

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

ESTUDO E REALIZAÇÃO DE UM CONVERSOR DE BAIXO CUSTO PARA
ACIONAMENTO DE MOTOR DE INDUÇÃO
DE BAIXA POTÊNCIA (<1KW)

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA À UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PARA OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA

MARCO AKIO IKESHOJI

FLORIANÓPOLIS, DEZEMBRO DE 1993

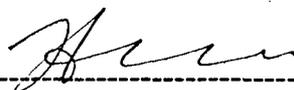
**ESTUDO E REALIZAÇÃO DE UM CONVERSOR. DE BAIXO CUSTO
PARA ACIONAMENTO DE MOTOR DE INDUÇÃO
DE BAIXA POTÊNCIA (<1KW).**

MARCO AKIO IKESHOJI

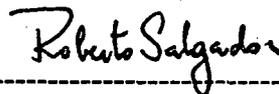
**ESTA DISSERTAÇÃO FOI JULGADA ADEQUADA PARA OBTENÇÃO DO
TÍTULO DE MESTRE EM ENGENHARIA, ESPECIALIDADE ENGENHARIA
ELÉTRICA E APROVADA EM SUA FORMA FINAL PELO CURSO DE PÓS-
GRADUAÇÃO.**



**Prof. João Carlos dos Santos Fagundes, Dr.
ORIENTADOR**

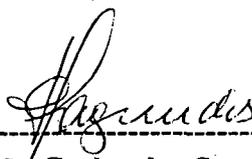


**Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.
CO-ORIENTADOR**

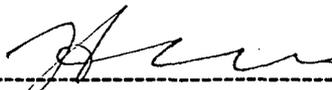


**Prof. Roberto de Souza Salgado, Ph.D.
Coordenador do curso de Pós-Graduação
em Engenharia Elétrica**

BANCA EXAMINADORA



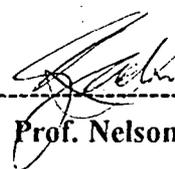
Prof. João Carlos dos Santos Fagundes, Dr.



Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.



Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.



Prof. Nelson Sadowski, Dr.

A meus pais Akito e Sumiko.

A minhas irmãs Célia e Rosemeire.

A minhas tias Kazuyo e Tizuyo.

AGRADECIMENTOS

Ao Prof. João Carlos dos Santos Fagundes, por sua amizade, atenção, dedicação e colaboração na realização deste trabalho.

Ao Prof. Ivo Barbi, pela amizade, profissionalismo, e contribuições fundamentais no desenvolvimento do trabalho.

À toda a minha família, quem devo minha vida.

À Fernanda pelo apoio, dedicação e carinho obtido durante a presença nesta cidade.

Ao corpo de professores do LAMEP, pela amizade e atenção.

Aos amigos Falcondes e Márcio pela grande amizade obtida e colaboração no decorrer do primeiro ano deste curso.

Ao velho amigo Claudiner com quem tenho o prazer de acompanhar desde a graduação.

Aos demais amigos e colegas companheiros da qual contribuíram de um modo ou outro para realização deste trabalho. Em especial aos amigos Peter, Wilsterman, José, Dalton e Alexandre.

Aos técnicos Coelho, Pacheco e Adenir pelo auxílio, espírito de trabalho e amizade.

À secretaria de coordenação de pós-graduação pela vontade, atenção e serviços prestados.

À CNPq pelo suporte financeiro.

SUMÁRIO

RESUMO	VI
ABSTRACT	VII
SIMBOLOGIA	VIII
INTRODUÇÃO GERAL	XI
CAPÍTULO I - INTERESSE DO ESTUDO DE UM CONVERSOR DE BAIXO CUSTO PARA ACIONAMENTO DO MOTOR DE INDUÇÃO DE BAIXA POTÊNCIA	1
1.1 - INTRODUÇÃO	1
1.2 - INTERESSE DA UTILIZAÇÃO DO MOTOR DE INDUÇÃO	1
1.3 - CARACTERÍSTICAS DO MOTOR DE INDUÇÃO PARA DIVERSAS CONDIÇÕES DE ALIMENTAÇÃO	2
1.4 - ESTUDO COMPARATIVO DE ESTRUTURAS VARIÁVEIS EM TENSÃO E FREQUÊNCIA APLICADOS À ACIONAMENTO COM CONTROLE DE VELOCIDADE DO MOTOR DE INDUÇÃO	7
1.5 - CONCLUSÃO	14
CAPÍTULO 2 - ANÁLISE QUALITATIVA E QUANTITATIVA DO CONVERSOR	15
2.1 - INTRODUÇÃO	15
2.2 - ANÁLISE QUALITATIVA DO INVERSOR	15
2.3 - ANÁLISE QUANTITATIVA DO INVERSOR	28
2.4 - ANÁLISE QUANTITATIVA DO ESTÁGIO DE ENTRADA DO CONVERSOR	40
2.5 - CONCLUSÃO	43

CAPÍTULO 3 - ESTUDOS DOS CIRCUITOS DE COMANDO LÓGICO	
E AUXILIARES	44
3.1 - INTRODUÇÃO	44
3.2 - CIRCUITO DE COMANDO DE GATE	44
3.3 - GERADOR DE FREQUÊNCIA DO INVERSOR	47
3.4 - CIRCUITO DE COMANDO	49
3.5 - PARTIDA PROGRESSIVA	53
3.6 - PROTEÇÃO CONTRA SOBRECORRENTE	54
3.7 - CIRCUITO DAS FONTES AUXILIARES	55
3.8 - CORRENTE DE INRUSH	56
3.9 - CONCLUSÃO	57
CAPÍTULO 4 - METODOLOGIA DE PROJETO, EXEMPLO DE PROJETO	
E APRESENTAÇÃO DOS RESULTADOS DE SIMULAÇÃO DIGITAL	
E EXPERIMENTAIS DO CONVERSOR EM ESTUDO	58
4.1 - INTRODUÇÃO	58
4.2 - METODOLOGIA DE PROJETO	58
4.3 - EXEMPLO DE PROJETO	59
4.4 - SIMULAÇÃO DIGITAL DO CONVERSOR	63
4.5 - IMPLEMENTAÇÃO DO CIRCUITO DE POTÊNCIA	
DO CONVERSOR	66
4.6 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS	67
4.7 - CONCLUSÃO	73
CONCLUSÕES GERAIS	74
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	76
ANEXOS	77

RESUMO

Este trabalho trata do estudo e implementação de um conversor de baixo custo para acionamento do motor de indução trifásico sob tensão e frequência variáveis.

A definição do conversor utilizado obteve-se de um estudo comparativo realizado entre diversas estruturas possíveis.

São estabelecidas expressões e curvas para dimensionamento do conversor.

São apresentados os circuitos de: comando lógico, comando de acionamento das chaves controladas, partida progressiva, proteção e fontes auxiliares.

É realizado um exemplo de projeto e apresentados seus resultados via simulação numérica.

É construído em laboratório o protótipo do conversor e apresentados seus resultados experimentais.

ABSTRACT

This work deal with the study and implementation of a low cost converter to control a three-phase induction motor over variable voltage and frequency.

The used converter was defined after comparison amongst many possible structures.

Mathematical expressions are obtained and curves developed to the converter design.

The following circuits are presented: logic control, drivers to the active switches, soft starter, protection and auxiliary power supplies.

A design example is realized and numeric simulation results are presented.

A converter prototype is built and experimental results are presented.

SIMBOLOGIA

E	Tensão de nível contínuo no barramento de entrada do inversor
f	Frequência da rede de alimentação
f_{out}	Frequência na saída do gerador tensão-frequência
f_r	Frequência moduladora
\bar{I}	Corrente parametrizada em relação à carga (R-L)
\bar{I}_{pks}	Corrente de pico parametrizada nos mosfets
\bar{I}_{pkd}	Corrente de pico parametrizada nos diodos da ponte inversora
\bar{I}_{dpk}	Corrente de pico parametrizada nos diodos da ponte retificadora
\bar{I}_{mds}	Corrente média parametrizada nos mosfets
\bar{I}_{mdd}	Corrente média parametrizada nos diodos da ponte inversora
\bar{I}_{dmd}	Corrente média parametrizada nos diodos da ponte retificadora
\bar{I}_{efs}^2	Corrente eficaz parametrizada nos mosfets
\bar{I}_{efd}^2	Corrente eficaz parametrizada nos diodos da ponte inversora
I_{def}	Corrente eficaz nos diodos da ponte retificadora
I_{cef}	Corrente eficaz no capacitor de filtro
I_l	Corrente de carga
I_p	Corrente na saída da ponte retificadora
I_{pdi}	Corrente na saída da ponte retificadora
I_c	Corrente no capacitor de filtro
I_s	Corrente nos mosfets
I_{out}	Corrente na saída do conversor
I_{dinv}	Corrente nos diodos da ponte retificadora
I_o	Corrente média direta no NTC
LPR	Largura de pulso relativa
M	Amplitudes das harmônicas da forma de onda da tensão para diferentes número de pulsos

P_{in}	Potência de entrada do conversor
P_{om}	Potência de saída do motor
P_{inm}	Potência de entrada do motor
Q_{inm}	Potência reativa de entrada do motor
R_{da}	Resistência dissipador-ambiente
R_{jc}	Resistência junção-cápsula
R_{cd}	Resistência cápsula-dissipador
$R_{25^{\circ}C}$	Resistência do NTC a temperatura de $25^{\circ}C$
S_{inm}	Potência aparente de entrada do motor
t_I	Tempo que a corrente reativa nos diodos da ponte inversora leva para anular-se
T_j	Temperatura de junção do semicondutor de potência
T_a	Temperatura ambiente
V	Tensão da rede de alimentação
V_{RN}, V_{SN}, V_{TN}	Tensões de fase na carga
V_{RS}, V_{ST}, V_{TR}	Tensões entre fases na carga
V_{pk}	Tensão de pico da rede de alimentação
V_{min}	Tensão de valor mínimo do ripple existente na entrada do inversor
V_p	Sinal de tensão gerado pelo comando lógico no ataque ao comando de gate
V_{cont}	Sinal de tensão contínua para operação do gerador de tensão- frequência
V_{com}	Sinal de tensão para operação do comando
V_{vco}	Sinal de tensão na saída do integrador do gerador de tensão- frequência
V_{prot}	Sinal de tensão contínua na saída do circuito de proteção
V_{prog}	Tensão na saída do circuito de partida progressiva
V_L	Tensão entre fases na carga

V_{pkd}	Tensão de pico reversa nos diodos da ponte inversora
V_{dpk}	Tensão de pico reversa nos diodos da ponte retificadora
V_{pks}	Tensão de pico reversa nos mosfets
V_{pdi}	Tensão nos diodos da ponte retificadora
V_c	Tensão no barramento c.c. ou no capacitor de filtro
V_{rrevs}	Tensão nos mosfets
V_{drev}	Tensão nos diodos da ponte inversora
V_{ff}	Queda de tensão existente nos diodos em condução
V_{out}	Tensão de fase ou de linha na carga
Δ_t	Máxima largura de pulso teórica
δ	Largura de pulso variável

INTRODUÇÃO

Um dos principais fatores que está relacionado à maior aceitação de um equipamento refere-se ao custo que este apresenta. Tal fato contribui no incentivo e interesse da busca de novos caminhos ou na conciliação dos existentes, de maneira que atinjam resultados satisfatórios dentro desta linha de pensamento. Sendo assim, na elaboração de um equipamento, procura-se produzi-lo com reduzido número de componentes para que se obtenha o menor custo, mas, com o cuidado de não comprometer as características requeridas pelo projeto a qual se destina a aplicação e, se possível, oferecendo vantagens sobre os demais.

Para o caso em questão, em razão da necessidade de velocidade variável em máquinas ferramentas e limitações da utilização de motores c.c.no acionamento em determinadas condições de operação, deu-se origem a este trabalho porém, não somente com o intuito de substituí-lo nesta condição, mas também em várias aplicações de acionamentos elétricos, dentro de seus critérios pré-estabelecidos em projeto.

Deste modo, com vistas ao baixo custo do equipamento, o presente trabalho tem como objetivo o estudo e implementação de um conversor para acionamento do motor de indução alimentado sob tensão e frequência variáveis.

Inicialmente no primeiro capítulo faz-se os seguintes estudos: interesse da utilização do motor de indução; qual a importância da alimentação variável em tensão e frequência no controle da velocidade; as possíveis estruturas para realização de seu acionamento e definição de uma que atenda o objetivo proposto.

No segundo capítulo são obtidas, à partir da estrutura definida, suas características do ponto de vista qualitativo e quantitativo, onde são estabelecidos ábacos e expressões para efetivação de seu dimensionamento.

Desenvolve-se no terceiro capítulo o circuito de comando, bem como os demais circuitos auxiliares (partida progressiva, fontes auxiliares etc) necessários ao bom funcionamento do conversor.

No último capítulo é estabelecida uma metodologia de projeto, um exemplo de projeto e sua implementação prática. Apresenta-se também os resultados obtidos via simulação digital e experimentação.

Em anexo são mostrados os programas elaborados para geração dos ábacos utilizados, e o circuito completo da estrutura implementada.

CAPÍTULO 1

INTERESSE DO ESTUDO DE UM CONVERSOR DE BAIXO CUSTO PARA ACIONAMENTO DO MOTOR DE INDUÇÃO DE BAIXA POTÊNCIA (<1KW)

1.1 - INTRODUÇÃO

O presente capítulo trata-se do estudo e definição de uma estrutura conversora destinada ao acionamento de motores de indução.

Inicialmente é analisado o interesse da utilização do motor de indução com rotor em gaiola, em controle de velocidade.

A seguir é realizado o estudo do motor de indução para diversas condições de alimentação em tensão e frequência, com velocidade variável.

E, finalmente, é efetuado um estudo comparativo de estruturas para seu acionamento levando-se em consideração os seguintes critérios: baixo custo, simplicidade, robustez, pequeno peso e volume, buscando selecionar-se, a partir daí, a estrutura que melhor se adapte as características requeridas em projeto.

1.2 - INTERESSE DA UTILIZAÇÃO DO MOTOR DE INDUÇÃO [5], [6]

Em muitas aplicações onde necessita-se do controle de velocidade de motores elétricos tradicionalmente tem-se utilizado o motor de corrente contínua. Este, com excitação independente, produz elevado torque para baixas velocidades e uma ampla faixa de regulação. É facilmente controlado através da variação da tensão de armadura e corrente de campo. Porém, a existência de um comutador em seu circuito rotórico além de elevar o custo de fabricação apresenta problemas tais como: menor durabilidade, faiscamento, ruído, rádio

interferência, limitação de velocidade e baixa razão potência/peso. Deste modo, sua utilização fica limitada a certas aplicações, onde estes problemas não possam ocorrer.

Já o motor de indução com o rotor em gaiola possui seu circuito rotórico formado por barras condutoras não isoladas introduzidas em ranhuras do circuito magnético e curto-circuitadas em sua extremidade, permitindo assim operar com temperaturas mais elevadas que o motor de corrente c.c. e sem a necessidade de comutador o que, conseqüentemente evita seus problemas. Por ser de construção mais simples, o motor de indução apresenta um menor custo de fabricação que o motor c.c. e sua razão potência/peso é aproximadamente duas vezes maior. Logo, a utilização do motor de indução aliado ao fato de seu uso amplamente difundido industrialmente e a a disponibilidade no mercado de motores elétricos, torna-se muito atraente.

Para que o motor de indução tenha características semelhantes ao motor c.c., deve-se alimentá-lo com tensão e frequência variáveis. Assim o uso de conversores estáticos ou rotativos faz-se necessário.

Devido as mesmas limitações apresentadas pelo motor de corrente contínua, não se analisou o motor de indução com rotor bobinado mas, de toda a forma nada impede que o mesmo conversor seja utilizado em seu acionamento.

1.3 - CARACTERÍSTICAS DO MOTOR DE INDUÇÃO PARA DIVERSAS CONDIÇÕES DE ALIMENTAÇÃO [1], [4], [5], [6], [11]

No motor de indução trifásico, os métodos utilizados para o controle de velocidade são:

- Variação da tensão de alimentação estatórica;
- Variação da frequência de alimentação estatórica;
- Variação da tensão e frequência de alimentação estatórica;
- Variação da resistência do circuito rotórico;
- Alimentação do circuito rotórico por frequências adequadas.

Por se tratar, neste trabalho, de um motor com rotor em gaiola, serão analisadas somente as três primeiras possibilidades. A terceira é de maior interesse para o caso presente,

em função da manutenção da característica de operação do motor, ou seja, torque máximo constante em uma ampla faixa de variação de velocidade.

Quando o enrolamento trifásico do estator é alimentado por uma rede alternada trifásica, cria-se um campo girante, que é uma onda senoidal de força magnetomotriz (admitindo apenas a componente de frequência fundamental) que se desloca ao longo do entreferro com velocidade síncrona, dada pela expressão (1.1).

$$n_s = \frac{120 \cdot f}{p} \quad (1.1)$$

Onde, f é a frequência de alimentação e p o número de pólos.

O campo girante varre os condutores do rotor, induzindo tensões também senoidais. Como os condutores estão curto-circuitados nas duas extremidades, por eles circulam correntes elétricas. Deste modo, aparecem forças magnéticas sobre esses condutores no sentido de movimento do campo girante, produzindo torque eletromagnético.

À medida que o motor acelera decresce a velocidade relativa rotor-campo girante, as voltagens induzidas, as correntes e o torque eletromagnético. Quando o torque eletromagnético se iguala ao torque resistente (carga no eixo do motor, atritos nos mancais e ventilador), o motor estabiliza sua velocidade, num valor necessariamente inferior à síncrona pois, se tal fato não ocorresse, não mais haveria velocidade relativa entre o campo girante e os condutores do rotor, o que anularia as tensões induzidas, as correntes e o torque, ocorrendo sua parada. Esta velocidade é dada pela expressão (1.2).

$$n = n_s \cdot (1 - s) \quad (1.2)$$

Onde, s é o chamado escorregamento.

Assim, de (1.2) verifica-se que a velocidade do motor pode ser variada através da frequência de alimentação.

A equação genérica que define o torque eletromagnético para o motor de indução é dada pela expressão (1.3).

$$T = k \cdot \Phi \cdot I \cdot \cos \varphi \quad (1.3)$$

Onde k é uma constante de proporcionalidade que depende dos parâmetros da máquina (número de pólos, número de ranhuras por pólo etc), Φ é o fluxo magnético e I é a corrente rotórica, atrasada de um ângulo φ em relação à tensão de alimentação.

A figura 1.1 mostra a curva característica de torque-velocidade do motor de indução em condições normais de funcionamento.

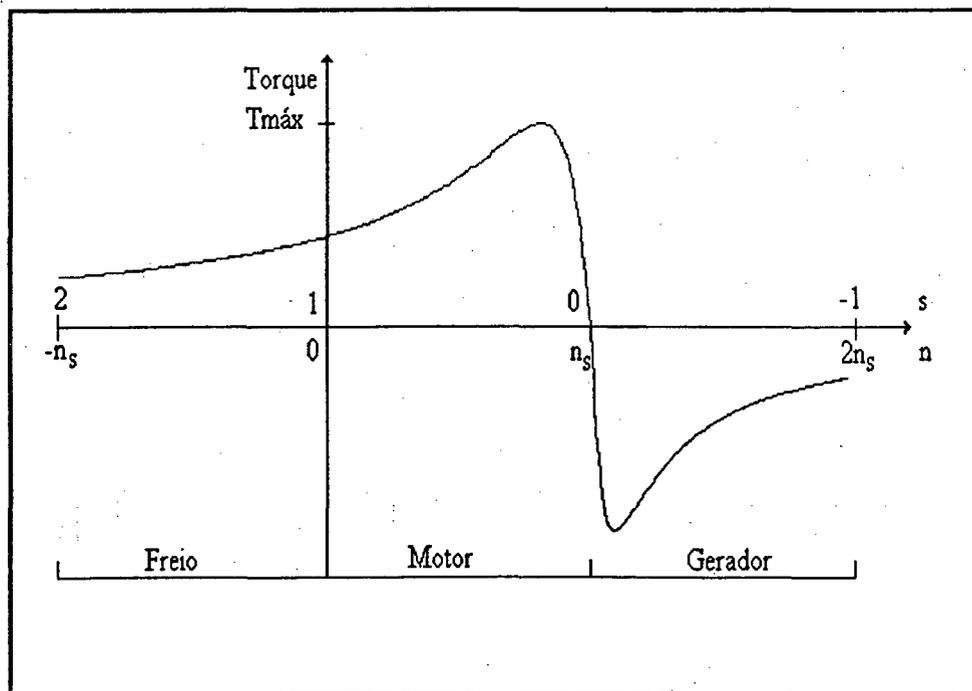


Figura 1.1 - Característica torque-velocidade do motor de indução para condições normais de funcionamento.

Ao realizar-se a variação de velocidade deve-se evitar operar o motor na região de saturação, para que não haja um aumento das perdas no ferro e da corrente de magnetização. Isto é feito mantendo-se a relação de tensão-frequência de alimentação do motor constante. A equação que define essa relação é dada pela expressão (1.4).

$$\Phi = k \cdot \frac{V}{f} \quad (1.4)$$

A figura 1.2 mostra a curva característica de torque-velocidade do motor de indução para diferentes tensões e freqüências de alimentação, mantendo-se o fluxo constante.

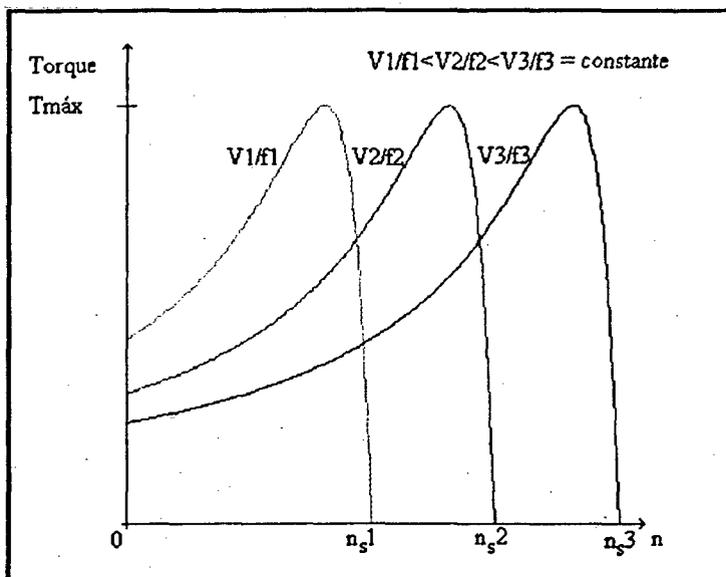


Figura 1.2 - Característica de torque-velocidade do motor de indução alimentado em velocidade variável e fluxo constante.

Observa-se que o torque máximo mantém-se constante em toda a faixa de variação de velocidade, porém, em baixas velocidades a queda de tensão na resistência do estator torna-se significativa, produzindo uma redução no torque. Para compensar a redução deve-se fornecer uma tensão de alimentação adicional. Esta característica de torque-velocidade é de grande importância em aplicações de carga com torque constante e em diferentes velocidades.

Caso mantenha-se a tensão fixa e a freqüência variável (figura 1.3) verifica-se que o torque máximo e o fluxo magnético (expressão 1.3 e 1.4) decrescem à medida que aumenta a freqüência de alimentação e conseqüentemente a velocidade. Esta característica é requerida por cargas que necessitem de elevado torque em baixa velocidade e baixo torque em velocidades elevadas. Já para tensão variável e freqüência fixa (figura 1.4) verifica-se que o torque máximo e o fluxo magnético decrescem à medida que diminui-se a tensão de

alimentação. Neste caso diminui-se também a velocidade do motor de indução, a qual depende da característica do torque de carga. O controle de velocidade por variação da tensão de alimentação é recomendado para cargas que necessitem de baixo torque para baixa velocidade e alto torque para alta velocidade.

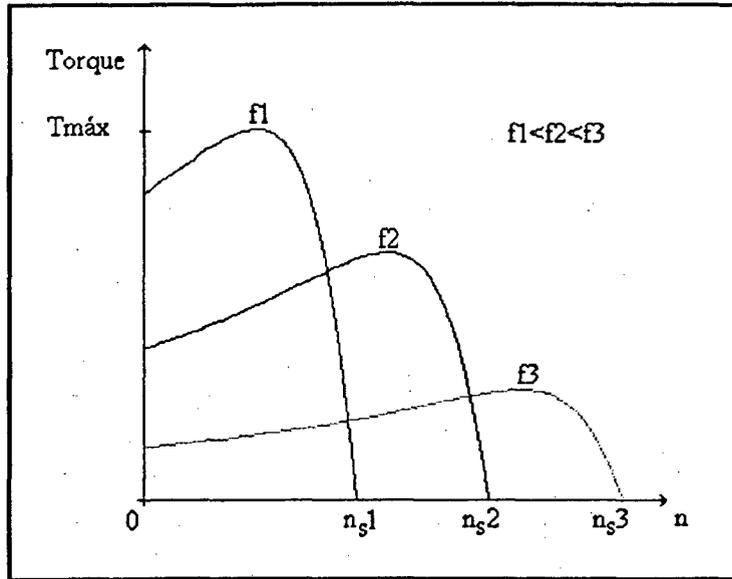


Figura 1.3.- Característica de torque-velocidade do motor de indução alimentado sob tensão fixa e frequência variável.

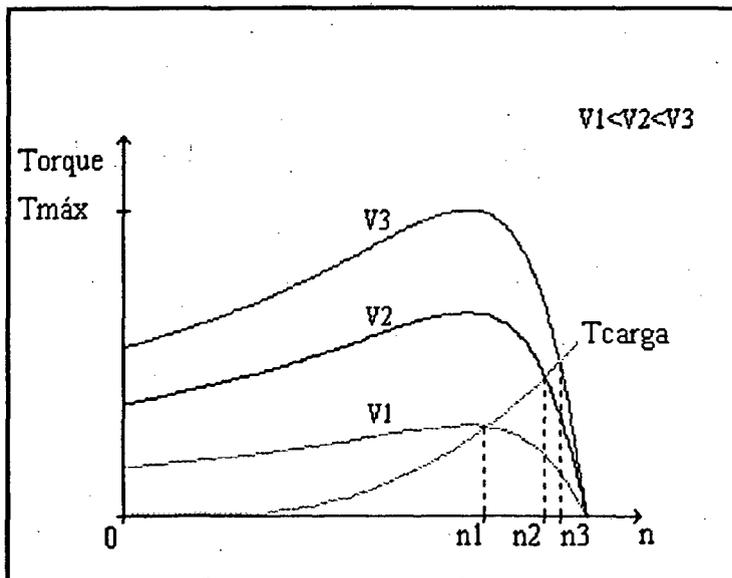


Figura 1.4 - Característica de torque-velocidade do motor de indução alimentado sob tensão variável e frequência fixa.

1.4 - ESTUDO COMPARATIVO DE ESTRUTURAS VARIÁVEIS EM TENSÃO E FREQUÊNCIA APLICADAS AO ACIONAMENTO COM CONTROLE DE VELOCIDADE DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO [1], [3], [4], [12]

A classe de conversores que converte potência c.c. para potência c.a. é definida como inversores. Em geral existem duas classes de inversores: os alimentados em tensão (VSI) e aqueles alimentados em corrente (CSI). As figuras (1.5) e (1.6) apresentam o diagrama unifilar dos dois tipos de inversores.

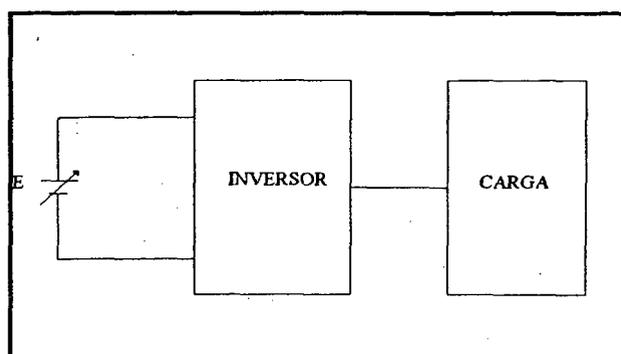


Figura 1.5 - Inversor fonte de tensão (VSI).

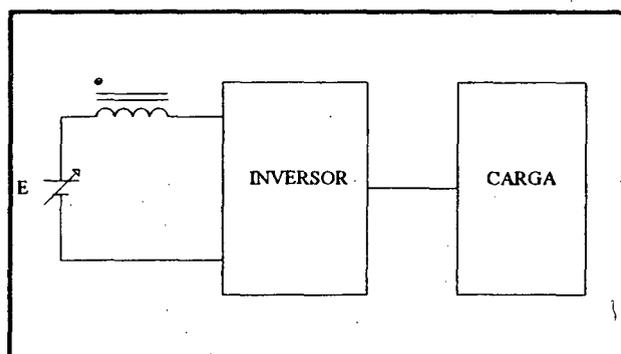


Figura 1.6 - Inversor fonte de corrente (CSI).

Os inversores alimentados em tensão são caracterizados por uma fonte de tensão c.c. na entrada. Esta fonte pode ser fixa ou variável, e é obtida através de baterias, choppers, retificadores (controlados ou não) etc. A tensão e frequência de saída do inversor também pode ser fixa ou variável.

Os inversores alimentados em corrente são caracterizados por uma fonte de corrente c.c. na entrada, sendo esta obtida através da associação de uma indutância em série com a fonte de tensão c.c.. A fonte de corrente também pode ser fixa ou variável, onde, para que seja variável, basta que a fonte de tensão c.c. obtida da mesma forma que o VSI varie. A frequência de saída do inversor pode ser constante ou variável.

A definição de qual o melhor tipo de alimentação é dada em função da característica de cada aplicação. Deste modo, no sentido de buscar uma melhor definição, efetuou-se um estudo comparativo entre o VSI e CSI. Assim tem-se:

- O VSI apresenta uma capacidade multimotora, ou seja, a partir de um retificador e de um inversor é possível acionar-se um sistema de motores, o que não ocorre com o CSI por ser mais interativo com a carga.

- Uma grande indutância de dispersão é vantajosa para o VSI em razão da ajuda na filtragem das harmônicas mas, para o CSI, que depende da indutância de dispersão em seu processo de comutação, é prejudicial, pois colabora no aumento de atraso do intervalo de transferência da corrente e piora o problema de pico de tensão na carga.

- Ainda em função do processo de comutação dependente da carga, a operação em elevadas frequências é restrita no CSI. O que não ocorre com o VSI.

- No processo de regeneração, o CSI não requer qualquer componente extra em seu circuito de potência, já o VSI necessita para regeneração de um inversor de comutação de linha, em paralelo com o retificador de potência. Caso haja uma falha de potência na rede, a potência regenerada pelo CSI não pode ser absorvida pela mesma e, deste modo, a velocidade do motor só é reduzida através de um freio mecânico. Para o VSI é possível uma frenagem dinâmica.

- O CSI possui uma maior confiabilidade que o VSI pois, como a corrente é imposta pelo primeiro estágio conversor, é impossível a ocorrência de correntes excessivas. Em um eventual curto-circuito na carga ou em função do disparo acidental dos semicondutores de um mesmo braço, a alta impedância do barramento c.c. do CSI evita que a corrente cresça instantaneamente, o que não ocorre com o VSI, por ter baixa impedância no barramento c.c.,

fazendo-se assim necessária a utilização de circuitos de proteção de maneira a evitar tal problema.

- Os problemas de estabilidade no CSI são maiores que no VSI, sendo que o VSI em muitos sistemas de acionamento permite operar com malha de controle aberta.

- O VSI apresenta um melhor fator de potência na entrada do que o CSI.

-.O torque pulsante no VSI apresenta-se com amplitude menor que no CSI, em razão do menor conteúdo harmônico existente na corrente de alimentação.

-.No fundamento volume peso, o CSI tem desvantagem sobre o VSI em razão do maior número de componentes utilizados em sua estrutura.

- Para o sucesso de operação do CSI é necessário a utilização de uma carga mínima em sua saída. No VSI isto não é necessário.

Deve ser observado que muitas das limitações de ambos os inversores (VSI e CSI) são superados por circuitos adicionais. Porém, o fato do acréscimo destes circuitos, associados com grande quantidades de componentes (passivos, semicondutores e fontes auxiliares) aumenta a complexidade, peso, volume e principalmente o custo, que é o fator fundamental para sua aceitação no presente trabalho. Deste modo, a utilização de estruturas inversoras mais conversor de entrada (caso a fonte c.c. deva ser obtida de uma rede c.a.), com reduzido número de componentes e circuitos auxiliares, sem comprometer o objetivo ao qual se destina a aplicação, é de grande interesse. Em razão disto são mostradas nas figuras (1.7) e (1.8) as estruturas básicas dos inversores VSI e CSI que apresentam menor número de componentes.

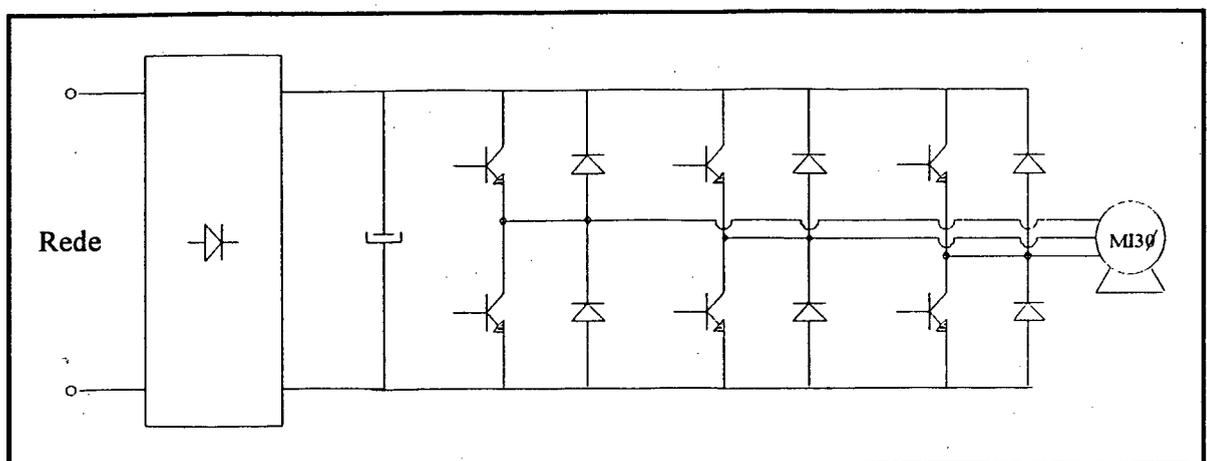


Figura 1.7 - Inversor trifásico meia ponte PWM-VSI.

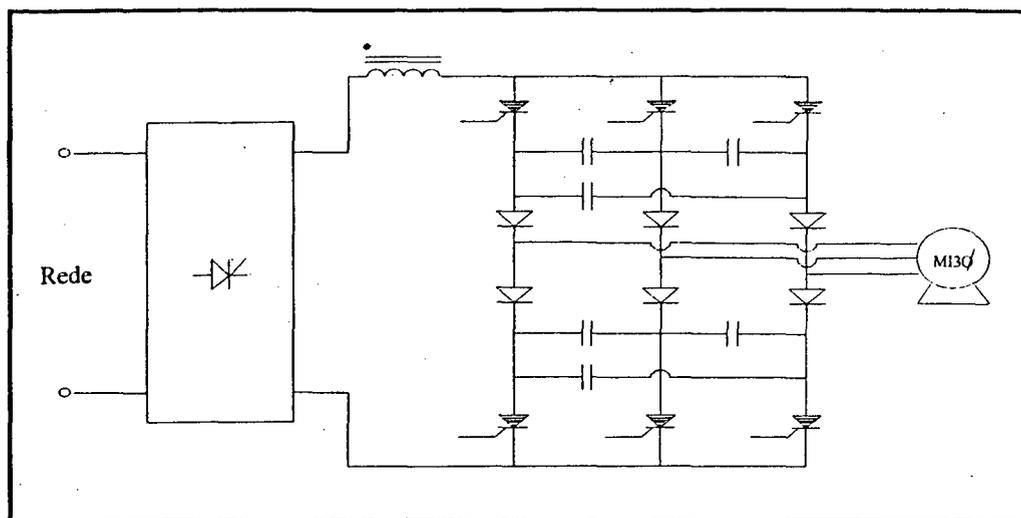


Figura 1.8 - Inversor trifásico onda quadrada (modulação 180°) CSI.

O controle do inversor da figura 1.7 é realizado por modulação de largura de pulso simétrico, onde os terminais do motor são conectados alternadamente no barramento de cima para baixo. Assim, as correntes no motor são aproximadamente senoidais em baixas frequências de alimentação. Em alta frequência de alimentação (60Hz) a modulação por largura de pulso cessa e o inversor gera uma forma de onda retangular de tensão, exibindo uma máxima componente fundamental. Pode-se ter também uma modulação por largura de pulso senoidal onde, neste caso, as correntes no motor são aproximadamente senoidais em toda a faixa de frequência de alimentação. A modulação 180° também é permitida para esta estrutura. Neste caso, normalmente cada transistor da ponte inversora conduz durante 180° , produzindo em sua saída uma forma de onda de tensão retangular. Todavia, este tipo de modulação possibilita somente obter frequência variável na saída. Deste modo a utilização de retificadores controlados ou choppers no estágio de entrada, para controle de tensão, faz-se necessária.

No circuito da figura 1.8 a corrente no barramento c.c. e no motor são controlados pelo conversor de entrada, e a frequência de saída é controlada pelo inversor. As correntes no motor são aproximadamente retangulares e intermitentes, exibindo 60° de intervalo com corrente nula durante cada meio ciclo da rede. (dual da modulação 180° para o VSI). Para baixas frequências de alimentação do motor pode-se ter modulação por largura de pulso.

Para o caso em questão, busca-se a definição de um conversor que seja simples, robusto, de peso reduzido, de pequeno volume e essencialmente de baixo custo. A aplicação a

que se destina é para motores de indução trifásicos de baixa potência ($< 1\text{Kw}$), não necessitando de regeneração, frenagem mecânica ou dinâmica, reversão do sentido de rotação, precisão de velocidade, malhas de controle e elevado rendimento, sendo somente necessário uma característica de torque máximo constante, em uma ampla faixa de velocidade. Logo, em função das características e critérios requeridos, e através da análise do estudo comparativo das classes inversoras, optou-se pelo estudo da estrutura da figura 1.7. No sentido de simplificar mais o circuito de potência do inversor utilizar-se-á, ao invés de transistores e tiristores, o mosfet como chave, por apresentar grande simplicidade na elaboração do circuito de ataque ao gate, a não necessidade de circuitos de ajuda a comutação e snubbers, rápida velocidade de chaveamento, tendência do custo cada vez menor com avanço da tecnologia, além de possuir no mesmo encapsulamento um diodo em antiparalelo para circulação da energia reativa envolvida no processo. A desvantagem deste componente ocorre em função da elevada resistência dreno-source no estado de condução, o que acarreta elevadas perdas necessitando conseqüentemente de maiores dissipadores para evacuação das mesmas.

O tipo de modulação implementada na estrutura inversora também influencia nas características de definição do projeto, pois a ela está associada a utilização do tipo de estágio de entrada do conversor, o qual pode ter grande representatividade em seu custo final. Para baixas potências normalmente a rede de alimentação utilizada pelo conversor é monofásica. Se por um lado colabora na diminuição do número de componentes da ponte retificadora (controlada ou não), pelo outro aumenta o filtro na entrada do inversor. As figuras 1.9, 1.10 e 1.11 mostram os possíveis estágios de entrada do conversor:

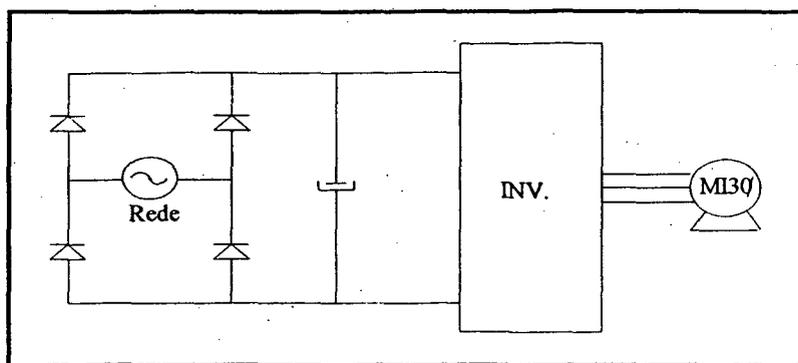


Figura 1.9 - Retificador não controlado (PWM).

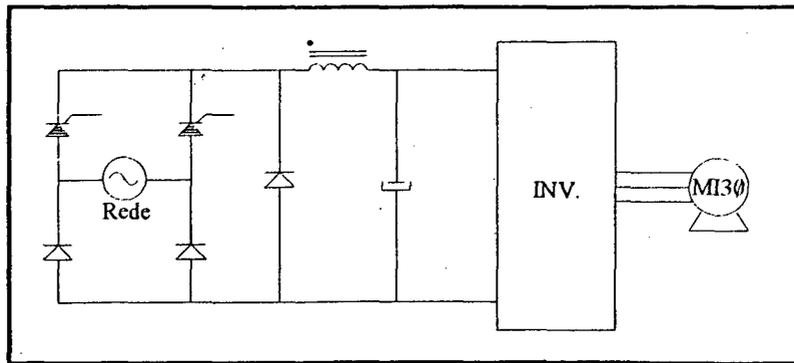


Figura 1.10 - Retificador controlado (modulação 180°).

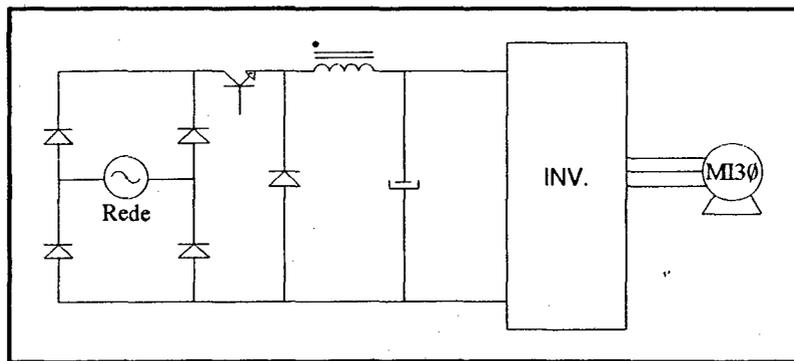


Figura 1.11 - Chopper (modulação 180°).

Dentre as possibilidades existentes para o caso, a que melhor se adapta às exigências do presente trabalho é a modulação por largura de pulso simétrico, em função da tensão e frequência de saída ser regulada no inversor, através de um controle simples, robusto e com circuitos integrados de baixo custo, permitindo a utilização do estágio de entrada com apenas uma ponte retificadora convencional e um filtro capacitivo, que pode assumir um valor de capacitância grande ou não dependendo do ripple de tensão aceitável pela carga. A complexidade de obtenção do controle da modulação PWM-senoidal variável em frequência e tensão e, conseqüentemente, seu elevado custo, inviabiliza sua aplicação neste caso, mesmo possuindo o mesmo estágio de entrada do conversor PWM-simétrico.

Na modulação 180°, como descrito anteriormente, necessita-se de retificadores controlados ou choppers para o controle da tensão na saída do inversor. Os retificadores controlados podem ser formados por pontes retificadoras mista (diodos e tiristores) ou completa (somente tiristores), de modo que, com a variação do ângulo de disparo dos tiristores ter-se-à a tensão variável desejada em sua saída. Esta é filtrada por um capacitor,

cujo valor de capacitância deve ser grande para que o ripple gerado pelo retificador controlado seja pequeno em baixas tensões. A necessidade de implementação de comando para a ponte retificadora, com utilização de no mínimo duas chaves controladas e o custo do capacitor de filtragem que pode representar até cerca de 30% do custo final do conversor, inviabilizou seu uso. No chopper a variação da tensão em sua saída dá-se em função da variação da razão cíclica em sua chave principal. A existência de um maior número de elementos passivos (capacitores e indutores), diodo rápido e chave principal controlada, bem como a necessidade de um comando adicional isolado para o controle da chave principal, também impossibilitou sua utilização no presente caso. Portanto, a estrutura adotada foi apresentada na figura 1.12, onde é mostrado o conversor completo a ser estudado e implementado. Esta estrutura básica é composta de uma ponte retificadora monofásica na entrada, um capacitor de filtragem e seis mosfets formando um inversor trifásico meia-ponte. A variação da tensão na saída do conversor (inversor) é feita através da modulação adotada, ou seja, as chaves principais são comandadas de modo a executar o controle de tensão e a variação de frequência é obtida através de um gerador de tensão-frequência que define o período de chaveamento das chaves principais, conforme será detalhado posteriormente. Segundo os critérios definidos neste trabalho, esta é a solução que se mostra mais atraente.

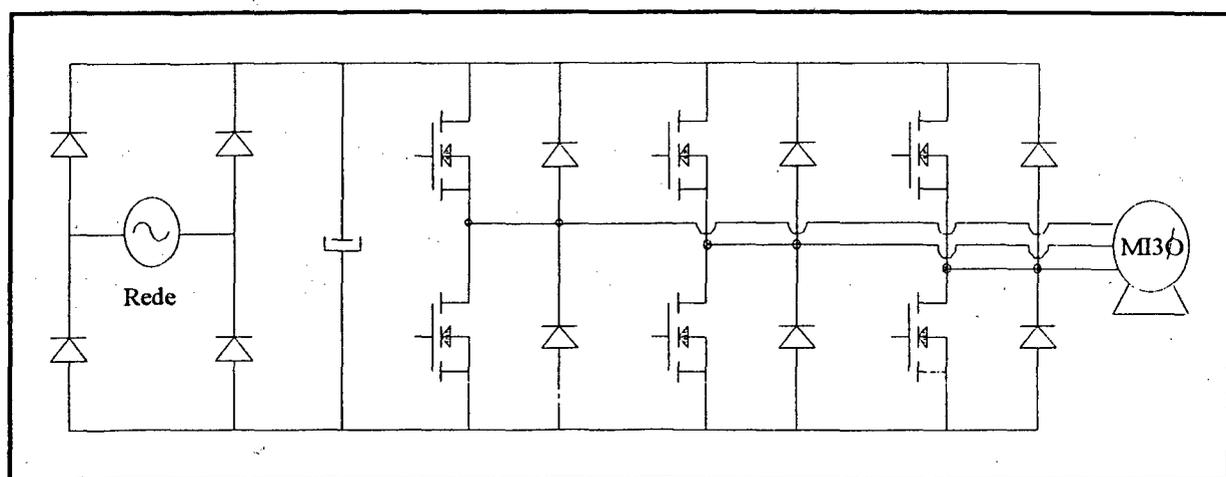


Figura 1.12 - Conversor meia-ponte trifásico (PWM-VSI).

1.5 - CONCLUSÃO

Inúmeras são as estruturas conversoras existentes que podem ser utilizadas no acionamento com controle de velocidade de motores de indução. Cada uma delas apresenta suas características particulares de funcionamento, adaptando-se melhor ou pior à aplicação desejada. É importante salientar que, conforme apresentado no presente capítulo, é de grande importância o tipo de alimentação a ser adotado, bem como a modulação e os semicondutores de potência utilizados na definição da estrutura desejada para o conversor.

Assim, após estudos de diferentes estruturas específicas para o acionamento de motores de indução trifásico, selecionou-se uma que satisfizesse os critérios de escolha propostos, conforme as qualificações descritas.

CAPÍTULO 2

ANÁLISE QUALITATIVA E QUANTITATIVA DO CONVERSOR EM ESTUDO

2.1 - INTRODUÇÃO

Neste capítulo é realizado o estudo qualitativo e quantitativo do conversor definido no capítulo 1.

O estudo qualitativo aborda o inversor em suas diferentes etapas de funcionamento e explana as características da modulação PWM simétrica. As formas de onda de interesse bem como a análise de Fourier são apresentadas na seqüência.

No estudo quantitativo são estabelecidas expressões e ábacos para dimensionamento dos componentes do circuito de potência do conversor.

2.2 - ANÁLISE QUALITATIVA DO INVERSOR [7], [9], [14]

Na modulação PWM-simétrica, a tensão de saída é definida através do chaveamento dos mosfets obtidos à partir da comparação de um sinal de referência (idêntico a modulação 180°) e uma forma de onda triangular, sendo ambas definidas pelo comando lógico. Quando se está operando na condição de máxima tensão na saída do inversor, onde, neste caso ambos os sinais de referência e triangular possuem mesma amplitude, a forma de onda da tensão na carga torna-se a mesma da modulação 180°, e somente abaixo da máxima tensão temos o PWM-simétrico, condição em que o sinal de referência possui uma menor amplitude que a triangular. Assim, por apresentar maior simplicidade de análise efetuou-se o estudo para condição de máxima tensão com vistas ao PWM-simétrico.

Considerar-se-à para este estudo o conversor definido no capítulo 1 e apresentado de maneira simplificada na figura 2.1, onde o estágio de entrada (ponte retificadora+filtro) são

substituídos por duas fontes c.c. em série, os semicondutores de potência por chaves ideais e o motor por uma carga R-L.

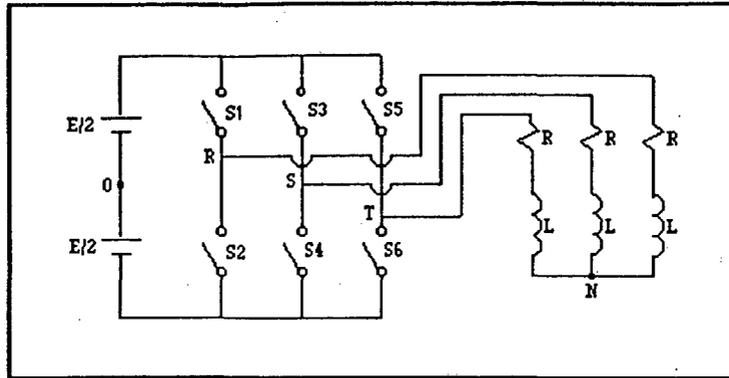


Figura 2.1 - Representação simplificada do conversor meia-ponte trifásico alimentando uma carga R-L.

Na condição de máxima tensão tem-se sempre três interruptores conduzindo, sendo que dois estão no grupo positivo e um no negativo ou vice-versa. Neste caso, o chaveamento dos elementos ativos de uma mesma fase são comandados com simetria de 180° e defasados de 120° em relação à fase vizinha, de modo que se produza na saída do inversor uma tensão trifásica. As principais etapas de funcionamento são apresentadas a seguir.

PRIMEIRA ETAPA: Inicialmente as chaves S1, S4 e S5 são habilitadas a conduzir a correntes de carga, como pode ser visto na figura 2.2

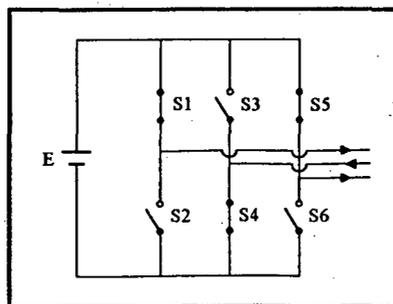


Figura 2.2

SEGUNDA ETAPA: S5 bloqueia-se e S6 assume a corrente passando a conduzir junto com S1 e S4 a corrente de carga, conforme mostra a figura 2.3.

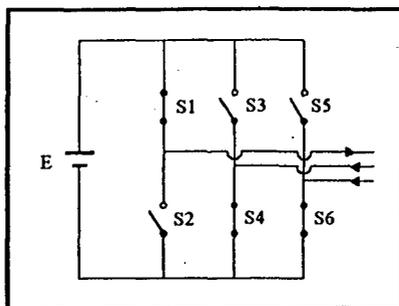


Figura 2.3

TERCEIRA ETAPA: S4 bloqueia-se e S3 assume a corrente de carga conduzindo junto com S1 e S6, como pode ser visto na figura 2.4.

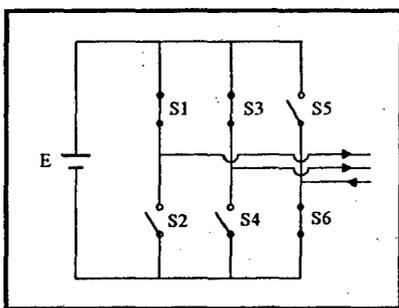


Figura 2.4

QUARTA ETAPA: S1 bloqueia-se e S2 assume a corrente de carga conduzindo junto com S3 e S6, conforme mostra a figura 2.5.

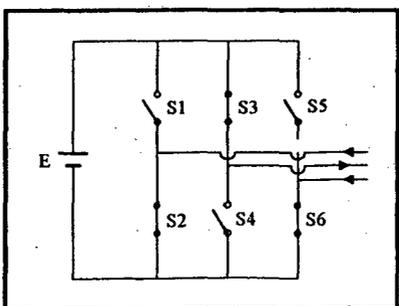


Figura 2.5

QUINTA ETAPA: S6 bloqueia-se e S5 assume a corrente de carga conduzindo junto com S2 e S3, como mostra a figura 2.6.

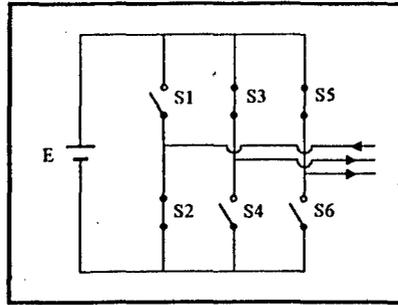


Figura 2.6

SEXTA ETAPA: S3 bloqueia-se e S4 assume a corrente de carga conduzindo junto com S2 e S5, conforme pode ser visto na figura 2.7.

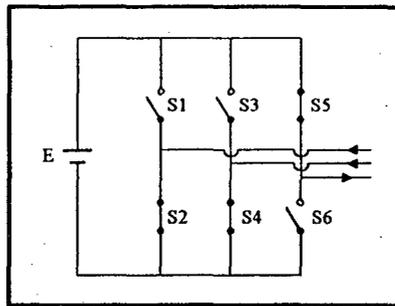


Figura 2.7

Terminada a sexta etapa retorna-se novamente a primeira. No caso de se considerar as chaves como sendo ideais, a corrente reativa em razão da carga possuir uma característica de fonte de corrente circula também pelas chaves, deste modo tornando-as bidirecionais em correntes. Para a situação de chaves reais, no caso dos mosfets, isto não ocorre pois, a corrente reativa circula pelos diodos em antiparalelo e as chaves principais conduzem somente a corrente direta.

Para melhor entendimento das etapas de funcionamento bem como a elaboração das formas de ondas, seja as relações seguintes:

$$V_{RO} = V_{RN} + V_{NO} \quad (2.1)$$

$$V_{SO} = V_{SN} + V_{NO} \quad (2.2)$$

$$V_{TO} = V_{TN} + V_{NO} \quad (2.3)$$

Onde V_{RO} , V_{SO} e V_{TO} representam as tensões das fases R, S e T com relação ao ponto de referência O; V_{RN} , V_{SN} e V_{TN} são as tensões entre as fases R, S e T com relação ao neutro N; V_{NO} a tensão entre neutro N e o ponto O.

Admitindo-se o sistema trifásico equilibrado, e somando-se as expressões (2.1), (2.2) e (2.3), obtém-se:

$$V_{NO} = \frac{V_{RO} + V_{SO} + V_{TO}}{3} \quad (2.4)$$

Assim, retornando e substituindo (2.4) em (2.1), (2.2) e (2.3) tem-se as expressões que representam as tensões das fases R, S e T e neutro:

$$V_{RN} = \frac{2}{3} \cdot V_{RO} - \frac{V_{SO}}{3} - \frac{V_{TO}}{3} \quad (2.5)$$

$$V_{SN} = \frac{2}{3} \cdot V_{SO} - \frac{V_{RO}}{3} - \frac{V_{TO}}{3} \quad (2.6)$$

$$V_{TN} = \frac{2}{3} \cdot V_{TO} - \frac{V_{RO}}{3} - \frac{V_{SO}}{3} \quad (2.7)$$

As tensões de linha ou entre as fases R, S e T são dadas pelas seguintes expressões:

$$V_{RS} = V_{RO} - V_{SO} \quad (2.8)$$

$$V_{ST} = V_{SO} - V_{TO} \quad (2.9)$$

$$V_{TR} = V_{TO} - V_{RO} \quad (2.10)$$

As formas de onda de interesse na saída do inversor conforme etapas e expressões definidas são apresentadas a seguir na figura 2.8. Note que, como impõe-se a todo instante a tensão de alimentação na carga, a forma de onda da tensão na saída do inversor é independente da natureza da carga.

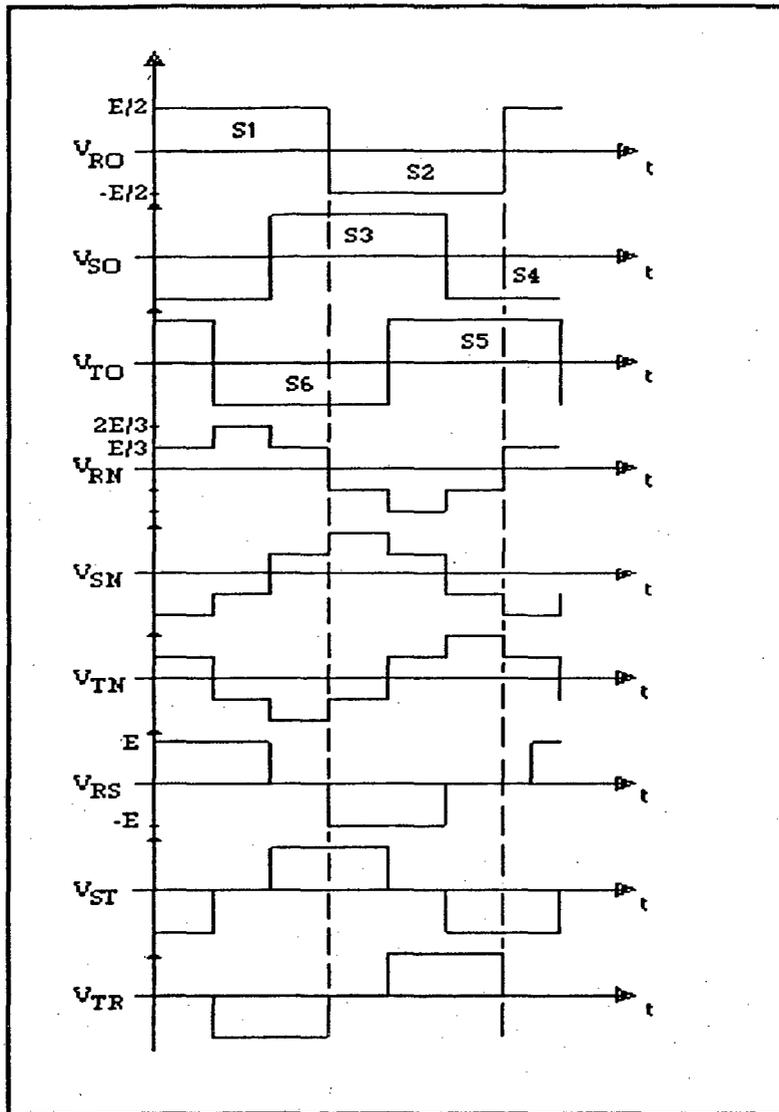


Figura 2.8 - Principais formas de onda do inversor à modulação 180°.

Seja agora, as tensões V_{RO} , V_{SO} e V_{TO} desenvolvidas em série de Fourier, representadas pelas seguintes expressões:

$$V_{RO} = \frac{2 \cdot E}{\pi} \cdot (\cos(\omega t) + \frac{1}{3} \cdot \cos 3 \cdot (\omega t) + \frac{1}{5} \cdot \cos 5 \cdot (\omega t) + \dots) \quad (2.11)$$

$$V_{SO} = \frac{2 \cdot E}{\pi} \cdot (\cos(\omega t - 120^\circ) + \frac{1}{3} \cdot \cos 3 \cdot (\omega t - 120^\circ) + \frac{1}{5} \cdot \cos 5 \cdot (\omega t - 120^\circ) + \dots) \quad (2.12)$$

$$V_{TO} = \frac{2 \cdot E}{\pi} \cdot (\cos(\omega t + 120^\circ) + \frac{1}{3} \cdot \cos 3 \cdot (\omega t + 120^\circ) + \frac{1}{5} \cdot \cos 5 \cdot (\omega t + 120^\circ) + \dots) \quad (2.13)$$

Assim, substituindo-se (2.11), (2.12) e (2.13) em (2.5), (2.6) e (2.7), tem-se que as tensões de fase-neutro são dadas por:

$$V_{RN} = \frac{2.E}{\pi} \cdot (\cos(\omega t) - \frac{1}{5} \cdot \cos 5.(\omega t) - \frac{1}{7} \cdot \cos 7.(\omega t) + \dots) \quad (2.14)$$

$$V_{SN} = \frac{2.E}{\pi} \cdot (\cos(\omega t - 120^\circ) - \frac{1}{5} \cdot \cos 5.(\omega t - 120^\circ) - \frac{1}{7} \cdot \cos 7.(\omega t - 120^\circ) + \dots) \quad (2.15)$$

$$V_{TN} = \frac{2.E}{\pi} \cdot (\cos(\omega t + 120^\circ) - \frac{1}{5} \cdot \cos 5.(\omega t + 120^\circ) - \frac{1}{7} \cdot \cos 7.(\omega t + 120^\circ) + \dots) \quad (2.16)$$

Do mesmo modo, substituindo-se (2.11), (2.12) e (2.13) em (2.8), (2.9) e (2.10) obtém-se as expressões das tensões de linha:

$$V_{RS} = \frac{2.\sqrt{3}.E}{\pi} \cdot (\cos(\omega t + 30^\circ) - \frac{1}{5} \cdot \cos 5.(\omega t + 30^\circ) - \frac{1}{7} \cdot \cos 7.(\omega t + 30^\circ) + \dots) \quad (2.17)$$

$$V_{ST} = \frac{2.\sqrt{3}.E}{\pi} \cdot (\cos(\omega t - 90^\circ) - \frac{1}{5} \cdot \cos 5.(\omega t - 90^\circ) - \frac{1}{7} \cdot \cos 7.(\omega t - 90^\circ) + \dots) \quad (2.18)$$

$$V_{TR} = \frac{2.\sqrt{3}.E}{\pi} \cdot (\cos(\omega t + 150^\circ) - \frac{1}{5} \cdot \cos 5.(\omega t + 150^\circ) - \frac{1}{7} \cdot \cos 7.(\omega t + 150^\circ) + \dots) \quad (2.19)$$

Analisando-se então, as expressões (2.14), (2.15), (2.16) e (2.17), (2.18), (2.19) verifica-se que em razão da conexão da carga Y com neutro isolado ou Δ , não apresentam harmônicas de ordem três e suas múltiplas, além de que a quinta, sétima e demais harmônicas possuem um quinto, um sétimo etc, amplitude da forma de onda fundamental respectivamente.

Para condição abaixo da máxima tensão, o número de etapas aumenta em função do aumento da frequência de chaveamento, o que caracteriza a modulação PWM simétrica. Neste caso, pode-se ter até três chaves conduzindo no mesmo grupo de modo que neste instante a tensão de carga se anule, possibilitando assim a redução da tensão. O princípio de ter-se sempre um semiconductor de potência do mesmo braço conduzindo permanece. Na figura 2.9 são mostradas as formas de onda de interesse para a situação de modulação em PWM-

simétrico onde, as expressões definidas para a determinação da figura 2.8 são válidas também para este caso.

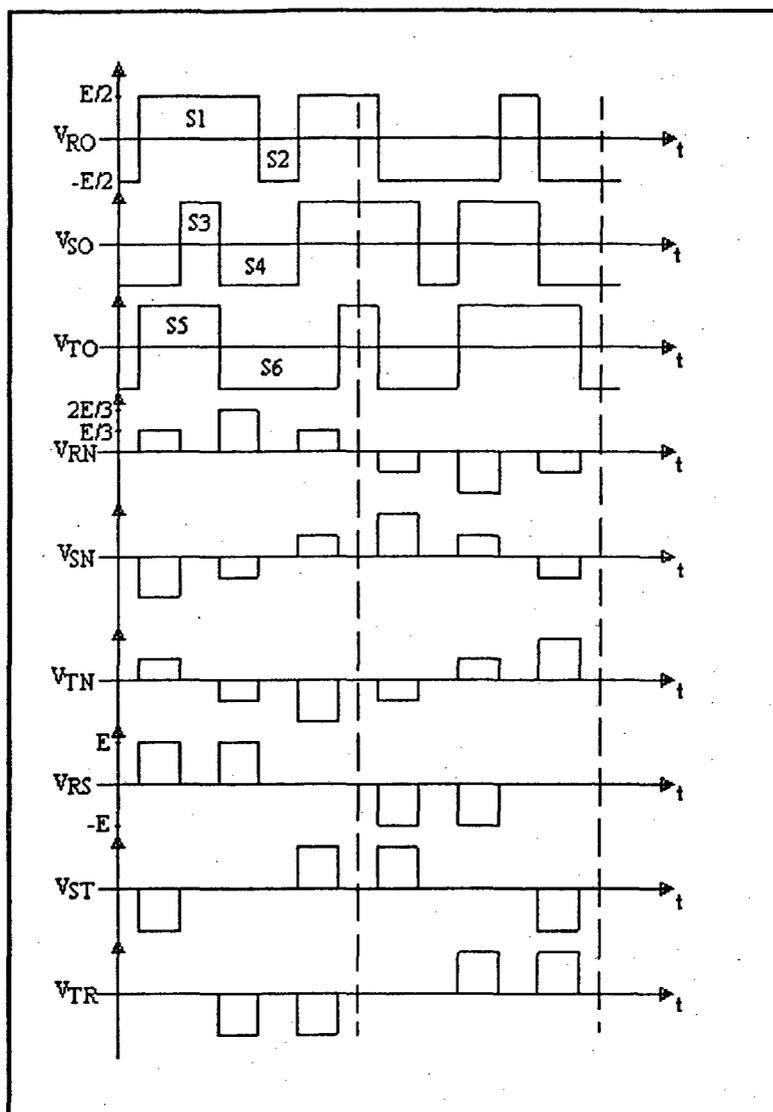


Figura 2.9 - Principais formas de onda do inversor à modulação PWM-simétrica.

A técnica de controle de tensão por largura de pulsos simétricos pode facilmente ser aplicada nos inversores meia ponte e ponte completa trifásica. No circuito meia ponte a voltagem entre linha é limitada a uma forma de onda quase retangular com intervalo máximo de condução de 120° para cada meio ciclo ou período. Para variar a tensão deste máximo valor, sua forma de onda na saída do inversor é dividida dentro de um número de pulsos simétricos cuja largura é variada para conseguir o controle desejado. Para o inversor ponte

completa o mesmo método é utilizado, mas a máxima voltagem é obtida quando a saída é uma onda quadrada.

Para obter os pulsos simétricos na saída do inversor meia ponte (caso de interesse), a frequência moduladora (definida pela onda triangular) é forçada a ser $6mf_s$, onde $m=1, 2, 3\dots$ e f_s é a frequência desejada. A figura (2.10) mostra a voltagem de saída modulada para as frequências de modulação de $6f_s$ e $12f_s$ respectivamente. O número de pulsos por meio ciclo é dado por $2m$, onde m é como definido. A voltagem de saída é controlada pela variação das larguras de pulsos simétricamente. Em algumas aplicações o número de pulsos é mantido fixo em todas as voltagens. Esquemas mais complexos permitem o aumento do número de pulsos por meio ciclo em baixas voltagens de saída para reduzir o conteúdo de harmônicos da forma de onda. De toda a forma a escolha se dá em função do requerido em projeto.

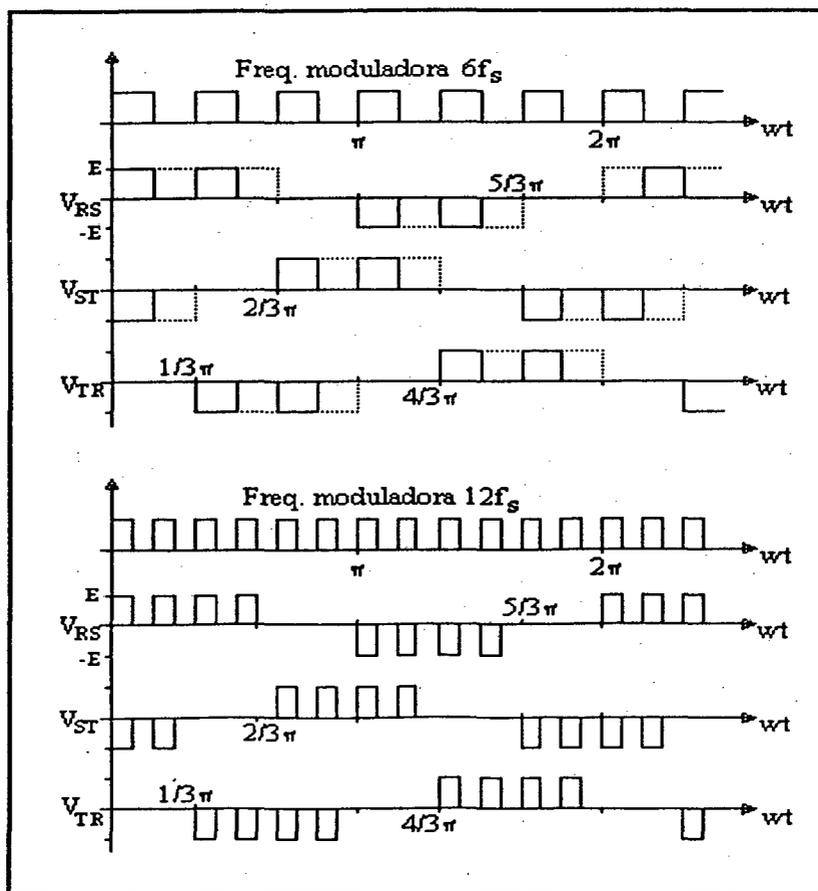


Figura 2.10 - Formas de ondas de tensão modulada por largura de pulsos simétricos para o inversor meia ponte.

A amplitude das harmônicas nas formas de ondas com diferentes números de pulsos por meio ciclo são derivadas como:

$$M = \frac{\text{Freq de Moduladora}}{6. \text{Freq Fundamental}} \quad (2.20)$$

A figura (2.11) mostra a forma de onda generalizada da tensão entre linha com $2m$ pulsos simétricos por meio ciclo. A máxima largura de pulso teórica Δ_t é dada por:

$$\Delta_t = \frac{\pi}{3.m} \quad (2.21)$$

Seja δ a largura de pulso variável em radianos.

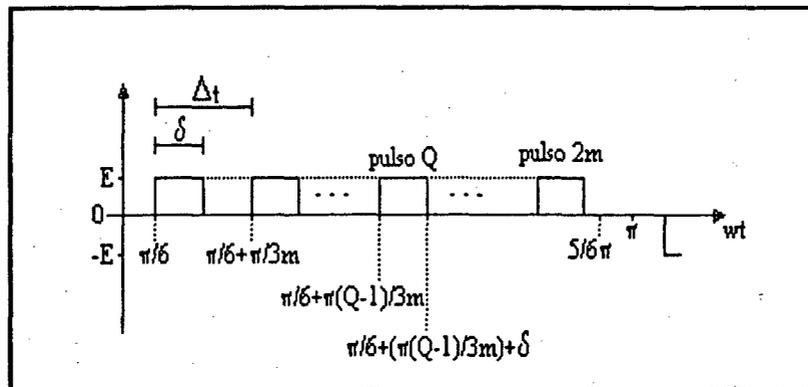


Figura 2.11 - Forma de onda generalizada da tensão de linha para o inversor meia ponte modulado por largura de pulsos simétricos

Esta forma de onda é representada pela seguinte série de Fourier:

$$f(\omega t) = \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cdot \text{sen}(n \cdot \omega t) + b_n \cdot \text{cos}(n \cdot \omega t)) \quad (2.22)$$

Por simetria da forma de onda: $a_n = 0$, $b_n = 0$ para n par.

Os coeficientes para n ímpar são:

$$a_n = \frac{2 \cdot E}{n \cdot \pi} \int_0^{\pi} f(\omega t) \cdot \text{sen}(n \cdot \omega t) \cdot d(\omega t), \text{ para } n=1, 2, 3 \dots \quad (2.23)$$

$$a_n = \frac{2 \cdot E}{\pi} \cdot \sum_{Q=0}^{2 \cdot m-1} \left(\int_{\frac{\pi}{6} + \frac{Q \cdot \pi}{3 \cdot m}}^{\frac{\pi}{6} + \frac{Q \cdot \pi}{3 \cdot m} + \delta} \text{sen}(n \cdot \omega t) \cdot d(\omega t) \right) \quad (2.24)$$

$$a_n = \frac{2 \cdot E}{n \cdot \pi} \sum_{Q=0}^{2 \cdot m-1} \left(\cos n \cdot \left(\frac{\pi}{6} + \frac{Q \cdot \pi}{3 \cdot m} \right) - \cos n \cdot \left(\frac{\pi}{6} + \frac{Q \cdot \pi}{3 \cdot m} + \delta \right) \right) \quad (2.25)$$

Similarmente:

$$b_n = \frac{2 \cdot E}{n \cdot \pi} \sum_{Q=0}^{2 \cdot m-1} \left(\text{sen} n \cdot \left(\frac{\pi}{6} + \frac{Q \cdot \pi}{3 \cdot m} + \delta \right) - \text{sen} n \cdot \left(\frac{\pi}{6} + \frac{Q \cdot \pi}{3 \cdot m} \right) \right) \quad (2.26)$$

Definindo C_n como:

$$C_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \quad (2.27)$$

Logo, a série de Fourier da forma de onda é:

$$f(\omega t) = \sum_{n=1}^{\infty} C_n \cdot \text{sen}(n \cdot \omega t + \psi_n) \quad (2.28)$$

Onde: $\psi_n = \tan^{-1} \left(\frac{a_n}{b_n} \right)$

E definindo largura de pulso relativa como:

$$LPR = \frac{\delta}{\Delta_t} \quad (2.29)$$

A figura (2.12) mostra a curva da componente fundamental plotada contra a largura de pulso relativa para dois pulsos por meio ciclo da forma de onda. As quatro harmônicas existentes a quinta, sétima, décima primeira e décima terceira são plotadas como uma porcentagem da fundamental contra a largura de pulso relativa. As figuras (2.13) e (2.14) mostram as curvas para quatro e oito pulsos por meio ciclo. As harmônicas múltiplas de três estão ausentes em função do mesmo motivo verificado nas expressões (2.17), (2.18) e (2.19).

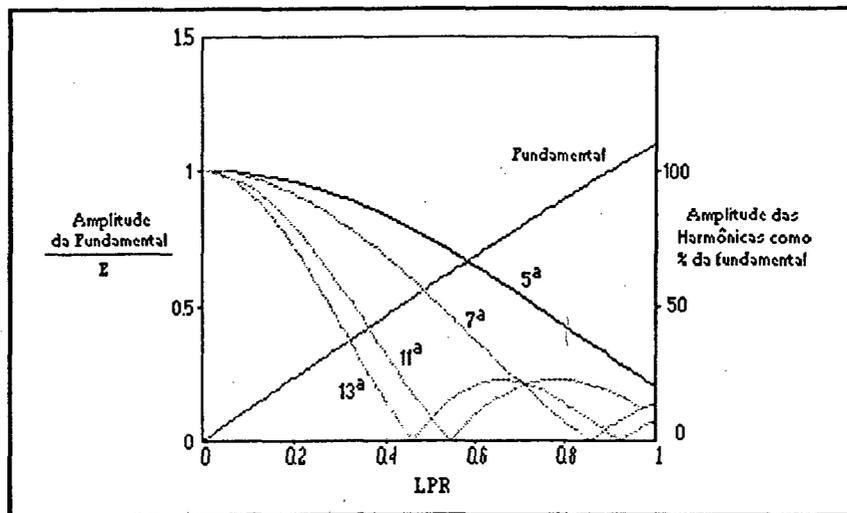


Figura 2.12 - Conteúdo harmônico da forma de onda da tensão de linha para dois pulsos por meio ciclo.

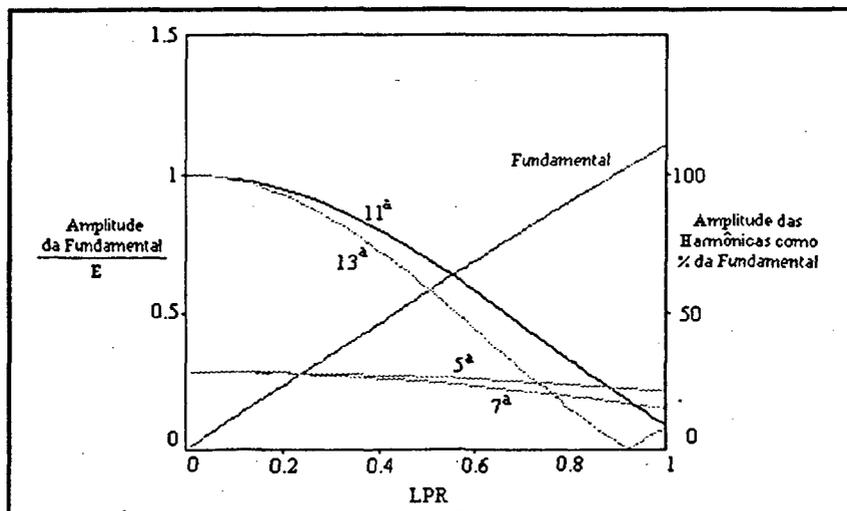


Figura 2.13 - Conteúdo harmônico da forma de onda da tensão de linha para quatro pulsos por meio ciclo.

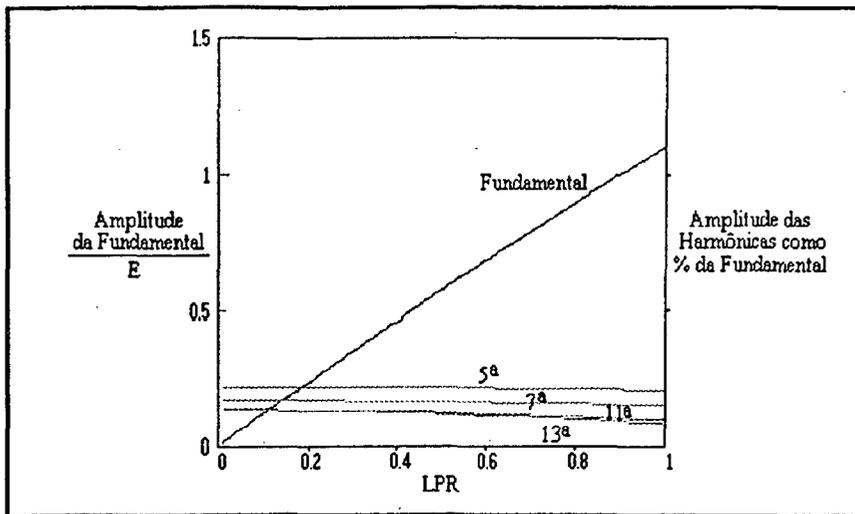


Figura 2.14 - Conteúdo harmônico da forma de onda da tensão de linha para oito pulsos por meio ciclo.

Das figuras (2.12), (2.13) e (2.14) verifica-se que com o aumento de pulsos por meio ciclo da forma de onda da tensão de saída, a razão das harmônicas para a fundamental aproxima-se do valor de uma onda quadrada equivalente; isto é, para a quinta harmônica aproxima-se de um quinto; para a sétima harmônica, um sétimo etc. Teóricamente o conteúdo de harmônicas da forma de onda com um infinito número de pulsos, aproxima-se da onda quadrada em todos os valores da largura de pulso relativa. Deste modo, as harmônicas existentes podem ser limitadas pelo aumento do número de pulsos por meio ciclo da qual é obtida aumentando-se a frequência da moduladora (onda triangular). Assim, as harmônicas de ordem baixa tende a aproximar-se o limite entre as harmônicas de ordem alta.

O número de pulsos por meio ciclo para uma aplicação particular pode ser definida em função da restrição do conteúdo harmônico. Usualmente harmônicas de ordem elevadas são facilmente filtradas na saída do inversor utilizando-se um filtro de saída. O número de pulsos por meio ciclo, em prática é limitado pelo tempo de desligamento dos dispositivos que força a sua frequência de chaveamento. A frequência de saída do inversor é determinada pelo sinal de referência e não pela triangular. Deve-se prover o inversor de um pequeno tempo de segurança (da ordem de micro segundos) entre os semicondutores de uma mesma fase para impedir que a fonte seja colocada em curto-circuito (com a consequência de destruição do conversor) devido aos atrasos inerentes ao circuito de comando, bem como a comutação dos semicondutores de

potência. A perda de comutação também possui um importante papel em elevadas frequências de chaveamento. Um compromisso é usualmente necessário para um sistema econômico e eficiente.

2.3 - ANÁLISE QUANTITATIVA DO INVERSOR

Para efeito de simplificação de equacionamento, a análise matemática realizada no conversor (figura 2.1) é feita para condição de máxima tensão. Deve ser observado também que o modelo utilizado para o motor é representado por uma carga R-L, o que exige certa precaução na análise dos resultados, pois o motor de indução real depende de outros parâmetros, que associados as harmônicas existentes em sua alimentação, gerados pela modulação no inversor, pode ocasionar diferenças de resultados entre valores calculados e experimentais. Considere-se a corrente e tensão de fase na carga mostradas na figura 2.15 para estudo com vistas ao equacionamento.

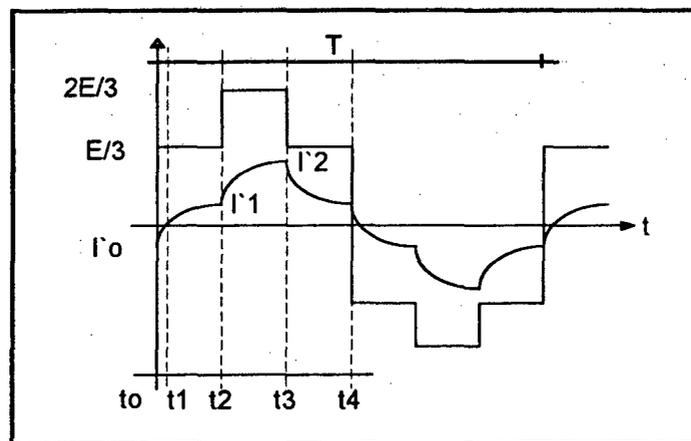


Figura 2.15 - Formas de corrente e tensão de fase na carga.

Conforme o apresentado na figura, tem-se:

- Intervalo (t_0, t_1) : O circuito equivalente monofásico para esta situação é representado na figura 2.16. Com as seguintes condições iniciais: Tensão de alimentação $E/3$ e corrente $i(t_0) = I'0$.

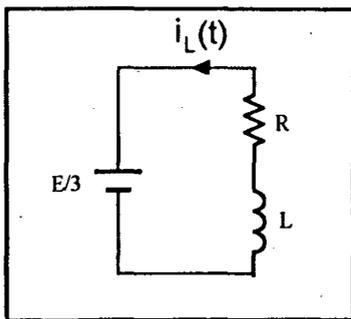


Figura 2.16 - Circuito simplificado monofásico para o intervalo (t_0, t_1)

A expressão que define a corrente neste instante é dada por:

$$i_L(t) = -\frac{E}{3.R} + \left(I_0 + \frac{E}{3.R}\right) \cdot e^{-\frac{R}{L} \cdot t} \quad (2.30)$$

- Intervalo (t_1, t_2) : O circuito equivalente monofásico para este intervalo é representado na figura 2.17. Neste caso as condições iniciais são: Tensão de alimentação $E/3$ e corrente $i(t_1) = 0$.

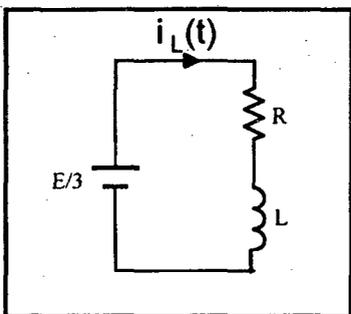


Figura 2.17 - Circuito simplificado monofásico para o intervalo (t_1, t_2)

A expressão que define a corrente neste intervalo é dada por:

$$i_L(t) = \frac{E}{3.R} - \frac{E}{3.R} \cdot e^{-\frac{R}{L} \cdot t} \quad (2.31)$$

- Intervalo (t_2, t_3) : O circuito equivalente monofásico para a situação é representado na figura 2.18. As condições iniciais são: Tensão de alimentação $2E/3$ e corrente

$$i_L(t_2) = I_1$$

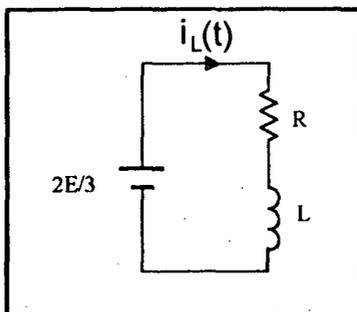


Figura 2.18- Circuito simplificado monofásico para o intervalo (t_2, t_3)

A expressão que define a corrente neste instante é dada por:

$$i_L(t) = \frac{2.E}{3.R} - \left(\frac{2.E}{3.R} - I_1 \right) \cdot e^{-\frac{R}{L} \cdot t} \quad (2.32)$$

- Intervalo (t_3, t_4) : O circuito equivalente monofásico para a situação é representado na figura 2.19. Tem-se agora as seguintes condições iniciais: Tensão de alimentação $E/3$ e

corrente $i_L(t_3) = I_2$.

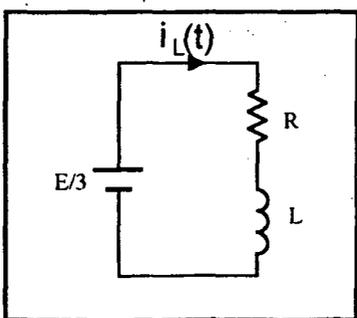


Figura 2.19 - Circuito simplificado monofásico para o intervalo (t_3, t_4)

A expressão que define a corrente neste instante é dada por:

$$i_L(t) = \frac{E}{3.R} - \left(I_2 - \frac{E}{3.R} \right) \cdot e^{-\frac{R}{L} \cdot t} \quad (2.33)$$

Como as correntes e tensões são iguais para as três fases (porém defasadas de 120°) as equações aqui definidas são válidas para o caso trifásico.

Assim, de posse das expressões (2.30), (2.31), (2.32) e (2.33) realizou-se a parametrização das mesmas a fim de gerar ábacos para dimensionamento do inversor. Seja então:

$$\bar{I}(t) = \frac{R}{E} \cdot i_L(t) \quad (2.34)$$

$$\tau = \frac{L}{R} \quad (2.35)$$

Onde, a expressão (2.34) representa de um modo geral as correntes nos semicondutores de potência do inversor parametrizadas em função da tensão no barramento c.c. e parâmetros R-L da carga. A expressão (2.35) representa a constante de tempo definida pela carga.

Logo, parametrizando as expressões conforme (2.34) e (2.35), obtém-se:

$$\bar{I}_1(t) = 1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (2.36)$$

$$\bar{I}_2(t) = 2 - (2 - \bar{I}_1(t_2)) \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (2.37)$$

$$\bar{I}_3(t) = 1 + (\bar{I}_2(t_3) - 1) \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (2.38)$$

$$\bar{I}_0(t) = -1 + (1 - \bar{I}_3(t_4)) \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (2.39)$$

À partir de (2.36), (2.37), (2.38) e (2.39) e da figura (2.15), são obtidas as demais expressões para determinação dos valores das correntes eficazes, médias e de pico parametrizadas nos mosfets e no diodo em antiparalelo.

- Corrente de pico nos mosfets:

A máxima corrente de pico nos mosfets ocorre durante $t = t_3$. Assim, substituindo-se na expressão (2.37), tem-se:

$$\bar{I}_{pks} = 2 + \left(\bar{I}(t_2) - 2 \right) \cdot e^{\frac{-t_3}{\tau}} \quad (2.40)$$

- Corrente de pico nos diodos em antiparalelo dos mosfets:

Neste caso a máxima corrente de pico nos diodos ocorre para os intervalos $t = t_0$ ou $t = t_4$. Logo, substituído-se na expressão (2.38), vem:

$$\bar{I}_{pkd} = 1 + \left(\bar{I}2(t_3) - 1 \right) \cdot e^{\frac{-t_4}{\tau}} \quad (2.41)$$

- Corrente média nos diodos dos mosfets:

Da equação (2.39), e para o intervalo entre (t_0, t_1) tem-se que a expressão da corrente média nos diodos é dada por:

$$\bar{I}_{mdd} = \frac{1}{T} \cdot \int_{t_0}^{t_1} \left(-1 + \left(-\bar{I}3(t_4) + 1 \right) \cdot e^{\frac{-t}{\tau}} \right) \cdot dt \quad (2.42)$$

Assim, integrando-se e substituindo os limites de integração obtém-se:

$$\bar{I}_{mdd} = f \cdot \left(-t_1 + t_0 + \tau \cdot \left(-\bar{I}3(t_4) + 1 \right) \cdot \left(e^{\frac{-t_0}{\tau}} - e^{\frac{-t_1}{\tau}} \right) \right) \quad (2.43)$$

- Corrente eficaz nos diodos dos mosfets.

Novamente da equação (2.39) e o intervalo (t_0, t_1) defini-se a expressão da corrente eficaz nos diodos como:

$$\bar{I}_{efd}^2 = \frac{1}{T} \cdot \int_{t_0}^{t_1} \left(-1 + \left(-I_3(t_4) + 1 \right) \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \right)^2 \cdot dt \quad (2.44)$$

Onde, integrando-se e substituindo os limites de integração tem-se:

$$\bar{I}_{efd}^2 = f \cdot \left(t_1 - t_0 + 2 \cdot \tau \cdot \left(-I_3(t_4) + 1 \right) \cdot \left(e^{-\frac{t_1}{\tau}} - e^{-\frac{t_0}{\tau}} \right) + \frac{\tau}{2} \cdot \left(-I_3(t_4) + 1 \right)^2 \cdot \left(e^{-\frac{2t_0}{\tau}} - e^{-\frac{2t_1}{\tau}} \right) \right) \quad (2.45)$$

- Corrente média nos mosfets:

Neste caso, a expressão de corrente média nos mosfets é dado pela superposição das correntes médias nos intervalos subseqüentes como mostrado na equação abaixo:

$$\bar{I}_{mds} = \bar{I}_{mds}(t_1, t_2) + \bar{I}_{mds}(t_2, t_3) + \bar{I}_{mds}(t_3, t_4) \quad (2.46)$$

Deste modo, da equação (2.36) e o intervalo (t_1, t_2) , tem-se que:

$$\bar{I}_{mds}(t_1, t_2) = \frac{1}{T} \cdot \int_{t_1}^{t_2} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) \cdot dt \quad (2.47)$$

Efetuando sua integração e substituindo os seus limites, vem:

$$\bar{I} mds(t_1, t_2) = f \cdot \left(t_2 - t_1 + \tau \cdot \begin{pmatrix} e^{-\frac{t_2}{\tau}} & e^{-\frac{t_1}{\tau}} \\ -e^{-\frac{t_2}{\tau}} & -e^{-\frac{t_1}{\tau}} \end{pmatrix} \right) \quad (2.48)$$

Para o intervalo (t_2, t_3) e de posse da equação (2.37), tem-se:

$$\bar{I} mds(t_2, t_3) = \frac{1}{T} \cdot \int_{t_2}^{t_3} \left(2 + \left(\bar{I} I_1(t_2) - 2 \right) \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \right) \cdot dt \quad (2.49)$$

Integrando-se e substituindo os limites de integração, obtém-se:

$$\bar{I} mds(t_2, t_3) = f \cdot \left(2 \cdot (t_3 - t_2) + \tau \cdot \left(\bar{I} I_1(t_2) - 2 \right) \cdot \begin{pmatrix} e^{-\frac{t_2}{\tau}} & e^{-\frac{t_3}{\tau}} \\ -e^{-\frac{t_2}{\tau}} & -e^{-\frac{t_3}{\tau}} \end{pmatrix} \right) \quad (2.50)$$

Do mesmo modo, para o intervalo (t_3, t_4) e equação (2.38), vem:

$$\bar{I} mds(t_3, t_4) = \frac{1}{T} \cdot \int_{t_3}^{t_4} \left(1 + \left(\bar{I} I_2(t_3) - 1 \right) \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \right) \cdot dt \quad (2.51)$$

Onde, integrando-se e substituindo os seus limites, tem-se:

$$\bar{I} mds(t_3, t_4) = f \cdot \left(t_4 - t_3 + \tau \cdot \left(\bar{I} I_2(t_3) - 1 \right) \cdot \begin{pmatrix} e^{-\frac{t_3}{\tau}} & e^{-\frac{t_4}{\tau}} \\ -e^{-\frac{t_3}{\tau}} & -e^{-\frac{t_4}{\tau}} \end{pmatrix} \right) \quad (2.52)$$

Assim, substituindo-se (2.48), (2.50) e (2.52) em (2.46), define-se a expressão da corrente média nos mosfets.

- Corrente eficaz nos mosfets:

A expressão da corrente eficaz nos mosfets também é obtida através da superposição das correntes eficazes nos seus respectivos intervalos como segue na equação abaixo:

$$\overline{I^2_{efs}} = \overline{I^2_{efs}(t_1, t_2)} + \overline{I^2_{efs}(t_2, t_3)} + \overline{I^2_{efs}(t_3, t_4)} \quad (2.53)$$

Da equação (2.36) e intervalo (t_1, t_2) , tem-se:

$$\overline{I^2_{efs}(t_1, t_2)} = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_2} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right)^2 dt \quad (2.54)$$

Realizando-se sua integração e substituindo os intervalos de integração, vem:

$$\overline{I^2_{efs}(t_1, t_2)} = f \cdot \left(t_2 - t_1 + 2 \cdot \tau \cdot \left(e^{-\frac{t_2}{\tau}} - e^{-\frac{t_1}{\tau}} \right) + \frac{\tau}{2} \cdot \left(e^{-\frac{2t_1}{\tau}} - e^{-\frac{2t_2}{\tau}} \right) \right) \quad (2.55)$$

Para a equação (2.37) e o intervalo (t_2, t_3) tem-se que:

$$\overline{I^2_{efs}(t_2, t_3)} = \frac{1}{T} \int_{t_2}^{t_3} \left(2 + \left(\frac{t}{I_1(t_2)} - 2 \right) \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \right)^2 dt \quad (2.56)$$

Integrando-se e substituindo os limites de integração, vem:

$$\frac{-2}{I} \text{efs}(t_2, t_3) = f \cdot \left(4 \cdot (t_3 - t_2) + 4 \cdot \tau \cdot \left(I_{1(t_2)} - 1 \right) \cdot \left(e^{\frac{-t_2}{\tau}} - e^{\frac{-t_3}{\tau}} \right) + \frac{\tau}{2} \cdot \left(I_{1(t_2)} - 1 \right)^2 \cdot \left(e^{\frac{-2t_2}{\tau}} - e^{\frac{-2t_3}{\tau}} \right) \right) \quad (2.57)$$

Da equação (2.38) e intervalo (t_3, t_4) , tem-se:

$$\frac{-2}{I} \text{efs}(t_3 \rightarrow t_4) = \frac{1}{T} \cdot \int_{t_3}^{t_4} \left(1 + \left(I_{2(t_3)} - 1 \right) \cdot e^{\frac{-t}{\tau}} \right)^2 \cdot dt \quad (2.58)$$

Efetuada-se a integração e substituindo seus limites, obtém-se:

$$\frac{-2}{I} \text{efs}(t_3 \rightarrow t_4) = f \cdot \left(t_4 - t_3 + 2 \cdot \tau \cdot \left(I_{2(t_3)} - 1 \right) \cdot \left(e^{\frac{-t_3}{\tau}} - e^{\frac{-t_4}{\tau}} \right) + \frac{\tau}{2} \cdot \left(I_{2(t_3)} - 1 \right)^2 \cdot \left(e^{\frac{-2t_3}{\tau}} - e^{\frac{-2t_4}{\tau}} \right) \right) \quad (2.59)$$

Retornando-se e substituindo-se (2.55), (2.57) e (2.59) na equação (2.53), define-se a expressão de corrente eficaz nos mosfets.

O intervalo de tempo t_1 correspondente a circulação da corrente reativa nos diodos é dado pela seguinte expressão:

$$t_1 = \tau \cdot \ln \left(-I_3(t_4) + 1 \right) \quad (2.60)$$

Logo, deduzidas as expressões para a determinação dos valores das correntes nos componentes pertencentes ao circuito de potência do inversor, elaborou-se para maior facilidade de manuseio do projetista ábacos dos mesmos, permitindo assim a obtenção rápida das respostas para o dimensionamento.

Nas figuras 2.20 e 2.21 apresentam-se os ábacos referentes as correntes eficazes parametrizadas nos mosfets e seus respectivos diodos em função de τ .

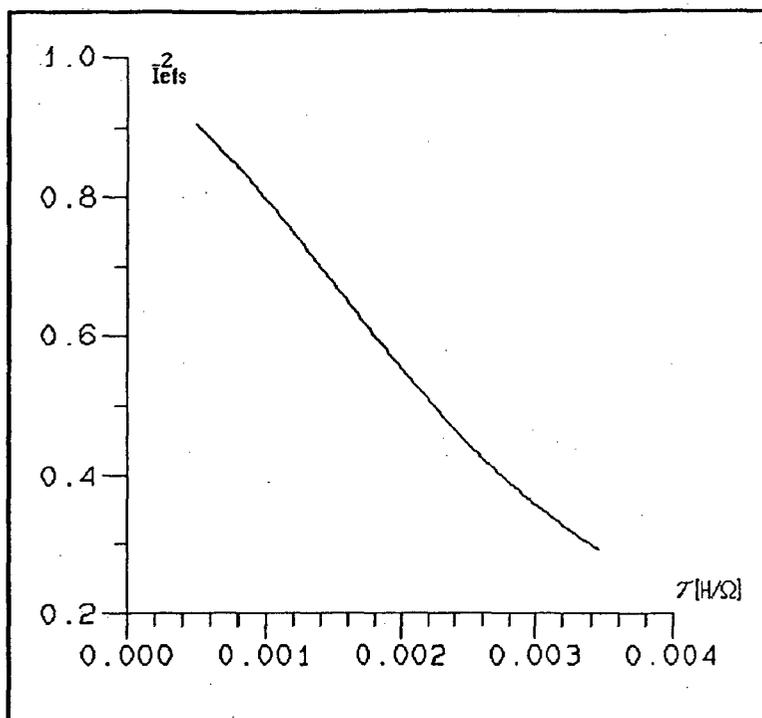


Figura 2.20 - Corrente eficaz parametrizada nos mosfets.

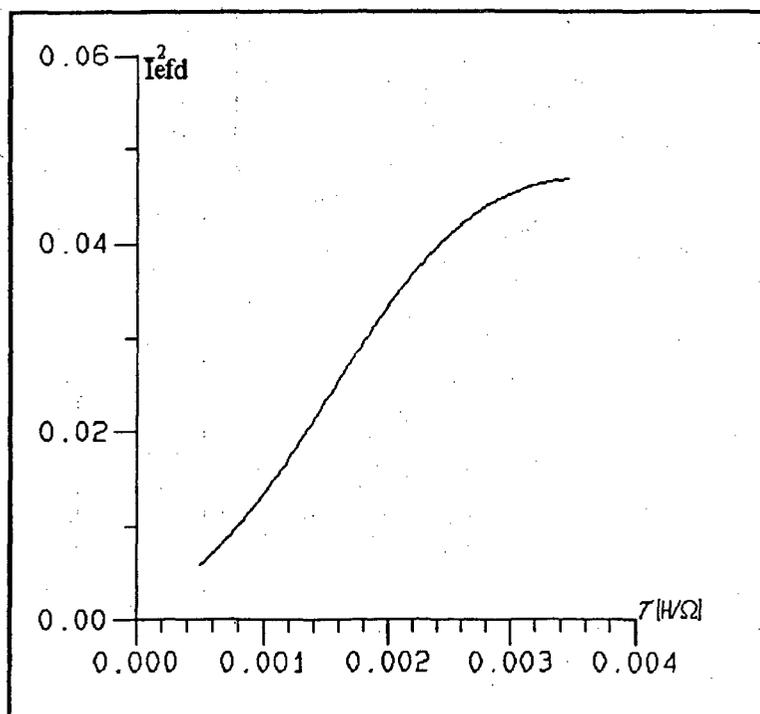


Figura 2.21 - Corrente eficaz parametrizada nos diodos do inversor.

Os ábacos apresentados nas figuras 2.22 e 2.23 representam as correntes médias parametrizadas nos mosfets e seus respectivos diodos em função de τ .

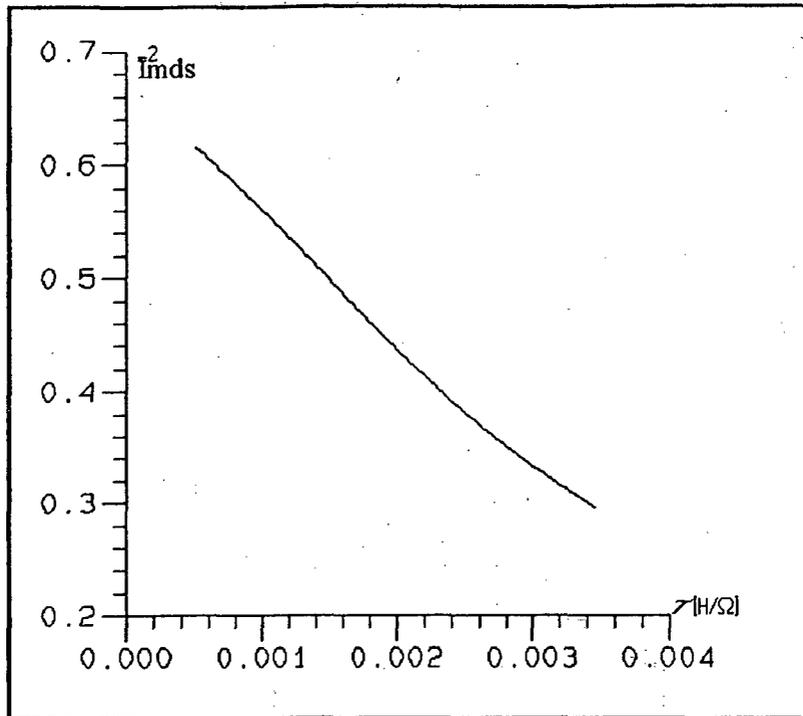


Figura 2.22 - Corrente média nos mosfets.

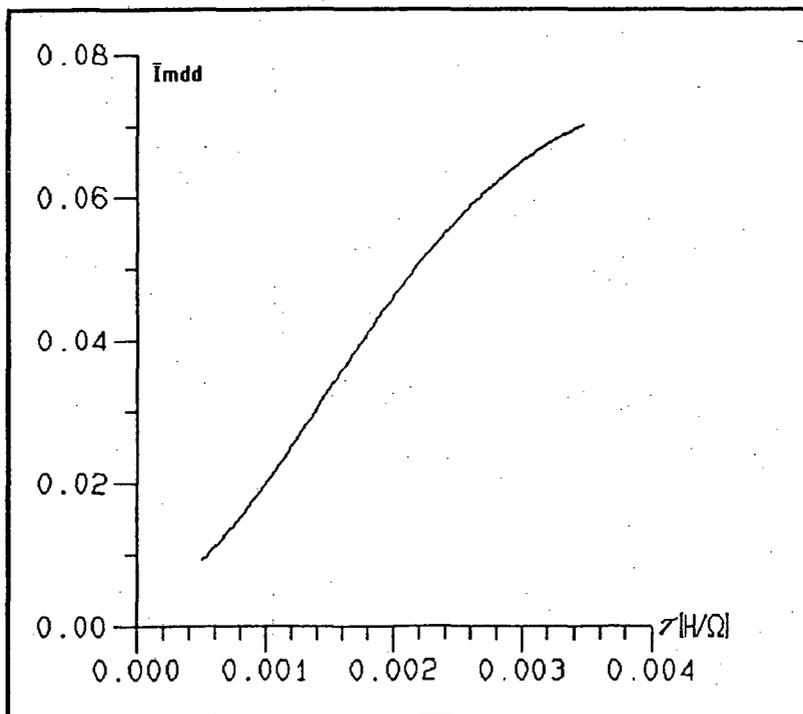


figura 2.23 - Corrente média parametrizada nos diodo do inversor.

Nas figuras 2.24 e 2.25 tem-se os ábacos correspondentes as correntes de pico parametrizadas nos mosfets e seus respectivos diodos em função de τ .

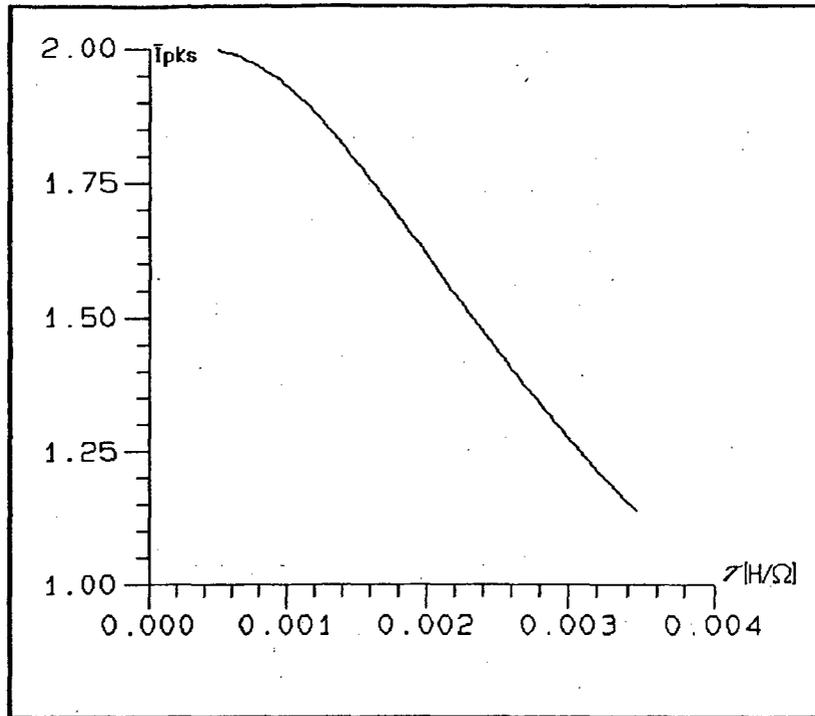


Figura 2.24 - Corrente de pico parametrizada nos mosfets.

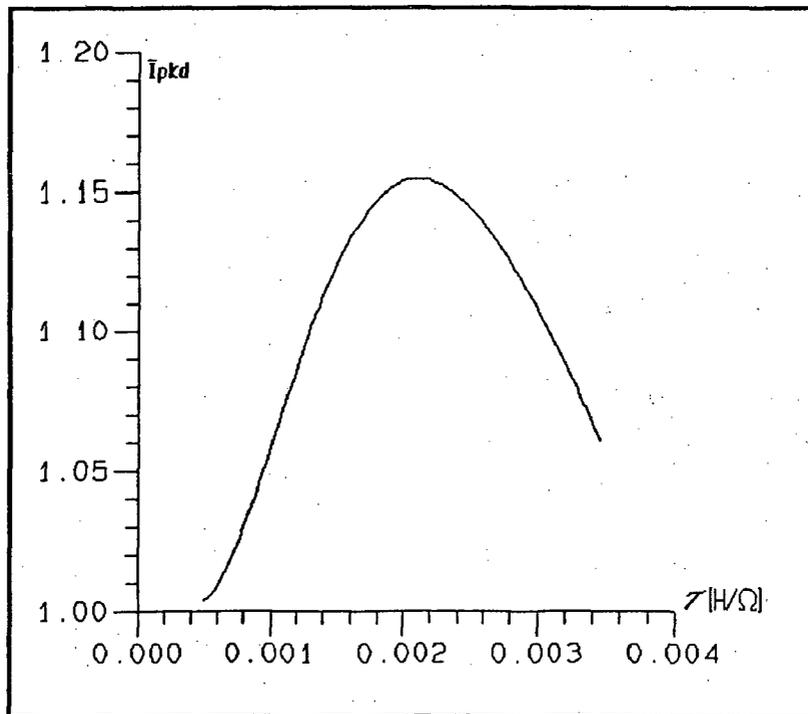


Figura 2.25 - Corrente de pico parametrizada nos diodos do inversor.

Em análise aos ábacos obtidos observa-se que em razão da parametrização efetuada, estes assumem formas variadas, o que pode levar a uma confusão sobre os valores das

correntes nos semicondutores de potência numa vistoria rápida. Deste modo, deve ser salientado que estes valores dependem dos parâmetros R-L da carga na qual influencia diretamente em seus valores.

As expressões que definem a tensão de saída do inversor são as seguintes:

$$V_{fase} = \frac{\sqrt{2}}{3} \cdot E \quad (2.61)$$

$$V_{linha} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot E \quad (2.62)$$

2.4 - ANÁLISE QUANTITATIVA DO ESTÁGIO DE ENTRADA DO CONVERSOR [8]

Em virtude de seu uso tradicional e amplamente difundido em muitas aplicações apresentou-se somente as expressões necessárias para a realização do dimensionamento dos componentes utilizados no estágio de entrada. A figura 2.26 apresenta o conversor de entrada, enquanto na figura 2.27 são mostradas as formas de onda de tensão e corrente no capacitor de filtragem.

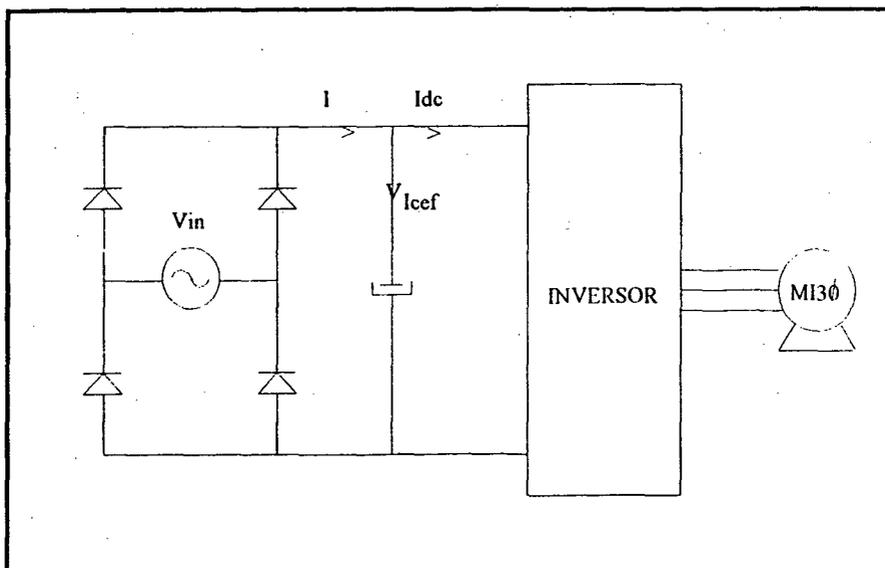


Figura 2.26 - Circuito do estágio de entrada.

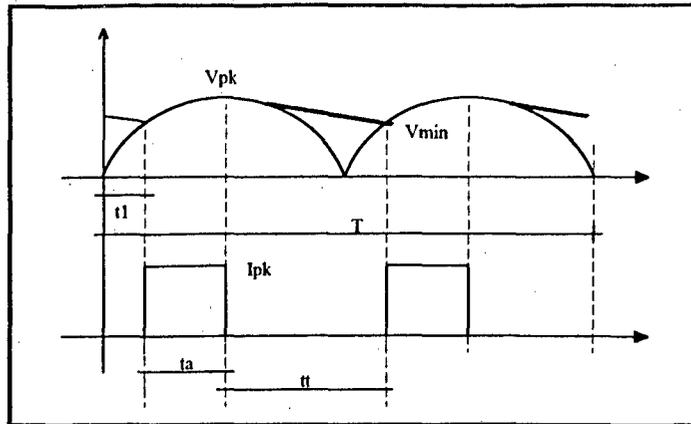


Figura 2.27 - Formas de onda de tensão e corrente no capacitor de filtro.

De um modo geral tem-se o seguinte funcionamento:

- O intervalo de tempo t_a corresponde ao tempo de duração do armazenamento de energia no capacitor.
- O intervalo de tempo t_i corresponde ao tempo de duração de transferência de energia ao estágio seguinte.

A expressão que define a forma de onda da tensão de alimentação da rede é representada por:

$$V_{(t)} = V_{pk} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad (2.63)$$

A fim de determinar o valor de V_{\min} para que se garanta em, condições nominais de alimentação da rede, a tensão de saída do inversor, também em condições nominais (da carga), estabeleceu-se a expressão aproximada (2.64) para a determinação do valor de t_i . A consequência disto é a obtenção do menor valor de capacitância que permite atuar no sentido de reduzir peso, volume e custo. O ripple de tensão nesta condição é elevado porém, sua diminuição (com aumento do valor da capacitância) dá-se em razão da limitação do ripple aceito pela carga e a aplicação a que esta sugere devido ao torque pulsante existente, como visto anteriormente. Assim, conforme a figura 2.27, têm-se:

$$\frac{V_{pk}}{\pi} \cdot \cos(\omega \cdot t_i) + \frac{V_{pk}}{4} \cdot (1 + \cos(\omega \cdot t_i)) \cdot \left(1 + \frac{2}{\pi} \cdot \omega \cdot t_i\right) - \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V_{RS} = 0 \quad (2.64)$$

Onde, ao determinar-se o valor de t_1 , retorna-se a expressão 2.63 e obtém-se o valor aproximado de V_{min} .

Deste modo, seguem-se então, as expressões para dimensionamento dos componentes.

- Capacitância do filtro do estágio de entrada:

$$C = \frac{P_{in}}{f \cdot (V_{pk}^2 - V_{min}^2)} \quad (2.65)$$

- Corrente eficaz no capacitor de filtragem:

$$I_{cef} = \left[\left(\frac{P_{in}}{2 \cdot V_{min}} \right)^2 + \left(2 \cdot f \cdot C \cdot (V_{pk} - V_{min}) \cdot \sqrt{\frac{\pi}{\cos^{-1}\left(\frac{V_{min}}{V_{pk}}\right)} - 1}} \right)^2 \right]^{1/2} \quad (2.66)$$

- Tensão de pico no capacitor:

Mesmo pico da tensão da rede de alimentação.

- Corrente eficaz nos diodos da ponte retificadora:

$$I_{def} = C \cdot (V_{pk} - V_{min}) \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot \pi \cdot f^2}{\cos^{-1}\left(\frac{V_{min}}{V_{pk}}\right)}} \quad (2.67)$$

- Corrente média nos diodos da ponte retificadora:

$$I_{dmd} = \frac{P_{in}}{2 \cdot V_{min}} \quad (2.68)$$

- Correntes de pico nos diodos da ponte retificadora:

$$I_{dpk} = \frac{4 \cdot \pi \cdot f \cdot C \cdot (V_{pk} - V_{min})}{\cos^{-1} \left(\frac{V_{min}}{V_{pk}} \right)} \quad (2.69)$$

- Tensão de pico reversa nos diodos da ponte retificadora:

Mesmo pico de tensão da rede de alimentação

2.5 - CONCLUSÃO

Em razão do PWM-simétrico na condição de máxima tensão ser uma forma de onda retangular (semelhante a modulação 180°) e o retificador de entrada convencional, facilita em muito a análise matemática a ser efetuada pois, pode-se obter expressões matemáticas simples assim como ábacos relativos às grandezas principais envolvidas no projeto do conversor. Isto permite ao projetista determinar de forma razoável os componentes pertencentes ao circuito de potência do conversor, sob condição de operação em regime.

É importante, entretanto, chamar-se a atenção para o fato de se ter utilizado o modelo do motor de indução representado por uma carga R-L, desta forma aproximando-se o resultado final obtido pelo equacionamento.

CAPÍTULO 3

ESTUDOS DOS CIRCUITOS DE COMANDO LÓGICO E AUXILIARES

3.1 - INTRODUÇÃO

Neste capítulo são apresentados e descritos os circuitos de comando e circuitos auxiliares (gerador de tensão-frequência do inversor, comando de gate dos mosfets, comando lógico, partida progressiva, proteção de sobrecorrente, fontes auxiliares e proteção contra corrente de inrush) utilizados na implementação do conversor. A definição dos circuitos seguem os mesmos critérios adotados para a seleção do conversor de modo que, não interfira nos resultados finais requeridos.

3.2 - CIRCUITO DE COMANDO DE GATE DO MOSFET [2]

Os circuitos de comando de gate dos mosfets são utilizados para adequarem os sinais gerado pelo comando lógico no ataque aos gates, habilitando-os a conduzirem ou não. Além de fornecer a tensão e/ou corrente necessária para realização do processo de comutação dos mesmos, estes circuitos permitem o acoplamento dos diferentes níveis de tensão existentes entre o comando lógico e os gates dos mosfets quando possuem diferentes referências. Os circuitos de comando de gate podem ser não isolados obtidos através de circuitos discretos ou integrados, ou isolados com transformadores de pulso ou optoacopladores onde neste caso pode-se colaborar na eliminação de interferências eletromagnéticas produzidas pelo circuito de potência quando opera-se em elevadas frequências. Logo, dentre os inúmeros comandos de gate existentes na literatura e conforme o requerido, selecionou-se o mostrado na figura 3.1, e por apresentar-se também como o mais econômico em relação aos demais em função de não

necessitar de um número elevado de fontes auxiliares e demais elementos associados ao comando (circuito gerador de tempo de segurança, portas lógicas, osciladores etc...).

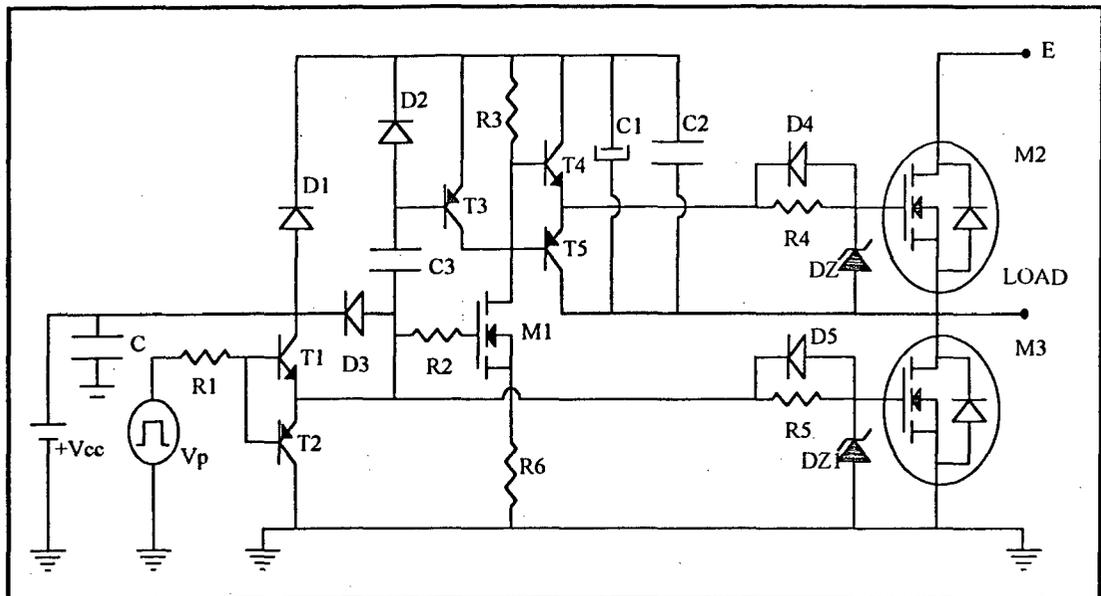


Figura 3.1 - Comando de gate não isolado para um braço do inversor.

De um modo geral, o princípio de funcionamento do circuito ocorre da seguinte forma:

Entrada V_p "alta": Quando o sinal V_p gerado pelo comando lógico está em nível "alto" o transistor T1 conduz e T2 bloqueia-se com +Vcc sobre ele. Deste modo, através de T1 aplica-se nos gates dos mosfets M1 e M3 a tensão +Vcc e conseqüentemente estes passam a conduzir. Em função da condução de M1, sobre as bases de T4 e T5 é aplicado um sinal de nível "baixo", assim T4 bloqueia-se com a tensão de C1 e C2 sobre ele, enquanto T5 conduz efetivando o bloqueio de M2. Nesta etapa os capacitores C1 e C2 são carregados, via D1 e M3 até atingirem o nível +Vcc.

Entrada V_p "baixa": Nesta situação o sinal gerado pelo comando lógico está em nível "baixo" fazendo com que, o transistor T1 bloqueie-se com +Vcc sobre ele. O transistor T2 conduz, realizando o bloqueio de M1 e M3. Com M1 bloqueado, sobre as bases de T4 e T5 é aplicado um sinal de nível "alto", acarretando o bloqueio de T5 e a condução de T4. Em razão disto a tensão +Vcc dos capacitores C1 e C2 é aplicada no gate de M2, fazendo que este entre em condução.

Para maior esclarecimento devem ser observados os seguintes itens no dimensionamento dos componentes:

- D2, C3 e T3 são utilizados para auxiliar no bloqueio mais rápido de M1.
- Dz e Dz1 servem para evitar que a tensão de gate e source exceda o valor permitido, prevenindo também contra tensão reversa.
- D4 e D5 servem para tornar as descarga das capacitâncias intrínsecas dos mosfets mais rápidas e conseqüentemente seu bloqueio.
- D2 e D3 são utilizados para grampeamento da tensão em T1 e o carregamento de C3, respectivamente.
- Se M3 tiver uma baixa capacitância de entrada para tensão de dreno-source igual a zero não é necessária a utilização de um diodo em paralelo com R2.
- C, C1 e C2 devem ser colocados bem próximos de T1, T2 e T4, T5, respectivamente, para evitar picos de tensão devido às indutâncias parasitas que podem afetar o chaveamento para altas frequências.

- R6 é utilizado para evitar picos de corrente sobre M1.

- D1, C3 e M1 devem suportar a tensão de E+Vcc.

O circuito de comando de gate em função dos atrasos inerentes aos componentes possui tempo de segurança (tempo morto) próprio, porém, intervindo nos valores de R4 e R5, pode-se aumentá-lo ou diminuí-lo conforme o desejado.

Utilizou-se os seguintes valores de componentes para o circuito:

R1=1K Ω	R2=1K Ω	R3=27K Ω
R4=47K Ω	R5=47 K Ω	R5=68 Ω
D1=1N4001	D2=1N4148	D3=1N4148
D4=1N4148	D5=1N4148	Dz1=F79C15V
Dz2=F79C15V	T1=BC548	T2=BC558
T3=BC558	T4=BC548	T5=BC558
C=100nF	C1=22 μ F	C2=100nF
C3=12pF	M1=MTP5N40	

3.3 - GERADOR DE FREQUÊNCIA DO INVERSOR [2], [13]

A utilização do conversor tensão-frequência faz-se necessária em razão de operar como gerador de frequência do inversor. Sua relação entre a tensão de entrada (V_{cont}) e a frequência de saída (f_{out}) é linear, o que representa uma característica de grande importância, principalmente em acionamento com controle de velocidade variável em máquinas. A figura 3.2 representa o circuito utilizado.

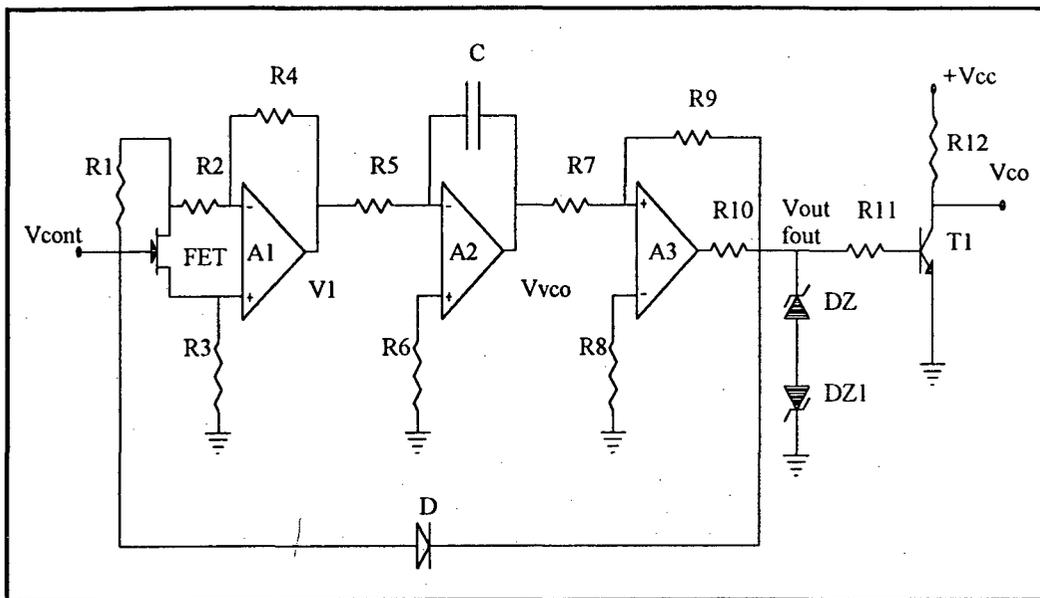


Figura 3.2 - Conversor de tensão-frequência.

O conversor de tensão-frequência é constituído de três circuitos básicos: amplificador de ganho ± 1 , que transforma o nível contínuo da tensão de entrada (V_{cont}) em um sinal alternado de mesma amplitude na saída; circuito integrador, que converte a forma de onda quadrada proveniente da saída do amplificador de ganho ± 1 em triangular; e o comparador com histerese, que limita entre dois valores $\pm V_z$ (tensão de zener) a excursão do sinal de saída do integrador.

Na figura 3.3 são apresentadas as formas de ondas das tensões de entrada (V_{cont}) e saída (V_1) do amplificador de ganho ± 1 e as tensões de saída do integrador (V_2) e comparador com histerese (V_{out}).

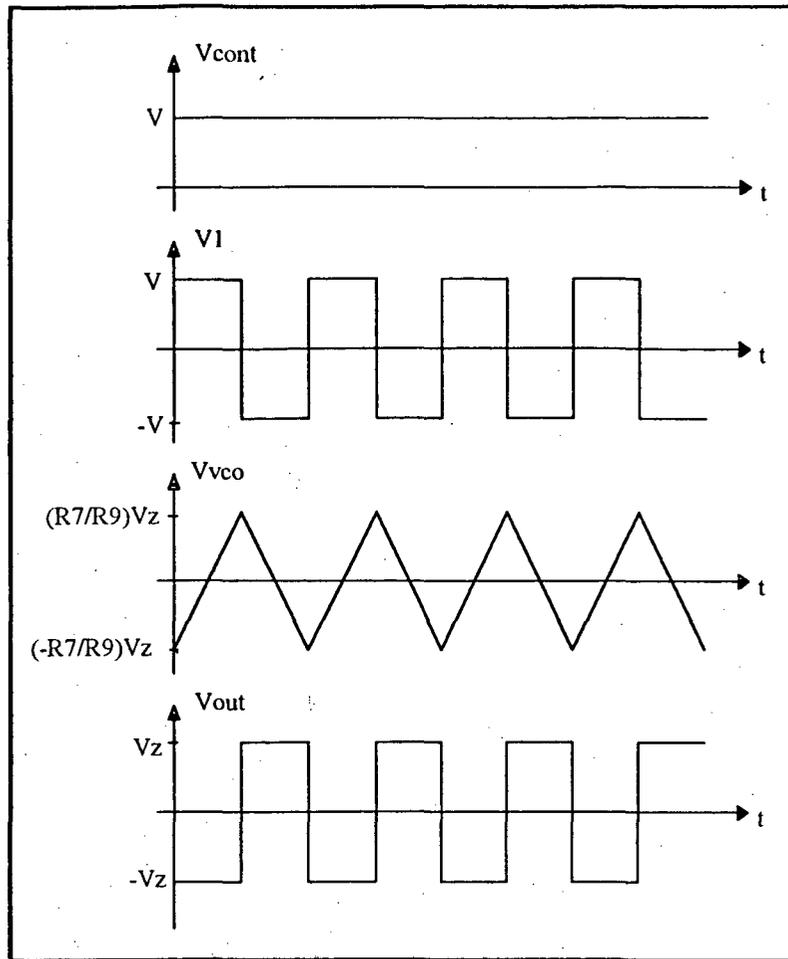


Figura 3.3 - Formas de onda das tensões de entrada e saída dos amplificadores operacionais.

A equação fundamental que define a relação de tensão-freqüência é dada por:

$$f_{out} = \frac{R_9}{4 \cdot R_5 \cdot R_7 \cdot C \cdot V_Z} \cdot V_{cont} \quad (3.1)$$

Observa-se que, ao variar o valor (amplitude) de V_{cont} , varia-se a freqüência de saída f_{out} do gerador tensão-freqüência e de modo linear.

A fim de compatibilizar o sinal de saída do conversor tensão-freqüência com a próxima etapa do comando, utilizou-se um transistor NPN na configuração emissor comum.

Utilizou-se os seguintes valores de componentes para o circuito:

A1=LM301	A2=LM741	A3=LM301
R1=120K Ω	R2=15K Ω	R3=100K Ω
R4=15K Ω	R5=22K Ω	R6=22K Ω
R7=47K Ω	R8=33K Ω	R9=100K Ω
R10=220 Ω	R11=2K7 Ω	R12=3K3 Ω
FET=F245B	T=BC548	C=56nF
D=1N4148	Dz1=1N30AF	Dz2=1N30AF

Para evitar problemas com relação a ruídos, empregou-se capacitores de desacoplamento na alimentação de todos os circuitos integrados.

3.4 - CIRCUITO DE COMANDO [10], [13]

O comando do conversor modulado por largura de pulso em acionamento com controle de velocidade é de grande importância, pois é quem define a tensão e frequência de saída do conversor. Seu funcionamento ocorre da seguinte forma: através da comparação de um sinal de referência (no caso, modulação 180°) de amplitude e frequência variáveis com uma onda triangular de amplitude fixa e frequência variável, pode-se obter a variação da tensão e frequência de saída do conversor. Quando ambos os sinais possuem mesma amplitude, a tensão de saída é máxima, decrescendo a medida que diminui-se a amplitude do sinal de referência. Já a frequência de saída variável é conseguida em função da variação da frequência do sinal de referência, obtido à partir do gerador tensão-frequência. Com relação à frequência da onda triangular, esta define somente a frequência de chaveamento dos semicondutores de potência. Para que ambos os semi-períodos da forma de onda de tensão sejam iguais deve-se realizar a sincronização dos sinais de referência e triangular (justificando assim, sua frequência variável). Esta sincronização é obtida utilizando o sinal triangular da saída do circuito integrador pertencente ao gerador de tensão-frequência, necessitando apenas de um estágio amplificador para adequar sua amplitude em relação ao sinal de referência. Fica também definido o número de pulsos como quatro, conforme determina a forma de onda.

Na figura 3.4 é apresentado o diagrama de blocos do circuito de comando e em seguida é esclarecida a operação funcional de cada bloco.

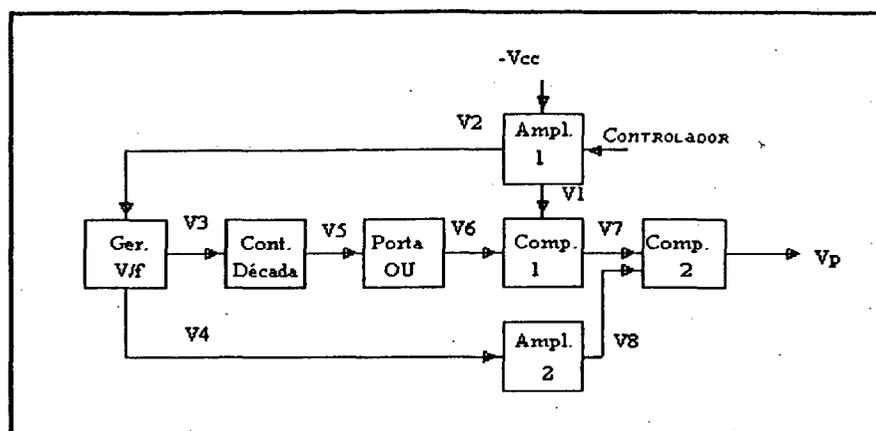


Figura 3.4 - Diagrama de blocos do circuito de comando.

Gerador de tensão-freqüência: (Apresentado no item 3.3)

Contador de década: Processa o sinal proveniente do conversor tensão-freqüência, transformando-o em seis sinais distintos com freqüência seis vezes menor que o sinal de entrada. O tempo de permanência de cada sinal em nível positivo e a defasagem entre um sinal e outro é correspondente ao período também do sinal de entrada.

Porta lógica OU: Transforma os seis sinais distintos em três, com o tempo de permanência do sinal em nível positivo três vezes maior que o período do sinal do conversor tensão-freqüência e defasados um do outro de duas vezes este mesmo período.

Amplificador operacional 1: Este bloco é utilizado para fornecimento da tensão de entrada do gerador tensão-freqüência e de alimentação do comparador 1. A partir de um sinal c.c. com amplitude constante são gerados três sinais c.c. variáveis em amplitudes, um destinado ao gerador tensão-freqüência (positivo) e dois ao comparador (positivo e negativo).

Amplificador operacional 2: Amplifica a amplitude do sinal triangular proveniente do gerador tensão-freqüência para efeito de comparação posterior.

Comparador 1: Transforma os três sinais de amplitude constante (positivos) provenientes da porta OU em sinais (positivos e negativos) com amplitudes variáveis definidas pelo amplificador operacional 1.

Comparador 2: Compara a forma de onda triangular de amplitude fixa e frequência variável proveniente do amplificador 2 com a forma de onda retangular de amplitude e frequência variáveis proveniente do comparador 1, resultando em sua saída nos sinais PWM simétricos.

A figura 3.5 mostra as formas de ondas de interesse nas saídas dos blocos, enquanto na figura 3.6 é apresentado o circuito na forma discreta

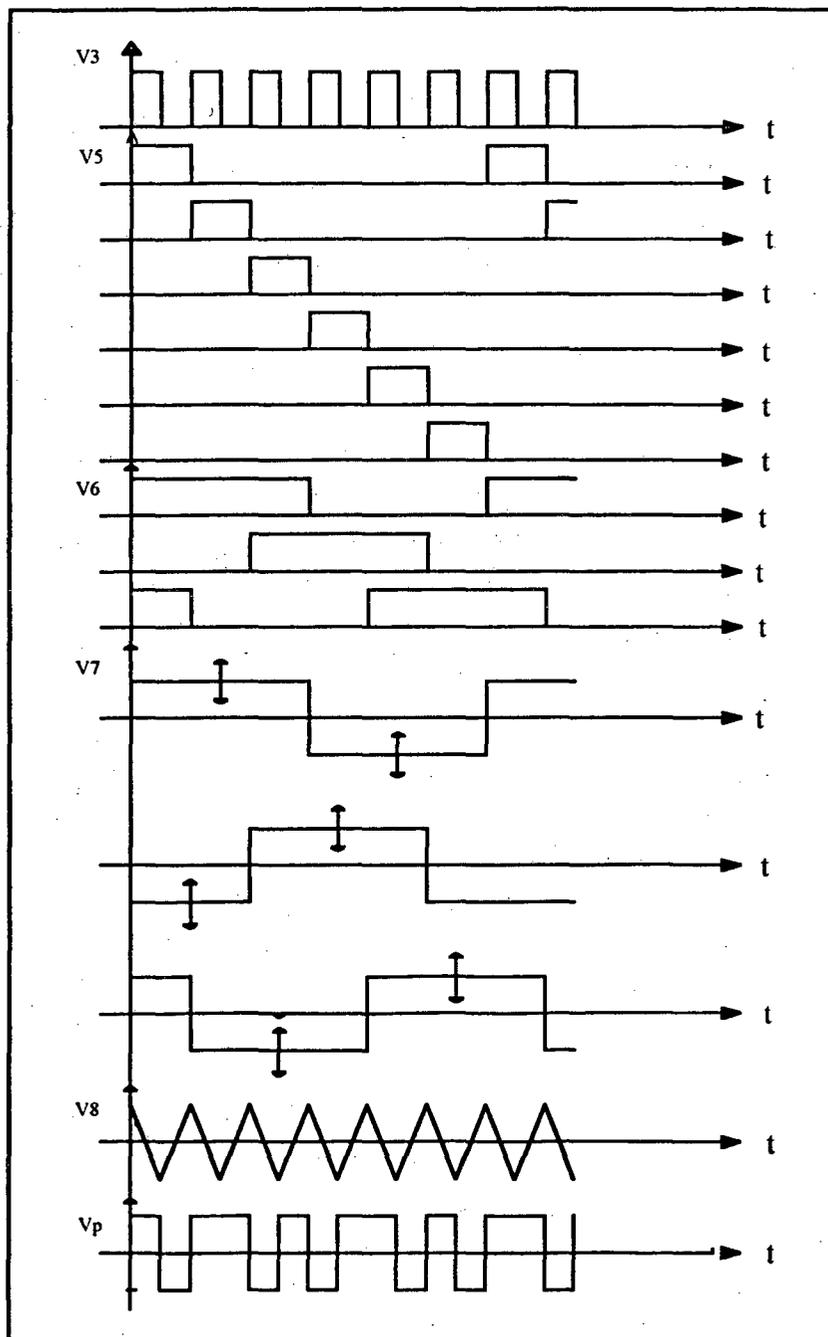


Figura 3.5 - Formas de onda de interesse no comando lógico.

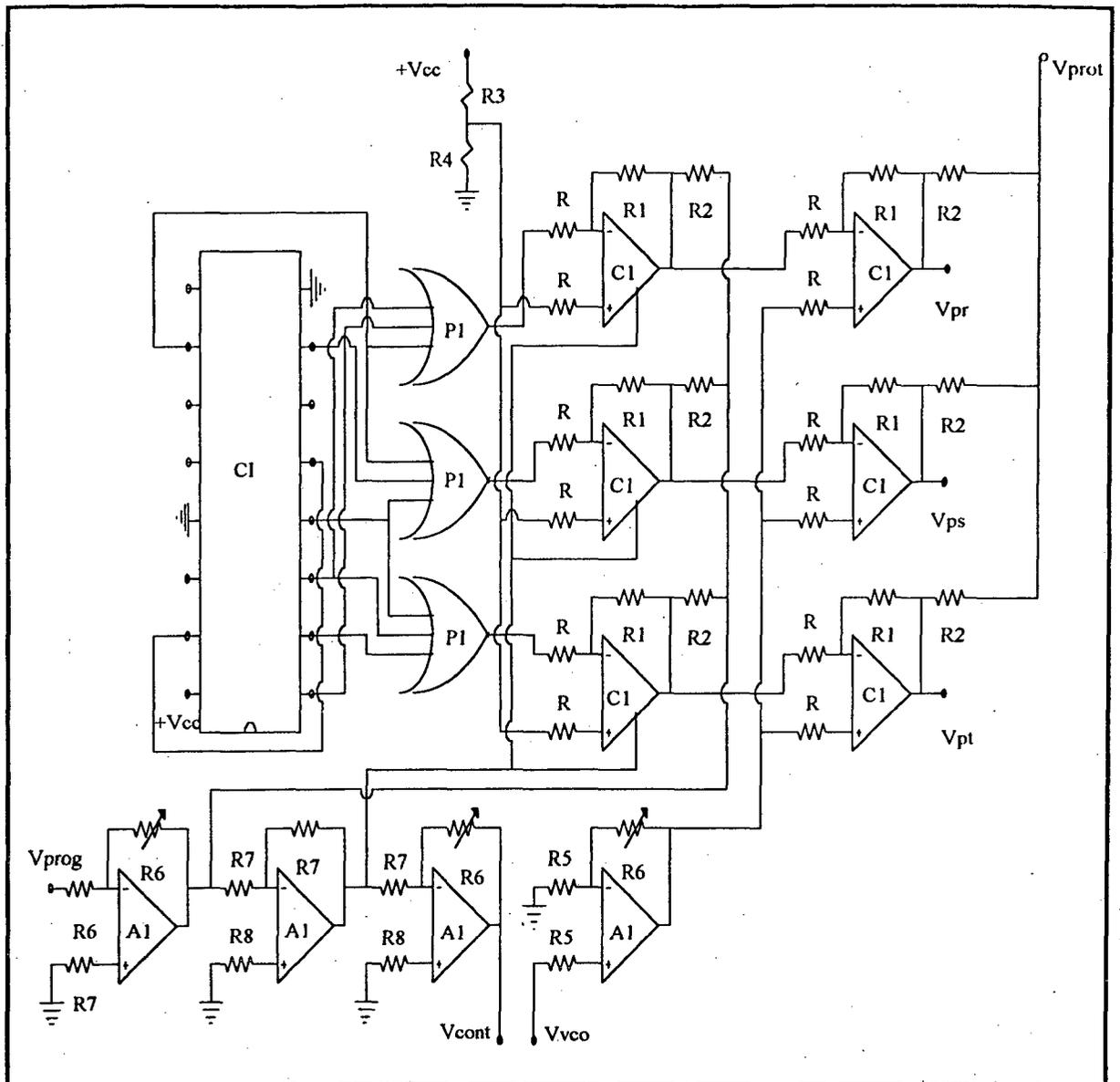


figura 3.6 - Circuito de comando lógico representado na forma discreta

Utilizou-se os seguintes valores de componentes para o circuito:

$R=5K6\Omega$ $R1=1M\Omega$ $R2=8K2\Omega$ $R3=220\Omega$
 $R4=1K5\Omega$ $R5=18K\Omega$ $R6=100K\Omega$ $R7=47K\Omega$
 $R8=22K\Omega$ $P1=MCI4075$ $C1=LM339$ $A1=LM324$
 $CI=MCI4017$

3.5 - PARTIDA PROGRESSIVA

O motor na partida é tal qual um transformador com o secundário em curto circuito. Assim, quando alimentado sob tensão e freqüência nominais, sua corrente atinge um valor de aproximadamente seis a sete vezes a nominal, decrescendo à medida que o motor acelera, até estabilizar no valor nominal em velocidade de regime. Este valor de corrente de partida é inadmissível para o conversor. Deste modo, faz-se necessária a utilização de uma partida progressiva no conversor, que permita fornecer ao motor, de modo gradativo, sua tensão e freqüência de alimentação, evitando tal problema. Na figura 3.7 é apresentado o circuito que realiza esta função.

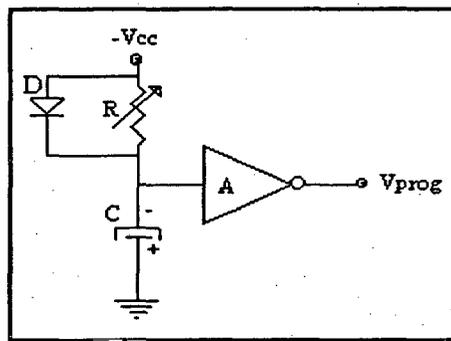


Figura 3.7 - Circuito para partida progressiva.

O seu princípio de funcionamento ocorre da seguinte forma: Quando o conversor é ligado aparece uma tensão $-V_{cc}$ gerada pela fonte auxiliar e, neste instante, o capacitor, inicialmente com tensão nula, começa a se carregar com uma constante de tempo RC , até atingir aproximadamente $-V_{cc}$. O diodo D serve para tornar a descarga do capacitor ao mais rápida ao desligar. O tempo que o capacitor tem para se carregar define o tempo que a tensão e freqüência na saída do conversor leva para atingir as condições nominais. A expressão que define este tempo é dada por:

$$V_{c(t)} = V_{cc} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{RC}} \right) \quad (3.2)$$

Utilizou-se os seguintes valores de componentes para o circuito:

$$R = 500K\Omega$$

$$C = 10\mu F$$

$$A = LM741$$

3.6 - PROTEÇÃO DE SOBRECORRENTE [8]

Com o motor operando em regime, caso ocorra um eventual bloqueio em seu rotor a corrente de alimentação cresce rapidamente atingindo valores de mesma ordem da corrente de partida ou maior, o que acarretará danos irreversíveis ao conversor. Em razão deste fato, uma proteção de sobrecorrente deve ser efetuada, de modo que, ocorrendo tal problema a fonte seja desativada. A reativação só é permitida com o desligamento e religamento do equipamento. O circuito utilizado é apresentado na figura 3.8.

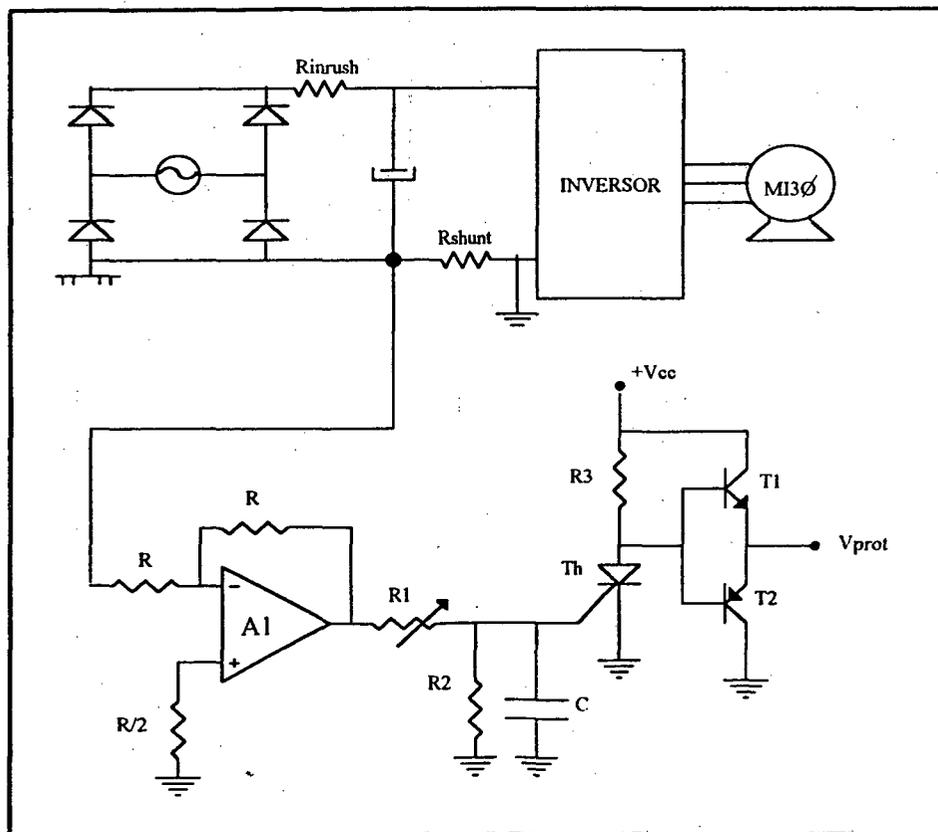


Figura 3.8 - Circuito de proteção contra sobrecorrente.

O seu princípio de funcionamento é o seguinte:

Uma sobrecorrente em Rshunt provoca o disparo de um pequeno tiristor Th, o qual provoca o bloqueio de T1 e a condução de T2, aterrando a alimentação do comando e inibindo seus pulsos. A fonte de potência permanece desativada até o instante que seja desligada, com Th se bloqueando.

Utilizou-se os seguintes valores de componentes para o circuito:

Rshunt=0.1 Ω	R=1K8 Ω	R1=2K5 Ω
R2=6K8 Ω	R3=1K5 Ω	Th=TIC106D
T1=BC548	T2=BC558	C=100nF
A1=LM741		

3.7 - FONTES AUXILIARES [5], [6], [10]

Em razão do uso de um menor número de componentes nas fontes auxiliares normalmente padroniza-se a tensão de alimentação do comando lógico e circuito de comando de gate, desde que seja permitido todos partilharem das mesmas fontes. Comumente utiliza-se a tensão de 15V contínuos para acionamento dos mosfets e como no caso o comando é formado somente por circuitos da classe CMOS, que admite operar neste nível de tensão, adotou-se esta como sendo padrão para alimentação de ambos. A necessidade de um sinal com nível positivo e negativo levou a utilização de duas fontes como mostra a figura 3.9.

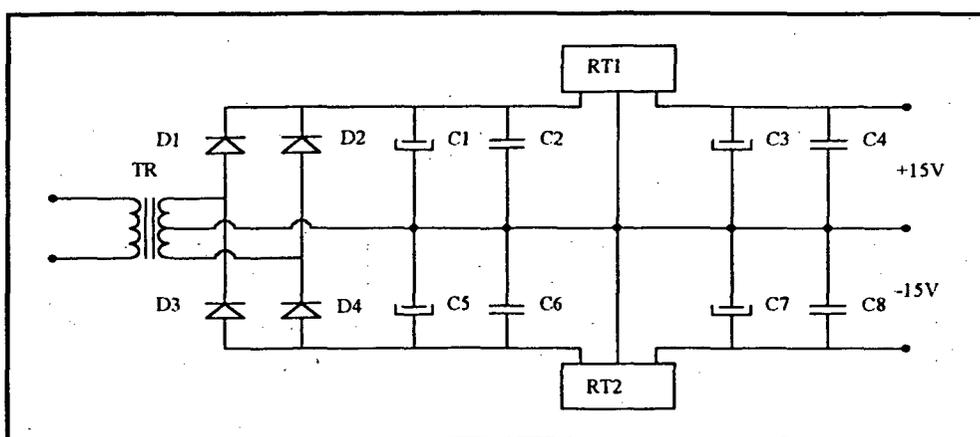


Figura 3.9 - Fontes auxiliares para alimentação do comando e demais circuitos auxiliares

Utilizou-se os seguintes valores de componentes para o circuito:

C1=1000uF	C2=100nF	C3=47uF
C4=100nF	C5=1000μF	C6=100nF
C7=47uF	C8=100nF	D1=1N4002
D1=1N4002	D2=1N4002	D3=1N4002
D4=1N4002	RT1=LM7815	RT2=LM7915
Transformador:	$220V / (16+16)V$	1A

3.8 - CORRENTE DE INRUSH [8]

Ao se ligar o conversor, o capacitor de filtragem, por possuir uma baixa resistência série equivalente, caracteriza praticamente um curto-circuito na ponte retificadora drenando uma corrente elevada, que pode ser destrutiva para os semicondutores da mesma. Assim, torna-se necessária a utilização de um circuito para limitação dessa corrente em valores aceitáveis para a ponte retificadora. Várias são as possibilidades para executar esta função. Entretanto por razões de custo optou-se pelo uso do chamado NTC, que apresenta a seguinte característica: em baixa temperatura sua resistência é alta e em alta temperatura a resistência é baixa. Logo, quando o conversor é ligado o NTC em temperatura ambiente possui resistência elevada, limitando a corrente de curto-circuito. Com o passar do tempo e da corrente sobre o mesmo, ocorre seu aquecimento, fazendo com que a resistência decresça até um valor de estabilização para a temperatura de trabalho. A desvantagem está relacionada ao seu desligamento e religamento instantâneo pois, a constante térmica do encapsulamento não permite a recuperação rápida das características apresentadas em temperatura ambiente devendo-se então, esperar alguns instantes para seu religamento. Este intervalo de tempo, no entanto, é da ordem de apenas dois segundos, viabilizando o uso do NTC em uma série de aplicações, como no caso aqui estudado. Na figura 3.8 é mostrada a posição onde foi instalado o NTC no circuito.

3.9 - CONCLUSÃO

O comando lógico, em conjunto com os demais circuitos aqui apresentados, é bastante compacto, simples e robusto em razão dos seguintes aspectos:

- Utilização de pastilhas integradas (onde estas são de uso comum);
- O tempo de segurança entre duas chaves de uma mesma fase é gerado pelo próprio circuito de comando de gate, não necessitando assim de qualquer circuito adicional para obtenção do mesmo;
- Somente três sinais são necessários para acionamento das seis chaves controladas, o que dispensa também circuitos adicionais para geração dos sinais complementares;
- Apenas duas fontes auxiliares são utilizadas para alimentação de toda a circuitagem de comando, em função de permitirem a partilha;
- Operação em malha aberta, onde para compensar este fato o controle de velocidade foi feito para operar lentamente de modo que não haja instabilidades no conversor.
- Utilização de NTCs, ao invés de circuitos com relês ou controle por circuitos ativos para limitação da corrente de pico na ponte retificadora.

CAPÍTULO 4

METODOLOGIA DE PROJETO, EXEMPLO DE PROJETO E APRESENTAÇÃO DE RESULTADOS DE SIMULAÇÃO DIGITAL E EXPERIMENTAIS DO CONVERSOR EM ESTUDO.

4.1 - INTRODUÇÃO

A fim de facilitar a análise e utilização de expressões e ábacos no dimensionamento do conversor estabeleceu-se uma metodologia e exemplo de projeto. Elaborou-se também, para efeito de comprovação e validação dos resultados teóricos obtidos a simulação digital do conversor. Finalmente, foi realizada a implementação de um protótipo de laboratório, sobre o qual foram realizados testes de bancada. Estes estão apresentados para diversas condições de operação.

4.2 - METODOLOGIA DE PROJETO

Para a execução do projeto é necessário o conhecimento dos seguintes dados:

- V → tensão da rede de alimentação;
- f → frequência da rede de alimentação;
- Dados de placa do motor (Potência de saída, tensão de alimentação, corrente de alimentação, Rendimento e fator de potência).

Assim, à partir das equações obtidas na análise quantitativa do estágio de entrada, são efetuados os cálculos do capacitor de filtragem e dos esforços nos componentes do circuito retificador, para dimensionamento dos mesmos.

Através dos ábacos obtidos na análise quantitativa do inversor são determinados os esforços nos componentes do circuito de potência para seus respectivos dimensionamentos.

4.3 - EXEMPLO DE PROJETO

A estrutura a ser projetada e implementada é mostrada novamente na figura 4.1.

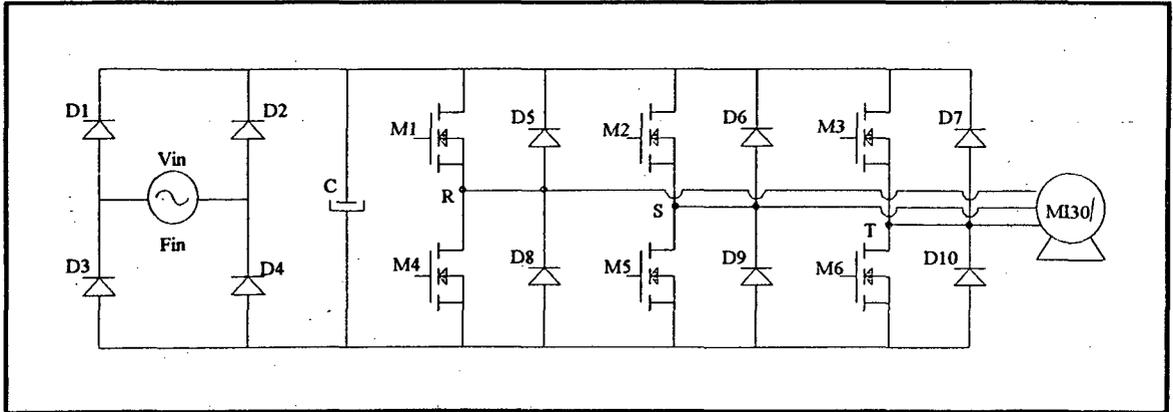


Figura 4.1 - Conversor meia-ponte trifásico.

Os dados de projeto são:

I - Característica da rede de alimentação:

- $V = 220V$ (eficazes); $f = 60Hz$

II - Características da carga (dados de placa do motor de indução trifásico):

- Potência de saída: $P_{om} = 370W$

- Tensão de alimentação: *Ligação Δ / Y* : $V_L = 220V / 380V$

- Corrente de alimentação: *Ligação Δ / Y* : $I_L = 2,2A / 1,27A$

- Corrente com rotor bloqueado normalizada I_p/I_n : *Ligação Δ / Y* : $I_L = 4,6A / 2,66A$

- Rendimento (em condições nominais de operação): $\eta = 68\%$

- Fator de potência (em condições nominais de operação): $\cos\varphi = 0.67$

- Conjugado nominal: $0,20$

- Conjugado com rotor bloqueado: $3,0$

- Conjugado máximo: $3,0$

- Fator de serviço: $1,25$

- Momento de inércia: $0,0008$

- Tempo com rotor bloqueado à quente: $12s$

À partir dos dados fornecidos, determina-se as informações e dados complementares para execução do projeto. Logo:

a) Determinação da conexão de alimentação do motor de indução a ser utilizada:

A tensão contínua no barramento c.c., para que na condição de máxima tensão de saída do inversor obtenha-se 220V ou 380V, é obtida através da expressão (2.62). Deste modo tem-se que:

$$E = 270V \text{ (para } V_{RS}=220V)$$

$$E = 465V \text{ (para } V_{RS}=380V)$$

Logo, em função da rede de alimentação ser disponível somente em 220V para o caso, a tensão máxima no barramento c.c. é limitada em seu valor de pico ($V_{pk} \cong 311V$), impossibilitando desta forma a utilização em conexão Y deste tipo de motor, devido as suas características de alimentação.

b) Determinação do valor mínimo do ripple existente no barramento c.c. para que em condições nominais de alimentação da rede se garanta a tensão de saída do inversor em 220V:

Admitindo-se uma queda de tensão de 5V nos diodos da ponte retificadora tem-se $V_{pk} \cong 306V$. Deste modo, das expressões (2.63) e (2.64) obtém-se t_1 e V_{min} , respectivamente.

$$t_1 \cong 2.2326 \text{ ms} ; V_{min} \cong 228V$$

c) Determinação dos parâmetros R e L do circuito equivalente do motor de indução:

A potência real na entrada do motor é dada por:

$$P_{inm} = \frac{P_{om}}{\eta} \cong 544W$$

A potência aparente na entrada do motor é dada por:

$$S_{inm} = \sqrt{3} \cdot V_L \cdot I_L \cong 838VA$$

A potência reativa de entrada do motor é dada por:

$$Q_{inm} = \sqrt{S^2 - P^2} = 637VAR$$

A impedância equivalente do motor é dada por:

$$Z = 3 \cdot \frac{V}{S^*} \cong 113 + j132$$

Portanto, $R \cong 113\Omega$; $L \cong 0,35$

d) Determinação da potência de entrada do retificador:

A potência de entrada do retificador admitindo-se o rendimento total da estrutura $\eta_T = 70\%$, vale:

$$P_{in} = \frac{P_{inm}}{\eta_T} \cong 778W$$

Definidos os dados e informações necessárias, parte-se para o dimensionamento do conversor. Assim, tem-se:

I) Dimensionamento do capacitor de filtragem do conversor:

Com as expressões (2.65) e (2.66) determina-se o valor da capacitância e corrente eficaz sobre o capacitor.

$$C = \frac{P_{in}}{f \cdot (V_{pk}^2 - V_{min}^2)} \cong 311\mu F$$

Adotando-se uma capacitância de valor comercial de $440\mu F$, a tensão mínima do ripple existente no barramento c.c. ou capacitor passa a ser $V_{min} \cong 253V$.

$$I_{cef} = \left[\left(\frac{P_{in}}{V_{min}} \right)^2 + \left(2 \cdot f \cdot C \cdot (V_{pk} - V_{min}) \sqrt{\frac{\pi}{\cos^{-1}\left(\frac{V_{min}}{V_{pk}}\right)} - 1}} \right)^2 \right]^{1/2} \cong 6,70 A$$

A tensão de pico sobre o capacitor vale $V_{pk} \cong 311V$.

II) Dimensionamento dos diodos pertencentes à ponte retificadora:

Com as expressões (2.67), (2.68) e (2.69) determina-se os valores das correntes eficazes, média e de pico, respectivamente, sobre os diodos.

$$I_{def} = C \cdot (V_{pk} - V_{min}) \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot \pi \cdot f^2}{\cos^{-1}\left(\frac{V_{min}}{V_{pk}}\right)}} \cong 4,54 A$$

$$I_{dmd} = \frac{P_{in}}{2 \cdot V_{min}} \cong 1,54 A$$

$$I_{dpk} = \frac{4 \cdot \pi \cdot f \cdot C \cdot (V_{pk} - V_{min})}{\cos^{-1}\left(\frac{V_{min}}{V_{pk}}\right)} \cong 29,40 A$$

A tensão de pico reversa nos diodos vale $V_{dpk} \cong 311V$.

III) Dimensionamento dos mosfets da estrutura inversora:

Como as correntes parametrizadas dependem do valor da tensão no barramento c.c. e este oscila entre V_{pk} e V_{min} , faz-se com que as correntes também oscilem em torno de um valor máximo e mínimo. Deste modo não mais utilizou-se a tensão média calculada, mas adotou-se o pior caso, que é V_{pk} .

Com os valores de R e L determina-se τ e, a partir dos ábacos (2.20), (2.22) e (2.24), obtém-se os valores da corrente eficaz, média e de pico respectivamente, nos mosfets.

$$I_{efx} \cong 1,58 A; I_{mds} \cong 0,86 A; I_{pkx} \cong 3,35 A$$

A partir dos ábacos (2.21), (2.23) e (2.25) determina-se a corrente eficaz, média e de pico respectivamente, nos diodos em antiparalelo aos mosfets.

$$I_{efd} \cong 0,58 A; I_{mdd} \cong 0,18 A; I_{pkd} \cong 2,97 A$$

A máxima tensão de pico em ambos os semicondutores de potência é dada por:

$$V_{pks} = V_{pkd} \cong 311V$$

Com relação a variação de $\pm 15\%$ na tensão da rede de alimentação, não se apresenta necessário levá-la em consideração para manutenção da tensão de saída do inversor visto que o motor permite operar nesta faixa tomando-se, porém, somente o cuidado no dimensionamento dos componentes, prevendo uma margem de "manobra" na mesma proporção.

4.4 - SIMULAÇÃO DIGITAL DO CONVERSOR

Realizado o exemplo de projeto, antes de executar a implementação do conversor é prudente a realização de simulação digital do conversor, para confrontar e comprovar os resultados obtidos no dimensionamento, e realizar os ajustes necessários. Deste modo, a seguir, são apresentadas as formas de onda de interesse obtidas via simulação para a condição de máxima tensão e frequência na carga (220V/60Hz).

As especificações utilizadas na simulação foram as mesmas apresentadas no exemplo de projeto.

Na figura 4.2 apresenta-se as formas de ondas de tensão reversa e corrente direta no diodo da ponte retificadora (V_{pdi} e I_{pdi}), tensão no barramento c.c. (V_c) e corrente na saída da ponte retificadora.

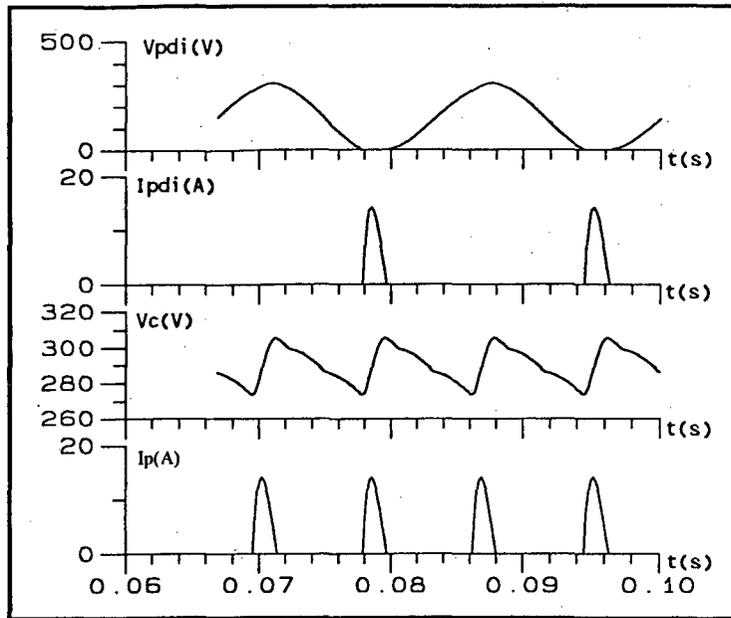


Figura 4.2 - Formas de ondas de tensão e corrente no diodos da ponte retificadora e no barramento c.c..

Na figura 4.3 são apresentadas as formas de ondas de tensão e corrente no capacitor de filtragem (V_c e I_c), tensão reversa sobre o mosfet (V_{revs}) e corrente direta no mosfet (I_s).

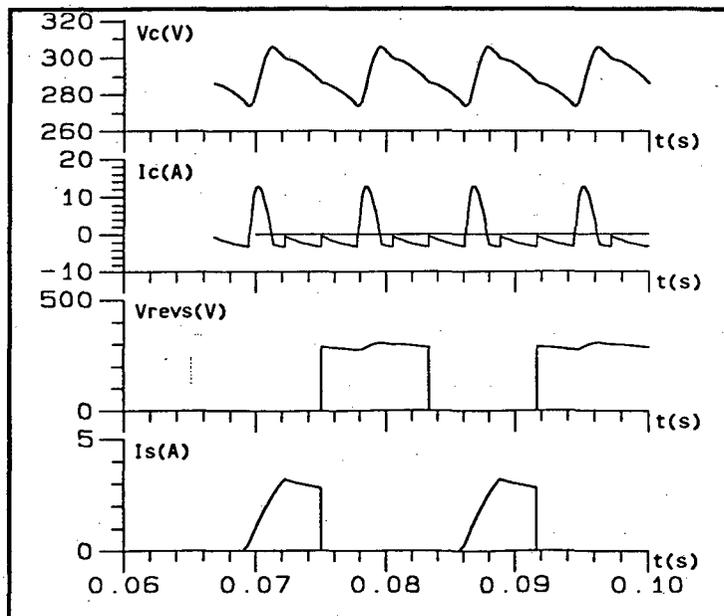


Figura 4.3 - Formas de ondas de corrente e tensão no capacitor de filtro e mosfets.

A figura 4.4 mostra as formas de ondas de tensão reversa e corrente direta no diodo do mosfet (V_{drev} e I_{dinv}), tensão entre fases na saída do inversor (V_{out}) e corrente de linha na carga.

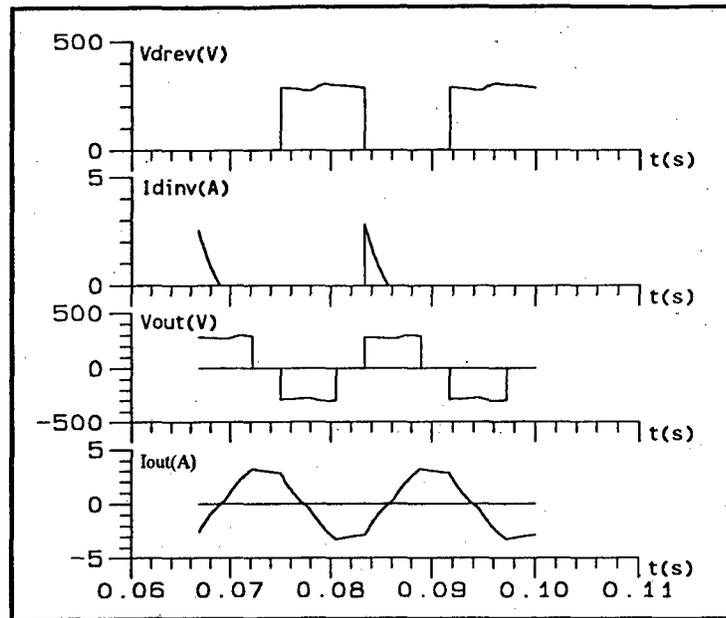


Figura 4.4 - Formas de ondas de tensão e corrente nos diodos do inversor e carga.

A frequência de operação do inversor é efetuada à 60 Hz.

Da figura (4.2) confirma-se o ciclo de operação de carga e descarga do capacitor de filtro, bem como o ripple elevado existente na tensão do barramento c.c. em função da utilização da menor capacitância.

Como esperado na figura (4.3) observa-se a não ocorrência de sobretensões nos mosfets, sendo assim desnecessária a utilização de snubbers. Pelo capacitor circula somente a componente de corrente de valor eficaz, sendo que a componente média é destinada ao inversor.

Na figura (4.4) observa-se que a ondulação da forma de onda de tensão no barramento c.c., devido ao capacitor de filtro adotado, acarreta uma oscilação na alimentação da carga e, conseqüentemente, na corrente. Em menores frequências de alimentação já não há uma grande influência, pois a forma de onda de tensão no barramento c.c. para a carga se aproxima de um

nível constante. Porém, isto não traz maiores consequências para aplicação a que se destina, sendo somente limitada, como mencionado anteriormente, pelo ripple admissível pela da carga.

Constata-se, a partir dos resultados apresentados, que são verificados os resultados aproximados obtidos no exemplo de projeto.

4.5 - IMPLEMENTAÇÃO DO CIRCUITO DE POTÊNCIA DO CONVERSOR

Após a confirmação dos resultados calculados e obtidos dos ábacos efetuou-se a escolha dos componentes, em valores comerciais, e implementou-se o conversor. Deste modo tem-se:

a) Capacitor de filtro:

Utilizou-se de dois capacitores (eletrolíticos) com as seguintes características:

Capacitância: $220\mu F$

Classe de tensão de operação: $400V$

b) Ponte retificadora:

Utilizou-se quatro diodos SKG3 de encapsulamento em epoxi com as seguintes características:

$I_{dmd}=4,3A$

$I_{def}=6,7A$

$I_{dpk}=200A$

$V_f=1,1V$

$V_{dpk}=400V$

c) Circuito de potência do inversor

Utilizou-se seis mosfets MTP5N40 com as seguintes características:

$R_{dson}=1\Omega$

$R_{jc}=1,7^\circ C / W$

$V_{pks}=400V$

$I_{mdd}\cong I_{efs}=5A$

$I_{efs}=5A$

$I_{pkd}\cong I_{pks}=12A$

$I_{pks}=12A$

$V_f=1,4V$

A fim de evitar que a temperatura de junção atinja o valor máximo permitido para os mosfets utilizados, realizou-se seu cálculo térmico.

As perdas existentes nos mosfets, em razão da baixa frequência de chaveamento e a rapidez de sua transição de estado on/off, é somente de condução.

$$P_{cond} = (R_{dson} \cdot I_{efs}^2 + V_{ff} \cdot I_{md}) \cdot 2$$

$$P_{cond} = (1,25 \times 3,4 + 1,44 \times 0,23) \times 2 \cong 9,16W$$

A resistência térmica dissipador-ambiente, adotando-se uma $T_a = 50^\circ C$, é dada por:

$$R_{da} = \frac{T_j - T_a}{P_{cond}} - R_{jc} - R_{cd}$$

$$R_{da} = \frac{150 - 50}{9,16} - 1,67 - 1,6 \cong 7,64^\circ C / W$$

Logo, recomenda-se um dissipador com resistência térmica dissipador-ambiente menor que $7,16^\circ C / W$.

d) Circuito limitador de corrente (NTC):

Utilizou-se dois termistores UEI-N15SP005 cujas características são:

$$R_{25^\circ C} = 5 \Omega, I_o = 6 A$$

4.6 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Feita a implementação do conversor, realizou-se vários testes de funcionamento sendo seus resultados colhidos via aquisição digital, para verificação global das curvas obtidas. As formas de onda de tensão e corrente nos principais componentes, bem como no motor, são apresentadas a seguir onde, para todos os casos trabalhou-se sob condição de carga nominal e diversas frequências de alimentação (60, 30, 20Hz). Deste modo tem-se que, V_c e I_p representam as formas de ondas de tensão sobre o capacitor ou barramento c.c. e corrente na

saida do retificador, I_{cc} a corrente na entrada do inversor, V_{mos} e I_{mos} a tensão reversa e corrente no mosfet, e V_{out} e I_{out} a tensão e corrente na carga.

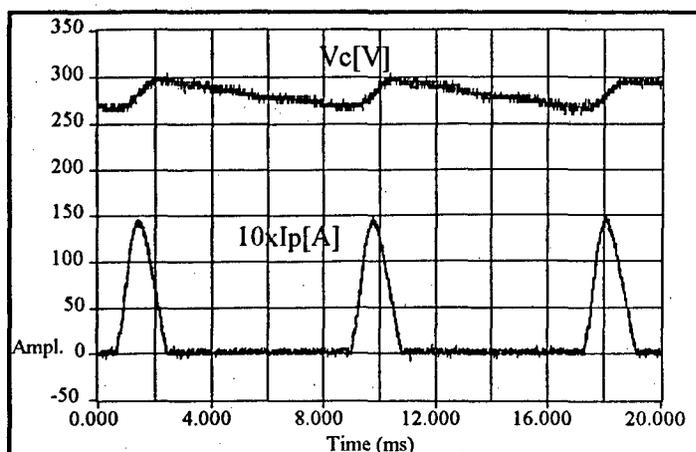


Figura 4.5 - Tensão no barramento c.c. e corrente na saída do retificador.

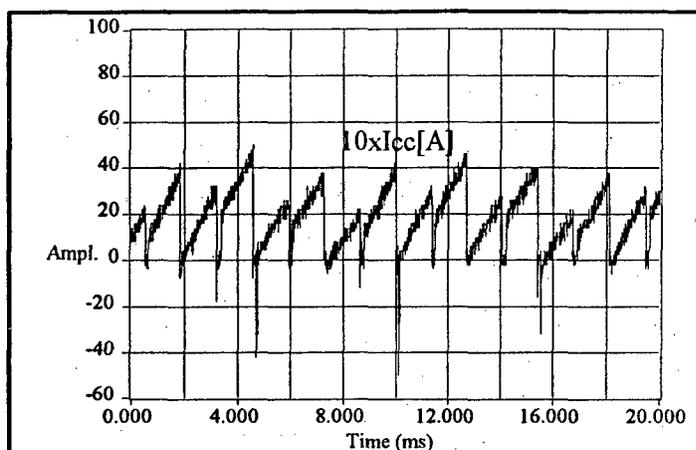


Figura 4.6 - Corrente no barramento c.c. após o capacitor de filtragem.

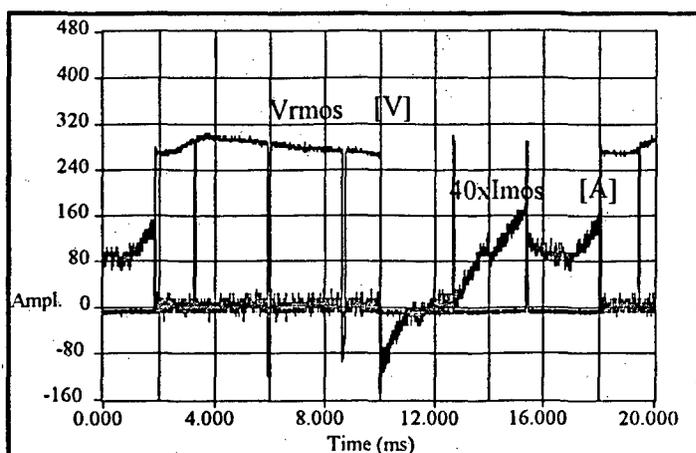


Figura 4.7 - Tensão e corrente no mosfet.

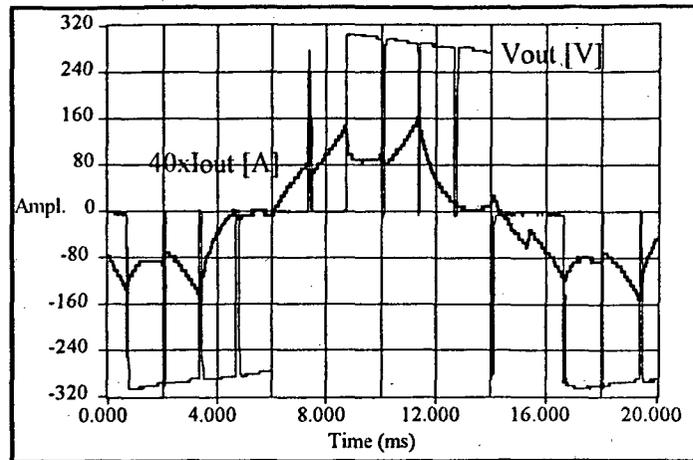


Figura 4.8 - Tensão entre fases e corrente de linha no motor.

Nas figuras (4.5), (4.6), (4.7) e (4.8) mostram-se as situações para operação a uma frequência de alimentação de 60Hz no motor e sob condição de carga nominal. Analisando-se as aquisições feitas, nota-se o sinal da tensão de carga em PWM-simétrico e não a modulação 180° . Isto ocorre em razão da obtenção da tensão necessária à alimentação do motor (no caso, 220V). Confirma-se na prática a não existência de sobretensões na chave e que os valores obtidos de corrente não diferem em muito dos cálculos teóricos e simulações. A corrente no barramento c.c. possui intervalos nulos, demonstrando a não ocorrência de transferência de potência nestes instantes, em razão da modulação PWM-simétrica.

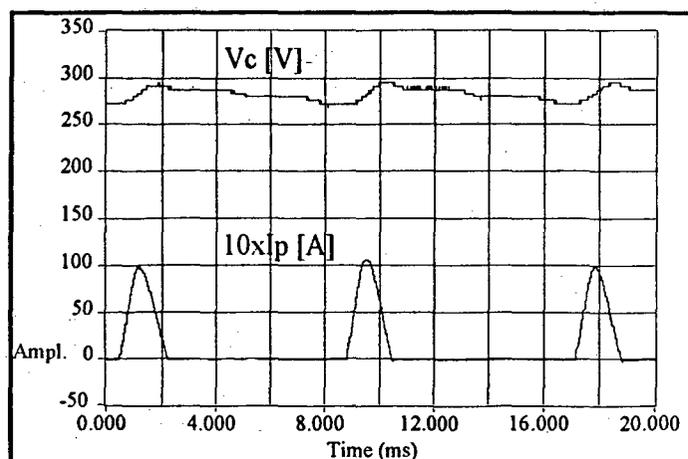


Figura 4.9 - Tensão no barramento c.c. e corrente na saída do retificador.

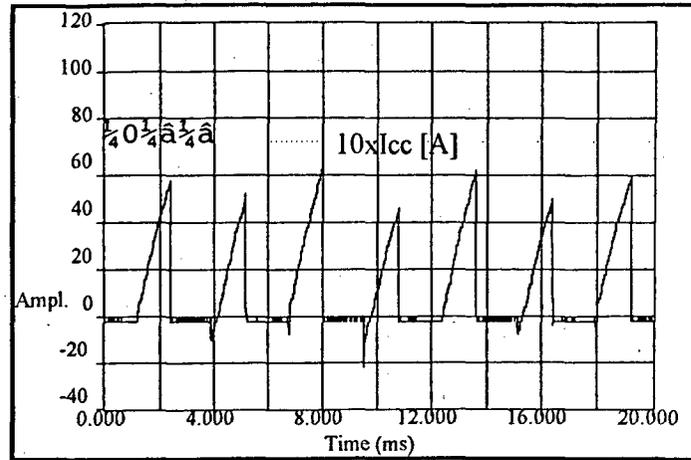


Figura 4.10 - Corrente no barramento c.c. após o capacitor de filtragem.

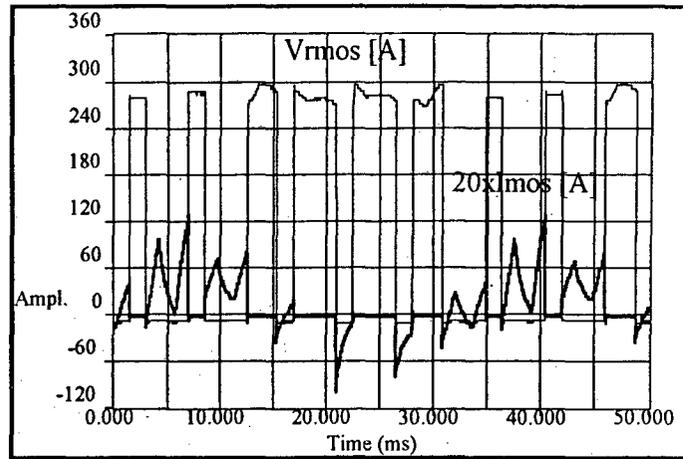


Figura 4.11 - Tensão e corrente no mosfet.

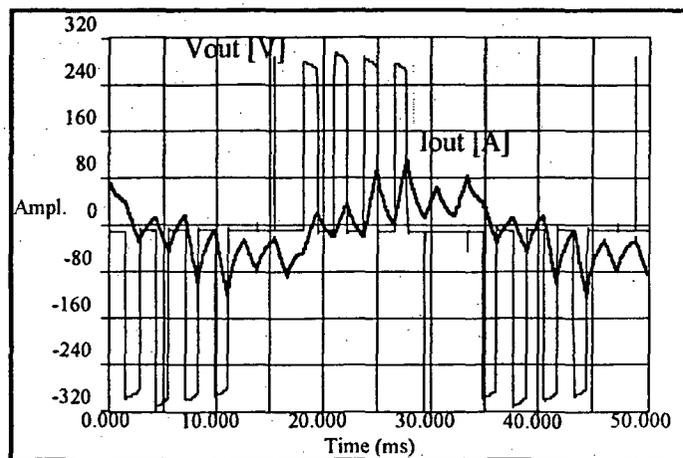


Figura 4.12 - Tensão entre fases e corrente de linha no motor.

Nas figuras (4.9), (4.10), (4.11) e (4.12) mostram-se as situações para operação a uma frequência de alimentação de 30Hz no motor e sob condição de carga próximo da nominal. Do mesmo modo, analisando-se as aquisições feitas, percebe-se que com a redução da frequência de alimentação do motor as harmônicas existentes nas formas de onda de tensão passam a ser mais significativas (com a redução da frequência de alimentação, reduz-se também a reatância indutiva do motor que, no caso, opera como um filtro da corrente) e como não dispõe-se de filtro na saída do conversor isto acarreta um aumento de perdas no motor, fazendo com que sua corrente de alimentação cresça. Para compensar esta perda, operou-se o motor no seu fator de serviço ($F_s=1,2$), daí o fato também do aumento de sua corrente. Neste caso, o aumento do intervalo de corrente nula no barramento c.c. ocorreu em função da redução da frequência da modulação PWM-simétrica.

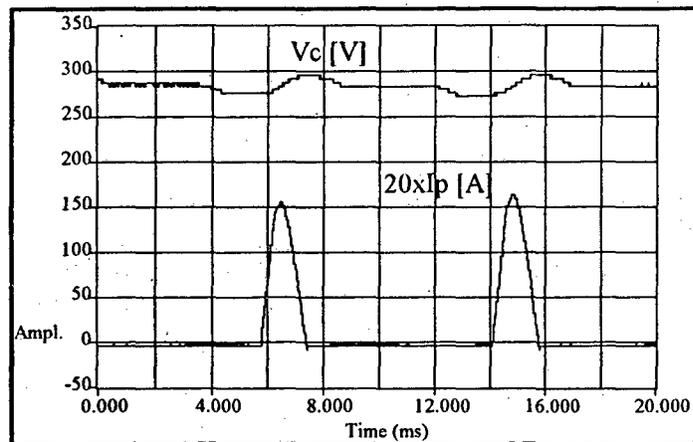


Figura 4.13 - Tensão no barramento c.c. e corrente na saída do retificador.

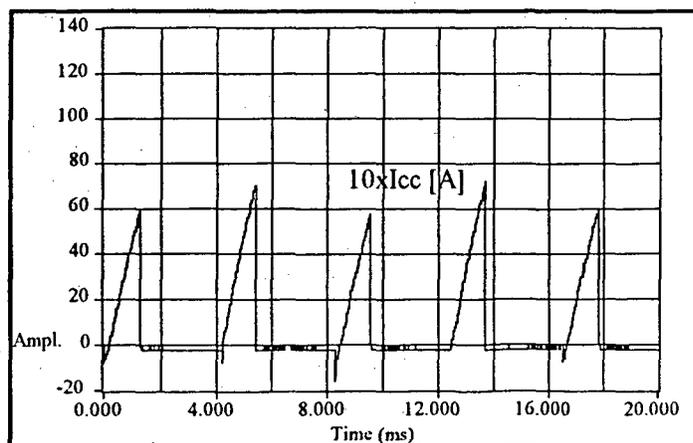


Figura 4.14 - Corrente no barramento c.c. após o capacitor de filtro.

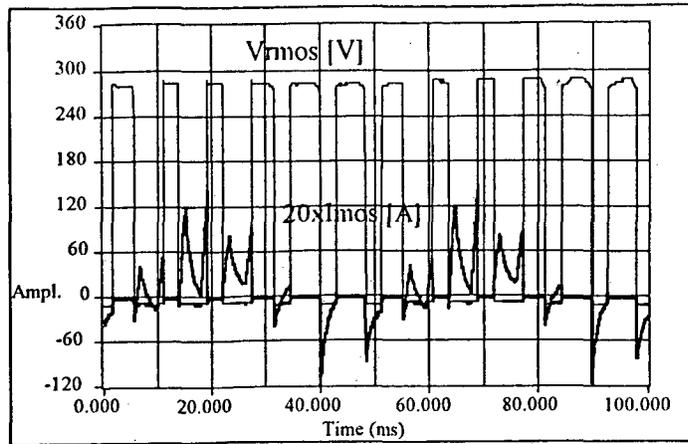


Figura 4.15 - Tensão e corrente no mosfet.

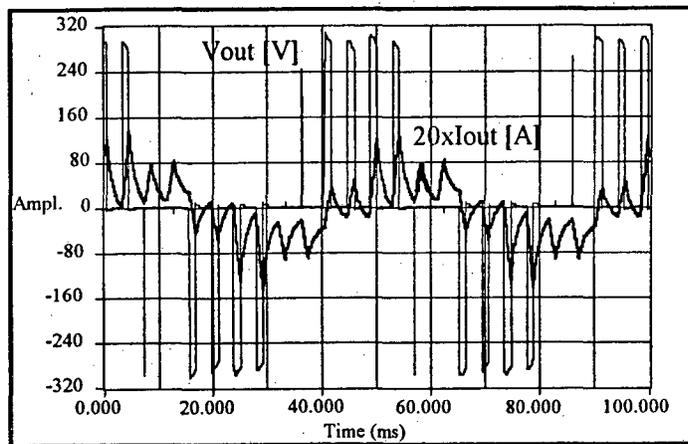


Figura 4.16 - Tensão entre fases e corrente de linha no motor.

Como mostram as figuras (4.13), (4.14), (4.15) e (4.16) observa-se que os mesmos fatos ocorrem conforme comentado para o caso anterior, porém com maior intensidade, para frequência de alimentação de 20Hz, onde neste caso limitou-se novamente a corrente do motor em seu fator de serviço.

Ainda, para baixas frequências de alimentação com a redução da reatância indutiva do motor nota-se que sua corrente se aproxima de uma forma linear conseqüentemente com maior número de harmônicas existentes.

Como citado anteriormente deve-se então, considerar uma faixa de segurança no dimensionamento dos semicondutores de potência da estrutura inversora.

Afim de verificar o rendimento da estrutura, realizou-se a medição para máxima condição de potência transferida ao motor onde obteve-se aproximadamente 76%. As perdas que ocasionam tal situação é devido as perdas em condução dos diodos, mosfets e resistência série equivalente do capacitor de entrada.

4.7 - CONCLUSÃO

Para maior facilidade de implementação do conversor apresentou-se uma metodologia e exemplo de projeto.

No confronto dos resultados teóricos e de simulação são confirmados os valores obtidos.

Com relação ao confronto de resultados teóricos e de simulação com os resultados experimentais verificam-se diferenças que são mais acentuadas em baixas frequências de alimentação, conforme previsto. Isto dá-se em virtude do modelo simplificado do motor adotado no estudo analítico e nas simulações.

Comprovou-se na prática uma ampla faixa de variação de velocidade com condições de torque aceitáveis.

CONCLUSÃO GERAL

Em razão da maior flexibilidade apresentada com relação as demais estruturas e conforme qualificações descritas em seu estudo, o conversor implementado satisfaz plenamente os requisitos a que se destina sua aplicação.

Em relação ao custo do conversor, não se efetuou uma análise aprofundada em razão dos componentes utilizados no laboratório serem adquiridos em pequenos lotes no comércio, diferenciando desta forma, sensivelmente o custo de cada tipo de componente quando realiza-se a aquisição dos mesmos em grandes lotes de compra. Mas, tendo-se como base aproximada os preços obtidos do laboratório e verificando-se os elementos associados ao conversor, observa-se que tornou-se possível realizá-lo dentro da faixa de custo esperado com robustez, pequeno peso e volume em razão dos seguintes fatos:

- Os componentes utilizados nos diversos circuitos de comando e potência são de uso comum e de baixo custo sendo facilmente encontrados no mercado nacional.
- Necessidade de somente uma fonte auxiliar para alimentação de todo o circuito conversor logo, tornando-se autônomo.
- Seu comando lógico bem como os circuitos necessários na elaboração do conversor são relativamente simples.
- A padronização dos circuitos de comando de gate, comando lógico, fontes auxiliares e demais além de facilitar a reprodução do equipamento permite a manutenção rápida e fácil.
- Operação em malha de controle aberta, deste modo, não necessita de um maior número de componentes associados ao conversor.
- Existência de somente um elemento passivo (capacitor de filtro) cujas características são de pequena capacitância, pequeno volume.
- Em função do tempo de segurança (tempo morto) ser inerente do próprio circuito de comando de gate o que, evita o emprego de demais circuitos para geração do próprio, além de estar sujeito a menos falhas. Associado a isto, tem-se também a necessidade de somente três

sinais para operação de todos os mosfets, economizando em componentes no circuito de comando lógico e implicando na mesma razão como comentado anteriormente.

- Presença de circuito de proteção contra sobrecorrente.
- Utilização de NTCs para limitação de inrush.

Assim sendo, o estágio atual do conversor permite seu emprego nos processos industriais sem mais elementos adicionais.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] - BOSE, B. K. - "Power Eletronics and A.C. Drives", New Jersey, Prentice Hall, 1986.
- [2] - SIEMENS - "Frequency Converter for Driving Assynchronous Tree-Phase Motor Desined with New Micro and Power Eletronics Componentes", Application Note.
- [3] - LEONHARD, W. - "Adjustable-Speed A.C. Drives", Proc. IEEE, 1988.
- [4] - MOHAN, N.; UNDELAND, T. M.;ROBBINS, W. P. - "Power Electronics: Converters, application, and Desing", New York, Jonh Wiley & Sons, 1989.
- [5] - ABREU, E. C. - "Inversor Trifásico com Frequência Variável à Transistor de Potência", Dissertação de Mestrado, UFSC, 1981.
- [6] - PINHEIRO, J. R. - "Estudo e realização de um Inversor à Tiristor com Comutação Global, Alimentando um Motor de Indução", Dissertação de Mestrado, UFSC, 1982.
- [7] - BARBI, I - "Acionamentos Elétricos", UFSC, Publicação Interna.
- [8] - BARBI, I - "Projetos de Fontes Chaveadas", UFSC, Publicação Interna.
- [9] - BARBI, I - "Eletrônica de potência I e II", UFSC, Publicação Interna.
- [10].-PERIN, A. J. - "Notas de Aula da Disciplina de Eletrônica de Comando", UFSC.
- [11] - MARTINS, D. C. - "Contribuição ao Estudo do Motor de Indução Trifásico Alimentado por Gradador", Dissertação de Mestrado, UFSC, 1981
- [12] - BEDFORD, B. D.; HOFT, R.G. - "Principles of Inverter Circuits", New York, John Wiley & Sons, 1964.
- [13] - LANDO, R. A.; ALVES, S. R.. - "Amplificador Operacional", Livros Érica Editor, 1965.
- [14] - PATEL, H. S.; HOFT, R., G. - "Generalized Techniques of Elimination and Voltage Control in Thyristor Inverters: Part II - Voltage Control Techniques", IEEE, 1974.
- [15] - Martins, D. C.; Souza, A. F. - "Manual de Utilização do Programa SCVOLT", UFSC, 1992.

ANEXOS

```

PROGRAM IEFS
REAL*8 T,T0,T1,T2,I1,I2,I3,I1EF,I2EF,I3EF,ITOT(1000),A,B,C,D,F,TAL(1000)
INTEGER I,J
T=0.0005
F=60
DO 20 J=1,100
T1=1./360
T2=1./360
DO 10 I=1,6
I1=1-EXP(-T1/T)
I2=2+(I1-2)*EXP(-T2/T)
I3=1+(I2-1)*EXP(-T2/T)
T0=T*LOG(I3+1)
T1=1./360-T0
10 CONTINUE
*-----DET. DAS CORRENTES EFICAZES-----
I1EF=F*(T1+T*(2*EXP(-T1/T)-EXP(-2*T1/T)/2)-3*T/2)
A=4*T2-4*T*(I1-2)*EXP(-T2/T)-(T*(I1-2)**2)/2*EXP(-2*T2/T)
B=4*T*(I1-2)+(T/2)*(I1-2)**2
I2EF=F*(A+B)
C=T2-2*T*(I2-1)*EXP(-T2/T)-((T/2)*(I2-1)**2)*EXP(-2*T2/T)
D=2*T*(I2-1)+(T/2)*(I2-1)**2
I3EF=F*(C+D)
ITOT(J)=I1EF+I2EF+I3EF
TAL(J)=T
T=T+0.00003
20 CONTINUE
*-----GRAVAÇÃO DE ARQUIVO-----
OPEN(12,FILE='ARQ1.DEA',STATUS='NEW')
DO 40 J=1,100
WRITE(12,'(F15.7,F15.7)')TAL(J),ITOT(J)
40 CONTINUE
CLOSE (12)
STOP
END

```

```

PROGRAM IEFD
REAL *8 T,T0,T1,T2,I1,I2,I3,IIEF,ITOT(1000),F,TAL(1000)
INTEGER I,J
T=0.0005
F=60
DO 20 J=1,100
T1=1./360
T2=1./360
DO 10 I=1,6
I1=1-EXP(-T1/T)
I2=2+(I1-2)*EXP(-T2/T)
I3=1+(I2-1)*EXP(-T2/T)
T0=T*LOG(I3+1)
T1=1./360-T0
10 CONTINUE
*-----DET. DAS CORRENTES EFICAZES-----
IIEF=F*(T0+2*T*(I3+1)*EXP(-T0/T)-T/2*(I3+1)**2*EXP(-2*T0/T)-2*T*(I3+1)
**+T/2*(I3+1)**2)
ITOT(J)=IIEF
TAL(J)=T
T=T+0.00003
20 CONTINUE
*-----GRAVAÇÃO DE ARQUIVO-----
OPEN(12,FILE='ARQ1.DEA',STATUS='NEW')
DO 40 J=1,100
WRITE(12, '(F15.7,F15.7)')TAL(J),ITOT(J)
40 CONTINUE
CLOSE (12)
STOP
END

```

PROGRAM IMDS

REAL*8 T,T0,T1,T2,I1,I2,I3,I1MD,I2MD,I3MD,ITOT(1000),F,TAL(1000)

INTEGER I,J

T=0.0005

F=60

DO 20 J=1,100

T1=1./360

T2=1./360

DO 10 I=1,6

I1=1-EXP(-T1/T)

I2=2+(I1-2)*EXP(-T2/T)

I3=1+(I2-1)*EXP(-T2/T)

T0=T*LOG(I3+1)

T1=1./360-T0

10 CONTINUE

-----DET. DAS CORRENTES EFICAZES-----

I1MD=F*(T1+T*EXP(-T1/T)-T)

I2MD=F*(2*T2-T*(I1-2)*EXP(-T2/T)+T*(I1-2))

I3MD=F*(T2+T*(I2-1)*(1-EXP(-T2/T)))

ITOT(J)=(I1MD+I2MD+I3MD)

TAL(J)=T

T=T+0.00003

20 CONTINUE

-----GRAVAÇÃO DE ARQUIVO-----

OPEN(12,FILE='ARQ1.DEA',STATUS='NEW')

DO 40 J=1,100

WRITE(12,'(F15.7,F15.7)')TAL(J),ITOT(J)

40 CONTINUE

CLOSE (12)

STOP

END

```

PROGRAM IMDD
REAL *8 T,T0,T1,T2,I1,I2,I3,I1MD,ITOT(1000),F,TAL(1000)
INTEGER I,J
T=0.0005
F=60
DO 20 J=1,100
T1=1./360
T2=1./360
DO 10 I=1,6
I1=1-EXP(-T1/T)
I2=2+(I1-2)*EXP(-T2/T)
I3=1+(I2-1)*EXP(-T2/T)
T0=T*LOG(I3+1)
T1=1./360-T0
10  CONTINUE
*-----DET. DAS CORRENTES EFICAZES-----
I1MD=F*(-T0+T*(I3+1)*(1-EXP(-T0/T)))
ITOT(J)=I1MD
TAL(J)=T
T=T+0.00003
20  CONTINUE
*-----GRAVAÇÃO DE ARQUIVO-----
OPEN(12,FILE='ARQ1.DEA',STATUS='NEW')
DO 40 J=1,100
WRITE(12,'(F15.7,F15.7)')TAL(J),ITOT(J)
40  CONTINUE
CLOSE (12)
STOP
END

```

```

PROGRAM IPKS
REAL*8 T,T0,T1,T2,I1,I2,I3,IPK(1000),F,TAL(1000)
INTEGER I,J
T=0.0005
F=60
DO 20 J=1,100
T1=1./360
T2=1./360
DO 10 I=1,6
I1=1-EXP(-T1/T)
I2=2+(I1-2)*EXP(-T2/T)
I3=1+(I2-1)*EXP(-T2/T)
T0=T*LOG(I3+1)
T1=1./360-T0
10 CONTINUE
*-----DET. DAS CORRENTES EFICAZES-----
IPK(J)=I2
TAL(J)=T
T=T+0.00003
20 CONTINUE
*-----GRAVAÇÃO DE ARQUIVO-----
OPEN(12,FILE='ARQ1.DEA',STATUS='NEW')
DO 40 J=1,100
WRITE(12,'(F15.7,F15.7)')TAL(J),IPK(J)
40 CONTINUE
CLOSE (12)
STOP
END

```

```

PROGRAM IPKD
REAL*8 T,T0,T1,T2,I1,I2,I3,IPK(1000),F,TAL(1000)
INTEGER I,J
T=0.0005
F=60
DO 20 J=1,100
T1=1./360
T2=1./360
DO 10 I=1,6
I1=1-EXP(-T1/T)
I2=2+(I1-2)*EXP(-T2/T)
I3=1+(I2-1)*EXP(-T2/T)
T0=T*LOG(I3+1)
T1=1./360-T0
10  CONTINUE
*-----DET. DAS CORRENTES EFICAZES-----
IPK(J)=I3
TAL(J)=T
T=T+0.00003
20  CONTINUE
*-----GRAVAÇÃO DE ARQUIVO-----
OPEN(12,FILE='ARQ1.DEA',STATUS='NEW')
DO 40 J=1,100
WRITE(12,'(F15.7,F15.7)')TAL(J),IPK(J)
40  CONTINUE
CLOSE (12)
STOP
END

```

