

Imp. 7.12.93

PROJETO VIA PROGRAMAÇÃO MATEMÁTICA E
IMPLEMENTAÇÃO DE CONVERSORES CC-CA
DE FREQUÊNCIA VARIÁVEL

JULIO CESAR MOREIRA

ORIENTADOR: Prof. Dr. Celso Pascoli Bottura

TESE APRESENTADA À FACULDADE DE
ENGENHARIA DA UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS - UNICAMP - COMO PARTE DOS REQUISITOS EXIGIDOS PARA OBTENÇÃO DO TÍTULO DE MESTRE EM CIÊNCIAS.

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA DE CAMPINAS
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELETRICA

AGOSTO 1983

UNICAMP
BIBLIOTECA

*Aos meus pais,
Armando e Therezinha Cabral*

AGRADECIMENTOS

Agradeço ã todas as pessoas que direta ou indiretamente contribuíram para a realização deste trabalho. Em especial, quero destacar meu orientador e amigo, Prof. Dr. Celso P. Bottura, pelo apoio e orientação, que transcendem este trabalho, e ao amigo Joost Peter Rey, pelo incentivo e orientação iniciais. Aos professores Yaro Burian Jr., Hermano M.F. Tavares e Álvaro G.B. Palhares, pelo apoio na análise e simulação. Aos engenheiros Manoel Afonso André, Jorge Salomão Pereira e aos alunos HÉlio Kinoshita, Clóvis Pedroni Jr e Newton Lauro Gumurczyk pelo empenho e dedicação ao trabalho de implementação prática deste trabalho, e ao amigo Basílio Martins, pela ajuda na obtenção das fotografias.

CONTEÚDO

INTRODUÇÃO	1
I - SISTEMAS DE ACIONAMENTO EM CORRENTE ALTERNADA	4
1.1 - INTRODUÇÃO	5
1.2 - CONTROLE PELA TENSÃO DO ESTATOR	7
1.3 - CONTROLE COM FREQUÊNCIA E TENSÃO VARIÁVEIS	10
1.3.1 - Variação da Tensão Alternada na Saída do Inversor	11
1.3.2 - Variação da Tensão Contínua na Entrada do Inversor	13
1.3.3 - Variação da Tensão de Saída por um Chaveamento Interno ao Inversor	16
1.4 - CONTROLE COM FREQUÊNCIA E CORRENTE VARIÁVEIS	21
1.5 - CONTROLE PELA VARIAÇÃO DA RESISTÊNCIA DO ROTOR ...	24
1.6 - CONCLUSÃO	26
II - ANÁLISE DE TOPOLOGIAS DE CIRCUITOS PARA COMUTAÇÃO FORÇADA DE TIRISTORES	27
II.1 - INTRODUÇÃO	28
II.2 - CLASSIFICAÇÃO DOS CIRCUITOS CONVERSORES	28
II.2.1 - Classificação dos Circuitos de Comutação	29
II.2.2 - Classificação dos Circuitos Principais	33
II.3 - ANÁLISE DE CIRCUITOS DE COMUTAÇÃO FORÇADA PARA INVERSORES	34
II.3.1 - Inversor Comutado por Transformador ...	35
II.3.2 - Inversor Comutado Auxiliado por Capacitores	39
II.3.3 - Inversor Comutado por um LC Ressonante	41
II.3.4 - Inversor com Comutação Mista	44
II.4 - CONCLUSÃO	48

.../.

III - PROJETO DE CIRCUITO DE COMUTAÇÃO FORÇADA UTILIZANDO MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO (MLP) VIA ANÁLISE E SIMULAÇÃO	49
III.1 - INTRODUÇÃO	50
III.2 - MODELAMENTO MATEMÁTICO	50
III.3 - SIMULAÇÃO ANALÓGICA	71
III.4 - DIMENSIONAMENTO DO CIRCUITO DE COMUTAÇÃO	72
III.5 - CONCLUSÕES	80
IV - PROJETO ÓTIMO DO CIRCUITO DE COMUTAÇÃO VIA PROGRAMAÇÃO MATEMÁTICA	83
IV.1 - INTRODUÇÃO	84
IV.2 - UM MÉTODO DE PROJETO	86
IV.3 - EXEMPLO DE PROJETO (I)	91
IV.4 - PROJETO COM RESTRIÇÕES DE DESIGUALDADE	95
IV.5 - EXEMPLO DE PROJETO (II)	98
IV.6 - CONCLUSÕES	107
V - ANÁLISE DO CIRCUITO DE COMUTAÇÃO MCMURRAY MODIFICADO ...	110
V.1 - INTRODUÇÃO	111
V.2 - MODIFICAÇÃO NA TOPOLOGIA DO CIRCUITO DE COMUTAÇÃO	111
V.3 - DIMENSIONAMENTO DO CIRCUITO DE COMUTAÇÃO MODIFICADO	117
V.4 - ANÁLISE DO RENDIMENTO ENTRE AS TOPOLOGIAS	124
VI - SISTEMA DE DISPARO E CONTROLE PARA UM INVERSOR TRIFÁSICO	129
VI.1 - INTRODUÇÃO	130
VI.2 - OPERAÇÃO BÁSICA DE UM INVERSOR TRIFÁSICO DE SEIS PASSOS	131
VI.3 - ARQUITETURA GERAL DO CIRCUITO DE DISPARO E CONTROLE	155

.../.

VI.4 - DESCRIÇÃO DAS UNIDADES E FUNCIONAMENTO DO CIRCUITO	159
VI.4.1 - Oscilador Mestre Controlado por Tensão-VCO	159
VI.4.2 - Gerador de Envoltória Trifásico - GET .	159
VI.4.3 - Divisor Programável - DP	161
VI.4.4 - Modulador de Largura de Pulso - MLP ...	161
VI.4.5 - Misturador de Pulsos - MIX	162
VI.4.6 - Controlador de Pulsos para os Tiristores Auxiliares - CPTA	163
VI.4.7 - Controlador de Pulsos para os Tiristores Principais - CPTP	163
VI.4.8 - Sensores de Estado dos Diodos - SED - e Sensores de Estado dos Tiristores Principais - SETP	165
VI.4.9 - Sensores de Estado dos Capacitores - SEC	167
VI.4.10 - Controlador de Inicialização - CI	168
VI.4.11 - Controlador de Partida - CPR	170
VI.4.12 - Controlador de Parada - CPD	170
VI.4.13 - Controlador de Multiplexagem Central - UMC	171
VI.4.14 - Controlador de Comutação dos Tiristores Principais - CCTP	173
VI.4.15 - Controlador da Fonte de Alimentação -CFA	174
VI.4.16 - Unidades Amplificadoras e Isoladoras AMPGA - AMPGT - AMPPAE	174
VI.5 - CONCLUSÃO	176
VII - RESULTADOS EXPERIMENTAIS E CONCLUSÕES	177
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	192

...

INTRODUÇÃO

Este trabalho é dedicado ao estudo e a implementação de conversores de corrente contínua em corrente alternada, denominados inversores, utilizados em sistemas de acionamento de máquinas de corrente alternada.

Tradicionalmente, as máquinas de corrente alternada (ca) são utilizadas em sistemas de acionamento que operam com velocidade de constante, embora muitos métodos para o controle de velocidade, ineficientes, complexos e de altos custos, sejam conhecidos e empregados desde há muito tempo. Em sistemas de acionamento que requeriam velocidade controlada, utilizava-se motores de corrente contínua (cc).

No início da década de 50, com o surgimento dos tiristores, os sistemas de acionamento em corrente contínua foram os primeiros a se beneficiarem, desenvolvendo-se muitos estudos em conversores ca-cc.

Entretanto, somente por volta dos anos 60, com a introdução de técnicas de comutação forçada e o aprimoramento dos dispositivos de estado sólido, desenvolveram-se os conversores cc-cc, chamados de Recortadores ou "Choppers", e os conversores cc-ca, designados por Inversores.

As máquinas de corrente alternada, notadamente as do tipo de indução com rotor em gaiola, apresentam uma série de vantagens em comparação com as de corrente contínua: maiores relações entre peso e potência; maior robustez; menores custos; menos manutenção; possibilidade de operação em altas velocidades, permitindo a diminuição do volume da máquina; menor inércia; alta eficiência; e capacidade de operar em ambientes com condições desfavoráveis por não possuírem escovas e comutadores. Tais vantagens serviram de estímulo à utilização, cada vez maior, de máquinas ca e, consequentemente, ao desenvolvimento dos inversores e sistemas de disparo e controle, que de início encareciam muito o sistema, o que no momento não mais ocorre devido às possibilidades cada vez melhores, oferecidas pelo desenvolvimento da eletrônica de dispositivos, especialmente nas áreas dos semicondutores de potência e dos micro

processadores.

Motivado por tais aspectos, este trabalho procura analisar e implementar inversores do tipo fonte de tensão, para serem utilizados no acionamento e controle de máquinas de indução trifásicas.

Inicialmente fazemos uma abordagem dos principais sistemas utilizados no acionamento de máquinas de corrente alternada, assim como as metodologias de controle mais utilizadas: controle pela tensão de estator, controle pela frequência e tensão, controle pela frequência e corrente e controle pela variação da resistência do rotor, utilizado em máquinas com rotor enrolado.

No Capítulo II, preocupados em determinar uma topologia para o inversor que melhor atendesse os requisitos desejados, nos detivemos na análise de topologias de circuitos de comutação forçada de tiristores. Após uma classificação adequada dos circuitos de comutação e dos circuitos principais de potência, apresentamos e analisamos, principalmente sob aspectos de rendimento, facilidade de implementação e custos, quatro topologias de inversores normalmente utilizadas na prática, sendo a topologia de McMurray (1964) a escolhida para a continuidade do trabalho.

Após a prévia análise do circuito McMurray feita no Capítulo II, tratamos no Capítulo III de uma análise mais aprofundada deste circuito, elaborando um modelo que permita, via análise e simulação, o projeto do circuito de comutação forçada, minimizando o tamanho dos elementos L e C, utilizando modulação por largura de pulso (MLP), levando em conta aspectos normalmente encontrados na prática, entre eles baixos valores para os fatores de qualidade do circuito ressonante, bem como a variação destes mesmos fatores dentro de um único processo de comutação.

Motivados pela minimização dos componentes L e C do circuito de comutação sujeita à limitação das variáveis de comutação no interior da região delimitada pelas restrições de máxima corrente e tensão, impostas pelos elementos utilizados no circuito, desenvolvemos no Capítulo IV primeiramente um projeto via programação não-linear, onde apenas uma restrição de igualdade é considerada. Posteriormente, desenvolvemos um projeto via programação não-

linear onde também são tratadas restrições de desigualdade que , quando tomadas em conta no projeto analítico do inversor, levam , como concluímos teórica e experimentalmente, a um melhor projeto ótimo, não só do circuito de comutação como também do circuito principal.

Em muitos casos onde as restrições de máxima corrente e tensão impostas pelos elementos do circuito são críticas, somente a elaboração de um projeto ótimo do circuito de comutação poderá ser insuficiente, surgindo a necessidade de uma alteração na topologia do circuito. No Capítulo V introduzimos uma das muitas modificações possíveis no circuito McMurray, desenvolvendo um novo modelamento para o circuito modificado, levando em conta os valores otimizados obtidos no Capítulo IV e a natureza da operação desejada para o inversor. Por intermédio de um balanço energético, determinamos as perdas de energia envolvidas na comutação para o circuito original e o modificado.

No Capítulo VI descrevemos o princípio de operação de um inversor trifásico, utilizando a topologia McMurray-Modificada. Discutimos a metodologia utilizada para o disparo e controle do inversor, tanto em operação normal, quanto em operação utilizando MLP . Por último, apresentamos uma proposta de uma arquitetura geral para o circuito de disparo e controle, bem como aspectos particulares da sua implementação.

Finalmente, no Capítulo VII apresentamos os resultados experimentais obtidos da implementação do circuito de potência e do circuito de disparo e controle, e as conclusões finais deste trabalho.

CAPITULO I

SISTEMAS DE ACIONAMENTO EM
CORRENTE ALTERNADA

I.1. INTRODUÇÃO

Os sistemas de acionamento de máquinas elétricas, tanto nas áreas industriais como nas de tração elétrica, vêm experimentando um acelerado avanço tecnológico. No entanto, o objetivo fundamental destes sistemas, tanto no passado como nos dias de hoje, é o controle contínuo e preciso das variáveis de acionamento, velocidade, torque e posição. Tal objetivo pode ser alcançado em sistemas que acionam máquinas de corrente contínua (c.c) ou máquinas de corrente alternada (c.a). Tradicionalmente, máquinas c.c. têm sido utilizadas por necessitarem de sistemas de acionamento menos complexos que os necessários às de corrente alternada, apesar das desvantagens que as máquinas c.c. apresentam. Atualmente, as diferenças entre os conversores utilizados nos sistemas de acionamento tendem a desaparecer, tanto em complexidade quanto em custos, o que faz com que a máquina utilizada seja exclusivamente responsável pelo desempenho global do sistema.

O controle da velocidade de uma máquina c.c. é feito através da variação da tensão de armadura, ou da corrente de campo, por intermédio de um retificador controlado - conversor ac-cc, se a fonte de alimentação for em corrente alternada, ou de um recortador ("chopper") - conversor cc-cc, para uma alimentação em corrente contínua. O torque da máquina é função da interação do fluxo de entreferro e da onda de fmm de armadura, estacionária no espaço.

Em máquinas ca, o sistema de alimentação trifásico produz um campo magnético girante no entreferro que reagindo com a fmm do rotor produz um torque no eixo. Numa máquina síncrona, a fmm do rotor é produzida por uma excitação externa em cc, enquanto que numa máquina de indução, ou assíncrona, a fmm é gerada através da indução magnética do campo girante do estator nos enrolamentos ou gaiolas do rotor. A velocidade de uma máquina ca é diretamente relacionada com a frequência da onda do estator, que produz um campo girante sincronizado com ela. Assim, para o controle da velocidade de uma máquina ca, um dos caminhos seria variar a frequência de alimentação. No entanto, tal procedimento requer uma maior atenção quanto ao fluxo de entreferro da máquina, que varia inversamente com a impedância de magnetização, que por sua vez é aproximadamente

uma função linear da frequência. Por esta razão, para que se possa ter controle sobre o fluxo de entreferro da máquina, requer-se de um sistema que utilize a variação da frequência de alimentação a possibilidade, também, do controle da tensão aplicada. Este tipo de sistema de acionamento pode ser obtido através de: um retificador controlado seguido por um inversor; de um inversor utilizando modulação por largura de pulso (MLP); ou de um cicloconversor. Estes conversores podem alimentar a máquina com uma forma de tensão ou corrente bem determinada, conferindo a eles, respectivamente, a denominação de conversores fonte de tensão ou fonte de corrente. Ambos os tipos possuem vantagens e desvantagens, determinadas, principalmente, em função das condições de operação do conversor, e do controle da máquina. Entretanto, a desvantagem comum a eles, e a quaisquer outros sistemas chaveados, é o conteúdo harmônico da onda gerada, responsável por perdas joule e por torques pulsantes. Um inversor fonte de tensão ideal deve oferecer uma impedância interna nula enquanto que um inversor fonte de corrente ideal deve oferecer entre seus terminais uma impedância infinita. Na prática, tais condições não são conseguidas e a existência de impedâncias internas faz com que o comportamento do conversor, frente às harmônicas do sinal gerado, seja alterado, bem como as condições de estabilidade do sistema.

A velocidade de um motor de indução é dada em função da velocidade síncrona, ω_1 , que é função, como já vimos, da frequência da onda que alimenta o estator, e do escorregamento, que pode ser controlado pela tensão ou corrente de alimentação. Atuando-se na frequência, tensão ou corrente da fonte de alimentação, podemos implementar muitas técnicas de controle para as máquinas de indução. Algumas das mais utilizadas são: controle com frequência fixa e tensão de estator variável; controle com frequência e tensão variáveis; controle com frequência e corrente variáveis; controle com valores de tensão e frequência fixos e resistência de rotor variável. Todas estas técnicas possuem características particulares e, a utilização de cada uma depende dos aspectos de desempenho e custos desejados para o sistema de acionamento. A seguir, descreveremos as principais características de cada uma delas.

I.2. CONTROLE PELA TENSÃO DO ESTATOR

Um motor de indução alimentado com uma fonte de frequência fixa, em um dado escorregamento, possui um torque que varia aproximadamente com o quadrado da tensão aplicada ao estator. Logicamente, o ponto de equilíbrio do sistema ocorre num ponto de aceleração nula, ou seja, quando o torque do motor é igual ao torque da carga. Consequentemente, o escorregamento do motor é determinado, pela característica torque-velocidade da carga que ele está acionando, bem como pela tensão de estator aplicada. Com isto, pode-se obter um controle suave da velocidade da máquina sem qualquer alteração na frequência de alimentação. Na Fig. 1.1 apresentamos as características torque-velocidade de uma máquina de indução, classe D, para vários valores de tensão de estator, e , de uma carga, com um torque constante, T_C .

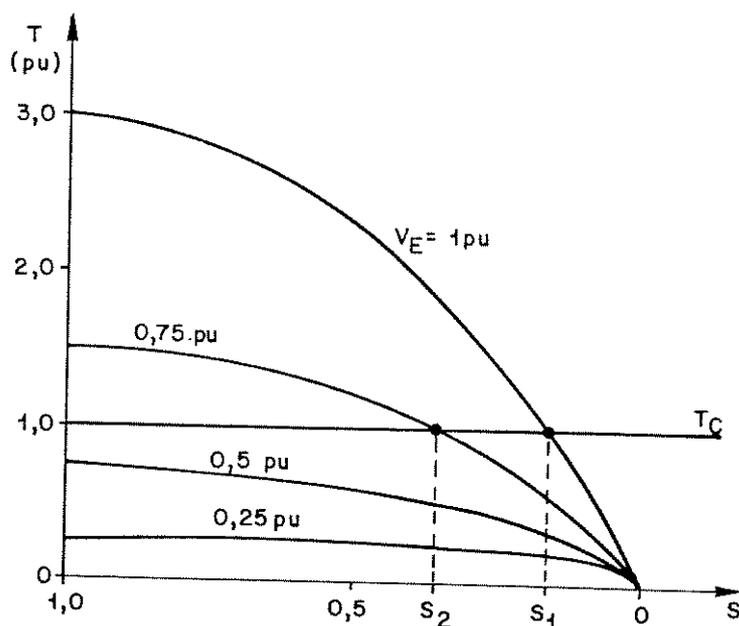


Fig. 1.1 - Controle da velocidade pela variação da tensão de estator V_E

Este é um dos métodos mais simples e econômicos para se controlar a velocidade de um motor de indução com rotor em gaiola. Uma das formas de se implementar este controle é através da utilização de um controlador de fase, utilizando tiristores, ou triacs, se a potência a ser controlada é pequena, que são disparados simetricamente e comutados naturalmente pela rede de alimentação. Na Fig. 1.2 é apresentado um esquema de um controlador onde foram utilizados para cada fase dois tiristores ligados em anti-paralelo.

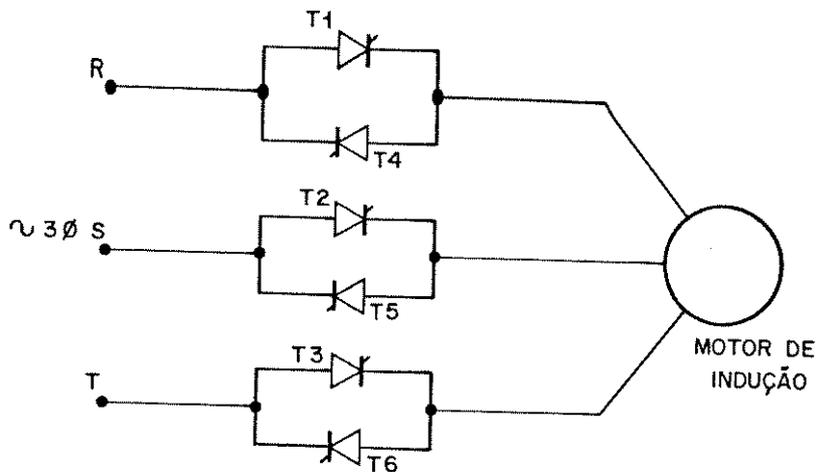


Fig. 1.2 - Controle da tensão de estator utilizando controlador de fase

A tensão de estator, por este esquema, pode ser controlada suavemente entre os valores zero e o nominal, com o ângulo de disparo dos tiristores variando de 0° a 120° . O conteúdo harmônico gerado por este sistema é muito grande, o que juntamente com uma característica de baixos fatores de potência, e perdas excessivas causadas por uma operação com baixos valores de escorregamento, constituem nas principais desvantagens deste tipo de controle. Apesar disso, este tipo de conversor é muito simples e tem sido muito utilizado em baixas e médias potências, tais como, bombas de água, ventiladores, centrifugadores, e demais tipos de cargas que possuem uma característica quadrática de torque-velocidade, como exemplifi

cado na Fig. 1.3. Recentemente, eles também têm sido utilizados no controle da tensão de estator, em partidas de motores de indução de média e alta potência que partem inicialmente sem carga e com tensão de estator limitada.

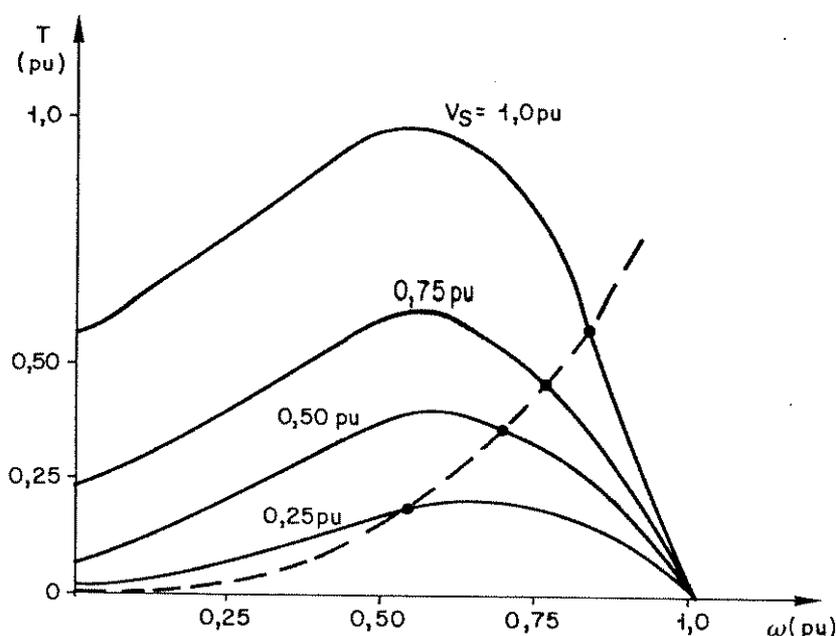


Fig. 1.3 - Controle de uma carga com característica quadrática de torque-velocidade

Muitas outras configurações para o controlador de fase, diferentes da apresentada na Fig. 1.2, podem ser feitas, sendo as mais comuns apresentadas na Fig. 1.4.

Na configuração com o controlador em triângulo, tem-se como vantagem o fato de que os tiristores conduzem a corrente de fase, menor que a de linha. Simplicidade e economia são as vantagens das configurações apresentadas em (b) e (c). Entretanto, o alto conteúdo harmônico, presente em todas elas, não faz com que as vantagens mencionadas se tornem atrativas.

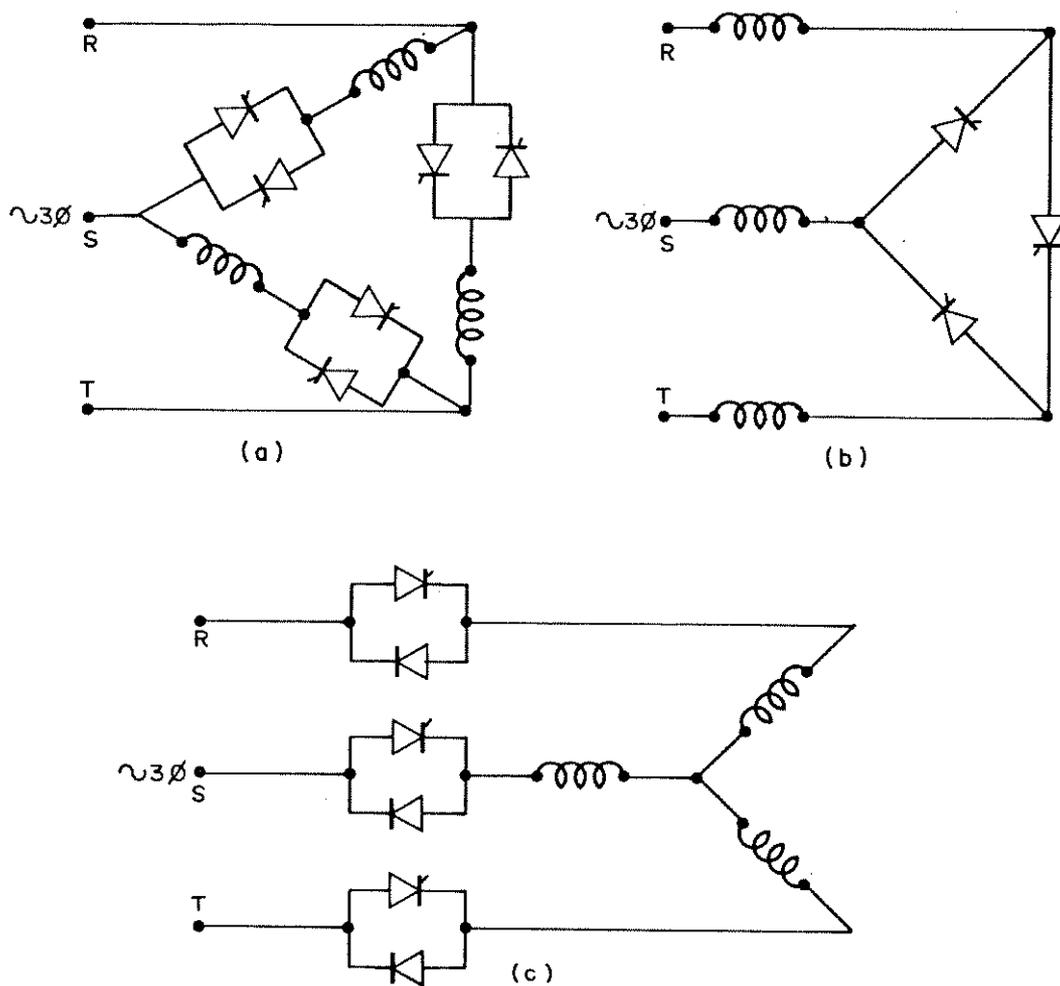


Fig. 1.4 - Configurações para o controlador de fase:
(a) controlador a triângulo
(b) controlador atuando como ponto neutro
(c) controlador semi-controlado

I.3. CONTROLE COM FREQUÊNCIA E TENSÃO VARIÁVEIS

Quando se utiliza frequência variável no aciamento de \bar{m}

quinas ac, a tensão aplicada deve ser controlada para que o fluxo seja mantido. Em virtude disso, o conversor utilizado no acionamento deve alimentar a máquina com frequência e tensão variáveis. Este tipo de conversor começou a ser utilizado no início da década de 60, quando os dispositivos a estado sólido e os conceitos de comutação forçada foram introduzidos. No entanto, a idéia deste tipo de controle não é moderna, tendo sido empregada desde há muito tempo, utilizando-se conversores rotativos.

A variação da frequência em um conversor estático é obtida através do chaveamento adequado da tensão ou corrente em sua entrada. Se a entrada do conversor for em corrente contínua ele é chamado de inversor, fonte de tensão ou de corrente, dependendo em qual dessas grandezas é feito o chaveamento. Sendo a sua entrada em corrente alternada, o conversor é chamado de cicloconversor.

A variação da tensão de saída de um inversor pode ser obtida por um dos seguintes métodos:

1. pela variação da tensão alternada na saída do inversor.
2. pela variação da tensão contínua na entrada do inversor.
3. por um chaveamento da tensão feito internamente ao inversor.

Apresentamos a seguir uma breve análise de cada um dos métodos mencionados.

I.3.1. VARIACÃO DA TENSÃO ALTERNADA NA SAÍDA DO INVERSOR

A variação da tensão alternada na saída do inversor pode ser feita, ou por um transformador com relação de transformação ajustável, ou através da utilização de dois inversores trabalhando com um defasamento variável. A Fig. 1.5 ilustra estas duas possibilidades.

A grande desvantagem destes dois modos de controle está no fato de se ter transformadores operando com frequência variável,

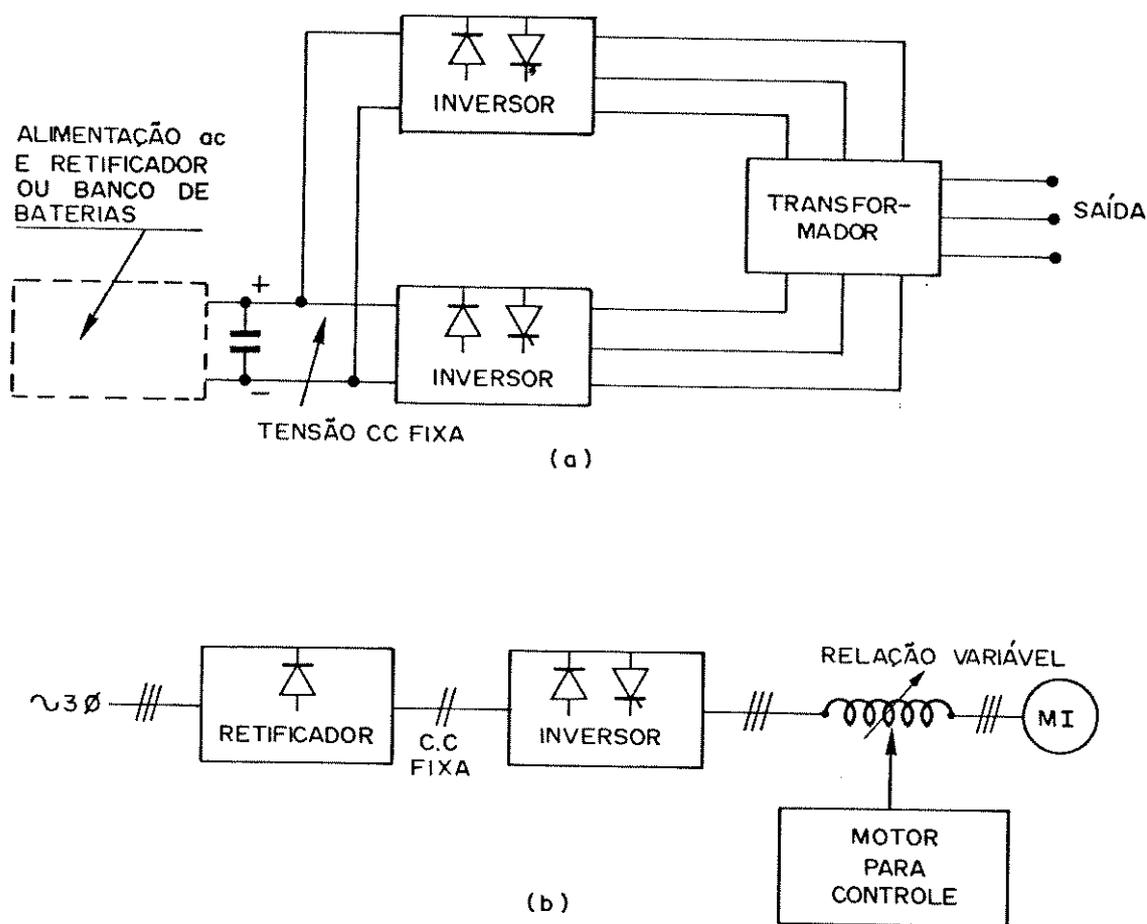


Fig. 1.5 - Controle da tensão alternada na saída do inversor:
(a) deslocamento de fase
(b) relação de transformação variável

um inconveniente principalmente nas baixas frequências. Geralmente quando esquemas como estes são utilizados, os transformadores são dimensionados para não saturarem para a mínima frequência de operação, usualmente na faixa de 10 a 15 Hz, o que resulta em elementos de grande peso e volume.

O método de deslocamento de fase permite a obtenção de formas de onda com baixo conteúdo harmônico. Dois inversores de 6 passos produzem na saída do transformador uma tensão com 12 níveis, enquanto que quatro inversores produziram 24 níveis. Em função do

ângulo γ de defasamento entre os inversores, obtêm-se a variação da tensão de saída, conforme visto na Fig. 1.6.

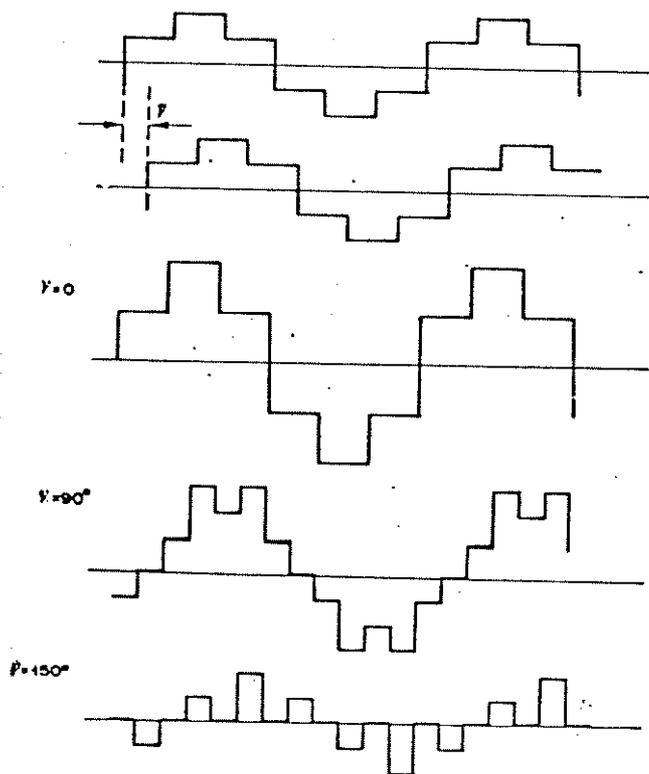


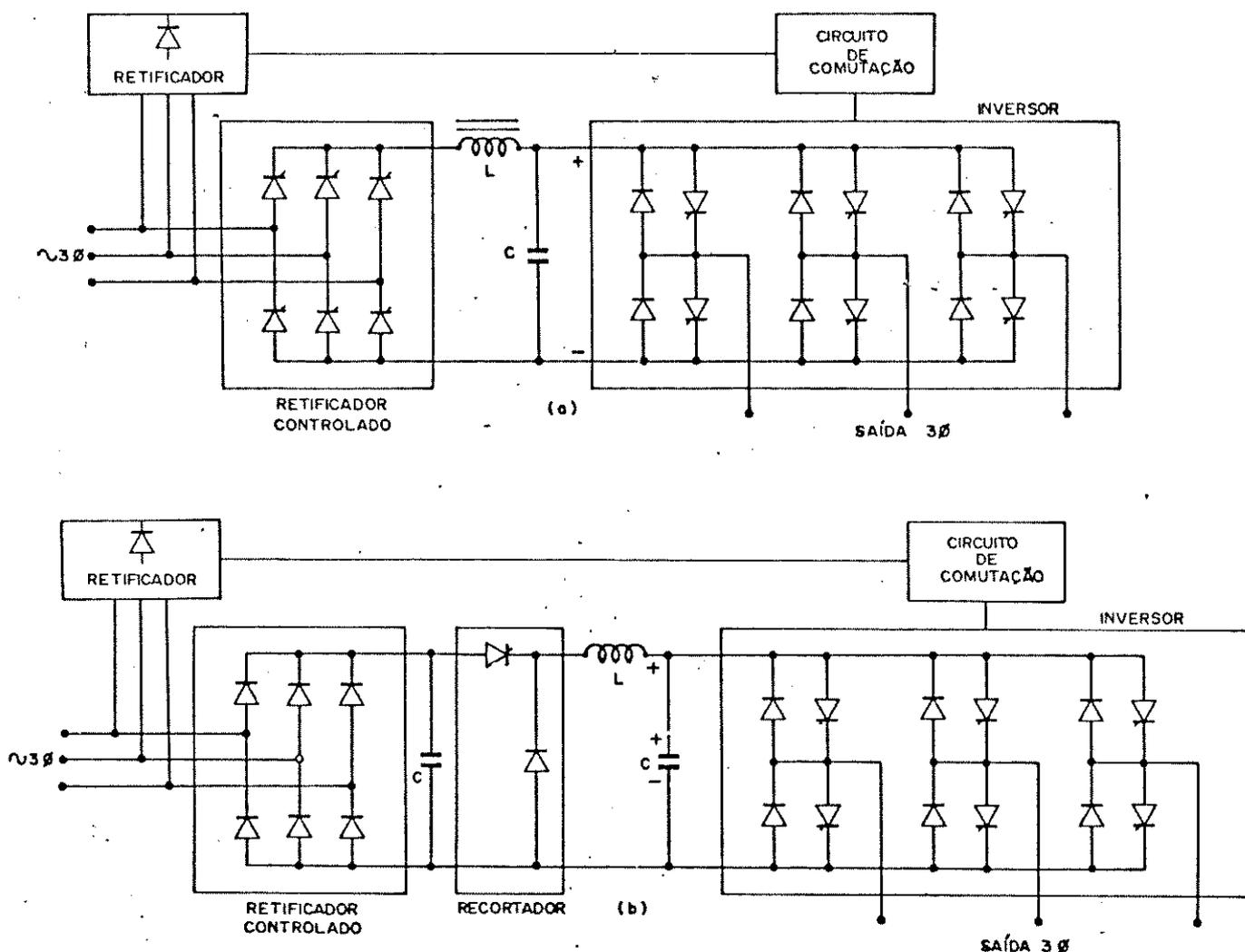
Fig. 1.6 - Controle da tensão pelo ajuste do defasamento γ entre inversores

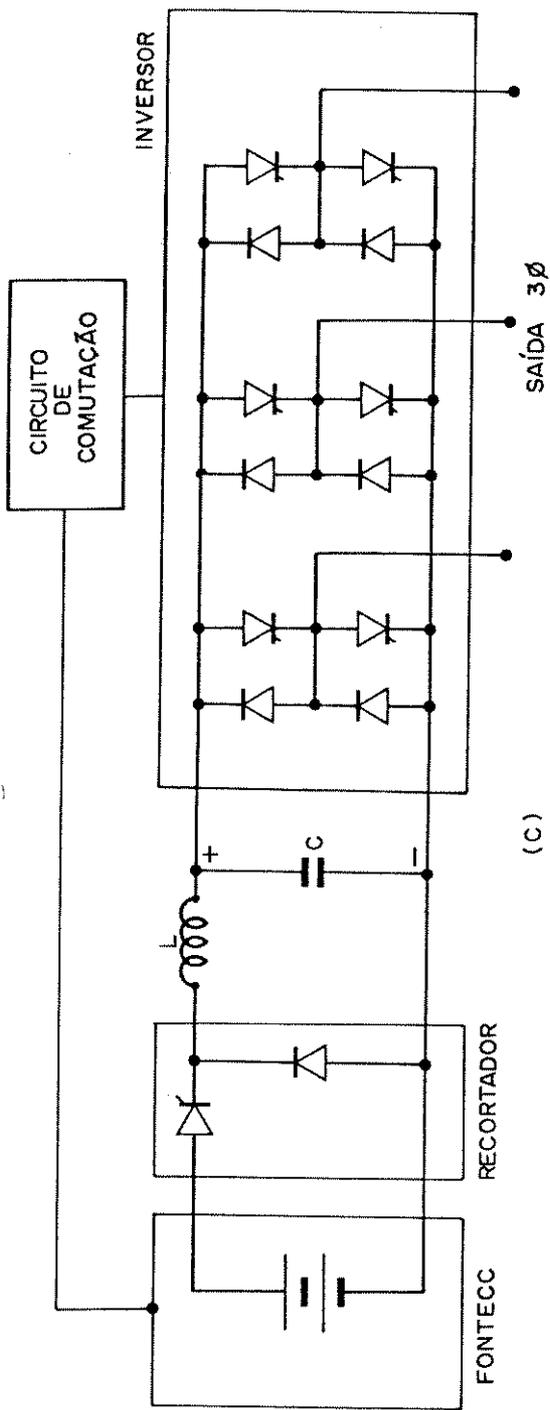
I.3.2. VARIAÇÃO DA TENSÃO CONTÍNUA NA ENTRADA DO INVERSOR

A tensão de saída do inversor é diretamente proporcional à tensão de entrada, o que possibilita o controle da saída pela variação da entrada. Sistemas assim constituídos permitem um amplo controle em toda a faixa de frequências. No entanto, falhas de comutação podem ocorrer para valores abaixo de frequência quando, necessariamente, a tensão de entrada é baixa. Isto é um problema principalmente no acionamento de máquinas operando com cargas de torque constante, onde a corrente solicitada do inversor é praticamente constante qualquer que seja a velocidade, fato este que obriga o inversor a comutar com correntes altas mesmo em baixas frequências, quando a tensão de entrada e, conseqüentemente, a energia armazenada no capacitor de comutação são reduzidas. Por outro lado, se o projeto do circuito de comutação é feito para

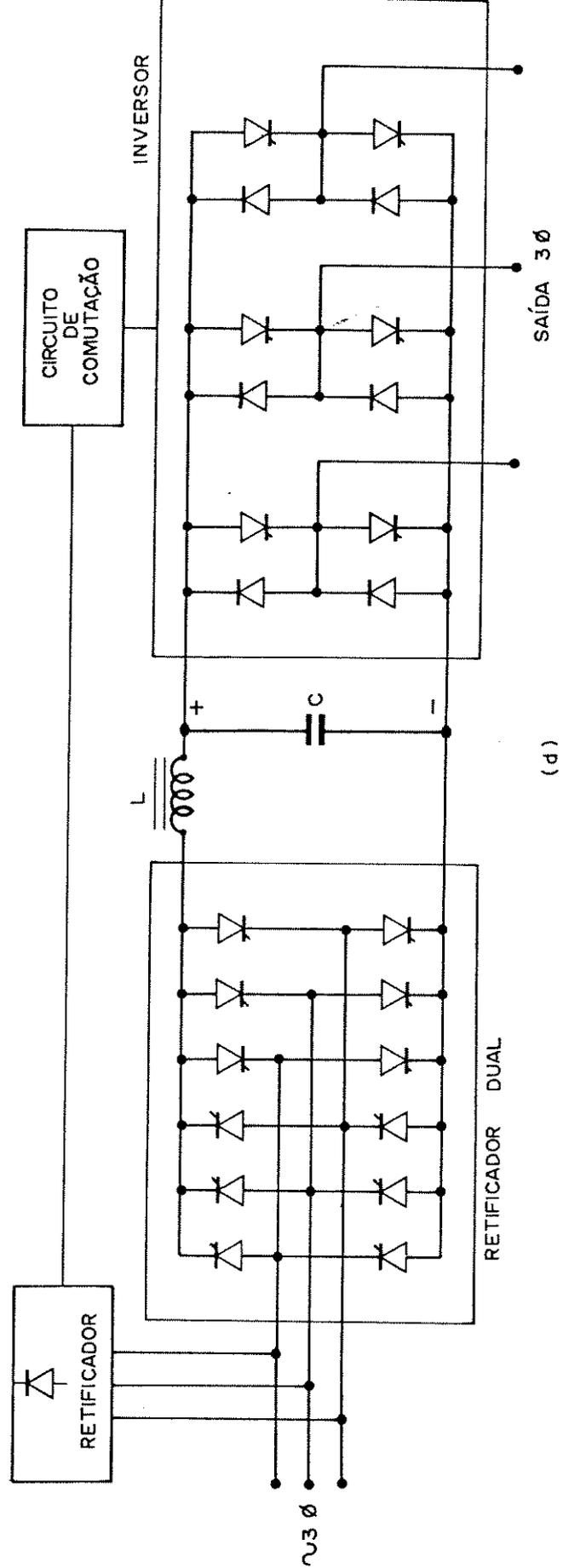
que a comutação ocorra normalmente em baixas frequências, teremos excessivas perdas quando o inversor estiver operando com frequências superiores. Para que este tipo de controle possa ser utilizado em toda a faixa de frequências, é necessária a utilização de um circuito independente que forneça uma alimentação constante aos circuitos de comutação.

Existem muitas formas para o controle da tensão na entrada do inversor sendo que as mais comuns utilizam: um retificador controlado; um retificador fixo e um recortador ("chopper"); um recortador, quando a fonte de alimentação é em cc; e retificador dual, quando a regeneração de energia para a fonte é desejada. Na Fig. 1.7 mostramos as várias opções para o controle da tensão na entrada do inversor.





(c)



(d)

Fig. 1.7 - Formas de controle da tensão de entrada:
 (a) retificador controlado
 (b) retificador fixo e recortador
 (c) recortador
 (d) retificador controlado dual

Todas estas opções têm sido utilizados nos sistemas industriais de acionamento ca (Pollack, J.J., 1972) apesar da série de inconvenientes que algumas delas apresentam, tais como: variação do fator de potência, causada pelo retificador controlado, que varia de uma forma aproximadamente linear com a tensão de saída; a necessidade de dois conversores para o controle; a necessidade de um conversor fixo somente para alimentar o circuito de comutação; resposta lenta a transitórios de tensão, devido à grande constante de tempo do filtro LC; dificuldades para efetivar a regeneração de energia da máquina para a fonte de alimentação; e um conteúdo harmônico acentuado nas componentes de ordem 5 e 7, próprio da forma de onda gerada pelo inversor de seis passos.

I.3.3. VARIACÃO DA TENSÃO DE SAÍDA POR UM CHAVEAMENTO INTERNO AO INVERSOR

Pode-se dizer que o método de variação da tensão de saída por um chaveamento interno ao inversor é uma extensão do método de variação da tensão na entrada por intermédio de um recortador. Neste tipo de inversor, chamado às vezes de inversor MLP ou "PWM", temos: frequência e tensão controladas no mesmo circuito; pode-se operar a partir de uma entrada cc fixa; e além disso, ele elimina a maior parte dos inconvenientes mencionados anteriormente, requerendo, no entanto, conceitos e técnicas especiais, tanto no projeto do circuito de potência, quanto para os circuitos de disparo e controle. Graças a esta técnica, é possível obtermos formas de onda de alta qualidade, com 12 ou 24 degraus, sem a necessidade de transformadores de saída.

Num inversor MLP, os tiristores são ligados e desligados muitas vezes dentro de um semi-ciclo do sinal de saída, obtendo -se pulsos de mesma amplitude, iguais à tensão de alimentação, E_d . A tensão de saída do inversor é função do ciclo de trabalho que esses pulsos apresentam, definido em função do tempo de ligado, T_L , e tempo de desligado, T_D .

Na Fig. 1.8 apresentamos um exemplo da modulação descrita, onde os tempos T_L e T_D são constantes através do semi-ciclo do sinal de saída.

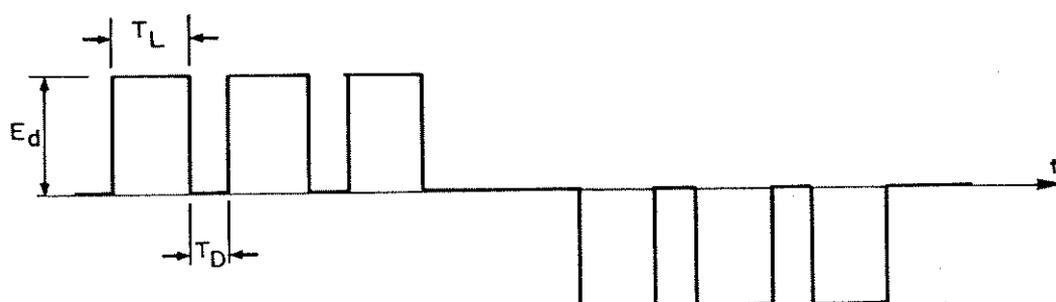


Fig. 1.8 - Forma de onda de saída do inversor utilizando-se MLP

Muitas técnicas de MLP têm sido propostas e utilizadas. Uma das mais utilizadas é a modulação com a largura do pulso variando senoidalmente, obtida através de uma onda triangular ou dente de serra, e uma onda senoidal, que aplicadas em um comparador produzem a forma de onda vista na Fig. 1.9.

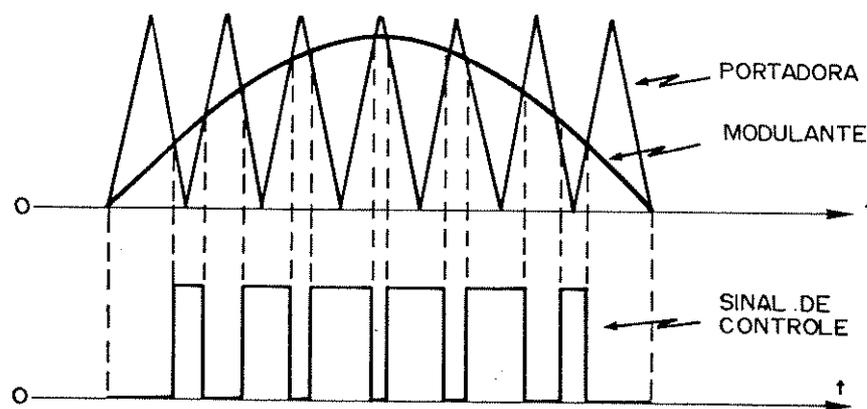


Fig. 1.9 - Modulação senoidal na largura do pulso

Os vários métodos utilizados em MLP visam a minimização

do conteúdo harmônico do sinal, e, recentemente, eles vêm recebendo uma atenção cada vez maior. A maioria deles procura criar formas de ondas com configurações pré-determinadas, que ao mesmo tempo, possibilitem o controle da amplitude da tensão, assim como, o controle do conteúdo harmônico do sinal de saída. Isto é importante, principalmente na região de baixas frequências, onde são maiores os efeitos de torques pulsantes e perdas por aquecimento, produzidos pelas componentes harmônicas.

Se para a máquina, com a utilização de MLP, as perdas diminuem, o mesmo não se pode dizer para o inversor que tem o seu rendimento diminuído pelas muitas comutações realizadas. Por este motivo, um bom projeto, a nível de sistema, deve ser feito de modo a se procurar um compromisso ótimo entre as perdas na máquina e inversor, e o desempenho do sistema.

Na Fig. 1.10(a) apresentamos um esquema geral utilizado na geração de sinais MLP e na Fig. 1.10(b) uma nova técnica de modulação, proposta recentemente (Green e Boys, 1982), que procura, com um mínimo número de pulsos possível, minimizar o conteúdo harmônico, e as perdas por chaveamento.

As várias formas de controle da frequência e tensão descritas são utilizadas no acionamento de máquinas ca, em função do desempenho desejado para o sistema.

Na Fig. 1.11, apresentamos várias curvas torque-velocidade para uma máquina de indução com rotor em gaiola. Observa-se que quando a velocidade síncrona da máquina é aumentada, através do aumento da frequência de alimentação, após $\omega = 1$ pu, o torque máximo diminui devido à diminuição sofrida pelo fluxo de entreferro. A tensão, para velocidades acima da nominal, não é mais alterada, permanecendo em 1 pu, permitindo com que a máquina opere com potência constante. Para velocidades abaixo de 1 pu, o fluxo de entreferro é mantido constante através do controle da tensão, a fim de manter constante a relação entre a tensão e a frequência, o que resulta numa característica de operação a torque constante. Em baixas frequências, a impedância da máquina é dominada pelas resistências do estator e, como a corrente é mantida constante, a queda de tensão no circuito do estator se faz mais significativa,

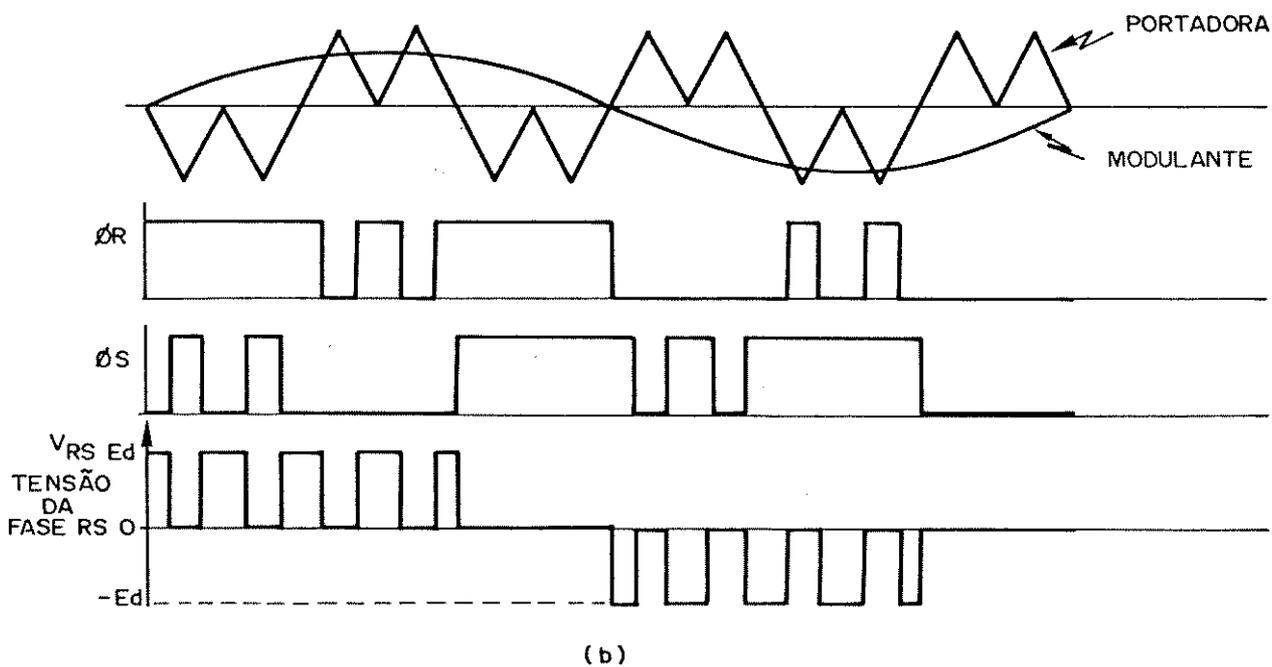
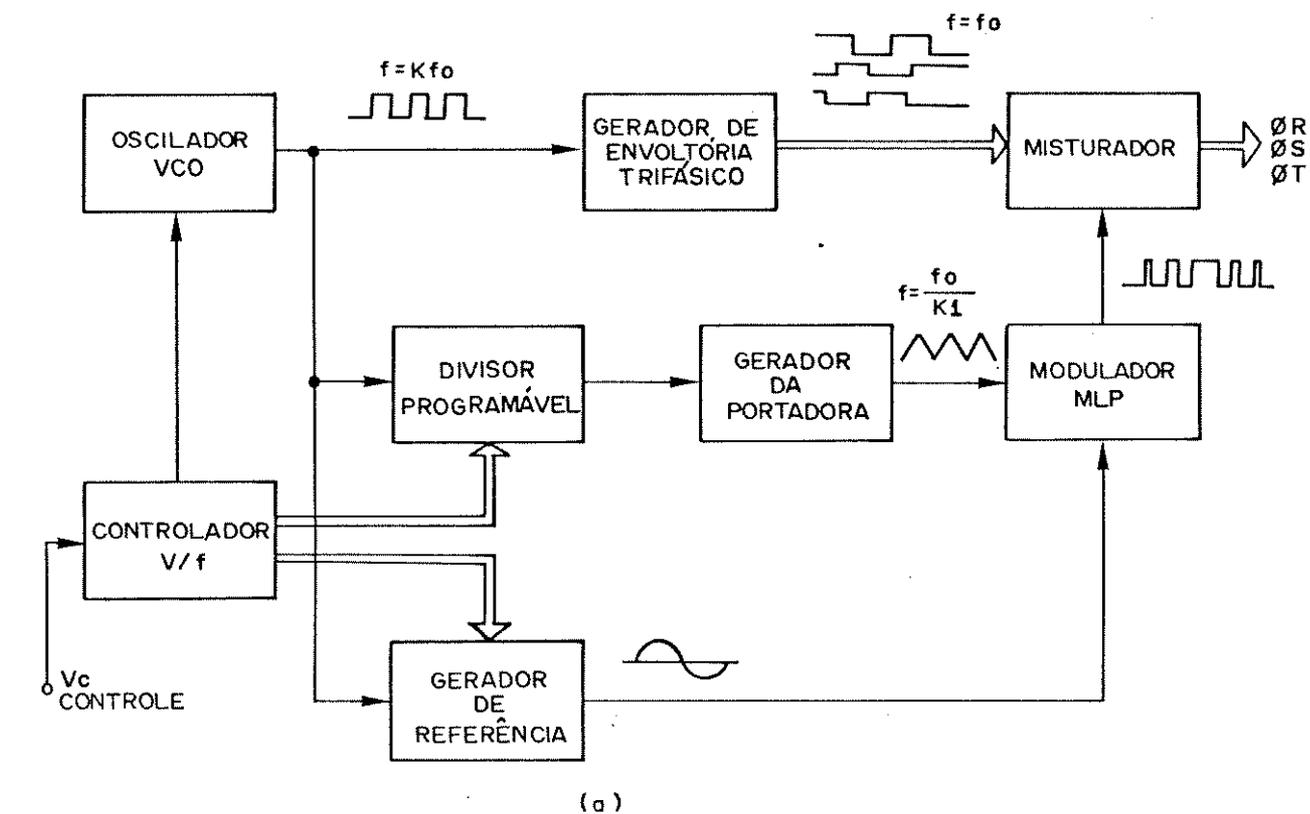


Fig. 1.10 - (a) Esquema utilizado na MLP
(b) Nova técnica de MLP proposta

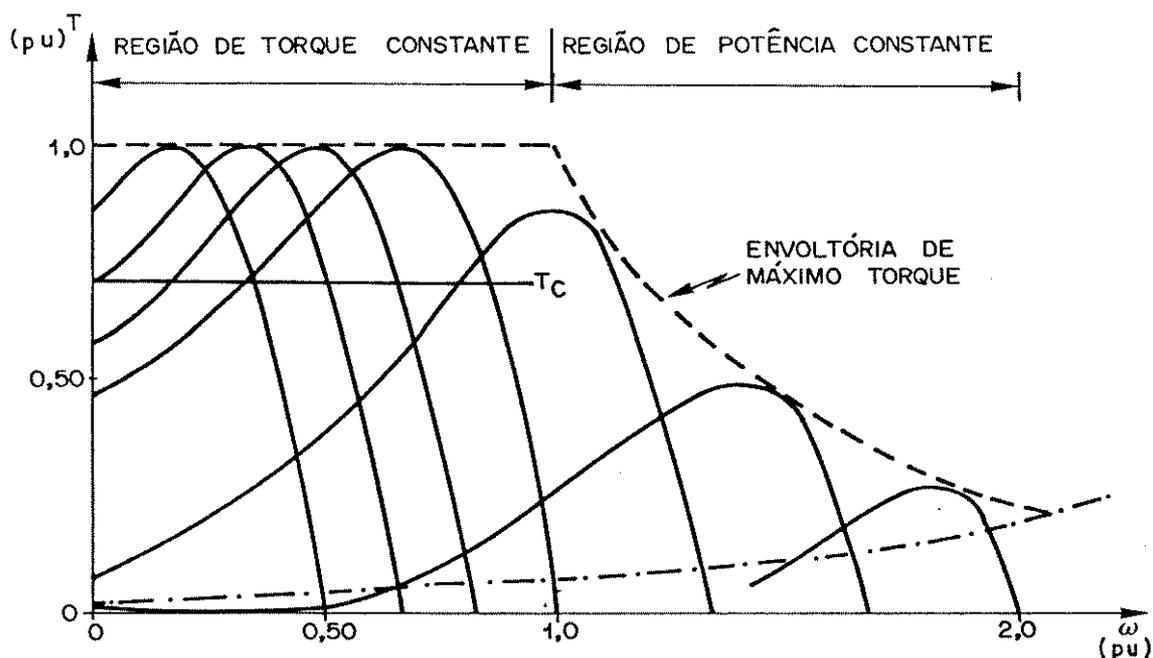


Fig. 1.11 - Curvas características torque-velocidade com controle de frequência e tensão

diminuindo o fluxo da máquina. Por isso existe a necessidade de uma compensação na tensão aplicada, conforme exemplificamos na Fig. 1.12, onde ainda mostramos a corrente de armadura e a curva de torque, para um dado escorregamento, em função da velocidade.

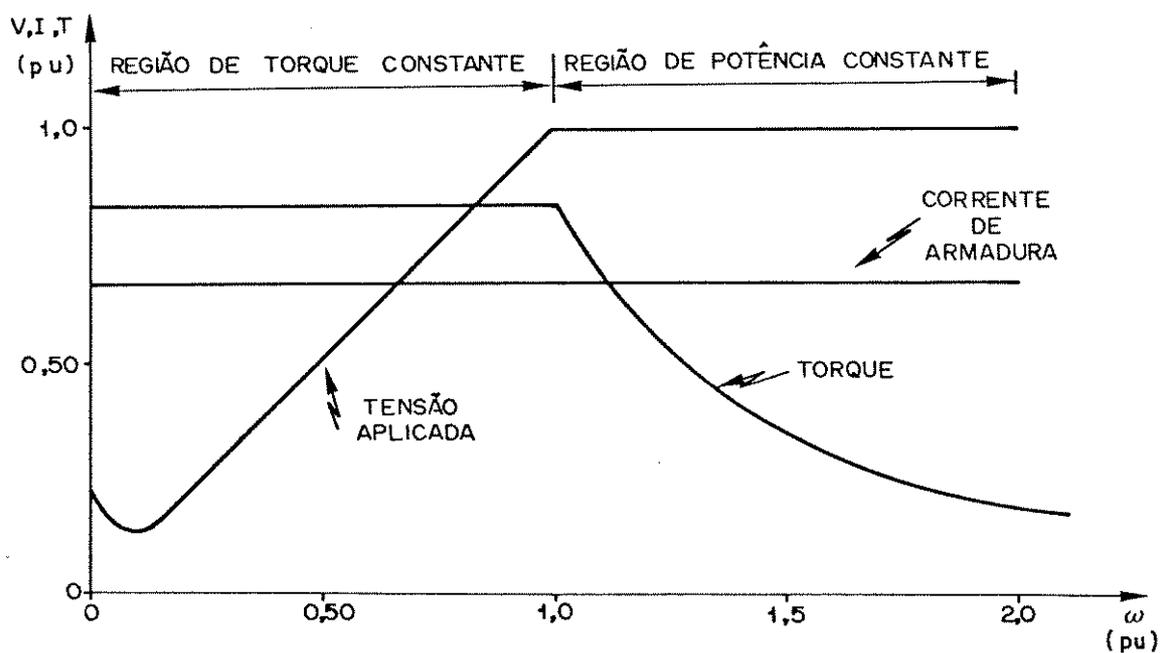
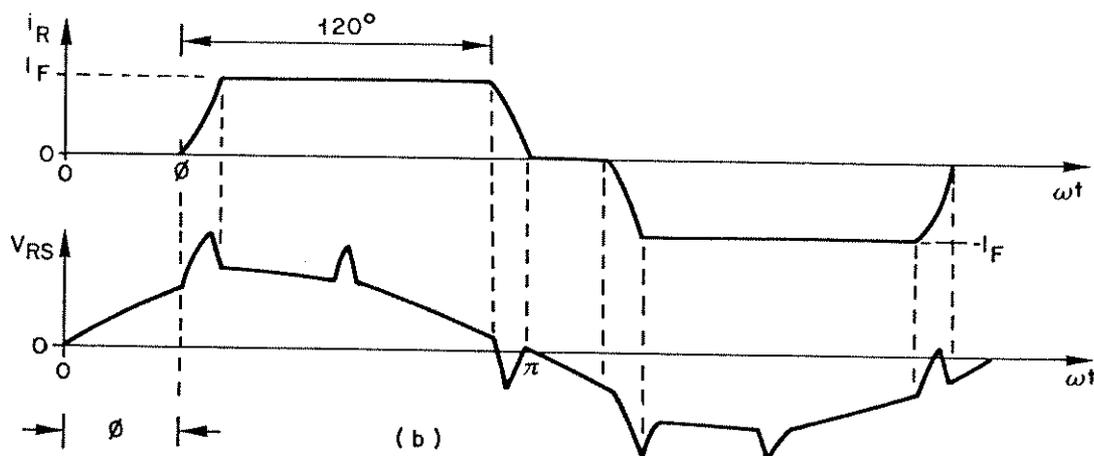
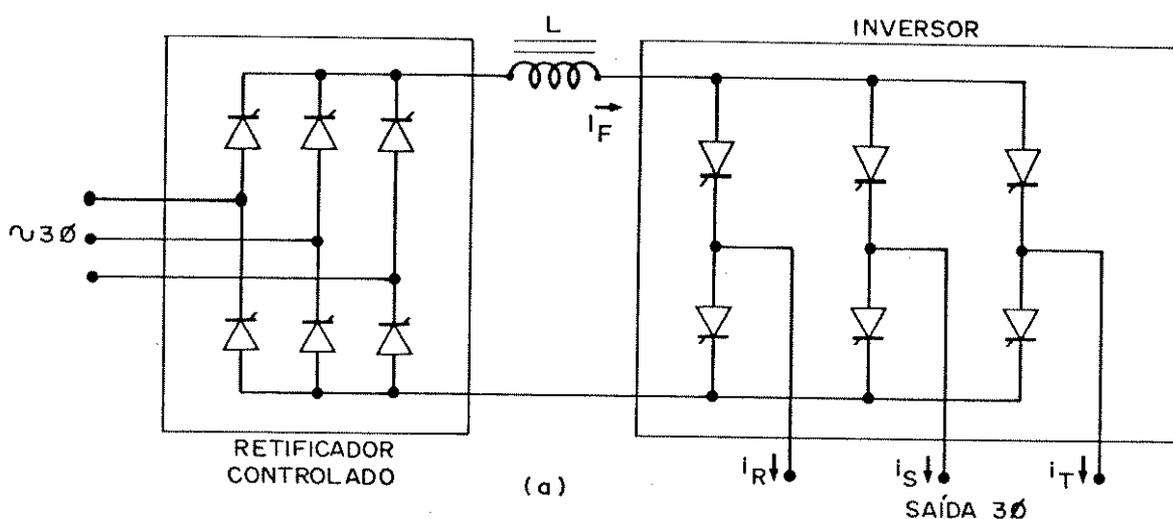


Fig. 1.12 - Tensão, corrente e torque em função da velocidade com controle de frequência e tensão

I.4. CONTROLE COM FREQUÊNCIA E CORRENTE VARIÁVEIS

O interesse pelos conversores fonte de corrente vem crescendo nos últimos anos. Em um inversor fonte de corrente o chaveamento é feito na corrente contínua de entrada do inversor e não mais na tensão, como é feito nos inversores fonte de tensão. Na Fig. 1.13(a) apresentamos um esquema típico de um inversor de corrente e na Fig. 1.13(b), as formas de ondas de corrente e tensão.



$\text{Cos } \phi = \text{FATOR DE POTÊNCIA DA CARGA}$

Fig. 1.13 - (a) Inversor fonte de corrente
(b) Formas de ondas de corrente e tensão

A indutância L deve ser suficientemente grande para que o retificador controlado seja visto pelo inversor como uma fonte de corrente controlada. Desta forma, o inversor irá chavear a corrente que permanece constante para qualquer condição de carga, gerando uma forma de onda de corrente de seis passos, o que nos leva a observar que este tipo de inversor é o dual do inversor fonte de tensão. A tensão de fase, v_{RS} , é obtida pela forma de onda da corrente de fase $i_{RS} = i_R - i_S$. A onda de tensão de fase é muito semelhante a uma senóide, superposta por picos de tensão ocorridos durante as comutações.

Na Fig. 1.14 apresentamos as curvas características torque-velocidade para vários valores de corrente de alimentação.

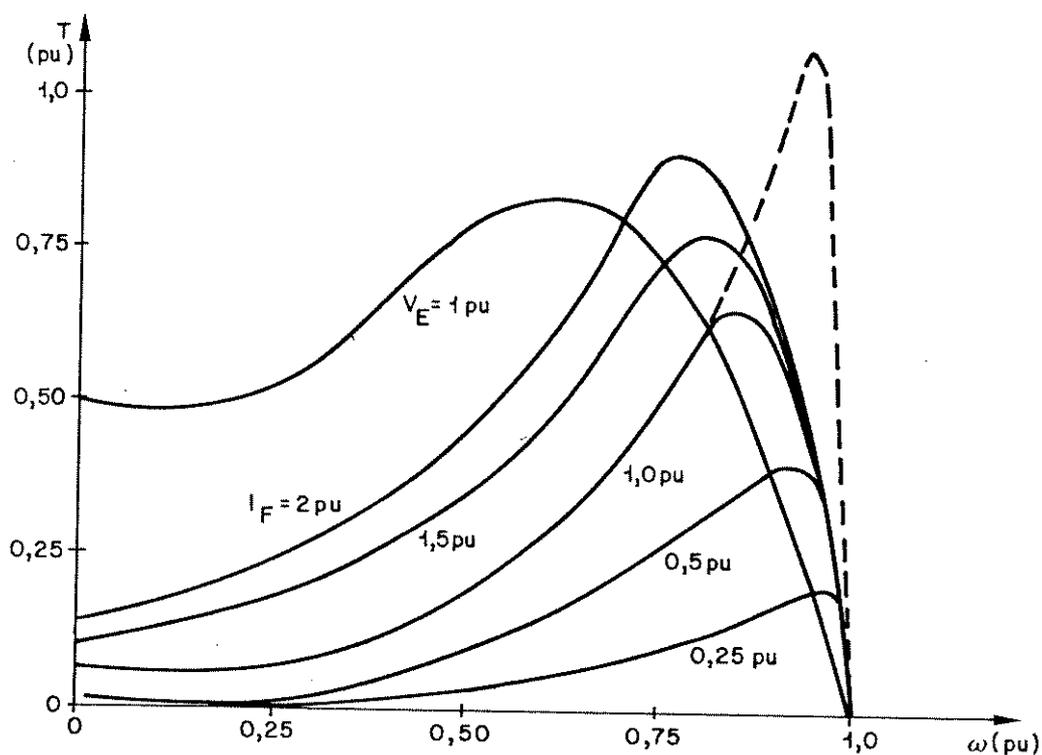


Fig. 1.14 - Características torque-velocidade em função da corrente de alimentação

Quando o acionamento da máquina de indução é feito por

uma fonte de corrente, o comportamento torque-velocidade é diferente em relação ao acionamento feito por uma fonte de tensão. Por exemplo, na partida de uma máquina com corrente nominal, o torque desenvolvido é muito pequeno, quando comparado com a partida com tensão nominal, porque o fluxo de entreferro é pequeno devido à baixa impedância da máquina. À medida que a máquina ganha velocidade, o escorregamento aumenta, aumentando a impedância da máquina e por conseguinte a tensão e o torque. Se a saturação da máquina é desprezada, o torque continua a aumentar, atingindo altos valores, caindo para zero rapidamente nas proximidades da velocidade síncrona, como é mostrado pela linha tracejada da Fig. 1.12; entretanto, a saturação existe e o comportamento da máquina passa a ser ditado pela linha cheia.

De forma análoga ao inversor fonte de tensão, o controle da velocidade de uma máquina acionada por um inversor fonte de corrente, é feito através da variação da corrente, da variação da frequência e corrente, e pela variação do escorregamento.

Em comparação com o inversor fonte de tensão, o inversor fonte de corrente possui algumas vantagens e desvantagens, que a seguir mencionaremos. O circuito de potência é menos susceptível a falhas de comutação, podendo inclusive se reestabelecer de uma eventual falha. As perdas de comutação, assim como os custos, são menores devido à menor quantidade de componentes. Além disso, na maioria das aplicações em acionamento ca, é solicitada uma corrente praticamente de amplitude constante durante quase toda a faixa de frequências, o que faz com que este tipo de inversor seja uma solução natural. Como desvantagens podemos citar: menor faixa de frequências de operação; a não possibilidade de operação sem carga, isto é, uma corrente de carga mínima é necessária para que a comutação seja garantida; o grande volume e peso do indutor L colocado na entrada; a dependência do circuito de comutação das características da carga; picos de grande duração na tensão de estator; dificuldades em se fazer um multi-acionamento; e problemas de estabilidade em operações com pequenas cargas.

Apesar de todos os prós e contras, a evolução do acionamento em corrente alternada vem tomando um rumo em direção aos inversores fonte de corrente, que segundo (Lipo, A.T. e Cornell, E.P.,

1975) é uma atrativa alternativa para os inversores fonte de tensão.

I.5. CONTROLE PELA VARIAÇÃO DA RESISTÊNCIA DO ROTOR

Quando a máquina utilizada no acionamento possui rotor enrolado, pode-se controlar sua velocidade através da variação da resistência do rotor. Esta técnica, desde há muito tempo tem sido utilizada, e como o conhecido conversor rotativo Ward-Leonard em acionamento cc, temos os conversores, também rotativos, chamados Kramer e Scherbius, para acionamento em ca.

Modernamente, a resistência equivalente do rotor tem sido variada de forma eletrônica, ou por um controlador ac, ou por uma ponte retificadora controlada.

Na Fig. 1.15 é apresentado um esquema de um sistema de acionamento Kramer-estático.

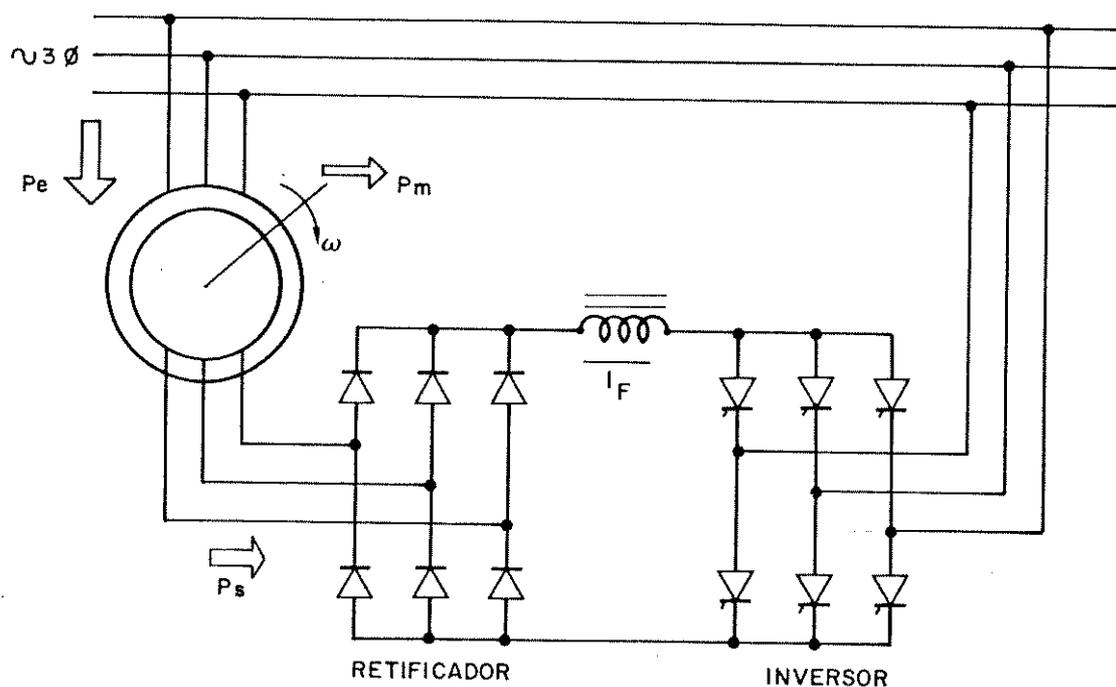


Fig. 1.15 - Sistema de acionamento Kramer-estático

Neste sistema, a potência de entrada P_e é convertida, parte em potência mecânica, P_m , e parte em potência de escorregamento, P_s , que é retificada e devolvida à rede de alimentação através de

uma ponte retificadora controlada, que acionada com ângulos de disparo entre 90° e 180° , opera como um inversor auto-comutado pela rede. O controle de velocidade somente pode ser feito para velocidades abaixo da síncrona, quando $P_s > 0$.

O sistema Scherbius, apresentado na Fig. 1.14, permite que velocidades acima da síncrona também sejam obtidas por permitir um fluxo bidirecional da potência P_s .

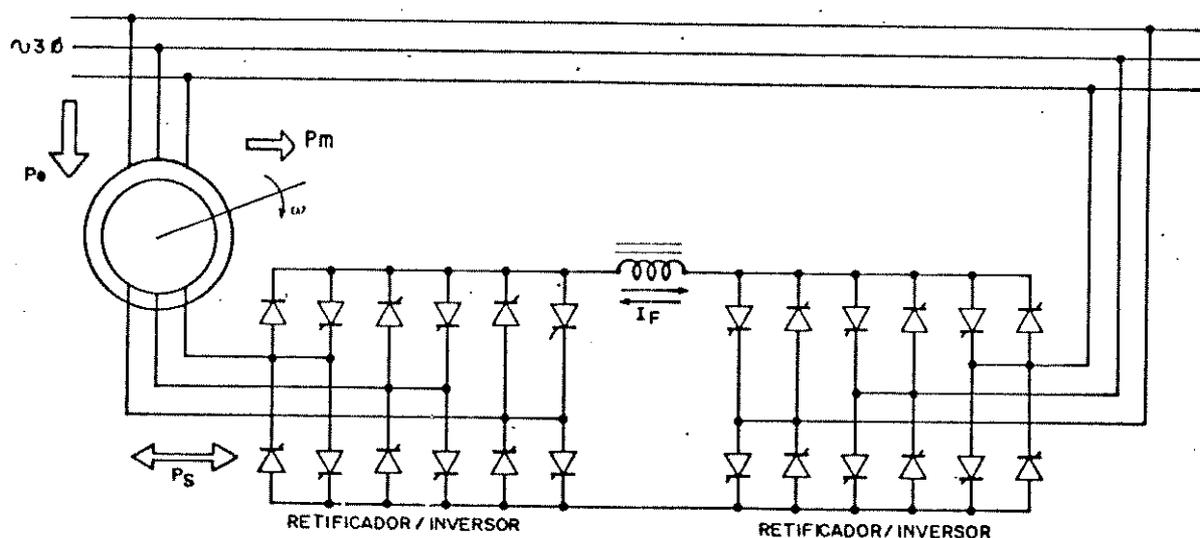


Fig. 1.16 - Sistema de acionamento Scherbius-estático

Ambos os sistemas possuem desvantagens comuns, tais como: fator de potência muito baixo com cargas e velocidades pequenas; baixa tensão gerada no rotor para pequenas velocidades, o que implica na necessidade de um transformador; perdas por aquecimento no rotor, devido ao conteúdo harmônico da onda de seis passos gerada; torques pulsantes em baixas velocidades, devido também ao conteúdo harmônico da onda do rotor; e variação limitada da velocidade. Estes sistemas, apesar de todas as desvantagens apresentadas, têm sido utilizados no acionamento de bombas de água e ventiladores de

média e alta potência.

I.6. CONCLUSÃO

Neste primeiro capítulo, descrevemos brevemente as várias formas e técnicas de acionamento em corrente alternada. Não era noso objetivo dar ao assunto uma abordagem analítica mais profunda, o que certamente despenderia tempo e espaço. Através da análise feita para cada tipo de acionamento, chega-se à conclusão de que cada um deles tem o seu lugar nos sistemas ca, sendo a utilização de cada um determinada por um compromisso entre fatores como desempenho, custo, robustez e confiabilidade.

CAPÍTULO II

ANÁLISE DE TOPOLOGIAS DE CIRCUITOS PARA
COMUTAÇÃO FORÇADA DE TIRISTORES

II.1. INTRODUÇÃO

Os conversores, de uma maneira geral, por serem sistemas chaveados, distribuem-se por uma série de classes definidas em função do método de comutação utilizado. Basicamente, os circuitos de comutação pertencem a uma destas classes, que são em número de seis e, dentro ainda de cada uma delas, temos aproximadamente seus outros tipos de configurações, que os circuitos principais, e os de comutação, podem assumir. Com isso, as opções para topologias de inversores, que são os conversores para os quais dirigiremos nossa atenção, podem atingir a um número próximo de 200 e levando-se em conta as muitas variações nas topologias que podemos ter dentro de cada classe de comutação, esse número passa facilmente à casa dos milhares.

Dentre estas muitas possibilidades, surge a necessidade de se procurar soluções, ou de se encarar soluções clássicas, que deixam de abordar pontos essenciais por falta de maior reflexão, experiência e/ou tempo, por novos ângulos, procurando novas topologias de conversores, novos modelos, novos componentes, utilização mais eficiente dos componentes clássicos, faixas maiores de frequência de operação e conseqüente redução do peso, volume e custos.

Inicialmente, neste capítulo, apresentamos uma classificação dos circuitos conversores, as classes de comutação e as topologias utilizadas nos circuitos de potência. Em seguida, fazemos uma breve análise de alguns importantes circuitos de comutação, comparando-os entre si, principalmente nos aspectos de rendimento, facilidade de implementação, desempenho em operação por MLP e custos.

II.2. CLASSIFICAÇÃO DOS CIRCUITOS CONVERSORES

Inicialmente, é necessário esclarecer que muitos autores utilizam o termo inversor genericamente, referindo-se a circuitos retificadores, inversores, recortadores, etc. A designação geral utilizada aqui para os circuitos acima mencionados, é a de conversor, que é um dispositivo responsável pela conversão da forma, cc ou ca, em que se apresenta a energia elétrica, podendo ser rotati

vos, quando utilizam grupos de máquinas, ou estáticos, quando utilizam elementos chaveadores, a estado sólido ou não. Os conversores estáticos, a semicondutores, serão alvo de todo o estudo feito a seguir.

A família dos conversores é composta pelos seguintes elementos:

1. *Retificador*: sistema que transforma ca em cc, fixa ou variável.
2. *Recortador*
ou "*chopper*": sistema que transforma cc em cc, fixa ou variável.
3. *Inversor* : sistema que transforma cc em ca, com frequência e amplitude variáveis.
4. *Cicloconversor*: sistema que transforma ca em ca, com frequência e amplitude variáveis.

Não iremos entrar em detalhes sobre esses sistemas, pois, o que nos interessa no momento é a classificação e a observação das inúmeras possibilidades de topologias que podem surgir.

Todos os sistemas acima descritos utilizam, a princípio, tiristores, que necessitam de um pulso de disparo em seu "gate", para entrarem em condução, e de um circuito adicional, chamado de circuito de comutação forçada, para entrarem no estado de bloqueio direto.

II.2.1. CLASSIFICAÇÃO DOS CIRCUITOS DE COMUTAÇÃO

A classificação básica dos circuitos de comutação baseia-se nos métodos de desligamento, ou comutação, utilizados. Existem seis classes de circuitos de comutação, assim distribuídas:

CLASSE A - Auto-comutação através de uma carga ressonante. Este tipo de comutação é utilizada em circuitos que operam em altas frequências. Sua dependência da carga o torna um circuito crítico e utilizável em casos bem específicos.

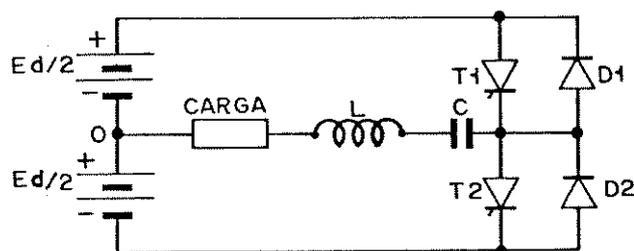


Fig. II.1 - Inversor com circuito de comutação classe A

CLASSE B - Auto-comutação através de um circuito LC. Neste circuito cada vez que um tiristor principal é acionado, inicia-se uma oscilação produzida pelo LC que, ao terminar, bloqueia o tiristor. Uma das vantagens deste tipo de comutação é a simplicidade do circuito; entretanto sua versatilidade é amarrada ao comportamento, fixo, do circuito ressonante LC. É utilizado em muitas topologias de recortadores, inclusive a de Morgan.

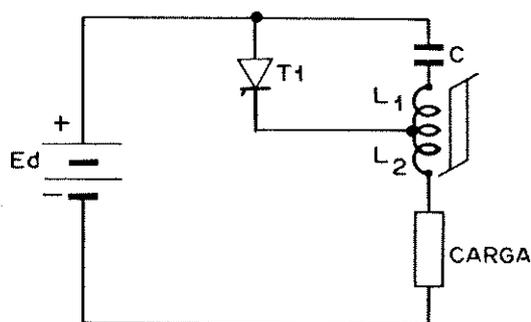


Fig. II.2 - Recortador Morgan com comutação classe B

CLASSE C - Comutação por meio de um circuito LC ou C, comandado por um dos tiristores principais.

Neste circuito, o disparo de um t̄iristor principal comanda o circuito de comutaç̄ão que faz com que o t̄iristor que est̄a em conduç̄ão, atrav̄s da energia armazenada no capacitor de comutaç̄ão, seja comutado. Ele, apesar de sua simplicidade, n̄o possui uma boa versatilidade de controle. ̄E utilizado no inversor McMurray-Bedford e em muitas t̄opologias de inversores fonte de corrente.

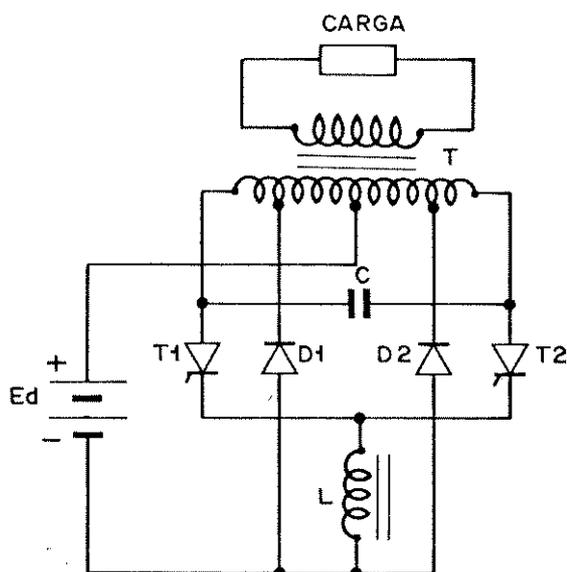


Fig. 11.3 - Inversor McMurray-Bedford com comutaç̄ão classe C

CLASSE D - Comutaç̄ão por meio de um circuito ressonante LC, comandada por um t̄iristor auxiliar. Este circuito, apesar de possuir um maior n̄mero de componentes, permite um controle altamente vers̄atil, possibilitando o controle dos tempos de ligado e desligado dos t̄iristores. Pelo fato da corrente de carga n̄o circular pelos elementos LC, alta eficiênc̄ia e pequenos tamanhos para estes componentes s̄o obtidos. ̄E bastante utilizado em recortadores, notadamente na topologia de Jones e, em inversores,

tendo como caso típico a topologia McMurray.

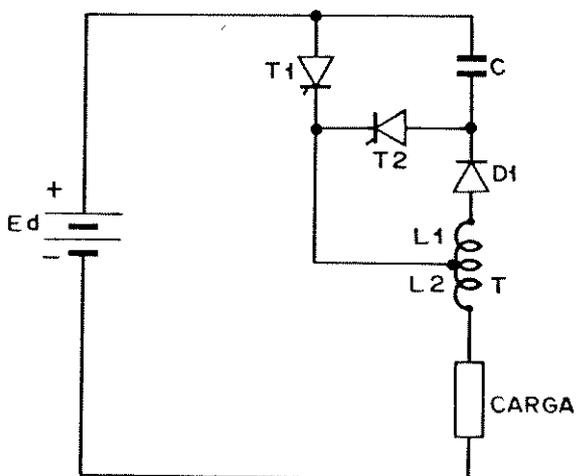


Fig. II.4 - Recortador Jones com comutação classe D

CLASSE E - Comutação externa. Neste caso, a comutação é feita por um circuito externo. Ela não tem sido muito utilizada, apesar de oferecer vantagens de um bom rendimento e controlabilidade.

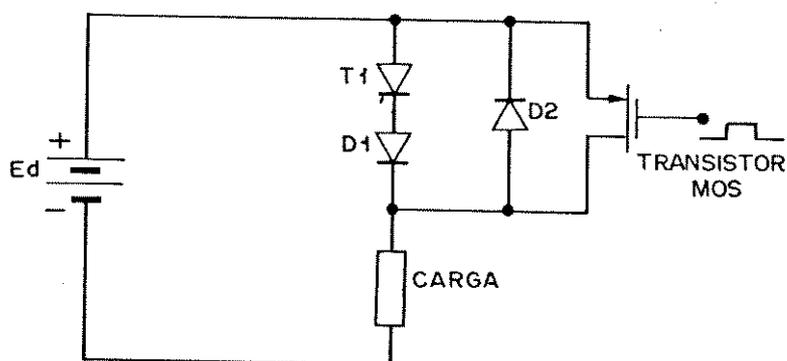


Fig. II.5 - Recortador com comutação classe E

CLASSE F - Comutação pela linha alternada de alimentação. Embora muitos chamem este tipo de comutação na

tural, ela também não deixa de ser um método de comutação forçada. É utilizada somente em circuitos que são alimentados por uma fonte de potência alternada.

II.2.2. CLASSIFICAÇÃO DOS CIRCUITOS PRINCIPAIS

De uma forma geral, os conversores são constituídos de dois tipos de circuitos de comutação forçada e circuito principal, que realizam o chaveamento de potência desejado. Existem seis configurações básicas que os circuitos principais podem apresentar: configuração de recortador; carga alimentada por um transformador com tomada central; fonte de alimentação com tomada central; ponte monofásica; ponte trifásica de meia onda; e ponte trifásica de onda completa, apresentadas nas Figs. 11.6 a 11.11.

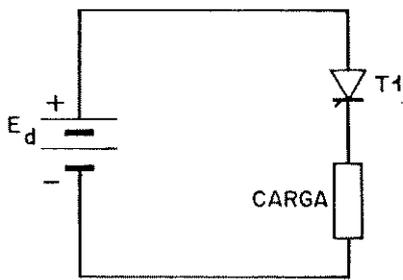


Fig. 11.6 - Configuração Recortador

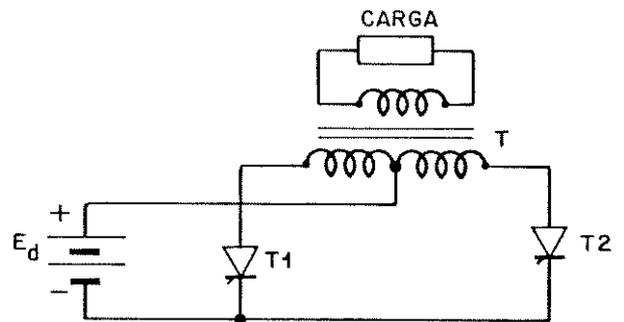


Fig. 11.7 - Configuração com transformador com tomada central

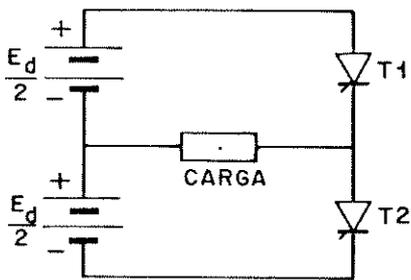


Fig. 11.8 - Configuração com tomada central na alimentação

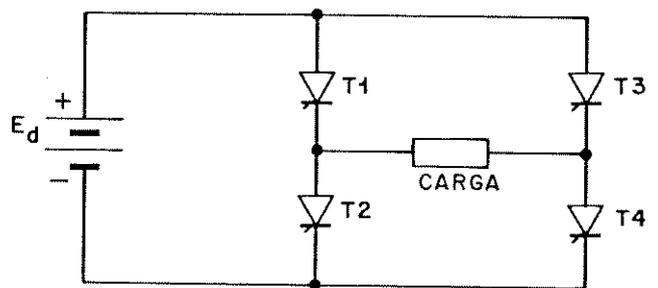


Fig. 11.9 - Configuração ponte monofásica

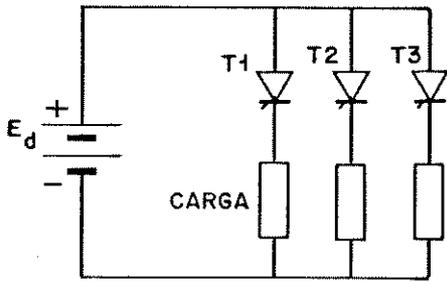


Fig.II.10 - Configuração ponte tri
fásica meia onda

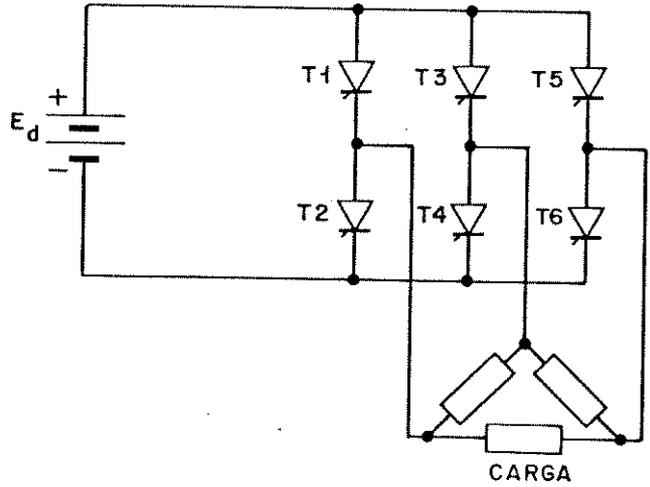


Fig.II.11 - Configuração ponte tri
fásica de onda completa

II.3. ANÁLISE DE CIRCUITOS DE COMUTAÇÃO FORÇADA PARA INVERSORES

O número de topologias diferentes para circuitos de comutação de inversores é bastante grande. Particularmente nos circuitos de classe D, onde a comutação é efetuada por um tiristor auxiliar, são muitas as possibilidades de variação. No momento da opção por qual classe ou configuração para a topologia a ser usada, deve-se levar em consideração características do sistema de acionamento, tais como: tipo da fonte de alimentação disponível; rendimento desejado; condições de operação da carga; frequência ou faixa de frequências a ser utilizada; técnica de controle a ser implementada; custos; tamanho dos componentes; facilidade de implementação; possibilidade de regeneração de energia; confiabilidade; segurança; robustez; etc.

As principais características desejadas para o inversor são:

1. pouca perda de energia na comutação.
2. rapidez na comutação, permitindo que duas comutações sejam separadas por um intervalo de tempo mínimo, fator importante quando se considera a operação por MLP.
3. independência na comutação de cada fase.
4. ter uma baixa impedância de saída.

5. capacidade de manter a comutação em todas as condições de operação.

Os inversores pertencentes às classes A, B e F podem ser postos de lado neste caso, pois nenhum deles satisfaz a característica de rapidez de comutação. Os pertencentes à classe E não são aqui analisados, por não fazerem parte de nossos objetivos de implementação.

Com o intuito de escolher uma topologia de inversor, que atendesse as características do sistema de acionamento a ser implementado, analisamos quatro diferentes circuitos de inversores, pertencentes às classes C e D, utilizados na prática.

Para simplificar a análise dos circuitos de comutação, fazemos as seguintes hipóteses:

1. a corrente de carga não pode variar durante o processo de comutação, significando que a carga deve ser indutiva.
2. o tiristor é bloqueado quando a corrente que por ele circula atinge o valor zero, desprezando-se para o efeito de análise, a corrente reversa de recombinação.
3. admite-se que o tiristor passa do estado de bloqueio para o de condução instantaneamente.

II.3.1. INVERSOR COMUTADO POR TRANSFORMADOR

No primeiro circuito a ser analisado, a comutação é feita por intermédio de um transformador que aplicando um potencial reverso em série com o tiristor principal, faz cessar a condução de corrente, levando-o ao estado de bloqueio direto. O circuito monofásico utilizado é apresentado na Fig. 11.12.

O processo de carga dos capacitores de comutação, C, é iniciado quando um dos tiristores principais é disparado juntamente com os tiristores auxiliares TA3 e TA4.

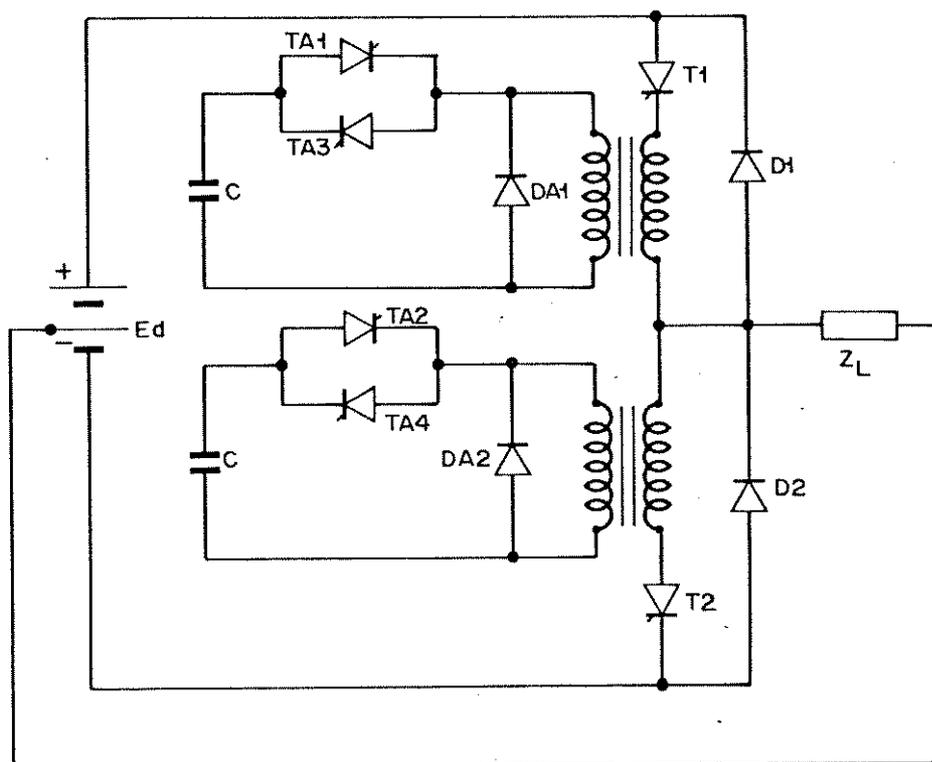


Fig. 11.12 - Inversor monofásico comutado por transformador

Quando, por exemplo, o tiristor $T1$ é disparado para acionar a carga, Z_L , $TA3$ deve também ser disparado para que o capacitor possa ser carregado com a força contra-eletromotriz induzida no secundário do transformador. Considerando-se para o circuito um fator de qualidade, Q , da ordem de 15, podemos dizer que a tensão final sobre o capacitor é da ordem de E_d . A Fig. 11.13, linha cheia, mostra o processo de carga de $C1$.

Mantendo-se os pulsos de disparo no gate do tiristor $T1$, ele entra em condução alimentando a carga Z_L com a tensão $E_d/2$, como pode ser visto pela linha cheia da Fig. 11.14.

Quando a comutação de $T1$ é desejada, o tiristor auxiliar $TA1$ é disparado. Rapidamente, a corrente pelo secundário do transformador, fornecida pelo capacitor, cresce, atingindo o valor da corrente de carga I_L , que durante o pequeno intervalo de comutação se mantém constante devido à indutância da carga. Quando a corrente fornecida pelo capacitor exceder esse valor, fará com que surja

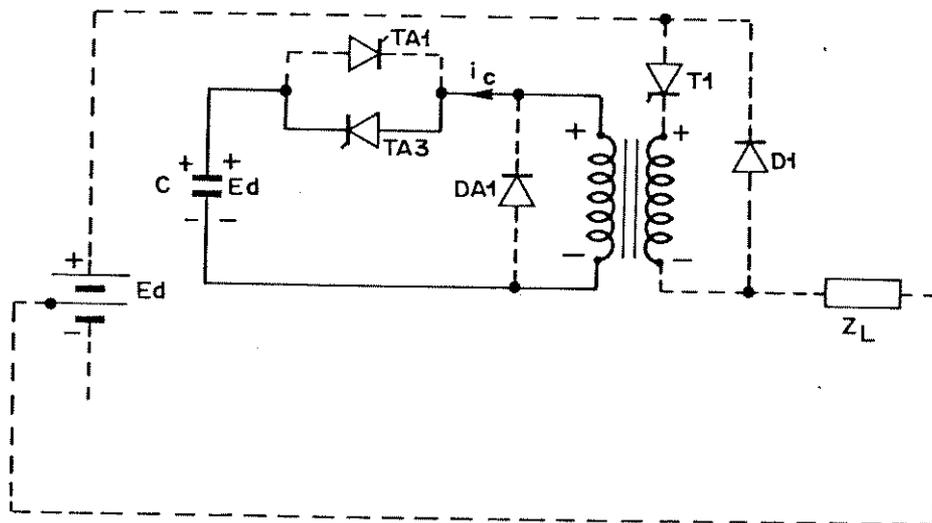


Fig. 11.13 - Processo de carga do capacitor de comutação $C1$

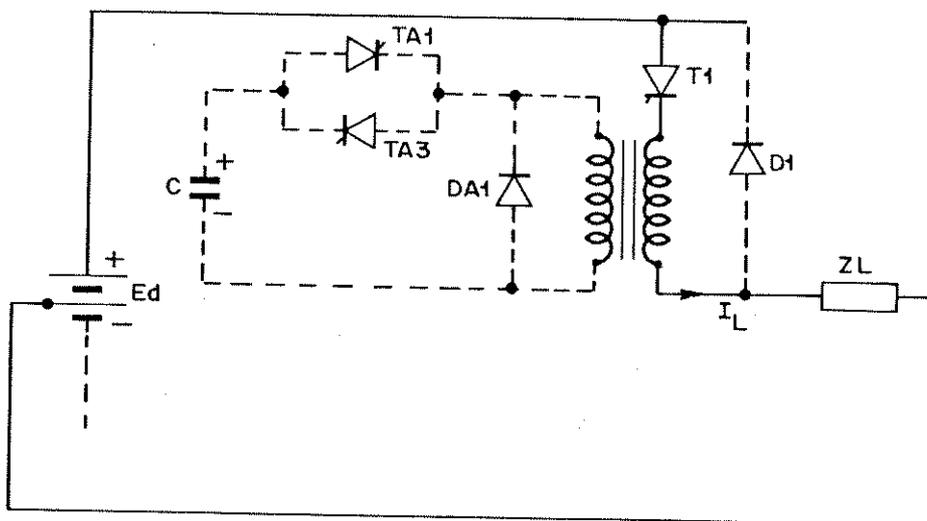


Fig. 11.14 - Condução do tiristor principal $T1$

nos enrolamentos do transformador uma força contraeletromotriz, responsável pela manutenção do fluxo constante, que ao atingir o valor $E_d/2$ faz cessar a condução de corrente por T1, que aos poucos já estava decrescendo, enquanto I_L era mantida constante pelo circuito de comutação. Após a comutação de T1, D2 passa a conduzir a corrente de circulação da carga. O capacitor continua a se descarregar, e quando a corrente chega a zero, TA1 é comutado, sendo a energia magnética armazenada devolvida à fonte de alimentação pela condução do diodo DA1. A Fig. II.15 mostra o processo de comutação de T1, e a Fig. II.16 o seu término, com a devolução para a fonte da energia magnética armazenada.

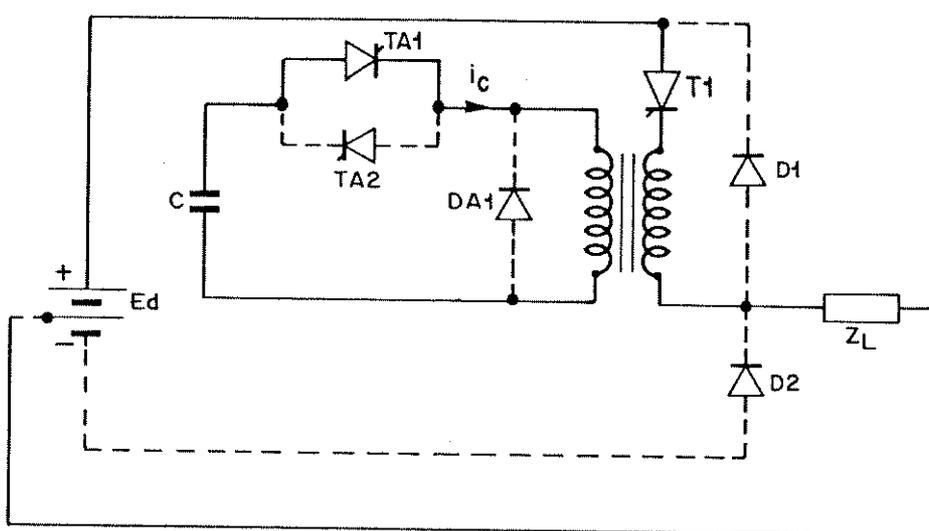


Fig. II.15 - Comutação do tiristor T1

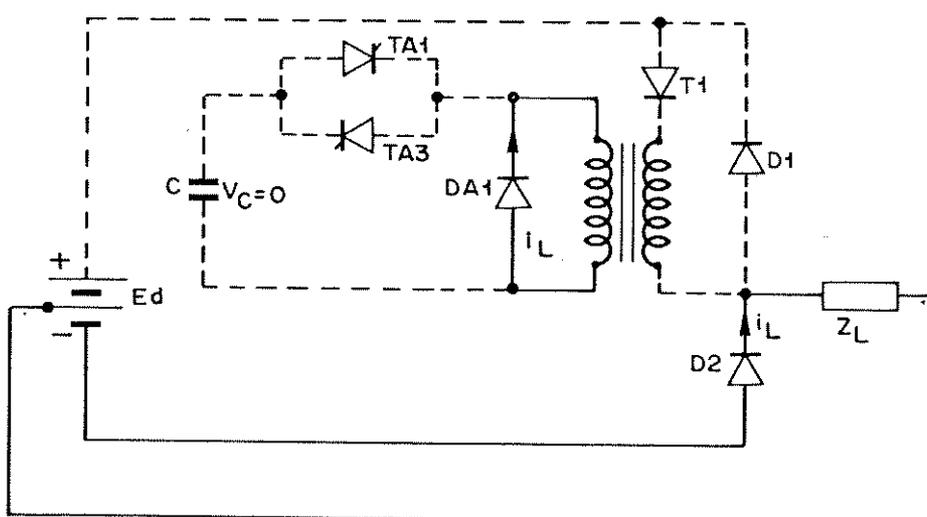


Fig. II.16 - Devolução da energia magnética armazenada

A comutação de T1 ocorre quando a tensão sobre o capacitor C vale $E_d/2$, indo para zero quando todo o processo se encerra. A energia armazenada antes da comutação, W_1 , é:

$$W_1 = \frac{C E_d^2}{2}$$

A energia final, W_2 , após o término do processo de comutação é nula:

$$W_2 = 0$$

II.3.2. INVERSOR COMUTADO POR TRANSFORMADOR AUXILIADO POR CAPACITORES

Esta topologia é bastante semelhante à primeira, onde foram incorporados dois capacitores que auxiliam a comutação, C1 e C2, conforme esquema mostrado na Fig. II.17.

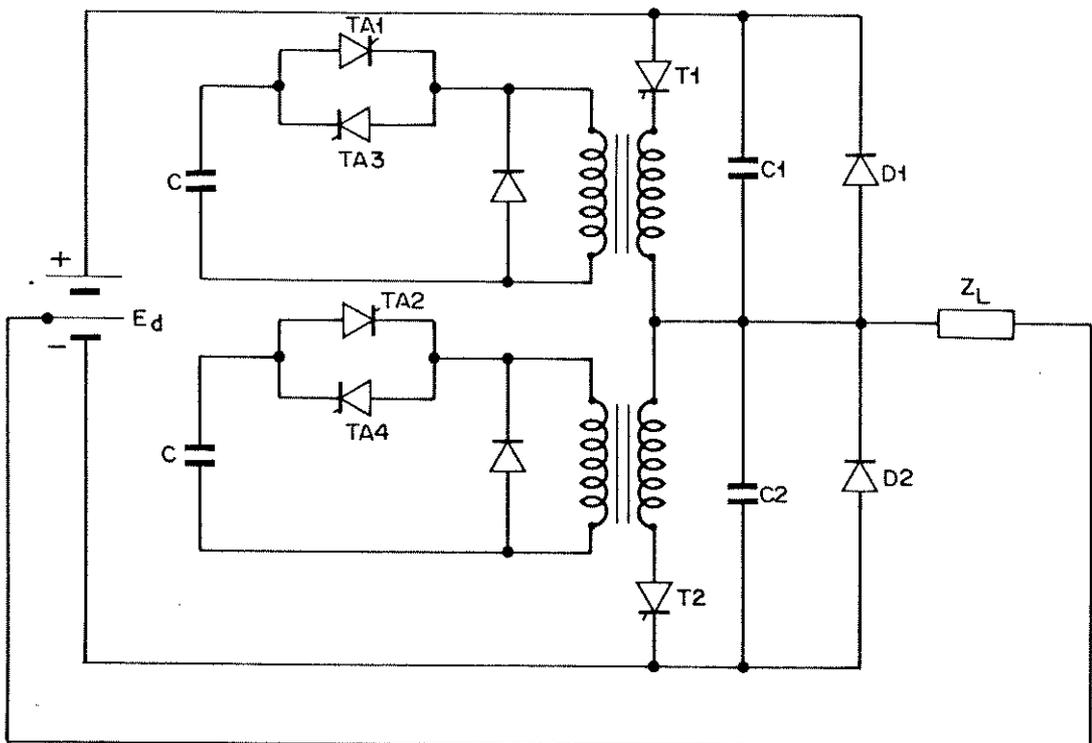


Fig. II.17 - Inversor comutado por transformador auxiliado por capacitores

O processo de carga do capacitor de comutação C, é idêntico ao do circuito apresentado anteriormente. Quando T1 entra em condução, alimentando a carga, possibilita que o capacitor C2 se carregue com a tensão de alimentação, Ed. Com o disparo do tirisitor TA1, conforme apresentado anteriormente, T1 deixa de conduzir, estabelecendo dois novos caminhos para a corrente de carga, um através da descarga de C2 e outro através da carga de C1. Assim sendo, o circuito de comutação é aliviado, ou seja, agora o transformador apenas precisa introduzir um potencial reverso em série com T1, sendo a corrente de carga mantida pelos capacitores, até que D2 entre em condução. Na Fig. 11.18 são mostradas as condições do circuito para um instante imediatamente após a comutação de T1.

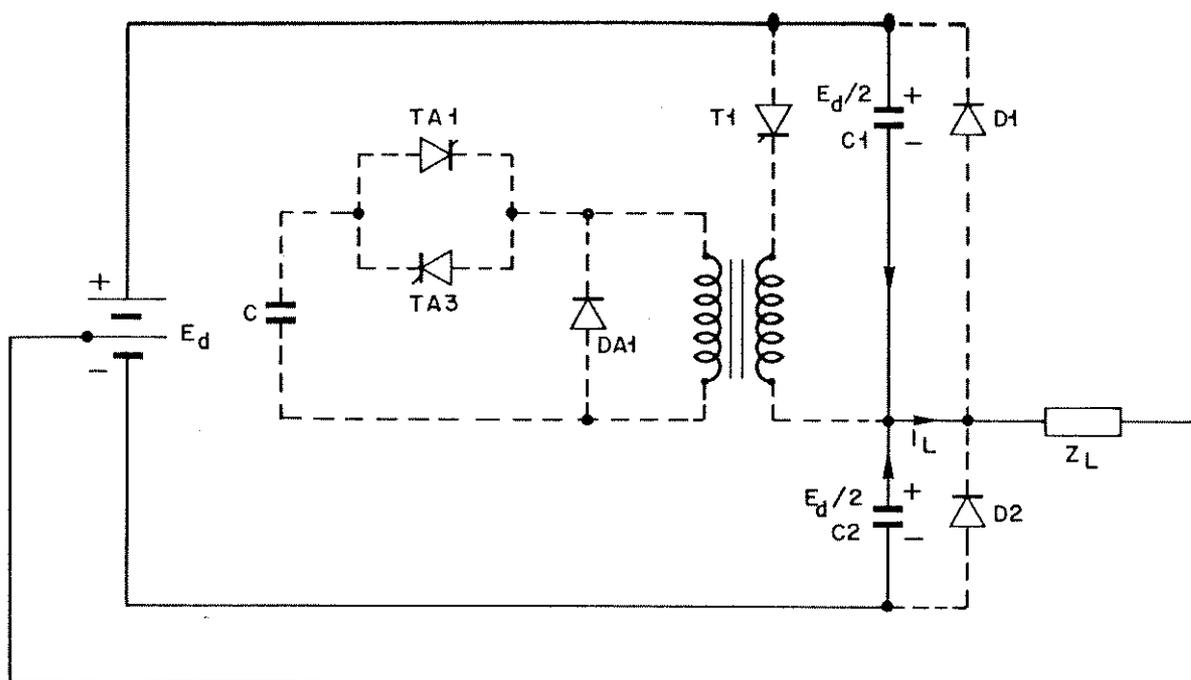


Fig. 11.18 - Instante após a comutação de T1

Quando o diodo D2 entra em condução, devolvendo à fonte a energia magnética armazenada na carga, a tensão de C1 sobe para Ed, como é visto na Fig. 11.19.

A energia total armazenada, antes e depois da comutação, respectivamente W_1 e W_2 , é dada por:

$$W_1 = \frac{C_1 E_d^2}{2} + \frac{C_2 E_d^2}{2}$$

e
$$W_2 = \frac{C_1 E_d^2}{2}$$

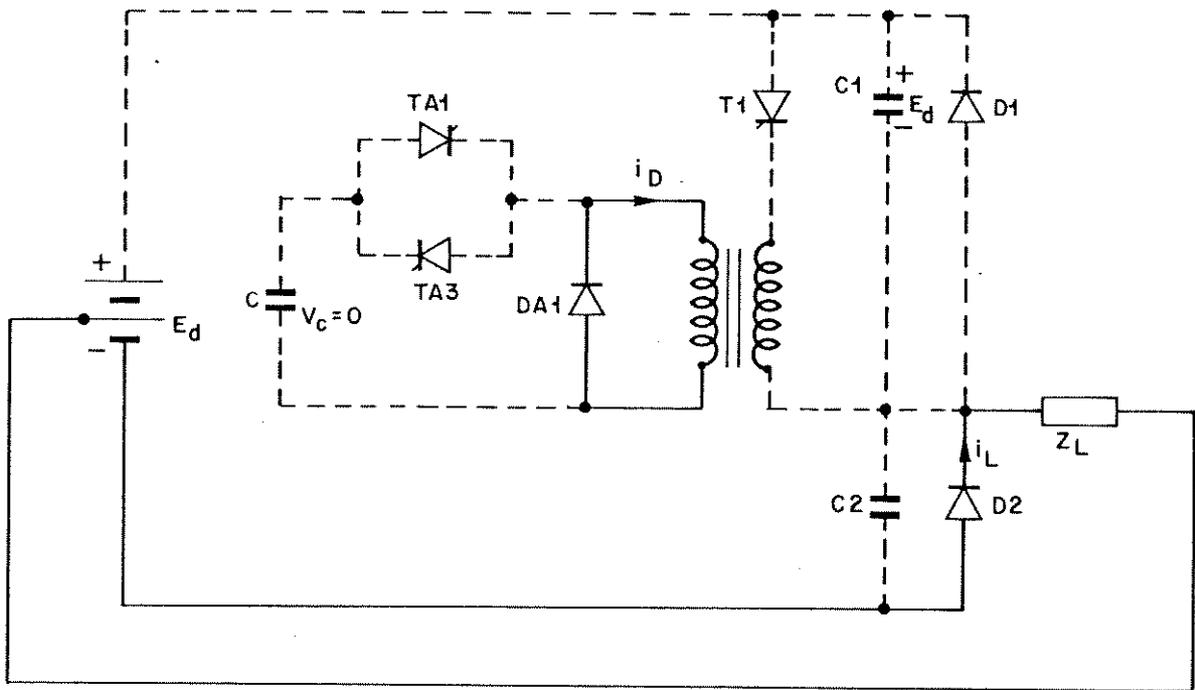


Fig. 11.19 - Devolução da energia magnética para a fonte de alimentação

11.3.3. INVERSOR COMUTADO POR UM LC RESSONANTE

A topologia utilizada é denominada circuito McMurray, proposta em 1964 por W. McMurray. Nela, por intermédio de um impulso de corrente, produzido pelo circuito LC, é feita a comutação dos tiristores principais. O circuito de um inversor monofásico é apresentado na Fig. 11.20.

O processo de carga é feito disparando-se conjuntamente, por exemplo, os tiristores $T1$ e $TA2$, carregando o capacitor, que para um pequeno amortecimento do circuito oscilante, adquire uma tensão aproximada a $2E_d$. O processo de carga é ilustrado na Fig. 11.21.

Mantendo-se os pulsos de disparo em $T1$, ele passa a conduzir, alimentando a carga com metade da fonte de alimentação. No momento em que se deseja a comutação de $T1$, $TA1$ é disparado. Com

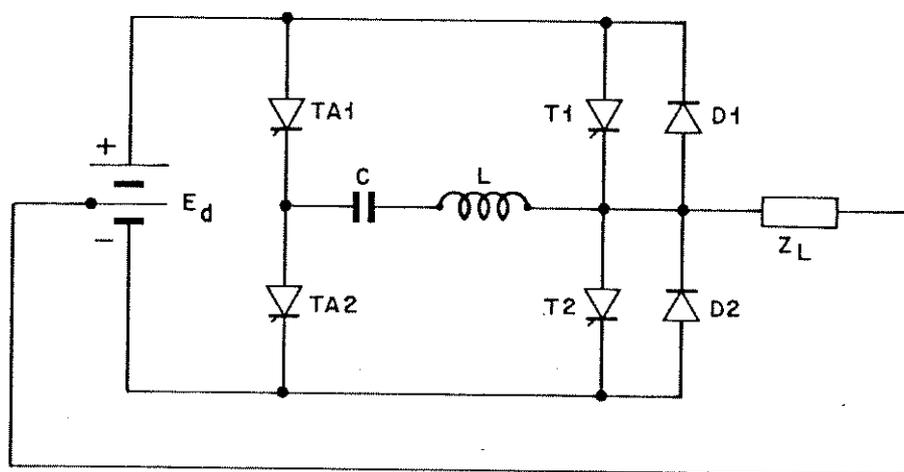


Fig. 11.20 - Inversor McMurray

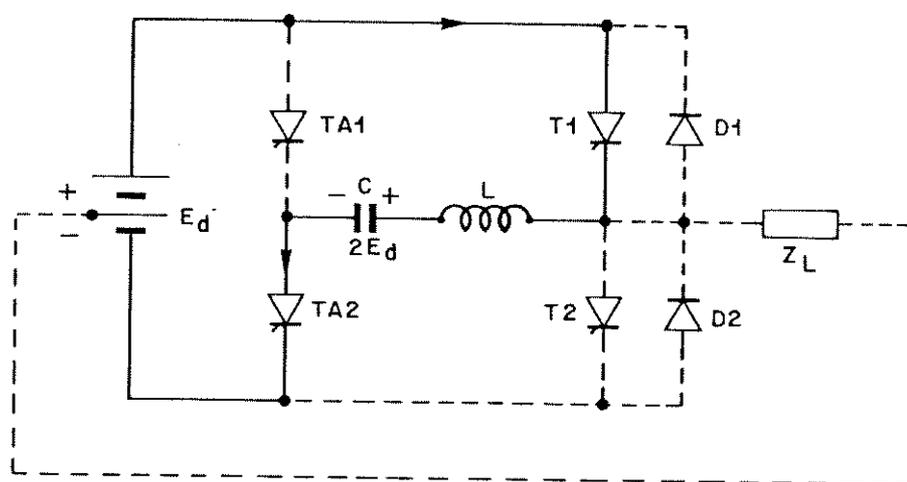


Fig. 11.21 - Carga do capacitor de comutação no inversor McMurray

isso, o capacitor de comutação irá se descarregar, e como a corrente de carga no instante de comutação, I_L , permanece constante, a corrente por T1 diminui até atingir o valor zero, continuando o capacitor a se descarregar através do diodo D1 que ajuda o bloqueio de T1, aplicando-lhe um potencial reverso.

Durante a condução de D1, a corrente oscilatória de descarga do capacitor atinge o seu valor máximo, estando agora toda a energia, inicialmente armazenada no capacitor, armazenada no indutor do circuito de comutação. A oscilação continua e, quando a corrente por D1 chega novamente a ser do mesmo valor que I_L , o diodo D2 entra em condução, para que I_L seja mantida constante, devolven

do a carga sua energia magnética para a fonte de alimentação. A corrente pelo circuito de comutação continua a circular até chegar a zero, comutando TA1. No final do processo de comutação, no caso ideal, a tensão sobre o capacitor continua sendo aproximadamente $2E_d$. Nas Figs. 11.22(a),(b) e (c) mostramos o processo de comutação descrito acima.

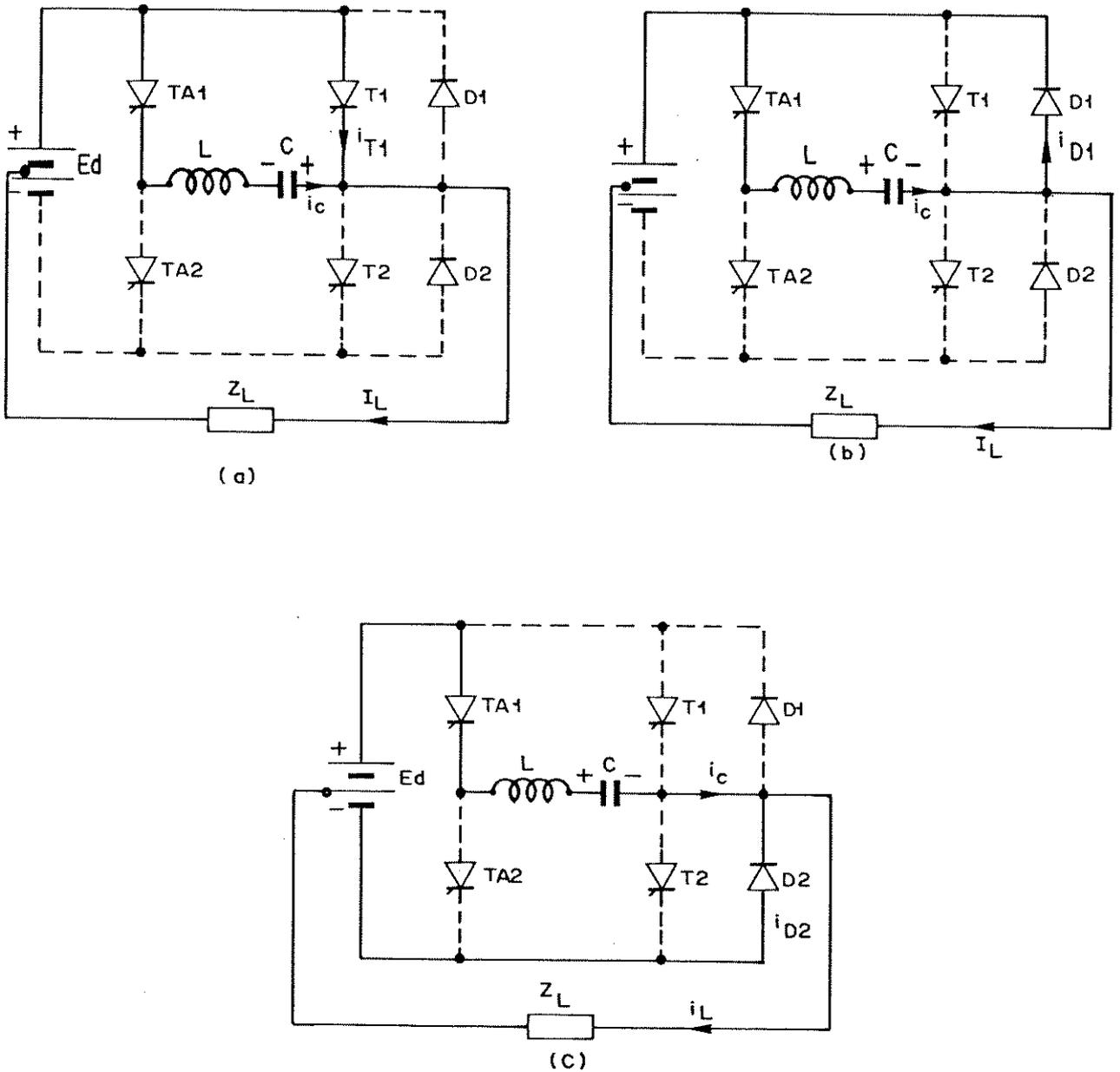


Fig. 11.22 - Processo de comutação do inversor McMurray:
(a) corrente de comutação i_c inicia a oscilação, levando i_{T1} para zero.
(b) corrente de comutação circula por D1 e atinge seu valor máximo.
(c) energia armazenada na carga é devolvida para a fonte.

As energias armazenadas, W_1 e W_2 , antes e depois da comutação, respectivamente, são dadas por:

$$W_1 = 2 C E_d^2$$

e

$$W_2 = 2 C E_d^2$$

II.3.4. INVERSOR COM COMUTAÇÃO MISTA

Esta topologia de inversor é assim designada por realizar a comutação através da introdução de um potencial reverso, em série com o tiristor a ser comutado, e oferecer um caminho alternativo para a corrente de carga, durante a comutação. O circuito escolhido para a análise é uma versão do conhecido inversor McMurray - Bedford, apresentada na Fig. 11.23.

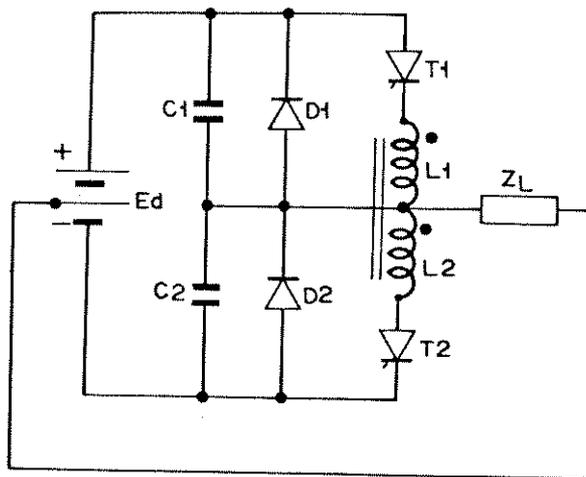
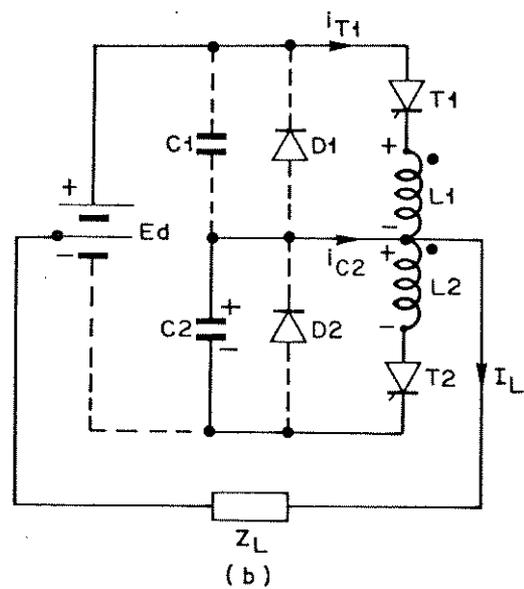
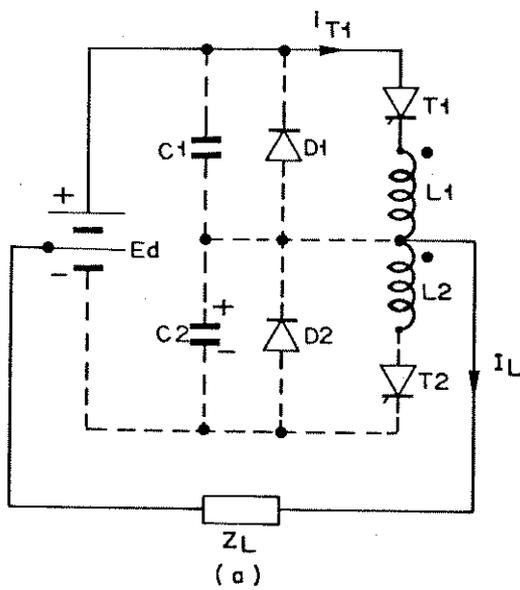


Fig. 11.23 - Versão do inversor McMurray-Bedford

Quando nenhum dos elementos do circuito está em condução, as tensões nos capacitores C_1 e C_2 valem $E_d/2$. Supondo, por exemplo, que T_1 seja disparado, a carga passa a ser alimentada pela metade da fonte e a tensão em C_2 passa para E_d , enquanto que em C_1 cai a zero. Para comutar T_1 , o tiristor T_2 é disparado, fazendo com que a tensão de C_2 seja aplicada em L_2 e por L_1 se estabeleça um poten

cial reverso em série com T1. A corrente por L2, fornecida inicialmente por C2, cresce, para que o fluxo pelo transformador, estabelecido pela corrente de carga, seja mantido. Ao mesmo tempo, o capacitor C1, que forma com L2 um circuito oscilante, começa a se carregar, por L2, pela carga, e pela fonte de alimentação. Assim, a corrente de carga é desviada de T1, o que ajuda sua comutação, e, mantida constante, inicialmente pela descarga de C2 e depois pela descarga de C1. Quando a tensão de C1 atinge E_d e a de C2 zero, a corrente de carga circula por D2, devolvendo energia para a fonte de alimentação, enquanto que a energia armazenada por L2 é dissipada, também pela condução de D2. As Figs. 11.24(a), (b), (c) e (d) ilustram o processo de comutação descrito.



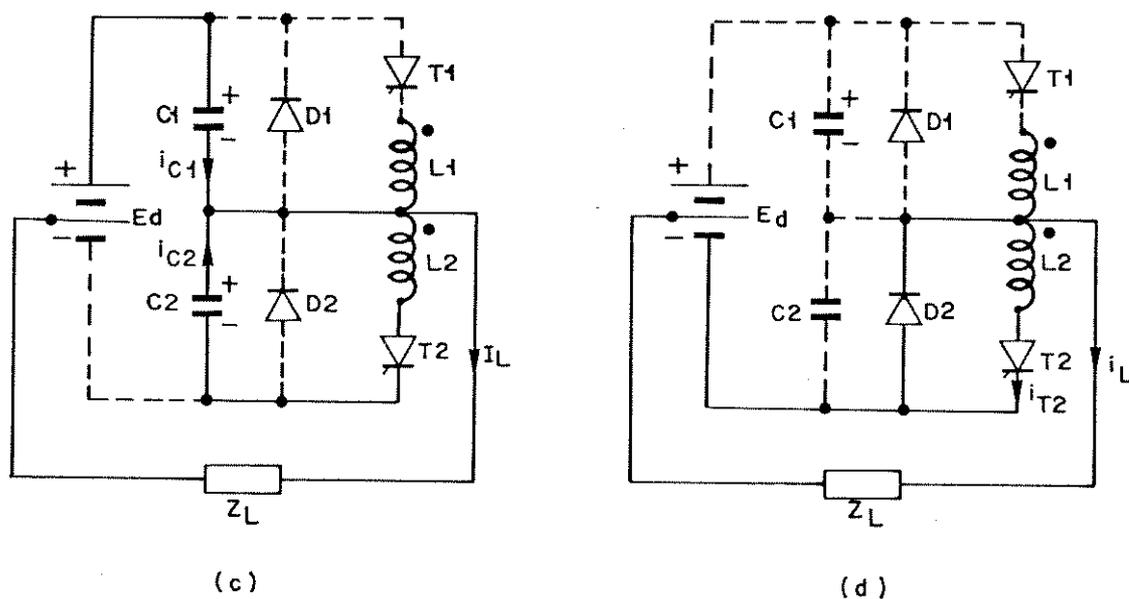


Fig. 11.24 - Processo de comutação para a versão do inversor McMurray-Bedford:

- (a) condução do tiristor principal T1
- (b) início da comutação com o disparo de T2
- (c) carga de C1
- (d) recuperação da energia magnética armazenada

As energias armazenadas, W_1 e W_2 , respectivamente antes e depois da comutação, sendo $C1 = C2 = C$, são dadas por:

$$W_1 = \frac{C E_d^2}{2}$$

e

$$W_2 = \frac{C E_d^2}{2}$$

Na Tabela 11.1 é apresentado para os quatro circuitos analisados, um balanço entre as energias armazenadas antes e depois da comutação:

Inversor Comutado por	Energia Inicial W_1	Energia Final		Troca.
		(após o processo de comutação)	Perda	
		W_2		
Transformador	$CEd^2/2$	0	$CEd^2/2$	$CEd^2/2$
Transformador Auxiliado por Capacitor	CEd^2	$CEd^2/2$	$CEd^2/2$	$3/2CEd^2$
Circuito Ressonante LC	$2CEd^2$	$2CEd^2$	0	$4CEd^2$
Circuito Misto	$CEd^2/2$	$CEd^2/2$	0	$2CEd^2$

Tabela 11.1

Numa primeira análise, pelos resultados apresentados, podemos concluir que os circuitos que possuem menos perdas são o de McMurray e a versão do McMurray-Bedford. Para todos os circuitos, os amortecimentos foram desprezados. No entanto, sempre teremos perdas durante a carga e descarga dos capacitores de comutação. Nisto, os inversores comutados por transformadores levam vantagem em relação aos outros, pois, enquanto estes últimos possuem uma fonte de energia de tensão fixa para a carga dos capacitores, aqueles podem aproveitar o fato de utilizarem transformadores que podem fornecer, através de uma apropriada relação de espiras, um valor mais alto de tensão.

Em qualquer processo de comutação de um tiristor, uma certa quantidade de energia tem que ser gasta para levá-lo ao estado de bloqueio. Os circuitos que apresentaram perdas nulas, na verdade tiveram que ceder energia ao tiristor para que a comutação fosse feita. Essa energia, nestes dois circuitos, é fornecida pela fonte de alimentação. Mesmo assim, o balanço energético global para estes circuitos nos faz concluir que os seus rendimentos são elevados, sendo que para chegarmos a valores mais exatos para as perdas

durante a comutação, teríamos que recorrer a uma abordagem analítica mais rigorosa do problema, o que, por hora, não faz parte dos nossos objetivos.

II.4. CONCLUSÃO

Desta resumida análise para as quatro topologias de inversores apresentadas, podemos determinar, a princípio, qual dos circuitos seria conveniente utilizarmos no sistema de acionamento a ser implementado. Em termos de melhor rendimento, a escolha deve recair sobre o inversor McMurray ou o McMurray-Bedford.

Uma análise mais criteriosa, revela que o circuito McMurray apresenta cerca de um quarto das perdas apresentadas pelo McMurray-Bedford, durante o processo de comutação. Além disso, o circuito McMurray possui um número menor de componentes que, em relação aos do McMurray-Bedford, são mais leves e menos volumosos. Outros fatores importantes a favor do circuito McMurray são: as baixas perdas que ele apresenta quando operando sem carga; maior rapidez de comutação, sendo apropriado para a utilização em MLP; facilidade de implementação; custos de implementação reduzidos; maior controlabilidade; e maior capacidade de comutação.

Nos próximos capítulos analisaremos criteriosamente o funcionamento do inversor McMurray, assim como estabeleceremos critérios para o projeto do circuito de comutação. Modificações na topologia do circuito são também propostas e analisadas.

CAPÍTULO III

PROJETO DE CIRCUITO DE COMUTAÇÃO FORÇADA
UTILIZANDO MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO (MLP)
VIA ANÁLISE E SIMULAÇÃO

III.1 - INTRODUÇÃO

Atualmente, como já vimos, muita atenção é dada aos circuitos inversores, notadamente quando utilizados no acionamento de máquinas ca síncronas ou assíncronas ou mesmo, podendo vir a ser no futuro utilizados para o acionamento de máquinas cc em mais de um quadrante, com a vantagem de não se precisar alterar mecanicamente a configuração da estrutura do conversor.

No entanto, quanto ao projeto dos circuitos de comutação forçada e de potência a bibliografia existente, entre outros McMurray, W. (1964), Bedford, B.D. e Hoft, R.G. (1964), Penkowski, L. J. e Pruzinsky, K.E. (1972), Klaassens, J.B. (1973), e Green, R.M. e Boys, J.T. (1982), não apresenta um modelo analítico com suficiente clareza e precisão que permita ao projetista levar em conta aspectos normalmente encontrados na prática, entre eles, baixos valores para os fatores de qualidade do circuito ressonante, bem como a variação destes mesmos fatores dentro de um único processo de comutação e, operação em MLP. Desenvolveremos aqui, um modelamento que permita levar em conta tais aspectos de projeto.

III.2 - MODELAMENTO MATEMÁTICO

O circuito equivalente generalizado para o circuito de comutação é mostrado na Fig. III.1, onde L é a indutância, C a capacitância e r_p as perdas, todas associadas em série. A corrente pelo circuito num instante inicial qualquer é I_i e E_i a tensão inicial sobre o capacitor, sendo E_d a tensão cc de alimentação.

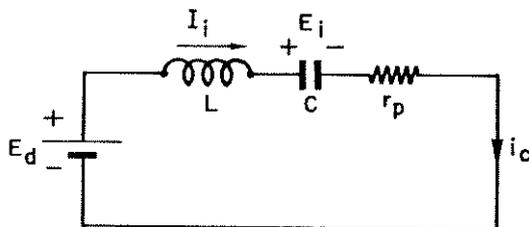


Fig. III.1 - Circuito RLC generalizado

As variáveis de estado i_c , corrente pelo circuito de comutação, e v_c , tensão sobre o capacitor de comutação, são determinadas a partir da equação diferencial do circuito, obtida de

$$v_c + v_L + v_{r_p} = E_d$$

ou

$$\frac{1}{C} \int_0^t i_c dt + v_c(0) + L \frac{di_c}{dt} + r_p i_c = E_d$$

ou finalmente

$$\frac{d^2 i_c}{dt^2} + \frac{r_p}{L} \frac{di_c}{dt} + \frac{1}{LC} i_c = 0$$

Pelo fato de o circuito de comutação, ao qual aplicaremos as expressões aqui desenvolvidas, apresentar chaveamentos em sua estrutura com alterações em seus parâmetros, generalizaremos ainda mais as expressões utilizando o subíndice j para a resistência r_p , variando j de acordo com o número de estruturas do circuito.

A solução geral obtida é:

$$i_c(t) = \frac{E_d - E_i}{\omega_j L} e^{-\alpha_j t} \text{sen} \omega_j t - I_i \frac{\omega_0}{\omega_j} e^{-\alpha_j t} \left(\cos \omega_j t - \frac{\alpha}{\omega} \text{sen} \omega_j t \right) \quad (III.1)$$

ou

$$i_c(t) = \frac{E_d - E_i}{jL} e^{-\alpha_j t} \text{sen} \omega_j t - I_i \frac{\omega_0}{\omega_j} e^{-\alpha_j t} \text{sen}(\omega_j t - \Phi_j) \quad (III.2)$$

onde

$$\alpha_j = \frac{r_{pj}}{2L} ; \omega_0^2 = \frac{1}{LC} ; \omega_j^2 = \omega_0^2 - \alpha_j^2 \quad (III.3)$$

$$\Phi_j = \text{arctg} \frac{\omega_j}{\alpha_j}$$

Pela equação de corrente determinamos a equação de ten

são $v_C(t)$ para o capacitor.

$$v_C = E_d - v_L - r_{pj} i_c$$

onde

$$v_L = L \frac{di_c}{dt} = L \left[\frac{E_d - E_i}{\omega_j L} e^{-\alpha_j t} \omega_0 \text{sen}(\alpha_j t - \phi_j) - I_i \frac{\omega_0^2}{\omega_j} e^{-\alpha_j t} \text{sen} \omega_j t \right]$$

e

$$r_{pj} i_c = 2\alpha_j \frac{E_d - E_i}{\omega_j} e^{-\alpha_j t} \text{sen} \omega_j t - 2\alpha_j L I_i \frac{\omega_0}{\omega_j} e^{-\alpha_j t} \text{sen}(\alpha_j t - \phi_j)$$

Finalmente obtemos

$$v_C(t) = E_d - \left[(E_d - E_i) \frac{\omega_0}{\omega_j} - 2\alpha_j L \frac{\omega_0}{\omega_j} I_i \right] e^{-\alpha_j t} \text{sen}(\omega_j t - \phi_j) - \left[2\alpha_j \frac{(E_d - E_i)}{\omega_j} - \frac{I_i}{\omega_j C} \right] e^{-\alpha_j t} \text{sen} \omega_j t$$

ou de uma forma simplificada

$$v_C(t) = E_d - (E_d - E_i) \frac{\omega_0}{\omega_j} e^{-\alpha_j t} \text{sen}(\omega_j t - \phi_j) + \frac{I_i}{\omega_j C} e^{-\alpha_j t} \text{sen} \omega_j t \quad (III.5)$$

A partir destas equações genéricas de tensão e corrente podemos determinar algumas relações interessantes entre os parâmetros do circuito nas diversas fases do processo de comutação; as análises das influências de seus parâmetros no funcionamento do circuito de comutação serão deixadas para mais tarde quando então além destas equações disporemos de uma simulação do circuito de comutação realizada num computador analógico e dos valores obtidos experimentalmente.

Dando início ao modelamento analítico do processo de comutação, vamos determinar as relações que envolvem os valores de L e C do circuito, com os parâmetros determináveis tais como: tempo de desligamento dos tiristores, t_q ("turn-off time"), corrente máxima de carga a ser comutada, I_{LM} , corrente de carga a ser comu

tada I_L e tensão de alimentação E_d .

Como visto em 11.2, a operação do inversor é dividida em dois processos principais, a saber: processo de carga, quando é dada uma carga ao capacitor de comutação, e processo de comutação, dividido em quatro etapas distintas, quando se dá a comutação de um tiristor principal.

Para o processo de carga, iniciado no instante t_0^i , apresentamos abaixo, na Fig. III.2, o circuito monofásico do inversor e o circuito equivalente correspondente.

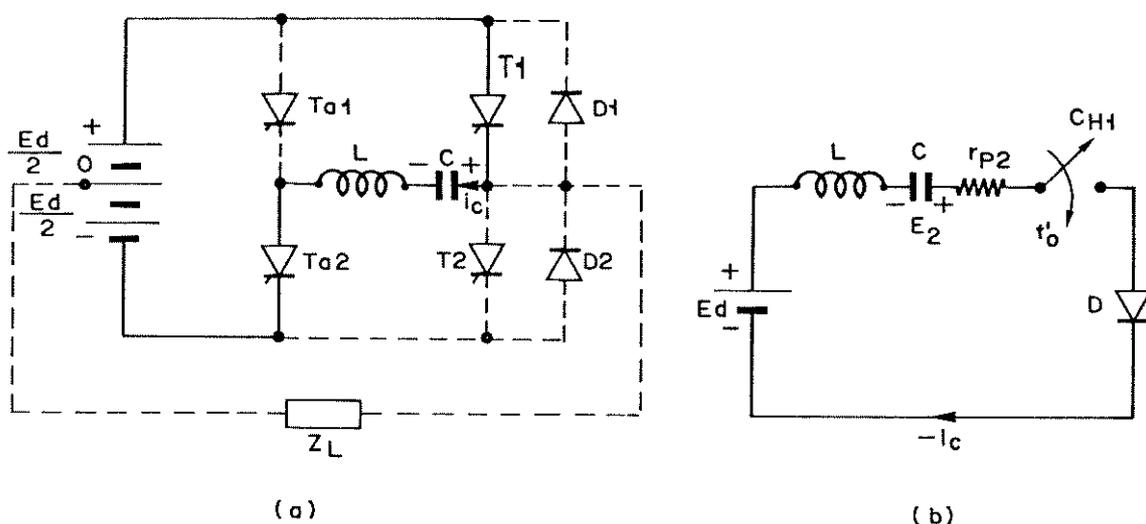


Fig. III.2 - Processo de Carga: a) circuito inversor
b) circuito equivalente

Na Fig. III.2.b representamos por D um diodo ideal, por r_{p2} a resistência equivalente associada às junções de T_1 e T_{a2} , a L e a C e a fonte de alimentação E_d . A entrada do circuito em operação se dá no instante t_0 quando a chave CH1 é fechada.

As condições iniciais para o processo de carga, em operação normal são:

$$i_c(t_0^i) = 0$$

e

$$v_c(t_0^i) = E_2$$

que \tilde{e} é a tensão final sobre o capacitor após a última etapa do processo de comutação. Assim, os valores instantâneos para as variáveis do circuito, obtidos a partir de (III.2) e (III.5) são:

$$i_c(t) = - \frac{E_d + E_2}{\omega_2 L} e^{-\alpha_2 t} \text{sen} \omega_2 t$$

e

$$v_C(t) = - \left[E_d - (E_d + E_2) \frac{\omega_0}{\omega_2} e^{-\alpha_2 t} \text{sen}(\omega_2 t + \phi_2) \right]$$

A tensão final máxima que o capacitor adquire é função do coeficiente de amortecimento α_2 . Para valores de α_2 em torno de $0,1 \omega_0$, a tensão final sobre o capacitor C pode atingir a $2E_d$ aproximadamente, para condições iniciais nulas. Mais adiante mostraremos que apesar da sobre-tensão ser útil para se garantir comutações de correntes de carga mais elevadas, ela, em alguns casos, deve ser limitada por questão de proteção dos componentes como, por exemplo, o próprio capacitor de comutação.

Para esta primeira etapa que vai até o instante t_1 , apresentamos na Fig. III.3 os circuitos elétricos equivalentes.

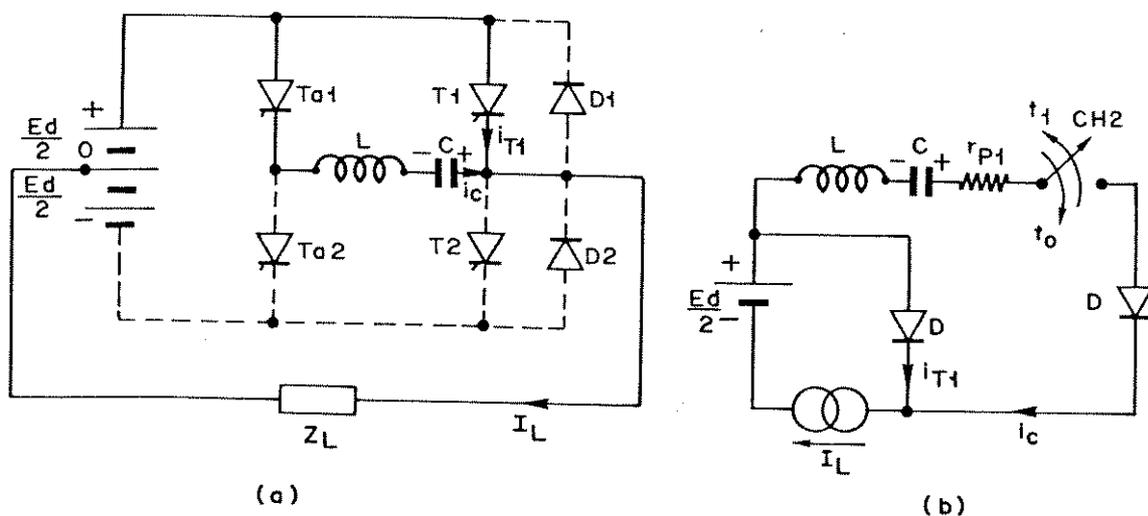


Fig. III.3 - Primeira Etapa do Processo de Comutação:

a) circuito inversor

b) circuito equivalente

O parâmetro r_{p1} representa a resistência equivalente associada à Ta1, a L e a C.

As condições iniciais para a primeira etapa do processo de comutação são:

$$i_c(t_0) = 0$$

e

$$v_c(t_0) = -E_0,$$

onde E_0 é a tensão final do processo de carga.

Assim temos

$$i_c(t) = \frac{E_0}{\omega_1 L} e^{-\alpha_1 t} \text{sen} \omega_1 t$$

e

$$v_c(t) = -E_0 \frac{\omega_0}{\omega_1} e^{\alpha_1 t} \text{sen}(\omega_1 t + \phi_1)$$

O início da segunda etapa do processo de comutação no instante t_1 se dá quando o diodo D1 entra em condução que se prolonga até o instante t_2 e é neste intervalo que a corrente de comutação atinge seu máximo valor. Na Fig. III.4 apresentamos os circuitos equivalentes.

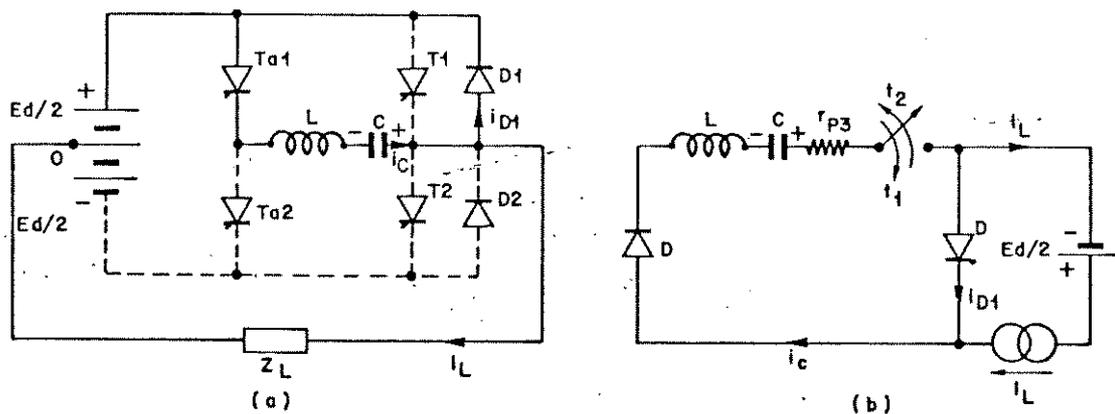


Fig. III.4 - Segunda Etapa do Processo de Comutação:
 a) circuito inversor
 b) circuito equivalente

O parâmetro r_{p3} representa a resistência equivalente associada às junções de Ta1 e D1, a L e a C.

As condições iniciais para a segunda etapa do processo de comutação são:

$$i_c(t_1) = I_L$$

e

$$v_c(t_1) = -E'_1$$

Assim temos:

$$i_c(t) = \frac{E'_1}{\omega_3 L} e^{-\alpha_3 t} \text{sen} \omega_3 t - I_L \frac{\omega_0}{\omega_3} e^{-\alpha_3 t} \text{sen}(\omega_3 t - \phi_3)$$

e

$$v_c(t) = -E'_1 \frac{\omega_0}{\omega_3} e^{-\alpha_3 t} \text{sen}(\omega_3 t + \phi_2) + \frac{I_L}{\omega_3 C} e^{-\alpha_3 t} \text{sen} \omega_3 t$$

A terceira etapa do processo de comutação que se inicia no instante t_2 e finda em t'_2 , quando o diodo D2 entra em condução, e a sua existência, como vimos em 11.2, depende do valor da corrente de carga. É um período onde há uma descarga do capacitor à corrente constante, sendo os circuitos equivalentes apresentados na Fig. III.5.

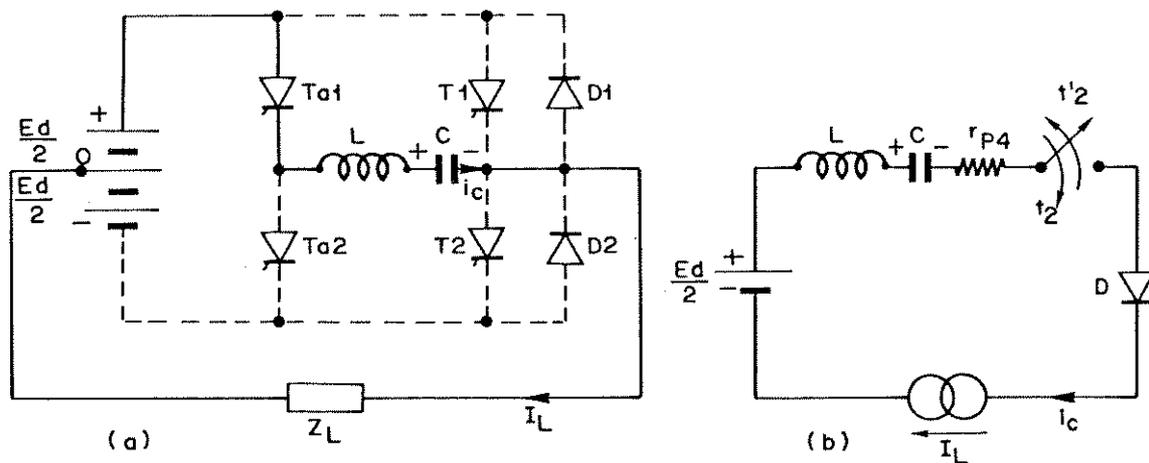


Fig. III.5 - Terceira Etapa do Processo de Comutação:
 a) circuito inversor
 b) circuito equivalente

Aqui, r_{p4} representa a resistência de Ta1, L e C que deve ter o mesmo valor de r_{p1} . Para esta etapa temos:

$$i_c(t) = I_L$$

e

$$v_C(t) = E_1 + \frac{1}{C} I_L (t-t_2)$$

equações válidas até que a tensão v_{AK} do diodo D2 seja maior que zero e o processo comutação entre na sua quarta etapa. O que de termina a existência desta terceira etapa, é como já dissemos, a corrente de carga a ser comutada: I_L , que determina o instante t_2 onde a tensão v_{AK} de D2, $v_{AK,D2}$ é:

$$v_{AK,D2} = L \frac{di_c}{dt} + v_C - E_d$$

Para pequenos valores de I_L , di_c/dt é grande, assim co mo v_C , sendo $v_{AK,D2}$ positiva, o que significa que D2 entra em con dução imediatamente. Para valores elevados de I_L , di_c/dt é peque na assim como v_C , sendo $v_{AK,D2}$ negativa, significando que D2 não conduz e o capacitor, por imposição da carga indutiva, se descarrega a corrente constante, alimentando-a.

Durante esta etapa, $di_c/dt = 0$ e

$$v_{AK,D2} = v_C - E_d$$

Desta forma, apenas quando $v_C \geq E_d$ é que D2 terá condi ções de entrar em condução, iniciando a quarta e última etapa do processo.

Esta última etapa do processo de comutação se inicia no instante t_2' e termina em t_4 , quando a condução principal se faz por D2, que é o responsável pelo retorno à fonte de alimentação da energia magnética armazenada na indutância da carga. Na Fig. III.6 apresentamos os circuitos equivalentes para esta etapa.

Aqui, r_{p5} representa as resistências de Ta1, L, C e da fonte $E_d/2$.

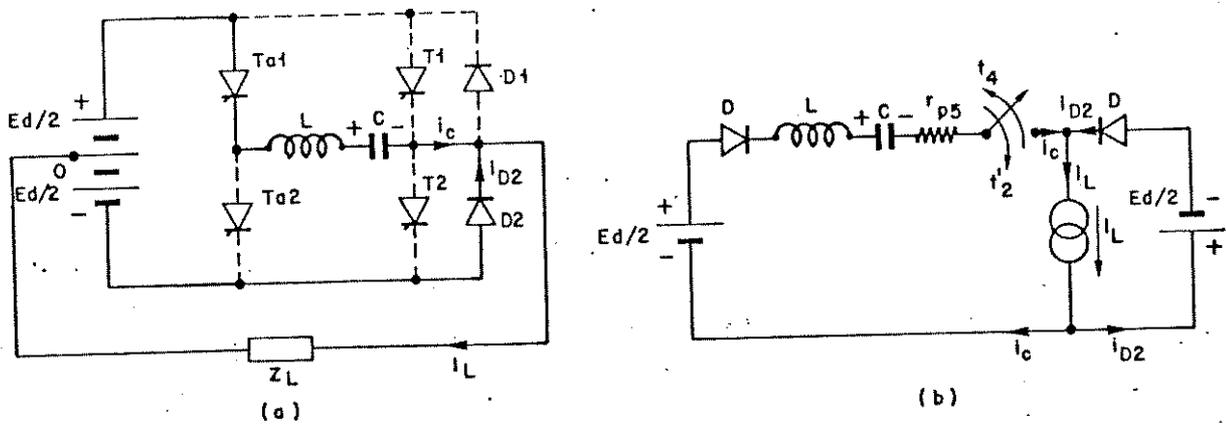


Fig. III.6 - Quarta Etapa do Processo de Comutação:
 a) circuito inversor
 b) circuito equivalente

E_2' é a tensão inicial para esta etapa e E_2 a final, sendo I_L a corrente inicial.

$$i_c(t_2') = I_L$$

e

$$v_c(t_2') = E_2'$$

Assim temos

$$i_c(t) = \frac{E_d - E_2'}{\omega_5 L} e^{-\alpha_5 t} \text{sen} \omega_5 t - I_L \frac{\omega_0}{\omega_5} e^{-\alpha_5 t} \text{sen}(\omega_5 t - \phi_5)$$

e

$$v_c(t) = E_d - (E_d - E_2') \frac{\omega_0}{\omega_5} e^{-\alpha_5 t} \text{sen}(\omega_5 t + \phi_5) + \frac{I_L}{\omega_5 C} e^{-\alpha_5 t} \text{sen} \omega_5 t$$

O processo de comutação se encerra quando a corrente de comutação em t_4 atinge o valor zero, cessando a condução pelo tiristor auxiliar $Ta1$, que entra no estado de bloqueio, permanecendo a tensão sobre o capacitor no valor E_2 .

Da análise feita, vimos que o processo de comutação é dividido em 4 etapas distintas, cada uma com parâmetros próprios.

Entre a primeira e a segunda etapas, a diferença fundamental está nas resistências de perdas, r_{p1} e r_{p2} , respectivamente. No entanto, tal diferença pode ser considerada muito pequena, levando-se em conta que ela deve ser praticamente a resistência direta do diodo D1. Considerando-se isto, fazemos a simplificação $r_{p1} = r_{p3}$.

Isto nos permite aglutinar a primeira e segunda etapas em uma única, que será considerada como primeira etapa do processo de comutação. Para obtermos ainda uma maior simplificação, consideramos a terceira e quarta etapas como uma única, que constituirá a segunda etapa do processo de comutação. Dado a semelhança entre os circuitos equivalentes desta etapa e o do processo de carga, $r_{p4} \cong r_{p5} \cong r_{p2}$.

Desta forma, teremos:

processo de comutação

1ª etapa:

$$\text{condições iniciais} \left\{ \begin{array}{l} i_c(t_0) = 0 \\ v_c(t_0) = -E_0 \end{array} \right.$$

e

$$i_c(t) = \frac{E_0}{\omega_1 L} e^{-\alpha_1 t} \text{sen} \omega_1 t \quad (III.6)$$

e

$$v_c(t) = -E_0 \frac{\omega_0}{\omega_1} e^{\alpha_1 t} \text{sen}(\omega_1 t + \phi_1) \quad (III.7)$$

2ª etapa:

$$\text{condições iniciais} \left\{ \begin{array}{l} i_c(t_2) = I_L \\ v_c(t_2) = E_1 \end{array} \right.$$

sendo

$$i_c(t) = I_L, \quad (III.8)$$

$$v_c(t) = E_1 + \frac{1}{C} I_L (t-t_2), \text{ para } v_c \leq E_d \quad (III.9)$$

$$i_c(t) = \frac{E_d - E_2'}{\omega_2 L} e^{-\alpha_2 t} \text{sen} \omega_2 t - I_L \frac{\omega_0}{\omega_2} e^{-\alpha_2 t} \text{sen}(\omega_2 t - \phi_2), \quad (III.10)$$

$$v_C(t) = E_d - (E_d - E_2') \frac{\omega_0}{\omega_2} e^{-\alpha_2 t} \text{sen}(\omega_2 t + \phi_2) + \frac{I_L}{\omega_2 C} e^{-\alpha_2 t} \text{sen} \omega_2 t \quad (III.11)$$

para $v_C > E_d$.

$$\begin{array}{l} \text{processo de carga} \\ \text{condições iniciais} \end{array} \left\{ \begin{array}{l} i_c(t'_0) = 0 \\ v_C(t'_0) = E_2 \end{array} \right.$$

$$i_c(t) = - \frac{E_d + E_2}{\omega_2 L} e^{-\alpha_2 t} \text{sen} \omega_2 t \quad (III.12)$$

$$v_C(t) = - \left[E_d - (E_d + E_2) \frac{\omega_0}{\omega_2} e^{-\alpha_2 t} \text{sen}(\omega_2 t + \phi_2) \right] \quad (III.13)$$

Como vimos, a corrente pelo circuito de comutação i_c deve exceder a corrente máxima de carga I_{LM} por um intervalo de tempo t_b que deve ser maior que o tempo de desligamento t_q do tiristor que está sendo comutado. Considerando-se um valor limitante inferior para t_b , o que é uma imposição a ser feita se quisermos garantir a comutação, o pulso de corrente do circuito de comutação poderá ter várias formas, como exemplificado na Fig. III.7.

A forma de onda a ser escolhida é que determina o critério de projeto a ser estabelecido para o circuito de comutação. Como exemplo para um critério poderíamos citar a limitação do pico de corrente I_M , ou a limitação da tensão final sobre o capacitor de comutação, que cresce a cada comutação, quando é empregada a técnica de modulação por largura de pulso (MLP), ou ainda a frequência de operação do circuito.

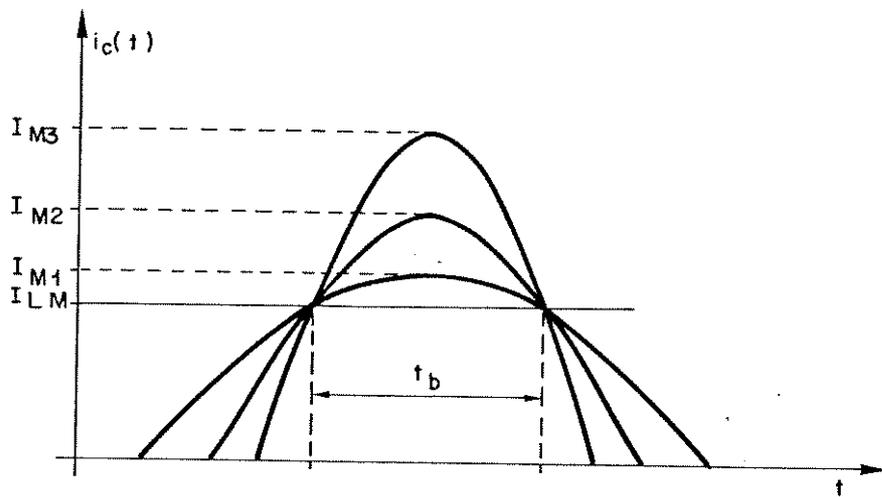


Fig. III.7 - Formas de onda de corrente possíveis no processo de comutação

Em particular nesta nossa análise, o critério a ser adotado visa minimizar a carga q adquirida pelo capacitor a fim de realizar a comutação. Com esse procedimento, visamos minimizar o valor da capacitância e da indutância, minimizando custos e peso.

Como foi visto o processo de comutação é constituído por quatro etapas distintas que com o intuito de simplificação de análise foi reduzido a duas, sem perda essencial de generalidade ou precisão; o mesmo é mostrado na Fig. III.8, sendo os valores dos fatores de qualidade Q_1 e Q_2 respectivamente.

A carga q adquirida pelo capacitor durante o processo de carga pode ser calculada pela integral de $i_c(t)$ de t_0 a t_3 . Tomando o instante t_0 como origem do tempo para o processo de comutação temos:

$$q = \int_0^{t_3} i_c(t) dt \quad (III.14)$$

Nesta 1ª etapa temos:

$$i_c(t) = \frac{E_0}{\omega_1 L} \exp(-\alpha_1 t) \text{sen} \omega_1 t \quad (III.15)$$

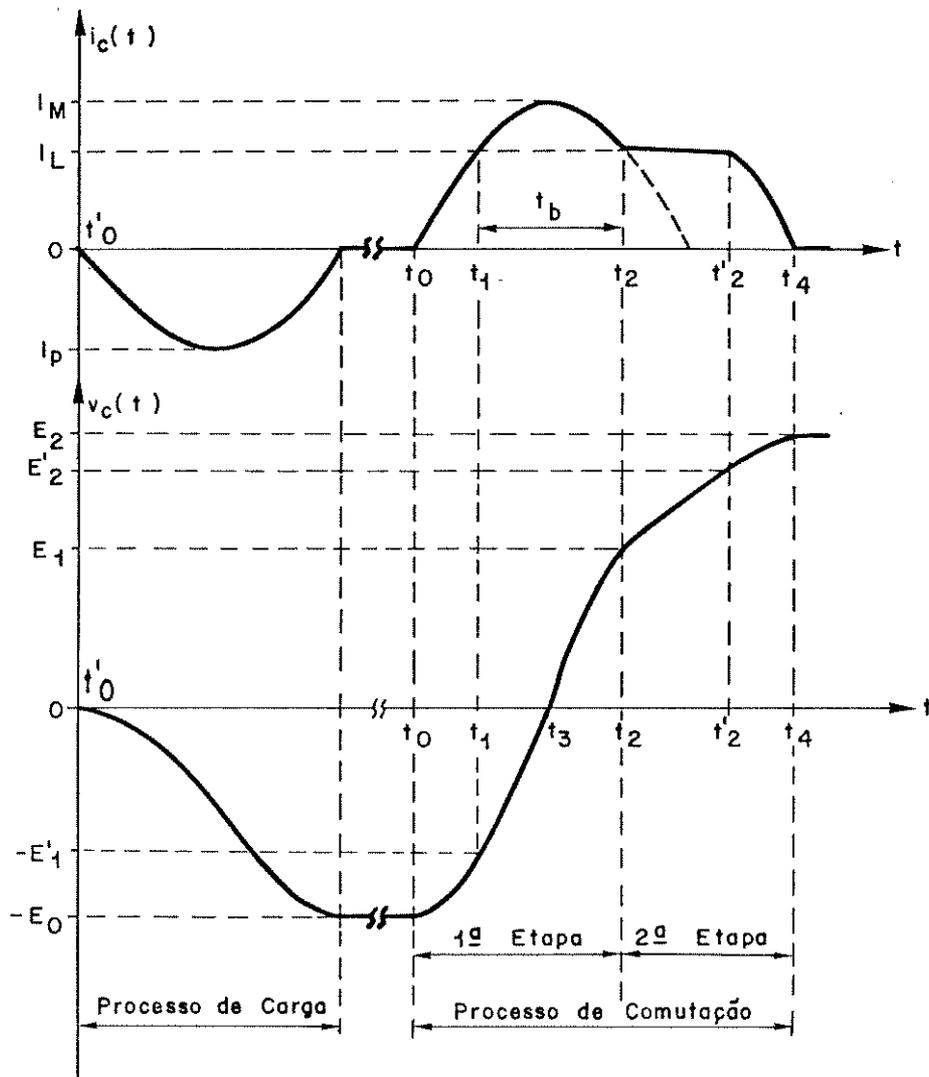


Fig. III.8 - Processos de Carga e o de Comutação reduzido a duas etapas

e

$$v_c(t) = -\frac{E_0}{\omega_1} [\alpha_1 \operatorname{sen}\omega_1 t + \omega_1 \operatorname{cos}\omega_1 t] \exp(-\alpha_1 t) \quad (III.16)$$

O ângulo ϕ durante o qual a corrente de comutação excede \tilde{a} de carga \tilde{e} é dado por

$$\phi = \omega_1 t_b = \omega_1 (t_2 - t_1) .$$

Dado que o fator de qualidade Q é

$$Q = \frac{X}{R} = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}$$

e dadas as relações (III.3) temos:

$$\omega_0 = \omega \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{1}{(2Q)^2}}} \quad \text{e} \quad \alpha = \frac{\omega}{\sqrt{(2Q)^2 - 1}} \quad (\text{III.17})$$

Supondo que o argumento $\omega_1 t_1$ possa ser descrito por:

$$\omega_1 t_1 = \frac{\pi}{2} - \frac{\phi}{2}, \quad \text{c\u00f3m} \quad 0 \leq \omega_1 t_1 < \frac{\pi}{2}$$

na verdade uma aproxima\u00e7\u00e3o razo\u00e1vel, dado que o erro introduzido na vari\u00e1vel $\omega_1 t_1$ \u00e9 menor do que 15% para valores maiores do que 3 para o fator Q_1 , ent\u00e3o, a rela\u00e7\u00e3o entre I_M e I_L poder\u00e1 ser obtida de (III.15), sendo:

$$i_c(t_1) = I_L = I_M \exp\left(-\frac{\omega_1 t_1}{\sqrt{(2Q)^2 - 1}}\right) \text{sen}\omega_1 t_1 \quad (\text{III.18})$$

ou

$$\frac{I_M}{I_L} = \frac{1}{\text{sen}\left(\frac{\pi - \phi}{2}\right) \exp\left(-\frac{\pi - \phi}{2\sqrt{(2Q_1)^2 - 1}}\right)} \quad (\text{III.19})$$

Para facilitar a integra\u00e7\u00e3o de (III.14), s\u00e3o \u00fateis as seguintes rela\u00e7\u00f5es que obtemos de (III.16), sabendo-se que $v_c(t_3) = 0$:

$$\text{tg}\omega_1 t_3 = -\sqrt{(2Q_1)^2 - 1},$$

$$\text{sen}\omega_1 t_3 = -\sqrt{1 - \frac{1}{(2Q_1)^2}} \quad \text{e}$$

$$\cos \omega_1 t_3 = \frac{1}{2Q_1}$$

Pelo cálculo da integral em (III.14), chegamos a:

$$q = \frac{2t_b I_L [(2Q_1)^2 - 1]}{\phi \operatorname{sen} \left(\frac{\pi - \phi}{2} \right) \exp \left(- \frac{\pi - \phi}{2 \sqrt{(2Q_1)^2 - 1}} \right) (2Q_1)^3} \left\{ - \exp \left[- \frac{t_b^{-1} \sqrt{(2Q_1)^2 - 1}}{\sqrt{(2Q_1)^2 - 1}} \right] + Q_1 \right\} \quad (\text{III.20})$$

Para minimizar a carga em relação a ϕ , basta maximizar $g(\phi)$ dada por:

$$g(\phi) = \phi \operatorname{sen} \left(\frac{\pi - \phi}{2} \right) \exp \left(- \frac{\pi - \phi}{2 \sqrt{(2Q_1)^2 - 1}} \right) \quad (\text{III.21})$$

O valor de ϕ para o qual $g(\phi)$ é máxima, é obtido da equação transcendental abaixo:

$$\left(\frac{2}{\phi} + \frac{1}{\sqrt{(2Q_1)^2 - 1}} \right) \operatorname{sen} \left(\frac{\pi - \phi}{2} \right) - \cos \left(\frac{\pi - \phi}{2} \right) = 0 \quad (\text{III.22})$$

Uma vez definido o valor de ϕ , para a máxima corrente de carga a ser comutada I_{LM} , e para um dado Q_1 , podemos determinar os valores de L e C . Da eq.(III.17) temos

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{\phi}{t_b \sqrt{1 - \frac{1}{(2Q_1)^2}}} \quad (\text{III.23})$$

De (III.19) obtemos:

$$\sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{E_0}{I_{LM}} \frac{\operatorname{sen} \left(\frac{\pi - \phi}{2} \right) \exp \left(- \frac{\pi - \phi}{2 \sqrt{(2Q_1)^2 - 1}} \right)}{\sqrt{1 - \frac{1}{(2Q_1)^2}}} \quad (\text{III.24})$$

Finalmente, de (III.23) e (III.24) obtemos as expressões para L e C:

$$L = \frac{E_0 t_b}{I_{LM} \phi} \operatorname{sen} \left(\frac{\pi - \phi}{2} \right) \exp \left(- \frac{\pi - \phi}{2 \sqrt{(2Q_1)^2 - 1}} \right) \quad (\text{III.25})$$

e

$$C = \frac{I_{LM} t_b}{E_0 \phi} \frac{[(2Q_1)^1 - 1]}{(2Q_1)^2 \operatorname{sen} \left(\frac{\pi - \phi}{2} \right) \exp \left(- \frac{\pi - \phi}{2 \sqrt{(2Q_1)^2 - 1}} \right)} \quad (\text{III.26})$$

Para completarmos o equacionamento é necessário ainda determinarmos o valor inicial da tensão E_0 , no início do processo de comutação. Essa tensão é função do processo de carga, anterior ao da comutação. Assim, a tensão E_0 é dada pela eq. (III.13) e se o valor do fator de qualidade Q_2 não for menor do que 3, a aproximação de ω por ω_0 é dada com um erro inferior a 1,5%. Sendo assim podemos dizer que

$$v_C(t) \cong -[E_d - (E_d + E_2) e^{-\alpha_2 t} \cos \omega_2 t]$$

e para $I_i = 0$ e $\omega_2 t_0 = \pi$ temos

$$E_0 = v_C(\omega_2 t_0) = - \left[E_d + (E_d + E_2) \exp \left(- \frac{\pi}{\sqrt{(2Q_2)^2 - 1}} \right) \right] \quad (\text{III.27})$$

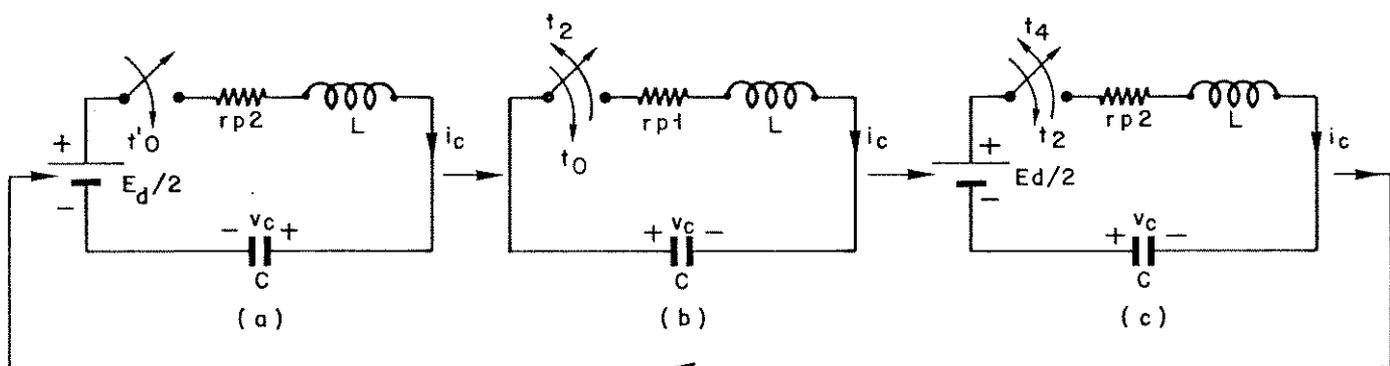
Observa-se que a tensão inicial do processo de comutação E_0 depende da tensão inicial do processo de carga E_2 , que é a tensão final do processo de comutação anterior, sendo o que ocorre quando a operação do inversor se faz por modulação em largura de pulso. Assim, cada vez que um dos tiristores principais é chaveado, a tensão final sobre o capacitor, após a comutação, cresce, o que poderá ser um inconveniente para o perfeito funcionamento

do circuito, pois se a tensão final E_2 chegar próxima a um valor

$$E_d \left[1 + \exp \left(\frac{\pi}{\sqrt{(2Q_2)^2 - 1}} \right) \right],$$

após um semi-ciclo da tensão de saída do inversor, a comutação do tiristor que controla o outro semi-ciclo não poderá ser realizada, pois a tensão final para o processo de carga E_0 será nula. Para evitar este inconveniente, não devemos efetuar o processo de carga antes de disparar o tiristor principal complementar, uma vez que o capacitor de comutação, após algumas comutações, estará com carga mais que suficiente para garantir novas comutações.

O aumento da tensão final E_2 sobre o capacitor pode ser acompanhado pelo esquema da Fig. III.9, onde k é o número de comutações realizadas.



$$\begin{aligned} k &= 1 ; 2 ; \dots n \\ v_i &= 0 ; -E_2(1) ; \dots -E_2(n-1) \\ v_f &= E_0(1) ; E_0(2) ; \dots E_0(n) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} k &= 1 ; 2 ; \dots n \\ v_i &= E_0(1) ; E_0(2) ; \dots E_0(n) \\ v_f &= -E_1(1) ; -E_1(2) ; \dots -E_1(n) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} k &= 1 ; 2 ; \dots n \\ v_i &= -E_1(1) ; -E_1(2) ; \dots -E_1(n) \\ v_f &= -E_2(1) ; -E_2(2) ; \dots -E_2(n) \end{aligned}$$

Fig. III.9 - Evolução da tensão $v_c(t)$ em MLP:

- (a) Processo de Carga;
- (b) Primeira Etapa do Processo de Comutação;
- (c) Segunda Etapa do Processo de Comutação.

Este aumento da tensão sobre o capacitor pode ser atenua

do introduzindo-se uma modificação na topologia do circuito de comutação, como sugeriu Penkowski e Pruzinsky (1972), introduzindo-se uma rede dissipativa que passa a atuar a partir do instante que v_C se torna maior que E_d . No entanto, esta modificação introduz perdas adicionais no circuito, limitação na frequência de operação e prováveis falhas de comutação, e para que se faça um dimensionamento desta rede é importante que se estabeleça o comportamento da tensão v_C quando o sistema opera em MLP.

Analisando o final da 1ª etapa do processo de comutação e o início da 2ª, e lembrando que no instante t_2 as condições iniciais são:

$$E_i = E_1 \quad \text{e} \quad I_i = I_L ;$$

de (III.6) e (III.7) obtemos:

$$v_C(t_2) = E_1 = -E_0 \exp\left(-\frac{\omega_1 t_2}{\sqrt{(2Q_1)^2 - 1}}\right) \cos \omega_1 t_2 \quad (\text{III.28})$$

e

$$i_C(t_2) = I_L = \frac{E_0}{X} \exp\left(-\frac{\omega_1 t_2}{\sqrt{(2Q_1)^2 - 1}}\right) \text{sen} \omega_1 t_2 \quad (\text{III.29})$$

para $\frac{\pi}{2} < \omega_1 t_2 \leq \pi$.

Para o final da 2ª etapa, correspondendo ao instante t_4 , com $\pi/2 < \omega t_4 \leq \pi$, teremos:

$$v_C(t_4) = E_2 = E_d + \left[X I_L \text{sen} \omega_2 t_4 - (E_d - E_1) \cos \omega_2 t_4 \right] \exp\left(-\frac{\omega t_4}{\sqrt{(2Q_2)^2 - 1}}\right) \quad (\text{III.30})$$

e

$$i_C(t_4) = 0 = \left(\frac{E_d - E_1}{X} \text{sen} \omega_2 t_4 + I_L \cos \omega_2 t_4 \right) \exp\left(-\frac{\omega_2 t_4}{\sqrt{(2Q_2)^2 - 1}}\right) \quad (\text{III.31})$$

Da eq.(III.31) temos,

$$\frac{E_1}{E_0} - \frac{E_d}{E_0} = \frac{X_{I_L}}{E_0} \cotg \omega_2 t_4 \quad (III.32)$$

e por (III.28) e (III.29) obtemos:

$$\frac{E_1}{E_0} = -\exp\left(-\frac{\omega_1 t_2}{\sqrt{(2Q_1)^2 - 1}}\right) \cos \omega_1 t_2 \quad (III.33)$$

e

$$\frac{X_{I_L}}{E_0} = \exp\left(-\frac{\omega_1 t_2}{\sqrt{(2Q_1)^2 - 1}}\right) \sen \omega_1 t_2 \quad (III.34)$$

Ainda, de (III.27) vem que

$$E_0 = -\left\{ E_d \left[1 - \exp\left(-\frac{\pi}{\sqrt{(2Q_2)^2 - 1}}\right) \right] + E_2 \exp\left(-\frac{\pi}{\sqrt{(2Q_2)^2 - 1}}\right) \right\} \quad (III.35)$$

$E_2(k)$ é função do número k de comutações realizadas e , para a primeira comutação, quando $E_2(0) = 0$, para o processo de carga, $E_0(1)$ pode ser obtido de (III.35), $\omega_2 t_4(1)$ de (III.32) e $E_2(1)$ de (III.30).

Após n comutações de T1 em MLP, a tensão $E_2(n)$ será:

$$E_2(n) = E_d + \left[X_{I_L}(n) \sen \omega_2 t_4(n) - (E_d - E_1(n)) \cos \omega_2 t_4(n) \right] \exp\left(-\frac{\omega_2 t_4(n)}{\sqrt{(2Q_2)^2 - 1}}\right) \quad (III.36)$$

e

$$E_1(n) = E_0(n) \exp\left(-\frac{\omega_1 t_2(n)}{\sqrt{(2Q_1)^2 - 1}}\right) \cos \omega_1 t_2 \quad (III.37)$$

$$X_{I_L}(n) = E_0(n) \exp\left(-\frac{\omega_1 t_2(n)}{\sqrt{(2Q_1)^2 - 1}}\right) \sen \omega_1 t_2 \quad (III.38)$$

$$E_0(n) = - \left[E_d + (E_d + E_2(n-1)) \exp \left(- \frac{\pi}{\sqrt{(2Q_2)^2 - 1}} \right) \right] \quad (III.39)$$

$$\omega_2 t_4(n) = \text{arc cotg} \left(\frac{E_1(n) - E_d}{X I_L(n)} \right) \quad (III.40)$$

$$\omega_1 t_2(n) = \frac{\phi(n) + \pi}{2} \quad (III.41)$$

Sendo $\phi(n)$ a solução da equação

$$\frac{E_0(n)}{\omega_1 L I_L(n)} = \frac{1}{\left(\text{sen} \frac{\pi - \phi(n)}{2} \right) \exp \left(- \frac{\pi - \phi(n)}{2 \sqrt{(2Q_1)^2 - 1}} \right)} \quad (III.42)$$

Em resumo, a determinação dos parâmetros L e C do circuito de comutação se faz pelas equações (III.25) e (III.26) onde o valor de E_0 é obtido de (III.27). O valor de E_0 deve ser o da primeira comutação, quando a tensão E_2 é nula. Com isso, se mantivermos constante a corrente máxima de carga a ser comutada, estaremos garantindo o pior caso, dado que é para a primeira comutação que o valor de E_0 é mínimo, significando com isso que é para esta condição que dispomos de menor energia armazenada para efetuar a comutação do tiristor principal. Pela Fig. III.10 pode-se acompanhar a evolução no tempo da corrente de comutação e da tensão sobre o capacitor, para algumas comutações seguidas.

A determinação de L e C tem seu início quando arbitramos valores para os fatores de qualidade Q_1 e Q_2 respectivamente para a primeira etapa do processo de comutação, e para o processo de carga.

A partir de Q_1 , através de (III.22), obtemos o valor de I_{LM} que determina a mínima carga necessária ao capacitor para que a comutação dos tiristores principais, determinada pelos parâmetros t_b e I_{LM} seja realizada.

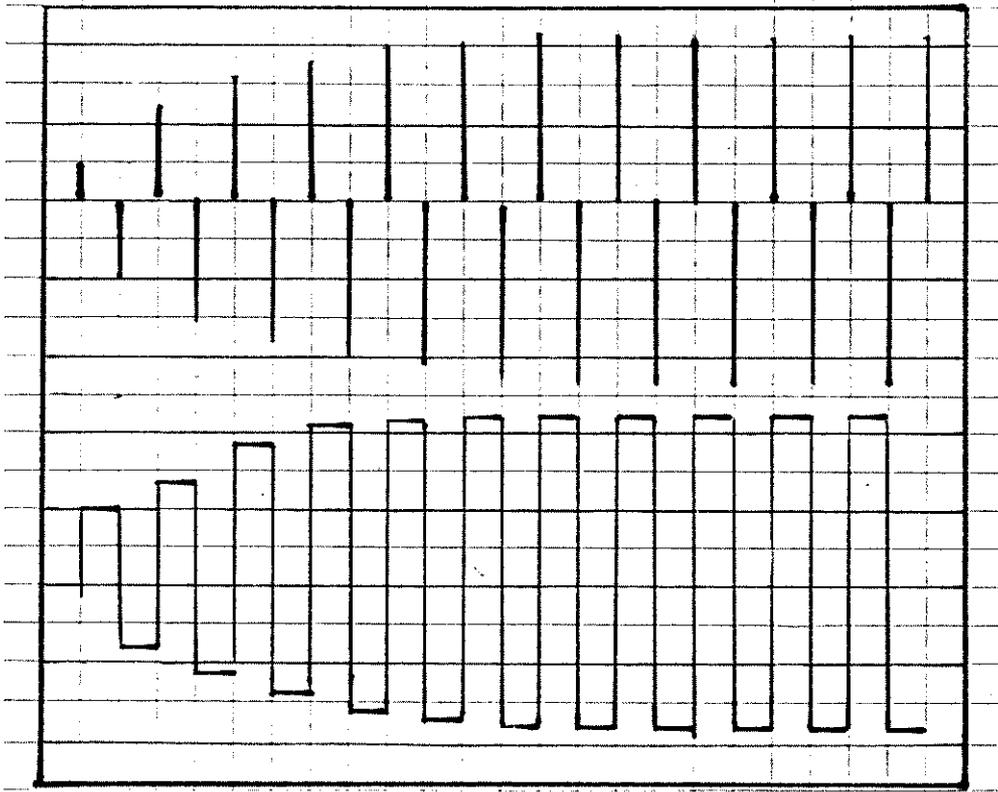


Fig. III.10 - Observação experimental da evolução das variáveis $i_c(t)$ e $v_c(t)$ em MLP

Traço superior: corrente do processo de carga ($i < 0$) e corrente do processo de comutação ($i > 0$); 10A/div.

Traço inferior: tensão no processo de carga ($v > 0$) e no processo de comutação ($v < 0$); 100v/div

Este procedimento de projeto deve ser iterativo, pois ao arbitrarmos valores para Q_1 e Q_2 , precisamos no final do processo verificar se os mesmos são adequados. Fisicamente para este circuito, o parâmetro que pode ser estimado com maior precisão é a resistência do circuito. Se considerarmos que o capacitor de comutação e o indutor possuem baixas perdas, a resistividade do circuito será devida principalmente às junções dos semicondutores e à sua fiação. Assim sendo, podemos a priori, estimar com certa precisão qual é a componente resistiva do circuito. Desta forma, o processo iterativo de projeto referido acima será completado quando, de posse dos valores calculados para L e C e dos valores de Q_1 e Q_2 arbitrados, calcularmos os valores de r_{p1} e r_{p2} correspondentes e os compararmos com os valores estimados e/ou medidos experimentalmente; dependendo do desvio final, decidiremos ir para uma nova iteração arbitrando novos valores para Q_1 e Q_2 .

Na verdade, seria conveniente que o desenvolvimento do projeto fosse feito em função de parâmetros experimentalmente mensuráveis, quais sejam: r_{p1} e r_{p2} . Contudo tal procedimento acarretaria um equacionamento mais complexo. Por esta razão, preferimos deixar r_{p1} e r_{p2} implícitos em Q_1 e Q_2 e utilizar uma solução numérica.

III.3. SIMULAÇÃO ANALÓGICA

Como vimos anteriormente, a determinação dos parâmetros L e C para o circuito de comutação, exige um pouco de cálculo iterativo que pode ser em alguns casos bastante trabalho, bem como a análise do comportamento do circuito, principalmente em operação utilizando MLP.

Por esta razão, decidimos utilizar simulação analógica. Através dela, não somente podemos analisar o comportamento do circuito em transitórios ou em regime, como podemos facilmente verificar as influências de alterações nos parâmetros do circuito, o que num circuito real seria muito difícil, devido principalmente ao nível de potência mais elevado que estamos interessados em controlar.

Para fins de simulação, identificaremos 4 fases distintas que são:

- 1ª - carga inicial do capacitor de comutação.
- 2ª - condução de Ta1 e D1 (onde se dá a comutação de T1)-
- 3ª - descarga do capacitor à corrente constante.
- 4ª - condução de D2 e término do processo de comutação.

As equações diferenciais para cada fase são dadas abaixo:

$$\text{Fase 1} - D^2 i_{c,k} = - \frac{r_{p2}}{L} D i_{c,k} - \frac{1}{LC} i_{c,k}$$

$$\text{Condições iniciais, para uma comutação } k \text{ qualquer} \left\{ \begin{array}{l} i_{c,k}(0) = 0 \\ D i_{c,k}(0) = \frac{E_d + E_2(k-1)}{L} \end{array} \right.$$

$$\text{Fase 2} - D^2 i_{c,k} = - \frac{r_{p1}}{L} D i_{c,k} - \frac{1}{LC} i_{c,k}$$

$$\text{Condições iniciais} \left\{ \begin{array}{l} i_{c,k}(t_0) = 0 \\ D i_{c,k}(t_0) = - \frac{E_0(k)}{L} \end{array} \right.$$

$$\text{Fase 3} - i_{c,k} = I_L$$

$$\text{se } v_{C,k}(t_2) < E_d + r_{p1} I_L$$

$$\text{Fase 4} - D^2 i_{c,k} = - \frac{r_{p2}}{L} D i_{c,k} - \frac{1}{LC} i_{c,k}$$

$$\text{condições iniciais} \left\{ \begin{array}{l} i_{c,k}(t_2') = I_L \\ D i_{c,k}(t_2') = \frac{E_d - v_{C,k}(t_2') - r_{p1} I_L}{L} \end{array} \right.$$

O programa realizado é mostrado na Fig. III.11 e na Fig. III.12 os sinais de controle.

III.4. DIMENSIONAMENTO DO CIRCUITO DE COMUTAÇÃO

Para o dimensionamento do circuito de comutação algumas características da carga a ser alimentada pelo inversor precisam ser conhecidas.

No presente caso, nossa carga é um motor de indução com rotor em gaiola e, como visto no equacionamento anterior, a característica da carga que realmente nos interessa para o dimensionamento é a máxima corrente de carga I_{LM} que deve ser comutada, e, indiretamente, outra característica a ser considerada, que determina

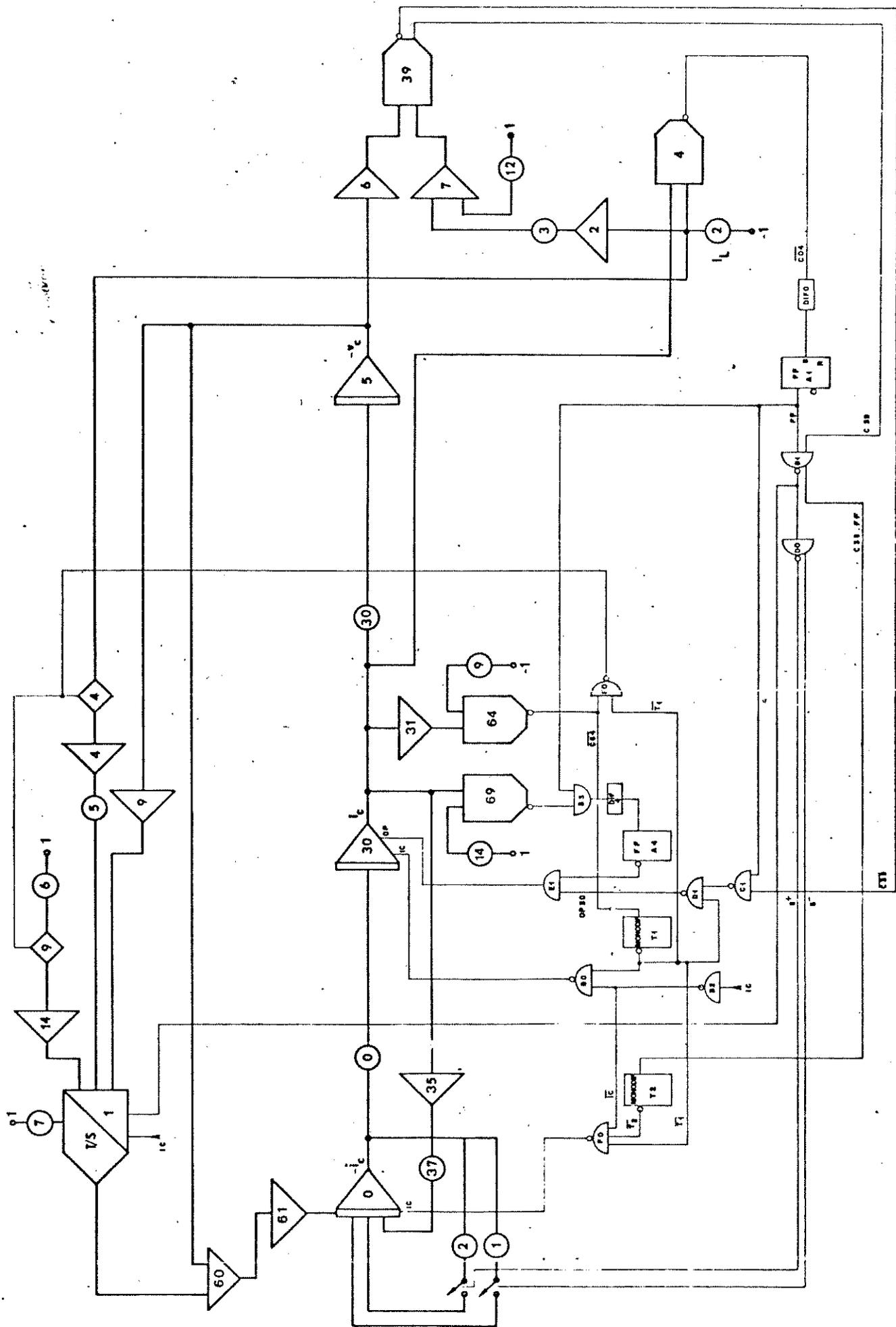
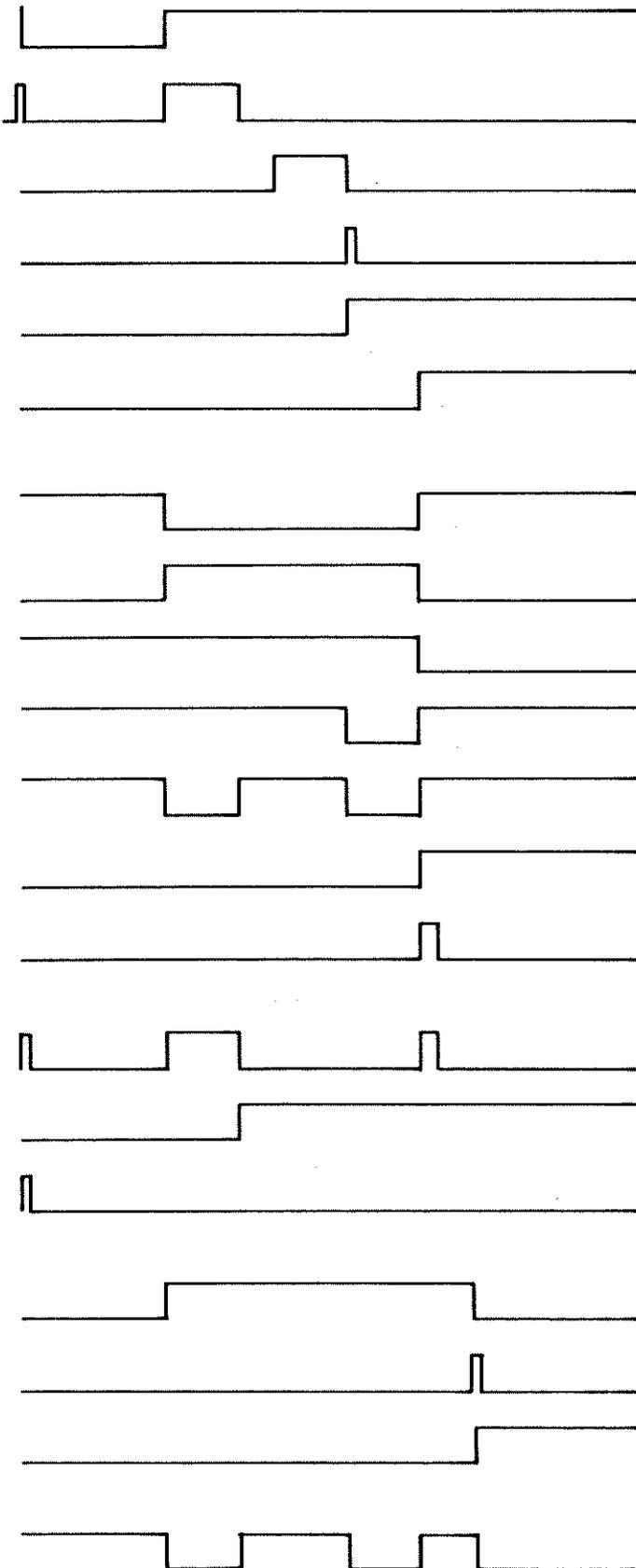
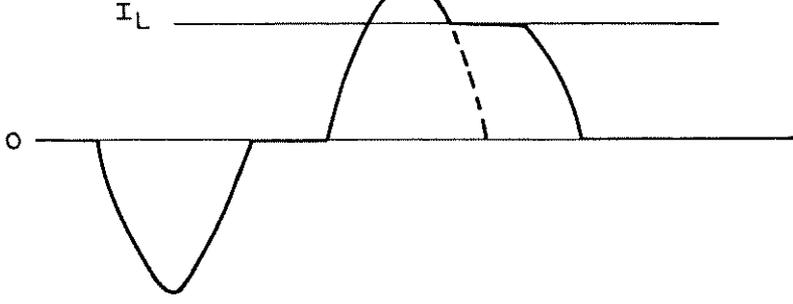


Fig. III.11 - Simulação analógica



$\overline{C64}$

MONO DIF $\tau 1 + IC \rightarrow IC 30$

C04

DIF ($\overline{C04}$) \rightarrow SET FF A1

FF A1

C39

C64 ou C39.FFA1 $\rightarrow S^+$

$\overline{C64}$ ou C39.FFA1 $\rightarrow S^-$

C39.FFA1 $\rightarrow T(T/S)$

FFA1.C39

MONODIF $\tau 1 + \overline{FFA1.C39}$

FFA1.C39

MONODIF $\tau 2 (FFA1.C39)$

ICcomp + $\tau 1 + 2 \rightarrow IC \infty$

$\overline{C64} \cdot \tau 1 \rightarrow CH(09 e 04)$

IC \rightarrow reset FFA1

C69

DIF69.FF1 \rightarrow SET FFA3

FF A3 IC \rightarrow RESET

$\tau 1 + \overline{FF.39} + \overline{FFA4} \rightarrow OP3$

Fig. III.12 - Sinais de controle da simulação analógica

$$r_{p1} = 0,48 \Omega ,$$

$$r_{p2} = 0,84 \Omega .$$

Na tabela abaixo, mostramos o processo iterativo adotado na obtenção dos valores de L e C, no qual a partir de valores arbitrados para Q_1 e Q_2 , determinamos o argumento ϕ , a tensão $E_0(1)$, L e C. Com estes valores, calculamos r'_{p1} e r'_{p2} e dependendo dos valores $\Delta r_{p1} = r_{p1} - r'_{p1}$ e $\Delta r_{p2} = r_{p2} - r'_{p2}$, alteramos os valores de Q_1 e Q_2 em ΔQ_1 e ΔQ_2 , respectivamente, dando continuidade ao processo que se encerra quando Δr_{p1} e Δr_{p2} tenderem a um valor de erro ϵ_r pré-estabelecido.

Q_1	Q_2	ϕ (rad)	$E_0(1)$ (V)	L (μ H)	C (μ F)	r'_{p1} (Ω)	r'_{p2} (Ω)	Δr_{p1} (Ω)	Δr_{p2} (Ω)	ΔQ_1	ΔQ_2
15	10	1,738	489,6	102,1	8,1	0,24	0,36	0,24	0,48	-5	-2
10	8	1,747	480,8	98,1	8,3	0,34	0,43	0,14	0,41	-2	-2
8	6	1,755	467,0	93,5	8,6	0,41	0,55	0,07	0,29	-1	-2
7	4	1,760	441,7	87,5	9,2	0,44	0,77	0,04	0,07	-1	-0,5
6	3,5	1,765	452,2	83,0	9,6	0,51	0,88	-0,03	-0,04	+0,5	+0,5
6,5	4,0	1,762	441,7	86,3	9,2	0,47	0,77	0,01	0,07	-0,2	-0,4
6,3*	3,6*	1,763*	433,9*	85,2*	9,4*	0,48*	0,84*	0,00	0,00	-	-

Finalmente obtemos os seguintes valores para o circuito de comutação:

$$Q_1 = 6,3$$

$$Q_2 = 3,6$$

$$L = 85,2 \mu\text{H}$$

$$C = 9,4 \mu\text{F}$$

Com estes dados, podemos analiticamente e pela simulação analógica, determinar as variáveis do circuito de comutação em função da máxima corrente de carga a ser comutada.

o valor da tensão c.c. de alimentação, é a tensão de alimentação da máquina. A impedância da carga, em termos do projeto do circuito de comutação não necessita ser levada em conta neste dimensionamento, apenas a fato de que a carga deve ser o suficientemente indutiva para que I_L possa ser considerada constante durante o intervalo de comutação.

A princípio, a carga a ser alimentada é um motor de indução trifásico com rotor em gaiola, de média potência 20 cv. Determinaremos agora qual deve ser a capacidade de corrente do inversor sabendo-se que a alimentação do motor será feita em 220V.

Características principais da máquina (WEG - Motores Trifásicos):

- a) rendimento $\eta = 75\%$ (3600 rpm)
- b) fator de potência $\cos \phi = 0,88$
- c) Número de polos = 2
- d) tensão de alimentação = 220V (estrela)
- e) corrente nominal de linha = 43.4 A
- f) corrente de rotor travado = 457 A

A corrente de rotor travado é aproximadamente 8 vezes o valor da corrente nominal, condição esta muito severa, tanto para o motor, quanto para o inversor.

Por esta razão, limitaremos a máxima corrente de carga I_{LM} em 2 vezes a corrente nominal.

Os parâmetros utilizados no projeto são:

- a) máxima corrente de carga a ser comutada, $I_{LM} = 87$ A
- b) tensão de alimentação c.c., de um banco de 22 baterias chumbo-ácidas (12V), $E_d = 264$ V
- c) tempo de desligamento dos tiristores, $t_q = 25\mu s$, sendo $t_b = 2t_q = 50\mu s$.

Após as primeiras montagens, medimos os valores de r_{p1} e r_{p2} , obtendo:

Pela simulação (linha tracejada) determinamos a variação de E_0/E_d , E_2/E_d , $\omega_1 t_2/\pi$ e $\omega_2 t_4/\pi$ em função de I_L/I_M . A partir das equações do modelo anteriormente proposto, determinamos (linha cheia) a variação de E_0/E_d , E_1/E_d , E_2/E_d , XI_L/E_d , $\omega_1 t_2/\pi$ e $\omega_2 t_4/\pi$ em função de I_L/I_M ; pelo modelo apresentado por McMurray (1964) (linha traço-ponto) determinamos os mesmos parâmetros anteriores, todos para uma única comutação, vistos na Fig. III.13.

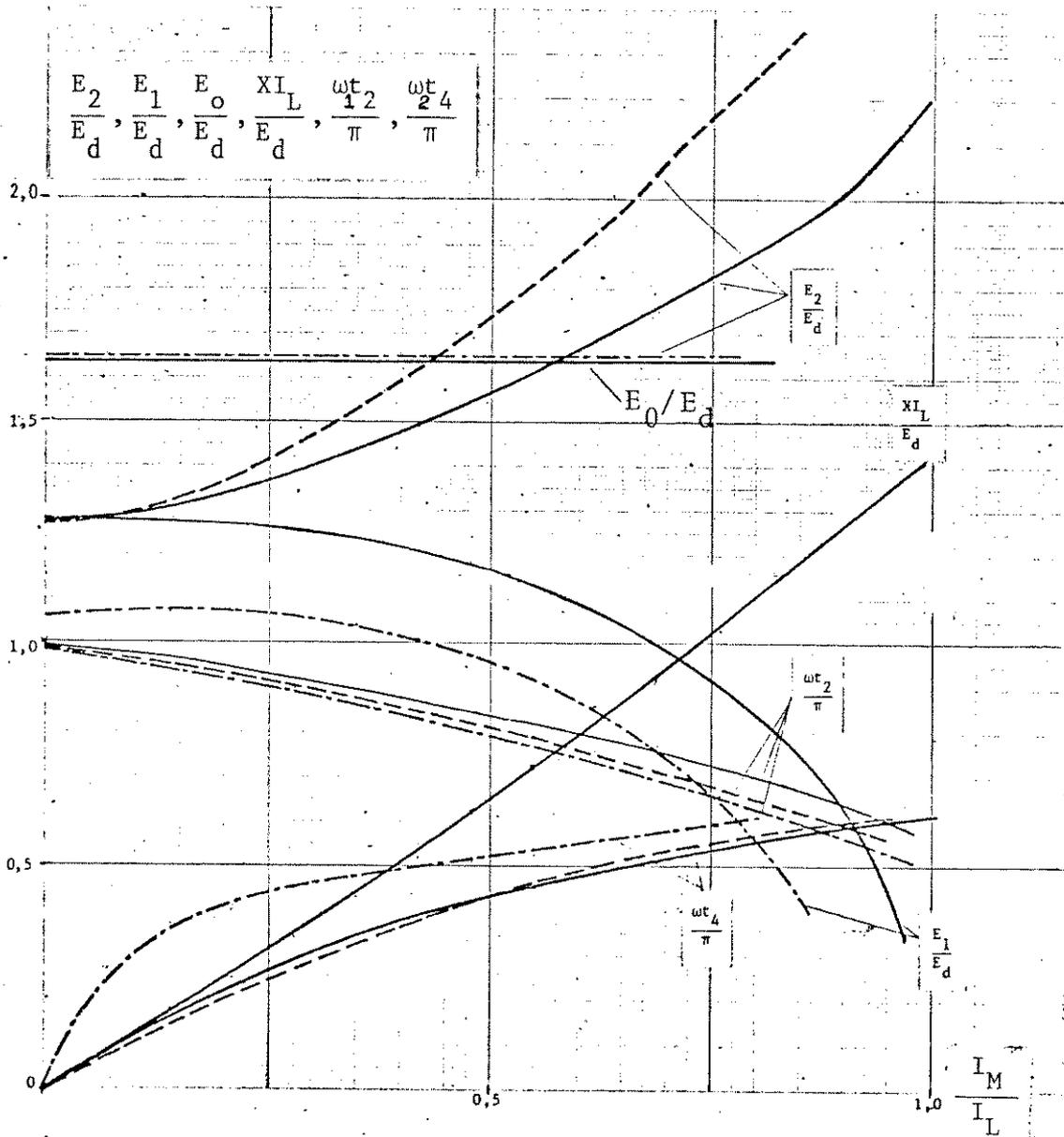


Fig. III.13 - Variáveis do circuito de comutação em função de I_L/I_M

Quanto aos resultados acima expostos, o que mais se evidencia é a diferença obtida entre o modelo aqui proposto e o proposto por McMurray (1964); observa-se que o modelo aqui apresentado acompanha mais de perto os resultados obtidos pela simulação.

A diferença entre os modelos, reside principalmente no fato de que McMurray (1964) supõe valores altos para os fatores de qualidades do circuito, aliás, ele utiliza apenas um valor para o fator de qualidade, tanto no processo de carga quanto nas duas etapas do processo de comutação, em seu modelamento; isto nos levou a considerar um valor médio entre Q_1 e Q_2 para este modelo na obtenção dos dados da Fig. III.13. Outra consideração feita, é de que a tensão final E_2 , após a comutação, tem o mesmo valor da tensão no início do processo, E_0 , o que analítica e experimentalmente não é observado.

A faixa de variação para a relação I_L/I_M vai de zero até no máximo o valor dado por (III.19), que seria o valor ideal para esta relação, uma vez que o valor do argumento ϕ é menor que $\omega_1 t_b$ para valores acima de I_{LM} , o que na prática leva a um comprometimento do processo de comutação. Neste projeto o valor máximo seguro para a relação I_L/I_M é 0,6. Na prática pode-se trabalhar com valores maiores do que este para a relação I_L/I_M , pois um fator de segurança de 100% foi utilizado na obtenção do tempo de bloqueio t_b a partir do tempo de desligamento t_q do tiristor. No entanto, é conveniente lembrar que o tempo de desligamento dos tiristores aumenta com o aumento da corrente direta, podendo o fator de segurança não ser mais eficiente, acarretando uma indesejável falha de comutação.

Pelos dados obtidos na Fig. III.13, vemos que E_0/E_d permanece constante, por ser ela apenas função do fator Q_2 para a primeira comutação.

Observa-se também que quanto maior a corrente I_L , mais lento o circuito se torna, sendo a duração do processo de comutação obtido da soma das variáveis $\omega_1 t_2$ e $\omega_2 t_4$; que cresce com I_L .

A variável que possui um crescimento mais acentuado com I_L é E_2 , chegando a quase duas vezes a tensão da fonte, o que exige cuidados com sobre-tensões.

Considerando-se operação em MLP, apresentamos na Fig. III.14, com os dados utilizados na obtenção da Fig. III.13, a variação de $E_0(n)$, $E_1(n)$, $E_2(n)$, $I_M(n)$, $\omega_1 t_2(n)$ e $\omega_2 t_4(n)$ em função do número n de comutações realizadas para um mesmo tiristor principal.

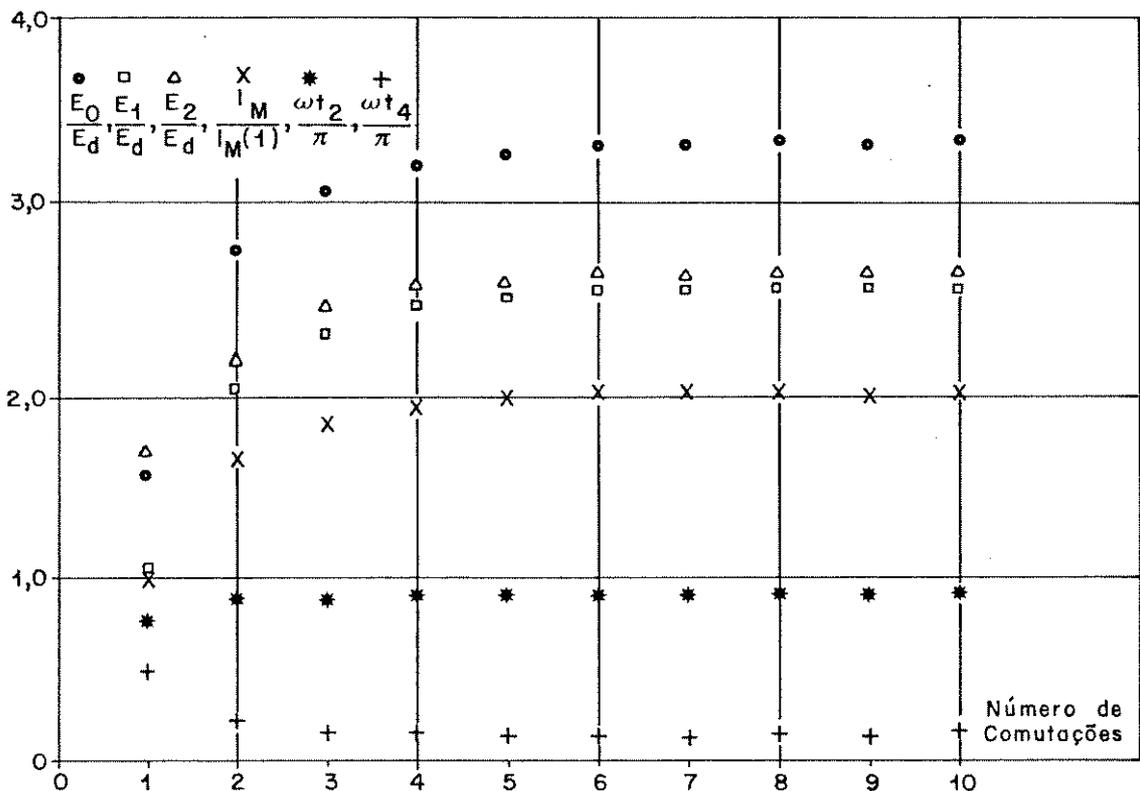


Fig. III.14 - Variáveis do circuito de comutação em função do número de comutações em operação por MLP

Na Fig. III.15 são apresentados os valores de C e L otimizados para o modelo aqui proposto (linha cheia) e o apresentado por McMurray (1964) (linha tracejada), em função do máximo valor de corrente de carga a ser comutada: I_{LM} , tendo $Q_1=6,3$ como parâmetro.

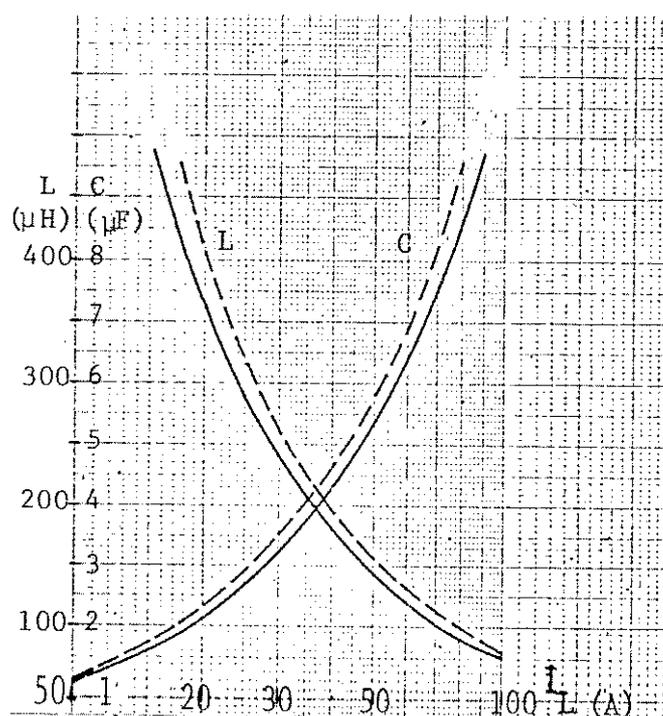


Fig. III.15 - Valores de L e C em função de I_{LM}

III.5. CONCLUSÕES

Apresentamos neste capítulo a análise de um circuito de comutação forçada, com um circuito ressonante L-C sêrie, na qual nos preocupamos em determinar um modelo matemático mais exato do que os apresentados nas referências citadas.

Com o modelo apresentado determina-se com maior precisão o comportamento do circuito de comutação, o que permite que o projeto, tanto deste circuito quanto do circuito principal de potência, seja realizado de forma a otimizar os componentes utilizados. É ele baseado num método estrutural de análise, onde de uma etapa a outra do processo de comutação, é realizado um chaveamento de estruturas com parâmetros próprios a cada uma delas. Procurou-se dar um tratamento à análise no sentido de se efetuar aproximações somente quando necessárias, permitindo que se pudesse utilizar valores baixos para os fatores de qualidade, Q_1 e Q_2 - na faixa de 3 a 10, valores normalmente encontrados experimentalmente.

Os valores escalonados \bar{C} e \bar{L} , em relação às bases $C_B = t_b I_L / E_0$ e $L_B = t_b E_0 / I_L$, obtidos pelo modelo proposto por McMurray e pelo aqui proposto, em função do fator Q_1 , são apresentados na Fig. III.16. Observa-se que a maior diferença está no valor da capacitância, que apresenta desvios de até 20% na faixa de 3 a 7 para o fator de qualidade Q_1 . Quanto à indutância, o desvio entre os modelos se torna mais acentuado para valores altos de Q_1 .

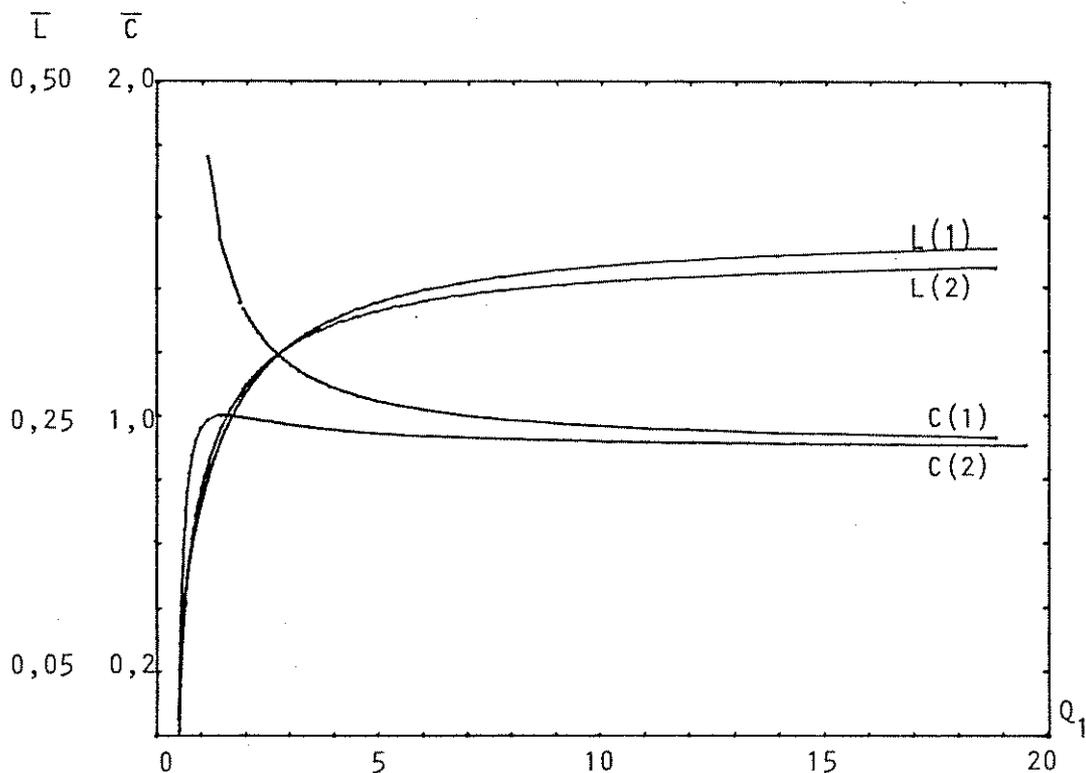


Fig. III.16 - \bar{L} e \bar{C} em função de Q_1
L(1), C(1) - mod. McMurray
L(2), C(2) - mod. proposto

Destes dados e os da Fig. III.15 constata-se que pelo modelo aqui apresentado, obtêm-se valores de L e C mais otimizados.

A análise feita do circuito quando em operação por MLP revela que passa a existir uma saturação no crescimento das variáveis E_0/E_d , E_2/E_d , $I_M/I_M(1)$ ($I_M(1)$ sendo a corrente de pico de comutação para a primeira comutação, quando o número n de comutações

aumenta, sendo elas variáveis importantes na determinação das características dos tiristores, diodos, capacitores, indutores e circuitos de proteção. As variáveis $\omega_1 t_2 / \pi$ e $\omega_2 t_4 / \pi$, também sofrem uma saturação com o aumento do número de comutações, tendendo $\omega_1 t_2$ para π e $\omega_2 t_4$ para zero, o que significa que após vários chaveamentos a duração do processo de comutação tende a permanecer constante.

A simulação analógica, assim como os resultados experimentais obtidos, mostrados no capítulo seguinte, vieram a comprovar a qualidade do modelo proposto, sendo a simulação um excelente recurso para novos projetos.

Este modelo pode ainda ser melhorado, evitando-se a aproximação feita na obtenção da variável $\omega_1 t_1$, o que nos leva a um problema de programação não-linear, abordado no capítulo seguinte.

CAPÍTULO IV

PROJETO ÓTIMO DO CIRCUITO DE COMUTAÇÃO
VIA PROGRAMAÇÃO MATEMÁTICA

IV.1. INTRODUÇÃO

O problema de projeto de um inversor com comutação forçada, apresenta originalmente por McMurray (1964), foi reelaborado no Capítulo III, de onde obtêm-se resultados analíticos muito mais próximos aos experimentais do que no estudo original. Neste capítulo, retomamos este problema com o objetivo de obtenção de soluções analíticas que levem em conta restrições práticas importantes, via programação matemática. São desenvolvidos dois problemas não lineares: no primeiro, apenas restrições de igualdade são tratados, enquanto que no segundo também são consideradas restrições de desigualdade para as variáveis de comutação.

A comparação destes métodos com outros existentes na bibliografia mostra a validade e a utilidade dos mesmos. O critério de projeto adotado é, mais uma vez, o de minimizar a capacitância e indutância do circuito de comutação, sendo as restrições de desigualdade desenvolvidas a partir das limitações impostas pelas características dos semicondutores e demais componentes do circuito.

McMurray (1964) não só ressalta que o ponto crucial para circuitos conversores cc-ca utilizando tiristores é o método de comutação - processo de mudança do estado de condução para o de bloqueio, como propõe um circuito e um método de projeto, bem como procura reduzir grandemente o tamanho de seus componentes.

Tal solução foi reestudada por Klaassens (1973), que conseguiu realizar cálculos mais acurados dos valores críticos; Moreira, J.C.; Bottura, C.P. e Palhares, A.G.B. (1982) retomam este problema e obtêm através de um modelamento mais acurado, uma solução onde os valores dos componentes, pode-se dizer, são melhor dimensionados. Contudo, o projeto destes circuitos quando feito analiticamente ainda pode ser realizado de forma mais acurada e ótima se certas restrições impostas pelo próprio modelo do circuito e também pelos valores limites das características dos seus componentes, forem considerados durante o projeto.

Tendo isto em mente, neste capítulo desenvolveremos primeiramente um projeto via programação não linear, onde apenas uma

restrição de igualdade, que surge naturalmente, é considerada; com isso já se obtêm resultados melhores do que os citados acima. Posteriormente, desenvolvemos um projeto via programação não-linear onde também são tratadas restrições de desigualdade que se tomam em conta no projeto analítico do inversor levam, como concluímos neste capítulo, a um melhor projeto ótimo, não só do circuito de comutação como também do circuito principal.

O circuito inversor, analisado anteriormente, é aqui re apresentado na Fig. IV.1, assim como as principais variáveis do processo de comutação na Fig. IV.2.

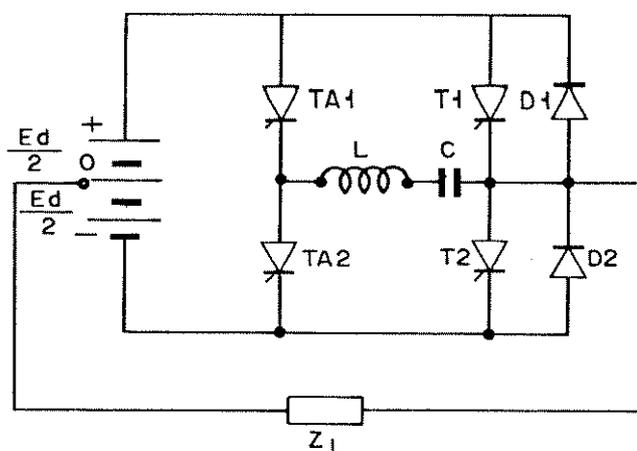


Fig. IV.1 - Circuito Inversor Monofásico

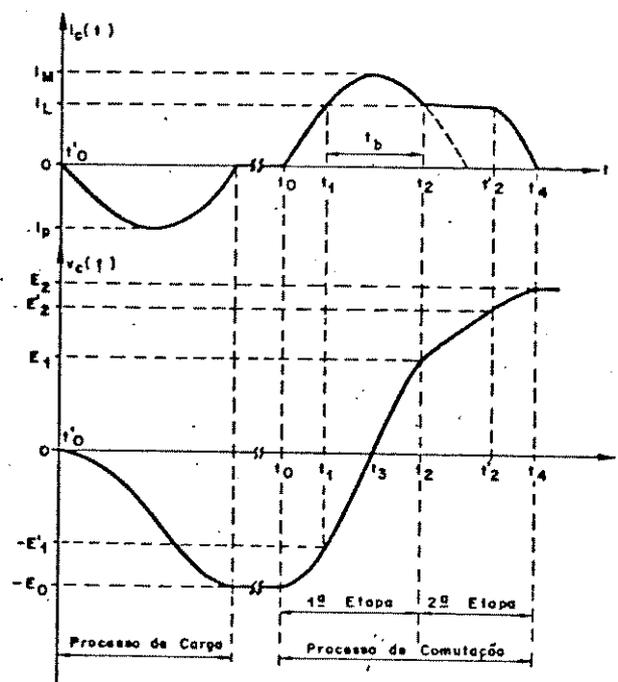


Fig. IV.2 - Processos de Carga e de Comutação

IV.2. UM MÉTODO DE PROJETO

Para um dado critério de projeto escolhido para uma topologia particular de um conversor, há necessidade de se garantir que as variáveis de comutação estejam restritas a uma região de operação determinada pelas características dos componentes do circuito de comutação e do circuito principal. Caso estas restrições não sejam obedecidas, poderão resultar sobrecorrentes ou sobre tensões ou valores inadequados de frequência de comutação, que podem comprometer o desempenho do sistema.

Dada uma topologia, muitos critérios de projeto podem ser estabelecidos tais como a minimização do valor máximo da corrente ou tensão durante a comutação, minimização de perdas, maximização da frequência de comutação ou ainda o critério que adota mos neste trabalho qual seja: minimização da carga do capacitor de comutação, o que permite a obtenção de um valor otimizado tanto para o capacitor quanto para o indutor; componentes que contribuem com uma parcela considerável tanto no custo quanto no volume e peso do sistema.

O modelo desenvolvido no Capítulo III, era baseado numa aproximação da variável de comutação $\omega_1 t_1$, dada em função do argumento ϕ :

$$\omega_1 t_1 = \frac{\pi - \phi}{2}$$

Tal aproximação é válida e como já dito, o erro cometido na determinação da variável $\omega_1 t_1$ é menor que 15%, para valores de Q_1 maiores do que 3. Ela justificava-se anteriormente, uma vez que o interesse principal estava na obtenção de um método de projeto sem imposição de restrições às variáveis de comutação. Contudo, tal procedimento leva a um projeto sub-ótimo, apesar do melhoramento no modelamento do circuito de comutação do inversor. Para um projeto ótimo, há necessidade de se introduzir restrições e para tanto a busca de um modelamento ainda mais exato se faz necessária.

Pela Fig. IV.3 vê-se que a variável ϕ pode ser descrita por:

$$\phi = \omega_1 t_2 - \omega_1 t_1 \quad (IV.1)$$

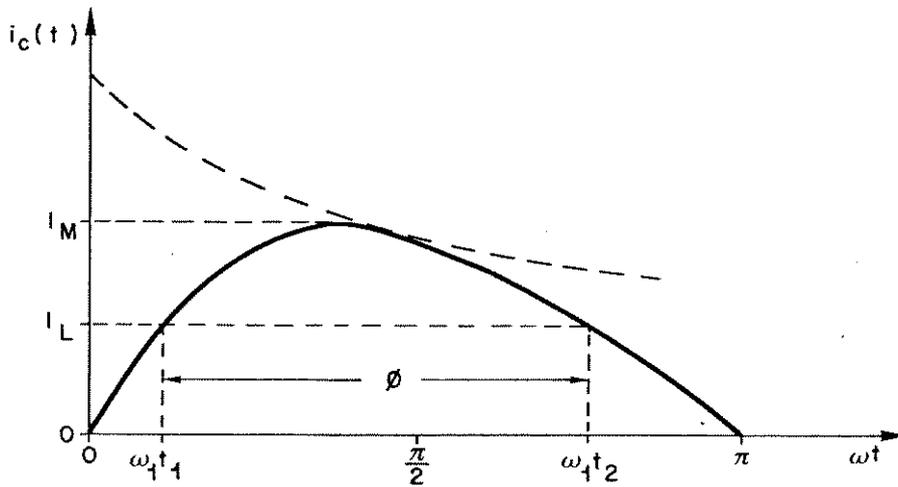


Fig. IV.3 - Corrente de comutação com amortecimento

Assim, a relação entre a máxima corrente de comutação I_M e a máxima corrente de carga a ser comutada I_L , dada em (III.19), agora é dada por:

$$\frac{I_M}{I_L} = \frac{1}{\text{sen } \omega_1 t_1 \exp\left(-\frac{\omega_1 t_1}{\sqrt{(2Q_1)^2 - 1}}\right)} \quad (IV.2)$$

para $0 \leq \omega_1 t_1 < \frac{\pi}{2}$

De (III.20) e (IV.1), obtemos a carga q adquirida pelo capacitor durante o processo de carga, em função das variáveis $\omega_1 t_1$ e $\omega_1 t_2$, sendo Q_1 , t_b e I_{LM} parâmetros de projeto.

$$q = \frac{2 I_{LM} t_b [(2Q_1)^2 - 1]}{(\omega_1 t_2 - \omega_1 t_1) \text{sen } \omega_1 t_1 \exp\left(-\frac{\omega_1 t_1}{\sqrt{(2Q_1)^2 - 1}}\right) (2Q_1)^3} \left[-\exp\left(-\frac{t_b^{-1} (2Q_1)^2 - 1}{\sqrt{(2Q_1)^2 - 1}}\right) + Q_1 \right] \quad (IV.3)$$

O problema de minimizar $q(\omega_1 t_1, \omega_1 t_2)$ traduz-se em maxi

mizar a função $f(\omega_1 t_1, \omega_1 t_2)$ dada por:

$$f(\omega_1 t_1, \omega_1 t_2) = (\omega_1 t_2 - \omega_1 t_1) \operatorname{sen} \omega_1 t_1 \exp\left(-\frac{\omega_1 t_1}{\sqrt{(2Q_1)^2 - 1}}\right) \quad (\text{IV.4})$$

A primeira restrição que surge naturalmente no problema é de igualdade e vem da necessidade de ser a equação (IV.2) satisfeita também para $\omega_1 t_2$, ou seja:

$$\frac{I_M}{I_L} = \frac{1}{\operatorname{sen} \omega_1 t_1 \exp\left(-\frac{\omega_1 t_1}{\sqrt{(2Q_1)^2 - 1}}\right)} = \frac{1}{\operatorname{sen} \omega_1 t_2 \exp\left(-\frac{\omega_1 t_2}{\sqrt{(2Q_1)^2 - 1}}\right)}$$

ou ainda

$$h(\omega_1 t_1, \omega_1 t_2) = \frac{\operatorname{sen} \omega_1 t_1 \exp\left(-\frac{\omega_1 t_1}{\sqrt{(2Q_1)^2 - 1}}\right)}{\operatorname{sen} \omega_1 t_2 \exp\left(-\frac{\omega_1 t_2}{\sqrt{(2Q_1)^2 - 1}}\right)} - 1 = 0 \quad (\text{IV.5})$$

Das equações (IV.4) e (IV.5) podemos formular o primeiro problema de programação não-linear a ser resolvido:

$$\left\{ \begin{array}{l} \max f(\omega_1 t_1, \omega_1 t_2) \\ \text{s.a. } h(\omega_1 t_1, \omega_1 t_2) = 0 \\ \text{com } 0 \leq \omega_1 t_1 < \frac{\pi}{2} \quad \text{e} \quad \frac{\pi}{2} < \omega_1 t_2 \leq \pi \end{array} \right. \quad (\text{IV.6})$$

Sendo $f(\omega_1 t_1, \omega_1 t_2)$ e $h(\omega_1 t_1, \omega_1 t_2)$ contínuas e diferenciáveis nos intervalos definidos por $\omega_1 t_1$ e $\omega_1 t_2$ e sendo $\frac{\pi}{2}$, $\omega_1 t_1$ uma solução factível para o problema, então existe um escalar v tal que:

$$\nabla L(\overline{\omega_1 t_1}, \overline{\omega_1 t_2}, v) = \nabla f(\overline{\omega_1 t_1}, \overline{\omega_1 t_2}) - v \nabla h(\overline{\omega_1 t_1}, \overline{\omega_1 t_2}) = 0$$

ou seja

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial L(\overline{\omega_1 t_1}, \overline{\omega_1 t_2})}{\partial \overline{\omega_1 t_1}} = \frac{\partial f(\overline{\omega_1 t_1}, \overline{\omega_1 t_2})}{\partial \overline{\omega_1 t_1}} - v \frac{\partial h(\overline{\omega_1 t_1}, \overline{\omega_1 t_2})}{\partial \overline{\omega_1 t_1}} = 0 \\ \frac{\partial L(\overline{\omega_1 t_1}, \overline{\omega_1 t_2})}{\partial \overline{\omega_1 t_2}} = \frac{\partial f(\overline{\omega_1 t_1}, \overline{\omega_1 t_2})}{\partial \overline{\omega_1 t_2}} - v \frac{\partial h(\overline{\omega_1 t_1}, \overline{\omega_1 t_2})}{\partial \overline{\omega_1 t_2}} = 0 \\ \frac{\partial L(\overline{\omega_1 t_1}, \overline{\omega_1 t_2})}{\partial v} = h(\overline{\omega_1 t_1}, \overline{\omega_1 t_2}) = 0 \end{array} \right.$$

Derivando as expressões, chegamos a

$$\left\{ \begin{array}{l} (\overline{\omega_1 t_2} - \overline{\omega_1 t_1}) \cos \overline{\omega_1 t_1} + \left(\frac{\overline{\omega_1 t_1} - \overline{\omega_1 t_2}}{\sqrt{(2Q_1)^2 - 1}} - 1 \right) \sin \overline{\omega_1 t_1} - v \left[\frac{\sqrt{(2Q_1)^2 - 1} \cos \overline{\omega_1 t_1} - \sin \overline{\omega_1 t_1}}{\sin^2 \overline{\omega_1 t_2} \sqrt{(2Q_1)^2 - 1} \exp\left(-\frac{\overline{\omega_1 t_2}}{\sqrt{(2Q_1)^2 - 1}}\right)} \right] = 0 \\ \sin \overline{\omega_1 t_1} - v \left[\frac{\sin \overline{\omega_1 t_1} \cos \overline{\omega_1 t_2} (1 - \sqrt{(2Q_1)^2 - 1})}{\sin^2 \overline{\omega_1 t_2} \sqrt{(2Q_1)^2 - 1} \exp\left(-\frac{\overline{\omega_1 t_2}}{\sqrt{(2Q_1)^2 - 1}}\right)} \right] = 0 \\ \sin \overline{\omega_1 t_1} \exp\left(-\frac{\overline{\omega_1 t_1}}{\sqrt{(2Q_1)^2 - 1}}\right) - \sin \overline{\omega_1 t_2} \exp\left(-\frac{\overline{\omega_1 t_2}}{\sqrt{(2Q_1)^2 - 1}}\right) = 0 \end{array} \right. \quad (IV.7)$$

Determinando-se por (IV.7) os valores $\overline{\omega_1 t_1}$ e $\overline{\omega_1 t_2}$ que satisfazem o problema (IV.6) para I_{LM} , pode-se calcular os valores otimizados de Γ e τ , obtidos a partir de (III.25) e (III.26), dados por:

$$\Gamma = \frac{E_0 t_b}{I_{LM} (\overline{\omega_1 t_2} - \overline{\omega_1 t_1})} \sin \overline{\omega_1 t_1} \exp\left(-\frac{\overline{\omega_1 t_1}}{\sqrt{(2Q_1)^2 - 1}}\right) \quad (IV.8)$$

$$\bar{c} = \frac{I_{LM} t_b}{E_0 (\overline{\omega_1 t_2} - \overline{\omega_1 t_1})} \frac{[(2Q_1)^2 - 1]}{(2Q_1)^2 \operatorname{sen} \overline{\omega_1 t_1} \exp\left(-\frac{\overline{\omega_1 t_1}}{\sqrt{(2Q_1)^2 - 1}}\right)} \quad (IV.9)$$

Obtidas a partir de (III.36) a (III.42), as relações envolvendo as variáveis do circuito de comutação, uma n -ésima comutação são dadas por:

$$E_0(n) = - \left[E_d + (E_d + E_2(n-1)) \exp\left(-\frac{\pi}{\sqrt{(2Q_2)^2 - 1}}\right) \right] \quad (IV.10)$$

$$E_1(n) = E_0(n) \exp\left(-\frac{\omega_1 t_2(n)}{\sqrt{(2Q_1)^2 - 1}}\right) \cos \omega_1 t_2(n) \quad (IV.11)$$

$$X_{I_L}(n) = E_0(n) \exp\left(-\frac{\omega_1 t_2(n)}{\sqrt{(2Q_1)^2 - 1}}\right) \operatorname{sen} \omega_1 t_2(n) \quad (IV.11)$$

$$\omega_2 t_4(n) = \operatorname{arc} \operatorname{cotg} \left(\frac{E_1(n) - E_d}{X_{I_L}(n)} \right) \quad (IV.13)$$

e $\omega_1 t_2(n)$ é solução da equação

$$\operatorname{sen} \omega_1 t_2(n) \exp\left(-\frac{\omega_1 t_2(n)}{\sqrt{(2Q_1)^2 - 1}}\right) = \frac{I_L(n)}{I_M(n)} \quad (IV.14)$$

e finalmente

$$E_2(n) = E_d + [(X_{I_L} \operatorname{sen} \omega_2 t_4(n) - (E_d - E_1(n)) \cos \omega_2 t_4(n)] \exp\left(-\frac{\omega_2 t_4(n)}{\sqrt{(2Q_2)^2 - 1}}\right) \quad (IV.15)$$

IV.3. EXEMPLO DE PROJETO (I)

Como feito no Capítulo III, arbitra-se inicialmente valores para os fatores de qualidade Q_1 e Q_2 . A partir de Q_1 , pela solução do problema de maximização em (IV.6), desenvolvido em (IV.7) determina-se os valores ótimos $\overline{\omega_1 t_1}$ e $\overline{\omega_1 t_2}$. Com eles e com $E_0(1)$, calculado a partir de Q_2 e (IV.10), obtemos de (IV.8) e (IV.9) os valores otimizados \overline{L} e \overline{C} , para a indutância e capacitância do circuito de comutação. Pelo cálculo dos valores r'_{p1} e r'_{p2} e posterior comparação com os valores r_{p1} e r_{p2} , obtidos experimentalmente, de onde definimos $\Delta r_{p1} = r_{p1} - r'_{p1}$ e $\Delta r_{p2} = r_{p2} - r'_{p2}$, damos continuidade ou não ao processo iterativo de cálculo de \overline{L} e \overline{C} , arbitrando-se novos valores para Q_1 e Q_2 .

A seguir, mostramos um exemplo prático de projeto, onde por meio de uma série de iterações de um processo de cálculo numérico, busca-se a solução de (IV.7), chegando-se aos valores otimizados \overline{L} e \overline{C} . Os dados para o projeto são:

- corrente máxima a ser comutada, $I_{LM} = 87 \text{ A}$
- tempo de bloqueio, $t_b = 50 \mu\text{s}$
- tensão de alimentação, $E_d = 264 \text{ V}$
- perdas ôhmicas (estimativa experimental), $r_{p1} = 0,48 \Omega$
 $r_{p2} = 0,84 \Omega$

1ª iteração: $Q_1 = 7,0$
 $Q_2 = 5,0$

$\omega_1 t_1$	$\omega_1 t_2$	$h(\omega_1 t_1, \omega_1 t_2)$	$\frac{\partial L}{\partial \omega_1 t_1}$	$f(\omega_1 t_1, \omega_1 t_2)$	$\Delta \omega_1 t_1$
0,6000	2,4410	-0,0004	0,1728	0,9958	+0,5000
1,1000	1,9060	-0,0002	-1,9106	0,6639	-0,4500
0,6500	2,3850	-0,0010	-0,0633	1,0022	-0,0200
0,6300	2,4080	-0,0003	+0,0321	1,0013	+0,0100
0,6400	2,3970	-0,0003	-0,0145	1,0023	-0,0050
0,6350	2,4020	-0,0007	+0,0076	1,0015	+0,0020
0,6370	2,4020	+0,0008	+0,0035	1,0030	+0,0005
0,6375*	2,4010*	+0,0005*	+0,0001*	1,0028*	-

$$\bar{L} = 84,6\mu\text{H}$$

$$\bar{C} = 9,5\mu\text{F}$$

$$r'_{p1} = 0,43 \rightarrow \Delta r_{p1} = 0,05$$

$$r'_{p2} = 0,60 \rightarrow \Delta r_{p2} = 0,24$$

2ª iteração: $Q_1 = 6,5$

$$Q_2 = 4,0$$

$\omega_1 t_1$	$\omega_1 t_2$	$h(\omega_1 t_1, \omega_1 t_2)$	$\frac{\partial L}{\partial \omega_1 t_1}$	$f(\omega_1 t_1, \omega_1 t_2)$	$\Delta \omega_1 t_1$
0,6200	2,4120	+0,0005	0,0556	0,9926	+0,0050
0,6250	2,4060	+0,0002	0,0309	0,9930	+0,0050
0,6300	2,4000	-0,0001	0,0063	0,9933	+0,0010
0,6310	2,3990	0,0000	0,0018	0,9935	+0,0005
0,6315	2,3990	+0,0003	0,0008	0,9938	+0,0001
0,6316*	2,3989*	0,0003*	0,0004*	0,9939*	-

$$\bar{L} = 81,0\mu\text{H}$$

$$\bar{C} = 9,8\mu\text{F}$$

$$r'_{p1} = 0,44 \rightarrow \Delta r_{p1} = 0,04$$

$$r'_{p2} = 0,72 \rightarrow \Delta r_{p2} = 0,12$$

3ª iteração: $Q_1 = 6,3$

$$Q_2 = 3,6$$

$\omega_1 t_1$	$\omega_1 t_2$	$h(\omega_1 t_1, \omega_1 t_2)$	$\frac{\partial L}{\partial \omega_1 t_1}$	$f(\omega_1 t_1, \omega_1 t_2)$	$\Delta \omega_1 t_1$
0,6279	2,3980	-0,0005	0,0027	0,9891	+0,0001
0,6280	2,3980	-0,0004	0,0024	0,9892	+0,0002
0,6282	2,3980	-0,0003	0,0022	0,9894	+0,0004
0,6286	2,3980	0,0000	0,0013	0,9896	+0,0005
0,6291*	2,3980*	0,0004*	0,0003*	0,9900*	-

$$\bar{L} = 78,9 \mu\text{H}$$

$$\bar{C} = 10,1 \mu\text{F}$$

$$r'_{p1} = 0,44 \rightarrow \Delta r_{p1} = 0,04$$

$$r'_{p2} = 0,77 \rightarrow \Delta r_{p2} = 0,07$$

4ª iteração: $Q_1 = 5,8$

$$Q_2 = 3,2$$

$\omega_1 t_1$	$\omega_1 t_2$	$h(\omega_1 t_1, \omega_1 t_2)$	$\frac{\partial L}{\partial \omega_1 t_1}$	$f(\omega_1 t_1, \omega_1 t_2)$	$\Delta \omega_1 t_1$
0,6245	2,3920	0,0000	-0,0135	0,9791	-0,0050
0,6195	2,3970	-0,0004	+0,0089	0,9782	+0,0005
0,6200	2,3970	0,0000	+0,0079	0,9776	+0,0010
0,6210	2,3952	-0,0005	+0,0014	0,9783	+0,0005
0,6215*	2,3952*	-0,0001*	0,0004*	0,9787*	-

$$\bar{L} = 76 \mu\text{H}$$

$$\bar{C} = 10,4 \mu\text{F}$$

$$r'_{p1} = 0,47 \Omega \rightarrow \Delta r_{p1} = 0,01$$

$$r'_{p2} = 0,84 \Omega \rightarrow \Delta r_{p2} = 0,00$$

5ª iteração: $Q_1 = 5,6$

$$Q_2 = 3,2$$

$\omega_1 t_1$	$\omega_1 t_2$	$h(\omega_1 t_1, \omega_1 t_2)$	$\frac{\partial L}{\partial \omega_1 t_2}$	$f(\omega_1 t_1, \omega_1 t_2)$	$\Delta \omega_1 t_1$
0,6215	2,3902	-0,0003	-0,0158	0,9740	-0,0050
0,6165	2,3962	-0,0001	+0,0092	0,9737	+0,0020
0,6185	2,3932	-0,0005	-0,0023	0,9735	-0,0010
0,6175	2,3947	-0,0003	+0,0034	0,9736	+0,0005
0,6180	2,3947	+0,0024	+0,0024	0,9740	+0,0008
0,6188*	2,3940*	+0,0002*	-0,0009*	0,9742*	-

$$\underline{\bar{L}} = 75,4 \mu\text{H}$$

$$\underline{\bar{C}} = 10,4 \mu\text{F}$$

$$\underline{r'_{p1}} = 0,48 \Omega \rightarrow \Delta r_{p1} = 0,00$$

$$\underline{r'_{p2}} = 0,8 \Omega \rightarrow \Delta r_{p2} = 0,00$$

Finalmente, após esta última iteração chegamos aos valores ótimos para o circuito de comutação dados acima.

Ambas as metodologias apresentadas para a determinação dos parâmetros do circuito de comutação, neste capítulo e no Capítulo III, diferem fundamentalmente no cálculo do argumento ϕ .

No primeiro modelamento, apresentado no Capítulo III, ϕ era aproximado pela relação

$$\phi = \pi - 2\omega_1 t_1,$$

enquanto que neste capítulo tal aproximação não é feita sendo o argumento expresso simplesmente por

$$\phi = \omega_1 t_2 - \omega_1 t_1$$

o que nos leva a introduzir $\omega_1 t_2$ como nova variável do problema.

Para que seja possível uma comparação entre os dois métodos, é necessário que algum parâmetro seja fixado. A princípio, pensamos em fixar os valores dos fatores de qualidade Q_1 e Q_2 e constatamos não ser este um procedimento correto do ponto de vista físico. Uma vez que pelos dois modelos chegamos a valores diferentes para os elementos reativos, L e C, tendo-se para eles feita a hipótese de perdas próprias muito pequenas, os valores de Q_1 e Q_2 não poderiam ser fixados pois fisicamente quem se mantém inalterados são os valores das perdas ôhmicas do circuito, representadas por r_{p1} e r_{p2} . Os valores Q_1 e Q_2 poderiam ser mantidos constantes de modelo para modelo, se a impedância característica X do circuito de comutação se mantivesse inalterada, o que não ocorre.

Diante de tais considerações, para que uma comparação de caráter físico pudesse ser realizada entre os modelos, fixamos os dados de projeto: I_{LM} , t_b , E_d , além de r_{p1} e r_{p2} .

As variáveis E_0 , E_2 , $\omega_1 t_2$ e $\omega_2 t_4$ são determinadas a partir da variação da corrente I_L , em simulação analógica (linha tracejada). Para o modelo aqui proposto também determinamos as variáveis citadas acima, mais E_1 e XI_L em função de I_L (linha cheia) e também pelo modelo proposto no Capítulo III (linha-traço-ponto), para que uma avaliação dos modelos possa ser feita, tudo em função dos valores obtidos pelo projeto anterior.

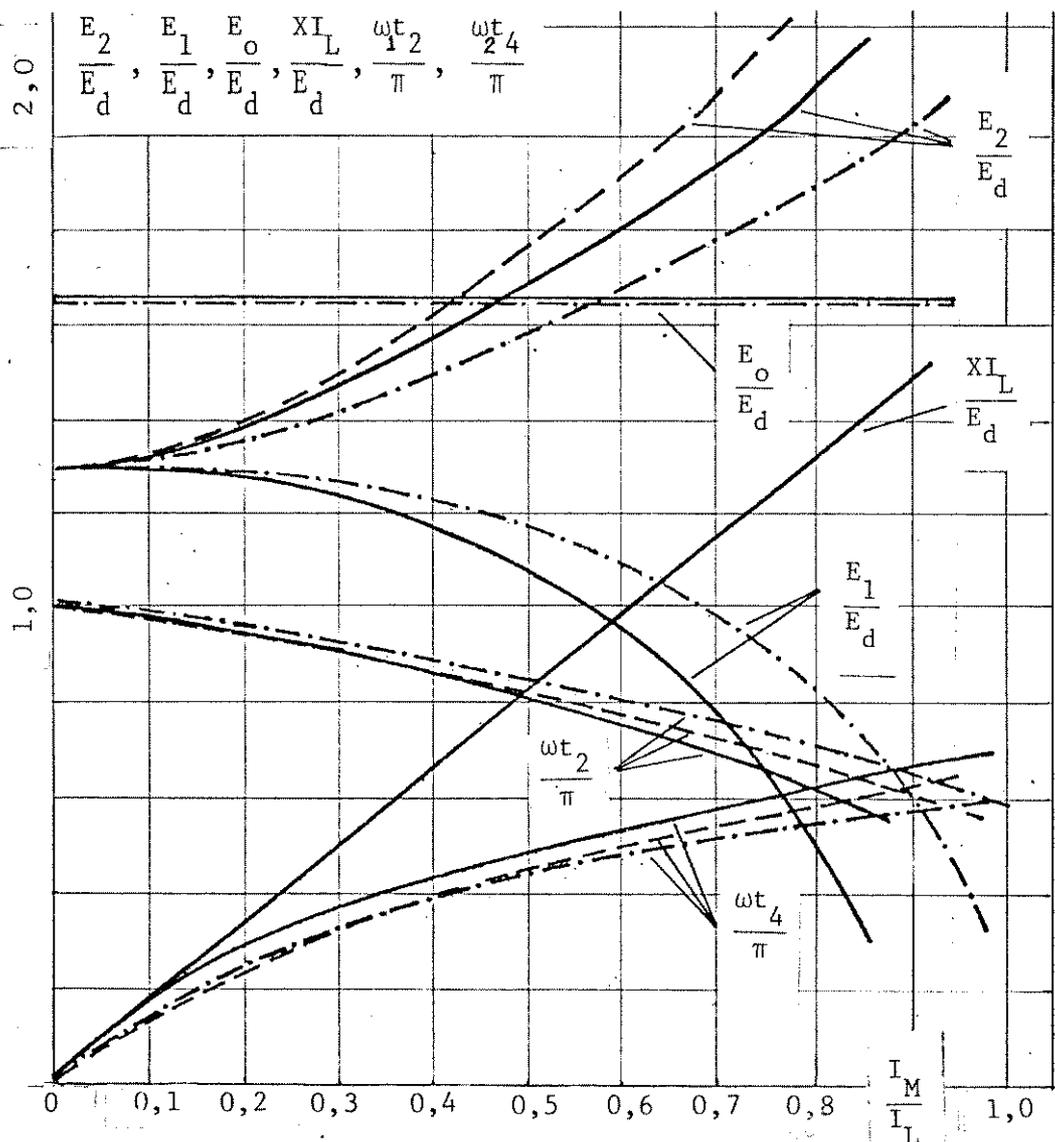


Fig. IV.4 - Variáveis do circuito de comutação

- (a)----- simulação
- (b)-.-.- modelo do Capítulo III
- (c)—— modelo aqui proposto

IV.4. PROJETO COM RESTRIÇÕES DE DESIGUALDADE

A partir da solução do problema definido em (IV.6) chegamos aos valores mínimos de capacitância e indutância utilizadas no circuito de comutação. Como parâmetros para o projeto, temos os valores dos fatores de qualidade Q_1 e Q_2 , respectivamente para as 1ª e 2ª etapas do processo de comutação, a corrente máxima de carga a ser comutada I_{LM} , a tensão de alimentação E_d e o tempo de bloqueio t_b , que por motivos de segurança é considerado como sendo duas vezes o tempo de desligamento t_q do tiristor.

No entanto, apesar de se obter valores de L e C mínimos, com o que se reduz o custo e o peso do conversor, o mesmo não se pode dizer sobre os valores de corrente e tensão aos quais os componentes de circuito estarão submetidos, o que também certamente influencia no binômio peso-custo do conversor.

Sendo assim, é interessante adotarmos uma sistemática de projeto que leve em consideração uma definição nos limites que as variáveis de comutação devem assumir e que ainda nos possibilite a obtenção de valores mínimos para L e C . Desta forma, no problema definido em (IV.6) introduziremos as seguintes restrições de desigualdade, afim de limitar sobre-valores de corrente e tensão:

1. o valor de pico I_M da corrente de comutação deve estar dentro dos limites impostos pelas características de corrente de pico repetitiva I_{pr} dos tiristores auxiliares e do indutor e capacitor de comutação.
2. o valor final da tensão E_2 sobre o capacitor deve estar dentro dos limites das características de tensão V_{pr} dos semicondutores e capacitor.
3. o valor da tensão E_0 sobre o capacitor, após o processo inicial de carga, deverá estar dentro dos limites determinados pelas características de máxima tensão repetitiva V_{pr} para os semicondutores e capacitor.

As restrições para o problema obtidas através de (IV.2), (IV.15) e (IV.10), em função dos parâmetros I_{pr} e V_{pr} , podem ser descritas por:

$$g_1 = \frac{I_{LM}}{\text{sen } \omega_1 t_2 \exp\left(-\frac{\omega_1 t_2}{\sqrt{(2Q_1)^2 - 1}}\right)} \leq I_{pr}$$

$$g_2 = E_d + [X_{L_1} \text{sen } \omega_2 t_4 - (E_d - E_1) \cos \omega_2 t_4] \exp\left(-\frac{\omega_2 t_4}{\sqrt{(2Q_2)^2 - 1}}\right) \leq V_{pr}$$

$$g_3 = E_d + E_d \exp\left(-\frac{\pi}{\sqrt{(2Q_2)^2 - 1}}\right) \leq V_{pr}$$

Para simplificar o problema, vamos relaxá-lo para a restrição da tensão E_0 , g_3 , já que ela, segundo nosso modelo, é apenas função do fator de qualidade Q_2 , que teria que ser introduzido no problema como uma nova variável, caso se desejasse manter g_3 , o que no momento não nos convém.

Quanto à restrição g_2 , observamos que ela não é facilmente explicitada em termos somente das variáveis do problema $\omega_1 t_1$ e $\omega_1 t_2$. Assim, introduziremos E_1 , X_{L_1} e $\omega_2 t_4$ como novas variáveis do problema, sujeitas às restrições de igualdade dadas pela própria definição de cada uma delas em (IV.11), (IV.12), (IV.13), respectivamente. Para uma simplificação do equacionamento, E_1 e X_{L_1} foram eliminadas na expressão de E_2 e $\omega_2 t_4$.

Finalmente o problema (IV.6) pode ser reescrito assim:

$$\left\{ \begin{array}{l} \max f(\omega_1 t_1, \omega_1 t_2, \omega_2 t_4) \\ \text{s.a. } h_1(\omega_1 t_1, \omega_1 t_2, \omega_2 t_4) = 0 \\ h_2(\omega_1 t_1, \omega_1 t_2, \omega_2 t_4) = 0 \\ g_1(\omega_1 t_1, \omega_1 t_2, \omega_2 t_4) \leq 0 \\ g_2(\omega_1 t_1, \omega_1 t_2, \omega_2 t_4) \leq 0 \end{array} \right.$$

com $0 \leq \omega_1 t_1 < \frac{\pi}{2}$; $\frac{\pi}{2} < \omega_1 t_2 \leq \pi$; $0 < \omega_2 t_4 < \pi$

ou na forma vetorial

$$\left\{ \begin{array}{l} \max f(\underline{\omega t}) \\ \text{s.a. } \underline{h}(\underline{\omega t}) = \underline{0} \\ \underline{g}(\underline{\omega t}) \leq \underline{0} \end{array} \right. \quad \text{(IV.16)}$$

com $0 \leq \omega_1 t_1 < \frac{\pi}{2}$; $\frac{\pi}{2} < \omega_1 t_2 \leq \pi$; $0 < \omega_2 t_4 < \pi$ e

$$\underline{\omega t} = [\omega_1 t_1, \omega_1 t_2, \omega_2 t_4]^T$$

onde

$$\underline{h}(\underline{\omega t}) = \left\{ \begin{array}{l} \text{sen } \omega_1 t_1 \exp\left(-\frac{\omega_1 t_1}{\sqrt{(2Q_1)^2 - 1}}\right) - \text{sen } \omega_1 t_2 \exp\left(-\frac{\omega_1 t_2}{\sqrt{(2Q_1)^2 - 1}}\right) \\ -E_0 \exp\left(-\frac{\omega_1 t_2}{\sqrt{(2Q_1)^2 - 1}}\right) \cos \omega_1 t_2 - E_d \\ \text{arc cotg} \frac{-E_0 \exp\left(-\frac{\omega_1 t_2}{\sqrt{(2Q_1)^2 - 1}}\right) \cos \omega_1 t_2 - E_d}{E_0 \exp\left(-\frac{\omega_1 t_2}{\sqrt{(2Q_1)^2 - 1}}\right) \text{sen } \omega_1 t_2} - \omega_2 t_4 \end{array} \right.$$

e

$$\underline{g}(\underline{\omega t}) = \left\{ \begin{array}{l} \frac{1}{LM} - I_{pr} \text{sen } \omega_1 t_2 \exp\left(-\frac{\omega_1 t_2}{\sqrt{(2Q_1)^2 - 1}}\right) \\ E_d + \left[E_0 \exp\left(-\frac{\omega_1 t_2}{\sqrt{(2Q_1)^2 - 1}}\right) \text{sen } \omega_1 t_2 \text{sen } \omega_2 t_4 - \left(E_d + E_0 \exp\left(-\frac{\omega_1 t_2}{\sqrt{(2Q_1)^2 - 1}}\right) \cos \omega_1 t_2 \right) \cos \omega_2 t_4 \right] \exp\left(-\frac{\omega_2 t_4}{\sqrt{(2Q_1)^2 - 1}}\right) \end{array} \right.$$

Sendo $\underline{f}(\underline{\omega t})$, $\underline{h}(\underline{\omega t})$ e $\underline{g}(\underline{\omega t})$ contínuas e diferenciáveis

no espaço definido para $\underline{\omega t}$ e se $\overline{\omega t}$ é uma solução factível para o problema então existe as escalares v_i e u_i , para $i=1,2$, tal que:

$$\nabla L(\overline{\omega t}, \underline{u}, \underline{v}) = \nabla f(\overline{\omega t}) - \sum_i u_i \nabla g_i(\overline{\omega t}) - \sum_i v_i \nabla h_i(\overline{\omega t}) = \underline{0}$$

$i = 1, 2$

com $u_i g_i = 0$ para $u_i > 0$

A partir desta condição necessãria de otimalidade, obtemos o seguinte sistema de equações:

$$\frac{\partial f(\overline{\omega t})}{\partial \omega_1 t_1} - v_1 \frac{\partial h_1(\overline{\omega t})}{\partial \omega_1 t_1} = 0$$

$$\frac{\partial f(\overline{\omega t})}{\partial \omega_1 t_2} - v_1 \frac{\partial h_1(\overline{\omega t})}{\partial \omega_1 t_2} - v_2 \frac{\partial h_2(\overline{\omega t})}{\partial \omega_1 t_2} - u_1 \frac{\partial g_1(\overline{\omega t})}{\partial \omega_1 t_2} - u_2 \frac{\partial g_2(\overline{\omega t})}{\partial \omega_1 t_2} = 0$$

$$v_2 \frac{\partial h_2(\overline{\omega t})}{\partial \omega_2 t_4} + u_2 \frac{\partial g_2(\overline{\omega t})}{\partial \omega_2 t_4} = 0$$

$$h_1(\overline{\omega t}) = 0$$

$$h_2(\overline{\omega t}) = 0$$

$$u_1 g_1(\overline{\omega t}) = 0$$

$$u_2 g_2(\overline{\omega t}) = 0$$

IV.5. EXEMPLO DE PROJETO (II)

Para este exemplo consideremos para os parâmetros Q_1 ,

Q_2 , r_{p1} , r_{p2} , t_b , E_d e I_{LM} , os mesmos valores do exemplo de projeto anterior, na seção IV.3 deste capítulo, quais sejam: $Q_1 = 6,3$; $Q_2 = 3,6$; $r_{p1} = 0,48\Omega$; $r_{p2} = 0,84\Omega$; $t_b = 50\mu s$; $E_d = 264V$ e $I_{LM} = 87A$.

Na prática, em geral, quem impõe os limites máximos de tensão e corrente repetitivos, V_{pr} e I_{pr} , são os dispositivos semicondutores por serem responsáveis pela maior parcela de custos dentro do sistema. Para cada elemento semiconductor, como veremos adiante, utiliza-se circuitos de proteção destinados a evitar sobervalores de tensão e corrente.

Outro elemento do circuito de comutação é o capacitor de comutação. Taxas elevadas de variação de tensão no tempo devem ser evitadas, uma vez que o trabalho mecânico ao qual estarão sujeitos o dielétrico e placas do capacitor, poderá levá-lo à destruição. Da mesma forma, deve-se evitar sobervalores de corrente que além de exigirem uma construção especial para o capacitor, podem danificá-lo via efeito joule.

Em nosso sistema, o elemento limitante quanto a sobervalores é o capacitor de comutação, uma vez que os semicondutores estão superdimensionados para esta utilização.

Em função disto, os máximos valores repetitivos são:

$$V_{pr} = 500V \quad e \quad I_{pr} = 120A$$

A solução do problema (IV.16) é obtida do sistema de equações, determinado a partir da condição de otimalidade. Trata-se de um processo que envolve a busca de um algoritmo especializado para sua resolução, além de envolver cálculos complexos.

Como de antemão conhecemos com razoável precisão o intervalo de valores de $\omega_1 t_1$ e $\omega_1 t_2$ que maximizam $f(\omega_1 t_1, \omega_1 t_2)$, desenvolveu-se um algoritmo que utilizando-se de cálculos numéricos determina o vetor ωt que satisfaz $h_1(\omega t)$, $h_2(\omega t)$, $g_1(\omega t)$ e $g_2(\omega t)$. Na tabela a seguir, vemos os resultados obtidos por este método.

Pelo exame dos valores das restrições $g_1(\omega t)$ e $g_2(\omega t)$ vemos que o problema é infactível; o significado de ser a restrição $g_1(\omega t)$ violada é que o pico I_M da corrente de comutação é sem

pre maior que o limite máximo i_{pr} estabelecido para os componentes do circuito.

$\omega_1 t_1$	$\omega_1 t_2$	$h_1(\omega t)$	$h_2(\omega t)$	$g_1(\omega t)$	$g_2(\omega t)$	$f(\omega t)$	$\Delta\omega_1 t_1$
0,6291	2,3980	0,0004	0,0000	19,8859	-41,3122	0,9900	-0,1000
0,7191	2,2980	-0,0001	0,0000	12,3439	-21,2420	0,9822	-0,1000
0,8111	2,1980	0,0000	0,0000	5,4375	- 1,5880	0,9427	-0,0500
0,8561	2,1480	-0,0007	0,0000	2,2480	8,0483	0,9115	-0,0500

Para tornar o problema factível, poderíamos aumentar o valor de i_{pr} fazendo com que a restrição $g_1(\omega t)$ não fosse violada. Este, no entanto, não seria o procedimento mais adequado do ponto de vista físico, pois as limitações impostas tanto por i_{pr} quanto por V_{pr} devem ser respeitadas por serem valores característicos máximos de operação dos componentes do circuito.

Outra forma para factibilizar o problema seria diminuir o valor da corrente máxima de carga a ser comutada i_{LM} . Isto traria como consequência imediata, uma limitação na capacidade de operação do inversor, mais sob o ponto de vista de acionamento do que para o circuito do inversor propriamente dito.

Ainda na tentativa de factibilizar o problema, poder-se-ia diminuir o valor do fator de qualidade Q_2 que implicaria num menor valor da tensão final do processo de carga E_0 , diminuindo assim o valor de i_M . Tal procedimento é inconveniente, uma vez que com ele são introduzidas perdas indesejáveis no circuito de comutação.

A opção feita para tornar o problema factível foi diminuir a corrente i_{LM} para 80A. Desta forma, a nova solução para o problema foi encontrada por:

1ª iteração: $Q_1 = 6,3$

$Q_2 = 3,6$

Bc/5053

$\omega_1 t_1$	$\omega_1 t_2$	$h_1(\omega t)$	$h_2(\omega t)$	$g_1(\omega t)$	$g_2(\omega t)$	$f(\omega t)$	$\Delta\omega_1 t_2$
0,7191	2,2980	-0,0001	0,0000	5,3439	-21,2420	0,9822	-0,0700
0,7841	2,2280	0,0004	0,0000	0,4378	-7,4337	0,9580	-0,0200
0,8011	2,2080	-0,0004	0,0000	-0,9027	-3,5314	0,9479	+0,0100
0,7931	2,2180	0,0003	0,0000	-0,2360	-5,4800	0,9532	+0,0030
0,7891	2,2210	-0,0005	0,0000	-0,0346	-6,0656	0,9544	+0,0005
0,7891*	2,2215*	-0,0002*	0,0000*	-0,0009*	-6,1632*	0,9547*	-

O problema agora é factível e os valores ótimos das variáveis são:

$$\overline{\omega_1 t_1} = 0,7891 ; \overline{\omega_1 t_2} = 2,2215 \quad \text{e} \quad \overline{\omega_2 t_4} = 1,7210 ,$$

e para estes valores os parâmetros do circuito valem:

$$\overline{L} = 126, \mu\text{H}$$

$$\overline{C} = 9,6 \mu\text{F}$$

$$\phi = 1,4324 \text{ rd}$$

$$\overline{\omega_1} = 28.639 \text{ rd/s}$$

$$\overline{\omega_2} = 28.451 \text{ rd/s}$$

Destes dados, os valores obtidos para os componentes resistivos r_{p1}^i e r_{p2}^j são:

$$r_{p1}^i = 0,58\Omega \quad \text{e} \quad r_{p2}^j = 1,00\Omega$$

que diferem dos valores experimentais r_{p1} e r_{p2} . Por isso, um novo processo de cálculo iterativo deve ser feito para se calcular os parâmetros do circuito em função de novos fatores de qualidade Q_1 e Q_2 , até que as diferenças Δr_{p1} e Δr_{p2} sejam nulas, fechando o processo.

Para os cálculos anteriores que serão considerados como parte da primeira iteração, os valores de Δr_{p1} e Δr_{p2} são:

$$\Delta r_{p1} = -0,10\Omega$$

$$\Delta r_{p2} = -0,16\Omega$$

2ª iteração: $Q_1 = 7,0$

$Q_2 = 4,0$

$\omega_1 t_1$	$\omega_1 t_2$	$h_1(\omega t)$	$h_2(\omega t)$	$g_1(\omega t)$	$g_2(\omega t)$	$f(\omega t)$	$\Delta\omega_1 t_2$
0,6370	2,4010	0,0001	0,0000	11,8233	-28,8360	1,0024	-0,0100
0,6460	2,3910	0,0000	0,0000	11,0316	-26,7993	1,0030	-0,1000
0,7380	2,2910	0,0002	0,0000	3,4477	-6,1303	0,9911	-0,0200
0,7560	2,2710	-0,0001	0,0000	2,0081	-2,0430	0,9845	-0,0100
0,7660	2,2610	0,0004	0,0000	1,2985	-0,0052	0,9811	-0,0050
0,7710	2,2560	0,0006	0,0000	0,9463	1,0123	0,9792	-

Os valores da tabela acima mostram que o problema é in factível, sendo as restrições $g_1(\omega t)$ e $g_2(\omega t)$ violadas. A restrição $g_1(\omega t)$ é fortemente violada devido ao valor alto atribuído ao fator Q_1 , que faz com que o valor I_M cresça. A influência do fator Q_2 também se faz presente não somente no valor final E_2 como indiretamente em I_M por meio da tensão final E_0 do processo de carga.

3ª iteração: $Q_1 = 6,0$

$Q_2 = 3,0$

$\omega_1 t_1$	$\omega_1 t_2$	$h_1(\omega t)$	$h_2(\omega t)$	$g_1(\omega t)$	$g_2(\omega t)$	$f(\omega t)$	$\Delta\omega_1 t_2$
0,7450	2,2625	-0,0004	0,0000	3,5119	-33,9774	0,9667	-0,0050
0,7500	2,2575	-0,0001	0,0000	3,1640	-33,0642	0,9651	-0,0500
0,7950	2,2075	-0,0006	0,0000	-0,2230	-24,0070	0,9435	+0,0200
0,7750	2,2295	-0,0005	0,0000	1,2464	-27,9751	0,9539	-0,0100
0,7850	2,2195	0,0000	0,0000	0,5744	-26,1681	0,9495	-0,0050
0,7900	2,2145	0,0003	0,0000	0,2409	-25,2667	0,9472	-0,0030
0,7930	2,2115	0,0004	0,0000	0,0417	-24,7265	0,9458	-0,0020
0,7950	2,2095	0,0005	0,0000	-0,0908	-24,3666	0,9448	+0,0010
0,7940*	2,2105*	0,0005*	0,0000*	-0,0246*	-24,5465*	0,9453*	-

O problema agora se tornou factível e os valores ótimos das variáveis são:

$$\omega_1 t_1 = 0,7940 ; \omega_1 t_2 = 2,2105$$

e para estes valores temos:

$$L = 123,4\mu\text{H}$$

$$C = 10,0\mu\text{F}$$

$$r'_{p1} = 0,59\Omega$$

$$r'_{p2} = 1,17\Omega$$

De onde temos

$$\Delta r_{p1} = -0,11\Omega$$

$$\Delta r_{p2} = -0,33\Omega$$

Com o objetivo de minimizar os erros Δr_{p1} e Δr_{p2} , vamos realizar mais uma iteração.

4ª iteração: $Q_1 = 7,0$

$$Q_2 = 3,5$$

$\omega_1 t_1$	$\omega_1 t_2$	$h_1(\omega t)$	$h_2(\omega t)$	$g_1(\omega t)$	$g_2(\omega t)$	$f(\omega t)$	$\Delta\omega_1 t_2$
0,7510	2,2560	-0,0003	0,0000	3,0599	-32,7905	0,9645	-0,0300
0,7780	2,2260	-0,0006	0,0000	1,0104	-27,3420	0,9523	-0,0100
0,7880	2,2160	-0,0001	0,0000	0,3408	-25,5369	0,9478	-0,0100
0,7980	2,2060	0,0004	0,0000	-0,3219	-23,7375	0,9430	+0,0050
0,7930	2,2110	0,0002	0,0000	0,0086	-24,6365	0,9454	-0,0020
0,7950	2,2090	0,0002	0,0000	-0,1238	-24,2767	0,9445	+0,0005
0,7945*	2,2095*	0,0002*	0,0000	-0,0908*	-24,3666*	0,9447*	-

Para este caso, temos:

$$L = 123,6\mu\text{H}$$

$$C = 10,0\mu\text{F}$$

$$r'_{p1} = 0,50\Omega$$

$$r'_{p2} = 1,00\Omega,$$

com

$$\Delta r_{p1} = -0,02\Omega$$

e

$$\Delta r_{p2} = -0,16\Omega$$

5ª iteração: $Q_1 = 7,0$

$$Q_2 = 3,7$$

$\omega_1 t_1$	$\omega_1 t_2$	$h_1(\omega t)$	$h_2(\omega t)$	$g_1(\omega t)$	$g_2(\omega t)$	$f(\omega t)$	$\Delta\omega_1 t_2$
0,7880	2,2350	-0,0009	0,0000	-0,5140	-2,0266	0,9696	+0,0050
0,7850	2,2400	0,0001	0,0000	-0,1691	-3,0150	0,9722	+0,0010
0,7840	2,2420	0,0001	0,0000	-0,1000	-3,2074	0,9726	+0,0030
0,7810	2,2440	-0,0001	0,0000	0,1080	-3,7984	0,9739	-0,0010
0,7820	2,2430	0,0000	0,0000	0,0385	-3,6014	0,9735	-0,0005
0,7825	2,2425	0,0000	0,0000	0,0040	-3,5029	0,9733	-0,0001
0,7826*	2,2424*	0,0000*	0,0000*	-0,0030*	-3,4832*	0,9732*	-

Obtemos então os seguintes valores:

$$L = 124,5\mu\text{H}$$

$$C = 9,4\mu\text{F}$$

$$r'_{p1} = 0,52\Omega$$

$$r'_{p2} = 0,98\Omega,$$

com

$$\Delta r_{p1} = -0,04\Omega$$

$$\Delta r_{p2} = -0,14\Omega$$

6ª iteração: $Q_1 = 7,5$

$$Q_2 = 3,8$$

$\omega_1 t_1$	$\omega_1 t_2$	$h_1(\omega t)$	$h_2(\omega t)$	$g_1(\omega t)$	$g_2(\omega t)$	$f(\omega t)$	$\Delta\omega_1 t_2$
0,8195	2,2095	-0,0008	0,0000	-3,1212	8,1348	0,9617	+0,1000
0,7265	2,3095	-0,0008	0,0000	3,9655	-11,7375	1,0017	-0,0500
0,7735	2,2595	-0,0004	0,0000	0,3340	-1,7499	0,9859	-0,0010
0,7745	2,2585	-0,0004	0,0000	0,2631	-1,5511	0,9855	-0,0020
0,7765	2,2565	-0,0003	0,0000	0,1216	-1,1535	0,9847	-0,0020
0,7785	2,2545	-0,0002	0,0000	-0,0196	-0,7565	0,9839	+0,0005
0,7780	2,2550	-0,0002	0,0000	0,0156	-0,8558	0,9841	-0,0002
0,7782*	2,2548*	-0,0002*	0,0000	-0,0015*	-0,8161*	0,9841*	-

Temos assim:

$$L = 123,5 \mu\text{H}$$

$$C = 9,2 \mu\text{F}$$

$$r'_{p1} = 0,48 \Omega$$

$$r'_{p2} = 0,96 \Omega,$$

com

$$\Delta r_{p1} = 0,00 \Omega$$

$$\Delta r_{p2} = -0,12 \Omega$$

Finalmente, vamos considerar como valores ótimos para este problema, os obtidos por esta última iteração, apesar de r'_{p2} ter um valor de 13% a mais do que o valor experimental r_{p2} . Consideremos esta uma aproximação pequena, que pouco se refletirá nos cálculos das variáveis do circuito de comutação. Desta última iteração observa-se que os valores finais de L e C pouco diferem de iteração para iteração sendo o maior desvio obtido igual a 1%, o que em termos práticos deve ser considerado desprezível. Tal fato, deve-se à escolha feita para os fatores Q_1 e Q_2 , feita já dentro de uma faixa determinada pela experiência.

No entanto, este processo iterativo é necessário, quando estamos procurando ajustar os valores das componentes de perdas do circuito r_{p1} e r_{p2} embutidas nos fatores Q_1 e Q_2 que aqui neste

caso apresentaram variações de até 20%, consideráveis do ponto de vista experimental.

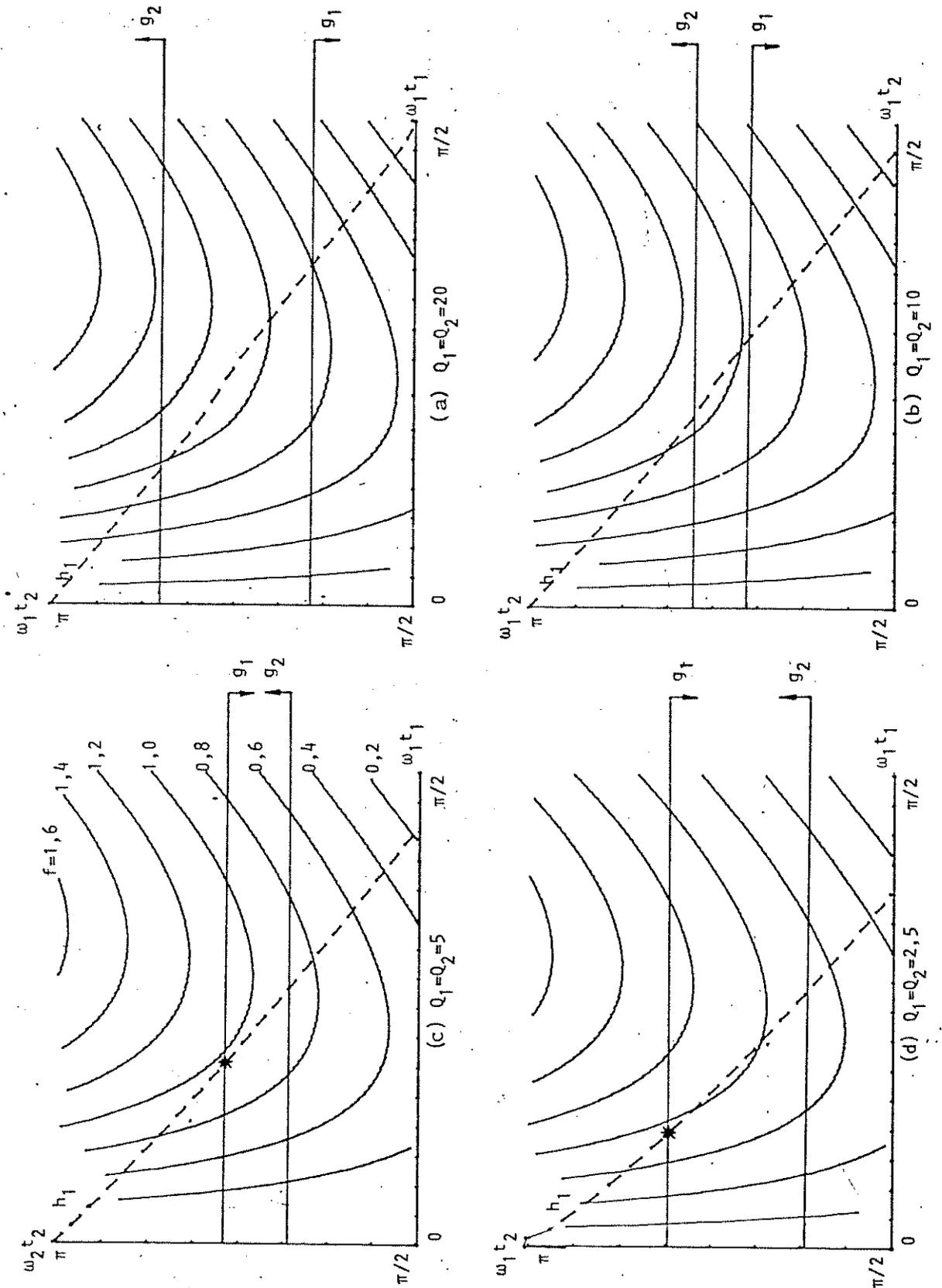


Fig. IV.5 - Função objetiva e restrições de igualdade e desigualdade em função das variáveis $\omega_1 t_1$ e $\omega_1 t_2$

Na Fig. IV.5 ilustramos, para quatro conjuntos de valores de Q_1 e Q_2 , a função objetiva $f(\omega t)$, a restrição de igualdade $h_1(\omega t)$ e as restrições de desigualdade $g_1(\omega t)$ e $g_2(\omega t)$, assim como, a solução factível para cada caso, quando esta existe. Nas figuras (a) e (b), onde $Q_1 = Q_2 = 20$ e $Q_1 = Q_2 = 10$, não existe solução factível, que só passa a existir quando $Q_1 = Q_2 = 5$ e $Q_1 = Q_2 = 2,5$, nas figuras (c) e (d).

Com os dados obtidos pelo projeto em IV.5 determinamos as variáveis de comutação, E_2/E_d , E_1/E_d , E_0/E_d , XI_L/E_d , $\omega_1 t_2/\pi$ e $\omega_2 t_4/\pi$, em função de I_L/I_{LM} , teórica e experimentalmente, apresentados na Fig. IV.6.

Observa-se que os valores experimentais estão muito próximos dos obtidos pelo modelo apresentado, e que as variáveis, notadamente E_2/E_d , estão, até o valor de corrente nominal I_{LM} , contidas no interior da região delimitada pelos valores máximos V_{pr} e I_{pr} . Por estes resultados obtidos, conclui-se que através de um conveniente projeto ótimo do circuito de comutação, pode-se limitar os sobrevalores de corrente e tensão aos valores máximos permitidos, sem a necessidade de uma alteração na topologia do circuito.

IV.6. CONCLUSÕES

Dois métodos de projeto ótimo de inversor foram apresentados e aplicados a um sistema de acionamento em implementação. Através da primeira solução, formulada como um programa não-linear com restrição de igualdade, pudemos concluir que o Projeto (I) leva de fato a uma solução melhor do que as propostas anteriormente, dado que estas não levavam em conta restrições nas variáveis de comutação. Por outro lado, a segunda solução é superior à primeira por que leva em conta analiticamente restrições importantes no projeto do inversor que não foram anteriormente consideradas no Projeto (I). Pelo Projeto (II) pode-se observar que na tentativa de facilitar o problema, limitando o valor de I_{LM} , o circuito se torna mais lento ($\omega_2 t_4$ cresce) o que faz com que a tensão final E_2 cresça, diminuindo a folga na restrição g_2 . Uma outra forma de facilitar o problema seria a diminuição do fator de qualidade Q_2 ;

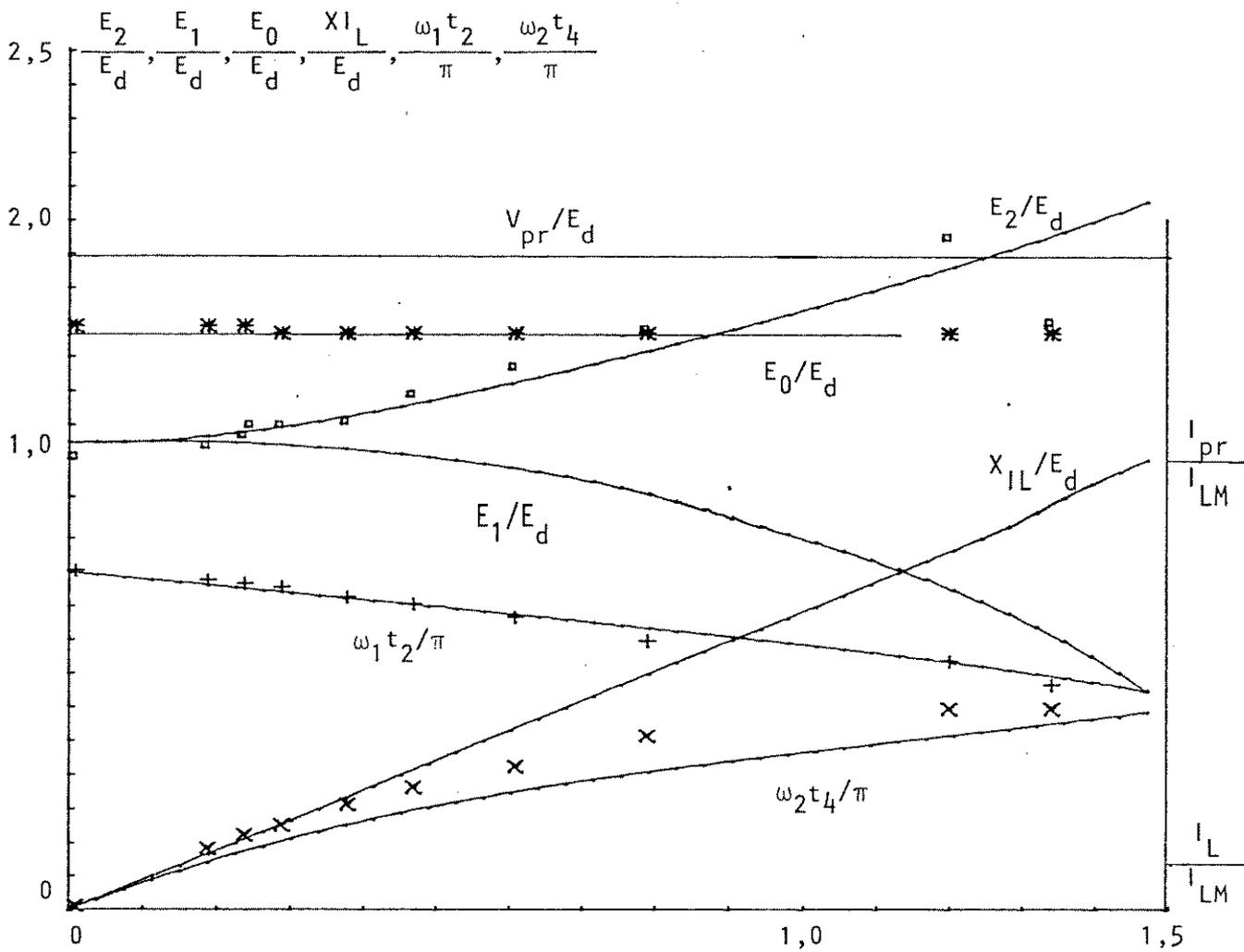


Fig. IV.6 - Variáveis de comutação em função de I_L/I_{LM}

(a) valores teóricos: linha cheia

(b) valores experimentais:

□ - E_2/E_d

* - E_0/E_d

+ - $\omega_1 t_2/\pi$

x - $\omega_2 t_4/\pi$

o que diminuiria o valor de E_0 e conseqüentemente o de I_M . Este problema pode ainda ser ampliado se considerarmos os fatores Q_1 e Q_2 como novas variáveis, o que nos levaria a uma nova formulação para IV.16.

A otimização nos dois métodos foi feita para uma única comutação, apesar do modelamento ser aplicável a qualquer número de las.

Apesar da otimização nos levar à limitação das variáveis de comutação, precisamos, em alguns casos, de uma limitação mais rigorosa, a qual somente é conseguida por intermédio de uma alteração na topologia do circuito de comutação.

CAPÍTULO V

ANÁLISE DO CIRCUITO DE
COMUTAÇÃO McMURRAY MODIFICADO

V.1. INTRODUÇÃO

Nos capítulos precedentes analisamos a topologia básica de um circuito de comutação, apresentada por McMurray, W. (1964). As desvantagens deste circuito, principalmente no tocante a sobrevalores de corrente e tensão, não chegam a comprometer a série de vantagens por ele apresentada. Em virtude disso, modificações na configuração básica do circuito têm sido apresentadas, sendo algumas implementadas com sucesso. Neste capítulo introduzimos uma delas, proposta por Penkowsky, L.J. e Pruzinsky, E.P. (1972), assim como a analisamos, comparando as características do circuito modificado com as do original. É desenvolvido um equacionamento de projeto para o circuito modificado, levando-se em conta os valores otimizados obtidos no Capítulo IV e a natureza da operação desejada para o inversor. Por último, através de um balanço energético, determinamos as perdas de energia envolvidas na comutação para o circuito original e o modificado.

V.2. MODIFICAÇÃO NA TOPOLOGIA DO CIRCUITO DE COMUTAÇÃO

Como foi visto no Capítulo III, a operação do circuito de comutação McMurray em modulação por largura de pulso (MLP) traz sérios inconvenientes aos componentes do circuito, no tocante aos sobrevalores de tensão e corrente. Apesar disso, este tipo de circuito de comutação é bastante empregado por possuir características de alta eficiência, pequeno volume dos componentes, facilidade de implementação e versatilidade em operação por MLP. Para se minimizar os sobrevalores de tensão e corrente, algumas modificações na topologia do circuito foram e têm sido propostas, e uma das mais bem recebidas até hoje é a de Penkowsky, L.J. e Pruzinsky, E.P. (1972) que introduz uma rede dissipativa no circuito de comutação. A rede é composta por dois diodos e um resistor, responsáveis por um amortecimento na carga e descarga do capacitor de comutação; deste modo sua energia armazenada será parcialmente dissipada e parcialmente devolvida à fonte de alimentação. A topologia do circuito McMurray modificado arranjada para operar monofasicamente é mostrada na Fig. V.1.

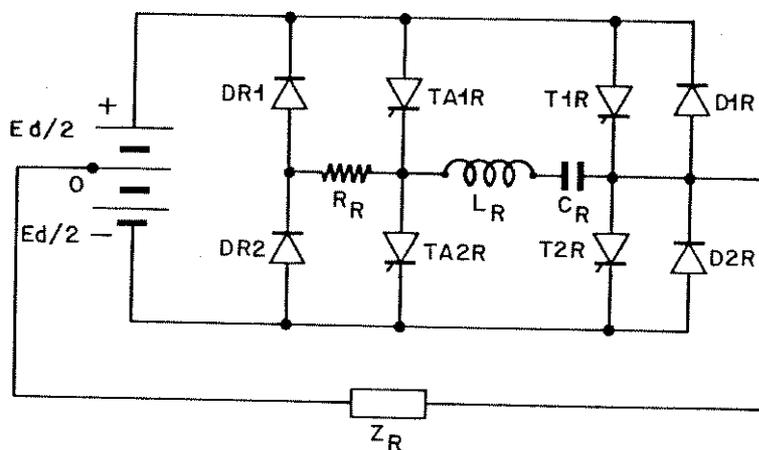


Fig. V.1 - Circuito Inversor McMurray-Modificado

A partir deste ponto, analisaremos o funcionamento do circuito com a modificação proposta. Para isso, como já foi feito anteriormente, dividiremos o funcionamento do circuito em dois processos fundamentais, quais sejam: processo de carga e processo de comutação, sendo cada um deles dividido em etapas de acordo com os chaveamentos de estruturas ocorridos.

O processo de carga é sempre realizado antes que cada tiristor principal entre em condução, sendo disparados simultaneamente o tiristor principal e o seu auxiliar diagonalmente correspondente. Ao dispararmos, por exemplo, T1R e TA2R, o capacitor C_R irá se carregar via E_d, T1R, L_R e TA2R num processo idêntico ao já descrito em capítulos anteriores. Enquanto C_R é carregado, as tensões sobre os diodos DR2 e D1R podem ser expressas por:

$$v_{AK,DR2} + v_{AK,D1R} = v_{C_R} + L_R \frac{di_c}{dt} + r_{p2} i_c - E_d \tag{V.1}$$

Supondo que o circuito elétrico seja balanceado, pode-se dizer que:

$$v_{AK,DR2} = v_{AK,D1R} = v_{AK,DR} ,$$

e que

$$2v_{AK,DR} = v_{C_R} + L_R \frac{di_c}{dt} + r_{p2} i_c - E_d \tag{V.2}$$

Desta forma, enquanto $v_{C_R} + L_R \frac{di_c}{dt} + r_{p2} i_c$ for menor que E_d , DR2 e D1R estarão reversamente polarizados ($v_{AK,DR} < 0$). Somente após o término do processo de carga, quando $i_c = 0$ é que DR2 e D1R estarão diretamente polarizados ($v_{AK,DR} > 0$), iniciando-se uma nova etapa do processo de carga, com o retorno à fonte de alimentação de parte da energia de C_R que se descarrega por D2R, D1R e R_R .

Para esta nova etapa do processo de carga, os circuitos equivalentes são apresentados na Fig. V.2.

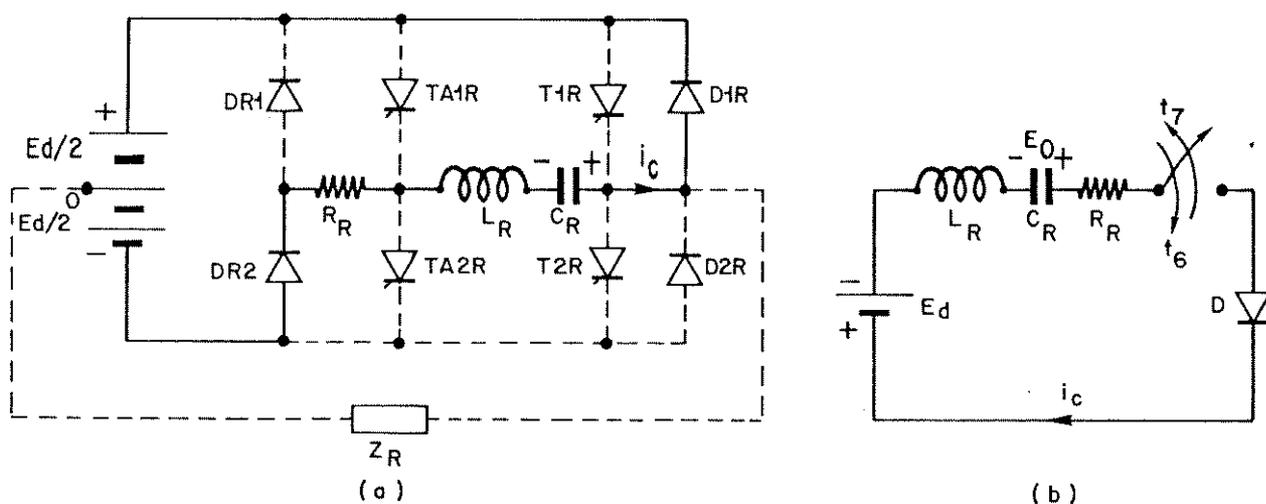


Fig. V.2 - Segunda Etapa do Processo de Carga:

- a) circuito inversor,
- b) circuito equivalente

O fator de amortecimento α para esta etapa deve ser escolhido mediante uma análise global de funcionamento do circuito. Idealmente, α deve ser o mínimo possível para permitir uma rápida descarga de C_R , minimizando o tempo de duração do processo de carga (assim como o de comutação) para que a máxima frequência de operação do conversor não seja comprometida.

No caso do amortecimento ser fraco ($\alpha < \omega_0$) o circuito oscila, o que seria indesejável na maioria das aplicações devido à subtensão em C_R que poderia ser responsável por falhas de comutação.

O caso de um amortecimento forte ($\alpha > \omega_0$) tornaria o circuito muito lento, comprometendo sua operação. Idealmente, o amor

tecimento deveria ser crítico ($\alpha = \omega_0$), o que na prática é difícil de se obter. O que fazemos é, dependendo dos requisitos de velocidade de operação ou capacidade de comutação, fazer α tender a ω_0 por valores maiores ou menores que ω_0 , respectivamente.

A atuação desta rede dissipativa é responsável pelo surgimento de mais uma etapa no processo de comutação, tendo seu início quando, após a condução do diodo de circulação, por exemplo, DR2, C_R se descarrega parcialmente através de L_R , D2R, DR1, retornando energia à fonte c.c. de alimentação. As considerações feitas acima quanto ao valor do fator de amortecimento devem ser levadas em conta principalmente no tocante ao tempo total de comutação, de destacada importância quando operamos com MLP.

Na Fig. V.3 apresentamos os processos de carga e comutação para os três casos de amortecimento.

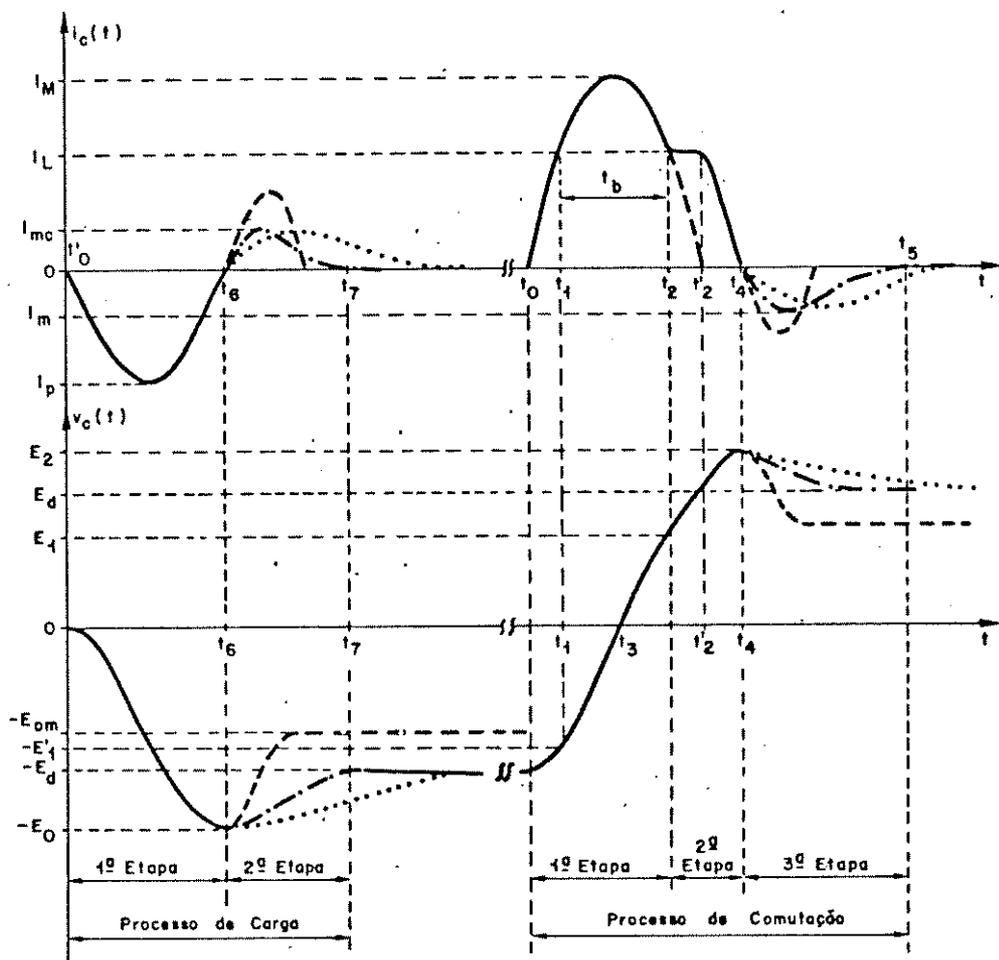


Fig. V.3 - Processos de Carga e Comutação para vários amortecimentos: a) amortecimento crítico (-.-), b) amortecimento forte (.....) e c) amortecimento fraco (---)

Na Fig. V.3, por conveniência, definimos as variáveis do circuito para o caso de amortecimento crítico, onde os instantes t_5 e t_7 são definidos quando i_c atinge 1% de I_m e I_{mc} , respectivamente.

Os circuitos equivalentes para a terceira etapa do processo de comutação são apresentados na Fig. V.4.

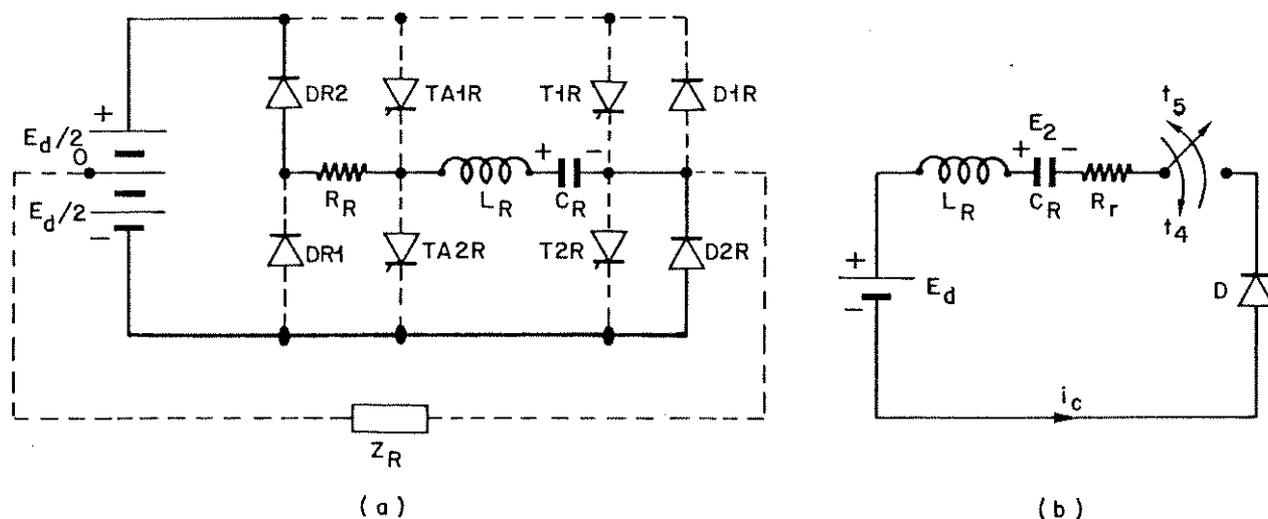


Fig. V.4 - Terceira Etapa do Processo de Comutação:

a) circuito inversor,

b) circuito equivalente

Devido à pouca significância das perdas nos elementos reativos e semicondutores, frente ao valor da resistência R_R , pode-se dizer que os circuitos equivalentes para a segunda e terceira etapas dos processos de carga e comutação, respectivamente, são idênticos.

Para a segunda etapa do processo de comutação, temos as seguintes condições iniciais:

$$i_c(t_6) = 0$$

e

$$v_C(t_6) = -E_0$$

Em função do amortecimento ζ desejado teremos as seguintes equações que definem $v_C(t)$ e $i_c(t)$:

a) amortecimento forte ($\zeta > 1$)

$$i_c(t) = \frac{E_0 - E_d}{2\sqrt{\zeta^2 - 1}} \sqrt{\frac{C_R}{L_R}} \left[e^{-(\zeta - \sqrt{\zeta^2 - 1})\omega_0 t} - e^{-(\zeta + \sqrt{\zeta^2 - 1})\omega_0 t} \right] \quad (V.3)$$

e

$$v_c(t) = -E_d - \frac{E_0 - E_d}{2\sqrt{\zeta^2 - 1}} \left[(\zeta + \sqrt{\zeta^2 - 1})e^{-(\zeta - \sqrt{\zeta^2 - 1})\omega_0 t} - (\zeta - \sqrt{\zeta^2 - 1})e^{-(\zeta + \sqrt{\zeta^2 - 1})\omega_0 t} \right] \quad (V.4)$$

b) amortecimento crítico ($\zeta = 1$)

$$i_c(t) = \frac{E_0 - E_d}{L} t e^{-\omega_0 t} \quad (V.5)$$

e

$$v_c(t) = -E_d - (E_0 - E_d)(1 + \omega_0 t) e^{-\omega_0 t} \quad (V.6)$$

c) amortecimento fraco ($\zeta < 1$)

$$i_c(t) = \frac{E_0 - E_d}{\omega L} e^{-\zeta\omega_0 t} \text{sen}\omega t \quad (V.7)$$

e

$$v_c(t) = -E_d - (E_0 - E_d) \left(\frac{\zeta\omega_0}{\omega} \text{sen}\omega t + \text{cos}\omega t \right) e^{-\zeta\omega_0 t} \quad (V.8)$$

Para a terceira etapa do processo de comutação, temos:

$$i_c(t_4) = 0$$

e

$$v_c(t_4) = +E_2,$$

e analogamente, temos:

a) amortecimento forte ($\zeta > 1$)

$$i_c(t) = - \frac{E_2 - E_d}{2\sqrt{\zeta^2 - 1}} \sqrt{\frac{C_R}{L_R}} \left[e^{-(\zeta - \sqrt{\zeta^2 - 1})\omega_0 t} - e^{-(\zeta + \sqrt{\zeta^2 - 1})\omega_0 t} \right] \quad (V.9)$$

$$v_c(t) = E_d + \frac{E_2 - E_d}{2\sqrt{\zeta^2 - 1}} \left[(\zeta + \sqrt{\zeta^2 - 1}) e^{-(\zeta - \sqrt{\zeta^2 - 1})\omega_0 t} - (\zeta - \sqrt{\zeta^2 - 1}) e^{-(\zeta + \sqrt{\zeta^2 - 1})\omega_0 t} \right] \quad (V.10)$$

b) amortecimento crítico ($\zeta = 1$)

$$i_c(t) = - \frac{E_2 - E_d}{\omega L} t e^{-\omega_0 t} \quad (V.11)$$

$$v_c(t) = E_d + (E_2 - E_d)(1 + \omega_0 t) e^{-\omega_0 t} \quad (V.12)$$

c) amortecimento fraco ($\zeta < 1$)

$$i_c(t) = - \frac{E_2 - E_d}{\omega L} e^{-\zeta\omega_0 t} \text{sen}\omega t \quad (V.13)$$

$$v_c(t) = E_d + (E_2 - E_d) \left(\frac{\zeta\omega_0}{\omega} \text{sen}\omega t + \text{cos}\omega t \right) e^{-\zeta\omega_0 t} \quad (V.14)$$

V.3. DIMENSIONAMENTO DO CIRCUITO DE COMUTAÇÃO MODIFICADO

O valor do amortecimento ζ a ser utilizado depende de condições de operação do inversor. Casos em que se deseja uma frequência de operação elevada, deve-se fazer com que ζ seja menor que 1 - o que fará com que os intervalos de duração da segunda e terceira etapas dos processos de carga e comutação sejam menores. Isto pode ser feito se uma subtensão no capacitor de comutação for permitida, o que ocorre quando operamos o inversor com MLP, quando sempre antes de um processo de comutação existe um de carga. Na prática utiliza-se valores de ζ até 0,8, não se aconselhando valores menores para que não haja falha de comutação.

Nos casos em que uma subtensão do capacitor de comutação não é desejável, especialmente quando não se utiliza MLP, e

estando o inversor operando no modo normal, quando os processos de comutação podem ser consecutivos, a melhor escolha a fazer é $\zeta = 1$.

Para o dimensionamento dos elementos reativos L e C do circuito de comutação, o procedimento a ser adotado é o mesmo descrito no Capítulo IV de onde obtemos valores mínimos para L e C sujeitos a restrições de igualdade e desigualdade para as variáveis de comutação. Entretanto, no cálculo final dos valores otimizados \bar{L} e \bar{C} pelas equações (IV.8) e (IV.9), o valor de tensão utilizado não será mais o valor E_0 e sim o valor de tensão no final da segunda etapa do processo de carga que será E_d se $\zeta \geq 1$ e E_{0m} se $\zeta < 1$, onde $E_{0m} < E_d < E_0$. Disto conclui-se que utilizando-se esta modificação na topologia do circuito de comutação tem-se valores menores para L e maiores para C.

Os valores otimizados \bar{L}_M e \bar{C}_M para a topologia modificada estão relacionados com \bar{L} e \bar{C} obtidos de (IV.8) e (IV.9) da seguinte forma:

a) para $\zeta \geq 1$

$$\bar{L}_M = \frac{\bar{L}}{M} \tag{V.15}$$

e

$$\bar{C}_M = M\bar{C} \tag{V.16}$$

onde

$$M = 1 + \exp\left(-\frac{\pi}{\sqrt{(2Q_2)^2 - 1}}\right) \tag{V.17}$$

b) para $\zeta < 1$

$$\bar{L}_M = M_m \bar{L} \tag{V.18}$$

e

$$\bar{C}_M = \frac{\bar{C}}{M_m} \tag{V.19}$$

onde

(comp)

$$M_m = \frac{1 + \exp\left(-\frac{\zeta\pi}{\sqrt{1-\zeta^2}}\right)}{1 + \exp\left(-\frac{\pi}{\sqrt{(2Q_2)^2 - 1}}\right)} - \exp\left(-\frac{\zeta\pi}{\sqrt{1-\zeta^2}}\right) \quad (V.20)$$

O valor otimizado \bar{R}_R da resistência inserida na rede dissipativa é obtido após a escolha do valor do amortecimento ζ e cálculo de \bar{L}_M e \bar{C}_M :

(comp)

$$\bar{R}_R = 2\zeta \sqrt{\frac{L_M}{C_M}} \quad (V.21)$$

A potência dissipada em R_R é função das características de operação do inversor.

Operando-se com MLP, temos antes de cada comutação de um dos tiristores principais a ocorrência de um processo de carga, atuando a rede dissipativa no final de ambos os processos. As formas de onda de corrente por R_R e a tensão em C_R são mostradas na Fig. V.5, para o caso de amortecimento crítico.

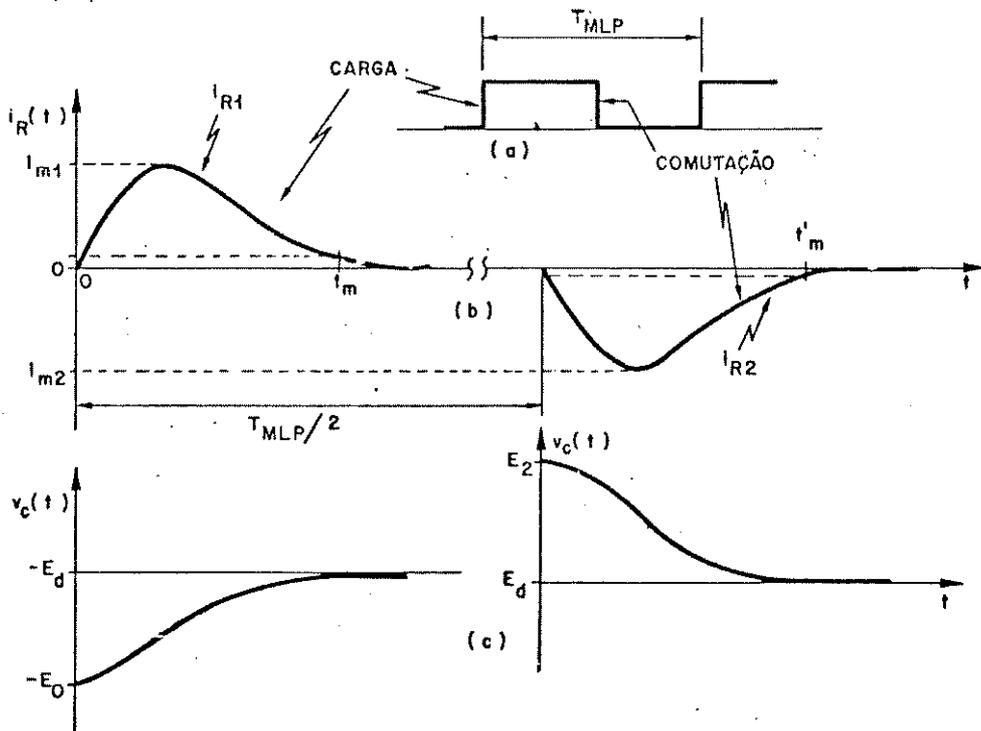


Fig. V.5 - Atuação da rede dissipativa em MLP: a) tensão de saída do inversor, b) forma de onda de corrente e c) de tensão na rede durante os processos de carga e descarga

T_{MLP} é o período com que é realizado o processo de MLP. Os instantes de tempo t_m e t'_m são determinados para que $i_R(t_m)$ e $i_R(t'_m)$ sejam 1% dos valores de pico I_{m1} e I_{m2} , respectivamente.

Para as correntes i_{R1} e i_{R2} obtemos de (V.5) e (V.13):

$$i_{R1} = \frac{E_0 - E_d}{L} t e^{-\omega_0 t}$$

e

$$i_{R2} = - \frac{E_2 - E_d}{L} \left(t - \frac{T_{MLP}}{2} \right) e^{-\omega_0 (t - T_{MLP}/2)}$$

Os picos de corrente I_{m1} e I_{m2} ocorrem em $t = 1/\omega_0$ e $t = 1/\omega_0 + T_{MLP}/2$, respectivamente e são dados por:

$$I_{m1} = \frac{(E_0 - E_d)}{\omega_0 L} e^{-1} \cong 0,368 \frac{(E_0 - E_d)}{\omega_0 L}$$

e

$$I_{m2} = - \frac{(E_2 - E_d)}{\omega_0 L} e^{-1} \cong -0,368 \frac{(E_2 - E_d)}{\omega_0 L}$$

Os instantes t_m e t'_m são obtidos a partir de I_{m1} e I_{m2} :

$$i_{R1}(t_m) = 0,01 I_{m1}$$

e

$$i_{R2}(t'_m) = 0,01 I_{m2} ,$$

obtendo-se:

$$t_m \cong \frac{5,6}{\omega_0}$$

e

$$t'_m \cong \frac{5,6}{\omega_0} + \frac{T_{MLP}}{2}$$

O valor RMS da corrente $i_R(t)$ no período T_{MLP} é dado por:

$$I_R = \left\{ \frac{1}{T_{MLP}} \left[\int_0^{t_m} i_{R1}^2(t) dt + \int_{\frac{T_{MLP}}{2}}^{t_m} i_{R2}^2(t) dt \right] \right\}^{1/2}$$

ou seja

$$I_R = \left\{ \frac{1}{T_{MLP}} \left[\frac{(E_0 - E_d)^2 + (E_2 - E_d)^2}{L^2} \right] \left[\frac{1}{4\omega_0^3} - \frac{1}{4\omega_0^3} e^{-2\omega_0 t_m} (2\omega_0^2 t_m^2 + 2\omega_0 t_m + 1) \right] \right\}^{1/2}$$

A potência P_R dissipada em R_R pode ser agora determinada por:

$$P_R = R_R I_R^2$$

Para analisar a evolução das variáveis de comutação consideraremos a rede com amortecimento crítico. Neste caso, a tensão no capacitor de comutação, após o processo de carga é E_d , que é a condição inicial para o processo de comutação.

Após n comutações de $T1$, por exemplo, em MLP teremos:

$$E_1(n) = -E_d \exp\left(-\frac{\omega_1 t_2(n)}{\sqrt{(2Q_1)^2 - 1}}\right) \cos \omega_1 t_2(n)$$

$$XI_L(n) = E_d \exp\left(-\frac{\omega_1 t_2(n)}{\sqrt{(2Q_1)^2 - 1}}\right) \text{sen } \omega_1 t_2(n)$$

$$E_2(n) = E_d + [XI_L(n) \text{sen } \omega_2 t_4(n) - (E_d - E_1(n)) \cos \omega_2 t_4(n)] \exp\left(-\frac{\omega_2 t_4(n)}{\sqrt{(2Q_2)^2 - 1}}\right)$$

$$\omega_2 t_4(n) = \text{arc cotg } \frac{E_1(n) - E_d}{XI_L(n)}$$

e $\omega_1 t_2(n)$ é solução da equação

comp. 1

$$\text{sen } \omega_1 t_2(n) \exp - \frac{\omega_1 t_2(n)}{(2Q_1)^2 - 1} = \frac{I_L(n)}{I_M(n)}$$

A tensão máxima E_0 , atingida no processo de carga é da da por:

comp. 2

$$E_0(n) = -E_d \left[1 + 2 \exp - \frac{\pi}{(2Q_2)^2 - 1} \right],$$

uma vez que a condição inicial para o processo de carga será sempre E_d , desde que anteriormente haja ocorrido uma comutação.

As variáveis de comutação em função da corrente de carga, obtidas teoricamente (linha cheia), são apresentadas na Fig. V.6, assim como os resultados obtidos experimentalmente, utilizando-se os dados obtidos do projeto em IV.5.

O que mais se evidencia nos resultados obtidos aqui, quando comparados com os obtidos para a topologia McMurray, é a evolução das variáveis E_2/E_d e $\omega_2 t_4/\pi$. Graças à modificação introduzida na topologia original, a tensão final do capacitor de comutação após o processo de carga é limitada à tensão da fonte de alimentação, E_d , o que significa que uma menor quantidade de energia é disponível para o processo de comutação. Devido a este fato, durante o processo de comutação, no instante t_2 , a condição

$$L \frac{di_c}{dt} + v_C > E_d$$

não é obedecida, por ser a tensão v_C menor que E_d , forçando a descarga do capacitor à corrente constante, até que v_C atinja o valor E_d , entrando os diodos de circulação em condução.

A pouca energia disponível para a comutação também é responsável pela limitação da tensão final, E_2 , no interior da região delimitada pelas condições máximas, V_{pr} e I_{pr} , e pela perda na capacidade de comutação, significando que a corrente máxima que se pode comutar com a topologia Modificada é menor.

A duração do processo de comutação, devido ao comporta

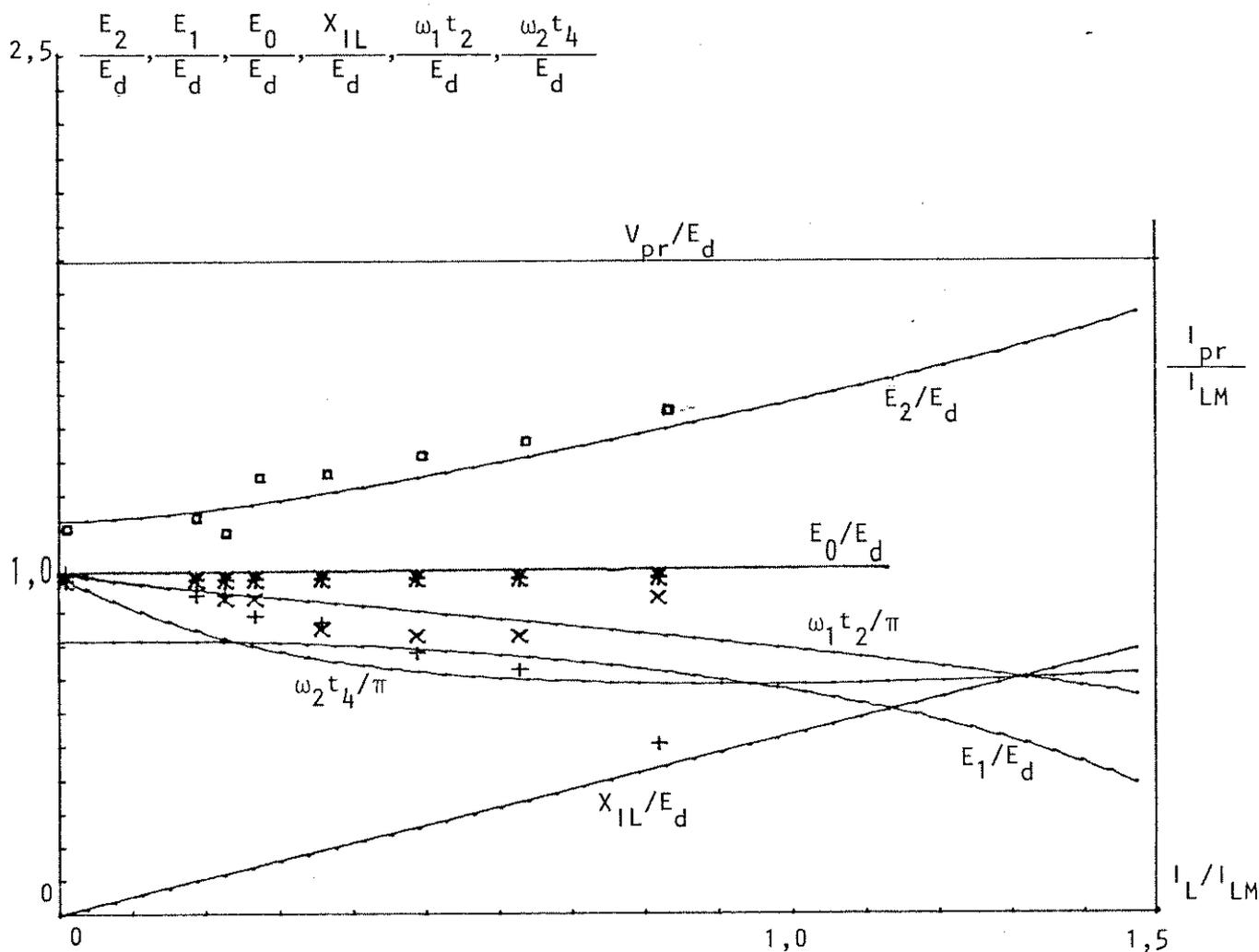


Fig. V.6 - Variáveis de comutação da topologia McMurray-Modificada em função da corrente de carga

(a) resultados teóricos: linha cheia

(b) resultados experimentais:

- \square - tensão final do processo de comutação, E_2/E_d
- $*$ - tensão final do processo de carga, E_0/E_d
- \times - argumento $\omega_1 t_2 / \pi$
- $+$ - argumento $\omega_2 t_4 / \pi$

mento da variável $\omega_2 t_4$ e, ao intervalo de tempo em que o excesso de energia do capacitor, após a comutação, é devolvido à fonte de alimentação, pode ser muito maior, cerca de duas vezes e meia para pequenas correntes de carga, do que na topologia McMurray, representando um grande inconveniente na utilização desta topologia.

V.4. ANÁLISE DO RENDIMENTO ENTRE AS TOPOLOGIAS

No cálculo das perdas ocorridas durante o processo de comutação na topologia de McMurray, utilizamos as variáveis de comutação, apresentadas na Fig. III.8. Para cada intervalo de tempo, a energia dissipada W_p é dada por:

i) intervalo de t_0 a t_1

(comp)

$$W_{p,t_0-t_1} = E_d \int_{t_0}^{t_1} (i_c + I_L) dt - C \int_{-E_0}^{-E_1'} v_C dv_C - L \int_0^{I_L} i_c di_c$$

ii) intervalo de t_1 a t_2

(comp)

$$W_{p,t_1-t_2} = E_d \int_{t_1}^{t_2} I_L dt - C \int_{-E_1'}^{E_1} v_C dv_C$$

iii) intervalo de t_2 a t_2'

(comp)

$$W_{p,t_2-t_2'} = E_d \int_{t_2}^{t_2'} I_L dt - C \int_{E_1}^{E_2'} v_C dv_C$$

iv) intervalo de t_2' a t_4

(comp)

$$W_{p,t_2'-t_4} = E_d \int_{t_2'}^{t_4} i_c dt - C \int_{E_2'}^{E_2} v_C dv_C - L \int_{I_L}^0 i_c di_c$$

A energia total dissipada no processo de comutação da topologia McMurray, W_{pM} , é dada por:

$$W_{pM} = E_d I_L t_2' + E_d C (E_0 - E_1') + E_d C (E_2 - E_2') - \frac{C}{2} (E_2^2 - E_0^2)$$

Se ocorrer a condição

$$L \frac{di_c}{dt} + v_C < E_d ,$$

os diodos de circulação não entram em condução no instante t_2 , des carregando-se o capacitor à corrente constante até o instante t_2' , quando a tensão v_C se torna igual a E_d . Assim sendo, temos:

$$t_2' = \frac{C}{I_L} (E_d - E_1)$$

e

$$E_2' = E_d$$

Caso os diodos estejam aptos a entrarem em condução no instante t_2 , ou seja, se

$$L \frac{di_c}{dt} + v_C > E_d ,$$

temos:

$$t_2' = t_2$$

e

$$E_2' = E_1$$

As expressões para as variáveis de comutação envolvidas no cálculo de W_{pM} , em função da corrente de carga I_L , são obtidas no Capítulo III.

Na topologia de McMurray-Modificada, as perdas ocorridas no processo de comutação, de acordo com a Fig. V.3, são dadas por:

i) intervalo t_0 a t_1

$$W_{p,t_0-t_1} = E_d \int_{t_0}^{t_1} (i_c + I_L) dt - C \int_{-E_d}^{-E_1'} v_C dv_C - L \int_0^{I_L} i_c di_c$$

ii) intervalo t_1 a t_2

$$W_{p,t_1-t_2} = E_d \int_{t_1}^{t_2} I_L dt - C \int_{-E_1'}^{-E_1} v_C dv_C$$

iii) intervalo de $t_2 - t_2'$

$$W_{p,t_2'-t_4} = E_d \int_{t_2'}^t i_c dt - C \int_{E_1}^{E_2'} v_C dv_C$$

iv) intervalo de $t_2' - t_4$

$$W_{p,t_2'-t_4} = E_d \int_{t_2'}^{t_4} i_c dt - C \int_{E_2'}^{E_2} v_C dv_C - L \int_{I_L}^0 i_c di_c$$

v) intervalo de $t_4 - t_5$

$$W_{p,t_4-t_5} = -E_d \int_{t_4}^{t_5} i_c dt - C \int_{E_2}^{E_d} v_C dv_C$$

A energia total dissipada no processo de comutação da topologia McMurray-Modificada, W_{pMod} , é dada por:

$$W_{pMod} = E_d I_L t_2' + E_d C (2E_2 - E_1' - E_2')$$

As perdas totais de energia, que correspondem à somatō

ria das perdas por dissipação com a energia armazenada após a comutação, são dadas por:

$$W_{T,M} = E_d I_L t_2' + E_d C (E_0 - E_1' + E_2 - E_2') + \frac{CE_0^2}{2}$$

e

$$W_{T,Mod} = E_d I_L t_2' + E_d C (2E_2 - E_1' - E_2') + \frac{CE_d^2}{2}$$

Com os dados obtidos no projeto realizado em IV.4, obtemos, para as duas topologias, a variação da energia dissipada, assim como a energia total perdida no processo de comutação em função da corrente de carga. Os resultados são apresentados na Fig. V.7, onde os valores de energia são escalonados em relação a $W_b = E_d I_{LM} t_b$, e a corrente de carga em relação a I_{LM} .

Através dos resultados obtidos, chega-se à conclusão de que o rendimento da topologia McMurray-Modificada é superior ao da topologia McMurray. Isso deve-se em parte à devolução da energia armazenada no capacitor de comutação, para a fonte de alimentação e a menor quantidade de energia armazenada após a comutação. A linha cheia da Fig. V.7 mostra a relação entre a energia dissipada na topologia McMurray e a perdida na McMurray-Modificada. Somente nas proximidades da corrente nominal do inversor é que esta relação se torna unitária, o que realça a eficiência da topologia Modificada, uma vez que somente a energia dissipada na topologia McMurray é maior que a energia total perdida na McMurray-Modificada.

✓

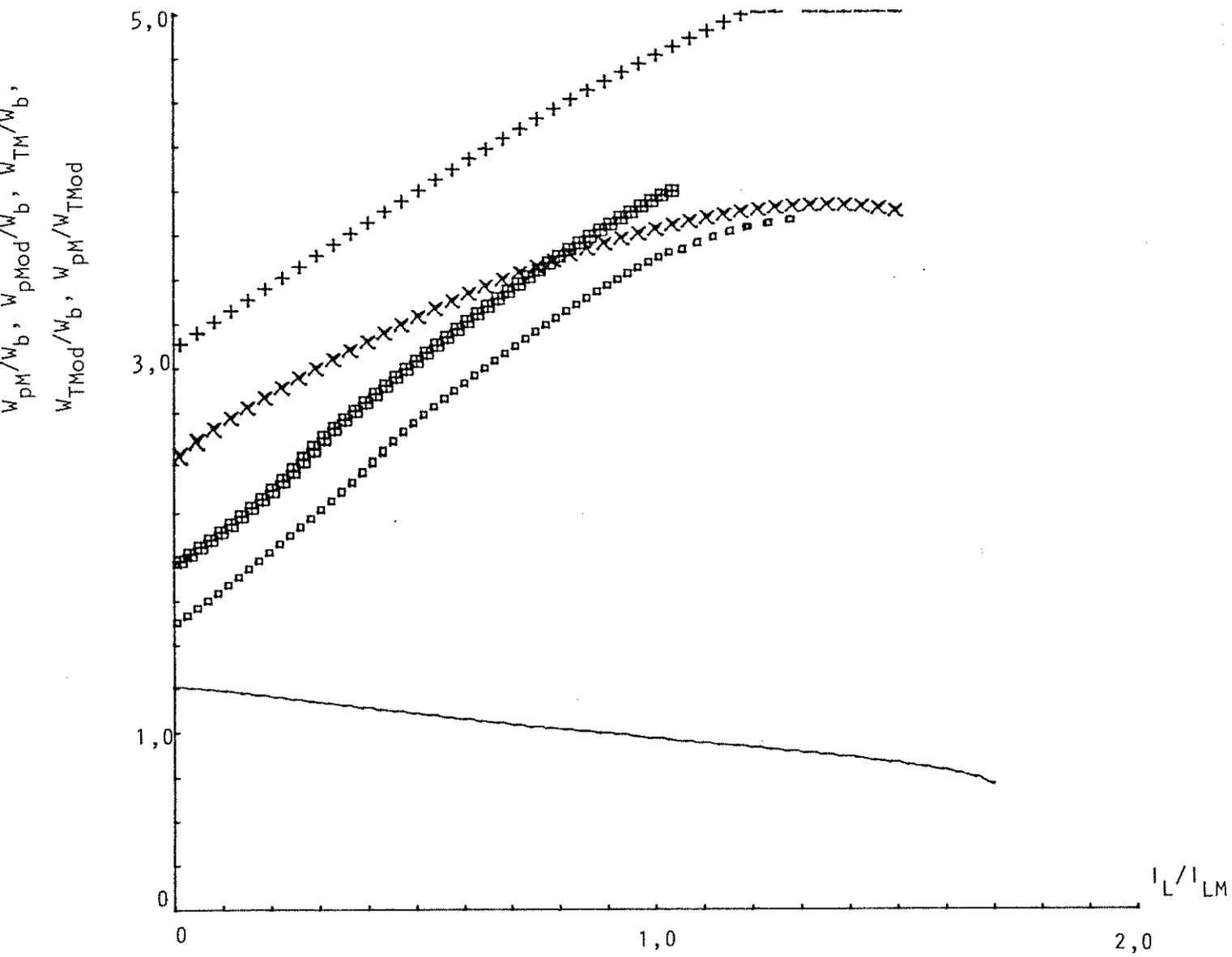


Fig. V.7 - Variação das energias dissipadas e perdidas no processo de comutação

- × - energia dissipada na topologia McMurray - w_{pM}
- - energia dissipada na topologia McMurray-Modificada - w_{pMod}
- + - energia perdida na topologia McMurray - w_{TM}
- ⊠ - energia perdida na topologia McMurray-Modificada - w_{TMod}
- - relação entre energias - w_{pM}/w_{TMod}

CAPÍTULO VI

SISTEMA DE DISPARO E CONTROLE PARA
UM INVERSOR TRIFÁSICO

VI.1. INTRODUÇÃO

Descrevemos neste capítulo o princípio de operação de um inversor trifásico, utilizando a topologia McMurray-Modificada para o circuito de comutação. Discutimos a metodologia a ser empregada para o disparo e controle do inversor, tanto em operação com seis passos quanto em operação com modulação de largura de pulso. Enfocamos aspectos particulares da dependência da modulação com o fator de potência da máquina. Por fim apresentamos uma proposta de uma arquitetura geral para o circuito de disparo e controle do inversor.

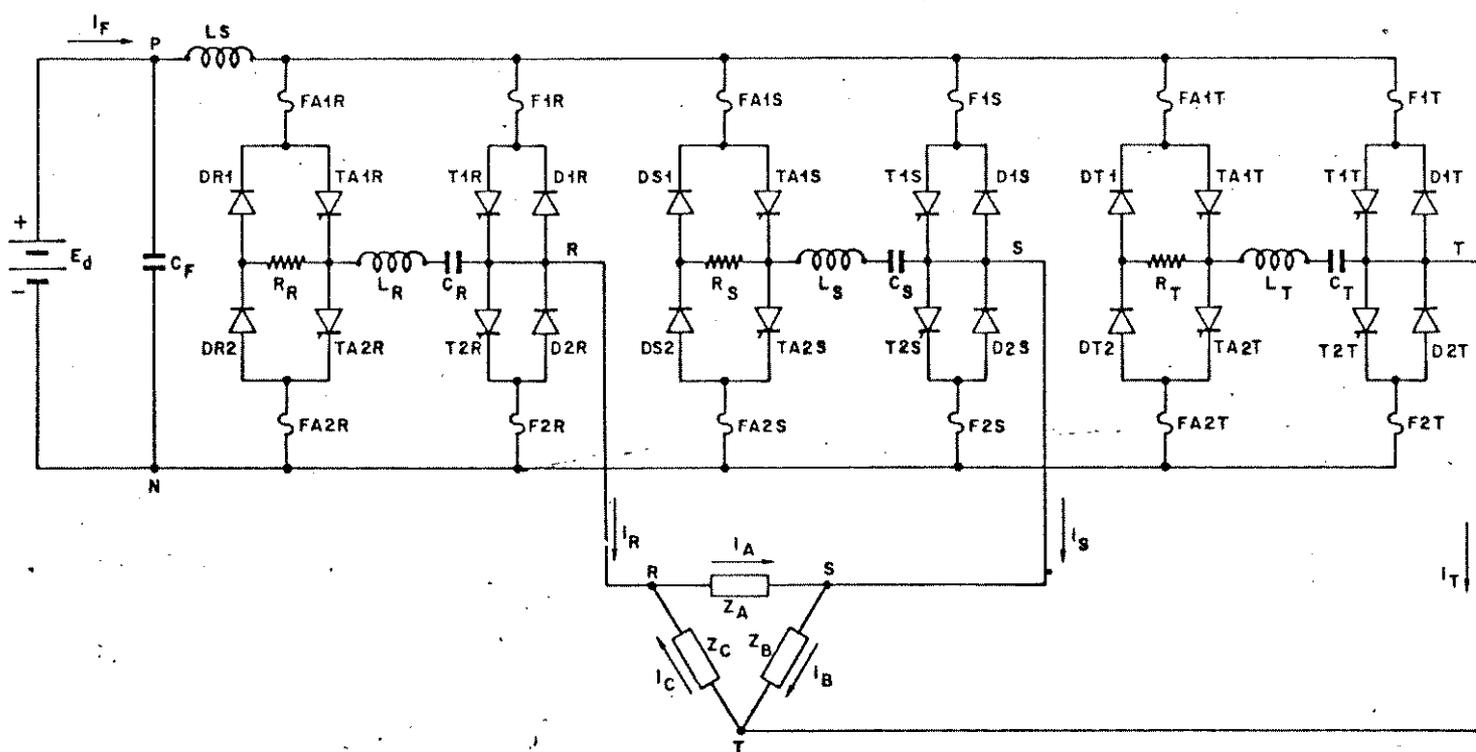


Fig. VI:1 - Esquema completo de um inversor trifásico

VI.2. OPERAÇÃO BÁSICA DE UM INVERSOR TRIFÁSICO DE SEIS PASSOS

O esquema completo de um inversor trifásico é apresentado na Fig. VI.1, onde para maior clareza os circuitos RC ("snubbers") de proteção foram omitidos.

Como já mencionamos anteriormente, o inversor é dividido em Circuito de Comutação, onde os tiristores responsáveis pela comutação forçada dos principais são: TA1R, TA2R, TA1S, TA2S e TA2T, e o Circuito Principal ou Circuito de Potência, no qual o chaveamento da carga é realizado pelos tiristores principais: T1R, T2R, T1S, T2S, T1T e T2T. Os diodos em antiparalelo com os tiristores principais são responsáveis por manterem a forma de onda de tensão do inversor quadrada com cargas indutivas.

Iniciemos a análise do sequenciamento dos disparos, observando a comutação dos tiristores principais. Para isso, tomemos a linha negativa N da fonte de alimentação como referencial para as tensões e assumiremos que a comutação é instantânea, hipótese bastante razoável já que a relação entre o período da tensão de saída do inversor e o tempo de comutação pode variar numa faixa de 100 a 10.000, sem a utilização do MLP e de 10 a 100 utilizando-se MLP.

Em função da política de disparos adotada resultam várias formas para a tensão de saída do inversor. Em princípio, pode-se distinguir dois modos: disparos a 120° e disparos a 180° .

No modo de disparos a 120° , os tiristores T1R, T1S e T1T recebem pulsos de disparo em intervalos de 120° ; o mesmo é feito para os tiristores T2R, T2S e T2T, fazendo-se com que o defasamento entre os dois grupos seja de 180° .

As formas de onda de tensão v_{RN} , v_{SN} e v_{TN} e $v_{RS} = v_{RN} - v_{SN}$, $v_{ST} = v_{SN} - v_{TN}$ e $v_{TR} = v_{TN} - v_{RN}$, são apresentadas na Fig. VI.2 onde, por exemplo, v_{RN} é igual à tensão de alimentação E_d , $E_d/2$ ou zero, enquanto T1R-D1R, nenhum deles ou T2R-D2R, respectivamente, estiverem conduzindo.

Quando a carga é indutiva, os diodos de circulação entram em condução, alterando a forma de onda de tensão, que fica sendo função do fator de potência da carga ($\cos\phi$), o que, em se

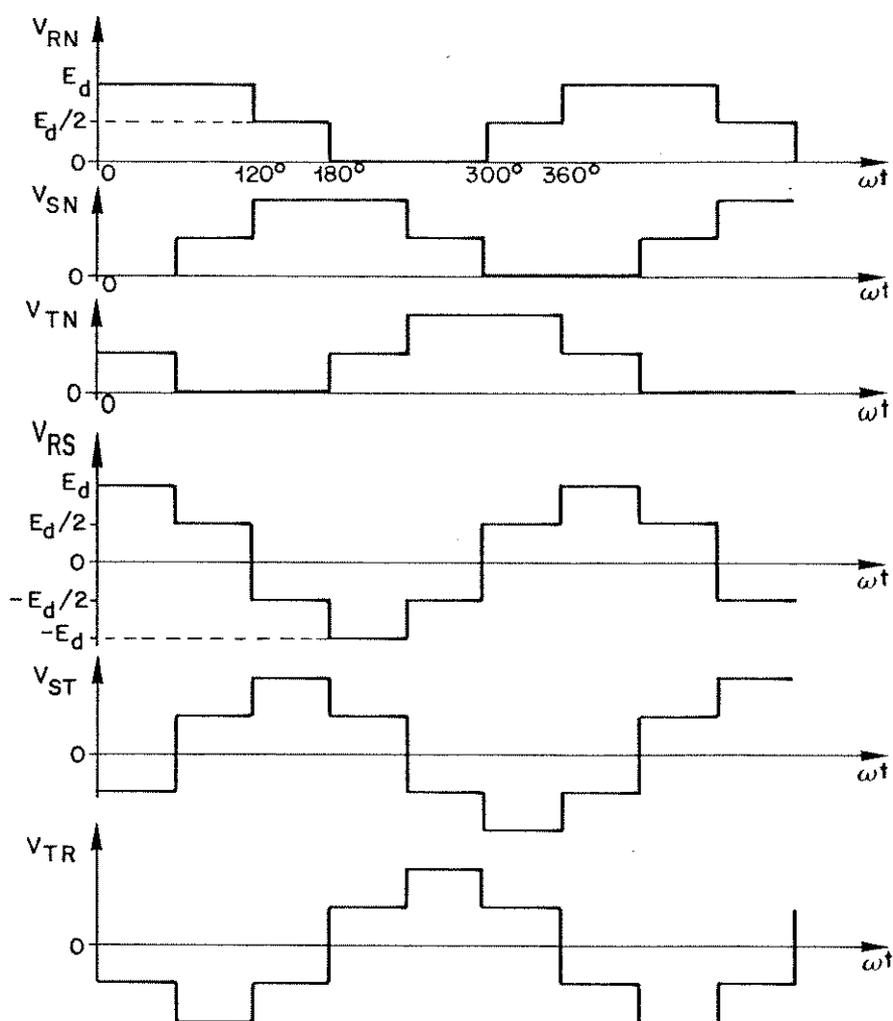


Fig. VI.2 - Formas de onda de tensão, com disparos a 120°

tratando de um inversor tipo fonte de tensão, pode ser indesejável. Para uma condição de $\cos\phi > 0,5$ ($\phi < 60^\circ$) e $\cos\phi \leq 0,5$ ($\phi \geq 60^\circ$), ponto a partir do qual a forma de onda de tensão independe do fator de potência, mostramos na Fig. VI.3 as formas de onda de tensão.

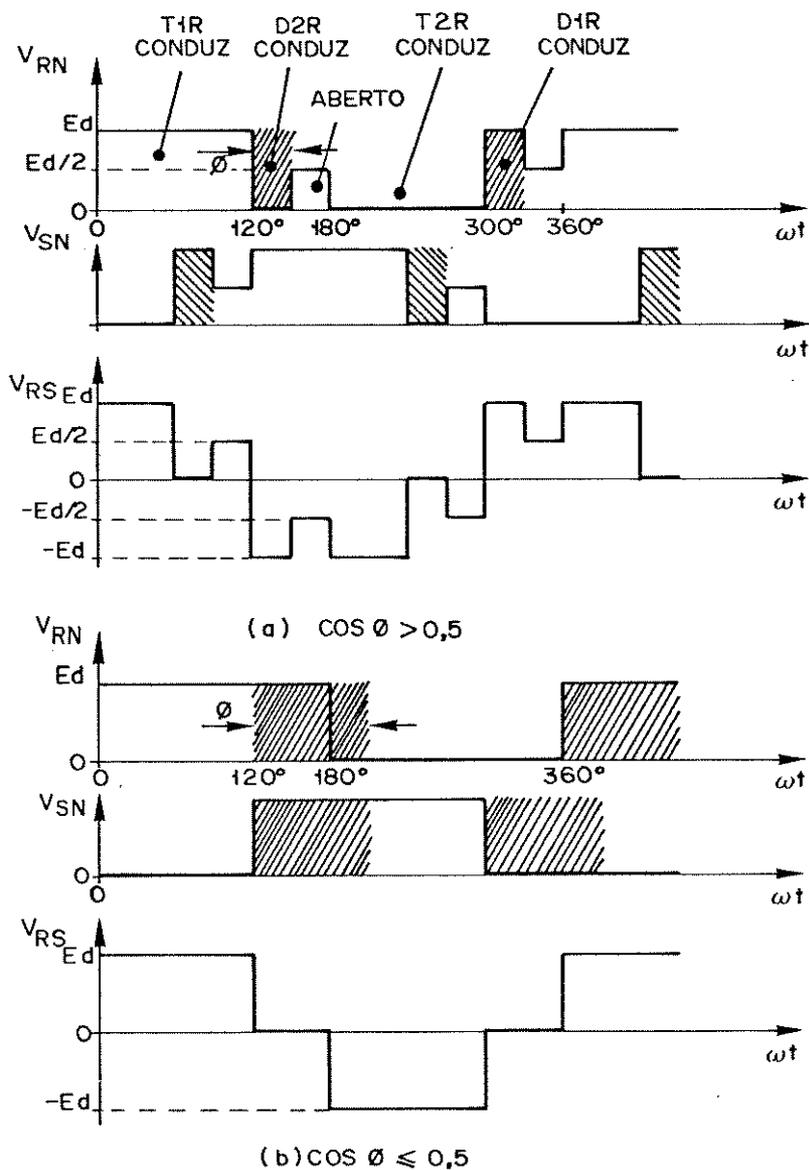


Fig. VI.3 - Formas de onda de tensão com disparos a 120°
 a) Carga com $\cos \phi > 0,5$
 b) Carga com $\cos \phi \leq 0,5$

No modo de disparos a 180° , as formas de ondas são outras. Neste modo, cada tiristor não conduz somente durante 120° como no modo anterior, mas durante 180° , mantendo-se a defasagem entre fases de 120° . Na Fig. VI.4 apresentamos as tensões obtidas neste modo, que agora independem do tipo de carga a ser alimentada.

O sequenciamento apropriado de condução dos tiristores

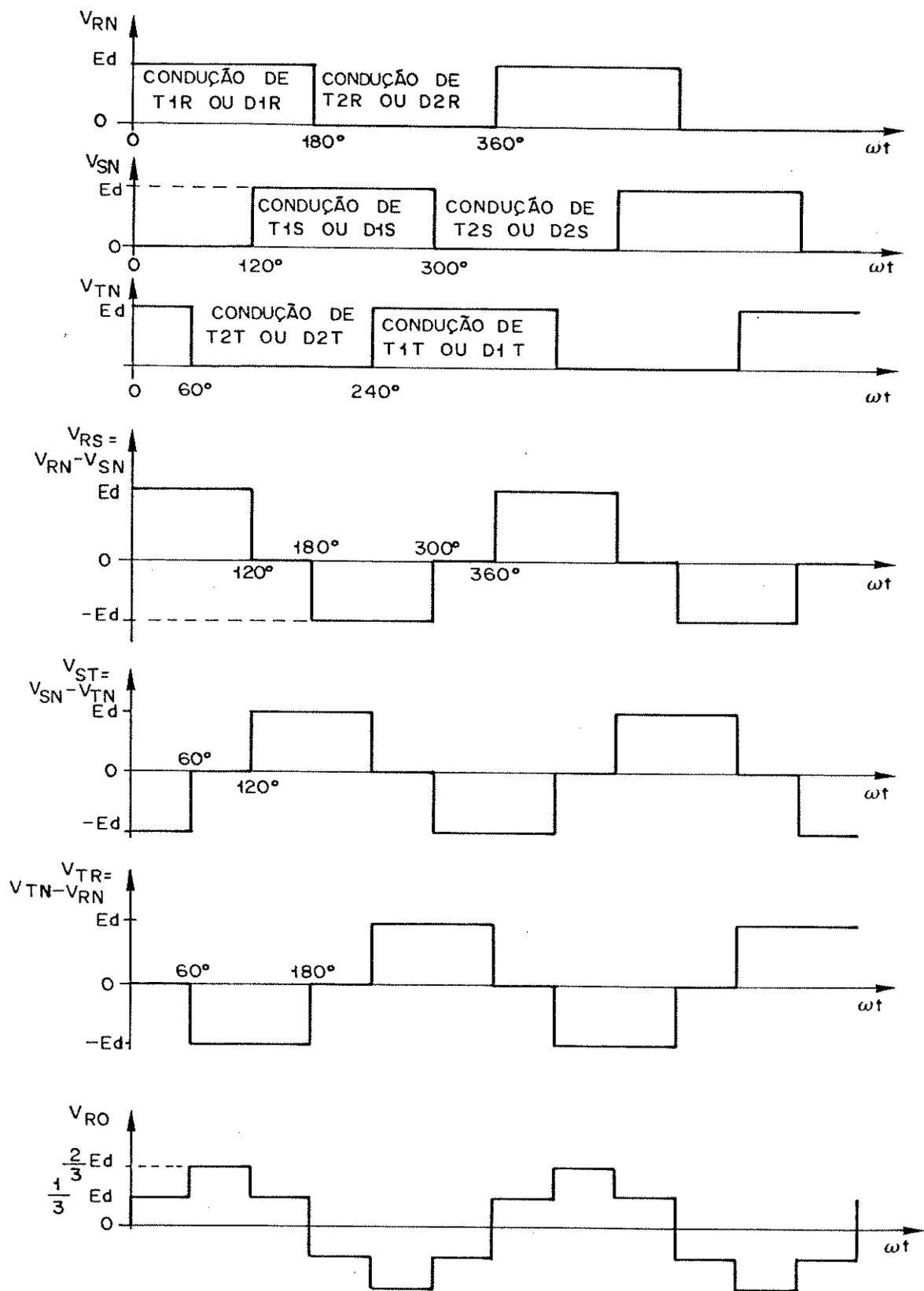


Fig. VI.4 - Formas de onda de tensão com disparos a 180°

principais, permite compormos formas de onda trifásicas, defasadas uma em relação à outra de 120° e sem conteúdo de terceira harmônica, gerando assim as tensões de linha $v_{RS} = v_{RN} - v_{SN}$, $v_{ST} = v_{SN} - v_{TN}$ e $v_{TR} = v_{TN} - v_{RN}$, que expandidas em série de Fourier resultam:

$$v_{RS} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} Ed \left\{ \sin \omega t - \frac{1}{5} \sin 5\omega t - \frac{1}{7} \sin 7\omega t + \frac{1}{11} \sin 11\omega t + \dots \right\},$$

$$v_{ST} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} Ed \left\{ \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) - \frac{1}{5} \sin 5\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) - \frac{1}{7} \sin 7\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{1}{11} \sin 11\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + \dots \right\}$$

$$v_{TR} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} Ed \left\{ \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) - \frac{1}{5} \sin 5\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) - \frac{1}{7} \sin 7\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{1}{11} \sin 11\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \dots \right\}$$

Sendo a conexão da carga em estrela etendo 0 como ponto neutro, as tensões de fase v_{RO} , v_{SO} e v_{TO} são obtidas do sistema vetorial:

$$\begin{cases} \vec{v}_{TO} - \vec{v}_{RO} = \vec{v}_{TR} \\ \vec{v}_{SO} - \vec{v}_{TO} = \vec{v}_{ST} \\ \vec{v}_{RO} - \vec{v}_{SO} - \vec{v}_{TO} = 0 \end{cases}$$

de onde temos:

$$\vec{v}_{RO} = \frac{\vec{v}_{RS} - \vec{v}_{TR}}{3}$$

$$\vec{v}_{SO} = \frac{\vec{v}_{ST} - \vec{v}_{RS}}{3}$$

$$\vec{v}_{TO} = \frac{\vec{v}_{TR} - \vec{v}_{ST}}{3}$$

Os inversores que geram estes tipos de formas de onda de tensão são designados inversores fonte de tensão com seis passos (ou degraus ou "six-step") o que implica em haver seis comutações distribuídas uniformemente em um período. É também uma característica deste tipo de inversor o fato de que três níveis de tensão são aplicados em cada fase da carga, +Ed, zero, ou -Ed.

Na Fig. VI.5, para uma condição de carga tal que $\cos\phi \geq 0,5$, apresentamos as principais formas de onda de tensão e corrente.

Assumindo uma carga indutiva trifásica balanceada, conectada em triângulo, e mantendo-se a hipótese de comutação instantânea, as correntes de fase i_A , i_B e i_C consistirão de exponenciais crescentes e decrescentes, produzidas pelos degraus de tensão aplicados em cada uma das fases, com uma constante de tempo definida pela carga.

Consideremos que os tiristores T2R, T2S e T1T estejam conduzindo, tomando como origem do tempo o instante no qual T2R é comutado. Levando-se em conta a hipótese de comutação instantânea, D1R entra em condução imediatamente, tornando a tensão v_{RN} igual a $+Ed$. Assim, a partir deste instante um degrau de $+Ed$ é aplicado na fase A da carga, durante 120° , crescendo a corrente i_A exponencialmente, denotada neste intervalo por i_1 . Quando há a comutação de T2S, v_{RS} vai para zero, tendo início o trecho em decaimento exponencial i_2 , que se estende até a comutação de T1R, quando então D2R entra em condução tornando v_{RS} negativa.

De forma análoga para as outras fases, tem-se as correntes i_B e i_C com defasamentos em relação a i_A de 120° e 240° , respectivamente. Dado os sentidos positivos das correntes indicados na Fig. VI.1, as correntes de linha i_R , i_S e i_T são determinadas por:

$$i_R = i_A - i_C ,$$

$$i_S = i_B - i_A ;$$

$$i_T = i_C - i_B .$$

A origem do tempo foi escolhida no instante em que a comutação de T2R é feita, quando imediatamente, por intermédio da condução de D1R, a tensão v_{RN} se torna $+Ed$. No entanto a corrente de linha i_R continua negativa, circulando por D1R, durante um tempo que é função do fator de potência ($\cos\phi$) da carga. Durante este intervalo de condução, D1R opera como um diodo de circulação, devolvendo à fonte de alimentação parte da energia magnética

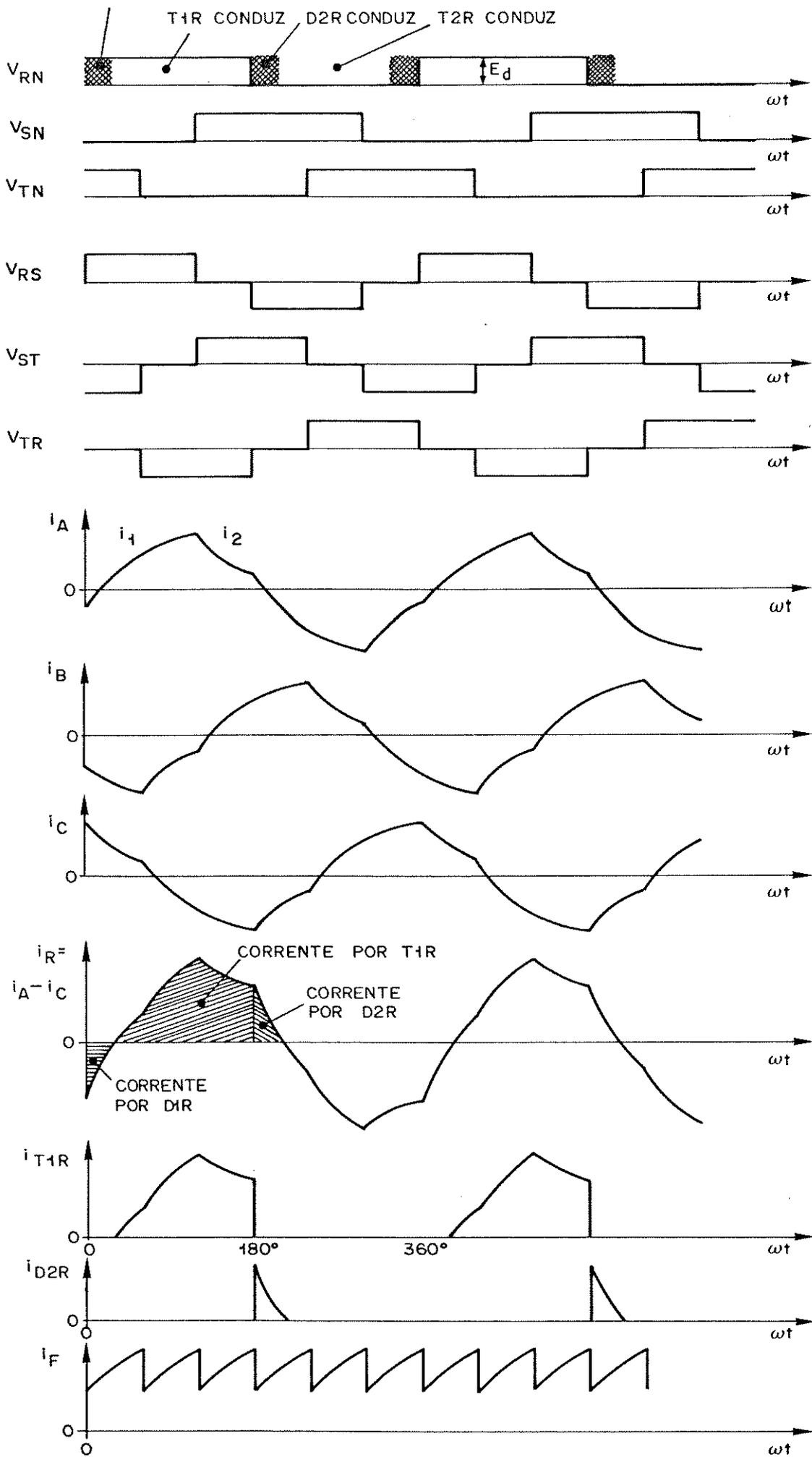


Fig. VI.5 - Formas de onda de tensão e corrente para um inversor de seis passos

tica armazenada na carga. Somente quando T2R entrar em condução é que i_R inverterá de sentido, sendo a condição para que isto ocorra a entrada no estado de bloqueio de D2R, após o qual a tensão v_{AK} de T2R se torna positiva.

Após um ciclo, T2R é comutado mas a corrente permanece negativa devido à condução de D1R, tornando-se positiva somente após a entrada em condução de T1R que só pode ocorrer após o bloqueio de D1R. Portanto, operando-se com cargas indutivas os tiristores principais não podem entrar em condução assim que são disparados. Observa-se que a corrente i_R é composta pelas correntes dos tiristores, T1R e T2R, e diodos, D1R e D2R. A amplitude da corrente no instante imediatamente anterior à comutação é bastante importante, desde que é com este valor de corrente que o tiristor será comutado. Este valor de corrente é menor que o valor de pico pelo tiristor, mas para cargas indutivas com baixos fatores de potência o valor máximo de corrente ocorre no instante da comutação.

A corrente i_F suprida ao inversor pela fonte de alimentação é composta pela soma das componentes i_1 das correntes de fase, já que as componentes i_2 somente circulam entre a carga - diodo - tiristor. Para cargas com baixo fator de potência, a corrente i_R pode permanecer negativa durante um intervalo maior que 60° quando apenas um tiristor, T2S, está conduzindo, o que faz com que a corrente de carga necessariamente circule por D1R, D2T e fonte de alimentação.

Nestas condições a corrente pela fonte inverte de sentido, ocorrendo regeneração da energia armazenada na carga para a fonte de alimentação. Na Fig. VI.6 observa-se as tensões e correntes trifásicas para uma situação de carga com $\cos\phi < 0,5$ ($\phi > 60^\circ$).

A corrente reversa que circula pela fonte de alimentação é numericamente igual à corrente da linha cujo diodo conduz acima de 60° . Também com este exemplo fica evidente o que já dissemos quanto ao fato de que para com cargas com baixos valores de fator de potência, a comutação dos tiristores principais ocorre no instante de máxima corrente.

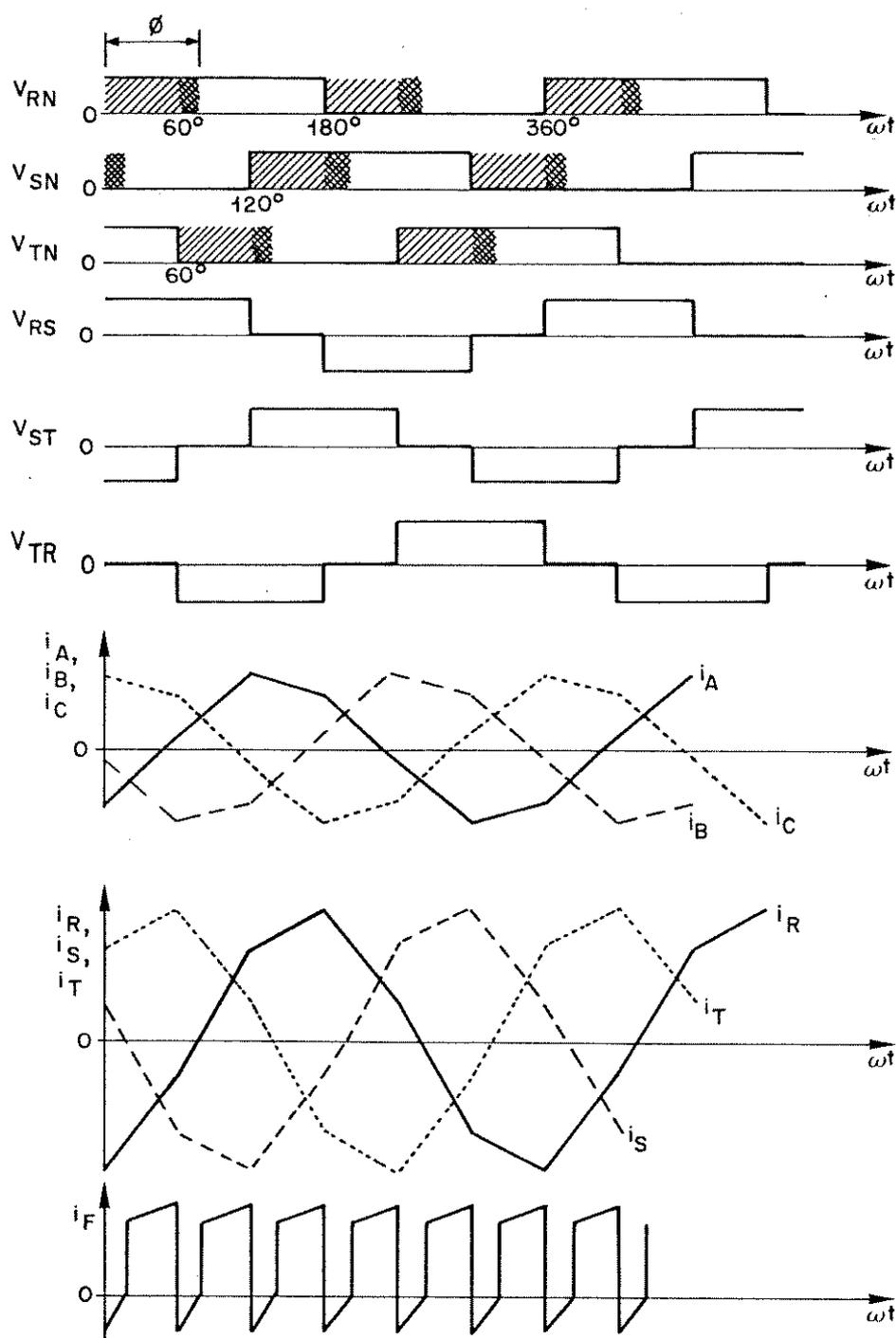


Fig. VI.6 - Tensões e correntes trifásicas para carga com $\cos\phi < 0,5$

- Período de corrente de circulação
- Período de regeneração de energia

Convém ressaltar que se a tensão contínua de alimentação do inversor é obtida de um retificador, a corrente não poderá inverter de sentido, o que poderá ocasionar sobretensões indesejáveis na linha de alimentação c.c. Para se evitar tal inconveniente, deve-se utilizar um capacitor na linha c.c. capaz de absorver a energia reativa ou, operar com um retificador dual, que permita o fluxo inverso da corrente.

Tendo sido feita esta análise preliminar do ponto de vista geral da operação do inversor, é necessária agora uma análise que leve em conta aspectos particulares do circuito de comutação. Da primeira análise feita, concluiu-se que a entrada em condução de um tiristor principal está condicionada ao término da condução do diodo com ele ligado em antiparalelo, que enquanto conduz a corrente de circulação polariza reversamente o tiristor. Assim sendo, adiantaremos aqui que os disparos dos tiristores principais serão feitos através de sensores de estado de condução e não-condução para os diodos de circulação, que ao detectarem que a condução de corrente pelos diodos cessou, liberam os pulsos de disparo para os tiristores correspondentes. Este método de disparo permite que haja um sincronismo na operação do inversor quanto ao disparo dos tiristores principais e ao tempo de duração do pulso aplicado em seus "gates". Os sistemas normalmente utilizados para os disparos dos tiristores principais são assíncronos, ou seja, a informação para o disparo é sempre dada em um determinado instante após ter sido iniciado o processo de comutação. Os inconvenientes dessa técnica, apesar da sua vantagem de simplicidade em relação à primeira, são: excessiva dissipação de potência no gate, que recebe pulsos de disparo enquanto o tiristor está reversamente polarizado e provavelmente também após ter entrado em condução; e perda da capacidade de chaveamento do inversor, o que acontece quando, para cargas fortemente indutivas, o tiristor auxiliar deixa de receber os pulsos para o disparo. Isto ocorre quando a largura do trem de pulsos enviado ao tiristor é de duração menor que o intervalo de condução do diodo de circulação, sendo este último função do fator de potência da máquina que em casos típicos pode ter uma duração de 10 a 1000 vezes o valor do tempo de desligamento dos tiristores (tiristores rápidos, $t_q \cong 50\mu s$) em função dos limites da frequência de operação.

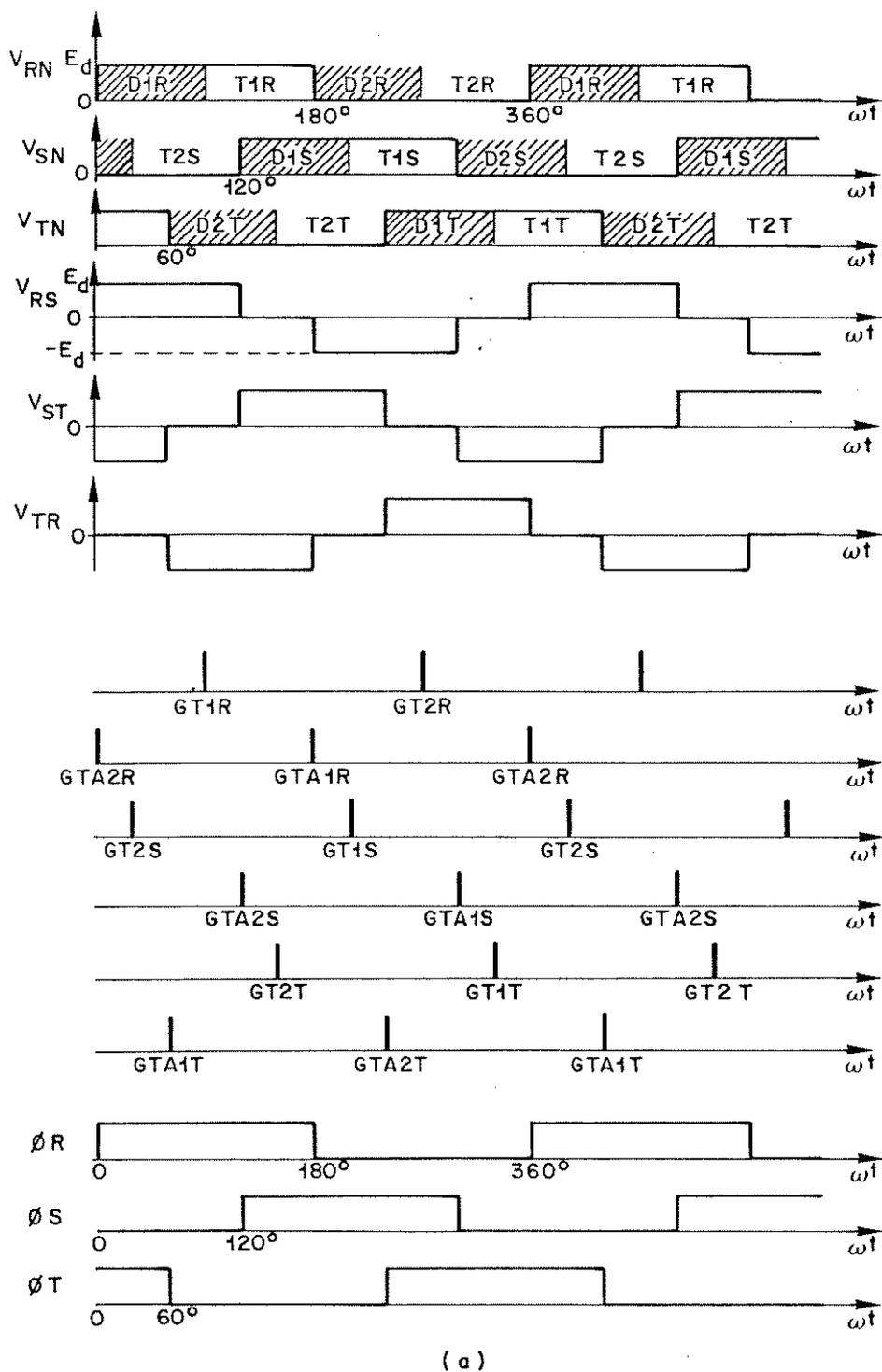
Todo o circuito de disparo e controle tem origem em um oscilador mestre, de alta frequência, responsável pela geração de sinais de relógio, necessários para a perfeita sincronização de todo o sistema. Trata-se de um oscilador controlado por tensão ("VCO") que, após um processamento adequado, gera três sinais, ϕ_R , ϕ_S e ϕ_T , defasados entre si de 120° e com frequência variável, que serão as referências para os gatilhamentos dos tiristores.

A proposta deste sistema de disparo e controle é produzir, pelo chaveamento adequado dos tiristores, um sinal de tensão, com potência elevada, que seja diretamente correspondente ao sinal eletrônico de referência, de baixa potência, gerado pelo sistema. Na Fig. VI.7.a apresentamos as tensões de saída do inversor, os pulsos que devem ser aplicados nos gates, assim como os sinais de referência ϕ_R , ϕ_S e ϕ_T , que serão responsáveis pela geração de tais pulsos. A idealização deste sistema de disparo e controle, juntamente com o inversor, é apresentada na Fig. VI.7.b, onde K representa o ganho que existe entre os sinais $\phi_T(t)$, $\phi_S(t)$, $\phi_R(t)$ e $v_{RN}(t)$, $v_{SN}(t)$ e $v_{TN}(t)$.

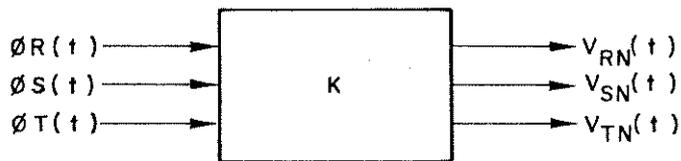
A comutação de um tiristor principal de uma fase p qual quer tem início quando o seu tiristor auxiliar correspondente é disparado. Após alguns microsegundos, a tensão desta fase é comutada pela condução dos diodos de circulação, tornando-se, em relação ao ponto N da fonte de alimentação, $+E_d$ se T2p foi comutado ou 0 se a comutação foi de T1p. Os comandos para as comutações são dados aos tiristores auxiliares pelos sinais ϕ_R , ϕ_S , ϕ_T ou genericamente ϕ_p . As transições dos sinais ϕ_p devem ser detectadas e processadas para que nestes instantes sejam disparados os tiristores auxiliares; as bordas de descidas dos sinais ϕ_p deverão comandar os disparos dos tiristores auxiliares de índice 1, enquanto que as bordas de subida deverão comandar os disparos dos tiristores de índice 2. Levando-se em consideração que a lógica utilizada neste sistema é positiva e os componentes sensíveis a bordas de subida, teremos as seguintes expressões lógicas para os sinais de gates, GTA1p e GTA2p, para os tiristores auxiliares:

$$GTA1p = \bar{\phi}_p$$

e
$$GTA2p = \phi_p$$



(a)



(b)

Fig. VI.7 - (a) Formas de onda de tensão e pulsos de disparo
 (b) Representação do sistema de disparo e controle

A fim de propiciar uma maior clareza de notação e simplicidade de análise, introduzimos a seguinte definição: seja um sinal lógico qualquer δ em função do tempo, com bordas, de descida e de subida, bem definidas. Assim sendo, os símbolos, $\delta\uparrow$ e $\delta\downarrow$, representarão pulsos positivos de largura determinada, produzidos respectivamente pelas bordas de subida e de descida do sinal δ . Utilizando esta nova notação, tem-se:

$$GTA1p = \phi p\downarrow$$

e

$$GTA2p = \phi p\uparrow$$

Os sensores de estado dos diodos de circulação comandam os disparos dos tiristores principais. Estes sensores, que futuramente terão uma abordagem mais detalhada, produzem níveis lógicos em função do estado dos diodos. Para um diodo de índice ℓ ($\ell = 1$ ou 2) de uma fase p em condução, o sinal $D\ell p$ produzido pelo sensor de estado é 1. Caso contrário, $D\ell p$ é igual a zero.

Além dos sensores de estado para os diodos, tem-se a necessidade da utilização de sensores de estado para os tiristores principais, que geram sinais lógicos $T\ell p$ de nível 1 se os tiristores estão em condução e nível zero quando eles estão no estado de bloqueio. O conhecimento do estado do tiristor principal é importante na garantia de um funcionamento seguro do inversor, uma vez que esta informação é utilizada num esquema de proteção por intertravamento, para evitar que seja acionado o comando de disparo de um tiristor, quando ainda, o seu correspondente de fase estiver em condução. Como os tiristores de índice 1 ou 2, de uma fase p , somente devem ser disparados quando o sinal ϕp correspondente for respectivamente 1 ou 0, por questão de segurança, condicionamos os sinais de disparo ao sinal ϕp . As expressões lógicas para os sinais de disparo dos tiristores principais, numa primeira análise, são:

$$GT1p = D1p\downarrow \wedge \overline{T2p} \wedge \phi p$$

e

$$GT2p = D2p\downarrow \wedge \overline{T1p} \wedge \overline{\phi p}$$

Apresentamos na Fig. VI.8, para uma fase p , os sinais lógicos produzidos pelos sensores de estado dos diodos e tiristo

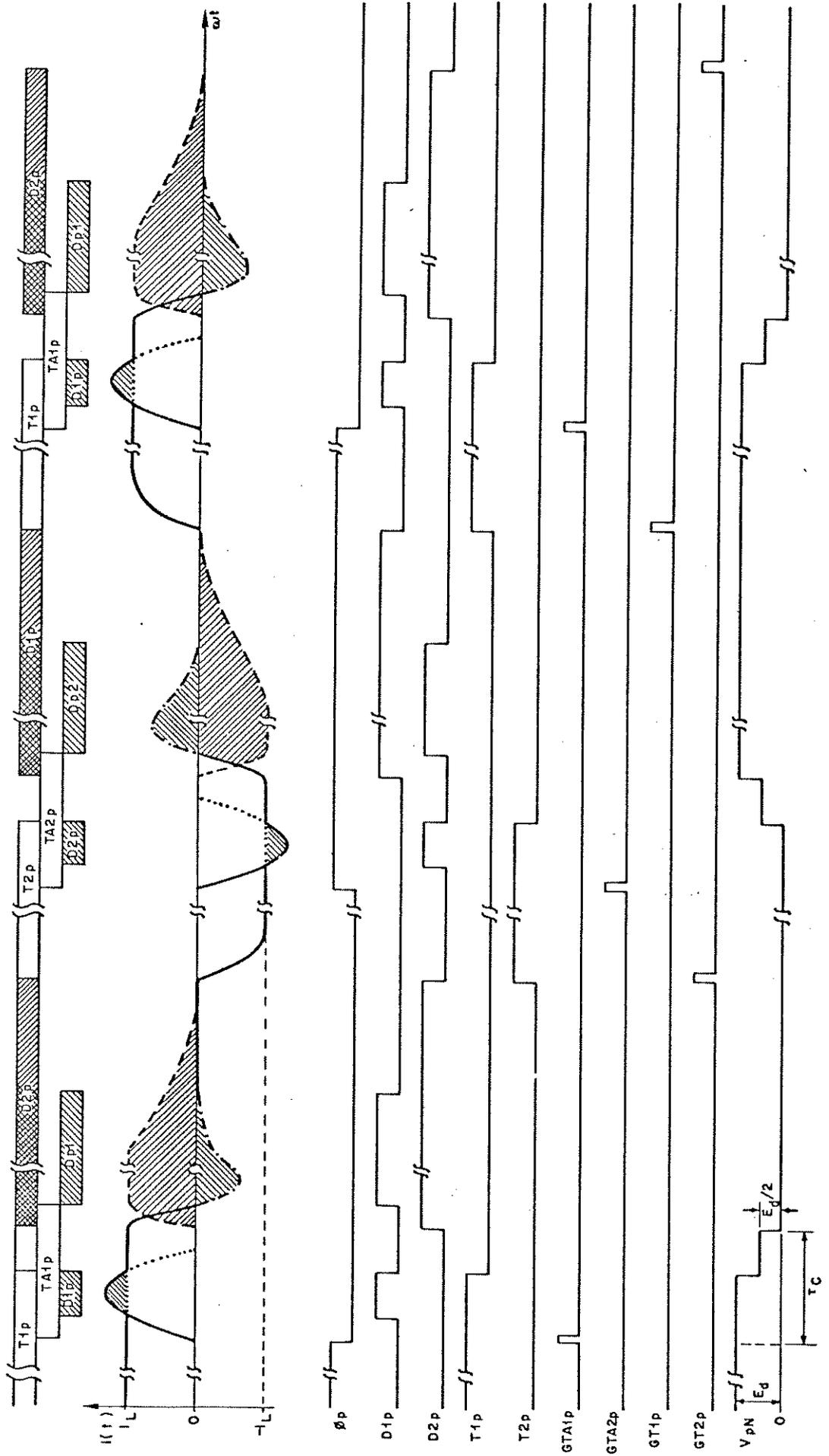


Fig. VI.8 - Formas de onda geradas pelo circuito de disparo e controle

res, o sinal de referência ϕ_p , os sinais de disparo para os tiristores principais e auxiliares, assim como as formas de ondas de correntes, durante os processos de comutação e a forma de onda de tensão, v_{pN} , na saída do inversor.

Observa-se por esta figura, a correspondência existente entre o sinal ϕ_p e o sinal de saída v_{pN} , a menos de um atraso τ_c , devido ao fato de não ser o processo de comutação instantâneo, e, a um valor intermediário de v_{pN} que ocorre devido à não condução de nenhum dos tiristores e diodos da ponte, enquanto o capacitor de comutação alimenta a carga com corrente constante.

A metodologia de disparos dos tiristores auxiliares e principais descrita até agora, não prevê a utilização de modulação por largura de pulso. Neste modo de operação, os tiristores devem ser disparados e comutados mais de uma vez por ciclo do sinal de saída do inversor, ainda comandados pelos sinais de referência, agora modulados, designados por ϕ_{pM} . O comando para o disparo dos tiristores auxiliares continua ainda sendo as transições dos sinais ϕ_{pM} , ou seja:

$$GTA1p = \phi_{pM} \downarrow$$

e

$$GTA2p = \phi_{pM} \uparrow$$

Para os tiristores principais, o comando dos disparos será dado, não mais somente pelos sensores de estado dos diodos, mas também, pelas transições dos sinais ϕ_{pM} . Assim sendo, mesmo antes do diodo D2p ter encerrado sua condução, a borda de subida de ϕ_{pM} disparará o tiristor T1p. No entanto, se a carga for pouco indutiva ou se os valores da frequência de operação e da largura de pulso, forem tais que possibilitem a condução completa de D2p, o tiristor T2p deve ser disparado pelo sinal do sensor de estado de D2p.

Por uma questão de segurança, deve-se sempre verificar, antes de se efetuar o disparo de um tiristor principal, se o capacitor de comutação possui carga suficiente para realizar o processo de comutação. Isto é possível através da implementação no sistema de sensores de estado para os capacitores de comutação

que geram para cada capacitor de uma fase p um sinal C_p , de nível 1 se o capacitor estiver carregado, não importando a polaridade, e, de nível 0 se o capacitor estiver sem carga.

As expressões lógicas para os sinais de disparo dos tiristores principais são:

$$GT1p = (D1p \downarrow \wedge \phi_{PM} \vee \phi_{PM} \uparrow) \wedge \overline{T2p} \wedge C_p$$

e

$$GT2p = (D2p \downarrow \wedge \overline{\phi_{PM}} \vee \phi_{PM} \downarrow) \wedge \overline{T1p} \wedge C_p$$

Em operação por modulação de largura de pulso, uma especial atenção deve ser dada à relação entre o fator de potência da carga e o tipo de modulação utilizada. Nas Figs. VI.9(a) e VI.9.(b) esboçamos os sinais de referência, ϕ_R , ϕ_S e ϕ_T , juntamente com as formas de onda de tensão v_{RN} , v_{SN} , v_{TN} e v_{RS} . Em ambas, os sinais de referência ϕ_{PM} determinam pela relação entre os tempos de ligado e desligado, respectivamente T_L e T_D , o valor eficaz da tensão de saída do inversor. Na Fig. VI.9(a) o valor do fator de potência da carga, $\cos\phi$, é menor que o argumento dado por ωT_D , onde ω é a frequência de operação do inversor.

Na ocorrência da borda de descida dos sinais ϕ_{RM} e ϕ_{TM} , após 60° de condução, os tiristores T1R e T1T são comutados, entrando em condução os diodos D2R e D2T que em conjunto com T2S conduzem a corrente de circulação da carga durante o intervalo de tempo $t_{\cos\phi}$ dado por:

$$t_{\cos\phi} = \frac{\phi}{\omega}$$

Quando cessa a corrente de circulação, D2R e D2T entram no estado de bloqueio gerando os sensores de estado dos diodos pulsos para o disparo dos tiristores T2R e T2T. Como não há neste instante nenhum outro tiristor de Índice 1 apto à condução, os três de Índice 2 entram no estado de bloqueio, fazendo com que as tensões v_{pN} comutem para o valor intermediário de $E_d/2$. Isto causará uma anomalia na operação do inversor uma vez que será impossível aos tiristores de Índice 2 entrarem em condução nestas condições. Para tornar possível a condução deles, deve-se fazer com que o

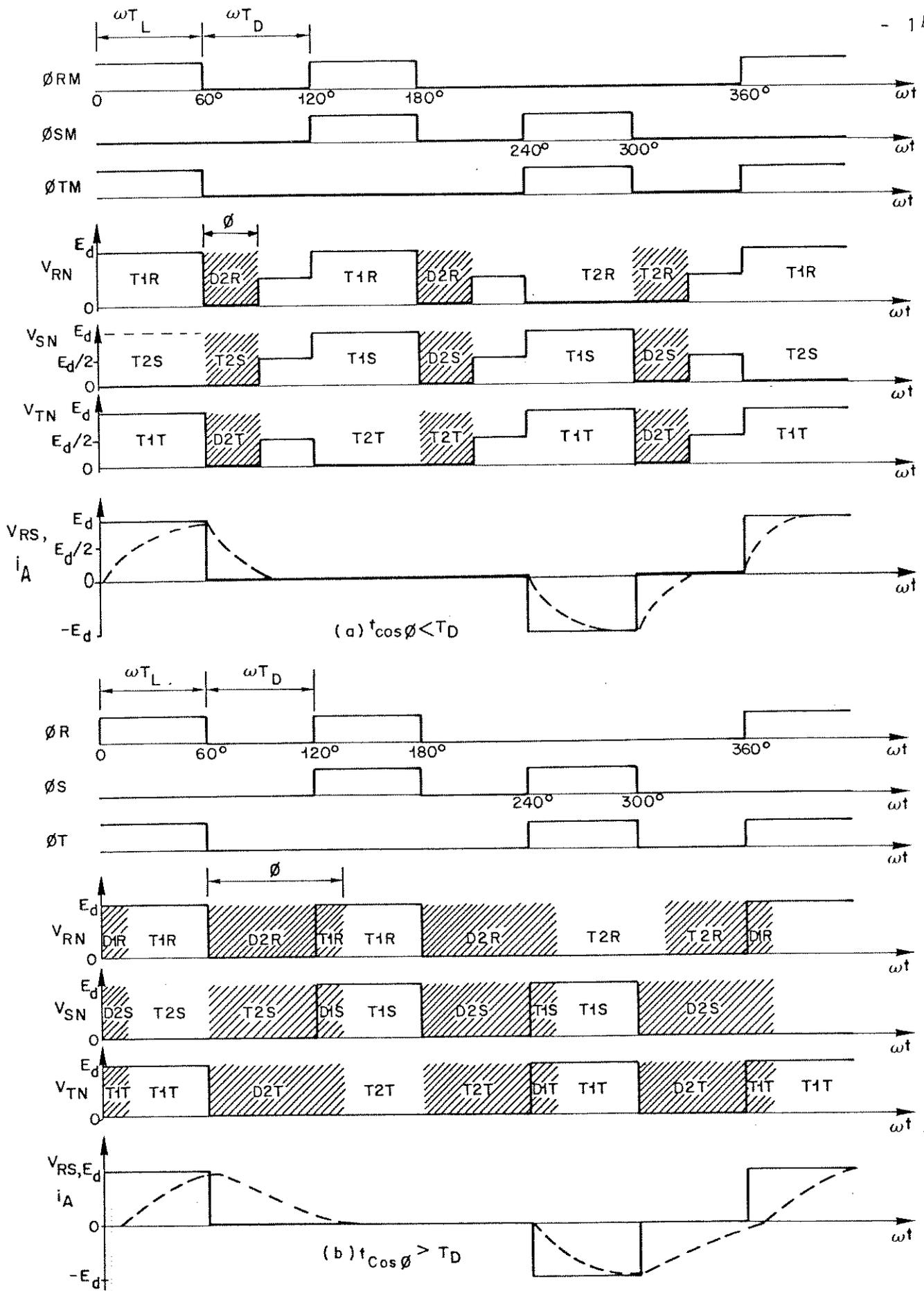


Fig. VI.9 - Formas de onda de tensão e corrente gerados pelo circuito de disparo

a) $t \cos \phi < T_D$

b) $t \cos \phi > T_D$

tempo de duração dos pulsos de disparo, t_{GT2p} , obedeça a relação:

$$t_{GT2p} \geq T_D - t_{\cos\phi}$$

Em função da frequência f de operação e do número de pulsos usados na modulação, determina-se uma faixa de valores para t_{GT2p} com valores máximos que podem atingir até 50 ms.

Valores tão elevados para a duração dos pulsos de disparo são indesejáveis por permitirem que em certas regiões de operação, se estabeleça um curto circuito entre os tiristores, além de contribuírem com excessivas perdas nos gates.

Uma outra sugestão para se resolver o problema da não entrada em condução do tiristor T2p seria, através de um resistor inserido entre o anodo e catodo do tiristor de índice 1, forçar a entrada em condução de T2p. Para que isto ocorra, é necessário que a corrente pelo tiristor seja maior ou igual que a sua corrente de manutenção, I_H .

O inconveniente deste procedimento, que eliminaria a necessidade de pulsos de disparo de grande largura, é a potência dissipada no resistor inserido. Para um inversor com tensão de alimentação de 300V e tiristores com $I_H = 0,5A$, teremos a potência de aproximadamente 150 W dissipada sobre o resistor, valor excessivo para um sistema cuja proposta é efetuar um chaveamento com pequenas perdas.

Na Fig. VI.9(b) exemplificamos a condição em que o fator de potência da carga é tal que $t_{\cos\phi} > T_D$. Neste caso, a anomalia em questão deixa de existir sendo a condução do tiristor T2p sempre garantida pelos diodos de circulação de índice 2 e seu disparo comandado pelos sensores de estado destes diodos. Esta condição deve ser sempre obedecida, uma vez que com ela não necessitamos garantir a condução de T2p, aplicando um pulso de disparo largo, e nem forçar sua condução, inserindo um resistor no circuito de potência. Nas Figs. VI.10 e VI.11 apresentamos, respectivamente, de uma forma detalhada, os processos de disparo e comutação para o caso em que $t_{\cos\phi} < T_D$ e para $t_{\cos\phi} > T_D$.

Em toda a faixa de frequências de operação, que se es

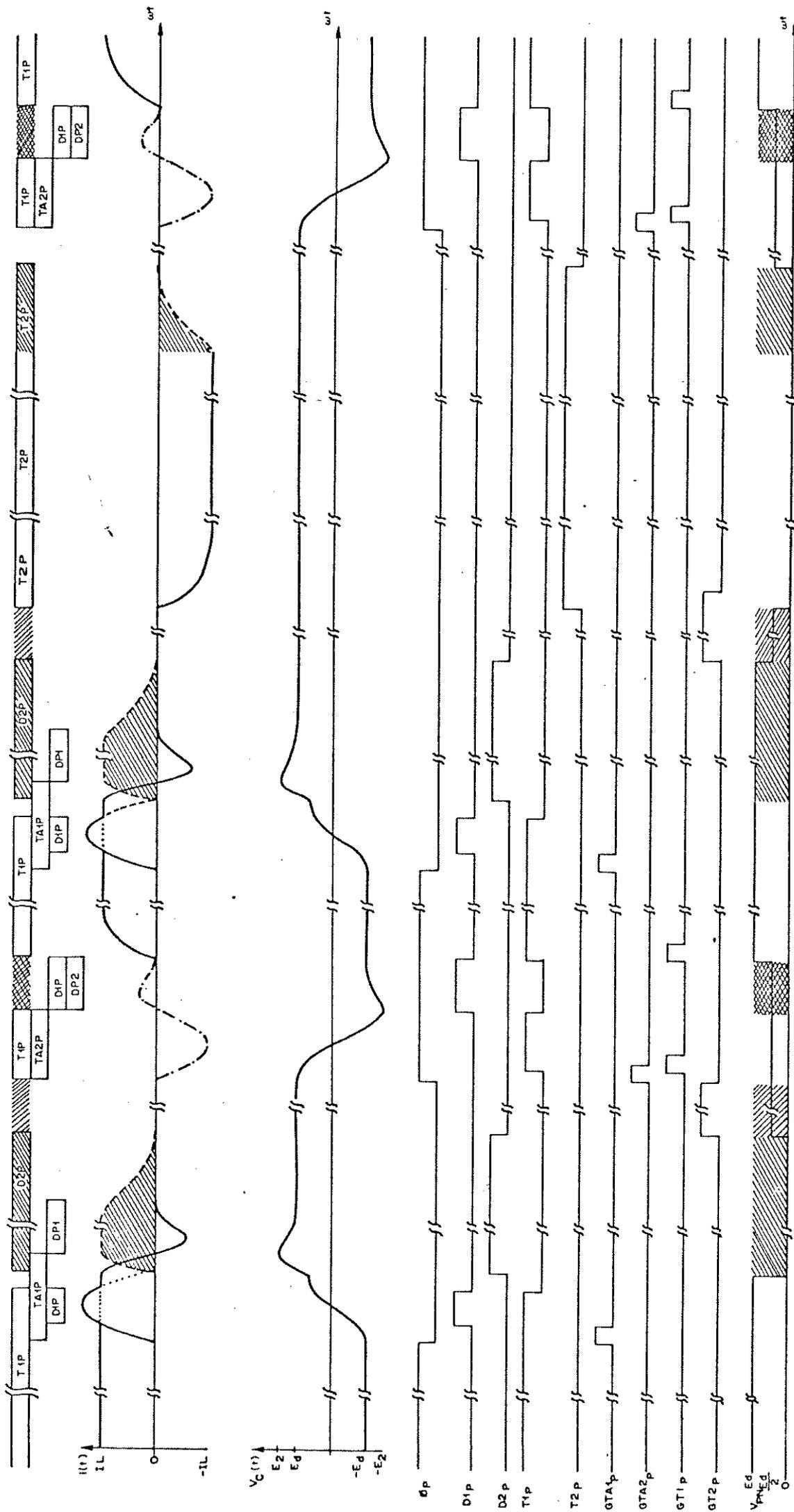


Fig. VI.10 - Formas de onda de corrente e tensão produzidas pelo circuito de disparo e controle para a condição $t_{\cos\phi} < T_D$

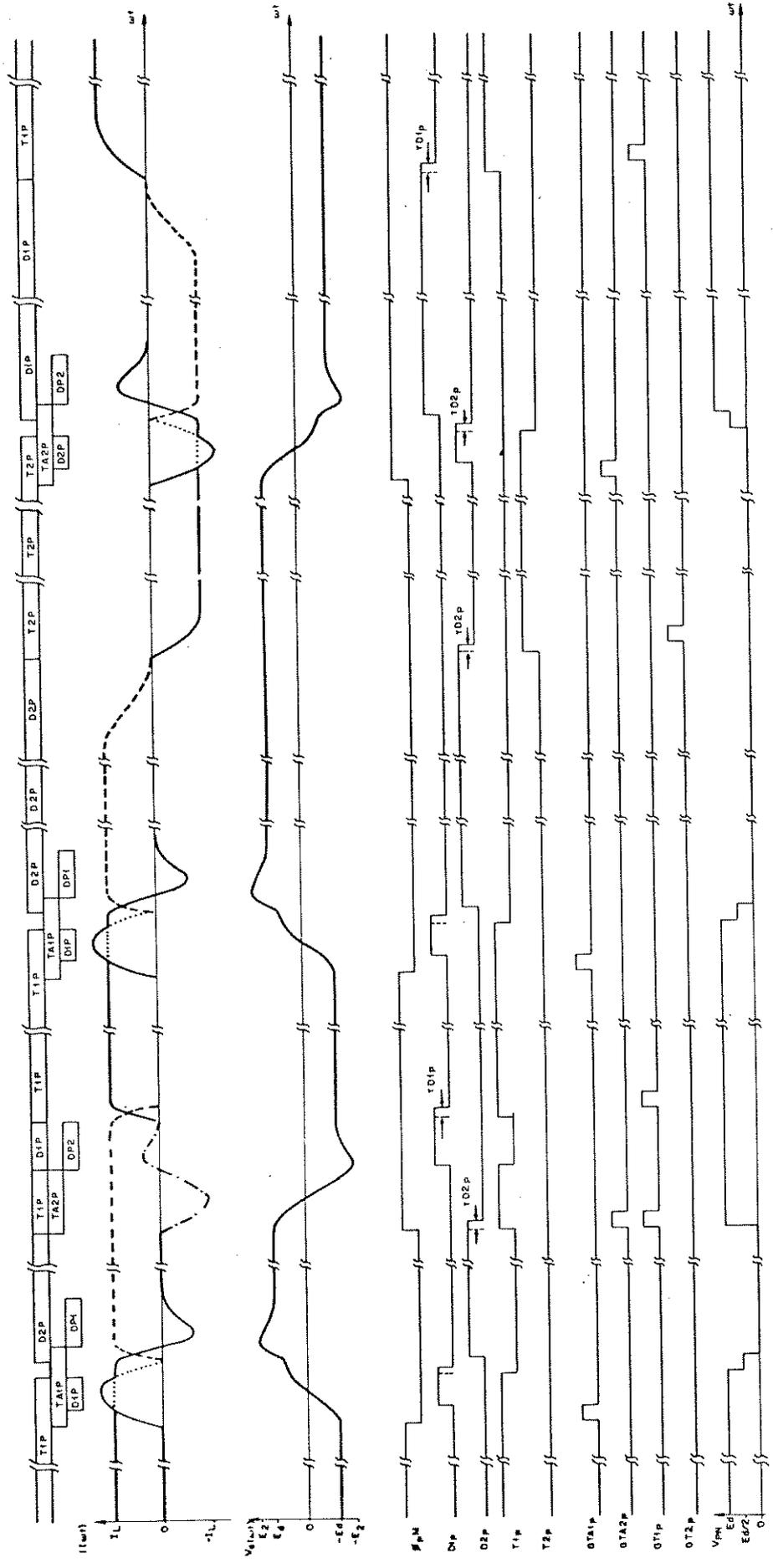


Fig. VI.11 - Formas de onda de corrente e tensão produzidas pelo circuito de disparo e controle para a condição $t_{\cos\phi} > T_D$

tende de 3 a 120 Hz, a condição $t_{\cos\phi} > T_D$ deverá ser obedecida.

Para uma operação em que se deseja manter constante a relação entre a tensão e frequência na saída do inversor, $V/f = K$, obtemos a seguinte relação entre o tempo T_D e a frequência f , em função do número de pulsos, NP , e a porcentagem de modulação por largura de pulso:

$$T_D = \frac{(1-m)}{2NP} \frac{1}{f}$$

onde a porcentagem de modulação para $V/f = K$, é dada por:

$$m = \frac{K}{E_d} f$$

A variação do fator de potência da máquina, em função da frequência, é dada aproximadamente pela seguinte equação:

$$\cos\phi = \cos[\text{arctg}(\eta f)]$$

onde a constante η é obtida através das características nominais da máquina.

Desta forma, a expressão para $t_{\cos\phi}$ em função da frequência é:

$$t_{\cos\phi} = \frac{\text{arctg}(\eta f)}{2\pi f}$$

Para o nosso caso prático, onde a modulação por largura de pulso é feita com índices de modulação que variam de 0,05 a 0,95 e com números de pulsos iguais a 3, 6, 9 e 12, sendo as características nominais da máquina 220V de alimentação, frequência 60 Hz, $\cos\phi = 0,88$ (a plena carga), e a tensão de alimentação do inversor, $E_d = 264V$, obtemos:

$$T_D = \frac{1}{2NPf} - \frac{6,94 \cdot 10^{-3}}{NP}$$

e

$$t_{\cos\phi} = \frac{\text{arc tg } (9 \cdot 10^{-3} f)}{2\pi f}$$

Nas Figs. VI.12 e VI.13 verifica-se a variação de $T_D/t_{\cos\phi n}$, tendo como parâmetro NP, assim como a variação de $t_{\cos\phi}/t_{\cos\phi n}$ (linha tracejada), em função de f , onde $t_{\cos\phi}$ é dado por:

$$t_{\cos\phi n} = \frac{\phi_{\text{nominal}}}{2\pi f_{\text{nominal}}}$$

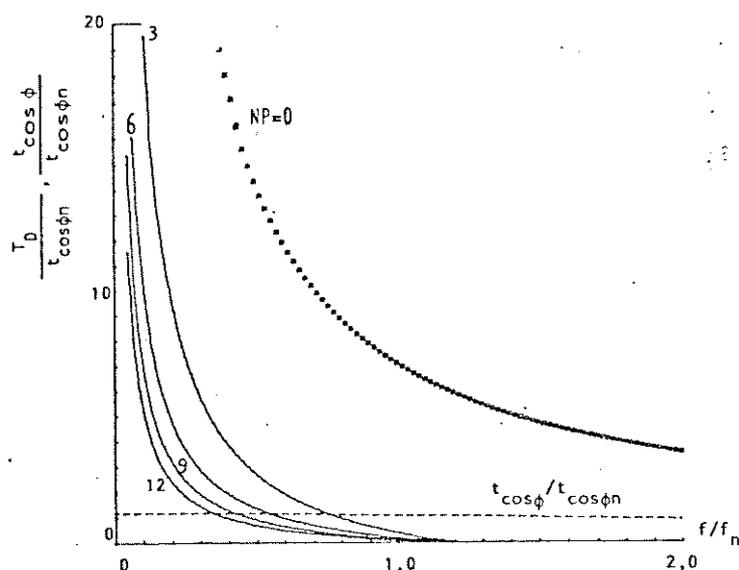


Fig. VI.12- T_D e $t_{\cos\phi}$ em função de f/f_n

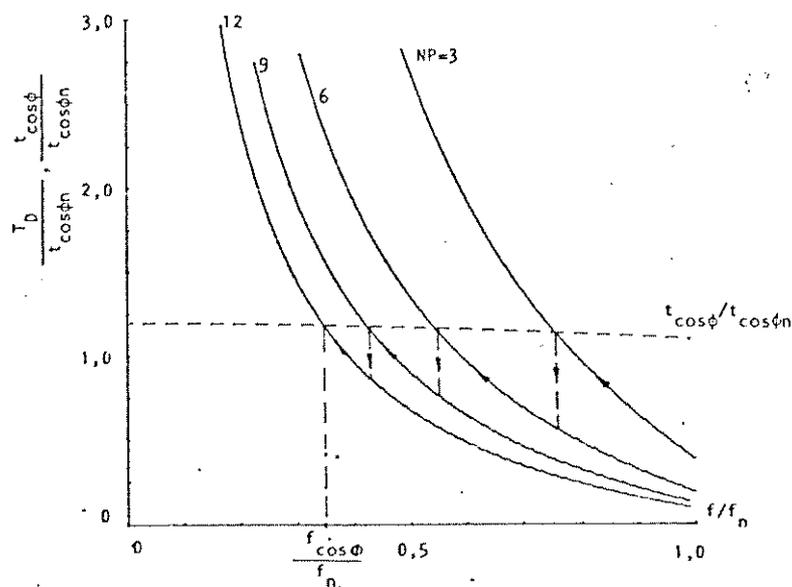


Fig. VI.13- T_D e $t_{\cos\phi}$ em função de f/f_n

A modulação por largura de pulso é normalmente utilizada desde a menor, até a frequência nominal de operação da máquina, operando-se à potência constante a partir desse ponto. É o que podemos constatar pelas Figs. VI.12 e VI.13, onde para frequências acima da nominal a duração de T_D , para NP variando de 3 a 12, é nula, indicando a não existência da modulação. Pela Fig. VI.12 podemos observar mais detalhadamente que a rigor a condição de $t_{\cos\phi} > T_D$ é obedecida até 35% da frequência nominal de operação, para 12 pulsos, não sendo mais para frequências abaixo desse valor. O número de pulsos utilizado na modulação deve ser determinado em função de uma minimização no conteúdo harmônico do sinal, bem como permitir que a condição anterior seja obedecida. No entanto, a dissipação máxima de potência no chaveamento determina o máximo valor de NP para uma determinada faixa de frequências. A operação do inversor abaixo da frequência nominal é feita, em MLP, inicialmente com NP=3. Para satisfazer a condição $t_{\cos\phi} > T_D$, opera-se com 3 pulsos até aproximadamente 76% da frequência nominal; abaixo deste valor deve-se ter NP=6, operando-se até 55% de f_n . Até 42% de f_n opera-se com 9 pulsos, sendo o mínimo valor de frequência, 35% de f_n , obtido com NP=12.

Para que a condição $t_{\cos\phi} > T_D$ fosse obedecida até valores mais baixos de frequência, seria necessário que se introduzisse um maior número de pulsos na modulação, o que em certos casos não é recomendado devido ao aumento das perdas que isto causa. Para que a operação do inversor abaixo da frequência limite, $f_{\cos\phi}$, determinada pela relação $t_{\cos\phi} > T_D$, em função de um número de pulsos máximo, NP_{\max} , seja possível, sem a anomalia citada, deve-se impor que a duração dos pulsos de disparo dos tiristores de índice 2, t_{GT2p} , seja maior que a diferença entre T_D e $t_{\cos\phi}$, e menor que um valor máximo, imposto por fatores de segurança.

Nas Figs. VI.14 e VI.15 apresentamos a variação de $t_{GT2p}/t_{\cos\phi n}$ em função de f/f_n , tendo como parâmetro NP. Na Fig. VI.14, o valor máximo permitido para a duração dos pulsos de disparo, $t_{GT2p\max}$, foi ficada em 3 vezes o valor de $t_{\cos\phi n}$. Nestas condições, o limite de menor frequência de operação, f_L , que pode ser atingido, é 12% da nominal. Já com a limitação de $t_{GT2p\max}$ em 6 vezes o valor nominal de $t_{\cos\phi n}$, o limite de menor frequência de operação, confor

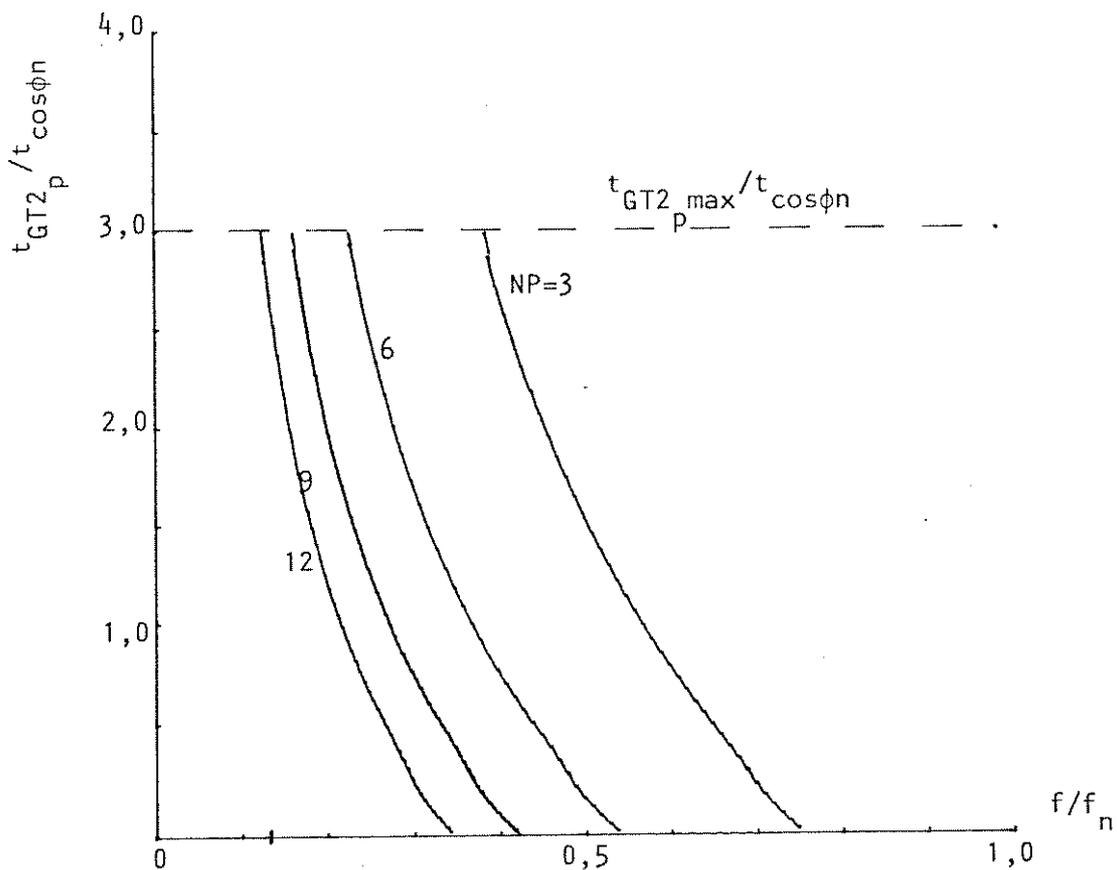


Fig.VI.14 - Largura do pulso de disparo dos tiristores de índice 2 em função de f/f_n - $t_{GT2_{p,max}} = 3t_{cos\phi_n}$

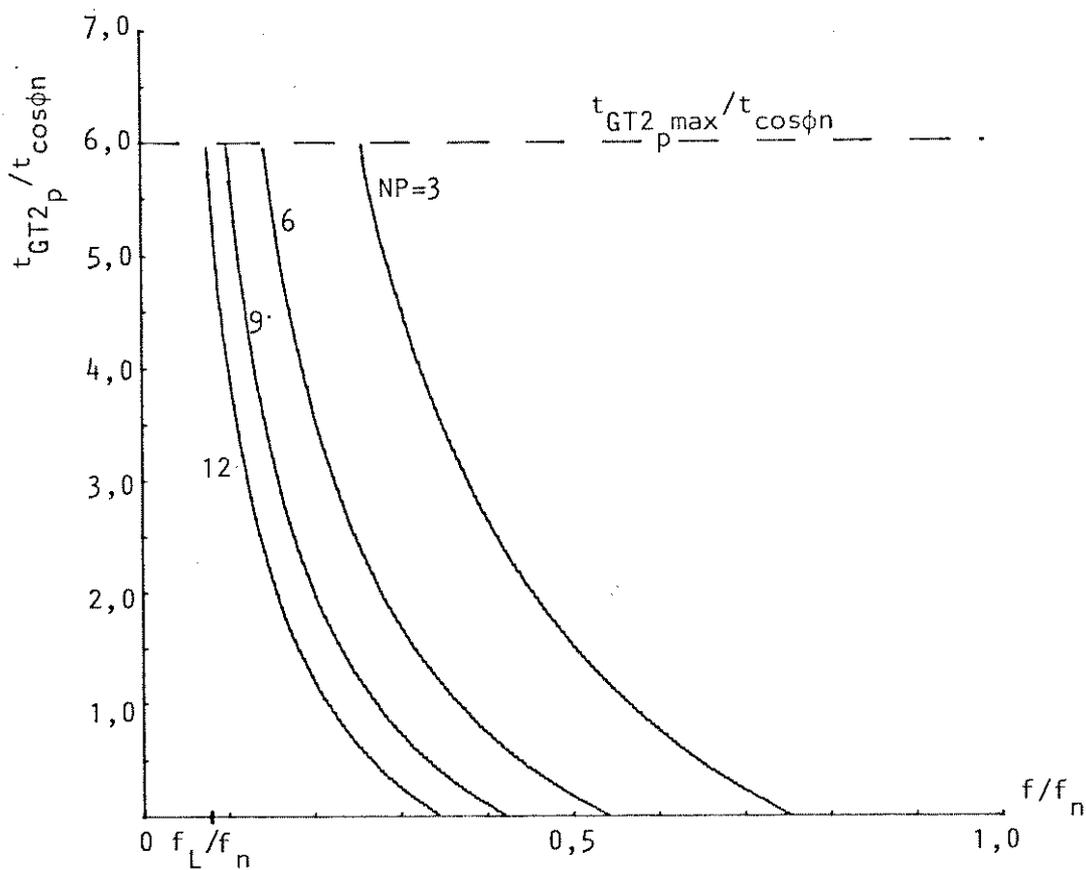


Fig.VI.15 - Largura do pulso de disparo dos tiristores de índice 2 em função de f/f_n - $t_{GT2_{p,max}} = 6t_{cos\phi_n}$

me é visto na Fig. VI.15, é de 8% da frequência nominal. Caso o número máximo de pulsos fosse 18, valor às vezes utilizado em baixas frequências, os limites mínimos de frequência seriam de 10% e 6%, respectivamente.

Conclui-se, por esta análise efetuada, que quando o inversor estiver operando em MLP, uma atenção especial deve ser dada à entrada em condução dos tiristores de índice 2, o que não ocorrendo, acarreta uma perda no controle do conversor. Para se evitar isto, deve-se operar, até onde for possível, obedecendo-se a relação $t_{\cos\phi} > T_D$, atuando-se no número de pulsos utilizado na modulação. Paralelamente, deve-se utilizar uma largura de pulso de disparo que permita a operação numa faixa de frequências inferior à permitida pelo método anterior.

VI.3. ARQUITETURA GERAL DO CIRCUITO DE DISPARO E CONTROLE

O controle preciso de um conversor depende em grande parte da qualidade do seu circuito de disparo. Tendo isto em mente, ao propormos a arquitetura do circuito de disparo e controle, que a seguir descreveremos, nos preocupamos com a sua confiabilidade e segurança de operação.

O diagrama geral do circuito, apresentado na Fig. VI.16, é composto pelos sensores de estado: dos tiristores principais, SETP; dos diodos, SED e dos capacitores de comutação, SEC e SC, e pelas unidades: VCO, GET, NDP, DP, MLP, OSC e MIX, responsáveis pela geração dos sinais ϕ_{RM} , ϕ_{SM} , ϕ_{TM} ; CPTA e CPTP, que processam os sinais ϕ_{RM} , ϕ_{SM} , ϕ_{TM} ; multiplexadores de saída, UCDA e UCDP; CI, CPR e CPD que garantem, respectivamente, as condições iniciais, a partida e a parada do inversor; codificadora de endereços CE; controle automático de falha de comutação, CCTP; e pelas unidades periféricas de controle da fonte de alimentação, CFA, controle de parada de emergência, CPAE e AMPPAE, e finalmente os amplificadores de pulso para os gates dos tiristores, AMPGA e AMPGT.

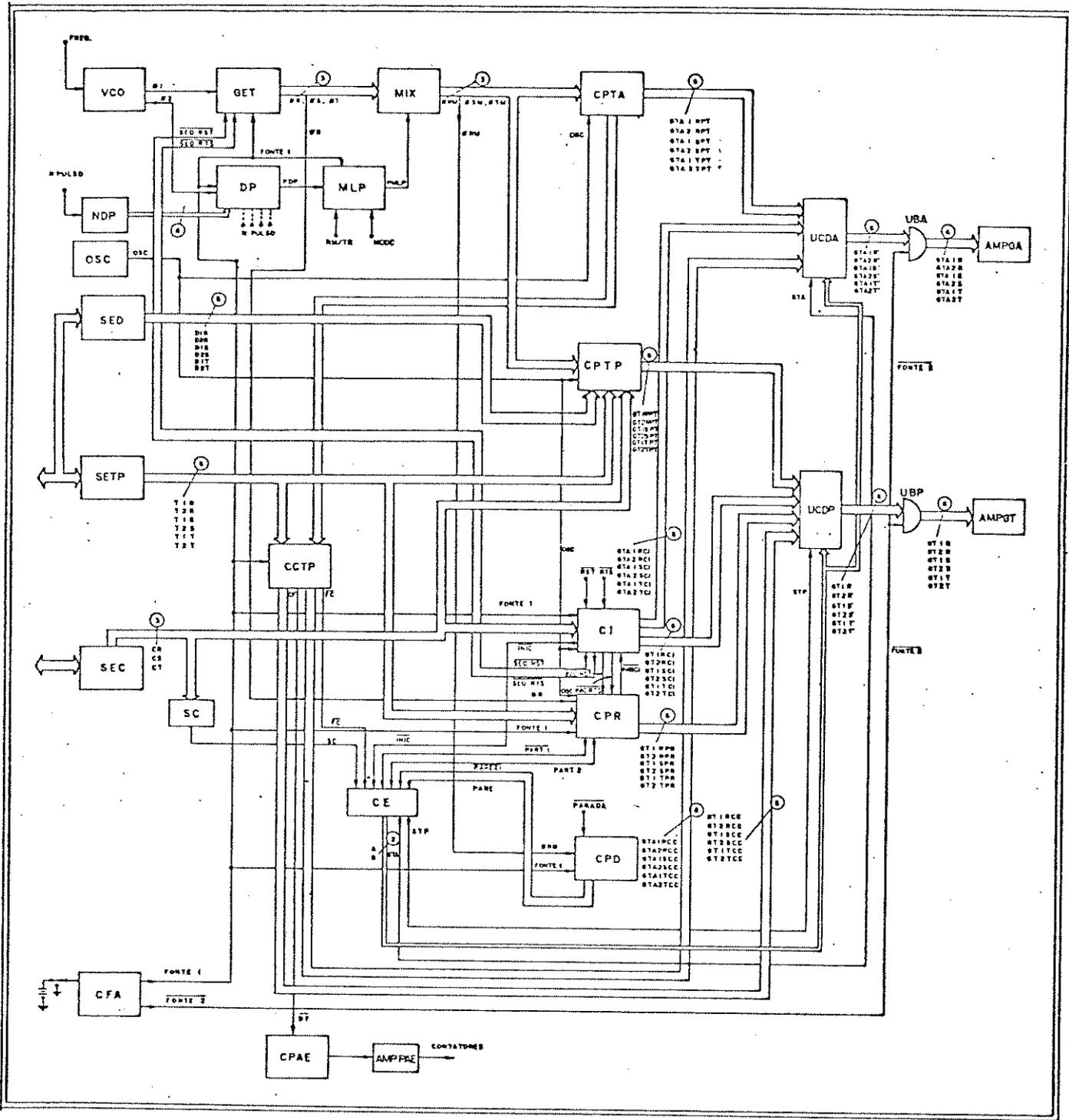


Fig. VI.16.a - Arquitetura geral proposta para o circuito de disparo e controle

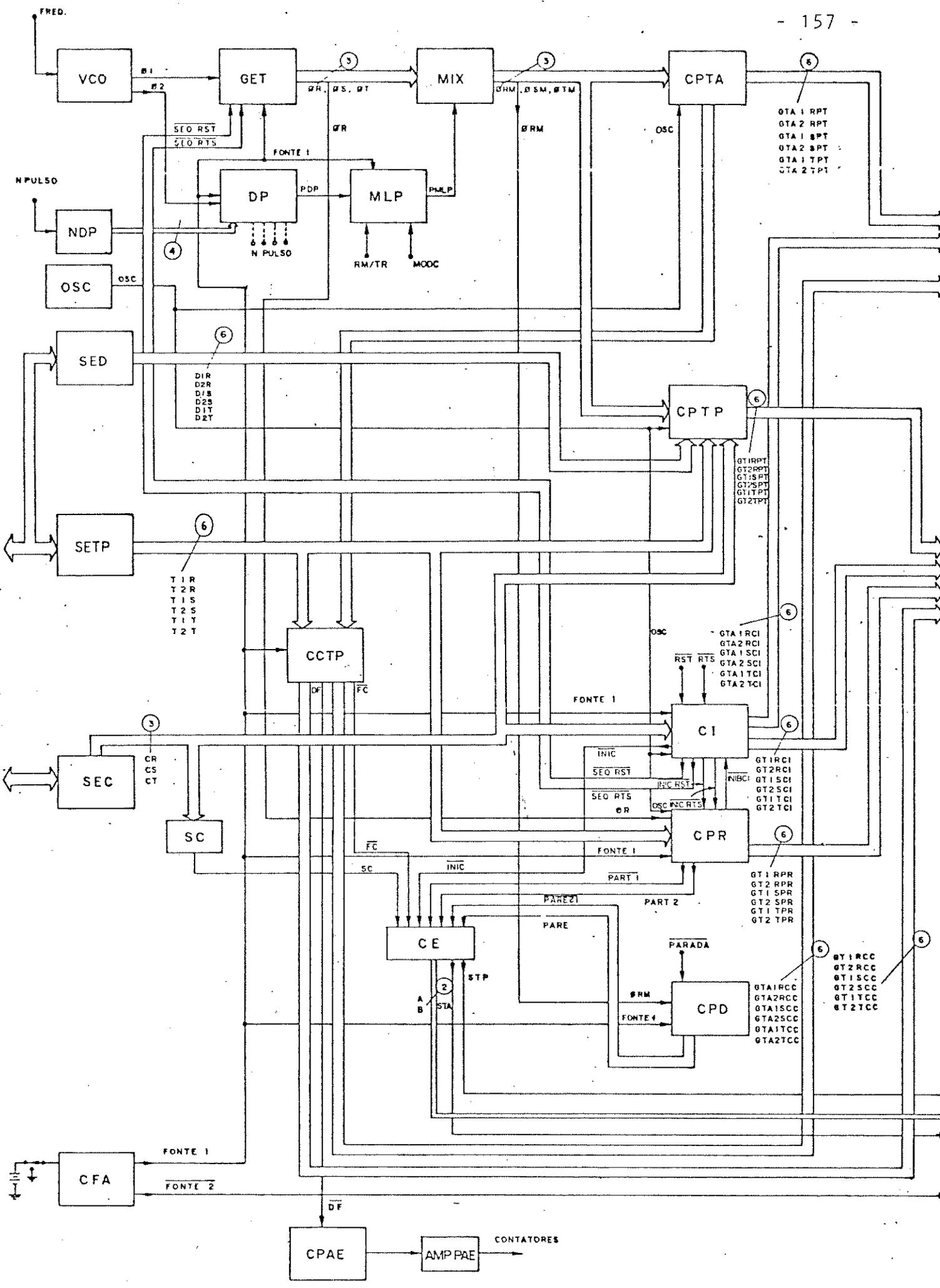


Fig. VI.16.b - Vista parcial do circuito de disparo e controle

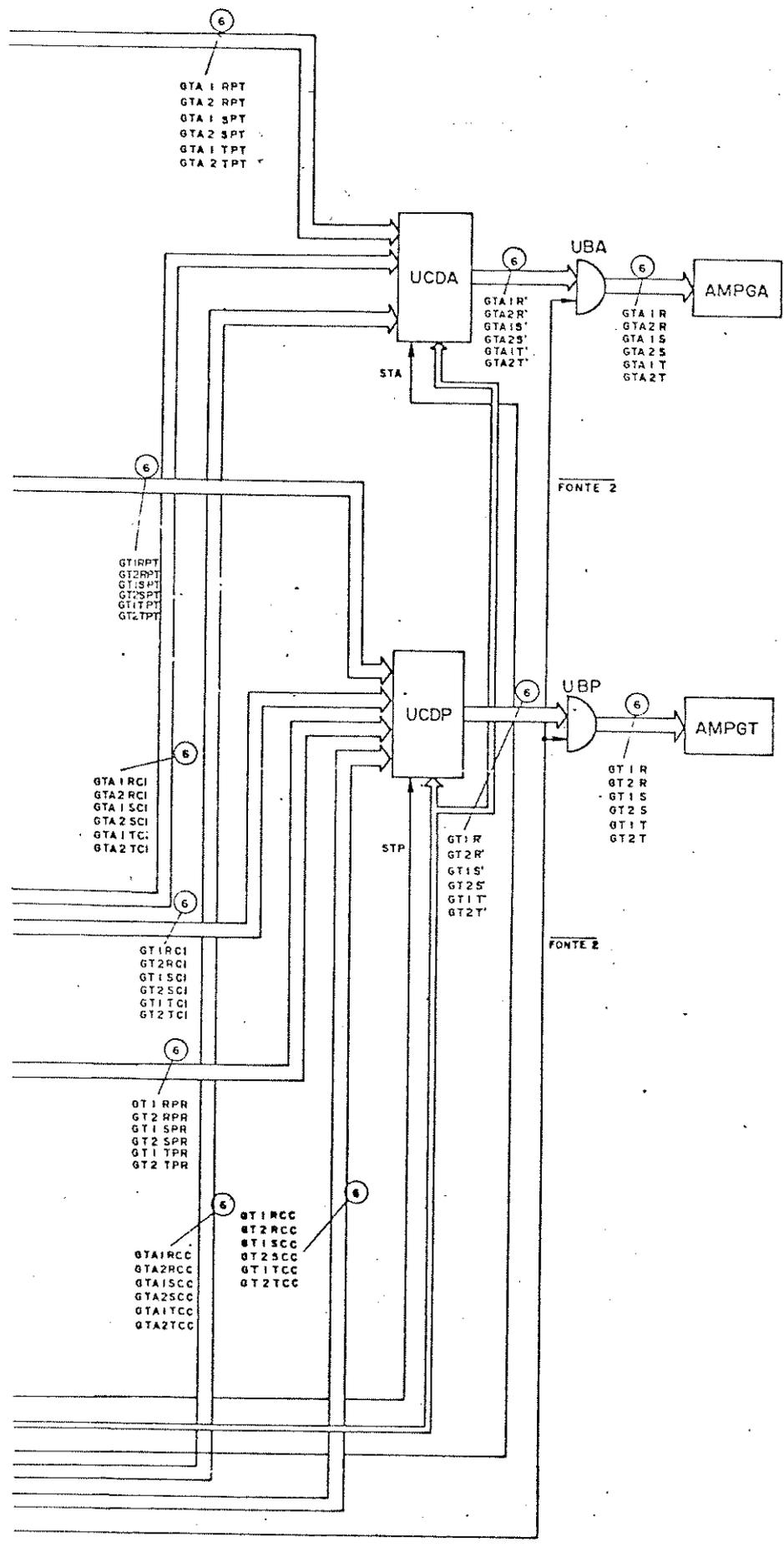


Fig. VI.16.c - Vista parcial do circuito de disparo e controle

VI.4. DESCRIÇÃO DAS UNIDADES E FUNCIONAMENTO DO CIRCUITO

Descreveremos a seguir, cada uma das unidades do circuito, enfocando, sempre que possível, aspectos de projeto, funcionamento, implementações e testes.

VI.4.1. OSCILADOR MESTRE CONTROLADO POR TENSÃO - VCO

A unidade VCO é um oscilador controlado por tensão, que oscila na faixa de 35 KHz a 1,4 MHz, gerando os sinais ϕ_1 e ϕ_2 , a partir dos quais todos os sinais envolvidos serão obtidos. É necessário garantir uma relação apropriada entre as frequências de ϕ_1 e ϕ_2 , para que não se tenha um escorregamento entre os sinais que serão por eles comandados; considera-se esta apropriada relação entre ϕ_1 e ϕ_2 fundamental para o bom desempenho do circuito. O sinal ϕ_1 é aplicado ao Gerador de Envoltória Trifásico, GET, o qual é responsável pela geração dos sinais trifásicos, ϕ_R , ϕ_S e ϕ_T . O sinal ϕ_2 é aplicado ao Divisor Programável, DP, que gera sinais que comporão os sinais modulados em largura de pulso.

VI.4.2. GERADOR DE ENVOLTÓRIA TRIFÁSICO - GET

A finalidade deste circuito é gerar 3 sinais de amplitude fixa e frequência variável, com uma defasagem entre si de 120° . Ele é composto de um contador de módulo 108 e 3 detetores de estado que determinam as envoltórias dos sinais ϕ_R , ϕ_S e ϕ_T . O módulo 108 do contador vem do fato de se desejar ter sinais na saída do inversor modulados com 3, 6, 9 ou 12 pulsos na tensão de linha. Assim sendo, o número de pulsos n , que os sinais ϕ_p devem ter para que se tenha um número de pulsos m nas tensões de linha, é dado por:

$$n = \frac{3m}{2}$$

Para que haja um sincronismo entre os sinais gerados pelo GET e pelo DP, que juntamente com o Modulador de Largura de Pulso irão compor os sinais ϕ_{RM} , ϕ_{SM} e ϕ_{TM} , foi escolhido um múltiplo co

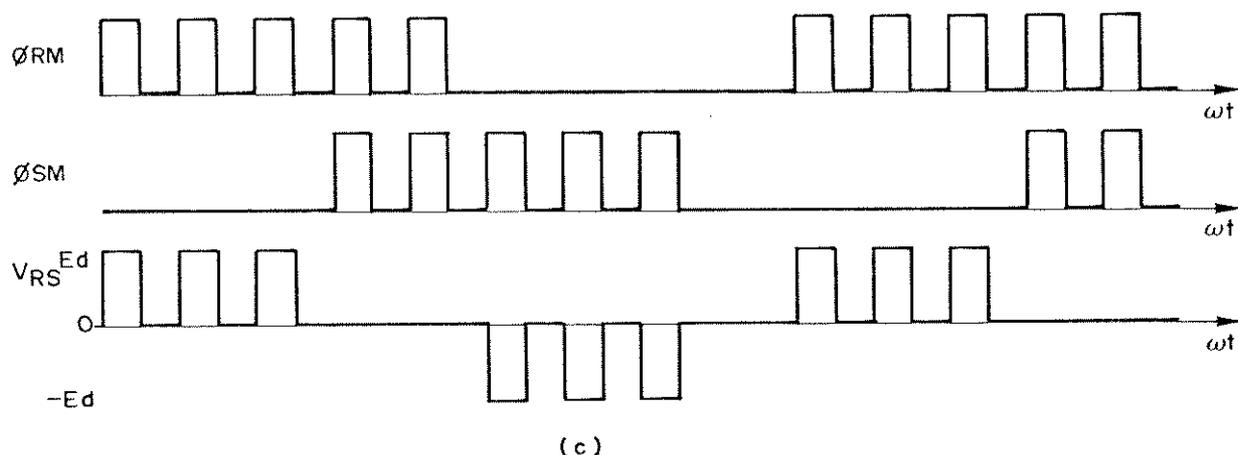
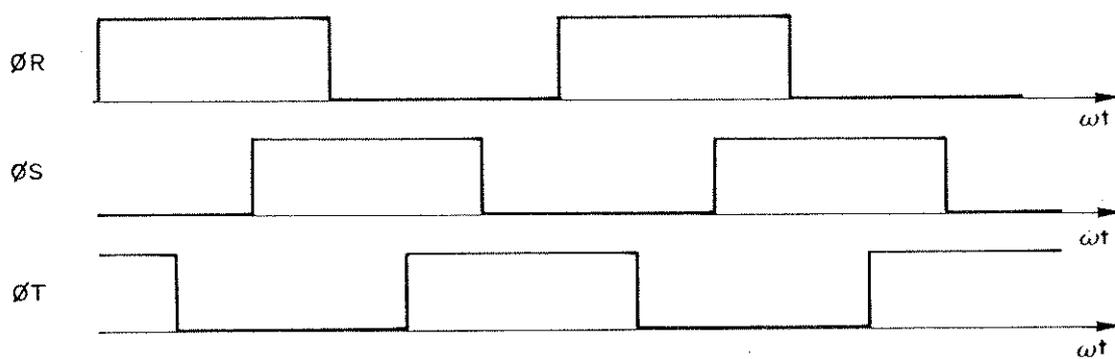
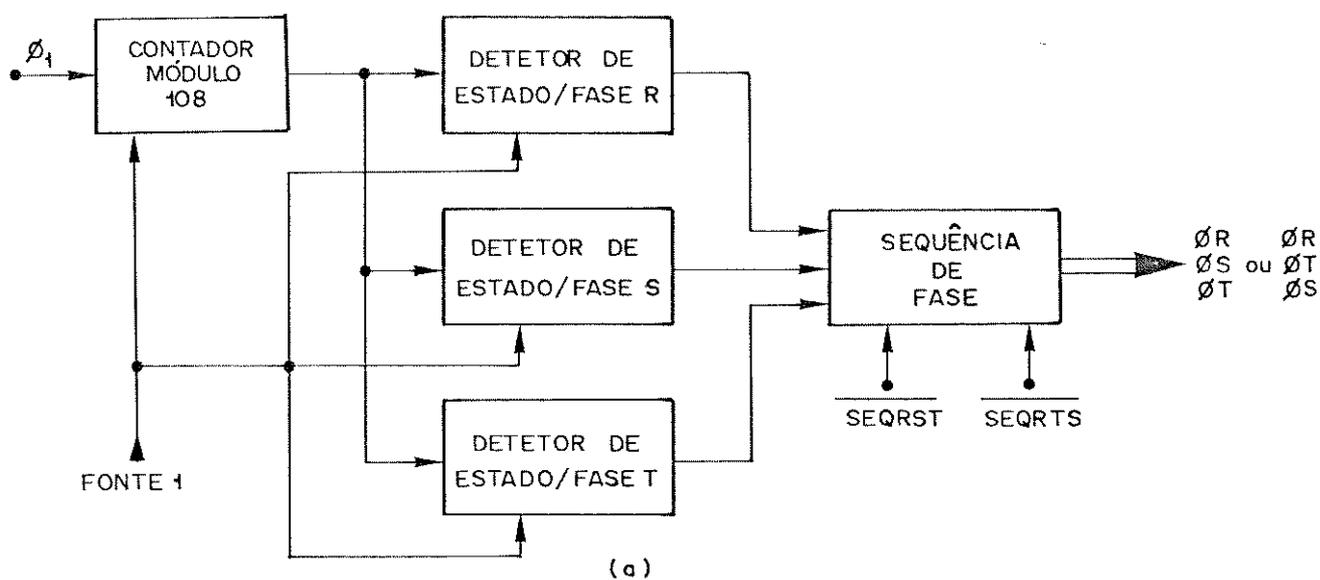


Fig. VI.17 - Gerador de Envoltória Trifásico (GET) e formas de ondas geradas

(a) gerador de envoltória

(b) sinais ϕ_R , ϕ_S e ϕ_T sem modulação

(c) sinais modulados em largura de pulso

mum de 3, 6, 9 e 12, escolhendo-se o número 108. A sequência de fase pode ser alterada de RST para RTS, através dos sinais $\overline{\text{SEQRST}}$ ou $\overline{\text{SEQRTS}}$, gerados pelo Controlador de Inicialização, CI. Na Fig. VI.17 vemos o esquema do GET e algumas formas de ondas.

VI.4.3. DIVISOR PROGRAMÁVEL - DP

O sinal ϕ_2 , gerado pelo GET é dividido pelo DP de forma a termos 3, 6, 9 ou 12 pulsos na tensão de linha do inversor. A divisão é programada por uma palavra de 4 bits que é obtida via um conversor analógico-digital, NDP, que converte o sinal analógico de controle NPULSO, ou diretamente do barramento de dados de um microprocessador.

Há ainda um 5º bit na palavra de controle, responsável pelo selecionamento, via um dado externo, da sequência de fase de operação do circuito.

O sinal de saída do DP, PDP, aciona o Modulador de Largura de Pulso, MLP.

VI.4.4. MODULADOR DE LARGURA DE PULSO - MLP

A partir do sinal PDP, enviado pelo DP, gera-se um sinal com largura variável. Para isto, um sinal que pode ser uma rampa (dente-de-serra) ou uma onda triangular, que após uma comparação com um nível de referência, MPDC, controla a largura do pulso gerado. A geração da rampa e da triangular foi feita digitalmente, utilizando-se contadores "Up-Down" com suas saídas interligadas por uma malha de resistores, o que nos proporciona excelente precisão nas amplitudes, sincronismo e linearidade dos sinais, em toda a faixa de frequências de operação. Apesar de, em situações práticas, não se utilizar modulação acima da frequência nominal da máquina, o circuito prevê sua utilização até duas vezes essa frequência.

O tipo da modulação desejada na largura dos pulsos pode ser escolhido pelos sinais, RM/TR, que seleciona a geração da Rampa ou da Triangular e, MODC, que atua na variação da largura que, num período do sinal de envoltória ϕ_p , pode ser constante ou variável.

vel, segundo a função no tempo do sinal de controle MODC. Na Fig. VI.18 exemplificamos alguns casos desta modulação.

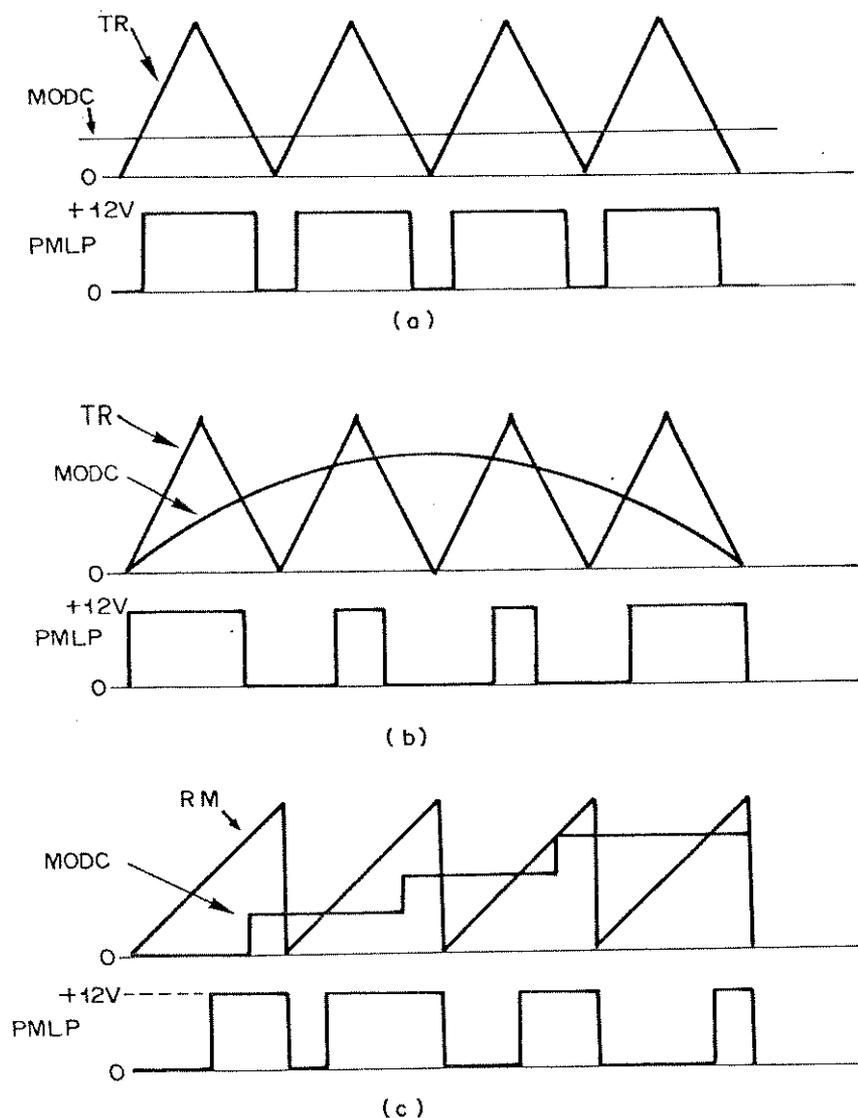


Fig. VI.18 - Sinais gerados pelo MLP

- (a) modulação contínua com triangular
- (b) modulação senoidal com triangular
- (c) modulação multi-nível com rampa

VI.4.5. MISTURADOR DE PULSOS - MIX

Esta unidade é responsável pela modulação dos sinais de

envoltória ϕ_R , ϕ_S e ϕ_T com o sinal PMLP, realizada por um conjunto de portas lógicas. Os sinais gerados pelo MIX, ϕ_{RM} , ϕ_{SM} e ϕ_{TM} irão ser processados pelas unidades de controle CPTA e CPTP.

VI.4.6. CONTROLADOR DE PULSOS PARA OS TIRISTORES AUXILIARES - CPTA

A ordem para o disparo dos tiristores auxiliares, como já visto, é dada pelas transições dos sinais $\phi_p M$, que através da CPTA são detectadas e processadas de forma que o sinal de disparo seja um trem de pulsos de determinada largura. A expressão lógica abaixo, indica a condição em que um pulso de disparo é gerado:

$$GT1A_p = \phi_p M \downarrow$$

e

$$GT2A_p = \phi_p M \uparrow$$

As transições dos sinais $\phi_p M$ são detectadas por circuitos diferenciadores que geram pulsos de uma certa largura, sendo eles modulados logicamente por um trem de pulsos, gerado pelo oscilador OSC. As expressões finais para os sinais produzidos pela CPTA para o disparo dos tiristores auxiliares são:

$$GTA1_{PT} = \phi_p M \downarrow \wedge OSC$$

e

$$GTA2_{PT} = \phi_p M \uparrow \wedge OSC$$

Estes sinais são levados até a Unidade de Controle de Comutação dos Tiristores Principais, responsável em corrigir falhas de comutação, e até a Unidade de Controle dos Disparos Auxiliares, UCDA, que somente envia os pulsos para os tiristores auxiliares quando o inversor está em operação normal.

VI.4.7. CONTROLADOR DE PULSOS PARA OS TIRISTORES PRINCIPAIS - CPTP

A função desta unidade é gerar, segundo as condições já estudadas, pulsos para o disparo dos tiristores principais, segundo a expressão:

$$GT1p = (D1p \downarrow \wedge \phi_p^M \vee \phi_p^{M\uparrow}) \wedge \overline{T2p} \wedge C_p$$

e

$$GT2p = (D2p \downarrow \wedge \overline{\phi_p^M} \vee \phi_p^{M\downarrow}) \wedge \overline{T1p} \wedge C_p$$

Os pulsos para os disparos dos tiristores principais são exclusivamente gerados pelas transições de descida dos sinais recebidos dos Sensores de Estado dos Diodos, SED, ou pelas transições dos sinais ϕ_p^M - de subida para os tiristores de índice 1 e de descida para os de índice 2 e, condicionados aos sinais, ϕ_p^M , $\overline{\phi_p^M}$, T1p, T2p e C_p . Os sensores de estado, tanto dos diodos quanto dos tiristores, geram um nível lógico 1 quando os semicondutores estão em condução e um nível 0 quando estão bloqueados. Os sensores dos capacitores, independentemente da polaridade, geram um nível 1 quando o capacitor está carregado e um nível 0 quando descarregado. Um curto-circuito poderá ocorrer quando o diodo D2p estiver em condução e houver uma transição de subida do sinal ϕ_p^M que imediatamente coloca em condução o tiristor T1p. Entretanto, com o término forçado da condução de D2p por T1p, o seu sensor de estado gera um pulso de disparo para T2p; isto poderá ocorrer, devido ao atraso a que está sujeita a informação enviada pelos sensores de estado dos tiristores. Para resolver este problema, introduzimos um atraso nos sinais dos sensores de estado dos diodos, para que a ordem para o disparo de T2p seja inibida pela indicação do estado de T1p. Um atraso de τ segundos num sinal δ qualquer será indicado por: $\delta(\tau)$.

Da análise feita em VI.2, concluímos que a largura do trem de pulsos que é utilizado para o disparo dos tiristores de índice 2 é função dos tempos $t_{\cos\phi}$ e T_D . Assim sendo, os diferenciadores que geram os pulsos a partir das bordas de descida dos sinais, D2p e ϕ_p^M , devem gerar um pulso de largura que possa ser ajustada às condições de operação. Um sinal δ qualquer que tem suas bordas diferenciadas com largura ajustável será indicado por: $\delta\downarrow$ ou $\delta\uparrow$. Portanto, as expressões finais, para os trens de pulsos produzidos pelo CPTP são:

$$GT1_{pTP} = (D1p(\tau)\downarrow \wedge \phi_p^M \vee \phi_p^{M\uparrow}) \wedge \overline{T2p} \wedge C_p \wedge OSC$$

e

$$GT2_{pPT} = (D2p(\tau)\downarrow \wedge \overline{\phi_p^M} \vee \phi_p^{M\downarrow}) \wedge \overline{T1p} \wedge C_p \wedge OSC$$

Estes sinais, assim como os sinais da CPTA, são enviados para unidades de controle, UC DP e UC DA, que somente liberam os sinais para os tiristores na operação em regime do inversor.

VI.4.8. SENSORES DE ESTADO DOS DIODOS - SED E SENSORES DE ESTADO DOS TIRISTORES PRINCIPAIS - SETP

A unidade implementada é responsável pelo envio de informações ao circuito de disparo e controle, dizendo qual é o estado dos diodos e tiristores principais do circuito de potência.

Os estados de bloqueio ou condução dos semicondutores é detectado através da tensão anodo-catodo dos dispositivos. Tradicionalmente os sensores de estado detectam a corrente pelo dispositivo por intermédio de "shunts" colocados em série com o circuito. Tal procedimento, notadamente nos circuitos de comutação, pode introduzir desvios no comportamento do conversor, alterando os fatores de qualidade do circuito ressonante, bem como introduzindo uma parcela a mais na energia perdida. Os sensores aqui apresentados, foram projetados para que tivessem uma impedância de entrada extremamente alta, evitando qualquer influência das acima citadas, no circuito de potência. Como os tiristores e diodos de mesmo índice estão ligados em anti-paralelo, a indicação da tensão sobre o conjunto será referenciada sempre com as tensões anodo-catodo dos tiristores T1p e T2p, respectivamente, V_{AK1p} e V_{AK2p} .

De acordo com a operação do inversor, as tensões V_{AK1p} e V_{AK2p} assumem os seguintes valores, mostrados na Tabela VI.1, juntamente com as condições lógicas desejadas.

O esquema dos sensores de estado é apresentado na Fig.VI.19.

O primeiro estágio dos sensores consiste em um amplificador diferencial logarítmico que tem seu ganho alterado em função da amplitude da tensão de entrada V_{AK} . Para valores de V_{AK} elevados, nenhuma outra informação é necessária para se afirmar que o tiristor e o diodo estão bloqueados. No entanto, para valores baixos de V_{AK} , o ganho do amplificador cresce, para que seja possível a detecção dos valores +1,4V e -0,6V, que indicam se o tiristor ou o

TENSÕES		ESTADO		SINAIS LÓGICOS			
V_{AK1p} (V)	V_{AK2p} (V)	DE CONDUÇÃO	DE BLOQUEIO	$T1_p$	$T2_p$	$D1_p$	$D2_p$
$Ed/2$	$Ed/2$	-	$T1_p, T2_p$ $D1_p, D2_p$	0	0	0	0
1,4	Ed	$T1_p$	$T2_p$ $D1_p, D2_p$	1	0	0	0
-0,6	Ed	$D1_p$	$T1_p, T2_p$ $D2_p$	0	0	1	0
Ed	1,4	$T2_p$	$T1_p$ $D1_p, D2_p$	0	1	0	0
Ed	-0,6	$D2_p$	$T1_p, T2_p$ $D1_p$	0	0	0	1

Tabela VI.1 - Situações de condução e não-condução dos semicondutores e indicação lógica

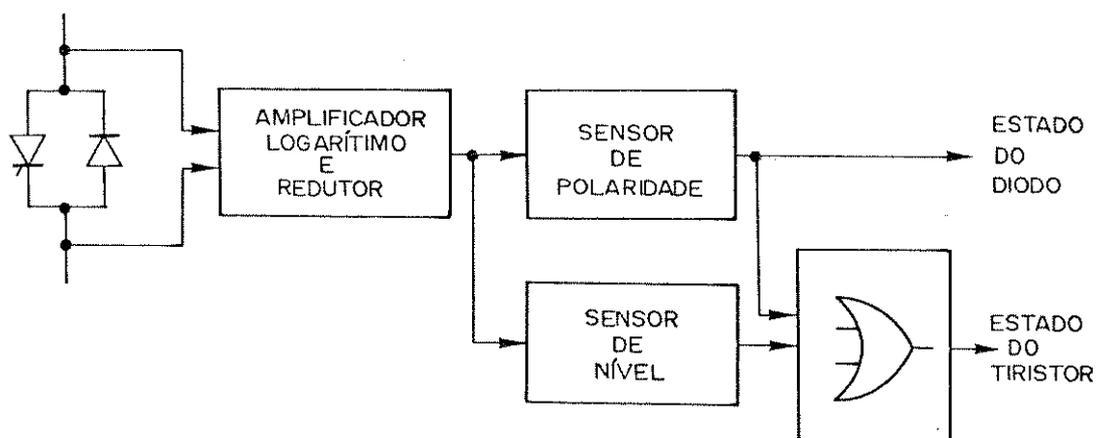


Fig. VI.19 - Esquema dos sensores: SED e SETP

diodo estão em condução. A detecção da polaridade de V_{AK} é feita pelo sensor de polaridade que informa a condução do diodo quando detecta um nível de tensão negativo, ou a condução do tiristor, quando o nível detectado for positivo e de pequena amplitude.

Os resultados da operação do circuito, obtidos experimentalmente são apresentados na Fig. VI.20.

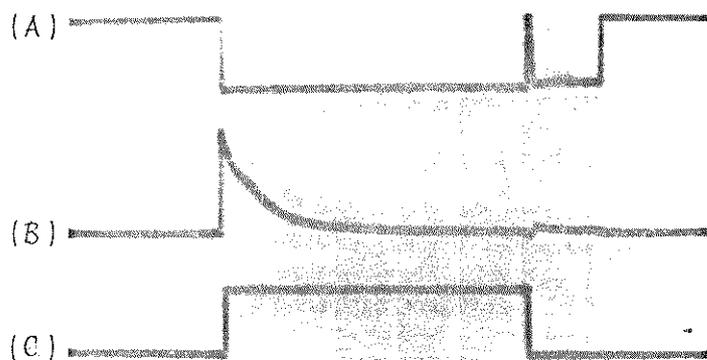


Fig. VI.20 - Formas de onda dos sensores de estado obtidas experimentalmente

Traço (A): tensão v_{AK} sobre o diodo - 50v/div.

Traço (B): corrente de circulação pelo diodo - 10A/div.

Traço (C): saída do sensor de estado - 10v/div.

Escala de tempo - 1ms/div.

VI.4.9. SENSORES DE ESTADO DOS CAPACITORES - SEC

Durante a operação do inversor o capacitor de comutação exerce um papel fundamental. É nele que o circuito armazena energia para poder realizar o processo de comutação dos tiristores principais. Portanto, para se ter condições de operação confiáveis, é necessário que o nível da carga armazenada no capacitor seja verificado, antes do envio de pulsos para o disparo dos tiristores principais.

Assim o SEC tem por finalidade o envio de uma informação quando o nível de carga supera um nível de segurança pré-fixado, o que é feito tomando-se diretamente a tensão sobre o capacitor, não importando sua polaridade. O detector também gera o Sinal de Carga, SC, que informa ao Circuito de Disparo e Controle que os três capacitores do inversor estão com carga acima do nível de segurança.

O esquema do circuito utilizado na implementação do SEC é mostrado na Fig. VI.21.

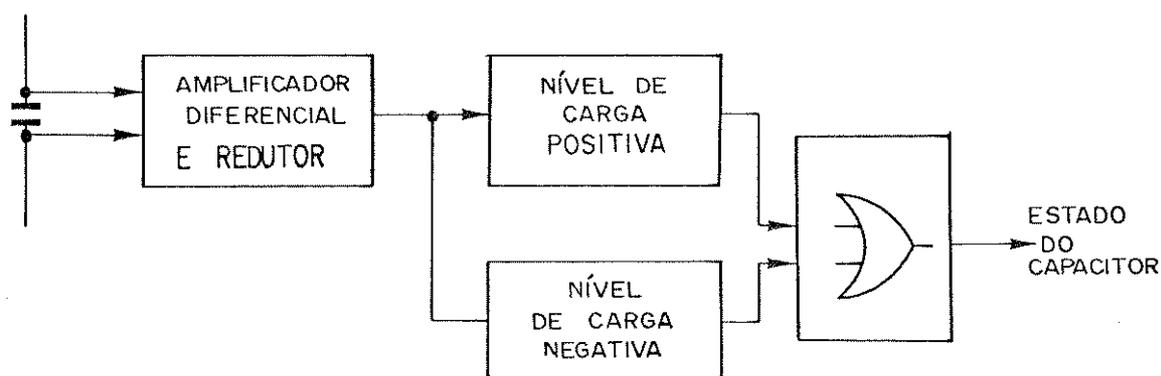


Fig. VI.21 - Esquema do sensor de Estado dos Capacitores - SEC

VI.4.10. CONTROLADOR DE INICIALIZAÇÃO - CI

Para que o inversor possa entrar em operação, é necessário que, num processo chamado de inicialização, os capacitores de comutação sejam todos carregados, com polaridades determinadas pela sequência de fase desejada. É esta, fundamentalmente, a função do CI: disparar convenientemente tiristores principais e auxiliares para que os processos de carga dos capacitores de comutação ocorram.

Os processos de carga dos 3 capacitores do inversor não são realizados ao mesmo tempo, para evitar uma sobrecorrente da fonte de alimentação e, também, para que os tiristores principais não entrem em condução, sem que antes seja verificado o estado de carga dos capacitores.

A operação do inversor é iniciada pelo acionamento do CI, quando a sequência de fase, RST ou RTS, é escolhida, gerando-se os sinais $\overline{\text{RST}}$ e $\overline{\text{RTS}}$. Como pode ser notado, a fase R é sempre fixada para qualquer que seja a sequência de fase. No instante em que o CI é acionado, para qualquer que seja a sequência de fase escolhida, o sinal $\overline{\text{INIC}}$, que é ativo baixo, é levado para zero, permanecendo assim até que a inicialização do inversor seja completada. Se, por exemplo, a sequência de fase selecionada for RST, o sinal $\overline{\text{SEQRST}}$ é ativado, informando ao GET a sequência escolhida. Pulsos de disparo são liberados via a UCDA e UCDP, para os tiristores T1R e TA2R, a fim de que o capacitor C_R seja carregado. O SEC indicará ao CI que C_R está carregado, que por sua vez libera novos pulsos de disparo para os tiristores T2S e TA1S, carregando C_S com polaridade adequada. Novamente, após C_S ter-se carregado, o SEC aciona o CI que envia pulsos para o disparo de T1T e TA2T, carregando finalmente C_T . A informação do fim do processo de carga de C_T é enviada ao CI, o que faz com que o sinal $\overline{\text{INIC}}$ deixe de ser ativo, indo para o nível 1, indicando que a inicialização do inversor está encerrada.

Após o término desse processo, o Controlador de Inicialização aciona, via os sinais $\overline{\text{INICRST}}$ ou $\overline{\text{INICRTS}}$, o Controlador de Partida, CPR, que prepara a entrada do inversor em operação normal.

Por um sistema de intertravamento interno ao CI, fica descartada a possibilidade de ser a sequência de fase mudada durante a inicialização, a partida e a operação normal do inversor. Para que a sequência de fase seja mudada, o Controlador de Parada deve ser acionado através do sinal de controle $\overline{\text{PARADA}}$, liberando o Controlador de Inicialização que, após ter acionado o CPR, teve sua atuação inibida por ele através do sinal $\overline{\text{TNTBCT}}$.

De forma análoga seria a análise caso a sequência de fase RTS tivesse sido escolhida, uma vez que somente a sequência de

carga e as polaridades dos capacitores C_S e C_T seriam invertidas.

VI.4.11. CONTROLADOR DE PARTIDA - CPR

A função desta unidade é, disparando determinados tiristores principais, dar a partida no inversor. Ela é importante na medida em que possibilita a entrada em operação do inversor num instante sempre bem determinado, garantindo o sincronismo da operação em regime, com os sinais de disparo enviados pelo CPTP e CPTA.

Quando o CPR é acionado pelo CI, como já vimos, através de sinais $\overline{INICRST}$ ou $\overline{INICRTS}$, são gerados os sinais, \overline{INIBCI} , $\overline{PART1}$ e $\overline{PART2}$. O sinal \overline{INIBCI} é utilizado para inibir a atuação do CI, evitando um eventual acionamento desta unidade durante a operação normal do inversor. Os sinais $\overline{PART1}$ e $\overline{PART2}$ são processados pelo Codificador de Endereços, CE, que atua nas Unidades de Controle dos Disparos, UCDA e UCDP.

Na operação do CPR, o sinal $\overline{PART1}$ permanece no nível zero, enquanto que as bordas de subida do sinal ϕ_R são processadas e utilizadas para os disparos dos tiristores principais, T1R, T2S e T1T, se a sequência de fase escolhida foi RST, ou T1R, T1S e T2T se a sequência foi RTS. Os sensores de estado dos tiristores informam ao CPR as condições dos tiristores aos quais foram enviados pulsos de disparo. Em caso afirmativo da entrada em condução dos três tiristores disparados, o CPR deixa de atuar fazendo com que os sinais $\overline{PART1}$ e $\overline{PART2}$ mudem para o nível 1, indicando $\overline{PART1}$ que a partida foi completada. O sinal $\overline{PART2}$, através do CE, aciona os controladores de pulsos, que liberam os pulsos de disparo vindos do CPTP e CPTA, colocando o inversor em operação.

VI.4.12. CONTROLADOR DE PARADA - CPD

Para cessar a operação do inversor não basta apenas interromper o envio de pulsos aos tiristores, pois tal procedimento não garante que os tiristores principais parem de conduzir, o que somente ocorre pelo processo de comutação forçada comandado pelos tiristores auxiliares. Além disso, é necessário que se garanta que

os capacitores de comutação estejam descarregados antes que uma nova inicialização seja dada ao inversor, com o propósito de se evitar, em alguns casos, picos de correntes e tensões nos componentes do circuito de potência.

Quando acionado pelo sinal de controle, $\overline{\text{PARADA}}$, o CPD gera o sinal $\overline{\text{PARE}}$, que processado pelo CE, inibe o envio de pulsos de disparo aos tiristores principais, não interrompendo, todavia, o envio deles aos tiristores auxiliares, encarregados de realizarem as comutações. Após três transições do sinal ϕR gera-se o sinal $\overline{\text{PARE}\tau 1}$ que finalmente interrompe o envio de qualquer pulso de disparo aos tiristores. Automaticamente, após um intervalo de tempo $\tau 1$, o sinal $\overline{\text{PARE}\tau 1}$ volta ao nível 1 e nesta transição todo o circuito de disparo e controle do inversor é colocado em condições de, novamente, entrar em operação.

VI.4.13. UNIDADE DE MULTIPLEXAGEM CENTRAL - UMC

Os pulsos para os disparos dos tiristores principais, dependendo da fase de operação em que se encontra o inversor, vêm de diferentes unidades. Para que somente a unidade responsável por cada etapa de operação tenha acesso aos gates dos tiristores, utilizamos a Unidade de Multiplexagem Central - UMC.

Cada controlador que entra em operação gera sinais de controle que permitem à UMC controlar o endereçamento dos pulsos de disparo.

A UMC é composta por outras cinco unidades: Unidade de Controle de Disparo Principal, UCDP; Unidade de Controle de Disparo Auxiliar, UCDA; Unidade de Bloqueio Principal, UBP; Unidade de Bloqueio Auxiliar, UBA; e Codificador de Endereço, CE.

As unidades UCDA e UCDA é que realizam a multiplexagem dos sinais enviados pelos controladores. O comando da multiplexagem é feito através de 2 bits de endereçamento, A e B e 1 bit de "strobe", designado STA, para a UCDA e, STP, para a UCDP.

Designaremos cada sinal gerado por cada um dos controladores como um elemento num vetor de sinais que deve ser multiplexado.

Três são os vetores de seis elementos que chegam à UCDA. São eles:

PTA = [GTA1RPT, GTA2RPT, GTA1SPT, GTA2SPT, GTA1TPT, GTA2TPT]

CIA = [GTA1RCI, GTA2RCI, GTA1SCI, GTA2SCI, GTA1TCI, GTA2TCI]

CCA = [GTA1RCC, GTA2RCC, GTA1SCC, GTA2SCC, GTA1TCC, GTA2TCC]

Os vetores que chegam à UCDP são quatro:

PTP = [GT1RPT, GT2RPT, GT1SPT, GT2SPT, GT1TPT, GT2TPT]

CIP = [GT1RCI, GT2RCI, GT1SCI, GT2SCI, GT1TCI, GT2TCI]

CPR = [GT1RPR, GT2RPR, GT1SPR, GT2SPR, GT1TPR, GT2TPR]

CCP = [GT1RCC, GT2RCC, GT1SCC, GT2SCC, GT1TCC, GT2TCC]

Cada vetor possui um endereço que, ao ser selecionado, o transporta para a saída da UCDA ou UCDP, que operam com os bits de endereço, ligados em paralelo. O endereçamento de cada vetor é mostrado na Tabela VI.2.

VETORES	ENDEREÇO		
	B	A	ST
<u>PTA</u> e <u>PTP</u>	1	1	0
<u>CIA</u> e <u>CIP</u>	0	1	0
<u>CPR</u>	1	0	0
<u>CCA</u> e <u>CCP</u>	0	0	0
Todas as saídas - UCDP e UCDA nulas	X	X	1

Tabela VI.2 - Endereçamento dos vetores

O endereçamento dos vetores é feito pelo CE que codifica os sinais de controle enviados pelos controladores. Os sinais de controle e a codificação feita são apresentados na Tabela VI.3.

INIC	SC	PART1	PART2	PARE 1	PARE	FC	B	A	STA	STP
0	X	1	0	1	1	1	0	1	0	0
1	1	0	0	1	1	1	1	0	0	0
1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0
1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0
X	X	X	X	0	X	X	X	X	1	X
X	X	X	X	X	0	X	X	X	X	1

Tabela VI.3 - Codificação dos endereços

Para qualquer combinação não prevista na Tabela VI.3 é gerado um sinal de "strobe", STA e STP iguais a 1, que evita o envio de pulsos aos tiristores fora das condições previstas.

Por fim, as Unidades de Bloqueio, UBP e UBA têm por finalidade impedir o envio aos tiristores de pulsos espúrios durante os transitórios na alimentação do circuito, quando ele é ligado. O sinal $\overline{\text{FONTE2}}$, enviado pelo Controlador da Fonte de Alimentação, CFA, permanece em zero, bloqueando os sinais enviados aos tiristores, por um tempo suficiente para que todo o circuito se estabilize, indo para o nível 1 logo a seguir.

VI.4.14. CONTROLADOR DE COMUTAÇÃO DOS TIRISTORES PRINCIPAIS - CCTP

O inversor, assim como qualquer outro conversor que utiliza comutação forçada, está sujeito a apresentar falhas na comutação dos tiristores. A ocorrência de uma falha na comutação de um dos tiristores principais poderá trazer sérias consequências tanto para o inversor quanto para a carga por ele alimentada. O inversor, por si só, não consegue se regenerar da falha, permanecendo o t iristor principal em condução, e sendo a carga indutiva, isto fará com que a corrente por ele creça até que um elemento de proteção, fusível ou disjuntor, atue. Para evitar a interrupção da operação do inversor cada vez que uma falha de comutação ocorre, para rearmar ou substituir os elementos de proteção, im

plementamos o CCTP cuja função é corrigir automaticamente as falhas de comutação que proventura venham a ocorrer. Este controlador recebe informações do SETP e do CPTA e, processando-as, verifica e localiza a falha ocorrida. Através do sinal \overline{FC} , que numa falha é levado para o nível zero, o CCTP é ligado às unidades multiplexadoras. Localizada a falha, o controlador envia pulsos aos tiristores principais e auxiliares afim de recarregar o capacitor de comutação e a seguir dispara o tiristor auxiliar correspondente ao tiristor principal, cuja comutação havia falhado, na tentativa de comutá-lo. Caso a falha persista, o controlador tenta corrigi-la ainda mais uma vez e se não obter sucesso ele gera o sinal Dupla Falha, \overline{DF} , que aciona o Circuito de Parada de Emergência, CPE, responsável pelo desligamento dos contatores do circuito de potência. Quando a falha é corrigida o sinal \overline{FC} volta ao nível 1, liberando os pulsos enviados pelo CPTA e CCTP.

VI.4.15. CONTROLADOR DA FONTE DE ALIMENTAÇÃO - CFA

Toda vez em que a fonte de alimentação do circuito é ligada, o CFA gera dois sinais, FONTE1 e $\overline{FONTE2}$ que garantem as condições iniciais de todas as unidades do circuito de disparo e controle, assim como isolam o circuito de potência de eventuais ruídos que podem surgir enquanto todo o circuito se estabiliza. O sinal FONTE1, ativo alto, é constituído por um trem de pulsos de largura determinada que é aplicado em todas as unidades que necessitam ter condições iniciais bem definidas. O sinal $\overline{FONTE2}$ permanece em nível zero durante um tempo maior que a duração do FONTE1, atuando nas unidades de bloqueio, UBP e UBA, evitando que qualquer pulso espúrio seja transmitido aos tiristores. Na Fig. VI.22 mostramos os sinais gerados pelo CFA e um transitório típico na tensão de alimentação no momento em que a chave de alimentação é ligada.

VI.4.16. UNIDADES AMPLIFICADORAS E ISOLADORAS - AMPGA - AMPGT - AMPPAE

Os Amplificadores de Pulsos para os Gates Auxiliares e Principais, respectivamente, AMPGA e AMPGT, são unidades responsáveis pela amplificação de potência dos pulsos enviados aos tiristo

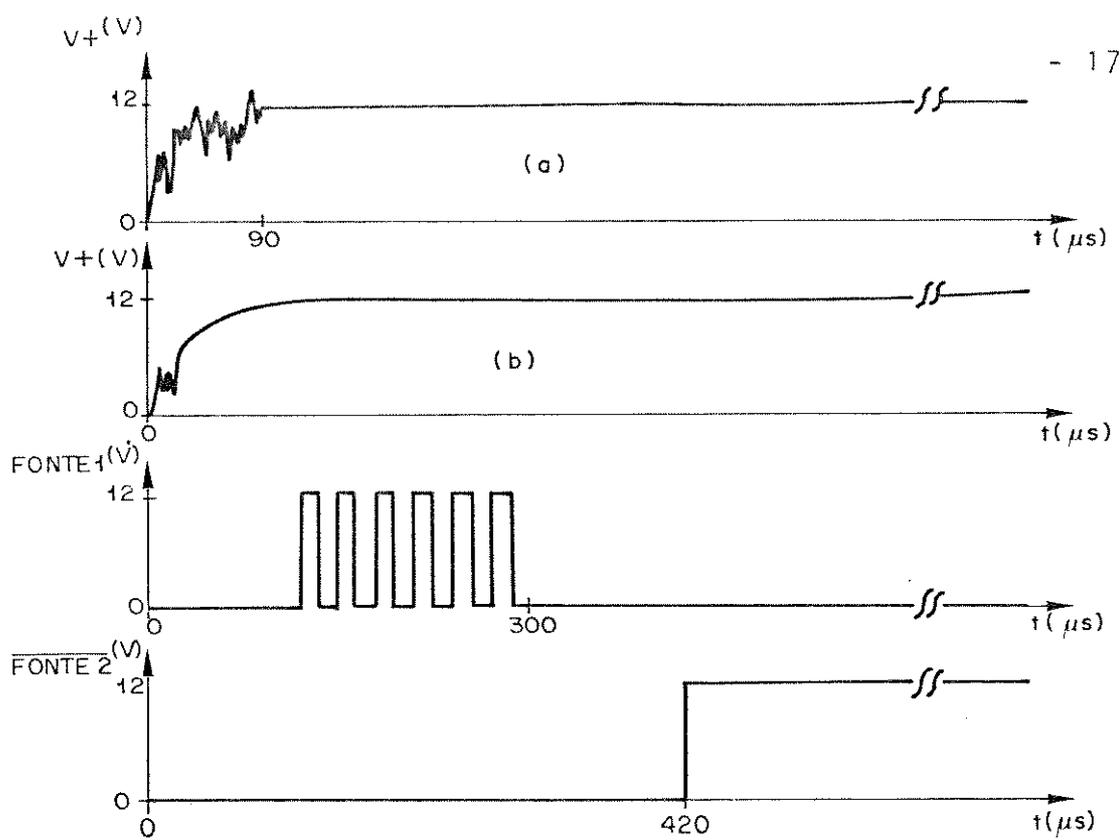


Fig. VI.22 - Formas de ondas geradas pelo CFA
(a) tensão de alimentação antes da filtragem
(b) tensão de alimentação filtrada

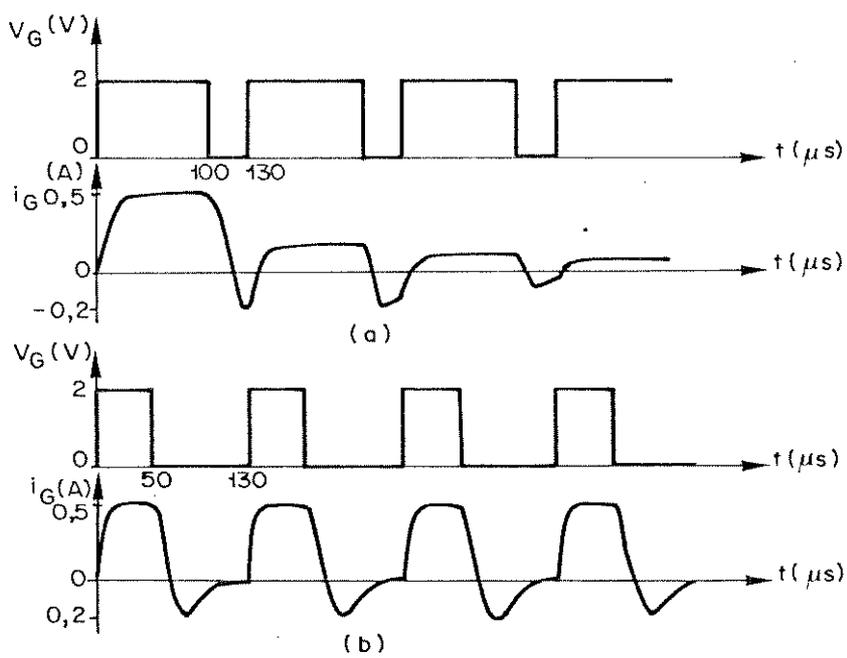


Fig.VI.23 - Formas de onda de corrente, i_G e tensão, v_G , de gate
(a) ciclo de trabalho > 50%
(b) ciclo de trabalho < 50%

res, bem como pela isolação do circuito eletrônico de disparo e controle do circuito de potência do inversor. Pulsos com largura por volta de 50 μ s e 0,5A de pico são gerados e entregues aos tiristores. Estes pulsos devem ter um ciclo de trabalho menor que 50% para se evitar o decaimento da amplitude do trem de pulsos, devido à corrente reversa das junções gate-catodo que força uma condição de circulação de corrente contrária no secundário do transformador isolador de pulso. A Fig. VI.23 exemplifica este fato.

O Amplificador da Parada de Emergência tem por função amplificar em potência o sinal \overline{DF} gerado pelo CCTP para que o contador do circuito de potência do inversor seja acionado, desligando o inversor da fonte de alimentação de potência.

VI.5. CONCLUSÃO

Analizamos neste capítulo a operação básica de um inversor de seis passos, ou muitas vezes também chamado de inversor de seis pulsos, abordando aspectos, ao nosso ver, de fundamental importância para os sistemas que utilizam este tipo de conversor. Alguns dos aspectos mencionados são: modos de disparos a 120° e 180° ; análise das correntes de fase, de linha e de alimentação, em função do fator de potência da carga, incluindo a regeneração de energia para a fonte de alimentação; metodologia para os disparos dos tiristores, em operação normal e em MLP, e a sua dependência do fator de potência da carga; e a proposta de um circuito de disparo e controle para um inversor trifásico. A bibliografia existente, quando cita alguns destes aspectos, o faz de uma forma sumária, principalmente no tocante à metodologia e técnicas de disparo utilizadas. O objetivo principal deste capítulo é a apresentação do Circuito de Disparo e Controle do Inversor que, uma vez implementado, se encontra em fase de testes, apresentados no Capítulo VII, acionando um inversor trifásico.

Espera-se com este circuito que características como confiabilidade, segurança, versatilidade, aliadas à simplicidade de operação e instalação sejam transmitidas ao sistema de acionamento.

CAPÍTULO VII

RESULTADOS EXPERIMENTAIS E CONCLUSÕES

Neste capítulo apresentamos os resultados experimentais obtidos para o sistema de acionamento em corrente alternada, implementado segundo os conceitos desenvolvidos neste trabalho.

A fonte de alimentação do sistema consiste num banco de 22 baterias chumbo-ácidas, tipo 18VD4, 12 Volts - 48 Ah, utilizadas normalmente em automóveis de porte médio. Na foto VII.1 observamos o banco de baterias, ligadas todas em série. Um cuidado especial foi tomado nas ligações entre as baterias, no sentido de se minimizar as perdas ôhmicas e a indutância, que exercem grande influência no circuito de comutação do inversor.



Foto VII-1 - Detalhe do banco de baterias

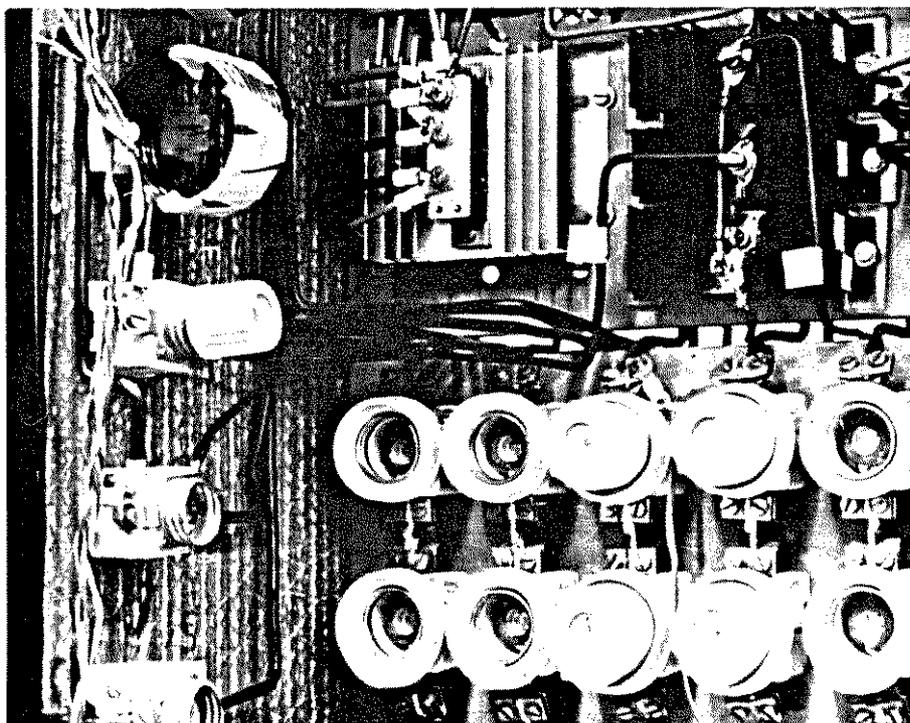
Um inversor trifásico McMurray-Modificado foi implementado de acordo com as técnicas de projeto ótimo desenvolvidas nos Capítulos IV e V. Observou-se que os fatores de qualidade referentes ao circuito de comutação são muito influenciados pelas componentes resistivas dos elementos utilizados na montagem. Capacitores especiais de comutação, com baixíssimas perdas e capacidade para operar com elevadas taxas de dv/dt , foram utilizados nos circuitos de comutação. Cuidados especiais foram também tomados no desacoplamento magnético dos indutores de comutação, pois a simples proximidade de uma fita metálica de fixação foi suficiente para alterar o fator de qualidade do circuito e o seu comportamento. Os tiristores utilizados são do tipo rápido ($t_q = 25\mu s$), assim como os diodos ($t_q = 5\mu s$), acondicionados, dois a dois, em um único módulo, facilitando a montagem elétrica e mecânica. Os tiristores auxiliares, não necessariamente, precisam ser do tipo rápido, podendo-se utilizar, sem prejuízo algum no funcionamento do inversor, tiristores normalmente utilizados em rede de alimentação c.a.

Para a proteção dos semicondutores utilizamos fusíveis ultra-rápidos que devem possuir uma característica i^2t menor do que as apresentadas pelos semicondutores. Nas fotos VII(a) e (b) apresentamos dois aspectos da montagem do inversor.

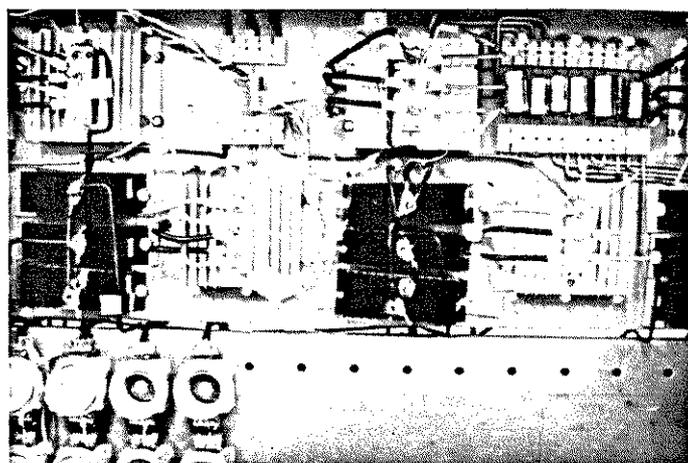
O circuito de disparo e controle foi implementado em unidades distintas, obedecendo a uma divisão, não como a apresentada no Capítulo VI, mas a uma que permite maior flexibilidade para o sistema. As unidades do circuito de disparo e controle, montadas independentemente, uma em cada placa são: GET - Gerador de Envoltória Trifásico, UCC - Unidade Central de Controle, CPT - Controlador de Pulsos para os Tiristores, UMP - Unidade de Multiplexagem, SEC - Sensores de Estado dos Capacitores e SETD - Sensores de Estado dos Tiristores e Diodos.

Assim, na placa GET temos os circuitos: VCO, GET, DP, MLP, NDP e MIX; na UCC: CI, CPR e CPD; na CPT: CPTA e CPTP; na UMP: UCDA, UC DP, CE, UBA e UBP; na SEC: SEC e SC; na SETD: SED e SETP. As demais unidades do circuito estão montadas separadamente. Um detalhe das 6 placas implementadas é visto na foto VII.3.

Na montagem realizada, o operador tem acesso aos seguintes controles: sequência de fase RST ou RTS; Parada do sistema;



(a)



(b)

- Foto VII.2 - Aspectos da montagem do inversor:
- (a) sistema de proteção - fusíveis ultra-rápidos e amaciadores ("snubbers")
 - (b) sistema de chaveamento - tiristores e diodos

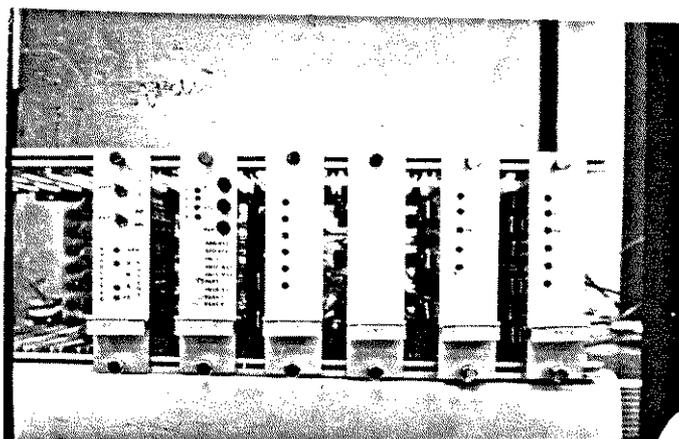


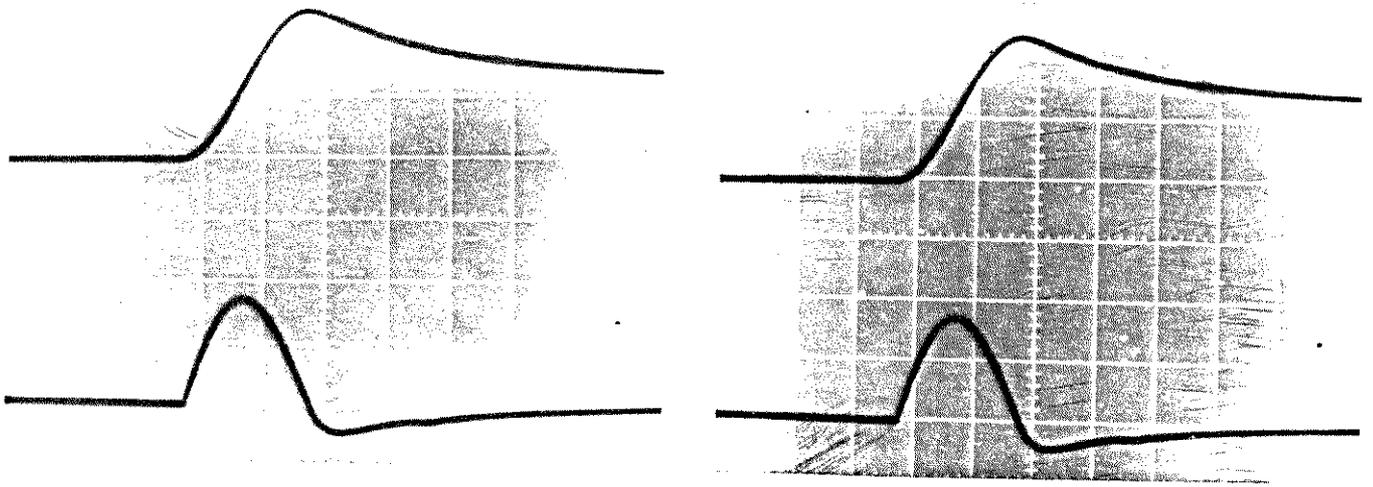
Foto VII.3 - Montagem do circuito de disparo e controle

modulação com onda triangular ou dente-de-serra; frequência de operação; número de pulsos na modulação; sinal com ou sem modulação; valor da largura do pulso modulado; largura dos trens de pulsos de disparo dos tiristores principais; e sensibilidade dos sensores de estado dos capacitores e diodos. Todo o circuito foi implementado com a tecnologia C-MOS, que além do baixo consumo, garante ao circuito excelente imunidade a ruídos. A alimentação é feita em +12V e -12V, por meio de duas baterias. Futuramente ela será feita apenas com uma bateria alimentando uma fonte chaveada, encarregada de gerar +12V e -12V.

A seguir apresentamos as várias formas de ondas em cada etapa da operação do circuito.

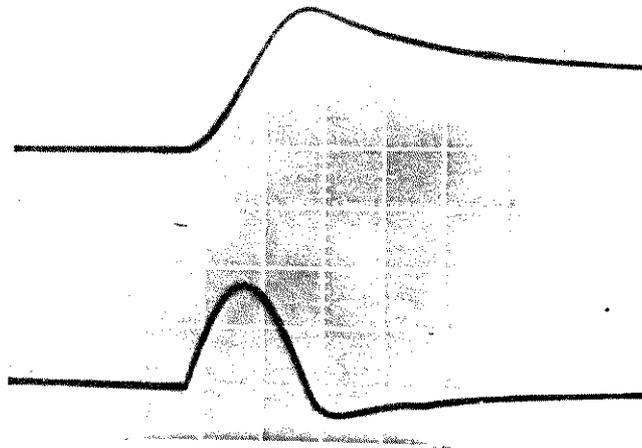
O processo de carga do capacitor de comutação, como vimos anteriormente, independe da corrente de carga, I_L , sendo função unicamente do amortecimento do circuito e da tensão de alimentação. As fotos VII.4 mostram, para o circuito modificado, a tensão e corrente pelo capacitor de comutação durante o processo de carga, para 3 valores de corrente de carga: $I_L = 0$, $I_L = 10A$ e $I_L = 15A$. Observa-se que em nenhum dos casos houve variação, quer seja na forma de onda da tensão ou na de corrente.

A ação da rede dissipativa do circuito modificado é observada quando a corrente se torna negativa, decaindo exponencialmente até se tornar nula.



(a)

(b)



(c)

Foto VII.4 - Formas de onda de tensão e corrente pelo capacitor de comutação durante o processo de carga para o circuito modificado

(a) $I_L = 0$

(b) $I_L = 10A$

(c) $I_L = 15A$

Traço superior: tensão - 50v/div.

Traço inferior: corrente - 10A/div.

Escala de tempo - 50 μ s/div.

Na foto VII.5 mostramos o mesmo processo de carga, para o circuito McMurray sem a modificação proposta.

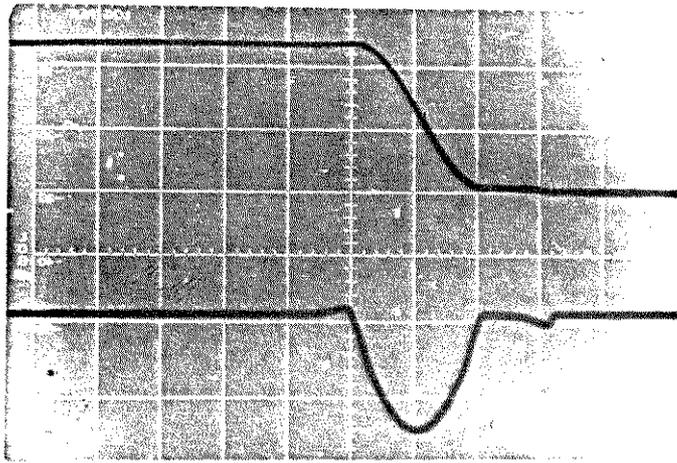


Foto VII-5 - Formas de onda de tensão e corrente durante o processo de carga para o circuito McMurray sem modificação

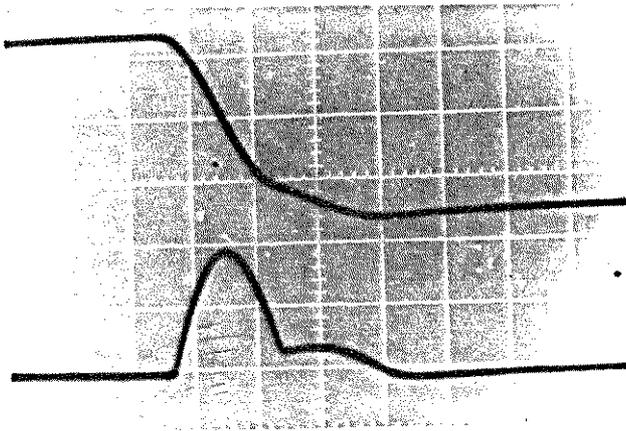
Traço superior: tensão - 100v/div.

Traço inferior: corrente - 20A/div.

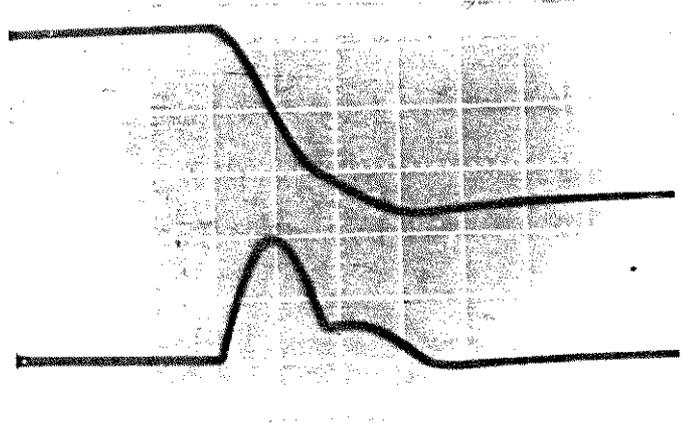
Escala de tempo - 50 μ s/div.

Uma comparação entre os valores das fotos VII.4 e VII.5 revela a alteração do comportamento do circuito, introduzida pela modificação em sua topologia, principalmente nos valores máximos atingidos em cada caso.

As formas de onda para o processo de comutação, para vários valores de corrente de carga, são apresentadas nas fotos VII.6 e VII.7, respectivamente, para o circuito modificado e o sem modificação.



(a)



(b)



(c)



(d)

Foto VII.6 - Formas de onda de tensão e corrente pelo capacitor de comutação durante o processo de comutação:

(a) $I_L = 2A$

(b) $I_L = 5A$

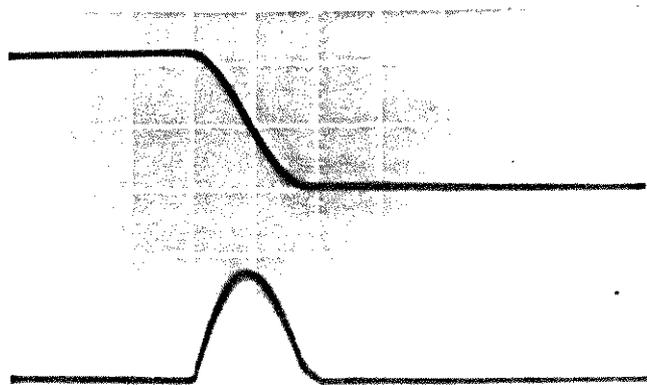
(c) $I_L = 16A$

(d) $I_L = 18A$

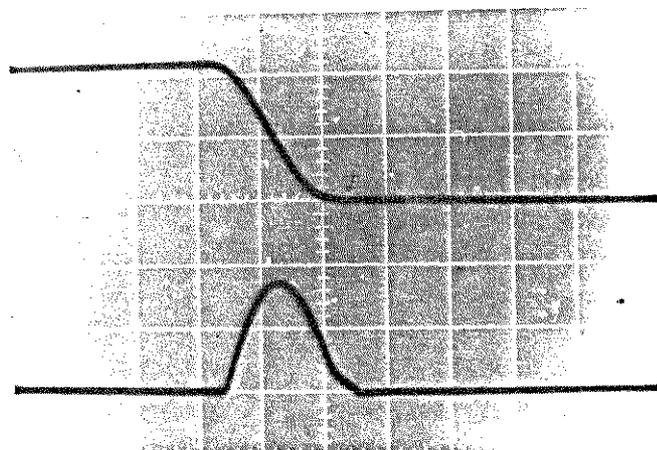
Traço superior: tensão - 50v/div.

Traço inferior: corrente - 10A/div.

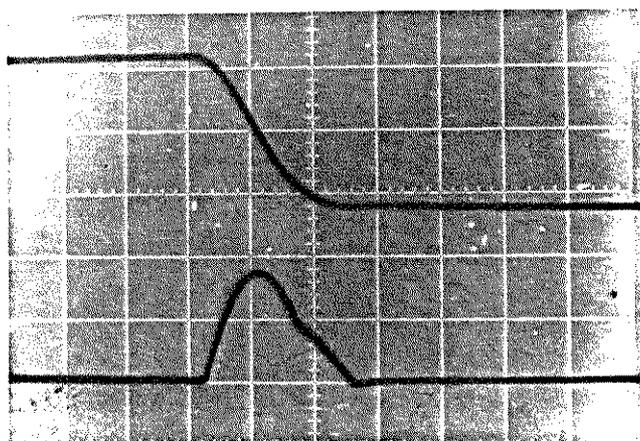
Escala de tempo - 50 μ s/div.



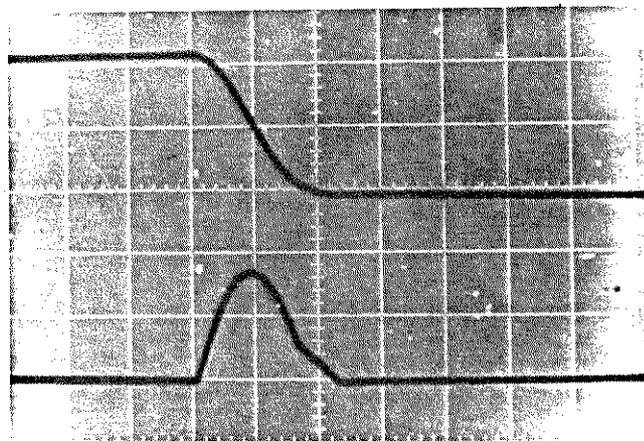
(a)



(b)



(c)



(d)

Foto VII.7 - Formas de onda de tensão e corrente pelo capacitor de comutação durante o processo de comutação:

(a) $I_L = 4A$

(b) $I_L = 8A$

(c) $I_L = 12A$

(d) $I_L = 20A$

Traço superior: tensão - 100v/div.

Traço inferior: corrente - 20A/div.

Escala de tempo - 50 μ s/div.

Pelas formas de onda observadas para o processo de comutação fica evidenciada a limitação de corrente e tensão no circuito modificado, e a conseqüente limitação na máxima corrente de carga que pode ser comutada. No circuito modificado, o valor máximo da corrente de carga é de aproximadamente 18A, enquanto que no circuito McMurray este valor pode atingir a 32A. Outra importante diferença observada entre as duas topologias é o tempo total de duração do processo de comutação, que no circuito modificado pode ser até 8 vezes maior que no circuito original.

A seguir apresentamos os resultados obtidos para o circuito de disparo. Iniciamos pelos sinais gerados pelo GET, ϕ_R , ϕ_S e ϕ_T , apresentados na foto VII.8.

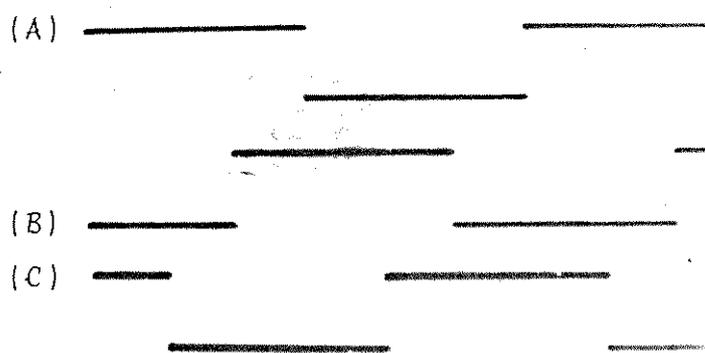


Foto VII.8 - Sinais gerados pelo GET

(A) ϕ_R

(B) ϕ_S

(C) ϕ_T

Escala de tensão - 10v/div.

Escala de tempo - 2ms/div.

Estes sinais são gerados para uma condição sem modulação. Os sinais modulados, ϕ_{RM} , ϕ_{SM} e ϕ_{TM} são vistos na foto VII.9.

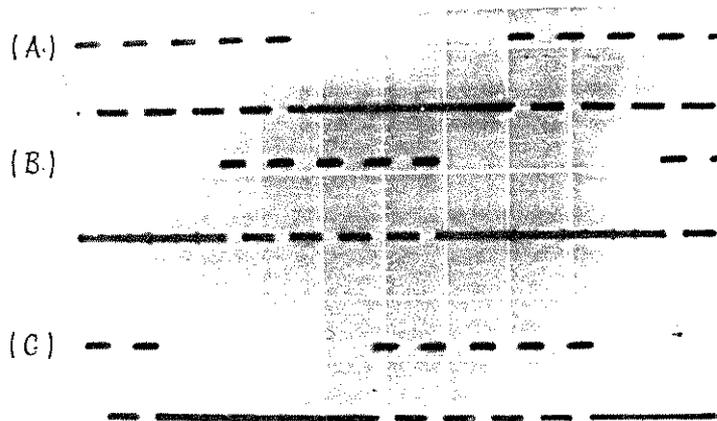


Foto VII.9 - Sinais modulados em largura de pulso gerados pelo GET

(A) ϕ_{RM}

(B) ϕ_{SM}

(C) ϕ_{TM}

Escala de tensão - 10v/div.

Escala de tempo - 2ms/div.

As bordas dos sinais ϕ_P ou ϕ_{PM} são processadas pelo circuito de disparo, gerando trens de pulsos responsáveis pelos disparos dos tiristores do inversor. Na foto VII.10 apresentamos os sinais ϕ_R , ϕ_S e ϕ_T , gerados pelo GET, e os trens de pulsos aplicados aos tiristores auxiliares e principais, produzidos segundo as expressões lógicas desenvolvidas no Capítulo VI.

As tensões entre as fases na saída do inversor são vistas nas fotos VII.11 e VII.12, respectivamente, sem e com modulação por largura de pulso.

As correntes i_A , i_B e i_C pelas três fases de carga são apresentadas na foto VII.13 para uma situação onde não é utilizada MLP.

Como visto no Capítulo VI, observamos aqui que as ondas de corrente são compostas por trechos de exponenciais. O intervalo de tempo em que i_A permanece negativa, imediatamente após o instante inicial é devido ao fator de potência da carga.

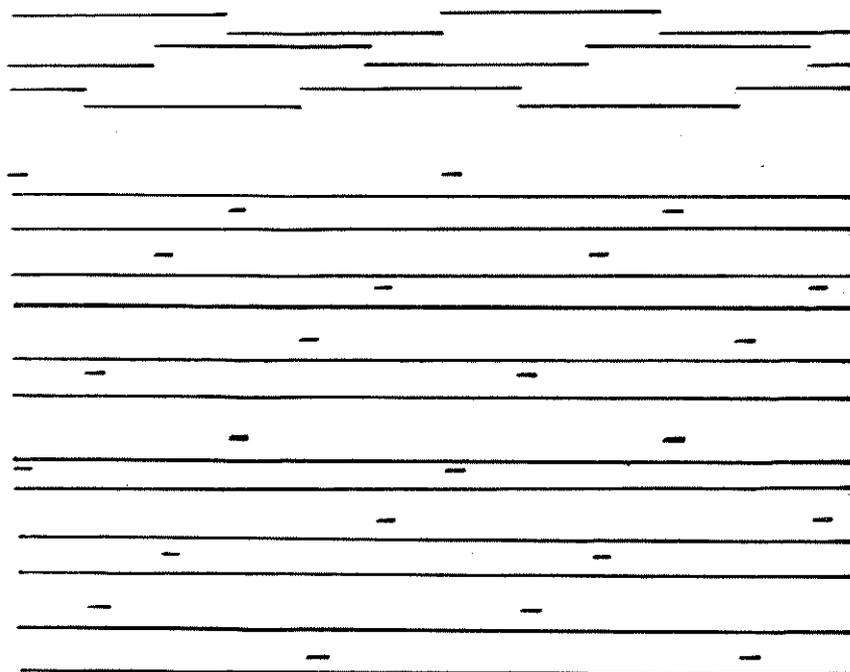


Foto VII.10 - Sinais ϕ_R , ϕ_S e ϕ_T gerados pelo GET e trens de pulsos aplicados aos tiristores.

De cima para baixo temos: ϕ_R , ϕ_S , ϕ_T e GT1R, GT2R, GT1S, GT2S, GT1T, GT2T, GTA1R, GTA2R, GTA1S, GTA2S, GTA1T e GTA2T.

Escala de tensão - 10v/div.

Escala de tempo - 2ms/div.

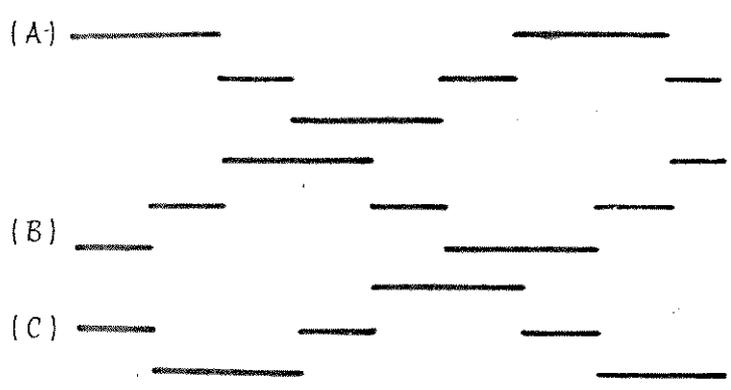


Foto VII.11 - Tensões de saída do inversor sem MLP

(A) v_{RS}

(B) v_{TR}

(C) v_{ST}

Escala de tensão - 50v/div.

Escala de tempo - 2ms/div.

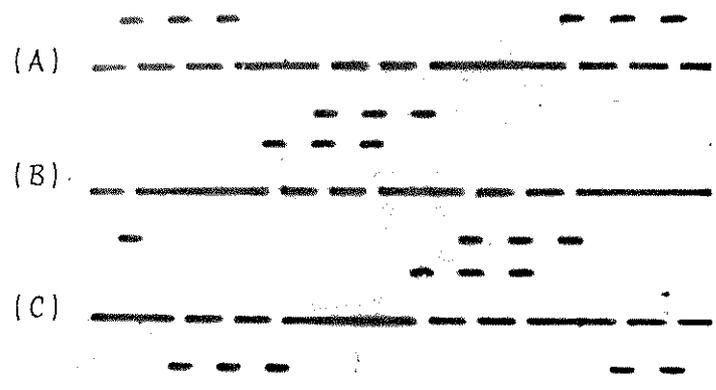


Foto VII.12 - Tensões de saída do inversor utilizando MLP

(A) v_{RS}

(B) v_{TR}

(C) v_{ST}

Escala de tensão - 50v/div.

Escala de tempo - 2ms/div.

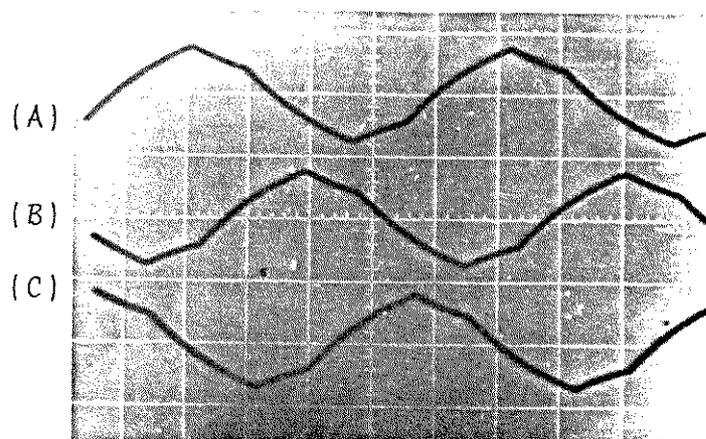


Foto VII.13 - Correntes pelas fases da carga sem MLP

(A) i_A

(B) i_B

(C) i_C

Escala de corrente - 40A/div.

Escala de tempo - 2ms/div.

Na foto VII.14 apresentamos a corrente de fase, i_A , para vários números de pulsos utilizados na modulação.

Na foto VII.15 é apresentado um detalhe da tensão e corrente por uma fase, para um número de 6 pulsos na modulação.

A forma de onda de tensão sobre o capacitor de comutação, bem como o sinal gerado pelo sensor de estado do capacitor. A tensão do capacitor é levada a zero por um circuito auxiliar de descarga do capacitor utilizado para os testes, como mostrado na Fig. VII.16.

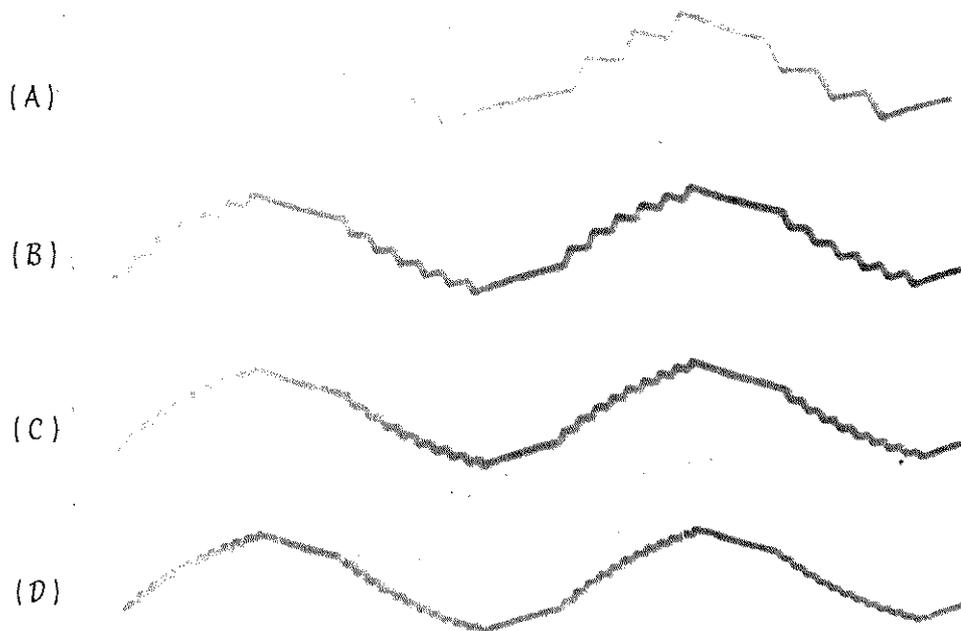


Foto VII.14 - Corrente de fase i_A em função do número de pulsos utilizados na modulação

(A) 3 pulsos

(B) 6 pulsos

(C) 9 pulsos

(D) 12 pulsos

Escala de corrente - 10A/div.

Escala de tempo - 2ms/div.

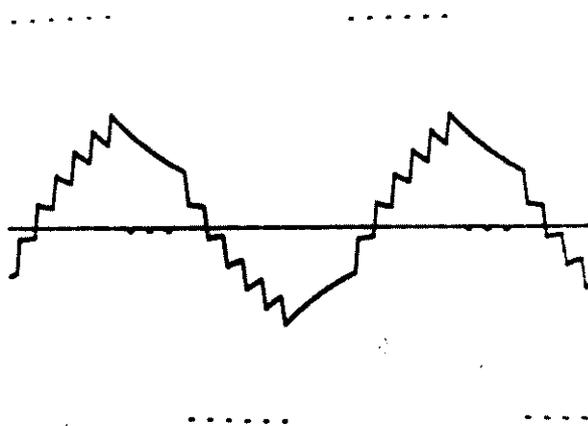


Foto VII.15 - Tensão e corrente por uma fase da carga

Escala de tensão - 20V/div.

Escala de corrente - 5A/div.

Escala de tempo - 2ms/div.

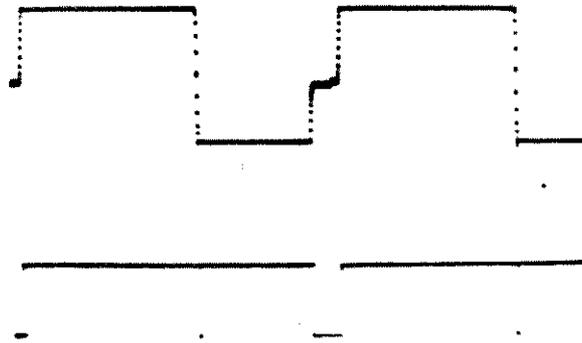


Foto VII.16 - Tensão sobre o capacitor de comutação e sinal gerado pelo sensor de estado.

Traco superior: tensão sobre o capacitor -
50v/div.

Traco inferior: sinal gerado pelo sensor -
10v/div.

Escala de tempo - 2ms/div.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

1. BEDFORD, B.D. and HOFF, R.G.; "Principles of Inverters Circuits", John Wiley, N.Y., 1964.
2. BURIAN, Jr., Y.; "Circuitos Elétricos", Almeida Neves, 1977.
3. DESOER, C.A. and Kuh, E.S.; "Basic Circuit Theory", McGraw Hill, 1969.
4. MILLMAN, J. and HALKIAS, C.C.; "Integrated Electronics", McGraw-Hill, 1972.
5. SEGUIER, G.; "L'Électronique de Puissance", Dunod, 1974.
6. DEWAN, S.B. and STROUGHEM, A.; "Power Semiconductor Circuits", John Wiley, 1975.
7. HEUMANN, K.; "Fundamentos de la Electrónica de Potência", AEG-Telefunken, Paraninfo, Madrid, 1977.
8. MURPHY, J M.D.; "Thyristor Control of A.C. Motors", Pergamon Press, 1973.
9. SIEMENS, "Controle e Regulação de Acionamentos Elétricos em Corrente Alternada", Informativo Técnico, Vol. X, 1978.
10. GRAFHAN, D.R. and GOLDEN, F.B.; "SCR Manual Sixth Edition", General Electric, 1979.
11. MOTTO, Jr., J.W.; "Introduction to Solid State Power Electronics", Westinghouse Electric Co.
12. RICE, L.R.; "Silicon Controlled Rectifier Designers Handbook", Westinghouse Electric Co., 1970.
13. McMURRAY, W.; "SCR Inverter Commuted by an Auxiliary Impulse", IEEE Nonlinear Magnetics, Sept., 1964.
14. PENKOWSKI, L.J. and PRUZINSKY, K.E.; "Fundamentals of a Pulsewidth Modulated Power Circuit", IEEE Trans. on Ind. Appl., IA-8 No 5, 584, Sept. Oct., 1972.

.../.

15. POLLACK, J.J.; "Advanced Pulsewidth Modulated Inverter Techniques", IEEE Trans. on Ind. Appl., IA-8, Nº 2, 145, Mar.-Apr., 1972.
16. HUMPHREY, A.J.; "Inverter Commutation Circuits", IEEE Trans. on Ind. and Gen. Appl., IGA-4, 104, 1968.
17. RODRIGUES, F. and BARTON, T.H.; "A McMurray Inverter Controller", IEEE Trans. on Ind. Elec. and Control Inst., IECI-26 Nº 3, Aug., 1979
18. MORAES, C.C.; BRODSKYN, H.O.; "As Vantagens do Método por Variação de Frequência", Eletricidade Moderna, Agosto, 1976.
19. KLAASSENS, J.B.; "Analysis of a Forced Commutation Circuit for Design of a Class of Thyristor Inverter", IEEE Trans. on Ind. Elec. and Control Inst., IECI-20 Nº 3, Aug., 1973.
20. GENERAL ELECTRIC Co.; "New 28F Series Capacitor for SCR Commutation Applications", Application Notes.
21. STEFANOVIĆ, V.R. and BHAGWAT, P.; "A Versatile Commutation Circuit for PWM Inverters", IEEE Ind. Appl., IA-18 Nº 2, Mar.-Apr., 1982.
22. MOREIRA, J.C.; BOTTURA, C.P. and PALHARES, A.G.B.; "PWM Commutation Circuit Design of an Inverter", International Power Electronics Conference, IPEC, Tokyo, Japan, 1983.
23. MOREIRA, J.C. e BOTTURA, C.P.; "Projeto Ótimo de Inversor Via Programação Matemática", 4º Congresso Brasileiro de Automática, Campinas, 1982.
24. MOREIRA, J.C.; BOTTURA, C.P.; PEDRONI, Jr., C.; KINOSHITA, H. e GMURCZYK, N.L.; "Um Circuito de Controle de Inversor McMurray", 35ª Reunião Anual da Sociedade Brasileira para o Progresso da Ciência, Belém, 1983.
25. GREEN, R.M.; BOYS, J.T.; "A Reconsideration of the Design of the Modified McMurray Inverter Circuit", IEEE Ind. Appl., IA-18, Nº 2, Mar-Apr., 1982.
26. GREEN, R.M.; BOYS, J.T.; "Implementation of Pulsewidth Modulated Inverter Modulation Strategies", IEEE Ind. Appl., IA-18 Nº 2, Mar.-Apr., 1982.

27. BOSE, B.K.; "Adjustable Speed AC Drive Systems", IEEE Press, N.Y., 1980.
28. PHILLIPS, K.P.; "Current Source Converter for AC Motor Drives", IEEE Trans. Ind. Appl., IA-8, 679, Nov.-Dec., 1972.
29. LIENAU, N.; HELLMANN, A.M. and SKUDELNY, H.C.; "Power Converters for Feeding Asynchronous Traction Motors of Single-Phase AC Vehicles", IEEE Trans. Ind. Appl., IA-26, 103, Jan-Feb., 1980.
30. MOREIRA, J.C.; BOTTURA, C.P.; SCHÜFFNER, F.H.; "Comparação de Desempenho de Circuitos de Comutação para Conversores CC-CA", 35ª Reunião Anual da Sociedade Brasileira para o Progresso da Ciência, Belém, 1983.
31. MOREIRA, J.C.; BOTTURA, C.P.; PALHARES, A.G.B.; "Projeto de Circuito de Comutação Forçada de Inversor Utilizando Modulação por Largura de Pulso (MLP) Via Análise e Simulação", 49 Congresso Brasileiro de Automática, Campinas, 1982.
32. ANDRÉ, M.A.; "Análise de Conversores DC-AC sob o Aspecto de Rendimento e Outros Fatores de Desempenho", Proc. 80/1111-5, FAPESP, SP, 1982.
33. MOREIRA, J.C.; "Controle de Velocidade de Motores de Corrente Alternada Utilizando Microprocessadores e Implementação de Inversores Usando Transistores de Potência", Proc. 79/1424, FAPESP, SP, 1980.
34. MOREIRA, J.C. and BOTTURA, C.P.; "Optimal Design of an Inverter Via Mathematical Programming", 11th. IFIP Conference on System Modelling and Optimization, Denmark, July, 1983 (accepted).
35. FINK, D.G.; "Electronics Engineers' Handbook", McGraw Hill, N.Y., 1975.
36. GIACOLETTO, L.J.; "Electronics Designers' Handbook", McGraw Hill, N.Y., 1977.
37. WILLIAMS, B.W.; "Microprocessor Control of DC 3-Phase Thyristor Inverters Circuits", IEEE Trans. on Ind. Elec. and Control Inst., IECI-27 No 3, Aug., 1980.

.../.

38. McMURRAY, W.; "Optimum Snubbers for Power Semiconductors", IEEE Conf. Rec. of Ind. Appl. Group, 1971.
39. MOKRITZKY, B.; "The Controlled Slip Static Inverter Drive", IEEE Trans. on Ind. and Gen. Appl., IGA-4 N° 3, May-June, 1968.
40. AGARWAL, P.D.; "The GM High-Performance Induction Motor Drive System", IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, PAS-88 N° 2, Feb., 1969.
41. WAKEFIELD, E.H.; "An AC Drive Electric Vehicle", IEEE on Ind. Appl., IA-10 N° 5, Set.-Oct., 1974.
42. MONTE, F.D.D.; "Motores Assíncronos com Frequência Variável", Mundo Elétrico, Out. 1980.
43. PURYEAR, D.O.; "Characterizing Thyristor for Fuse Coordination", National Electronics Inc., Geneva, Illinois.
44. BELLINI, A. and FIGALLI, G.; "Harmonic Analysis in Induction Motor Drives with a Pulse-Width-Modulated Inverter", Istituto di Automatica, Università di Roma, Settembre, 1976.
45. RODRIGUES, P.I.; "Inversor McMurray Trifásico", JIEE, Vol. 3, Quito, Equador, Mayo, 1982.
46. ZUBEK, J.; ABBONDANTI, A. and NORBY, C.J.; "Pulsewidth Modulated Inverter Motor Drives with Improved Modulation", IEEE Trans. on Ind. Appl., IA-11 N° 6, Nov.-Dec., 1975.
47. LIPO, T.A.; CORNELL, E.P.; "State-Variable Steady-State Analysis of a Controlled Current Induction Motor Drive", IEEE Trans. on Ind. Appl., IA-11, 704, Nov.-Dec., 1975.

...