

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

ESTUDO E REALIZAÇÃO DE UM INVERSOR A TIRISTOR, COM
COMUTAÇÃO GLOBAL, ALIMENTANDO O MOTOR DE INDUÇÃO

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA À UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CA
TARINA PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM ENGENHARIA

JOSÉ RENES PINHEIRO

FLORIANÓPOLIS, ABRIL 1984

ESTUDO E REALIZAÇÃO DE UM INVERSOR A TIRISTOR, COM
COMUTAÇÃO GLOBAL, ALIMENTANDO O MOTOR DE INDUÇÃO

JOSÉ RENES PINHEIRO

ESTA DISSERTAÇÃO FOI JULGADA ADEQUADA PARA OBTENÇÃO DO TÍTULO DE

MESTRE EM ENGENHARIA

ESPECIALIDADE ENGENHARIA ELÉTRICA E APROVADA EM SUA FORMA FINAL
PELO CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO

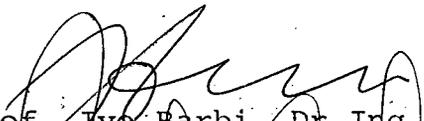


Prof. Ivo Barbi, Dr.Ing.
Orientador

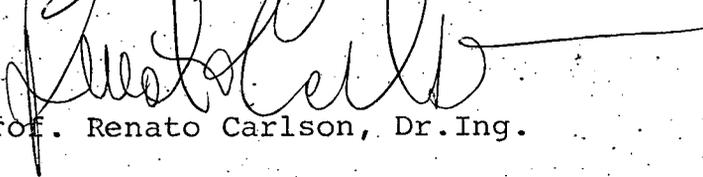


Prof. Augusto H. Bruciapaglia, Dr.Ing.
Coordenador do Curso de Pós-Graduação
em Engenharia Elétrica

BANCA EXAMINADORA

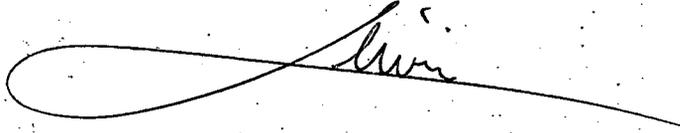


Prof. Ivo Barbi, Dr.Ing. - Presidente



Prof. Renato Carlson, Dr.Ing.

Prof. Simon Tov Bahbouth, Dr.Ing.



À minha esposa Marta,
e ao meu filho Márcio.

A G R A D E C I M E N T O S

Ao Prof. Ivo Barbi por sua excelente metodologia na orientação, dedicação e amizade.

Aos colegas, funcionários e professores que contribuíram para a realização deste trabalho, em especial aos Professores Simon Tov Bahbouth e Jorge Dantas de Melo.

Agradeço ao CNPq, CAPES, FINEP, à UFSC pelo apoio financeiro.

Ao meu irmão Humberto, aos meus pais, sogro e sogra pelo incentivo e apoio.

À minha esposa Marta pelo carinho e compreensão.

À Deus pela proteção e confiança no vencer.

R E S U M O

Este trabalho trata do estudo de um inversor a tiristor com circuito de comutação global, para alimentar um motor de indução trifásico sob tensão e frequência variáveis.

São realizados estudos em regime permanente, utilizando simulação numérica, do torque eletromagnético e da corrente de comutação do inversor alimentando um motor de indução.

São estabelecidas expressões e curvas que representam as características do circuito de comutação forçada. Circuitos auxiliares que permitem uma melhor performance do circuito de comutação são apresentados.

São apresentados os circuitos de comando desenvolvidos do inversor.

É construído em laboratório um protótipo do inversor trifásico a tiristor com tensão e frequência variáveis, que é testado alimentando um motor de indução trifásico de 2,2 KW. cujos resultados experimentais são apresentados.

A B S T R A C T

This work states about a thyristor Global-Commutation inverter, feeding a variable voltage and frequency three-phase induction motor.

A steady state analysis of inverter fed induction motor concerning the eletromagnetic torque and the commutation current are realized with digital simulation

Equations and curves of the forced commutation circuit characteristics are established. Auxiliary circuit are presented which allow the best performance of the commutation circuit.

The inverter control circuits are shown.

A prototype of the three-phase thyristor inverter on variable voltage and frequency is made in the laboratory, and test with 2,2 KW induction motor and the experimental results are shown.

S U M Á R I O

INTRODUÇÃO.....	01
CAPÍTULO 1 - INTERESSE DO ESTUDO DO INVERSOR ALIMENTANDO A MÁQUINA DE INDUÇÃO	
1.1 - Introdução.....	02
1.2 - Vantagens da utilização do motor de indução.....	02
1.3 - Comportamento do motor alimentado com frequência <u>v</u> ariável.....	04
1.4 - Alimentação do motor de indução com tensão retangular e frequência variável.....	08
CAPÍTULO 2 - ESTUDO DO COMPORTAMENTO DO MOTOR DE INDUÇÃO <u>ALI</u> MENTADO POR INVERSOR EM REGIME PERMANENTE	
2.1 - Introdução.....	11
2.2 - Modelo do motor de indução trifásico.....	11
2.3 - Simulação do Sistema Inversor - Máquina.....	19
2.4 - Comportamento do torque eletromagnético.....	27
2.5 - Estudo da corrente de comutação.....	30
2.6 - Conclusão.....	34
CAPÍTULO 3 - APRESENTAÇÃO DE ALGUMAS ESTRUTURAS DE INVERSORES	
3.1 - Introdução.....	35

3.2 - Necessidade da utilização de fontes auxiliares.....	35
3.3 - Inversor com comutação global.....	37
3.4 - Inversores com comutação individual.....	38
3.5 - Inversor com comutação complementar do tipo 180°	43
3.6 - Conclusão.....	45

CAPÍTULO 4 - ESTUDO DO CIRCUITO DE COMUTAÇÃO FORÇADA C.C.F.

4.1 - Introdução.....	47
4.2 - Estudo qualitativo do C.C.F.	47
4.3 - Estudo Analítico do C.C.F.	54
4.4 - Conclusão.....	66

CAPÍTULO 5 - ESTUDO DOS C.C.F. COM DISSIPACÃO E RECUPERAÇÃO DE ENERGIA

5.1 - Introdução.....	68
5.2 - Importância do circuito de recuperação da energia.....	69
5.3 - Utilização de resistores de Dissipação no C.C.F.	70
5.4 - Estudo do circuito de recuperação da Energia	83
5.5 - Conclusão.....	94

CAPÍTULO 6 - DIMENSIONAMENTO DOS CIRCUITOS DE COMUTAÇÃO FORÇA DA ESTUDADOS

6.1 - Introdução.....	95
6.2 - Dimensionamento dos C.C.F.	95
6.3 - Estudo Comparativo dos C.C.F.	109
6.4 - Conclusão.....	111

CAPÍTULO 7 - CIRCUITOS DE COMANDO

7.1 - Introdução.....	113
7.2 - Circuitos de comando do inversor trifásico.....	114
7.3 - Circuito de comando do C.C.F.	126
7.4 - Circuito de comando do Retificador trifásico.....	127
7.5 - Conclusão.....	131

CAPÍTULO 8 - IMPLEMENTAÇÃO DO INVERSOR E VERIFICAÇÃO EXPERIMENTAL

8.1 - Introdução.....	133
8.2 - Realização do C.C.F. - Inversor.....	133
8.3 - Verificação experimental do C.C.F.	137
8.4 - Verificação experimental do inversor trifásico.....	141

CONCLUSÃO.....	148
----------------	-----

APÊNDICE A	150
------------------	-----

APÊNDICE B	155
------------------	-----

APÊNDICE C	161
------------------	-----

APÊNDICE D	168
------------------	-----

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	
----------------------------------	--

I N T R O D U Ç Ã O

Atualmente, o baixo custo de um equipamento é um dos fatores principais para sua aceitação; assim, o estudo e implementação de estruturas inversoras com reduzido número de componentes (componentes passivo, semicondutores e fontes auxiliares) tornam-se atrativos.

Ressaltando que quanto maior o número de componentes maior o volume, peso e complexidade.

Em razão das estruturas inversoras com comutação global [10] normalmente apresentarem um menor número de componentes em relação as outras estruturas existentes é de interesse seu estudo.

O presente trabalho tem como objetivo principal o estudo de comportamento do inversor com circuito de comutação global para alimentar um motor de indução trifásico, sob tensão e frequência variáveis. São obtidas suas características, do ponto de vista qualitativo e quantitativo, e expressões e curvas capazes de representar suas propriedades.

É realizado o estudo em regime permanente, utilizando a simulação digital, do torque eletromagnético desenvolvido pelo motor e da corrente de comutação para estruturas inversoras com comutação global e com comutação individual.

A partir do circuito de comutação global proposto são realizadas modificações para seu melhor desempenho.

A estrutura inversora estudada foi implementada em laboratório, seu circuito de comando e os resultados experimentais são apresentados.

C A P Í T U L O 1

INTERESSE DO ESTUDO DO INVERSOR ALIMENTANDO

A MÁQUINA DE INDUÇÃO

1.1 - Introdução

Inicialmente são ressaltados os interesses e as vantagens da utilização da máquina de indução, com rotor em gaiola em vez da máquina de corrente contínua, em controle de velocidade.

É efetuado o estudo do comportamento do motor de indução alimentado em tensão, sob frequência variável. Podendo, dependendo da aplicação, ter a tensão de alimentação fixa ou variável.

É ainda realizado o estudo do comportamento do motor de indução alimentado por uma fonte de tensão trifásica, com tensão retangular e frequência variável.

1.2 - Vantagens da Utilização do Motor de Indução | 8 |

Tradicionalmente, em aplicações onde é necessário o controle de velocidade de um motor elétrico, o motor de corrente contínua tem sido empregado. O motor de corrente contínua com excitação independente produz altos torques para baixas velocidades e uma larga faixa de operação. E é facilmente controlado pela variação

da tensão de armadura e da corrente do campo.

Em certas aplicações o motor de corrente contínua não é a melhor solução, tais como:

- lugares de difícil acesso, impossibilitando a manutenção periódica. Devido ao desgaste mecânico das escovas e comutador.
- lugares explosivos e inflamáveis, devido ao faiscamento produzido na comutação.
- lugares abrasivos e corrosivos, devido ao maior desgaste das partes móveis em contato.
- necessidade da redução da razão potência/peso.

Por outro lado, o motor de indução com rotor em gaiola não necessita de manutenção periódica. Isto é resultado da inexistência de contatos mecânicos. Sendo o mais indicado para operar em lugares corrosivos e explosivos.

Tanto a faixa de temperatura de trabalho, como a razão potência/peso do motor de indução é aproximadamente duas vezes maior que de um motor de corrente contínua similar.

Aliando a todas as vantagens citadas, o custo do motor de indução com rotor em gaiola, devido a sua simplicidade construtiva, é menor que o de um motor de corrente contínua similar. Isto torna a utilização do motor de indução muito atrativa.

Para que o motor de indução tenha características semelhantes às do motor de corrente contínua, deve ser alimentado por fonte com tensão e frequência variáveis. Assim, conversores

estáticos ou rotativos deverão ser utilizados.

1.3 - Comportamento do Motor Alimentado com Frequência Variável |7|, |8|

No motor de indução trifásico, a fonte de alimentação trifásica produz um campo magnético rotativo no entreferro, o qual interage com a força magnetomotriz (f.m.m) do rotor para desenvolver torque. A força magnetomotriz é criada pelo efeito de indução do estator.

A velocidade do motor de indução está relacionada com a frequência de alimentação. O campo magnético rotativo gira com velocidade síncrona. Para aumentar a velocidade do motor, mantendo-se a tensão de alimentação constante, é necessário que seja aumentada a frequência de alimentação.

Na figura(1.1) está representada a característica torque versus velocidade do motor de indução, com tensão de alimentação constante e frequência variável. Esta característica é requerida para tração, onde deseja-se altos torques na partida em baixa velocidade, e menores torques são suficientes em alta velocidade.

A velocidade do motor de indução é determinada pela velocidade síncrona (n_s),

$$n_s = \frac{60f}{p} \quad (1.1)$$

onde p representa o número de pares de polos e f a frequência de alimentação (Hertz ou c/s).

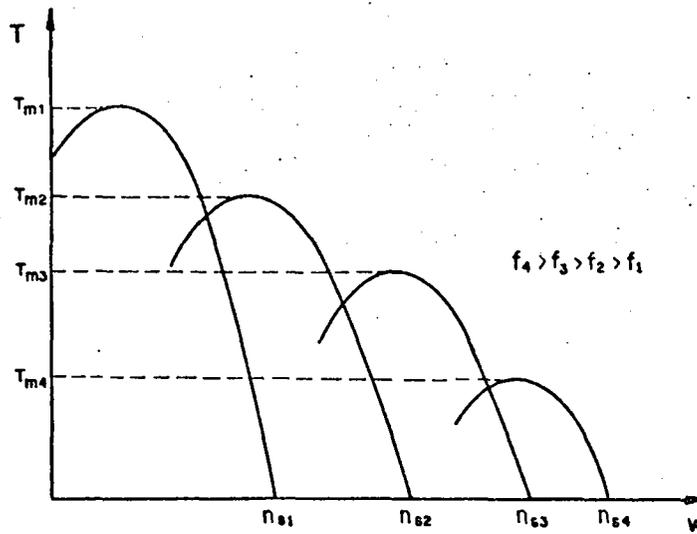


Figura 1.1 - Características $T \times \omega$, com tensão constante e frequência variável.

A velocidade em que gira o motor é dada por

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

e, a frequência rotórica (f_r) é dada por

$$f_r = s f \quad (1.3)$$

A equação genérica para o torque eletromagnético desenvolvido pelo motor de indução é dado por

$$T = k \phi I_2 \cos \phi_2 \quad (1.4)$$

onde K é uma constante de proporcionalidade, ϕ o fluxo magnético, I_2 a corrente do rotor e ϕ_2 representa o ângulo com que a corrente I_2 está atrasada da f.e.m. induzida.

A corrente de partida de um motor de indução é aproximadamente seis vezes maior que a corrente nominal e, o torque na partida é pequeno devido ao baixo fator de potência do rotor. Assim, em sistemas com frequência variável, a frequência de alimentação é reduzida na partida, melhorando o fator de potência do rotor e também o torque desenvolvido.

Para que o fluxo magnético mantenha-se constante é necessário que a relação tensão/frequência (Volts/Hertz) seja constante, evitando-se que haja saturação magnética no ferro do motor. Na figura (1.2) é mostrada a característica torque versus velocidade para a relação tensão-frequência constante, onde o torque máximo se mantém constante.

Na figura (1.3) está representada uma relação tensão-frequência desejada para alimentar o motor, onde, abaixo da frequência base igual a um p.u., o fluxo magnético é mantido constante, resultando num torque máximo constante.

Para baixas frequências de alimentação, a queda de tensão ôhmica predomina sobre a força eletromotriz f.e.m. produzida no entreferro. Isto provoca uma redução de torque, portanto

uma tensão adicional é fornecida para compensar este efeito.

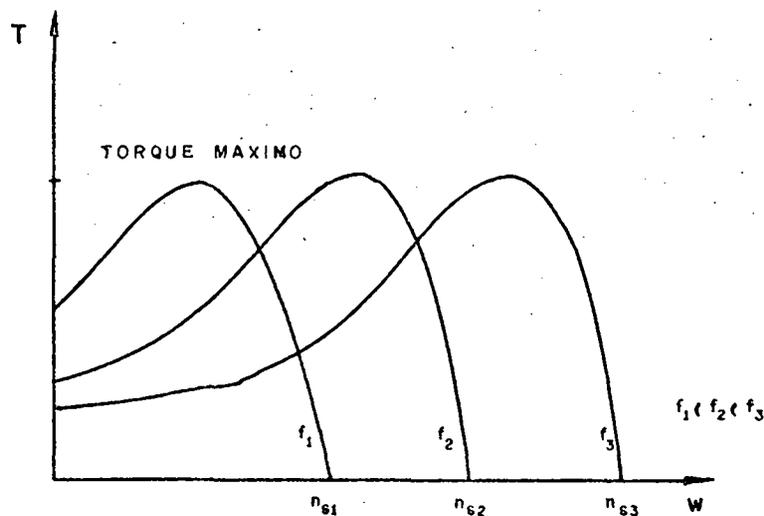


Figura 1.2 - Característica Torque x Velocidade do M.I., para a relação V/F constante.

Para a frequência base (1,0 p.u.) tem-se a tensão nominal do motor. Além desse ponto, com o aumento da frequência, o torque eletromagnético desenvolvido diminui, devido a redução do fluxo, o motor opera à potência constante.

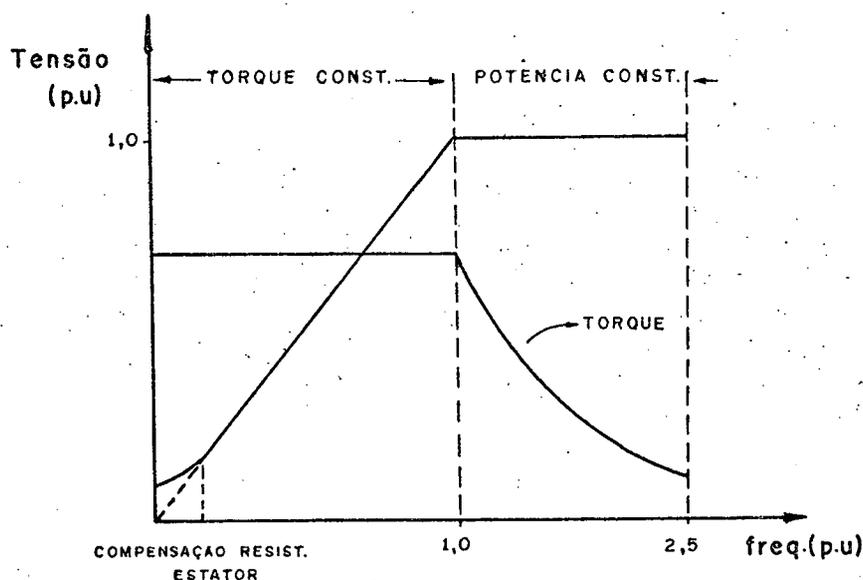


Figura 1.3 - Relação Tensão-frequência do motor de indução. Característica Torque-velocidade do motor c/tensão e frequência de alimentação variável.

1.4 - Alimentação do Motor de Indução com Tensão Retangular e Frequência Variável [7]

Na figura (1.4) está representado um circuito de potência convencional, constituída por uma fonte de alimentação trifásica com tensão retangular e frequência variável alimentando um motor de indução. O circuito de comutação forçada do circuito inversor não é representado.

A fonte de alimentação é constituída de uma ponte retificadora trifásica controlada, convertendo a tensão senoidal

fixa para contínua com nível variável, que alimenta o circuito inversor após ser filtrada. Já a ponte inversora faz o inverso, isto é, converte a tensão contínua variável em uma tensão retangular alternada variável, com frequência também variável.

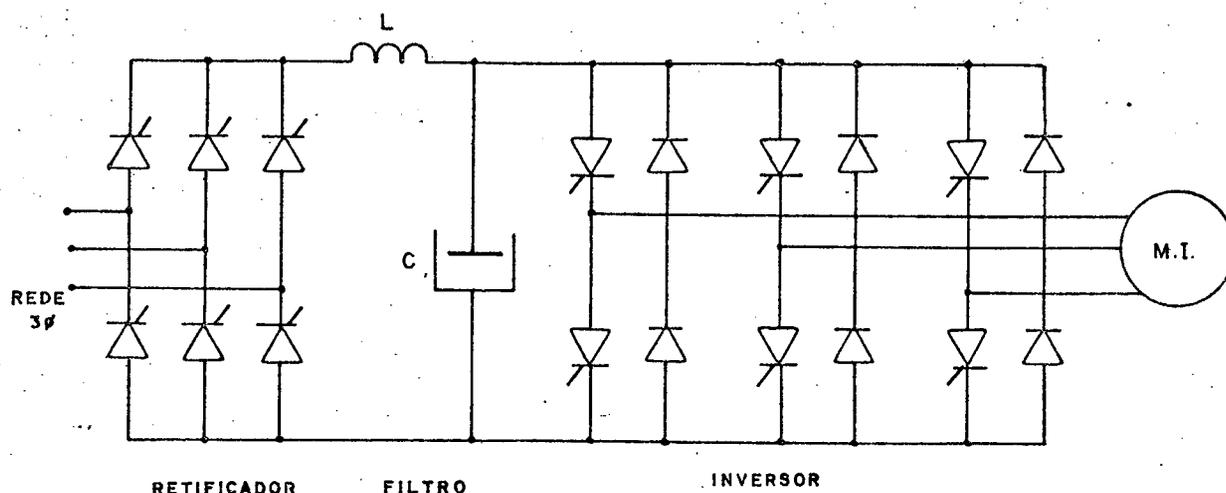


Figura 1.4 - Fonte de alimentação trifásica, com tensão retangular e frequência variável, para acionar a máquina de indução.

Normalmente, cada tiristor de um ramo da ponte inversora conduz por 180° , gerando uma tensão de forma de onda retangular. Os diodos regenerativos ou reativos ajudam a circulação da energia reativa da carga para o capacitor do filtro LC. A tensião de saída do inversor é fixada pela tensão contínua. Os diodos regenerativos também podem participar do processo de comutação, como será visto no Capítulo III.

Para que os tiristores da ponte inversora se blo

queiem, é necessário providenciar um circuito de comutação forçada. O circuito de comutação terá que providenciar uma tensão reversa através dos tiristores, durante um período de tempo suficiente para permitir a recuperação da junção de bloqueio dos tiristores, e ainda anular a corrente dos tiristores em condução. Só assim o bloqueio dos tiristores é conseguido.

No circuito de comutação forçada um capacitor pré-carregado estabelece uma tensão ou corrente transitória através dos tiristores em condução. Isto causa o desvio da corrente de carga, e como já mencionado, uma tensão inversa é aplicada sobre os tiristores a serem bloqueados.

C A P Í T U L O 2

ESTUDO DO COMPORTAMENTO DO MOTOR DE INDUÇÃO ALIMENTADO POR INVERSOR EM REGIME PERMANENTE

2.1 - Introdução

Inicialmente é apresentado o modelo do motor de indução.

A simulação do motor de indução trifásico alimenta do por um inversor em tensão do tipo 180° é realizada. É estudado o comportamento do torque eletromagnético desenvolvido pelo motor quando alimentado com tensão retangular e frequência variável.

Finalmente, é realizado o estudo em regime permanen te da corrente de comutação, para o inversor com comutação global e com comutação individual.

2.2 - Modelo do Motor de Indução Trifásico [1]

Nas equações (2.1), (2.2) e (2.3) é apresentado o modelo matemático da máquina simétrica trifásica. Certas hipóteses serão realizadas no estudo. São elas:

- os três enrolamentos do estator são idênticos
- os três enrolamentos do rotor são idênticos
- o ângulo elétrico entre as bobinas é igual

- o entreferro é considerado constante

- a distribuição da indução magnética no entreferro é radial.

$$[v_s] = [R_s][i_s] + [L_{ss}] \frac{d}{dt} [i_s] + [L_{sr}(\theta)] \frac{d}{dt} [i_r] + \frac{\partial}{\partial \theta} n [L_{sr}(\theta)] [i_r] \frac{d\theta}{dt} \quad (2.1)$$

$$[v_r] = [R_r][i_r] + [L_{rr}] \frac{d}{dt} [i_r] + [L_{rs}(\theta)] \frac{d}{dt} [i_s] + \frac{\partial}{\partial \theta} n [L_{rs}(\theta)] [i_s] \frac{d\theta}{dt} \quad (2.2)$$

$$T = n [i_s]^t \frac{\partial}{\partial \theta} [L_{sr}(\theta)] [i_r] \quad (2.3)$$

onde:

a) Tensão no estator

$$[v_s] = \begin{bmatrix} v_{s1} \\ v_{s2} \\ v_{s3} \end{bmatrix}$$

b) Tensão no rotor

$$[v_r] = \begin{bmatrix} v_{r1} \\ v_{r2} \\ v_{r3} \end{bmatrix}$$

c) Corrente estator

$$[i_s] = \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{s3} \end{bmatrix}$$

d) Corrente rotor

$$[i_r] = \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \\ i_{r3} \end{bmatrix}$$

e) Indutância do estator

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix}$$

pois,

$$L_{s1} = L_{s2} = L_{s3} = L_s$$

$$M_{s1} = M_{s2} = M_{s3} = M_s$$

f) Indutâncias do rotor

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix}$$

pois,

$$L_{r1} = L_{r2} = L_{r3} = L_r$$

$$M_{r1} = M_{r2} = M_{r3} = M_r$$

g) Indutâncias mútuas entre os enrolamentos estatório e rotô
co

$$[L_{sr}] = nM_{sr} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) & \cos\theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) & \cos\theta \end{bmatrix}$$

$$[L_{rs}] = [L_{sr}]^t$$

pois,

$$m_{s_1 r_1} = m_{s_2 r_2} = m_{s_3 r_3} = nM_{sr} \cos\theta$$

$$m_{s_1 r_2} = m_{s_2 r_3} = m_{s_3 r_1} = nM_{sr} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3})$$

$$m_{s_1 r_3} = m_{s_2 r_1} = m_{s_3 r_2} = nM_{sr} \cos(\theta + \frac{4\pi}{3})$$

h) Resistência do estator

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}$$

pois,

$$R_{s_1} = R_{s_2} = R_{s_3} = R_s$$

i) Resistência do rotor

i) Resistência do rotor

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

pois,

$$R_{r1} = R_{r2} = R_{r3} = R_r$$

As equações (2.1), (2.2) e (2.3) apresentadas são não-lineares e de difícil solução, revelando-se muito pouco úteis no estudo do comportamento de uma máquina. Por isso será utilizado um método de transformação linear, que irá simplificá-las.

Interpretação dos termos das equações (2.1), (2.2) e (2.3).

- a) $[R][i]$ - representa a queda de tensão nas resistências dos enrolamentos.
- b) $[L(\theta)] \frac{d}{dt} [i]$ - representa as tensões provocadas pela variação das correntes nos enrolamentos. São as tensões variacionais.
- c) $\frac{\partial}{\partial \theta} [L(\theta)] [i] \frac{d\theta}{dt}$ - só existe quando a velocidade da máquina for diferente de zero. São as tensões rotacionais.

Para a representação analítica do motor de indução trifásico, utiliza-se o modelo da máquina bifásica equivalente, com a referência situada no estator. Na figura (2.1.a) estão represen

tados os enrolamentos da máquina trifásica e na figura (2.1.b) os enrolamentos da máquina bifásica equivalente, onde as forças magnetomotrizes instantâneas das duas estruturas são iguais.

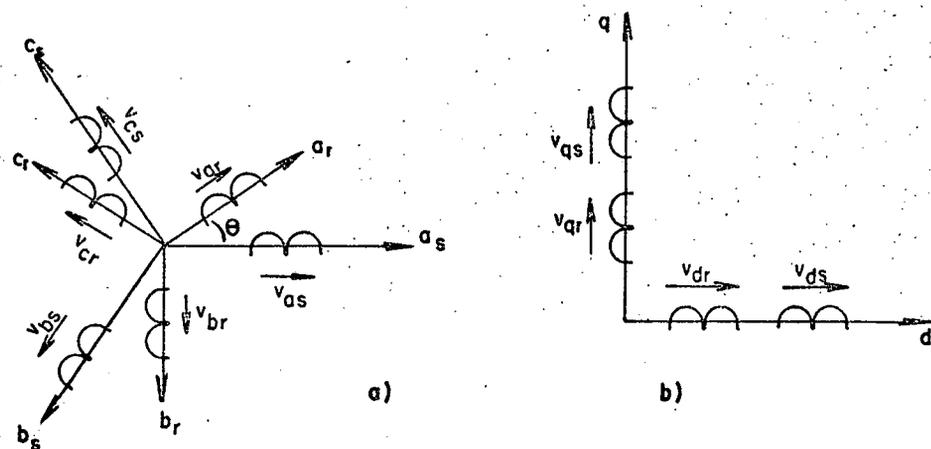


Figura 2.1 - Estrutura trifásica e bifásica da máquina simétrica.

Para realizar as transformações das variáveis trifásicas em bifásicas é necessário estabelecer as seguintes equações auxiliares de transformação, para um referencial no estator:

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1 & 0 \\ 1/\sqrt{2} & -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos\phi & \text{sen}\phi \\ 0 & -\text{sen}\phi & \cos\phi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_o \\ X_d \\ X_q \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} X_o \\ X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1 & -1/\sqrt{2} & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos\phi & -\sin\phi \\ 0 & \sin\phi & \cos\phi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix}$$

onde $X_{a,b,c}$ representa as variáveis segundo os eixos simétricos e $X_{o,d,q}$ segundo os eixos direto e quadratura, ϕ representa o ângulo entre os enrolamentos e a referência, sendo para o estator $\phi=0^\circ$ e para o rotor $\phi = \theta$.

Assim as equações de Park que representam a máquina é representada a seguir:

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ v_{dr} \\ v_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & 0 & M_{sr} & 0 \\ 0 & R_s + pL_s & 0 & M_{sr} \\ M_{sr}p & n\omega_m M_{sr} & r_r + pL_r & nL_r \omega_m \\ -n\omega_m M_{sr} & M_{sr}p & -nL_r \omega_m & r_r + pL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

$$T = nM_{sr} (i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr}) \quad (2.7)$$

onde:

- L_s - indutância cíclica do estator
- L_r - indutância cíclica do rotor
- M_{sr} - indutância mútua cíclica estator-rotor
- R_s - resistência estator

- r_r - resistência rotor
- n - nº de pares de polos
- ω_m - velocidade da máquina
- d - eixo direto
- q - eixo de quadratura
- s - estator
- r - rotor
- v - tensão de fase
- i - corrente de fase
- T - torque eletromagnético

As equações (2.6) e (2.7) apresentadas são capazes de representar a máquina de indução sob qualquer condição de operação.

As equações da máquina de indução sob a forma de equação de estado são apresentadas a seguir:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sigma} \begin{bmatrix} -R_{sr} L_r & nM_{sr} \omega_m^2 & M_{sr} R_r & nM_{sr} \omega_m L_r \\ -nM_{sr} \omega_m^2 & -R_{sr} L_r & -nM_{sr} \omega_m L_r & M_{sr} R_r \\ M_{sr} R_s & -nM_{sr} \omega_m L_s & -R_r L_s & -n\omega_m L_r L_s \\ nM_{sr} \omega_m L_s & M_{sr} R_s & nL_r L_s \omega_m & -R_r L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \\ -M_{sr} & 0 \\ 0 & -M_{sr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix}$$

onde

$$\sigma = L_r L_s - M_{sr}^2$$

2.3 - Simulação do Sistema Inversor-Máquina | 3 |

A simulação digital da montagem da figura (2.2) é realizada. A relação tensão-frequência é mantida constante. Para cada ponto são impostas as frequências rotórica e estatórica. O método utilizado para a simulação numérica do sistema é o de Adams-Moult (predictor-corretor), utilizando na partida (quadro primeiras interações) o método de Range-Kutta de 4^a ordem.

Assim, a cada condição de funcionamento calculam-se as correntes instantâneas da máquina, seu conjugado instantâneo e a corrente do lado contínuo do inversor.

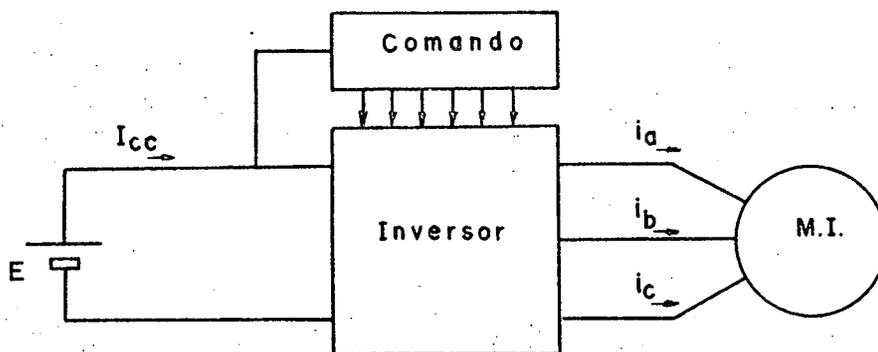


Figura 2.2 - Sistema inversor-máquina simulado.

O inversor é considerado ideal, fornecendo ao motor de indução ondas retangulares defasadas de 120° uma das outras. Assim, o circuito inversor pode ser dissociado do motor.

Portanto o inversor é visto pela máquina de indução como uma fonte, com tensão e frequência variáveis segundo uma cer

ta lei.

Do fato de se utilizar para a simulação, o modelo da máquina de indução bifásica fictícia equivalente, as tensões trifásicas retangulares terão que ser transformadas em tensões bifásicas de Park. As tensões de alimentação do motor segundo os eixos direto e de quadratura são dadas por:

$$v_d = \frac{1}{\sqrt{6}} (2v_a - v_b - v_c) \quad (2.9)$$

$$v_q = \frac{\sqrt{2}}{2} (v_b - v_c) \quad (2.10)$$

Na figura (2.3) estão representadas as formas de onda das tensões, as quais são fornecidas pelo inversor ao motor de indução para os sistemas trifásico e bifásico.

Como já mencionado, é calculada a corrente do lado contínuo do inversor. Este cálculo é baseado na configuração da estrutura inversora a cada sequência. Estão representadas na figura (2.4) as seis sequências, que o inversor realiza durante um ciclo.

Um exemplo típico é apresentado nas figuras (2.5) e (2.6), para duas condições de funcionamento, à vazio e plena carga. A frequência estatórica é igual a 60Hz para as duas situações.

A corrente no ramo do inversor a comutar, corresponde ao valor da corrente de fase no instante $3T/6$, onde T(período) é dado na figura.

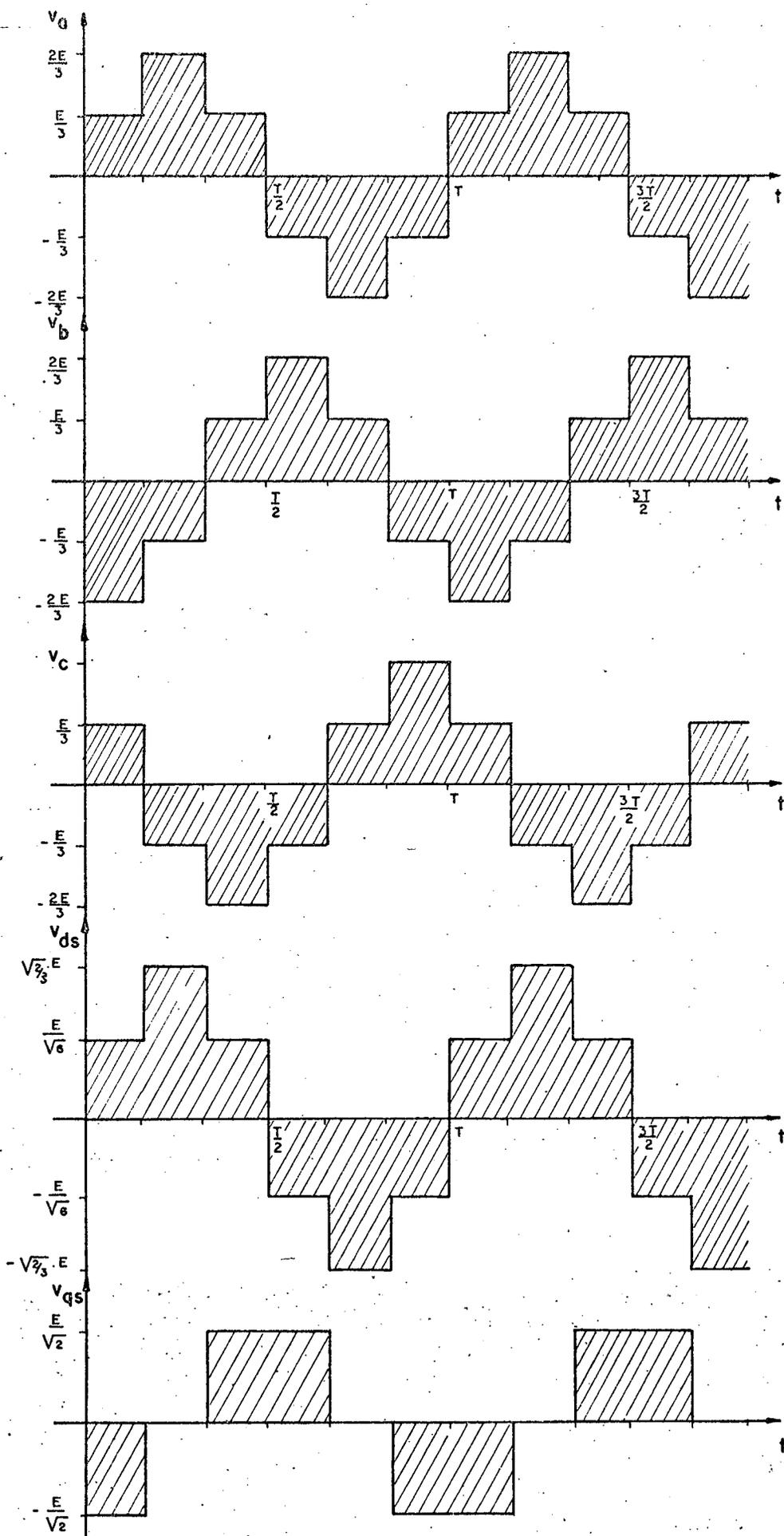


Figura 2.3. - Formas de ondas das tensões de alimentação para os sistemas trifásicos $v_{a,b,c}$ e bifásicos $v_{d,q}$.

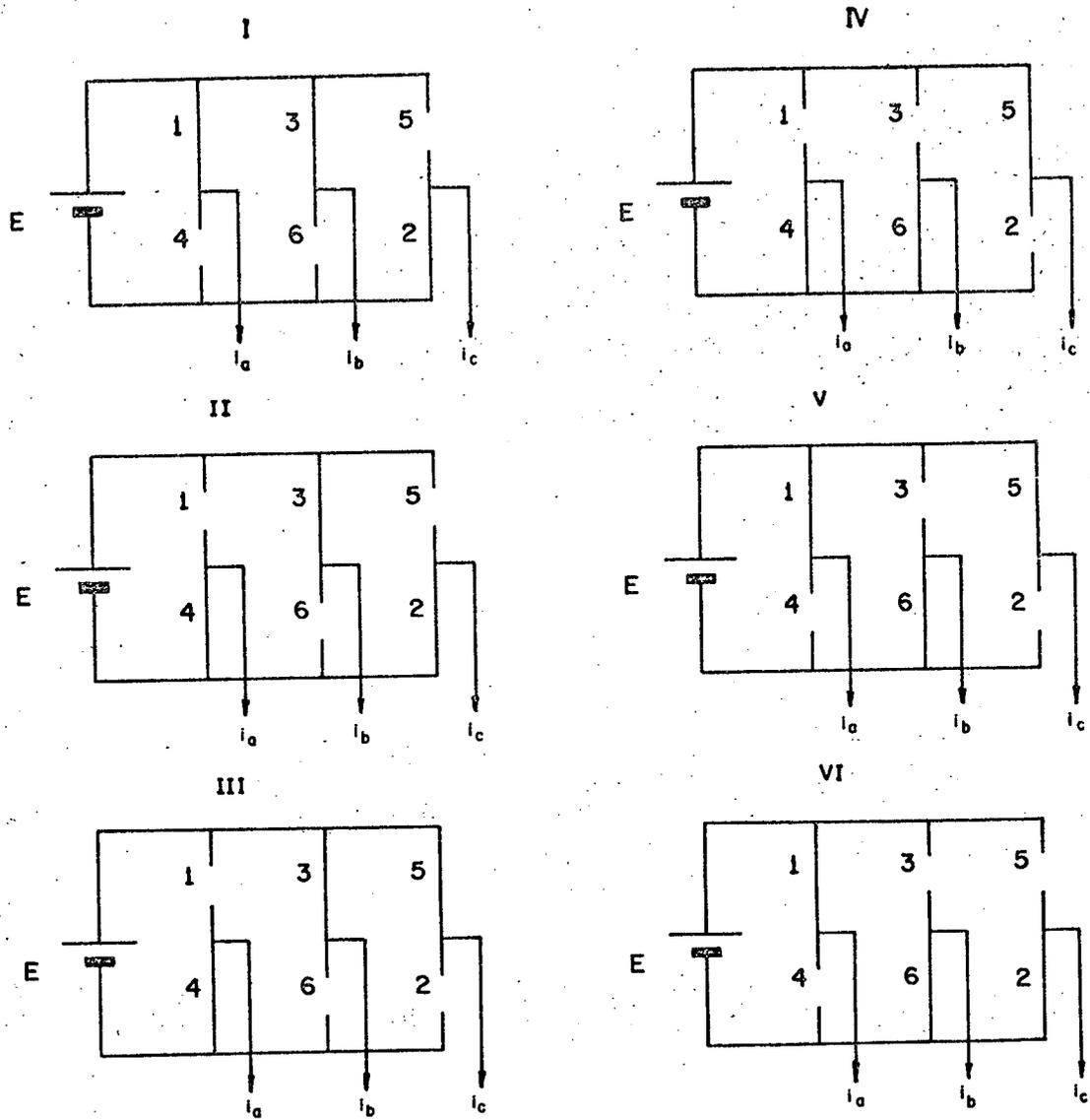


Figura 2.4 - Sequência do inversor durante um período.

A partir da figura (2.4) constata-se que a corrente do lado contínuo do inversor para cada sequência é:

SEQ	I_{cc}
I	$-i_c$
II	i_b
III	$-i_a$
IV	i_c
V	$-i_b$
VI	i_a

As correntes instantâneas do estator a partir de suas correntes segundo os eixos direto e quadratura são dados por:

$$i_a = \sqrt{2/3} i_d \quad (2.11)$$

$$i_b = \sqrt{2/3} \left(-\frac{1}{2} i_d + \frac{\sqrt{3}}{2} i_q \right) \quad (2.12)$$

$$i_c = \sqrt{2/3} \left(-\frac{1}{2} i_d - \frac{\sqrt{3}}{2} i_q \right) \quad (2.13)$$

Assim a corrente contínua poderá ser expressa em função das correntes d e q :

SEQ	I_{cc}
I	$\sqrt{2/3} (1/2 id + \sqrt{3/2} iq)$
II	$\sqrt{2/3} (-1/2 id + \sqrt{3/2} iq)$
III	$-\sqrt{2/3} id$
IV	$\sqrt{2/3} (-1/2 id + \sqrt{3/2} iq)$
V	$\sqrt{2/2} (1/2 id - \sqrt{3/2} iq)$
VI	$\sqrt{2/3} id$

Os valores de placa do motor de indução e os parâmetros medidos são apresentados no capítulo 8.

Nas figuras (2.5) e (2.6) estão representadas as correntes instantâneas de fase do motor de indução em regime permanente, para a frequência estatórica igual a 60 Hz. A componente fundamental da corrente é muito sensível, em módulo e fase, à frequência rotórica. Já as harmônicas da corrente não dependem da frequência rotórica.

O deslocamento da componente fundamental da corrente explica a assimetria da forma da corrente de fase, para frequências rotóricas elevadas. Constata-se que para baixas frequências rotóricas, a corrente possui uma forma quase simétrica.

As harmônicas da corrente estatórica, como mencionado anteriormente, são insensíveis à frequência rotórica, devido ao fato que as harmônicas de tensão correspondente, de ordem 5, 7, 11, 13, etc..., produzem campos girantes com grande velocidade em relação ao campo girante produzido pela componente fundamental. De maneira que suas velocidades relativas, em relação à velocidade do rotor, variam muito pouco com as variações da velocidade da máquina.

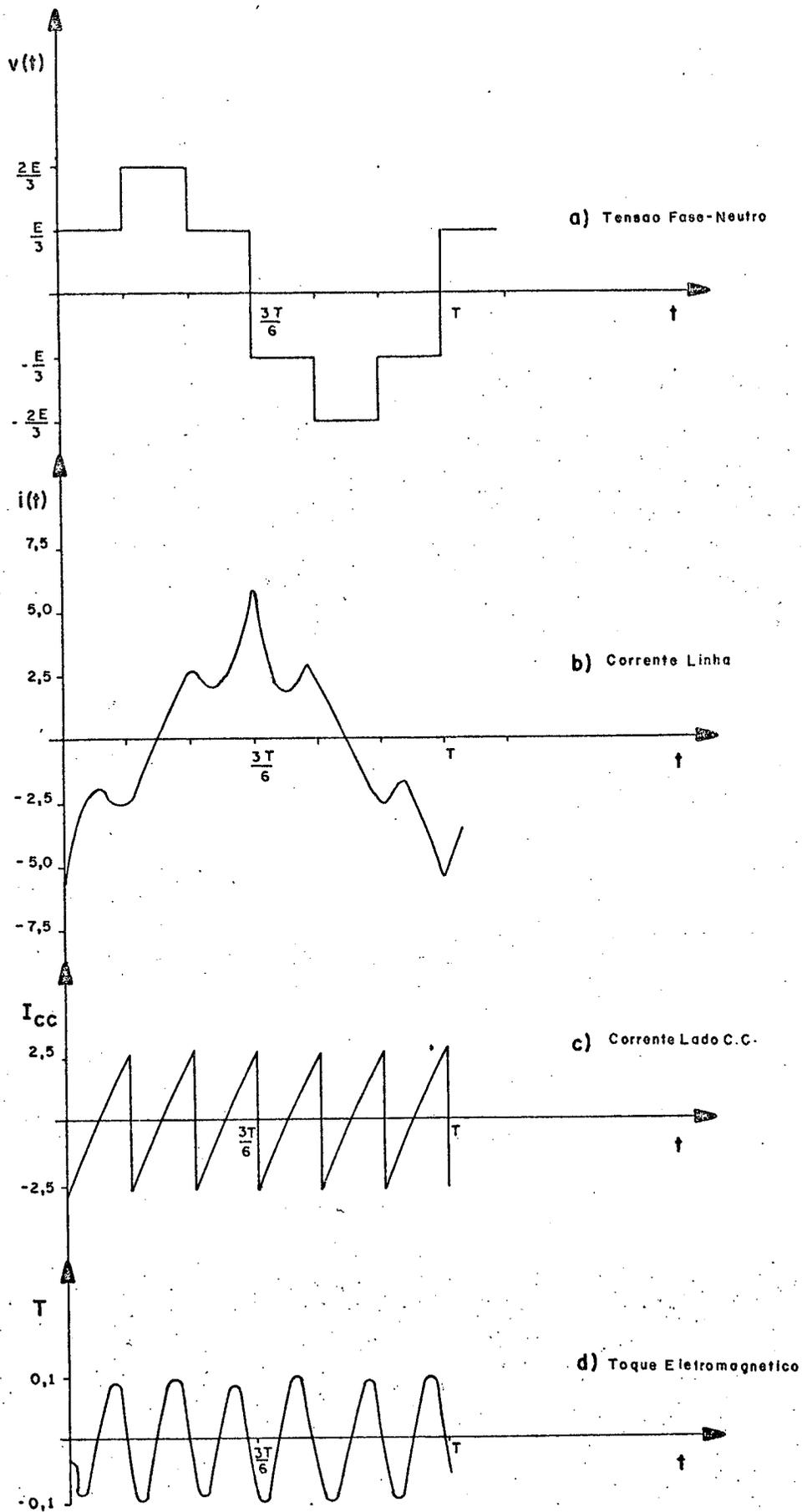


Figura 2.5 - Simulação do Sistema para $f_s = 60 \text{ Hz}$ e $f_r = 0 \text{ Hz}$.

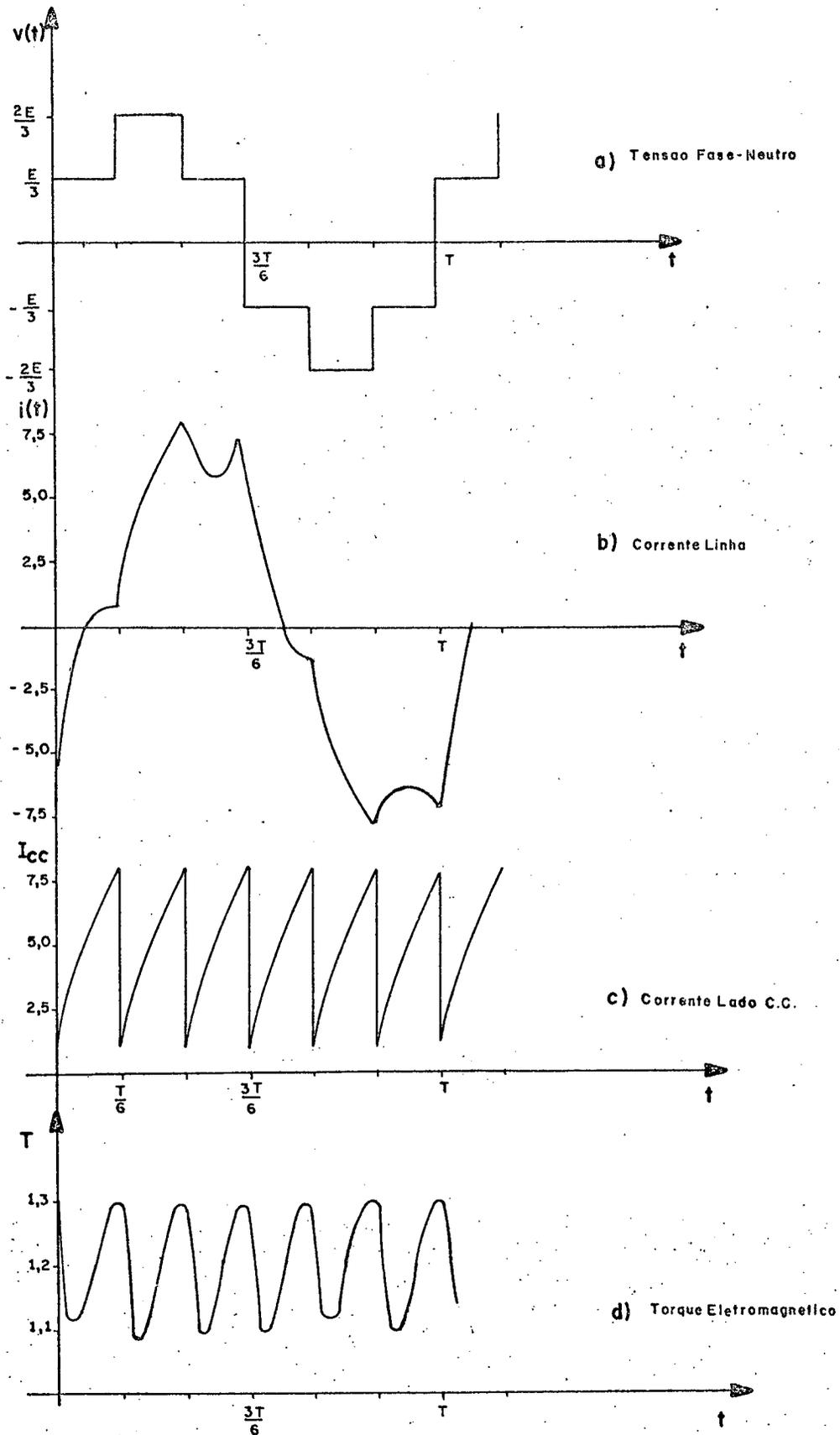


Figura 2.6 - Simulação do Sistema para $f_s = 60 \text{ Hz}$ e $f_r = 5 \text{ Hz}$.

2.4 - Comportamento do Torque Eletromagnético | 4 |

Está representada na figura (2.7) a ondulação percentual do torque, em função da frequência rotórica, para uma frequência estatórica constante igual à 60 Hz. Constata-se que a ondulação percentual do torque é significativa para baixas frequências. Isto ocorre, porque a amplitude das harmônicas de corrente é independente da carga, mas a componente fundamental da corrente diminui à medida que a carga diminui. Para $f_r = 1,0$ Hz, por exemplo, a ondulação percentual do torque é igual a 37% do torque médio. Entretanto, para $f_r = 5,0$ Hz, a ondulação percentual do torque é igual a 8,5% do torque médio.

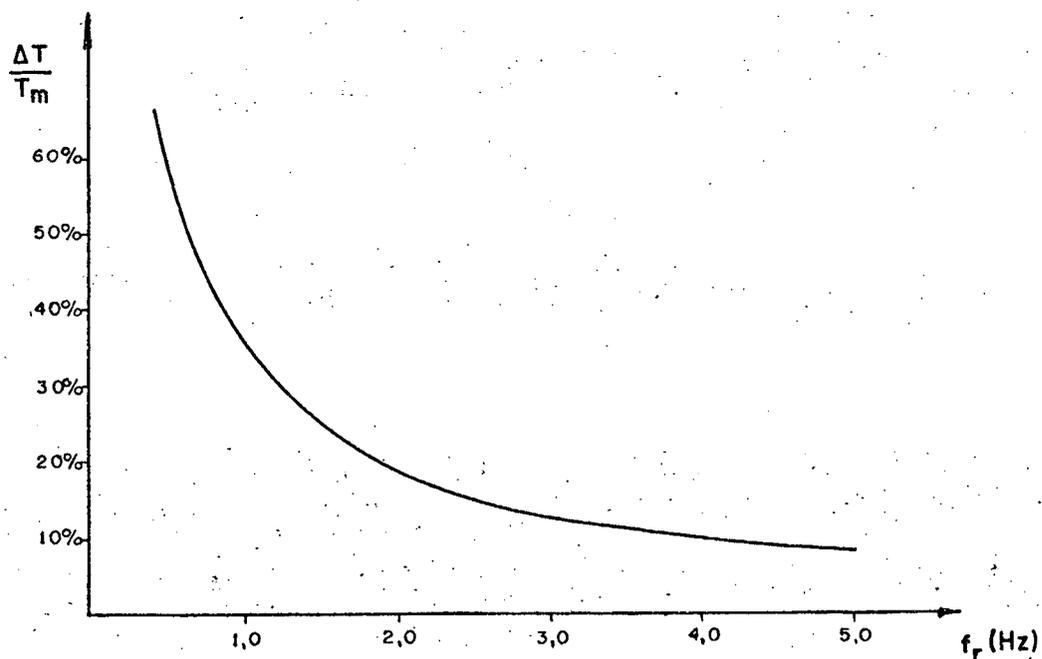


Figura 2.7 - Curva da ondulação percentual do torque, para $f_s = 60$ Hz.

Na figura (2.8) está representada a curva da amplitude da ondulação do torque em função da frequência estatórica. Verifica-se que para frequências estatóricas elevadas a ondulação do torque é pouco sensível à frequência rotórica. Entretanto, à medida que a frequência estatórica diminui, a amplitude da ondulação do torque torna-se mais sensível à frequência rotórica, já que a queda de tensão no estator torna-se significativa para baixas frequências estatóricas.

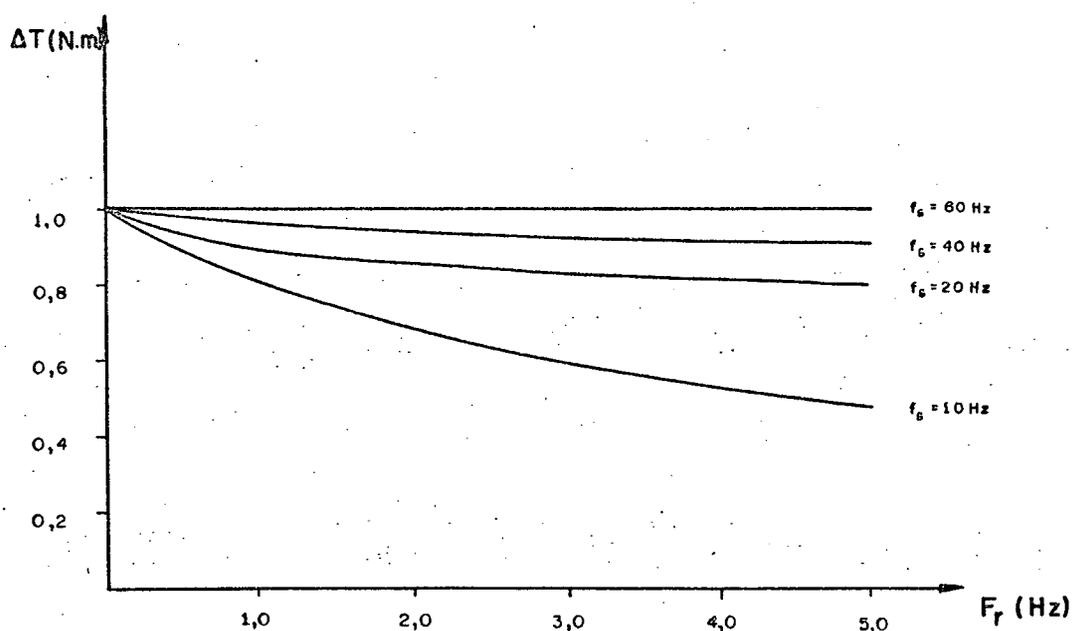


Figura 2.8 - Amplitude da Ondulação do torque x frequência rotórica para várias frequências estatóricas.

Estão representados na figura (2.9) as curvas que estabelecem a variação do torque médio em função da frequência rotórica, para vários valores de frequência estatórica.

Verifica-se que para frequências estatóricas elevadas a função $T(f_r)$ é aproximadamente linear e, à medida que a frequência estatórica diminui a função torna-se menos linear.

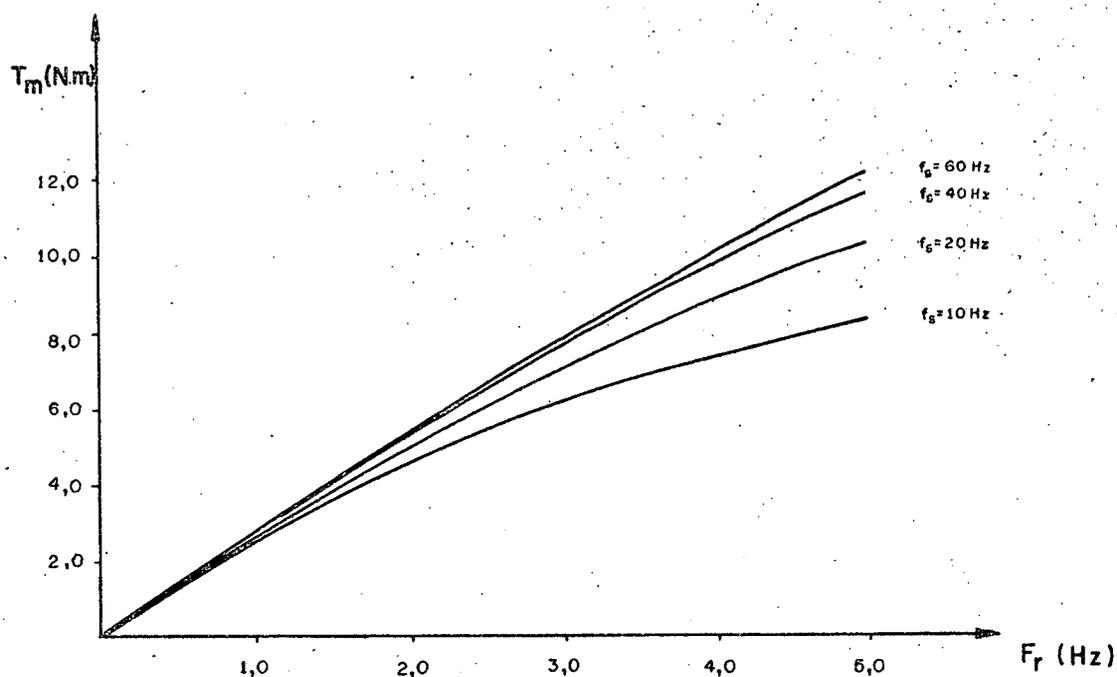


Figura 2.9 - Curvas do torque médio x frequência do rotor, para várias frequências estatóricas.

Constata-se pelas figuras (2.5) e (2.6) que a onduação do torque possui frequência seis vezes a frequência fundamental. Isto ocorre porque as harmônicas de corrente do estator de ordem 5^a e 7^a produzem torques pulsantes com frequência seis vezes a frequência fundamental. A combinação desses torques pulsantes produzem uma flutuação no torque eletromagnético desenvolvido pelo motor. Igualmente, a 11^a e 13^a harmônica produzem um torque pulsante harmônico de 12^a ordem, mas sua componente harmônica de 6^a ordem predomina no caso em estudo.

2.5 - Estudo da Corrente de Comutação

É abordado o comportamento da corrente de comutação em regime permanente, para dois tipos de estruturas de comutação forçada. Que são:

- Comutação Global
- Comutação Individual.

É importante salientar porém que o estudo efetuado é válido somente para uma relação tensão-frequência constante. Assim, para outras leis tensão-frequência outras curvas características são encontradas.

2.5.1 - Comutação Global

As estruturas inversoras que utilizam circuitos de comutação forçada com comutação global, realizam o bloqueio de todos os tiristores em condução do inversor no instante da comutação. O circuito de comutação forçada está localizado no lado de tensão contínua do circuito inversor.

A corrente de comutação em regime permanente em função da frequência rotórica, para vários valores de frequência estatórica, está representada na figura (2.10). A corrente de comutação corresponde ao valor de pico da corrente no lado contínuo do inversor.

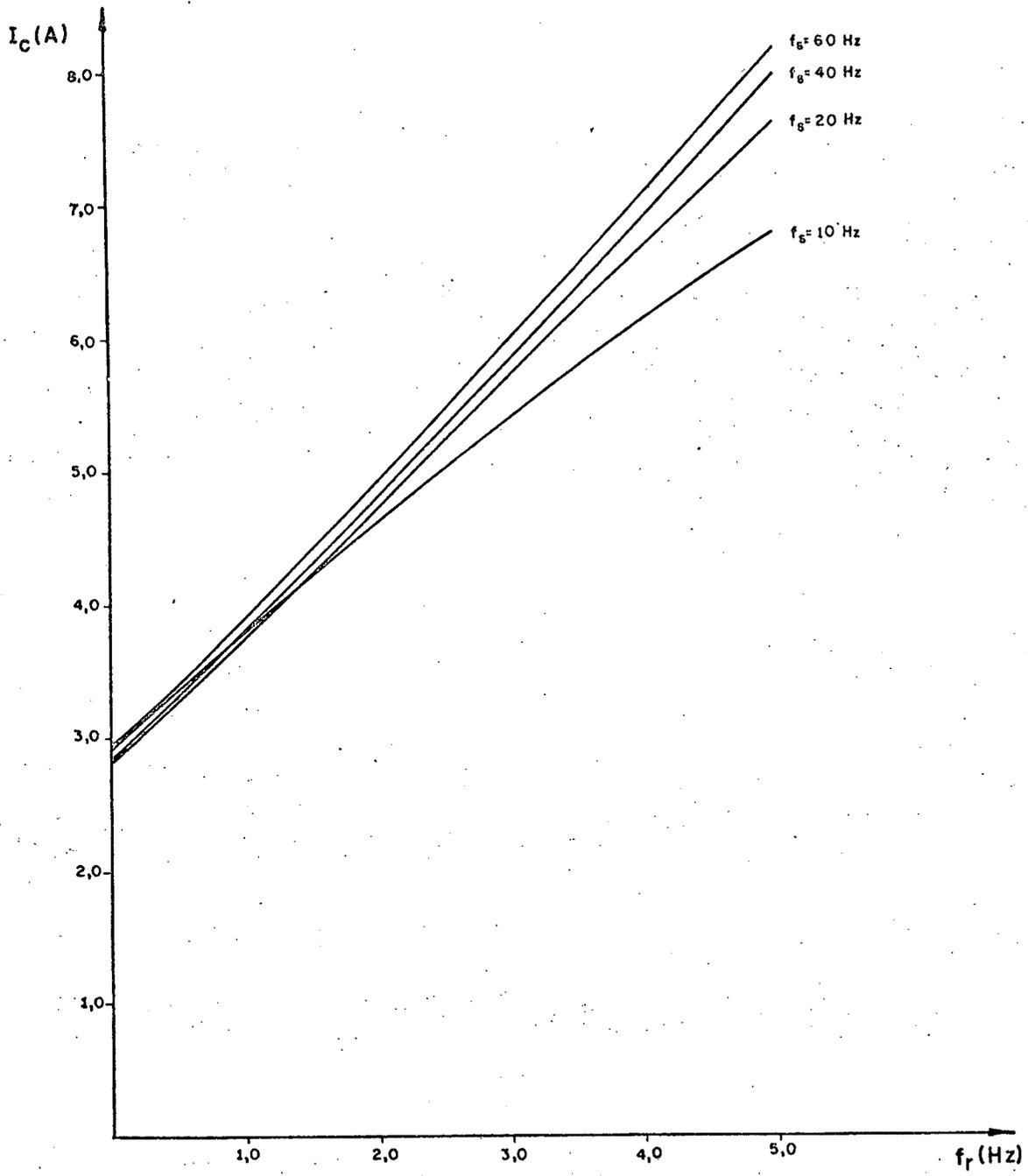


Figura 2.10 - Corrente de comutação para comutação global.

A corrente a comutar é muito sensível à frequência rotórica. Por outro lado a corrente a comutar é menos sensível à frequência estatórica. A variação existente é causada pela influência da resistência dos enrolamentos do estator, acentuando-se com a diminuição da frequência estatórica.

A corrente a comutar é máxima para a frequência estatórica e rotórica máximas de operação. Este valor é importante para o dimensionamento do circuito de comutação.

2.5.2 - Comutação Individual

As estruturas que utilizam circuitos de comutação forçada com comutação individual, realizam somente o bloqueio do tiristor da sequência a comutar, sem interferir no estado de condução dos outros tiristores. Assim, a corrente de comutação será a corrente que flui pelo tiristor a comutar e o circuito de comutação forçada atua somente sobre este tiristor.

Na figura (2.11) está representada a corrente de comutação em regime permanente, em função da frequência rotórica, para vários valores de frequência estatórica.

A corrente de comutação é mais sensível à frequência rotórica para frequência estatórica elevada do que para baixa. A corrente de comutação, como na comutação global, é máxima quando as frequências estatóricas e rotóricas são máximas.

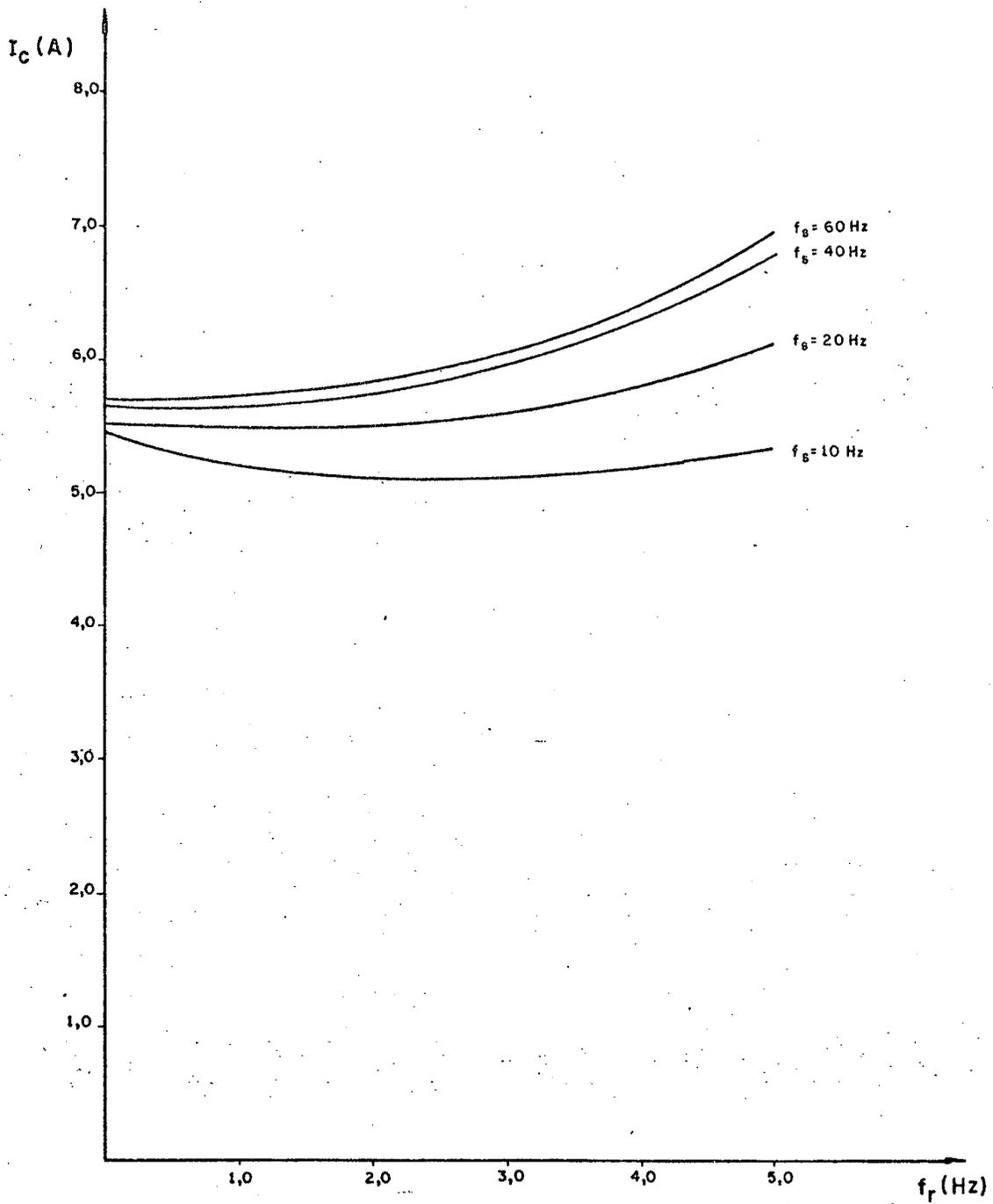


Figura 2.11 - Correntes de comutação para comutação individual.

2.6 - Conclusão

Com o emprego do modelo idealizado, obtido a partir da transformação de Park, foi realizado a simulação do motor de indução alimentado por um inversor.

A partir da simulação foram estabelecidas as conclusões apresentadas abaixo.

As resistências dos enrolamentos do motor, para baixas frequências do estator, influem enormemente no torque eletromagnético e na corrente de comutação. Para baixas frequências estatóricas, a ondulação do torque torna-se significativa, podendo causar variação na velocidade do rotor.

A corrente máxima de comutação, para a frequência rotórica nominal, é aproximadamente a mesma para os dois circuitos de comutação forçada estudados. Para cargas onde seu conjugado varie proporcionalmente com a velocidade do rotor, do ponto de vista da corrente de comutação, o circuito de comutação forçada com comutação global é mais apropriado.

C A P Í T U L O 3

APRESENTAÇÃO DE ALGUMAS ESTRUTURAS DE INVERSORES

3.1 - Introdução

No presente capítulo é realizado a descrição do funcionamento de algumas estruturas inversoras [3] com fonte auxiliar de comutação, com comutação global e individual e ainda com comutação complementar do tipo 180° , para alimentar o motor de indução trifásico.

As diferentes estruturas inversoras apresentadas terão que providenciar o anulamento da corrente dos tiristores em condução, e ainda aplicar uma tensão inversora anodo-catodo durante um tempo suficiente para assegurar o bloqueio.

3.2 - Necessidade da utilização de Fontes Auxiliares

A corrente de comutação, estudada no capítulo 2, de um circuito inversor que alimenta o motor de indução permanece aproximadamente constante durante toda a faixa de operação. Quando for necessário o funcionamento do M.I. numa larga faixa de velocidade, ocorre que para baixas velocidades a tensão de alimentação torna-se baixa, devido ao fato que a relação tensão-frequência é mantida constante.

À medida que a tensão da fonte de alimentação C.C.

diminui o poder de comutação também é reduzido, já que as tensões nos capacitores de comutação se reduzem. Assim, a comutação não pode ser assegurada.

Para uma relação tensão-frequência constante, para uma corrente de comutação constante e ainda para os parâmetros do circuito dado, o tempo de aplicação de tensão inversa sobre os terminais do tiristor a comutar em função da tensão de alimentação E é representado conforme figura (3.1)

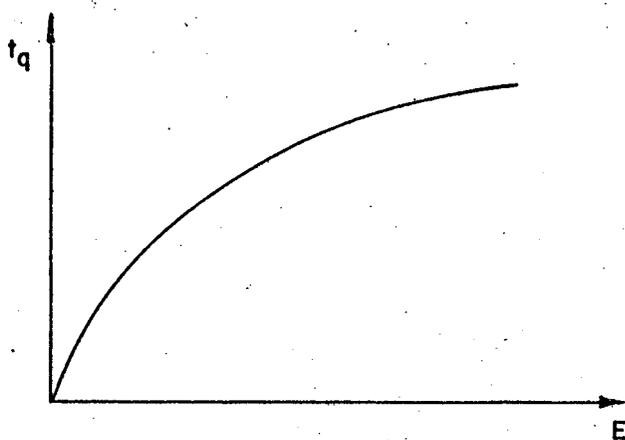


Figura 3.1 - Tempo de aplicação da tensão inversa em função da tensão de alimentação.

Em razão dos circuitos de comutação forçada apresentarem poder de comutação muito fraco para baixas tensões de alimentação, tornam-se necessárias providenciar fontes auxiliares de comutação. Enfatizando que só é necessário a utilização de fontes auxiliares quando o inversor com tensão e frequência variáveis alimenta um motor de indução, assegurando uma indução magnética adequada para toda faixa de operação.

3.3 - Inversor com Comutação Global | 3 |

Os inversores com comutação global são aqueles cuja comutação de todos os tiristores em condução é realizada a cada intervalo de comutação.

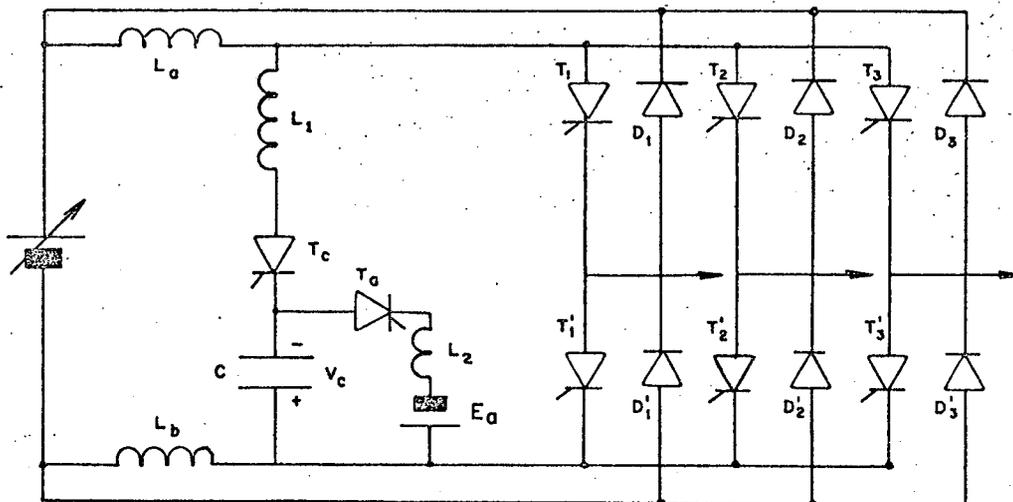


Figura 3.2 - Inversor com comutação global.

O funcionamento do circuito da figura (3.2) é descrito de maneira sucinta como segue:

- a) Supondo que os tiristores T_1, T_2 e T_3' conduzem a corrente de carga, antes de requerida a comutação.
- b) O capacitor de comutação C encontra-se carregado, onde $V_c > 0$.
- c) Suprimindo os sinais de gatilho de T_1, T_2 e T_3' e disparando o tiristor de comutação T_c , a tensão na entrada do inversor torna-se momentaneamente negativa e os tiristores que

conduziam a corrente de carga se bloqueiam.

- d) As correntes reativas da máquina circulam através dos diodos reativos D_1' , D_2' e D_3 para a fonte de alimentação.
- e) Quando a corrente do capacitor de comutação se anular, o tiristor T_c se bloqueará naturalmente. A tensão do capacitor será $V_c < 0$.
- f) A nova sequência de tiristores T_1' , T_2 e T_3' poderá ser disparada.

3.4 - Inversores com comutação Individual [3], [10]

São os inversores onde o bloqueio de um tiristor é realizado sem interferir no estado de condução dos outros tiristores.

Na figura (3.3) está representado um inversor com comutação individual, com uma fonte auxiliar por ramo.

Do fato da estrutura ser simétrica é suficiente conhecer o funcionamento de um ramo. Assim, o funcionamento é descrito da maneira como segue:

- a) Supondo que o tiristor T_1 conduz a corrente de carga.
- b) Os capacitores C_a e C_b dividem igualmente a tensão da fonte auxiliar, e o capacitor C_1' possui inicialmente tensão igual à E .
- c) É requerida a comutação, então T_a é disparado.
- d) Começa a fluir uma corrente ressonante através dos enrolamentos primário e secundário, T_{1p} e T_{1s} respectivamente.

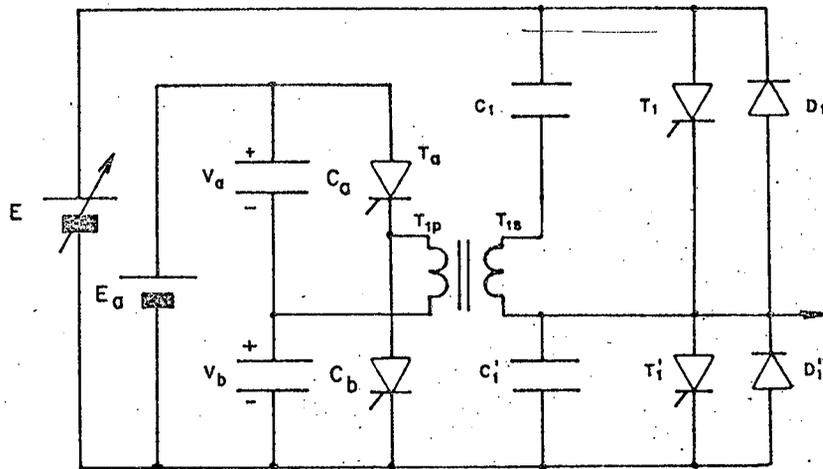


Figura 3.3 - Inversor com comutação individual, com uma fonte auxiliar por fase.

- e) Os capacitores C_1 e C'_1 proporcionam caminho para a corrente de comutação. Metade da corrente do enrolamento secundário flui para C_1 e a outra metade para C'_1 .
- f) Quando a corrente no enrolamento secundário atingir a corrente de carga, a corrente no tiristor T_1 se anula.
- g) O excesso de corrente flui por D_1 , a queda de tensão sobre o diodo D_1 polarizará inversamente o tiristor T_1 , durante um tempo suficiente para bloqueá-lo.
- h) Quando, novamente a corrente no enrolamento secundário atingir a corrente de carga, o diodo D_1 bloqueia-se, e com o decrescimento da corrente de T_{1s} o diodo D'_1 passa a conduzir.
- i) O gatilho do tiristor T'_1 poderá ser acionado, mas só conduzirá a corrente de carga quando a corrente no diodo D'_1

se anular, este tempo dependerá do fator de potência da carga.

O funcionamento do circuito auxiliar de comutação é descrito a seguir:

- a) T_a é disparado.
- b) Um semi-ciclo de corrente senoidal flui por T_a , T_{1p} e esta corrente é dividida igualmente entre C_a e C_b .
- c) Quando a corrente ressonante que flui através do tiristor de comutação T_a se anular, este bloqueará.

Deve-se salientar que os capacitores C_1 e C_1' , assim como T_{1s} não interferem na operação do circuito inversor, exceto no intervalo de comutação.

Na figura (3.4) está representada uma estrutura inversora com comutação individual, com circuito de comutação central e com uma so fonte auxiliar de comutação. Este circuito é uma variante do inversor de McMurray.

O funcionamento para um ramo é descrito da seguinte maneira:

- a) Supondo que os tiristores T_1' , T_2 e T_3' conduzem a corrente de carga.
- b) O capacitor de comutação C possui tensão igual $V_c > 0$, conforme indicado na figura.
- c) É requerida a comutação de T_3' , então os tiristores T_c e T_z' são disparados simultaneamente.
- d) A corrente de carga que circulava por T_3' , começa a desviar-

se para T'_z, L, C, T_c e D_b .

- e) Quando a corrente do capacitor $i_c = i_\ell$, o tiristor T'_3 bloqueia-se (i_ℓ representa a corrente de carga).
- f) O excesso de corrente circula por D'_3 , aplicando uma tensão reversa sobre T'_3 .
- g) Quando, novamente $i_c = i_\ell$ o diodo D'_3 bloqueia, e o diodo D_3 passará a conduzir.
- h) Os tiristores T_c e T'_z se bloqueiam, quando a corrente do capacitor atingir a zero, terminando assim o intervalo de comutação.
- i) O tiristor T_3 da nova sequência poderá ser disparado.

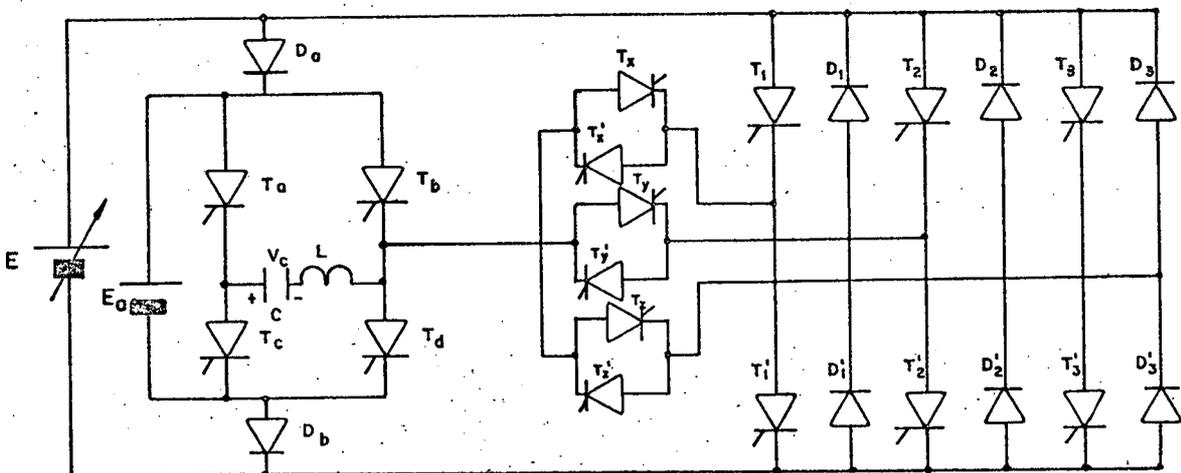


Figura 3.4 - Inversor com comutação individual, variante do inversor de McMurray.

Na figura (3.5) está representada uma outra estrutura com comutação individual, com um circuito de comutação por fase e duas fontes auxiliares de comutação E_a e E_b .

O funcionamento da estrutura inversora da figura (3.5) é descrita a seguir:

- a) Supondo os tiristores T_1, T_2 e T_3' conduzindo a corrente de carga.
- b) O capacitor C_1 está carregado com uma tensão $V_1 > 0$, e $V_a > 0$, conforme indica a figura.
- c) É requerida a comutação do tiristor T_1, T_a é disparado.
- d) Momentaneamente é aplicada uma tensão reversa sobre T_1 , via L_1, C_1 e C_a .
- e) A corrente de carga, transfere-se de T_1 para C_1, L_1 e C_a . Quando a corrente do capacitor C_1 atingir a corrente de carga, a corrente em T_1 se anula, bloqueando o tiristor.
- f) O excesso de corrente circula pelo diodo D_1 , até que a corrente no capacitor igualar-se à corrente de carga, aplicando uma tensão reversa sobre T_1 .
- g) Para $i_{c1} < i_\ell$, o diodo D_1' entra em condução, conectando L_1, C_1 e C_A aos terminais da fonte E .
- h) Quando a corrente no capacitor i_{c1} atingir à zero o tiristor auxiliar T_a bloqueará.
- i) O tiristor T_1' da nova sequência poderá ser disparado, e uma nova sequência é reiniciada.

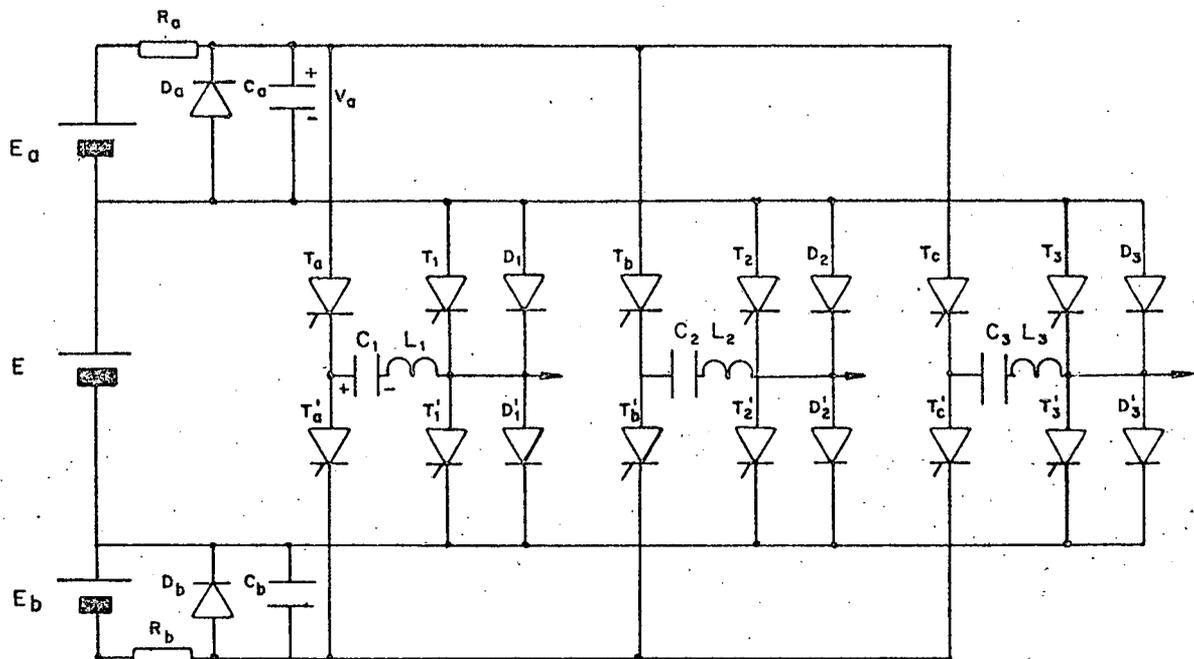


Figura 3.5 - Inversor com comutação individual, com duas fontes auxiliares.

3.5 - Inversor com Comutação Complementar do Tipo 180° |3|

São os inversores onde o circuito de comutação não está externo a ponte principal. Assim, o circuito de comutação forçada e a ponte principal estão no mesmo ramo. Não possui tiristores auxiliares. Para provocar bloqueio de um tiristor da ponte, é só disparar o outro tiristor do mesmo ramo da ponte.

Na figura (3.6) está representado um inversor com comutação complementar do tipo 180° , com uma fonte auxiliar de comutação. Este circuito é uma variante do inversor de McMurray-Bedford.

- e) A corrente de carga é desviada para o capacitor C_1 , que se carrega com uma corrente aproximadamente constante.
- f) Quando $V_{c1} = E$, o diodo D_1 bloqueia-se e o diodo D'_{r1} passa a conduzir. O capacitor continua a se carregar através da fonte auxiliar de comutação.
- g) Quando i'_{dr} igualar-se à corrente de carga, a corrente sobre T_1 se anulará.
- h) A corrente de carga decresce, quando atingir à zero, o diodo D'_{r1} se bloqueia. A corrente de carga circulará por T'_1 , iniciando uma nova sequência.

3.6 - Conclusão

Devido ao fato que o poder de comutação dos circuitos de comutação forçada reduz consideravelmente para as zonas de operação de baixas tensões, é necessário a utilização de fontes auxiliares.

Assim, devido a necessidade da utilização de fontes auxiliares, tornam as estruturas mais complexas, pesadas, volumosas e mais caras. Mas que, por outro lado, asseguram um poder de comutação confiável para uma larga faixa de velocidade da máquina.

Em comparação com as estruturas inversora apresentadas a estrutura com comutação global, em termos de custo, é mais atrativa; pois possui reduzido número de componentes passivos e de tiristores auxiliares de comutação, e ainda somente uma fonte

auxiliar de comutação. Portanto, um inversor com comutação global, alimentando o motor de indução trifásica, será estudado nos próximos capítulos.

C A P Í T U L O 4

ESTUDO DO CIRCUITO DE COMUTAÇÃO FORÇADA

4.1 - Introdução

Neste capítulo é realizado o estudo qualitativo e quantitativo do circuito de comutação forçada C.C.F., da estrutura apresentada na figura (4.1).

O estudo qualitativo é abordado em sequências diferenciadas pelos estados de comutação dos componentes semicondutores do C.C.F. Formas de ondas de tensão e corrente nos componentes de interesse são apresentadas.

No estudo quantitativo são estabelecidos expressões e âbacos, para o dimensionamento dos componentes do circuito de comutação forçada.

4.2 - Estudo qualitativo do C.C.F. [8]

Os semicondutores enegrecidos indicam que estão diretamente polarizados e conduzindo.

A corrente de carga se mantém praticamente constante durante o intervalo de comutação. As sequências de funcionamento do C.C.F., serão abordadas a seguir:

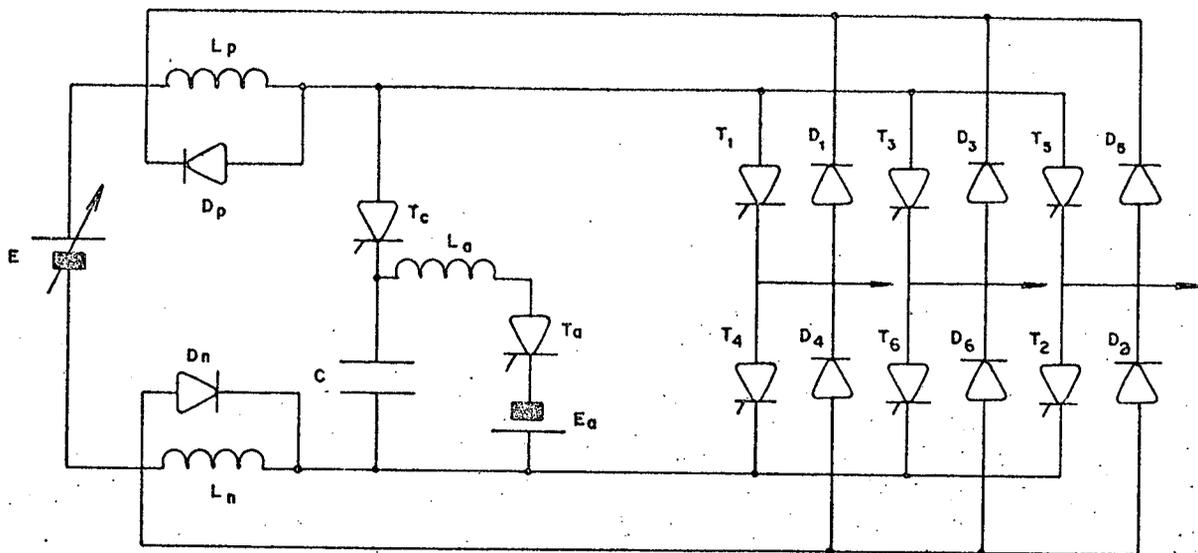


Figura 4.1 - Circuito de comutação forçada C.C.F.

a) Primeira Sequência

Conforme está indicada na figura (4.2) antes de requerida a comutação, os tiristores da ponte inversora T_1, T_3 e T_2 conduzem a corrente de carga I_l .

O capacitor de comutação C está com uma tensão apropriada igual à V_0 , tendo sua placa superior carregada negativamente, como mostra a figura.

A corrente de carga circula através da fonte de alimentação E de entrada, pelo indutor superior L_p , pelos tiristores da ponte T_1, T_3 e T_2 , pelo indutor inferior L_n e retorna à fonte de alimentação.

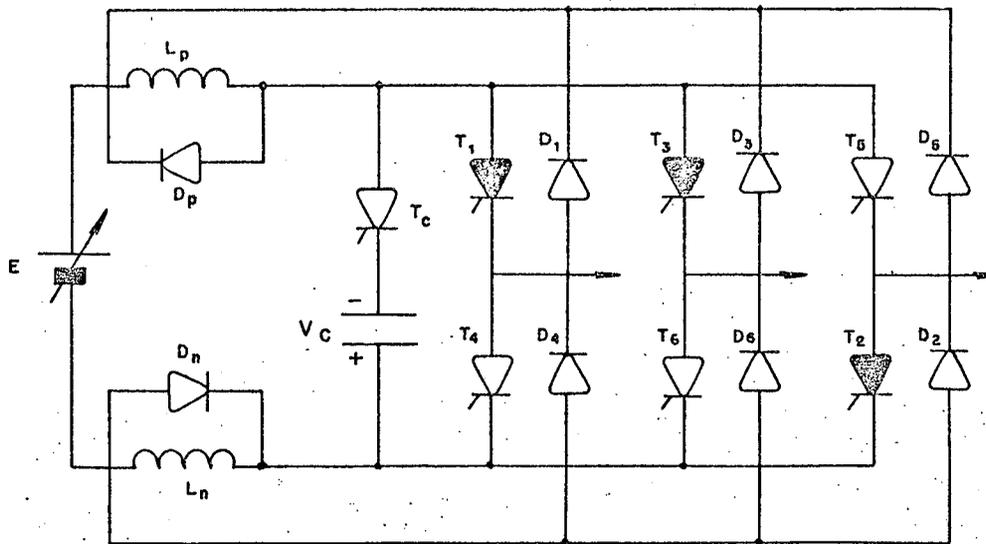


Figura 4.2 - Primeira seqüência de funcionamento do C.C.F.

b) Segunda Sequência

A comutação do tiristor da ponte inversora T_1 é requerida, o tiristor de comutação T_c é disparado. Como o capacitor de comutação está adequadamente polarizado, com uma tensão igual a $-V_0$, o ponto X assume o potencial do capacitor de comutação.

A segunda seqüência está representada na figura (4.3).

Por sua vez, os pontos Y_1, Y_2 e Y_3 possuem um potencial mais negativo do que a referência, polarizando diretamente os diodos regenerativos D_6, D_4 e D_5 . Fazendo com que a corrente de carga flue através dos diodos regenerativos e retornem a fonte de alimentação potencial sobre a carga é invertido.

Fluirá também uma corrente a partir da fonte de alimentação E via indutor superior L_p , tiristor de comutação T_c , capaci

tor de comutação C , indutor inferior L_n . Esta corrente que inicialmente é igual a I_l , faz com que o capacitor de comutação C carregue-se a partir de $-V_0$.

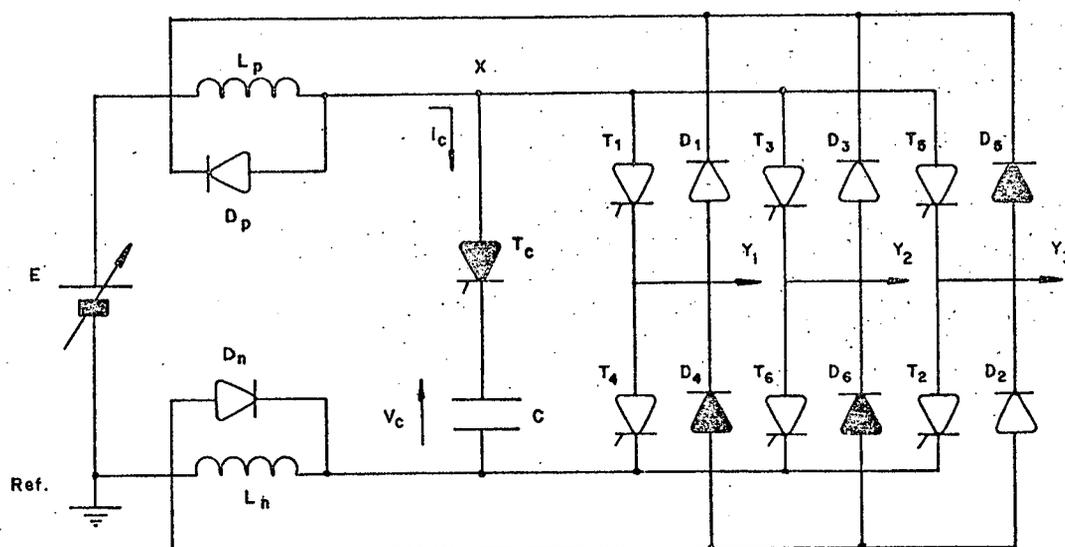


Figura 4.3 - Segunda seqüência de funcionamento do C.C.F.

Uma tensão reversa é aplicada sobre os tiristores da ponte que conduzem a corrente de carga. O tempo que fica aplicado uma tensão reversa sobre os tiristores é denominado de t_q . Esse intervalo termina quando o potencial X atinge $-E$.

c) Terceira Sequência

O capacitor de comutação carrega-se até que o ponto Z atinja o potencial $v_c = E$. A corrente que flui através dos indutores L_p e L_n tende a tornar o potencial do capacitor C , e consequentemente o ponto X , mais positivo do que E , mas é impedido pelos diodos de roda-livre D_p e D_n , que são polarizados diretamente. Estes assumem a corrente que flui pelos indutores L_p e L_n .

Entretanto, quando os diodos de roda-livre D_p e D_n conduzem; a corrente através do tiristor de comutação T_c vai à zero, e o tiristor de comutação T_c é bloqueado.

Na figura (4.4) está representada a terceira sequência de funcionamento do circuito de comutação forçada.

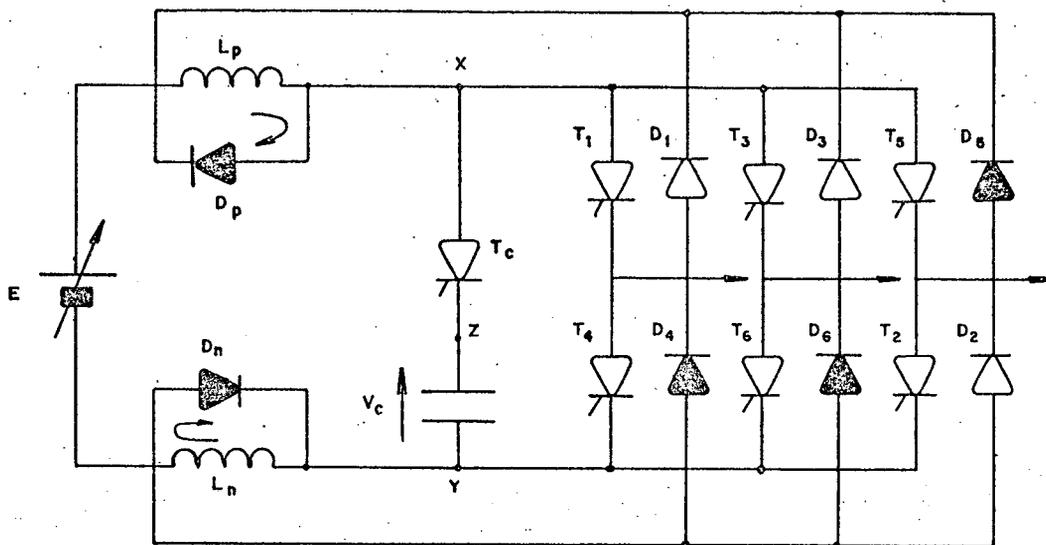


Figura 4.4 - Terceira sequência de funcionamento do C.C.F.

d) Quarta Sequência

Após a corrente de carga da fase que comuta atingir à zero, devido a tensão negativa aplicada sobre a carga via diodo regenerativo D_4 . Os tiristores, da nova sequência, T_1 , T_6 e T_2 são disparados

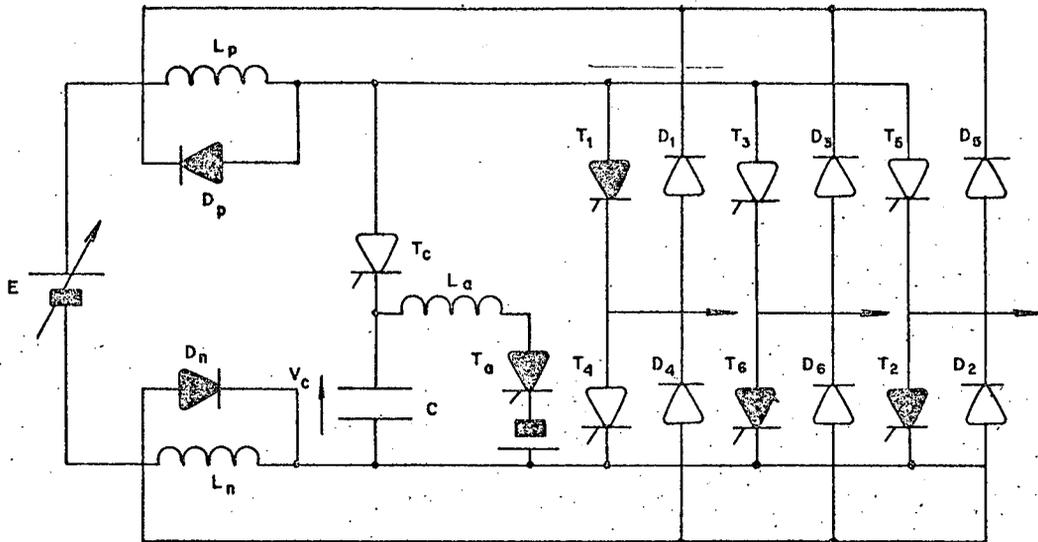


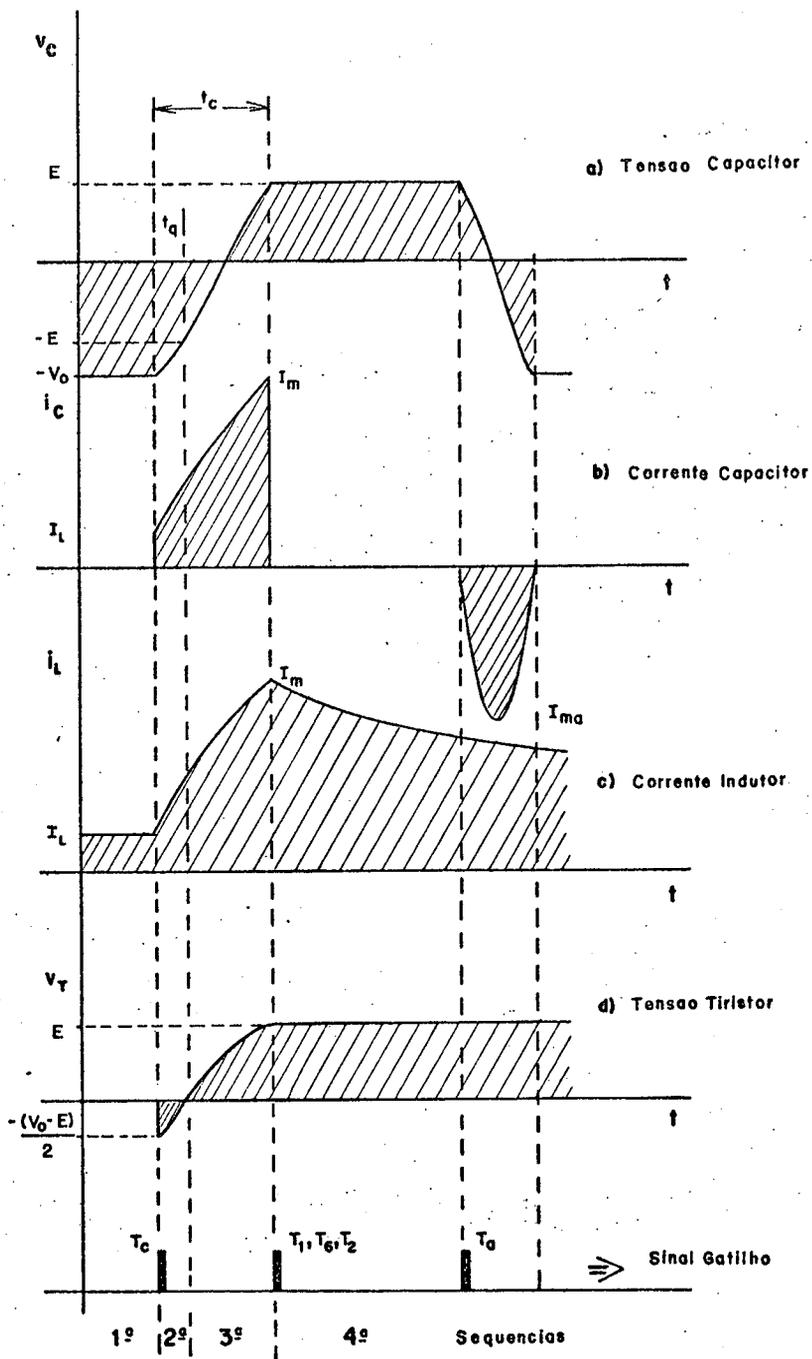
Figura 4.5 - Quarta seqüência de funcionamento do C.C.F.

Na figura (4.5) está representada a quarta seqüência de funcionamento do C.C.F..

O tiristor auxiliar T_a pode ser disparado. Assim feito, após meio ciclo de ressonância de $L_a C$, o capacitor de comutação carrega-se de modo que o potencial através de seus terminais é $-V_0$, com polaridade e módulo apropriado para realizar a próxima comutação. O tiristor auxiliar T_a bloqueia-se naturalmente.

Os diodos de roda-livre D_p e D_n bloqueiam-se, quando a corrente através de seus terminais atingir à zero.

A figura (4.6) mostra as formas de onda da tensão e corrente de interesse, em todo o intervalo de comutação, bem como as seqüências de funcionamento do circuito de comutação forçada.



onde:

- t_c = tempo comutação
- t_q = tempo tensão inverso
- I_m = cor. max. comutação
- I_L = cor. carga
- I_{ma} = cor. max. circ. auxiliar

Figura 4.6 - Formas de onda no intervalo de comutação.

4.3 - Estudo Analítico do C.C.F. |11|

Certas simplificações serão feitas, sem contudo, comprometer o princípio de funcionamento do circuito de comutação forçada. A seguir serão enumeradas as simplificações realizadas

- 1) Os semicondutores são ideais.
- 2) Não existem sobretensões nos finais das comutações.
- 3) Fator de qualidade do circuito de comutação Q é igual a in finito.
- 4) Não existem indutâncias parasitas no circuito.
- 5) A corrente de carga permanece constante durante todo intervalo de comutação.

Vale ressaltar que estas simplificações muitas vezes, na prática, podem alterar o comportamento do circuito. Deve-se ter o cuidado de conhecer seus efeitos, a fim de que a análise seja válida.

4.3.1 - Circuito Auxiliar de Comutação

O circuito auxiliar de comutação e seu circuito equivalente estão representados na figura (4.7), no instante em que o capacitor de comutação está sendo carregado.

Sabe-se de antemão que a tensão inicial no capacitor de comutação é igual a E , onde E é o potencial da fonte de alimentação, e a corrente inicial no indutor auxiliar L_a é nula. Assim para $t = 0^+$, tem-se:

$$v_c(0^+) = E \text{ Volts}$$

$$i_a(0^+) = 0 \text{ Ampères}$$

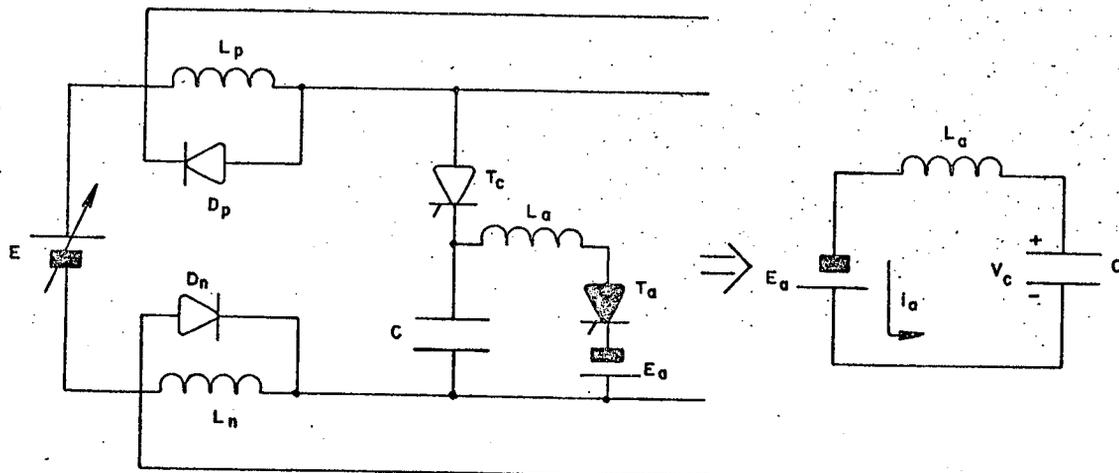


Figura 4.7 - Nas figuras a) e b) estão representadas o C.C.F e o circuito equivalente do circuito auxiliar, respectivamente.

A equação de malha do circuito equivalente para $t=0$, pode ser escrita

$$E_a = \frac{1}{C} \int_0^t i_a(t) dt - v_c(0) + L_a \frac{d i_a}{dt} \quad (4.1)$$

onde

E_a = tensão da fonte auxiliar (Volts)

v_c = tensão no capacitor (Volts)

i_a = corrente no circ. auxiliar (Ampères)

L_a = indutância do circ. auxiliar (Henrys)

C = capacitor de comutação (Farads)

Resolvendo a equação diferencial de 2^a ordem (4.1), e inserindo as condições iniciais, fica

$$v_c = -(E_a + E) \cos \omega_a t + E_a \quad (4.2)$$

$$i_c = \frac{(E_a + E)}{x_a} \operatorname{sen} \omega_a t$$

onde

$$x_a = \sqrt{\frac{L_a}{C}} = \omega_a L_a; \text{ reatância de ressonância do circuito } L_a C \text{ (ohms)}$$

$$\omega_a = \frac{1}{\sqrt{L_a C}}; \text{ frequência natural do circuito auxiliar (rad/s).}$$

Após meio ciclo de oscilação a corrente i_a do circuito auxiliar irá se anular, fazendo com que o tiristor auxiliar T_a se bloqueie, então

$$0 = \frac{(E_a + E) \operatorname{sen} \omega_a t}{x_a} \quad (4.3)$$

A equação (4.3) ocorre para $\omega t = \pi$, assim a tensão do capacitor de comutação fica

$$v_c = -(E_a + E) \cos(\pi) + E \quad (4.4)$$

$$v_c = 2E_a + E \quad (4.5)$$

A equação (4.5) representa a tensão inicial no capacitor de comutação, quando é requerida a comutação.

4.3.2 - Circuito de Comutação Forçada

Na figura (4.8) estão representados o circuito de comutação forçada e seu circuito equivalente, no instante da comutação, quando o tiristor T_c é disparado.

Foi calculada no item 4.3.1 a tensão inicial do capacitor de comutação C que é $v_c(0^+) = -(2E_a + E)$, onde E_a é o potencial da fonte auxiliar e E é o potencial da fonte de alimentação. A corrente inicial nos indutores L_p e L_n é $i_p(0^+) = i_n(0^+) = I_\ell$, onde I_ℓ é a corrente de carga.

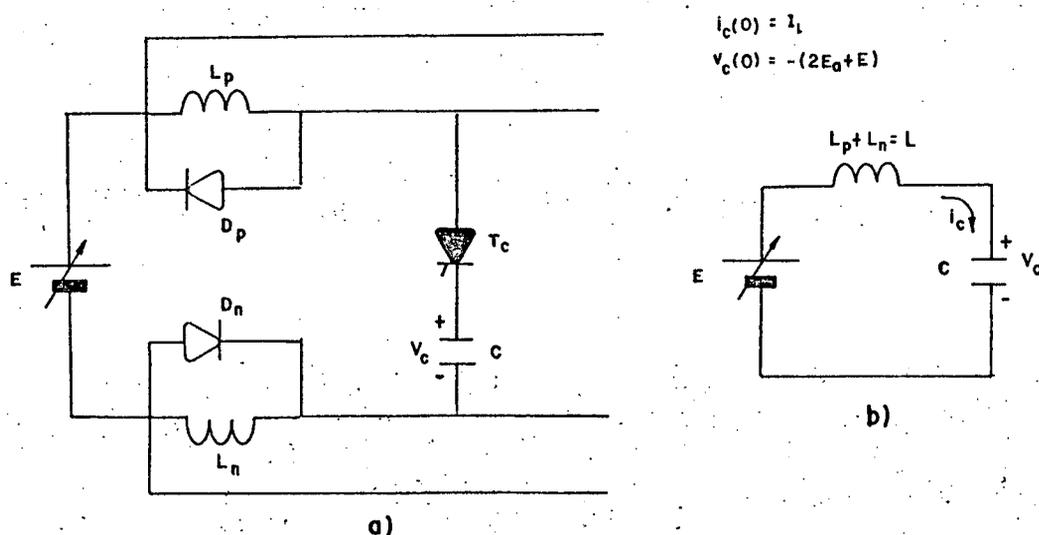


Figura 4.8 - a) circuito de comutação forçada;

b) circuito equivalente no intervalo de comutação.

A equação da malha do circuito equivalente para $t=0$, pode ser escrita

$$E = \frac{1}{C} \int_0^{tc} i_c(t) - v_c(0) + L \frac{di_c(t)}{dt} \quad (4.6)$$

onde

- E = potencial da fonte de alimentação (Volts)
- $i_c(t)$ = corrente de comutação (Ampères)
- v_c = potencial do capacitor de comutação (Volts)
- L = indutância de comutação (Henrys)
- C = capacitância de comutação (Farads)

Resolvendo a equação (4.6) e inserindo as condições iniciais, tem-se

$$v_c = -2(E_a + E) \cos \omega t + I_\ell X \sin \omega t + E \quad (4.7)$$

$$i_c = \frac{2(E_a + E)}{X} \sin \omega t + I_\ell \cos \omega t \quad (4.8)$$

onde $X = \omega L$, reatância de ressonância do circuito LC de comutação e, $\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ é a frequência natural dos componentes do circuito.

Na figura (4.9) está representado o diagrama de fase se Xi_c versus v_c .

A equação do circuito da figura (4.9) é dada por

$$(v_c - E)^2 + (Xi_c)^2 = 4(E_a + E)^2 + (XI_\ell)^2 \quad (4.9)$$

onde o centro do círculo é o ponto $(E, 0)$, e o raio pode ser escrito

$$r = \sqrt{4(E_a + E)^2 + (X_{i\ell})^2} \quad (4.10)$$

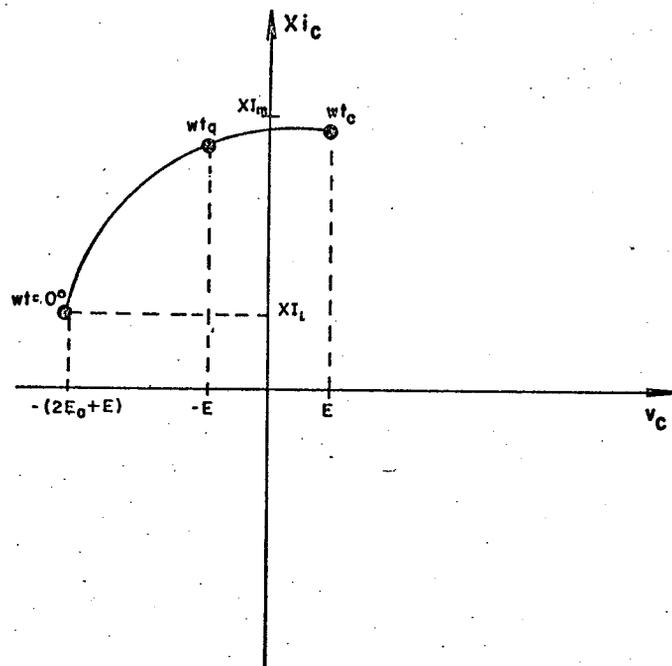


Figura 4.9 - Diagrama de fase $X_{i_c} \times v_c$.

O intervalo de comutação t_c é finalizado quando o potencial do capacitor de comutação tem sua polaridade invertida e alcançado o potencial E . Isso ocorre quando a corrente de comutação atinge I_m . I_m representa a corrente máxima atingida no final da comutação, isto é, quando $\frac{di_c(t)}{dt} = 0$.

Do diagrama de fase da figura (4.9), tira-se a expressão para o intervalo de comutação t_c .

$$\omega t_c = \arctan \left[\frac{2(E_a + E)}{X I_\ell} \right] \quad (4.11)$$

$$t_c = \sqrt{LC} \arctan \left[\frac{2(E_a + E)}{X I_\ell} \right] \quad (4.12)$$

No final do intervalo de comutação a corrente atinge um valor máximo I_m , e, pode ser tirada a partir da expressão (4.10) do raio, assim

$$X I_m = r = \sqrt{4(E_a + E)^2 + (X I_\ell)^2} \quad (4.13)$$

e

$$I_m = \sqrt{4 \frac{E_a + E^2}{X} + I_\ell^2} \quad (4.14)$$

Fazendo

$$x = \frac{2E}{X I_\ell}$$

$$\beta = 1 + \frac{E_a}{E}$$

Então a expressão (4.11) do intervalo de comutação pode ser escrita em termos de x e β .

$$\omega t_c = \arctan x \beta \quad (4.15)$$

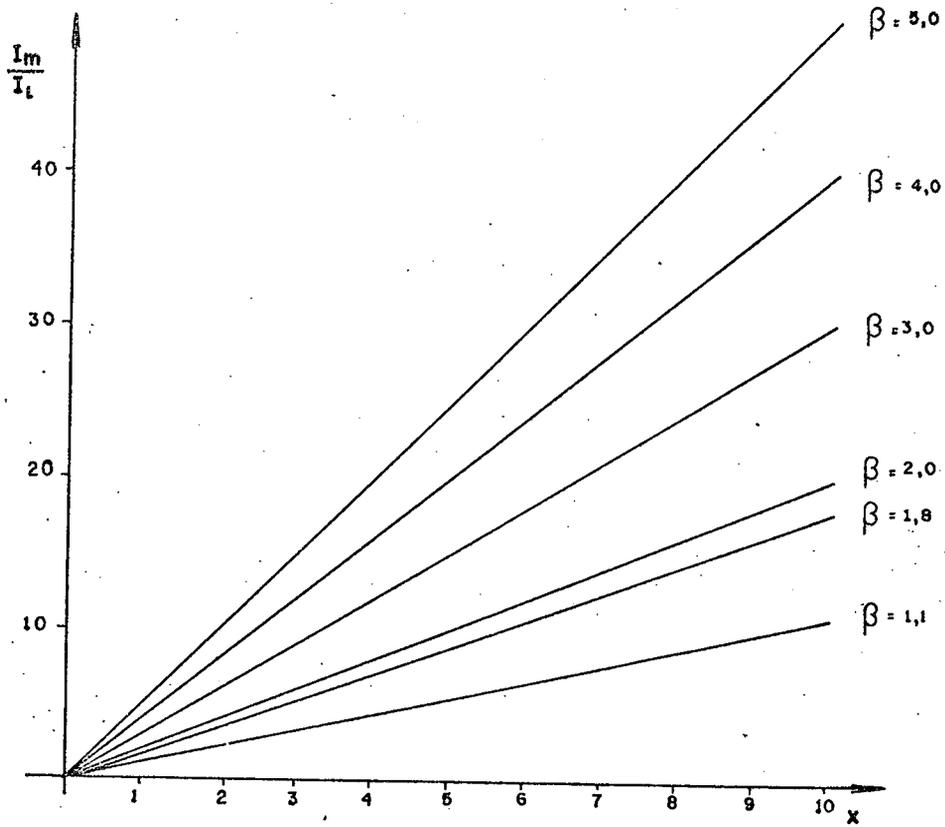


Figura 4.10 - I_m/I_t versus x , para vários β .

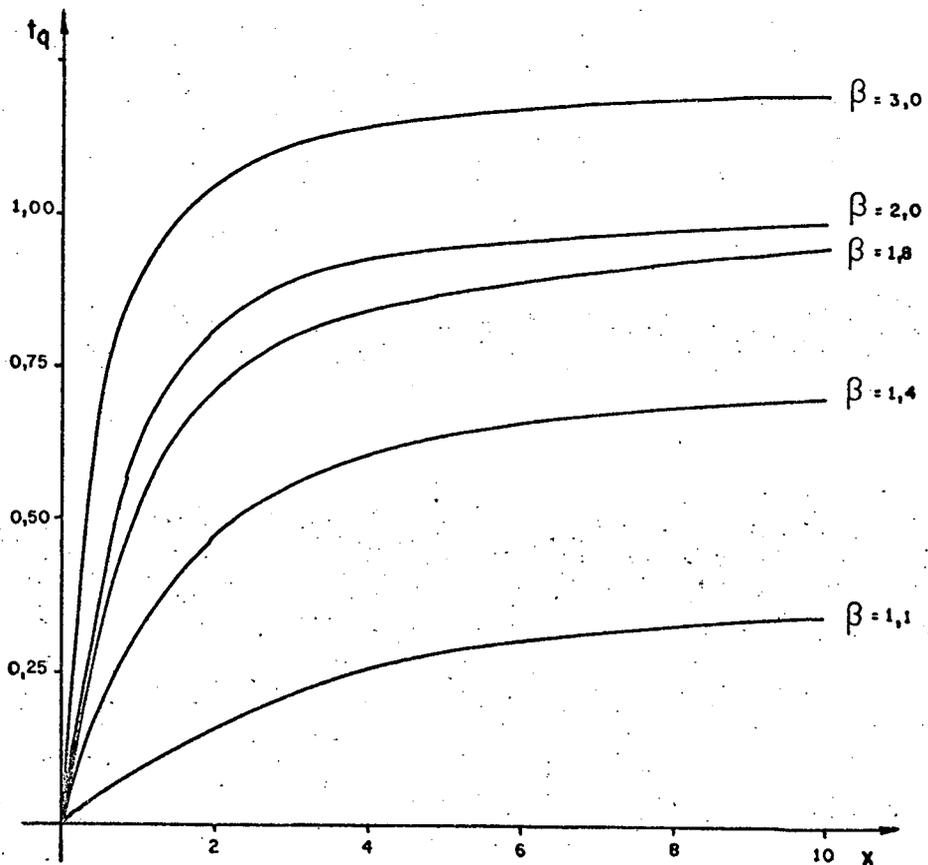


Figura 4.11 - Intervalo de duração de tensão inversa versus x , para vários β .

A razão entre a corrente de pico I_m no final da comutação e a corrente de carga I_ℓ no início da comutação, é dada por

$$\frac{I_m}{I_\ell} = \sqrt{4 \left(\frac{E_a + E}{X I_\ell} \right)^2 + 1} \quad (4.16)$$

em função de x e β fica

$$\frac{I_m}{I_\ell} = \sqrt{(x\beta)^2 + 1} = K(x, \beta) \quad (4.17)$$

O intervalo de tempo em que é aplicada uma tensão negativa através dos tiristores a serem comutados, é denominado tempo inverso t_q . No diagrama de fase o intervalo de tempo ωt_q se estende desde o início da comutação até a tensão do capacitor de comutação atingir o potencial E , assim obtem-se

$$\omega t_q = \arctan 2 \frac{(E_a + E)}{X I_\ell} - \arcsen \frac{2E}{X I_m} \quad (4.18)$$

Expressando a equação (4.18) em função de x e β .

$$\omega t_q = \arctan x\beta - \arcsen \frac{x}{\sqrt{(x\beta)^2 + 1}} = f(x, \beta) \quad (4.19)$$

Tomando-se β como parâmetro, para vários valores de x , traça-se os gráficos $x(x, \beta)$ e $f(x, \beta)$, representados nas figuras (4.10) e (4.11), respectivamente.

4.3.3 - Energia Armazenada

Entre cada intervalo de comutação o capacitor é re carregado, e durante o período de comutação sua energia é transfe rida para os indutores de comutação superior e inferior L_p e L_n .

Portanto, no fim da comutação a corrente que circu la pelo capacitor de comutação e, também pelo tiristor de comuta ção T_c é desviado para os diodos de roda livre D_p e D_n , sob os in dutores de comutação L_p e L_n . A corrente nos indutores para $t=t_c$ é igual a corrente de pico I_m . A energia armazenada nos indutores é dada por

$$W = \frac{1}{2} L I_m^2 \quad (4.20)$$

onde $L = L_p + L_n$.

Isolando a corrente de pico I_m da equação (4.17) e substituindo na equação (4.20), fica

$$W = \frac{1}{2} L I_\ell^2 K^2(x, \beta) \quad (4.21)$$

Tomando como energia de referência (base) W_r , que é dada por

$$W_r = E I_\ell t_q \quad (4.22)$$

então, a razão entre a energia armazenada W e a energia de refe rência W_r , representa a energia por unidade armazenada W_{pu} , assim

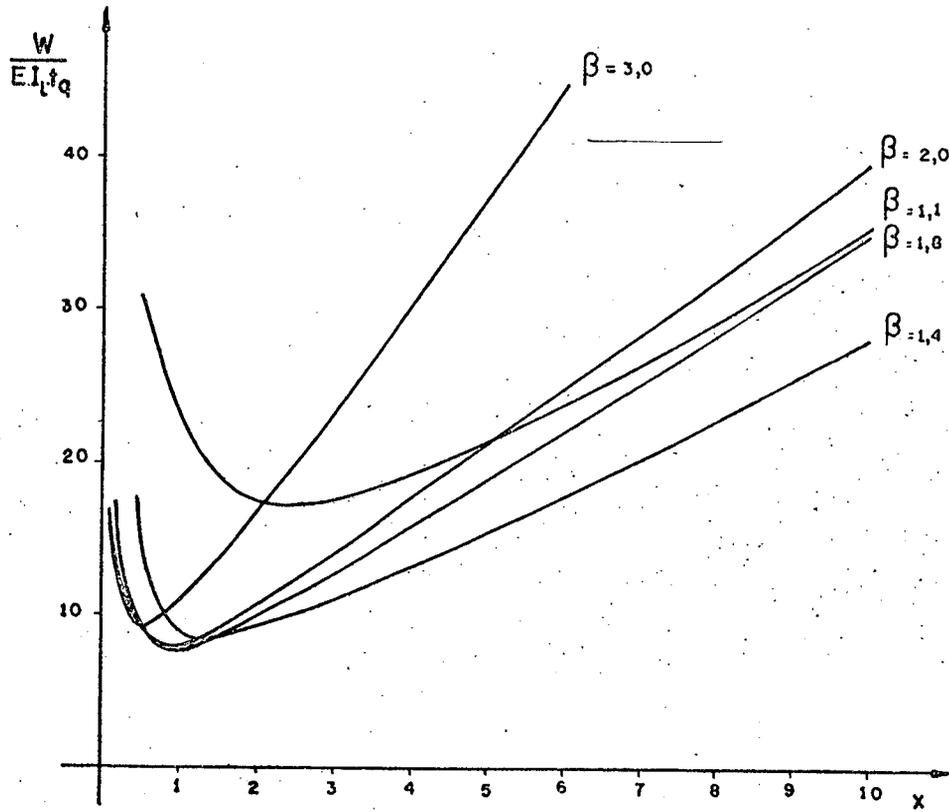


Figura 4.12 - Energia armazenada p.u. versus x , para vários β .

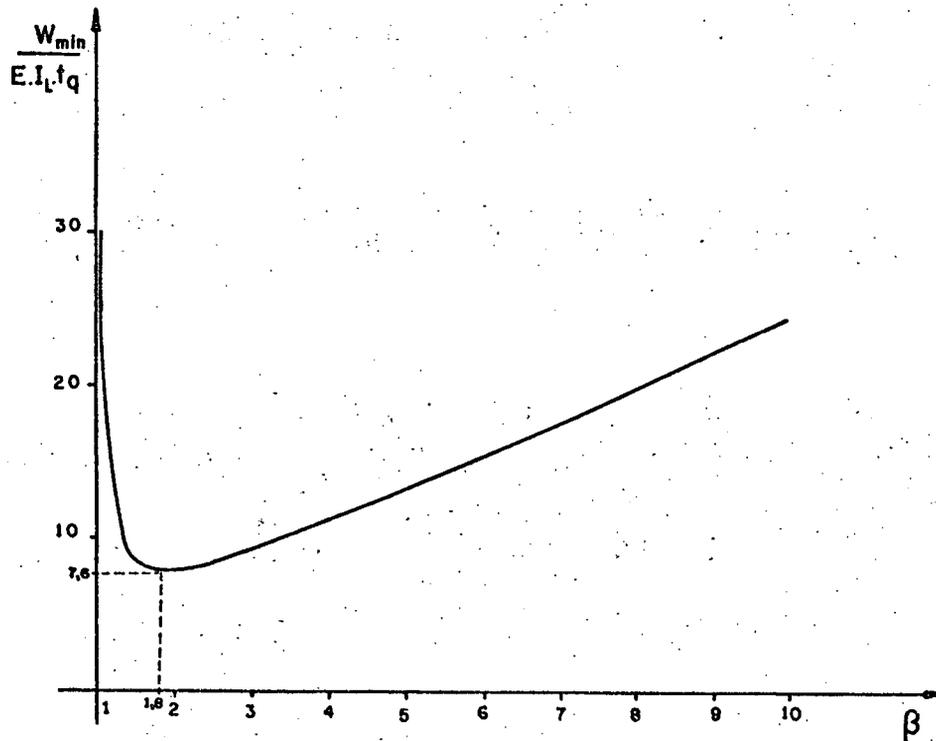


Figura 4.13 - Energia mínima versus β .

$$W_{pu} = \frac{W}{W_r} = \frac{W}{EI_\ell t_q} \quad (4.23)$$

Resolvendo a expressão (4.23) em função de x e β , tem-se

$$W_{pu} = \frac{K^2(x, \beta)}{xf(x, \beta)} \quad (4.24)$$

A energia armazenada deve ser dissipada nos diodos de roda-livre D_p e D_n . É desejável minimizar essa energia, a fim de melhorar a utilização dos componentes e, conseqüentemente a eficiência do circuito de comutação forçada.

Nas figuras (4.12) e (4.13) estão representados os gráficos de W_{pu} e W_{min} versus x , onde W_{min} representa a energia mínima armazenada para um dado β . É calculada por processo iterativo.

Encontra-se um ponto ótimo, para a energia mínima armazenada, sendo igual a 7,6 para $\beta = 1,8$ e $x = 1,0$.

A partir das equações anteriores pode-se estabelecer expressões para L e C , em termos de E , I_ℓ e t_q .

$$C = \left[\frac{x}{2f(x, \beta)} \right] \frac{I_\ell t_b}{E} \mu F \quad (4.25)$$

$$L = \left[\frac{2}{xf(x, \beta)} \right] \frac{Et_b}{I_\ell} \mu H \quad (4.26)$$

onde

$\frac{x}{2f(x,\beta)}$; representa uma imagem do capacitor de comutação

$\frac{2}{xf(x,\beta)}$; representa uma imagem do indutor de comutação

t_b ; tempo de bloqueio dos tiristores da ponte inversora
(dado de fabricante)

Para o ponto ótimo as expressões da capacitância e indutância de comutação, fica

$$C = 0,9 \frac{I_l t_b}{E} \mu F$$

$$L = 3,6 \frac{E t_b}{I_l} \mu H$$

A partir dessas expressões pode-se calcular os componentes do circuito de comutação forçada, ressaltando que o valor da fonte de alimentação de entrada E, corrente de pico da carga e o tempo de bloqueio dos tiristores são dados do projeto.

Na figura (4.14) estão representados fatores imagem para o cálculo dos componentes do C.C.F., em função de β e x.

4.4 - Conclusão

Através das expressões simples desenvolvidas neste capítulo, o projetista pode determinar os componentes do circuito de comutação forçada C.C.F., sob condições ótimas de operação.

O circuito de comutação forçada estudado garante um

sistema inversor confiável, robusto e flexível, podendo ser usado para uma larga faixa de operação.

Como em todos circuitos de comutação forçada, a energia envolvida para realizar a comutação é grande, podendo em muitos casos resultar numa redução significativa da eficiência do sistema. Contudo, podem ser utilizados métodos de recuperação da energia armazenada na comutação.

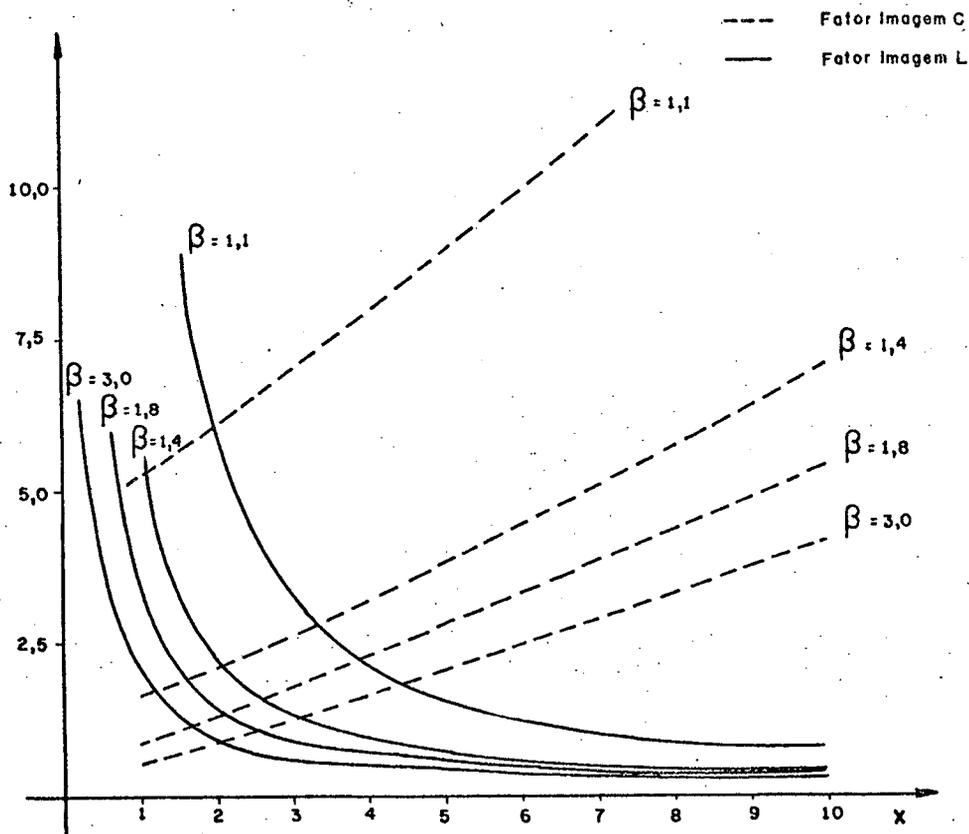


Figura 4.14 - Fatores imagem de L e C.

C A P Í T U L O 5

ESTUDO DOS C.C.F. COM DISSIPACÃO E RECUPERAÇÃO DE ENERGIA

5.1 - Introdução

Há interesse, em circuitos práticos, em não somente evitar a produção de calor gerado nas resistências dos indutores de comutação e nos diodos de roda-livre como também em melhorar o rendimento do sistema.

Podem ser adotados dois procedimentos:

- a) recuperação da energia dos indutores de comutação com isto diminui-se as perdas.
- b) resistores de dissipação de energia. Com isto não se aumenta o rendimento, mas evita-se a produção de calor nos componentes.

Neste capítulo são apresentados e estudados os dois métodos descritos acima.

5.2 - Importância do Circuito de Recuperação da Energia

Durante cada período de comutação o capacitor é re carregado e essa energia é transferida para os indutores de comu tação. Essa energia aparece como um excesso de corrente, devido a tensão aplicada sobre seus terminais.

No Capítulo 4 foi estudado o circuito de comutação forçada representado na figura (5.1). A energia armazenada no fi nal da comutação deve ser dissipada nos diodos de roda-livre, co locados em paralelo com os indutores de comutação, conforme mos tra a figura.

A queda de tensão através dos diodos de roda-livre é da ordem de 1,0 (um) Volt e uma corrente muito grande pode fluir através da malha de roda-livre. Se o período entre as comutações for menor do que a constante de tempo da malha, a corrente da ma lha nunca atingirá a zero. Esta corrente é a maior fonte de perda do circuito de comutação, podendo em muitos casos reduzir signifi cativamente a eficiência do sistema.

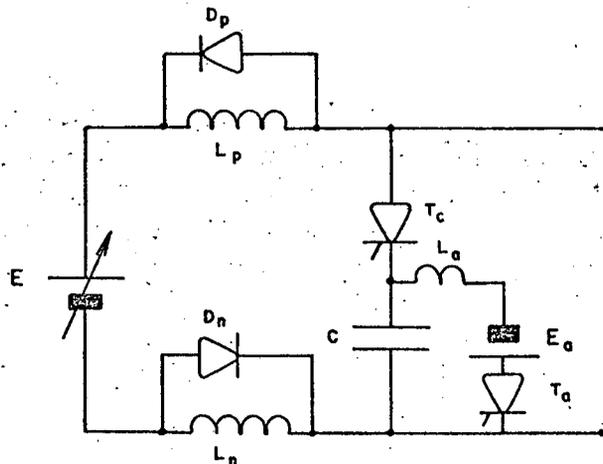


Figura 5.1 - Circuito de comutação forçada.

5.3 - Utilização de Resistores de Dissipação no Circuito de Comutação Forçada

Nos inversores de pequena potência, muitas vezes utiliza-se na prática a inserção de resistores em série com os diodos de roda-livre. A finalidade desses resistores é reduzir a energia dissipada nos diodos de roda-livre e também, acelerar o decaimento da corrente nos indutores de comutação.

Na figura (5.2) está representado o circuito de comutação forçada com resistores, inseridos em série com os diodos de roda-livre.

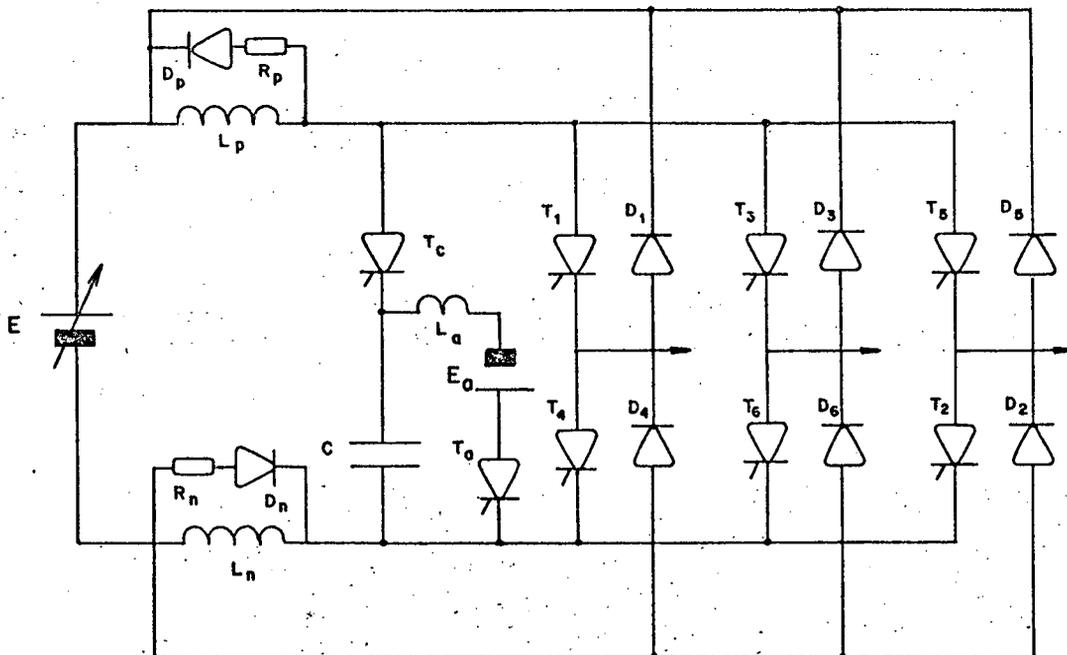


Figura 5.2 - Circuito de comutação, com resistor para reduzir a energia dissipada nos diodos de roda-livre.

Devido a presença dos resistores R_p e R_s o circuito de comutação terá um comportamento diferente ao estudado no Capítulo 4.

5.3.1 - Funcionamento do Circuito de Comutação Forçada com resistências

O funcionamento do Circuito de Comutação Forçada com resistências para dissipação de energia é descrita da maneira como segue:

- a) É requerida a comutação dos tiristores da ponte inversora que conduzem a corrente de carga. O tiristor T_c é disparado.
- b) O barramento que alimenta a ponte de tiristores do inversor tem sua polaridade invertida momentaneamente, pois a tensão no capacitor é $V_c < 0$.
- c) Os tiristores que estavam conduzindo bloqueiam-se instantaneamente, e suas correntes são transferidas para o capacitor.
- d) O circuito ressonante LC faz com que a tensão do capacitor inverta de polaridade.
- e) Quando $v_c = E$, os diodos de roda-livre são polarizados diretamente. A corrente do capacitor começa a comutar para o circuito de roda-livre. Aparece uma sobretensão sobre os

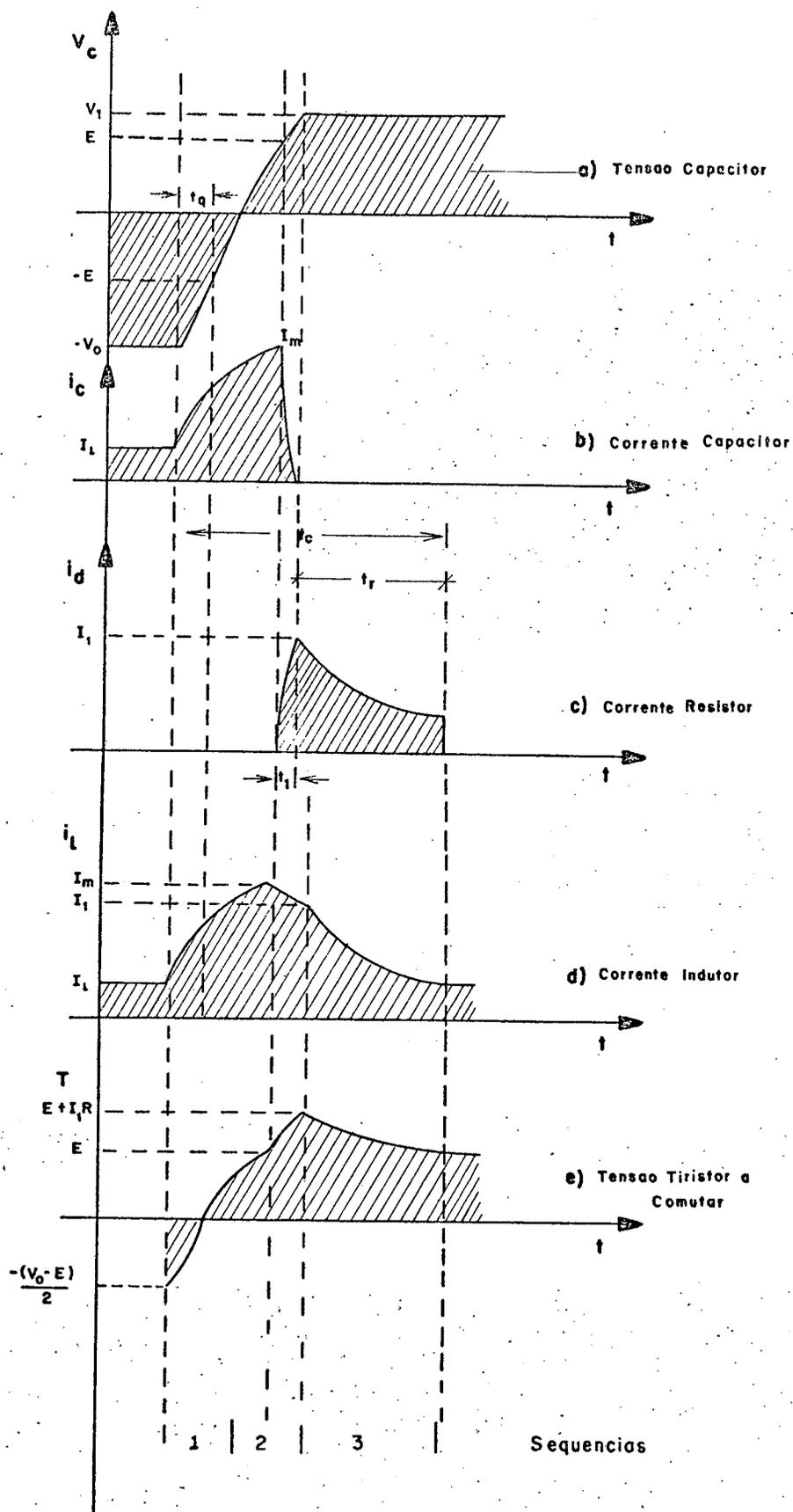


Figura 5.3 - Formas de onda da tensão e corrente do Circuito de Comutação Forçada.

componentes devido aos resistores.

- f) O tiristor T_c irá bloquear-se quando a corrente no capacitor se anular. Portanto, circulando corrente somente pela malha de roda-livre.
- g) A corrente do diodo de roda-livre decrescerá exponencialmente até que se dispare os tiristores principais, quando então o diodo de roda-livre se bloqueará instantaneamente.
- h) A partir do disparo dos tiristores principais da ponte inversora a roda-livre é feita através dos tiristores principais e dos diodos regenerativos do inversor, até que a corrente de roda-livre atinja o nível da corrente de carga.

As formas de onda de tensão e corrente nos componentes de interesse do circuito de comutação, estão representadas na figura (5.3).

5.3.2 - Estudo Analítico do Circuito de Comutação Forçada com Resistência

No estudo analítico do Circuito de Comutação Forçada sem resistor realizado no Capítulo 4 não foi considerado o fator de qualidade Q do circuito, já que a comutação efetua-se em função do nível de tensão da fonte de alimentação E . Entretanto, devido à inserção de resistores em série com os diodos de roda-livre, a comutação será função das fontes de alimentação, das condi

ções iniciais, dos valores dos componentes do Circuito de Comuta_{ção} Forçada e do fator de qualidade Q do circuito.

Na figura (5.3) estão representadas as sequências es_tabelecidas no instante da comuta_{ção}. Assim, para a primeira se_quência o Circuito de Comuta_{ção} Forçada terá a configuração apre_sentada na figura (5.4) onde R' representa as perdas do circuito.

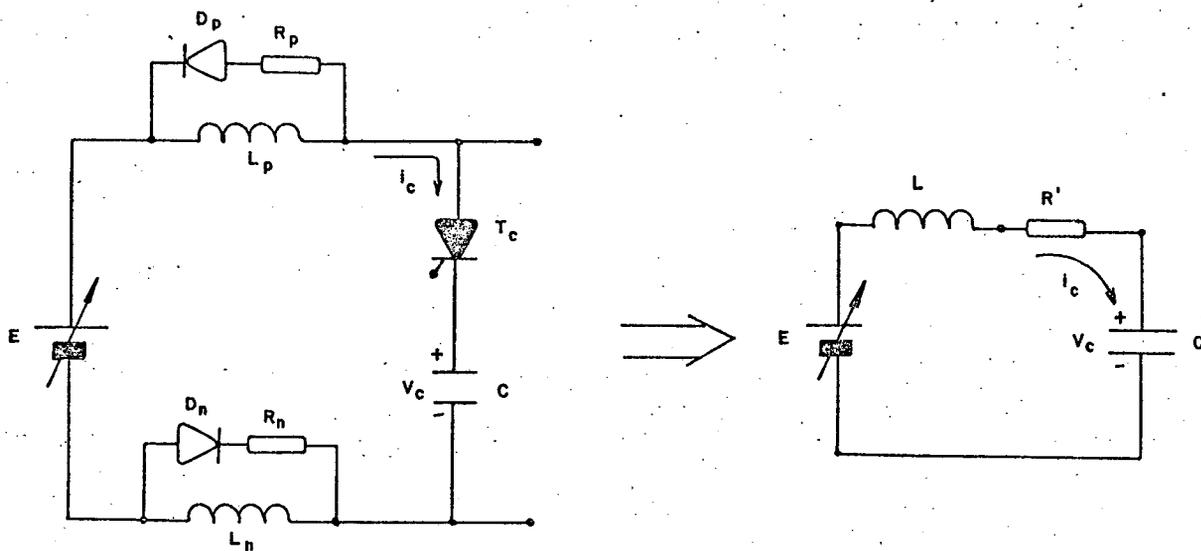


Figura 5.4 - Circuito de Comuta_{ção} Forçada com resistor.

- a) Configura_{ção} na 1^a sequê_ncia.
- b) Circuito equivalente.

A equação de malha do circuito equivalente pode ser escrita

$$E = \frac{1}{C} \int_0^t i_c(t) dt + v_c(0) + L \frac{di_c(t)}{dt} + R' i_c(t) \quad (5.1)$$

onde:

E = tensão da fonte de alimentação (Volts)

L = indutância de comutação (Henrys)

C = capacitância de comutação (Farads)

R' = resistência do C.C.F. (Ohms)

$i_c(t)$ = corrente no capacitor de comutação (Ampères)

$v_c(t)$ = tensão no capacitor de comutação (Volts)

As condições iniciais são

$$v_c(0^+) = -V_0$$

$$i_c(0^+) = I_\ell$$

Resolvendo a equação (5.1) e inserindo as condições iniciais, para o caso subamortecido tem-se:

$$v_c(t) = E - (E + V_0) \frac{\omega_0}{\omega} e^{-\alpha t} \sin(\omega t + \psi) + \frac{I_\ell}{\omega C} e^{-\alpha t} \sin \omega t \quad (5.2)$$

$$i_c(t) = \frac{E + V_0}{\omega L} e^{-\alpha t} \sin \omega t - I_\ell \frac{\omega_0}{\omega} e^{-\alpha t} \sin(\omega t - \psi) \quad (5.3)$$

Onde por definição os parâmetros são, $\alpha \triangleq R/2L$, chamado de constante de amortecimento, $\omega_0 \triangleq 1/\sqrt{LC}$ é chamado de frequência de ressonância, e $\omega_d = \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2}$ conhecido como a frequência de oscilação amortecida. Assim o parâmetro α fixa a rapidez do decaimento da exponencial. O amortecimento relativo em uma oscilação pode ser caracterizado pelo fator de qualidade Q , definido por

$$Q \triangleq \frac{\omega_0}{2\alpha}$$

Ainda, a constante ψ é dada por

$$\psi = \arctan \frac{\omega}{\alpha}$$

Na realidade o caso sem perdas é um caso limite do caso subamortecido. Se R' tender à zero ($\alpha = 0$), a oscilação amortecida torna-se uma oscilação senoidal com frequência angular ω_0 . Pode-se então, já que as perdas no circuito são pequenas, realizar as seguintes aproximações

$$\omega_0 \approx \omega$$

$$X \approx \omega L \approx \frac{1}{\omega C}$$

$$Q \approx \frac{X}{R}$$

$$\psi \approx \frac{\pi}{2}$$

Com estas aproximações pode-se estabelecer as se

guintes equações aproximadas da tensão e corrente do capacitor C

$$i_c(t) \approx \left[\frac{E+V_0}{X} \text{sen}\omega t + I_\ell \text{cos}\omega t \right] e^{-\omega t/2Q} \quad (5.4)$$

$$v_c(t) \approx E + \left[XI_\ell \text{sen}\omega t - (E+V_0) \text{cos}\omega t \right] e^{-\omega t/2Q} \quad (5.5)$$

A expressão da tensão inicial V_0 no capacitor de comutação, sendo $i_c(0) = 0$ e $v_c(0) = V_1$, é dada por

$$V_0 = E_a + (E_a + V_1) e^{-\pi/2Q} \quad (5.6)$$

Onde V_1 representa a tensão final atingida pelo capacitor no instante da comutação.

O circuito equivalente para a segunda sequência está representado na figura (5.5), no instante em que está sendo realizada a comutação do tiristor T_c para o diodo de roda-livre D.

Do circuito da figura (5.5) tira-se as equações que seguem

$$\frac{di_c(t)}{dt} + \left(\frac{1}{RC} + \frac{R'}{L} \right) i_c(t) = \left(\frac{R'+R}{L} \right) (E - v_c(t)) \quad (5.7)$$

$$\frac{dv_c(t)}{dt} = \frac{i_c(t)}{C} \quad (5.8)$$

Aplicando transformada de Laplace e substituindo suas condições iniciais, tem-se

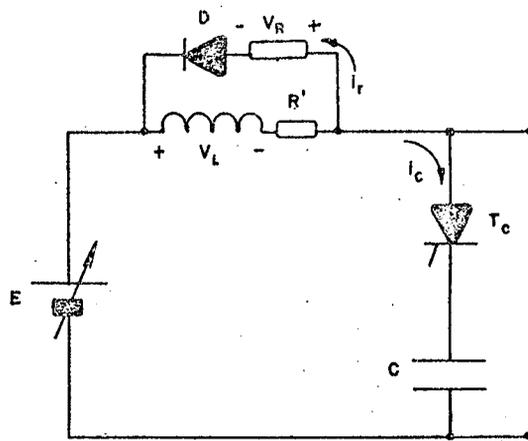


Figura 5.5 - Circuito equivalente do C.C.F., para 2^a seqüência.

$$[sI_c(s) - I_m] + I_c(s) \left(\frac{1}{RC} + \frac{R'}{L} \right) = \left(\frac{R'+R}{L} \right) \left(\frac{E}{s} - V_s(s) \right) \quad (5.9)$$

$$[V_c(s) - E] = \frac{I_c(s)}{C} \quad (5.10)$$

Resolvendo o sistema de equações diferenciais, a seguinte solução é encontrada:

$$i_c(t) = I_m \left[\frac{s_1}{(s_1 - s_2)} e^{s_1 t} + \frac{s_2}{(s_2 - s_1)} e^{s_2 t} \right] \quad (5.11)$$

$$v_c(t) = \frac{I_m}{C} \left[\frac{e^{s_1 t}}{(s_1 - s_2)} + \frac{e^{s_2 t}}{(s_2 - s_1)} \right] + E \quad (5.12)$$

onde as frequências naturais s_1 e s_2 do circuito são

$$s_1 = -\frac{(L + RR'C) + \sqrt{(L + RR'C)^2 - 4(R' + R)RLC}}{2RLC}$$

$$s_2 = -\frac{(L + RR'C) - \sqrt{(L + RR'C)^2 - 4(R' + R)RLC}}{2RLC}$$

No final da comutação a corrente no capacitor é igual a zero. Assim encontra-se o tempo de duração t_1 , da comutação do tiristor T_c para o diodo de roda-livre D.

$$0 = s_1 e^{s_1 t} - s_2 e^{s_2 t}$$

(5.13)

$$t_1 = \frac{\ln(s_1/s_2)}{(s_2 - s_1)}$$

Substituindo o tempo t_1 na equação (5.12), tem-se o valor da tensão final no capacitor V_1 .

$$V_1 = \frac{I_m}{C} \left[\frac{e^{s_1 t_1}}{(s_1 - s_2)} + \frac{e^{s_2 t_1}}{(s_2 - s_1)} \right] + E \quad (5.14)$$

fazendo

$$K = \frac{1}{C} \left[\frac{e^{s_1 t}}{(s_1 - s_2)} + \frac{e^{s_2 t}}{(s_2 - s_1)} \right]$$

então a tensão final no capacitor de comutação fica

$$V_1 = I_m K + E \quad (5.15)$$

Substituindo as equações (5.15) e (5.6), tensão final e inicial no capacitor durante a comutação respectivamente, em (5.4) calcula-se a corrente máxima na comutação. Assim

$$I_m = \left[\frac{(E+E_a) + (E_a+V_1) e^{-\pi/2Q}}{X} \operatorname{sen} \omega t_{c_0} + I_\ell \cos \omega t_{c_0} \right] e^{-\frac{\omega t_{c_0}}{2Q}} \quad (5.16)$$

O intervalo de tempo ωt_{c_0} é calculado a partir da equação (5.5), quando a tensão no capacitor atingir a tensão da fonte de alimentação, $v_c(\omega t_{c_0}) = E$.

$$f_1(\omega t_{c_0}) = 0 = (E_a + E) \left(1 + e^{-\frac{\pi/2Q}{(\omega t_{c_0} + \pi)}} \right) - X I_\ell \tan \omega t_{c_0} + I_\ell K (\tan \omega t_{c_0} \operatorname{sen} \omega t_{c_0} + \cos \omega t_{c_0}) e^{-\frac{\omega t_{c_0}}{2Q}} \quad (5.17)$$

O intervalo de tempo ωt_q , quando sob os tiristores do inversor aparece uma tensão inversa, é dada por

$$f_2(\omega t_q) = 0 = \{ X I_\ell \operatorname{sen} \omega t_q - [(E_a + E) + (E_a + v_1) e^{-\pi/2Q}] \cos \omega t_q \} e^{-\frac{\omega t_q}{2Q}} - 2E \quad (5.18)$$

Para calcular os intervalos de tempo ωt_{c_0} e ωt_q é necessário utilizar métodos numéricos, já que as equações são transcendentes.

Após a corrente no capacitor de comutação anular-se o circuito de comutação forçada equivalente terá uma nova configuração, conforme mostra a figura (5.6), pois o tiristor T_c de comutação bloqueou-se.

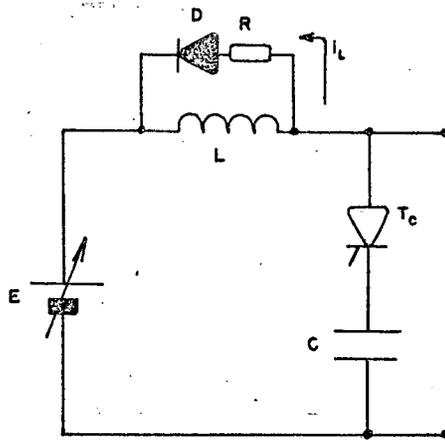


Figura 5.6 - Circuito equivalente após T_c bloquear-se.

A expressão da corrente instantânea de roda-livre é dada por

$$i_r(t) = I_1 e^{-t/\tau} \quad (5.19)$$

Onde $\tau = L/R$ representa a constante de tempo do circuito de roda-livre, e I_1 é a corrente máxima sob o resistor de dissipação, para $t = t_1$.

$$I_1 = \frac{I_m}{RC} \left(\frac{e^{s_1 t_1}}{(s_1 - s_2)} + \frac{e^{s_2 t_1}}{(s_2 - s_1)} \right) \quad (5.20)$$

$$I_1 = \frac{I_m K}{R} \quad (5.21)$$

O tempo de duração da roda-livre sob o resistor de dissipação é dado pelo tempo de retardo t_r , calculado com referência à corrente de carga I_ℓ , assim

$$t_r = -\tau \ln \frac{I_\ell}{I_1} \quad (5.22)$$

O intervalo total da comutação é dado por

$$\omega t_c = \omega t_{c0} + \omega t_1 + \omega t_r \quad (5.23)$$

Devido a resistência inserida no circuito para adissipação de energia, aparecerá sobretensão no final do período de comutação. A sobretensão é função do valor do resistor de dissipação. A expressão da sobretensão é

$$V_{st} = I_1 R \quad (5.24)$$

O tempo de decaimento máximo da corrente fica estabelecido pela máxima sobretensão permitida pelo sistema.

5.4 - Estudo do Circuito de Recuperação da Energia

5.4.1 - Estudo Qualitativo |13|

Do circuito representado na figura (5.1) são retirados os diodos de roda-livre, sob os indutores de comutação, e um segundo enrolamento é adicionado ao indutor, formando assim um transformador.

O enrolamento secundário do transformador é conectado à fonte de alimentação E via diodo grampeador. Na figura (5.7) está representado o circuito de comutação forçada com o circuito de recuperação de energia.

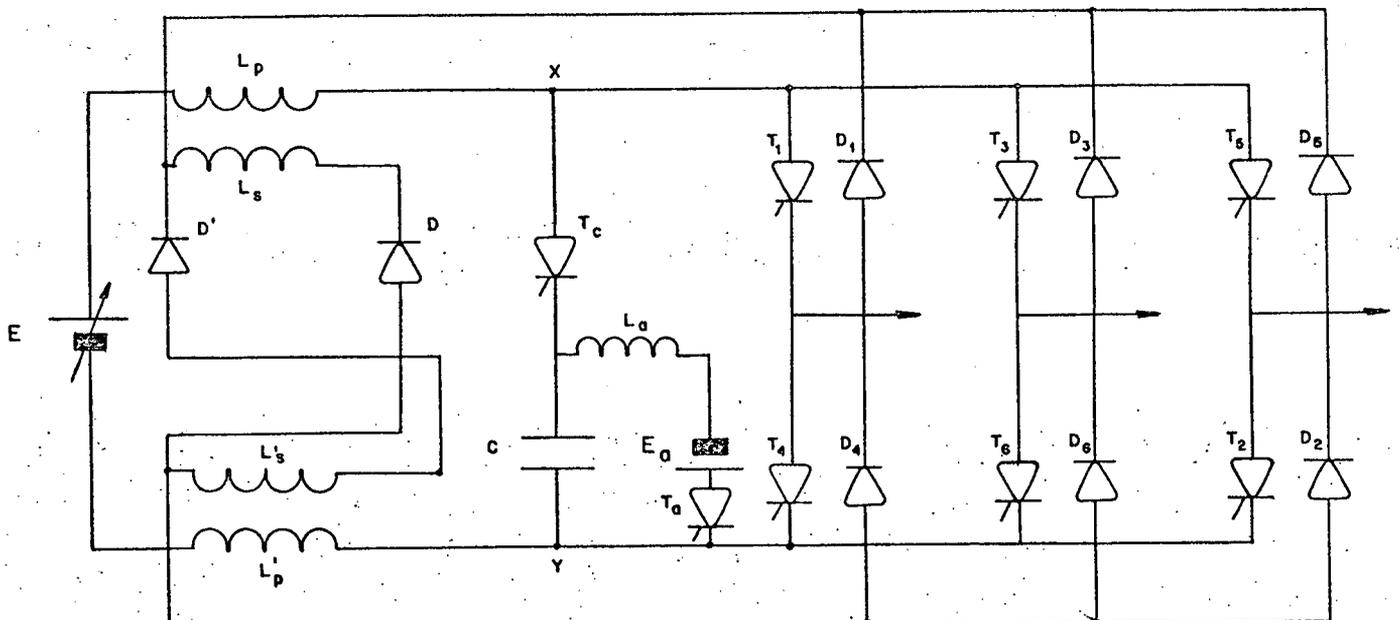


Figura 5.7 - Inversor e C.C.F. com circuito de recuperação de energia.

A seguir estuda-se o funcionamento do circuito de comutação forçada com circuito de recuperação de energia.

- a) É requerida a comutação dos tiristores principais da ponte inversora. O tiristor de comutação T_c é disparado.
- b) O potencial inicial do capacitor é menor do que zero. O ponto X é mais negativo do que o potencial da fonte de alimentação E.
- c) Um potencial reverso aparece sobre os diodos D e D' e não flui corrente através de L_s e L'_s .
- d) Devido ao circuito oscilante E, L_p , T_c , C e L'_p o potencial do ponto X torna-se positivo.
- e) Quando os potenciais de X e Y são tais que o potencial através dos enrolamentos secundários L_s e L'_s excedem a E, os diodos D e D' são polarizados diretamente. A corrente tenta elevar a tensão da fonte. O tiristor de comutação T_c é bloqueado instantaneamente.
- f) Os potenciais através de L_p e L'_p são mantidos em um potencial fixo, correspondente àqueles através dos enrolamentos L_s e L'_s .
- g) As correntes que fluem pelos enrolamentos L_s e L'_s caem rapidamente, pois um potencial relativamente alto é aplicado sobre seus terminais.
- h) Quando a corrente em L_s e L'_s atinge a zero, os diodos D e

D' se bloqueiam. O potencial através de L_p e L'_p inverte, e uma pequena tensão devido a corrente de carga, que flui para o inversor aparece através de seus terminais.

5.4.2 - Estudo Quantitativo

Os componentes do circuito de recuperação de energia são considerados ideais, à menos da corrente de magnetização, que é a corrente que flui pelo indutor.

Na figura (5.8) está representado o circuito de recuperação de energia, representando o transformador por um transformador ideal com uma indutância de magnetização, igual a aquela dos indutores de comutação.

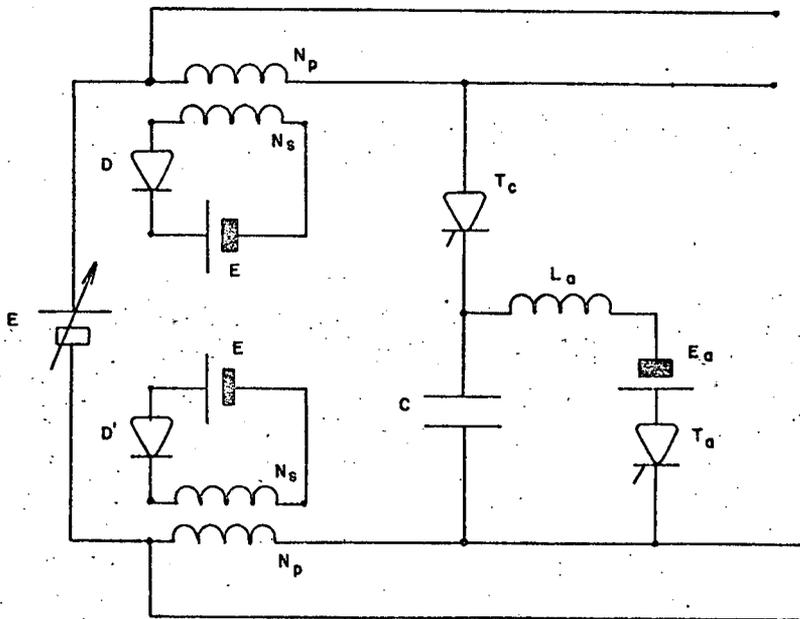


Figura 5.8 - C.C.F. com circuito de recuperação de energia.

A energia armazenada no transformador no final da comutação pode ser relacionada para o enrolamento N_s pela corrente i_s .

A relação de transformação do transformador é dada por:

$$n = \frac{V_p}{V_s} = \frac{N_p}{N_s} \quad (5.25)$$

Os diodos D e D' , mais a fonte de alimentação E são referidos para o primário do transformador. O circuito resultante equivalente é mostrado na figura (5.9).

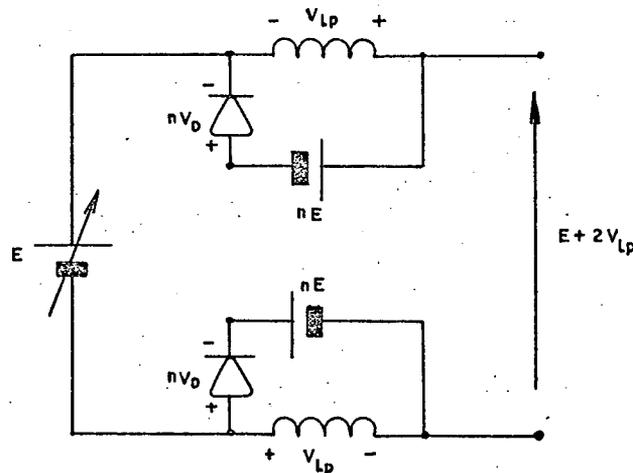


Figura 5.9 - Circuito equivalente do circuito de recuperação de energia.

Neste último circuito, a energia armazenada nas indutâncias de magnetização L_p e L'_p , fornecida à fonte nE , corresponde àquela que o transformador da figura (5.8), armazena e devol

ve à fonte de alimentação E.

Para que os diodos D e D' sejam polarizados diretamente, o potencial através dos indutores L_p e L'_p terá que ser

$$v_p = v'_p = nE \quad (5.26)$$

pois

$$v_p = n(v_d + E) \quad , \quad \text{para } v_d \approx 0$$

A corrente que flui pelo indutor é dada pela expressão que segue

$$i_p = - \frac{i_s}{n} \quad (5.27)$$

como

$$nv_d = 0$$

e, também

$$v_p = nE = L_p \frac{di_p}{dt} = - \frac{L_p}{n} \frac{di_s}{dt}$$

então

$$\frac{di_s}{dt} = - \frac{n^2 E}{L_p} \quad (5.28)$$

Integrando a equação (5.21) e substituindo pelas condições iniciais, temos

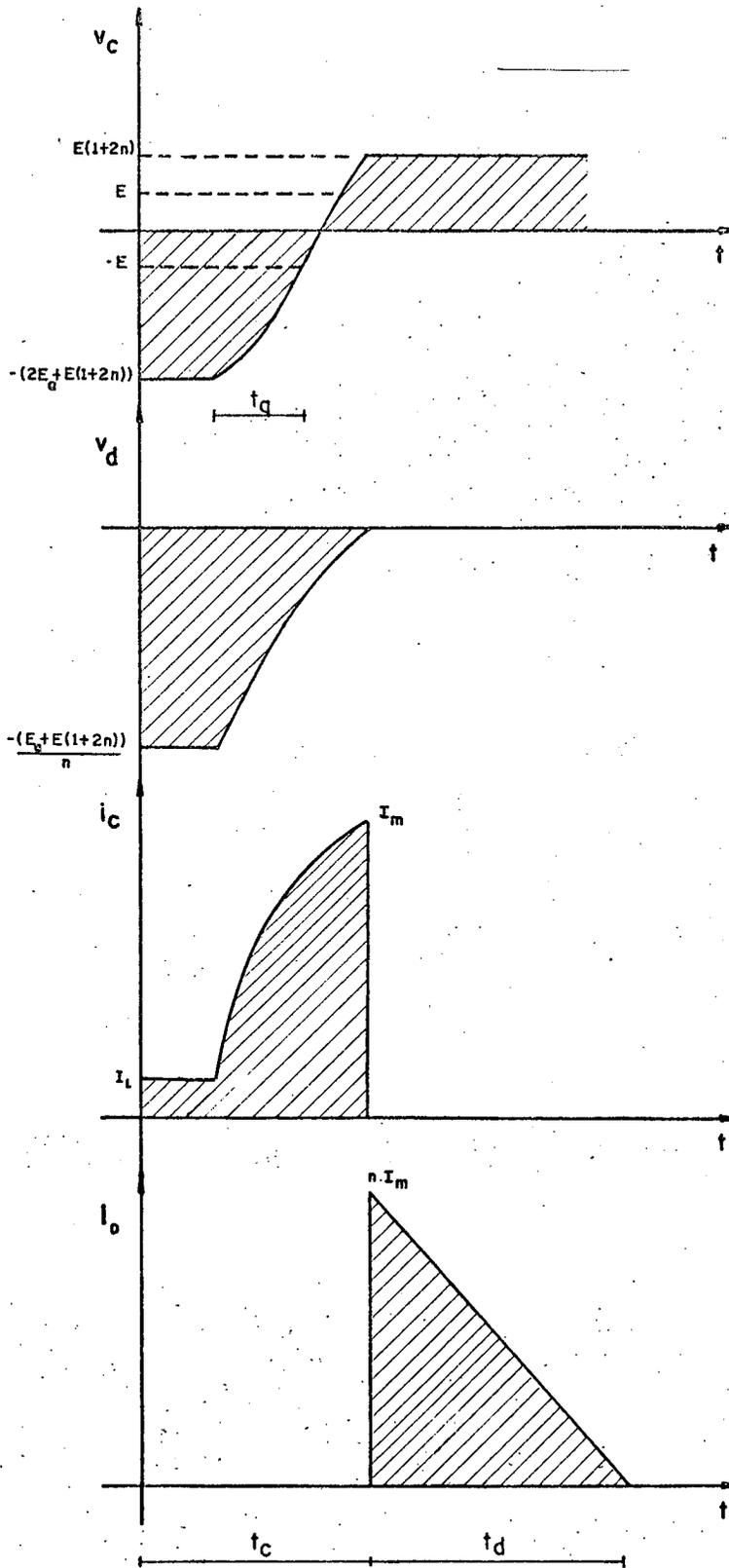


Figura 5.10 - Forma de onda nos componentes durante os períodos de comutação e recuperação de energia.

$$i_s = nI_m - \frac{n^2 E}{L_p} t \quad (5.29)$$

Para calcular o tempo de duração da recuperação da energia armazenada nos indutores, faz-se $i_s = 0$, então

$$t_d = \frac{L_p I_m}{nE} \quad (5.30)$$

As formas de onda da tensão e corrente de interesse são mostradas na figura (5.10).

O diagrama de fase Xi_c versus v_c , conforme figura (5.11), permite estabelecer algumas relações de interesse.

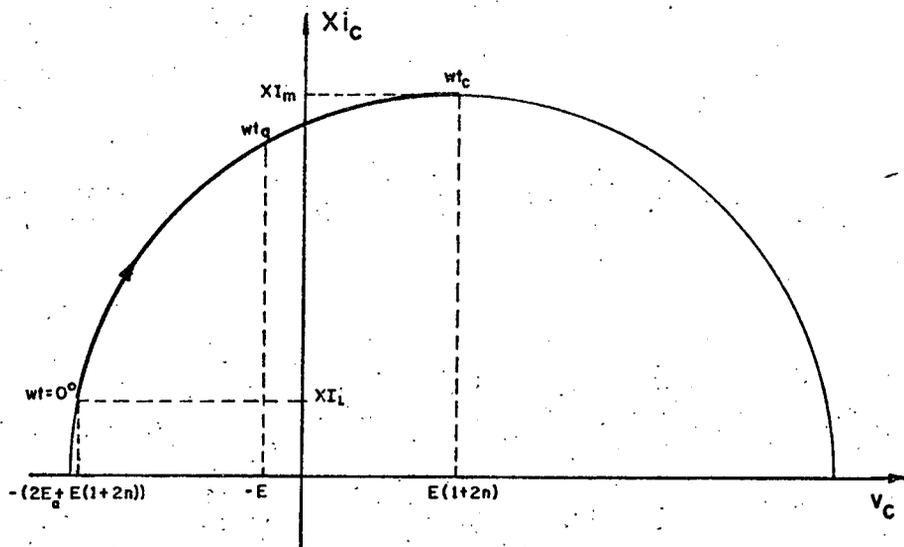


Figura 5.11 - Diagrama de fase Xi_c versus v_c .

A razão entre a corrente de pico e a corrente de carga é dada pela seguinte equação

$$\frac{I_m}{I_\ell} = \sqrt{\frac{4(E_a + E(1+2n))^2}{XI_\ell} + 1} \quad (5.31)$$

Fazendo

$$y = \frac{2E(1+2n)}{XI_\ell}$$

e

$$\alpha = 1 + \frac{E_a}{E(1+2n)}$$

A razão I_m/I_ℓ pode ser escrita em função de y e α , então

$$\frac{I_m}{I_\ell} = \sqrt{(y\alpha)^2 + 1} = K' \quad (5.32)$$

O intervalo ωt_q no qual uma tensão reversa é aplicada sob os terminais dos tiristores a serem bloqueados, é dado por

$$\omega t_q = \arctan \frac{2[E_a + E(1+2n)]}{XI_\ell} - \arcsen \frac{2E(1+n)}{XI_m} \quad (5.33)$$

$$\omega t_q = \arcsen y\alpha - \arcsen \frac{y(1+n)}{(1+2n)\sqrt{(y\alpha)^2 + 1}} \quad (5.34)$$

Na figura (5.12) estão representados os gráficos de I_m/I_ℓ e ωt_q para vários valores de y , tomando como parâmetros α e n .

A energia armazenada no final da comutação no transformador é devolvida posteriormente à fonte E. A energia expressa em p.u., com base igual à $E \cdot I_\ell \cdot t_q$, é

$$W_{p.u.} = \frac{W}{E I_\ell t_q} = \frac{0,5 L I_m^2}{E I_\ell t_q} \quad (5.35)$$

$$W_{p.u.} = \frac{(I_m/I_\ell)^2}{y \omega t_q} \quad (5.36)$$

A partir das equações anteriores são estabelecidas expressões simples para o capacitor C e o indutor L de comutação.

$$C = \left[\frac{y}{2\omega t_q} \right] \frac{I_\ell t_b}{E} \quad \mu F \quad (5.37)$$

$$L = \left[\frac{2}{y\omega t_q} \right] \frac{E t_b}{I_\ell} \quad \mu H \quad (5.38)$$

Na figura (5.13) estão representadas as curvas referentes aos fatores entre colchetes das expressões de L e C, para duas diferentes relações de transformação.

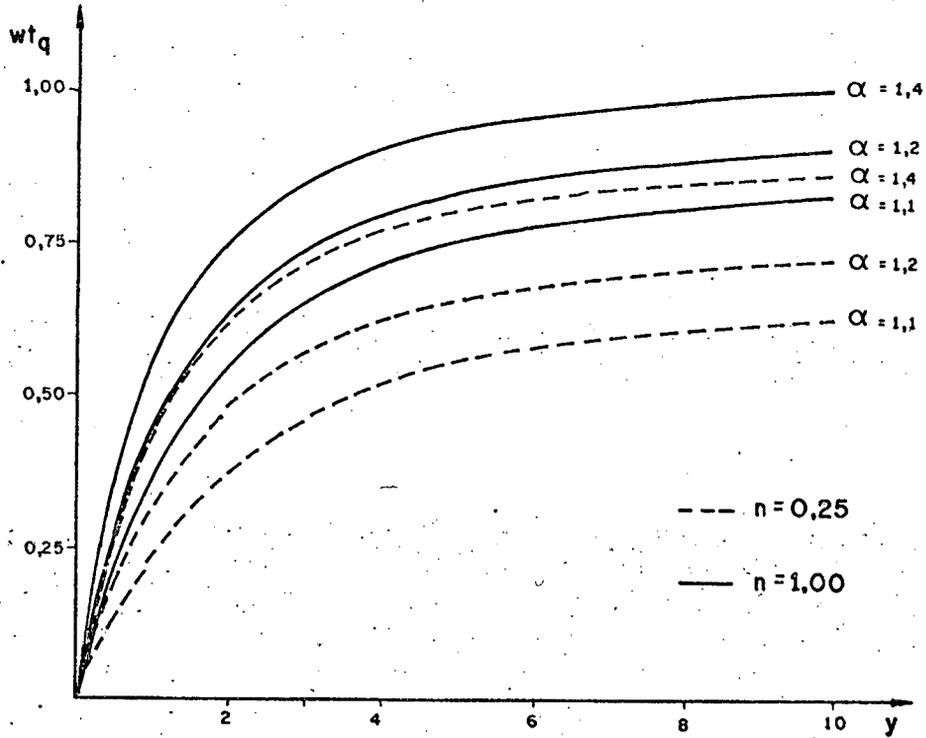
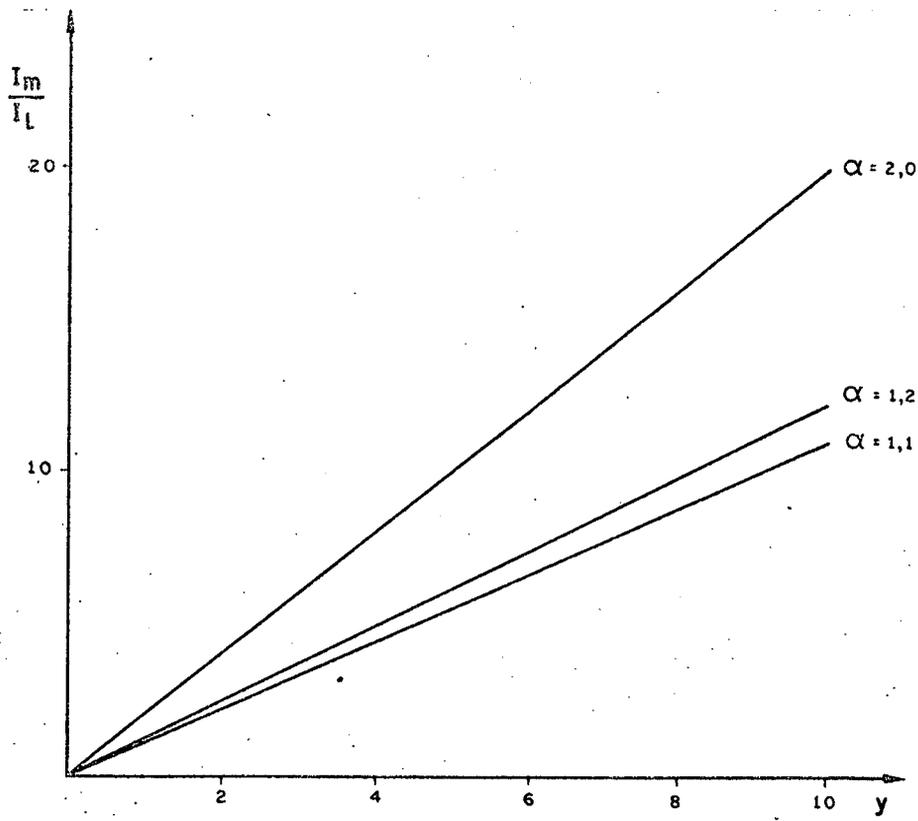


Figura 5.12 - $\frac{I_m}{I_L}$ e wtq versus y , como parâmetros α e n .

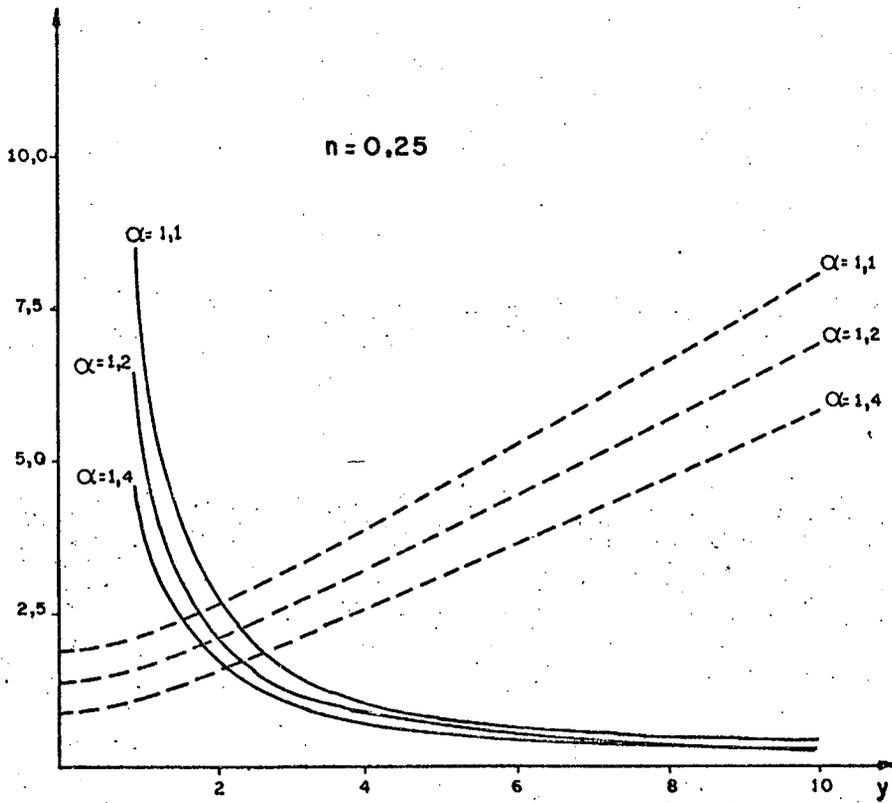
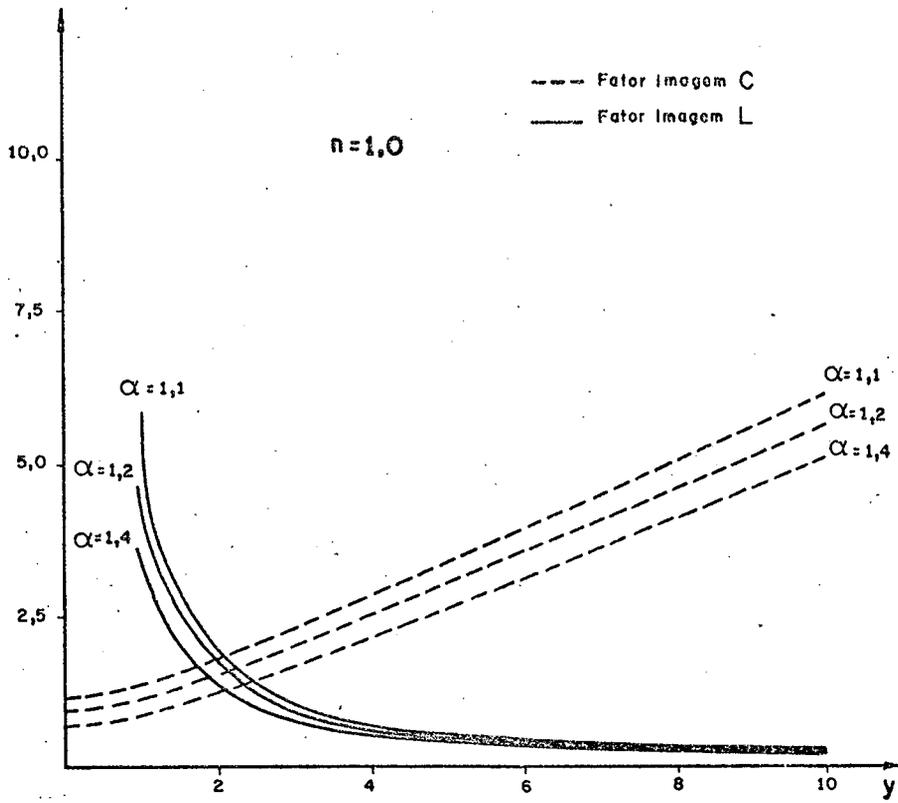


Figura 5.13 - Fator imagens de L e C, para a) $n = 1,0$ e b) $n = 0,25$.

5.5 - Conclusão

Conforme analisado, o circuito de recuperação de energia não só garante que a energia envolvida durante a comutação, à menos das perdas nos circuito e indutores (RI^2) e nos semicondutores, retorne à fonte de alimentação, como também realiza-a rapidamente, devido a tensão da fonte de alimentação.

Em favor da recuperação da energia tem-se maior eficiência, mas depara-se em certas desvantagens, tais como:

- Volume, peso e custo do transformador de recuperação de energia.
- Maior número de semicondutores (competentes adicionais).
- Maior tensão sobre os componentes.

C A P Í T U L O 6

DIMENSIONAMENTO DOS CIRCUITOS DE COMUTAÇÃO FORÇADA ESTUDADO

6.1 - Introdução

Inicialmente são realizados os dimensionamentos dos circuitos de comutação forçada estudados nos capítulos anteriores. São eles: Circuito de comutação forçada com e sem resistores para a dissipação de energia, e com circuito de recuperação da energia de comutação.

É estabelecido um quadro comparativo, onde são apresentados os valores de interesse da corrente e tensão sob os componentes da estrutura inversora e C.C.F., para os três casos estudados.

6.2 - Dimensionamento dos C.C.F.

São realizados três projetos dos circuitos de comutação forçada que seguem:

- a) C.C.F., sem resistores para a dissipação de energia
- b) C.C.F., com resistores para a dissipação de energia
- c) C.C.F., com circuito de recuperação de energia

Serão encontrados os valores do capacitor C e indutor L de comutação, assim como as variáveis de interesse do circuito de comutação forçada.

Para os circuitos de comutação forçada dimensionados, os seguintes dados de projeto são utilizados:

- Tensão de alimentação Máx. $E_{\text{máx}} = 500$ Volts
- Tensão de alimentação Min. $E_{\text{min}} = 50$ Volts
- Corrente de carga. $I_{\ell} = 10$ Ampères
- Tensão da fonte auxiliar $E_a = 100$ Volts
- Tempo de bloqueio $t_b = 50$ μ s
- Frequência $f = 60$ Hz

Os dados de projeto são estabelecidos a partir do tipo de carga que o conversor irá alimentar e dos componentes existentes no mercado.

6.2.1 - C.C.F. sem resistor

Fazendo uso das figuras (4.10), (4.11), (4.13) e (4.14), âbacos estabelecidos no Capítulo 4, são encontrados os valores dos componentes do circuito de comutação forçada. Para um $x = 4,2$ escolhido, encontra-se facilmente através da figura (4.14) os fatores imagem do capacitor de comutação C,

$$\left[\frac{x}{2f(x, \beta)} \right] = 5,0$$

e do indutor de comutação L

$$\left[\frac{2}{xf(x, \beta)} \right] = 1,14$$

Ressaltando que $\beta = 1,2$, pois como foi estabelecido

$$\beta = 1 + \frac{E_a}{E}$$

Assim a partir da equação (4.25) e dos dados de projeto, pode ser calculado o capacitor de comutação C.

$$C = \left[\frac{x}{2F(x, \beta)} \right] \frac{I_\ell t_b}{E} \quad (6.1)$$

$$C = [5,0] \frac{10.50.10^{-6}}{500}$$

$$C = 5,0 \mu\text{F}$$

Do mesmo modo como foi calculado o capacitor de comutação C, será calculado o indutor de comutação L. Agora utilizando a expressão (4.26).

$$L = \left[\frac{2}{xf(x, \beta)} \right] \frac{Et_b}{I_\ell} \quad (6.2)$$

$$L = [1,14] \cdot \frac{500.50.10^{-6}}{10}$$

$$L = 2,85 \text{ mH}$$

Do fato que o circuito de comutação possui dois indutores de comutação L_p e L_n , para que a estrutura seja simétrica, faz-se

$$L_p = L_n = \frac{L}{2}$$

$$L_p = L_n = 1,43 \text{ mH}$$

Para o cálculo da energia W armazenada no final da comutação nos indutores, recorre-se à figura (4.12) e a expressão (4.23), assim para $x = 4,2$ e $\beta = 1,2$ encontra-se que

$$W_{p.u.} = 15,04 \text{ p.u.}$$

como

$$W = W_{p.u.} E I_{\ell} t_q \quad (6.3)$$

$$W = 15,04 \cdot 500 \cdot 10 \cdot 50 \cdot 10^{-6}$$

$$W = 3,76 \text{ Joules}$$

A corrente máxima alcançada na comutação é calculada, fazendo uso da figura (4.10) e da expressão (4.17), assim para $x = 4,2$ e $\beta = 1,2$

$$K(x, \beta) = 5,1$$

portanto

$$I_m = K(x, \beta) I_{\ell} \quad (6.4)$$

$$I_m = 5,1.10$$

$$I_m = 51,0 \text{ Ampères}$$

Para calcular o tempo de aplicação de tensão inversa sob os tiristores da ponte inversora, para a tensão da fonte de alimentação igual à $E = 500$ Volts, para $x = 4,2$ e $\beta = 1,2$, utiliza-se a figura (4.11).

$$t_q = 50 \mu s$$

Agora para a tensão de alimentação $E = 50$ volts, tem-se que $x = 0,42$ e $\beta = 2,0$. Com auxílio da figura (4.11) encontra-se que

$$t_q = 45 \mu s$$

O tempo de bloqueio dos tiristores da ponte inversora dada pelo fabricante, para os tiristores escolhidos, deverão ter o tempo de bloqueio menor que $45 \mu s$, para que seja garantida com segurança o bloqueio dos tiristores.

6.2.2 - C.C.F. com Resistores para Dissipação de Energia

O dimensionamento do circuito de comutação forçada com resistores é realizado a partir do efetuado no item 6.2.1. Assim, primeiramente calcula-se os componentes do C.C.F. sem resistência para a dissipação de energia. Portanto encontra-se

$$C = 5,0 \mu\text{F}$$

e

$$L = 2,85 \text{ mH}$$

Do fato que a tensão no capacitor de comutação C no final da comutação alcançará um nível de tensão mais elevado que a tensão de alimentação E , devido à presença de resistores de dissipação nas malhas de roda-livre, há a necessidade de calcular-se os novos valores de tensão final no capacitor V_1 e corrente máxima I_m de comutação.

É escolhido uma resistência de valor $R = 8,0\Omega$. Como já foi mencionado em capítulos anteriores, parte da energia armazenada no final da comutação no indutor L é liberada sob forma de calor, devido a presença do resistor na malha de roda-livre, que alivia termicamente o diodo de roda-livre e o indutor de comutação, e ainda acelera o decaimento da corrente de roda-livre até alcançar o nível da corrente de carga. Para que o modelo matemático desenvolvido seja válido a corrente de roda-livre terá que se anular, antes de requerida a próxima comutação.

O fator de qualidade do circuito de comutação força da assumido nos cálculos é igual à $Q = 10$.

Sabendo que $R = 8,0\Omega$, $C = 5,0\mu\text{F}$, $L = 2,85 \text{ mH}$ e $Q=10$, pode-se calcular as frequências naturais do circuito.

$$S_{1,2} = - \frac{(L + R' RC) \pm \sqrt{(L + R' RC)^2 - 4(R' + R)RLC}}{2RLC}$$

assim,

$$S_1 = -4213,8 \text{ 1/S}$$

$$S_2 = -21623,9 \text{ 1/S}$$

Substituindo os valores de S_1 e S_2 encontrados na equação (5.13), encontra-se o tempo t_1 de duração da comutação do tiristor T_c para o diodo de roda-livre.

$$t_1 = \frac{\ln(S_1/S_2)}{(S_2 - S_1)} \quad (6.5)$$

$$t_1 = 93,9 \text{ } \mu\text{s}$$

É utilizado o método de Newton-Raphson para calcular ωt_{c0} , tempo no qual a corrente de comutação atinge seu valor máximo I_m e a tensão no capacitor $v_c = E$. O método numérico de Newton-Raphson é dado pela seguinte fórmula de iteração.

$$\omega t_{c0(i+1)} = \omega t_{c0(i)} - \frac{f_1(\omega t_{c0(i)})}{f'_1(\omega t_{c0(i)})} \quad (6.6)$$

onde

$$f_1(\omega t_{c0}) = (E_a + E) \left(1 + e^{-\frac{\omega t_{c0}}{2Q}} \right) - X I_L \tan \omega t_{c0} + I_L K \left(\tan \omega t_{c0} \sin \omega t_{c0} + \cos \omega t_{c0} \right) e^{-\frac{(\omega t_{c0} + \Pi)}{2Q}} \quad (6.7)$$

e

$$f'_1(\omega t_{c0}) = I_\ell K \left(\frac{\tan \omega t_{c0} \sin \omega t_{c0} + \cos \omega t_{c0}}{-2Q} + \frac{\tan \omega t_{c0}}{\cos \omega t_{c0}} \right) e^{-\left(\frac{\omega t_{c0} + \pi}{2Q}\right)} - \frac{XI_\ell}{\cos^2 \omega t_{c0}} \quad (6.8)$$

Portanto o valor encontrado para o intervalo de tempo ωt_{c0} é

$$\omega t_{c0} = 1,41 \text{ rad/s}$$

A corrente máxima I_m de comutação é dada pela equação (5.16), sabendo-se que

$$\tan \omega t_{c0} = \frac{(E + E_a) + (E_a + V_1) e^{-\pi/2Q}}{XI_\ell} \quad (6.9)$$

então

$$I_m = I_\ell \left[\tan \omega t_{c0} \sin \omega t_{c0} + \cos \omega t_{c0} \right] e^{-\frac{\omega t_{c0}}{2Q}} \quad (6.10)$$

$$I_m = 10 [6,06] 0,93$$

$$I_m = 56,5 \text{ A}$$

A partir da equação (5.14) pode-se calcular o valor final da tensão no capacitor C.

$$V_1 = I_m K + E \quad (6.11)$$

$$V_1 = 56,5.6,2 + 500$$

$$V_1 = 851,8 \text{ Volts}$$

A tensão inicial V_0 do capacitor no instante da comutação é dada pela expressão (5.6).

$$V_0 = E_a + (E_a + V_1) e^{-\pi/2Q} \quad (6.12)$$

$$V_0 = 100 + (100 + 851,8) 0,85$$

$$V_0 = 913,4 \text{ Volts}$$

Para calcular o intervalo de tempo ωt_q , tempo em que a tensão sobre os tiristores da ponte inversora é negativa, utiliza-se o método de Newton-Raphson.

$$\omega t_{q_{i+1}} = \omega t_{q_i} - \frac{f_2(\omega t_{q_i})}{f'_2(\omega t_{q_i})} \quad (6.13)$$

onde

$$f_2(\omega t_q) = (XI_\ell \sin t_q - (E + V_0) \cos \omega t_q) e^{-\frac{\omega t_q}{2Q}} + 2E \quad (6.14)$$

e

$$f'_2(\omega t_q) = \left[\frac{XI_\ell (\sin \omega t_q - 2Q \cos \omega t_q) - (E + V_0) (\cos \omega t_q + 2Q \sin \omega t_q)}{-2Q} \right] e^{-\frac{\omega t_q}{2Q}} \quad (6.15)$$

O valor encontrado para o intervalo de tempo inver

so

$$\omega t_q = 0,60 \quad \text{rad/s}$$

$$t_q = 71,8 \quad \mu\text{s}$$

A sobretensão é dada pela expressão (5.24), sendo assim

$$V_{st} = I_1 R \quad (6.16)$$

onde

$$I_1 = \frac{I_m}{RC} \left[\frac{e^{s_1 t_1}}{(s_1 - s_2)} + \frac{e^{s_2 t_1}}{(s_2 - s_1)} \right] \quad (6.17)$$

$$I_1 = 44,0 \text{ A}$$

então

$$V_{st} = 44,0 \cdot 8$$

$$v_{st} = 352,0 \text{ Volts}$$

A potência média do resistor de dissipação é dada por

$$P_r = R I_{med}^2 \quad (6.18)$$

onde I_{med} representa a corrente média na malha de roda-livre. A corrente média sob o resistor R é dado pela expressão que segue

$$I_{\text{med}} = \frac{1}{T} \int_0^{t_1+t_r} i_r(t) dt \quad (6.19)$$

$$I_{\text{med}} = \frac{1}{T} \left\{ \int_0^{t_1} \frac{I_m}{RC} \left[\frac{e^{s_1 t}}{(s_1 - s_2)} + \frac{e^{s_2 t}}{(s_2 - s_1)} \right] dt + \int_0^{t_r} I_1 e^{-t/\tau} dt \right\}$$

Integrando e substituindo na equação os limites de integração, tem-se

$$I_{\text{med}} = \frac{1}{T} \left\{ \frac{I_m}{RC} \left[\frac{(e^{s_1 t_1} - 1)}{s_1 (s_1 - s_2)} + \frac{(e^{s_2 t_1} - 1)}{s_2 (s_2 - s_1)} \right] + \tau I_1 [1 - e^{-t_r/\tau}] \right\} \quad (6.20)$$

portanto

$$I_{\text{med}} = 6,6 \text{ A}$$

A potência média dissipada pelo resistor será

$$P_r = R(6,6)^2$$

$$P_r = 348 \text{ Watts}$$

O tempo de retardo t_r que deve ser introduzido para que haja roda-livre sob o resistor R é dado pela expressão (5.22).

$$t_r = -\frac{L}{R} \ln \frac{I}{I_1} \quad (6.21)$$

$$t_r = 108,8 \mu s$$

A tensão mínima C.C. do barramento de entrada é $E = 50$ Volts, para esta condição o tempo de aplicação de tensão inversa sob os tiristores do inversor é $t_q = 82 \mu s$.

6.2.3 - C.C.F. com Circuito de Recuperação de Energia

É realizado o dimensionamento do C.C.F. com circuito de recuperação de energia, para uma relação de transformação $n = 0,25$ escolhida. Assim, a partir dos dados de projeto $n = 0,25$ encontra-se

$$\alpha = 1 + \frac{E_a}{E(1+2n)} \quad (6.22)$$

$$\alpha = 1 + \frac{100}{500(1+2 \cdot 0,25)}$$

$$\alpha = 1,13$$

Escolhendo $y = 6,2$, com auxílio da figura (5.11.b) encontra-se os fatores imagem do capacitor C e do indutor L de comutação. O fator imagem do capacitor encontrado é

$$\left[\frac{y}{2\omega t_q} \right] = 5,0$$

e o fator imagem do indutor L é igual a

$$\left[\frac{2}{y\omega t_q} \right] = 0,53$$

Assim a partir das expressões (5.37) e (5.38) encontram-se os valores do capacitor C e do indutor L de comutação.

$$C = \left[\frac{y}{2\omega t_q} \right] \frac{I_\ell t_b}{E} \quad (6.23)$$

$$C = [5,0] \frac{10.50.10^{-6}}{500}$$

$$C = 5,0 \text{ } \mu\text{F}$$

e

$$L = \left[\frac{2}{y\omega t_q} \right] \frac{Et_b}{I_\ell} \quad (6.24)$$

$$L = [0,53] \frac{500.50.10^{-6}}{500}$$

$$L = 1,325 \text{ mH}$$

Do fato de existirem dois transformadores, um superior e outro inferior, conforme figura (5.8), o valor do indutor L de comutação equivalente será repartido entre os dois transformadores. Assim a indutância de magnetização dos transformadores será

$$L_p = L'_p = \frac{L}{2} = 0,66 \text{ mH}$$

A energia armazenada no final da comutação no transformador é calculada através da expressão (5.35). Com o auxílio das figuras (5.10.a) e (5.10.b) e da expressão (5.36) calcula-se a energia expressa em p.u.

$$\omega_{pu} = \frac{(I_m/I_\ell)^2}{y\omega t_q} = \frac{(7,1)^2}{6,2 \cdot 0,612}$$

$$\omega_{pu} = 13,23 \text{ p.u.}$$

Assim a energia armazenada no final da comutação será

$$W = \omega_{pu} E I_\ell t_b \quad (6.25)$$

$$W = 13,23 \cdot 500 \cdot 10 \cdot 50 \cdot 10^{-6}$$

$$W = 3,3 \text{ Joules}$$

A duração do período de recuperação é dada pela expressão (5.30).

$$t_d = \frac{L_p I_m}{nE} \quad (6.26)$$

$$t_d = \frac{0,66 \cdot 10^{-3} \cdot 71}{0,25 \cdot 500}$$

$$t_d = 375 \mu s$$

O tempo inverso encontrado para a tensão de alimentação $E = 500$ volts, utilizando a figura (5.12), é $t_q = 73 \mu s$, e para tensão mínima de alimentação $E = 50$ volts encontra-se um $t_q = 80 \mu s$.

6.3 - Estudo Comparativo dos C.C.F.

O estudo comparativo é realizado tendo em vista as correntes e tensões sobre os componentes do circuito de comutação forçada e da ponte inversora.

Na tabela 6.1 são apresentadas as expressões da corrente e tensão dos componentes do C.C.F. - Inversor, para o C.C.F. sem resistores, com resistores e com circuito de recuperação de energia.

As constantes K_1, K_2 e K_3 são dadas como segue

$$K_1 = \frac{(e^{2s_1 t_1} - 1) + (e^{2s_2 t_1} - 1) - 2(e^{(s_1 + s_2)t} - 1)}{(s_1 - s_2)^2}$$

$$K_2 = \frac{1}{2} \left[\left(\frac{E + V_0}{X I_\ell} \right)^2 + 1 \right] + \frac{\text{sen} \omega t_{c_0}}{\omega t_{c_0}} \left[1 - \left(\frac{E + V_0}{X I_\ell} \right)^2 \right] + \frac{\text{sen}^2 \omega t_{c_0}}{\omega t_{c_0}} \left(\frac{E + V_0}{X I_\ell} \right)$$

$$K_3 = \frac{(1/RC + s_1)^2 + (1/RC + s_2)^2 - 2(1/RC + s_1)(1/RC + s_2)}{(s_1 - s_2)}$$

A partir das expressões estabelecidas na tabela comparativa pode-se concluir que o C.C.F. sem resistor é mais apropriado para pequenas potências, pois um volumoso e pesado reator

TABELA 6.1

	sem Resistor	com Resistor	Circ. Rec. Energia
Cor. RMS diodo Roda-livre.	$\sqrt{\frac{I_m}{2T}}$	$\sqrt{\frac{1}{T} \left\{ \left(\frac{I}{RC} \right)^2 K_1 + I_1 t_r \right\}}$	-
Cor. RMS diodo Grampeador CRE	-	-	$\sqrt{\frac{5}{6} \frac{(nI_m)^2 t}{T}}$
Cor. RMS ind. ou enrol. l _{ario}	$\sqrt{\frac{I_m - I_\ell}{2T} \left[t_c - \frac{\text{sen} \omega t_c}{2\omega} + \tau + I_\ell \right]}$	$\sqrt{\frac{1}{T} \left[I_\ell^2 \left[T - (t_1 + t_r) + t_{co} K_2 \right] + I_m^2 t K_3 + I_1^2 t_r \right]}$	$\sqrt{\frac{(I_m - I_\ell)^2}{T} \left\{ t_c - \frac{\text{sen} \omega t_c}{2\omega} \right\} + I_\ell^2}$
Tensão Máxima T _c	2(E _a + E)	(E + E _a) + (E _a + V ₁) e ^{-π/2Q}	2[E _a + E(1+n)]
Tensão Máxima T _a	E _a + E	(E _a + V ₁) e ^{-π/2Q}	E _a + E(1+n)
Tensão Máxima diodo CRE	-	-	$\frac{E_a + E(1+2n)}{n}$
Tensão Máxima tirist.princip.	E	E + I ₁ R	E(1 + 2n)
Tensão Máxima diodos Reativos	E	$E + \frac{I_1 R}{2}$	E(1+n)

para o circuito de comutação é necessário. Isto ocorre devido a alta corrente que circula pela malha de roda-livre. Contudo, inserindo-se resistores para a dissipação de energia na malha de roda-livre, faz com que o reator e o diodo de roda-livre sejam menos exigidos termicamente. Em contra-partida uma sobretensão aparecerá sob os terminais dos componentes, sendo função do tamanho do resistor. É necessária a introdução de circuito retardador que atraze os disparos dos tiristores da ponte inversa.

O C.C.F. com circuito de recuperação da energia armazenada no final da comutação faz com que o rendimento do conversor seja elevado, já que a maior fonte de perdas encontra-se na energia envolvida pelo circuito de comutação forçada, necessária para bloquear os tiristores. No circuito de recuperação de energia elevados níveis de tensão aparecem sobre os componentes, principalmente sobre o diodo grampeador, sendo muitas vezes necessário a utilização de componentes adicionais. Por outro lado, o emprego dos transformadores representa custo, peso e volume adicionais, sendo portanto uma desvantagem em relação às demais configurações.

6.4 - Conclusão

O dimensionamento é um processo iterativo, onde o projetista terá que refazê-lo várias vezes até chegar a um valor adequado para a implementação.

A tabela comparativa dos circuitos de comutação for

çada oferece condições de avaliar os níveis de tensão e corrente sobre os componentes principais do C.C.F. - Inversor. Muitas vezes, dependendo do dimensionamento do capacitor e do indutor de comutação, poderão os níveis de tensão ou/e corrente serem inadmissível para os níveis suportáveis pelos componentes atualmente existentes no mercado. Soluções existem como colocar componentes em série ou paralelo, mas estas soluções acarretam um custo adicional.

Dependendo do circuito de comutação forçada escolhido podem aparecer certas dificuldades na implementação, tais como: volume, peso, confiabilidade, custos e complexidade. Assim conforme o tipo de carga que o conversor terá que alimentar, como a potência que o conversor terá que fornecer certos tipos de circuito de comutação forçada são mais apropriados. Por isso a sensibilidade e experiência do projetista são fundamentais para a realização de um bom projeto.

CAPÍTULO 7

CIRCUITOS DE COMANDO

7.1. Introdução

Os circuitos de comando são responsáveis pelo estado de condução ou bloqueio das chaves eletrônicas. São constituídos de componentes analógicos e digitais na forma discreta ou integrada, de modo a fornecer satisfatoriamente os sinais de comando desejados.

Os circuitos de comando podem ser divididos em:

- a) Circuito de comando do inversor trifásico
- b) Circuito de comando C.C.F.
- c) Circuito de comando do retificador trifásico

Na figura (7.1) está representado o diagrama de blocos unifilar da estrutura a ser implementada, contendo o circuito de comando associado ao circuito de potência.

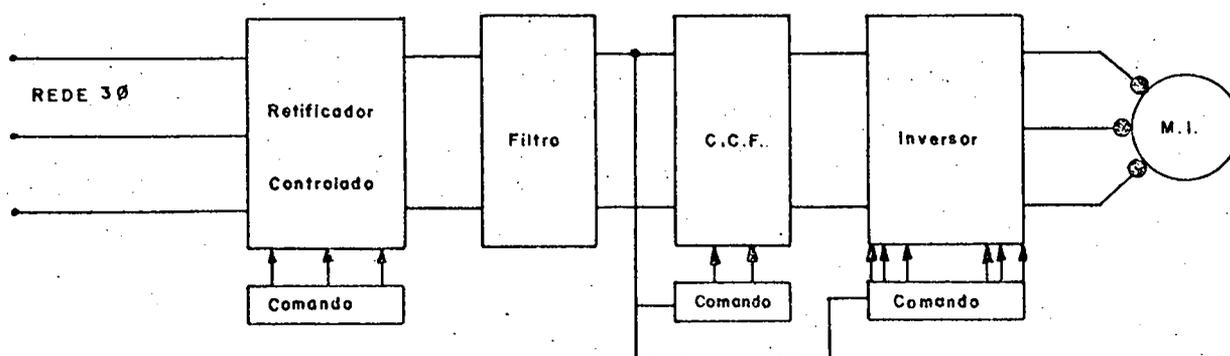


Fig. (7.1) Diagrama completo do protótipo desenvolvido

7.2. Circuito de Comando do Inversor Trifásico

O circuito de comando do inversor trifásico pode ser dividido em:

- Conversor Tensão-Frequência
- Contador Johnson
- Circuito Retardador
- Circuito Amplificador e Isolador

O diagrama de blocos de circuito de comando do inversor trifásico está representado na figura (7.2):

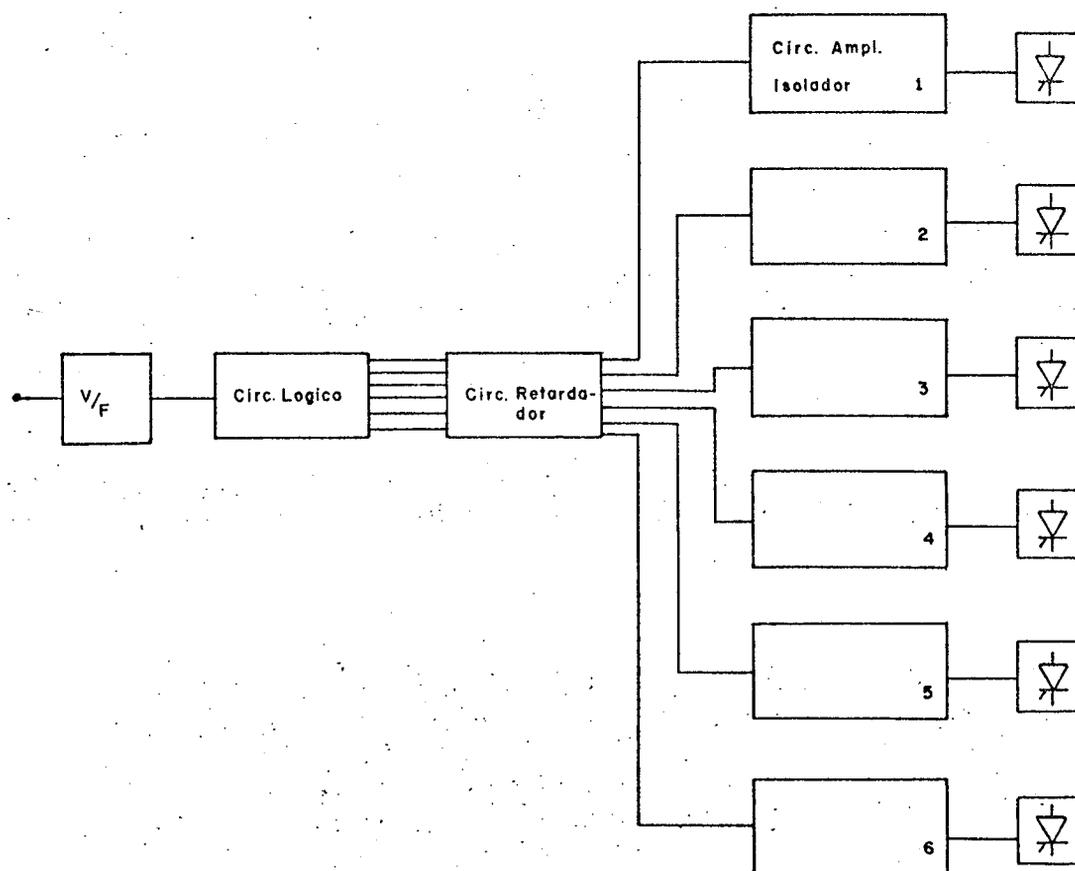


Fig. (7.2) Diagrama de blocos do comando do inversor

7.2.1. Conversor Tensão-Frequência |6|

O conversor tensão-frequência estabelece uma relação linear entre a tensão e a frequência. O conversor V/F é a célula básica de tempo para o disparo dos tiristores da ponte inversora, e como ver-se-á mais adiante do circuito de comando do C.C.F. Assim, funciona como o "relógio" do circuito de comando.

O circuito utilizado está representado na figura (7.3).

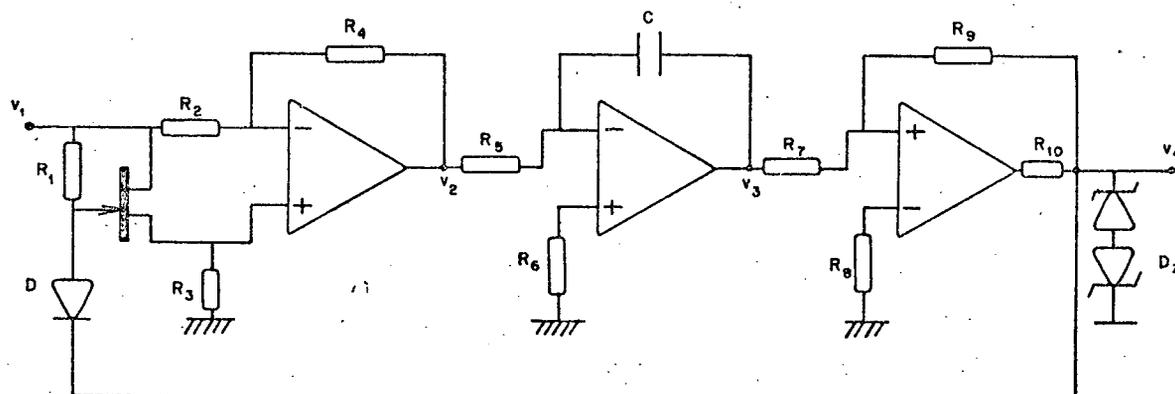


Fig. (7.3) Conversor tensão-frequência

O conversor tensão-frequência é constituído de três circuitos básicos, sendo eles:

1. Amplificador com ganho ± 1 : transforma o nível contínuo da tensão de entrada em um sinal alternado, com amplitude igual à tensão de entrada.
2. Circuito integrador: integra a onda quadrada da saída do amplificador com ganho ± 1 , aparecendo na

saída do integrador uma onda triangular.

3. Comparador com histerese: limita entre dois valores $\pm v_z$ (tensão de zener) a excursão do sinal de saída do integrador.

Na figura (7.4) está representada a tensão de entrada v_1 , tensão na saída do amplificador de ganho ± 1 v_2 , tensão na saída do integrador v_3 e tensão na saída do comparador com histerese v_4 ao longo do tempo.

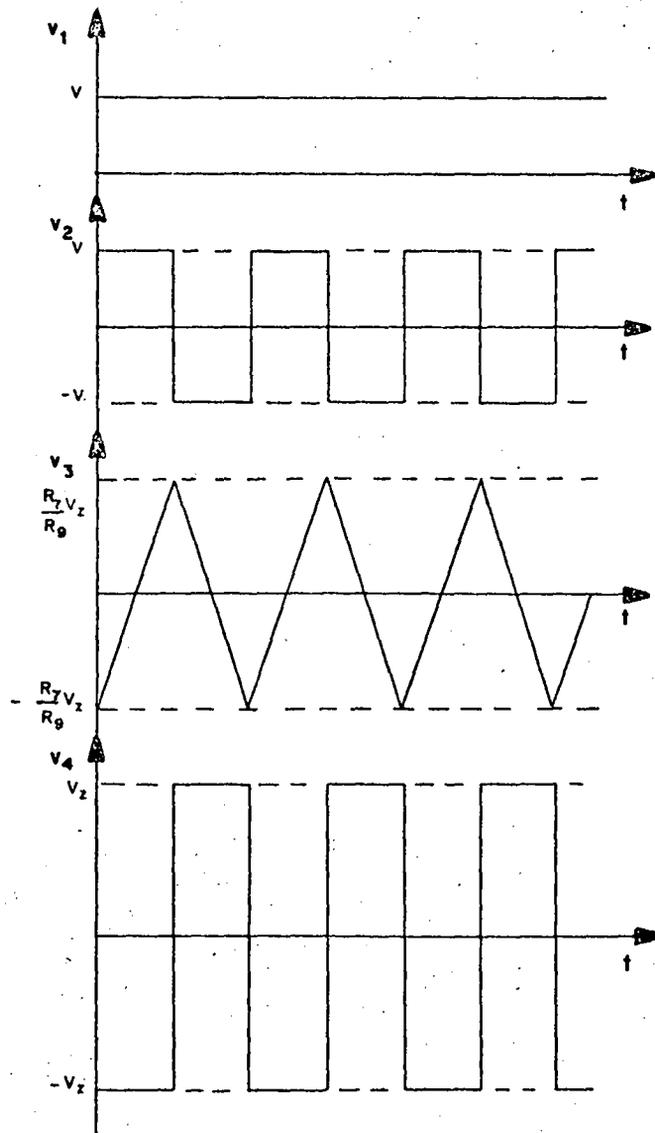


Fig. (7.4) Formas de ondas das tensões na saída e entrada dos A.Op.

A relação tensão-frequência é dada pela seguinte expressão,

$$f = \frac{R_9}{4R_5R_7CV_Z} \cdot V$$

que representa uma relação constante entre a tensão e a frequência, isto é, a frequência varia linearmente com a tensão.

7.2.2. Contador Johnson [6]

É um contador em anel onde o complemento do último estágio é realimentado ao primeiro. Isto resulta num contador com $2N$ estados, onde N é a capacidade de bits do registrador de deslocamento.

Na figura (7.5) é apresentado o contador Johnson com três estágios, utilizando componentes biestáveis (flip-flop) do tipo D.

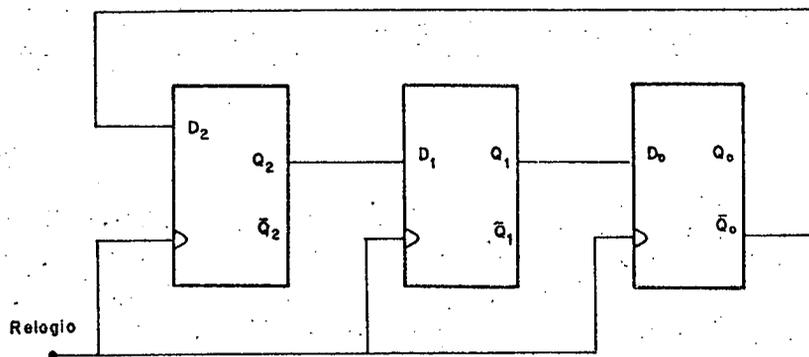


Fig. (7.5) Contador Johnson de três estágios.

O contator Johnson é o elemento responsável pelo comando lógico do inversor, atuando nos seis tiristores do inversor. São necessário então três estágios.

Devido ao fato que o contator representado na figura (7.5) possuir estados indesejados, houve a necessidade da implementação de um circuito para que o contador possa ter partida automática. Na figura (7.6) está representado o diagrama de Karnaugh do contador Johnson.

$Q_2Q_1 \backslash Q_0$	0	1
00	1	0
01	*	0
11	1	0
10	1	*

$Q_2Q_1 \backslash Q_0$	0	1
00	0	0
01	*	0
11	1	1
10	1	*

$Q_2Q_1 \backslash Q_0$	0	1
00	0	0
01	*	1
11	1	1
10	0	*

* = estados indesejados

Fig. (7.6) Diagrama de Karnaugh do contador Johnson.

Na figura (7.7) é mostrado o mapa de transição do contador Johnson para ter-se partida automática, e na figura (7.8) seu diagrama de estado. Foram eliminados os estados indefinidos.

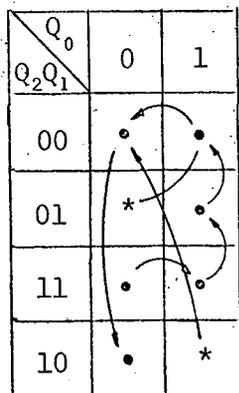


Fig. (7.7) Mapa de transição do contador Johnson com partida automática.

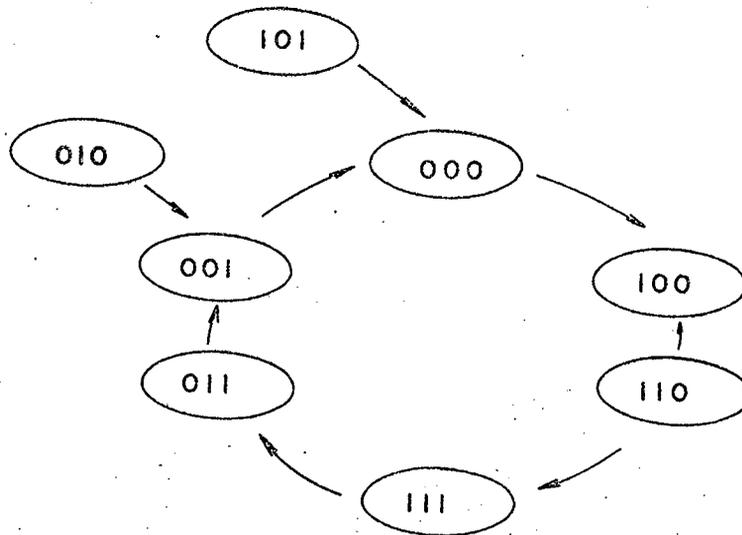


Fig. (7.8) Diagrama de estado do contador Johnson com partida automática.

Tabela de Transição do FF-D

D	q^n	q^{n+1}
0	0	0
0	1	0
1	0	1
1	1	1

q^n = estado atual

q^{n+1} = próximo estado

Com o auxílio do mapa de transição do contador e da tabela do FF-D, construiu-se os seguintes mapas de Karnaugh:

$Q_2 Q_1 \backslash Q_0$	0	1
00	1	0
01	0	0
11	1	0
10	1	0

$$D_2 = Q_2 - Q_0 + Q_1 Q_0 = \overline{\overline{Q_2 + \overline{Q_1}}} \cdot \overline{Q_0}$$

$$D_2 = \overline{(\overline{Q_2} - Q_1)} \cdot \overline{Q_0}$$

$Q_2 Q_1 \backslash Q_0$	0	1
00	0	0
01	0	0
11	1	1
10	1	0

$$D_1 = Q_2 Q_1 + Q_2 \overline{Q_0} = Q_2 (Q_1 + \overline{Q_0})$$

$$D_1 = Q_2 (\overline{Q_1} - \overline{Q_0})$$

$Q_2 Q_1 \backslash Q_0$	0	1
00	0	0
01	1	1
11	1	1
10	0	0

$$D_0 = Q_1$$

Implementando-se as expressões de D_2 , D_1 e D_0 o contador Johnson de três estágios fica conforme representado na figura (7.9).

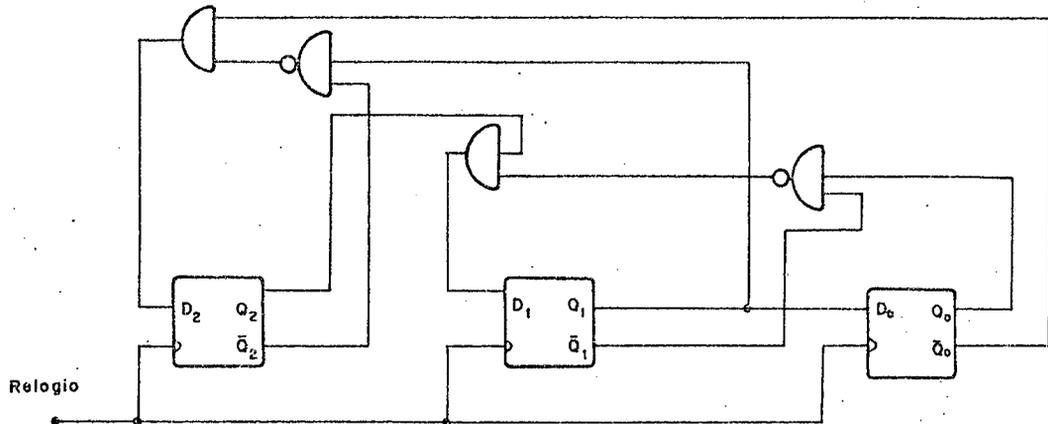


Fig. (7.9) Contador Johnson com partida automática.

Os sinais lógicos de comando para o inversor trifásico, estão na figura (7.10). Como se vê os sinais possuem simetria 180° (pares complementares) dois-a-dois, e ainda defasagem de 120° em relação ao comando das fases vizinhas.

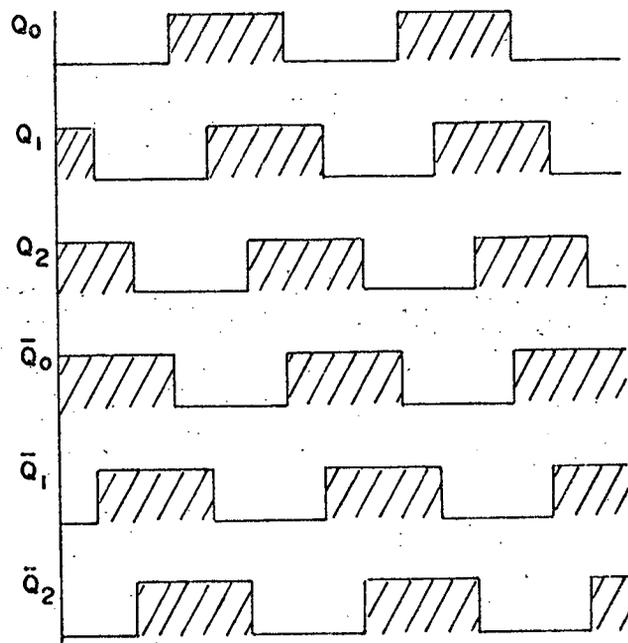


Fig. (7.10) Sinais lógicos do comando do inversor trifásico

7.2.3. Circuito Retardador

O circuito retardador, como já mencionado no capítulo 5, serve para que parte da energia armazenada no final de cada comutação seja liberada sobre os resistores de dissipação. Assim um atraso do disparo da nova sequência do inversor é efetuado.

O circuito retardador é composto por componentes integrados, seis portas lógicas do tipo "E" e um monoestável, com tecnologia CMOS.

O circuito retardador desenvolvido está representado na figura (7.11). Os sinais de entrada $Q_0, \bar{Q}_0, Q_1, \bar{Q}_1, Q_2$ e \bar{Q}_2 correspondem aos sinais de saída do contador Johnson, e o trem de pulsos "T" é gerado por um multivibrador astável.

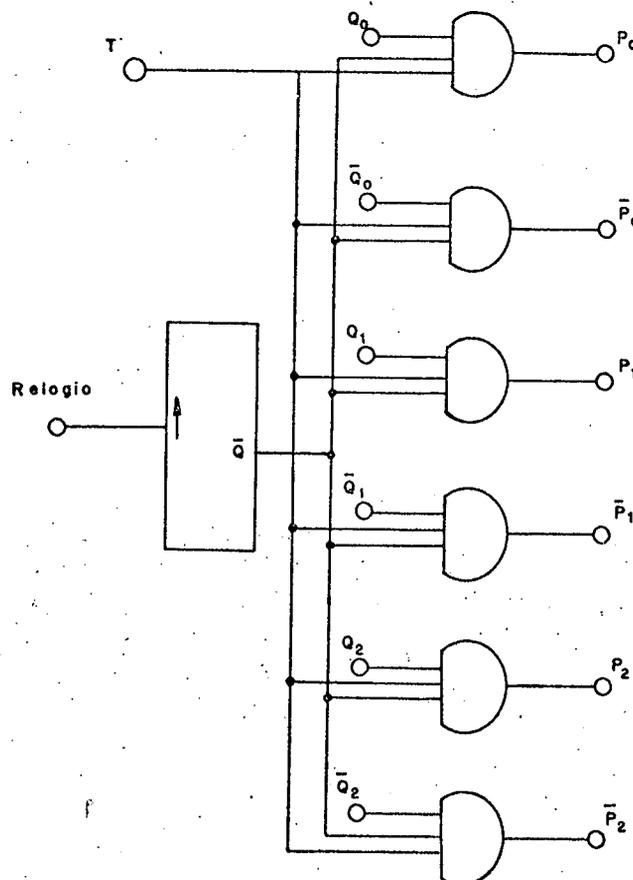


Fig. (7.11) Circuito retardador

Na figura (7.12) vê-se os sinais lógicos nas saídas do monoestável e das portas "E".

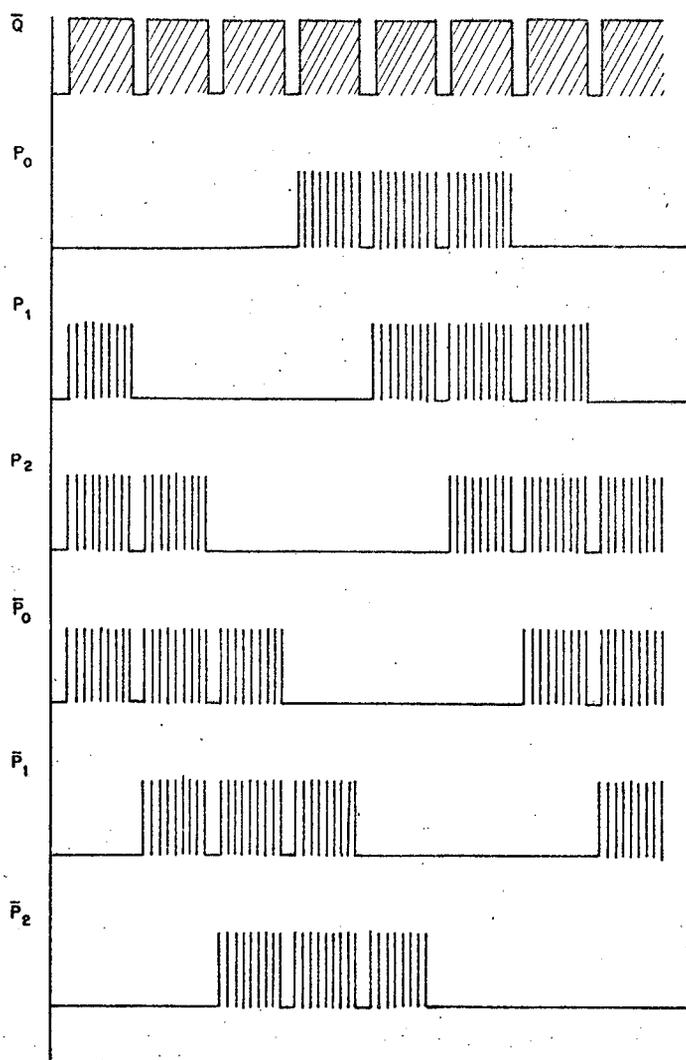


Fig. (7.12) Sinais lógicos nas saídas do monoestável e das portas lógicas "E".

O multivibrador astável (gerador de onda quadrada) faz com que um "trem de pulsos" seja conformado sobre os sinais lógicos do comando, tornando mais confiáveis os disparos dos tiristores. A frequência dos pulsos em torno de 20 KHz é apropriada para este fim. Na figura (7.13) está representado o multivibrador astável, utilizando o versátil circuito integrado 555.

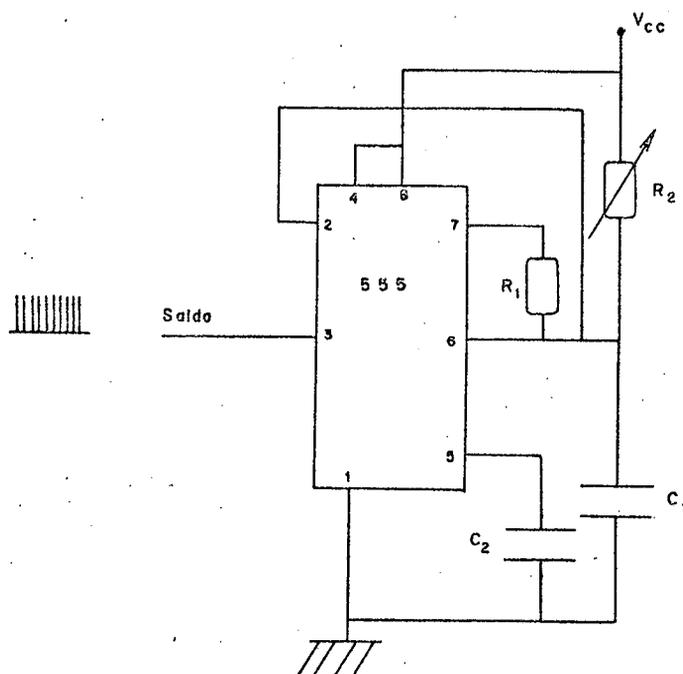


Fig. (7.13) Multivibrador astável.

7.2.4. Circuito Amplificador e Isolador

Devido ao nível baixo de potência na saída das portas "E" é necessário um estágio amplificador, adequando assim o nível de potência do sinal de comando ao circuito de gatilho dos tiristores.

Para que um maior ganho seja obtido, desenvolveu-se um amplificador em configuração Darlington. Com esta configuração obtém-se um ganho de corrente alto.

Na figura (7.14) está representado o estágio amplifi

gador e isolador. Já o circuito isolador serve para proteger o circuito de comando de eventuais falhas do circuito de potência, evitando que se propaguem para o circuito de comando através do gatilho do tiristor. Portanto o transformador de pulsos isola o circuito de comando do circuito de potência.

O diodo zener, no primário do transformador de pulso, é responsável pela não saturação magnética do núcleo do transformador. Os diodos no secundário do transformador retificam o sinal alternado, eliminando seu semi-ciclo negativo. O resistor R_6 serve para limitar a corrente de gatilho, mas assegurando uma corrente suficiente para o disparo dos tiristores.

Como são seis tiristores a serem comandados, seis circuitos amplificador e isolador são adicionados às saídas do circuito retardador.

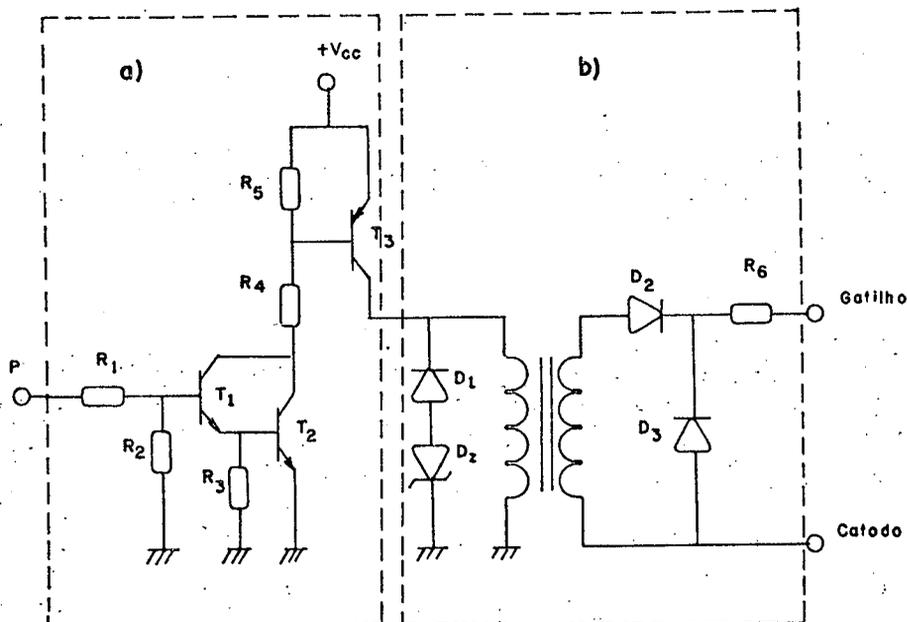


Fig. (7.14). a) Circuito amplificador; b) Circuito isolador.

7.3. Circuito de Comando C.C.F

Dois circuitos foram realizados, utilizando multivibradores, para comandar os tiristores de comutação e auxiliar. Devido ao fato que a cada $1/6$ do período da frequência do inversor a comutação é requerida, tornou-se simples o comando dos tiristores do circuito de comutação forçada.

Na figura (7.15) são mostrados os sinais de entrada e saída dos multivibradores monoestáveis, que comandam os tiristores de comutação e auxiliar. O monoestável que comanda os tiristores de comutação é sensível à borda de subida e o que comanda o tiristor auxiliar é sensível à borda de descida, ambos com saída simétricas.

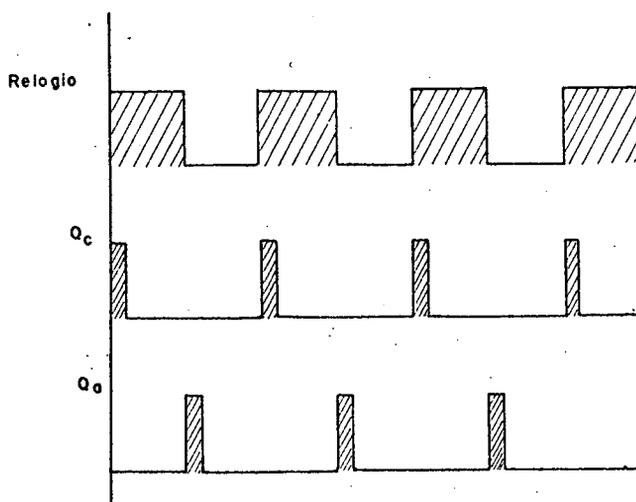


Fig. (7.15) Sinais de entrada e saída nos monoestáveis do circuito de comando do C.C.F.

Na figura (7.16) é mostrado o circuito completo do comando C.C.F., sendo que o estágio amplificador e isolador é o

mesmo mencionado no ítem 7.2.4, para o comando do inversor. Devido à necessidade de se utilizar dois tiristores de comutação em série, um transformador de pulso com dois secundário é utilizado.

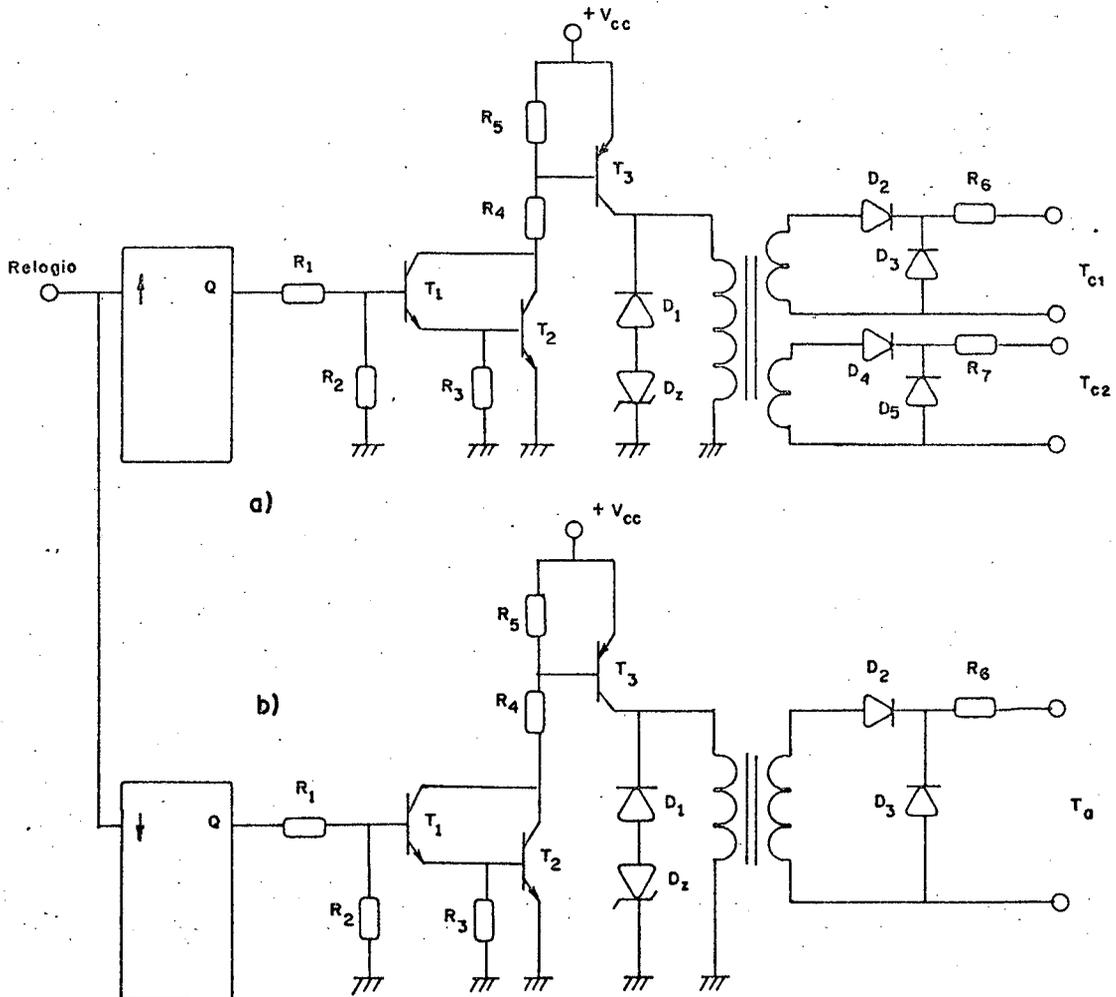


Fig. (7.16) a) Circuito de comando dos tiristores de comutação T_{c1} e T_{c2}
 b) Circuito de comando do tiristor auxiliar de comutação

7.4. Circuito de Comando do Retificador Trifásico | 5 |

Para comandar os tiristores do retificador trifásico

ponte mista são utilizados circuitos que sincronizam os disparos dos tiristores com a frequência da rede de alimentação, de modo a poder variar-se continuamente o ângulo de disparo de zero a 180.

Cada um dos três tiristores do retificador trifásico controlado possui um circuito de comando, sincronizado com uma fase. Na figura (7.17) está representado o diagrama de blocos do circuito de comando.

A seguir será realizado um estudo funcional dos blocos que formam o circuito de comando do retificador controlado.

- a) Comparador com zero: transforma a tensão senoidal da rede em uma onda quadrada, de amplitude igual à tensão de saturação do amplificador operacional, e frequência igual a da rede.
- b) Supressão do Semi-ciclo negativo: retifica a onda quadrada, eliminando seu semi-ciclo negativo. Já que os comandos dos tiristores atuam somente no semi-ciclo positivo.
- c) Gerador de rampa: realiza a integração durante o semi-ciclo positivo da rede e leva à zero a saída durante o semi-ciclo negativo.
- d) Comparador com referência variável: compara uma tensão externa de referência variável com o nível de tensão da rampa. Assim, através dessa rampa sincronizada com a rede pode-se comandar o ângulo de disparo dos tiristores de 0 a 180.
- e) Multivibrador astável: é um gerador de onda quadrada, com amplitude igual à tensão de saturação do amplificador operacional, e com uma frequência

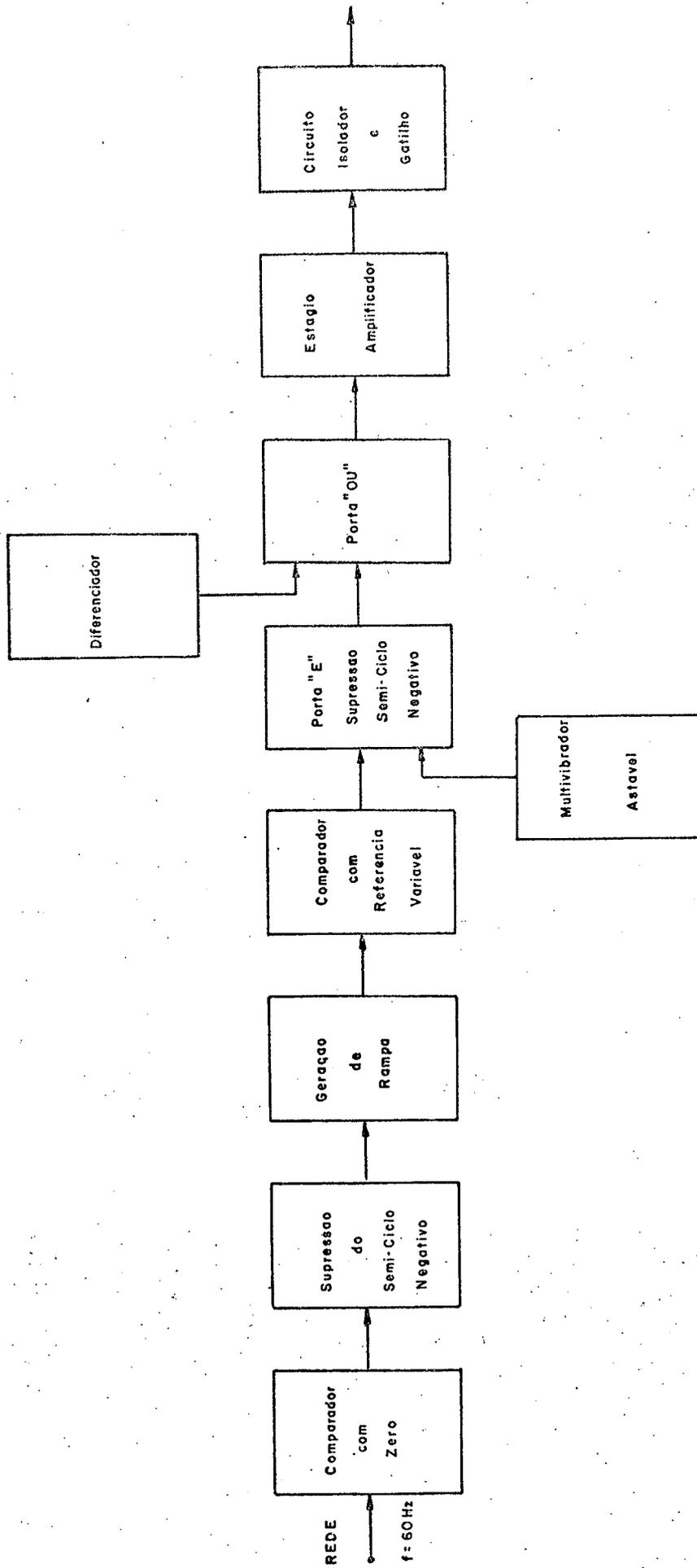


Fig. (7.17) Diagrama de blocos do circuito de comando do retificador 3 ϕ , para uma fase

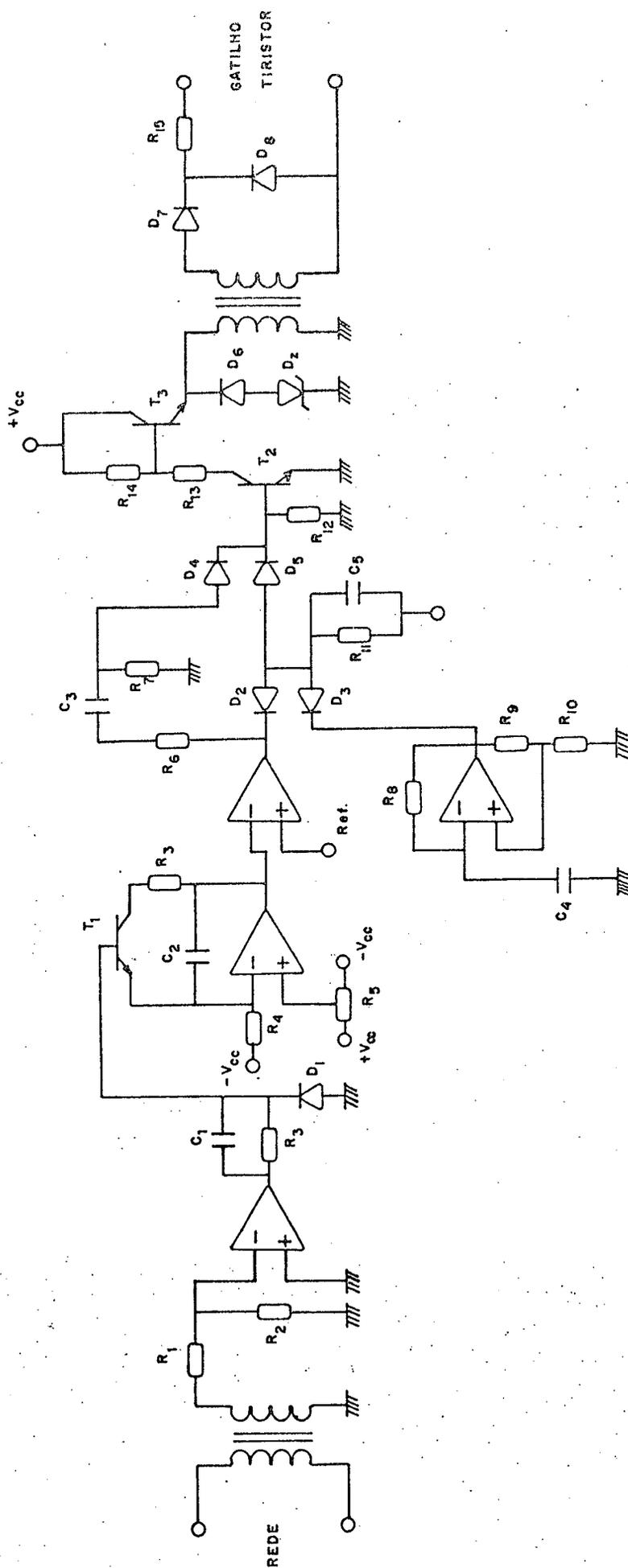


Fig. (7.18) Circuito de comando do retificador 3φ, para uma fase.

em torno de 20 KHz.

- f) Porta "E": A porta "E" utilizada é de lógica positiva à diodo, com duas entradas, uma com o sinal de saída do comparador de referência variável e a outra com o sinal de saída do multivibrador estável. Sómente quando as duas entradas forem positivas a porta estará aberta. Assim sobre a parte positiva do sinal de saída do comparador será formado um "trem de pulsos".
- g) Circuito diferenciador: deriva o sinal do comparador de referência variável. Este circuito tem como finalidade garantir o chaveamento dos tiristores no instante da subida do sinal de saída do comparador.
- h) Porta "OU": assim como a porta "E", a porta "OU" é de lógica positiva à diodo com duas entradas, uma conectada ao circuito diferenciador e a outra à porta "E". Efetua a adição dos sinais de entrada.

Já os circuitos amplificador, isolador e gatilho atuam do mesmo modo como mencionado no item 7.2.4. deste capítulo.

Na figura (7.18) está representado o circuito de comando, que foi implementado para comandar o retificador trifásico ponte mista.

7.5. Conclusão

Neste capítulo descreveu-se todos os circuitos de co

mando utilizado na montagem, sendo que os mesmos satisfazem plenamente os requisitos necessários ao inversor trifásico.

Todos os circuitos foram confeccionados em placas de circuito impresso. Para evitar problemas em relação aos ruídos foram utilizados capacitores de desacoplamento e plano de terra.

A utilização de pastilhas integradas além de reduzir o custo e a complexidade do circuito, ainda aumenta a sua confiabilidade.

C A P Í T U L O 8

IMPLEMENTAÇÃO DO INVERSOR E VERIFICAÇÃO EXPERIMENTAL

8.1 - Introdução

A partir do estudo e dimensionamento do circuito de comutação forçada com resistores para a dissipação de energia e dos circuitos de comandos desenvolvidos nos capítulos anteriores, realizou-se a implementação do C.C.F. - Inversor.

Resultados experimentais obtidos em laboratório, utilizando o protótipo desenvolvido, são apresentados neste capítulo.

8.2 - Realização do C.C.F. - Inversor

É implementado o C.C.F. - Inversor tomando como base o dimensionamento do C.C.F. com resistor realizado no capítulo 6, onde foram encontrados os seguintes valores para os componentes do circuito de comutação forçada:

- Capacitor de Comutação - $C = 5,0 \mu\text{F}$
- Indutores de Comutação - $L_p = L_n = 1,43 \text{ mH}$
- Resistores - $R_p = R_n = 4,0\Omega$

A tensão e corrente através dos componentes são muito importantes para o dimensionamento. Assim, através da tabela 6.1 pode-se calcular a tensão máxima e a corrente eficaz sobre os principais elementos do circuito de comutação forçada.

Na figura (8.1) está representado o circuito de potência do C.C.F. - Inversor implementado.

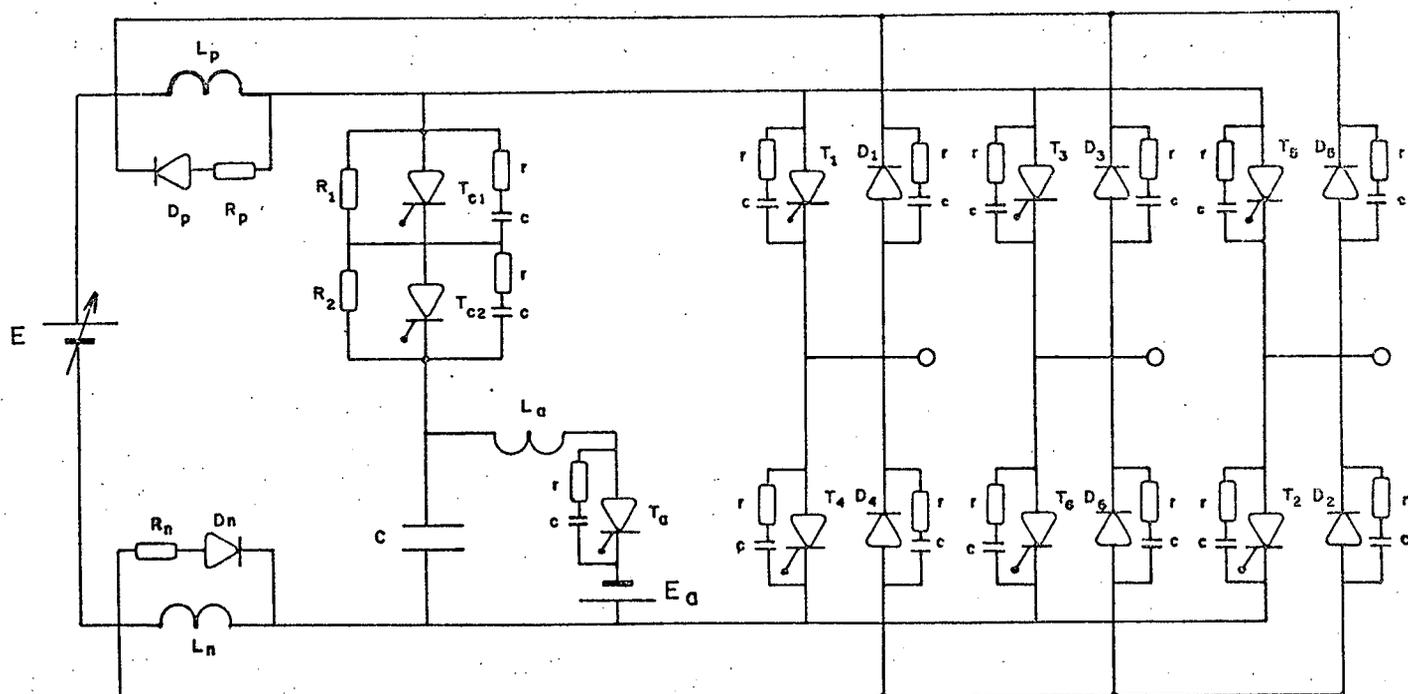


Figura 8.1 - C.C.F. - Inversor implementado.

O diagrama de blocos completo é apresentado na figura (8.2), sendo representados os blocos dos circuitos de comando e os blocos do circuito de potência.

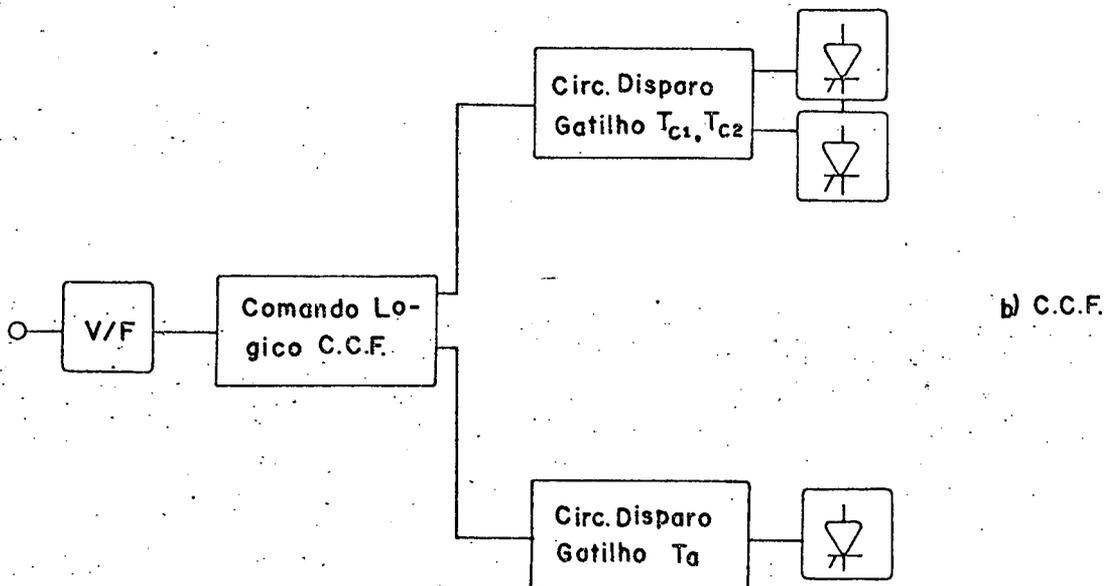
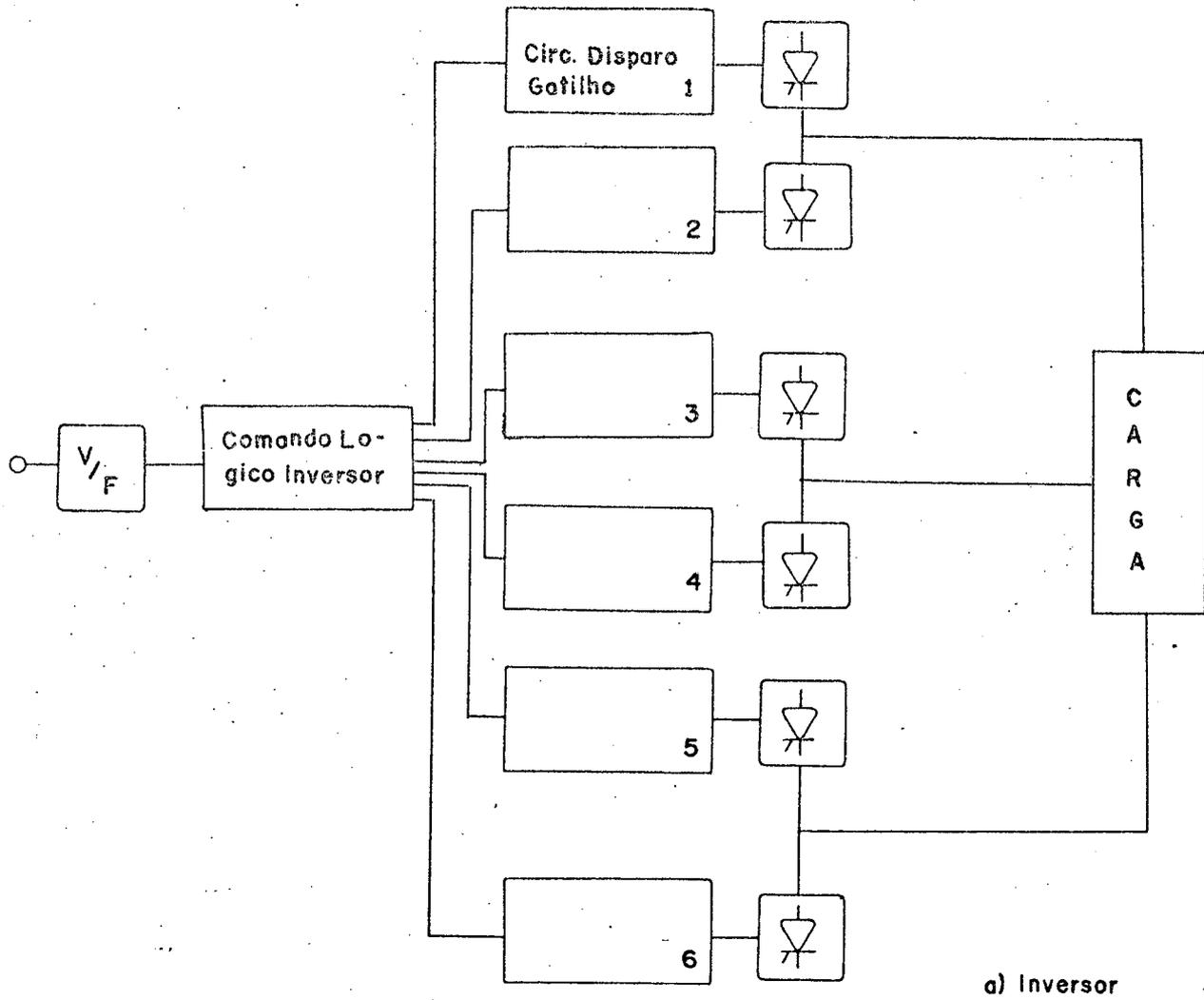


Figura 8.2 - Diagrama de blocos do C.C.F. e Inversor Trifásico.

Devido à necessidade da frequência de saída do inversor ser função da tensão C.C. do barramento de entrada, para que o motor de indução possua uma característica de torque constante para uma larga faixa de velocidade, é utilizado um atenuador de tensão para unir a entrada do conversor tensão-frequência ao barramento C.C. de potência.

Conforme vê-se na figura (8.1) são utilizado dois tiristores de comutação em série T_{c1} e T_{c2} . Isto ocorre devido ao fato de aparecer sob seus terminais uma tensão elevada. Da tabela 6.1 tira-se que a tensão máxima sob os tiristores de comutação é dada por

$$V_{\text{máxTc}} = (E_a + E) + (E_a + V_1) e^{-\pi/2Q}$$

$$V_{\text{máxTc}} = (100 + 500) + (100 + 852) 0,85$$

$$V_{\text{máxTc}} = 1413,6 \text{ Volts}$$

Onde a tensão da fonte auxiliar $E = 100$ Volts, tensão máxima do barramento C.C. $E = 500$ Volts, e a tensão máxima do capacitor no final da comutação $V_1 = 852$ Volts.

O dimensionamento dos tiristores e diodos da estrutura inversora é realizado com auxílio da simulação do sistema, onde são calculados os valores da corrente de pico, média e eficaz nos tiristores e diodos da ponte inversora. O programa é apresentado no apêndice.

8.3 - Verificação Experimental do C.C.F.

Primeiramente é mostrada na figura (8.3) a corrente e a tensão no capacitor de comutação, para uma corrente de carga I_{ℓ} igual a 3,7 Ampères e tensão C.C. de alimentação E igual a 200 Volts. As expressões (5.16) e (5.14) que representam a corrente máxima I_m de comutação e tensão final atingida pela capacitor pelo capacitor no instante da comutação, são utilizadas para calcular teoricamente seus respectivos valores. Assim são encontrados

$$I_m = 28,4 \text{ Ampères}$$

$$V_1 = 383,6 \text{ Volts}$$

Para a mesma condição, isto é, $I_{\ell} = 3,7 \text{ A}$ e $E = 200 \text{ V}$, é observada na figura (8.4) a corrente instantânea no resistor de dissipação. Para calcular o pico da corrente I_1 no resistor é utilizada a expressão (5.20), assim sendo

$$I_1 = 21,9 \text{ Ampères}$$

O atraso no circuito de disparo ajustado foi de aproximadamente $700 \mu\text{s}$, sendo que o tempo total de comutação, calculado, pela expressão (5.23), é de $740,8 \mu\text{s}$.

Através da figura (8.5), que mostra a tensão sob o tiristor da ponte inversora a ser comutado, pode-se medir o tempo inverso t_q em que uma tensão inversa aparece sobre os tiristo

res.

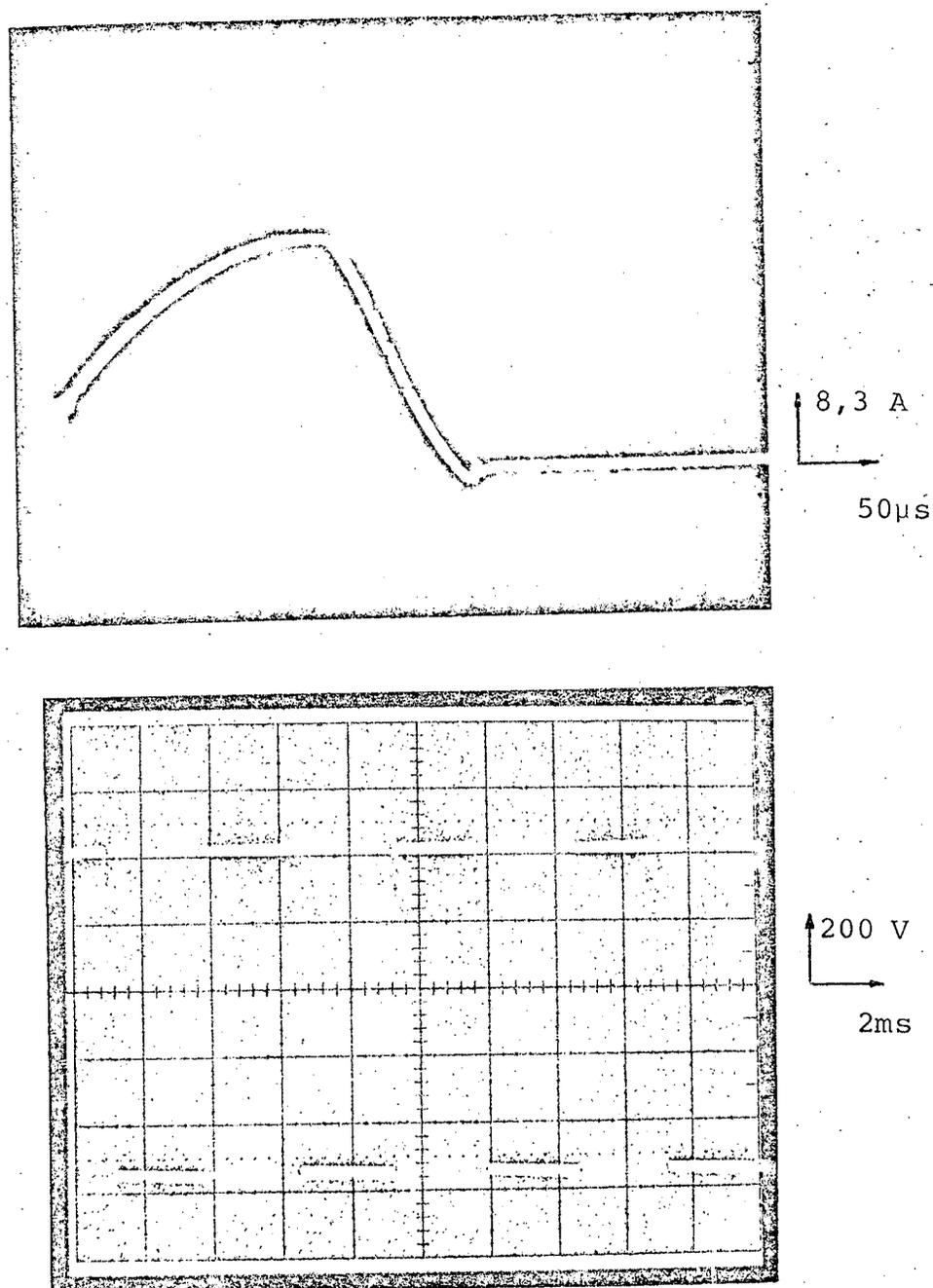


Figura 8.3 - Corrente e tensão instantânea no capacitor C, para uma $I_L = 3,7A$, e tensão de alimentação $E = 200 V$.

Assim o tempo inverso t_q medido é de aproximadamente $120 \mu s$ e, o calculado é de $100,5 \mu s$.

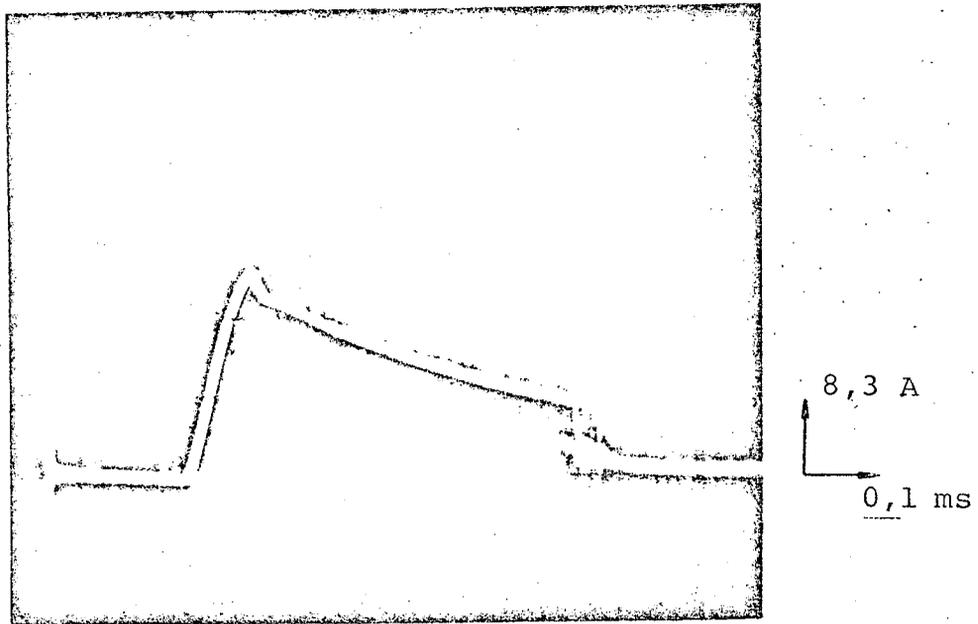


Figura 8.4 - Corrente instantânea no resistor de dissipação, para $I_{\ell} = 3,7 \text{ A}$ e $E = 200 \text{ V}$.

A corrente C.C. fornecida pela fonte de alimentação C.C. ao sistema C.C.F. - Inversor é mostrada na figura (8.6).

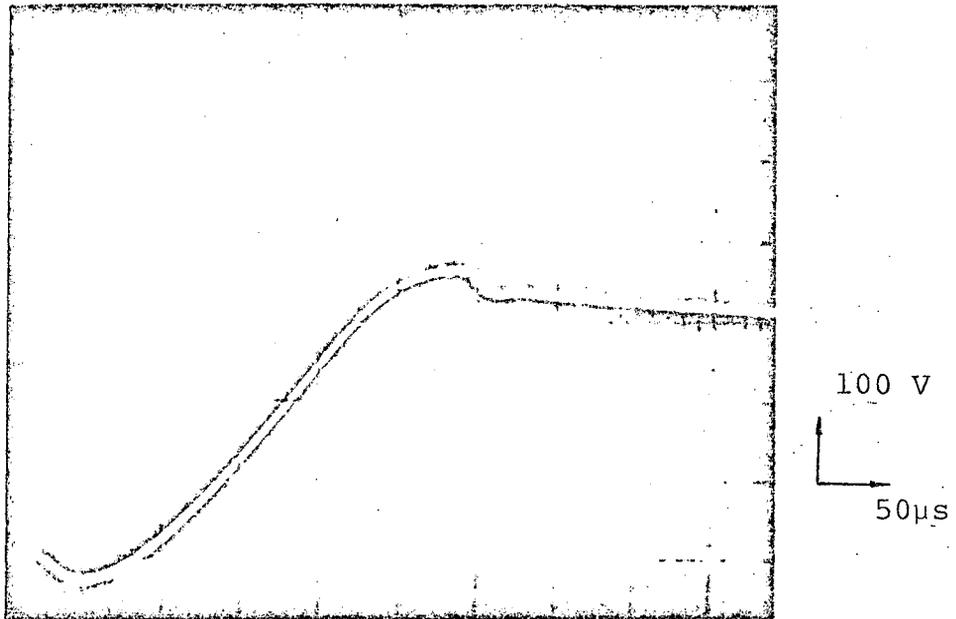


Figura 8.5 - Tensão sob os terminais do tiristor a comutar.

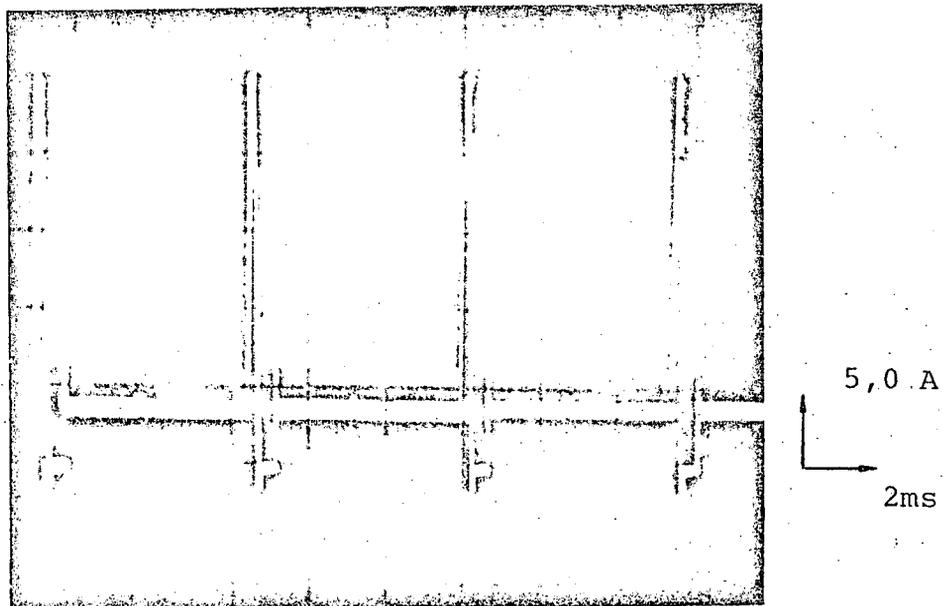


Figura 8.6. Corrente C.C. na entrada do C.C.F. - Inversor.

8.4 - Verificação Experimental do Inversor Trifásico

Na figura (8.7) são mostradas a tensão de fase e a corrente de fase do motor de indução trifásico, para o sistema operando com tensão de alimentação $E = 350$ Volts e frequência $f = 55$ Hz, com o motor de indução à vazio.

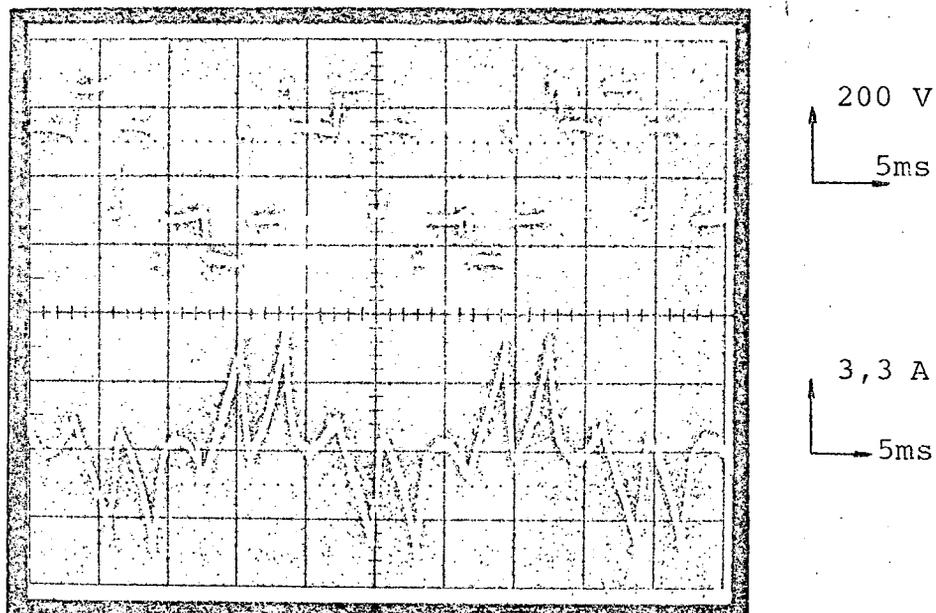


Figura 8.7 - Tensão e corrente de fase, para o motor à vazio, com $E = 350$ Volts e $f = 55$ Hz.

Nas mesmas condições que da figura anterior, na figura (8.8) são apresentadas as formas de onda da tensão de fase e corrente de fase, para o motor operando em plena carga. Assim a corrente eficaz de fase do motor é $I_{RMS} = 5,1$ A.

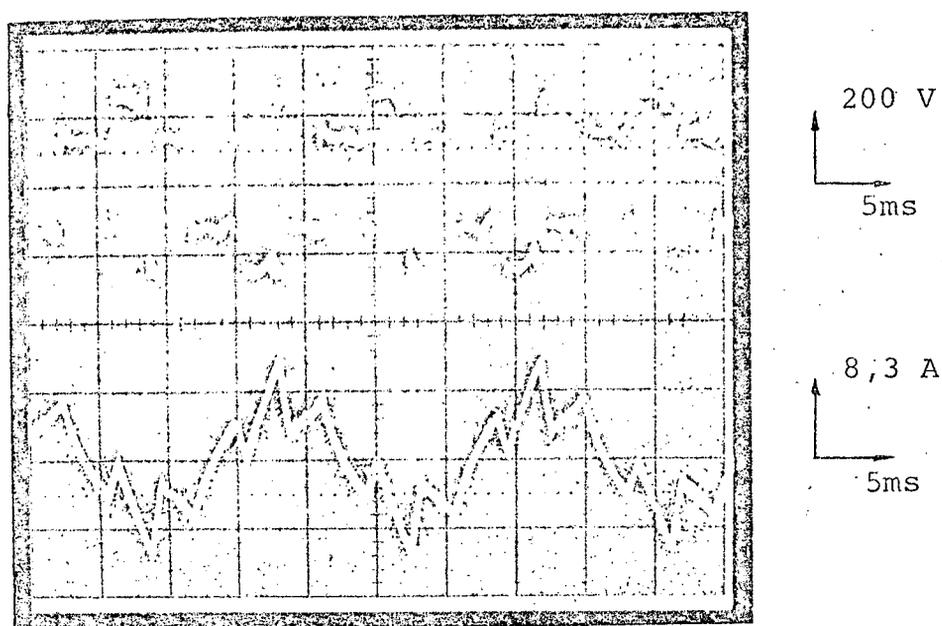


Figura 8.8 - Tensão e Corrente de fase, para o motor em plena carga, com $E = 350$ Volts e $f = 55$ Hz.

Nas figuras (8.9) e (8.10) são mostradas as formas de onda da tensão e corrente de fase, para o motor à vazio e plena carga respectivamente operando em baixa velocidade, para uma tensão C.C. $E = 200$ Volts e $f \approx 31$ Hz.

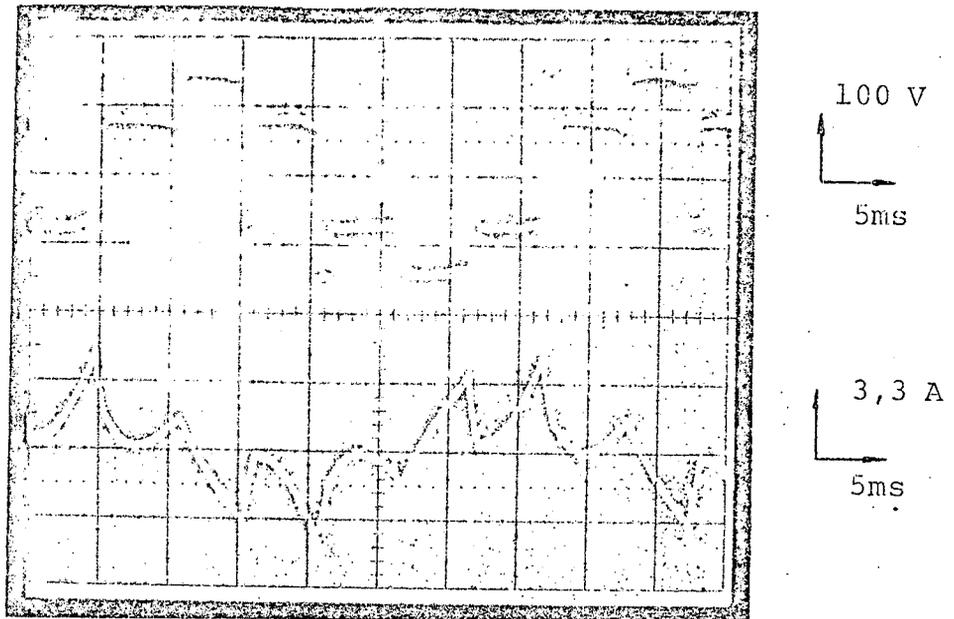


Figura 8.9 - Tensão e corrente de fase do motor \tilde{a} vazio, para $E = 200$ Volts e $f \approx 31$ Hz.

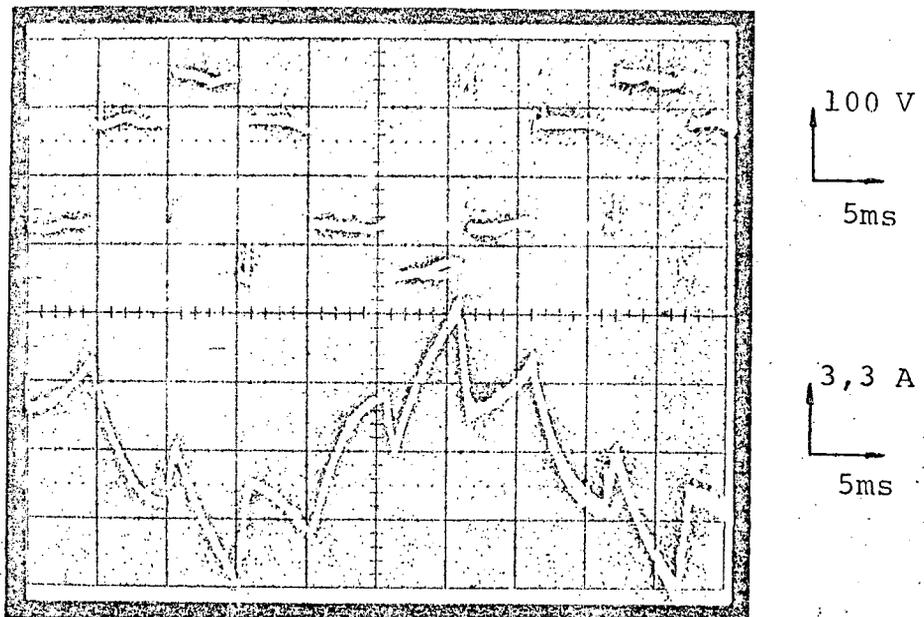


Figura 8.10 - Tensão e corrente de fase do motor \tilde{a} plena carga, para $E = 200$ Volts e $f \approx 31$ Hz.

A ondulação existente na tensão deve-se ao fato que a tensão de alimentação E do barramento C.C. não ser uma tensão contínua pura. O pico da corrente no motor é aproximadamente igual o dobro da corrente eficaz nominal do motor.

A cada período de comutação é aplicada uma tensão inversa sobre a carga via diodos regenerativos. O tempo de aplicação dessa tensão é função do fator de potência da carga e do atraso no disparo dos tiristores. A partir de uma sequência estabelecida são mostrados, através da figura (8.12.b), os valores das tensões inversas aplicadas sobre a carga durante um semi-período.

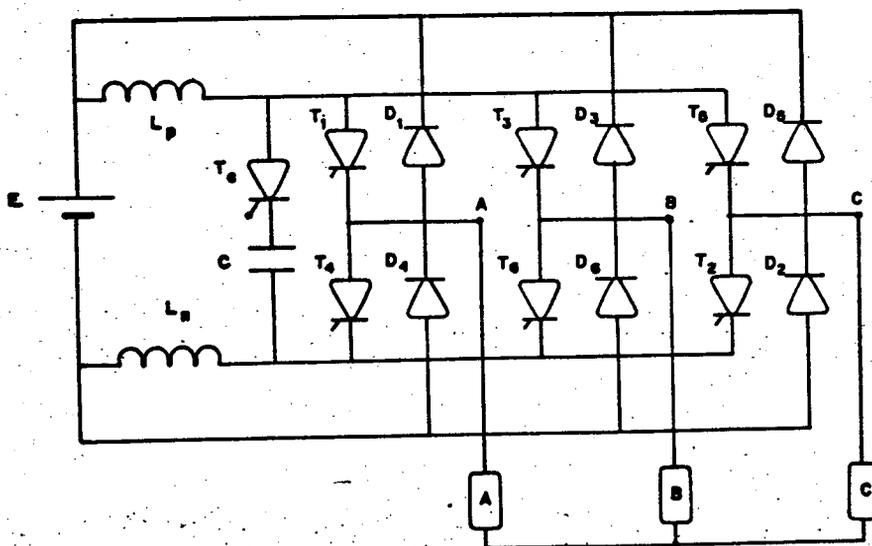


Figura 8.11 - Circuito inversor.

Sequência	Tiristor em condução
I	1 2 3 _____
II	2 3 4
III	3 4 5
IV	4 5 6
V	5 6 1
VI	6 1 2

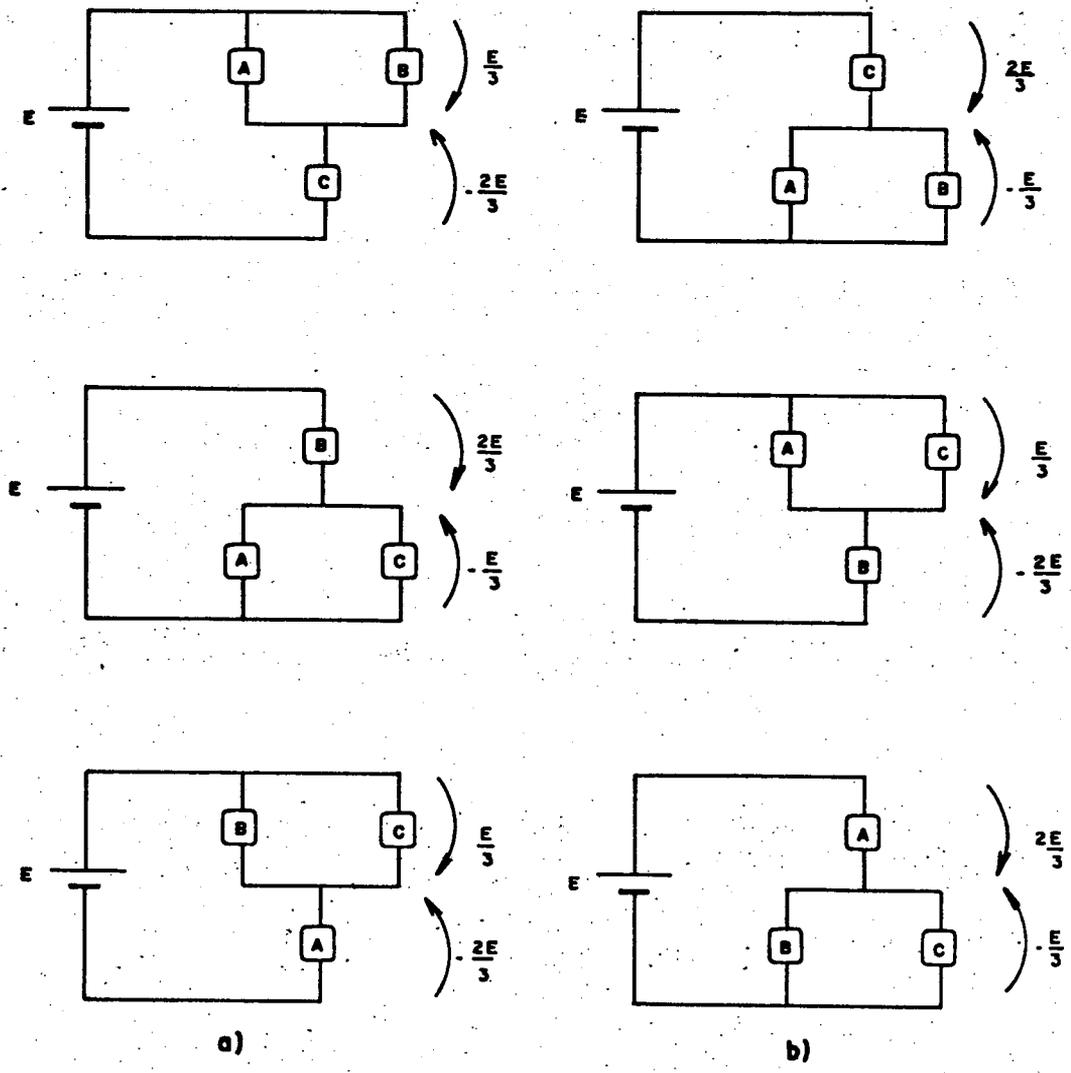


Figura (8.12) - a) Tiristores conduzindo a cor. de carga antes da comutação.
 b) Diodos regenerativos conduzindo a cor. de carga após a comutação.

Na figura (8.7) estão representadas as tensões fase neutro sobre a carga trifásica.

Salienta-se que a análise realizada da tensão inversa é para cargas com fator de potência maior ou igual a 0,86.

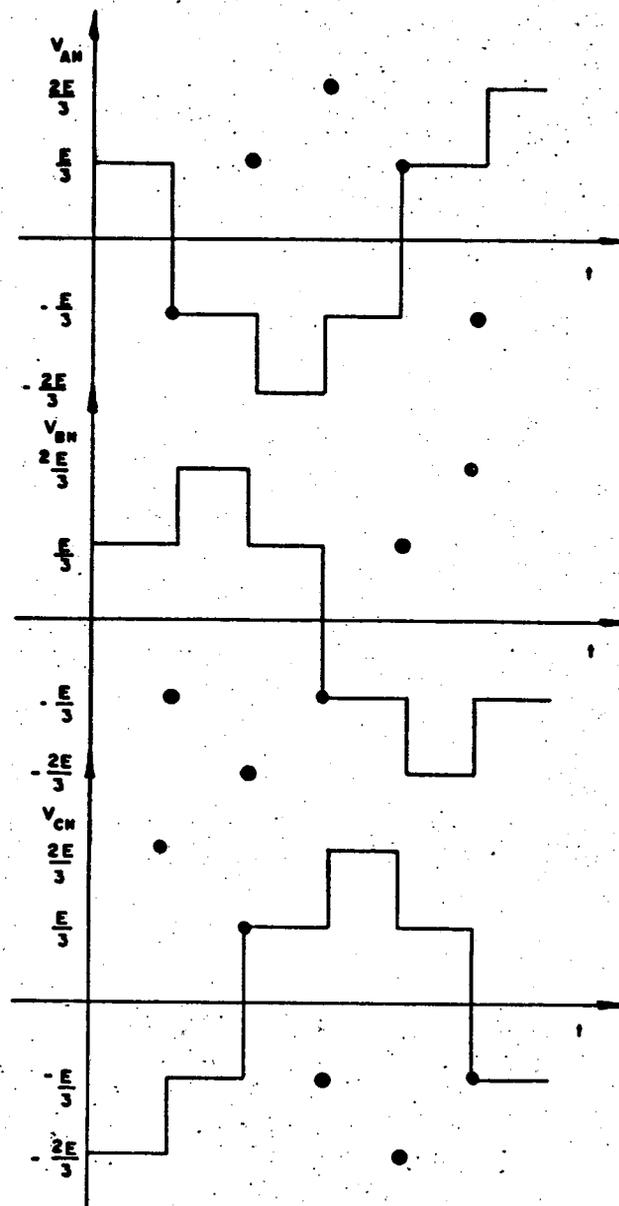


Figura 8.17 - Tensão fase-neutro sobre a carga.

É utilizado no estudo uma máquina de indução trifásica com rotor bobinado, que apresenta os seguintes dados de placa:

- Potência Ativa Nominal	- 2,2 KW
- Frequência Estatórica Nom.	- 60 HZ
- Tensão Estatórica Nominal	- 380 V
- Velocidade Nominal	- 1700 RPM
- Corrente Estatórica Nom.	- 5,1 A
- Número de pares de pólos	- 2

Os parâmetros são determinados a partir de medidas feita no estator (ensaios à vazio e rotor bloqueiado) e do circuito equivalente da máquina apresentado na figura (8.18).

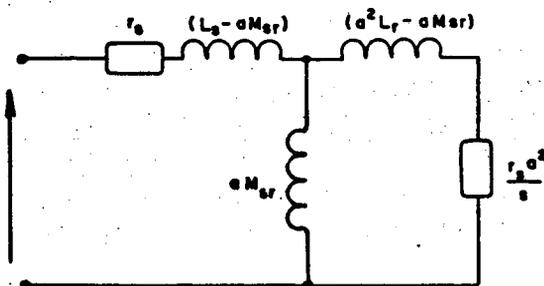


Fig.(8.18) Circuito equivalente por fase do M.I.

são obtidos:

$$\begin{aligned}
 r_s &= 2,0\Omega & L_r &= 223,9 \text{ mH} \\
 r_r &= 3,6\Omega & M_{sr} &= 206,7 \text{ mH} \\
 L_s &= 223,9 \text{ mH}
 \end{aligned}$$

C O N C L U S Ã O

A corrente de comutação para circuito com comutação global varia acentuadamente com a frequência do rotor do motor de indução, o mesmo não acontecendo para os circuitos com comutação individual.

O circuito de comutação forçada C.C.F. com comutação global estudado é robusto, pois possui poucos componentes (somente uma fonte auxiliar de comutação); confiável, pois assegura um bom poder de comutação para toda a faixa de velocidade do motor de indução; e de baixo custo comparado com outros circuitos similares.

Devido à grande energia envolvida na comutação o circuito de comutação forçada com comutação estudado é mais apropriado para os sistemas de pequena potência (menores que 10 KW), utilizando circuitos de recuperação de energia a eficiência do circuito é melhorada.

O inversor utilizado possui um circuito de comando relativamente simples e um circuito de comutação de fácil dimensionamento, como pode ser visto no estudo analítico desenvolvido.

O protótipo construído é um conversor autônomo, pois possui todas as fontes de alimentação auxiliares necessárias.

Os componentes utilizados nos diversos circuitos de comando e potência são facilmente encontrados no mercado nacional especializado.

O inversor elaborado pode ser utilizado em proces

tos industriais, podendo, se necessário, possuir um limitador de torque e de um regulador de velocidade.

A P Ê N D I C E A

RETIFICADOR TRIFÁSICO CONTROLADO

A.1. Introdução

Para se ter um inversor autônomo há a necessidade da utilização de uma fonte C.C. de tensão variável para a alimentação do circuito inversor. Um conversor A.C. - C.C. variável pode ser conseguido de várias maneiras, dentre elas:

- Transformador variável - retificador
- Retificador Controlado
- Retificador - Pulsador

Devido sua simplicidade e robustez, sem deixar de ressaltar o baixo custo, foi escolhido o retificador controlado para ser implementado. Assim, é utilizado o retificador trifásico ponte mista com diodo de roda-livre representado na figura (A.1) para alimentar a estrutura inversora.

A.2. Retificador Controlado Ponte Mista com Diodo de Roda-livre [16]

O circuito da figura (A.1) opera somente como retificador. Se existir a necessidade de operação como inversor o circuito pode ser facilmente mudado colocando três tiristores no lugar dos diodos D_1 , D_2 e D_3 .

Na figura (A.2) está representada a forma de onda da

tensão $v(t)$ na saída do retificador, quando uma carga resistiva ou indutiva é colocada em seus terminais de saída.

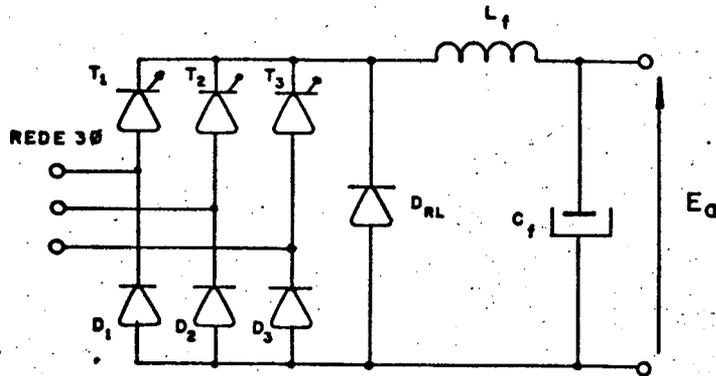


Fig. (A.1) Retificador 3φ controlado c/ diodo roda-livre e filtro LC

Na figura (A.2) α representa o ângulo de disparo, e $V_m = \sqrt{2}V_{fn}$ representa a tensão de pico fase-neutro.

A forma de onda da tensão na saída do retificador controlado com diodo de roda-livre alimentando uma carga resistiva-indutiva é equivalente a de um retificador controlado sem diodo de roda-livre alimentando uma carga resistiva. Na figura (A.3) está representado o retificador trifásico controlado com uma carga resistiva em seus terminais de saída.

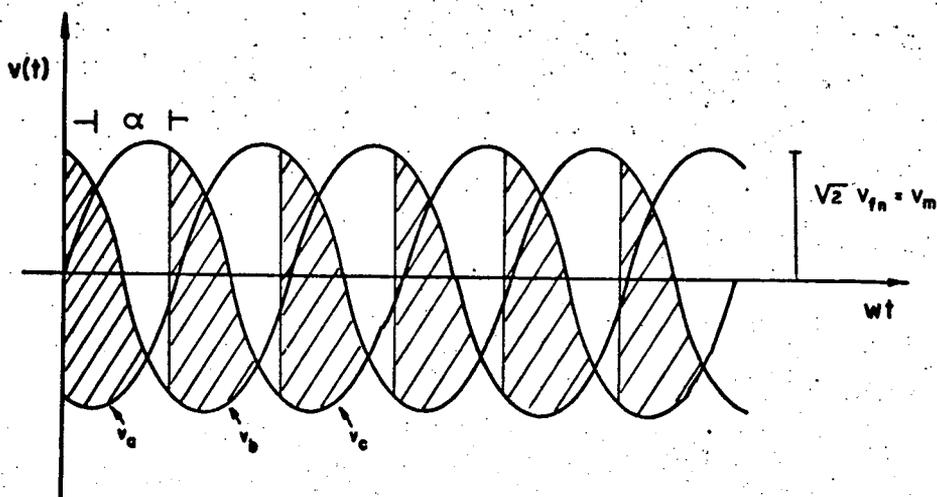


Fig. (A.2) Tensão na saída do retificador

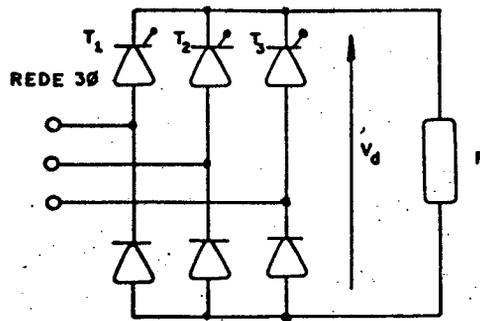


Fig. (A.3) Circuito equivalente de um retificador 3 ϕ com diodo roda-livre alimentando uma carga resistiva-indutiva.

A expressão da tensão V_d média na saída do retificador é dada por

$$V_d = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_m (1 + \cos \alpha) \quad (\text{A.1})$$

O ângulo de disparo α tem uma faixa de operação des de 0° (zero grau) até 180° .

Na tabela A.1. mostra as grandezas: tensões máxima direta e reversa e ainda a corrente média sobre os componentes da estrutura retificadora trifásica controlada ponte mista com diodo de roda-livre.

	Tensão Pico Direta	Tensão Pico Reverso	Corrente Média
Tiristores	$\sqrt{3}V_m$	$\sqrt{3}V_m$	$\frac{\sqrt{3}V_m}{\pi R}$
Diodos	≈ 0	$\sqrt{3}V_m$	$\frac{\sqrt{3}V_m}{\pi R}$
Diodos R-L	≈ 0	$\sqrt{3}V_m$	$\frac{3\sqrt{3}V_m}{7,14}$
Carga	$\sqrt{3}V_m$	≈ 0	$\frac{3\sqrt{3}V_m}{\pi R}$

Através da tabela A.1. pode-se dimensionar os diodos e tiristores do retificador.

Na figura (A.4) são apresentadas as curvas que mostram a variação, em relação a V_m , da componente contínua e das harmônicas predominantes em função do ângulo de disparo α

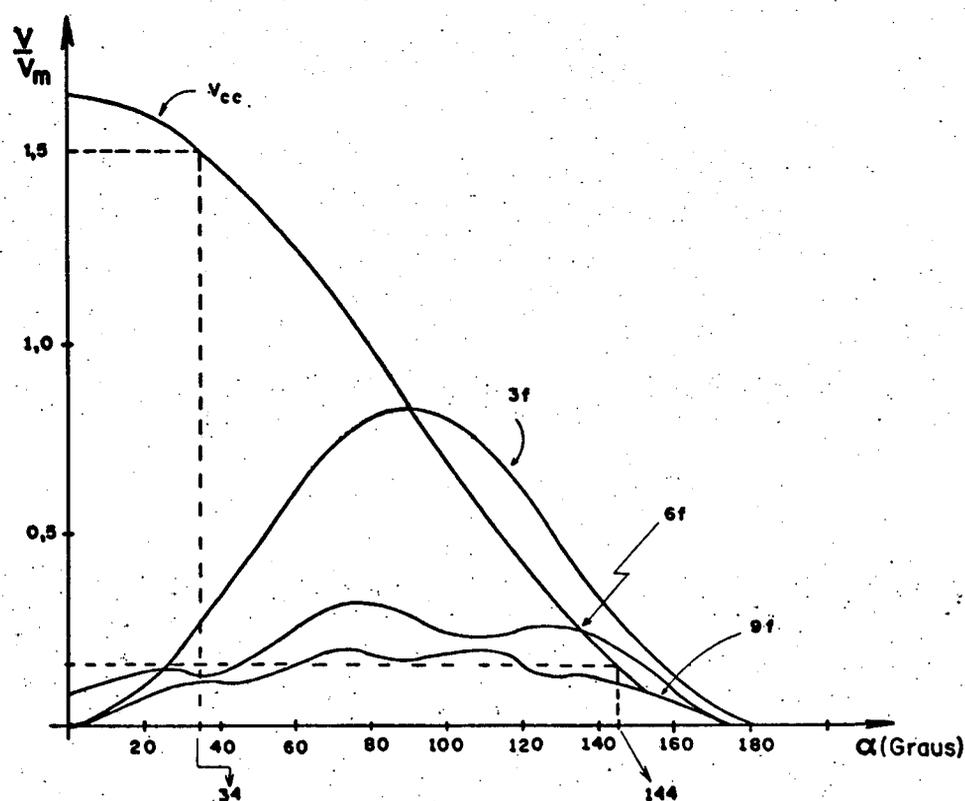


Fig. (A.4) Variação da componente contínua e das harmônicas de tensão na saída do retificador, em relação a V_m , em função de α

A tensão média máxima na saída do retificador é igual à 470 Volts, pois para essa tensão C.C. na entrada do inversor estabelece uma tensão entre fase eficaz de 380 Volts na saída do inversor. Então, o ângulo de disparo α para $V_d = 470$ volts utilizando a expressão (A.1.), é

$$\alpha = \arccos \left(\frac{2\pi}{3\sqrt{3}} \frac{V_d}{V_m} - 1 \right)$$

$$\alpha = \arccos \left(\frac{2\pi}{3\sqrt{3}} \frac{470}{\sqrt{2} \cdot 220} - 1 \right)$$

$$\alpha \approx 34^\circ$$

Portanto o ângulo mínimo de disparo é aproximadamente igual à 34° .

A tensão média mínima na saída do retificador é 50V, portanto o ângulo máximo de disparo, utilizando a expressão (A.1), é

$$\alpha = \arccos \left(\frac{2\pi}{3\sqrt{3}} \frac{V_d}{V_m} - 1 \right)$$

$$\alpha = \arccos \left(\frac{2\pi}{3\sqrt{3}} \frac{50}{\sqrt{2} \cdot 220} - 1 \right)$$

$$\alpha \approx 144^\circ$$

A P Ê N D I C E B

OPERAÇÃO SÉRIE DE TIRISTORES

B.1. Introdução

Em muitas aplicações a tensão sobre os terminais do tiristor excede a tensão máxima permitida, já que às vezes torna-se difícil obter um único tiristor que tenha características apropriadas. Portanto, o projetista é forçado a usar tiristores com características inferiores, por razões de economia e disponibilidade.

B.2. Estudo da Operação Série de Tiristores | 9 |, | 14 |

Em razão da dificuldade de se ter tiristores com características iguais, essas devem ser mais semelhantes quanto possível, há uma desigual distribuição de tensão nas unidades conectadas em série.

Na figura (B.1) é mostrado a diferença entre dois tiristores com mesma característica de tensão quando conectados em série. Por eles circulam uma mesma corrente. O tiristor que possui uma resistência de bloqueio R_d maior partilha com uma maior tensão sobre seus terminais.

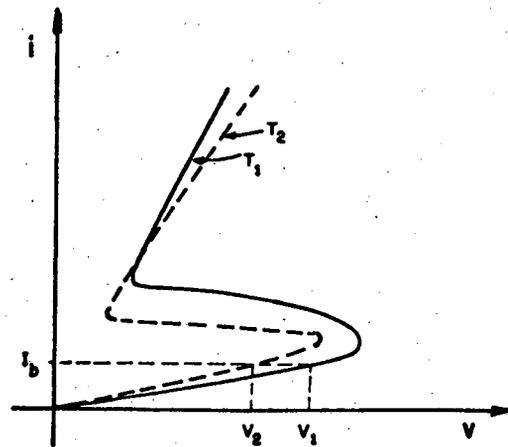


Fig. (B.1) Tensão sobre os terminais dos terminais dos tiristores T_1 e T_2 , quando conecta dos em série.

Como já mencionado, por mais "casado" que sejam os tiristores em série é difícil encontrar tiristores com todas as características iguais. As características de interesse são:

- tempo de disparo
- tempo de recuperação
- corrente de bloqueio inversa
- corrente de bloqueio direta

Circuitos externos de compensação podem ser utilizados, para produzir uma tensão uniforme de tensão sob todas as condições de operação.

B.2.1. Circuito de Equalização Estática

Sobre os tiristores em estado de bloqueio podem apa

recer tensões direta e reversa. Para que a distribuição de tensão a través dos tiristores seja a mais uniforme possível, é necessário conectar um resistor "shunt" sobre cada tiristor conectado em série. Assim, os resistores "shunt" reduzem o efeito das diferenças entre as resistências de bloqueio dos tiristores.

O cálculo da resistência "shunt" é realizado pela expressão que segue:

$$R = \frac{n V_{m\acute{a}x} - V_t}{(n-1) I_B} \quad (B.1)$$

onde:

n - número de tiristores em série

$V_{m\acute{a}x}$ = tensão máxima permitida sob os tiristores

V_t = tensão total sobre o arranjo

I_B = corrente máxima de bloqueio

O número de tiristores conectado em série é dado por

$$n = \frac{V_t}{(n-F_s) V_{m\acute{a}x}} \quad (B.2)$$

onde F_s representa o fator de segurança que a conexão deve possuir. O fator de segurança mínimo permitido é de 15%.

B.2.2. Circuito de Equalização Dinâmica

Devido a natureza transitória da tensão e da corrente, durante os períodos de disparo e bloqueio dos tiristores, somente um divisor de tensão não é suficiente para equalizar a ten

são. Assim, para limitar a taxa de aumento da tensão (dv/dt) nos tiristores, durante o período de disparo, um capacitor "shunt" é utilizado. Do mesmo modo, durante o intervalo de recuperação reversa (bloqueio) os capacitores "shunt" proporcionam um caminho para a corrente de recuperação reversa para os tiristores mais lentos.

Quando os tiristores são disparados uma grande corrente de descarga flui através dos capacitores "shunt", para limitar essa corrente de descarga uma pequena resistência r é inserida em série com o capacitor

Na figura (B.2) é mostrado a diferença entre as cargas de recuperação reversa Q_{rr} de dois tiristores T_1 e T_2 .

A expressão para se calcular a capacitância "shunt" é dado por

$$C = \frac{(n-1) \Delta Q}{n V_{m\acute{a}x} - V_t}$$

onde ΔQ é a diferença máxima entre as cargas de recuperação reversa Q_{rr} dos tiristores. ΔQ deve ser absorvido pelo capacitor "shunt" do tiristor que se recuperou primeiro.

Os circuitos equalizadores estático e dinâmico para a conexão série de dois tiristores são apresentados na figura (B.3).

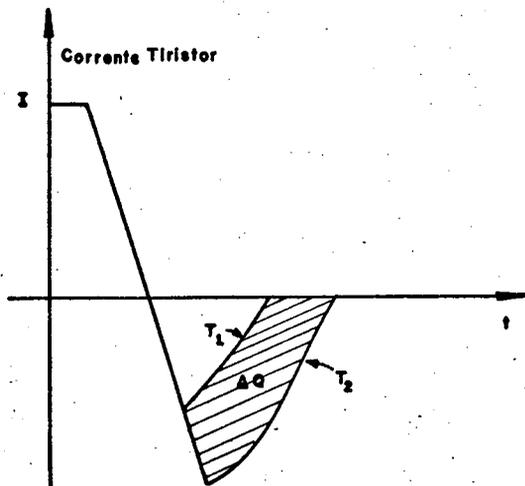


Fig. (B.2) Variação na recuperação entre T₁ e T₂

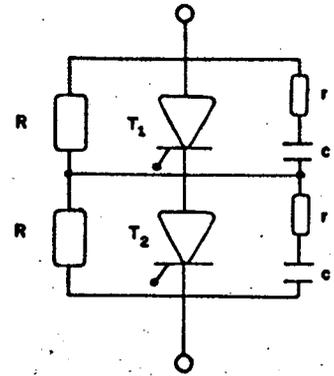


Fig. (B.3) Circ. equalizadores estáticos e dinâmicos.

O valor do resistor r em série com o capacitor normalmente está compreendido entre 5 à 50 Ω , dependendo da corrente repetitiva de pico permitida pelos tiristores.

B.3. Exemplo de Dimensionamento dos Circuitos Equalizadores

A tensão máxima sobre o arranjo de tiristores é igual a 1,5KV. Cada tiristor pode suportar uma tensão máxima de 1000 Volts. A carga de recuperação máxima dos tiristores é de 20 μ coulombs e a corrente máxima de bloqueio é de 10 mA.

Utilizando um fator de segurança de 15%, como recomendado, calcula-se o número de tiristores conectados em série.

$$n = \frac{V_t}{(1-F_s) V_{m\acute{a}x}} = \frac{1500}{0,85 \cdot 1000}$$

$$n = 1,76 \quad \rightarrow \quad n = 2$$

A resistência "shunt" do circuito de equalização estatística é

$$R = \frac{n V_{m\acute{a}x} - T_t}{(n-1) \cdot I_B} = \frac{2.1000 - 1500}{(2-1) \cdot 10 \cdot 10^{-3}}$$

$$R = 50K\Omega$$

Capacitância "shunt" do circuito de equalização dinâmica de tensão, calculada para o pior caso que é quando um dos tiristores não possui carga de recuperação, é

$$C = \frac{(n-1) \Delta Q}{n V_{m\acute{a}x} - V_t} = \frac{(2-1) \cdot 20 \cdot 10^{-6}}{2.1000 - 1500}$$

$$C = 0,04 \mu F$$

A P Ê N D I C E C

FONTE AUXILIAR DE COMUTAÇÃO

C.1. Introdução

É utilizada uma fonte C.C. auxiliar com um nível de tensão média igual a 100 Volts para carregar o capacitor de comutação do C.C.F. antes de ser requerida a comutação dos tiristores da ponte inversora.

Na figura (C.1) está representada a fonte auxiliar do C.C.F.

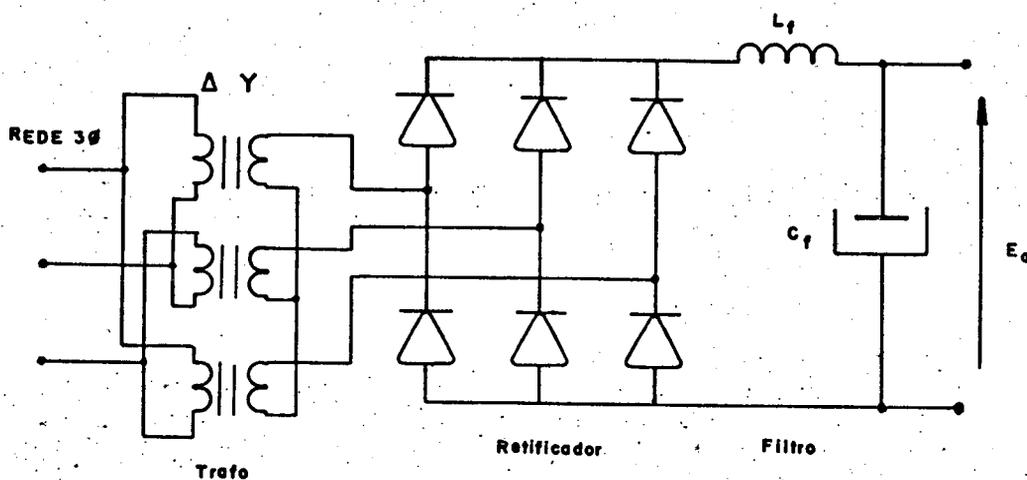


Fig. (C.1) Fonte auxiliar de comutação.

A fonte auxiliar de comutação é constituída de um transformador abaixador Δ/Y , de uma ponte retificadora de Graetz e de um filtro LC.

C.2. Resistência Aparente

A carga é substituída por uma resistência aparente R_a , que é calculada à partir da potência que a fonte auxiliar entrega a carga. Assim,

$$P = \frac{1}{2} \cdot C \cdot (V_0^2 - V_1^2) \cdot f \quad (C.1)$$

onde

C - capacitor de comutação (Farads)

V_0 - tensão inicial em C na comutação (Volts)

V_1 - tensão final em C na comutação (Volts)

f - frequência máxima de comutação (Hertz)

O cálculo da resistência aparente é efetuado para a máxima potência envolvida no circuito de comutação forçada C.C.F.

Assim, R_a é dado por

$$R_a = \frac{E_a^2}{P} \quad (C.2)$$

onde E_a representa a tensão média na saída da fonte auxiliar.

C.3. Ponte Retificadora de Graetz e Filtro LC

A tensão na saída do retificador está representada

na figura (C.2).

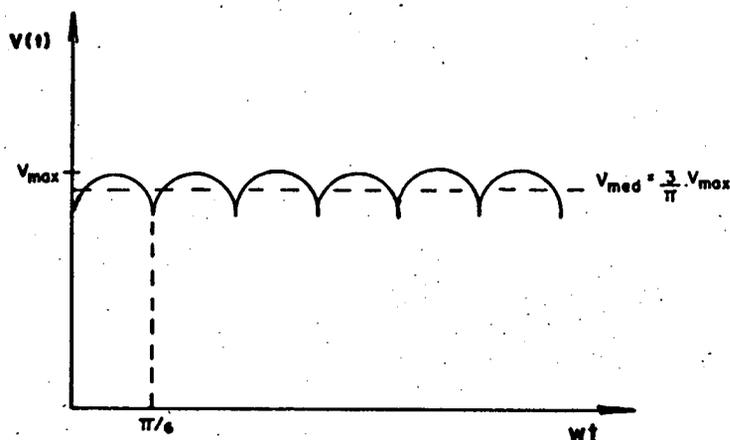


Fig. (C.2). Tensão de saída do retificador.

Utilizando a série de Fourier para calcular a tensão instantânea $v(t)$ na saída da ponte retificadora, tem-se

$$v(t) = \frac{3}{\pi} V_{m\acute{a}x} \left(1 + \frac{2}{35} \cos 6wt - \frac{2}{143} \cos 12wt + \dots \right) \quad (C.1)$$

Considera-se para o cálculo somente a fundamental, que contribui com 5,71% de V_{md} . Já a primeira harmônica (12^a ordem) contribui com 1,4% de V_{md} , como também as de ordem superior são desprezadas. Assim,

$$v(t) = \frac{3}{\pi} V_{m\acute{a}x} + \frac{6}{35 \cdot \pi} V_{m\acute{a}x} \cos 6wt \quad (C.4)$$

O circuito equivalente da fonte auxiliar está representada na figura (C.3)

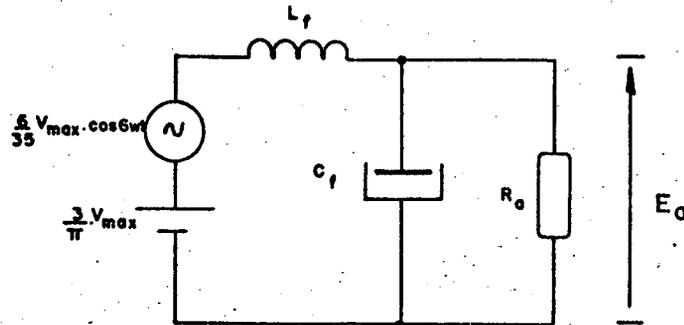


Fig. (C.3) Circuito equivalente da fonte auxiliar

A eficiência do filtro LC reside no fato do indutor apresentar uma elevada reatância indutiva à componente alternada e baixa resistência à componente contínua; enquanto que o capacitor é calculado de maneira tal a curto-circuitar as componentes alternadas que possam ainda existir no circuito, que praticamente restaria a componente contínua.

Dependendo dos valores de L_f , C_f e R_a os diodos podem ou não conduzir por picos, fato este que pode ser contornado fazendo com que o indutor assuma um valor crítico, possibilitando a cada diodo conduzir por um terço da frequência da rede,

A impedância do filtro é dada por

$$Z = Z_l + Z_c // R_a \quad (C.5)$$

fazendo:

- $X_c \ll R_a$, deve-se ao fato que sendo pequeno o valor

da reatância capacitiva, ela curto-circuita as componentes alternadas do circuito. Então, $Z_c // R_a$ é aproximadamente igual à Z_c . A expressão (C.5) fica

$$Z = Z_1 + Z_c$$

- $X_1 \gg Z_c$, deve-se ao fato que quanto maior for a reatância indutiva maior será a atenuação da componente alternada, então a impedância do filtro é aproximadamente igual à

$$Z = Z_1$$

O período é igual à um sexto da frequência da rede, então a frequência é 6 (seis) vezes maior. Portanto,

$$Z = 6\omega L_f \quad (C.6)$$

A corrente alternada através do circuito é dado pela expressão (C.7). Despreza-se as resistências dos diodos, transformadores e indutor.

$$I_{\text{eficaz}} = \frac{3\sqrt{2} \cdot V_{\text{máx}}}{35 \cdot \pi \cdot X_1} = \frac{\sqrt{2} E_a}{35 X_1} \quad (C.7)$$

onde

$$E_a = \frac{3V_{\text{máx}}}{\pi} \quad (C.8)$$

A ondulação da tensão na carga é representada pela tensão eficaz no capacitor C_f , assim:

$$V_{\text{eficaz}} = \frac{\sqrt{2}}{35} \cdot E_a \cdot \frac{X_c}{X_1} \quad (C.9)$$

O fator de ondulação é dado por

O fator de ondulação é dado por

$$F_o = \frac{V_{\text{eficaz}}}{E_a} = \frac{\sqrt{2}}{1260w^2} \frac{1}{L_f \cdot C_f} \quad (\text{C.10})$$

para $f = 60 \text{ Hz}$

$$F_o = \frac{0,18}{L_f \cdot C_f} \quad (\text{C.11})$$

com L_f em milihenrys e C_f em microfarads. O fator de ondulação é independente da carga.

O valor de pico da componente alternada da corrente não deve ultrapassar a componente contínua. Desse modo calcula-se a indutância crítica L_{cr} .

$$\frac{E_a}{R_a} > \sqrt{2} I_{\text{eficaz}} = \frac{2 F_a}{35 X_1} \quad (\text{C.12})$$

Assim,

$$X_1 > \frac{2}{35} R_a$$

para $f = 60 \text{ Hz}$

$$L_{cr} = \frac{R_a}{39584} \quad (\text{C.13})$$

com L_{cr} em Henrys e R_a em ohms.

Em razão de não serem consideradas no cálculo da indutância crítica as harmônicas de tensão na saída do retificador e as resistências dos componentes, deve-se utilizar uma indutância

com valor maior que o calculado.

O capacitor C_f do filtro é calculado utilizando a expressão (C.10). Assim

$$C = \frac{\sqrt{2}}{1260\omega^2 L_f F_o} \quad (\text{C.14})$$

A P Ê N D I C E D

PROGRAMA UTILIZADO

O programa desenvolvido simula o sistema inversor-mo-
tor de indução trifásico. O inversor é considerado ideal, fornecen-
do tensões retangulares 3ϕ desfasadas de 120° ao motor.

O programa calcula as correntes instântneas da má-
quina, o torque eletromagnético instântaneo e a corrente do lado
C.C. do inversor. Ainda, as correntes máxima, média e eficaz no mo-
tor, nos tiristores e nos diodos da ponte inversora são calculadas.

\$JOB

PROGRAMA DESENVOLVIDA PARA A DISSERTACAO DE MESTRADO DO ALUNO

JOSE RENES PINHEIRO

MOTOR DE INDUCAO TRIFASICO ALIMENTADO COM

1. ALIMENTADO REDE (SENOIDAL)

2. ALIMENTADO INVERSOR

(QUADRADA)

CALCULO DAS CORRENTES EM

1. MOTOR

2. TIRISTORES DO INVERSOR

3. DIODOS REGENERATIVOS

SIMULACAO DO MOTOR DE INDUCAO TRIFASICO ALIMENTADO COM TENSAO E
FREQUENCIA VARIAVEIS

EQUACOES DO SISTEMA

$$D(I) = A \cdot I + B \cdot V$$

$$T = N \cdot M_{SR} \cdot (I_{QS} \cdot I_{DR} - I_{DS} \cdot I_{QR})$$

DADOS DE ENTRADA GERAIS

N = NUMERO DE EQUACOES DIFERENCIAIS

NM = NUMERO DE CURVAS A SEREM PLOTADAS

X = VETOR ONDE SERAO INTRODUZIDAS AS CONDICOES
INICIAIS

CONT = MATRIZ DE IDENTIFICACAO DAS CURVAS

TO = TEMPO INICIAL

NPER = NUMERO DE PERIODOS PLOTADOS

NDPH = NUMERO DE DIVISOES DO PERIODO PELO VALOR DE H

H = PASSO DE INTEGRACAO

H1 = NUMERO DE PONTOS IGNORADOS NO ARMAZENAMENTO

OBS - DEVEMOS TER $((TF - TO) / (H * H1)) \leq 200$

F = FREQUENCIA DE ALIMENTACAO

PARAMETROS DA MAQUINA

RS = RESISTENCIA DO ESTADOR

RR = RESISTENCIA DO ROTOR

LS = INDUTANCIA DE DISPERSAO DO ESTADOR

LR = INDUTANCIA DE DISPERSAO DO ROTOR

LM = INDUTANCIA MUTUA

RN = RELACAO ENTRE VELOC. MECANICA E VELOC. SINCRONA

DADOS DA CORRENTE DE ALIMENTACAO

IAL = FLAG DE ESCOLHA DA CORRENTE DE ALIMENTACAO
 IAL = 0 - ONDA RETANGULAR
 IAL = 1 - ONDA SENOIDAL

AMP = AMPLITUDE DA CORRENTE DE ALIMENTACAO
 PER = PERIODO OU FREQUENCIA ANGULAR (DEPENDE DE IAL)
 DEF = DEFASAGEM

VARIAVEIS UTILIZADAS

PER = VELOCIDADE ANGULAR (SENOIDAL) OU PERIODO (RETANGULAR)
 IS = CORRENTE DO ESTATOR
 DERIS = DERIVADA DE IS
 DELIS = VARIACAO DE IS
 CUVAR(1) = CORRENTE IA
 CUVAR(2) = CORRENTE IB
 CUVAR(3) = CORRENTE IC
 CUVAR(4) = TORQUE
 CUVAR(5) = TENSAO VDS
 CUVAR(6) = TENSAO VQS
 CUVAR(7) = CORRENTE ICC
 VDS = TENSAO DO ESTATOR SEGUNDO O EIXO DIRETO
 VQS = TENSAO DO ESTATOR SEGUNDO O EIXO QUADRATURA
 ICC = CORRENTE NO LADO C.C. DO INVERSOR

FLAGS UTILIZADOS

TD = TEMPO DO ULTIMO PONTO ARMAZENADO
 MULT = NUMERO DE SEMI-PERIODOS COMPUTADOS
 IJ = ORDEM DO PONTO ARMAZENADO
 MODE = CONTA ATE 4 PONTOS (RANGE KUTA)
 II = DESVIA PARA ADAMS-MOULTON

*** PRINCIPAL ***** PRINCIPAL ***** PRINCIPAL **

PROGRAMA PRINCIPAL

```
COMMON/DAD/X,NE,NC,IAL,IJ
COMMON/MON/RS,RR,LS,LR,M
COMMON/FIN/FA,PER,RN,NPP
COMMON/GER/AMP,DEF,A,B
COMMON/CAL/CMD,CED,CMT,CET,CMM,CEM,PICOD,PICOT,VAE,LFLAG
DIMENSION A(4,4),B(4,2),X(10,1000),CONT(10,5),ICURV(10),AMP(2)
DIMENSION DEF(2)
DOUBLE PRECISION TD,TF,H,SPEC,HI,TINT,PER,FA,PI,TALA
DOUBLE PRECISION CMD,CED,CMT,CET,CMM,CEM,PICOD,VAE,PICOT
INTEGER R,W,HI
DATA CONT/50* ' /
REAL LR,LS,M
R=5
w=6
PICOT=0.000
CMD=0.000
```

```

CED=0.000
CMT=0.000
CET=0.000
CMM=0.000
CEM=0.000
LFLAG=0

```

```

C      PI=DARCOS(-1.000)

```

```

C      LEITURA DOS DADOS GERAIS

```

```

C      READ(R,1)NE,NC
1     FORMAT(2I5)

```

```

C      LEITURA DOS DADOS DA TENSÃO DE ALIMENTAÇÃO

```

```

C      READ(R,2)IAL,(AMP(I),DEF(I),I=1,2),FA
2     FORMAT(I5,4F10.4,F10.4)
      PER=2.000*PI*FA

```

```

C      TEMPO INICIAL E TEMPO FINAL

```

```

C      10 READ(R,3)TO,TINT,NPER
3     FORMAT(2F10.4,I5)
      TF=TINT+NPER*(1.000/FA)

```

```

C      NO. DE PONTOS IGNORADOS E PASSO DE INTEGRAÇÃO

```

```

C      READ(R,4)H1,NDH
4     FORMAT(2I5)
      H=1.000/(FA*NDH)

```

```

C      CONDIÇÕES INICIAIS

```

```

C      READ(R,5)(X(I,1),I=1,NE)
5     FORMAT(4F10.4)

```

```

C      TESTE DA RESTRIÇÃO SOBRE H E H1

```

```

C      IF((TF-TINT)/(H*H1).LE.501)GO TO 20
      H1=((TF-TINT)/(H*501))+1

```

```

C      LEITURA DOS PARÂMETROS DA MÁQUINA

```

```

C      20 READ(R,6)RS,RR,LS,LR,M,RN,NPP
6     FORMAT(5F10.4,F10.7,I5)

```

```

C      IDENTIFICAÇÃO DAS CURVAS

```

```

C      READ(R,8)((CONT(I,J),J=1,5),I=1,NC)
8     FORMAT(5A4)

```

```

C      FREQUÊNCIA DO ROTOR
      FR=(1-RN)*FA

```

```

C      CHAMADA À ROTINA PARA MONTAGEM DE A E B

```

C
C
C
C
C

30 CALL MONTA

IMPRESAO DOS DADOS

40 WRITE(W,51)NE,NC,TINT,TF,H,H1,FA
51 FORMAT(////,T40,'SIMULACAO DE UM MOTOR DE INDUCAO TRIFASICO',//,T5
*2,'EQUACOES DO SISTEMA',//,T53,'D(I) = A*I + B*J',/,T54,'T = N*M*(I
*SQ*IRD - ISD*IRQ)',//,T45,'* DADOS DE ENTRADA GERAIS *',/,T48,'NUM
* EQUACOES DIFERENCIAIS =',1X,I2,/,T48,'NUM. DE CURVAS A SEREM PLC
* TADAS =',1X,I2,/,T48,'TEMPO INICIAL =',1X,F10.4,/,T48,'TEMPO FINAL
* =',1X,F10.4,/,T48,'PASSO DE INTEGRACAO =',1X,F10.4,/,T48,'NUM. DE
* PONTOS A SEREM IGNORADOS NO ARMAZENAMENTO =',1X,I2,/,T48,'FREQUEN
* CIA DE ALIMENTACAO =',1X,F10.4)

WRITE(W,52)RS,RR,LS,LR,M,FR,RN

52 FORMAT(///,T48,'*** PARAMETROS DA MAQUINA ***',/,
*T48,'RESISTENCIA DO ESTATOR (RS) =',F10.4,/,
*T48,'RESISTENCIA DO ROTOR (RR) =',F10.4,/,
*T48,'INDUTANCIA CICL. DO ESTATOR (LS) =',F10.4,/,
*T48,'INDUTANCIA CICL. DO ROTOR (LR) =',F10.4,/,
*T48,'INDUTANCIA CICL. MUTUA (M) =',F10.4,/,
*T48,'FREQUENCIA DO ROTOR (FR) EM HZ =',F10.4,/,
*T48,'RELACAO ENTRE WM E WS (RN) =',F10.4)

C

WRITE(W,53)

53 FORMAT(//,T52,'*** MATRIZ A ***')

DO 50 I=1,NE

50 WRITE(W,54)(A(I,J),J=1,4)

54 FORMAT(T44,4(E12.4,3X),/)

WRITE(W,55)

55 FORMAT(//,T52,'*** MATRIZ B ***')

DO 60 I=1,NE

60 WRITE(W,61)(B(I,J),J=1,2)

61 FORMAT(T44,2(E12.4,3X),/)

C

IF(IAL.EQ.0)GOTO77

WRITE(W,56)AMP(1),AMP(2),PER,DEF(1),DEF(2)

56 FORMAT(//,T41,'*** DADOS DA TENSAO DE ALIMENTACAO ***',//,

*T45,'TENSAO SENOIDAL ALIMENTA O MOTOR, FLAG IGUAL A UM',/,

*T45,'AMPLITUDE DE VSD =',1X,F10.4,/,

*T45,'AMPLITUDE DE VQD =',1X,F10.4,/,

*T45,'FREQUENCIA ANGULAR =',1X,E11.4,/,

*T45,'DEFASAGEM VSD =',1X,F10.4,/,

*T45,'DEFASAGEM VQD =',1X,F10.4,/))

GOTO78

77 WRITE(W,76)AMP(1),PER,DEF(1)

76 FORMAT(//,T41,'*** DADOS DA TENSAO DE ALIMENTACAO ***',//,

*T45,'TENSAO QUADRADA ALIMENTA O MOTOR, FLAG IGUAL A ZERO',/,

*T45,'AMPL. SENOIDAL DE ENTRADA DO CONVERSOR =',1X,F10.4,/,

*T45,'FREQUENCIA ANGULAR =',1X,E11.4,/,

*T45,'DEFASAGEM DA TENSAO =',1X,F10.4,/))

C

C

CHAMADA A ROTINA DE INTEGRACAO NUMERICA

```

C
78 H2=FLOAT(H1)
   H3=DBLE(H2)
   SPEC=H*H1
   CALL SIAM4(H,SPEC,TO,TF,TINT)

```

```

C
C
C
CALCULO DAS CORRENTES

```

```

CONST=SQRT(2./3.)
CMD=DABS(CMD)*H*FA*CONST
CMT=DABS(CMT)*H*FA*CONST
CMM=DABS(CMM)*H*FA*CONST
CED=DSQRT(CED*H*FA)*CONST
CET=DSQRT(CET*H*FA)*CONST
CEM=DSQRT(CEM*H*FA)*CONST
PICOD=CONST*PICOD
PICOT=CONST*PICOT

```

```

C
C
C
IMPRESSAO DA TABELA

```

```

HI=H*H2
WRITE(W,57)
57 FORMAT(/,18X,'**** IMPRESSAO DA TABELA ****',/)
WRITE(W,58)
58 FORMAT('ORDEN',2X,'TEMPO',7X,'IA',10X,'IB',10X,'IC',
*8X,'IDRQUE',7X,'VDS',8X,'VSO',9X,'ICC')
NORD=0
DO 70 I=2,IJ
NORD=NORD+1
70 WRITE(W,59)NORD,X(1,I),X(2,I),X(3,I),X(4,I),X(5,I),X(6,I),X(7,I),
*X(8,I)
59 FORMAT(' ',13,' '),1X,F7.4,7(1X,F10.5)
WRITE(W,41)PICOD,CMD,CED,PICOT,CMT,CET,CMM,CEM
41 FORMAT(/,T30,'***** CORRENTE NOS 0 DIODOS,TIRISTORES E MOTOR ****')
*///,T44,'CORRENTE PICO DIODO = ',F11.6,' AMP.',/,
*T44,'CORRENTE MEDIA DIODO = ',F11.6,' AMP.',/,
*T44,'CORRENTE EFICAZ DIODO = ',F11.6,' AMP.',/,
*T44,'CORRENTE PICO TIRISTOR = ',F11.6,' AMP.',/,
*T44,'CORRENTE MEDIA TIRISTOR = ',F11.6,' AMP.',/,
*T44,'CORRENTE EFICAZ TIRISTOR = ',F11.6,' AMP.',/,
*T44,'CORRENTE MEDIA MOTOR = ',F11.6,' AMP.',/,
*T44,'CORRENTE EFICAZ MOTOR = ',F11.6,' AMP.',/
IJ=IJ-1
DO 777 I=1,IJ
X(1,I)=X(2,I+1)
X(2,I)=X(3,I+1)
X(3,I)=X(4,I+1)
X(4,I)=X(5,I+1)
X(5,I)=X(6,I+1)
X(6,I)=X(7,I+1)
777 X(7,I)=X(8,I+1)

```

```

C
C
C
IMPRESSAO DAS CURVAS

```

```

DO 80 I=1,NC
80 ICURV(I)=0
DO 90 I=1,NC
ICURV(I)=1
CALL PLOTTER(TINT,TF,HI,CONT,ICURV,W,SPEC)
ICURV(I)=0
90 CONTINUE
STOP
END

```

C

```

SUBROUTINE MONTA
COMMON/MON/RS,RR,LS,LR,M
COMMON/FIN/FA,PER,RN,NPP
COMMON/GER/AMP,DEF,A,B
DOUBLE PRECISION PI,WM,FA,TALA,PER
DIMENSION A(4,4),B(4,2),AMP(2),DEF(2)
REAL LS,LR,M
PI=DARCOS(-1.000)
WM=RN*2.000*PI*FA/NPP
TALA=LR*LS-M*M
A(1,1)=-RS*LR/TALA
A(1,2)=NPP*WM*M*M/TALA
A(1,3)=M*RR/TALA
A(1,4)=NPP*WM*LR*M/TALA
A(2,1)=-NPP*WM*M*M/TALA
A(2,2)=-LR*RS/TALA
A(2,3)=-NPP*WM*LR*M/TALA
A(2,4)=M*RR/TALA
A(3,1)=M*RS/TALA
A(3,2)=-NPP*WM*M*LS/TALA
A(3,3)=-RR*LS/TALA
A(3,4)=-NPP*WM*LR*LS/TALA
A(4,1)=NPP*WM*M*LS/TALA
A(4,2)=RS*M/TALA
A(4,3)=NPP*WM*LR*LS/TALA
A(4,4)=-LS*RR/TALA
B(1,1)=LR/TALA
B(2,2)=LR/TALA
B(3,1)=-M/TALA
B(4,2)=-M/TALA
B(1,2)=0.
B(2,1)=0.
B(3,2)=0.
B(4,1)=0.
RETURN
END

```

C

```

SUBROUTINE SIAM4(CI,SPEC,TL,TF,TINT)
COMMON/DAD/X,NE,NC,IAL,IJ
COMMON/MON/RS,RR,LS,LR,M
COMMON/FIN/FA,PER,RN,NPP
COMMON/GER/AMP,DEF,A,B
COMMON/ENT/U
COMMON/CAL/CMD,CED,CMT,CET,CMM,CEM,PICOD,PICOT,V&E,LFLAG
DIMENSION X(10,1000),DER1(8),DER2(8),DER3(8),ELE1(8),ELE2(8)

```

```

DIMENSION A(4,4),B(4,2),U(2),DEF(2),AMP(2)
DOUBLE PRECISION TI,TF,SPEC,CI,DER1,DER2,DER3,ELE1,ELE2,U
DOUBLE PRECISION TEMP,SIVAR,VAR,CUVAR,DER,H,TO,DEL,FA,PER
DOUBLE PRECISION DELP,DELT,DH,DOUB,TINT,TFIM
DOUBLE PRECISION CMD,CEC,CMT,CET,CMM,CEM,PICOD,VAE,PICOT,E1,E2,E3
DOUBLE PRECISION UU,UUU,E4,E5,E6
DIMENSION TEMP(8),SIVAR(8),VAR(8),CUVAR(8),DER(8)
REAL LS,LR,M
VAR(1)=TI
TFIM=TINT+1./FA
N1=NE+1
DO 1 I=1,NE
DER1(I)=0.00
DER2(I)=0.00
DER3(I)=0.00
1  VAR(I+1)=DBLE(X(I,I))
  IJ=1
  II=0
2  T=0.00
  IF(II)6,6,17
C
C  GUARDAR CI
C
6  H=CI
  TO=VAR(1)
  MODE=1
  II=1
  DO 7 J=1,N1
  CUVAR(J)=VAR(J)
7  CONTINUE
C
C  SECAO DE CALCULO
C
8  CALL DER SUB(CUVAR,DER)
  IF(MODE.LE.1)GO TO 2
  DO 10 J=1,N1
10  VAR(J)=CUVAR(J)
  IF(VAR(1).LT.TINT)GO TO 31
  IF(VAR(1).GT.TFIM)GO TO 31
  CALL CALC(CUVAR)
31  GO TO 14
11  IF(VAR(1).LT.TINT)GO TO 30
  IJ=IJ+1
  X(1,IJ)=VAR(1)
  X(2,IJ)=SQRT(2./3.)*VAR(2)
  X(3,IJ)=SQRT(2./3.)/2*(-VAR(2)+SQRT(3.)*VAR(3))
  X(4,IJ)=SQRT(2./3.)/2*(-VAR(2)-SQRT(3.)*VAR(3))
  X(5,IJ)=NPP*M*(VAR(3)*VAR(4)-VAR(2)*VAR(5))
  X(6,IJ)=U(1)
  X(7,IJ)=U(2)
  IF(IAL.EQ.1)GOTO30
  E1=1.35*AMP(1)*SQRT(2./3.)
  E2=E1/2.+0.00001
  E3=1.35*AMP(1)/SQRT(2.)
  E4=-E1

```

```

E5=-E2
E6=-E3
UU=U(1)
UUU=U(2)
IF(UU.LE.E2)GOTO 40
X(8,IJ)=X(2,IJ)
GOTO 30
40 IF(UU.GT.E5)GOTO 50
X(8,IJ)=-X(2,IJ)
GOTO 30
50 IF(UU+UUU)60,70,70
60 IF(UU)80,90,90
80 X(8,IJ)=X(4,IJ)
GOTO 30
90 X(8,IJ)=-X(3,IJ)
GOTO 30
70 IF(UU)100,110,110
100 X(8,IJ)=X(3,IJ)
GOTO 30
110 X(8,IJ)=-X(4,IJ)
C
C TESTE SE T = TF
C
30 IF (VAR(1).LT.TF)GOTO2
RETURN
14 IF(SPEC)15,11,15
15 DEL=VAR(1)-T0
DELP=DEL*(1.+CI/10.)
IF(DABS(DELP)-DABS(SPEC))17,16,16
16 T0=VAR(1)
GOTO11
17 II=1
IF(MDJE-4)18,26,26
C
C RUNGE-KUTTA
C
18 DO19J=2,N1
DER3(J-1)=DER2(J-1)
DER2(J-1)=DER1(J-1)
DER1(J-1)=DER(J)
ELE1(J-1)=DER(J)
CUVAR(J)=T
DELT=0.400*ELE1(J-1)*H
S1VAR(J)=VAR(J)
CUVAR(J)=S1VAR(J)+DELT
19 CONTINUE
S1VAR(1)=VAR(1)
CUVAR(1)=S1VAR(1)+0.400*H
CALLDERSUB(CJVAR,DER)
CUVAR(1)=S1VAR(1)+0.4557372542187900*H
DO21J=2,N1
ELE2(J-1)=DER(J)
DELT=(0.2969776092477500*ELE1(J-1)+0.1587596449710400*ELE2(J-1))*
CUVAR(J)=VAR(J)+DELT
21 CONTINUE

```

```

CALLDERSUB(CUVAR,DER)
CUVAR(1)=S1VAR(1)+H
DO23J=2,N1
TEMP(J-1)=DER(J)
DELT=(0.2181003882259200*ELE1(J-1)-3.050965148692900*ELE2(J-1)+
13.832864760467000*TEMP(J-1))*H
CUVAR(J)=S1VAR(J)+DELT
23 CONTINUE
CALLDERSUB(CUVAR,DER)
DH=H
CUVAR(1)=VAR(1)+DH
DO25J=2,N1
C DOUB=(0.1747602822626900*ELE1(J-1)-0.5514806628767300*ELE2(J-1)+
C 11.205535599396500*TEMP(J-1)+0.1711847812195200*DER(J))
25 CONTINUE
MODE=MODE+1
GOTO8

C
C ADAMS-MOULTON
C ADAMS-BASHFORTH PREDICTOR
C
26 CUVAR(1)=VAR(1)+H
VAE=U(1)
DH=H/24.00
DO27J=2,N1
DOUB=(55.000*DER(J)-59.000*DER1(J-1)+37.000*DER2(J-1)
*-9.000*DER3(J-1))
CUVAR(J)=VAR(J)+DH*DOUB
27 CONTINUE
DO28J=1,NE
DER3(J)=DER2(J)
DER2(J)=DER1(J)
28 DER1(J)=DER(J+1)
CALLDERSUB(CUVAR,DER)

C
C ADAMS-MOULTON CORRECTOR
C
DO29J=2,N1
TEMP(1)=CUVAR(J)
DOUB=(9.000*DER(J)+19.000*DER1(J-1)-5.000*DER2(J-1)+DER3(J-1))
CUVAR(J)=VAR(J)+DH*DOUB
29 CONTINUE
GOTO8
END

C
SUBROUTINE CALC(CUVAR)
COMMON/DAD/X,NE,NC,IAL,IJ
COMMON/MON/RS,RR,LS,LR,M
COMMON/FIN/FA,PER,RN,NPP
COMMON/GER/AMP,DEF,A,B
COMMON/ENT/U
COMMON/CAL/CMD,CED,CMT,CET,CMM,CEM,PICOD,PICOT,VAE,LFLAG
DIMENSION A(4,4),B(4,2),X(10,1000),CONT(10,5),ICURV(10),AMP(2)
DIMENSION DEF(2),U(2),CUVAR(8)
DOUBLE PRECISION TCF,PER,FA,PI,TALA,CUVAR,U

```

```

DOUBLE PRECISION CMD,CED,CMT,CET,CMM,CEM,PICOD,VAE,PICOT
CUVAR(1)=CUVAR(1)
CUVAR(2)=CUVAR(2)
LFLAG=LFLAG
IF(LFLAG.NE.0)GOTO1
VAE=VAE
IF(VAE.LE.0.000)GOTO2
U(1)=J(1)
IF(VAE+U(1))2,3,2
3 TCF=CUVAR(1)+1./(2.*FA)
PICOD=CUVAR(2)
4 CMD=CUVAR(2)+CMD
CED=CUVAR(2)*CUVAR(2)+CED
LFLAG=1
2 CMM=CJVAR(2)+CMM
CEM=CUVAR(2)*CJVAR(2)+CEM
IF(CUVAR(2).LE.PICOT)GOTO6
PICOT=CUVAR(2)
6 RETURN
1 IF(CUVAR(2).GT.0.000)GOTO4
IF(CUVAR(1).LE.TCF)GOTO5
LFLAG=0
GOTO2
5 CMT=CJVAR(2)+CMT
CET=CUVAR(2)*CUVAR(2)+CET
GOTO2
END

```

C

```

SUBROUTINE DERSUB(CUVAR,DER)
COMMON/DAD/X,NE,NC,IAL,IJ
COMMON/MON/RS,RR,LS,LR,M
COMMON/FIN/FA,PER,RN,NPP
COMMON/GER/AMP,DEF,A,B
COMMON/ENT/U
DIMENSION A(4,4),B(4,2),X(10,1000),AMP(2),U(2),DEF(2)
DIMENSION CUVAR(8),DER(8)
DOUBLE PRECISION DER,CUVAR,PER,FA,U
REAL LS,LR,M
DO 30 I=1,NE
DER(I+1)=0.DO
DO 40 J=1,NE
40 DER(I+1)=DER(I+1)+DBLE(A(I,J))*CUVAR(J+1)

```

C

C

C

C

ALIMENTACAO

```

DO 30 K=1,2
IF(IAL.EQ.1)GOTO3
CALL EXQUA(CUVAR)
GOTO 4
3 U(1)=AMP(K)*DSIN(PER*CUVAR(1)+DEF(K))
U(K)=DBLE(U1)
4 DER(I+1)=DER(I+1)+DBLE(B(I,K))*U(K)
30 CONTINUE
C WRITE(6,902)(I,U(I),I=1,2)

```

```

C902  FORMAT(1X,2('U(',I1,')= ',F11.4,2X),/)
      RETURN
      END

```

C
C

```

SUBROUTINE EXQUA(CUVAR)
COMMON/GER/ AMP,DEF,A,B
COMMON/FIN/FA,PER,RN,NPP
COMMON/ENT/U
DIMENSION DEF(2),U(2),V(3),VN(3),AMP(2),CUVAR(8),A(4,4),B(4,2)
DOUBLE PRECISION AMPL,PEP,PI,SEP,VD,FA,U,CUVAR
PI=DARCOS(-1.000)
SEP=12.*PI/18.
AMPL=AMP(1)
V(1)=AMPL*DSIN( PER*CUVAR(1)+DEF(1) )
V(2)=AMPL*DSIN( PER*CUVAR(1)+DEF(1)-SEP)
V(3)=AMPL*DSIN( PER*CUVAR(1)+DEF(1)+SEP)
VD=1.35*AMPL
DO 2 L=1,3
IF (V(L).LE.0.)GOTO1
V(L)=VD
GO TO 2
1 V(L)=-VD
2 CONTINUE
DO 3 L=1,3
IF(L-2)4,5,6
4 VX=V(2)
VY=V(3)
GO TO 7
5 VX=V(1)
VY=V(3)
GO TO 7
6 VX=V(1)
VY=V(2)
7 IF(VX-VY)9,8,9
8 VN(L)=2.*V(L)/3.
GO TO 3
9 VN(L)=V(L)/3.
3 CONTINUE
U(1)=SQRT(2./3.)*(VN(1)-(VN(2)+VN(3))/2.)
U(2)=SQRT(2.)/2.*(VN(2)-VN(3))
WRITE(6,901)(VN(L),L=1,3),(U(L),L=1,2)
C901  FORMAT(3X,3(F11.4,3X),2X,2(F11.4),/)
      RETURN
      END

```

C

C901

C

```

SUBROUTINE PLOTER(XI,XF,HI,CONT,ICURV,w,DELTA)
COMMON/DAD/ FJN,KN,NC,KIAL,IJ
DIMENSION FUN(10,1000),CONT(10,5),ICURV(10)
DOUBLE PRECISION XI,XF,HI,DELTA
INTEGER A(110),w
INTEGER BRAN,PT,TV,II,SIG(10),AST
DATABRAN,PT,TV,II/' ','.','-','I'/
DATASIG/'1','2','3','4','5','6','7','8','9','A'/
NZ=0

```

```

C
C FAZ CONSISTENCIA DOS DADOS
C
  IF((XI+XF+DELTA).NE.000)GOTO2
  WRITE(W,1)
1  FORMAT(18X,'FALTAM DADOS DOS LIMITES DE X NOS PARAMETROS DA PLU TER
  1',/)
  RETURN
C
C GERACAO DO NUMERO DE PONTOS A SEREM PLOTADOS
C
  2 NL=1J
  XIS=XI
C
C PESQUISA OS VALORES DE MAXIMO E MINIMO DA FUNCAO
C
  XMA=0.
  XMI=0.
  DO 20 N=1,NC
  IF(1CJRV(N).EQ.0)GOTO20
  DO 420M=1,NL
  AAA=FUN(N,M)
  IF(AAA.GT.XMA)XMA=FUN(N,M)
  IF(AAA.LT.XMI)XMI=FUN(N,M)
420 CONTINUE
20  CONTINUE
  XMULT=(XMA-XMI)/108
  IF(XMULT.EQ.0.)RETURN
C
C POSICAO DO EIXO X=0
C
  IA=-XMI/XMULT+2
C
C IMPRESSAO DA ESCALA DE Y
C
  WRITE(W,95)
95  FORMAT(T11,'ORDENADA',/,T11,'+',108(' '-'),'+')
  DX=(XMA-XMI)/5
  T2=XMI+DX
  T3=XMI+2*DX
  T4=XMI+3*DX
  T5=XMI+4*DX
  IF(DX.LT.0.001.OR.ABS(XMI).GE.1.E6)GOTO54
  IF(DX.LT.0.001.OR.ABS(XMA).GE.1.E6)GOTO54
  WRITE(W,53)XMI,T2,T3,T4,T5,XMA
53  FORMAT(T11,'-',F11.3,T24,F11.3,T47,F11.3,T69,F11.3,T91,F11.3,T109,
  1F11.3,'-')
  GOTO56
54  WRITE(W,55)XMI,T2,T3,T4,T5,XMA
55  FORMAT(T11,'-',E11.4,T24,E11.4,T47,E11.4,T69,E11.4,T91,E11.4,T109,
  1E11.4,'-')
56  WRITE(W,57)
57  FORMAT(1X,'ABSCISSA',T11,'+',21(' '-'),'V',3(21(' '-'),'V'),20(' '-'),'
  1')
C

```

C DETERMINA O TAMANHO DAS QUADRICULAS

C

IKH=11
IKV=7

C

C FORMACAO E IMPRESSAO DAS CURVAS

C

DD90M=1,NL
DD59N=1,110
59 A(N)=BRAN
NZ=NZ+1
IF(NZ-IKV)70,60,70
60 DD62N=1,110,2
62 A(N)=PT
NZ=0
GOTO73
70 DD72N=1,110,IKH
72 A(N)=PT
73 A(1)=TV
A(110)=TV
A(IA)=II

C

C DETERMINA NOVOS PONTOS DA CURVA JA ENQUADRADOS

C

DD75N=1,NC
IF(1CURV(N).EQ.0)GOTO75
LF=IFIX((FUN(N,M)-XMI)/XMULT+2)
A(LF)=SIG(N)
75 CONTINUE

C

C IMPRESSAO DA CURVA

C

WRITE(W,83)XIS,A
83 FORMAT(1X,F9.3,T11,110A1)
XIS=XIS+DELTA
90 CONTINUE

C

C IMPRIME FINAL

C

WRITE(W,96)
96 FORMAT(T11,'+',21(' '),'+',3(21(' '),'+'),20(' '),'+')
WRITE(W,98)(SIG(N),(CONT(N,M),M=1,5),N=1,NC)
98 FORMAT(T11,'-',4(A1,'-',5A4,4X),T120,'-',/,T11,'-',4(A1,'-',5A4,4X),
T120,'-',/,T11,'-',4(A1,'-',5A4,4X),T120,'-',/,T11,'-',4(A1,'-',
25A4,4X),T120,'-')
WRITE(W,99)
99 FORMAT(T11,'+',108(' '),'+')
RETURN
END

\$ENTRY

4	7				
0	259.2600	0.0000	381.0000	-1.5708	55.0000
0	0.0000	1.0000	1		
5	501				
1	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	

2.0000 3.5643 0.2239 0.2239 0.2067 0.909090 2

COR. EST. FASE1
COR. EST. FASE2
COR. EST. FASE3
TORQUE
TEN. EST. E. DIRETO
TEN. ROTOR E. QUADR.
COR. FONTE D.C.

NUMERO DE EQ. ESTADO NUMERO DE CURVAS A SEREM PLTADAS
FORMA CNDA TENSÃO AMPL. TENSÃO FREQ. ALIMENTACAO
0 - RETANGULAR TENSÃO ENTRADA AC(1)
1 - SENOIDAL VSD E VSQ
TEMPO ULTIMO PONTO ARMAZ. TEMPO INICIAL NUM. DE PERIODOS PLUTADOS
NUM. PONTOS IGNORADOS PASSO INTREGACAO
----- CONDICoes INICIAIS -----
RES. EST. RES. ROTOR IND. EST. IND. ROTOR IND. M. VEL. SINC./VEL. R. N. P. P

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

1. BARBI, I. - Conversão Eletromecânica de Energia. Publicação interna, UFSC, 1981.
2. BARBI, I. - Eletrônica de potência II. Publicação interna, UFSC, 1981.
3. BARBI, I. - Etude d'onduleurs autoadaptatifs destinés à l'alimentation de machines asynchrones, Toulouse, Thèse de Docteur Ingénieur - INPT, 1979.
4. BARBI, I. - Le Comportement de la Machine Asynchrone Ali_{menté} par onduleur, du point de vue du Corrant à commuter, Toulouse, 1978.
5. KASSICK, E.V. - Estudo e realização de um estabilizador de tensão alternada senoidal a tiristor, UFSC, Dissertação Mestrado, 1973.
6. ABREU, E.C. - Inversor trifásico com frequência variável a transistor de potência, UFSC, Dissertação de Mestrado, 1981.
7. BOSE, B.K. - Adjustable Speed AC Drive-Systems, IEEE Press, 1980.
8. MURPHY, J.M.D. - Thyristor Control of AC Motors, 3. ed. Oxford, 1978.
9. GENERAL ELETRIC - Semiconductor Data Handbook, New York, 1977.
10. TURNBULL, F.G. - Wide range impulse commutated, static inverter with a fixed commutation circuit, IEEE-ICA Group Annual Meeting, 1966.
11. DEWAN, S.B. and DAVID, L. DOFF - Optimum Design of an Imput-Commutated Inverter for AC Motor Control, IEEE Transactions on Industry Applications, 1978.

12. TURNBULL, F.G. and Chieva, J.A. - A Wide-Range Static Inverter Suitable for AC Induction Motor Drives, IEEE. Transacti
on Industry and General Applications, 1969.
13. BRADLEY, D.A., Clarke, C.D.; Davis, R.M. and Jones D.A.- Adju
stable-frequency Inverters and their Application to Varia
ble-Speed Drives, Proceedings the Institutin of Electrical
Engineers, 1964.
14. WESTINGHONSE - Silicon Controlled Rectifier Designer's Hand
book, 1970.
15. DAVIS, R.M. and Melling, J.R. - Quantitation Comparison of
Commutation Circuits for Bridge Inverter, Proc. IEEE, 1977.
16. SCHAEFER, J. - Rectifer Circuits, 1965.