cdot \sin (wt + 30^\circ) \quad ; \quad 30^\circ \leq wt \leq 90^\circ \quad (3.87)$$

$$(V_{ao})_{avg} (pu.) = \frac{(V_{ao})_{avg}}{(E/2)} \quad (3.88)$$

Na figura (3.33) mostra-se a forma de onda resultante e o efeito de se escolher os tempos $t_0 = t_7$ iguais. Produz uma tensão por fase V_{ao} do inversor com uma componente inerente de terceiro harmônico, que não aparece na tensão de linha. Esta componente abaixa o pico de tensão da senoide e faz com que a amplitude da componente fundamental de tensão seja aumentada, mas também tem efeito sobre as perdas no motor minimizando-as [32] [8].

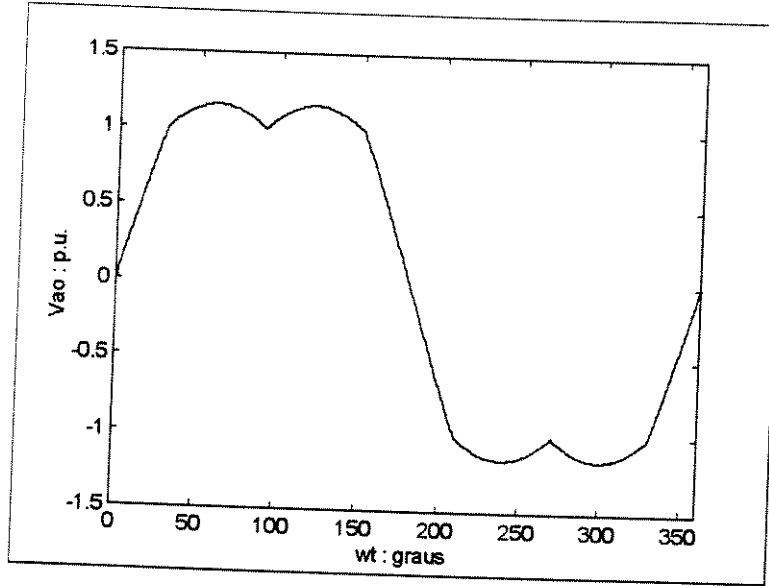


Figura 3.33 - Valor médio em cada intervalo T_z da tensão de fase (V_{ao}) do inversor

O máximo valor do fator "a" ocorre quando o módulo do vetor de referência é igual ao raio da circunferência inscrita no hexágono da figura 3.24

$$a_{max} = \frac{\sqrt{3}}{2} = 0.886$$

O valor máximo da componente fundamental de tensão V_{ao} da figura 3.33 permite obter para o índice de modulação

$$IM = \frac{4}{3} \cdot a \quad (3.89)$$

substituindo o valor máximo que "a" pode atingir, pode-se calcular o valor máximo do índice de modulação alcançado por este método que é 15% maior que no caso de modulação senoidal.

$$IM_{max} = \frac{2}{\sqrt{3}} = 1.15$$

Esta técnica de modulação foi simulada usando o MATLAB com os seguintes dados : frequência de chaveamento $f_s = 1050 \text{ Hz}$, frequência da fundamental $f_1 = 50 \text{ Hz}$, $m_f = 21$ (pwm síncrono), índice de modulação $IM = 1.0$, fator $a = 0.75$, nível de tensão contínua na entrada do inversor 300 volts. A carga foi o modelo do motor de indução de 5 cv, 220 V(estrela), 60 Hz, 4 pólos, conjugado de carga $TL = 20 \text{ Nm}$.

A figura 3.35 mostra as tensões por fase do inversor V_{ao} , tensão de linha V_{ab} e tensão de fase da carga V_{an} , corrente absorvida pelo motor, corrente de magnetização e conjugado eletromagnético. A corrente absorvida pelo motor apresenta menor distorção que no método senoidal de modulação para as mesmas condições e o conjugado eletromagnético apresenta-se mais uniforme que no caso senoidal.

A posição do pulso tem uma significativa influência no desempenho harmônico da onda de tensão modulada. Na figura 3.34 mostra-se duas possíveis situações para um ciclo útil de 50% aplicado numa carga indutiva. A magnitude do ripple de corrente quando o pulso está situado no meio do período de amostragem, como ocorre sempre na modulação vetorial, é significativamente menor que quando o pulso está no extremo do período de amostragem junto ao pulso seguinte como se expandisse até o próximo período como pode acontecer na modulação senoidal. No primeiro caso a frequência do ripple é duas vezes maior que no segundo caso.

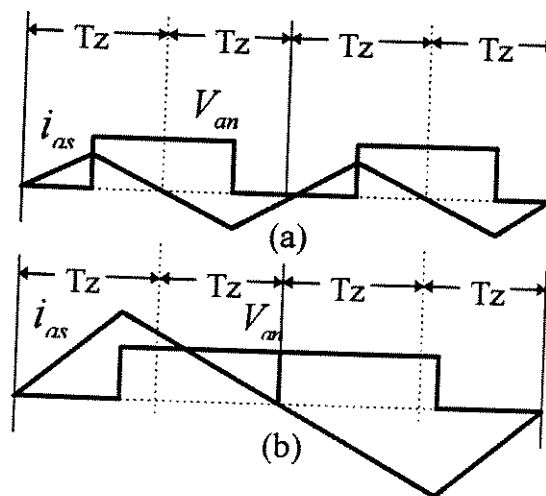


Figura 3.34 - (a) A melhor posição do pulso no período de amostragem (b) pior posição do pulso no período de amostragem

A conclusão é que se a estratégia de modulação coloca os pulsos centrados no meio do período de chaveamento como é o caso de modulação vetorial ter-se-a um melhor desempenho harmônico independente da largura do pulso [11].

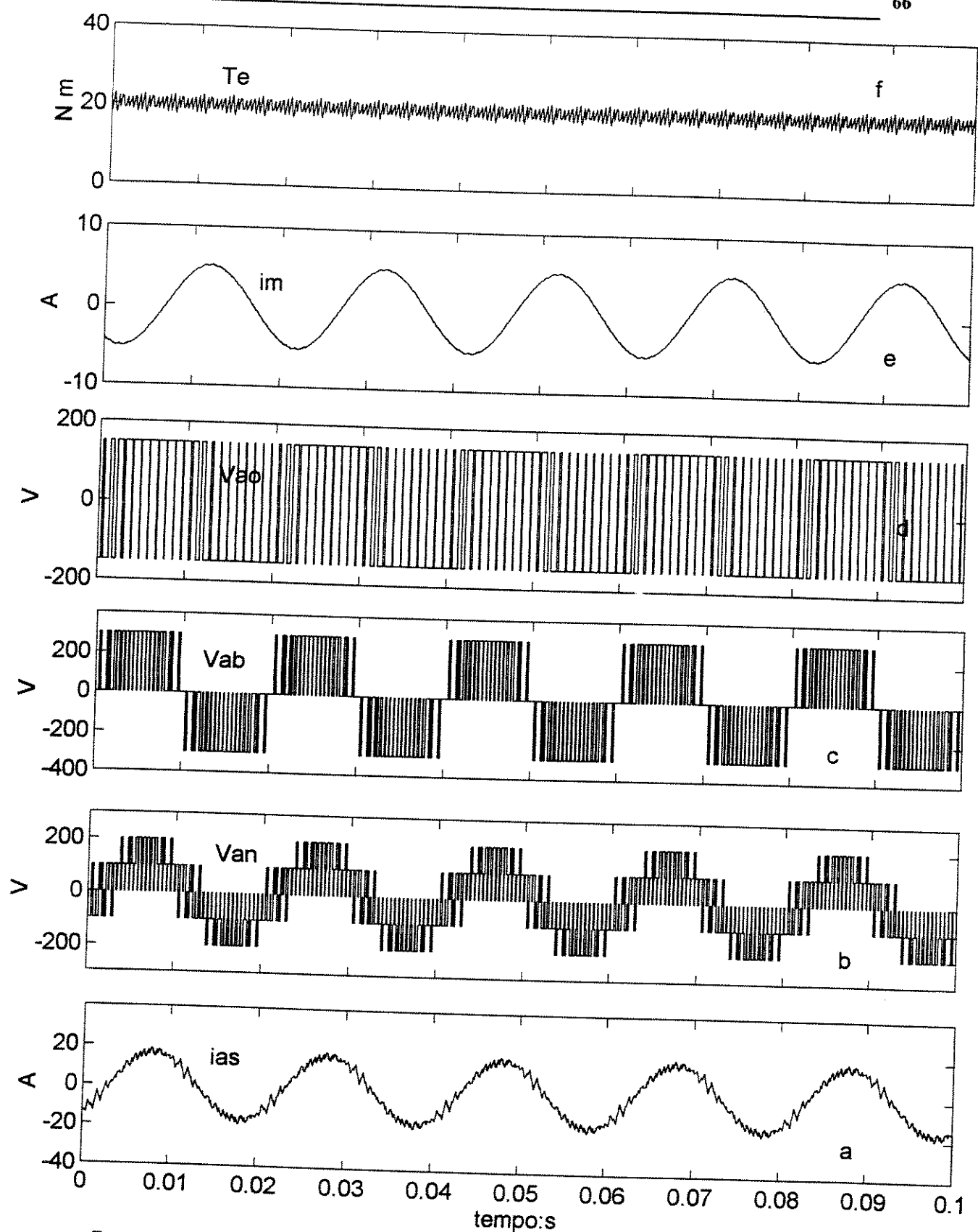


Figura 3.35 - SVPWM (DN) (a) Corrente do motor i_{as} (b) tensão de fase do motor V_{an} (c) tensão de linha V_{ab} (d) tensão de fase do inversor V_{ao} (e) corrente de magnetização i_m (f) conjugado eletromagnético T_e

A modulação vetorial permite obter conteúdos harmônicos menores para as diversas grandezas quando comparado com o método senoidal para a mesma frequência de chaveamento, este método é relativamente mais simples de ser implementado e apresenta índice de modulação maior que no caso da modulação senoidal.

O método de modulação por eliminação seletiva de harmônicos (SHE) apresenta bons resultados quando é usado para frequência fundamental medias e altas e os resultados obtidos com frequências de chaveamento baixas levam a um aumento de eficiencia do inversor em relação aos métodos de modulação senoidal e vetorial.

Outra caraterística importante do método (SHE) é a eliminação de componentes harmônicos da corrente de entrada (i_o) do inversor o que permite ter menores valores de capacitância do capacitor de filtro de entrada do inversor. Está técnica é usada em inversores para aplicações em alta potência onde os as chaves utilizadas são GTO que não podem operar em altas frequências de chaveamento.

Na região de baixas frequências o método de eliminação precisa de maior número de pulsos (muitos ângulos $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \dots$ etc.) para limitar a distorção harmônica de corrente e reduzir o ripple de conjugado, o que torna o processo de obtenção dos “ângulos solução” muito complicado e a implementação mais demorada.

Os métodos vetorial e senoidal estudados apresentam bons resultados na região de baixas frequência fundamentais pela relativa facilidade para gerar um número suficientemente grande de pulsos, necessários nesta região, podendo-se utilizar a modulação assíncrona ao invés do método de eliminação que é síncrono.

Capítulo 4

Inversor trifásico de tensão a três níveis

4.1 Introdução

Os inversores utilizados no acionamento de motores de indução trifásicos são atualmente uma das maiores aplicações destes sistemas na indústria. O requisito mais importante nas características dos inversores é que a sua tensão de saída deve apresentar limitado conteúdo harmônico para diminuir as perdas e os conjugados pulsantes no motor, reduzindo a possibilidade de ressonância mecânica e tornando os acionamentos mais eficientes e confiáveis. Quando estas características de alta qualidade de acionamento são aplicadas em acionamentos de máquinas de grande porte, elas deverão ser obtidas com frequências de chaveamento não muito altas (centenas de Hz) pelo uso de chaves de potências do tipo GTO .

O inversor a três níveis apareceu na década dos 80 como uma proposta de acionamento de alta eficiência para motores de indução [20]. A topologia deste inversor permite que o controle de grandes potências seja feito com um equipamento relativamente compacto e ao mesmo tempo capaz de gerar formas de onda de tensão e corrente de alta qualidade. Este inversor é particularmente apropriado para aplicações em altas tensões por que as chaves que formam cada uma das fases devem suportar só a metade da tensão DC de entrada ao inversor. Quando esta topologia é combinada com estratégias de modulação de tipo programada ou modulação vetorial o resultado é um tipo de acionamento de alto desempenho com frequências de chaveamento baixas.

4.2 Circuito elétrico do inversor a três níveis

Na figura 4.1 mostra-se a topologia básica do inversor de três níveis. A tensão contínua é aplicada na entrada do inversor e dividida em duas partes iguais através de dois capacitores ligados em série , em paralelo com a fonte , carregando-se cada capacitor com a tensão de $E/2$.

O número de chaves por fase é de 4 (fase a: S11, S12, S13, S14) num total de 12 chaves no inversor. As chaves S11,S14 da fase (a) ; as chaves S21, S24 da fase (b) e as chaves S31, S34 da fase (c) são chaves principais acionadas com técnicas de modulação de largura de pulso.

As chaves S12, S13 da fase (a) ; S22, S23 da fase (b) e S32, S33 da fase (c) são chaves auxiliares acionadas em forma complementar das chaves S14, S11 ; S24, S21 e S34, S31 respetivamente.

Com cada uma das chaves tem-se ligado em ante paralelo um diodo de roda livre (df11, df12,...,df14, df31,df32,...,df34) para permitir o fluxo de corrente na direção reversa . Estes diodos também poderão ser usados quando seja necessário a recuperação de energia do lado CA para a fonte contínua .

Os diodos $dc11$, $dc12$ da fase (a) ; $dc21$, $dc22$ da fase (b) e $dc31$, $dc32$ da fase (c) , são diodos de grampeamento da tensão contínua de entrada , e que estão ligados entre o ponto comum dos capacitores e as chaves auxiliares. Com este arranjo aplica-se a tensão de zero volts nos terminais da carga quando as chaves auxiliares por fase são acionadas , e que reduz para $E/2$ volts a tensão de bloqueio direta que devem suportar as chaves.

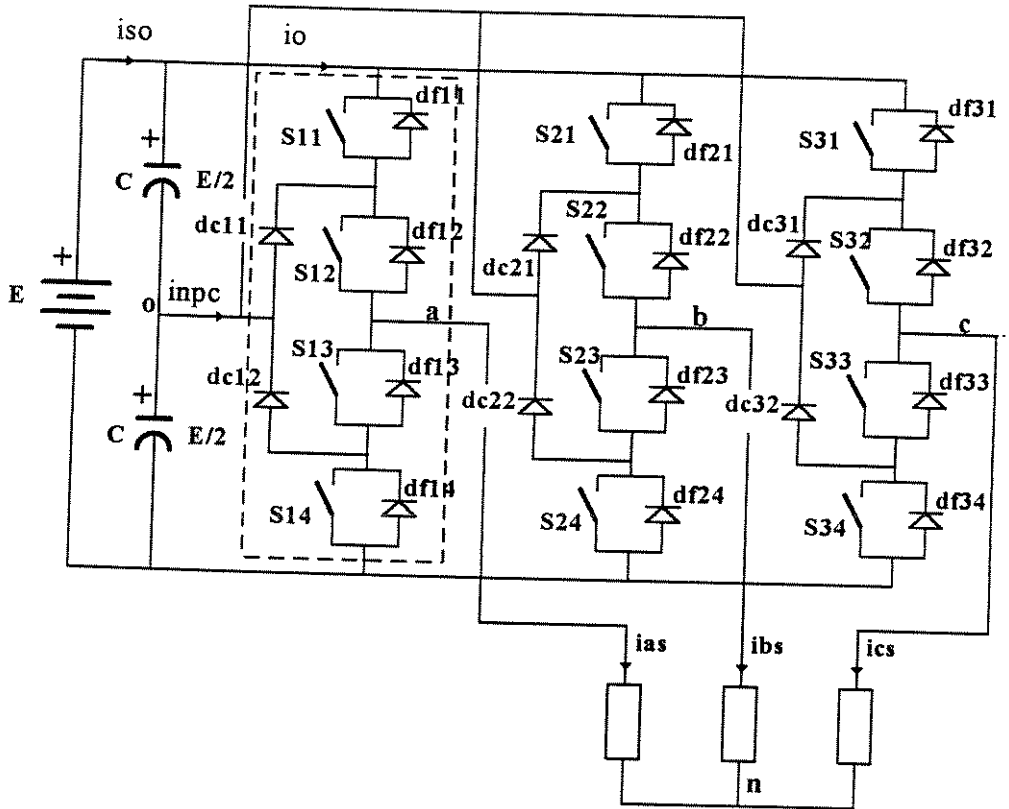


Figura 4.1 - Inversor trifásico de tensão a três níveis

4.2.1 Características do inversor a três níveis

A tensão sobre cada uma das chave é a metade da tensão da fonte contínua que elimina a necessidade de conexão em série e portanto dobrando a capacidade em tensão contínua de entrada do inversor o que permite atingir altos níveis de potência.

Cada uma das tensões de saída por fase do inversor (V_{ao} , V_{bo} , V_{co}) apresenta três níveis de tensão ($+E/2$, 0, $-E/2$) o que reduz a distorção harmônica da corrente.

Com formas de onda multinível da tensão resultante, a variação de tensão (dv/dt) sobre as bobinas das máquinas é diminuída .

Outra consequência de ter um número maior de níveis nas tensões de saída é a possibilidade de diminuir a frequência de chaveamento o que reduz as perdas por chaveamento, melhorando a eficiência do inversor.

Uma fase do inversor é mostrada na figura (4.2). Os sinais de controle das chaves (S11 , S13, S14 , S12) para obter os três níveis na tensão da saída V_{ao} são mostradas na tabela 4.1 . As outras fases do inversor são acionadas da mesma forma .

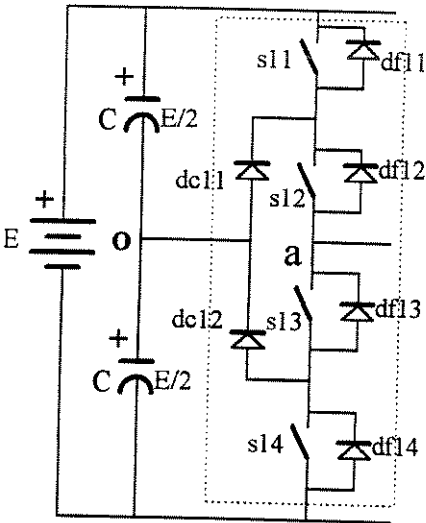


Figura 4.2 - fase "a" do inversor

Tabela 4.1				
Saída V_{ao}	Estado das chaves			
	S11	S12	S13	S14
$+E/2$	ON	ON	OFF	OFF
0	OFF	ON	ON	OFF
$-E/2$	OFF	OFF	ON	ON

4.3 Operação do inversor

Faz-se um primeiro estudo do inversor para as condições de máxima tensão, considerando uma onda de tensão de forma quase quadrada como se mostra na figura 4.3 . É possível fazer o ajuste do ângulo θ que corresponde à duração do nível zero de tensão , para eliminar algum componente harmônico de baixa frequência ou minimizar a distorção harmônica da tensão de linha V_{ab} [1], melhorando a qualidade do acionamento . A tensão de fase do inversor tem a seguinte expressão em série de Fourier:

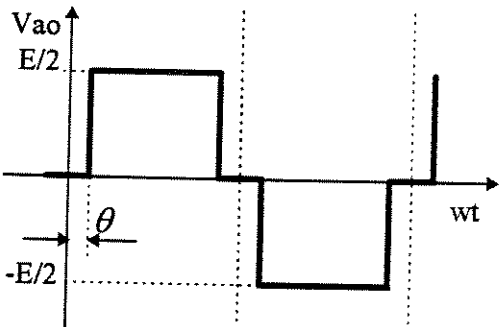


Figura 4.3 - Forma de onda de tensão da fase V_{ao} do inversor

$$V_{ao'}(wt) = \sum_{n=1,5,7,\dots} \hat{V}_n \cdot \sin nwt \quad (4.1)$$

Onde:

$$\hat{V}_n = \frac{4}{n \cdot \pi} \cdot \frac{E}{2} \cdot \sin(n \cdot \theta) \quad (4.2)$$

para eliminar o 5° ou o 7° componente harmônico os ângulos são:

$$\hat{V}_5 = \frac{4 \cdot E / 2}{5 \cdot \pi} \cdot \sin 5\theta = 0 \quad ; \quad \theta = 18^\circ \quad (4.3)$$

ou

$$\hat{V}_7 = \frac{4 \cdot E / 2}{7 \cdot \pi} \cdot \sin 7\theta = 0 \quad ; \quad \theta = 12,857^\circ \quad (4.4)$$

Outra possibilidade de melhorar a qualidade do acionamento é minimizar a distorção harmônica de tensão de linha V_{ab} [1] (figura 4.4). Para isto o valor eficaz da componente fundamental de V_{ab} , denominado V_1 é obtido como a soma dos coeficientes fundamentais de duas ondas retangulares posicionados em θ_1 e θ_2 respectivamente eq. (4.5).

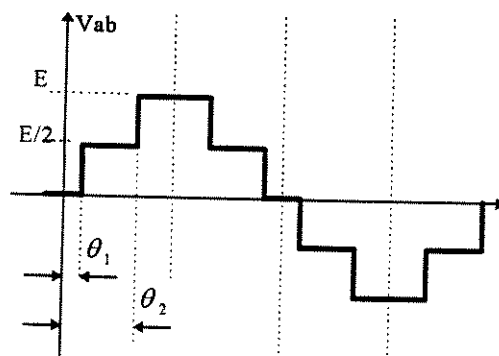


Figura 4.4 - Forma de onda da tensão de linha V_{ab}

$$V_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{4 \cdot E / 2}{\pi} \cdot (\cos \theta_1 + \cos \theta_2) \quad (4.5)$$

O valor eficaz da forma de onda de tensão V_{ab} cuja primeira harmônica é V_1 vale :

$$V_{ab}^2 = \frac{2}{\pi} \cdot \int_{\theta_1}^{\theta_2} (E/2)^2 d\theta + \frac{2}{\pi} \cdot \int_{\theta_2}^{\frac{\pi}{2}} E^2 d\theta \quad (4.6)$$

A distorção harmônica da tensão V_{ab} [26] é dada por :

$$(THD) = \left(\frac{V_{ab}^2}{V_1^2} - 1 \right)^{1/2} \quad (4.7)$$

onde THD será mínimo, quando o termo $\frac{V_{ab}^2}{V_1^2}$ for mínimo. Utilizando (4.5) e (4.6) tem-se :

$$\frac{V_{ab}^2}{V_1^2} = \frac{\pi \cdot \left[\frac{\pi}{2} - \frac{3}{4} \cdot \theta_2 - \frac{1}{4} \cdot \theta_1 \right]}{(\cos \theta_1 + \cos \theta_2)^2} \quad (4.8)$$

com $\theta_1 = \frac{\pi}{3} - \theta_2$ e $\frac{\pi}{6} \leq \theta_2 \leq \frac{\pi}{3}$ [1], o mínimo de $\frac{V_{ab}^2}{V_1^2}$ é calculado fazendo

$$\frac{d}{d\theta_2} \left(\frac{V_{ab}^2}{V_1^2} \right) = 0$$

obtendo-se os ângulos :

$$\theta_2 = 45.3, \quad \theta_1 = 14.7$$

Simulou-se, usando o ambiente do Pspice o inversor com chaves e diodos ideais, alimentando uma carga trifásica R-L. Na figura 4.5 mostra-se os 4 sinais de comando (vc11, vc12, vc13 e vc14) das chaves da fase (a) (S11, S12, S13 e S14), para gerar uma onda de tensão de forma quase quadrada Vao com ângulo $\theta = 15^\circ$ e frequência 60 Hz. Os sinais de controle das outras fases (b) e fase(c) são os mesmos com diferença angular de 120 graus. Na figura 4.5 mostra-se também a tensão por fase do inversor (Vao), a tensão de linha (Vab) que apresenta 5 níveis de tensão e a tensão por fase da carga (Van) com 7 níveis e figura 4.6 mostra-se o espectro harmônico das tensões verificando-se a presença de componentes harmônicos ímpares.

As componentes de terceira ordem e seus múltiplos estão presentes só na tensão Vao e não aparecem na tensão de linha Vab, observa-se também que as amplitudes dos componentes harmônicos estão bastante atenuadas pela característica multinível das tensões. (tabela 4.2) quando comparado com a tabela 3.1 do inversor a dois níveis

Tabela 4.2 - Harmônicos da tensão Vao			
Ordem do harmônico (n)	Frequência (Hz)	Amplitude Vn (V)	Valor relativo (Vn/V1)*100 (%)
1	60	182.10	100.00
5	300	10.12	5.55
7	420	6.76	3.71
11	660	16.76	9.20
13	780	14.29	7.85
17	1020	2.95	1.62
19	1140	2.65	1.46

Na figura 4.7 mostra-se a corrente de carga ias e seus componentes harmônicos tabela 4.3

Tabela 4.3 - Harmônicos de corrente de carga ias		
Ordem n	ias (A)	valor relativo (in/i1) *100
1	17.20	100.00
5	0.397	2.310
7	0.195	1.133
11	0.317	1.843
13	0.229	1.331
17	0.0365	0.212
19	0.0293	0.170
THD = 6.909 %		

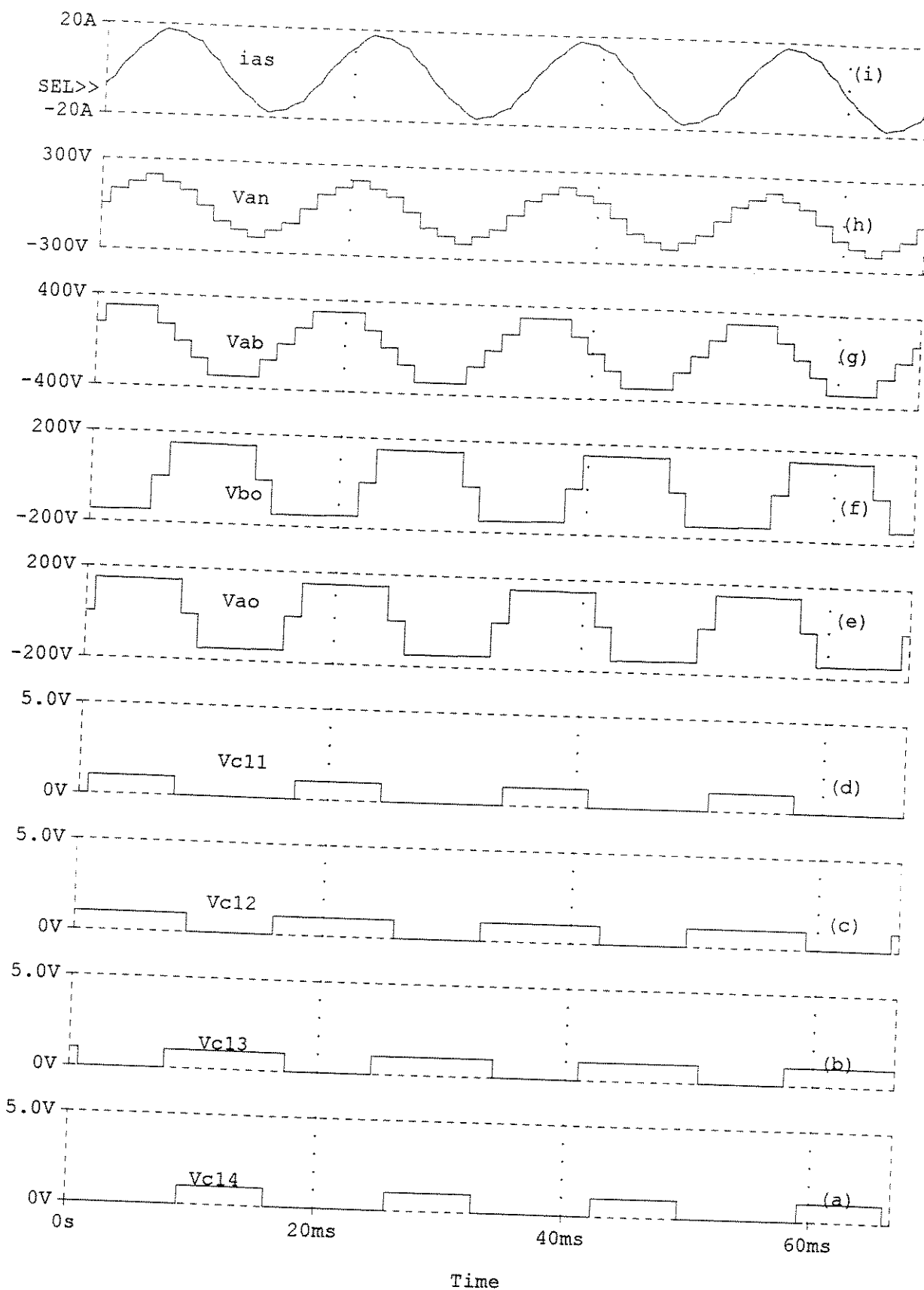


Figura 4.5 - (a) (b) (c) (d) sinais de comando das chaves s_{11} , s_{12} , s_{13} , s_{14} da fase "a" (e) tensão da fase V_{ao} (f) Tensão de fase V_{bo} (g) tensão de linha V_{ab} (h) Tensão de fase da carga V_{an} (i) Corrente de carga i_{as}

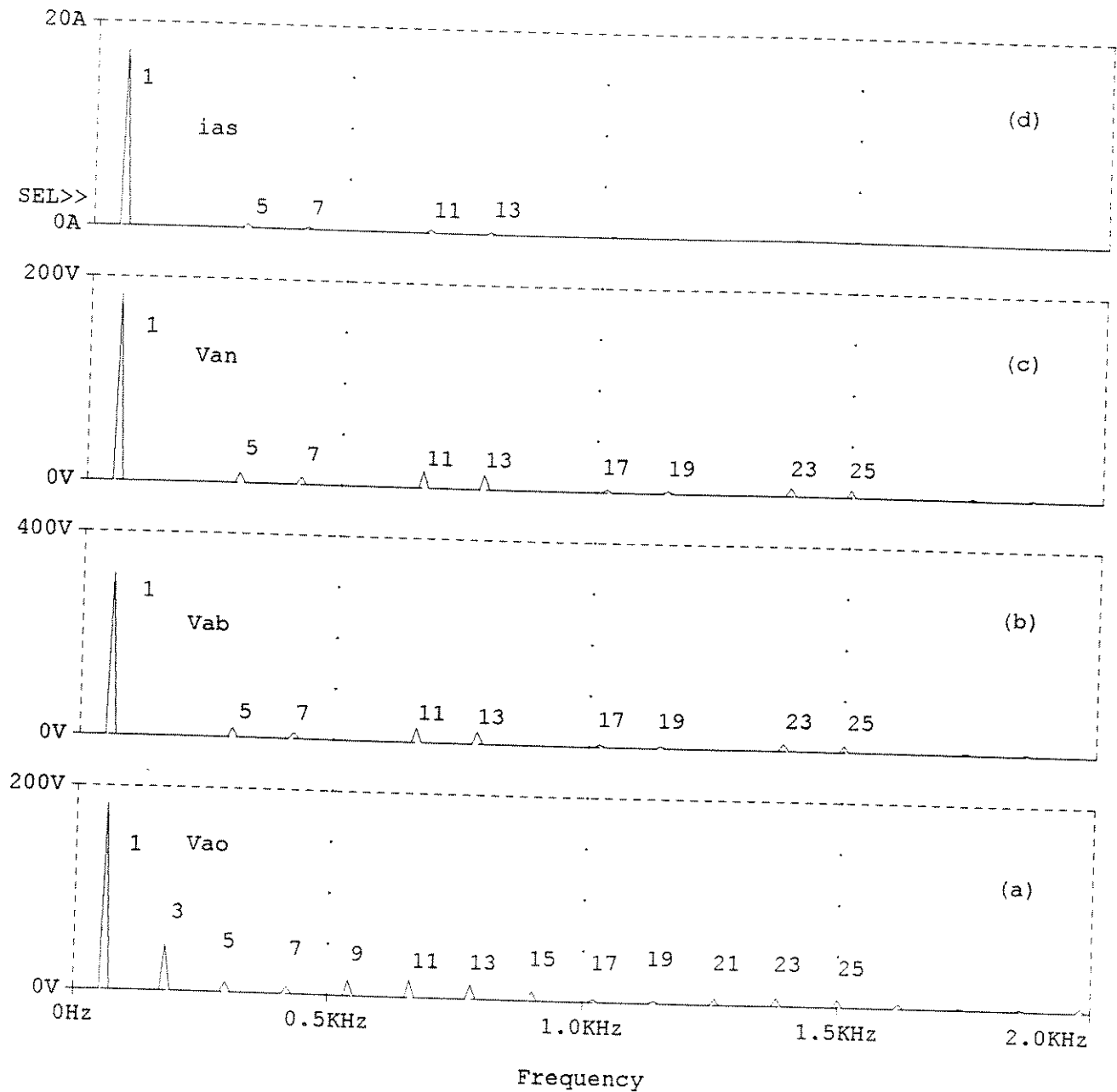


Figura 4.6 - Componentes harmônicas (a) tensão por fase do inversor V_{ao} (b) tensão de linha V_{ab} (c) tensão de fase da carga V_{an} (d) Corrente de carga i_{as}

4.3.1 Chaveamento do inversor

Na figura 4.7 e 4.8 mostra-se as tensões de fase do inversor (V_{ao} , V_{bo} , V_{co}), correntes de carga (i_{as} , i_{bs} , i_{cs}), correntes nos diodos de roda livre, correntes nos diodos de grampeamento de cada fase, a corrente de entrada do inversor, as correntes nos capacitores C1 e C2.

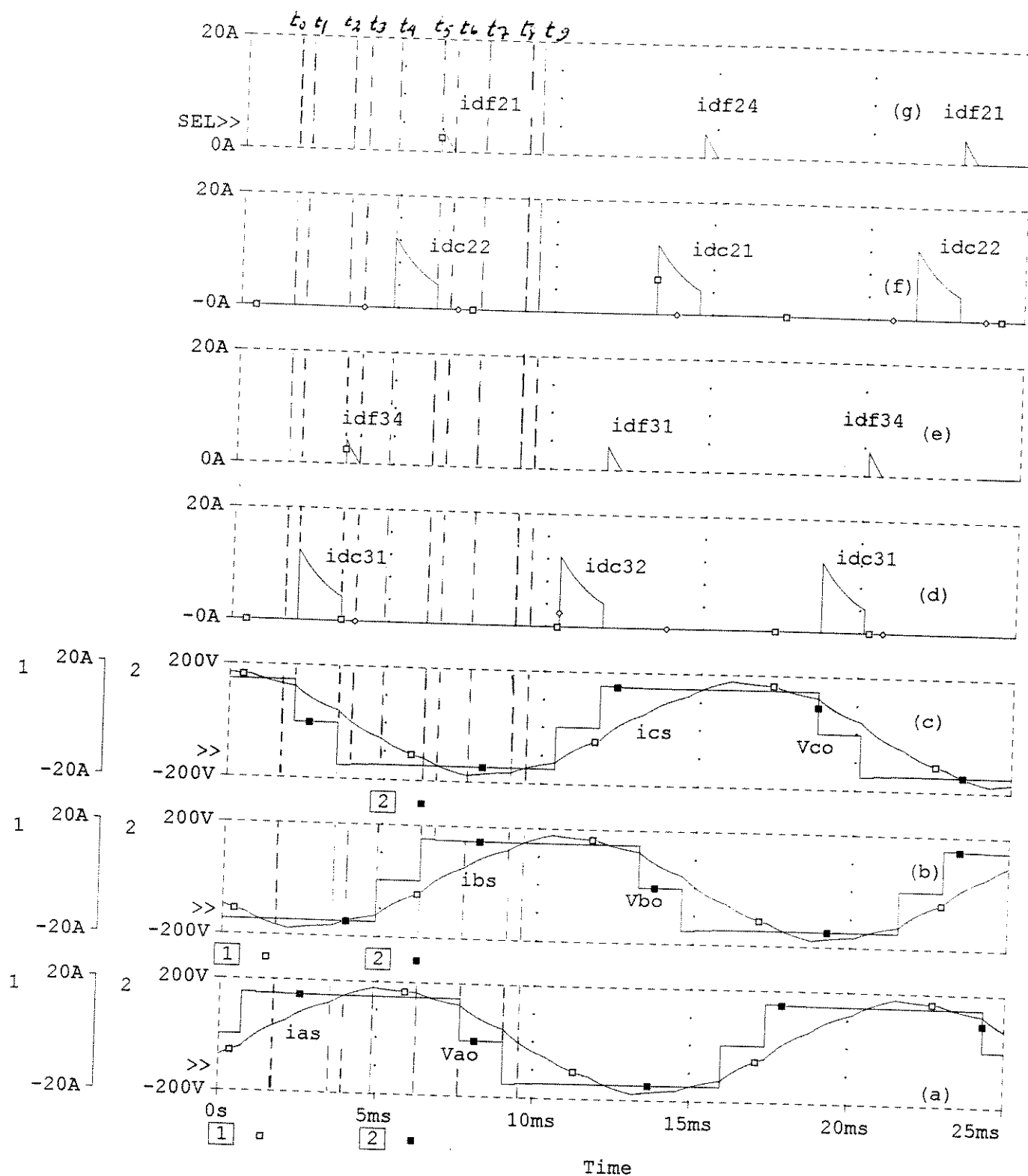


Figura 4.7- Chaveamento do inversor, (a) (b) (c) Tensões e correntes das fases a, b, c (d)(e) correntes pelos diodos de grameamento e diodos de roda livre da fase c (f)(g) correntes pelos diodos de grameamento e diodos de roda livre da fase b

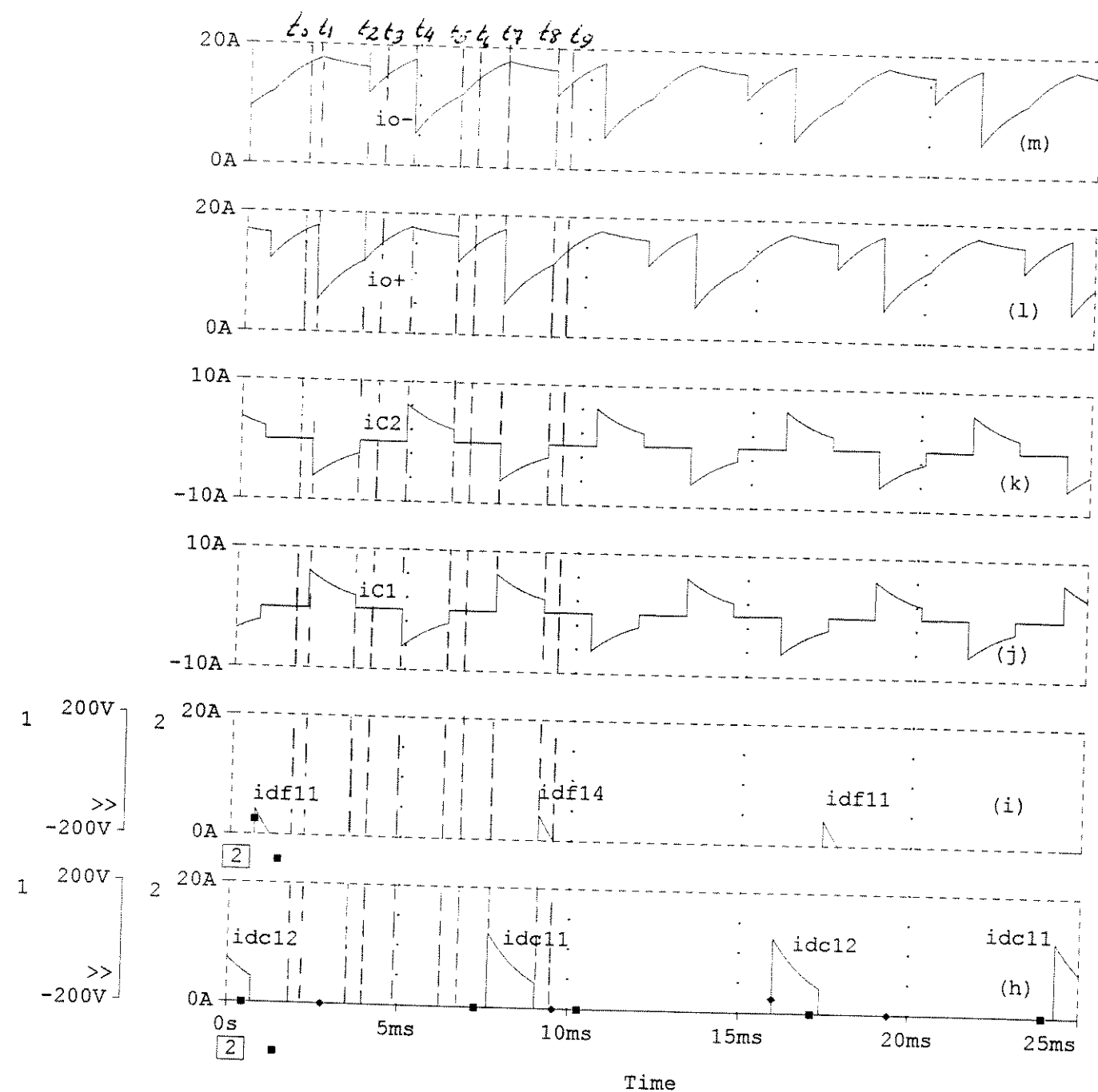


Figura 4.8 - Chaveamento do inversor, (h) (i) correntes pelos diodos de grampeamento e diodos de roda livre da fase a (j) (k) correntes pelos capacitores (l) (m) correntes nos terminais de entrada do inversor i_{o+} , i_{o-}

Na tabela 4.4 apresenta-se a sequência das polaridades das tensões aplicadas na carga (V_{ao} , V_{bo} e V_{co}) que serão chamadas de vetores. Nesta tabela considera-se todos os instantes em que pelo menos uma das fases muda de polaridade .

Tabela 4.4 Polaridades das tenções aplicadas												
fase c	+	0	-	-	-	-	-	0	+	+	+	+
fase b	-	-	-	0	+	+	+	+	+	0	-	-
fase a	+	+	+	+	+	0	-	-	-	-	-	0
	V17	V16	V15	V14	V13	V12	V11	V10	V9	V8	V7	V18

Assumindo $t = t_0$ como o estado inicial (fig. 4.7), as polaridades das tensões por fase do inversor são $+V_{ao}$, $-V_{bo}$, $+V_{co}$ (vetor V17 na tabela 4.4) e as correntes $+i_{as}$, $-i_{bs}$, $+i_{cs}$ como se mostra a fig. 4.9a do circuito.

Uma análise do chaveamento da fase c (fig. 4.7c) permite ver que em $t = t_1$ aplica-se o vetor V16 de tensões , desligando a chave S31 e ligando a chave S33 (fig 4.9b) . A tensão V_{co} vai a zero volts e a corrente i_{cs} que está saindo do ponto "c" passa pelo diodo de grampeamento dc31 (fig. 4.8d) e pelos capacitores de filtro carregando C1 e descarregando C2 (fig. 4.8 j , k) . Em $t = t_2$ aplica-se V15 , desligando a chave S32 e desligando S34 (fig. 4.9c) a tensão V_{co} vai para o nível negativo, com a corrente i_{cs} saindo do ponto "c", passa pelos diodos df33 e df34 (fig 4.7e) até atingir o valor zero em $t = t_3$. Em $t = t_3$ a corrente i_{cs} inverte o seu sentido passando pelas chaves S33, S34 (fig. 4.9d) (que em t_2 já estavam acionadas) , acrescentando a sua magnitude até $t = t_4$.

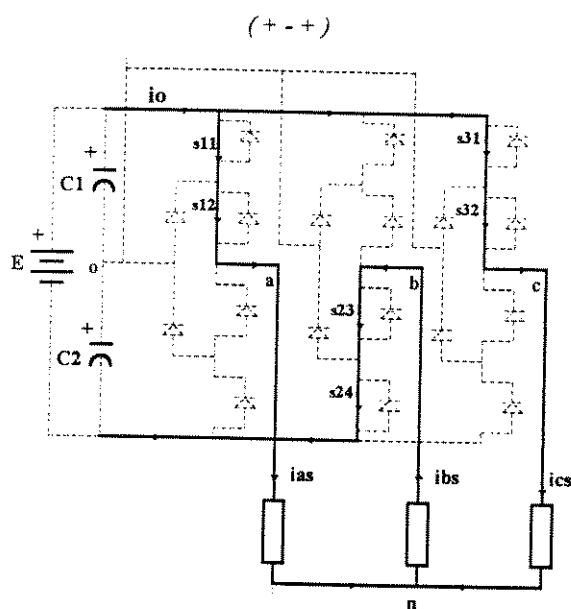


Figura 4.9a

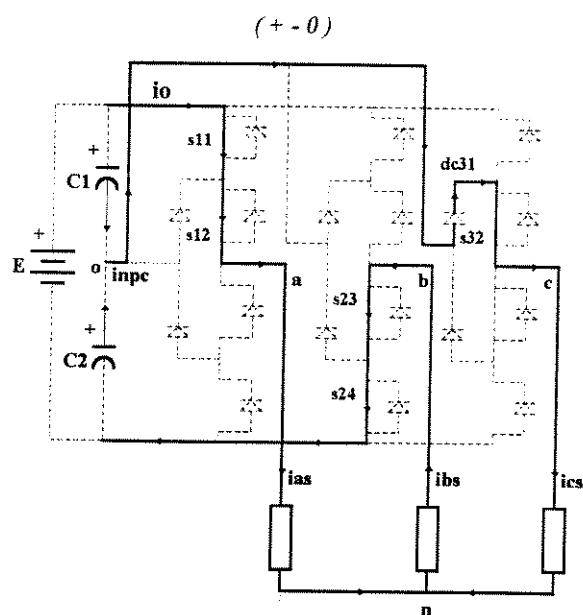


Figura 4.9b

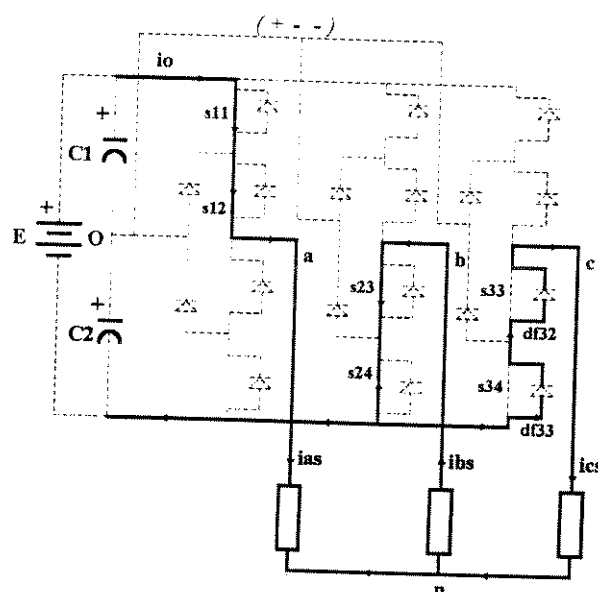


Figura 4.9c

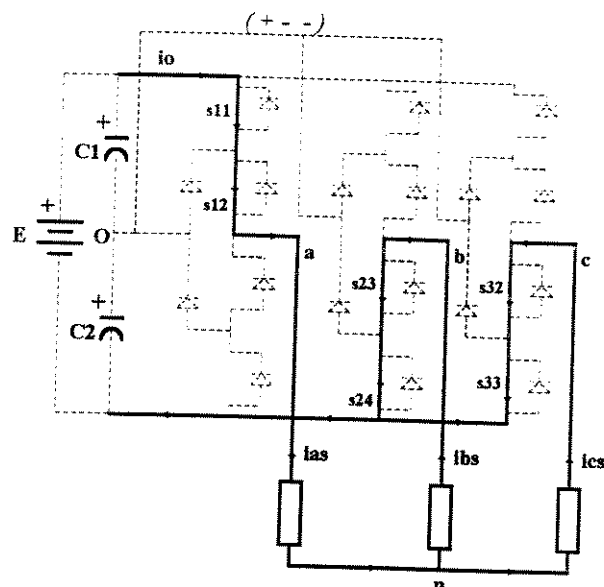


Figura 4.9d

Analisando o chaveamento da fase b (fig. 4.7b) tem-se : Em $t = t_4$ aplica-se V_{14} , desligando a chave S24 e ligando a chave S22 (fig. 4.9e), a tensão V_{bo} comuta para zero volts e a corrente i_{bs} que esta entrando no ponto "b" passa pelo diodo de grampeamento dc22 (fig. 4.7 f) e pelos os capacitores de filtro, descarregando C1 e carregando C2 (fig. 4.8 j, k) até $t = t_5$. Em $t = t_5$ aplica-se V_{13} , desligando S23 é ligando S21 (figura 4.9f) a tensão V_{bo} vai para o nível positivo com a corrente i_{bs} entrando por "b", passa pelos diodos de df21 e df22 (fig. 4.7g), diminuindo a sua magnitude até $t = t_6$ que atinge o valor zero. Em $t = t_6$ a corrente i_{bs} inverte a sua direção passando pelas chaves S21 e S22 (figura 4.9g) acrescentando a sua magnitude até $t = t_7$.

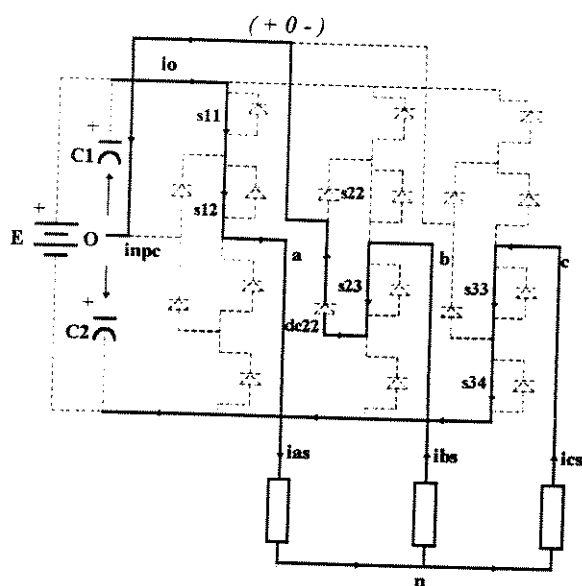


Figura 4.9e

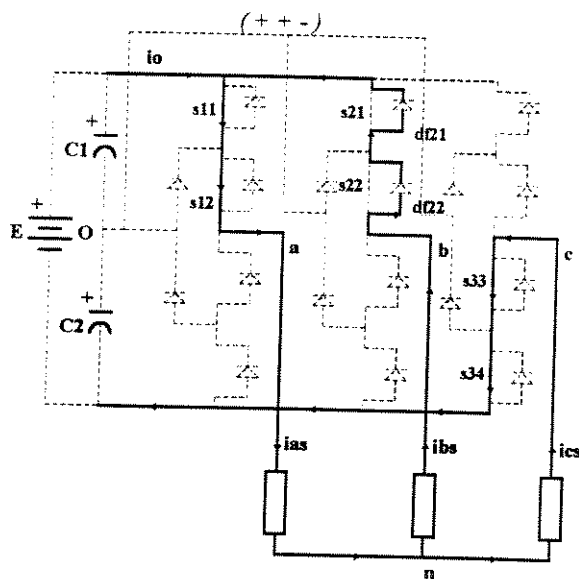


Figura 4.9f

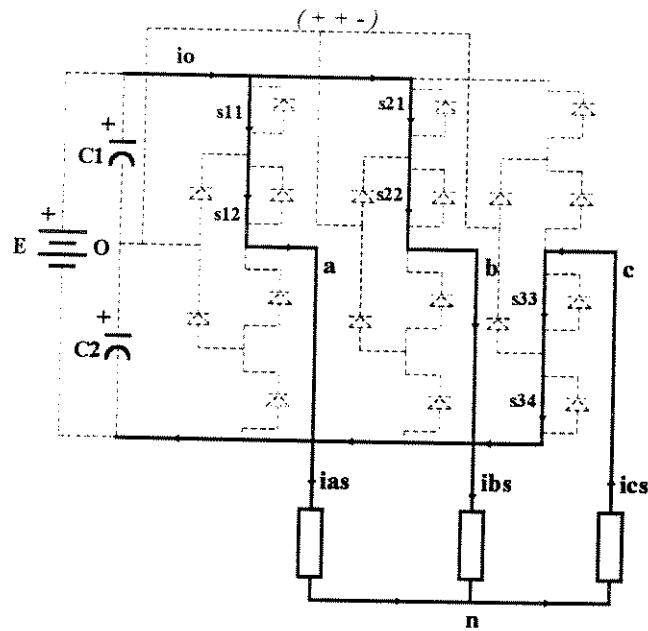


Figura 4.9 g

Para o chaveamento da fase a (figura 4.7a) tem-se : em $t = t_7$ aplica-se V_{12} desligando a chave S11 e ligando a chave S13 (figura 4.9 h) a tensão V_{ao} comuta para zero volts, com a corrente i_{as} saindo do ponto "a" passa pelo diodo $dc11$ (fig. 4.8h) e pelos capacitores de filtro carregando C1 e descarregando C2 (fig. 4.8 j , k) . Em $t = t_8$ aplica-se V_{11} desligando S12 e ligando S14 (figura 4.9 i) a tensão de fase V_{ao} comuta para o nível negativo com a corrente i_{as} saindo do ponto "a" passa pelos diodos $df13$ e $df14$ (fig 4.8i) diminuindo o seu valor até se acerar em $t = t_9$. Em $t = t_9$ a corrente i_{as} inverte o seu sentido passando pelas chaves S13 e S14 (figura 4.9j) que em $t = t_8$ estavam prontas para conduzir.

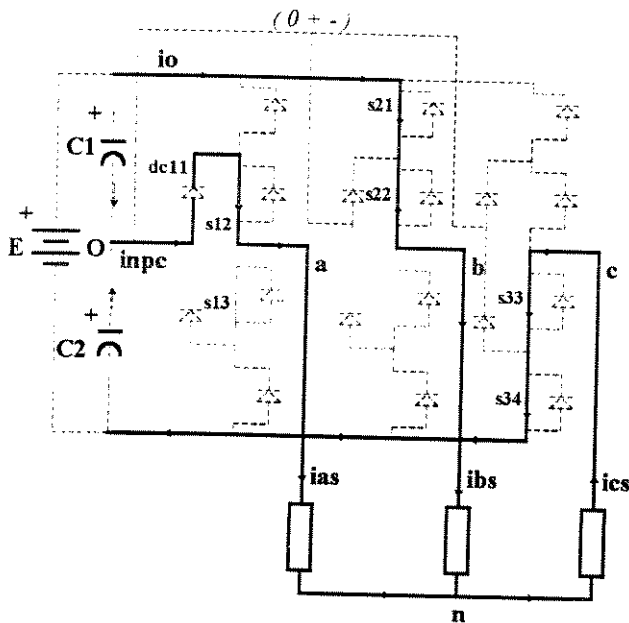


Figura 4.9h

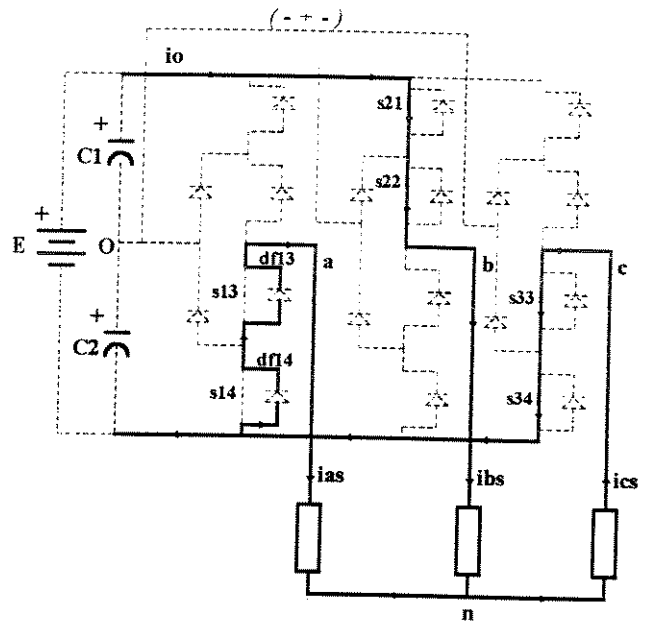


Figura 4.9i

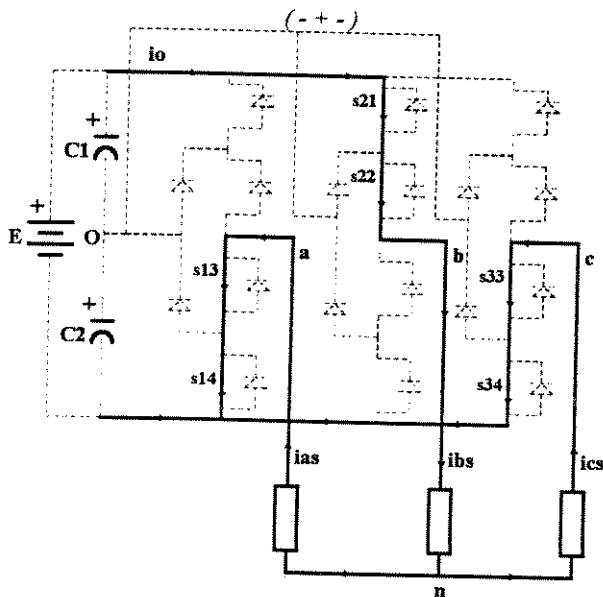


Figura 4.9j

Um novo chaveamento das fases deve iniciar na mesma ordem anterior até completar um ciclo.

Observa-se que quando as chaves auxiliares são acionadas para aplicar o nível zero de tensão numa das fases da carga, circula uma corrente (i_{npc}) pelos diodos de grampeamento correspondentes e pelos capacitores de filtro. Se a corrente (i_{npc}) estiver entrando pelo ponto comum (o) comum dos capacitores, o capacitor C1 se descarrega e o capacitor C2 se carrega. Se a corrente (i_{npc}) sai do ponto (o) carrega C1 e descarrega o C2. Os capacitores do filtro

deverão ser projetados de tal modo que as quedas de tensão produzidas pela corrente (i_{npc}) não afete significativamente as tensões de saída por fase (V_{ao} , V_{bo} , V_{co}) .

4.3.2 Correntes no estágio de entrada do inversor

Na figura 4.10 mostra-se as correntes no estágio de entrada do inversor i_o^+ e i_o^- que aparecem na figura 4.8 (l), (m) . A corrente i_o (i_o^+) de entrada do inversor é composta pela componente contínua e dois grupos de componente harmônicas : o primeiro grupo de harmônicas são os termos pares múltiplos de três que estão presentes também na corrente (i_{so}) , o segundo grupo são os termos ímpares múltiplos de três que estão presentes na corrente (i_{npc}) [33]. A corrente i_o pode ser expressa como :

$$i_o = i_{so} + \frac{i_{npc}}{2}$$

(4.9)

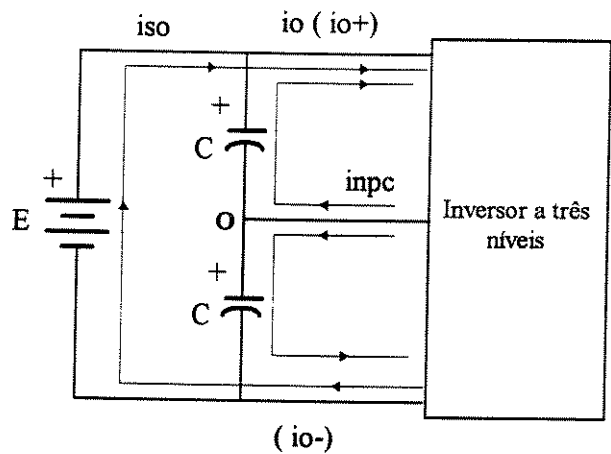


Figura 4.10 Correntes no estagio de entrada

A figura 4.11 mostra as correntes resultantes no estágio de entrada obtidas da simulação e a figura 4.12 apresenta o espectro harmônico com seus coeficientes na tabela 4.5 .

Tabela 4.5 Harmônicos de corrente no estagio de entrada				
Harmônico n	frequência (Hz)	iso (A)	inpc (A)	io (A)
3	180		6.867	3.433
6	360	1.656		1.656
9	540		2.767	1.383
12	720	1.304		1.303
15	900		1.606	0.8026
18	1080	0.464		0.4616
21	1260		1.238	0.6190
24	1440	0.6616		0.6614
27	1620		0.8779	0.4388
30	1800	0.2743		0.2740
iso (CD) = io (CD) = 14.27 A.				

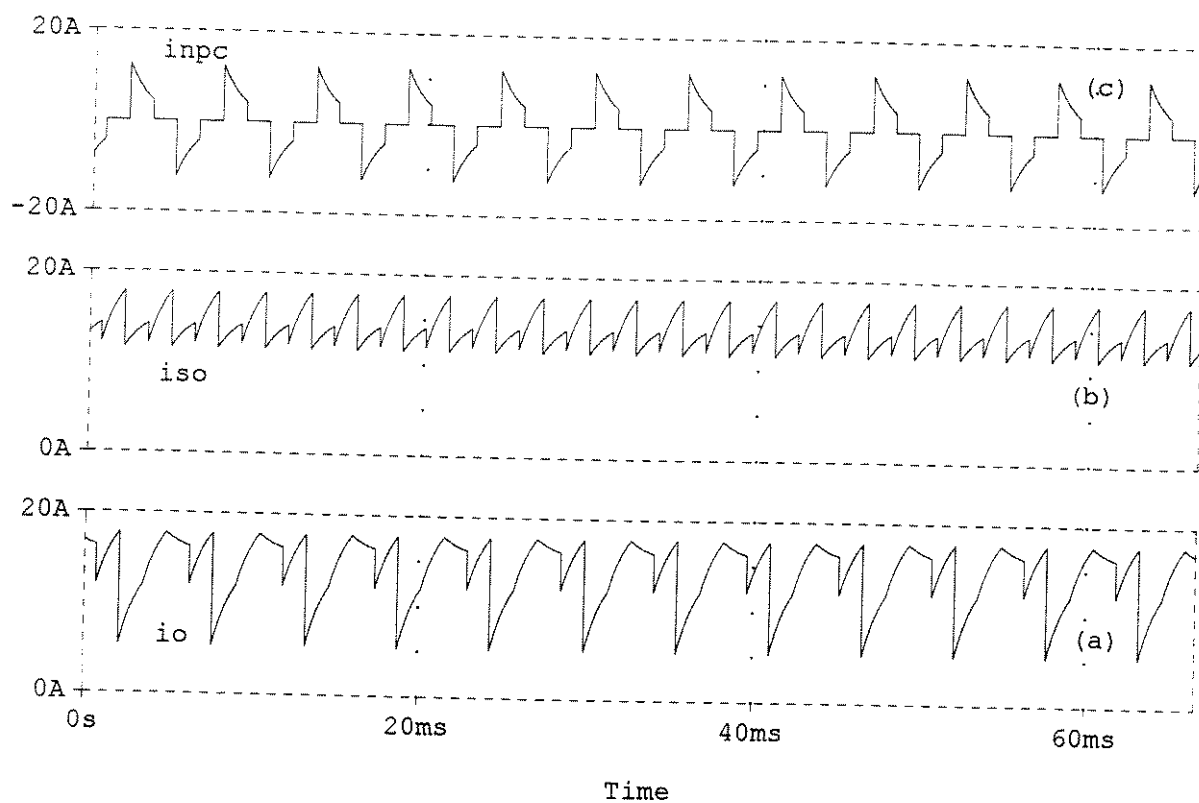


Figura 4.11 - Correntes no estágio de entrada do inversor (a) corrente "io" de entrada do inversor (b) corrente "iso" da fonte continua (c) corrente "inpc" do ponto de tensão zero

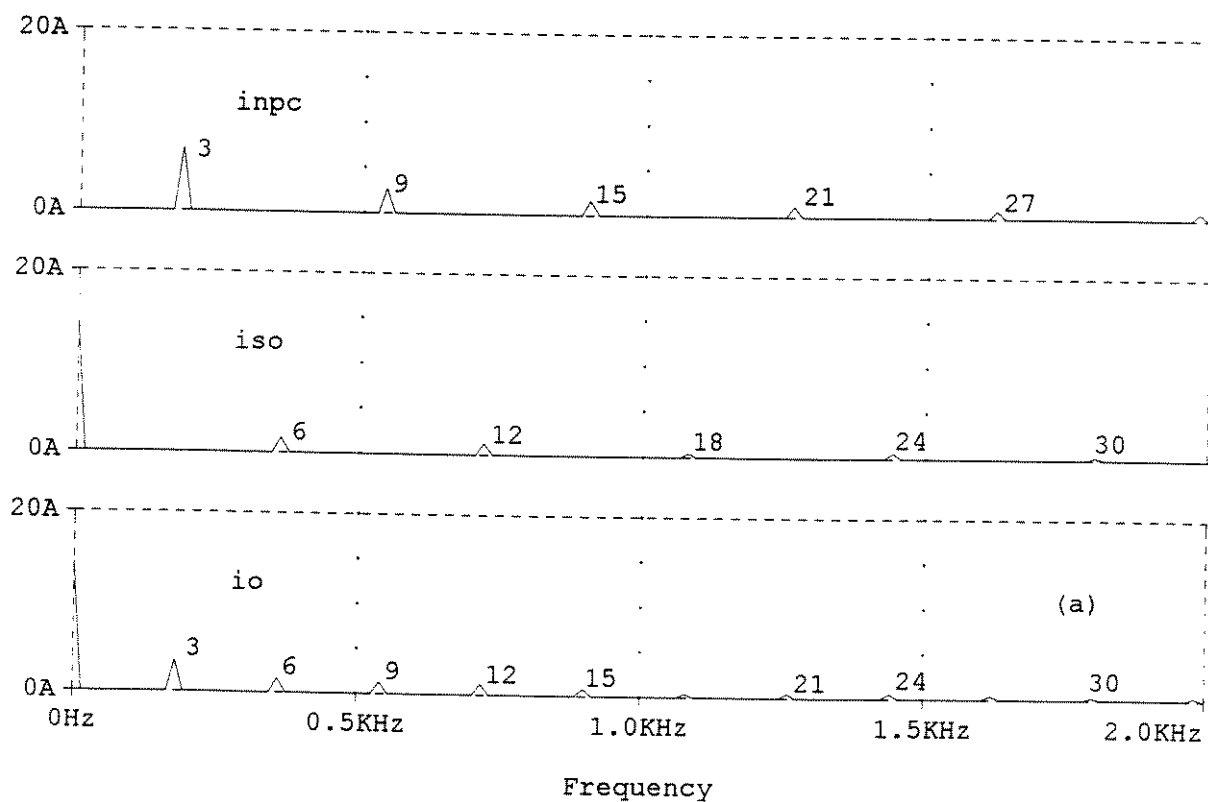


Figura 4.12 - Espectro Harmônico (a) corrente io (b) corrente iso (c) corrente inpc

4.3.3 Correntes nos componentes da fase

As correntes pelos componentes da fase (a) que conduz as distintas parcelas da corrente de carga (i_a) são mostrados na figura 4.13. A corrente pelos dispositivos s_{11} , dc_{11} , s_{12} e df_{13} ou fd_{14} responsáveis pelas parcelas do semi ciclo positivo da corrente são mostrados na fig. 4.13 (b) (c) (d) (e). As correntes pelos componentes s_{14} , dc_{12} , s_{13} e df_{12} ou df_{11} apresentam a mesma forma ondas de correntes que de seus correspondentes componentes mencionados no início com defasagem de 180° graus elétricos.

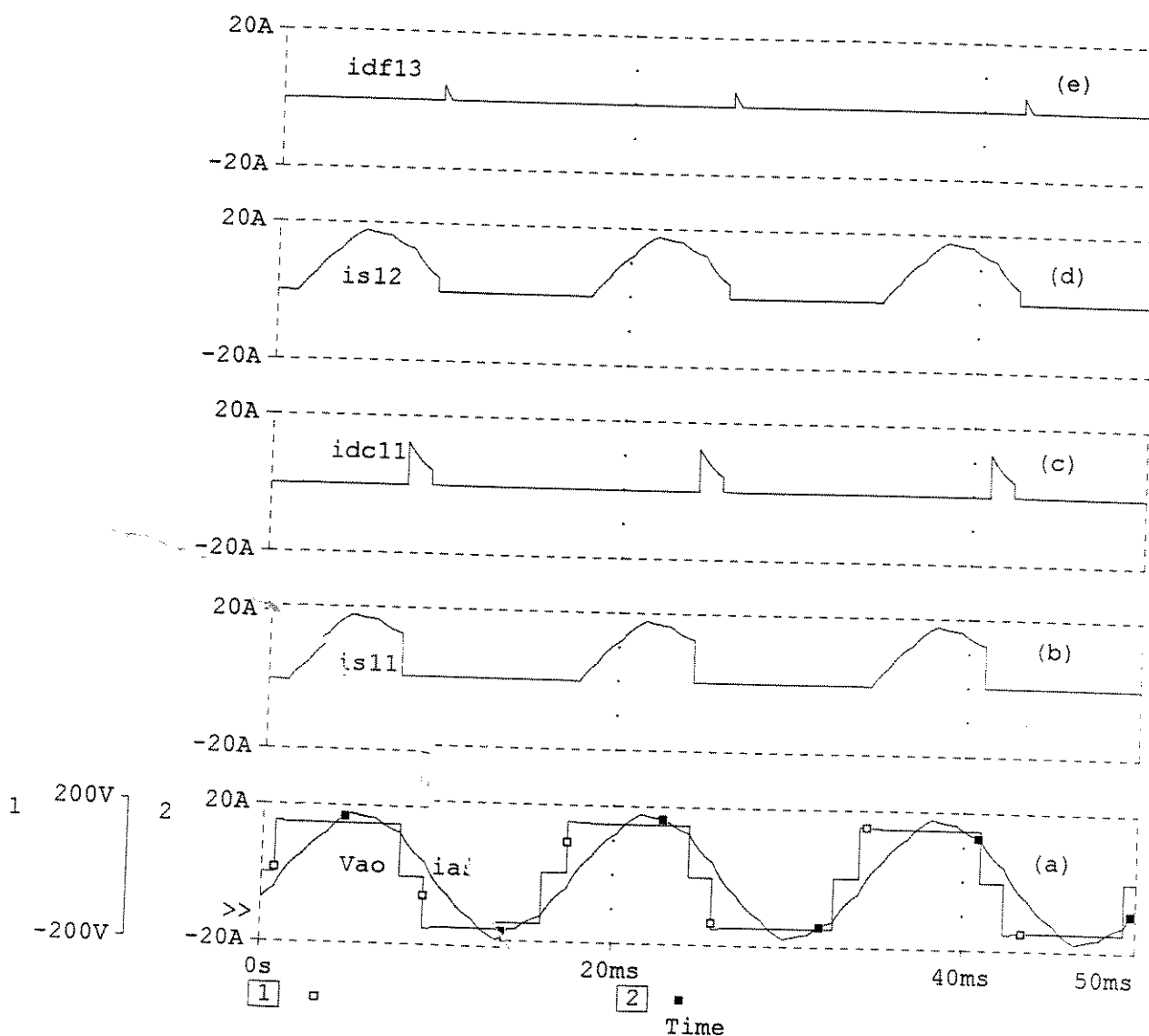


Figura 4.13 - Correntes pelas chaves e diodos da fase a (a) corrente de carga e tensão de fase "ias" "Vao" (b) corrente pela chave S_{11} (c) corrente pelo diodo de grampeamento dc_{11} (d) corrente pela chave S_{12} (e) corrente pelo diodo de roda livre df_{13} .

4.4 Métodos de modulação em largura de pulso para inversor a três níveis

A maioria das técnicas convencionais de modulação em largura de pulso que tem sido estudadas e aplicadas ao inversor a dois níveis, também podem se aplicar no caso do inversor a três níveis tais como : modulação dipolar , modulação ótima , eliminação de harmônicos e modulação vetorial. Algumas considerações devem ser feitas por ocasião da escolha do método : a) mínima largura do pulso b) máxima frequência de chaveamento c) máximo índice de modulação d) conteúdo harmônico na tensão ou corrente e e) ruído e interferência eletromagnética [18].

Os dois primeiros aspectos dos anteriores apresentados são os mais importantes quando o inversor é usado para aplicações de alta potência. Neste caso a chave tipo GTO é utilizada porque apresentam limitados valores de $\frac{di}{dt}$, $\frac{dv}{dt}$ e de perdas por chaveamento portanto, os inversores para este nível de potência deverão operar com frequências de chaveamento baixas (centenas de Hz) , comutando poucas vezes por período da fundamental sempre que a frequência desta última não seja muito baixa, e o tipo de modulação deverá ser sincronizada para eliminar a possibilidade de componentes sub harmônicas . Desta maneira conclui-se que métodos de otimização ou de eliminação são os mais apropriados para a geração de pulsos. O método de eliminação seletiva se inclui entre eles e será mais bem discutido a seguir enquanto que o método vetorial será discutido depois pelo fato de funcionar melhor em frequências fundamentais mais baixas.

4.4.1 Modulação por eliminação seletiva de harmônicos aplicada ao inversor a três níveis.

Métodos de modulação por otimização se aplicam a inversores no nível de alta potência onde limitados valores de $\frac{di}{dt}$, $\frac{dv}{dt}$ e de perdas por chaveamento são apresentados pelas chaves tipo GTO que operam em frequências de chaveamento baixas (centenas de Hz) , comutando poucas vezes por período da fundamental sempre que a frequência de esta última não seja muito baixa.

Para um número dado de pulsos (m) por semi ciclo na tensão de saída (Vao), figura 4.14 , o método determina a posição dos pulsos para eliminar os componentes harmônicos de baixa ordem do espectro harmônico de tensão e ao mesmo tempo permite ajustar a amplitude da componente fundamental.

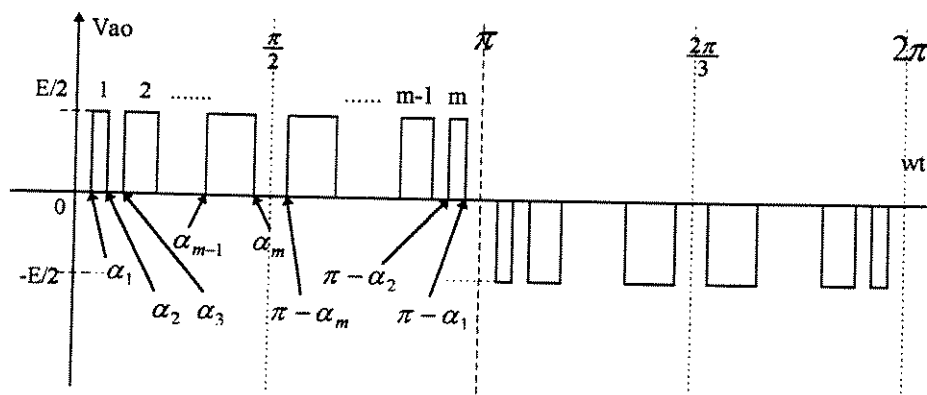


Figura 4.14 - Tensão de fase "Vao" padrão

As componentes harmônicas de frequência maiores que não são eliminadas estão atenuadas pelas indutâncias de dispersão que para essas frequências apresentam valores de reatâncias muito elevadas e portanto a contribuição dessas componentes é pouco significativa. Como consequência disto resulta uma corrente com distorção harmônica menor o que diminui a possibilidade de ressonância mecânica..

A forma padrão da tensão de saída V_{ao} por fase do inversor de três níveis é vista na figura 4.14 . Esta forma de onda apresenta simetria ímpar de quarto de onda e portanto permite escrever a serie de Fourier só considerando termos ímpares, onde os harmônicos ímpares de ordem três e seus múltiplos não existem no sistema trifásico por ter a carga ligada em estrela. Uma vantagem desta onda é apresentar um número reduzido de comutações por ciclo para eliminar o mesmo número de harmônicos, que será eliminado no caso de se usar uma onda de tensão a dois níveis. Se o número de comutações por ciclo é N_2 então:

$$N_2 = 4 \cdot m \quad (4.16)$$

A serie de Fourier da tensão V_{ao} pode ser escrita como [22]:

$$V_{ao}(wt) = \sum_{n=1,5,7..}^{\infty} \hat{V}_n \cdot \text{sen}(nwt) \quad (4.17)$$

$$\hat{V}_n = \frac{4}{n\pi} \cdot \frac{E}{2} \cdot \sum_{k=1}^m (-1)^{(k+1)} \cos(n\alpha_k) \quad (4.18)$$

$$n = 1 \pm k \cdot 6 \quad (4.19)$$

e

$$\alpha_1 < \alpha_2 < \alpha_3 \dots \dots \alpha_{m-1} < \alpha_m < \frac{\pi}{2} \quad (4.20)$$

onde : m é número de ângulos no primeiro quarto de período necessário para a eliminação de " $m-1$ " harmônicas ; n é a ordem do harmônico ; k é um número inteiro positivo .

O harmônico dominante tem frequência f_d calculada :

$$f_d = (3 \cdot m + 1) \cdot f_1 \quad (4.21)$$

quando m par

$$f_d = (3 \cdot m + 2) \cdot f_1 \quad (4.22)$$

quando m ímpar

f_1 : frequência da componente fundamental

A frequência de chaveamento é dada por :

$$f_z = m \cdot f_1 \quad (4.23)$$

A relação entre a frequência de chaveamento e a frequência do harmônico dominante é dada por:

$$f_d = \left(\frac{3 \cdot m + 1}{m} \right) \cdot f_z \quad \text{para } m : \text{par} \quad (4.24)$$

$$f_d = \left(\frac{3 \cdot m + 2}{m} \right) \cdot f_z \quad \text{para } m : \text{impar} \quad (4.25)$$

Isto significa que a relação entre as frequências do componente dominante e a frequência de chaveamento (fz) é de pelo menos três, o que resulta numa drástica diminuição na frequência de chaveamento por ter o harmônico dominante uma frequência de pelo menos 3fz [6].

Da equação (4.17) tem-se :

$$V_{\omega}(wt) = \hat{V}_1 \cdot \text{sen}(wt) + \hat{V}_5 \cdot \text{sen}(5wt) + \dots + \hat{V}_n \cdot \text{sen}(nwt) \quad (4.26)$$

Para " m " ângulos no primeiro quadrante geram-se " m " pulsos por semi ciclo e pode-se escrever um sistema de " m " equações e com " m " ângulos incógnitas . Nesta situação elimina-se " m - 1 " harmônicos .

$$\begin{aligned} \hat{V}_1 &= \frac{4}{\pi} \frac{E}{2} \cdot \left[\cos(\alpha_1) - \cos(\alpha_2) + \dots + (-1)^{(m+1)} \cdot \cos(\alpha_m) \right] \\ \hat{V}_5 &= \frac{4}{5 \cdot \pi} \frac{E}{2} \cdot \left[\cos(5\alpha_1) - \cos(5\alpha_2) + \dots + (-1)^{(m+1)} \cdot \cos(5\alpha_m) \right] \\ \hat{V}_7 &= \frac{4}{7 \cdot \pi} \frac{E}{2} \cdot \left[\cos(7\alpha_1) - \cos(7\alpha_2) + \dots + (-1)^{(m+1)} \cdot \cos(7\alpha_m) \right] \\ &\vdots \\ \hat{V}_n &= \frac{4}{n \cdot \pi} \frac{E}{2} \cdot \left[\cos(n\alpha_1) - \cos(n\alpha_2) + \dots + (-1)^{(m+1)} \cdot \cos(n\alpha_m) \right] \end{aligned} \quad (4.27)$$

Fazendo no sistema de equações (4.27) as substituições (4.28) resulta (4.29)

$$\begin{aligned} \hat{V}_1 &= IM \cdot \frac{E}{2} \\ \hat{V}_5 &= \hat{V}_7 = \dots = \hat{V}_n = 0 \end{aligned} \quad (4.28)$$

$$\begin{aligned}
& \left[\cos(\alpha_1) - \cos(\alpha_2) + \dots (-1)^{(m+1)} \cdot \cos(\alpha_m) \right] - \frac{\pi \cdot IM}{4} = 0 \\
& \left[\cos(5\alpha_1) - \cos(5\alpha_2) + \dots (-1)^{(m+1)} \cdot \cos(5\alpha_m) \right] = 0 \\
& \left[\cos(7\alpha_1) - \cos(7\alpha_2) + \dots (-1)^{(m+1)} \cdot \cos(7\alpha_m) \right] = 0 \\
& \vdots \\
& \left[\cos(n\alpha_1) - \cos(n\alpha_2) + \dots (-1)^{(m+1)} \cdot \cos(n\alpha_m) \right] = 0
\end{aligned} \tag{4.29}$$

O sistema de m equações é não linear e transcendental cuja solução é obtida numericamente usando o método de Newton- Raphson. O lado esquerdo de (4.29) pode ser representado por um vetor de funções

$$[f] = [f_1 \quad f_2 \dots f_{m-1} \quad f_m]^T = [0] \tag{4.30}$$

A matriz de derivadas parciais das funções

$$\left[\frac{\partial f}{\partial \alpha} \right] = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial \alpha_1} & \frac{\partial f_1}{\partial \alpha_2} & \dots & \frac{\partial f_1}{\partial \alpha_m} \\ \frac{\partial f_2}{\partial \alpha_1} & \frac{\partial f_2}{\partial \alpha_2} & \dots & \frac{\partial f_2}{\partial \alpha_m} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ \frac{\partial f_m}{\partial \alpha_1} & \frac{\partial f_m}{\partial \alpha_2} & \dots & \frac{\partial f_m}{\partial \alpha_m} \end{bmatrix} \tag{4.32}$$

onde : matriz (m x m) e

$$\frac{\partial f_i}{\partial \alpha_j} = (-1)^{(j)} \cdot n \cdot \text{Sen}(n \cdot \alpha_j) \tag{4.33}$$

O procedimento de solução é o mesmo apresentado no capítulo 3 .

Da equação (2.101) e fazendo a substituição (4.38) e (4.39)

$$w_s = 2\pi \cdot f_1 \tag{4.38}$$

$$k_1 = \frac{\hat{V}_1 / \sqrt{2}}{f_1} \tag{4.39}$$

Desse modo a componente harmônica de corrente resulta

$$I_{hs} = \frac{k_1}{2\pi \cdot L_\sigma} \cdot \frac{1}{\hat{V}_1} \left[\sum_n \left(\frac{\hat{V}_n}{n} \right)^2 \right]^{1/2} \quad (4.40)$$

em valor eficaz .

Definindo o fator de perdas harmônicas como :

$$FP = \frac{100}{\hat{V}_1} \cdot \left[\sum_n \left(\frac{\hat{V}_n}{n} \right)^2 \right]^{1/2} \quad (\%) \quad (4.41)$$

A corrente harmônica total no motor pode ser calculada pela eq. (4.40) onde as perdas no cobre causadas pelos harmônicos de corrente são proporcionais ao fator FP eq. (4.41) . Este fator será usada para avaliação do número de pulsos (tabela 4.6) a serem usados para uma determinada faixa de variação da frequência fundamental [13] [6].

Obteve-se as trajetórias dos ângulos ($\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \dots$) para $m = 3, 5, 7, 11, 15$ e calculou-se também as amplitude dos componentes da fundamental e de dois harmônicos dominantes , determinando-se o fator de perdas FP para avaliação do número de pulsos m .

Tabela 4.6	
número de ângulos (m)	Ordem dos harmônicos eliminados (n)
3	5, 7
5	5, 7, 11, 13
7	5, 7, 11, 13, 17, 19
11	5, 7, 11, 13, 17, 19, 23, 25, 29, 31
15	5, 7, 11, 13, 17, 19, 23, 25, 29, 31, 35, 37, 41, 43

Na figura 4.15 mostra-se os resultados para $m = 3$ que elimina os harmônicos 5 e 7 com índice de modulação variando na faixa $0 < IM \leq 1.18$ intervalo onde foi encontrada a solução para o sistema de equações 4.29

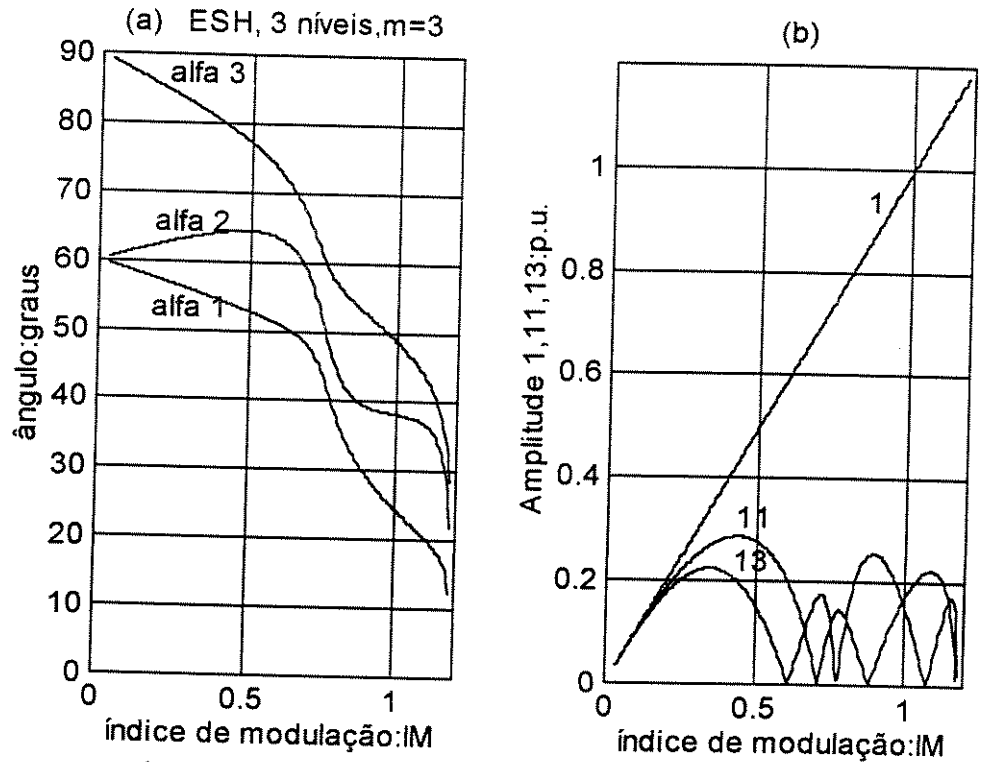


Figura 4.15 - (a) Ângulos solução para eliminar harmônicos: 5 e 7 (b) Componentes harmônicas mais significativas não eliminadas

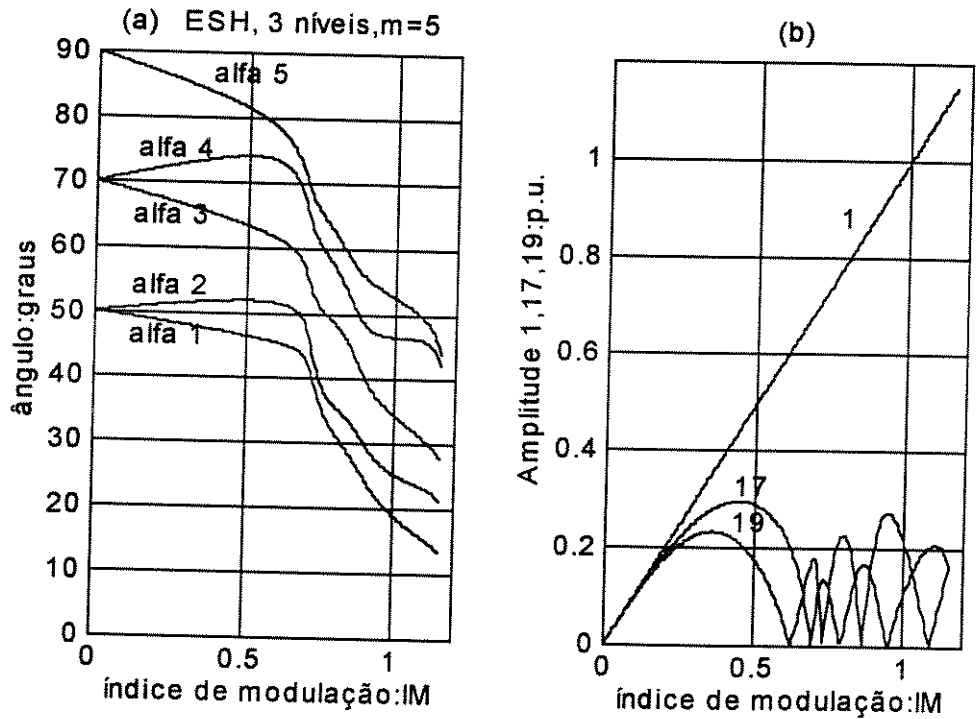


Figura 4.16 - (a) Ângulos solução para eliminar harmônicos: 5, 7, 11 e 13 (b) Componentes harmônicas mais significativas não eliminadas

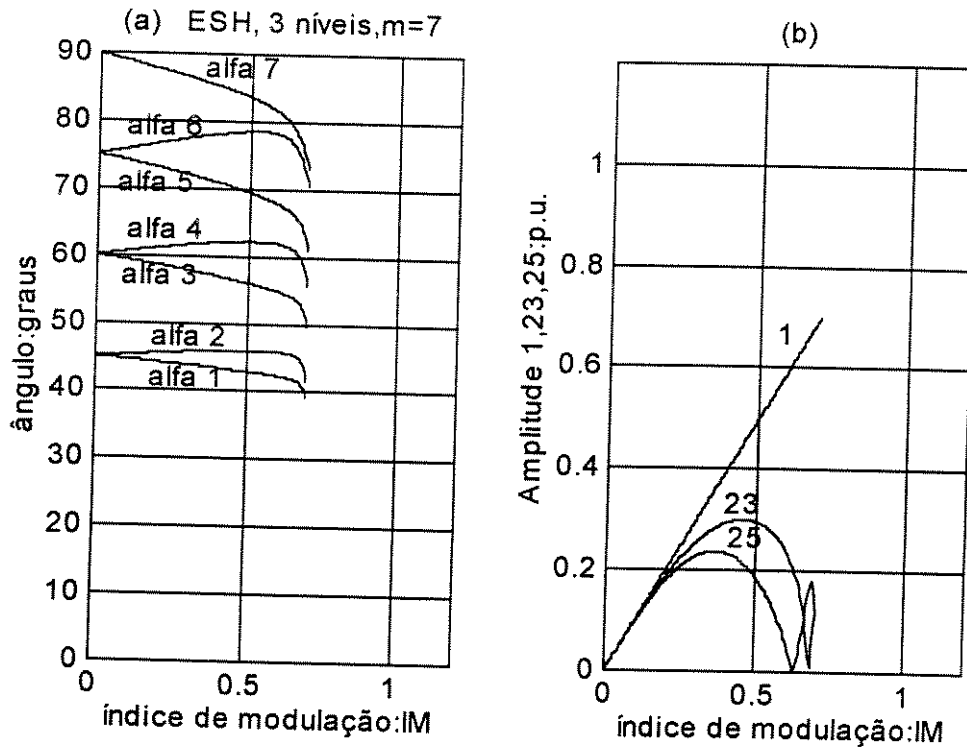


Figura 4.17 - (a) Ângulos solução para eliminar harmônicos: 5, 7, 11, 13, 17 e 19 (b) Componentes harmônicos mais significativas não eliminadas

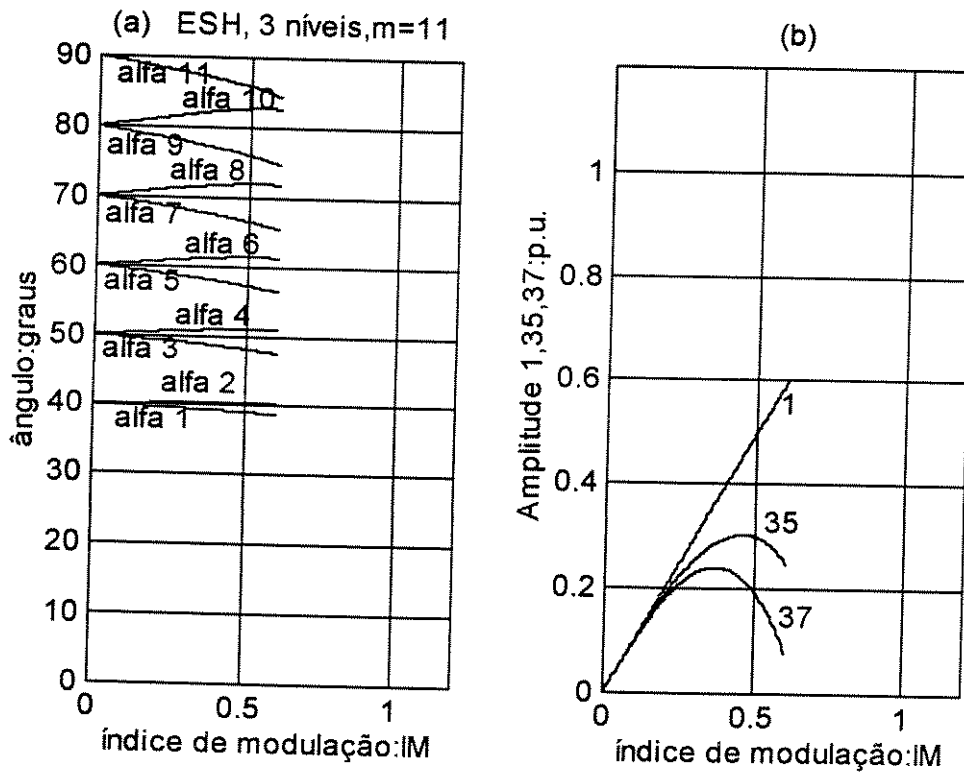


Figura 4.18 - (a) Ângulos solução para eliminar harmônicos: 5, 7, 11, 13, 17, 19, 23, 25, 29 e 31 (b) Componentes harmônicos mais significativas não eliminadas

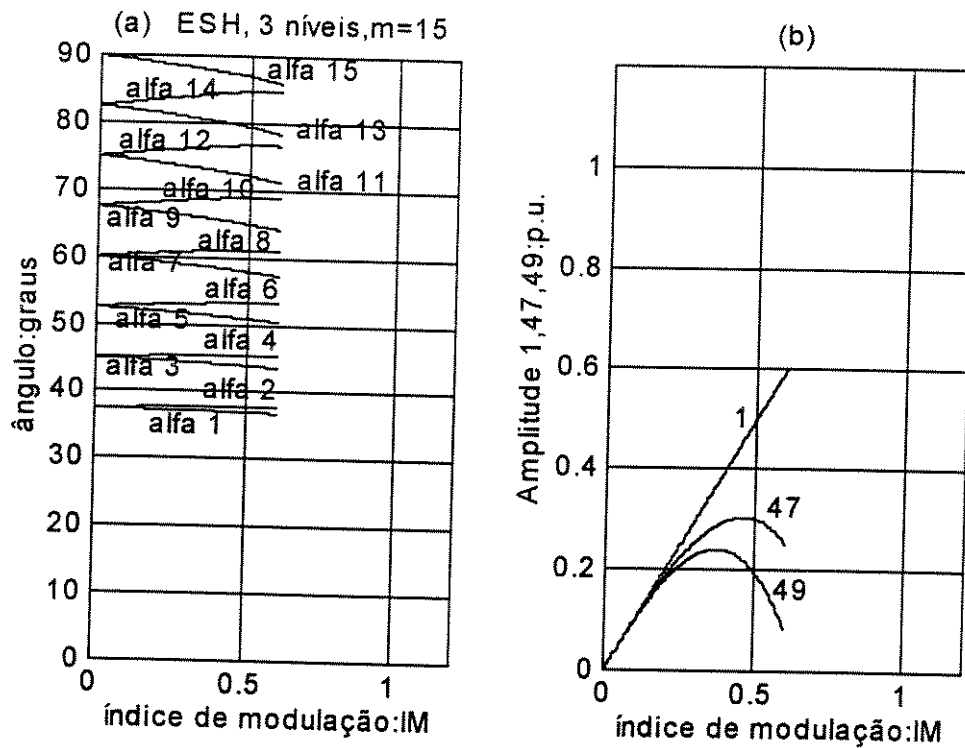


Figura 4.19 - (a) Ângulos solução para eliminar harmônicos: 5, 7, 11, 13, 17, 19, 23, 25, 29, 31, 35, 37, 41 e 43 (b) Componentes harmônicas mais significativas não eliminadas

Observa-se nas figuras 4.15a até 4.19a que à medida que se aumenta o número de ângulos ($\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \dots$) o índice de modulação máximo diminui. Isto significa que aumentando-se o número de ângulos diminui a amplitude da fundamental. Os ângulos solução em todos os casos convergem para $IM \approx 0$ partindo do ultimo ângulo a 90° graus elétricos e separação constante entre os ângulos $\Delta\alpha$ apresentada na tabela 4.7 para cada caso (m).

tabela 4.7	
m	$\Delta\alpha$ (graus)
3	30
5	20
7	15
11	10
15	7.857

O máximo índice de modulação obtido com esta metodologia corresponde a $IM = 1.18$ para $m = 3$ e no caso de $m = 7, 11, 13, \dots$ o valor máximo fica reduzido a valores menores do que $IM = 0.6$

Na figura 4.20 mostra-se a variação do fator de perdas (FP) com o índice de modulação calculado com a equação 4.41 considerando 31 primeiros harmônicos ímpares não múltiplos de três para cada valor de " m " (número de pulsos). Observa-se que o fator de perdas diminui com o aumento do número de pulsos para um dado índice de modulação.

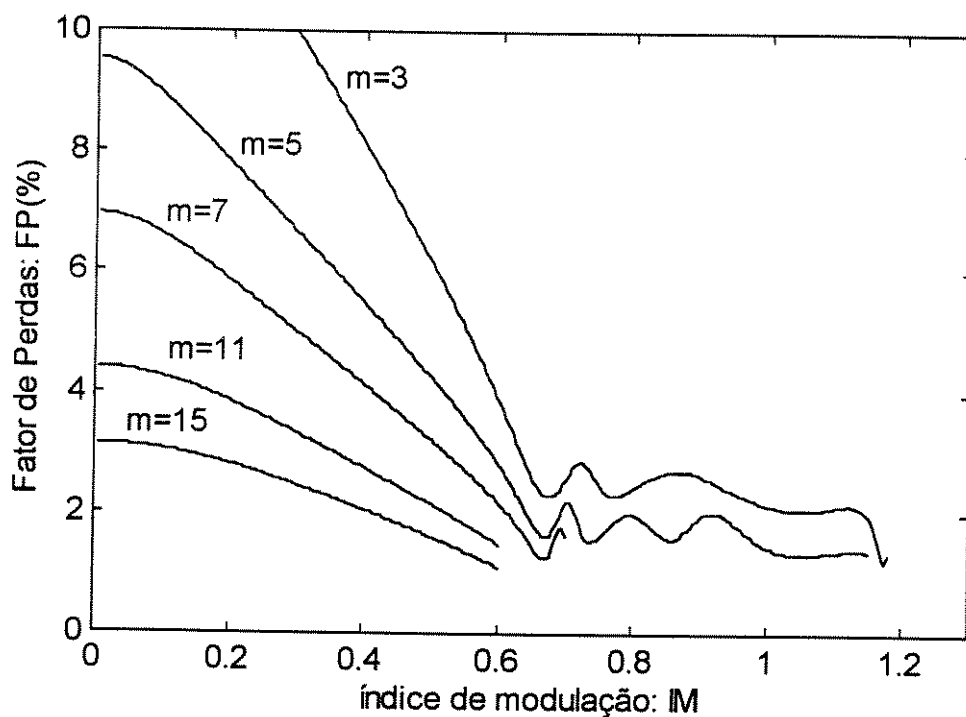


Figura 4.20 - Fator de perdas (FP) para $m = 3, 5, 7, 11, 15$ do método de eliminação seletiva de harmônicos

4.4.1.1 Modulador PWM usando a técnica de eliminação seletiva de harmônicos

A modulação usando o método de eliminação seletiva é de tipo sincronizada onde o número de pulsos por semi período da componente fundamental de tensão desejada é um número inteiro ímpar. O número de pulsos é mantido constante um intervalo de frequência. Para frequências próximas da frequência nominal, tem-se um número reduzido de pulsos que chega até uma onda quase quadrada quando a frequência é igual ou maior que a frequência nominal onde é necessário ter-se a máxima tensão de saída. Se a frequência fundamental diminuir o número de pulsos deverá aumentar para eliminar maior quantidade de harmônicos, reduzir a distorção de corrente e diminuir a tensão de saída para manter o fluxo constante.

Na figura 4.21 mostra-se a variação do FP para o número de ângulos considerados (m) onde foi acrescentado o caso de uma onda de um pulso só por semi período $m = 1$ (onda quase quadrada) usada para obter a máxima amplitude da componente fundamental de tensão que é $1,25 \cdot E / 2$ que permanecerá fixa para frequência igual ou maior que a nominal (zona de enfraquecimento de campo)

A escolha do número de pulsos baseia-se no fator de perdas harmônicas (FP) que, com a variação do índice de modulação, será mantido numa faixa razoável como por exemplo $1,2 \% \leq FP \leq 2,5 \%$. Observa-se na figura 4.20 que quando o índice de modulação diminui o FP aumenta (para um número de pulsos "m" dado) e quando o FP ultrapassa o limite máximo, o número de pulsos aumenta diminuindo o fator FP.

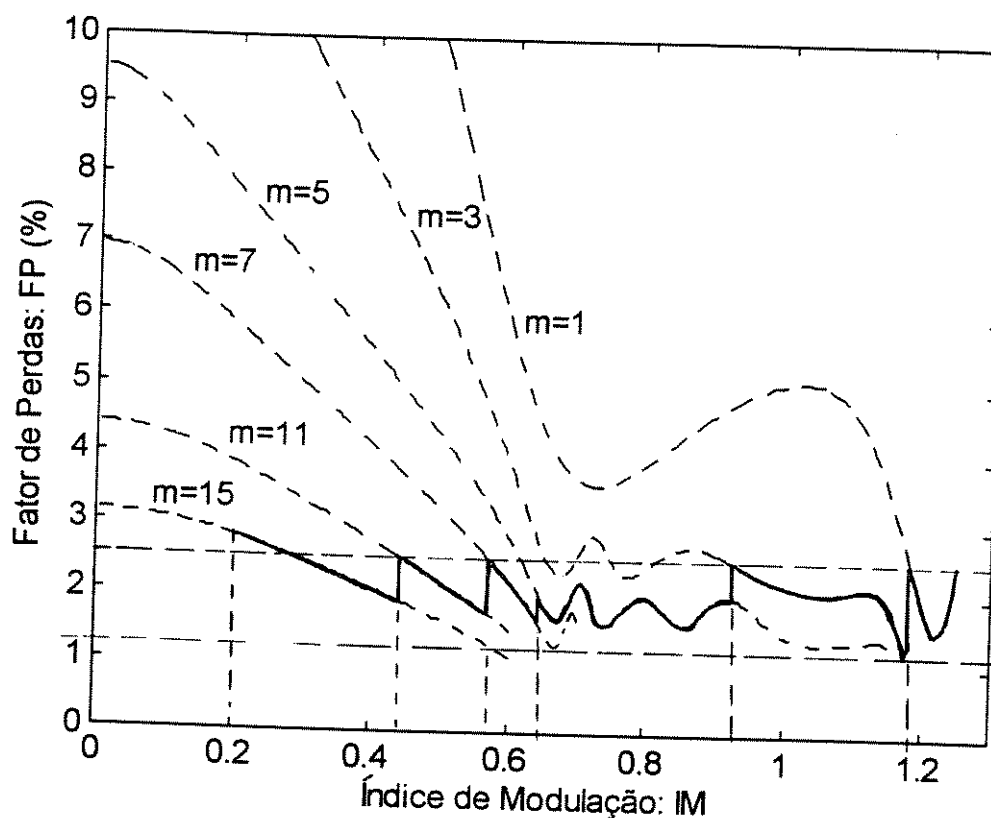


Figura 4.21 - Variação do número de pulsos com o índice de modulação IM

A proposta do modulador é apresentada na figura 4.21 para a variação da frequência da fundamental desejada de 1: 10, partindo com uma onda de tensão de forma quase quadrada, passando por as formas de ondas de 3, 5, 7, 11 e 15 pulsos por semi período. O número de pulsos escolhido foi ímpar para eliminar harmônicos de conjugado, limitar a frequência de chaveamento e tempos mínimos de condução para valores compatíveis com os requeridos pelas chaves de potência tipo GTO.

Quando o acionamento do motor de indução é feito a fluxo constante e o motor opera na região de baixa velocidade (baixa frequência fundamental) a queda de tensão na resistência elétrica do enrolamento do estator é significativa que deve ser compensada aumentando a amplitude da tensão aplicada. Conforme [19]

$$V_s \approx E_{ag} + (2\pi \cdot f_1 \cdot L_{ls}) \cdot I_m + R_s \cdot I_r \quad (4.42)$$

Se o fluxo for mantido constante, a corrente I_m também será constante e a tensão E_{ag} variará linearmente com a frequência f_1 . A equação 4.42 pode ser escrita como:

$$V_s = k_m \cdot f + R_s \cdot I_r \quad (4.43)$$

Onde

$$k_m = \frac{E_{ag}}{f_1} + 2\pi \cdot L_{ls} \cdot I_m \quad (4.44)$$

Para o caso do motor de 5cv , 220 V , 60 Hz com parâmetros e resultados de simulação apresentados no capítulo 2 calcula-se os termos da equação obtendo-se para conjugado constante e igual ao nominal , a relação seguinte:

$$V_s = 2,0011 \cdot f + 6,9330 \quad (4.45)$$

Usando a equação (4.28) pode-se estabelecer uma relação entre o índice de modulação e a frequência aplicada que é apresentada em forma gráfica na figura 4.22

Para manter o fluxo constante nas baixas frequências será necessária uma maior compensação em relação a operação com frequências maiores onde a queda de tensão em R_s é desprezível comparada com a tensão interna E_{ag} . A equação 4.45 foi usada na simulação da operação do sistema inversor a três níveis e motor de indução.

Outro parâmetro importante é a relação entre a frequência de chaveamento e a frequência da fundamental que é obtida e apresentada na figura 4.23 . Lá se mostra que a faixa de frequência de chaveamento resultante desta técnica encontra-se entre os limites de 100 Hz até 300 Hz .

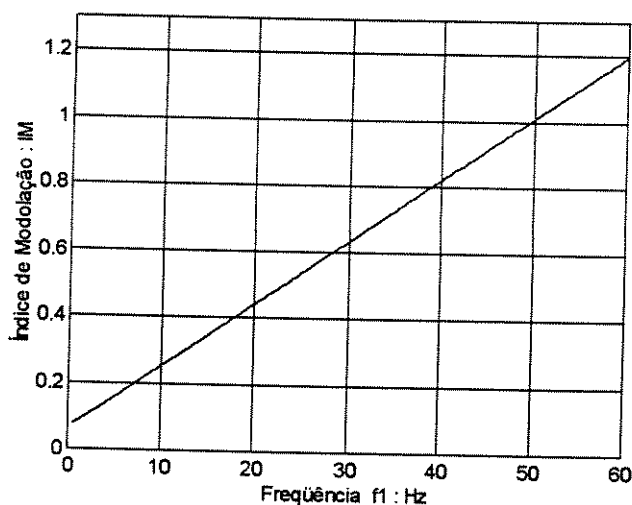


Figure 4.22 -Variação do índice de modulação com a frequência

Para frequência maiores do que 60 Hz a tensão de saída é a máxima e de forma quase quadrada. Desta forma a velocidade poderá ser aumentada até o máximo que seja tolerado pela característica

construtiva do motor. Com o aumento da velocidade nesta região a magnitude do campo magnético vai diminuindo e também o conjugado eletromagnético.

Para frequências menores do que 7 Hz, como se mostra na fig.4.23, poder-se-ia continuar a utilizar este método de eliminação aumentando o número de pulsos. Uma outra possibilidade para esta região de baixas frequências é a modulação vetorial assíncrona por apresentar boas características para baixas frequências fundamentais e menor tempo de implementação.

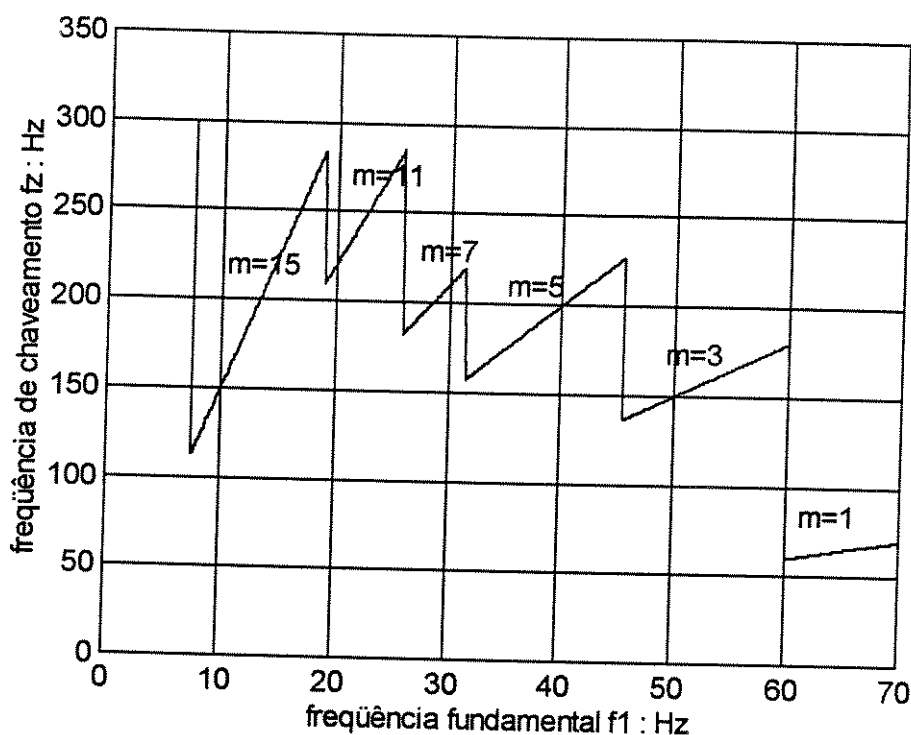


Figure 4.23 - Relação entre a frequência fundamental e a frequência de chaveamento.

Para a simulação foram utilizados o modelo do inversor e do motor de indução de 5cv com carga nominal constante de 20 N.m. Simulações foram feitas para uma frequência em cada intervalo na figura 4.23 apresentando em cada caso as formas de onda da corrente absorvida pelo motor "ias", das tensões de linha "Vab", de fase "Vao" e "Van", da corrente de magnetização "im" e do conjugado eletromagnético "Te" do motor bem como, do lado da entrada CC do inversor, as correntes de entrada do inversor "io", corrente pelo ponto comum dos capacitores "inpc" e corrente fornecida pela fonte CC "iso", mostrando-se em cada caso os espectros harmônicos correspondentes para a verificação da eliminação de componentes dos resultados. São calculados os valores médios e eficazes para a determinação da distorção harmônica (THD) das correntes, resultados que são apresentados na tabela 4.8.

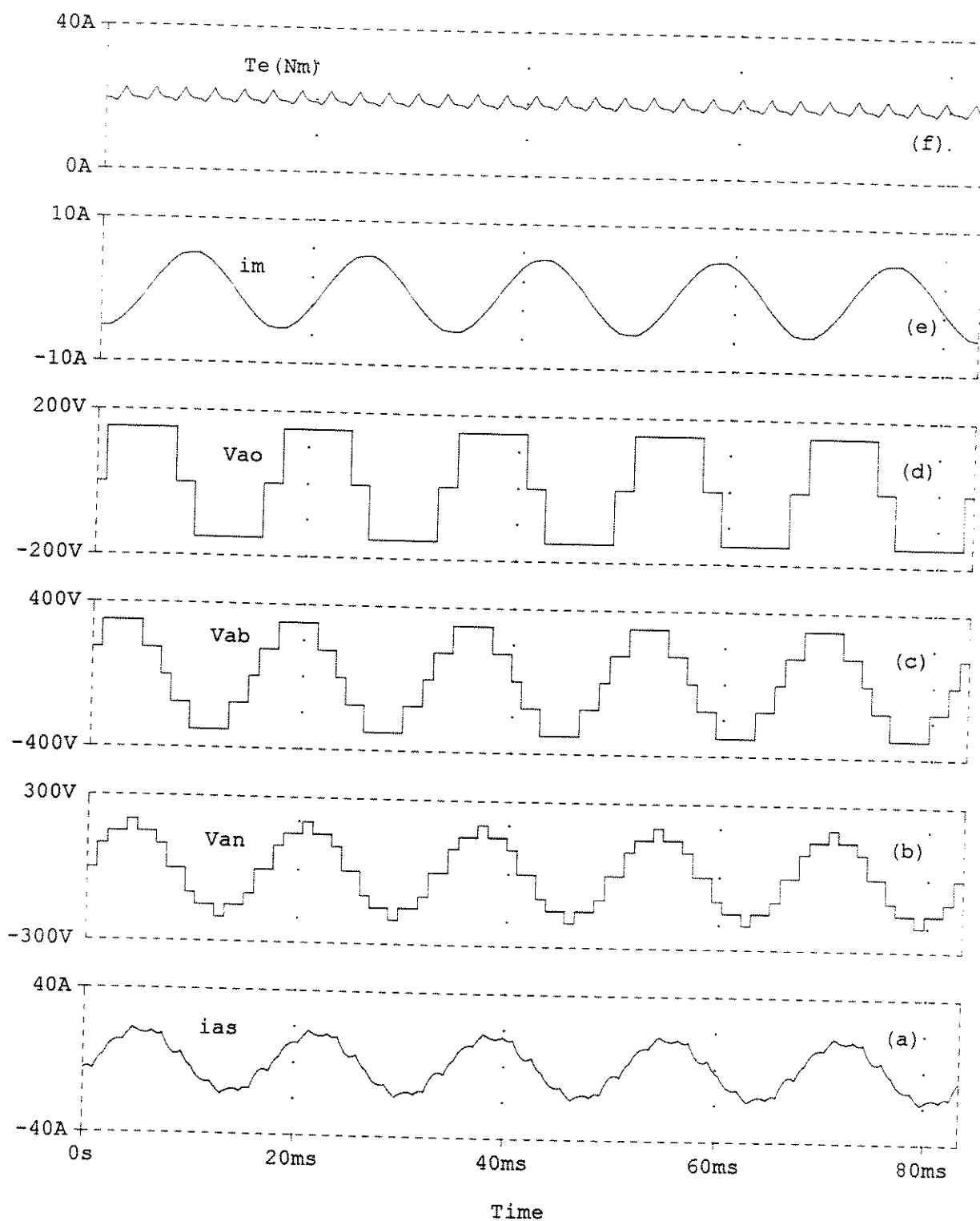


Figura 4.24 - SHE, pulsos = 1, $f_l = 60$ Hz., $IM = 1.197$ (a) corrente i_{as} (b) tensão de fase na carga V_{an} (c) tensão de linha V_{ab} (d) tensão de fase do inversor V_{ao} (e) corrente de magnetização i_m (f) conjugado T_e

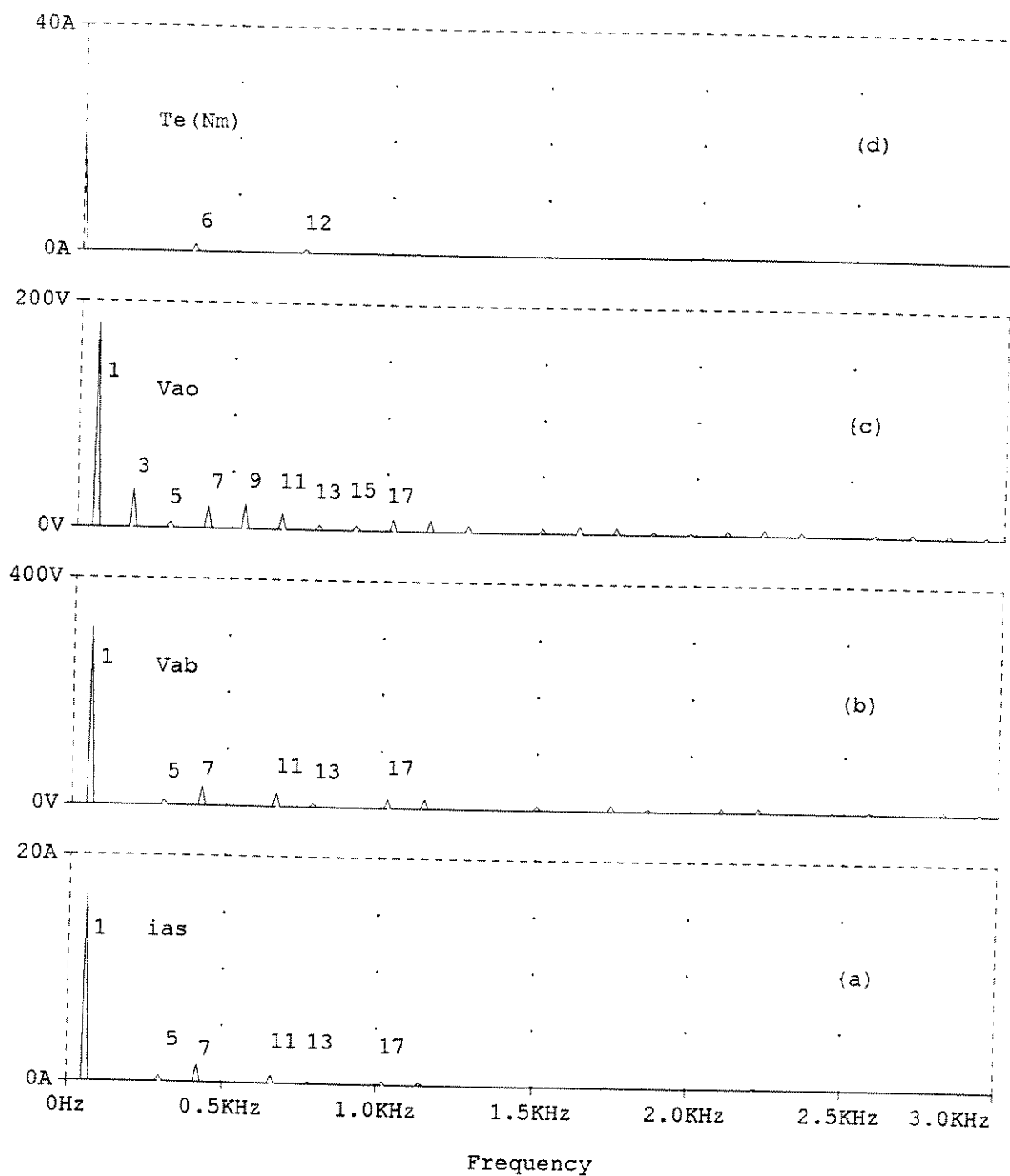


Figura 4.25 - SHE, $pulsos = 1$, $IM = 1.197$, $f_1 = 60$ Hz. Espectro harmônico a) corrente i_{as} b) tensão de linha V_{ab} c) tensão por fase do inversor V_{ao} d) conjugado T_e

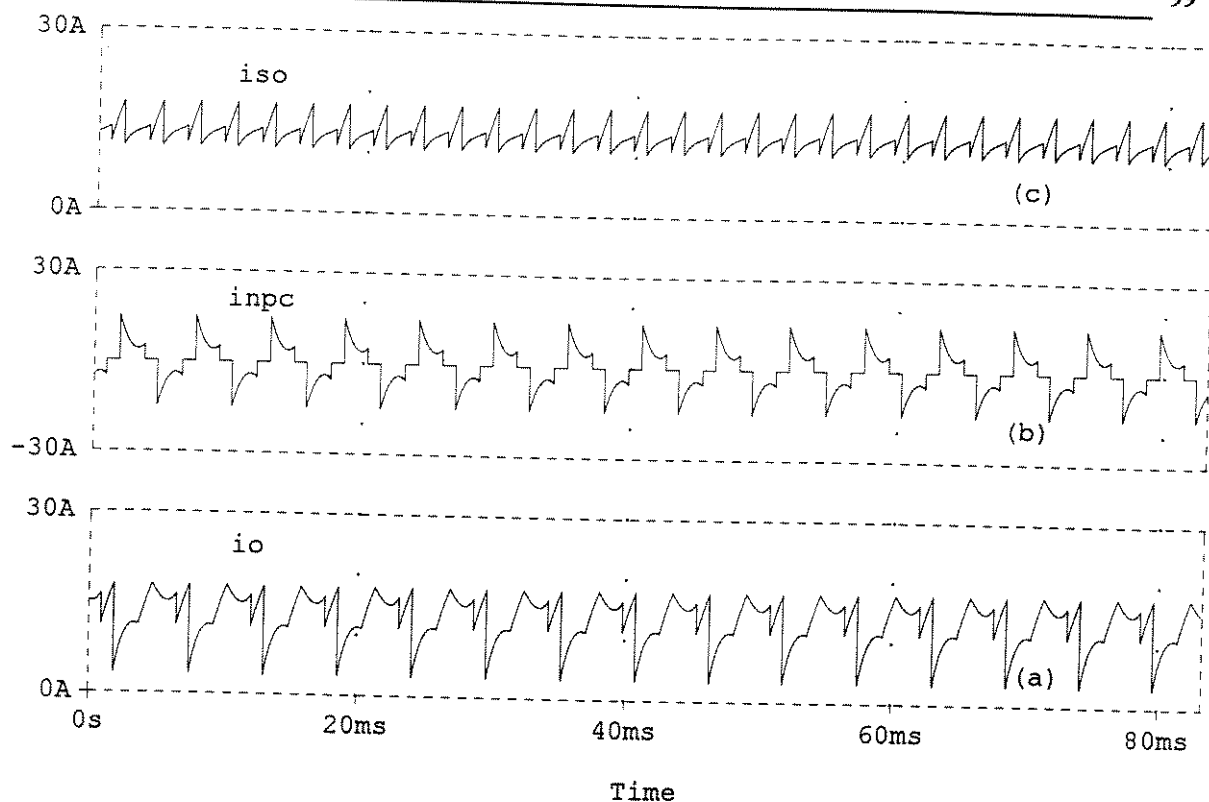


Figura 4.26 - SHE, $m=1$, $f_1=60$ Hz. a) corrente de entrada do inversor i_o b) corrente do neutro i_{npc} c) corrente da fonte i_{so}

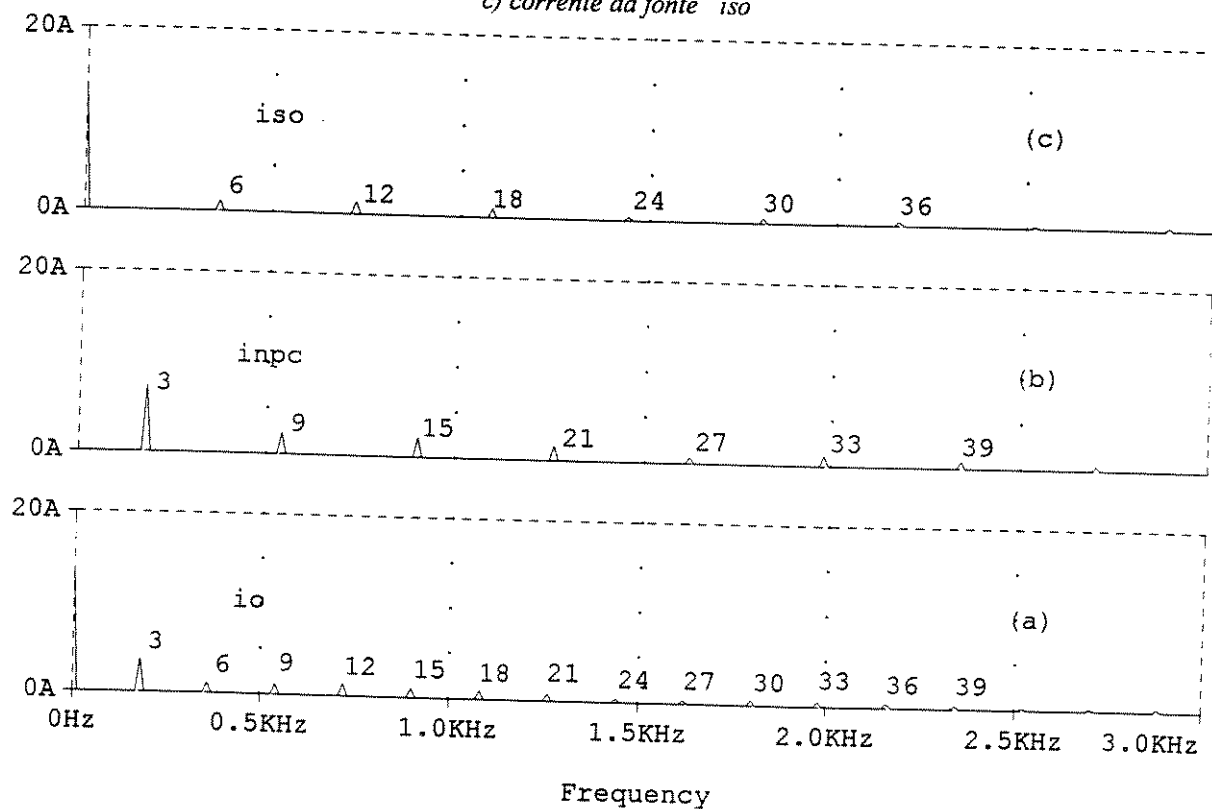


Figura 4.27 - SHE, $m=1$, $f_1=60$ Hz. Espectro harmônico a) corrente i_o b) corrente do neutro i_{npc} c) corrente i_{so}

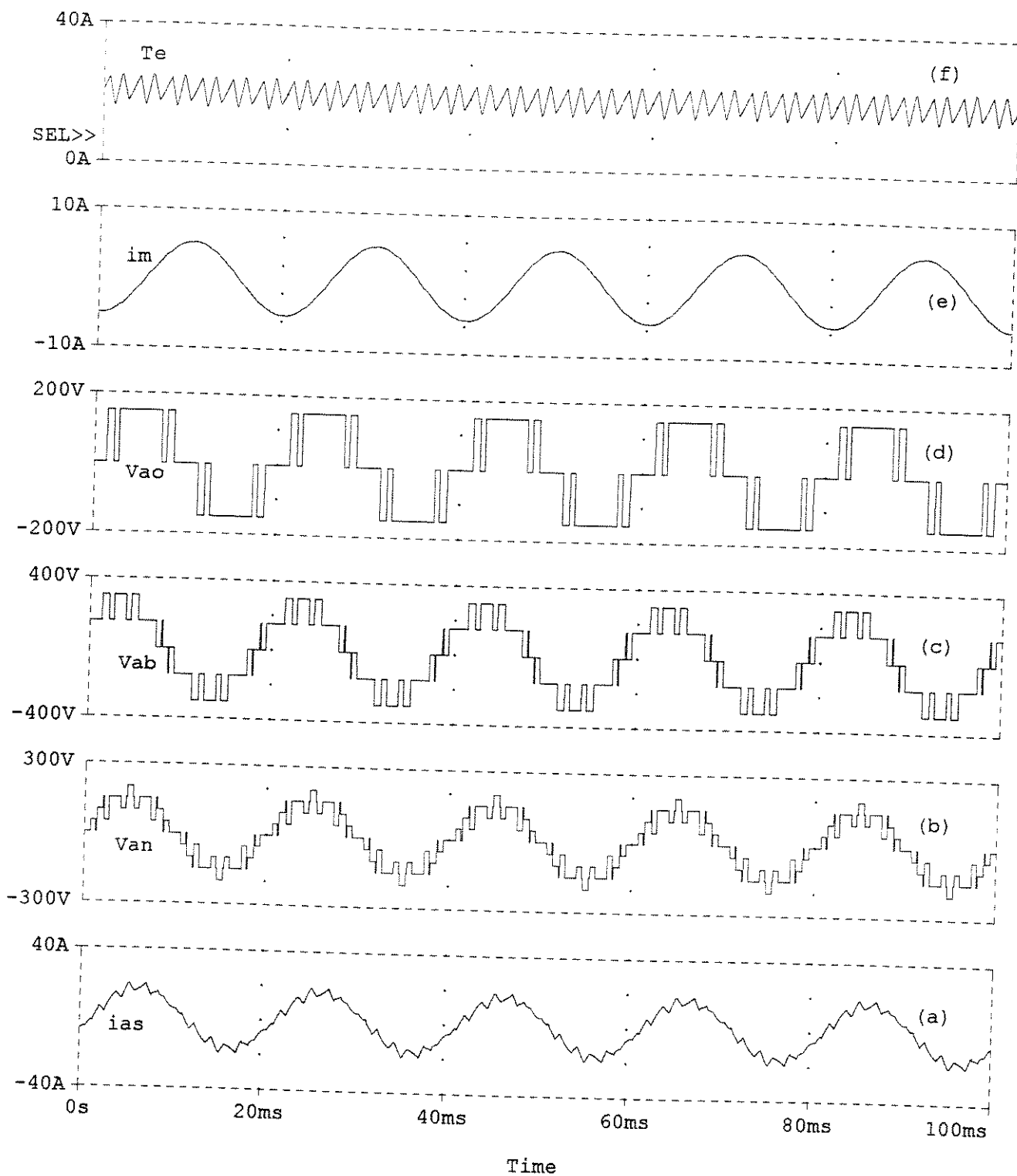


Figura 4.28 - SHE, pulsos = 3, $f_l = 50$ Hz, $I_M = 1.008$ (a) corrente i_{as} (b) tensão de fase na carga V_{an} (c) tensão de linha V_{ab} d) tensão de fase do inversor V_{ao} e) corrente de magnetização i_m f) conjugado T_e

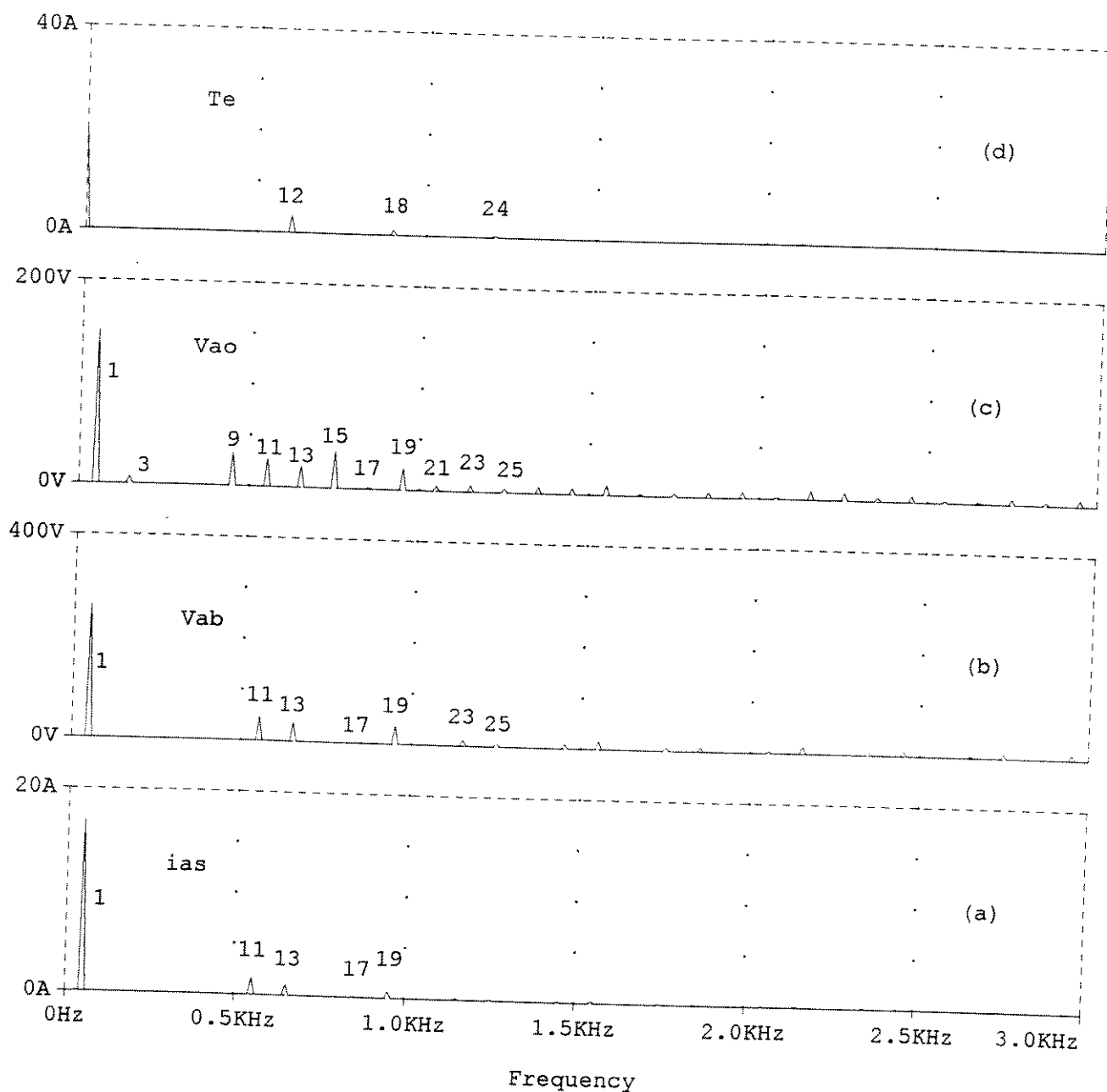


Figura 4.29 - SHE, $m = 3$, $f_1 = 50$ Hz. Espectro harmônico a) corrente i_{as} b) tensão V_{ab} c) tensão V_{ao} d) conjugado Te

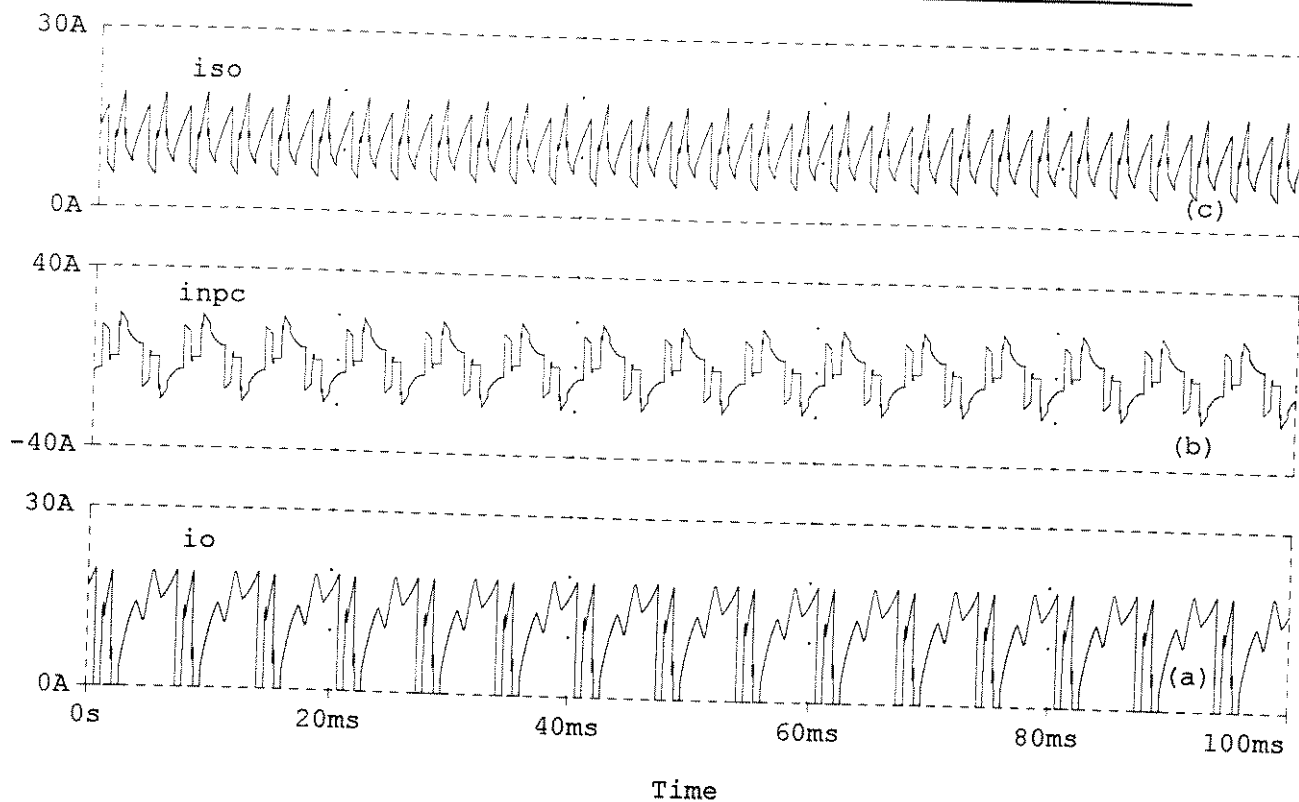


Figura 4.30 - SHE, $m = 3$, $f_1 = 50$ Hz. a) corrente de entrada do inversor i_o b) corrente do neutro i_{npc} c) corrente da fonte de tensão contínua i_{so}

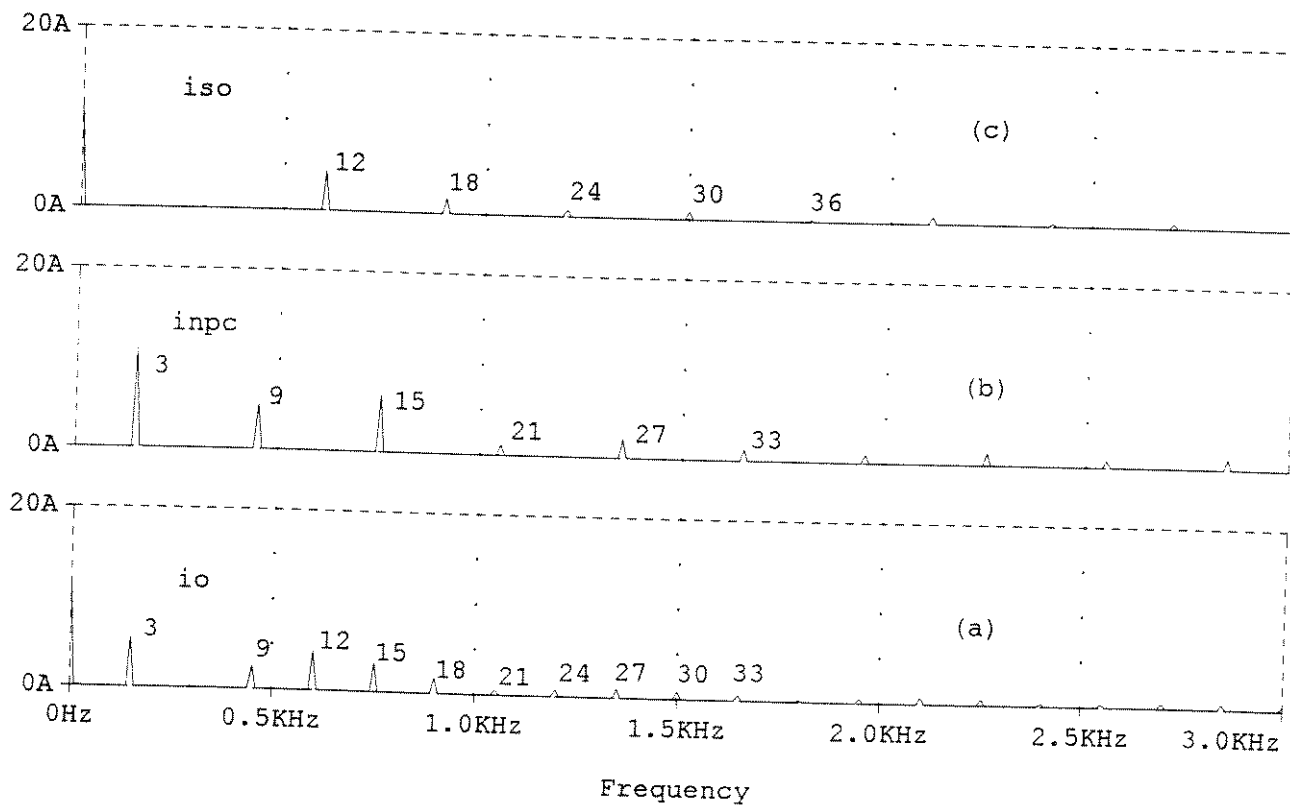


Figura 4.31- SHE, $m = 3$, $f_1 = 50$ Hz Espectro harmônico a) corrente i_o b) corrente i_{npc} c) corrente i_{so}

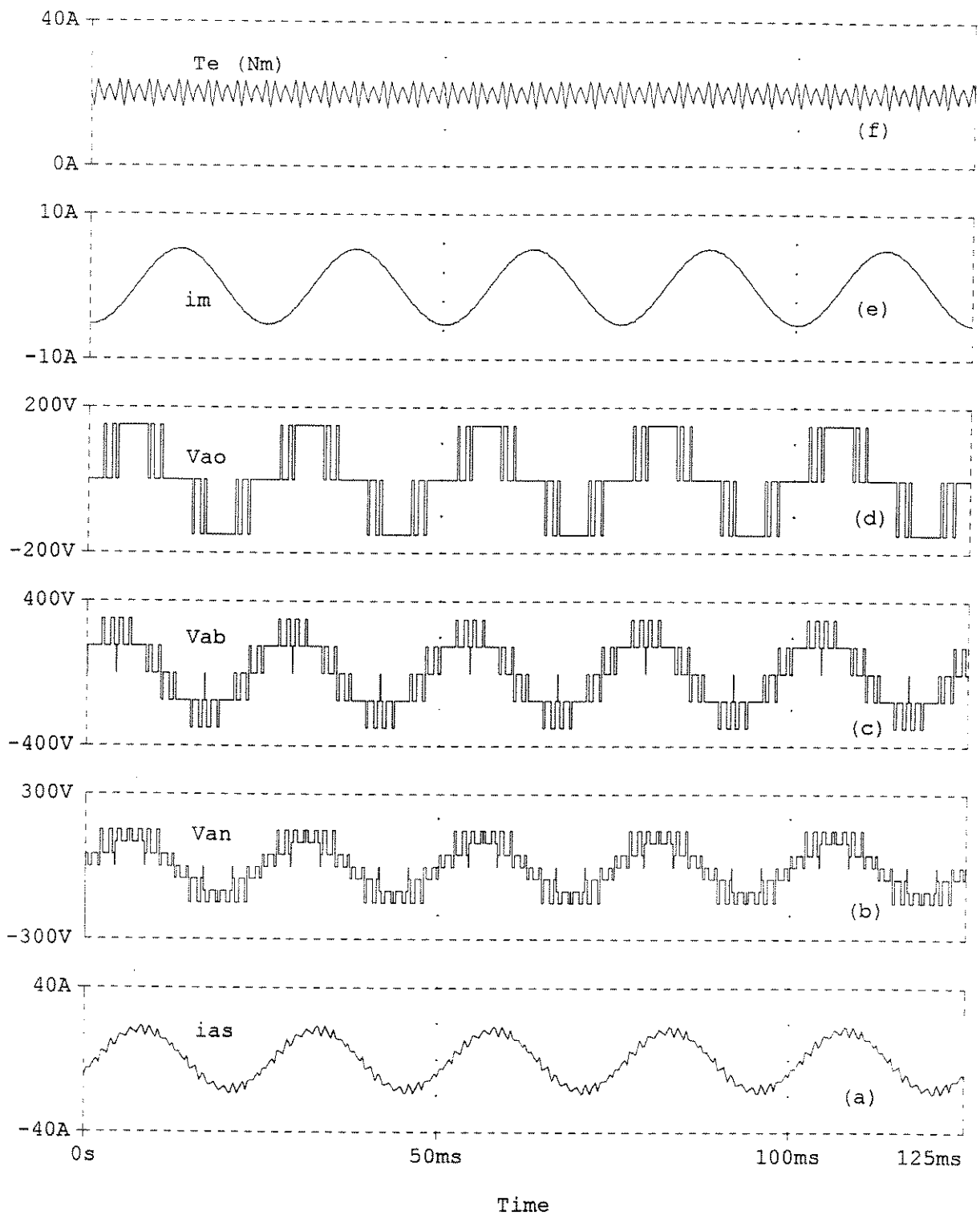


Figura 4.32 - SHE, pulsos = 5, $f_l = 40$ Hz, $I_M = 0.820$ (a) corrente i_{as} (b) tensão de fase na carga V_{an} (c) tensão de linha V_{ab} (d) tensão de fase do inversor V_{ao} (e) corrente de magnetização i_m (f) conjugado T_e

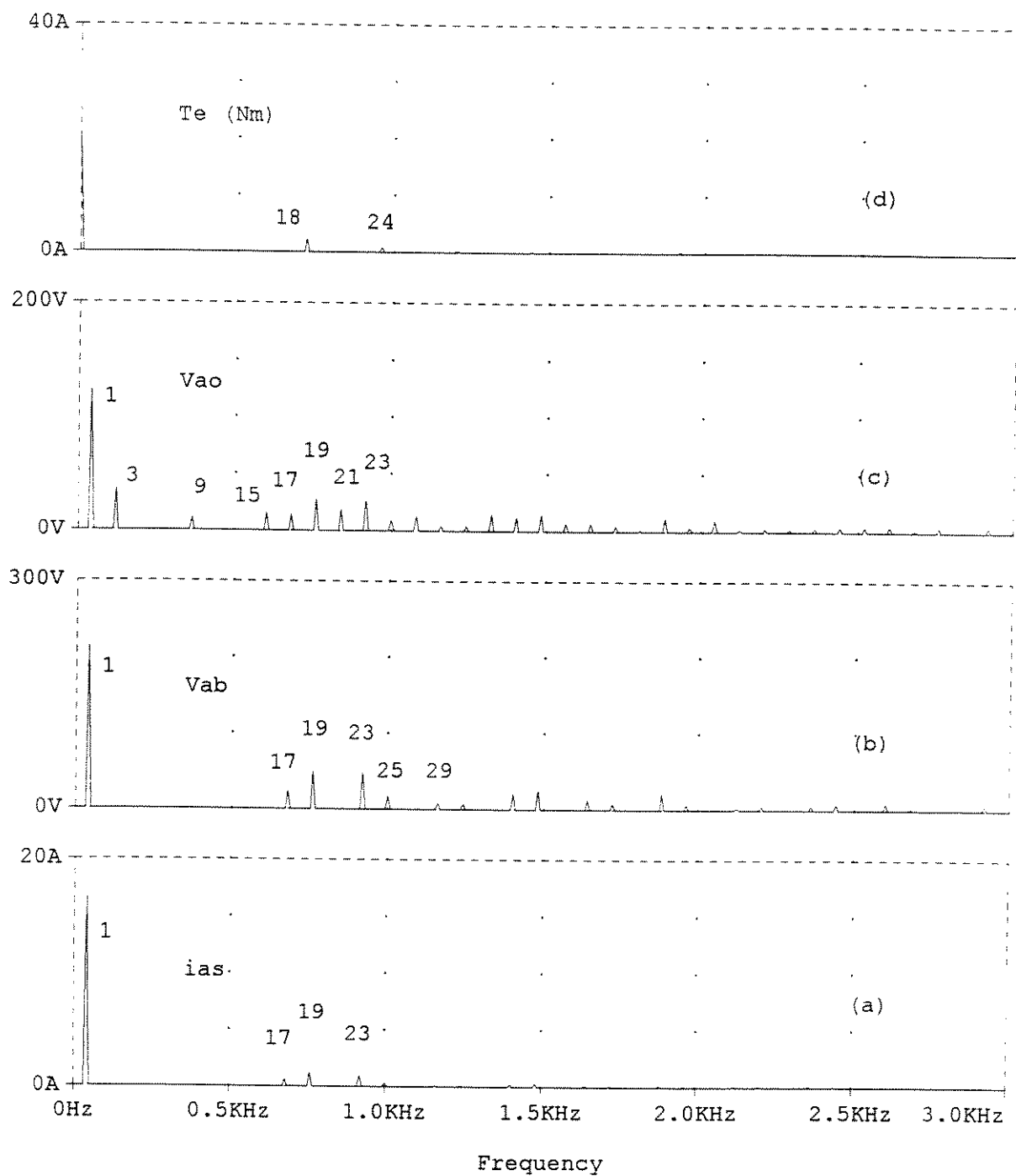


Figura 4.33 - SHE, pulsos = 5, $IM = 0.820$, $f_1 = 40$ Hz, Espectro harmônico a) corrente i_{as} b) tensão de linha V_{ab} c) tensão por fase do inversor V_{ao} d) conjugado T_e

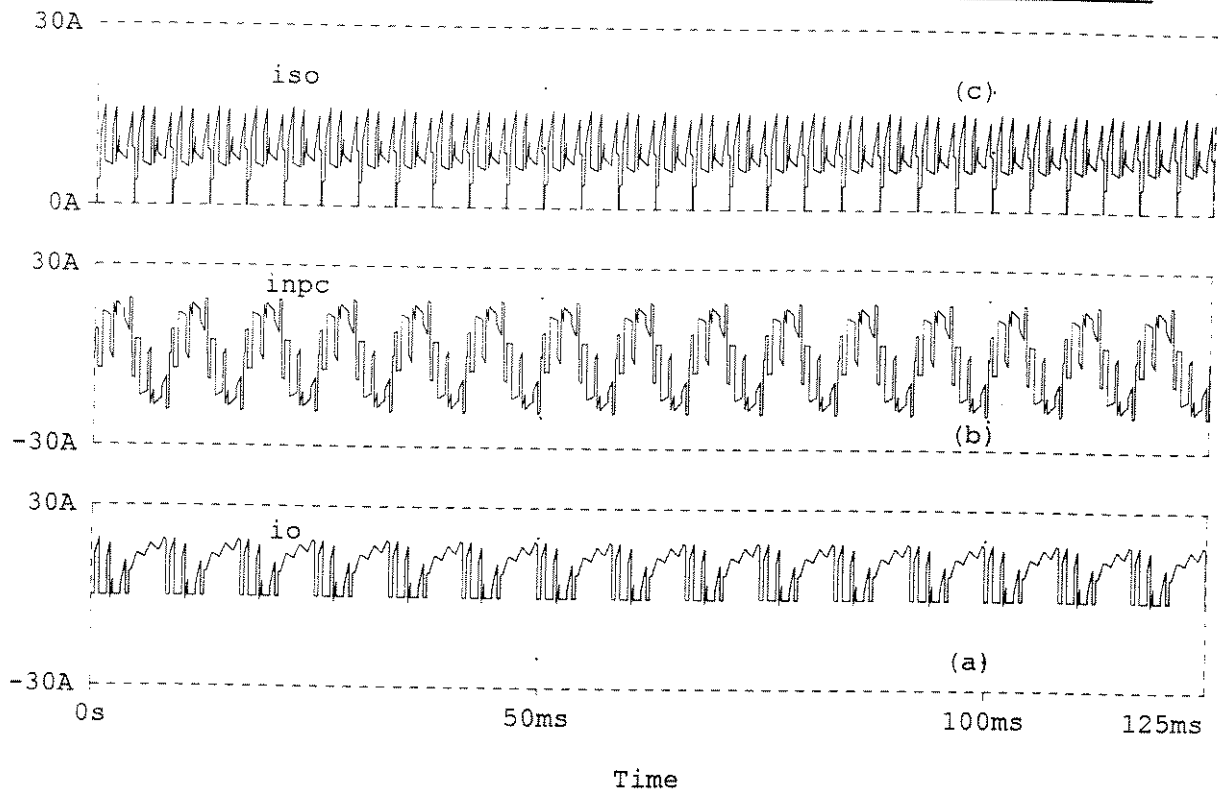


Figura 4.34 $m = 5$, $f_1 = 40$ Hz. a) corrente de entrada do inversor i_o b) corrente do neutro $inpc$ c) corrente da fonte iso

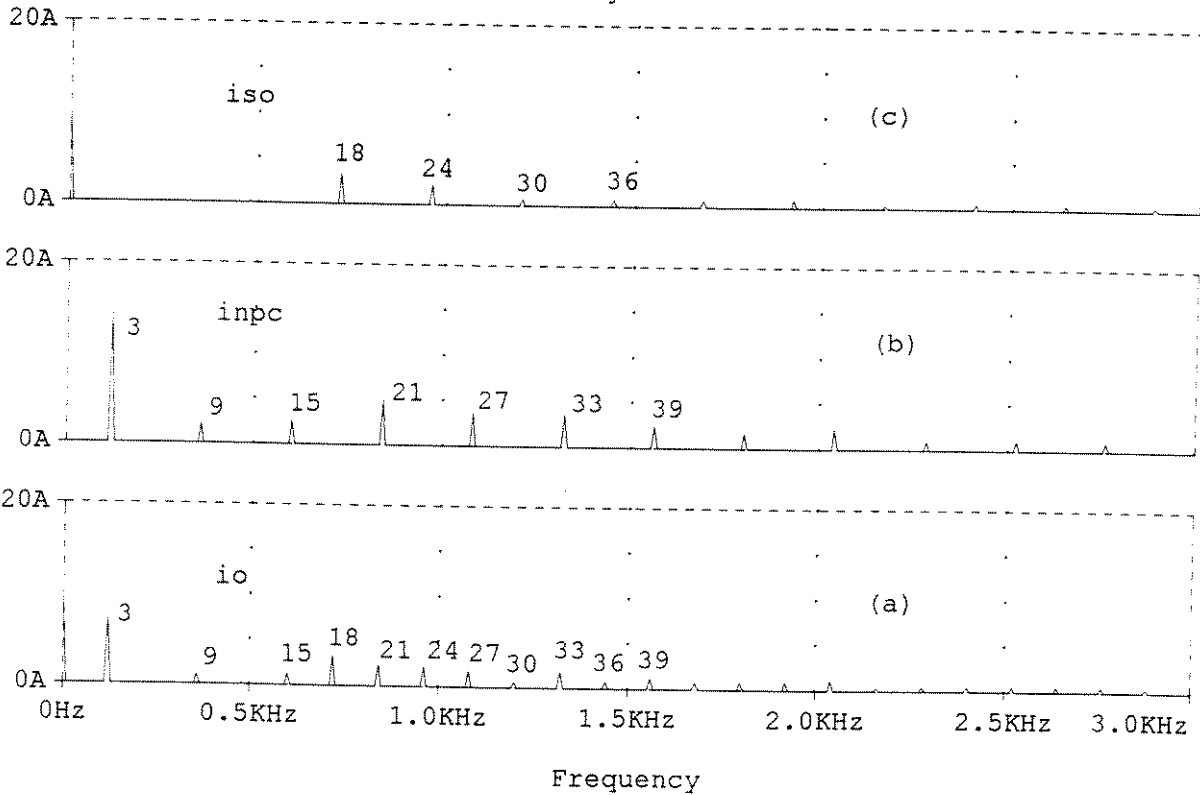


Figura 4.35 SHE - $m = 5$, $f_1 = 40$ Hz. Espetro harmônico a) corrente i_o b) corrente do neutro $inpc$ c) corrente iso

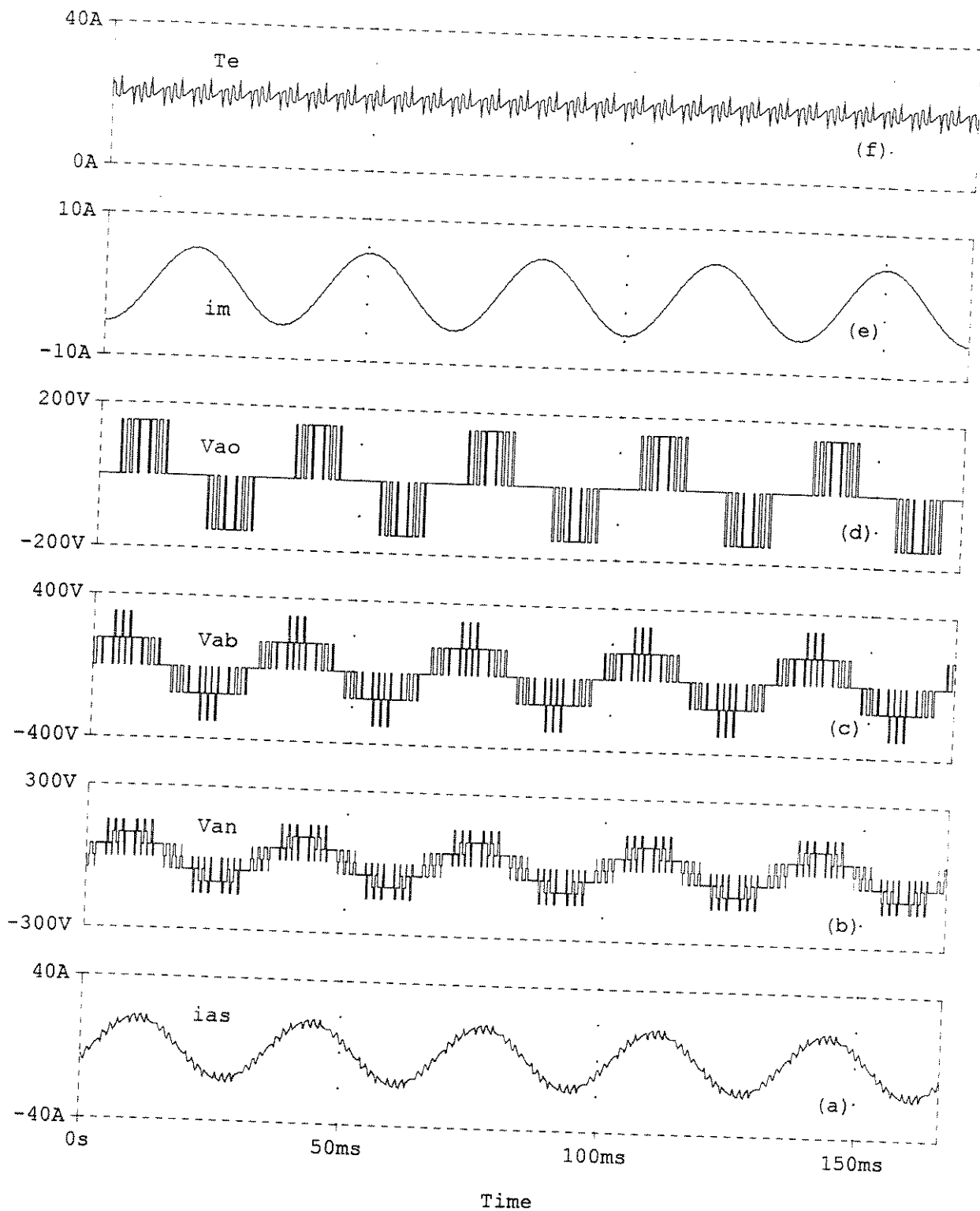


Figura 4.36 - SHE, pulsos = 7, $f_l = 30$ Hz, $IM = 0.631$ (a) corrente i_{as} (b) tensão de fase da carga V_{an} (c) tensão de linha V_{ab} (d) tensão de fase do inversor V_{ao} (e) corrente de magnetização i_m (f) conjugado T_e

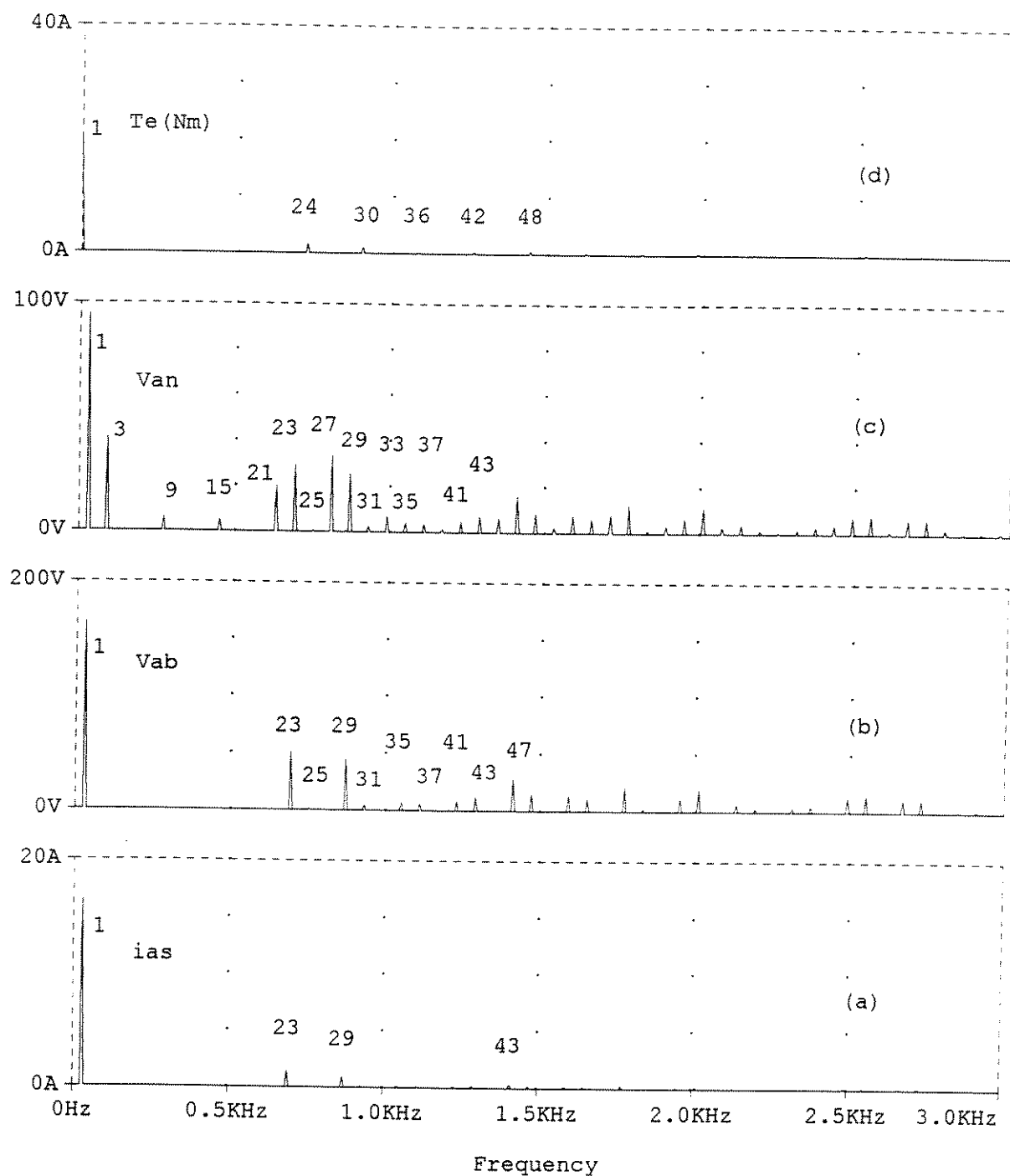


Figura 4.37- SHE, $m = 7$, $f_1 = 30$ Hz. Espectro harmônico a) corrente i_{as} b) tensão V_{ab} c) tensão V_{ao} d) conjugado T_e

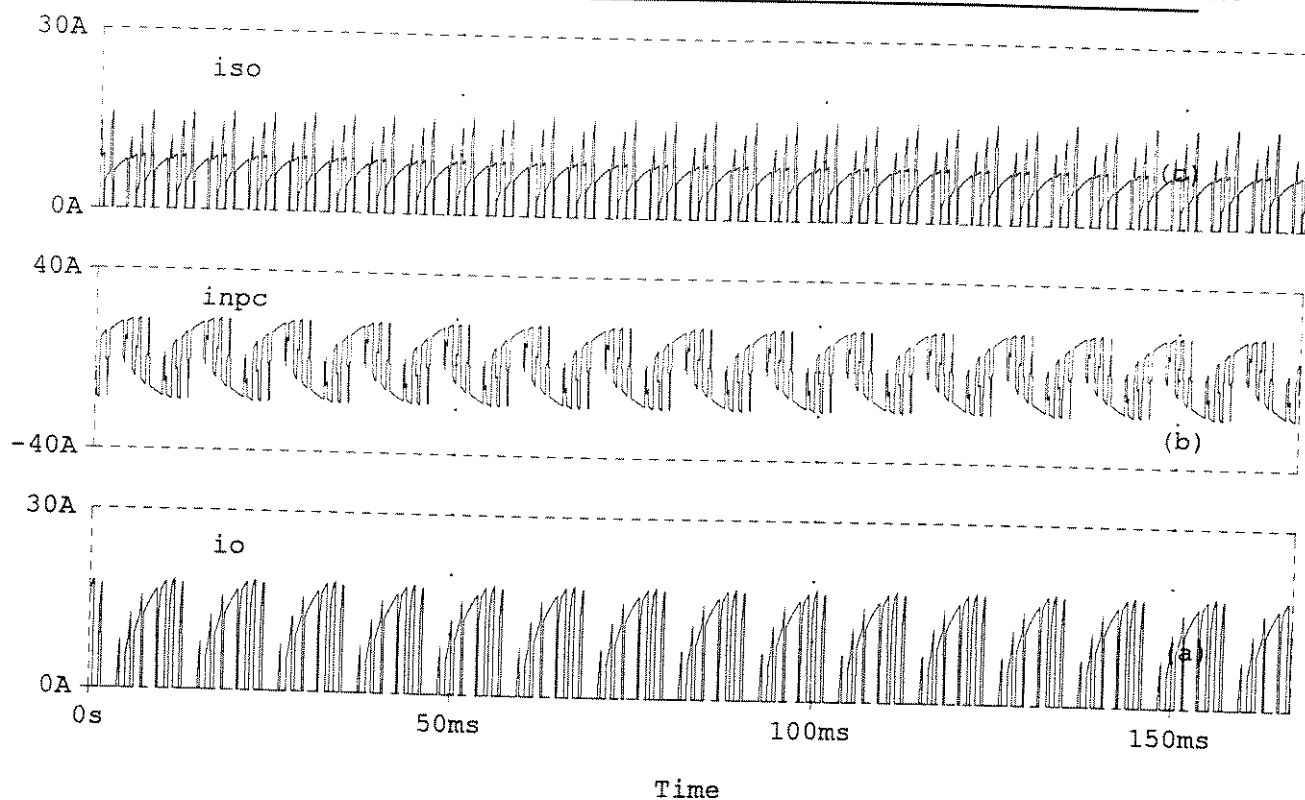


Figura 4.38 - SHE, $m = 7$, $f_1 = 30$ Hz. a) corrente de entrada do inversor i_o b) corrente do neutro i_{npc} c) corrente da fonte de tensão contínua i_{iso}

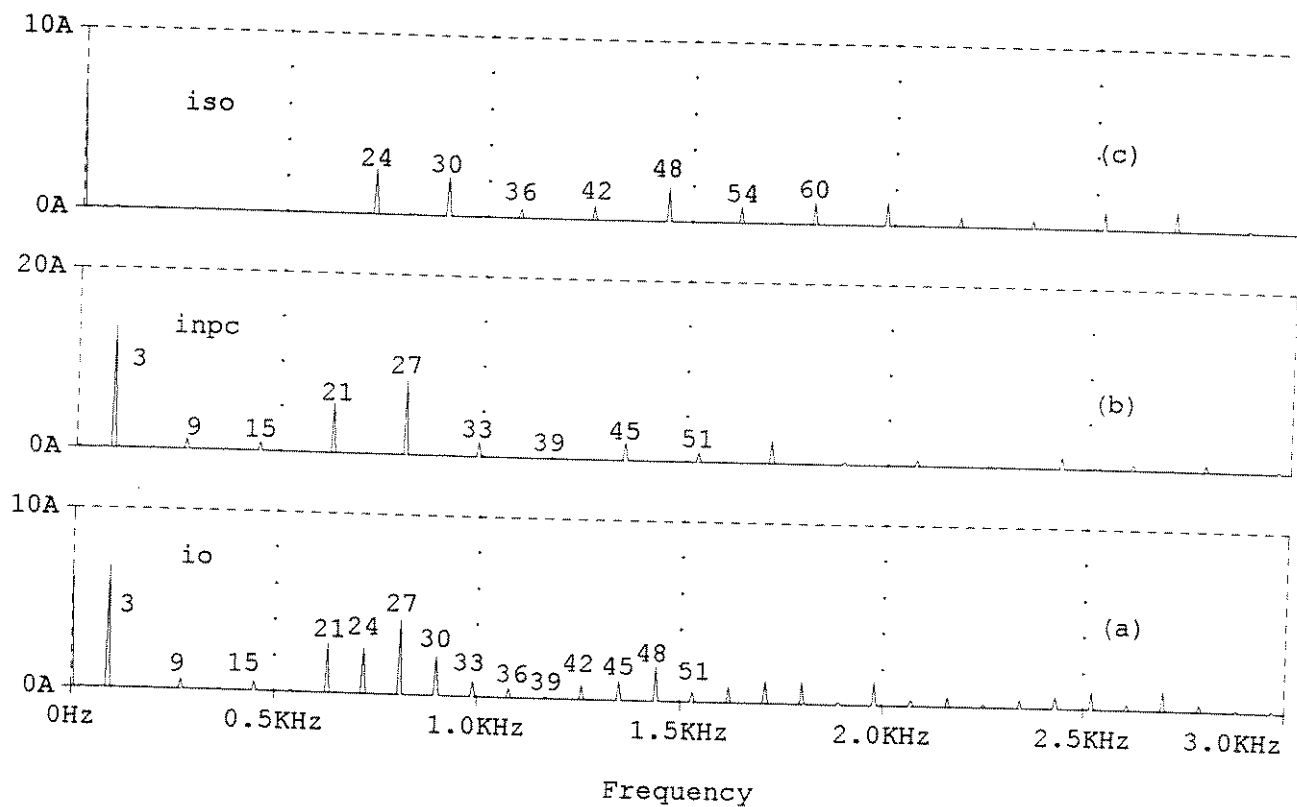


Figura 4.39- SHE, $m = 7$, $f_1 = 30$ Hz Espetro harmônico a) corrente i_o b) corrente i_{npc} c) corrente i_{iso}

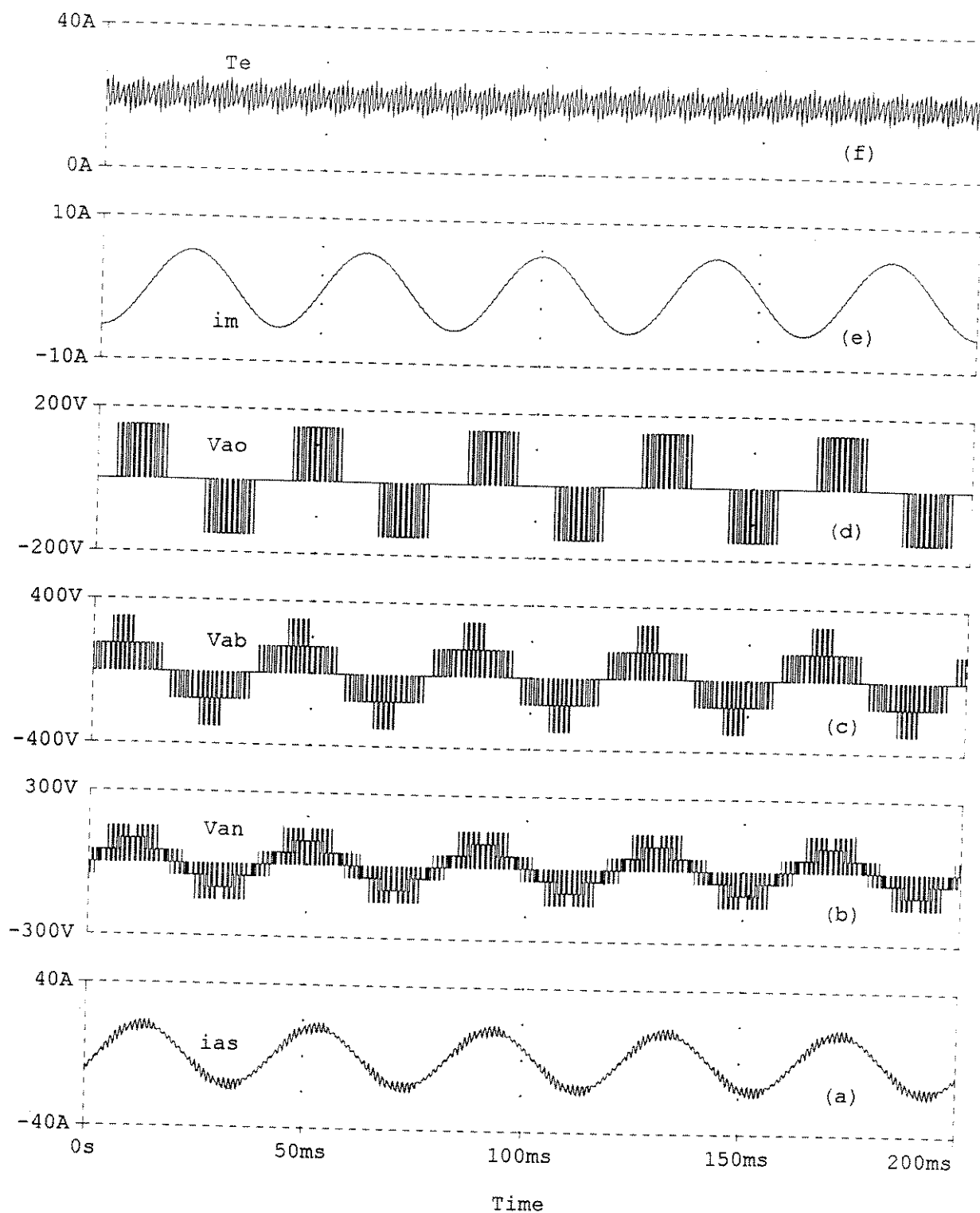


Figura 4.40 - SHE, pulsos = 11, $f_l = 25$ Hz, $IM = 0.537$ a) corrente i_{as} b) tensão de fase da carga V_{an} c) tensão de linha V_{ab} d) tensão de fase do inversor V_{ao} e) corrente de magnetização i_m f) conjugado T_e

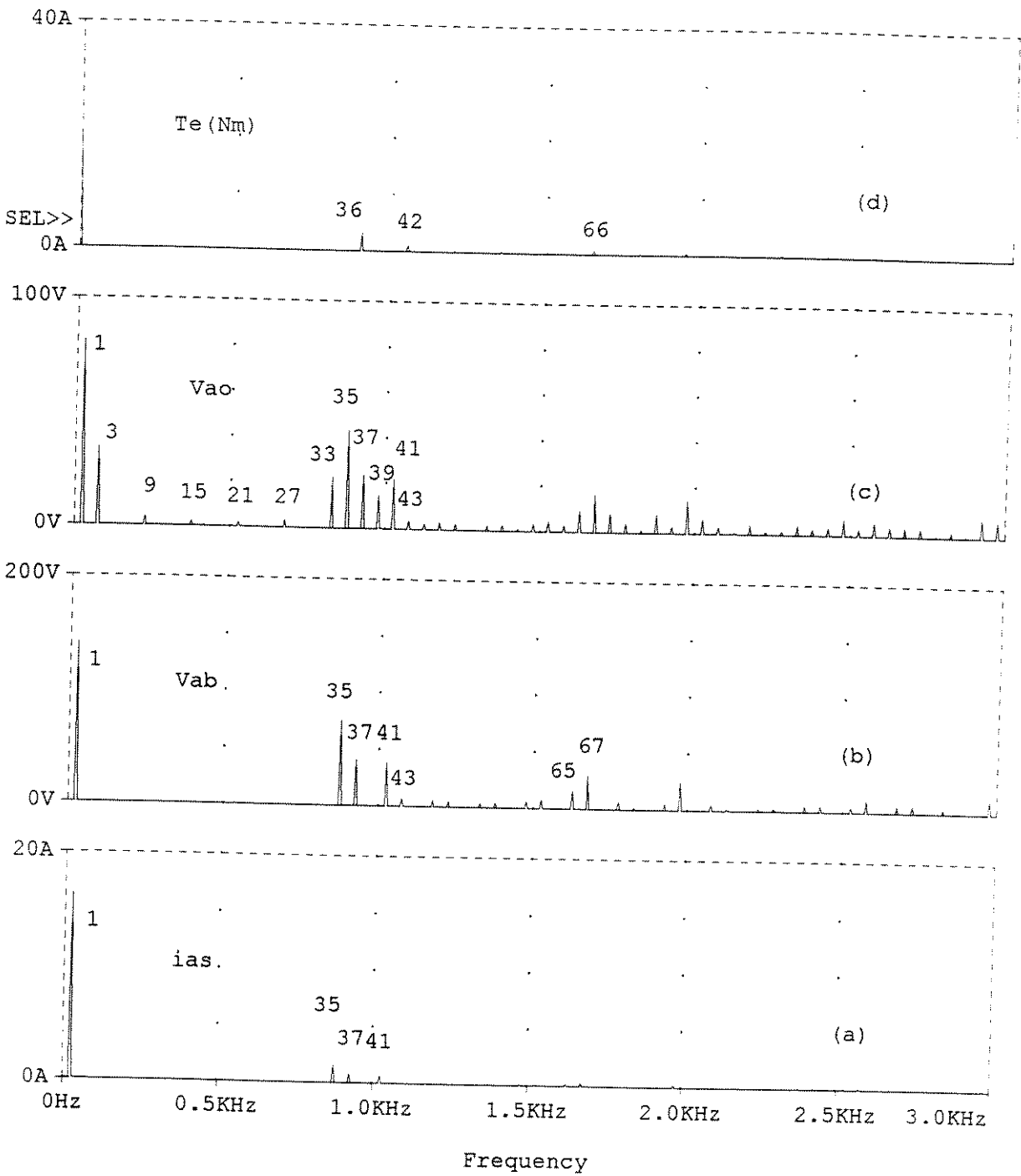


Figura 4.41- SHE , $m = 11$, $f_1 = 25$ Hz , $IM = 0.537$, *Espetro harmônico a) corrente i_{as} b) tensão de linha V_{ab} c) tensão de fase do inversor V_{ao} d) conjugado T_e*

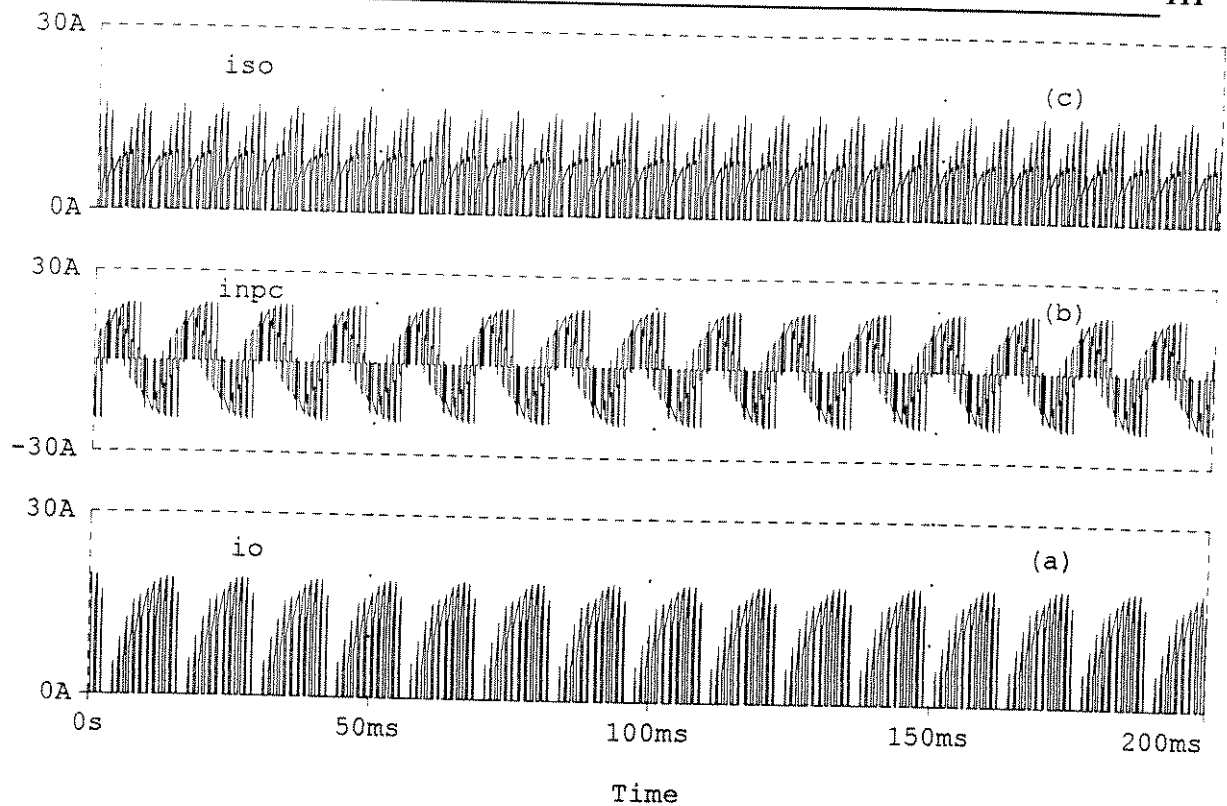


Figura 4.42 - SHE, $m = 11$, $f_l = 25$ Hz. a) corrente de entrada do inversor i_o b) corrente do neutro i_{npc} c) corrente da fonte de tensão continua i_{iso}

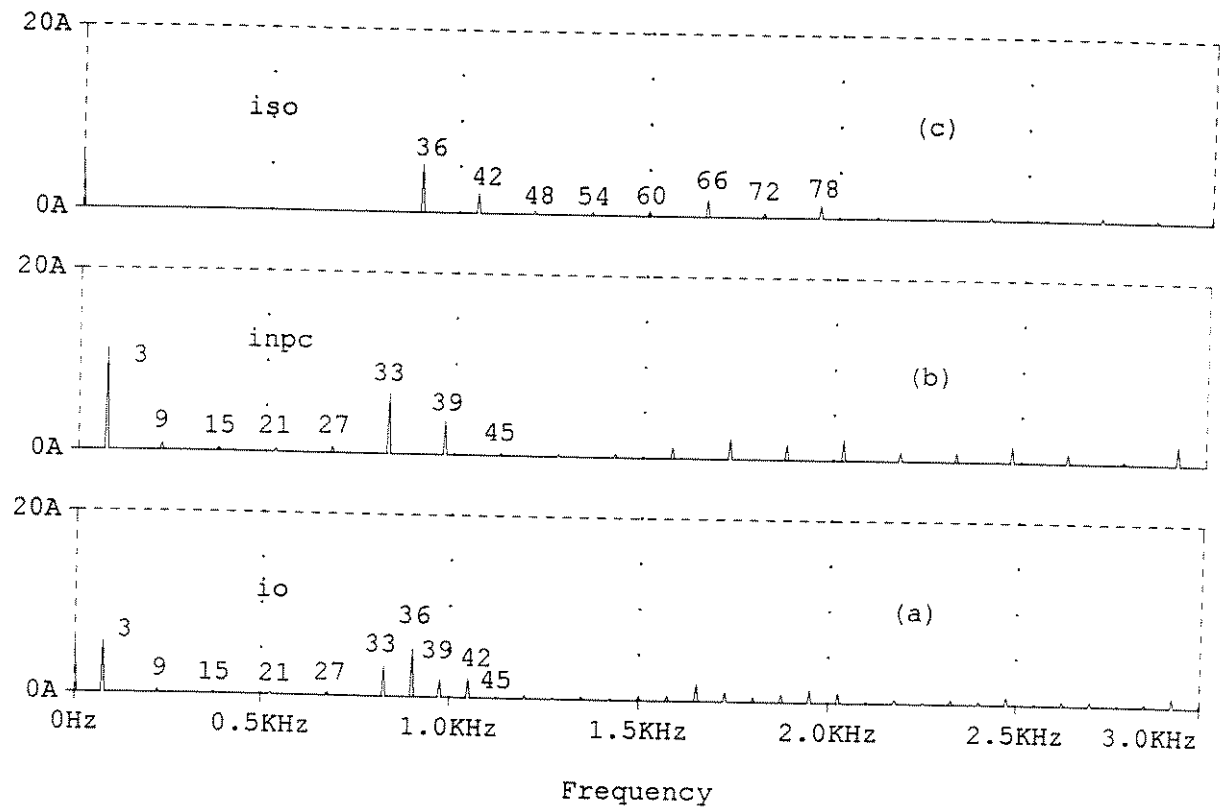


Figura 4.43 - SHE, $m = 11$, $f_l = 25$ Hz. Espetro harmônico a) corrente i_o b) corrente do neutro i_{npc} c) corrente i_{iso}

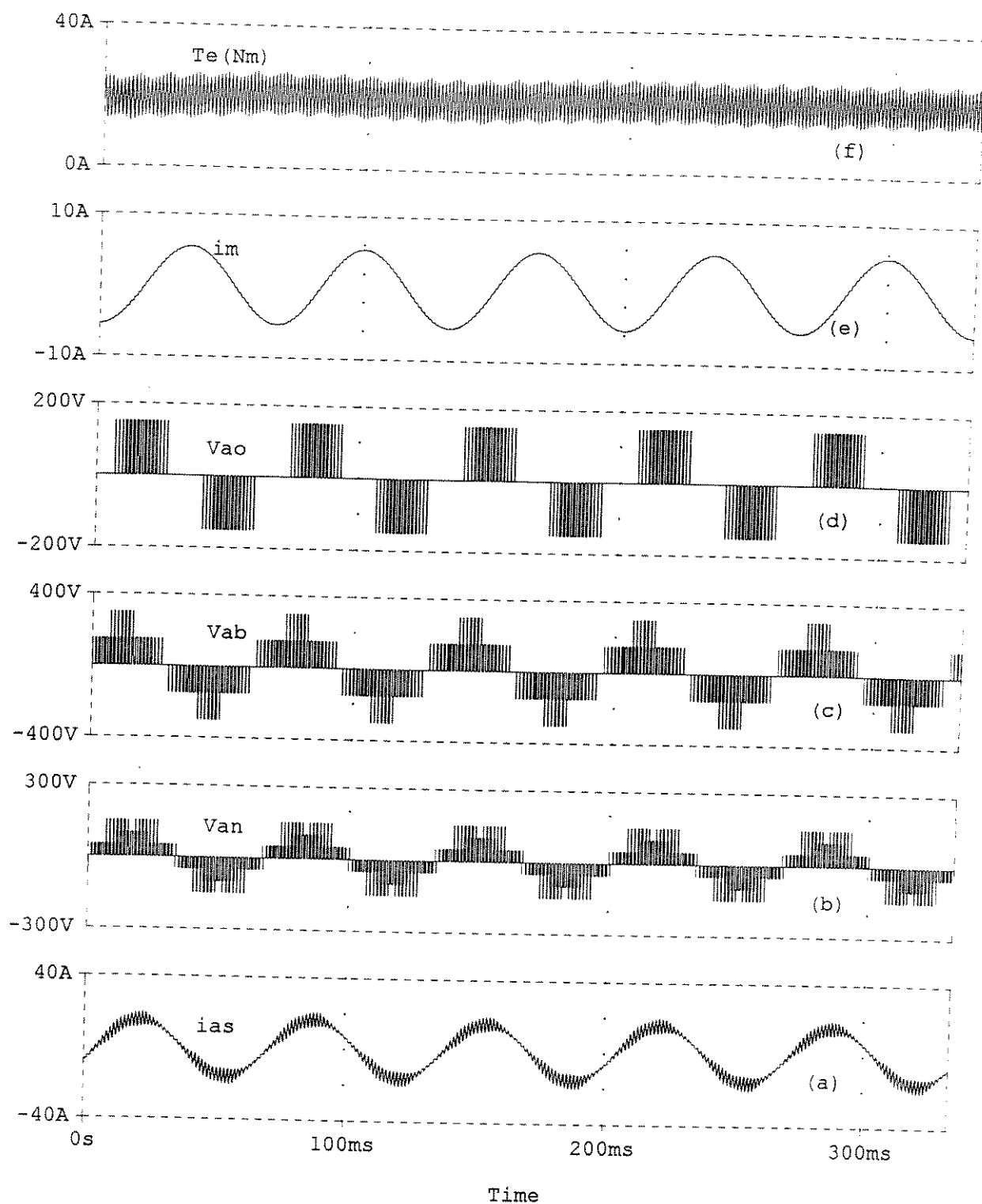


Figura 4.44 - SHE, pulsos = 15, $f_l = 15$ Hz, $IM = 0.3484$ a) corrente i_{as} b) tensão de fase da carga V_{an} c) tensão de linha V_{ab} d) tensão de fase do inversor V_{ao} e) corrente de magnetização i_m f) conjugado T_e

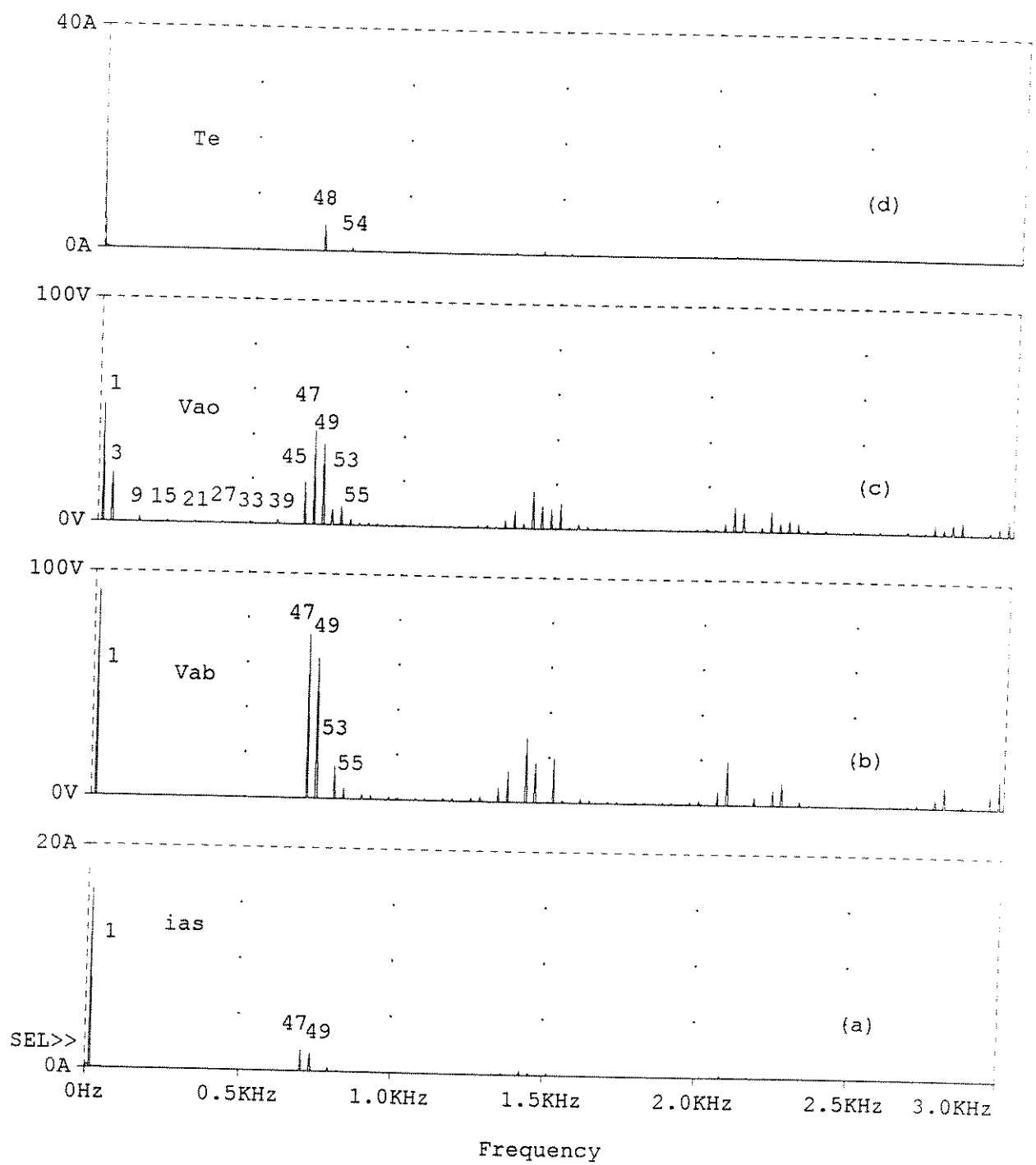


Figura 4.45 - SHE, pulsos = 15, $f_l = 15$ Hz, $IM = 0,3484$, Espectro harmônico a) corrente i_{as} b) tensão de linha V_{ab} c) tensão de fase do inversor V_{ao} d) conjugado Te

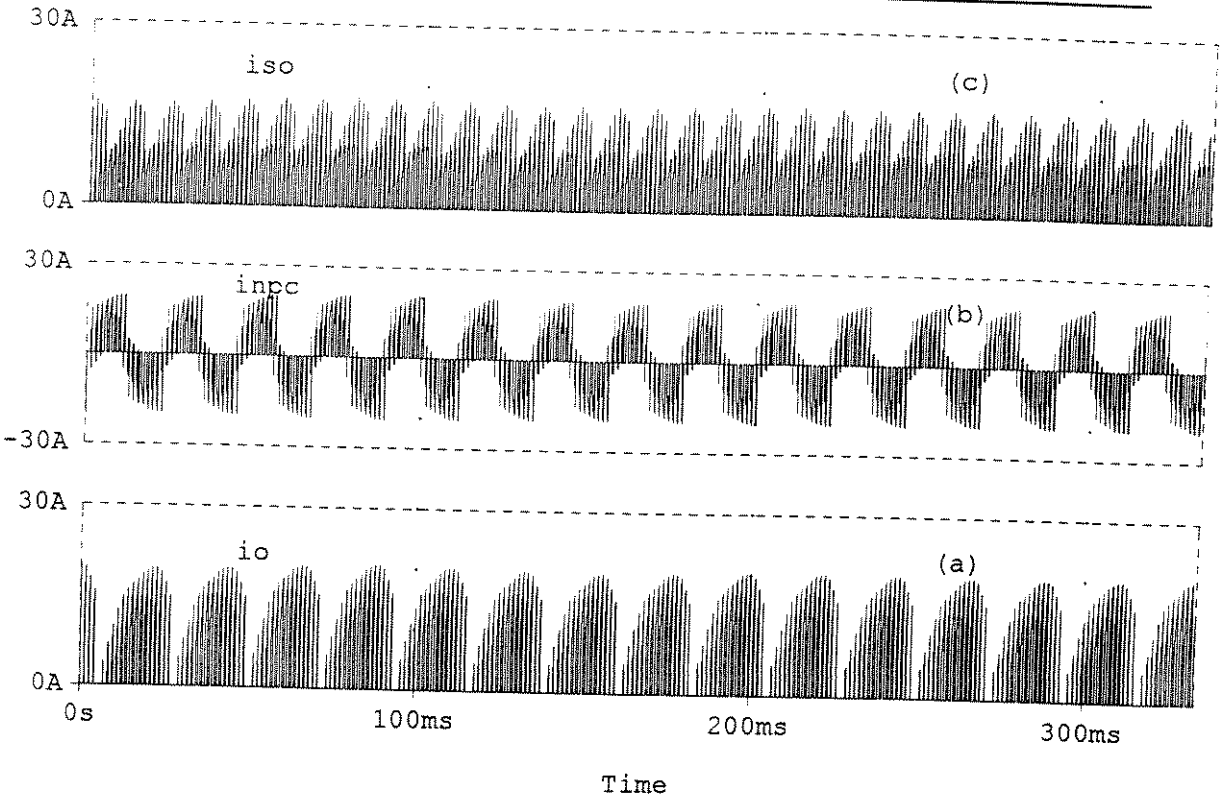


Figura 4.46 - $m = 15$, $f_l = 15$ Hz a) corrente de entrada do inversor i_o b) corrente do neutro i_{npc} c) corrente da fonte i_{so}

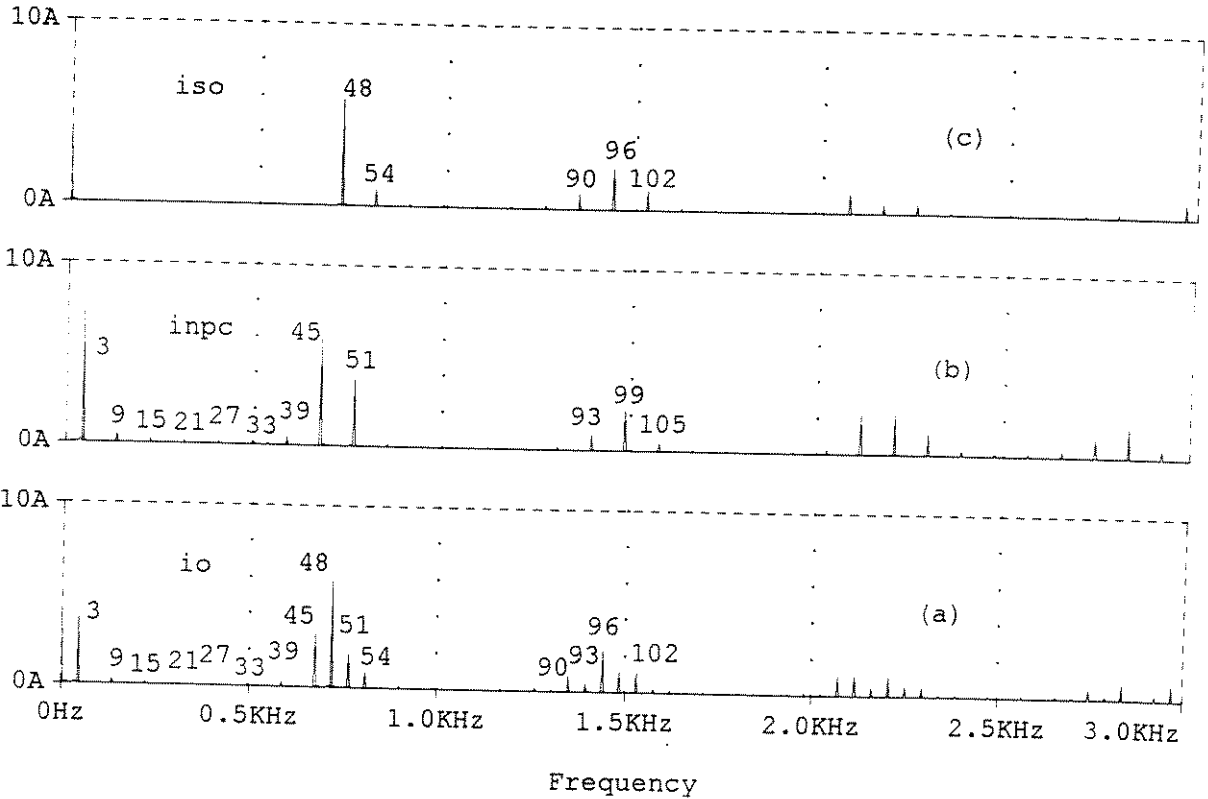


Figura 4.47 - SHE, $m = 15$, $f_l = 15$ Hz, Espectro harmônico a) corrente i_o b) corrente i_{npc} c) corrente i_{so}

Tabela 4.8 - Resultados						
m pulsos por semi ciclo	1	3	5	7	11	15
faixa de freq.(Hz)	120 - 60	60 - 45	45 - 32	32 - 26	26 - 18	18 - 7
f_1 (Hz)	60	50	40	30	25	15
IM	1.197	1.008	0.820	0.631	0.537	0.3484
$\hat{i}_{as1}$ (A)	16.8	16.9	16.7	16.6	16.31	16.3
I_{as1} (A) rms	11.87	11.95	11.83	11.73	11.53	11.53
$THD_{i_{as}}$ (%)	10.67	12.17	11.00	12.08	11.75	16.80
$I_{0\ avg}$ (A)	13.33	11.32	9.25	7.02	6.00	3.88
$\hat{i}_{on}$ (A)	n=6 2.05	n=12 4.33	n=18 3.36	n=24 2.53	n=36 5.13	n=48 5.82
$\hat{i}_{npc3}$ (A)	7.02	10.96	14.52	13.48	11.45	7.22
Te_{avg} (N.m)	20	20	20	20	20	20
$\hat{T}e_n$ (N.m)	n=6 2.058 n=12 0.38	n=12 3.259 n= 18 0.938	n=18 2.40 n=24 0.863	n=24 1.589 n=30 1.051	n=36 3.091 n=42 1.040	n=48 4.608 n=54 0.580
W_{mec} (rad/s)	181.7	149.8	118.54	87.4	71.67	40.5

Na tabela 4.8 observa-se que a distorção harmônica (THD) da corrente absorvida pelo motor (i_{as}) varia entre 10 % e 17 %, obtida com baixa frequência de chaveamento (entre 120 Hz e 300 Hz) quando comparado com os resultados usando inversor a dois níveis com métodos de modulação senoidal , vetorial ou eliminação seletiva de harmônicos que para a mesma faixa de distorção, estes métodos deverão usar uma maior frequência de chaveamento (número de comutações) .

O conjugado eletromagnético Te apresenta o valor médio de 20 Nm que é o valor do conjugado de carga TL aplicado no motor , sendo que a frequência do harmônico de conjugado dominante (menor ordem) para cada intervalo de frequência é sempre maior do que a frequência de ressonância mecânica do motor . Com a eliminação de componentes harmônicos da tensão V_{ao} elimina-se componentes harmônicos de conjugado aumentando a frequência do conjugado dominante.

O maior ripple de conjugado se apresenta no caso de 15 pulsos por semi ciclo (figura 4.44) e onde a necessidade de uma quantidade maior de pulsos para diminui-lo , o que significa um maior tempo para a obtenção das solução de um número maior de equações e porem de uma maior capacidade de memória para armazenar os padrões de chaveamento.

No estágio de entrada do inversor a corrente “io” apresenta componentes harmônicos pares e ímpares múltiplo de três estas ultimas são componentes dominantes que influenciam mais o valor da capacitância dos capacitores do filtro.

Do espectro harmônico verificou-se em cada caso a eliminação de termos harmônicos de baixa frequência da tensão (Vao) , da corrente (ias) e do conjugado eletromagnético (Te) , mantendo o nível de magnetização constante (fluxo constante) pela compensação de tensão aplicada .

O método de modulação por eliminação seletiva de harmônicos junto com a carateristica de três níveis do inversor apresentam bons resultados nas aplicações de altas potências pela diminuição da distorção harmônica da corrente (THD) obtida com chaveamento reduzido, eliminando componentes de baixa ordem do espectro harmônico da tensão de saída e aumentando a eficiência do inversor . Com este método elimina-se também componentes de baixa ordem do conjugado eletromagnético fazendo que a frequência dos harmônicos de conjugado restantes sejam sempre maiores do que a frequência de ressonância mecânica quando a frequência fundamental é diminuida. No estagio de entrada do inversor são também eliminadas as componentes harmônicas pares múltiplos de três embora as componentes ímpares múltiplos de três que são os harmônicos dominantes para o estagio de entrada não posam ser eliminados pelo método.

4.4.2 Modulação Vetorial aplicada ao inversor a três níveis

As dificuldades que se apresentam no método de modulação por eliminação seletiva de harmônicos quando usado na região de baixa velocidade e a necessidade de se ter um maior número de pulsos com o fim de eliminar mais componentes harmônicos de ordens superiores pelo fato de que estes termos se tornam significativos em baixas velocidades. A implementação do método, neste caso, exigirá maior tempo de cálculo e uma maior capacidade de memória para o armazenamento dos padrões de chaveamento.

Aplica-se o método de modulação vetorial na faixa de baixas velocidades pela característica dipolar da tensão de saída por fase o que favorece a obtenção de níveis de tensões reduzidas sem diminuir muito a largura de pulso da onda PWM, permitindo a utilização de chaves GTO e também pela facilidade na implementação. Esta metodologia tem a característica de gerar corrente de boa qualidade com frequência de chaveamento baixa.

4.4.2.1 Vetores espaciais de tensão do inversor a três níveis

Um circuito simplificado do inversor a três níveis é mostrado na figura 4.48 onde cada fase é substituída por uma chave de três estados e portanto cada fase é capaz de gerar até três níveis de tensão ($-E/2$, 0 , $E/2$). Considerando as três fases juntas pode-se gerar um total de $3^3 = 27$ combinações [17].

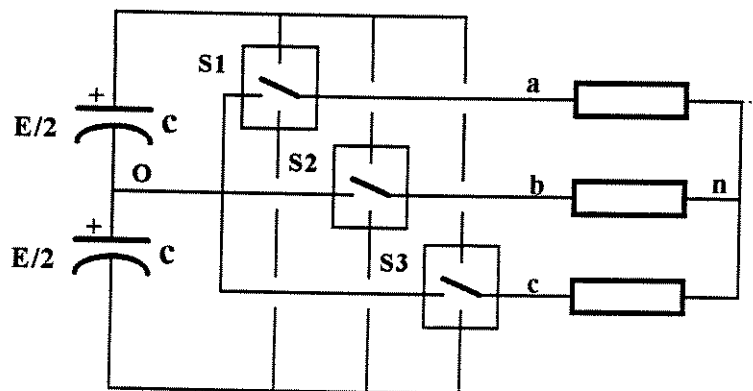


Figura 4.48 - circuito trifásico simplificado do inversor

Usando a representação de vetor espacial os 27 estados ou combinações são equivalentes a 27 vetores no plano complexo (α, β). As equações que relacionam os estados com as componentes real e imaginária do vetor espacial são:

$$\bar{V} = v_{\alpha} + jv_{\beta} \quad \text{ou} \quad \bar{V} = V \cdot e^{j\gamma} \quad (4.46)$$

onde:

$$v_{\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[v_{ao} - \frac{1}{2}v_{bo} - \frac{1}{2}v_{co} \right] \quad (4.47)$$

$$v_{\beta} = \frac{\sqrt{2}}{2} \left[v_{bo} - v_{co} \right] \quad (4.48)$$

$$V = (v_\alpha^2 + v_\beta^2)^{\frac{1}{2}} \quad (4.49)$$

$$\gamma = \text{tg}^{-1} \left(\frac{v_\beta}{v_\alpha} \right) \quad (4.50)$$

Na tabela 4.9 mostra-se alguns dos vetores espaciais

Tabela 4.9- Procedimento para determinação dos vetores espaciais resultantes dos diversos estados das chaves				
Estados das chaves	Tensões V_{ao}, V_{bo}, V_{co}	$\bar{V}$ $v_\alpha + j v_\beta$	$V \cdot e^{j\gamma}$	Vetor
(+ + +)	+ E/2 +E/2 +E/2	$0 + j0$	0	V_{0p}
(- - -)	- E/2 - E/2 - E/2	$0 + j0$	0	V_{0n}
(0 0 0)	0 0 0	$0 + j0$	0	V_{00}
(+ 0 0)	+E/2 0 0	$\sqrt{\frac{2}{3}} \frac{E}{2} + j0$	$\sqrt{\frac{2}{3}} \frac{E}{2} e^{j0}$	V_{1p}
(0 - -)	0 -E/2 -E/2	$\sqrt{\frac{2}{3}} \frac{E}{2} + j0$	$\sqrt{\frac{2}{3}} \frac{E}{2} e^{j0}$	V_{1n}
(+ + 0)	+E/2 +E/2 0	$\frac{1}{\sqrt{6}} \frac{E}{2} + j \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{E}{2}$	$\sqrt{\frac{2}{3}} \frac{E}{2} e^{j60}$	V_{2p}
(+ 0 -)	+E/2 0 -E/2	$\sqrt{\frac{3}{2}} \frac{E}{2} + j \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{E}{2}$	$\sqrt{2} \cdot \frac{E}{2} e^{j30}$	V_8
(+ - -)	+E/2 -E/2 -E/2	$\sqrt{\frac{2}{3}} E + j0$	$2 \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{E}{2} \cdot e^{j0}$	V_7

Na figura 4.49 mostram-se os 27 vetores no plano complexo. Destes 27 vetores, 19 correspondem à vetores espaciais distintos e os outros 8 são redundantes ou seja o vetor $\bar{V}$ é obtido com mas de uma combinação das chaves. Da figura 4.49 observa-se que os vetores podem-se classificar em 4 tipos :

a) O vetor zero V_0 é obtido de três formas $V_{0n}(- - -)$, $V_{00}(0 0 0)$ e $V_{0p}(+ + +)$

b) Os vetores ($V_1, V_2, V_3, V_4, V_5, V_6$) cada vetor é obtido de duas formas, por exemplo o vetor V_1 : $V_{1p}(- 0 0)$, $V_{1n}(0 - -)$, o vetor V_2 : $V_{2p}(+ + 0)$, $V_{2n}(0 0 -)$.

c) Os vetores $(V_8, V_{10}, V_{12}, V_{14}, V_{16}, V_{18})$ e $(V_7, V_9, V_{11}, V_{13}, V_{15}, V_{17})$ que são obtidos so com uma combinação das chaves.

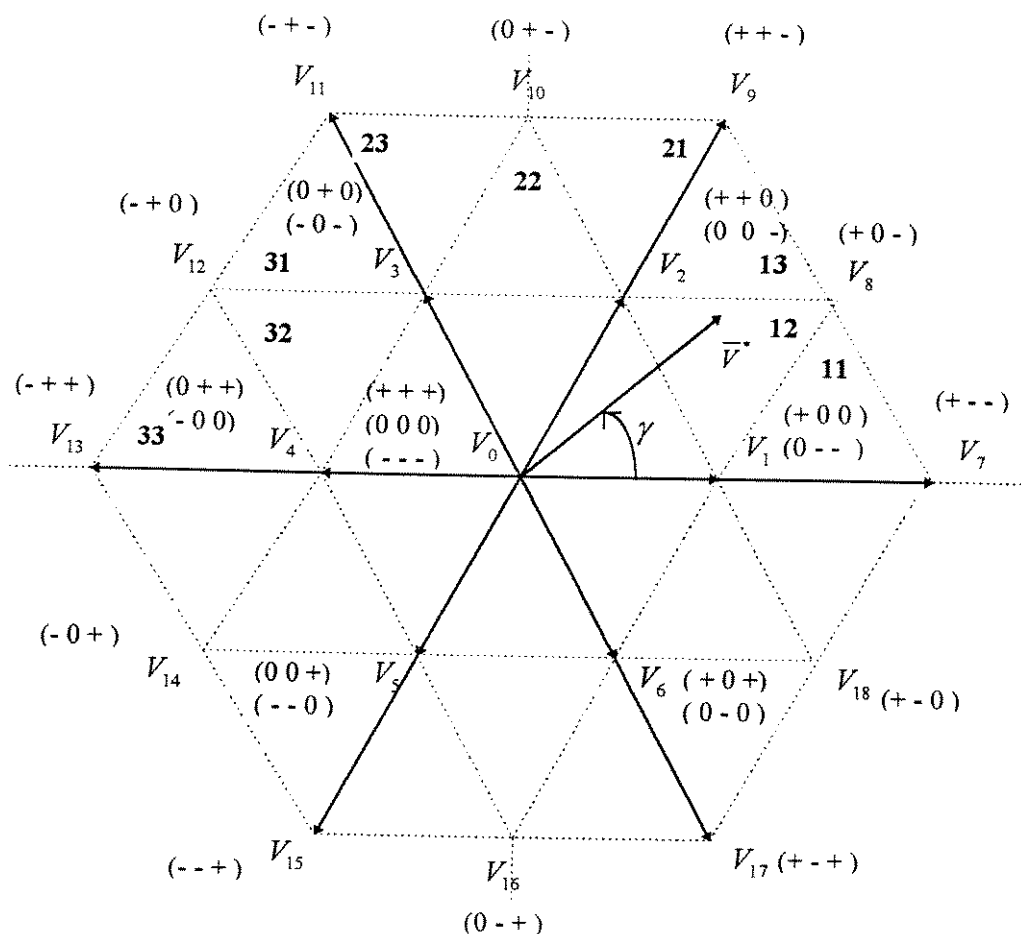


Figura 4.49 - Vetores espaciais de chaveamento do inversor a três níveis

4.4.2.2 Modulação vetorial propriamente dita

No espaço vetorial define-se todos os vetores espaciais possíveis de serem obtidos de acordo com o procedimento mostrado na tabela 4.9. Se o vetor de referência girante estiver na região do triângulo V_1, V_2, V_0 figura 4.50 o vetor será amostrado nas posições angulares $\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3, \gamma_4, \dots$ (eq. 4.51) e em cada uma das posições ele será sintetizado pela sequência mostrada na tabela 4.10 e pela expressão 4.52

$$\bar{V}_{k+1}^* = V_{k+1}^* \cdot e^{j(\omega_1 T_s + \gamma_k)} \quad (4.51)$$

Onde : $\omega_1 = 2\pi \cdot f_1$; f_1 é a frequência da componente fundamental de tensão

Tabela 4.10	
posição	triângulo Vo, V1, V2 seqüência de vetores
γ_1	Von, V1n, V2n, Voo
γ_2	Voo, V1p, V2p, Vop
γ_3	Vop, V2p, V1p, Voo
γ_4	Voo, V2n, V1n, Von.

Os vetores redundantes são usados com a finalidade de balancear a carga dos capacitores e manter as tensões iguais [15]. Com cada posição do vetor de referência, que corresponde a um período de amostragem T_z , gera-se 4 estados de chaveamento como se mostra na figura 4.51. Como se pode observar as 4 amostras do vetor formam um pulso.

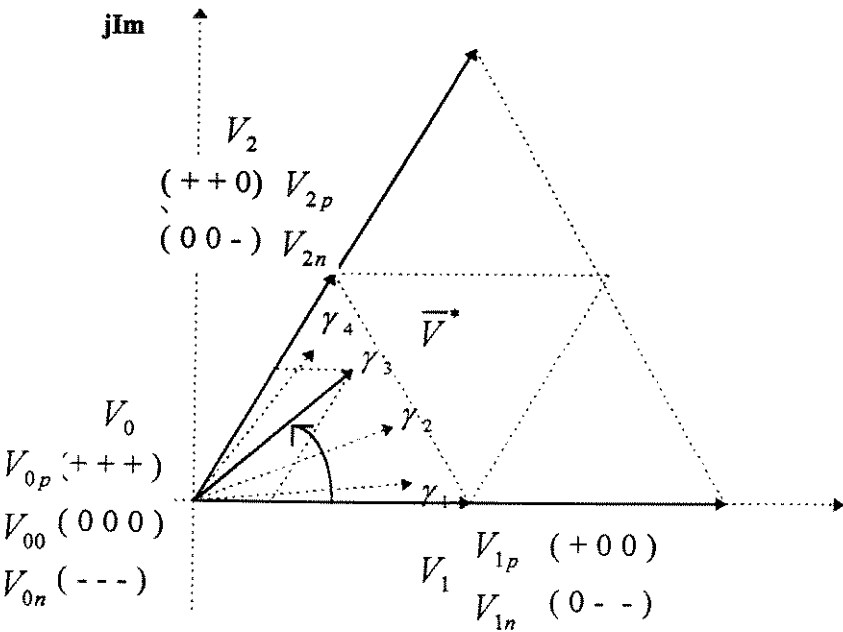


Figura 4.50 - Vetores de tensão no triângulo Vo, V1, V2

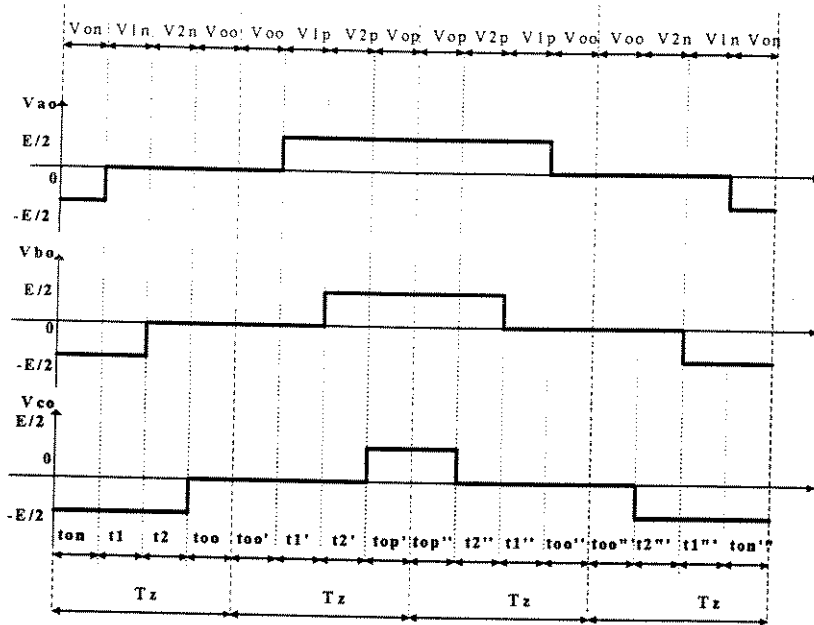


Figura 4.51 - Sequência dos vetores de tensão no triângulo V_o, V_1, V_2

O vetor espacial de tensão de referência será sintetizado por :

$$\bar{V}^* = \frac{1}{T_z} \left(\bar{V}_1 \cdot t_1 + \bar{V}_2 \cdot t_2 + \bar{V}_{0n} \cdot t_{0n} + \bar{V}_{00} \cdot t_{00} \right) \quad (4.52)$$

$$T_z = t_1 + t_2 + t_{0n} + t_{00} \quad (4.53)$$

De 4.52 e 4.53 os tempos de duração de cada arranjo de chaves são calculados pelas equações seguintes:

$$t_1 = a \cdot T_z \cdot \frac{\sin(60 - \gamma)}{\sin 60} \quad (4.54)$$

$$t_2 = a \cdot T_z \cdot \frac{\sin \gamma}{\sin 60} \quad (4.55)$$

$$t_{0n} = t_{00} = \frac{T_z - t_1 - t_2}{2} \quad (4.56)$$

$$a = \frac{V^*}{\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{E}{2}} \quad (4.57)$$

$$T_z = \frac{1}{4 \cdot f_s} \quad (4.58)$$

Onde : $a < 1$

A forma de onda resultante é de tipo dipolar, que apresenta níveis de tensão positivo, zero e negativo num semi período o que permite obter valores baixos da componente fundamental de tensão sem ter pulsos muito estreito o que possibilita a utilização das chaves GTO.

No caso do vetor de referência se encontrar no triângulo formado pelos vetores V_0 , V_2 , V_3 figura 4.52 a sequência de chaveamento será a mostrada na tabela 4.11. Para cada amostragem do vetor de referência no intervalo T_z as tensões produzidas pelos arranjos das chaves utilizados são os mostrados na figura 4.53

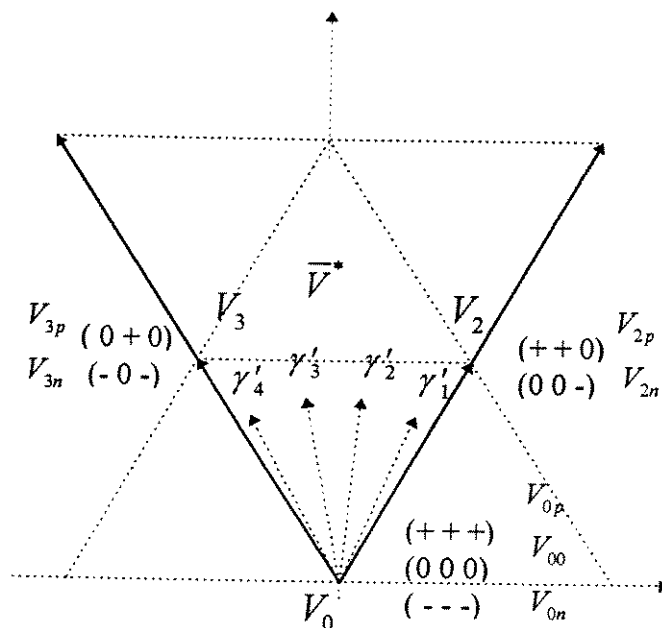


Figura 4.52 - Amostragem do vetor no triângulo V_0 , V_2 , V_3

Tabela 4.11	
posição	triângulo V_0, V_2, V_3 seqüência de vetores
γ'_1	$V_{0n}, V_{2n}, V_{3n}, V_{0o}$
γ'_2	$V_{0o}, V_{2p}, V_{3p}, V_{0p}$
γ'_3	$V_{0p}, V_{3p}, V_{2p}, V_{0o}$
γ'_4	$V_{0o}, V_{2n}, V_{3n}, V_{0n}$

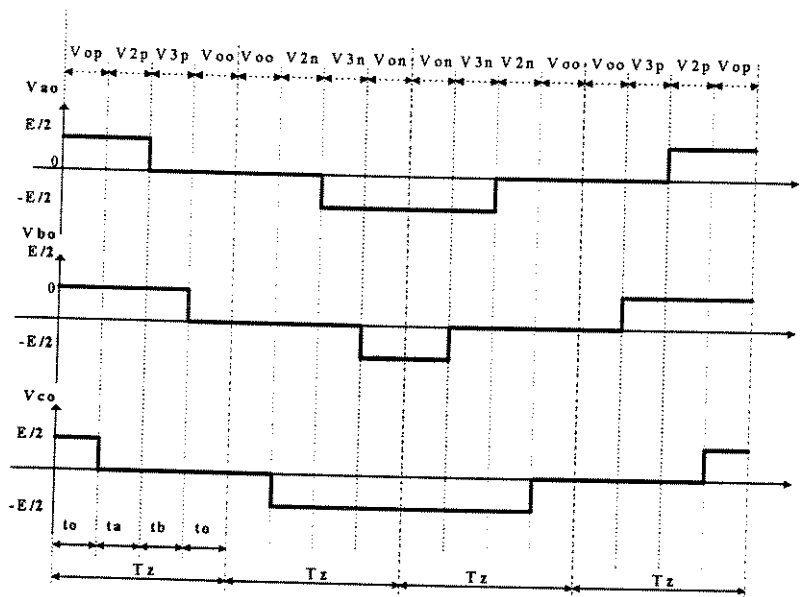


Figura 4.53 - Chaveamento no triângulo V_0, V_2, V_3

Na região de frequências ou velocidades medias [7], o vetor de referencia $\overline{V}^*$, deverá passar pelos triângulos 11, 12, 13 (setor 1); 21, 22, 23 (setor 2);; 61, 62, 63 (setor 6), figura 4.49. Quando o vetor estiver no triângulo (11), figura 4.54, formado pelos vetores V_1, V_7 e V_8 , posição γ_1 o centro do hexágono está localizado no vetor V_1 e quando o vetor estiver no triângulo (13) posição γ_3 simétrico de γ_1 o centro do hexágono estará no vetor V_2 . O vetor de referência será sintetizado de acordo com a expressão

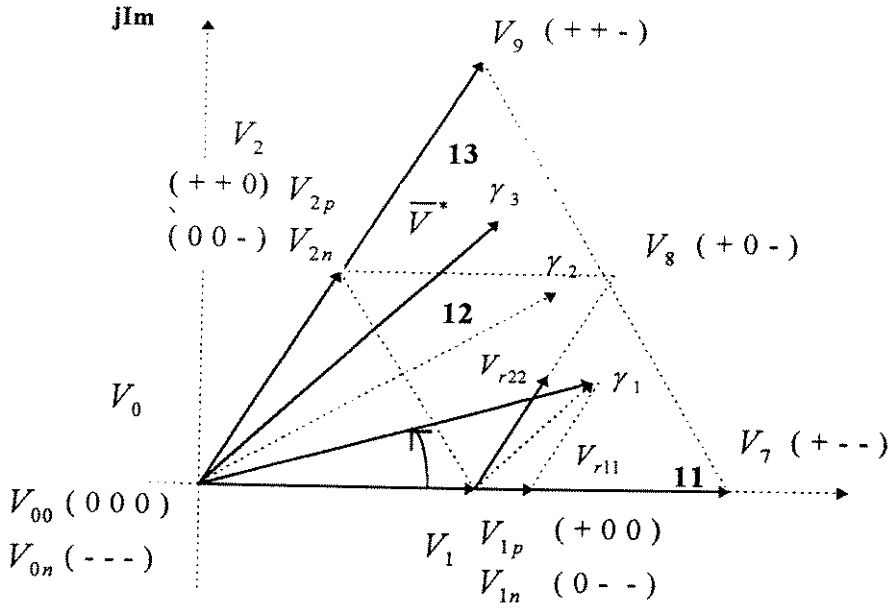


Figura 4.54 Vetor espacial nos triângulos 11, 12 e 13

$$\bar{V}^* = \frac{1}{T_z} (\bar{V}_1 \cdot t_1 + \bar{V}_7 \cdot t_7 + \bar{V}_8 \cdot t_8) \quad (4.59)$$

Onde t_1 , t_7 e t_8 são os tempos de duração em que os correspondentes arranjos das chaves são aplicadas na carga e que produzem as tensões mostra na figura 4.55 (triângulo 11). Da relação 4.59 obtém-se:

$$V_{r11} = V^* \cdot \frac{\sin(60 - \gamma_1)}{\sin(60)} - \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{E}{2} \quad (4.60)$$

$$V_{r22} = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot V^* \cdot \sin(\gamma_1) \quad (4.61)$$

$$x = \frac{V_{r11}}{\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{E}{2}}, \quad y = \frac{V_{r22}}{\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{E}{2}} \quad (4.62)$$

$$t_7 = T_z \cdot x, \quad t_8 = T_z \cdot y, \quad t_1 = \frac{T_z - t_7 - t_8}{2} \quad (4.63)$$

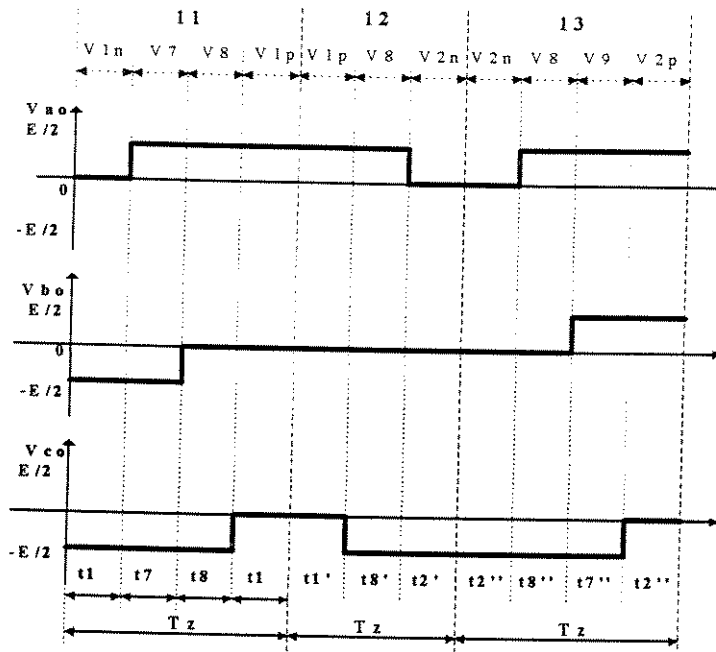


Figura 4.55 - Chaveamento nos triângulos 11, 12 e 13

Quando o vetor de referência estiver no triângulo (12), posições γ_2 , o centro do hexágono estará localizado no vetor V8 figura 4.56. Os arranjos de chaves aplicados são mostrados na figura 4.55 (triângulo 12), e os tempos são calculados pelas expressões seguintes [7] :

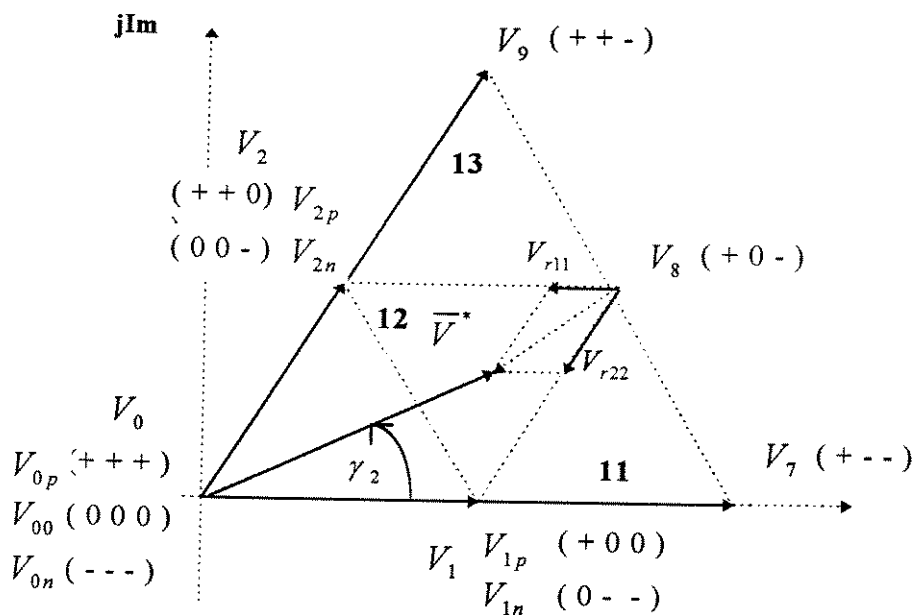


Figura 4.56 Vetor espacial no triângulos 12

$$V_{r11} = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{E}{2} - \{ V^* \cdot \cos(\gamma_2) - V^* \cdot \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot \sin(\gamma_2) \} \quad (4.64)$$

$$V_{r22} = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{E}{2} - \{ \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot V^* \cdot \sin(\gamma_2) \} \quad (4.65)$$

$$x = \frac{V_{r11}}{\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{E}{2}} \quad , \quad y = \frac{V_{r22}}{\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{E}{2}} \quad (4.66)$$

$$t_1 = T_z \cdot x \quad , \quad t_2 = T_z \cdot y \quad , \quad t_3 = T_z - t_1 - t_2 \quad (4.67)$$

onde a magnitude do vetor de referência deverá ser $V^* > \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{E}{2}$

Nesta região o vetor passa pelos triângulos 11, 12, 13 do setor 1, pelos triângulos 21, 22, 23 do setor 2 e pelos outros triângulos. A velocidade w_1 do vetor é determinada pela frequência da componente fundamental f_1 de tensão de saída desejada ($w_1 = 2\pi \cdot f_1$), e a magnitude do vetor é tal que o fluxo na máquina seja constante é igual ao valor nominal. O vetor V^* será amostrado com período T_z determinando-se a posição γ ou seja o triângulo a que pertence para aplicar o padrão de chaveamento correspondente durante o tempo determinado pelas equações que foram mostradas anteriormente. As equações dos tempos obtidos para os triângulos do setor 1 são usadas para qualquer outro setor pela simetria que apresenta. Neste caso a modulação será sincronizada, onde o número de pulsos por semi ciclo é uma quantidade inteira e constante numa faixa de variação da frequência f_1 . Na figura 4.58d mostra-se a tensão de fase V_{ao} do inversor resultante para 3 vetores por setor com frequência fundamental $f_1 = 50$ Hz, e na figura 4.59 mostra-se a tensão por fase V_{ao} do inversor para o caso de 5 vetores por setor e com frequência $f_1 = 30$ Hz. A magnitude do vetor de referência em cada caso foi ajustada para obter fluxo constante na máquina.

Foi implementado usando o software MATLAB o algoritmo de modulação vetorial para o inversor a três níveis e o modelo do motor de indução trifásico (capítulo 2). A simulação foi feita para a seguinte situação: modulação na região de baixa velocidade sincronizada, frequência da componente fundamental $f_1 = 10$ Hz, frequência de amostragem $f_z = 300$ Hz, fator $a = 0,8$ e conjugado de carga aplicado no motor 20 Nm.

Os resultados são mostrados na figura 4.57 onde se observa que a tensão de fase do inversor V_{ao} é de tipo dipolar, mostrando-se também, a tensão de linha V_{ab} , a corrente de magnetização, a corrente absorvida pelo motor e o conjugado eletromagnético como já foi feito no caso da modulação por eliminação seletiva.

Neste caso a corrente absorvida pelo motor (i_{as}) apresenta baixa distorção harmônica quando comparado com o método de eliminação seletiva de harmônicos para o inversor a três níveis e com os resultados obtidos para o inversor a dois níveis no capítulo 3 sendo que a frequência de chaveamento utilizada é baixa de 300 Hz . Por outro lado o conjugado apresenta além do valor médio de 20 Nm , um ripple de conjugado menor e mais uniforme do que o obtido com o método de modulação por eliminação para o caso de 15 pulsos ($m = 15$) figura 4.44.

Os resultados da simulação do método vetorial de modulação aplicado na região de frequência ou velocidade média, são mostrados para dois casos , o primeiro caso, para frequência fundamental $f_1 = 40$ Hz , 5 pulsos por semi ciclo que corresponde a uma frequência de

chaveamento de $f_z = 200$ Hz sendo o módulo do vetor $V^* = 1,4 \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{E}{2}$ (figura 4.58) . O

segundo caso corresponde a uma frequência fundamental $f_1 = 30$ Hz , 7 pulsos por semi ciclo e portanto frequência de chaveamento $f_z = 210$ Hz , sendo a magnitude do vetor de referência

$V^* = 1,05 \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{E}{2}$ (figura 4.59) . Pode-se observar que em ambos casos geram-se tensões

de até 5 níveis na tensão de linha (V_{ab}) e 9 níveis para a tensão de fase (V_{an}) do motor. Estes dois casos são comparados com os seus similares obtidos com o método de modulação por eliminação seletiva aplicado ao inversor a três níveis, mostrados nas figuras 4.32 e 4.36 . Observa-se que a corrente absorvida pelo motor (i_{as}) e o conjugado (T_e) produzido usando a modulação vetorial apresenta um ripple maior que na modulação por eliminação seletiva.

Dos resultados anteriores pode-se concluir que nas aplicações dos acionamentos para cargas do tipo ventiladores, bombas etc. onde a resposta dinâmica e a precisão da velocidade não são críticas, a operação a fluxo constante oferece vantagens do ponto de vista de custo, efetividade e simplicidade, quando o chaveamento do inversor é feito usando o método de modulação por eliminação seletiva de harmônicos nas regiões de média e alta frequência f_1 e usando o método vetorial assíncrono para a região de baixa frequência ou velocidade, o que resulta ser uma boa solução para este tipo de aplicação. Por outro lado em termos de implementação a modulação vetorial é mais rapidamente implementada e o hardware é mais simples que no caso do método de eliminação.

Estudou-se o método de modulação vetorial, onde se verificou, através de um algoritmo para a geração das tensão de fase, os padrões de chaveamento usados para cada setor e os tempos de duração destes arranjos. As tensões geradas por este método foram aplicadas no modelo do motor de indução onde formas de onda de corrente absorvida pelo motor (i_{as}) e conjugado eletromagnético (T_e) gerado pelo motor foram obtidos e comparados com as formas de onda obtidas pelo método de eliminação seletiva para as mesmas condições.

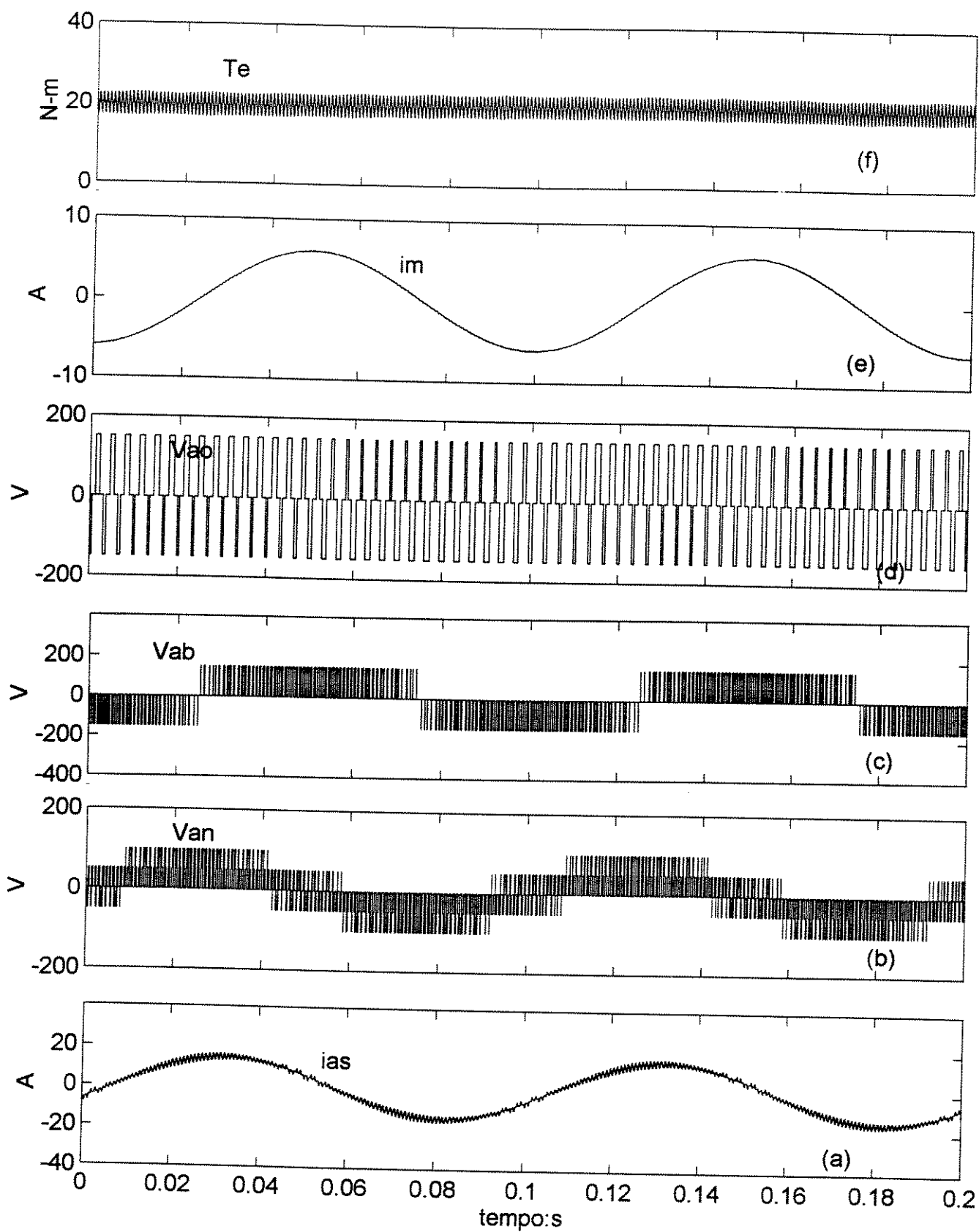


Figura 4.57 TL-SVPWM, $f_l=10$ Hz, a) Corrente absorvida pelo motor i_{as} b) Tensão de fase da carga V_{an} c) Tensão de linha V_{ab} d) Tensão de fase do inversor V_{ao} e) Corrente de magnetização i_m f) Conjugado eletromagnético T_e

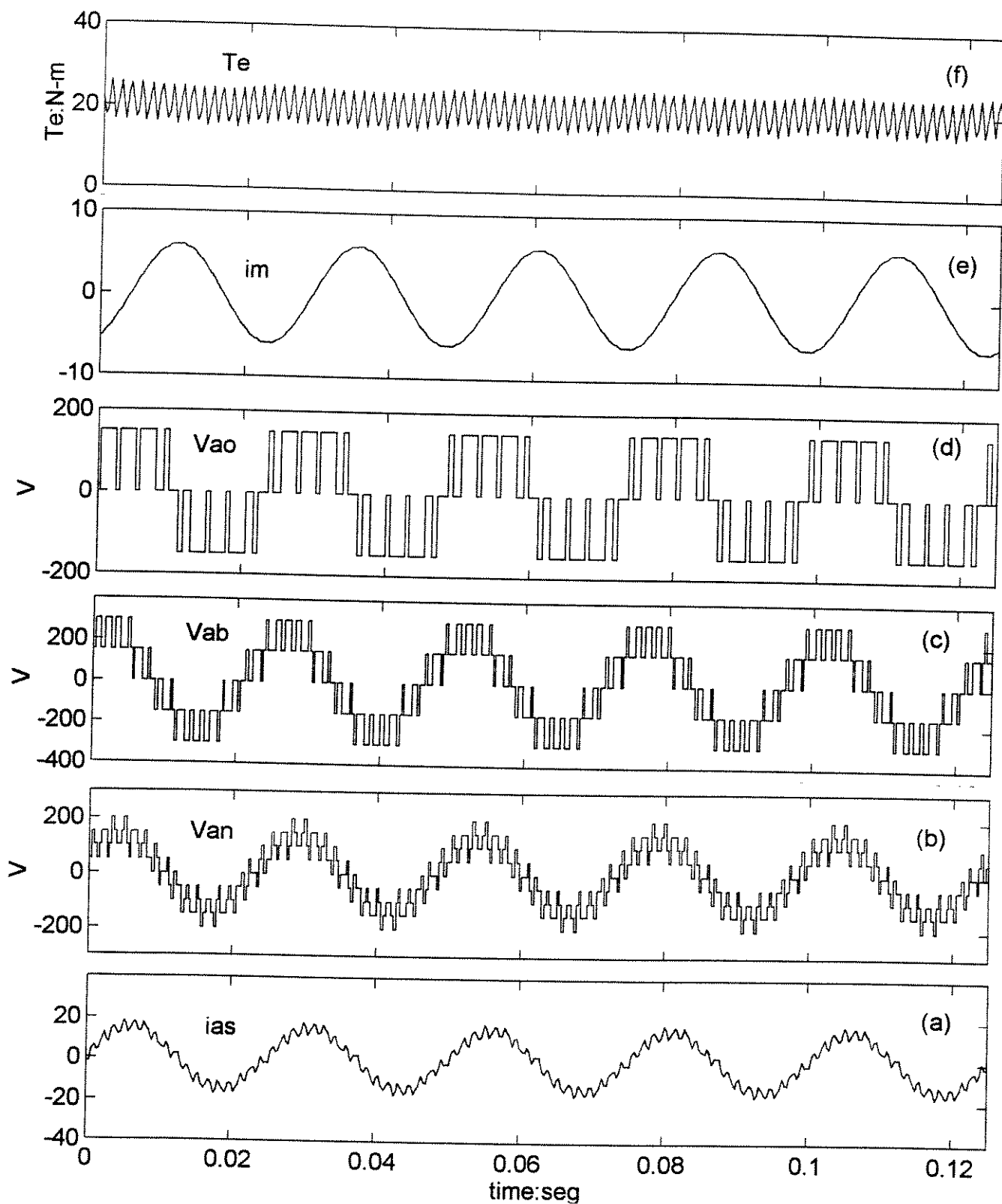


Figura 4.58 TL-SVPWM, $f_l = 40$ Hz, 5 pulsos por semiciclo a) Corrente absorvida pelo motor i_{as} b) Tensão de fase da carga V_{an} c) Tensão de linha V_{ab} d) Tensão de fase do inversor V_{ao} e) Corrente de magnetização i_m f) Conjugado eletromagnético T_e

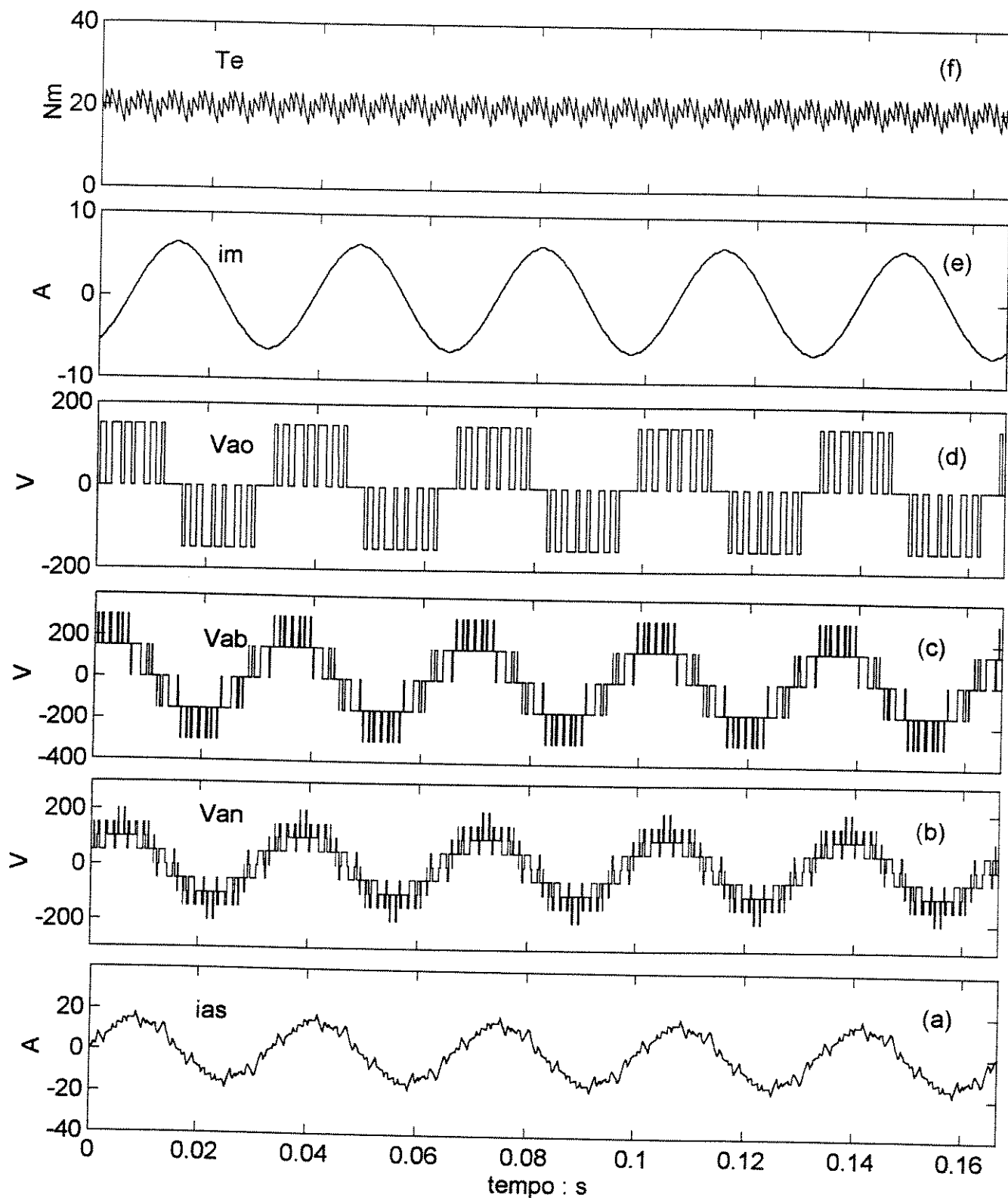


Figura 4.59 TL-SVPWM, $f_1 = 30$ Hz, 7 pulsos por semiciclo a) Corrente absorvida pelo motor i_{as} b) Tensão de fase da carga V_{an} c) Tensão de linha V_{ab} d) Tensão de fase do inversor V_{ao} e) Corrente de magnetização i_m f) Conjugado eletromagnético T_e

Capítulo 5

Procedimentos para o projeto do inversor a três níveis

5.1 - Introdução

Para o projeto de um inversor é necessário conhecer os valores limites da corrente elétrica nos componentes, expressos por valor eficaz (rms), valor médio (avg) e valor de pico, assim como também da faixa de tensão que estarão submetidos de forma que sejam escolhidos com margem de segurança adequada [36]. Para determinar os valores limites, simula-se o sistema de acionamento (inversor- motor) usando o modelo de motor de indução apresentado no capítulo 2 e o modelo do inversor trifásico de tensão, usando funções de chaveamento, onde o método de modulação por largura de pulso (PWM) por eliminação seletiva de harmônicos, tratado no capítulo 4, é usado.

O inversor pode ser visto dos seus terminais de saída como uma fonte de tensão de múltiplas frequências que é modelado pela função de transferência descrita analiticamente usando a série de Fourier da função de chaveamento da fase “fswa”

Multiplicando a função “fswa” pela tensão contínua de entrada do inversor obtém-se a expressão analítica da tensão de fase. Se a carga for modelada adequadamente a corrente fornecida pelo inversor será obtida da divisão da tensão de fase pela impedância da carga. A partir deste resultado e das funções de chaveamento das chaves e diodos as correntes pelos componentes podem ser determinadas.

5.2 - Modelo do Inversor de tensão e funções de chaveamento

O modelo do inversor é obtido considerando-o como uma caixa preta (figura 5.1) onde a relação entre a tensão de saída e a tensão de entrada (função de transferência) é descrita pela série de Fourier das funções de chaveamento das fases (fswa, fswb e fswc) [34]. Foi feita a hipótese da

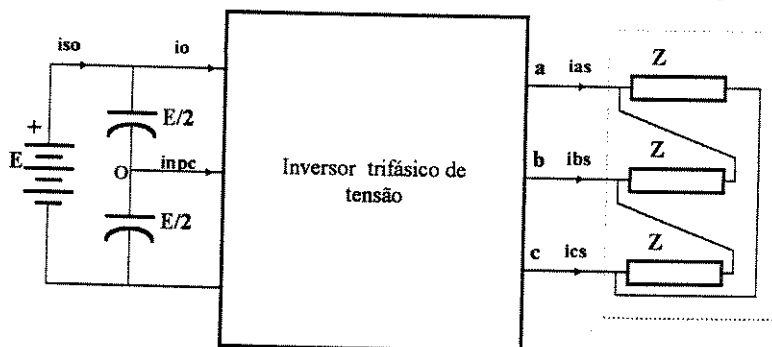


Figura 5.1 - Inversor de Tensão

carga estar ligada em triângulo.

As funções de chaveamento são estabelecidas para cada fase como se mostra na figura 5.2 que correspondem à fase "a". Neste caso f_{sw11} , f_{sw12} , f_{sw13} e f_{sw14} são funções de chaveamento das chaves s_{11} , s_{12} , s_{13} e s_{14} respectivamente que são iguais aos sinais de gatilhamento (f_{sw11} , f_{sw12} , f_{sw13} , f_{sw14}) mostrados no capítulo 4 (figura 4.5). A função de chaveamento f_{swa} da fase na figura 5.2 (a) é obtida pela diferença entre as funções f_{sw11} e f_{sw14} e no caso dos diodos de grampeamento dc_{11} e dc_{12} a função de chaveamento f_{swdca} (figura 5.2 f) é obtida do produto das funções f_{sw12} e f_{sw13} porque a corrente por eles só existirá quando as chaves s_{12} e s_{13} estão acionadas para colocar o nível zero de tensão na fase. Para as outras fases as funções se repetem com defasagem de 120 graus.

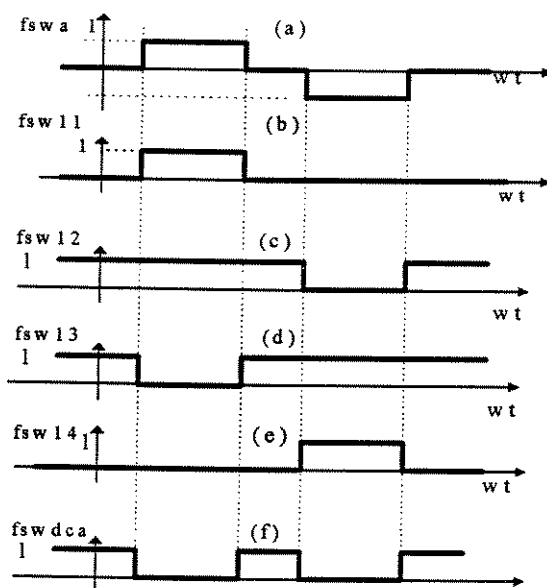


Figura 5.2 - Funções de chaveamento

Usando a série de Fourier estas funções podem ser escritas como :

$$f_{swa}(wt) = \sum_n A_n \cdot \text{sen } n(wt) \quad (5.1)$$

$$f_{swb}(wt) = f_{swa}(wt - 120) \quad (5.2)$$

$$f_{swc}(wt) = f_{swa}(wt + 120) \quad (5.3)$$

onde n é número ímpar

$$f_{sw11}(wt) = B_o + \sum_{n=1,3,\dots}^{\infty} B_n \cdot \cos(nwt) \quad (5.4)$$

$$f_{sw21}(wt) = f_{sw11}(wt - 120) \quad (5.5)$$

$$f_{sw31}(wt) = f_{sw11}(wt + 120) \quad (5.6)$$

$$f_{swda}(wt) = f_{sw12}(wt) \cdot f_{sw13}(wt) \quad (5.7)$$

Multiplicando a função de chaveamento “fswa” pela tensão de entrada (E) do inversor tem-se a tensão de saída da fase “a” do inversor relação 5.8

$$V_{ao}(wt) = \frac{1}{2} \cdot E \cdot f_{swa}(wt) \quad (5.8)$$

$$V_{ao}(wt) = \frac{1}{2} \cdot E \cdot \sum_n A_n \cdot \text{Sen } n(wt) \quad (5.9)$$

para as outras fases “b” e “c” tem-se :

$$V_{bo}(wt) = V_{ao}(wt - 120) \quad (5.10)$$

$$V_{co}(wt) = V_{ao}(wt + 120) \quad (5.11)$$

da relação 5.9 a tensão de linha é obtida :

$$V_{ab}(wt) = \sqrt{3} \cdot \frac{E}{2} \cdot \sum_{n=1,5,7..}^{\infty} A_m \cdot \text{sen } n(wt + 30) \quad (5.12)$$

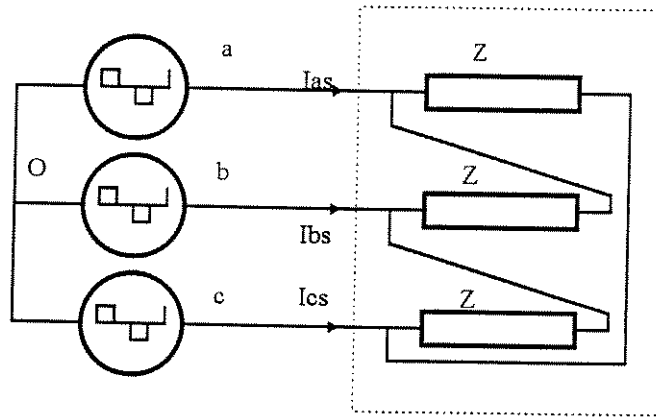


Figura 5.3 - Circuito simplificado de inversor e carga

$$I_{as}(wt) = \sqrt{3} \cdot \frac{V_{ab}(wt)}{Z(w)} \quad (5.13)$$

$$I_{as}(wt) = \frac{3}{2} \cdot E \cdot \sum_{n=1,5,7,\dots}^{\infty} \frac{A_n}{Z(mw)} \cdot \sin n \cdot (wt + 30 - \phi) \quad (5.14)$$

onde : ϕ é o ângulo da impedância

$$I_{bs}(wt) = I_{as}(wt - 120) \quad (5.15)$$

$$I_{cs}(wt) = I_{as}(wt + 120) \quad (5.16)$$

No procedimento anterior deve-se considerar um número adequado de termos da série de Fourier para reproduzir a forma da tensão pulsada de saída do inversor. Trata-se de um processo muito trabalhoso e com custo computacional exagerado que um software como o Pspice pode torná-lo mais eficiente.

5.3 Implementação usando Pspice

Na figura 5.4(a) mostra-se um esquema do inversor usando as funções de chaveamento no ambiente do PSPICE onde as fontes Vao , Vbo e Vco são fontes de tensão cada uma controlada pelo produto da função de chaveamento da fase correspondente pela tensão contínua de entrada (equação 5.8). Quando estas tensões são aplicadas na carga geram-se as correntes de linha que são refletidas para a entrada do modelo através das fontes de corrente controladas csa , csb e csc [27][36] como se mostra na figura 5.4

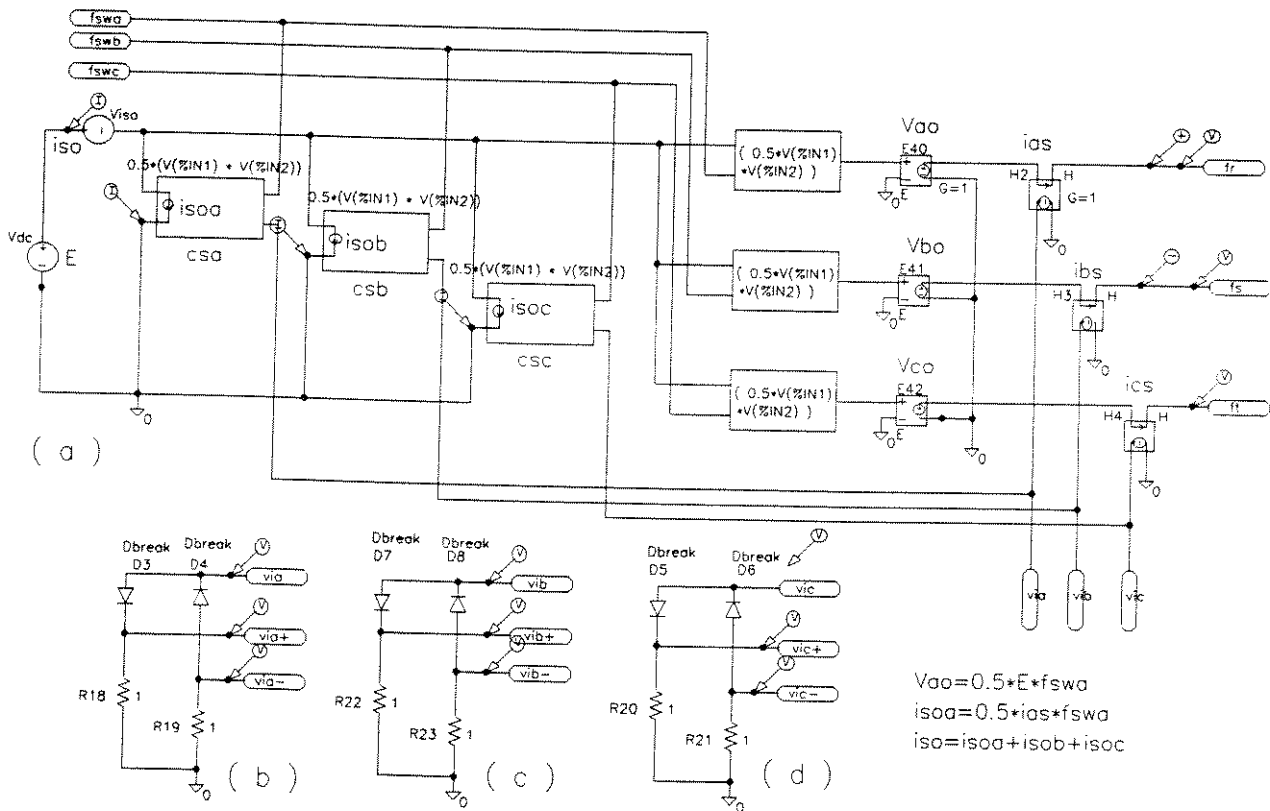


Figura 5.4 - (a) Circuito do inversor de tensão (b) (c) (d) circuitos de retificação das correntes de linha

Na figura 5.4 mostra-se o princípio para a obtenção das funções de chaveamento no Pspice quando a técnica de eliminação seletiva de harmônicos é usada. Os sinais utilizados são os senos dos ângulos α_1 , α_2 e α_3 , ($m = 3$) obtidos pelo método de eliminação (capítulo 4) e um sinal senoidal de amplitude unitária e frequência igual a frequência da componente fundamental f_1 da tensão de saída desejada. A senoide é comparada com os valores $\text{sen}(\alpha_1)$, $\text{sen}(\alpha_2)$ e $\text{sen}(\alpha_3)$ de cada ângulo através de comparadores obtendo-se em cada caso um pulso de amplitude unitária (s_1 , s_2 e s_3). Estes pulsos assim gerados, são somados ou subtraídos convenientemente para obter a função de chaveamento f_{sw11} como aparece na figura 5.5. A função de chaveamento f_{sw14} é obtida pelo mesmo procedimento de comparação desta vez com a parte negativa da senoide e os valores negativos $-\text{sen}(\alpha_1)$, $-\text{sen}(\alpha_2)$ e $-\text{sen}(\alpha_3)$.

Finalmente quando estas duas funções são subtraídas obtém-se a função de chaveamento da fase “a” f_{swa} eq. 5.17. Para gerar as outras funções de chaveamento das fases “b” (f_{sw21} , f_{sw24} e f_{swb}) e da fase “c” (f_{sw31} , f_{sw34} e f_{swc}) são usadas as senoides dos ângulos anteriores e fontes senoidais de amplitude unitária e defasagem de 120 graus entre elas. Na figura 5.6 mostra-se estes circuitos de geração de pulsos de cada fase.

Multiplicadas as funções de chaveamento das fases pela tensão continua de entrada do inversor eq (5.8) gera-se as tensões de fase V_{ao} , V_{bo} , V_{co} de saída do inversor, que aplicadas nos terminais do modelo do motor de indução produzirão as correntes de linha (i_{as} , i_{bs} , i_{cs}).

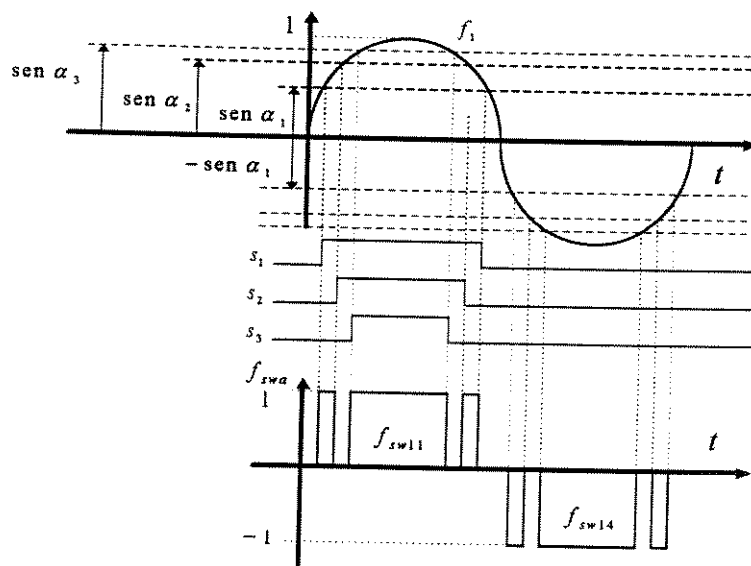


Figura 5.5 - Princípio de geração das funções f_{sw11} , f_{sw12} , f_{swa} (fase a)

Cada corrente é transformada em sinal de tensão pelos blocos H2, H3 e H4 e separada na sua parte positiva e negativa (fase “a” : V_{ias} , V_{ias+} , V_{ias-}) pelos circuitos (b) (c) e (d) mostrados na figura 5.4

$$f_{swa} = f_{sw11} - f_{sw14} \quad (5.17)$$

$$f_{sw12} = 1 - f_{sw14} \quad (5.18)$$

$$f_{sw13} = 1 - f_{sw11} \quad (5.19)$$

$$f_{swdca} = f_{sw12} \cdot f_{sw13} \quad (5.20)$$

As funções de chaveamento complementares são obtidas pelas relações 5.18 até 5.20 e implementadas no PSPICE pelos circuitos mostrados na figura 5.7 (a)

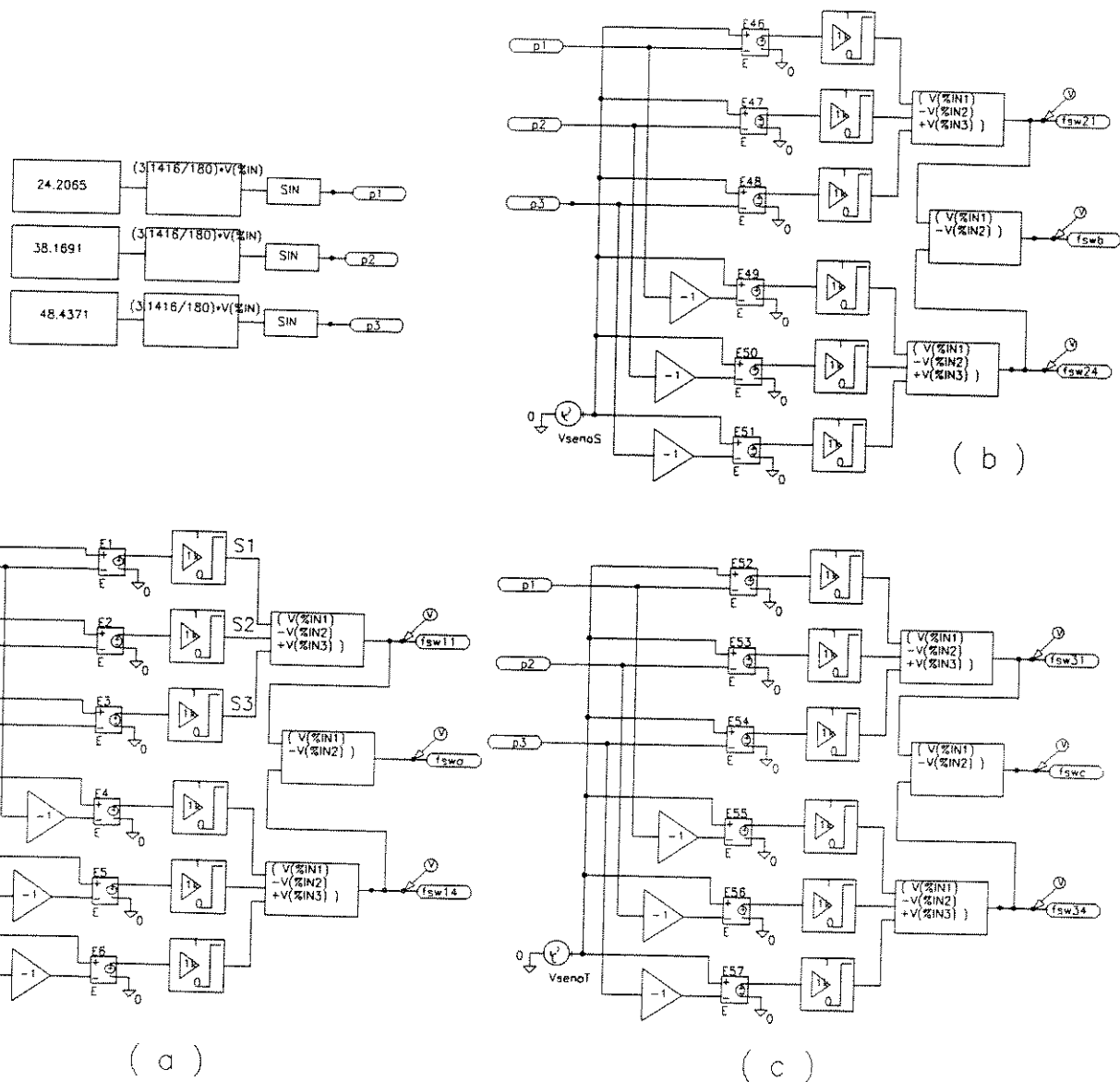


Figura 5.6 - (a) Circuito de geração das funções de chaveamento da fase "a": fsw11, fsw14 e fswa (b) Circuito de geração das funções de chaveamento da fase "b" (c) Circuito de geração das funções de chaveamento de fase "c"

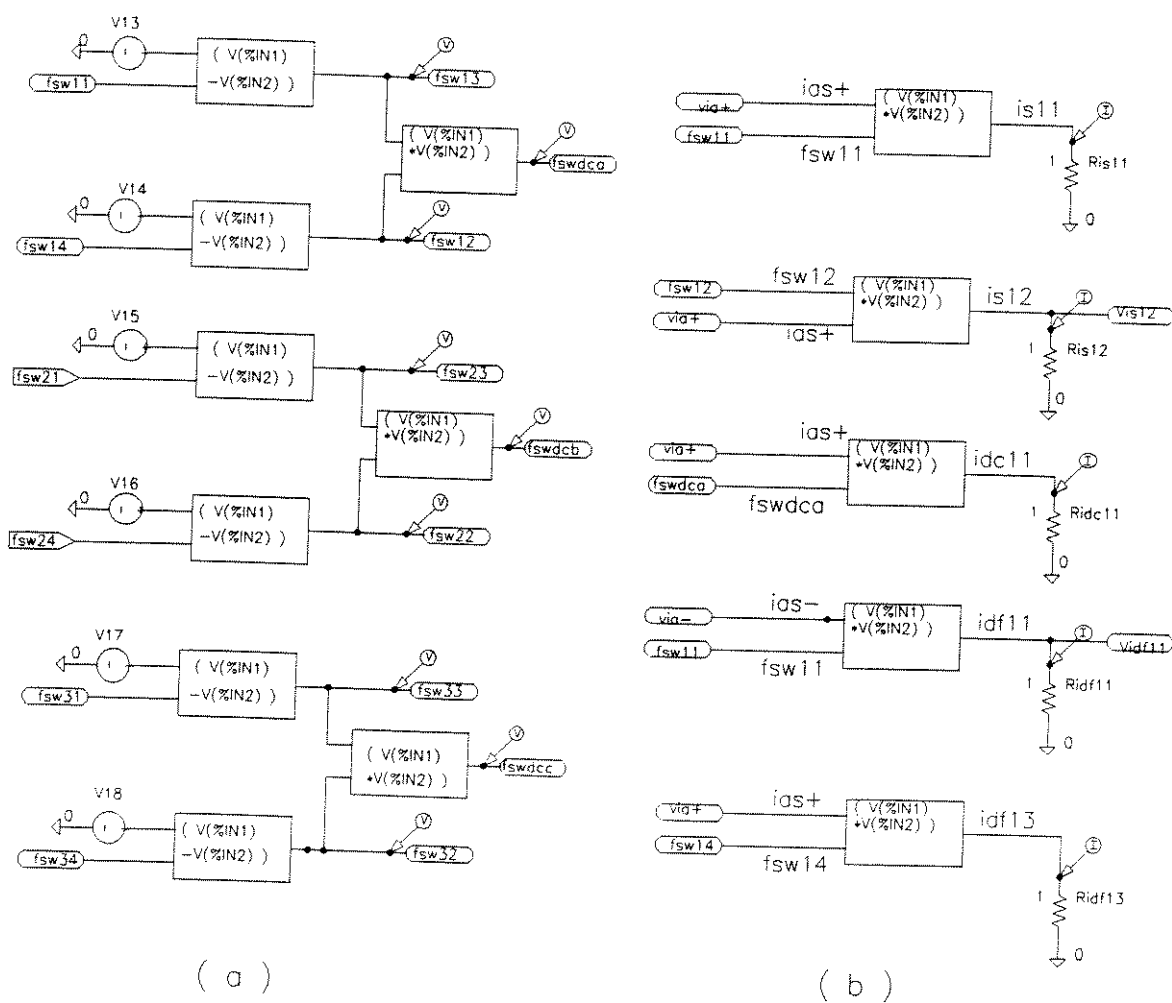


Figura 5.7 - (a) Blocos para obtenção das funções de chaveamento complementares (b) Blocos para obtenção das correntes pelos componentes : chaves s11 e s12 ; diodos dc11 , df11 e df13

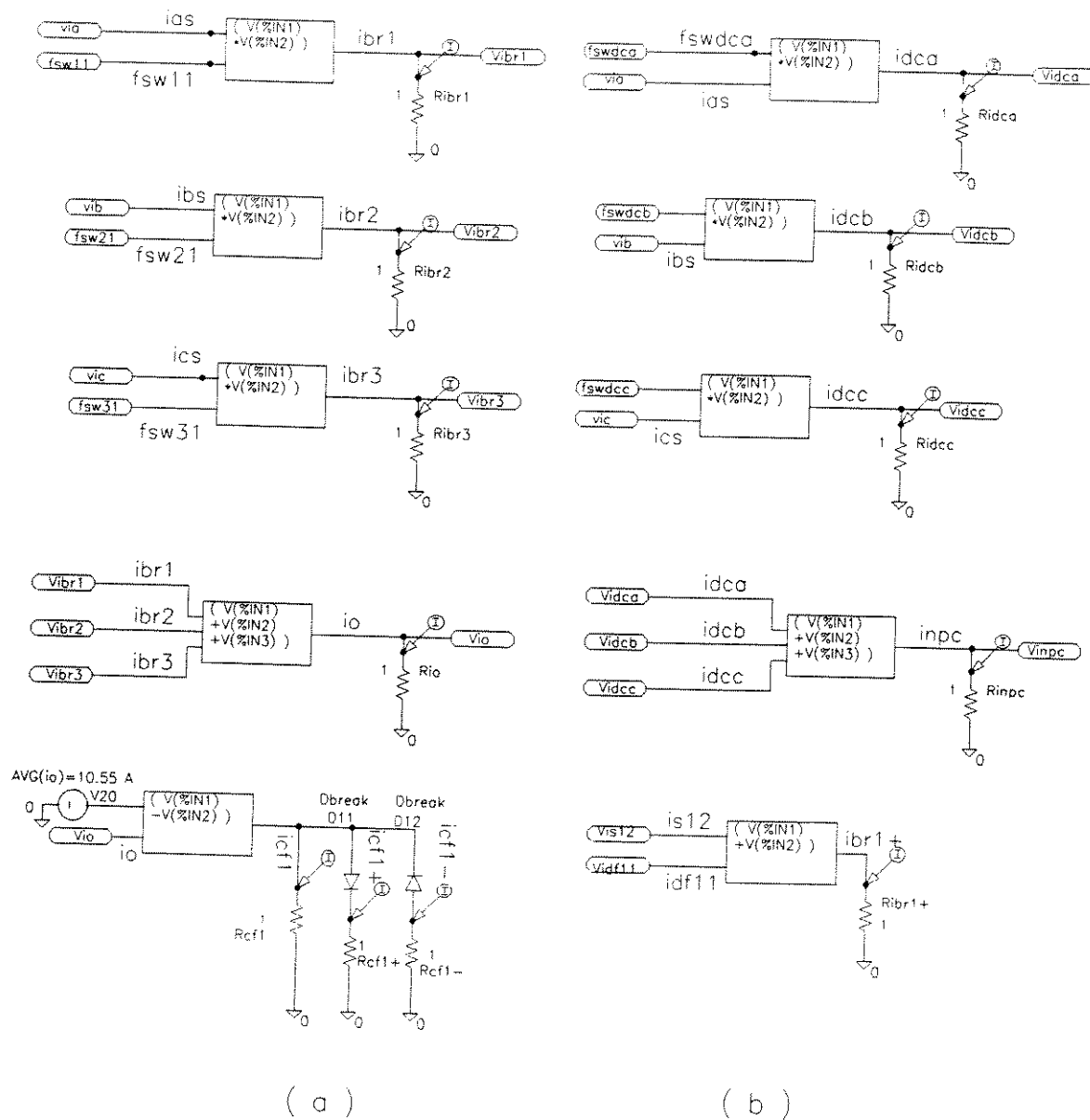


Figura 5.8 - (a) Blocos para obtenção das correntes $ibr1$, $ibr2$ e $ibr3$, da corrente de entrada do inversor io e corrente no capacitor $icf1$ (b) Blocos para obtenção das correntes nos diodos de grampeamento das fases $idca$, $idcb$ e $idcc$, corrente de neutro $inpc$ e corrente $ibr1+$ da fase "a" do lado da carga

A figura 5.9 mostra-se as funções de chaveamento da fase “a” obtidas na simulação pelos blocos das figuras 5.6 (a) e 5.7 (a) para o caso de eliminação seletiva de harmônicos com $m = 3$ (três pulsos por semi-ciclo) e frequência de 50 Hz .

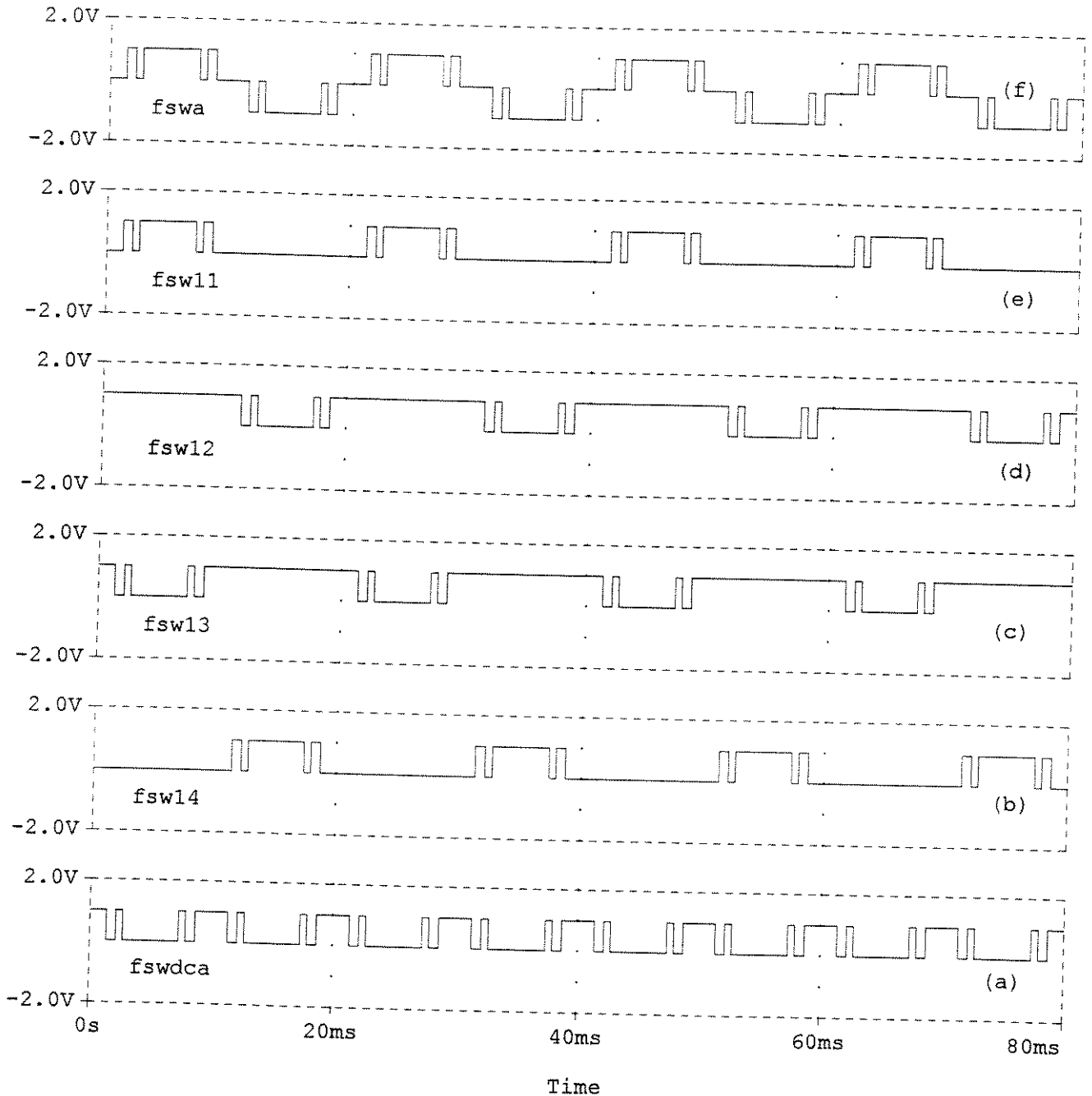


Figura 5.9 - Funções de chaveamento (fase “a”) (a) dos diodos de grampeamento $dc11$ e $dc12$ (b) da chave $s14$ (c) da chave $s13$ (d) da chave $s12$ (e) da chave $s11$ (f) da fase “a”

As tensões de fase "a", "b" e "c" são obtidas pelas relações (5.21)

$$\begin{aligned} V_{ao}(t) &= \frac{1}{2} \cdot E \cdot f_{swa}(t) \\ V_{bo}(t) &= \frac{1}{2} \cdot E \cdot f_{swb}(t) \\ V_{co}(t) &= \frac{1}{2} \cdot E \cdot f_{swc}(t) \end{aligned} \quad (5.21)$$

Na figura (5.10) são mostradas estas tensões assim como a corrente "ias" da fase "a"

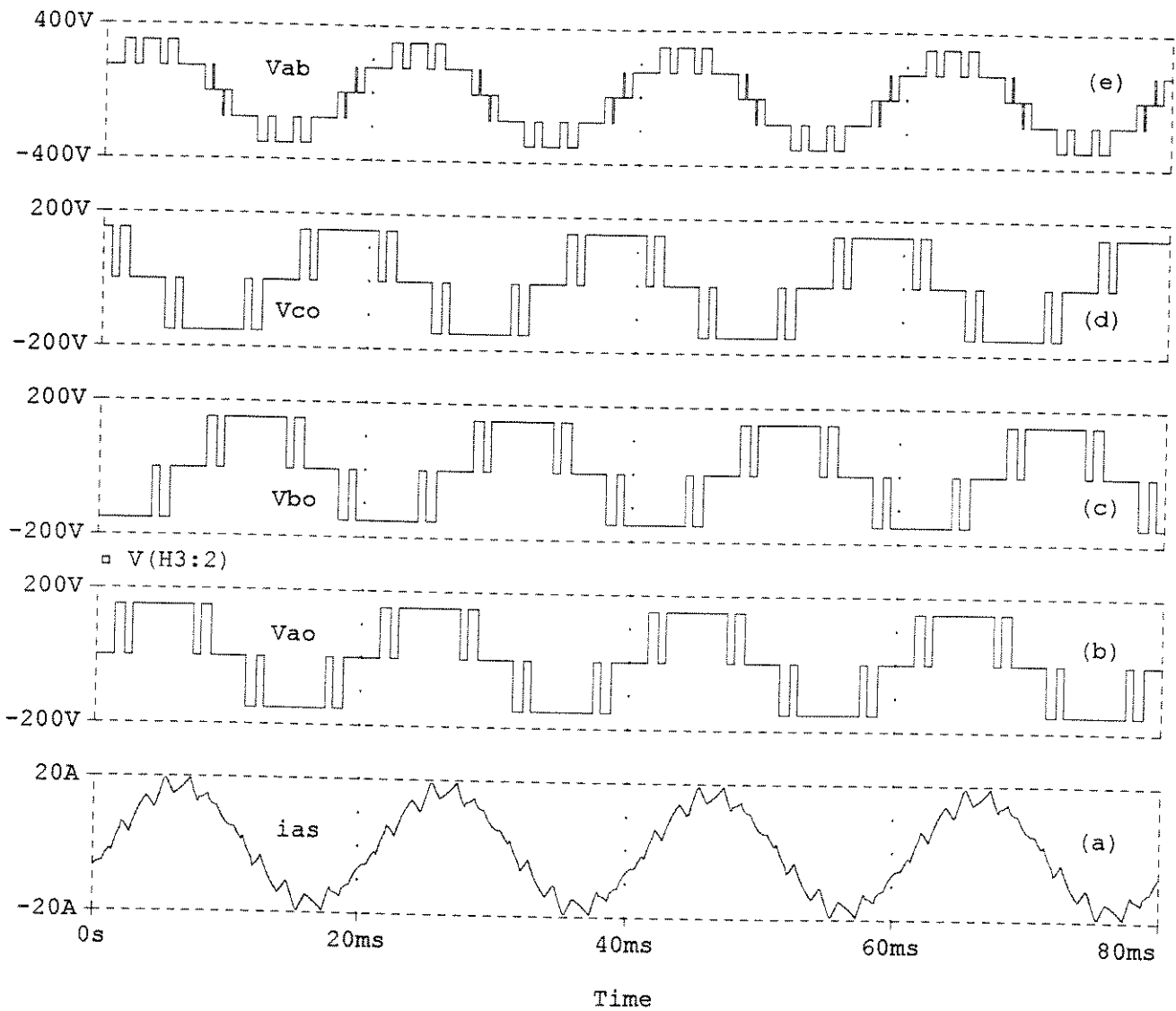


Figura 5.10 (a) Corrente i_{as} da fase "a", (b) (c) (d) tensões das fases V_{ao} , V_{bo} e V_{co} respectivamente (e) tensão de linha V_{ab}

A corrente i_{as} conduzida pela chave ideal S_{11} (i_{S11}) é obtida multiplicando a corrente (i_{as}) pela função de chaveamento f_{sw11} , (figuras 5.7 b) e 5.12 (a) (b) e (c). Esta corrente é a mesma que a corrente i_{br1} que entra na fase "a" (figura 5.11) podendo-se escrever :

$$i_{br1} = i_{as} \cdot f_{sw11} \quad (5.22)$$

A corrente (i_{br1}) tem duas componentes : a) A corrente (i_{s11}) que atravessa a chave unidirecional controlada (s_{11}) e b) A corrente (i_{df11}) que passa pelo diodo de roda livre df_{11} ligado em antiparalelo com s_{11} . equação 5.23

$$i_{br1} = i_{s11} - i_{df11} \quad (5.23)$$

A corrente pela chave s_{11} é obtida pela relação :

$$i_{s11} = i_{as+} \cdot f_{sw11} \quad (5.24)$$

A corrente pelo diodo df_{11} existirá só se, durante aplicação do sinal que aciona s_{11} (f_{sw11}) a corrente i_{as} for negativa (na direção contrária à condução da chave), o que indica que a corrente está passando pelo diodo df_{11} . Esta corrente é obtida pela equação 5.25 e os resultados são mostrados na figura 5.12 .

$$i_{df11} = i_{as-} \cdot f_{sw11} \quad (5.25)$$

Se a definição de valor médio for aplicada à corrente " i_{br1} " [31] eq. 5.23 tem-se :

$$I_{br1,avg} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T (i_{s11} - i_{df11}) \cdot dt \quad (5.26)$$

$$I_{br1,avg} = I_{s11,avg} - I_{df11,avg} \quad (5.27)$$

e com valor eficaz calculado pela equação :

$$I_{br1,rms}^2 = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T (i_{s11} - i_{df11})^2 \cdot dt \quad (5.28)$$

desenvolvendo 5.28 tem-se :

$$I_{br1,rms}^2 = I_{s11,rms}^2 + I_{df11,rms}^2 + \frac{2}{T} \cdot \int_0^T (i_{s11} \cdot i_{df11}) \cdot dt \quad (5.29)$$

Observa-se que quando a chave s_{11} está conduzindo a corrente o diodo associado df_{11} não conduz e , quando o diodo está conduzindo , a chave não conduz .

Portanto a expressão (5.29) fica :

$$I_{br1,rms}^2 = I_{s11,rms}^2 + I_{df11,rms}^2 \quad (5.30)$$

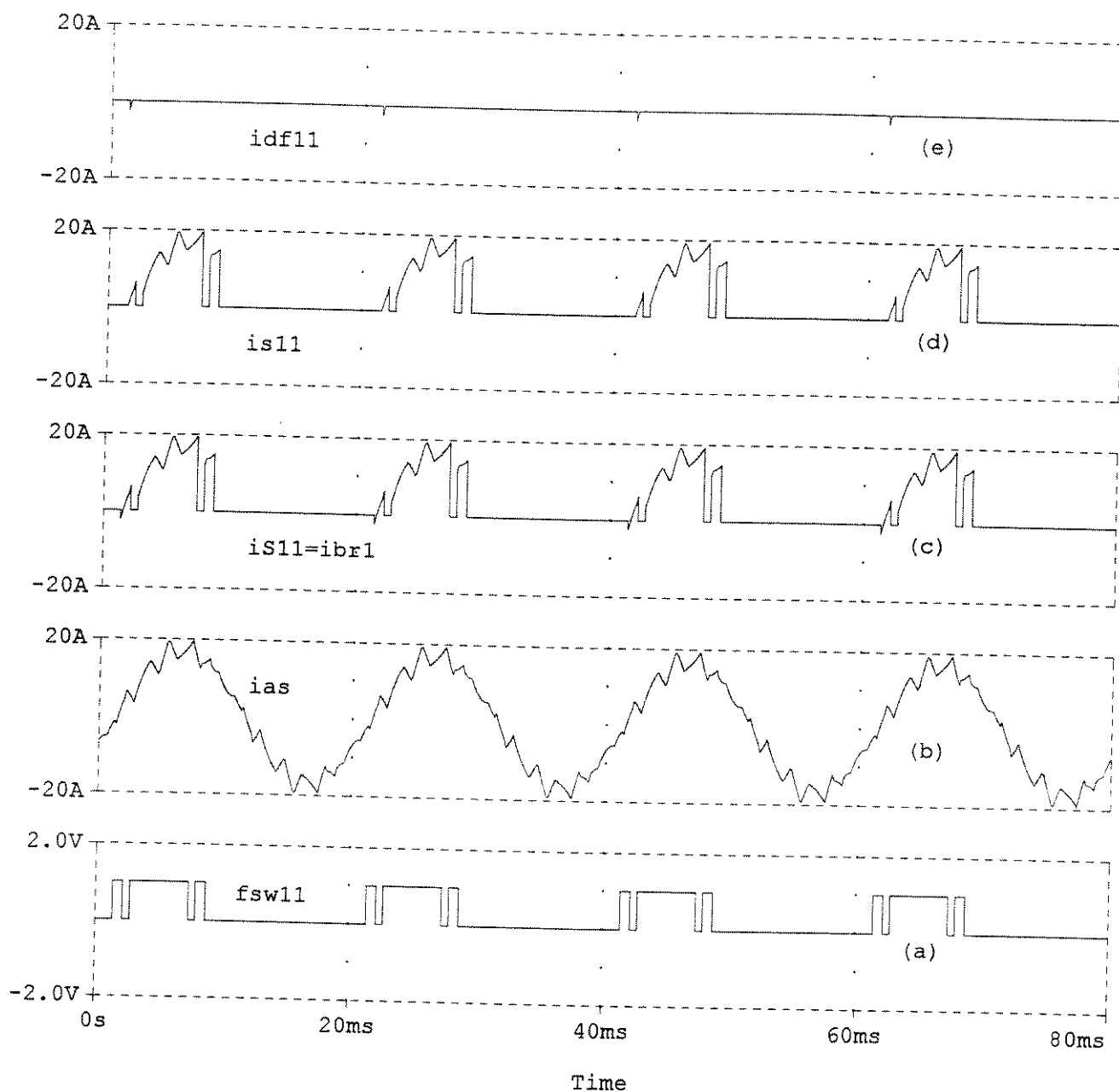


Figura 5.12 - (a) função de chaveamento da chave s_{11} (b) corrente i_{as} da fase "a" (c) Corrente pela chave ideal S_{11} (d) Corrente pela chave s_{11} (e) corrente pelo diodo de roda livre df_{11}

5.4.2 Corrente elétrica de entrada do inversor (i_o)

Somando-se a corrente de entrada i_{br1} da fase "a" e das fases "b" e "c" obtidas pelas relações:

$$i_{br2} = i_{bs} \cdot f_{sw12} \quad (5.31)$$

$$i_{br3} = i_{cs} \cdot f_{sw13} \quad (5.32)$$

obtem-se a corrente de entrada do inversor (i_o) como se mostra na figura 5.13

$$i_o = i_{br1} + i_{br2} + i_{br3} \quad (5.33)$$

O valor médio de (i_o) é a soma dos valores médios das componentes i_{br1} , i_{br2} e i_{br3} que são iguais e portanto:

$$I_{o,avg} = 3 \cdot I_{br1,avg} \quad (5.34)$$

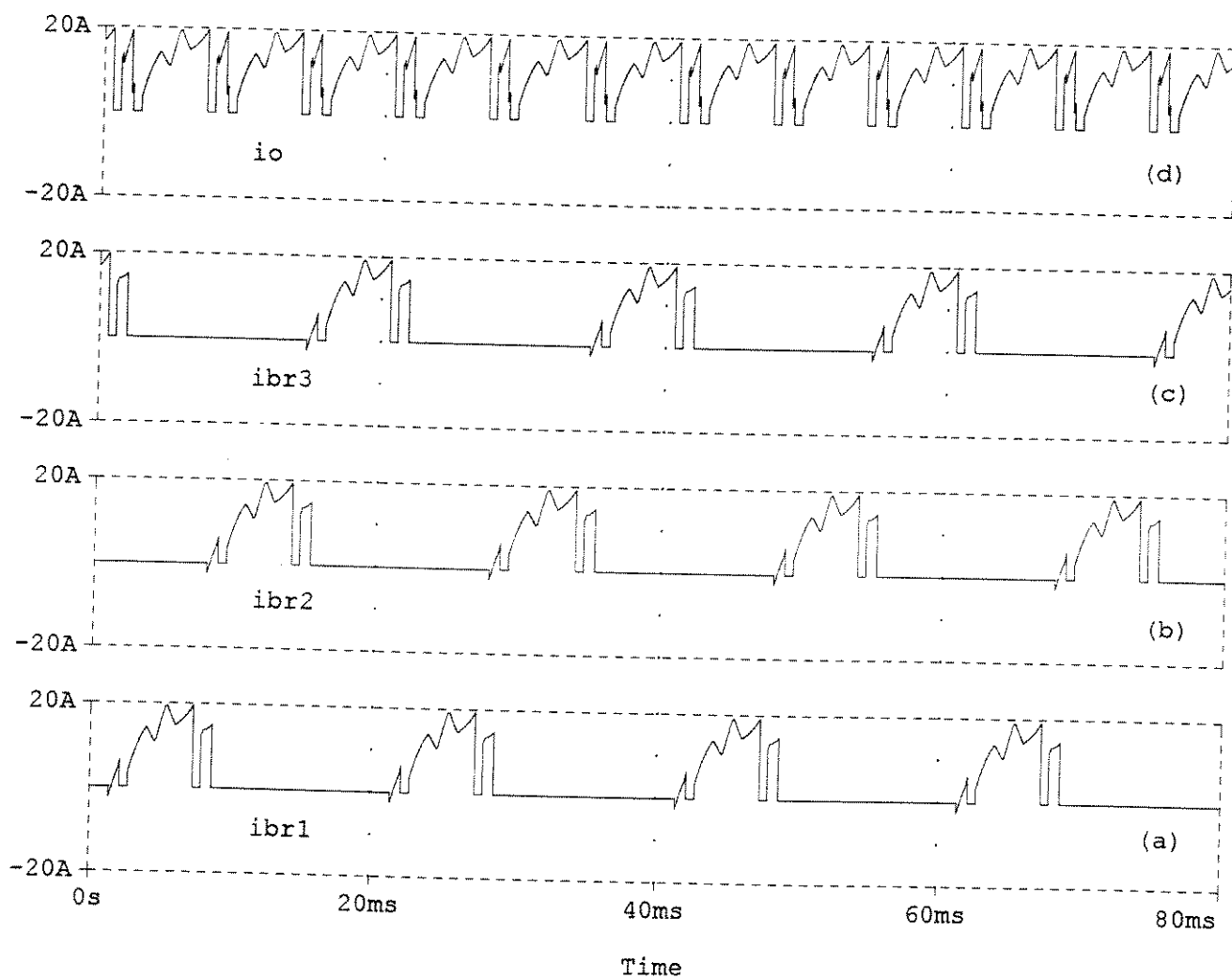


Figura 5.13 - (a) (b) (c) correntes i_{br1} , i_{br2} , i_{br3} absorvidas pelas fase a, b e c respectivamente (d) corrente de entrada do inversor i_o

5.4.3 Correntes elétricas nos diodos de grampeamento (i_{dc11} , i_{dc12})

A corrente pelos diodos de grampeamento da fase a “ i_{dca} ” é composta pelas correntes dos diodos $dc11$ e $dc12$ (figura 5.11)

$$i_{dca} = i_{dc11} + i_{dc12} \quad (5.35)$$

A corrente “ i_{dca} ” existe quando as chaves $s13$ e $s14$ estão fechadas o que é expresso pela função de chaveamento f_{swdca} (fig. 5.9a) portanto determina-se a corrente i_{dca}

$$i_{dca} = i_{as} \cdot f_{swdca} \quad (5.36)$$

onde a parte positiva (i_{as+}) é conduzida pelo diodo $dc11$ e a negativa (i_{as-}) pelo diodo $dc12$ figura 5.14

$$i_{dc11} = i_{as+} \cdot f_{swdca} \quad (5.37)$$

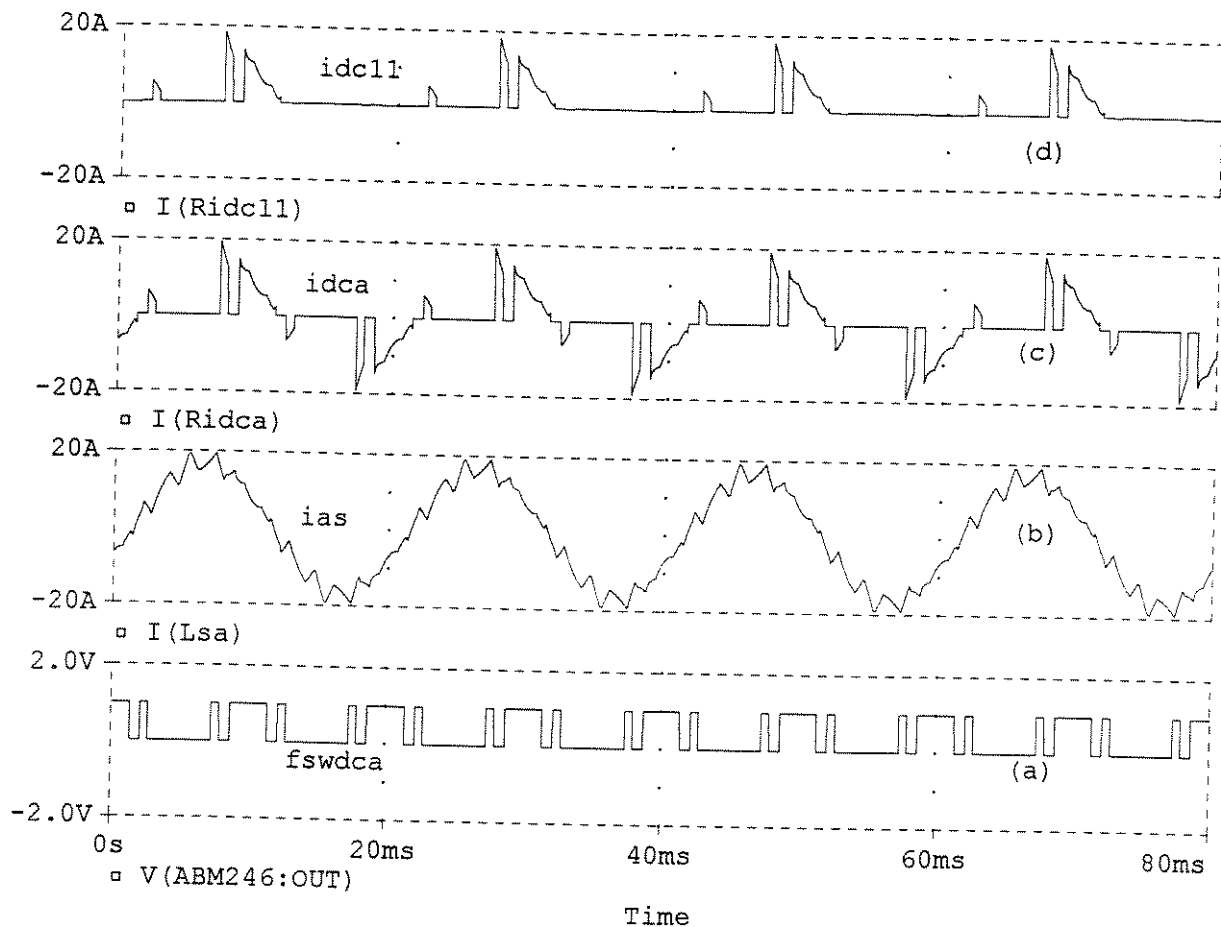


Figura 5.14 (a) Função de chaveamento “ f_{swdca} ” dos diodos de grampeamento da fase “a” (b) corrente i_{as} da fase “a” (c) corrente “ i_{dca} ” pelos diodos $dc11$ e $dc12$ (d) corrente “ i_{dc11} ” pelo diodo $dc11$

Similarmente as correntes dos diodos de grameamento das fases "b" e "c" são obtidas por

$$i_{dcb} = i_{bs} \cdot f_{swdcb} \quad (5.38)$$

$$i_{dcc} = i_{cs} \cdot f_{swdcc} \quad (5.39)$$

A corrente "Inpc" no ponto "o" de união dos capacitores do estágio de entrada é

$$i_{npc} = i_{dca} + i_{dcb} + i_{dcc} \quad (5.40)$$

A corrente Inpc apresenta uma frequência de três vezes a frequência da componente fundamental da tensão de saída como se vê na figura 5.15

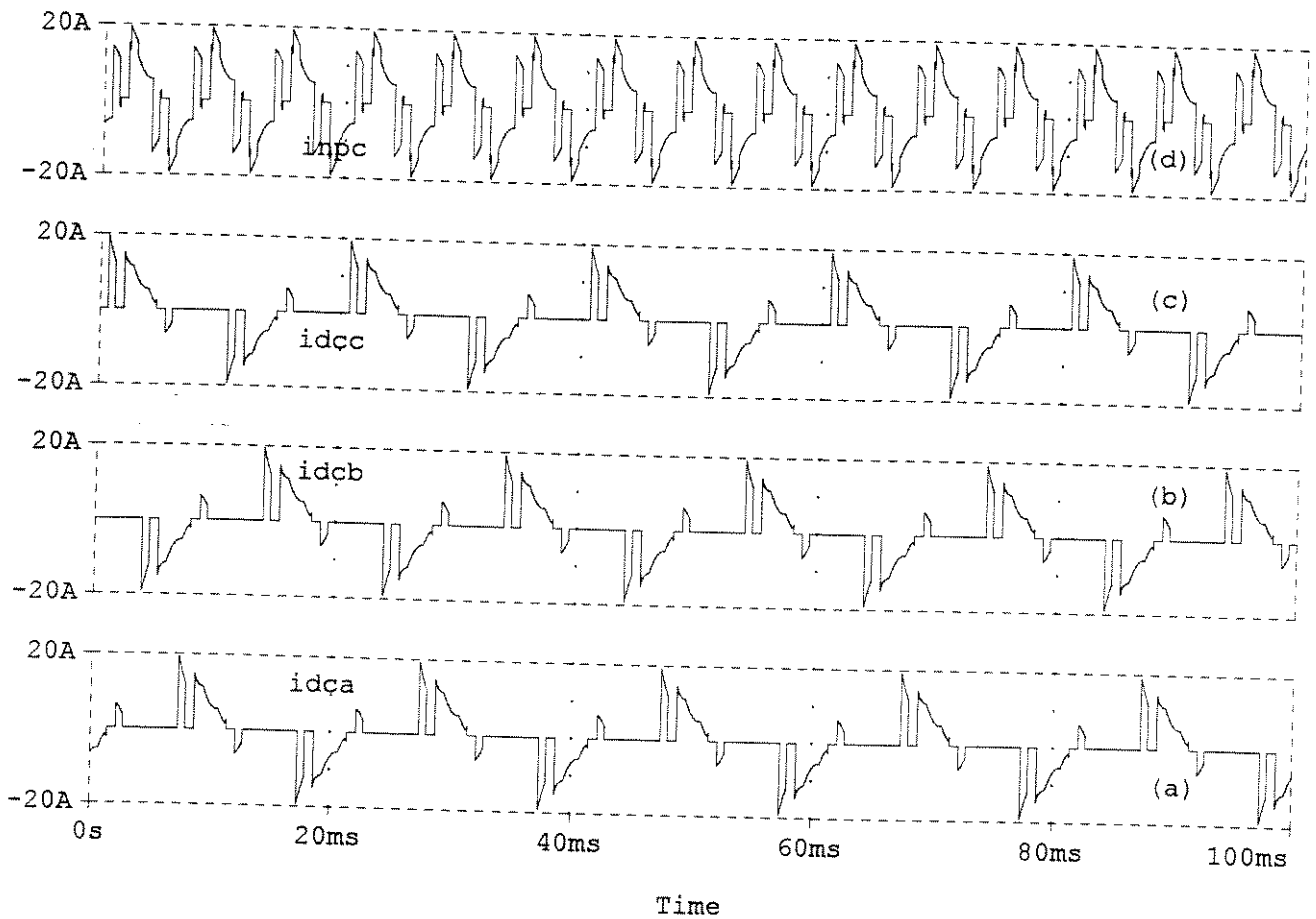


Figura 5.15 - (a) (b) (c) correntes pelos diodos $dc11$, $dc12$; $dc21$, $dc22$ e $dc31$, $dc32$ das fase "a", "b" e "c" respectivamente (d) corrente total i_{npc}

5.4.4 Corrente elétrica na chave auxiliar s12

A chave s12 é acionada em duas situações : a) Quando se aplica o nível zero de tensão na carga e a corrente "ias" esta saindo na direção da carga o diodo dc11 e a chave s12 conduzem juntas a corrente b) Quando se aplica tensão positiva na carga ligando as chaves s11 e s12 e conduzindo corrente "ias" na direção da carga . Destas duas situações pode-se considerar que a corrente pela chave s12 é obtida multiplicando-se a corrente i_{as+} pela função de chaveamento da chave s12 (relação 5.41 , figura 5.16)

$$i_{s12} = i_{as+} \cdot f_{sw12} \quad (5.41)$$

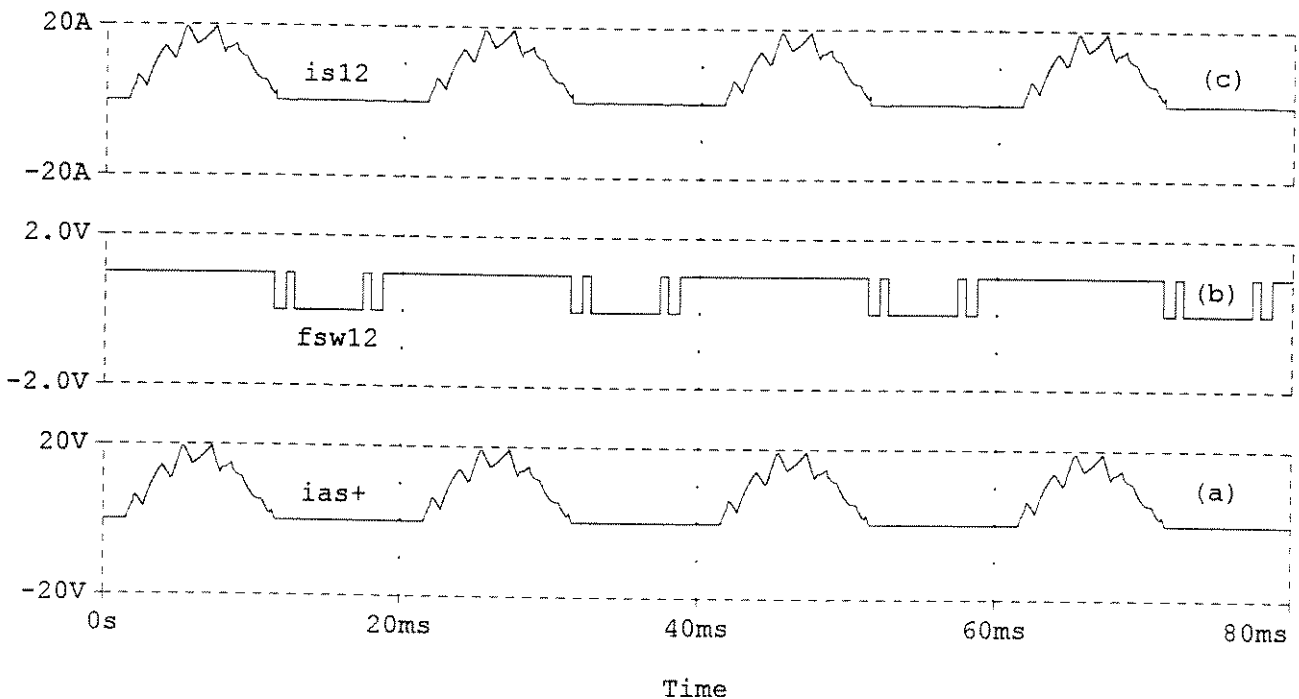


Figura 5.16 - (a) " i_{as+} " Parte positiva da corrente "ias" (b) função de chaveamento da chave s12 (c) corrente pela chave s12

A corrente i_{br1+} do lado da carga (figura 5.11) cujas componentes são : a) A corrente que passa pela chave s12 e b) A corrente pelo diodo df12 ligado em antiparalelo com s12 pode ser expressa pela relação :

$$i_{br1+} = i_{s12} - i_{df12} \quad (5.42)$$

e a corrente de linha (*ias*) no ponto " a " (5.11) pode ser expressa pela relação

$$i_{as} = (i_{br1+}) - (i_{br1-}) \quad (5.43)$$

Considerando que as componentes “ibr1+” e “ ibr1-” tem o mesmo valor eficaz e que não circulam ao mesmo tempo , aplicando-se a definição de valor eficaz , tem-se :

$$I_{as,rms}^2 = I_{br1+,rms}^2 + I_{br1-,rms}^2 \quad (5.44)$$

$$I_{br1+,rms} = I_{br1-,rms} = \frac{I_{as,rms}}{\sqrt{2}} \quad (5.45)$$

Portanto pode-se concluir que se o valor eficaz da corrente de linha “ias” for conhecida então a corrente eficaz de cada ramo da fase poderá ser calculada pela relação 5.45

5.4.5 Corrente elétrica da fonte de tensão contínua E (iso)

A corrente iso é fornecida pela fonte de tensão continua " E " obtida igualando-se a potência de entrada DC com a potência de saída trifásica (sem perdas)

$$E \cdot i_{so} = V_{ao} \cdot i_{as} + V_{bo} \cdot i_{bs} + V_{co} \cdot i_{cs} \quad (5.46)$$

Substituindo as relações 5.21 em 5.46 e desenvolvendo tem-se

$$i_{so} = i_{soa} + i_{sob} + i_{soc} \quad (5.47)$$

onde cada componente da eq. 5.47 é expressa pelas relações

$$i_{soa} = \frac{1}{2} \cdot f_{swa} \cdot i_{as} \quad , \quad i_{sob} = \frac{1}{2} \cdot f_{swb} \cdot i_{bs} \quad , \quad i_{soc} = \frac{1}{2} \cdot f_{swc} \cdot i_{cs} \quad (5.48)$$

Na figura 5.17 mostra-se a função de chaveamento , corrente *ias* e componente *isao* da fase “a” mostra-se também as correntes *isob* e *isoc* das outras fase e a corrente “iso” total fornecida pela fonte E .

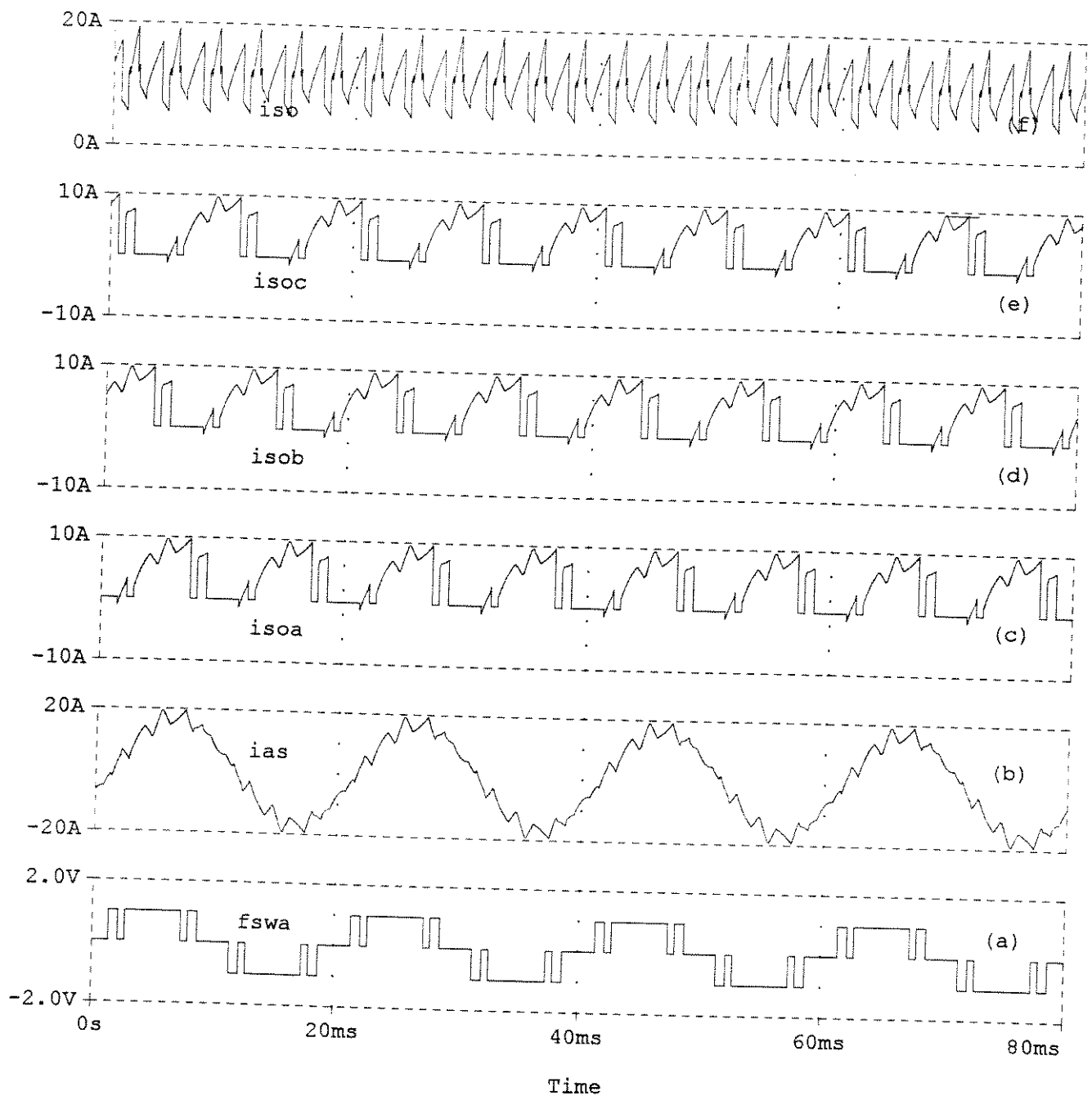


Figura 5.17 - (a) Função de chaveamento da fase "a" fswa (b) Corrente ias da fase "a" (c) Componente isoa (d) Componente isob (e) Componente isoc (f) Corrente total iso entregue pela fonte E

5.4.6 Determinação das correntes elétricas de projeto.

Nas figuras 5.18 mostra-se as correntes da fase "a", corrente pela chave s11, corrente pelo diodo de grameamento dc11 chave s12 e diodo de roda livre df11 para um conjugado de carga $TL = 10$ N.m. Os valores médios, eficazes e de pico dessas correntes para $TL = 20$ N.m, 10 N.m e 5 N.m são obtidos com o próprio Pspice e mostrados nas figuras 5.20, 5.21 e 5.22 para diversos índices de modulação (IM) adotados.

A figura 5.19 mostra as correntes de entrada do estágio CC do inversor e se destina ao projeto do filtro de entrada.

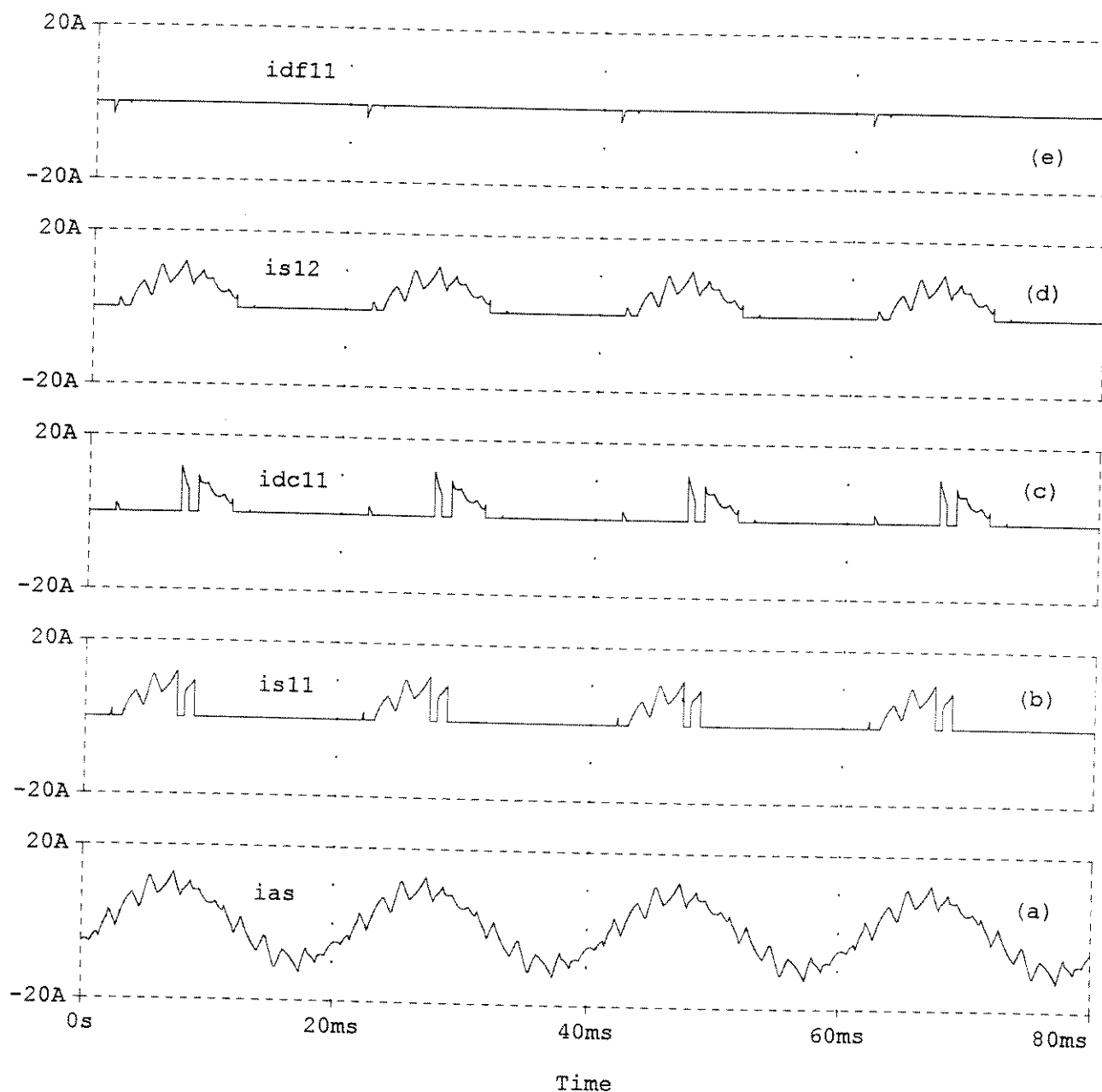


Figura 5.18 -(a) Corrente da fase "ias" (b) Corrente na chave s11 (c) Corrente no diodo de grameamento dc11 (d) Corrente na chave s12 (e) Corrente no diodo de roda livre df11

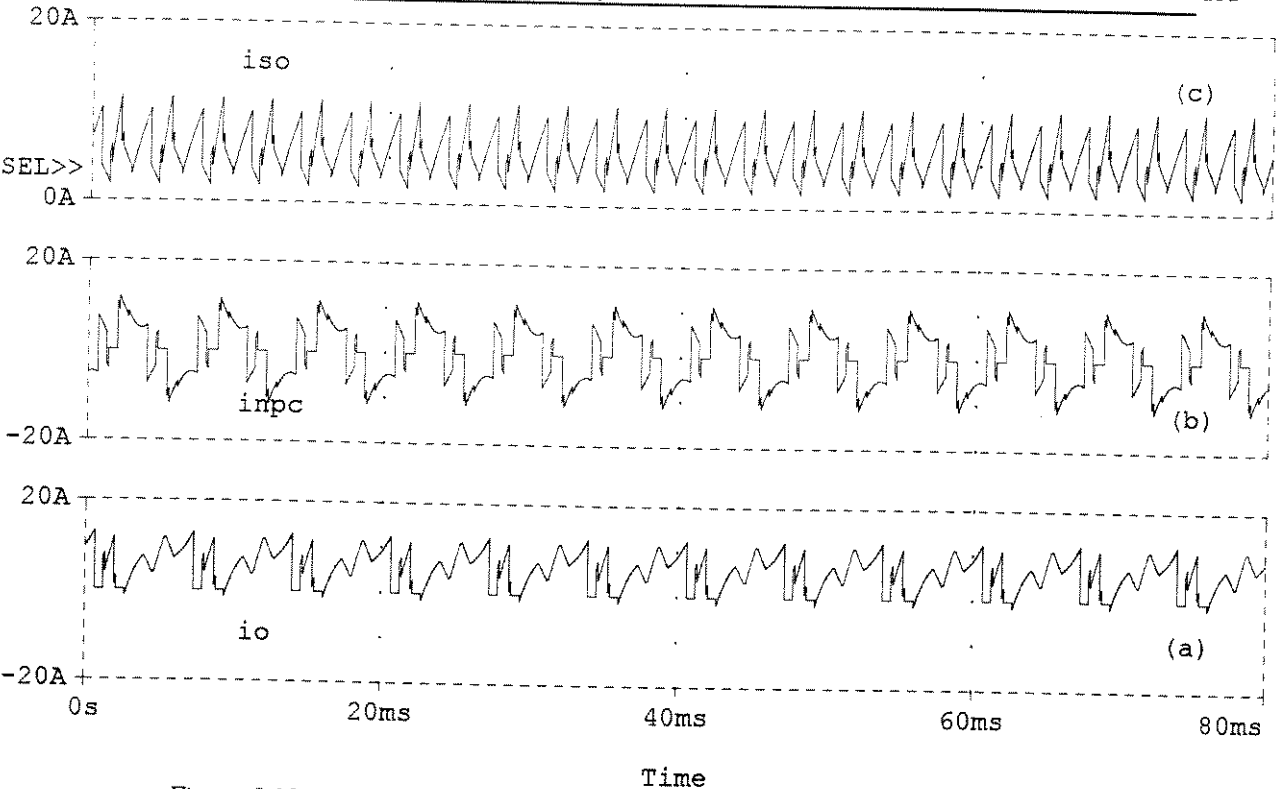


Figura 5.19 - (a) Corrente de entrada do inversor i_o (b) corrente do neutro i_{npc} (c) corrente da fonte de tensão contínua i_{so}

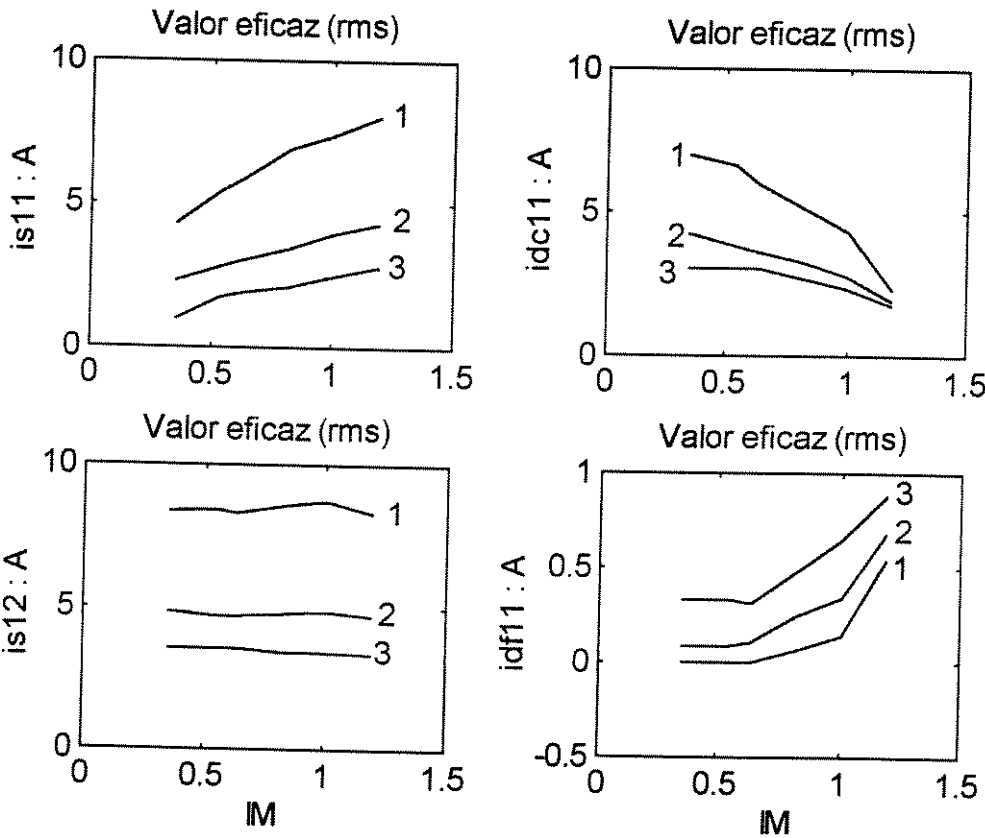


Figura 5.20 - Valores eficazes das correntes pelos componentes : $s11$, $s12$, $df11$, $dc11$
(1) conjugado $TL = 20\text{ Nm}$ (2) conjugado $TL = 10\text{ Nm}$ (3) conjugado $TL = 5\text{ Nm}$

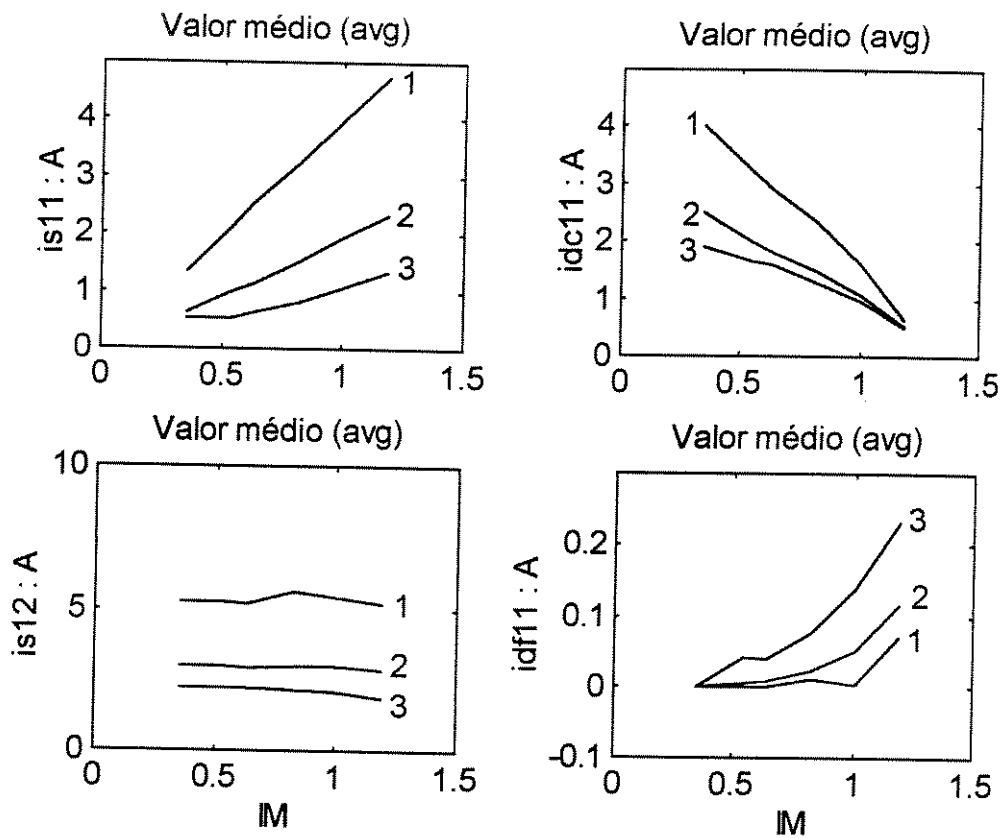


Figura 5.21 Valores médios de correntes pelos componentes : $s11$, $s12$, $df11$, $dc11$
(1) conjugado $TL = 20\text{ Nm}$ (2) conjugado $TL = 10\text{ Nm}$ (3) conjugado $TL = 5\text{ Nm}$

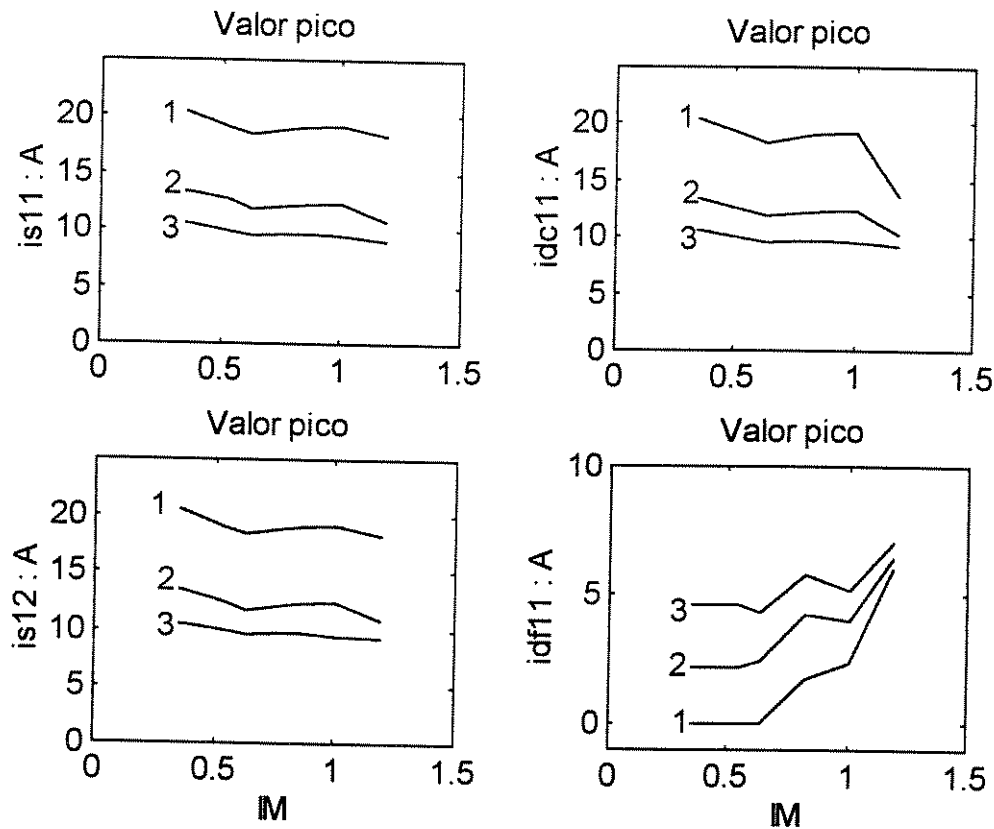


Figura 5.22 Valores pico das correntes pelos componentes : s11 , s12 , df11 , dc11
(1) conjugado $TL = 20 \text{ Nm}$ (2) conjugado $TL = 10 \text{ Nm}$ (3) conjugado $TL = 5 \text{ Nm}$

Dos resultados observa-se que os valores $I_{s11 \text{ avg}}$ e $I_{s11 \text{ rms}}$ da corrente pela chave s11 aumentam com o aumento do conjugado de carga (incremento do fator de potência) e do índice de modulação enquanto que os valores $I_{df11 \text{ avg}}$ e $I_{df11 \text{ rms}}$ no diodo de roda livre diminuem por que quando a carga se torna mais indutiva a corrente atrasa mais e o diodo df11 passa a conduzir por maior tempo.

Para as curvas (1) (conjugado de carga $TL = 20 \text{ Nm}$) quando IM diminui os valores $I_{s11 \text{ avg}}$ e $I_{s11 \text{ rms}}$ da corrente pela chave s11 diminuem enquanto que as correntes $I_{dc11 \text{ avg}}$ e $I_{dc11 \text{ rms}}$ pelo diodo de grameamento dc11 aumentam porque o nível zero de tensão é aplicado mais tempo na carga para diminuir a tensão . Os valores $I_{s12 \text{ avg}}$ e $I_{s12 \text{ rms}}$ da corrente pela chave s12 são quase constantes por que esta chave conduzirá enquanto s11 e dc11 estiverem conduzindo.

Na tabela 5.1 mostra-se os valores máximos das correntes elétricas pelos componentes semicondutores ,estes valores multiplicados por um fator de segurança serão usados como referência para a escolha nos catálogos de chaves e diodos mais convenientes.

Tabela 5.1			
Dispositivo	$I_{rms,max}$ (A)	$I_{avg,max}$ (A)	$i_{pico,max}$ (A)
Chave - s11	8,00	4,00	20,00
Chave - s12	8,00	6,00	20,00
Diodo - df11	0,90	0,30	7,00
Diodo - dc11	7,50	4,00	20,00

O nível de tensão a que estarão submetidas as chaves e diodos quando não estão conduzindo é a metade da tensão contínua de entrada do inversor ($E/2 = 150\text{ V.}$) como foi mostrado no capítulo 4. Neste caso considera-se uma margem de segurança de 2, portanto o nível de tensão de bloqueio mínimo que devem apresentar os dispositivos é de 300 V.

5.5 Calculo dos parâmetros do filtro do estágio de entrada

O filtro no estágio de entrada figura 5.23 do inversor tem a função de atenuar os harmônicos da tensão de saída do retificador através da indutância L_f e de suprimir os componentes harmônicos da corrente iso de entrada do inversor através dos capacitores C_{f1} e C_{f2} [35].

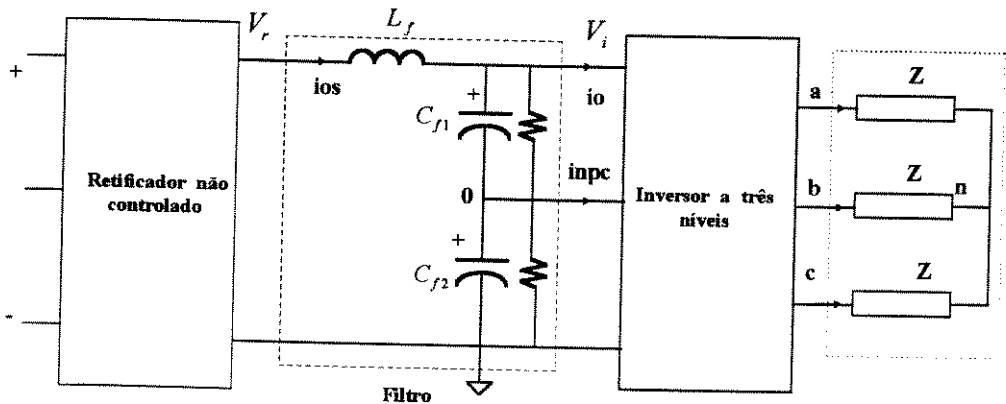


Figura 5.23 Filtro CC de entrada do inversor

O retificador se comporta, para o filtro, como uma fonte de tensão de infinitos termos harmônicos enquanto que a entrada do inversor é visto pelo filtro como fonte de corrente de infinitos termos harmônicos [35] como mostra-se na figura 5.24 . As correntes produzidas na entrada do inversor são de dois tipos : a que apresenta somente componentes pares múltiplos de três sendo que algumas delas são eliminados pelo método de modulação e a outra que apresenta somente componentes ímpares múltiplos de três que não circulam pela fonte de tensão contínua como é mostrado na figura 5.24

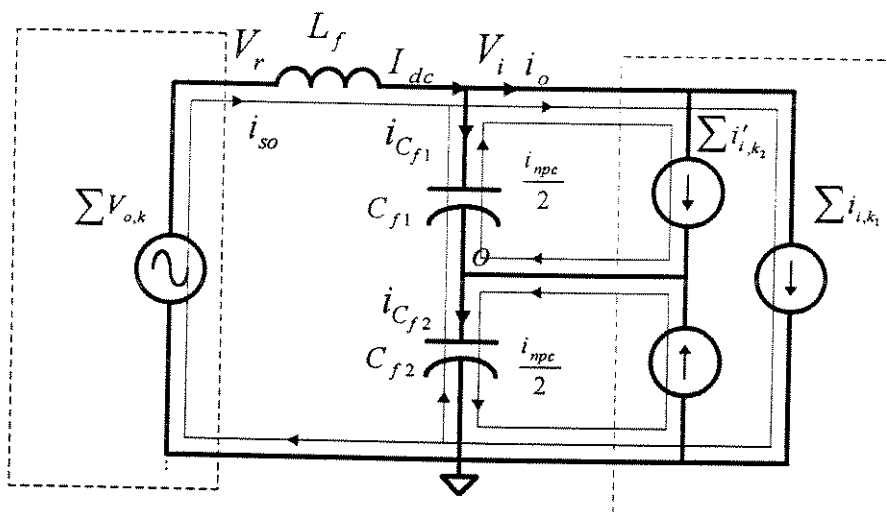


Figura 5.24 - Circuito equivalente do retificador e do inversor visto pelo filtro L-C

k_1 : harmônicos pares múltiplos de três

k_2 : harmônicos ímpares múltiplos de três

O dimensionamento do filtro depende do nível de potência do sistema , nível de tensão contínua , distorção harmônica (THD) de corrente e tensão de entrada . Valores altos de THD de corrente i_{so} levam à operação descontínua da corrente na condição de baixa carga , por outro lado altos valores de THD das tensões v_{c1} e v_{c2} nos capacitores de entrada do inversor origina componentes sub-harmônicos nas tensões de saída do inversor o que pode afetar o desempenho total do sistema.

Os requisitos do filtro de entrada são : a) corrente i_{so} não deve apresentar descontinuidades e o ripple deverá ser menor do que o valor especificado b) o valor pico-pico de tensão dos capacitores v_{c1} e v_{c2} deverá de ser menor do que o valor especificado [24] c) A frequência de ressonância do filtro deve ter um valor muito menor do que a mínima frequência da corrente de entrada ao inversor c) as perdas no filtro deverão ser minimizadas d) os transitórios gerados pelo inversor ou motor de indução deverão ser o suficientemente amortecidos e) os valores dos componentes não deverão afetar a estabilidade total do sistema.

5.5.1 Dimensionamento dos capacitores C_{f1} e C_{f2}

A potência reativa que deve ser fornecida pelos capacitores pode ser calculada a partir das componentes alternadas da corrente i_o de entrada do inversor ($I_{o\,rms}$) :

$$I_{o\,rms} = \left[I_{o\,avg}^2 + \sum_n I_{on}^2 \right]^{1/2} \quad (5.48)$$

onde : $I_{o\,rms}$ é o valor rms da corrente i_o ; $I_{o\,avg}$ é o valor médio da corrente i_o da relação 5.48 tem-se :

$$\left[\sum_n I_{on}^2 \right]^{1/2} = \left[I_{orms}^2 - I_{oavg}^2 \right]^{1/2} \tag{5.49}$$

A potência reativa que cada capacitor deve fornecer é calculada pela relação :

$$S = \frac{E}{2} \cdot \left[\sum_n I_{on}^2 \right]^{1/2} \tag{5.50}$$

Nas tabelas 5.2 , 5.3 e 5.4 mostra-se as potências reativas em cada capacitor para os três casos de cargas mecânicas (TL) aplicadas no motor e que aparecem também na figura 5.25, para os padrões mostrados na figura 4.23 . Observa-se que a distorção da corrente de entrada aumenta com o aumento do conjugado de carga (aumento do fator de potencia) onde a máxima solicitação de potência reativa acontece quando TL = 20 Nm e IM = 0.6314 que corresponde a frequência de 30 Hz , condição esta que será utilizada no dimensionamento dos capacitores.

Tabela 5.2 (TL = 20 Nm)						
m	f (Hz)	IM	io (A)		(A) $\left[\sum_n I_{no}^2 \right]^{1/2}$	S(VAR) $E / 2 \cdot \left[\sum_n I_{no}^2 \right]^{1/2}$
			rms	avg		
1	60	1.190	13.83	13.37	3.537	530.55
3	50	1.000	12.95	11.35	6.235	935.25
5	40	0.820	11.65	9.282	7.045	1056.7
7	30	0.631	10.08	7.030	7.224	1083.6
11	25	0.537	9.35	5.990	7.179	1076.8
15	15	0.348	7.51	3.860	6.442	966.30

Tabela 5.3 (TL = 10 Nm)						
m	f (Hz)	IM	io (A)		(A) $\left[\sum_n I_{no}^2 \right]^{1/2}$	S(VAR) $E / 2 \cdot \left[\sum_n I_{no}^2 \right]^{1/2}$
			rms	avg		
1	60	1.190	7.218	6.63	2.853	428.03
3	50	1.000	6.71	5.56	3.756	563.40
5	40	0.820	6.03	4.48	4.033	605.05
7	30	0.631	5.23	3.42	3.956	593.40
11	25	0.537	4.86	2.89	3.907	586.05
15	15	0.348	3.92	1.83	3.466	519.90

Tabela 5.4 (TL = 5 N-m)						
m	f (Hz)	IM	io (A)		(A) $\left[\sum_n I_{no}^2 \right]^{1/2}$	S(VAR) $E / 2 \cdot \left[\sum_n I_{no}^2 \right]^{1/2}$
			rms	avg		
1	60	1.190	4.276	3.33	2.682	402.36
3	50	1.000	4.030	2.79	2.908	436.21
5	40	0.820	3.748	2.27	2.983	447.47
7	30	0.631	3.210	1.72	2.710	406.50
11	25	0.537	2.970	1.48	2.575	386.25
15	15	0.348				

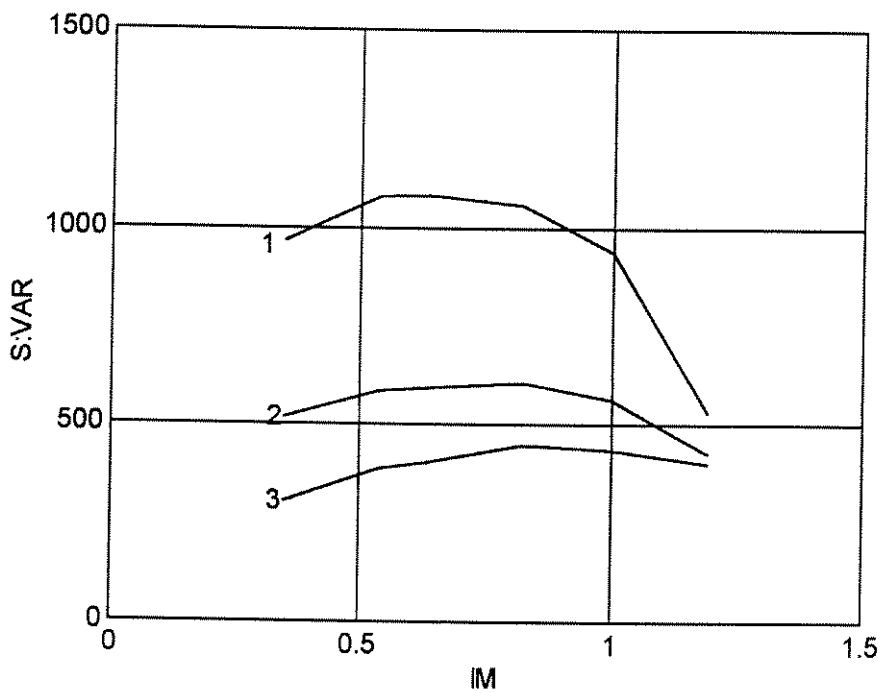


Figura 5.25 - Variação da potência reativa de entrada S do inversor com o índice de modulação IM, para os casos : 1) TL = 20 Nm 2) TL = 10 Nm 3) TL = 5 Nm

Mostra-se na figura 5.26a a corrente de entrada do inversor i_o e seu valor médio para o caso de $IM = 0.6314$ e $f_l = 30$ Hz . Considerando-se um valor suficientemente alto para a indutância L_f tal que somente se tenha a componente contínua da corrente de entrada i_{so} , ou seja , $i_{so}(t) = I_{dc}$ igual ao valor médio da corrente i_o , a corrente pelo capacitor C_{f1} (figura 5.24) fica determinada pela relação[24] :

$$i_{C_{f1}}(t) = I_{dc} - i_o(t) \tag{5.50}$$

Na figuras 5.26 (b) apresenta-se a corrente $i_{C_{f1}}(t)$ e nas figuras 5.26 (c) e (d) mostra-se a parte positiva ($i_{C_{f1}}+$) e negativa ($i_{C_{f1}}-$) respectivamente. A carga elétrica armazenada no

capacitor pode ser calculada como a área no período T da parte positiva ou negativa da corrente no capacitor C_{f1} na condição de $IM = 0.6314$ e $f = 30$ Hz

$$\Delta Q = I_{C_{f1} \text{ avg}} \cdot T \quad (5.51)$$

onde $I_{C_{f1} \text{ avg}}$ é o valor médio da corrente ($i_{C_{f1}+}$ +)

O mínimo valor requerido para a capacitância do capacitor C_{f1} é determinado por :

$$C_{f1} = \frac{\Delta Q}{\Delta V_{pp}} \quad (5.52)$$

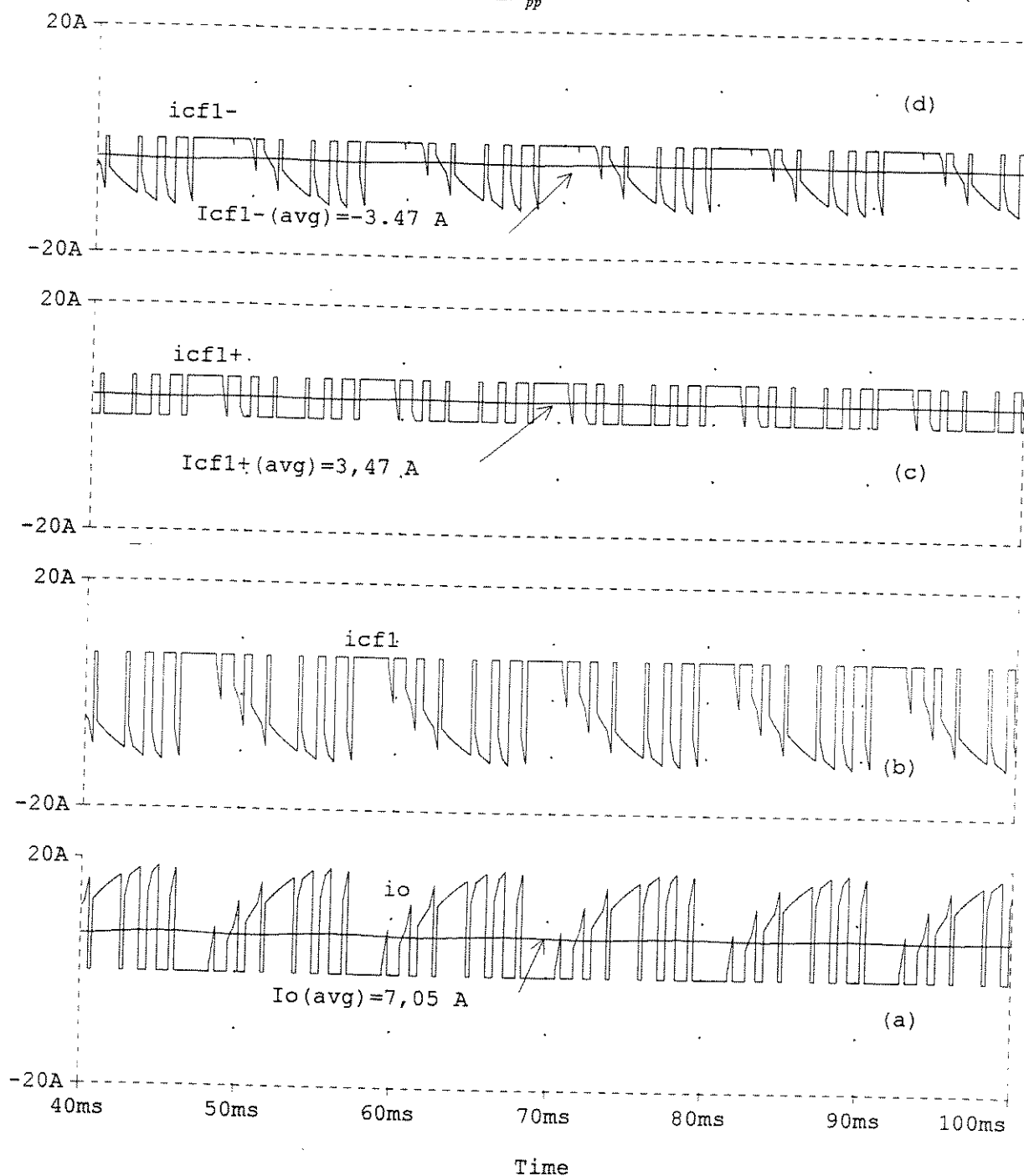


Figura 5.26 - (a) Corrente de entrada do inversor i_o e o valor médio $I_o(\text{avg})$ (b) corrente no capacitor i_{cf1} (c) parcela positiva i_{cf1+} da corrente do capacitor e valor médio $I_{cf1+}(\text{avg})$ (d) parcela negativa i_{cf1-} da corrente do capacitor e valor médio $I_{cf1-}(\text{avg})$

onde ΔV_{pp} é o valor pico-pico da variação de tensão especificada no capacitor .

No presente trabalho considerou-se o valor $\Delta V_{pp} / (E / 2) = 2.5\%$ com $E = 300 \text{ V}$

$$\Delta V_{pp} = \frac{2,5}{100} \cdot 150 = 3,75 \text{ V} \quad (5.53)$$

Da figura 5.26 d tem-se $I_{C_{f1} \text{ avg}} = 3,47 \text{ A}$ e o período $T = 11,60 \text{ ms}$, substituindo estes valores na equação 5.51 tem-se para a carga elétrica armazenada $\Delta Q = 38,725 \cdot 10^{-3} \text{ e}$ substituindo este resultado na equação 5.52 obtém-se o valor da capacitância do capacitor $C_{f1} = 10326 \text{ uF}$. O valor do capacitor que será usado é $C_{f1} = 10500 \text{ uF}$.

Na simulação o ripple de tensão no capacitor será obtido pela relação 5.54 :

$$v_{C_{f1}}(t) = V_{C_{f1}}(0) + \frac{1}{C_{f1}} \cdot \int i_{C_{f1}}(t) \cdot dt \quad (5.54)$$

Na figura 5.27 (a) e (b) mostra-se os valores de corrente e tensão no capacitor C_{f1} sendo que a corrente no capacitor C_{f2} será obtida por :

$$i_{C_{f2}} = i_{C_{f1}} - i_{npc} \quad (5.55)$$

A corrente e a tensão do capacitor C_{f2} são mostrados nas figuras 5.27 (c) e (d) . Verifica-se que a variação de tensão nos capacitores $\Delta V_{pp} = 2.56 \text{ V}$ é menor do que o valor preestabelecido. A tensão nos terminais de entrada do inversor (V_i), figura 5.27 é obtida como a soma das tensões dos capacitores e que é mostrado na figura 5.27 (e) .

5.5.2 Dimensionamento do indutor L_f

No dimensionamento da indutância L_f do indutor considera-se que a tensão saída do retificador (V_r) é ideal (sem ripple de tensão) o que significa que as correntes alternadas de saída do inversor não serão influenciadas por componentes harmônicos da fonte de tensão contínua , considera-se também , que a resistência elétrica do indutor é desprezível .

A tensão instantânea nos terminais do indutor é expressa por :

$$L_f \cdot \frac{di_{so}}{dt} = V_r(t) - V_i(t) \quad (5.56)$$

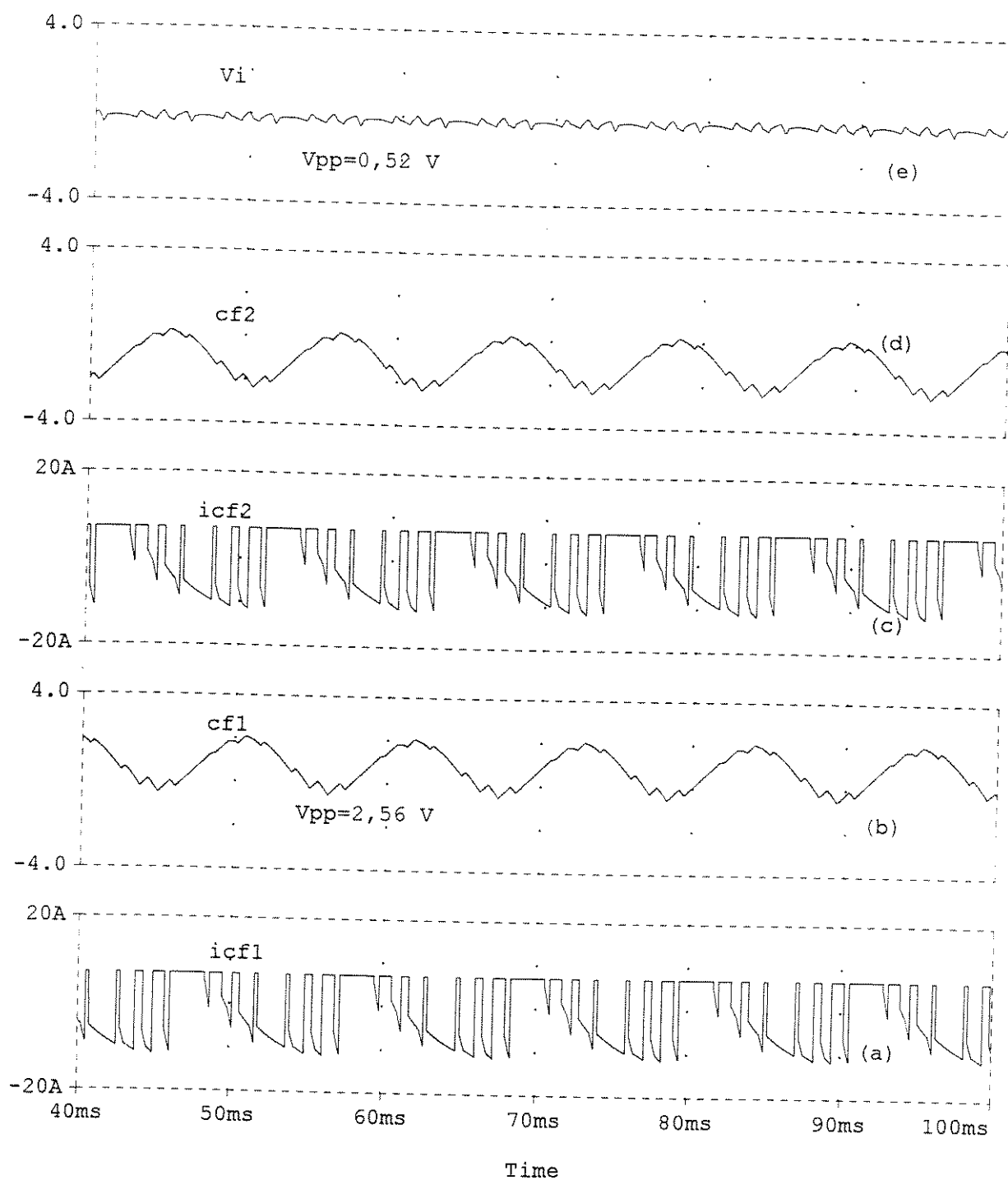


Figura 5.27 - (a) Corrente do capacitor $cf1$ (b) variação de tensão no capacitor $icf1$ (c) corrente do capacitor $cf2$ (d) variação de tensão no capacitor $cf2$ (e) variação da tensão de entrada do inversor

onde $V_r(t)$ é a tensão de saída do retificador não controlado que, por hipótese é constante e igual ao seu valor médio $V_r(t) = V_{dc}$ [24]; $V_i(t)$ é a soma das tensões dos capacitores C_{f1} e C_{f2} ou a tensão do capacitor equivalente $C_{feq} = C_{f1} // C_{f2}$ que no caso é $C_{feq} = 5250 \mu F$ (fig. 5.28).

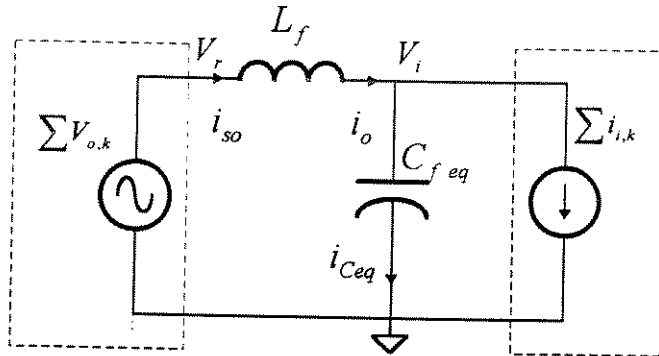


Figura 5.28 - Circuito equivalente do retificador não controlado e inversor

Substituindo na equação 5.56 tem-se :

$$L_f \cdot di_{so} = \int (V_{dc} - V_i(t)) \cdot dt = \Delta\lambda \quad (5.57)$$

$$L_f = \frac{\Delta\lambda}{\Delta i_{sopp}} \quad (5.58)$$

Δi_{sopp} é o valor pico-pico do ripple de corrente i_{so} especificado que, neste caso, será $\Delta i_{sopp} / I_{so} = 10\%$. $\Delta\lambda$ será o fluxo concatenado com o indutor durante o ciclo positivo da tensão $V_{dc} - V_i$. Sendo esta diferença muito pequena (figura 5.27), ter-se-á um valor pequeno para L_f

A indutância será calculada considerando só o valor médio da tensão V_i e que a tensão de saída do retificador apresenta-se com todos seus componentes harmônicos.

A tensão de saída do retificador não controlado de seis pulsos pode ser expressa pela série de Fourier [26], como aparece na relação 5.59

$$V_r(t) = \frac{3}{\pi} \cdot V_{lmax} + \frac{6}{35\pi} \cdot V_{lmax} \cdot \cos 6\omega t + \dots \quad (5.59)$$

O valor de tensão contínua obtida quando $V_{lrms} = 220 \text{ V}$ é calculado do primeiro termo contínuo da série :

$$V_{dc} = \frac{3}{\pi} \cdot 220\sqrt{2} = 297 \text{ V} \quad (5.60)$$

Desta série pode-se deduzir também o valor da indutância crítica necessária para manter o retificador em condução contínua [26]

$$L_f \gg L_{crit} = \frac{2 \cdot R_z}{6 \cdot \omega \cdot 35} \quad (5.61)$$

considerando uma corrente i_{so} mínima de 0.5 A de saída do retificador tem-se $R_z = 600\Omega$ pois $V_i = 300 \text{ V}$, e sendo $f = 60 \text{ Hz}$ $L_f \gg L_{crit} = 15,157 \text{ mH}$. O valor da indutância considerada é $L_f = 20 \text{ mH}$. Calcula-se com estes valores de capacitância e indutância o valor eficaz da componente alternada mais significativa de tensão que se terá na saída do filtro L-C ou na entrada do inversor

$$V_{eff \text{ c.a.o}} = r \cdot V_{dc} \quad (5.62)$$

$$V_{eff \text{ c.a.i}} = \frac{6}{35\pi} \cdot \left(\frac{V_{lmax}}{\sqrt{2}} \right) = \frac{6}{35\pi} \cdot 220 = 12,00 \text{ V}$$

Onde : r é o fator de ripple da tensão V_{dc} ; $V_{eff \text{ c.a.i}}$ componente alternada da tensão de entrada do filtro ; $V_{eff \text{ c.a.o}}$ é a componente alternada da tensão de saída do filtro.

Considerando-se que :

$$X_{C_{feq}} \ll R_L \quad (5.63)$$

onde R_L é a resistência elétrica equivalente da carga

$$X_{L_f} \gg (X_{C_{feq}} \parallel R_L) \approx X_{C_{feq}} \quad (5.64)$$

Pode se escrever a relação entre os valores $V_{eff \text{ c.a.i}}$ e $V_{eff \text{ c.a.o}}$ como

$$\frac{V_{eff \text{ c.a.o.}}}{V_{eff \text{ c.a.i}}} = \frac{X_{C_{feq}}}{X_{L_f}} = \frac{r \cdot V_{dc}}{12,0} = \frac{1}{(6 \cdot \omega)^2 \cdot L_f \cdot C_{feq}} \quad (5.65)$$

Substituindo os valores da capacitância do capacitor equivalente e da indutância do indutor tem-se:

$$\frac{V_{eff \text{ c.a.o.}}}{V_{eff \text{ c.a.i}}} = \frac{12,0}{36 \cdot 377^2 \cdot 20 \cdot 10^{-3} \cdot 5250 \cdot 10^{-6}} = 0,02234 \text{ V}$$

Isto significa que a tensão de saída do filtro praticamente não apresenta componentes harmônicos

A escolha dos elementos do filtro considerando a frequência de ressonância é feita de maneira que a frequência de ressonância do filtro seja menor em pelo menos cinco vezes a mínima frequência da componente harmônica da corrente i_{so} de entrada do inversor [24]. Dos resultados mostrados no capítulo 4 observa-se que a componente harmônica de menor frequência de i_{so} apresenta-se para o caso de um pulso só por semi período ($m = 1$) que é o termo de sexta ordem ($n = 6$) e que corresponde à frequência de saída do inversor de $f_{1min} = 60 \text{ Hz}$ portanto a relação pode ser escrita como :

$$\frac{1}{2\pi\sqrt{L_f \cdot C_{f_{eq}}}} < 5 \cdot (n \cdot f_{1min}) \quad (5.66)$$

Calculando a parte do lado direito da equação 5.56 tem-se $5 \cdot (6 \cdot 60) = 1800 \text{ Hz}$; enquanto que no lado esquerdo $\frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{20 \cdot 10^{-3} \cdot 5250 \cdot 10^{-6}}} = 15,53 \text{ Hz}$ o que satisfaz à condição.

No efeito de amortecimento do filtro de entrada do inversor deve-se considerar uma resistência elétrica, em série com o indutor , que representa as perdas que amortecerão as possíveis oscilações do filtro. Em principio para obter poucas perdas no filtro o valor de r_{L_f} deveria ser muito pequeno porem o filtro poderia ficar pouco amortecido e o desempenho dinâmico total do sistema não seria o mais adequado[24]. Na simulação bons resultados foram obtidos para $r_{L_f} = 0.8 \Omega$

Na figura 5.29 mostra-se o sistema retificador , filtro e inversor a três níveis implementado no Pspice 6.0 onde foram utilizados chaves ideais . Os valores dos componentes do filtro de entrada são os obtidos do projeto :

$$L_f = 20 \text{ mH} , \quad r_f = 0,8 \Omega$$

$$Cf1 = Cf2 = 10500 \text{ uF}$$

A simulação foi feita usando no circuito do inversor chaves e diodos ideais , ligado ao modelo do motor com conjugado de carga nominal $TL = 20 \text{ Nm}$, para a condição da máxima solicitação de potência reativa na entrada do retificador que corresponde a $m = 7$ pulsos , $IM = 0.61314$ e frequência $f_1 = 30 \text{ Hz}$.

Na figura 5.30 mostra-se os resultados de corrente pelo indutor i_{so} que é continua com ripple de $\Delta i_{sopp} / I_{so} = 10 \%$, ($\Delta i_{sopp} = 0,746 \text{ A}$) e o ripple de tensão no capacitor Cf1 e de $\Delta V_{pp} / (E/2) = 1,94 \%$, ($\Delta V_{pp} = 2,82 \text{ V}$) menor do que o valor especificado. Observa-se também que a corrente pelo capacitor Cf1 é igual a corrente i_o de entrada menos o valor médio e o ripple da tensão V_i de entrada do inversor é pequeno.

Na figura 5.31 mostra-se a tensão da fase V_{ao} e a tensão de linha V_{ab} do inversor que apresentam pouca variação que não afeta a forma da corrente i_{as} nem o conjugado T_e . A corrente absorvida

da rede pelo retificador (i_r) é mostrada na figura 5.31 (d) que apresenta componentes harmônicos ímpares (5 , 7 , 11 , 13) que afetam a linha AC e produzem baixo fator de potência .

Nas figuras 5.32 mostra-se os resultados da simulação para o caso de três pulsos $m=3$, $f_1=50$ Hz e $TL=20$ Nm. onde verifica-se que as variações de tensão nos capacitores assim como a variação na corrente fornecida pelo retificador são valores menores do que os especificados da mesma forma a variação da tensão V_i é pequena e a corrente pelo capacitor é igual a corrente de entrada ao inversor menos o valor médio. Na figura 5.33 também se verifica que as tensões V_{ao} e V_{ab} não apresentam distorção que possa influenciar a corrente absorvida pelo motor , mas nem o conjugado eletromagnético T_e .

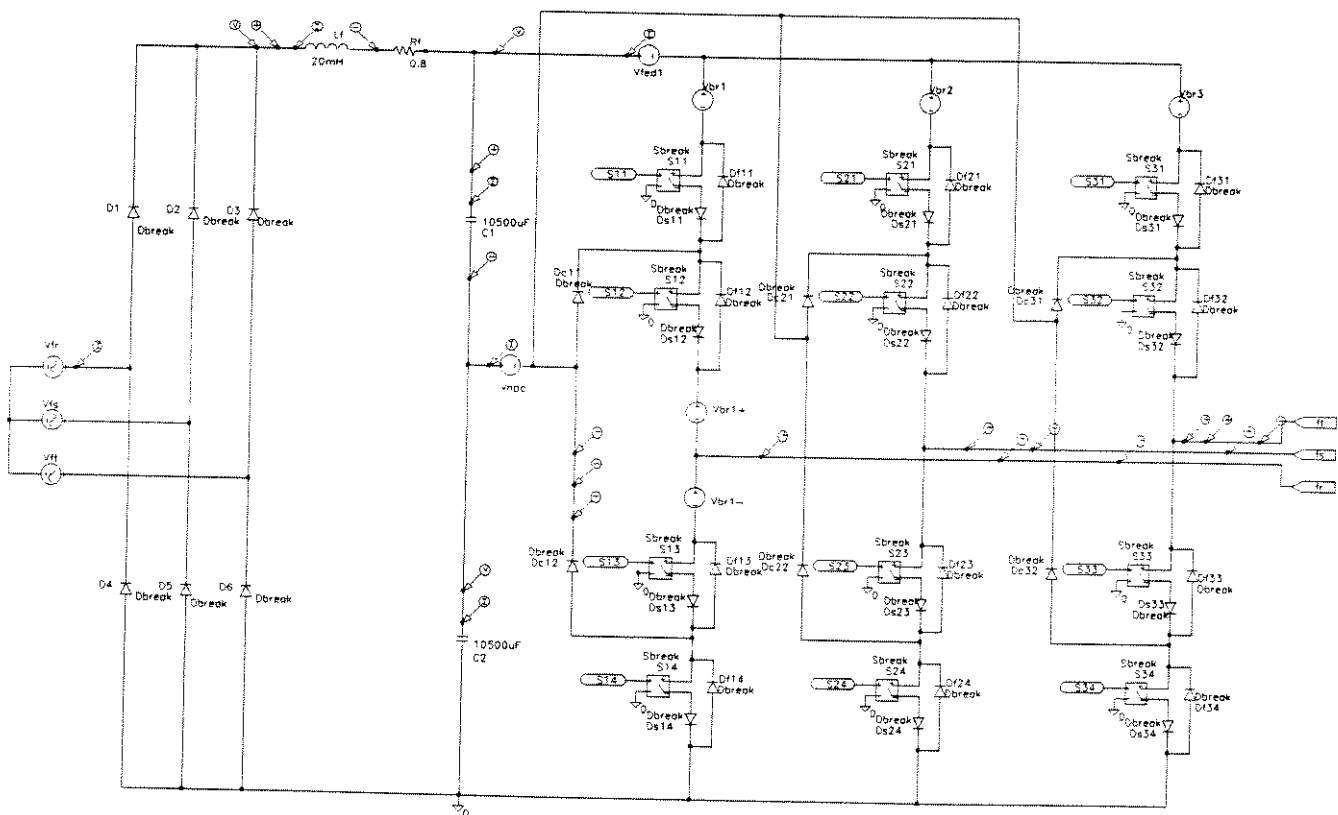


Figura 5.29 - Circuito retificador , filtro e inversor a três níveis no PSPICE

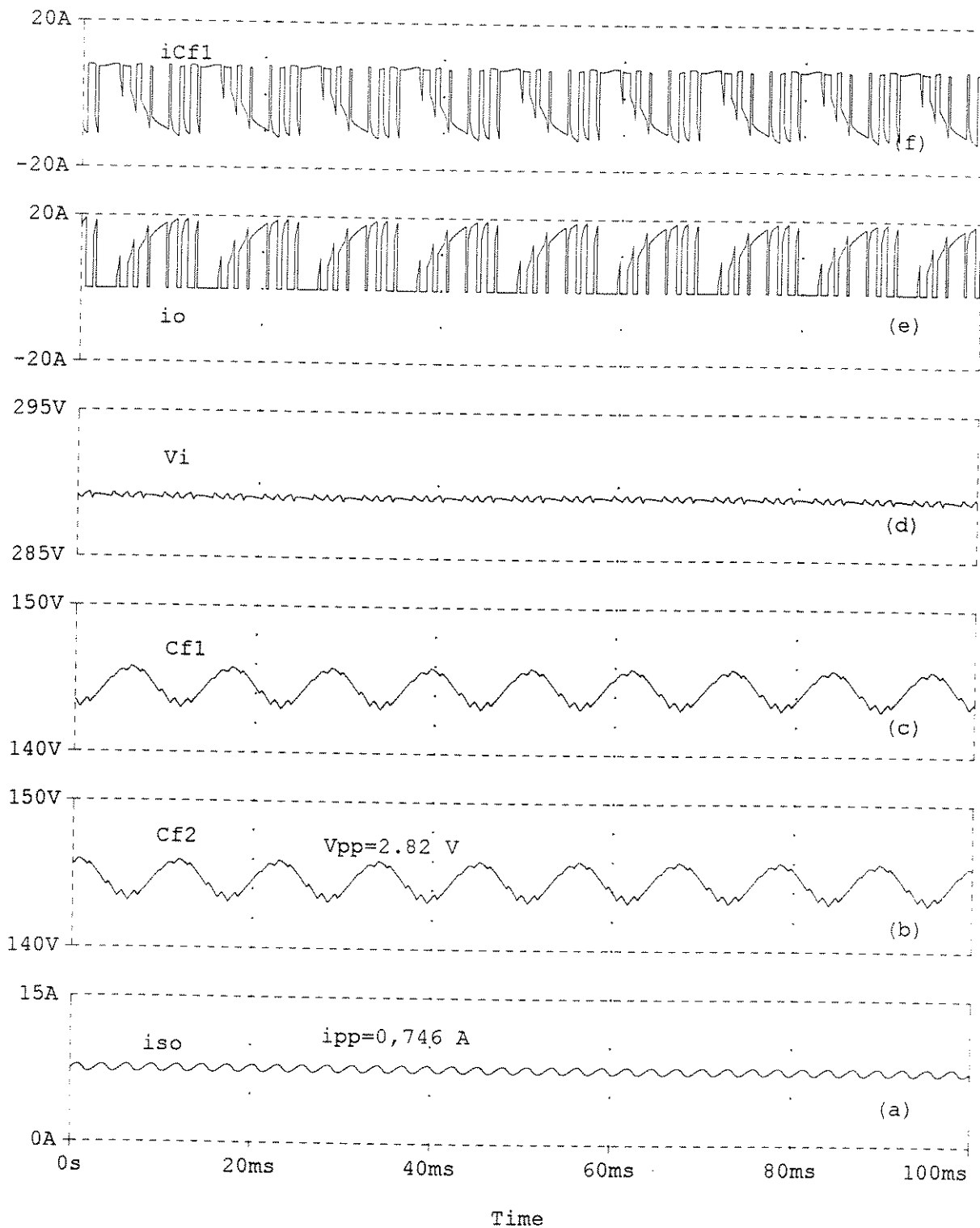


Figura 5.30 - $f_1 = 30 \text{ Hz}$, $m = 7$ a) Corrente da fonte de tensão contínua i_{so} b) e c) Variação das tensões dos capacitores C_{f1} e C_{f2} respectivamente d) Tensão de entrada do inversor e) corrente de entrada do inversor i_o f) Corrente no capacitor C_{f1}

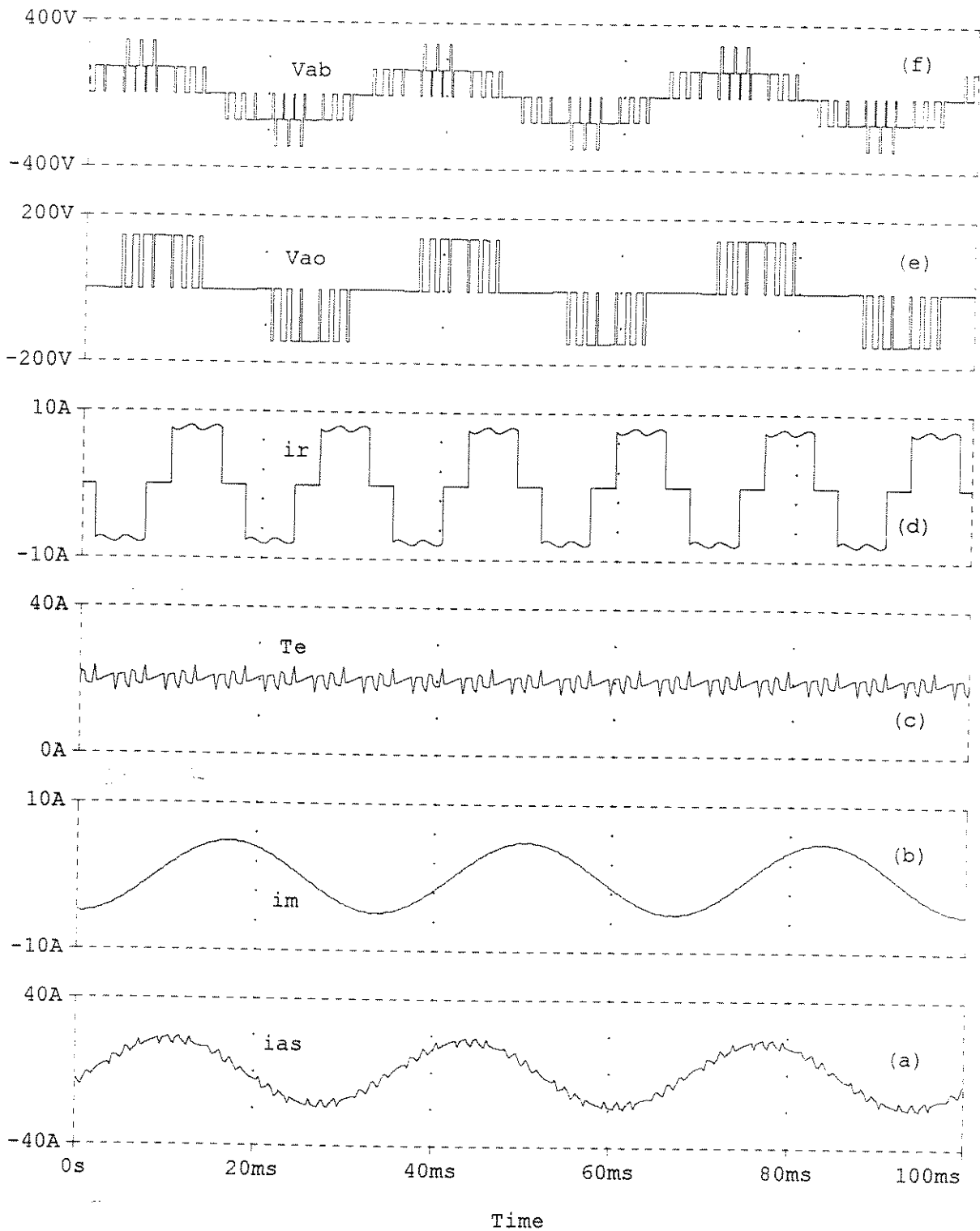


Figura 5.31 - $f_l = 30 \text{ Hz}$, $m = 7$ a) Corrente absorvida pelo motor i_{as} b) Corrente de magnetização i_m c) Conjugado eletromagnético d) Corrente absorvida da rede pelo retificador i_r e) tensão da fase do inversor V_{ao} f) tensão de linha V_{ab}

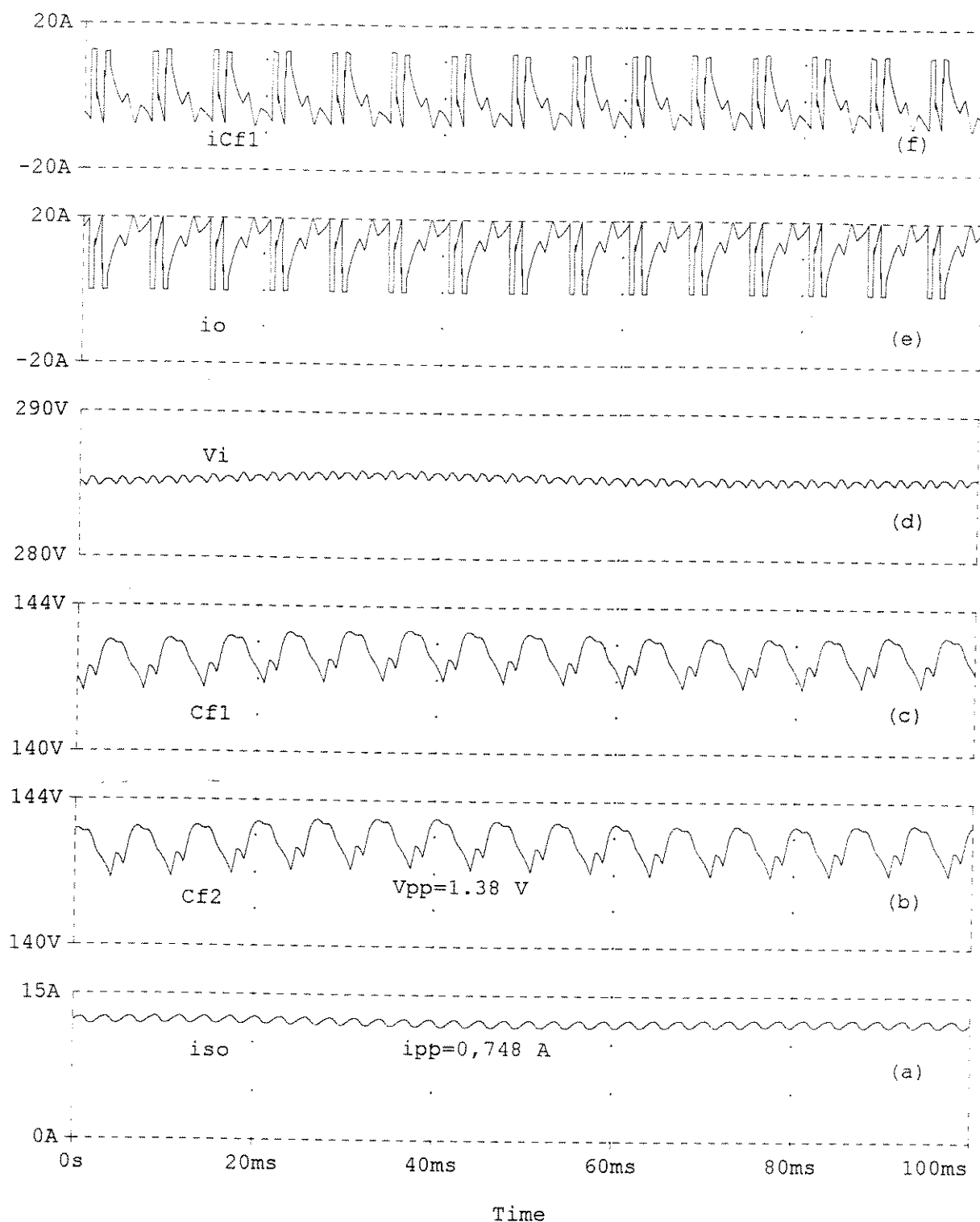


Figura 5.32 - $f_1 = 50 \text{ Hz}$, $m = 3$ a) Corrente da fonte de tensão contínua i_{so} b) e c) A variação de tensão nos capacitores $Cf1$ e $Cf2$ respectivamente d) Tensão de entrada do inversor V_i e) Corrente de entrada do inversor i_o f) Corrente no capacitor $Cf1$

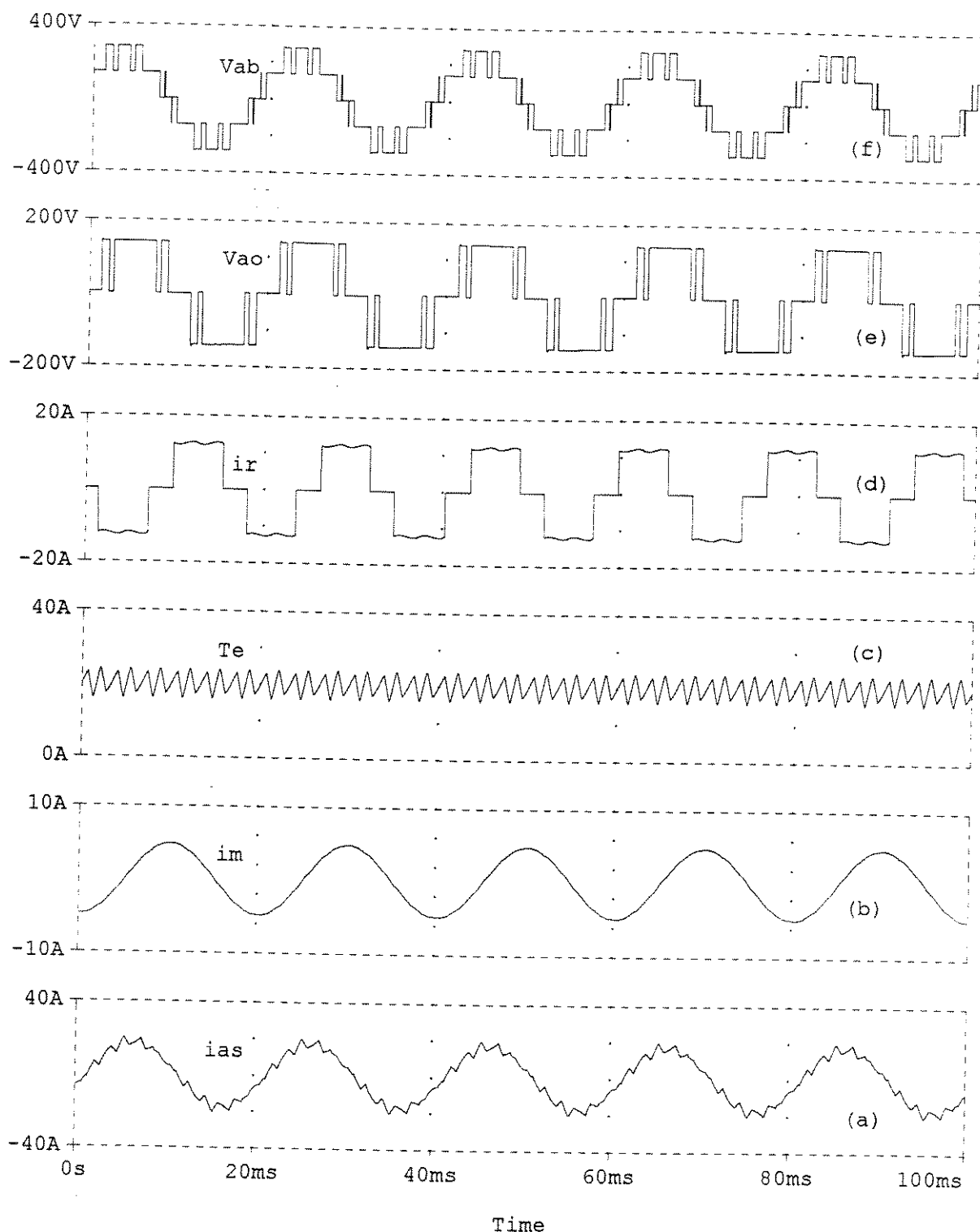


Figura 5.33 - $f_l = 50 \text{ Hz}$, $m = 3$ a) Corrente absorvida pelo motor i_{as} b) Corrente de magnetização i_m c) Conjugado eletromagnético d) Corrente absorvida da rede pelo retificador i_r e) Tensão da fase do inversor V_{ao} f) Tensão de linha V_{ab}

Nas aplicações de alta potência é necessário reduzir da quantidade de harmônicos injetado na linha AC. A forma de obter uma corrente de linha (i_r) próxima à forma senoidal é usando um retificador de 12 pulsos [26](figura 5.34)

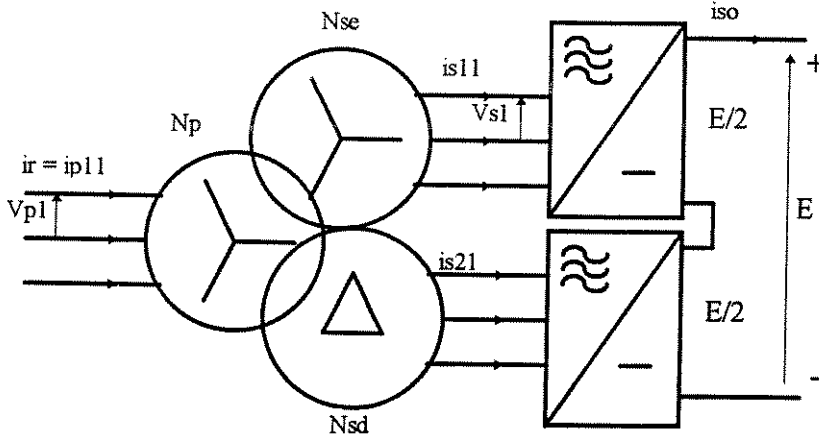


Figura 5.34 - Configuração do retificador de 12 pulsos

Neste sistema dois retificadores de 6 pulsos são ligados em série e alimentados por um transformador trifásico com o primário em estrela e dois secundários , um em estrela e o outro em triângulo , cada um alimentando um retificador . As tensões destes dois secundários estão defasados de 30 graus o que permite dobrar o número de pulsos (12 pulsos) na saída e diminuir indutância do filtro L-C [3] . Por outro lado obtêm-se um aumento do número de níveis da corrente do lado da linha ($ip11$), eliminando componentes harmônicos de baixa ordem do espectro da corrente $ip11$, diminuindo a distorção e melhorando o fator de potência.

As relações de transformação neste caso são :

$$N_p / N_{se} = n \quad (5.67)$$

$$N_p / N_{sd} = n' = n / \sqrt{3} \quad (5.68)$$

$$ip11 = \frac{is11}{n} + \frac{is21}{\sqrt{3}} \cdot \left(\frac{1}{n'} \right) \quad (5.69)$$

onde n é a relação de transformação entre o primário em estrela e o secundário em estrela ; n' é a relação de transformação entre o primário e o secundário em delta ; N_p número de espiras da fase do primário ; N_{se} número de espiras da fase do secundário em estrela ; N_{sd} número de espiras da fase do secundário em delta.

A relação entre N_{sd} e N_{se} é de $\sqrt{3}$ para que as tensões de saída dos retificadores sejam iguais. Na figura 5.35 mostra-se o circuito retificador a 12 pulsos , o filtro L-C e o circuito do inversor a três níveis.

Na figura 5.36 mostra-se o resultado da simulação para o caso de maior solicitação de potência reativa na entrada do inversor para $f_l = 30 \text{ Hz}$, $m = 7$ e $IM = 0.6314$ quando o retificador é a 12 pulsos, transformador com relação $n = 2$ e a tensão de linha é de 220 V , $f = 60 \text{ Hz}$. Neste caso como a frequência da tensão de saída do sistema retificador é de 720 Hz a indutância usada no filtro foi reduzida de $L_f = 20 \text{ mH}$ para $L_f = 5 \text{ mH}$. A corrente iso (figura 5.36 a) nesta situação apresenta uma variação de ($i_{sopp} = 0,377 \text{ A}$) que corresponde a um ripple $\Delta i_{sopp} = 4,9 \%$ que é um valor muito menor do que o valor estabelecido. Por outro lado, na figura 5.37 (d) a corrente absorvida pelo primário do transformador trifásico apresenta forma de onda melhorada de até 6 níveis de corrente em relação a corrente absorvida quando se utiliza só um retificador (figura 5.33 d) o que diminui o conteúdo harmônico como se mostra na figura 5.38 (a) (b).

No caso de usar um sistema retificador a 12 pulsos consegue-se eliminar termos harmônicos de corrente dada pela relação:

$$n = 6K \pm 1$$

onde K é um número ímpar. Como se observa na figura 5.38 (b) são eliminados os harmônicos 5° e 7° ; 17° e 19° e os harmônicos que sobram são dados pela relação

$$n = 12K \pm 1$$

onde K é um numero inteiro.

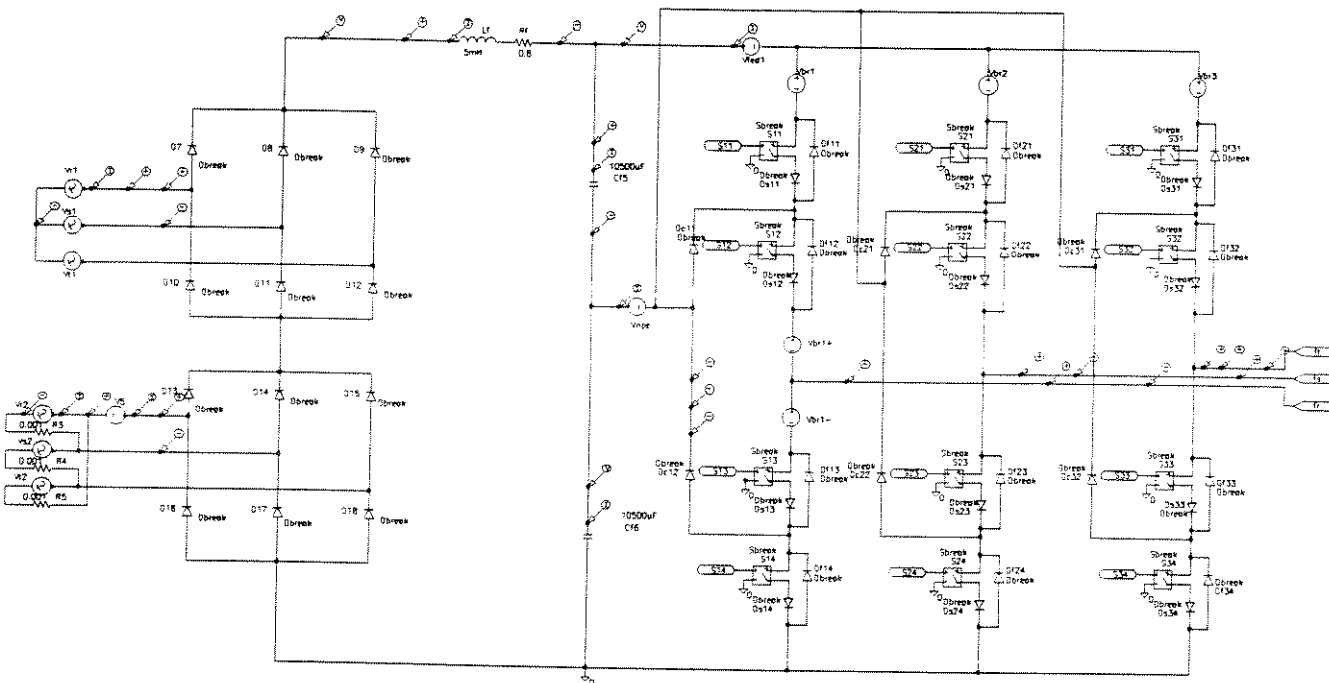


Figura 5.35 - Circuito retificador a 12 pulsos, filtro de entrada L-C e inversor a três níveis no ambiente Pspice

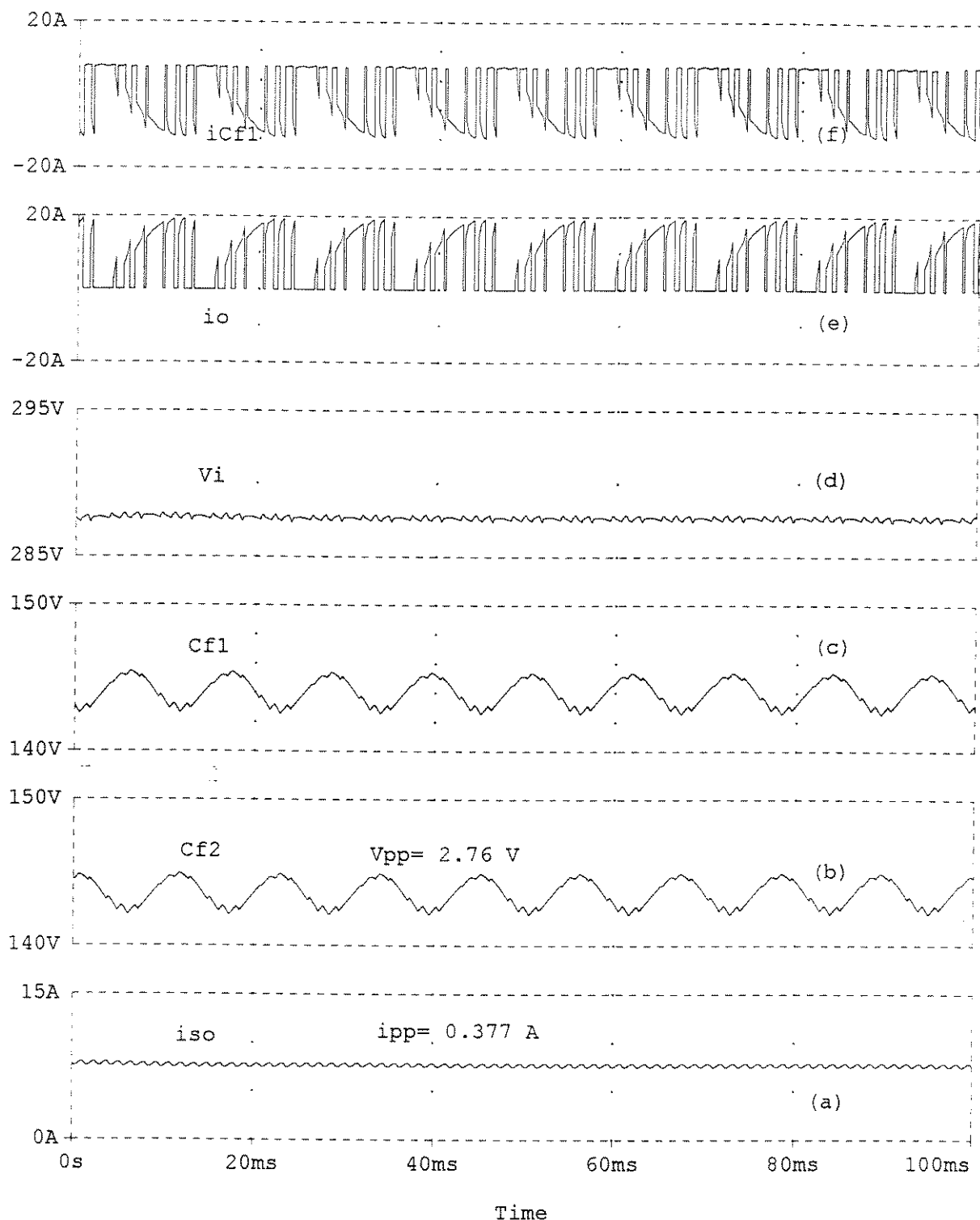


Figura 5.36 - $f_l = 30 \text{ Hz}$, $m = 7$, retificador a 12 pulsos a) Corrente de fonte de tensão contínua i_{so} b) e c) Variação das tensões dos capacitores C_{f1} e C_{f2} respectivamente d) Tensão de entrada do inversor e) corrente de entrada do inversor i_o f) Corrente no capacitor C_{f1}

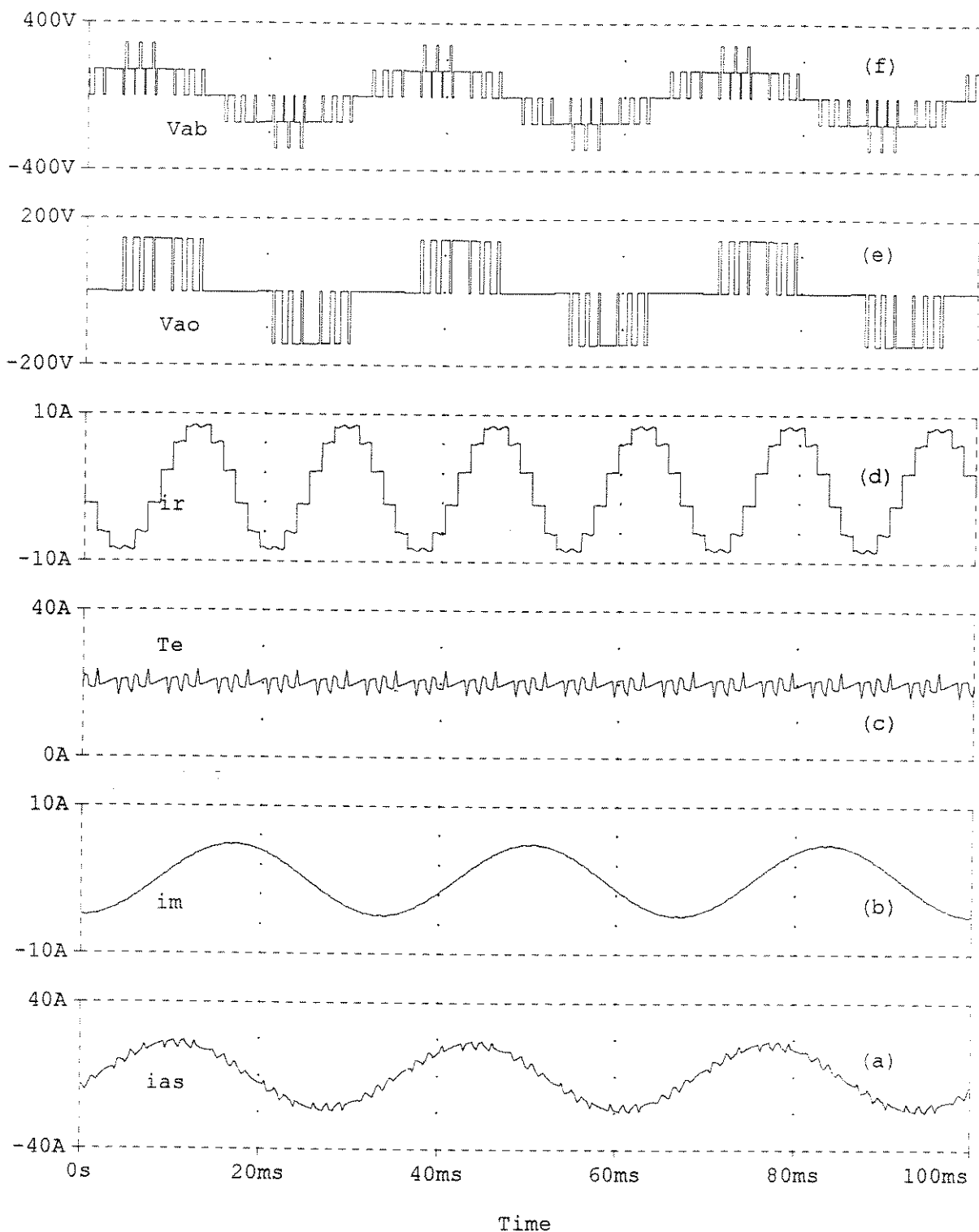


Figura 5.37 - $f_l = 50$ Hz, $m = 3$, retificador a 12 pulsos a) Corrente absorvida pelo motor i_{as} b) Corrente de magnetização i_m c) Conjugado eletromagnético d) Corrente absorvida da rede pelo retificador i_r e) tensão da fase do inversor V_{ao} f) tensão de linha V_{ab}

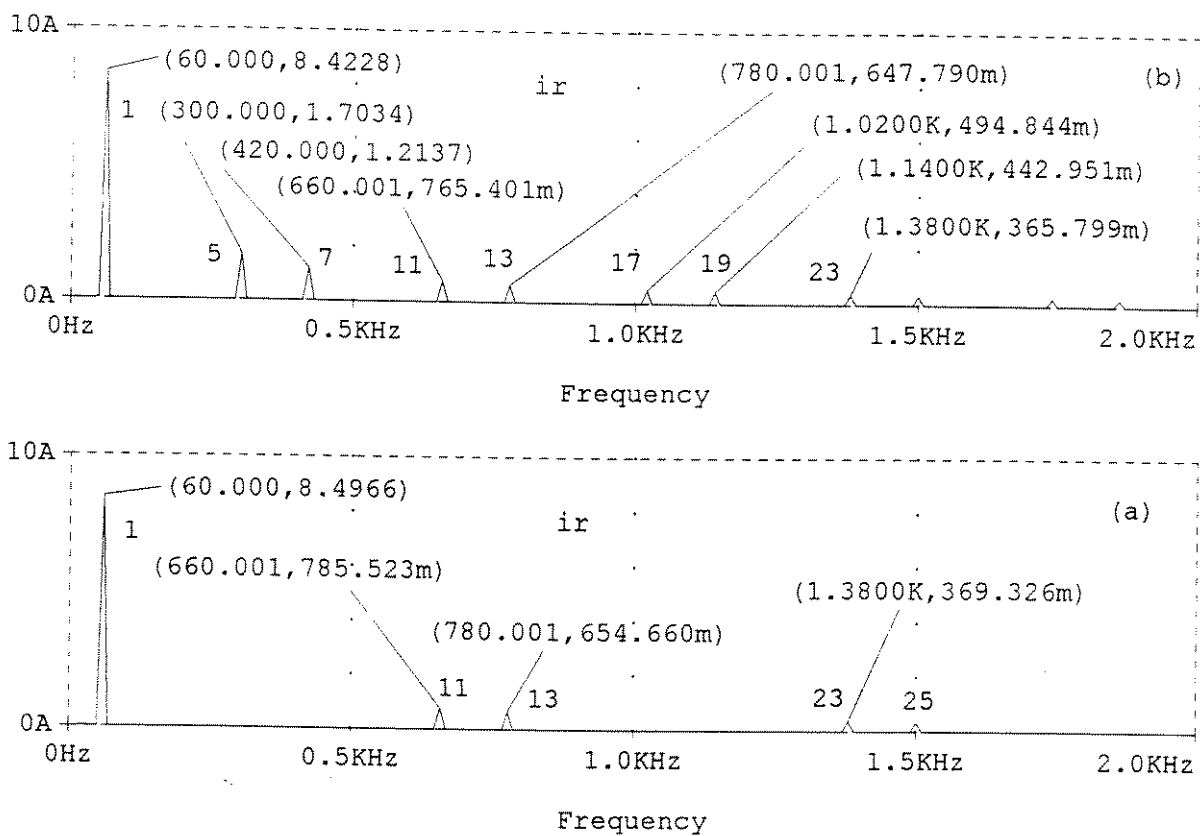


Figura 5.38 - Espectro harmônico da corrente absorvida pelo retificador "ir" para os casos:
a) Com sistema retificador a 12 pulsos b) Com um retificador a 6 pulsos

Capítulo 6

Conclusões

A topologia do inversor a três níveis mostra que é possível atingir altos níveis de potência, maiores do que os obtidos com o inversor de tensão a dois níveis, devido ao fato de que as chaves não conduzindo ficam submetidas à metade da tensão contínua de entrada. Outra característica desta topologia está no gatilhamento das chaves de uma fase que não é feito ao mesmo tempo de modo que as chaves são bem aproveitadas em relação ao inversor que usa duas chaves ligadas em série para ampliar sua capacidade em potência onde precisam ser acionadas ao mesmo tempo.

Como a tensão de linha gerada pelo inversor de 3 níveis apresenta até 5 níveis e a de fase até 7 níveis resulta que a) o gradiente de tensão a que estará submetido o enrolamento do motor é menor comparado o inversor a dois níveis, b) as amplitudes dos componentes harmônicos serão menores, podendo-se chavear em frequências baixas para obter uma corrente com pouca distorção, característica importante quando o inversor é usado em altas potências onde as perdas por chaveamento são muito altas.

Neste trabalho estudou-se duas técnicas de modulação a serem aplicadas ao inversor a três níveis, onde a variação de tensão pelo método de eliminação seletiva de harmônicos mostrou ser a melhor alternativa do ponto de vista de distorção de corrente e ripple de conjugado eletromagnético quando este método é usado na região de média e alta velocidade. O método vetorial de modulação, por outro lado, para as mesmas regiões mostrou que a corrente e conjugado eletromagnético obtidos não tem a mesma qualidade quando comparado com o obtido pelo método de eliminação.

Na região de baixa velocidade o método vetorial mostrou melhores resultados do que com o método de eliminação. Este resultado se explica por que nesta região precisa-se de grande quantidade de pulsos o que é facilmente obtido com o método de modulação vetorial assíncrona. Entretanto com o método de eliminação seletiva torna-se mais difícil encontrar as soluções para um número crescente de pulsos e com poucas melhoras nos resultados precisando-se também de maior capacidade de memória para o armazenamento dos padrões de chaveamento.

O método vetorial não produz “ripple” menores do que os apresentados pelo método de eliminação de harmônicos porém se adapta melhor a controles do tipo vetorial. O método de eliminação seletiva de harmônicos junto com o método vetorial é utilizado em acionamentos a fluxo constante onde não se requer alto desempenho.

O procedimento de projeto do inversor a três níveis baseia-se na coleta das correntes eficaz, média e de pico, obtidas na simulação, que passam pelas chaves e diodos na condição de operação em regime permanente do sistema inversor-motor para três cargas distintas aplicadas no motor, variando em cada caso a velocidade ou frequência de saída do inversor de 15Hz até 60 Hz. Escolhe entre esses os valores máximos para a escolha dos componentes [36]. Para isto utilizou-se o modelo do inversor com funções de chaveamento [27] [34], onde os requisitos de memória e tempo de simulação são menores comparado com modelo de circuito com chaves e diodos ideais.

O filtro LC de entrada ele é projetado a partir do valor eficaz da componente alternada da corrente de entrada ao inversor (i_o), obtido nas mesmas condições indicadas acima. O mínimo valor de capacitância dos capacitores é projetado para a maior solicitação de potência reativa [24]. O valor da indutância mínima do indutor é projetado de modo a garantir que a corrente (i_o) seja contínua nas condições de mínima potência de saída do inversor [26]. O valor assim obtido foi posteriormente ajustado na simulação para obter um ripple máximo na corrente (i_o) de 10% para a máxima potência de saída.

No estágio de entrada do inversor observa-se que as componentes harmônicas pares múltiplos de três da corrente (i_o) são também eliminadas pelo método de modulação por eliminação. Estas componentes passam pelos capacitores e portanto o valor da capacitância será menor quanto maior for a quantidade de termos harmônicos eliminados. Por outro lado as componentes harmônicas ímpares múltiplo de três da corrente (i_o) passam também pelos capacitores, não sendo afetadas pelo método de modulação onde, a componente dominante é de ordem 3. Esta corrente tem influência importante no valor da capacitância dos capacitores e aparece cada vez que a tensão de zero volts é aplicada em qualquer dos terminais da carga, que dependendo do sentido da corrente pela fase, carrega um capacitor e descarrega o outro, gerando assim uma ondulação de tensão que dependerá do valor da reatância para essa frequência.

A utilização deste inversor no sistema de tração elétrica usando chaves GTO acionando máquina de indução resulta em sistema que podem entregar altas potências com pouco custo de manutenção e com alta eficiência embora seja difícil reduzir o nível de ruído produzido, assim como o tamanho e peso do inversor que é consequência de se usar uma frequência chaveamento baixa por causa das perdas por chaveamento nas chaves GTO. A solução deste problema leva à utilização de chaves IGBT no inversor a três níveis, onde a forma de onda da corrente é quase senoidal com pouca distorção, resultado do efeito combinado da tensão multinível na saída deste tipo de inversor e o chaveamento relativamente alto (1.5 KHz), obtendo-se uma redução do nível de ruído até 15 db. A capacidade em tensão e corrente do IGBT usado é de 2 kV / 3,25 kA o que permitiu obter uma potência máxima para o inversor de 1600 kVA. Este sistema de acionamento experimental tem sido desenvolvido para o sistema ferroviário Japonês com catenária de 1500 volts de tensão contínua [21].

A aparição do inversor a três níveis tornou-se importante na tração elétrica pela característica de se ter uma alta capacidade de tensão contínua de entrada, sendo possível ligar o inversor diretamente com a tensão contínua de 3 kV, quando são utilizadas chaves GTO de 4.5 kV. Alguns artigos mostram que a aceitação deste sistema para tração ainda é duvidosa pela não existência de um procedimento padrão de projeto e pela pouca demanda existente para estes conversores, preferindo-se ainda a conexão em série de dois inversores a dois níveis padronizados. Atualmente o inversor a três é ainda considerado como uma solução particular [29].

Neste estudo não foi considerada a possibilidade de desequilíbrio das tensões nos capacitores de entrada do inversor onde a solução deste problema é conseguida pelo controle do chaveamento. Uma dessas formas consiste no aproveitamento dos vetores redundantes existentes no plano complexo de forma que a carga dos capacitores se mantenha equilibrada possibilitando inclusive a redução do valor da capacitância utilizada [17].

Outro problema não considerado é a possibilidade de produzir pulsos de largura muito pequena que, no caso de se usar chaves GTO, produziria danos ao componente já que este tipo de chave

precisa de um tempo mínimo de condução antes de receber o comando de desligar. Apresentado-se por exemplo, soluções através da modificação do método de modulação vetorial, desabilitando a comutação onde o chaveamento pode originar pulso de largura menor do que o valor especificado para a chave [17].

Outro aspeto importante são os circuitos de auxílio à comutação que devem limitar o (dv/dt) e (di/dt) a valores menores do que os especificados para a chave. Estes circuitos armazenam energia no capacitor e no indutor dissipando-a nas resistências correspondentes de cada circuito cujas perdas variam proporcionalmente à frequência de chaveamento. Isto faz com que inversores para aplicações em altas potências usando chaves GTO operem a frequências de chaveamento baixas no máximo em 300 Hz [3]. Circuitos melhores do que estes surgem com menores perdas com os que apresentam soluções mais complexas como o uso de circuitos de auxílio à comutação de tipo regenerativos [21].

Nesses três últimos parágrafos são mencionados tópicos que podem ser estudados no futuro. Pretende-se a seguir aplicar as técnicas mostradas no controle do motor através de simulações e experimentação.

Referências Bibliográficas

- [1] Bhagwat Pradee M., Stefanovic V.R , **“Generalized structure of a multilevel pwm inverter”**, IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. IA-19, No.6 , November/December 1983, pp. 1057-1069
- [2] Bose K. B. , **“Power electronics and AC drives”** , New Jersey , Prentice-Hall , 1986
- [3] Bose K. B. , **“Special issue on power electronics and motion control ”** , Proceedings of the IEEE , vol. 82, No. 8, August 1994
- [4] Enjeti P and Lindsay J. F , **“Solving nonlinear equations of harmonic elimination PWM in power control ”**, Electron. Lett., Vol. 23, No.12, June 4th , 1987, pp. 656-657
- [5] Enjeti Prasad N. , Ziogas Phoivos D., Lindsay James F., Rashid Muhammad H., **“A new pwm speed control system for high-performance AC motor drives ”**, IEEE Transactions on Industrial Electronics. Vol. 37, No.2 , April 1990, pp. 143-151.
- [6] Enjeti Prasad N. , Jakkli Ranjit , **“Optimal power control strategies for neutral point clamped (NPC) inverter topology”**, IEEE transaction on Industry Applications, vol. 28, No. 3, May/June, 1992, pp. 558-566.
- [7] Fukuda S. , Sagawa A. , **“Modeling and control of neutral-point-clamped voltage source convertre ”**, IPEC-Yokohama , Japão ,1995, pp. 470-475
- [8] Handley P.G. , Boys J. T., **“ Practical real-time PWM modulators an assessment ”** , IEE Proceedings-B , Vol. 139 , No.2 , March 1992 , pp. 96-102
- [11] Holmes D. G. , **“The significance of zero space vector placemete for carrier-based pwm schemes ”** , IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. 32, No.5 , September/October 1996, pp. 1122- 1129
- [10] Holtz J., Lammert P. and Lotzkat W., **“High-speed drive system with ultrasonic mosfet pwm inverter and single-chip microprocessor control ”** , IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. IA-23, No.6 , November/December 1987, pp. 1010-1015
- [11] Holtz J., **“ Pulsewidht modulation - A survey ”** , IEEE Transaction on Industry Electronic, Vol. 39, No.5, December 1992, pp. 410-420
- [12] Kazmierkowski M. P. and Tunia H., **“Automatic control of converter-fed drives ”** , Elsevier , 1994
- [13] Klaver H. L., **“Control of de neutral point of a three-level-inverter”**, EPE , Firenze-Italy , 1991, pp. 3-278 - 3-281

- [14] Kleinsorge N., Putz U. and Stemmler H., "Large adjustable speed AC drives ", Elektrische Bahnen eb 88 , 1990 , pp. 102-109.
- [15] Koyama M., Okayama H., Tsuchiya T. and Kinpara Y., "High performance vector controlled three-level GTO inverter sysytem for electrical traction", IPEC-Yokohama , Japão ,1995, pp. 766-771
- [16] Krause Paul C., "Analysis of electric machinery" McGraw-Hill , 1986
- [17] Lee Yo-Han., Suh Bum-Seok. and Hyun Dong-Seok., "A novel PWM scheme for three-level voltage source inverter with GTO thyristors " , IEEE transaction on industry Applications , vol. 32 , No. 2 , March /April 1996, pp. 260-268.
- [18] Liu Hyo L., Cho Gyu H. and Park Sun S., "Optimal pwm design for high power three-level inverter throught comparative studies" , IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 10, No. 1, January 1995 pp. 38
- [19] Mohan N., Undeland T. M. and Robbins W.P., "Power Electronics converters , applications and Design" , New York , John Wiley & Sons , 2nd edition , 1995
- [20] Nabae Akira, Takahashi Isao and Akagi Hirofumi, "A new neutral-point-clamped pwm inverter , IEEE transaction on Industry Applications, Vol. IA-17, No. 5, September/October 1981, pp. 518-523.
- [21] Nakata Kiyoshi , Nakamura Kiyoshi and Ito Satoru, "A three-level traction inverter with IGBT for MEU" in IEEE IAS Conf. Rec., 1994 , pp. 667-672.
- [22] Patel Hasmukh S. and Hoft Richard G., "Generalized techniques of Harmonic Elimination and Voltag control in thiristor inverters: Part I - Harmonic elimination " , IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. IA-9, No.3 , May/June 1973, pp. 310-317
- [23] Pillay P. and Levin V., "Mathematical models for induction machines " , Conference IEEE 1995 , pp. 606 - 616
- [24] Rajashekara K.S., Rajagopalan V., Sévigni A.and Vithayathil J., "DC link filter design considerations in three-phase voltage source inverter-fed induction motor driver system " , IEEE Trans. on Ind. Appl. , vol. IA-23 , No. 4, pp. 673-680, July/August 1987.
- [25] Rapp T., "High-power GTO converters for tractive units with three-phase AC propulsion", ABB Review 4/1995 , pp. 4-13
- [26] Rashid M.H., " Power electronics circuits, devices, and applications " Prentice Hall , Englewood Cliffs, New Jersey , 2nd edition , 1993
- [27] Salazar L. and Joós G., "Pspice simulation of three-phase inverters by means of switching functions " , IEEE Trans. on Power Electron., vol. 9 , No. 1, pp. 35-42, January 1994.

- [28] Salzmann T., Kratz G. and Däubler C., **"High-Power drive system with advanced power circuitry and Improved digital control"**, IEEE trans. on Industry Application, Vol 29, No. 1, pp. 168-174, January/February, 1993
- [29] Steimel A., **"Electric railway traction in Europe"**, IEEE Industry Applications Magazine, vol. 2, No. 6, Novembre/December 1996, pp. 6-17
- [30] Szczesny R. and Ronkowski M., **"A new equivalent circuit approach to simulation of converter-induction machine associations"**, EPE Firenze (Italia), 1991, pp. 4-356 4-361
- [31] Thurston Robert C. and Legowski Stanislaw F., **"A simple and accurate method of computing average and rms currents in a three-phase PWM inverter"**, IEEE Trans. on Power Electron., vol. 8, No. 2, pp. 192-199, April 1993.
- [32] Van Der Broeck H.W., Skudelny H.C., and Stanke G.V., **"Analysis and realization of a pulsewidth modulator based on voltage space vectors"**, IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. 24, No.1, January/February 1988, pp. 142-150
- [33] Velaerts B. and Mathys P., **"Study of 2 and 3-level precalculated modulations"** EPE, Firenze-Italy, 1991, pp. 3-228 - 3-234
- [34] Weichmann E. P. and Ziogas P. D., **"Generalize functional model for three-phase PWM inverter/retifier converters"**, IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. IA-23, No. 2, pp. 236-246, March/April 1987.
- [35] Ziogas Phoivas D., Kang Young-Goo and Stefanovic Victor R., **"Optimum System Design of a Three-Phase Retifier-Inverter type of frequency changer"**, IEEE Trans. Ind. Appl., vol. IA-21, No. 5, pp. 1215-1225, Sept./Oct. 1985.
- [36] Ziogas Phoivas D., Wiechmann Eduardo P. and Stefanovic Victor R., **"A computer aided analysis and design approach for static voltage source inverters"**, IEEE Trans. Ind. Appl., vol. IA-21, No. 5, pp. 1234-1241, Sept./Oct. 1985.