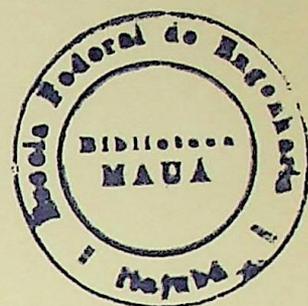


ESCOLA FEDERAL DE ENGENHARIA DE ITAJUBÁ



MELHORIA DO FATOR DE POTÊNCIA DO ACIONAMENTO CASCATA SUBSÍNCRONA  
ATRAVÉS DE CONVERSOR CA/CC GENERALIZADO HÍBRIDO

KAZUO NAKASHIMA

Dissertação apresentada  
como requisito para obtenção do grau de  
Mestre em Ciências (M.Sc.)

ORIENTADORES:

LUIZ EDUARDO BORGES DA SILVA

VALBERTO FERREIRA DA SILVA

ITAJUBA  
MINAS GERAIS-BRASIL

1992



Aos meus pais  
Masato Nakashima e Fusayo Terahata  
... por tudo.

Para Eglea,  
Mônica e Rafaela  
... com carinho.

## AGRADECIMENTOS

Primeiro, eu gostaria de agradecer aos professores Luiz Eduardo Borges da Silva e Valberto Ferreira da Silva pela orientação, apoio e amizade.

Segundo, não poderia deixar de agradecer a George Emile April, professor da École Polytechnique de Montréal, Université de Montréal, Canadá, pela doação dos componentes eletrônicos e pelas sugestões feitas em sua breve, mas profícua, visita à EFBF em março de 1990.

Terceiro, aos professores Egon Luiz Müller Jr e José Vantuil Lemos Pinto pela colaboração nos trabalhos computacionais.

Finalmente, aos funcionários do Departamento de Eletrônica e da Biblioteca Maria da EFBF, em especial, a Archieta Nogueira Bernardo Guimarães, pelos primorosos desenhos, e Regina Celia F. Pales, Marilena Souza, Pruli Maria de Souza e Lair Elisa Fernandes pelos serviços de apoio.

## RESUMO

O sistema de acionamento Cascata Subsíncrona, conhecido como Scherbius Estático e também como Kraemer Estático, opera com baixo fator de potência, devido à utilização de conversor ca/cc-comutação natural, instalado no circuito do rotor, no lado da rede, do Motor de Indução Trifásico de Rotor Bobinado. A utilização de conversor ca/cc-comutação forçada permite, ao acionamento, operar com fator de deslocamento unitário, desde que projetado e controlado adequadamente, uma vez que este conversor pode fornecer reativo à rede ca de alimentação. Uma das soluções consiste em adicionar um chopper de dois GTO's, no lado cc da ponte tiristorizada, para transformá-lo em um conversor totalmente controlado, e por isso, denominado conversor ca/cc generalizado, capaz de controlar a tensão cc independentemente do ângulo de deslocamento.

Este trabalho apresenta as principais características, equações, gráficos, circuito de disparo e resultados experimentais desta "Cascata Subsíncrona Modificada".

## ABSTRACT

Conventional Slip-Power Recovery Drives called Subsynchronous Static Converter Cascades also Static Scherbius or Static Kraemer are plagued with low overall power factor due to the naturally commutated ac/dc power converter in the line side of the Slip Ring Induction Motor rotor circuit. One solution consists in adding two GTO's chopper to the converter bridge, in order to transform it into a fully controllable inverter, which allows for independent control over dc voltage and displacement factor. When appropriately designed and controlled, unit power displacement factor can be attained over most of the operating range.

This work presents the main characteristics, equations, graphics, control circuits and experimental results of this Modified Subsynchronous Static Converter Cascade.

## CONTEÚDO

Lista de Figuras.....	viii
Lista de Símbolos.....	x
INTRODUÇÃO.....	1
CAPÍTULO 1 - MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO DE ROTOR BOBINADO.....	8
1.1 Balanço de potência.....	8
1.2 Controle de velocidade do MIT de anéis.....	14
1.3 Esquemas de acionamentos.....	18
1.3.1- Resistência no rotor.....	18
1.3.2- Sistemas eletromecânicos.....	20
1.3.3- Frenagem .....	23
1.3.4- Cascata supersíncrona.....	25
1.3.5- Cascata subsíncrona.....	26
1.3.6- VSCF.....	27
1.3.7- MIT sem escovas.....	28
CAPÍTULO 2 - CONVERSOR CA/CC GENERALIZADO HÍBRIDO.....	29
2.1 Configurações.....	29
2.2 Faixa de controle.....	31
2.3 Princípio de operação.....	37
2.4 Equações e gráficos do elo cc.....	39
2.5 Equações e gráficos da linha ca.....	43
2.6 Diagrama fasorial.....	48
2.7 Circuito de disparo.....	50
2.8 Controle.....	55
2.9 Aplicações.....	57
CAPÍTULO 3 - CASCATA SUBSÍNCRONA.....	60
3.1 Cascata subsíncrona convencional.....	62
3.2 Cascata subsíncrona modificada.....	66
3.3 Diagrama fasorial.....	68
3.4 Equações e gráficos do acionamento.....	73
3.5 Dimensionamento da cascata.....	78
3.6 Controle.....	81
3.7 Esquemas especiais.....	84
CAPÍTULO 4 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	88
4.1 Montagem experimental.....	89
4.2 Condições de testes.....	94
4.3 Desempenho do conversor ca/cc.....	96
4.4 Desempenho da cascata subsíncrona.....	110
4.5 Resultados complementares.....	117
CONCLUSÃO.....	122
BIBLIOGRAFIA.....	124

## LISTA DE FIGURAS

Fig. I.1	- Estrutura do conversor estático.....	2
Fig. I.2	- Chaves eletrônicas de potência.....	3
Fig. I.3	- Classificação dos conversores estáticos.....	4
Fig. 1.1	- Balanço de potência no MIT-anéis.....	9
Fig. 1.2	- Balanço de potência em função do escorregamento.....	11
Fig. 1.3	- Tensão e frequência no rotor.....	12
Fig. 1.4	- Curva do conjugado em função do escorregamento.....	13
Fig. 1.5	- Cascata elétrica e cascata mecânica.....	15
Fig. 1.6	- Balanço de potência para $-1 < s < 1$ .....	16
Fig. 1.7	- Balanço de potência para $s > 1$ .....	17
Fig. 1.8	- Curva conjugado-escorregamento resistência no rotor.....	18
Fig. 1.9	- Controle simultâneo pelo estator e rotor.....	19
Fig. 1.10	- Controle estático da resistência do rotor.....	20
Fig. 1.11	- Sistema Leblanc.....	21
Fig. 1.12	- Sistema Kraemer.....	22
Fig. 1.13	- Sistema Scherbius.....	23
Fig. 1.14	- Frenagem por corrente contínua.....	24
Fig. 1.15	- Cascata supersíncrona.....	25
Fig. 1.16	- Cascata subsíncrona.....	26
Fig. 1.17	- VSCF.....	27
Fig. 1.18	- MIT sem escovas.....	28
Fig. 2.1	- Conversores generalizados: configurações.....	30
Fig. 2.2	- Faixa de operação.....	31
Fig. 2.3	- Formas de onda.....	34
Fig. 2.4	- Seqüência de operação.....	37
Fig. 2.5	- Tensão no elo cc.....	39
Fig. 2.6	- $E_d/E_{d0} = f(K)$ .....	41
Fig. 2.7	- $K = f(\alpha)$ .....	42
Fig. 2.8	- $E_d/E_{d0} = f(\alpha)$ .....	42
Fig. 2.9	- Corrente na linha ca.....	43
Fig. 2.10	- Composição harmônica da corrente na linha ca.....	45
Fig. 2.11	- Tetraedro de potência.....	46
Fig. 2.12	- Diagrama fasorial.....	48
Fig. 2.13	- Diagrama em blocos do circuito de disparo.....	50
Fig. 2.14	- Diagrama esquemático do circuito de disparo.....	52
Fig. 2.15	- Formas de onda do disparador e do modulador.....	54
Fig. 2.16	- Formas de onda do intertravamento.....	55
Fig. 2.17	- Aplicações.....	58
Fig. 3.1	- Cascata subsíncrona convencional.....	62
Fig. 3.2	- Balanço de potência.....	65
Fig. 3.3	- Cascata subsíncrona modificada.....	66
Fig. 3.4	- Diagrama fasorial - definições.....	69
Fig. 3.5	- Diagrama fasorial - influência de $m$ .....	70
Fig. 3.6	- Diagrama fasorial - influência de $\phi_1$ .....	71
Fig. 3.7	- Diagrama fasorial - $\alpha = 180^\circ$ , $K = \text{variável}$ .....	72
Fig. 3.8	- Curva conjugado-escorregamento: $0 < S < 1$ .....	73
Fig. 3.9	- Curva conjugado-escorregamento: $-1 < s < 1$ , $\epsilon = 0.5$ .....	74

Fig.3.10-	Curva conjugado-escorregamento ( $I_d$ descontínuo)....	75
Fig.3.11-	Circuito equivalente CC.....	76
Fig.3.12-	Solução gráfica da Eq.(3.20) e (3.21).....	78
Fig.3.13-	Fator da deslocamento em função do escorregamento...	80
Fig.3.14-	Sistemas de partida.....	82
Fig.3.15-	Cascata comutável série-paralelo.....	85
Fig.3.16-	Cascata de 4 quadrantes.....	87
Fig.4.1 -	Diagrama elétrico da montagem experimental.....	90
Fig.4.2 -	Implementação da chave.....	91
Fig.4.3 -	Fotografias da montagem experimental.....	92
Fig.4.4 -	Oscilograma - conversor ca/cc: ( $\alpha=120^\circ$ , $K=0.0$ ).....	98
Fig.4.5 -	Oscilograma - conversor ca/cc: ( $\alpha=270^\circ$ , $K=0.1$ ).....	100
Fig.4.6 -	Oscilograma - conversor ca/cc: ( $\alpha=172^\circ$ , $K=0.7$ ).....	102
Fig.4.7 -	Oscilograma - conversor ca/cc: ( $\alpha=220^\circ$ , $K=0.5$ ).....	104
Fig.4.8 -	Oscilograma - tensão anodo-catodo do tiristor.....	105
Fig.4.9 -	Oscilograma - conversor ca/cc $E_d=0$ .....	108
Fig.4.10-	Oscilograma - estudo comparativo de $I_L$ .....	111
Fig.4.11-	Oscilograma - comportamento de $I_L$ .....	114
Fig.4.12-	Oscilograma - comportamento de $I_L$ .....	116
Fig.4.13-	Gráfico - desempenho da cascata modificada.....	118
Fig.4.14-	Gráfico - desempenho da cascata $\alpha=210^\circ$ .....	119
Fig.4.15-	Gráfico - correção do fator de potência.....	119
Fig.4.16-	Oscilograma - Transitórios no conversor híbrido....	120

## LISTA DE SÍMBOLOS

- ac, AC...Corrente alternada.
- C.....Conjugado, Momento, Torque em [N.m].
- $C_N$ .....Conjugado Nominal.
- $C_K$ .....Conjugado *breakdown*.
- ca, CA...Corrente Alternada.
- cc, CC...Corrente Contínua.
- CF.....Conversor de Frequência.
- CFR.....Conversor de Frequência Rotativo.
- D.....Potência de distorção (das harmônicas).
- dc, DC...Corrente contínua.
- $E_1$ .....Tensão eficaz na linha (entre fases) em [V].
- $E_2$ .....Tensão eficaz (entre fases) no rotor (anéis) do MIT.
- $E_{20}$ .....Tensão eficaz no rotor (anéis) do MIT com rotor travado.
- $E_d$ .....Tensão média no elo cc em [V].
- $E_{dI}$ .....Tensão média nos terminais cc da ponte inversora.
- $E_{dR}$ .....Tensão média nos terminais cc da ponte retificadora.
- $E_F$ .....Queda de tensão total nos diodos e tiristores.
- $f_1$ .....Frequência da rede ca de alimentação em [Hz].
- $f_2$ .....Frequência da tensão no rotor.
- $I_1$ .....Corrente no estator do MIT.
- $I_2$ .....Corrente no rotor do MIT.
- $I_d$ .....Corrente média no elo cc (*Link dc*) em [A].
- $I_i$ .....Corrente na linha ca de alimentação do conversor ca/cc.
- $I_{i1}$ .....Componente fundamental de  $I_i$ .
- $I_h$ .....Componente harmônica de ordem h.
- $I_L$ .....Corrente fornecida pela rede (estator mais conversor).
- K.....Ciclo de trabalho da chave paralela do chopper.
- $L_d$ .....Indutância do reator de alisamento.
- M.....Conjugado, momento, par binário, torque.
- $m_1$ .....Relação de transformação entre rotor e estator do MIT.
- $m_2$ .....Relação de transformação do transformador do inversor.
- MIT.....Motor de Indução Trifásico.
- N.....Velocidade do motor em [rpm].
- $N_s$ .....Velocidade síncrona em [rpm]
- P.....Potência ativa em [W].
- $P_d$ .....Potência no elo cc em [W]
- $P_{do}$ .....Potência máxima no elo cc / potência base.
- $P_G$ .....Potência do entreferro (*gap*).
- $P_M$ .....Potência mecânica no eixo do motor em [W].
- $P_N$ .....Potência nominal.
- $P_S$ .....Potência de escorregamento em [W].
- $P_1$ .....Potência ativa no estator do MIT em [W].
- PF.....Fator de Potência.
- $P_p$ .....Par de polos.

$Q$ .....Potência reativa em [VAR]  
 $R_1$ .....Resistência do estator.  
 $R_1'$ .....Resistência do estator referida ao rotor.  
 $R_2$ .....Resistência do rotor.  
 $R_d$ .....Resistência do reator de alisamento.  
 $S$ .....Potência aparente em [VA].  
 $S_1$ .....Potência aparente da componente fundamental em [VA].  
 $s, S$ .....Escorregamento (*slip*).  
 $X_1$ .....Reatância do estator.  
 $X_1'$ .....Reatância do estator referida ao rotor.  
 $X_2$ .....Reatância do rotor.  
BJT.....*Bipolar Junction Transistor*.  
CLM.....*Commutatorless Motor*.  
GTO.....*Gate Turn Off thyristor*.  
IGBT.....*Insulated Gate Bipolar Transistor*.  
Lead.....Avanço.  
Lag.....Atraso.  
MOSFET...*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*.  
PWM.....*Pulse Width Modulation* (Modulação em Largura de Pulsos).  
RMS, rms.*Root Mean Square* (valor eficaz).  
SCR.....*Silicon Controlled Rectifier*.  
VSCF.....*Variable Speed Constant Frequency*.  
  
 $\alpha$ .....Ângulo de disparo dos tiristores da ponte de Graetz.  
 $\delta$ .....Ângulo de distorção.  
 $K$ .....ciclo de trabalho do chopper.  
 $\eta$ .....taxa de modulação/amostragem.  
 $\phi_{i1}$ .....Ângulo de deslocamento [rad].  
 $\varepsilon$ .....Tensão cc normalizada do inversor.  
 $\tau$ .....Conjugado normalizado.  
 $\psi$ .....Corrente normalizada no elo cc.  
 $\omega_o$ .....Velocidade síncrona em [rad/s].  
  
 $\cos(\delta)$ ...Fator de distorção.  
 $\cos(\phi_i)$ ..Fator de deslocamento.  
 $\cos(\phi_1)$ ..Fator de potência do MIT (estator).

## INTRODUÇÃO

A energia elétrica é a forma de energia mais nobre existente atualmente, ao ponto de seu consumo *per capita* ser considerado um forte indicador do desenvolvimento tecnológico de um país. Ela é gerada, transmitida e distribuída sob duas formas: corrente contínua e corrente alternada, geralmente como fonte de tensão, ou seja, tensão firme e padronizada.

Como, nem sempre, as características da energia disponível são compatíveis com aquelas exigidas pela carga, é necessária a utilização de um elemento intermediário, denominado "conversor", para fazer a adaptação de uma forma de energia para outra. Uma vez que este conversor manipula grandes quantidades de energia, o mesmo deve apresentar elevadíssima eficiência, não apenas pelo custo da energia, mas também pelo custo adicional que os equipamentos de refrigeração iriam representar. Antes da era da eletrônica de potência, estas conversões eram feitas através de máquinas elétricas rotativas.

Com o advento da eletrônica de potência, em especial com a grande evolução provocada pelos tiristores, esta conversão passou a ser feita sem peças móveis, originando a denominação "conversão estática". Nestes conversores estáticos, os dispositivos eletrônicos devem operar como chaves, para garantir a alta eficiência. Sob este aspecto, o conversor estático é uma simples "matriz de chaves", sendo a abertura e fechamento de cada "chave" comandados pelo circuito de controle e disparo.

A Fig. I1 apresenta os três elementos principais que constituem uma conversão estática: 1) fonte de energia CA ou CC, 2) o conversor estático e 3) a carga elétrica CA ou CC. O conversor estático é dividido em duas unidades: a) o circuito de potência (matriz de chaves) e b) circuito de controle (analógico ou microprocessado).

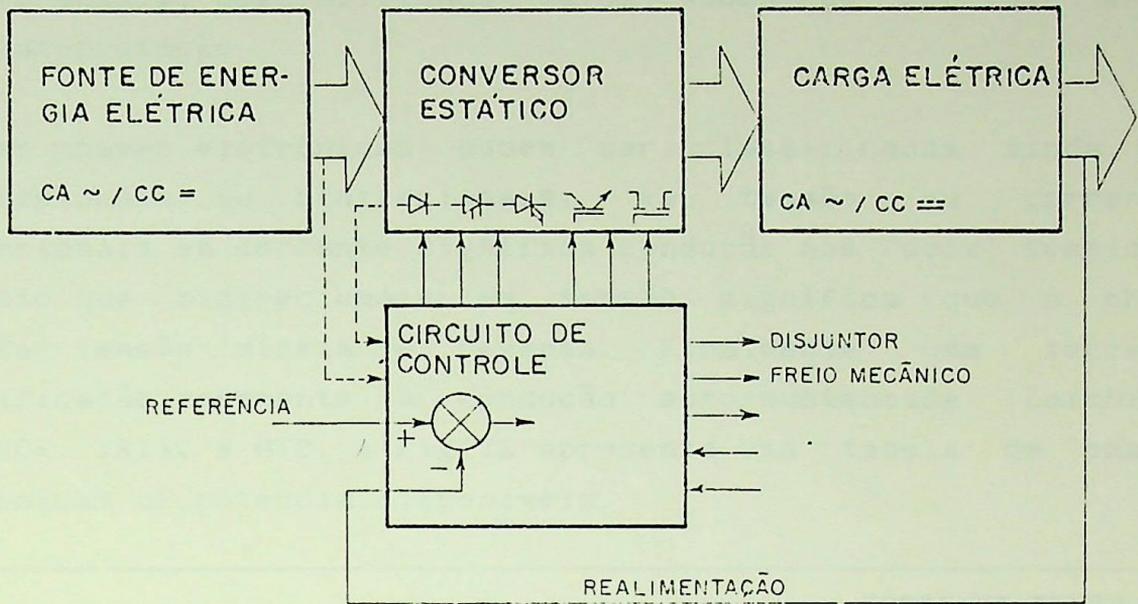


Fig. I1- Conversor Estático

Os semicondutores de potência, utilizados na implementação do circuito de potência, podem ser classificados como chaves eletrônicas em três tipos:

TIPO 1- Diodos retificadores. Sobre este tipo de chave não se tem nenhum controle; será uma chave aberta, se polarizada reversamente e uma chave fechada, se polarizada diretamente.

TIPO 2- Tiristores (SCR e TRIAC). Sobre este tipo de chave existe o controle apenas para o fechamento (*turn on*). Uma vez em condução auto-sustentada (*latch*) perde-se o controle sobre ela, ou seja, não é possível interromper a corrente através de um comando de gatilhamento. Este tipo de chave entrará no estado de bloqueio, somente se a corrente cair abaixo do valor mínimo de sustentação (*hold*), uma condição que depende do circuito externo e não da chave.

TIPO 3- Transistores (BJT, VMOS, IGBT) e GTO. Sobre este tipo de chave existe o controle tanto para o fechamento como para a abertura. Estas chaves são obviamente mais versáteis, possibilitando novos modos de controle e autoproteção.

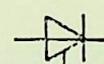
As chaves eletrônicas podem ser classificadas ainda, em unidirecionais ou bidirecionais, em tensão ou corrente. Bidirecionais em corrente significa condução nos dois sentidos, enquanto que bidirecionais em tensão significa que a chave suporta tensão direta e reversa. Finalmente uma terceira classificação referente à condução auto-sustentada (*Latching*) como SCR, TRIAC e GTO. A Fig.I2 apresenta uma tabela de chaves eletrônicas de potência disponíveis.

		CORRENTE/TENSAO	
TIPO 1	{ DIODO RETIFICADOR (PHASE CONTROL).....	5000A	5500V
	{ DIODO RETIFICADOR (RAPIDO).....	1000	4000
TIPO 2	{ SCR (PHASE CONTROL).....	3500	5000
	{ SCR (RAPIDO).....	1500	2000
	{ TRIAC (PHASE CONTROL).....	80	800
TIPO 3	{ GTO ( $V_R=20V$ ) .....	2500	4500
	{ MOSFET (HEXFET, SIPMOS, POWER MOS).....	20	1000
		100	200
	{ BJT.....	450	1200
	{ IGBT.....	100	1200
POWER BLOCKS (DIODOS E TIRISTORES).....		250	1500



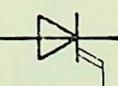
DIODO



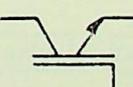
SCR



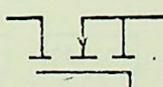
TRIAC



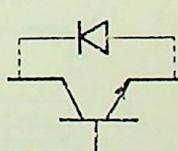
GTO



IGBT



MOSFET



BJT

Fig.I2- Chaves Eletrônicas de Potência

Os conversores estáticos podem ser classificados em dois grandes grupos: 1) conversores de comutação natural e 2) conversores de comutação forçada.

A comutação natural é empregada somente em sistemas onde

existe corrente alternada. Nestes tipos de conversores as chaves passam para o estado de bloqueio naturalmente por dois motivos: i) a corrente passa por zero ou ii) a corrente é transferida para outro ramo do circuito; ambos provocados pela "alternância" da fonte de alimentação. São utilizadas chaves TIPO 1 e/ou TIPO 2.

Quando não existe corrente alternada, o bloqueio das chaves é possível apenas em comutação forçada, conseguida com a utilização de chave tipo 3, ou com a comutação forçada de SCR. Como a interrupção de corrente em circuito indutivo é problemático, muitas vezes são utilizados diodos (chave tipo 1) para permitir a "livre circulação" (*free-wheeling*).

Uma tecnologia mais recente, ainda pouco explorada comercialmente, consiste em utilizar comutação forçada nos sistemas de corrente alternada para solucionar o grande problema dos conversores ca/cc-comutação natural: baixo fator de potência.

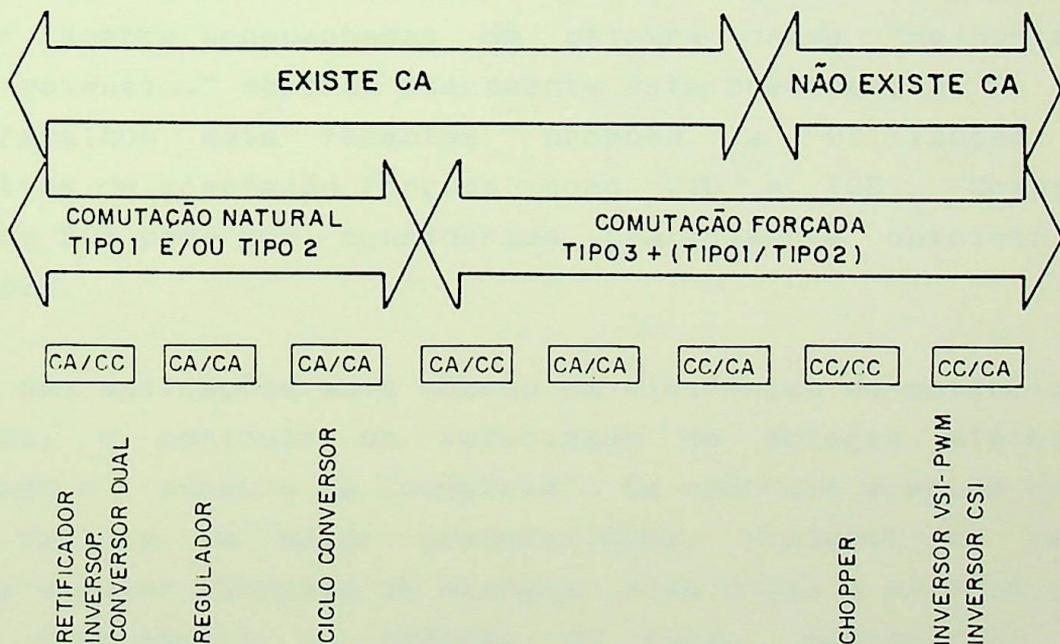


Fig. I3- Classificação dos Conversores Estáticos

Após três décadas de domínio dos tiristores, inicia-se a era dos dispositivos semicondutores de potência de comutação forçada como GTO e IGBT, acompanhado pelo grande desenvolvimento da micro-eletrônica e das novas técnicas de controle. Isto tudo contribui para o crescimento da importância da eletrônica de potência, a tal ponto de ser considerado área estratégica nos países desenvolvidos, como Estados Unidos e Japão, uma vez que contribui na qualidade do produto industrializado e na conservação de energia.

A tecnologia envolvida nos conversores tiristorizados, mais especificamente, nos conversores de comutação natural, faz parte de uma tecnologia dominada a mais de uma década, de larga utilização industrial e de altíssima confiabilidade. Porém, estes conversores são estigmatizados, pelo baixo fator de potência e pela injeção de harmônicas na rede de alimentação. E justamente pelo grande aumento na demanda destes conversores, maiores restrições são impostas pelos fornecedores de energia elétrica.

Isto justifica a quantidade de trabalhos voltados para este aspecto dos conversores estáticos. Trabalhos recentes sobre filtros ativos de potência, novas topologias e novas técnicas de modulação, sempre acompanhadas da palavra chave "melhoria do fator de potência," mostram claramente esta preocupação. E todos estes trabalhos mais recentes propõem a utilização dos dispositivos de comutação forçada como GTO e IGBT. Comutação forçada de SCR pode ser considerada praticamente obsoleta nos dias atuais.

Uma das aplicações mais nobres da eletrônica de potência é, sem dúvida, o controle de velocidade de motores elétricos, considerado o "músculo da indústria". Um controle preciso destes motores implica em maior produtividade, produtos de melhor qualidade e maior economia de energia. Além disso a eletrônica de potência contribuirá na redução do custo operacional dos "acionamentos modernos", ou seja, controle dos motores de imã permanente e motores de indução trifásicos gaiola de esquilo, dois motores sem escovas e portanto de pouca manutenção.

De todos os "acionamentos controlados" através de conversores estáticos, a Cascata Subsíncrona é o que apresenta o pior desempenho, sob o ponto de vista do fator de potência, exatamente devido à utilização de conversor tiristorizado ca/cc-comutação natural. A substituição deste conversor de comutação natural por um de comutação forçada permite, ao acionamento, operar com fator de deslocamento unitário, primeira condição para melhoria do fator de potência.

A utilização de comutação forçada em conversores ca/cc é uma tecnologia que vem sendo experimentada desde 1968<sup>(6)</sup> em trabalhos isolados. A partir de 1986 esta tecnologia é estudada sistematicamente, coincidindo com a entrada comercial dos novos tipos de semicondutores de potência de comutação forçada como GTO e IGBT. Curiosamente, a maioria destes estudos são voltados para a melhoria do fator de potência do acionamento "Cascata Subsíncrona", criando uma situação antagônica: de um lado os mega-acionamentos de 20000kW e do outro os novos semicondutores de potência ainda em desenvolvimento, muito aquém das potências atingidas pelos diodos e tiristores.

A presente dissertação trata de um acionamento muito específico, mas pode servir como estudo preliminar para duas grandes e interessantes linhas de pesquisa:

- 1-Novos tipos de controle de velocidade do motor de indução trifásico de rotor bobinado, com aplicações de novas topologias de conversores estáticos, inclusive para geração VSCF-velocidade variável e frequência constante.
- 2-Novas aplicações dos conversores ca/cc generalizados tais como, retificação com fator de deslocamento unitário e compensador estático de reativo.

Primeiro, o Motor de Indução Trifásico de Rotor Bobinado, doravante denominado MIT-anéis, é estudado macroscopicamente sob o ponto de vista do balanço de potência. Este estudo destaca a vantagem que este motor oferece: a potência do conversor de

frequência, instalado no circuito do rotor para o controle da velocidade, é menor que a potência do motor. Completando este estudo, é apresentado um panorama geral dos controles existentes, desde os primitivos sistemas existentes no início do século como Leblanc, Kraemer e Scherbius, até sugestões apresentadas recentemente, como os Geradores de Frequência Constante e Velocidade Variável, VSCF, e os MIT-anéis duplamente alimentados.

Em seguida, o conversor ca/cc generalizado é estudado para evidenciar a sua potencialidade em resolver o grande problema do fator de potência da instalação. Em particular, é mostrada a simplicidade de implementação do conversor híbrido ponte tiristorizada-chopper, conseguida através de uma simples adaptação no circuito de potência (adição de dois GTO's) e no de disparo (adição de um modulador PWM, sincronizado com o disparo dos tiristores da ponte). Os dispositivos de comutação forçada, chaves tipo 3, devem ser bidirecionais em tensão (devem suportar tensão direta e reversa). Hierarquicamente estas chaves estão abaixo apenas da chave autobloqueável bidirecional em tensão e corrente, ainda não disponível comercialmente.

No terceiro capítulo os dois acionamentos: "cascata subsíncrona" convencional e a modificada, são estudados e comparados. As equações do acionamento, característica conjugado-velocidade, são as mesmas para os dois sistemas; o que se modifica é o comportamento do sistema perante a rede de alimentação, uma grande melhoria no fator de potência e conseqüente redução na corrente de alimentação.

Finalmente, o quarto capítulo apresenta os resultados experimentais, incluindo diagrama elétrico da montagem experimental, lista de material, instrumentação utilizada e oscilogramas.

## CAPÍTULO 1

### MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO DE ROTOR BOBINADO

O Motor de Indução Trifásico de rotor bobinado, ou MIT de anéis, é utilizado em acionamentos de altíssima potência e de pequena variação de velocidade, nas usinas de cimento, siderurgias, estações de bombeamento de água, etc. A razão disso é que o controle de velocidade neste motor pode ser feito através do controle da potência de escorregamento e que, dependendo do tipo de carga e da faixa de variação da velocidade, esta potência pode ser apenas uma pequena parcela da potência total do acionamento. Como exemplo, no controle de velocidade de uma carga que apresente conjugado resistente proporcional ao quadrado da velocidade, como bombas e ventiladores, a potência máxima de escorregamento é apenas 15% da potência total. Isto significa que num acionamento de 1000 kW, a potência do conversor, instalado no circuito do rotor, é de apenas 150 kW.

O MIT de anéis não é tão robusto quanto o MIT de gaiola e não pode operar em altas velocidades, porém sua manutenção é consideravelmente menor que nas máquinas de corrente contínua, apesar do desgaste e centelhamento nas escovas. A sua utilização se justifica quando a potência do conversor for menor que a potência do acionamento. Nos outros tipos de acionamentos controlados, tanto em corrente contínua como em corrente alternada, a potência do conversor é, com raras exceções, maior que a potência do motor.

#### 1.1- Balanço de Potência

Neste tipo de motor o estator é conectado diretamente à rede de alimentação. Parte da potência ativa absorvida pelo estator,  $P_1$ , é convertida em potência mecânica,  $P_M$

$$P_M = (1 - s) P_1$$

[W](1.1)

O restante, a parcela não convertida em potência mecânica, está disponível no rotor através dos anéis. Esta potência elétrica é diretamente proporcional ao escorregamento  $s$  e por isso denominada potência de escorregamento  $P_s$ .

$$P_s = s \cdot P_1 \quad [W](1.2)$$

A Fig.1.1 ilustra este balanço de potências do MIT, operando como "motor subsíncrono", desconsiderando-se as perdas. A potência elétrica fornecida ao motor é  $P_1 = \sqrt{3} \cdot E_1 \cdot I_1 \cdot \cos(\phi_1)$  em [W], onde  $E_1$  é a tensão na linha (entre fases),  $I_1$  a corrente eficaz na linha (suposto senoidal) e  $\cos(\phi_1)$  o fator de potência do motor. O escorregamento  $s = (N_s - N) / N_s$  onde  $N$  é a velocidade do motor em [rpm],  $N_s = 60 \cdot f_1 / p$  é a velocidade síncrona em [rpm],  $f_1$  a frequência da rede em [Hz] e  $p$  o número de pares de polos.

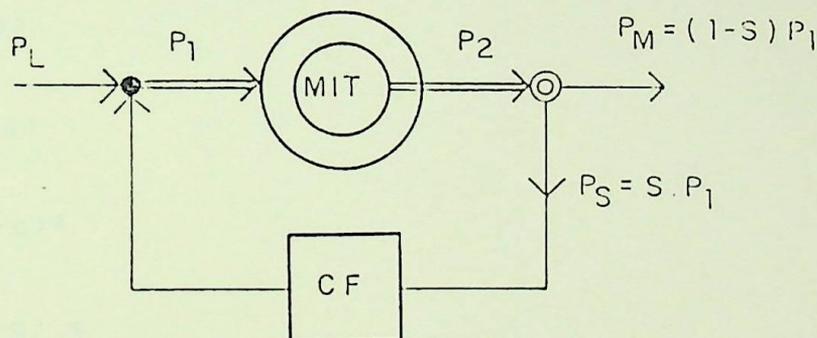


Fig.1.1- Balanço de Potências

A Fig.1.2 ilustra o balanço de potência em função do escorregamento para três tipos de cargas (desconsiderando-se as perdas).  $P_N$  é a potência nominal e  $C_N$  o conjugado nominal do motor.

Para carga do tipo "conjugado constante", a potência de escorregamento, e portanto a potência do conversor instalado no circuito do rotor, é igual à potência total do acionamento, se a velocidade for controlada em toda faixa, isto é,  $0 \leq s \leq 1$ . Se no

entanto o controle da velocidade for limitado entre  $0 \leq s \leq 0,5$ , a potência de escorregamento será limitada em 50% da potência total. Neste caso será necessário um sistema de partida com resistores no rotor. As equações do conjugado e potência do motor para este tipo de carga são<sup>[45]</sup>:

$$C/C_N=1 \quad (1.3)$$

$$P_1/P_N=1 \quad (1.4)$$

$$P_M/P_N=(1-s) \quad (1.5)$$

$$P_S/P_N=s \quad (1.6)$$

Para carga do tipo "conjugado linearmente proporcional à velocidade", a potência máxima de escorregamento é 25% da potência do motor no escorregamento  $s=0,5$ .

$$C/C_N=(1-s) \quad (1.7)$$

$$P_1/P_N=(1-s) \quad (1.8)$$

$$P_M/P_N=(1-s)^2 \quad (1.9)$$

$$P_S/P_N=(1-s) \cdot s \quad (1.10)$$

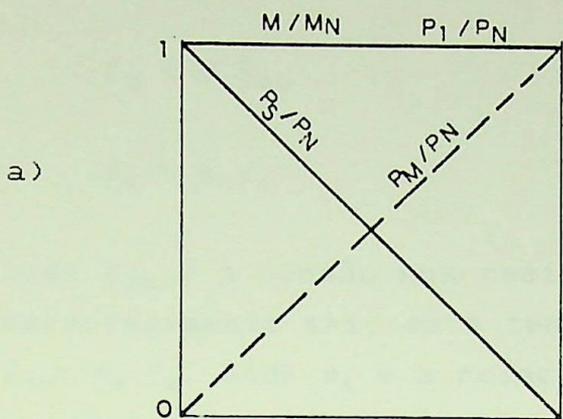
A carga do tipo "conjugado proporcional ao quadrado da velocidade" é o que apresenta a condição mais favorável, pois a máxima potência de escorregamento é apenas 15% da potência do acionamento,  $P_{S(\text{MAX})}=0.148P_N$  no escorregamento  $s=0,33$ .

$$C/C_N=(1-s)^2 \quad (1.11)$$

$$P_1/P_N=(1-s)^2 \quad (1.12)$$

$$P_M/P_N=(1-s)^3 \quad (1.13)$$

$$P_S/P_N=(1-s)^2 \cdot s \quad (1.14)$$

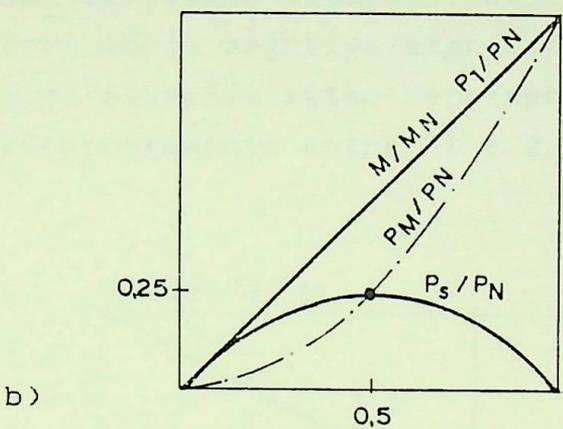


$$C/C_N=1$$

$$P_1/P_N=1$$

$$P_M/P_N=(1-s)$$

$$P_S/P_N=s$$



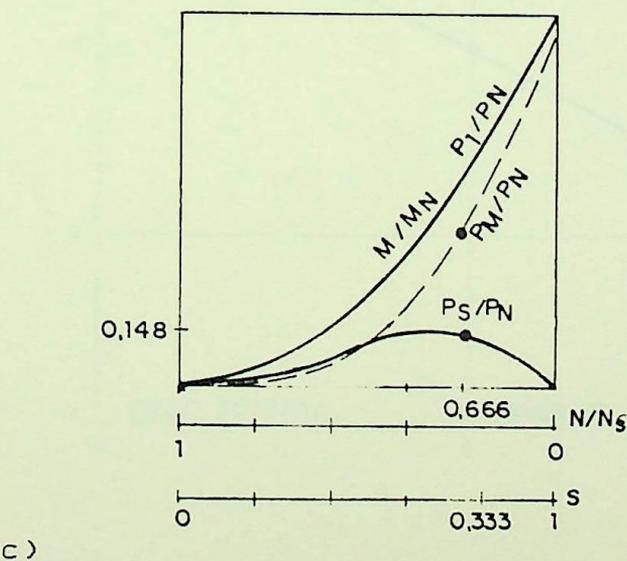
$$C \propto N$$

$$C/C_N=(1-s)$$

$$P_1/P_N=(1-s)$$

$$P_M/P_N=(1-s)^2$$

$$P_S/P_N=(1-s)s$$



$$C \propto N^2$$

$$C/C_N=(1-s)^2$$

$$P_1/P_N=(1-s)^2$$

$$P_M/P_N=(1-s)^3$$

$$P_S/P_N=(1-s)^2s$$

Fig.1.2- Balanço de Potência em Função do Escorregamento

Independentemente do tipo da carga, a tensão no rotor,  $E_2$ , e a frequência no rotor,  $f_2$ , são diretamente proporcionais ao escorregamento.

$$E_2 = s \cdot E_{20} \quad [V](1.15)$$

$$f_2 = s \cdot f_1 \quad [Hz](1.16)$$

onde  $E_{20}$  é a tensão nos anéis com rotor travado, ou seja, com escorregamento  $s=1$ ; esta tensão será apresentada futuramente como  $E_{20} = m_1 \cdot E_1$ , onde  $m_1$  é a relação de transformação entre o estator e rotor. Para escorregamento negativo, velocidade do motor acima da velocidade síncrona ou velocidade supersíncrona, tensão e frequência negativa significa "seqüência de fase reversa". Estas duas equações estão representadas graficamente na Fig.1.3 para escorregamento entre -1 e 2.

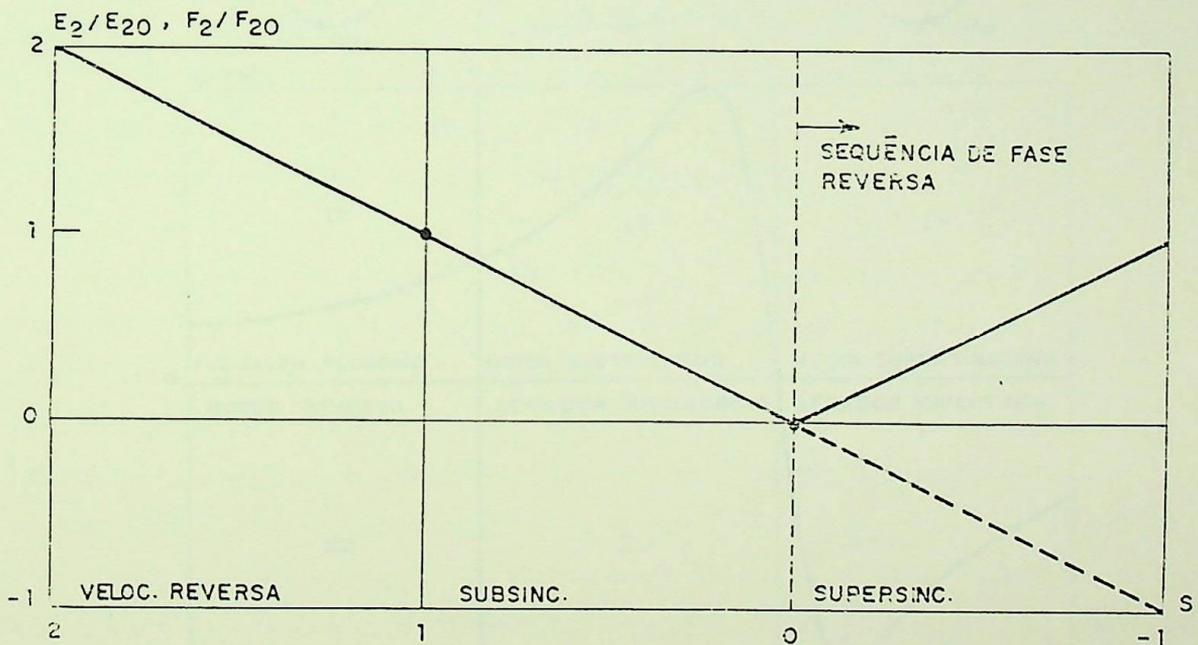


Fig.1.3-Tensão e Frequência no Rotor em Função do Escorregamento

A Fig.1.4 mostra a tradicional curva do conjugado em função do escorregamento para o MIT alimentado apenas pelo estator e com o rotor curtocircuitado. Nestas condições o MIT pode operar em

apenas três regiões do plano conjugado-escorregamento: I<sup>+</sup> (motor subsíncrono), II<sup>-</sup> (gerador supersíncrono ou gerador de indução) e IV (frenagem plugging). Se no entanto o MIT de anéis for duplamente alimentado, isto é, alimentado simultaneamente pelo estator e pelo rotor, o MIT poderá operar em mais três regiões: I<sup>-</sup> (motor supersíncrono), II<sup>+</sup> (gerador subsíncrono ou frenagem regenerativa) e III (motor reverso).

Nas quatro regiões I<sup>+</sup>, I<sup>-</sup>, II<sup>+</sup> e II<sup>-</sup>, ou seja, na região de escorregamento  $-1 < s < 1$ , a potência de escorregamento é menor que a potência do motor, mais precisamente que a potência do estator. Nas regiões III e IV,  $s > 1$ , a potência de escorregamento é maior que a potência do estator.

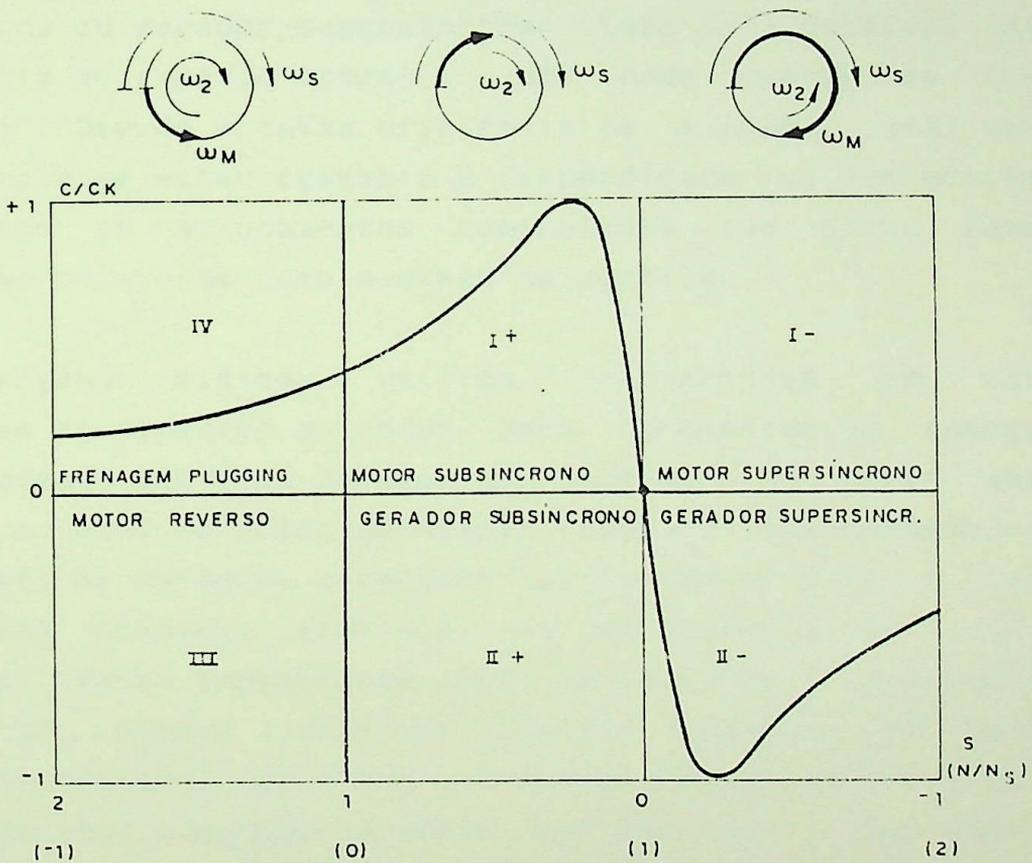


Fig.1.4- Característica Conjugado-Escorregamento do MIT com Rotor Curtocircuitado e as 6 Regiões de Operação do MIT Duplamente Alimentado

## 1.2 Controle de Velocidade do MIT de anéis

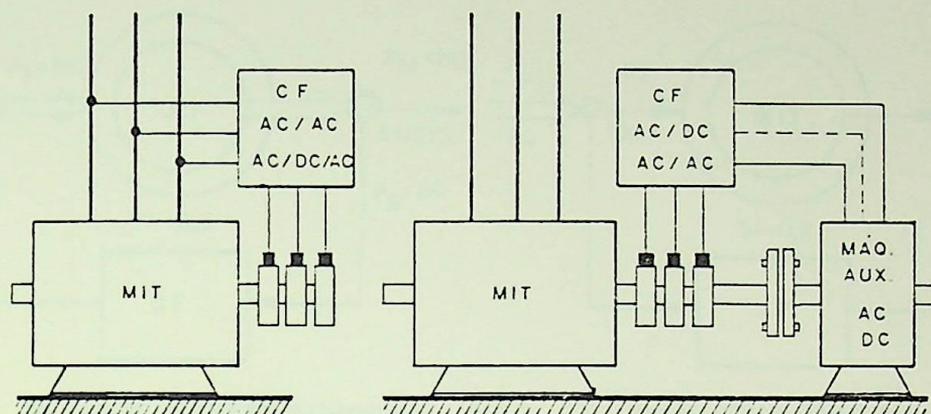
O controle da velocidade do MIT de anéis, através do controle da potência de escorregamento, não permite, em termos práticos, a inversão do sentido de rotação; porém é uma alternativa muito interessante nos acionamentos de pequena variação de velocidade, onde a potência do conversor é menor que a potência do acionamento. Fundamentalmente existem dois sistemas de controle da potência de escorregamento: 1) dissipativo e 2) sistema com recuperação da energia de escorregamento.

O primeiro sistema utiliza resistores variáveis instalados no circuito do rotor. Estas resistências podem ser líquidas, variáveis através de contadores ou variáveis eletronicamente. Como a potência de escorregamento pode fluir apenas num sentido, saindo do rotor, o MIT anéis pode operar apenas como motor subsíncrono ou gerador supersíncrono. Caso seja possível inverter a seqüência de fase do estator, o MIT pode operar em frenagem "plugging". Devido à baixa eficiência do sistema, uma vez que toda energia de escorregamento é desperdiçada nos resistores, ele é empregado em acionamentos controlados com baixo fator de utilização ou apenas como sistema de partida.

O segundo sistema utiliza "conversores em cascata" instalados no circuito do rotor para aproveitar a energia de escorregamento sob duas formas: 2a) acionar um motor auxiliar acoplado ao eixo do motor principal (cascata eletromecânica, ou acionamento de potência constante) ou 2b) devolvê-la à rede de alimentação (cascata elétrica, ou acionamento de conjugado constante). Estes conversores são denominados "conversores de freqüência", porque convertem energia elétrica de tensão e freqüência variável (do rotor) em energia elétrica de tensão e freqüência fixa (da rede ou motor ca auxiliar), ou de tensão contínua (do elo cc ou motor cc). Os dois sistemas de cascata de conversores são apresentados na Fig.1.5.

Os sistemas de cascata que apresentam elo cc são denominados de Krämer, enquanto que os sistemas sem elo cc são denominados de Scherbius. Alguns autores denominam as cascatas eletromecânicas

de Kraemer e as cascatas elétricas de Scherbius, gerando assim a dupla denominação para o mesmo esquema "Cascata de Conversores Estáticos Subsíncronos", ou simplesmente "Cascata Subsíncrona", de Kramer Estático e Scherbius Estático.



a)

b)

Fig.1.5- Cascata de Conversores

a)Cascata Elétrica b)Cascata Eletromecânica

A cascata eletromecânica é o sistema menos utilizado atualmente, por envolver máquinas extras acopladas ao eixo do motor principal. Como nos dias atuais as máquinas elétricas comutadoras (com coletor e escovas) são terminantemente evitadas, restam os sistemas de Kramer sem comutador e as máquinas de indução de construção especial sem escovas.

As cascatas elétricas podem ser totalmente estáticas. Se o conversor de frequência, instalado no circuito do rotor, permitir o fluxo de potência em apenas um sentido, saindo do rotor, a máquina pode operar apenas como motor subsíncrono ou gerador supersíncrono (gerador de indução). Se no entanto o conversor permitir o fluxo de potência nos dois sentidos, o MIT poderá operar também como motor supersíncrono e como gerador subsíncrono (que possibilita uma frenagem regenerativa).

A Fig.1.6 apresenta o balanço de potência para estes quatro modos de operação. Os números indicam percentualmente a potência mecânica e a potência de escorregamento, tomando como base a potência do estator, conforme as equações (1.1) e (1.2).

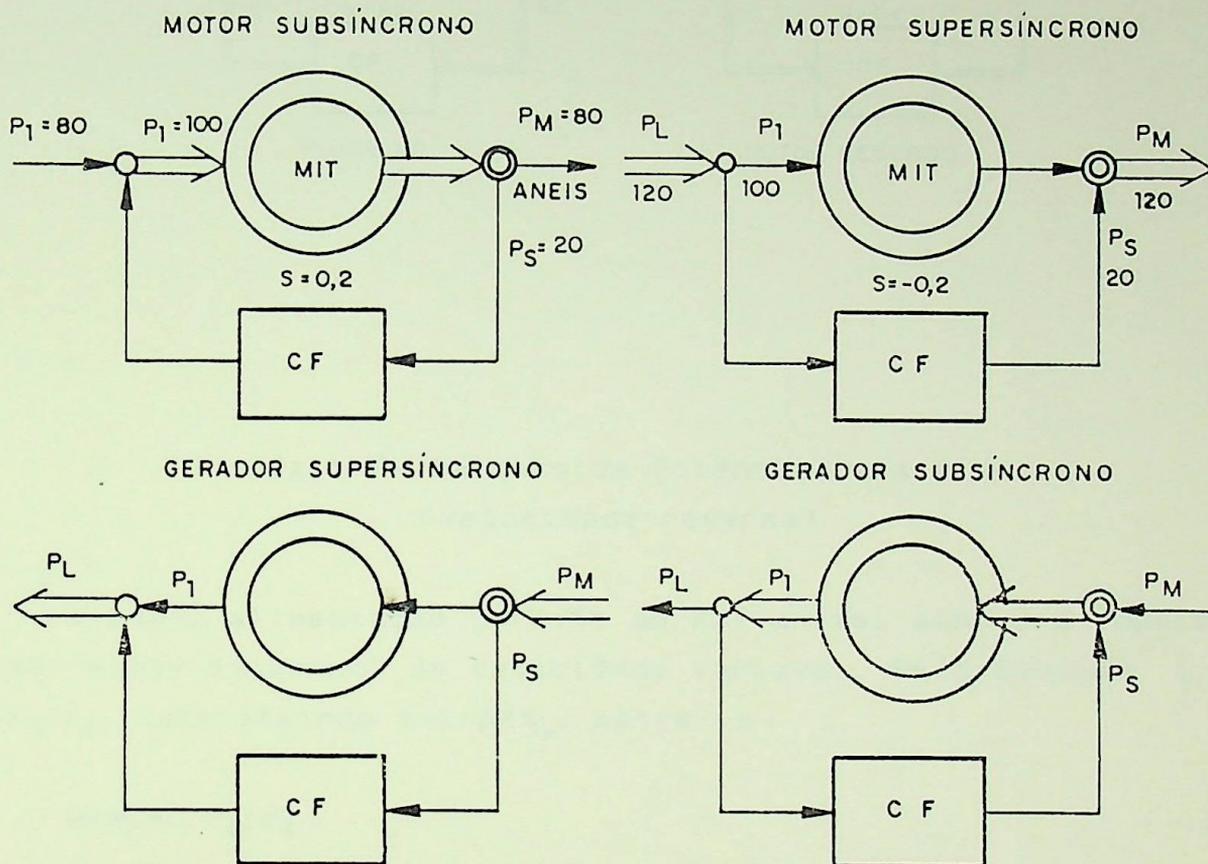


Fig.1.6- Balanço de Potência na Cascata Elétrica com Conversor de Freqüência Bidirecional em Potência

A utilização de um conversor de freqüência bidirecional em potência permite ao MIT operar na velocidade reversa. Porém, a potência deste conversor deve ser maior que a potência do motor, inviabilizando economicamente (e tecnicamente para altíssimas potências) este modo de operação. A Fig.1.7 mostra o balanço de potência para  $s > 1$ . Para esta condição de operação, seria vantajoso um outro sistema de acionamento, MIT-gaiola controlado pelo estator por um conversor de tensão e freqüência.

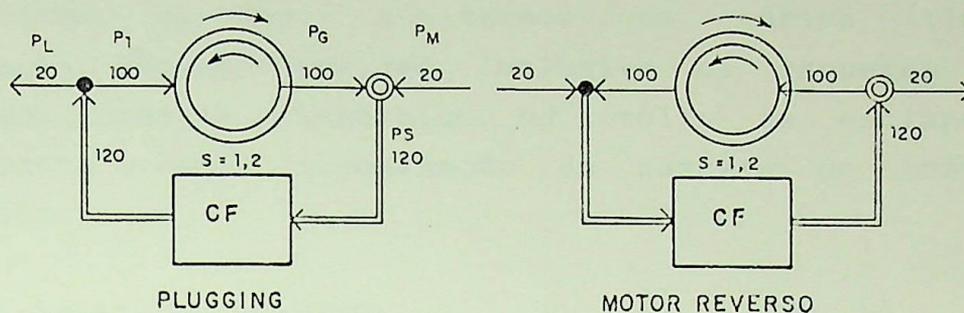


Fig.1.7- Balanço de Potência para  $s > 1$   
(velocidade reversa)

A dupla alimentação permite ao MIT-anéis, ainda, a operação como "motor síncrono" de velocidade variável. Pela Equação 1.16,  $s = f_2 / f_1$ . Substituindo  $s = 1 - N / N_s$ , obtém-se

$$N / N_s = 1 - f_2 / f_1 \tag{1.17}$$

ou seja, alimentando-se o estator pela rede ( $E_1$  e  $f_1$  fixo) e o rotor por uma fonte de tensão ou corrente, ( $E_2$  e  $f_2$  variável), por um conversor estático de comutação forçada por exemplo, o MIT será obrigado a operar na velocidade determinada pela Eq.(1.17).

A maior dificuldade, nestes sistemas de alimentação pelo rotor, é o controle do conversor de frequência, que deve operar na tensão e frequência (e seqüência de fase) do escorregamento. Esta dificuldade não existe quando é utilizada uma ponte de diodos no lado do rotor, uma vez que, para ponte de diodos, não importa a frequência nem a seqüência de fase; contudo esta solução permite ao MIT operar apenas como motor subsíncrono e gerador supersíncrono.

### 1.3- Esquemas de Controle do MIT-anéis

Os esquemas, que serão apresentados em seguida, foram reproduzidos com poucas adaptações das referências bibliográficas, de modo a termos os vários tipos de representação. São apresentados inclusive os esquemas antigos como Leblanc, Kraemer e Scherbius, no intuito de esclarecer as dúvidas quanto a dupla denominação da cascata de conversores subsíncronos.

#### 1.3.1-Resistência no Rotor<sup>(52)</sup>.

A velocidade do MIT-anéis pode ser controlada através da variação da resistência do rotor, obtendo-se conjugado de partida elevado e controlado, associado à baixa corrente de partida. Para conjugado constante, o escorregamento é diretamente proporcional à resistência do rotor. A Fig.1.8 apresenta a característica conjugado-velocidade do MIT-anéis para vários valores da resistência do rotor.

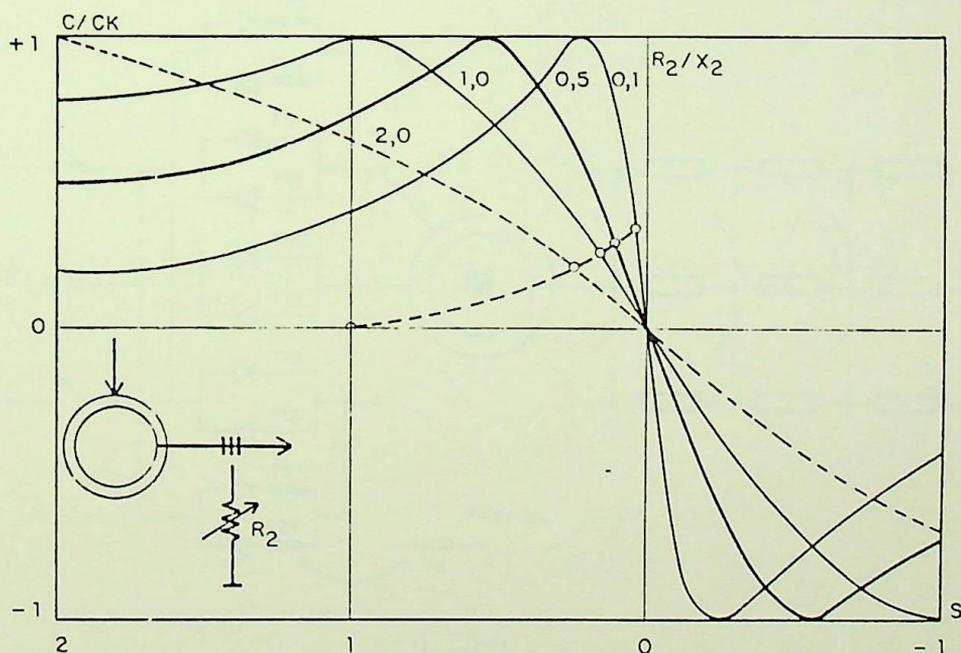


Fig.1.8- Característica Conjugado-Velocidade do MIT-Anéis para Resistência do Rotor Variável.

Nos sistemas mais antigos, o estator é ligado diretamente à rede de alimentação, enquanto as resistências, instaladas no circuito do rotor, são controladas através de chaves (contactores). O número de passos, entre três e seis, implica em uma partida mais suave (com baixa corrente de partida) e maior faixa de controle de velocidade. Contudo o controle da velocidade é discreto.

Para se obter um ajuste contínuo de velocidade, e em uma faixa de controle mais ampla, é comum se associar um controle de tensão do estator através de regulador tiristorizado (três pares de tiristores em antiparalelo). As resistências são selecionadas para cada faixa de velocidade, enquanto que o ajuste fino da velocidade é realizado através do controle da tensão do estator.

A adição de mais dois pares de tiristores em antiparalelo, possibilita a frenagem *plugging* e reversão do acionamento através da reversão da seqüência de fase. Este sistema, apresentado na Fig.1.9, é muito utilizado nos acionamentos de pontes rolantes com baixo fator de utilização<sup>(52)</sup>.

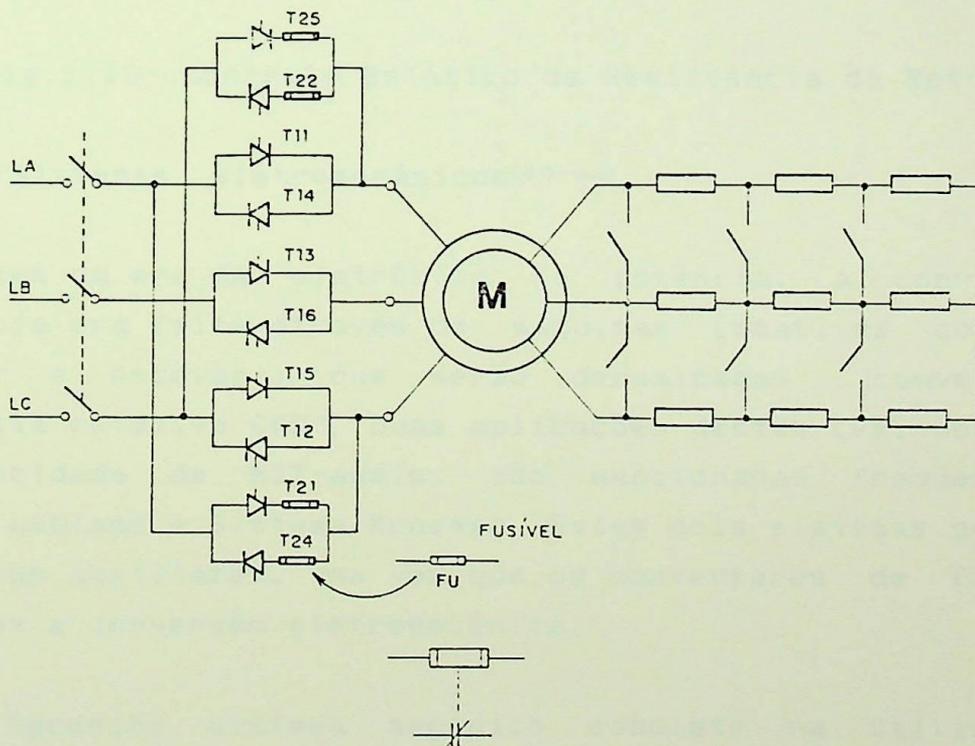


Fig.1.9- Controle Simultâneo da Tensão no Estator e Resistência do Rotor.

A resistência pode ser variada, eletronicamente, com a utilização de uma ponte retificadora a diodos e de um *chopper*, como apresentado na Fig.1.10. A resistência equivalente vista pelo rotor é  $R_{EQ.} = (1-d)R_o$ , onde  $d = t_{ON}/T$  é o ciclo de trabalho do chopper. Desse modo, é possível se obter artificialmente resistência variável continuamente, sem degraus, desde  $R_o$  até zero<sup>[21,22]</sup>.

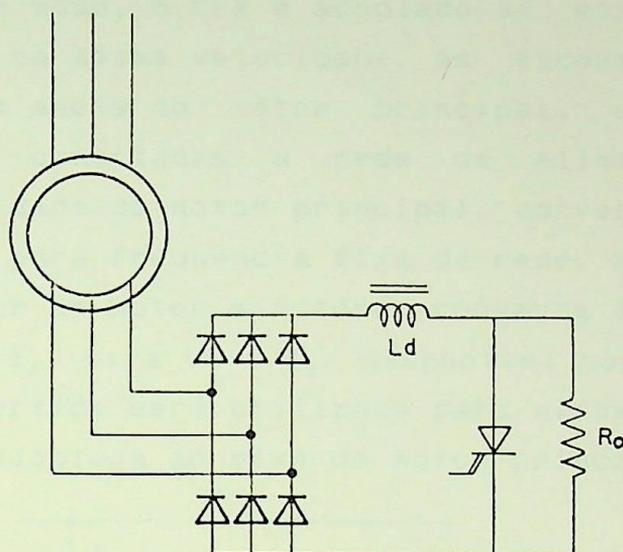


Fig.1.10- Controle Estático da Resistência do Rotor.

### 1.3.2- Sistemas eletromecânicos<sup>[40-42]</sup>

Antes da era da eletrônica de potência, a conversão de frequência era feita através de máquinas rotativas comutadoras (coletor e escovas), que serão denominadas "conversor de frequência rotativo CFR". Duas aplicações destes CFR, no controle de velocidade de MIT-anéis, são mencionadas frequentemente: Sistema Leblanc e Sistema Kraemer. Estes dois sistemas necessitam de motores auxiliares, uma vez que os conversores de frequência não fazem a conversão eletromecânica.

Um terceiro sistema mecânico consiste na utilização de "máquinas comutadoras de corrente alternada". Dentre os diversos tipos de máquinas, se destaca a "máquina de Scherbius", capaz de controlar a velocidade e fator de potência do MIT-anéis.

Todas estas cascatas podem ser arranjadas de forma a proporcionar os dois tipos de acionamentos: i) de conjugado constante ou ii) de potência constante, denominados respectivamente de cascata elétrica e cascata eletromecânica.

a) Sistema Leblanc.

O conversor de frequência rotativo é utilizado de dois modos. No primeiro modo, o CFR é acoplado ao eixo do MIT-anéis operando portanto na mesma velocidade. As escovas do comutador são conectadas aos anéis do motor principal, enquanto que os anéis do CFR são conectadas a rede de alimentação. O CFR, operando na velocidade do motor principal, converte a frequência de escorregamento para frequência fixa da rede. No segundo modo, o CFR, acionado por um motor síncrono, converte a frequência de escorregamento,  $s.f_1$ , para  $(1-s)f_1$ , disponível nos anéis do CFR. Esta energia convertida será utilizada para alimentar uma outra máquina síncrona acoplada ao eixo do motor principal.

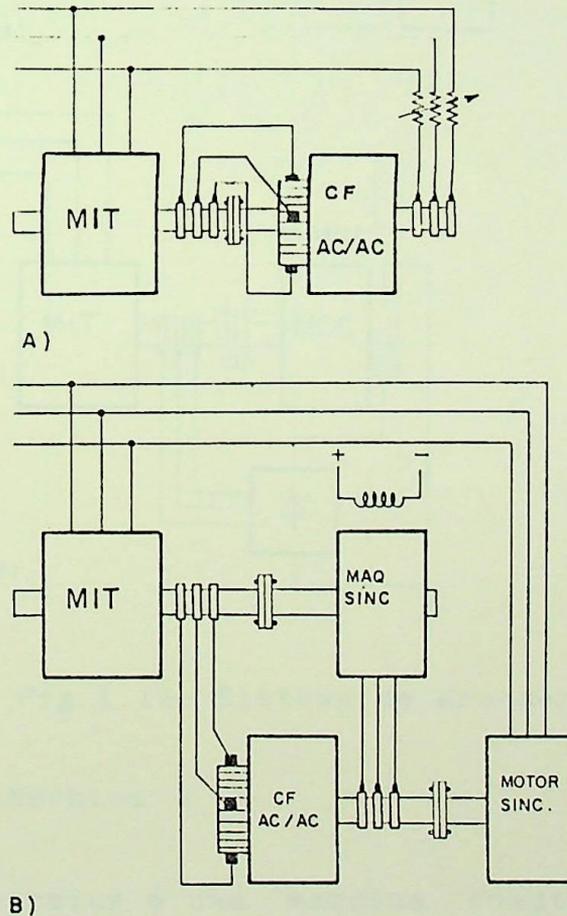


Fig.1.11- Sistema Leblanc

a) Conjugado Constante, b) Potência Constante

b) Sistema Kraemer

Neste sistema, a potência de escorregamento é convertida em corrente contínua, através de conversores de frequência rotativos ou estáticos, para alimentar um motor de corrente contínua. Este motor cc é acoplado ao eixo do motor principal, na cascata eletromecânica, ou utilizado, na cascata elétrica, para acionar um MIT-gaiola operando como gerador de indução conectado à rede ca.

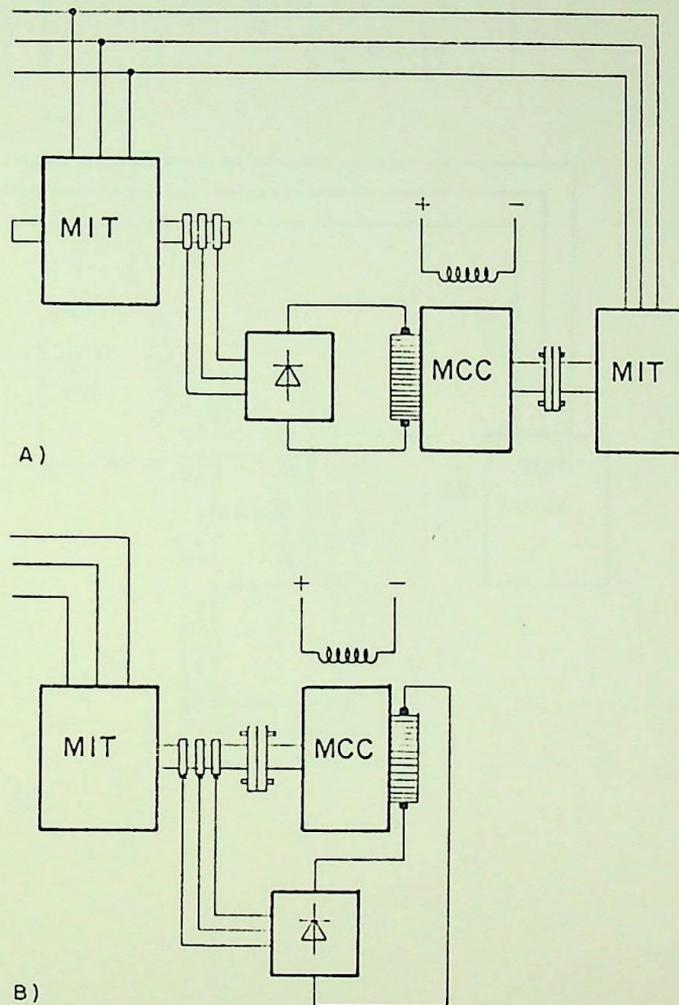


Fig.1.12- Sistema de Kraemer

c) Sistema Scherbius

A máquina Scherbius é uma máquina comutadora de corrente alternada com estator de polos salientes trifásico (excitação trifásica principal) e rotor semelhante ao do motor de corrente

contínua porém com três enrolamentos e três escovas dispostos em 120°.

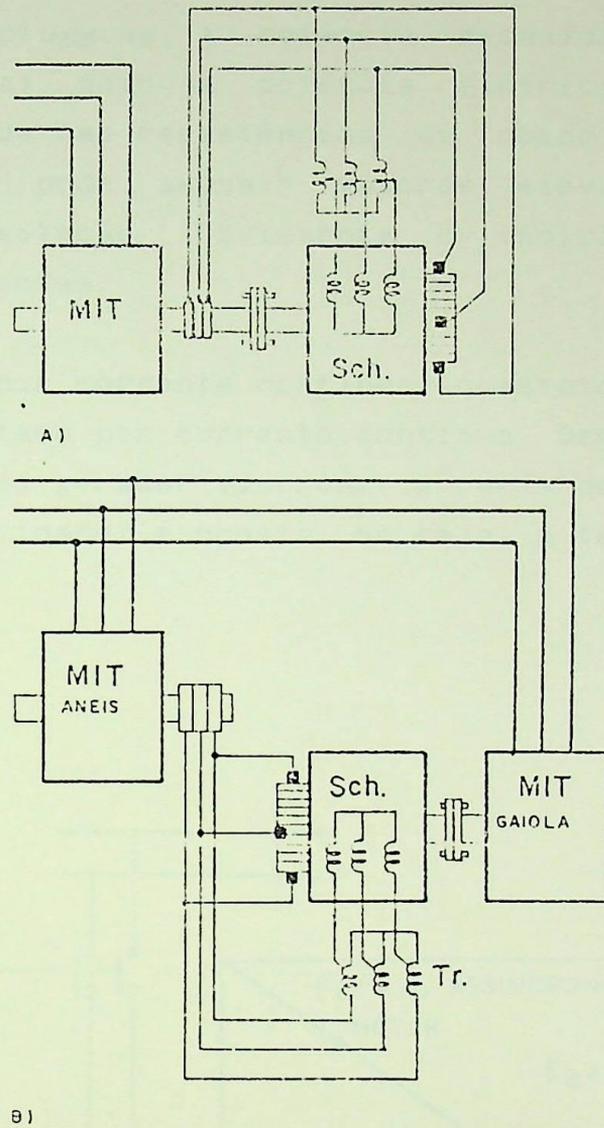


Fig.1.13- Sistema Scherbius.

### 1.3.3- Frenagem do MIT-anéis

Em aplicações onde a inércia é elevada (grande quantidade de energia mecânica armazenada), ou quando é necessária uma parada ou resposta dinâmica rápida, é indicada a frenagem elétrica. A frenagem, empregada no sentido de se parar a máquina, pode ser feita da seguinte forma: i) frenagem *plugging* (com a reversão da

seqüência de fase no estator), ii) frenagem por corrente contínua e iii) frenagem por cascata de conversor bidirecional em potência.

Na frenagem *plugging*, a potência mecânica (convertida em potência elétrica) mais a potência elétrica absorvida pelo estator é dissipada nas resistências do rotor. Além disso, a tensão no rotor pode assumir valores elevados de forma a comprometer a isolação. Obviamente é indicado apenas para serviços intermitentes.

Na frenagem por corrente contínua, o estator é desconectado da rede ca e excitado por corrente contínua. Desse modo, o MIT passa a operar como gerador síncrono. A curva de tensão no rotor, em função da velocidade, é oposta, ou seja, a tensão aumenta com a velocidade.

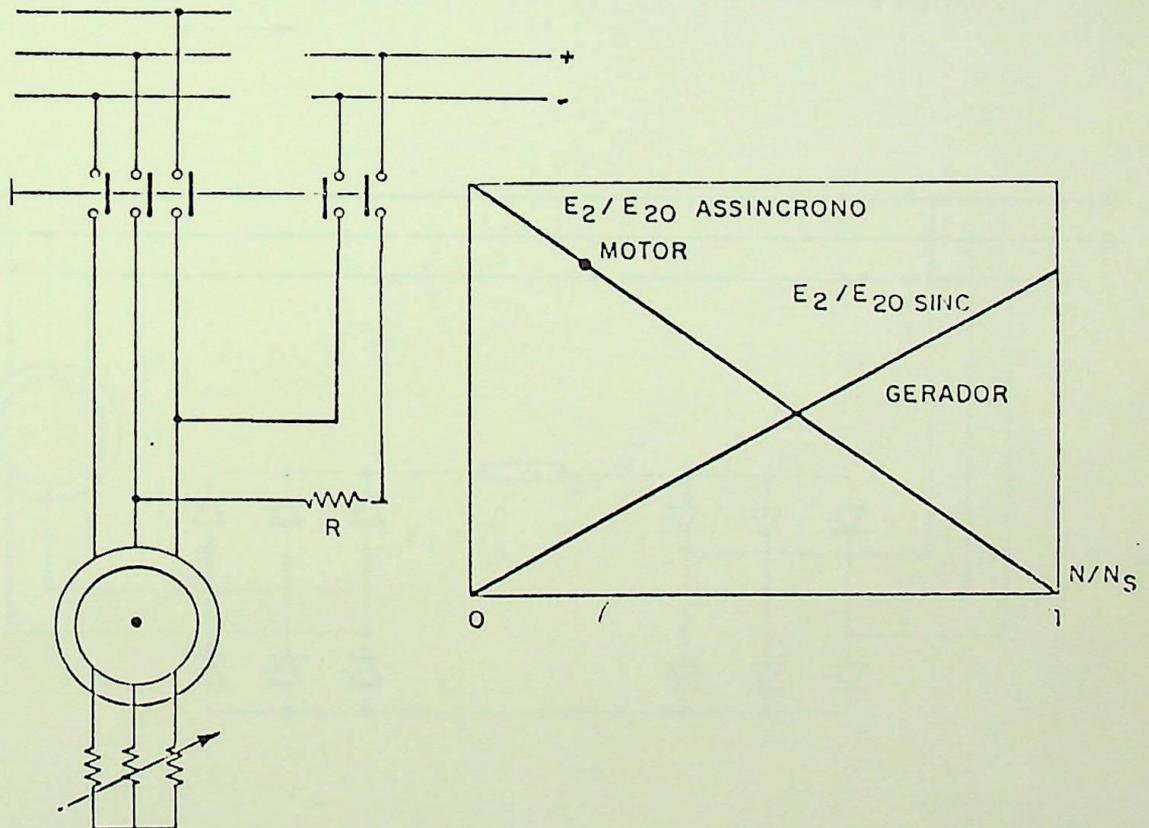


Fig.1.14- Frenagem Por Corrente Contínua.

1.3.4- Cascata Supersíncrona<sup>[7,13,47]</sup>

A utilização de conversores bidirecionais em potência, no circuito do rotor, permite a operação nos modos I<sup>+</sup>, I<sup>-</sup>, II<sup>+</sup> e II<sup>-</sup>. Por enquanto, são utilizados, comercialmente, apenas os cicloconversores instalados entre o rotor e a rede ca de alimentação (Scherbius Estático), e economicamente, na velocidade entre 70 e 130% da velocidade síncrona.

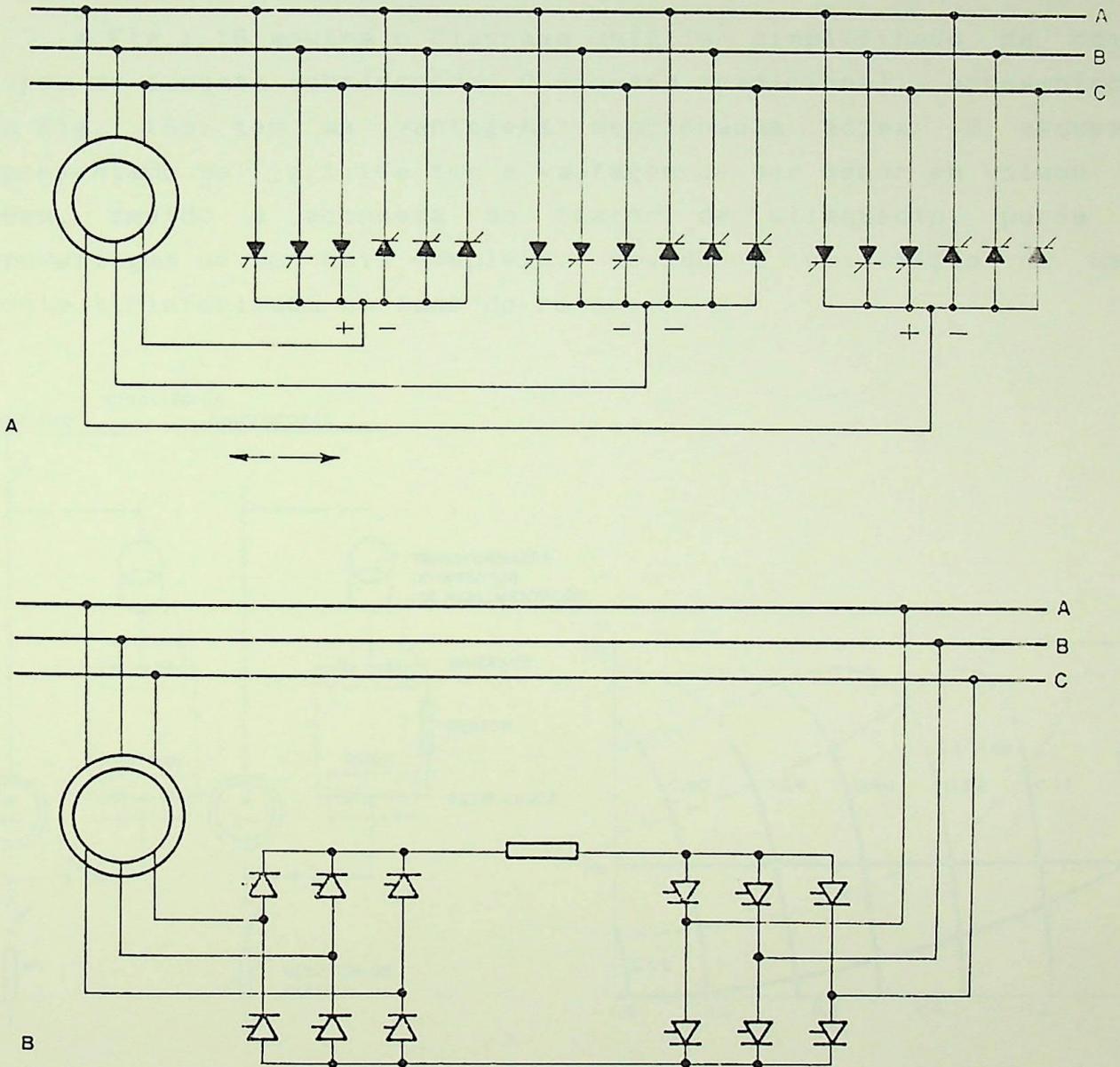


Fig.1.15- Cascata Supersíncrona.  
 a) Scherbius Estático, b) Kraemer Estático.

1.3.5- Cascata Subsíncrona<sup>[19,36,47,49]</sup>

Este sistema, denominado de "Scherbius Estático" pela maioria dos autores e de "Kraemer Estático" por Bose, é o sistema mais utilizado devido a robustez e simplicidade proporcionada pela tecnologia empregada: uma ponte de diodos no lado do rotor e uma ponte tiristorizada no lado da rede. Teoricamente, este sistema poderia operar também como gerador supersíncrono (gerador de indução).

A Fig.1.16 mostra o diagrama unifilar simplificado de dois tipos de cascata subsíncrona. O esquema tradicional, apresentado na Fig.1.16b, tem as vantagens mencionadas acima. O esquema apresentado na Fig.1.16a tem a vantagem de ser menor em volume e peso, devido à economia do reator de alisamento, porém a desvantagem de ser mais complexo, devido à utilização de uma ponte tiristorizada no lado do rotor.

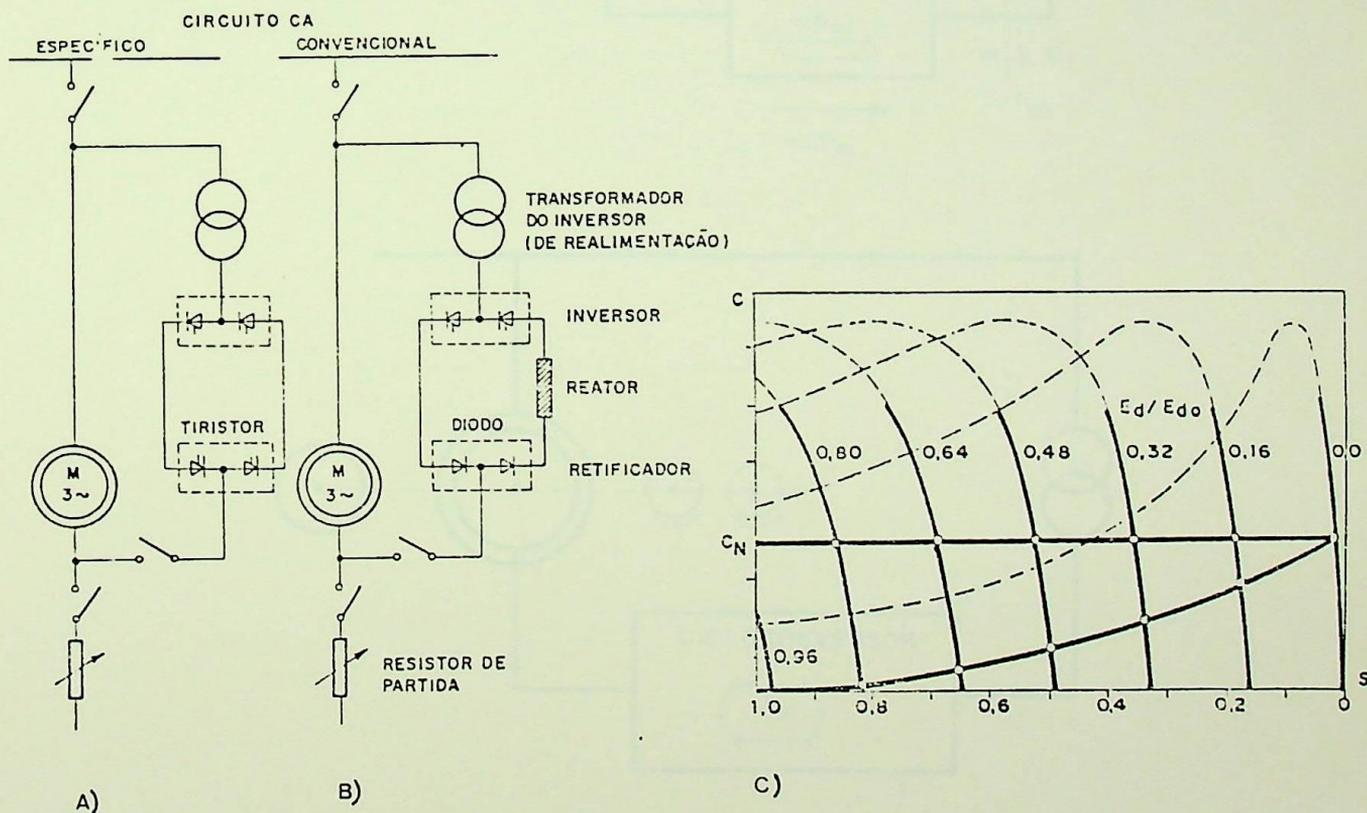
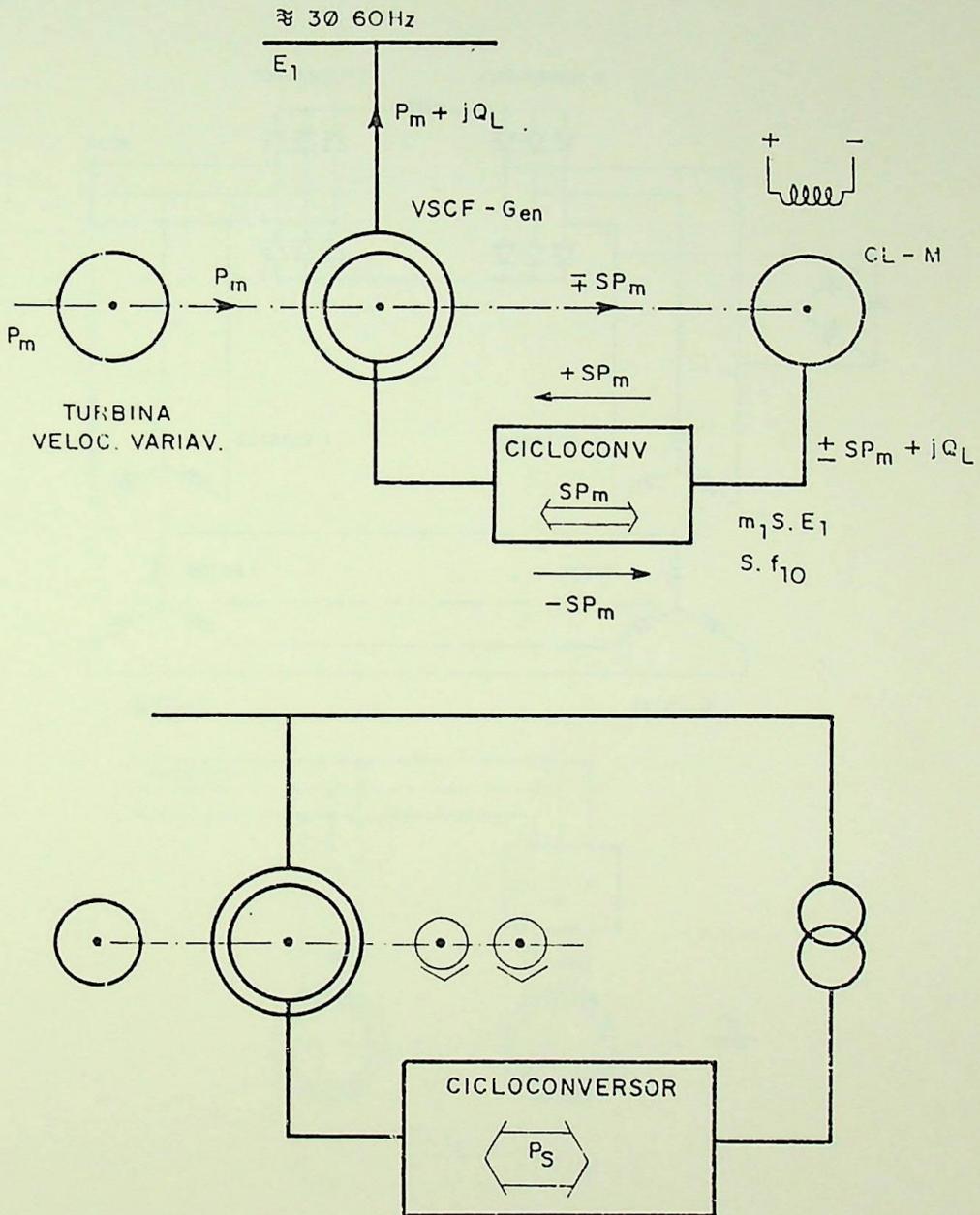


Fig.1.16- Cascata Subsíncrona.

1.3.6- Geração VSCF [36]

Na geração de frequência fixa e velocidade variável (VSCF-Variable-Speed, Constant-Frequency), os MIT-anéis têm sido usados com sucesso nos sistemas de energia eólica (cogeração) e nos sistemas de alimentação de navios, onde a energia mecânica de velocidade variável é convertida em energia elétrica de frequência fixa.



CLM...Commutatorless Machine.

Fig.1.17- VSCF

1.3.7- MIT em cascata sem escovas<sup>[25]</sup>

Um dos objetivos almejados, desde o princípio da era da eletricidade, é se encontrar um motor sem escovas e de fácil controle. A Fig.1.18 apresenta o diagrama elétrico de um esquema básico.

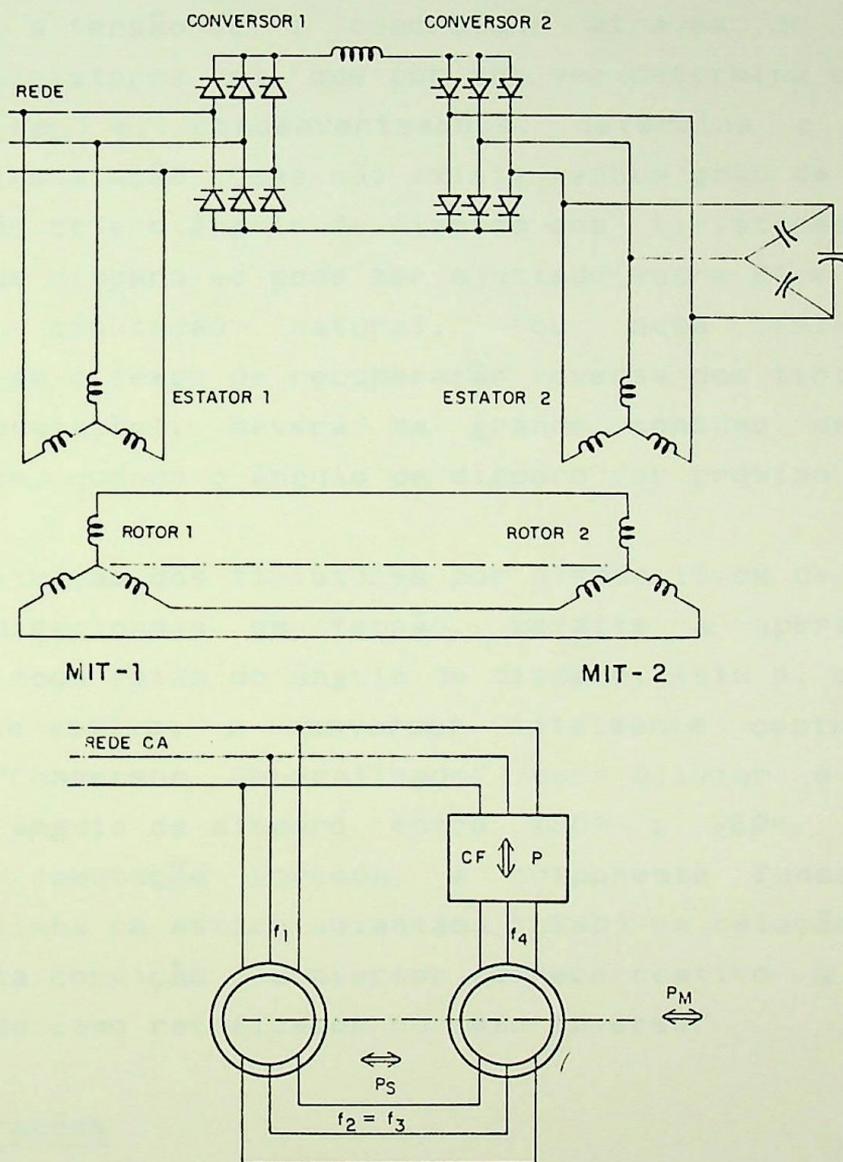


Fig.1.18- MIT Sem Escovas  
Brushless Cascade Induction Motor

## CAPÍTULO 2

### CONVERSOR CA/CC GENERALIZADO HÍBRIDO

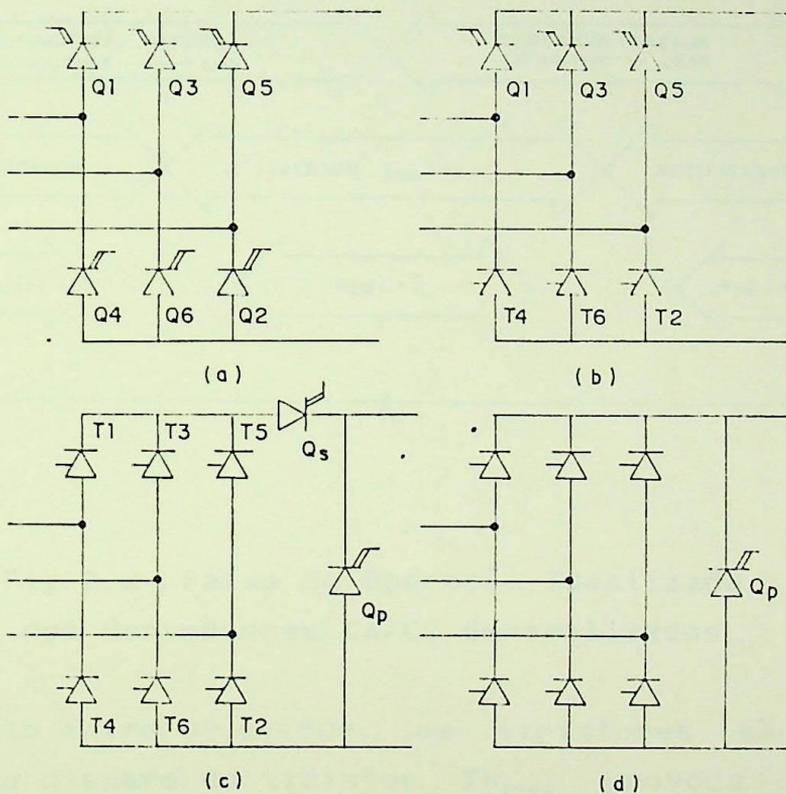
O conversor ca/cc-comutação natural, do tipo ponte de Graetz, é uma tecnologia estabelecida e muito empregada nos processos industriais, porém apresenta um grande inconveniente: elevado consumo de reativo. Neste conversor tiristorizado convencional, a tensão cc é controlada através do ângulo de disparo dos tiristores ( $\alpha$ ), que por sua vez determina o ângulo de deslocamento ( $\phi_{v1}$ ) e, conseqüentemente, determina o fator de potência da instalação. Como não existe nenhum grau de liberdade entre a tensão cc e o ângulo de disparo dos tiristores, e como este ângulo de disparo só pode ser ajustado entre  $0^\circ$  e  $180^\circ$ , para garantir a comutação natural, (ou numa faixa menor, considerando-se o tempo de recuperação reversa dos tiristores e o ângulo de comutação), haverá um grande consumo de reativo, principalmente, quando o ângulo de disparo for próximo de  $90^\circ$ .

A substituição dos tiristores por dispositivos de comutação forçada, bidirecionais em tensão, permite a operação deste conversor em toda faixa do ângulo de disparo, isto é, de  $0^\circ$  até  $360^\circ$ . Por este motivo, o conversor totalmente controlado foi denominado "Conversor Generalizado" por Olivier e equipe<sup>[1]</sup>. Operando com ângulo de disparo entre  $180^\circ$  e  $360^\circ$ , região de operação em comutação forçada, a componente fundamental da corrente na linha ca estará adiantada (LEAD) em relação à tensão da rede. Nesta condição o conversor fornece reativo à rede ca, mesmo operando como retificador ou como inversor.

#### 2.1 Configurações

A evolução natural, neste tipo de conversor ca/cc, seria uma ponte constituída totalmente de dispositivos de comutação forçada, 6 GTO's por exemplo, dando continuidade a ponte de diodos e ponte tiristorizada. Por questões econômicas, conversores híbridos, ou pontes mistas, foram propostos ao longo

do desenvolvimento, tais como, diodo-SCR, diodo-GTO e finalmente, SCR-GTO. Uma terceira classe de conversores ca/cc, também denominada de conversor híbrido, por associar dois tipos de chaves eletrônicas, SCR-GTO, é na realidade uma associação de dois tipos de conversores: ponte tiristorizada e chopper. Esta última solução, apresentada na Fig.2.1c, é de implementação mais fácil, uma vez que ela é conseguida através da simples adaptação de uma ponte tiristorizada convencional existente: adição de dois GTO's no circuito de potência e adição de um modulador PWM, sincronizado com o disparo dos tiristores, no circuito de controle.



TIRISTORES (SCR)=T<sub>(n)</sub> ou Th<sub>(n)</sub>

GTO=Q<sub>(n)</sub>

Fig.2.1- Conversores Generalizados. a) Ponte de 6 GTO's  
 b) Ponte Mista SCR-GTO, c) Conversor Híbrido  
 Ponte Tiristorizada-Chopper.

2.2- Faixa de Controle

A faixa de controle e as principais características dos conversores generalizados, em função do ângulo de disparo dos dispositivos da ponte, são apresentados na Fig.2.2.

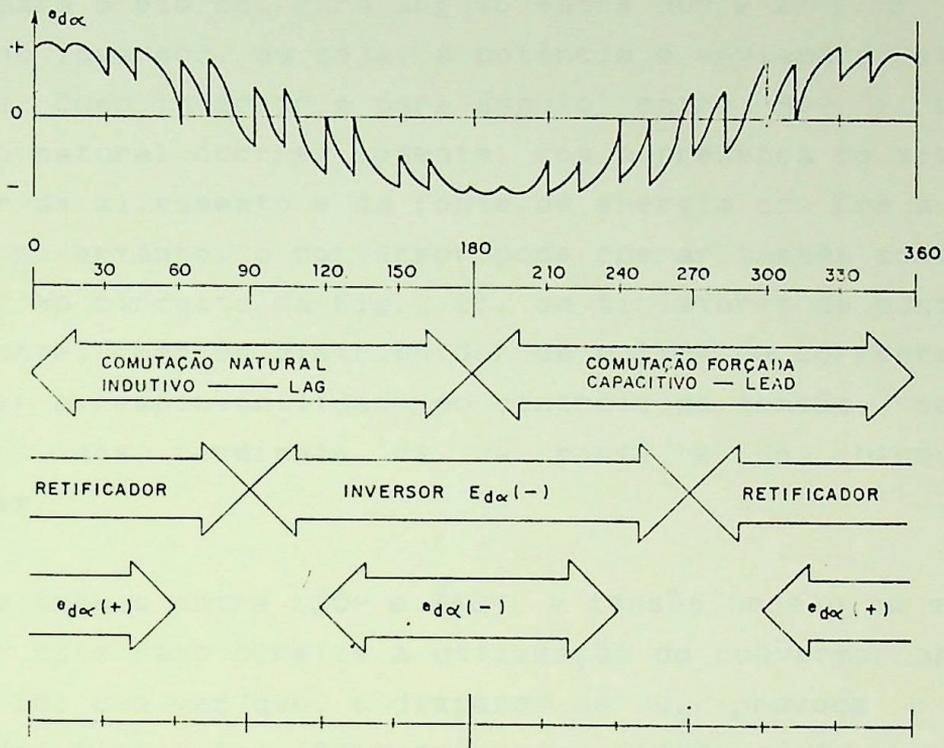


Fig.2.2- Faixa de Operação Idealizada dos Conversores CA/CC Generalizados

Para ângulo entre 0° e 180°, os tiristores são comutados naturalmente; o disparo do tiristor  $Th_{(m+2)}$  provoca o bloqueio natural do tiristor  $Th_{(m)}$ . Nesta faixa de operação, no entanto, a ponte trabalha como uma carga indutiva ou como consumidor de reativo (*Lag*).

Para ângulo de disparo entre 180° e 360°, os tiristores podem ser bloqueados, ou comutados, apenas com o auxílio da comutação forçada. Este regime de operação, mais difícil e problemático, permite que a ponte opere como carga capacitiva (*Lead*) ou, em outras palavras, fornecendo reativo à rede ca de

alimentação. Este fato é do conhecimento, desde o princípio da era da eletrônica de potência<sup>(39)</sup>, porém, somente nesta década será viabilizada técnica e economicamente, graças ao advento dos dispositivos semicondutores de comutação forçada.

Para ângulo entre  $-90^\circ$  e  $90^\circ$  (de  $270^\circ$  a  $0^\circ$  e de  $0^\circ$  a  $90^\circ$ ), o conversor opera como retificador, onde a potência é enviada da rede ca para o elo cc. Para ângulo entre  $90^\circ$  e  $270^\circ$ , o conversor opera como inversor, ou seja, a potência é enviada do elo cc para a rede ca. Como inversor e para ângulo entre  $90^\circ$  e  $180^\circ$ , a comutação natural ocorre, somente, com a presença do sistema ca, do reator de alisamento e da fonte de energia cc. Com a comutação forçada, no entanto, o conversor pode operar também como inversor autônomo. No circuito da Fig.2.1c, os tiristores da ponte operam, simplesmente, como um distribuidor de pulsos de corrente, cabendo ao chopper a responsabilidade do controle da tensão, corrente e frequência nos terminais ca da ponte e do bloqueio dos tiristores.

Para ângulo entre  $120^\circ$  e  $240^\circ$ , a tensão no elo cc é unipolar negativa. Este fato permite a utilização do conversor apresentado na Fig.2.1d, uma vez que, o disparo de  $Q_p$  provoca o bloqueio natural dos tiristores. Contudo, para  $\alpha > 180^\circ$ , o risco de perda de comutação é muito alto, limitando sua aplicação para o controle com ângulo fixo, menor que  $180^\circ$ .

Nos conversores ca/cc generalizados, a tensão cc pode ser controlada de duas formas: i) pelo modo convencional, através do ângulo de disparo ( $\alpha$ ) e/ou ii), pela técnica de modulação em largura de pulsos PWM. Assim, existirá agora um grau de liberdade entre a tensão cc e o ângulo de deslocamento. O controle no ângulo de disparo, apesar de controlar a tensão cc, será utilizado apenas para o controle do ângulo de deslocamento  $\phi_{i1}$ , responsável pelo consumo ou fornecimento de reativo à rede ca.

Esta modulação PWM deve ser sincronizada com a rede ca, mais precisamente, com o disparo dos tiristores da ponte, para garantir um princípio fundamental da comutação forçada: "make before break". A interrupção de corrente em circuito indutivo,

quando provocado pelo bloqueio forçado, deve ser precedido do disparo de uma ou mais chaves, para garantir a descarga da energia armazenada nos indutores, principalmente no reator de alisamento  $L_d$ . Isto obriga o chopper a operar com frequências múltiplas da frequência da rede

$$f_{ch} = 6 \cdot \eta \cdot 60 \quad \text{Hz [2.1]}$$

onde  $\eta = 1, 2, 3, 4, \dots$  é a taxa de modulação,  $6\eta$  é o número de pulsos na tensão cc e 60 é a frequência da rede.

A Fig.2.3 apresenta: i) tensão e corrente na fase A (tensão fase-neutro e corrente na linha), ii) tensão retificada  $e_d(t)$  e iii) tensão anodo-catodo no tiristor  $Th_1$ , para ângulos de disparo  $\alpha$  de  $30^\circ$  em  $30^\circ$  e  $K=0$ . O regime de operação com ciclo de trabalho  $K=0$ , conseguida, apenas, através do esquema apresentado na Fig.2.1a, proporciona uma visão "panorâmica" do comportamento deste conversor, devido à generalização dos conceitos, bem conhecidos, sobre ponte de Graetz convencional (tiristorizado).

Observa-se que, para ângulo de disparo entre  $0^\circ$  e  $180^\circ$ , o tiristor está diretamente polarizado, pela rede ca, no instante do disparo, e reversamente polarizado (pela rede ca), no instante do bloqueio, caracterizando a comutação natural. Para ângulo entre  $180^\circ$  e  $360^\circ$ , o tiristor está reversamente polarizado (pela rede ca), no instante do disparo, e diretamente polarizado (pela rede ca), no instante do bloqueio forçado; isto só é possível através da comutação forçada.

No gráfico da tensão e corrente na fase, é possível se observar que, para  $0^\circ < \alpha < 180^\circ$ , o conversor se comporta como carga indutiva (consumidor de reativo), enquanto que, para  $180^\circ < \alpha < 360^\circ$ , o conversor se comporta como carga capacitiva (fornecedor de reativo). Este conceito será melhor compreendido no diagrama fasorial.

Analisando-se as formas de onda da tensão anodo-catodo dos tiristores, conclui-se que, os dispositivos de comutação forçada devem ser bilaterais em tensão.

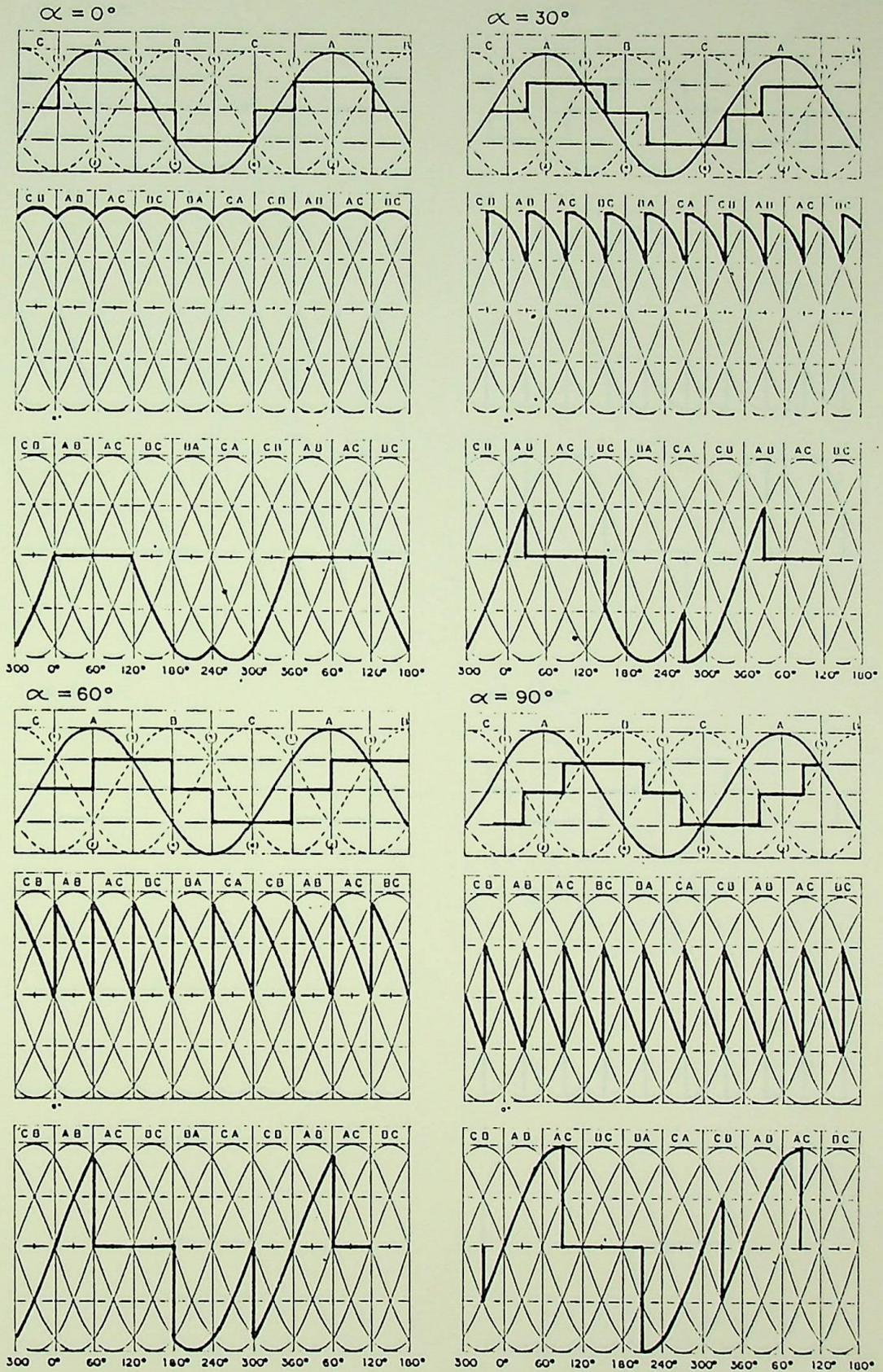


Fig.2.3- Formas de Onda no Conversor CA/CC Generalizado,  $K=0$

a)  $\alpha=0^\circ$

b)  $\alpha=30^\circ$

c)  $\alpha=60^\circ$

d)  $\alpha=90^\circ$

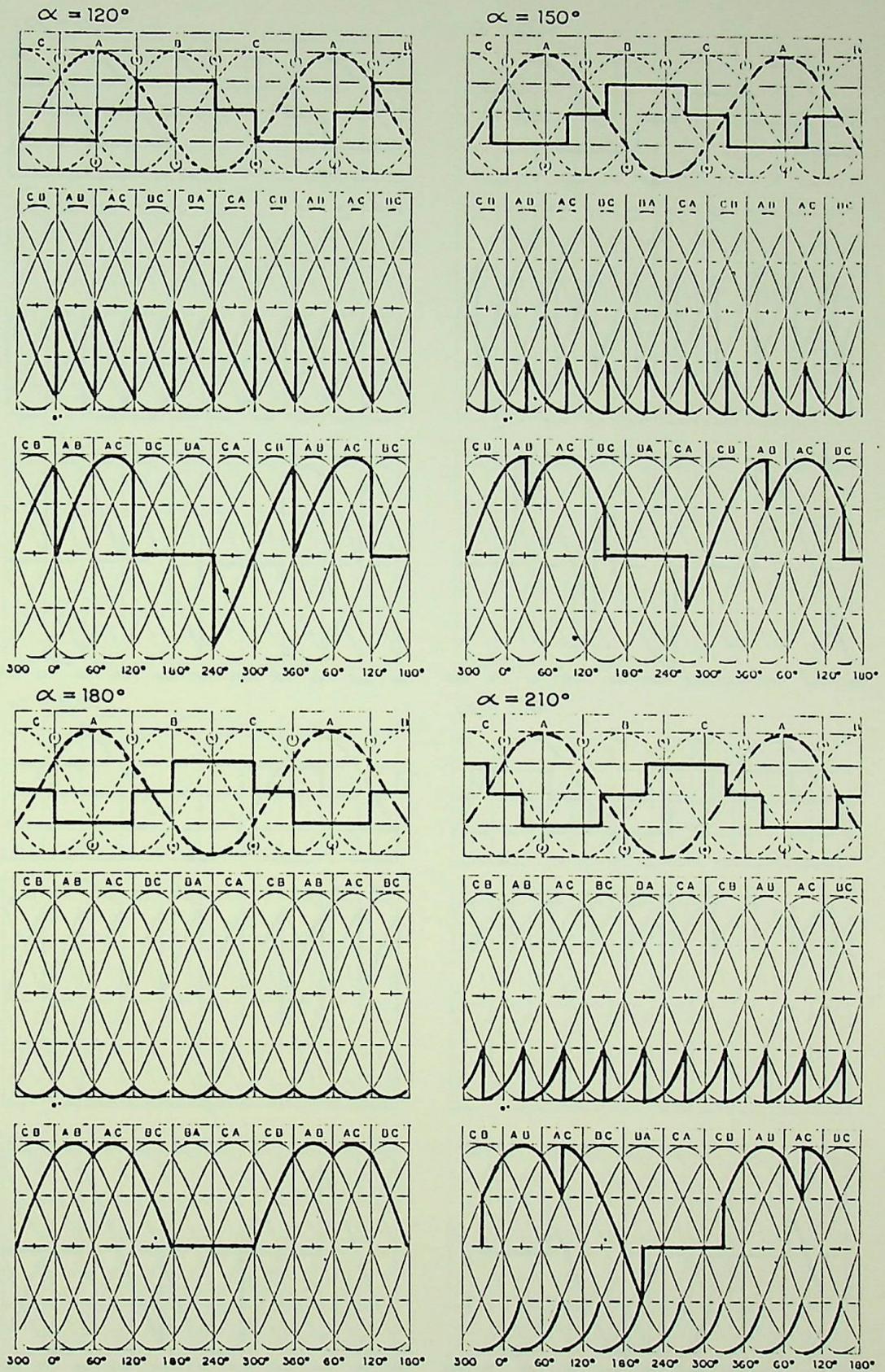


Fig. 2.3- Continuação

e)  $\alpha = 120^\circ$

f)  $\alpha = 150^\circ$

g)  $\alpha = 180^\circ$

h)  $\alpha = 210^\circ$

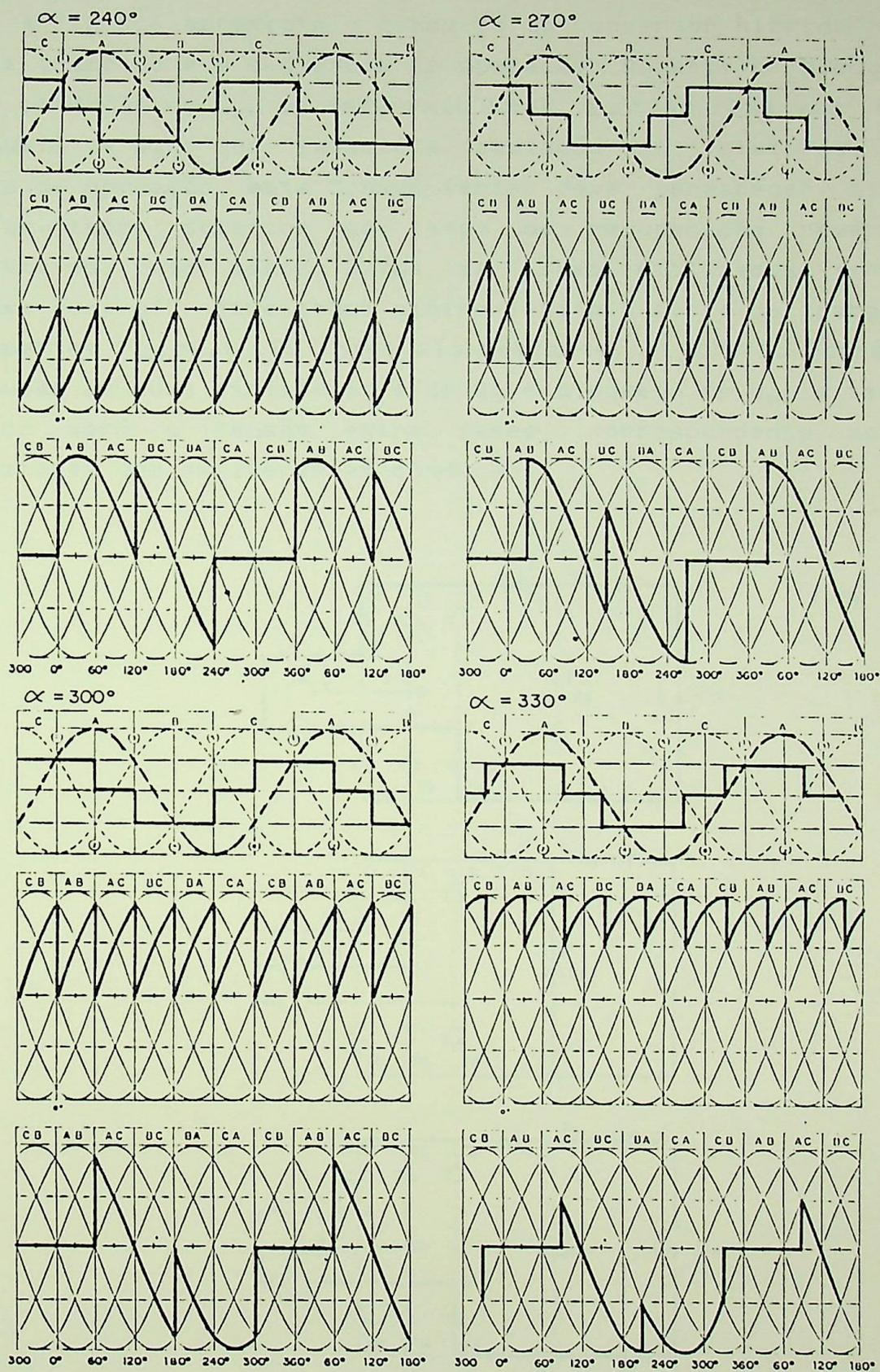


Fig. 2.3- Continuação

i)  $\alpha=240^\circ$

j)  $\alpha=270^\circ$

k)  $\alpha=300^\circ$

l)  $\alpha=330^\circ$

2.3 Princípio de Funcionamento/ Operação

A Fig.2.4 apresenta o circuito do conversor híbrido adotado neste trabalho e a seqüência de operação. Durante o bloqueio de  $Q_S$  e condução de  $Q_P$ , no intervalo  $K\pi/3$ ,  $e_d(t)=0$ . Uma vez que, o bloqueio de  $Q_S$  é que garante a comutação dos tiristores, em toda faixa de operação, esta "chave série" deve permanecer bloqueada por um tempo superior ao tempo de recuperação reversa dos tiristores; pelo menos  $277\mu s$  se forem utilizados tiristores "phase control". Este tempo mínimo limita o ciclo de trabalho do chopper em  $K_{min}=0,1$ . No intervalo restante,  $(1-K)\pi/3$ , durante a condução de dois tiristores e de  $Q_S$  e bloqueio de  $Q_P$ , a tensão no elo cc será a tensão entre fases, correspondente aos dois tiristores que estiverem em condução.

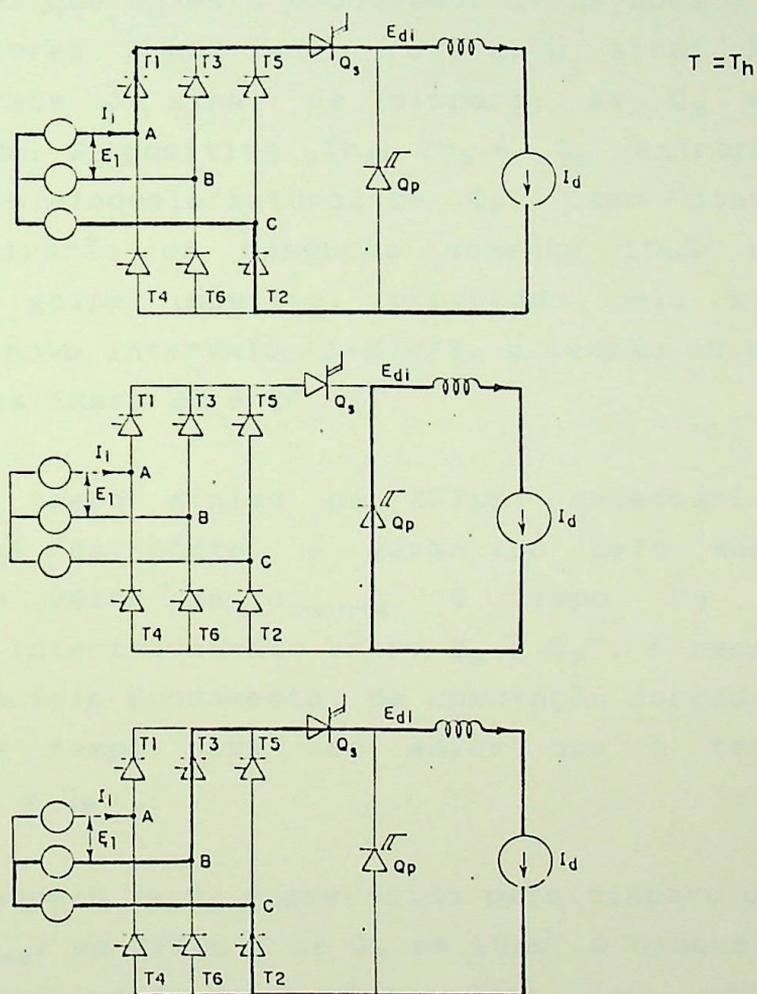


Fig.2.4- Seqüência de Operação

Supondo-se inicialmente  $Th_1$ ,  $Th_2$  e  $Q_S$  conduzindo, neste intervalo  $(1-K)\pi/3$ , a tensão  $E_d$  será a tensão entre as fases  $\phi A$  e  $\phi C$ . No instante determinado pelo modulador PWM, mais exatamente por  $d_{control}$ , o modulador envia o sinal PWM e, imediatamente,  $Q_P$  recebe o sinal de disparo; se  $Q_P$  estiver diretamente polarizado,  $E_d$  negativo,  $Q_P$  entrará em condução imediatamente, provocando o bloqueio natural de  $Q_S$ ,  $Th_1$  e  $Th_2$ ; caso contrário,  $E_d$  positivo,  $Q_P$  entrará em condução somente  $10\mu S$  depois, devido ao "golpe indutivo", provocado em  $L_d$  pelo bloqueio forçado de  $Q_S$ . Durante a condução de  $Q_P$ , no intervalo  $K\pi/3$ ,  $E_d=0$ .

No instante determinado pelo circuito de disparo dos tiristores, mais precisamente por  $\alpha_{control}$ , os tiristores  $Th_2$  e  $Th_3$  recebem o sinal de disparo (um trem de pulso de 25kHz e duração de  $430\mu s$ ). Estes tiristores não entram em condução imediatamente, uma vez que  $Q_S$  está bloqueado.  $277\mu s$  após o início do disparo dos tiristores, o modulador retira o sinal PWM e, imediatamente,  $Q_S$  recebe o sinal de disparo; se  $Q_S$  estiver diretamente polarizado,  $E_d$  positivo,  $Th_2$ ,  $Th_3$  e  $Q_S$  entrarão em condução, provocando o bloqueio natural de  $Q_P$ ; caso contrário, com  $E_d$  negativo, entrarão em condução somente  $10\mu S$  depois, novamente devido ao golpe indutivo, provocado pelo bloqueio forçado de  $Q_P$ . Neste novo intervalo  $(1-K)\pi/3$ , a tensão no elo cc será a tensão entre as fases  $\phi B$  e  $\phi C$ .

O intervalo de tempo mínimo de  $277\mu s$ , necessário para bloquear os tiristores da ponte, é garantido pelo modulador independentemente do valor de  $d_{control}$ . O tempo de  $10\mu s$ , denominado "tempo de intertravamento entre  $Q_S$  e  $Q_P$ ", é necessário para garantir um princípio fundamental da comutação forçada "make before break". Este tempo deve ser maior que o tempo de chaveamento  $t_{on}$  de  $Q_S$  e  $Q_P$ .

Resumindo, o bloqueio de  $Q_P$  é precedido pelo disparo de dois tiristores ( $Th_n$  e  $Th_{n+2}$ ) em  $277\mu s$  e de  $Q_S$  em  $10\mu s$ . O bloqueio de  $Q_S$  é precedido pelo disparo de  $Q_P$  em  $10\mu s$ . Este fato obriga o chopper a operar sempre sincronizado com o disparo dos tiristores e portanto, com frequência múltipla da frequência da rede,  $f_{ch}=6\eta.60$ . Frequência de chaveamento maior implica na redução das

harmônicas, porém resulta em maiores perdas e menor faixa de controle do ciclo de trabalho.

No intervalo  $120^\circ < \alpha < 240^\circ$ ,  $e_d(t)$  negativo, o disparo de  $Q_p$  provoca o bloqueio natural dos tiristores, não necessitando, portanto, da chave série  $Q_s$ . Nesta configuração econômica, apresentada na Fig.2.1d, durante a condução de  $Q_p$ , os tiristores ficam submetidos a uma tensão reversa igual à metade da tensão fase-fase correspondente. Contudo, sem esta chave série, a probabilidade de uma perda de comutação é muito grande. Esta configuração foi testada no início dos trabalhos, onde se conseguiu operar com ângulo de disparo de até  $240^\circ$ , com freqüentes perdas de comutação, principalmente, durante variações bruscas do ciclo de trabalho. A recuperação da comutação dos tiristores é possível, retornando-se o ângulo de disparo para  $150^\circ$  (região de comutação natural). Esta configuração foi testada por Taniguchi e Mori [4], com ângulo de disparo fixo em  $170^\circ$ , obtendo-se ampla faixa de ajuste na tensão cc, mas com pequeno consumo de reativo.

2.4- Equações e Gráficos do Elo CC<sup>[1]</sup>

Para taxa de modulação  $\eta=1$ , a tensão no elo cc é a tensão da linha ca, correspondente aos dois tiristores que estão conduzindo, no intervalo  $(1-K)\pi/3$ , e zero durante a condução de  $Q_p$ , no intervalo  $K\pi/3$ , como mostra a Fig.2.5.

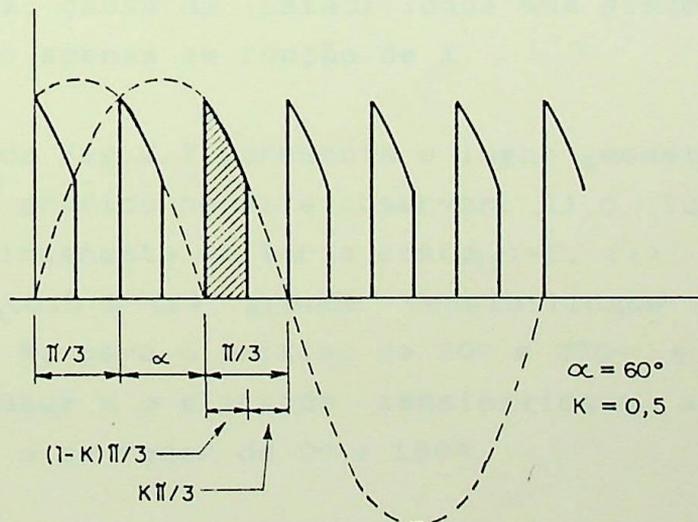


Fig.2.5- Tensão na Elo CC.

A tensão média,  $E_d$ , e a potência,  $P_d$ , no elo cc é

$$E_d/E_{do} = \cos[\alpha+\pi/3] - \cos[\alpha+\pi/3+(1-K)\pi/3] \quad (2.2a)$$

$$= 2.\text{sen}[(1-K)\pi/6].\cos[\alpha-K\pi/6] \quad (2.2b)$$

$$P_d = E_d \cdot I_d \quad [W] \quad (2.3)$$

$$P_d/P_{do} = 2.\text{sen}[(1-K)\pi/6].\cos[\alpha-K\pi/6] \quad (2.4)$$

onde

$$E_{do} = (3\sqrt{2}/\pi).E_i \quad [V] \quad (2.5)$$

$$P_{do} = (3\sqrt{2}/\pi).E_i.I_d \quad [W] \quad (2.6)$$

$E_i$  é a tensão eficaz na linha (entre fases) da rede ca.

A equação (2.2) é representada graficamente sob três formas. Na Fig.2.6 a tensão  $E_d/E_{do}$  é representada em função do ciclo de trabalho  $K$ , mantendo-se o ângulo de disparo  $\alpha$  como parâmetro. Duas características importantes são observadas neste gráfico: i) para ângulo de disparo igual a  $0^\circ$  e  $180^\circ$ ,  $E_d/E_{do}$  é uma função quase linear, em relação ao ciclo de trabalho  $K$ , ii) para ângulo entre  $60^\circ$  e  $120^\circ$  ou entre  $240^\circ$  e  $300^\circ$ , faixa de operação onde  $e_d(t)$  é bipolar,  $\Delta E_d/\Delta K$  é positiva em uma faixa de  $K$  e negativa para outra faixa; causa da instabilidade num sistema de controle, quando realizado apenas em função de  $K$ .

O gráfico da Fig.2.7 apresenta o lugar geométrico de  $E_d/E_{do}$  constante. Este gráfico permite observar: i) o lugar geométrico do fator de deslocamento unitário  $\cos(\phi_{i1})=1$ , ii) solução dupla para  $-0,5 < E_d/E_{do} < 0,5$  e iii) grande sensibilidade a  $\alpha$  e pouca sensibilidade a  $K$ , para  $\alpha$  próximo de  $90^\circ$  e  $270^\circ$  e inversamente, pouca sensibilidade a  $\alpha$  e grande sensibilidade a  $K$ , para uma grande faixa de  $\alpha$  ao redor de  $0^\circ$  e  $180^\circ$ .

O gráfico da Fig.2.8 apresenta o comportamento cosenoidal da tensão, em função do ângulo de disparo  $\alpha$  e  $K$  como parâmetro.

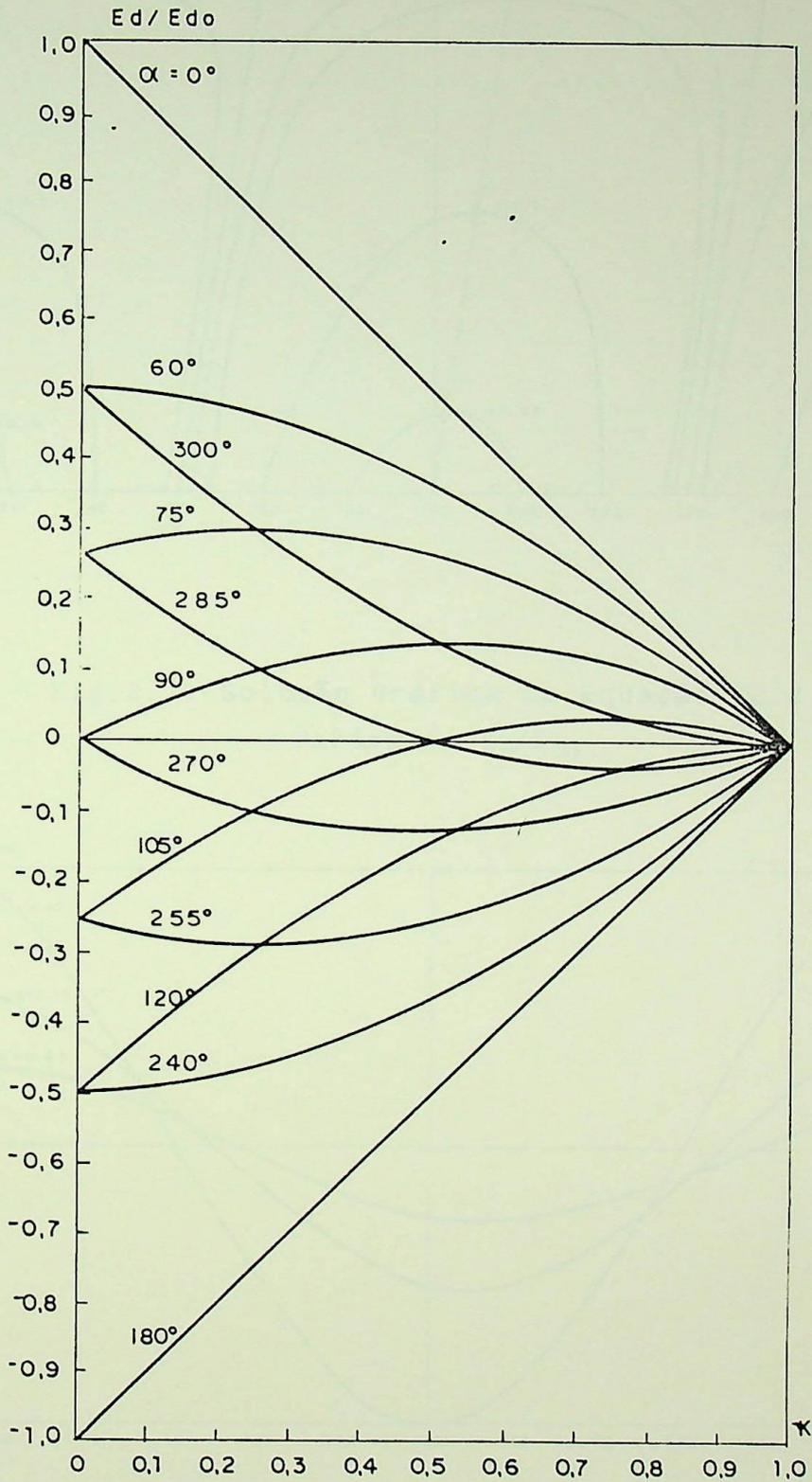


Fig.2.6- Solução gráfica da equação (2.2)  
Parâmetro  $\alpha$

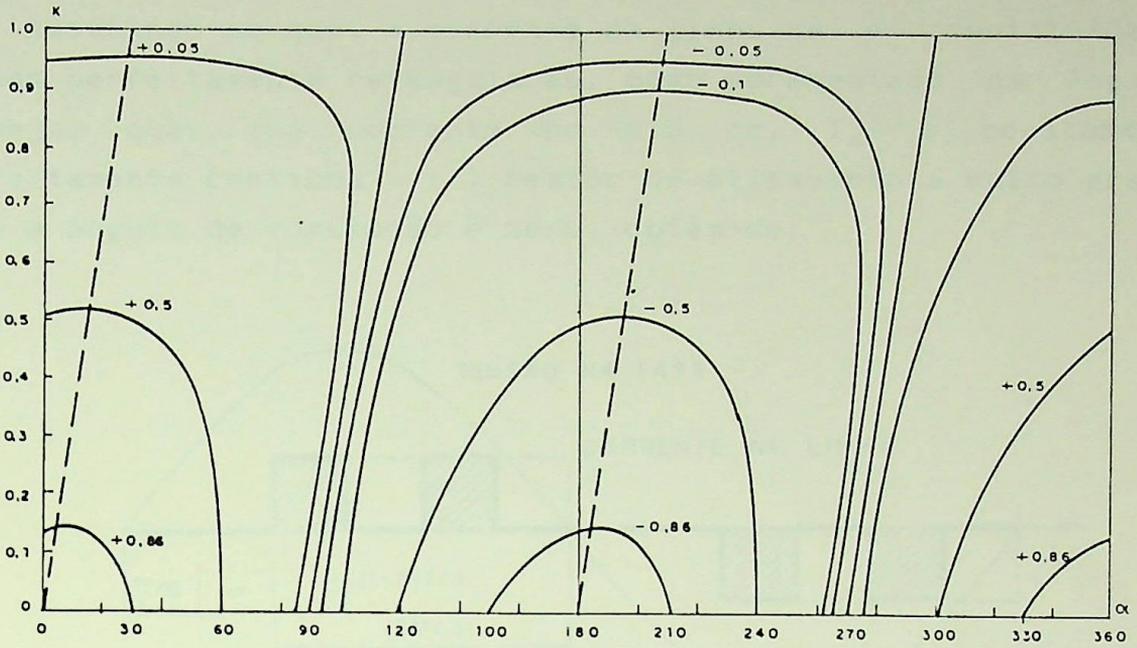


Fig.2.7- Solução Gráfica da Equação (2.2)  
Parâmetro  $E_d/E_{do}$

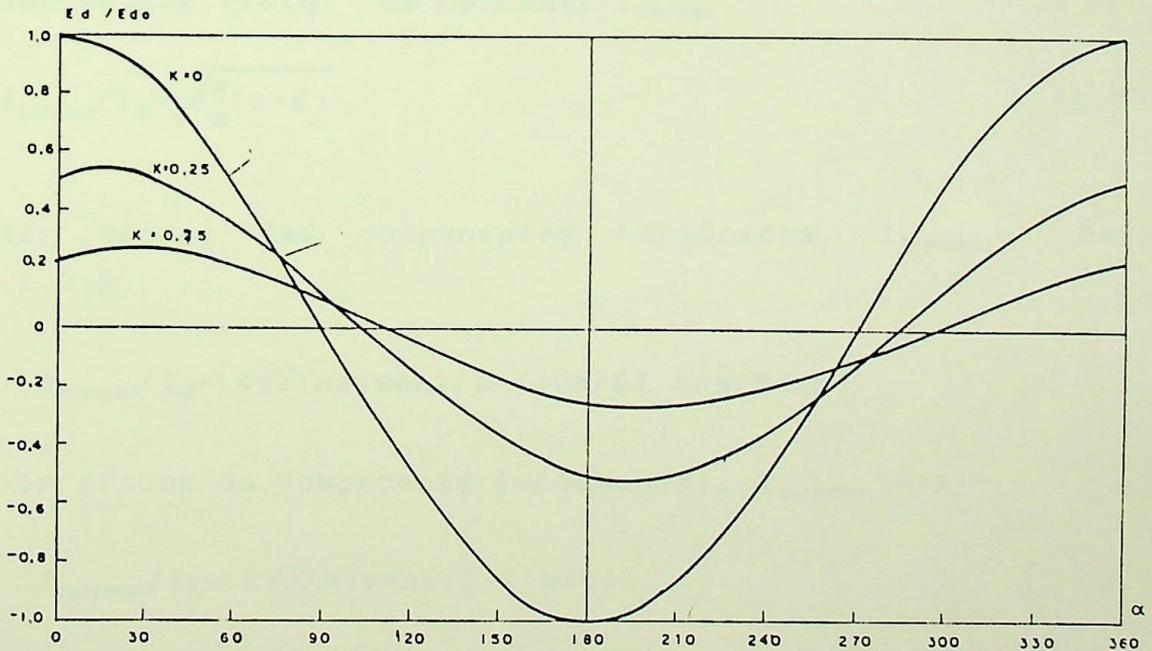


Fig.2.8- Solução Gráfica da Equação (2.2)  
Parâmetro  $K$

2.5 Equações e Gráficos na Linha CA<sup>[1]</sup>

Assumindo-se que, a corrente na linha ca é constituída de pulsos perfeitamente retangulares, como apresentado na Fig.2.9, ou seja, que: i) a corrente no elo cc,  $I_d$ , é constante e perfeitamente contínua, ii) reator de alisamento é muito grande, iii) o ângulo de comutação é zero, obtém-se:

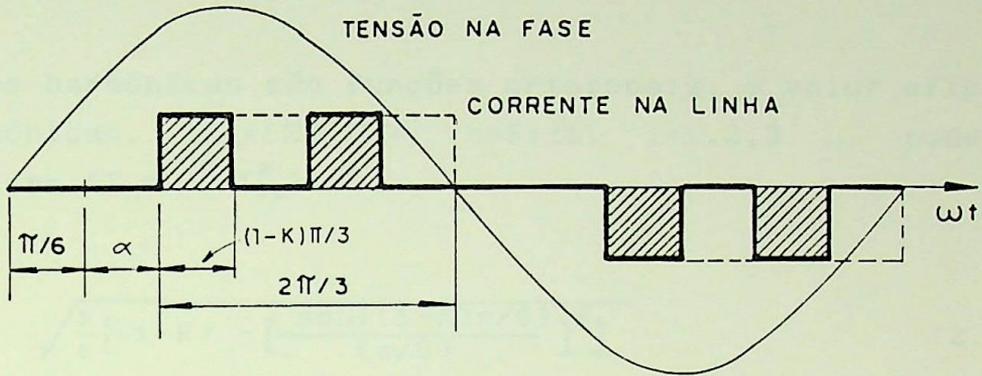


Fig.2.9- Corrente na Linha CA

-Valor eficaz (total) da corrente  $I_{i(rms)}$

$$I_{i(rms)}/I_d = \sqrt{\frac{2}{3}(1-K)} \tag{2.7}$$

-Valor eficaz das componentes harmônicas,  $I_{h(rms)}$ ,  $h=6.i \pm 1$ ,  $i=0,1,2,3,\dots$

$$I_{h(rms)}/I_d = (4\sqrt{2}/h\pi) \text{sen}[(1-K)h\pi/6] \cdot \text{cos}[h\pi/6] \tag{2.8}$$

-Valor eficaz da componente fundamental,  $I_{i1(rms)}$ ,  $h=1$

$$I_{i1(rms)}/I_d = (2\sqrt{6}/\pi) \text{sen}[(1-K)\pi/6] \tag{2.9}$$

como  $2\text{sen}[(1-K)\pi/6] \cong (1-K)$ , esta equação é quase uma reta, e pode ser apresentada como

$$I_{i1(rms)}/I_d \cong (\sqrt{6}/\pi)(1-K) \tag{2.10}$$

-Deslocamento angular  $\phi_{i1}$

$$\phi_{i1} = \alpha - K\pi/6 \tag{2.11}$$

O valor eficaz depende apenas do ciclo de trabalho, enquanto que o deslocamento angular depende, fortemente, do ângulo de disparo e, fracamente, do ciclo de trabalho.

-Composição harmônica

Como as harmônicas são funções ortogonais, o valor eficaz de todas harmônicas,  $I_{\Sigma h} = [\sum I_h^2]^{1/2}$ ,  $h=6i \pm 1$ ,  $i=1,2,3\dots$ , pode ser calculado como  $I_{\Sigma h} = [I_i^2 - I_{i1}^2]^{1/2}$ .

$$I_{\Sigma h}/I_d = \sqrt{\frac{2}{9} [(1-K) - \left[ \frac{\text{sen}[(1-K)\pi/6]}{(\pi/6)} \right]^2]} \tag{2.12}$$

$$\cong \sqrt{\frac{2}{9} [(1-K) - [(1-K)3/\pi]^2]} \tag{2.13}$$

-Fator de distorção,  $\cos(\delta) = I_{i1}/I_i$

$$\cos(\delta) = [3/\pi\sqrt{1-K}] \cdot 2 \cdot \text{sen}[(1-K)\pi/6] \tag{2.14}$$

$$\cong (3/\pi)\sqrt{1-K} \tag{2.15}$$

A Fig.2.10a apresenta a variação da amplitude (valor eficaz) das harmônicas em função de K. Duas características são observadas: i) Variação quase linear da amplitude da componente fundamental e, ii) algumas harmônicas são canceladas para determinados valores de K. A 7ª e 13ª harmônicas são praticamente canceladas para  $K \cong 0.1$ ; este valor de K é um valor particularmente interessante para operação com o controle apenas em  $\alpha$ .

A Fig.2.10b apresenta as curvas de corrente separadas em três partes: total ( $I_i$ ), componente fundamental ( $I_{i1}$ ) e composição harmônica  $I_{\Sigma h}$ . Este gráfico permite observar que: i) as correntes, tanto a total, como a fundamental, diminuem com o aumento do ciclo de trabalho, ii) o fator de distorção piora com aumento de K, iii) a composição harmônica é máxima para  $K=0.5$ .

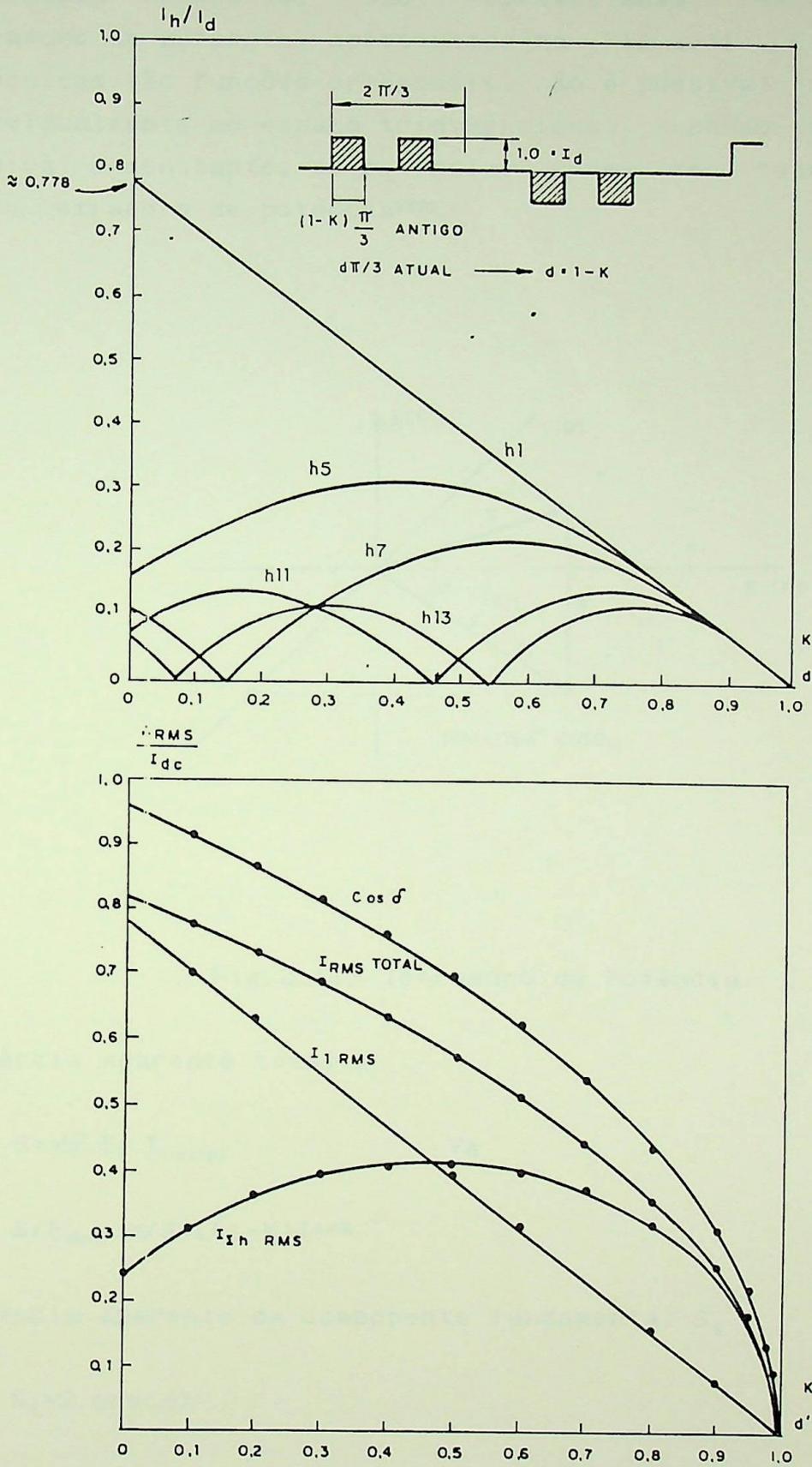


Fig.2.10- Composição Harmônica da Corrente na Linha CA.

As componentes, ativa e reativa, da fundamental e a composição harmônica, são representadas fasorialmente no tetraedro de potência, apresentado na Fig.2.11. Como todas as harmônicas são funções ortogonais, não é possível representá-las individualmente no espaço tridimensional. Supondo-se a tensão  $E_i$  senoidal e constante, as potências podem ser representadas no mesmo tetraedro de potência<sup>(23)</sup>.

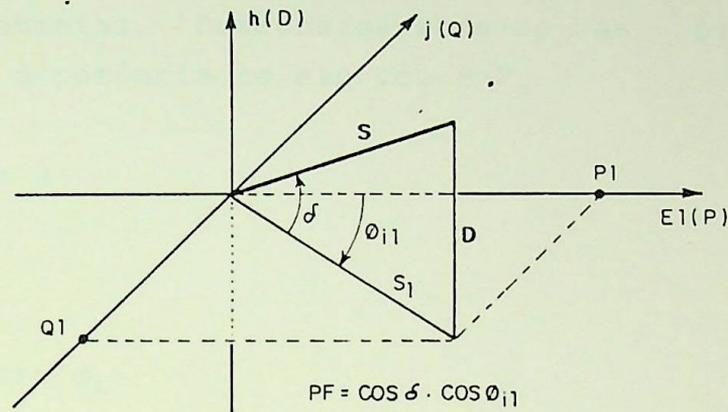


Fig.2.11- Tetraedro de Potência.

-Potência aparente total S

$$S = \sqrt{3} E_i \cdot I_{i(\text{rms})} \quad \text{VA} \quad (2.16)$$

$$S/P_{do} = (\pi/3) [(1-K)]^{1/2} \quad (2.17)$$

-Potência aparente da componente fundamental  $S_1$

$$S_1 = S \cdot \cos(\delta) \quad (2.18)$$

$$S_1 = \sqrt{3} E_i \cdot I_{i1} \quad \text{VA} \quad (2.19)$$

$$S_1/P_{do} = 2 \cdot \text{sen}[(1-K)\pi/6] \quad (2.20)$$

-Potência ativa P

$$P = S_1 \cdot \cos(\phi_1) \quad (2.21)$$

$$P = S \cdot \cos(\delta) \cdot \cos(\phi_1) \quad (2.22)$$

$$P = \sqrt{3} E_i \cdot I_{i1} \cdot \cos(\phi_1) \quad W \quad (2.23)$$

$$P/P_{do} = 2 \cdot \text{sen}[(1-K)\pi/6] \cdot \text{cos}[\alpha - K\pi/6] \quad (2.24)$$

Esta parcela, que realiza trabalho, depende somente da componente fundamental. Desconsiderando-se as perdas, esta potência é igual à potência no elo cc,  $P = P_d$ .

-Potência reativa Q

$$Q = S_1 \cdot \text{sen}(\phi_1) \quad (2.25)$$

$$Q = S \cdot \cos(\delta) \cdot \text{sen}(\phi_1) \quad (2.26)$$

$$Q = \sqrt{3} E_i \cdot I_{i1} \cdot \text{sen}(\phi_1) \quad \text{VAr} \quad (2.27)$$

$$Q/P_{do} = 2 \cdot \text{sen}[(1-K)\pi/6] \cdot \text{sen}[\alpha - K\pi/6] \quad (2.28)$$

Esta potência reativa, da componente fundamental, pode ser utilizada para compensação de reativo (correção do fator de potência).

-Potência de distorção D

$$D = S \cdot \text{sen}(\delta) \quad (2.29)$$

$$D = \sqrt{3} E_i \cdot I \Sigma_h \quad (2.30)$$

$$D = \sqrt{3} E_i \cdot I_i \cdot \text{sen}(\delta) \quad \text{VAr} \quad (2.31)$$

Esta potência "reativa", da composição de todas as harmônicas, pode ser cancelada apenas através de filtros.

$$D/P_{do} = \frac{\pi}{3} \sqrt{(1-K) - \left[ \frac{\text{sen}[(1-K)\pi/6]}{\pi/6} \right]^2} \quad (2.32)$$

$$\cong \frac{\pi}{3} \sqrt{(1-K) - \left[ \frac{(1-K)}{\pi/3} \right]^2} \quad (2.33)$$

-Fator de potência, PF

$$PF = P/S \quad (2.34)$$

$$PF = \cos(\delta) \cdot \cos(\phi_1) \quad (2.35)$$

Para se obter fator de potência unitário, são necessárias duas condições simultaneamente: i) Fator de distorção unitário ( $\cos\delta=1$ , obtido apenas com a utilização de filtros na linha ca) e ii) Fator de deslocamento unitário ( $\cos\phi_1=1$ , obtido através de um controle adequado entre  $\alpha$  e  $K$ ).

### 2.6- Diagrama Fasorial

O diagrama fasorial, apresentado na Fig.2.12, representa apenas a componente fundamental da corrente na linha ca, supondo-se constante a corrente  $I_d$ . Trata-se da projeção da corrente, no plano P-Q do Tetraedro de Potência.

A semicircunferência  $N_1-N_2-N_3-N_4$  é o lugar geométrico de  $I_{i1}$ , para uma ponte tiristorizada convencional onde,  $K=0$  e  $\phi_{i1}=\alpha$ . A potência reativa  $Q$  é sempre negativa (*Lag*), tanto para retificador, como para inversor.

Para o conversor generalizado, controlado simultaneamente por  $\alpha$  e  $K$ , o lugar geométrico de  $I_{i1}$  é toda área do círculo  $K=0$ . Ciclos de trabalhos maiores são representados por circunferências menores concêntricas. Para  $K=1$  a corrente  $I_i$  é nula.

Para  $K$  constante e controle apenas em  $\alpha$ , o lugar geométrico de  $I_{i1}$  é uma circunferência, como mostrado na Fig.2.12 para  $K=0,5$ . Para  $\alpha$  constante e controle apenas em  $K$ ,  $I_{i1}$  é representado por um arco (linha pontilhada de raio igual ao da circunferência  $K=0$ ) onde  $\phi_{i1}=(\alpha-K\pi/6)$ .

Esta mesma figura mostra três pontos de operação, que apresentam a mesma tensão cc ( $E_d/E_{do}=0,5$ ): o ponto  $N_2$  ( $\alpha=60^\circ$ ,  $K=0$ ,  $\phi_{i1}=60^\circ$ ) obtido em uma ponte tiristorizada convencional, o ponto  $F_2$  ( $\alpha=300^\circ$ ,  $K=0$ ,  $\phi_{i1}=300^\circ$  ou  $-30^\circ$ ) obtido em uma ponte de 6 GTO's e, finalmente, o ponto  $U_2$  ( $\alpha=15^\circ$ ,  $K=0,5$ ,  $\phi_{i1}=0^\circ$ ) obtido em qualquer conversor generalizado.

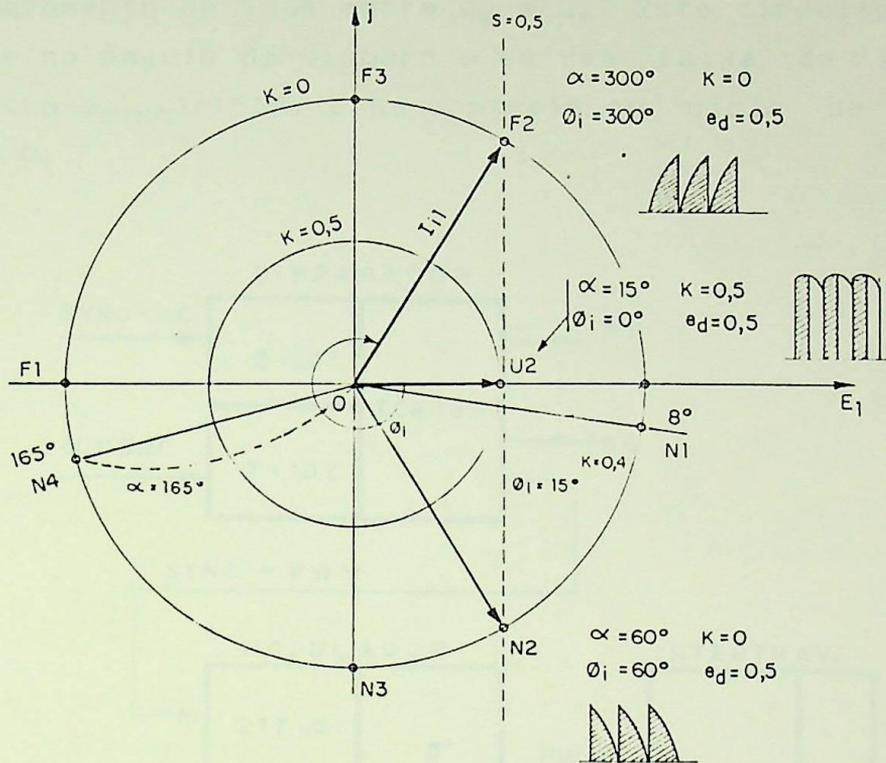


Fig.2.12- Diagrama Fasorial

Fator de deslocamento unitário,  $\phi_{i1}=0^\circ$  ou  $180^\circ$ , implica em amplitude mínima da componente fundamental da corrente,  $I_{i1}$ , no valor eficaz total  $I_{i(RMS)}$  e, conseqüentemente, na redução das perdas. A desvantagem é o aumento das harmônicas, praticamente o dobro para  $K=0,5$  em relação a  $K=0$ .

Na região de comutação forçada, em especial no ponto de operação  $F_3$ , o conversor generalizado "fornece" reativo à rede de alimentação. Isto sugere a utilização deste conversor como compensador estático de reativo, em substituição ao Reator Controlado por Tiristor. Provavelmente, através de uma técnica de modulação mais elaborada, seja possível compensar também as harmônicas, transformando-o em Filtro Ativo de Potência. O mais intrigante é o indutor, quando associado ao conversor de comutação forçada, operar como carga capacitiva.

2.7- Circuito de Disparo

O circuito de disparo, apresentado na Fig.2.13 na forma de diagrama de blocos, é constituído de três unidades: 1) circuito de disparo convencional para ponte tiristorizada de seis pulsos, 2) modulador PWM sincronizado com o disparo dos tiristores e 3) intertravamento de  $10\mu s$  entre  $Q_S$  e  $Q_P$ . Este circuito permite um controle no ângulo de disparo  $\alpha$  em uma faixa de até  $180^\circ$ , ou seja,  $0 < (\alpha - \phi_{SINC}) < 180^\circ$ , e um controle no ciclo de trabalho em  $0.1 < K < 1.0$ .

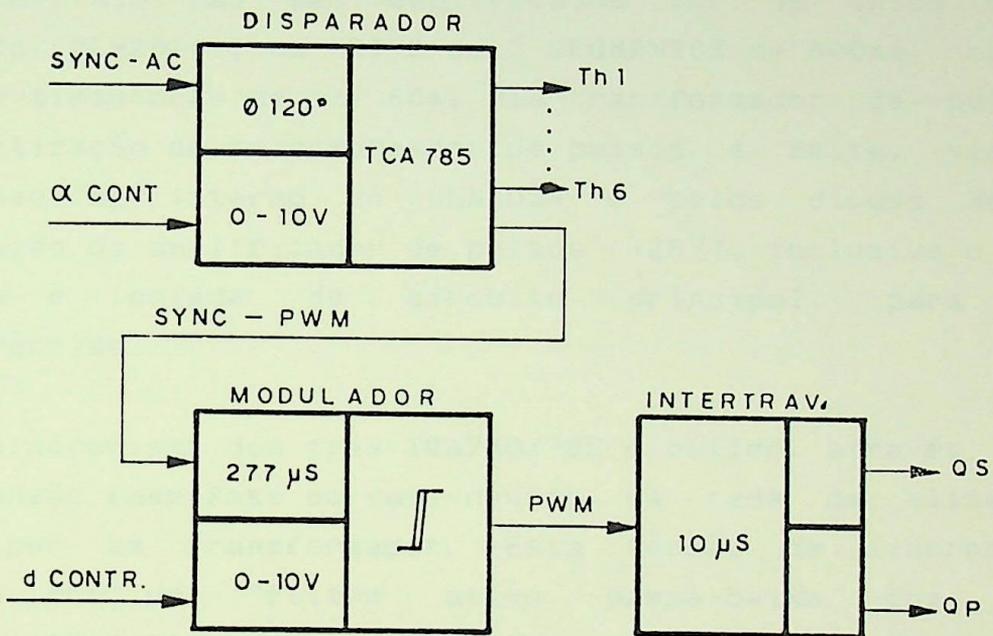


Fig.2.13- Diagrama de Blocos do Circuito de Disparo

O diagrama esquemático das três unidades é apresentado na Fig.2.14.

Circuito de disparo da ponte

O circuito de disparo dos 6 tiristores da ponte é implementado por três TCA780/785 da Siemens. Estes integrados geram 6 pulsos simples (single shot) de  $430\mu s$  de duração, sincronizados com a rede e deslocamento de fase controlado por uma tensão contínua de 0 a 10V.

O segundo pulso de disparo, pulso de confirmação, é obtido através de 6 portas lógicas NOR (CD4001B). Os 6 pulsos duplos são recortados por um multivibrador gatilhável de 25kHz (implementado por duas portas NOR, 4001, e dois diodos, para garantir o ciclo de trabalho  $\delta=0.5$ ), através de um STROBED HEX INVERTER/BUFFER 3-STATE (CD4502B). Este CI é utilizado também para o bloqueio dos pulsos, via sinal de Validação da Ponte VP. Esta estrutura é uma versão simplificada de um disparador para "conversor dual sem circulação de corrente".

Os seis "duplo trem de pulsos" (dupla rajada de 25kHz e duração de 430  $\mu$ s) são amplificados por um único circuito integrado (ULN2024), um DRIVE de 7 SEGMENTOS de 600mA, capaz de disparar tiristores de até 60A, via transformador de pulsos. A desmagnetização do transformador de pulsos é feita, via diodo "free wheeling" interno do ULN2024 e pelos diodos Zener. A alimentação do amplificador de pulsos (+26V), inclusive o 0V, é filtrada e isolada do circuito principal, para evitar interferências.

O sincronismo dos três TCA780/785 é obtido, através de uma única tensão fase-fase ou fase-neutro da rede de alimentação, isolada por um transformador. Esta tensão de sincronismo é filtrada por um "filtro ativo passa-baixa com entrada diferencial" (A1), projetado para proporcionar uma defasagem de 60°. A fase é corrigida por um "defasador ajustável de 0° a 180°" (A2-1). A segunda e terceira fases são obtidas, artificialmente, através de dois "defasadores fixos de 120°" (A2-7 e A2-8).

O sinal de controle do ângulo de disparo,  $\alpha_{\text{CONTROL}}$ , de vários níveis, 0...10V, -10...+10V, 0...5V (corrente de 0...20mA), 1...5V (corrente de 4...20mA), é adaptado ao nível de 0...10V, pelos amplificadores operacionais (A3 e A4-1), para compatibilizar-se com a rampa gerada pelo TCA785, calibrada em 10V. O "limitador ativo de precisão" (A4-7, A4-8 e A4-14) é utilizado para limitar o ângulo de disparo, ou melhor dizendo, a faixa de controle do ângulo de disparo, desde 0° até 180°. Estes limites,  $\alpha_{\text{MAXIMO}}$  e  $\alpha_{\text{MINIMO}}$ , podem ser ajustados independentemente.

### Modulador PWM

O modulador PWM é sincronizado pelos seis pulsos simples gerados pelos três TCA780's. Um mono-estável de  $277\mu\text{s}$  (555-A) é disparado no bordo frontal do pulso de disparo dos tiristores. Este pulso de  $277\mu\text{s}$ , ajustado conforme o tiristor utilizado na ponte, é utilizado para: 1) provocar a descarga do gerador de rampa (A6-7) do modulador PWM (A6-8) e 2), para garantir o tempo mínimo de bloqueio, independentemente do estado do modulador, via porta lógica OR, a diodos. Esta solução garante sempre que os tiristores serão pré-gatilhados em  $277\mu\text{s}$  e pós-gatilhados em aproximadamente  $153\mu\text{s}$ .

O sinal de controle da modulação,  $d_{\text{CONTROL}}$ , é adaptado ao nível de 0...10V, através dos amplificadores operacionais (A5 e A6-1).

A Fig.2.15 mostra as formas de onda dos pulsos de disparo dos tiristores, do sincronismo, da rampa, da saída do modulador e da tensão retificada do conversor.

### Intertravamento

Para se garantir um circuito de "circulação livre", através do mecanismo "*make before break*", no instante do bloqueio forçado de  $Q_S$  ou  $Q_P$ , é utilizada uma unidade lógica constituída de três portas inversoras (4001B), uma porta NOR (4001B), uma porta AND (a diodos) e um temporizador RC de  $10\mu\text{s}$ . As formas de onda desta unidade são apresentadas na Fig.2.16.

### Drives

O estágio de saída do modulador é implementado por NE555 na configuração biestável (Schmitt trigger), capaz de acionar um foto-acoplador ou um transistor bipolar.

O sistema de "duas linhas de terra" garante maior imunidade contra ruídos e interferências, provocados, principalmente, pelos amplificadores de pulsos e pelos NE555.

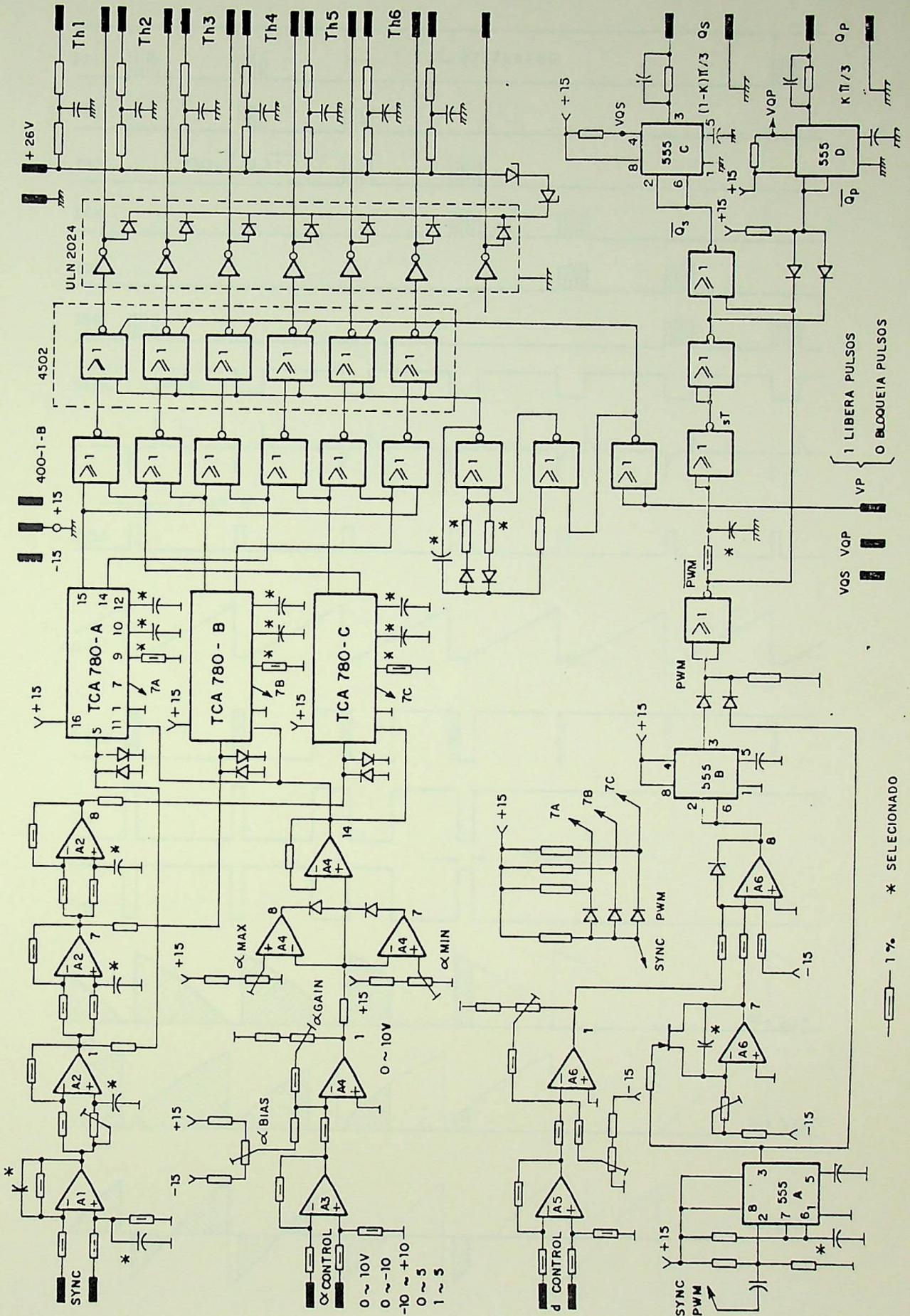


Fig.2.14- Diagrama Esquemático do Circuito de Disparo

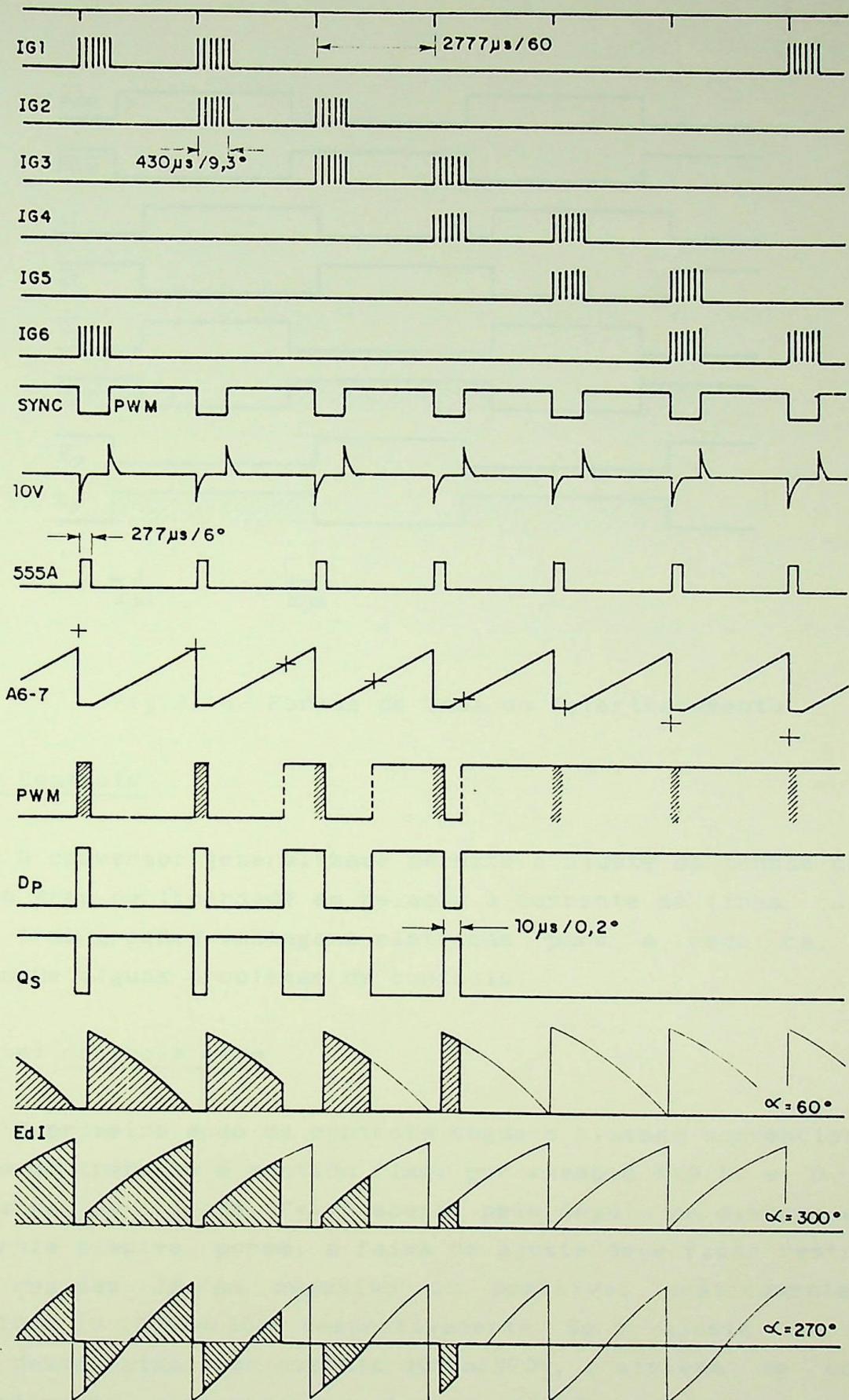


Fig.2.15- Formas de Onda do Disparador e do Modulador PWM

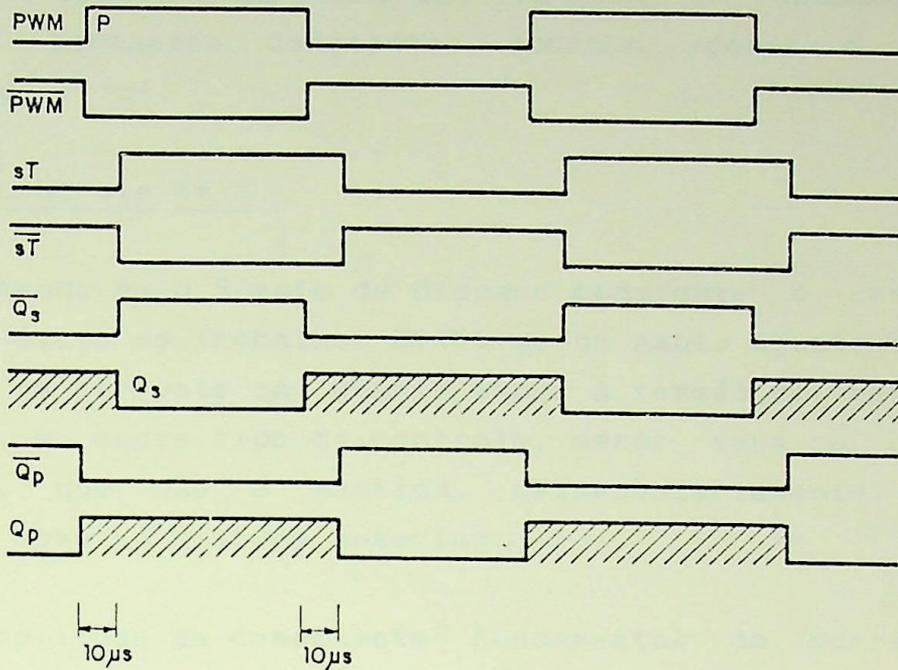


Fig.2.16- Formas de Onda do Intertravamento

### 2.8- Controle

O conversor generalizado permite o ajuste da tensão cc, com certo grau de liberdade em relação à corrente na linha ca. Este fato traz grandes vantagens elétricas para a rede ca, embora provoque alguns problemas de controle.

#### a) controle em $\alpha$

O primeiro modo de controle segue o sistema convencional: o ciclo de trabalho é mantido fixo, por exemplo  $K=0.1$ , e o ajuste da tensão retificada, feito apenas pelo ângulo de disparo  $\alpha$ . É um controle simples, porém, a faixa de ajuste deve ficar restrita às duas regiões  $\Delta E_d/\Delta\alpha$  negativo ou positivo, praticamente para  $0 < \alpha < 180^\circ$  ou  $180^\circ < \alpha < 360^\circ$  respectivamente. Se o ajuste for feito fora desta faixa, por exemplo  $90^\circ < \alpha < 270^\circ$ , o sistema de controle dificilmente conseguirá evitar a região de instabilidade; teríamos um realimentação negativa para  $90^\circ < \alpha < 180^\circ$  e outra, positiva, para  $180^\circ < \alpha < 270^\circ$ .

O valor médio da tensão retificada tem um comportamento cosenoidal em função da variação de  $\alpha$ , como apresentado na Fig.2.8. A corrente na linha ca, componente fundamental  $I_{i1}$  e total  $I_i$ , permanece constante, mudando apenas o defasamento angular  $\phi_{i1}$ .

b) controle em K

Mantendo-se o ângulo de disparo constante e controlando-se apenas o ciclo de trabalho, obtém-se um amplo ajuste da tensão no elo cc e na corrente ca. Quanto menor a tensão cc, menor será a potência, e, neste tipo de controle, menor será a corrente na linha ca, que não é mantida, desnecessariamente, em níveis elevados como no sistema anterior.

A amplitude da componente fundamental da corrente é uma função quase linear, em relação ao ciclo de trabalho K, mantida a corrente no elo cc constante.

Para  $\alpha=0^\circ$  ou  $\alpha=180^\circ$  a tensão retificada é uma função quase linear, em relação ao ciclo de trabalho K. Para estes dois ângulos de disparo, obtém-se a maior faixa de controle da tensão cc. Contudo, apresentam características de controle opostas; como retificador,  $\alpha=0^\circ$ , o aumento de K provoca a diminuição da corrente  $I_d$ , enquanto que como inversor,  $\alpha=180^\circ$ , o aumento de K provoca o aumento desta corrente.

Para  $60^\circ < \alpha < 120^\circ$  e  $240^\circ < \alpha < 300^\circ$ , este tipo de controle encontra regiões de instabilidade, uma vez que,  $\Delta E_d / \Delta K$  é positiva para uma faixa de K e negativa para outra faixa. Esta situação ocorre quando a tensão cc instantânea é bipolar. Por exemplo, para  $270^\circ$ ,  $\Delta E_d / \Delta K$  é positiva para  $K < 0.5$ , e negativa para  $K > 0.5$ .

c) controle simultâneo em  $\alpha$  e K

Este controle mais sofisticado (multivariável) possibilita dois resultados: i) operação do conversor com fator de deslocamento unitário ou ii) controle da tensão cc e fornecimento (ou consumo) de reativo na intensidade correta, que possibilita a

compensação de reativo. Contudo, a utilização de mais uma malha de controle, por exemplo  $\cos(\phi_{i1})$ , não é tão simples. Dois procedimentos de controle serão estudados futuramente: i) determinação da função  $E_d=f(\cos(\phi_{i1}), \alpha, K)$  ou ii) um sistema realimentado de três malhas (corrente, tensão cc e  $\cos(\phi_{i1})$ ).

## 2.9- Aplicações

Estes conversores podem ser utilizados em todas aplicações da ponte de Graetz tiristorizada, obedecidos os limites atuais dos semicondutores de potência de comutação forçada, e resolvidos os problemas de comutação (*hard commutation*).

Operar com fator de deslocamento unitário, ou melhor ainda, fator de potência unitário, significa minimizar a corrente de alimentação e aumentar a eficiência do sistema. Como o fator de potência unitário é conseguido, apenas, com a utilização de filtros no lado ca da ponte, a modulação PWM deve ser feita em alta frequência, para redução destes filtros.

A Fig.2.17 apresenta duas possíveis aplicações. O esquema da Fig.2.17a é utilizado para acionamento de motor de corrente contínua em dois quadrantes (conjugado unidirecional). O ângulo de disparo dos tiristores é controlado, apenas, para manter o fator de deslocamento unitário;  $\alpha=K\pi/3$  no retificador e  $\alpha=\pi-K\pi/3$  no inversor. Todo controle será feito pelo chopper através do ciclo de trabalho.

Para operação em apenas um quadrante, existem duas soluções mais econômicas: a) como retificador, a ponte tiristorizada e a chave paralela ( $Q_P$ ) podem ser substituídas por diodos, conseguindo-se fator de deslocamento ligeiramente avançado ( $\phi_{i1}=-K.60^\circ$ ); b) como inversor, a economia não é tão grande como no retificador; economiza-se apenas uma chave ( $Q_S$ ). Para se evitar possível perda de comutação dos tiristores da ponte, o ângulo de disparo dos mesmos deve ser mantido abaixo de  $180^\circ$ , conforme a reatância de comutação e tempo de recuperação dos tiristores. Por exemplo, fixo em  $170^\circ$ , o fator de deslocamento será ligeiramente atrasado ( $\phi=170^\circ-K.60^\circ$ ).

A Fig.2.17b apresenta uma interessante sugestão para um novo "compensador estático de reativo", sem a utilização dos caríssimos capacitores. Tanto o retificador como o inversor fornecem reativo à rede ca de alimentação. A corrente e, conseqüentemente, o reativo fornecido, são controlados por um dos conversores.

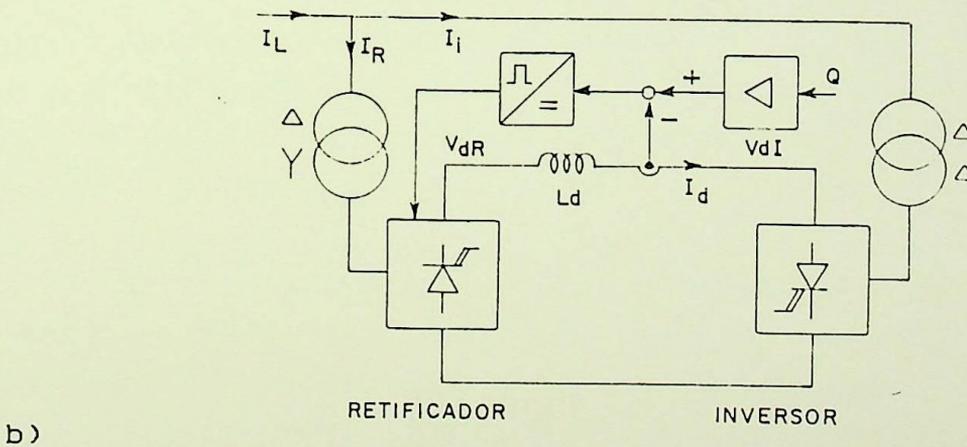
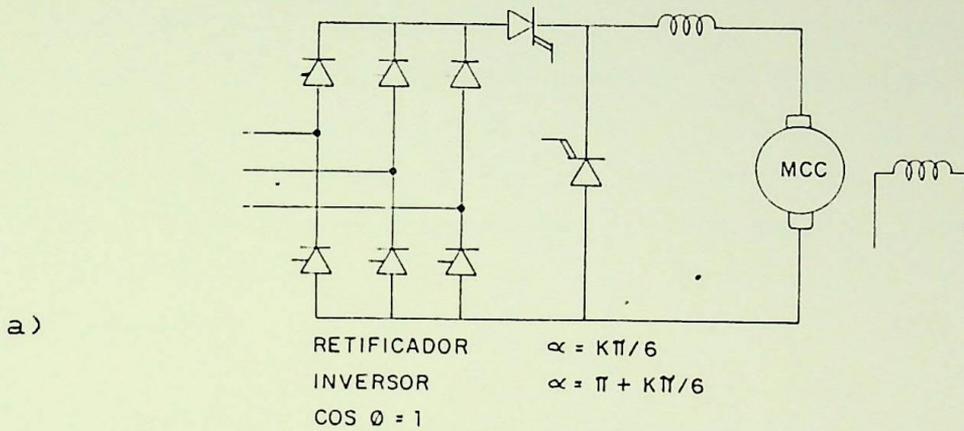


Fig.2.17- Aplicações. a)Retificador  
 b)Compensador Estático de Reativo.

Curiosamente, as formas de onda de corrente, obtidas experimentalmente, são semelhantes às formas de onda de correntes apresentadas em diversos "filtros ativos de potência", sugerindo a possibilidade de se utilizar estes conversores, também, como

filtro ativo de potência. Para tal realização, seriam necessárias a implementação de uma estratégia de controle e uma técnica de modulação, ainda extremamente complexa e pouco conhecida.

Como mencionado anteriormente, a comutação nos tiristores é muito vigorosa, devido ao "golpe indutivo" ( $L_d \cdot di/dt$ ). Na comutação forçada, o tiristor recebe o pulso de disparo, antes de ser diretamente polarizado, ocorrendo exatamente o oposto na comutação natural, onde o tiristor é polarizado diretamente, antes de receber o pulso de disparo.

## CAPÍTULO 3

### CASCATA SUBSÍNCRONA

O acionamento Cascata Subsíncrona, denominado de Kramer Estático e Scherbius Estático, é um sistema de controle de velocidade do Motor de Indução Trifásico de Rotor Bobinado, com recuperação da energia de escorregamento, através de uma cascata elétrica de conversores. Este sistema consiste de um conversor de frequência, com elo cc, instalado entre o rotor do MIT e a rede de alimentação, ou seja, de uma ponte retificadora a diodos, ligada ao rotor (operando na tensão e frequência variável do escorregamento), de um reator de alisamento e de uma ponte tiristorizada, ligada à rede de alimentação (operando como inversor na tensão e frequência fixa da rede), fechando o elo de realimentação, que permite a devolução da energia de escorregamento.

A grande vantagem deste sistema, além do fato da potência do conversor de frequência ser menor que a potência do motor, está na utilização de uma ponte de diodos no lado do rotor. Esta ponte opera sem nenhuma dificuldade na tensão e frequência variável do escorregamento, contribuindo na robustez, confiabilidade e redução do custo deste sistema.

A maior desvantagem deste sistema é o baixo fator de potência, devido à utilização de uma ponte tiristorizada (conversor ca/cc-comutação natural) instalada no lado da rede. Como esta ponte é um forte consumidor de reativo, o fator de potência da instalação raramente ultrapassa 0.6.

Substituindo-se a ponte tiristorizada por uma ponte de comutação forçada, ou adaptando-se um chopper no elo cc na cascata subsíncrona convencional existente, o sistema poderá operar com fator de deslocamento unitário, desde que projetado e controlado adequadamente. A ponte de diodos é mantida no lado do rotor para garantir a robustez do sistema.

As principais características deste acionamento são:

- 1) Alta eficiência em ampla faixa de velocidade, devido à recuperação da energia de escorregamento.
- 2) Manutenção fácil e de baixo custo; somente as escovas do motor sofrem desgastes.
- 3) O componente principal é o robusto motor de indução. Os equipamentos eletrônicos estão cada vez mais confiáveis e seguros. O conversor estático de frequência (ponte de diodos e a ponte tiristorizada) é uma tecnologia dominada e estabelecida há mais de duas décadas.
- 4) Especialmente econômico nos sistemas de reduzida faixa de ajuste de velocidade; quanto menor a faixa de ajuste, menor será a potência do conversor. O custo da instalação é alto, se comparado com equipamento de controle a resistência líquida ou acoplamento eletromagnético. Quando comparado com o sistema Leonard, o custo é quase o mesmo para pequenas potências, mas muito menor para grandes potências.
- 5) Faixa de controle da velocidade 50...98% da velocidade síncrona (típico).
- 6) A cascata de conversores pode ser acrescentada / introduzida no acionamento existente, se o MIT-anéis tiver uma reserva de potência de 10%.
- 7) Insensível às perturbações da rede; uma redução da tensão, por exemplo, provoca a redução simultânea da tensão do inversor e do rotor (retificador), garantindo a corrente e conseqüentemente o conjugado.

Aplicações típicas:

- 1) Bombas e ventiladores.
- 2) Equipamentos de teste.
- 3) Esmagadores e laminador.
- 4) Compressor e soprador.
- 5) Estações de bombeamento de água.
- 6) Usinas de cimento

3.1 Cascata Subsíncrona Convencional

Neste sistema de acionamento, cujo diagrama unifilar é apresentado na Fig.3.1, os terminais do rotor são conectados a uma ponte retificadora trifásica de seis diodos. A corrente retificada,  $I_d$ , é filtrada pelo reator de alisamento,  $L_d$ , para então alimentar a ponte inversora trifásica de seis tiristores. Finalmente, a ponte tiristorizada é conectada à rede ca de alimentação, geralmente via transformador, fechando a malha de realimentação.

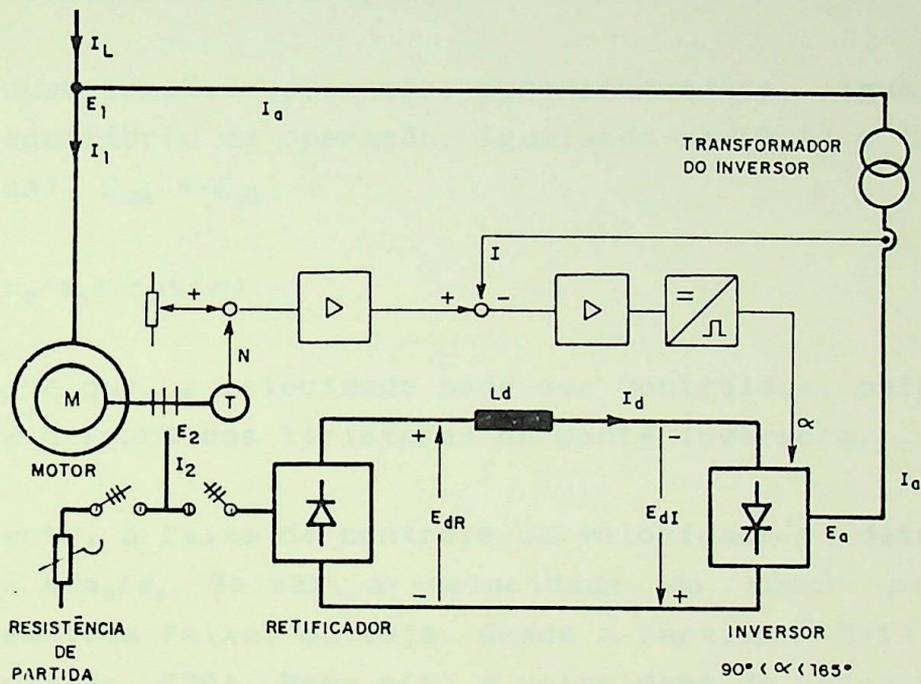


Fig.3.1- Cascata Subsíncrona Convencional

A velocidade, ou conjugado do motor, pode ser controlada pela variação da "contra tensão", aplicada no circuito do rotor. Nos esquemas com elo cc, este controle é feito pela variação da tensão cc do inversor, ou seja, pelo deslocamento do ângulo de disparo dos tiristores ( $\alpha$ ).

Quando o motor estiver operando com escorregamento  $S$ , a tensão no rotor  $E_2$  e, conseqüentemente, a tensão retificada  $E_{dR}$  será:

$$E_{dR} = E_{dO} \cdot m_1 \cdot S \quad [V] \quad (3.1)$$

onde  $E_{dO} = (3\sqrt{2}/\pi)E_1$ ,  $E_1$  é a tensão eficaz na linha ca e  $m_1 = E_2/E_1$  é a relação de transformação entre o rotor e estator.

Por outro lado, a tensão cc no inversor é

$$E_{dI} = E_{dO} \cdot m_2 \cdot \cos(\alpha) \quad [V] \quad (3.2)$$

onde  $m_2$  é a relação de transformação do transformador do inversor. Caso seja possível conectar, diretamente, o inversor à rede de alimentação, tem-se  $m_2=1$ .

Estas duas tensões devem ser, aproximadamente, iguais para garantir o equilíbrio de operação. Igualando-se (3.1) e (3.2), a menos do sinal,  $E_{dR} = -E_{dI}$

$$S = -(m_2/m_1) \cdot \cos(\alpha) \quad (3.3)$$

comprovando-se que, a velocidade pode ser controlada, pelo ajuste do ângulo de disparo dos tiristores da ponte inversora.

Idealmente, a faixa de controle da velocidade é determinada pela relação  $m = m_2/m_1$ . Se  $m \geq 1$ , a velocidade do motor pode ser controlada em toda faixa, ou seja, desde a partida ( $S=1$ ) até a velocidade máxima ( $S \cong 0$ ). Para  $m < 1$ , a velocidade do motor não pode ser controlada pelo inversor em toda faixa, necessitando, portanto, de um sistema de partida com resistores no rotor. Neste caso, a velocidade mínima controlada corresponde ao escorregamento máximo  $S_{max} = m$ .

Na prática, para garantir a comutação segura dos tiristores, o ângulo de disparo é limitado em um ângulo menor que  $180^\circ$ . Este limite depende da reatância de comutação e do tempo de recuperação do bloqueio dos tiristores. Por exemplo, para  $\alpha_{MAXIMO} = 150^\circ$  será necessário  $m \geq 1/\cos(150^\circ) = 1.155$ , para que a velocidade possa ser controlada em toda faixa. Caso contrário, para  $m < 1.155$ , a velocidade mínima controlada corresponde ao escorregamento  $S_{MAX} = \cos(150^\circ) \cdot m = 0.866 \cdot m$ .

O controle da velocidade do motor é feito pelo controle da tensão retificada do inversor. Por exemplo, o aumento da tensão  $E_{dI}$ , provoca a diminuição da corrente no elo cc, da corrente no rotor, do conjugado e, finalmente, da velocidade. Contudo, esta diminuição da velocidade provoca o aumento da tensão no rotor, da tensão retificada  $E_{dR}$  e da corrente no elo cc, até atingir, novamente, o ponto de equilíbrio, porém em outra velocidade.

A tensão no elo cc será máxima, na menor velocidade do acionamento, e zero, na velocidade máxima, próxima da velocidade síncrona. Isto significa que na velocidade máxima, o inversor tiristorizado deve operar com ângulo de disparo próximo de  $90^\circ$ , onde o consumo de reativo é elevado e, exatamente, na região onde a regeneração de potência é baixa, ou seja, fator de potência muito baixo. Para um determinado ângulo de disparo, a potência ativa absorvida da rede ca é a diferença entre a potência fornecida ao estator e a potência recuperada pelo inversor. A potência reativa, no entanto, é a soma das potências reativas absorvidas pelo motor e pelo inversor, ambos indutivos (*Lag*).

Para contornar este problema, é adotado  $m < 1$ , geralmente com a utilização do transformador do inversor. Este transformador é utilizado, obviamente, em linhas (e motores) de alta tensão. Nestes casos, a tensão no rotor deve ser menor que a tensão no estator, limitado pela tensão do diodo e do tiristor. Quanto menor a tensão no rotor, maior a corrente no elo cc, e portanto maiores perdas. Outra solução, possível para motores menores e de baixa tensão, é a utilização de motor, cuja tensão no rotor seja maior que a do estator.

Outras soluções, mais complexas e caras, são empregadas, sempre com o objetivo de melhorar o fator de potência, porque não existe nenhum grau de liberdade entre a tensão cc e o ângulo de deslocamento.

A Fig.3.2 apresenta as principais características do acionamento de uma carga do tipo  $C \propto N^2$ , para uma faixa de velocidade controlada, típica, de 60 a 100% da velocidade nominal.

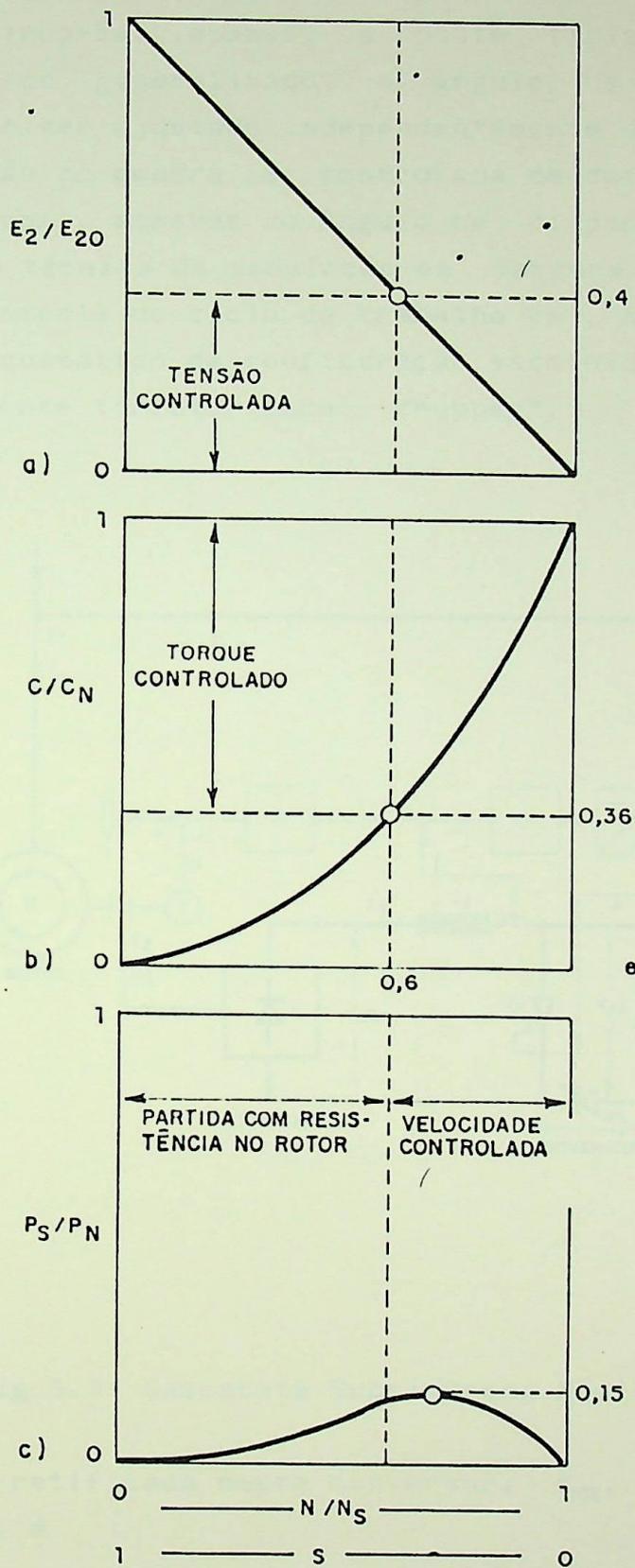


Fig.3.2- Balanço de Potência na Cascata Subsíncrona

3.2 Cascata Subsíncrona Modificada<sup>[2]</sup>

Substituindo-se, apenas, a ponte tiristorizada por um conversor ca/cc generalizado, o ângulo de deslocamento do conversor pode ser ajustado independentemente da tensão cc. Isto porque a tensão cc poderá ser controlada de dois modos: i) pelo modo convencional, através do ângulo de disparo dos tiristores ( $\alpha$ ) e ii) pela técnica da modulação em largura de pulsos PWM, através do controle do ciclo de trabalho (K). A Fig.3.3 apresenta o diagrama esquemático da configuração escolhida neste trabalho, "associação ponte tiristorizada - chopper".

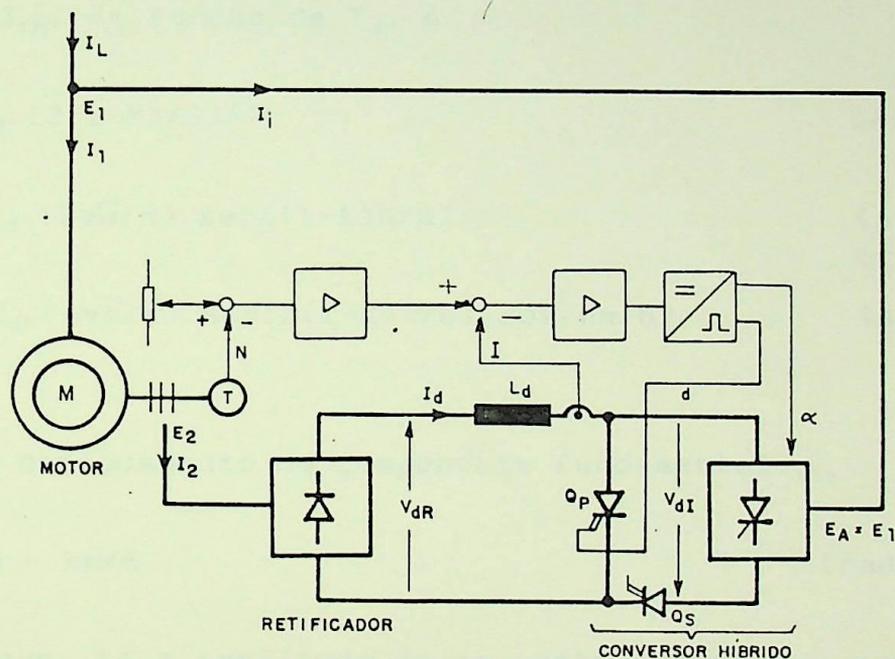


Fig.3.3- Cascatata Subsíncrona Modificada

A tensão retificada neste conversor,  $E_{dI}$ , para índice de modulação  $\eta=1$ , é

$$E_{dI} = E_{do} \cdot m_2 \cdot 2 \cdot \text{sen}[(1-k)\pi/6] \cdot \text{cos}[\alpha - K\pi/6] \quad [V] \quad (3.4)$$

Esta tensão deve ser igual à tensão do retificador, tal como

no sistema convencional. Igualando-se (3.4) e (3.1), a menos do sinal, obtém-se

$$S = -2(m_2/m_1) \cdot \text{sen}[(1-K)\pi/6] \cdot \text{cos}[\alpha - K\pi/6] \quad (3.5)$$

Fica evidente portanto, que a velocidade do motor pode ser controlada, tanto pelo ângulo de disparo dos tiristores ( $\alpha$ ), como pelo ciclo de trabalho do chopper ( $K$ ). Fazendo-se  $K=0$ , obtém-se as equações referentes ao conversor convencional.

A maior contribuição do conversor generalizado, no entanto, se refere à corrente no elo ca,  $i_i$ . O valor eficaz total,  $I_i$ , eficaz da componente fundamental,  $I_{i1}$ , e eficaz da composição harmônica,  $I_{ih}$ , em função de  $I_d$ , é

$$I_i = I_d \cdot [2(1-K)/3]^{1/2} \quad [A] \quad (3.6)$$

$$I_{i1} = I_d \cdot (2\sqrt{6}/\pi) \cdot \text{sen}[(1-K)\pi/6] \quad [A] \quad (3.7)$$

$$I_{ih} = I_d \cdot (4\sqrt{2}/\pi) \cdot \text{sen}[h(1-K)\pi/6] \cdot \text{cos}[h\pi/6] \quad [A] \quad (3.8)$$

O ângulo de deslocamento da componente fundamental  $\phi_{i1}$

$$\phi_{i1} = \alpha - K\pi/6 \quad [\text{rad}] \quad (3.9)$$

Conclui-se que: 1) a amplitude da corrente depende, apenas, do ciclo de trabalho do chopper e 2) o deslocamento angular depende, fortemente, do ângulo de disparo  $\alpha$  e, fracamente, do ciclo de trabalho  $K$ .

A potência ativa recuperada  $P$ , é igual à potência no elo cc, ou seja,  $P=P_d$

$$P = \sqrt{3} \cdot E_i \cdot I_{i1} \cdot \text{cos}(\phi_{i1}) \quad [W] \quad (3.10)$$

$$P = P_{do} \cdot 2 \cdot \text{sen}[(1-K)\pi/6] \cdot \text{cos}[\alpha - K\pi/6] \quad [W] \quad (3.11)$$

onde  $P_{do} = (3\sqrt{2}/\pi) \cdot m_2 \cdot E_1 \cdot I_d$

A potência reativa da componente fundamental é

$$Q = \sqrt{3}.E_i. I_{i1}. \text{sen}(\phi_{i1}) \quad [\text{VAr}] \quad (3.12)$$

$$Q = P_{do}. 2. \text{sen}[(1-K)\pi/6]. \text{sen}[\alpha-K\pi/6] \quad [\text{VAr}] \quad (3.13)$$

que pode ser indutiva ou capacitiva, dependendo do ângulo de disparo  $\alpha$  e do ciclo de trabalho  $K$ .

Se esta potência reativa (*Lead*) do inversor for exatamente igual à potência reativa (*Lag*) do motor, segundo a Eq.(3.14), o sistema operará com "*fator de deslocamento unitário*".

$$I_1. \text{sen}(\phi_1) = (\sqrt{6}/\pi). m_2. I_d. 2. \text{sen}[(1-K)\pi/6]. \text{sen}[\alpha-K\pi/6] \quad (3.14)$$

### 3.3- Diagrama Fasorial

Assumindo-se constantes as correntes, no elo cc e no estator, em módulo e fase, a componente fundamental da corrente no elo ca do conversor,  $I_{i1}$ , poderá ser representada pelo fasor com origem em A, mostrado nos diagramas fasoriais da Fig.3.4.

O diagrama fasorial representa a corrente no estator  $I_1$ , suposta senoidal e com ângulo de fase  $\phi_1$ (LAG), a componente fundamental da corrente no inversor,  $I_{i1}$ , com ângulo de fase  $\phi_{i1} = \alpha - K\pi/6$ , e a componente fundamental da corrente total fornecida pela rede,  $I_{L1}$ , com ângulo de fase  $\phi_L$ .

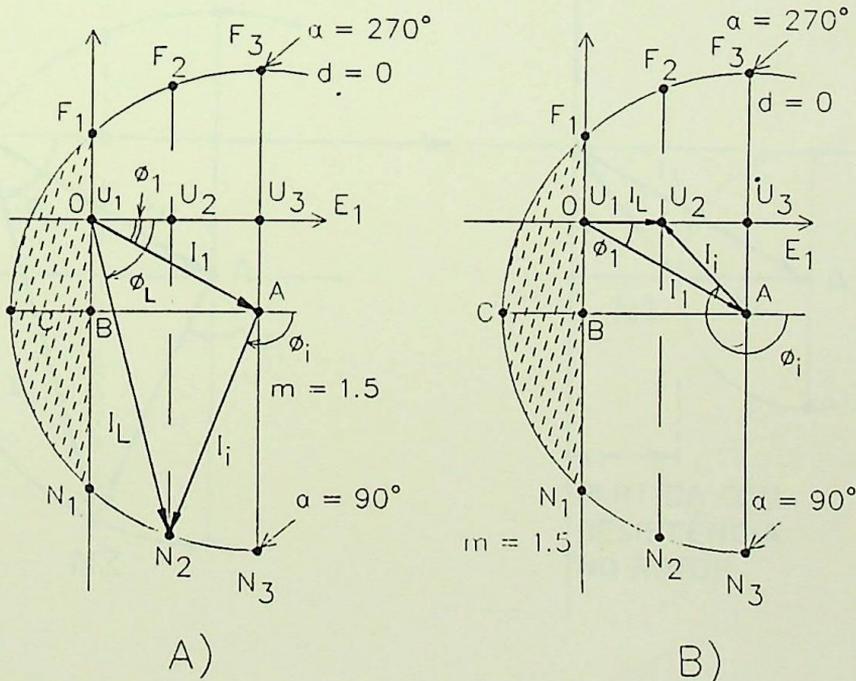
A relação  $\overline{AC}/\overline{AB}$  é igual a relação  $m = m_2/m_1$ . O diagrama fasorial assim representado, com o círculo de raio  $I_{i1}$ , mostra mais claramente a influência da relação  $m = m_2/m_1$  no fator de deslocamento da instalação.

A curva  $N_1-N_2-N_3$  representa o lugar geométrico da componente fundamental da corrente fornecida pela rede (estator mais inversor),  $I_{L1}$ , em um sistema convencional com  $m = 1.5$ , desde a partida (ponto  $N_1$ ) até a velocidade máxima (ponto  $N_3$ ). Observa-se que a amplitude desta corrente,  $I_{L1}$ , é muito maior que a corrente no estator,  $I_1$ , e que o fator de deslocamento é baixo.

Para cascata modificada, com ajuste simultâneo de  $\alpha$  e  $K$ , o lugar geométrico de  $I_{L1}$  é toda área delimitada por  $N_1-F_1-F_3-N_3$ . A amplitude é controlada pelo ciclo de trabalho  $K$ , e o deslocamento angular pelo ângulo de disparo.

No diagrama fasorial da Fig.3.4b, a cascata opera nas mesmas condições de carga que no diagrama fasorial da Fig.3.4a, porém, com fator de deslocamento unitário e, conseqüentemente, com a menor corrente. Para conjugado e velocidade constante ( $I_d$ ,  $s$  e  $E_d$  constantes), a corrente  $I_{L1}$  pode assumir qualquer valor no segmento  $N_2-U_2-F_2$ , todos pontos com a mesma tensão  $E_d$ , através de um ajuste simultâneo de  $\alpha$  e  $K$ . Na condição  $U_2$  o sistema opera com fator de deslocamento unitário e corrente  $I_{L1}$  mínima. Na condição  $F_2$  o acionamento opera como carga capacitiva (fornecendo reativo).

A circunferência  $N_3-N_1-C-F_1-F_3$  de raio  $I_{i1}$  e com centro no ponto A, representa o lugar geométrico da corrente fornecida ao inversor, supondo-se corrente no elo cc,  $I_d$ , constante e  $K=0$ . Ciclos de trabalho maiores são representados por circunferências concêntricas menores, até se reduzir a um ponto em A para  $K=1$ .



$$AC/AB = m_2/m_1 \cdot \cos(\alpha_R) \quad \cos(\alpha_R) = 1 \quad X_{CR} = 0$$

Fig.3.4- Diagrama Fasorial

A área pontilhada, delimitada por  $F_1-C-N_1-B$ , representa a região onde a corrente no elo cc é nula. Isto porque a tensão no retificador  $E_{dR}$  é menor que a tensão no inversor  $E_{dI}$ .

O segmento  $0-U_2-U_3$  representa o lugar geométrico de  $I_{L1}$ , com fator de deslocamento unitário, um dos objetivos a ser alcançado pelo controle. É a condição de  $I_{L1}$  mínimo e, aproximadamente, de  $I_{L(RMS)}$  mínimo. Esta condição é conseguida em toda faixa de velocidade, se  $m > 1/\cos(\phi_1)$ , como mostra o diagrama fasorial da Fig.3.5a.

Comparando-se os dois diagramas fasoriais da Fig.3.5, verificamos que, quanto menor for a relação  $m$ , menor será a corrente de alimentação, consequência de um melhor fator de potência. Contudo, esta prática é adotada por outro fator: redução da potência instalada do conversor. Para  $m < 1$ , é necessário um sistema de partida através de resistências no rotor.

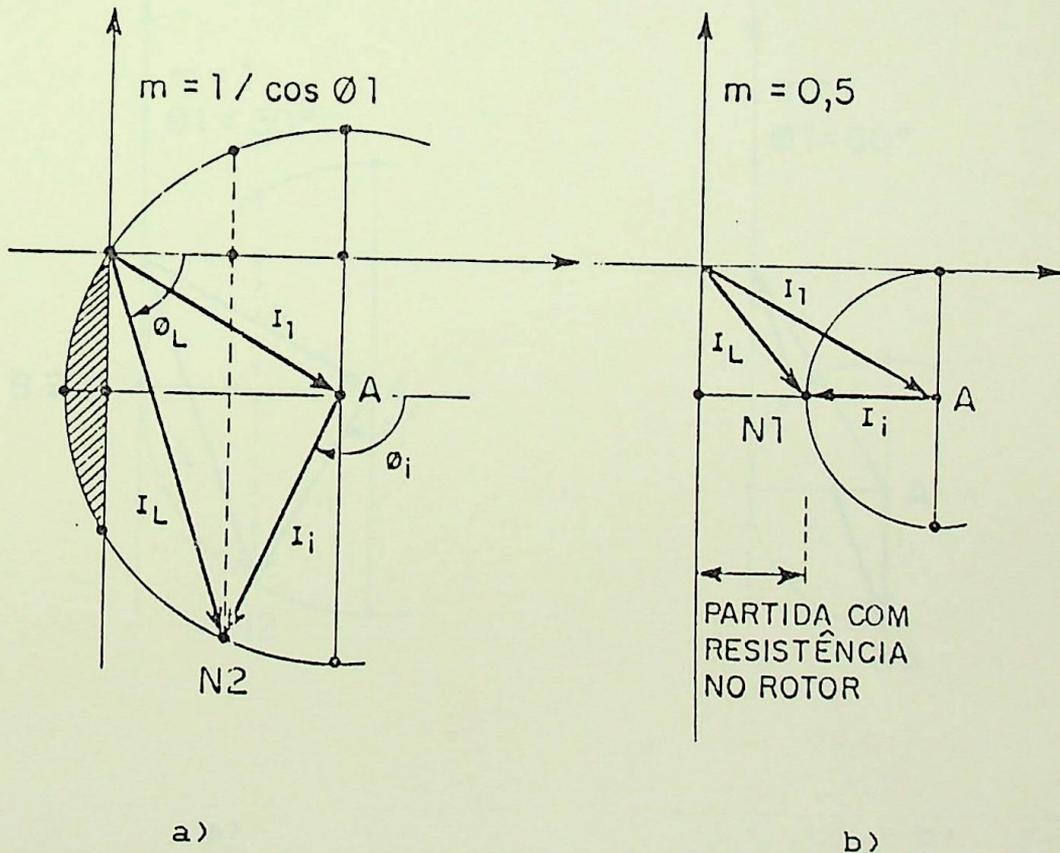


Fig.3.5- Diagrama Fasorial.  
( Influência de  $m=m_2/m_1$  )

A Fig.3.6 apresenta dois diagramas fasoriais, ambos com  $m=1$ . A corrente no estator tem o mesmo módulo, porém, ângulos diferentes. Se o motor tiver fator de potência elevado ( $\phi_1=30^\circ$ ), a cascata, assim projetada, poderá operar com fator de deslocamento unitário, em grande faixa de velocidade. Contudo, se o fator de potência do motor for baixo ( $\phi_1=60^\circ$ ), verifica-se que é impossível operar-se com fator de deslocamento unitário.

Como o fator de potência do motor não é constante, uma vez que, quanto menor o conjugado (menor corrente secundária), pior o fator de potência do motor, é de se prever que fator de deslocamento unitário, em toda faixa de operação, é inviável. O fator de potência do motor (estator) será razoavelmente constante, se o motor operar com conjugado constante, em toda faixa de velocidade.

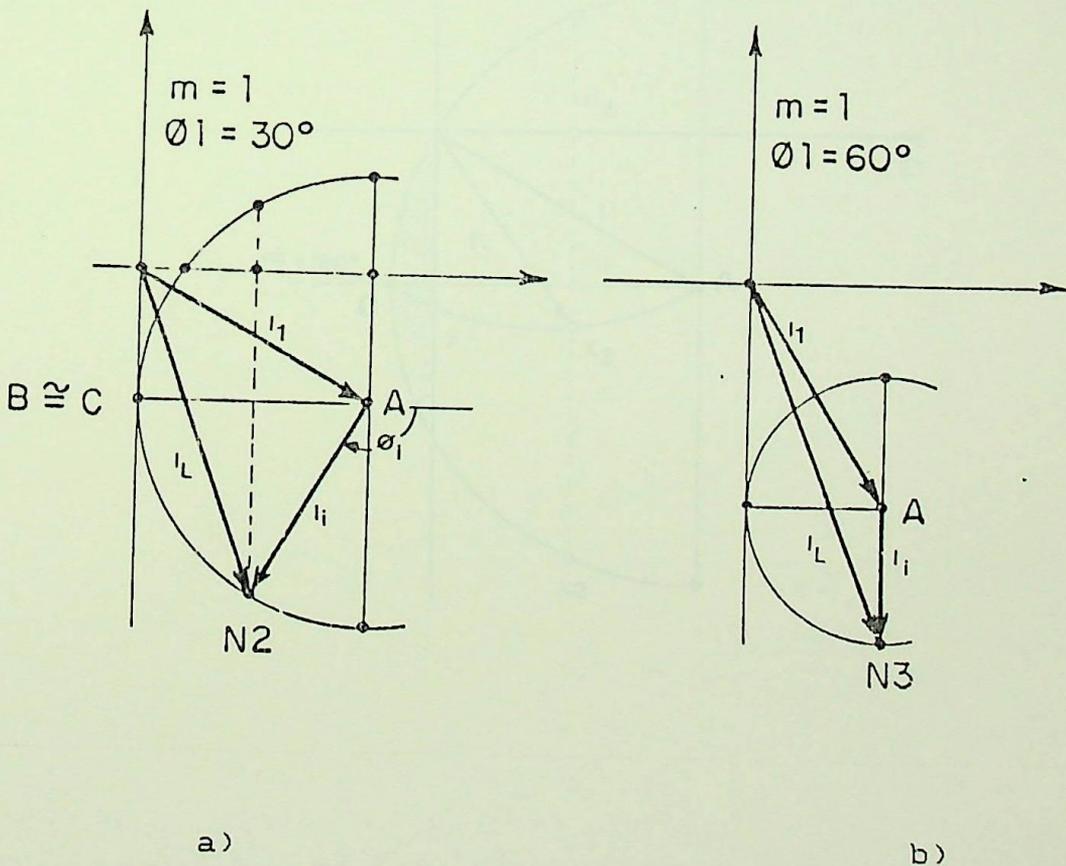


Fig.3.6- Diagrama Fasorial.  
(Influência de  $\phi_1$ )

A Fig.3.7 apresenta o diagrama fasorial, para um sistema controlado, apenas, pelo ciclo de trabalho do chopper. O ângulo de disparo dos tiristores é mantido fixo.

O arco A-X<sub>2</sub>-X, de raio igual ao comprimento AC (AC=I<sub>i1</sub> para K=0), representa o modo de operação, com  $\alpha = 180^\circ$  constante, e controle apenas em K. Deste modo, obtém-se grande redução na amplitude da corrente de alimentação e pequena melhoria no fator de deslocamento. Uma grande melhoria, se comparada com o sistema convencional.

Este modo de controle é utilizado no conversor híbrido de um GTO (6+1). Para se evitar perda de comutação dos tiristores, o ângulo de disparo é mantido abaixo de  $180^\circ$  ( $170^\circ$ , adotado por Taniguchi e Mori [4]).

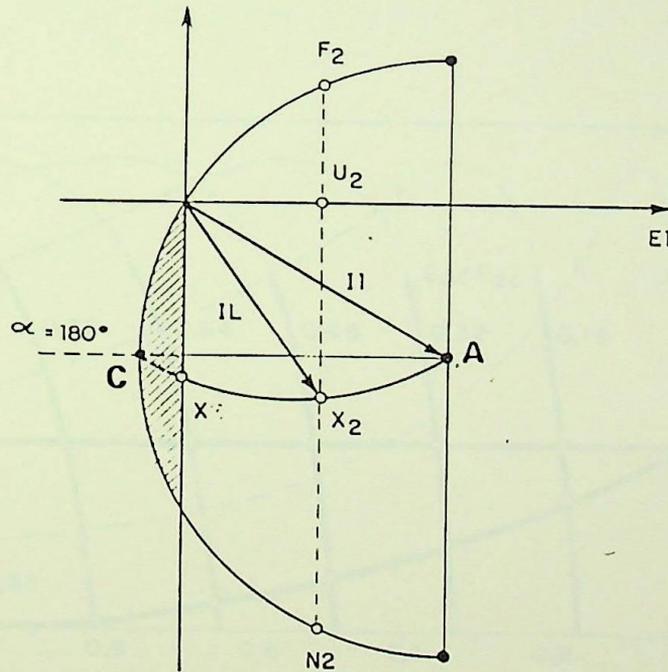


Fig3.7- Diagrama Fasorial  
Para  $\alpha$  Constante e Controle em K.

3.4- Características do Acionamento

A característica conjugado-velocidade é a mesma para os dois sistemas, se for relacionada em função da tensão no elo cc. O que se modifica radicalmente, é o comportamento destes sistemas diante da rede de alimentação e a característica de controle.

A análise definitiva do desempenho estático e dinâmico deste sistema não foi feita, ainda, até a presente data. As análises, apresentadas nos principais livros e artigos, são feitas através das relações do balanço de potência em regime estacionário<sup>(34)</sup>.

O gráfico da Fig.3.8 apresenta as curvas características do conjugado, em função do escorregamento, para vários valores de tensão no elo cc (valores normalizados), apenas para o MIT operando como motor subsíncrono.

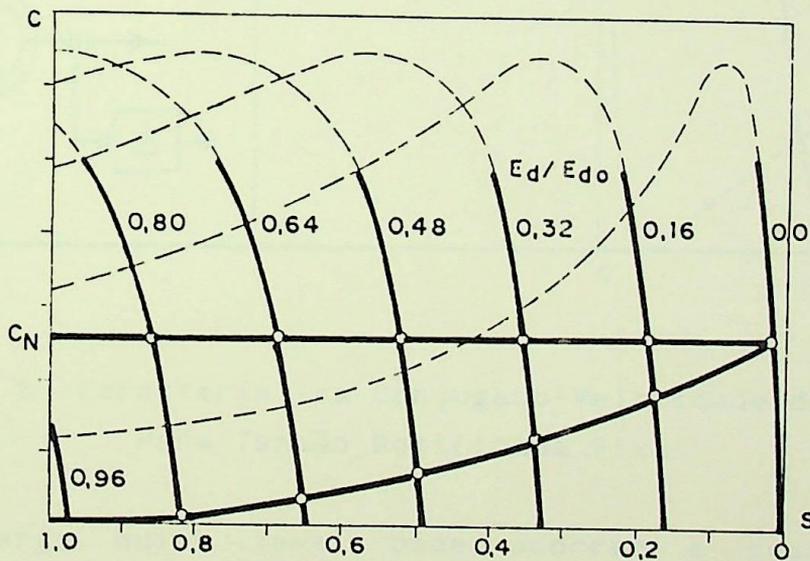


Fig.3.8- Característica Conjugado-Escorregamento  
Parâmetro  $E_d/m_1E_{do}$

Como mencionado anteriormente, a cascata subsíncrona pode operar acima da velocidade síncrona, porém, como gerador. A Fig.3.9 apresenta a curva conjugado-escorregamento do MIT, para tensão retificada mantida constante em 0,5pu. O MIT operará como motor, no escorregamento 0,5 (50% da velocidade síncrona), e como gerador de indução, no escorregamento -0,5 (150% da velocidade síncrona). Esta cascata "subsíncrona" pode controlar a velocidade do motor, entre 0 e 100% da velocidade síncrona, e a velocidade do gerador de indução, entre 100% e 200% da velocidade síncrona.

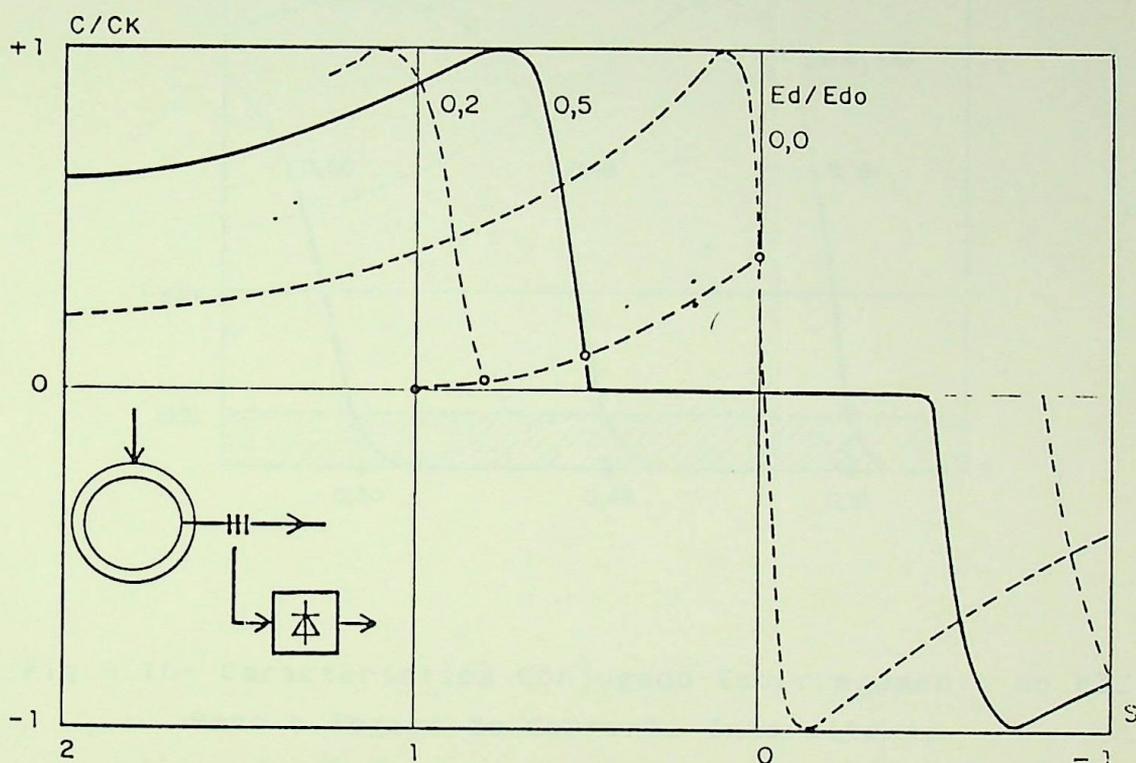


Fig.3.9- Característica Conjugado-Velocidade do MIT  
Para Tensão Retificada Fixa

Para carga muito leve, pode ocorrer a descontinuidade (intermitência) da corrente no elo cc, provocada pela natureza pulsante da tensão retificada do inversor. Esta descontinuidade provocará um ligeiro acréscimo da tensão  $E_{dI}$  (em relação ao calculado teoricamente em função de  $\alpha$  e  $K$ ) e, conseqüentemente, um acréscimo na velocidade. Para se obter efetivamente  $I_d=0$ , o valor mínimo instantâneo de  $E_{dI}$  deve ser maior que o valor máximo instantâneo de  $E_{dR}$ .

Considerando-se ainda, as reatâncias do rotor,  $X_2 = S \cdot X_{20}$ , e do transformador do inversor,  $X_T$ , e a resistência do reator de alisamento,  $R_d$ , que comprometem a regulação intrínseca da cascata, as equações (3.3) e (3.5) são válidas, apenas teoricamente, no cruzamento das curvas conjugado-velocidade com o eixo  $C=0$ , considerando-se corrente no elo cc não intermitente.

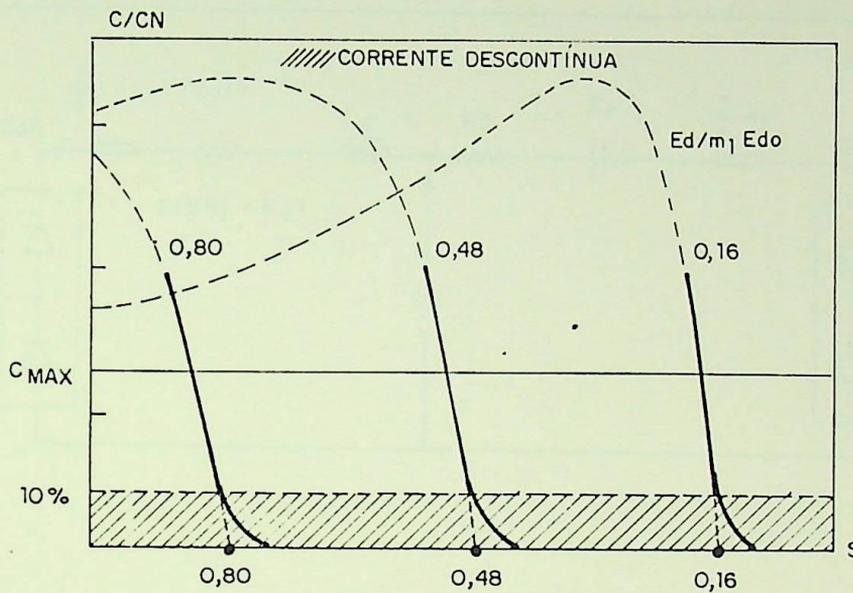


Fig.3.10- Característica Conjugado-Escorregamento do MIT Para o Regime de Corrente Intermitente.

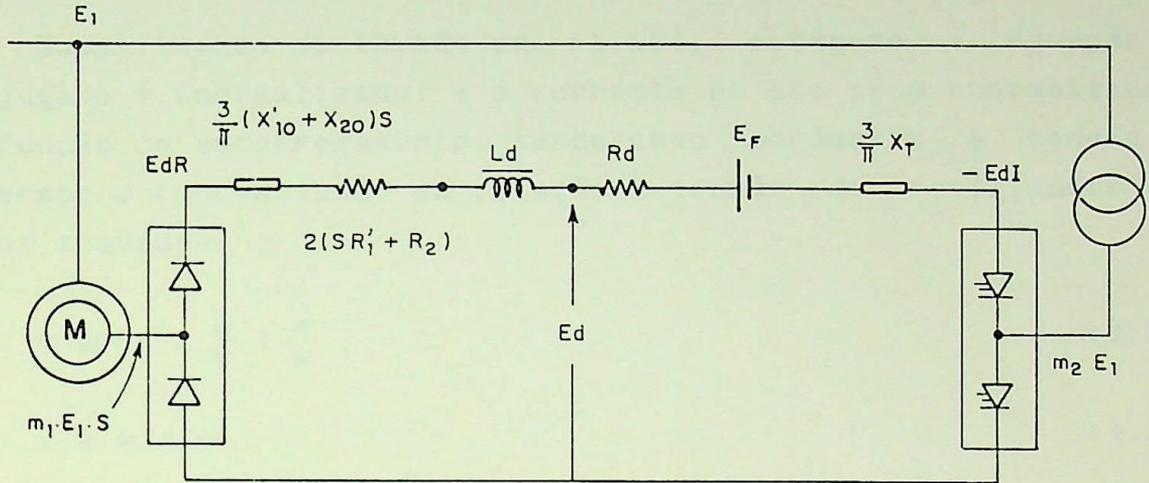
Utilizando-se do tradicional modelo de conversores ca/cc, apresentado na Fig.3.11[4-39], é possível se obter a equação da corrente no elo cc.

$$I_d = \frac{E_{dR} + E_{dI} - E_F}{\frac{3}{\pi}[(X'_{10} + X_{20})S + X_T] + [2(S \cdot R'_1 + R_2) + R_d]} \quad [A] \quad (3.15)$$

$$I_d \cong \frac{E_{dR} + E_{dI}}{\frac{3}{\pi} X_{20} \cdot S} \quad (3.16)$$

onde  $(3/\pi)(X'_{10}+X_{20})$  é a "resistência" de comutação, responsável pela regulação da ponte retificadora.

Considerando-se que a corrente eficaz no rotor é  $I_{2RMS} = \sqrt{2/3} I_d$ , a perda trifásica no MIT será,  $3(s.R'_1+R_2)I_{2RMS}^2 = 2(s.R'_1+R_2)I_d^2$ .



- $E_{dR} = m_1 \cdot E_{do} \cdot S$ , onde  $E_{do} = (3\sqrt{2}/\pi)E_1$
- $E_{dI} = m_2 \cdot E_{do} \cdot f(\alpha, K)$ , onde  $f(\alpha, K) = 2 \cdot \cos[\alpha - K\pi/6] \cdot \sin[(1-K)\pi/6]$
- $E_F$ ..... queda total de tensão direta nos diodos e tiristores.
- $I_2 = \sqrt{2/3} I_d$ .... corrente eficaz no rotor.
- $R_2, X_2$ .... resistência e reatância do rotor.
- $R'_1, X'_1$ .... resistência e reatância do estator referida ao rotor.
- $X_T$ ..... reatância do transformador do inversor.
- $X_{10}, X_{20}$ .... reatância, do estator e rotor, para rotor travado ( $S=1$ ).
- $R_d, X_d$ .... resistência e reatância do reator de alisamento.

Fig.3.11- Circuito Equivalente da Cascata.  
Referido ao Elo CC.

Com a tradicional análise do balanço de potência, em regime estacionário, é possível se obter a curva de regulação intrínseca da cascata, curva conjugado-escorregamento para  $E_{di}$  constante.

$$C = \frac{1}{\omega_o} \left[ m_1 \cdot E_{do} - \left[ \frac{3}{\pi}(X'_{10}+X_{20}) + 2S \cdot R'_1 \right] I_d \right] \cdot I_d \quad [Nm] \quad (3.17)$$

onde  $\omega_o$  é a velocidade síncrona. O produto  $C \cdot \omega_o$  é denominado "potência síncrona" (*synchronous watt*).

Desconsiderando-se as perdas e considerando-se apenas a reatância do rotor,

$$C \cong \frac{1}{\omega_o} \left[ m_1 \cdot E_{do} \cdot I_d - \frac{3}{\pi} X_{2o} \cdot I_d^2 \right] \quad (3.18)$$

ou ainda, com uma aproximação mais grosseira<sup>(35)</sup>.

$$C \cong \frac{1}{\omega_o} m_1 \cdot E_{do} \cdot I_d \quad (3.19)$$

Substituindo-se (3.16) em (3.18), obtém-se a equação do conjugado  $\tau$  (normalizado) e a corrente no elo cc  $\psi$  (normalizada), em função do escorregamento, tendo como parâmetro a tensão do inversor  $\varepsilon$  (normalizado em relação à tensão do retificador com rotor travado).

$$\tau \cong \left( 1 - \frac{\varepsilon}{s} \right) \frac{\varepsilon}{s} \quad (3.20a)$$

$$\tau \cong \psi \cdot \varepsilon / s \quad (3.20b)$$

$$\psi \cong \left( 1 - \frac{\varepsilon}{s} \right) \quad (3.21)$$

onde:

$$\varepsilon = E_{dr} / m_1 E_{do} \quad (3.22)$$

$$\tau = \frac{C}{\left[ (m_1 \cdot E_{do})^2 / (3/\pi) X_{2o} \cdot \omega_o \right]} \quad (3.23)$$

$$\psi = \frac{I_d}{\left[ (m_1 E_{do}) / (3/\pi) X_{2o} \right]} \quad (3.24)$$

A solução gráfica das equações (3.20) e (3.21) é apresentada na Fig.3.12.

Apesar da grande semelhança destas curvas com as apresentadas por diversos autores, estas equações não representam, fielmente, o comportamento da cascata. Por exemplo, para escorregamento  $S \leq 0$ .

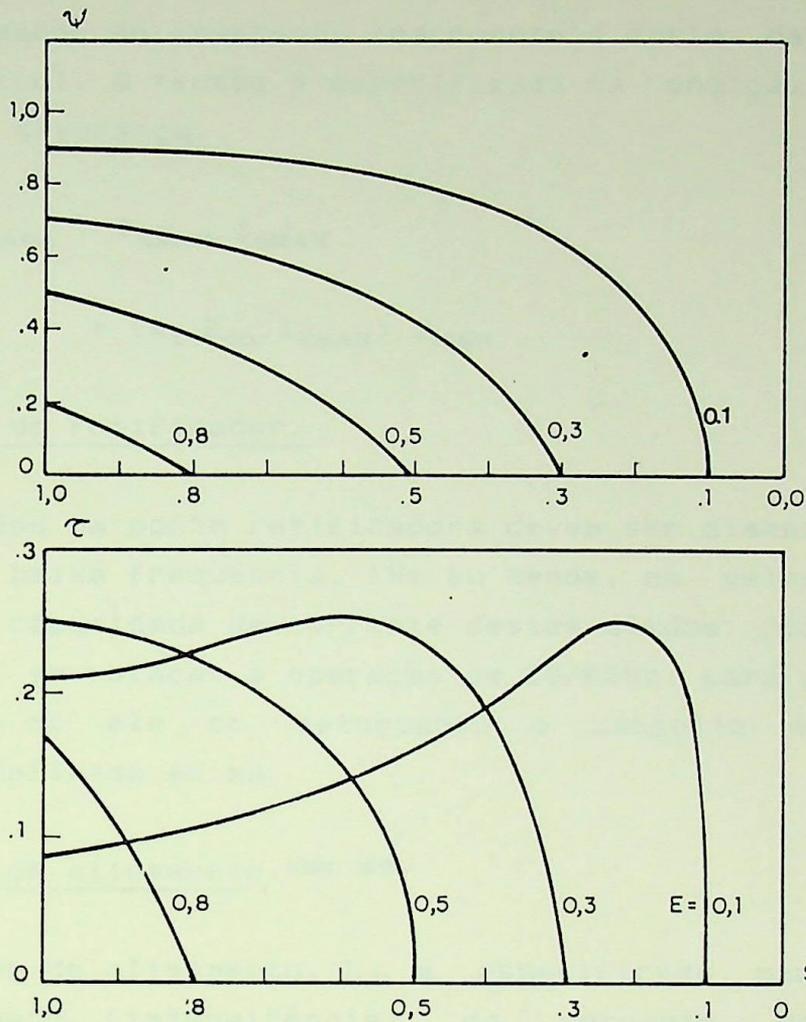


Fig.3.12- Solução Gráfica das Eq.(3.20) e (3.24).

3.5- Dimensionamento da Cascata<sup>[14] [16] [17] [45]</sup>

Potência instalada do conversor.

O conversor estático deve ser dimensionado para maior corrente exigida, em função do conjugado máximo requerido, e para maior tensão, correspondente à velocidade mínima controlada. Isto significa que, quanto menor a faixa de controle da velocidade, menor será a "potência instalada" da cascata de conversores. Mesmo que, a máxima potência convertida seja 15% da potência nominal, a potência instalada será definida, basicamente, pela faixa de velocidade controlada. Como consequência, uma capacidade

ociosa, muito elevada, de todo conversor de frequência, incluindo ponte de diodos, ponte tiristorizada e, principalmente, do transformador do inversor, compromete o custo da instalação. Quando possível, a tensão é especificada na condição de partida,  $S_{MAX}=1$ , por segurança.

$$P_{INSTALADA} = E_{dMAX} \cdot I_{dMAX} \quad (3.25)$$

$$= (m_1 \cdot E_{do} \cdot I_{dMAX}) \cdot S_{MAX} \quad (3.26)$$

Diodos do retificador.

Os diodos da ponte retificadora devem ser dimensionados para operação em baixa frequência, 1Hz ou menos, na velocidade quase síncrona. A capacidade de corrente destes diodos pode chegar a 200%, acima, em relação à operação em 50/60Hz, para o mesmo valor de corrente no elo cc, deturpando o conceito de "potência instalada" definida acima.

Reator de alisamento. [39] [45]

O reator de alisamento,  $L_d$ , é especificado para evitar a descontinuidade (intermitência) da corrente no elo cc, geralmente, para correntes de até 10% da corrente nominal.

$$L_d > (0,0931 \cdot V_{do} \cdot \text{sen}(\alpha) / \omega \cdot I_{dMIN}) \quad [H] \quad (3.27)$$

Para situação mais crítica, ou seja, para  $\alpha=90^\circ$

$$L_d > (0,02 \cdot m_2 \cdot E_1 / f_1 \cdot I_{dMIN}) \quad [H] \quad (3.28)$$

onde  $I_{dMIN}=10\%$  de  $I_{dN}$ . Estas equações não levam em conta a baixa frequência do rotor.

Relação  $m=m_2/m_1$

A relação  $m=m_2/m_1$  determina a faixa de operação, o fator de potência da cascata e a potência instalada do conversor. O fator de deslocamento  $\cos(\phi_L)$ , da cascata convencional, é calculado em

função do fator de potência do motor  $\cos(\phi_1)$ , do escorregamento máximo  $s_M$  (velocidade mínima controlada pela cascata) e adotando-se  $\alpha_{MAX}=150^\circ$ , através da Eq.3.29<sup>[45]</sup>.

$$\cos(\phi_L) = \frac{(1-S)}{\sqrt{(1-S)^2 + \left[ \frac{\text{sen}(\phi_1)}{\cos(\phi_1)} + \left[ \frac{4}{9} S_M^2 - S^2 \right]^{1/2} \right]^2}} \quad (3.29)$$

cuja solução gráfica é apresentada no gráfico da Fig.3.13 (linha cheia). Estes resultados são compatíveis com os resultados obtidos, graficamente, através dos diagramas fasoriais.

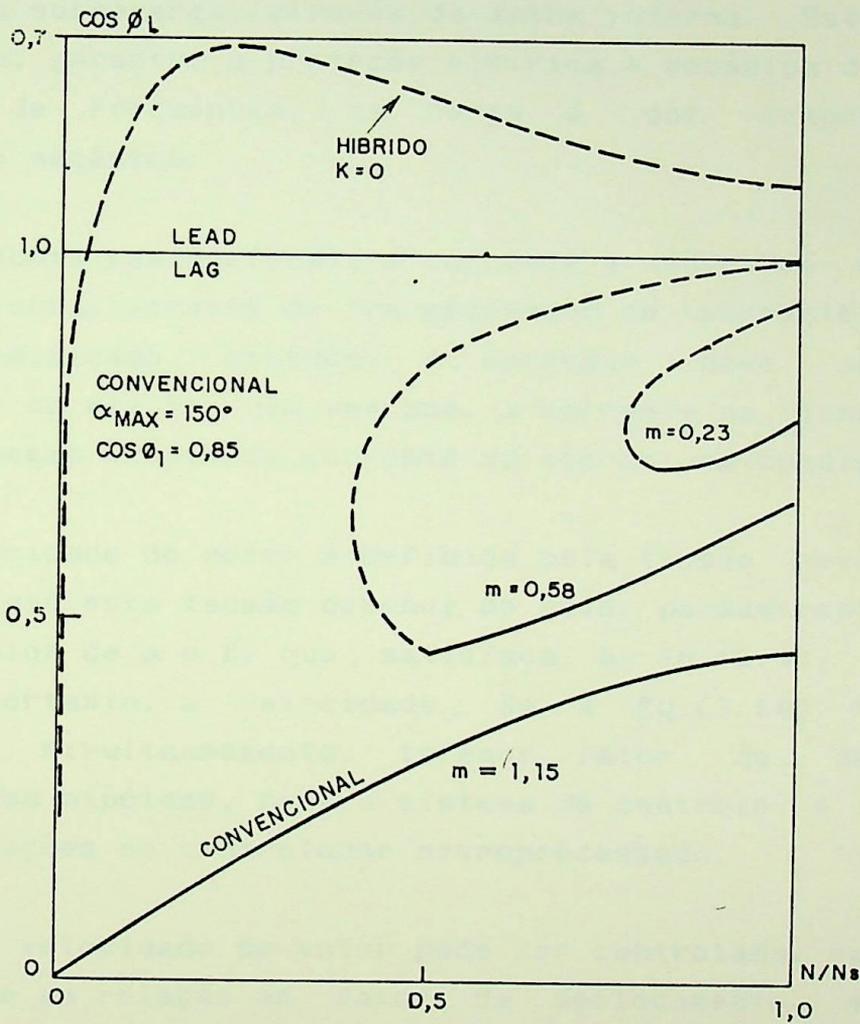


Fig.3.13- Fator de Deslocamento da Cascata Subsíncrona

Analizando-se o diagrama fasorial da Fig.3.5, conclui-se que, para se obter  $\cos(\phi_L)$  unitário, é necessário se impor a condição  $m > 1/\cos(\phi_1)$ , oposta à da cascata convencional, onde

deve-se impor menor valor de  $m$ , para se obter melhor fator de deslocamento  $\cos(\phi_L)$ . No gráfico da Fig.3.13, o fator de deslocamento da cascata subsíncrona modificada é representado em linha pontilhada

### 3.6- Controle

O sistema tradicional de controle, com duas malhas, permite regular a velocidade de acordo com o valor desejado, através da malha externa, além de limitar a corrente rotórica, e, conseqüentemente, o conjugado do motor, durante a partida ou durante uma sobrecarga, através da malha interna. Este controle na corrente, garante: a proteção elétrica e mecânica do motor, do conversor de frequência, da carga e dos componentes da transmissão mecânica.

Na cascata convencional, a corrente é medida no elo ca da ponte inversora, através de transformador de corrente (TC). No sistema modificado, contudo, a corrente deve ser medida diretamente no elo cc, uma vez que, a corrente na linha ca pode ser nula, mesmo existindo corrente no elo cc, na condição  $K=1$ .

A velocidade do motor é definida pela tensão retificada do inversor. Como esta tensão depende de dois parâmetros,  $\alpha$  e  $K$ , qualquer valor de  $\alpha$  e  $K$ , que satisfaça a Eq.(3.4), garante a tensão e, portanto, a velocidade. Se a Eq.(3.14) também for satisfeita, simultaneamente, teremos fator de deslocamento unitário. Uma hipótese, para o sistema de controle, é implementar as duas equações no controlador microprocessado.

Como a velocidade do motor pode ser controlada, com um grau de liberdade em relação ao fator de deslocamento, é possível controlar-se mais uma grandeza: fator de deslocamento ou consumo (ou fornecimento) de reativo. Este controle multivariável, obviamente mais complexo, apresenta focos de instabilidade, mencionados no capítulo anterior. Contudo, para os dias atuais, seria uma boa opção utilizar estes novos conversores, para fornecer o máximo reativo, possível, à rede ca, para contribuir na correção do fator de potência de toda instalação.

Partida

Na cascata subsíncrona convencional, devem ser tomados cuidados especiais, durante as manobras de partida e parada do sistema, devido ao risco da perda de comutação dos tiristores da ponte inversora, e até mesmo, danos permanentes provocados por sobretensão. O curto-circuito no elo cc, provocado por esta perda de comutação, será limitado pela atuação dos fusíveis ultra rápidos, utilizados para proteção dos tiristores. Por este motivo, o inversor deve ser energizado antes, e desenergizado depois do motor. O desligamento de uma única fase da alimentação ca, com o lado cc energizado, pode provocar, também, esta perda de comutação.

Na cascata modificada, os dispositivos de comutação forçada podem proporcionar uma proteção, contra perda de comutação, simplesmente, forçando o bloqueio da chave série  $Q_S$ . Esta manobra deve ser precedida do disparo da chave de proteção, para absorver a energia armazenada no reator de alisamento.

Três métodos de partida são apresentados na Fig.3.14.

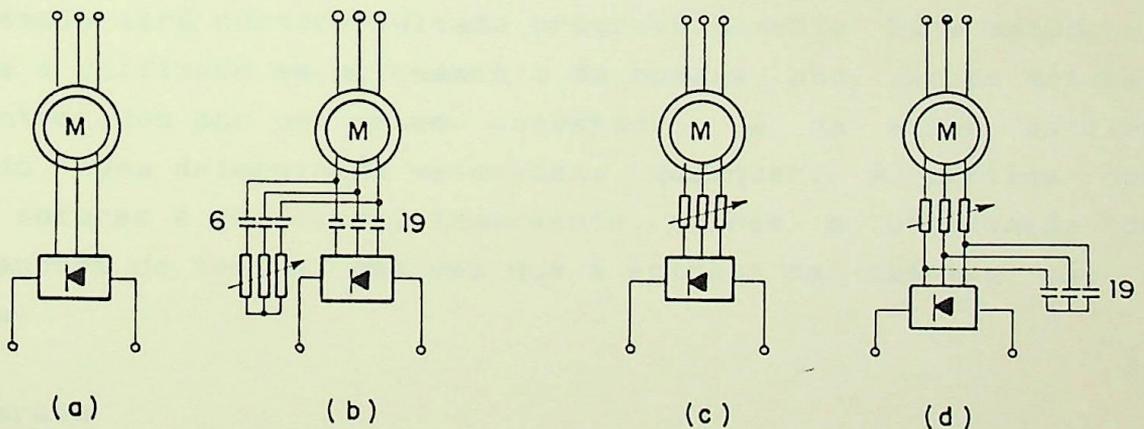


Fig.3.14- Métodos de Partida da Cascata Subsíncrona<sup>[14]</sup>.

a) Partida direta.

Neste tipo de partida, o conversor deve ser especificado para operar em toda faixa de velocidade, ou seja,  $m > 1$ . A potência instalada do conversor é, praticamente, a mesma que a do motor,

tornando-o antieconômico para acionamentos de bombas e ventiladores onde, geralmente, a faixa de controle de velocidade é pequena.

b) Resistência de partida com chaveamento.

Este método é utilizado em acionamentos de pequena faixa de velocidade. O resistor de partida é utilizado até a velocidade mínima controlada, ser atingida, correspondente ao maior ângulo de disparo dos tiristores. Nesta velocidade, a ponte retificadora é conectada ao rotor, através do contator magnético (19), e logo em seguida, a resistência de partida é desconectada do rotor, com a abertura do contator (6).

c) Resistência de partida em série.

Neste sistema, a resistência de partida é conectada em série no circuito do rotor, e curtocircuitada progressivamente. Durante a partida, o contator (19) curtocircuita a entrada do retificador, para evitar que a elevada tensão de partida o atinja, e a partida é feita através da resistência. Alcançada a velocidade mínima de controle, o contator é aberto. O restante da resistência será curtocircuitado progressivamente. Este método de partida é utilizado em acionamento de bombas, onde vários motores são controlados por um único conversor; se um motor estiver operando, numa determinada velocidade qualquer, a partida dos demais motores é realizada, suavemente, e sem a utilização de comparadores de tensão, uma vez que a entrada da cascata não é crítica.

### Parada

Em operação normal, o inversor opera com alguma margem de segurança,  $\alpha \ll 150^\circ$ , prevendo-se uma redução da tensão de alimentação, por exemplo. Esta folga possibilita a manobra de parada, através do deslocamento do ângulo de disparo,  $\alpha$ , em direção ao limite de  $150^\circ$ . O aumento rápido da tensão do inversor, muito mais acentuado que a tensão do retificador que está vinculada à resposta mecânica, provocará a redução ou, até

mesmo, a interrupção da corrente. Se os contactores, ou disjuntores, forem abertos, antes que a tensão do retificador fique maior que a tensão do inversor, esta manobra será feita sem corrente, e sem sobretensões, aumentando a vida útil dos mesmos.

### 3.7- Esquemas Especiais

Muitos esquemas foram propostos, durante estes vinte anos do "Scherbius estático", para resolver dois grandes problemas neste tipo de acionamento:

- i) melhorar o fator de potência do sistema.
- ii) reduzir a potência do conversor.

#### Cascata comutável série/paralelo<sup>[45]</sup>

Nos acionamentos de bombas e ventiladores (cargas do tipo conjugado proporcional ao quadrado da velocidade), a potência máxima de escorregamento é, aproximadamente, 15% da potência do motor. Contudo, o conversor de frequência deve ser especificado pela corrente máxima, correspondente ao conjugado máximo, e pela tensão máxima, correspondente à velocidade mínima. Desta forma, o conversor de frequência deve operar com alta tensão e baixa corrente, nas velocidades baixas, e, de modo oposto, baixa tensão e alta corrente, nas velocidades altas.

A cascata subsíncrona comutável, série/paralelo, cujo diagrama unifilar é apresentado na Fig.3.15a, é composta de duas pontes retificadoras (R1 e R2) e duas pontes inversoras (I1 e I2) que são ligadas em série, na velocidade baixa, e em paralelo, na velocidade alta.

Nas baixas velocidades, apenas o contator K1 é mantido fechado. Nesta condição, apenas o retificador R1 é ligado ao rotor. Os dois inversores I1 e I2 são ligados em série, através do retificador R2, que opera, simplesmente, como um diodo.

Nas velocidades altas, K2 é fechado. Esta simples manobra muda, radicalmente, a configuração do sistema. Para melhor

compreensão, o diagrama esquemático foi redesenhado na Fig.3.15b. O retificador do conversor de frequência 1 é constituído pela metade do retificador R1, e metade do retificador R2, ( $R_{21}$  e  $R_{12}$ ), enquanto que, o retificador do conversor 2 é constituído de  $R_{11}$  e  $R_{22}$ .

Durante a partida, K1 e K2 são mantidos abertos, forçando uma dissipação na resistência de partida.

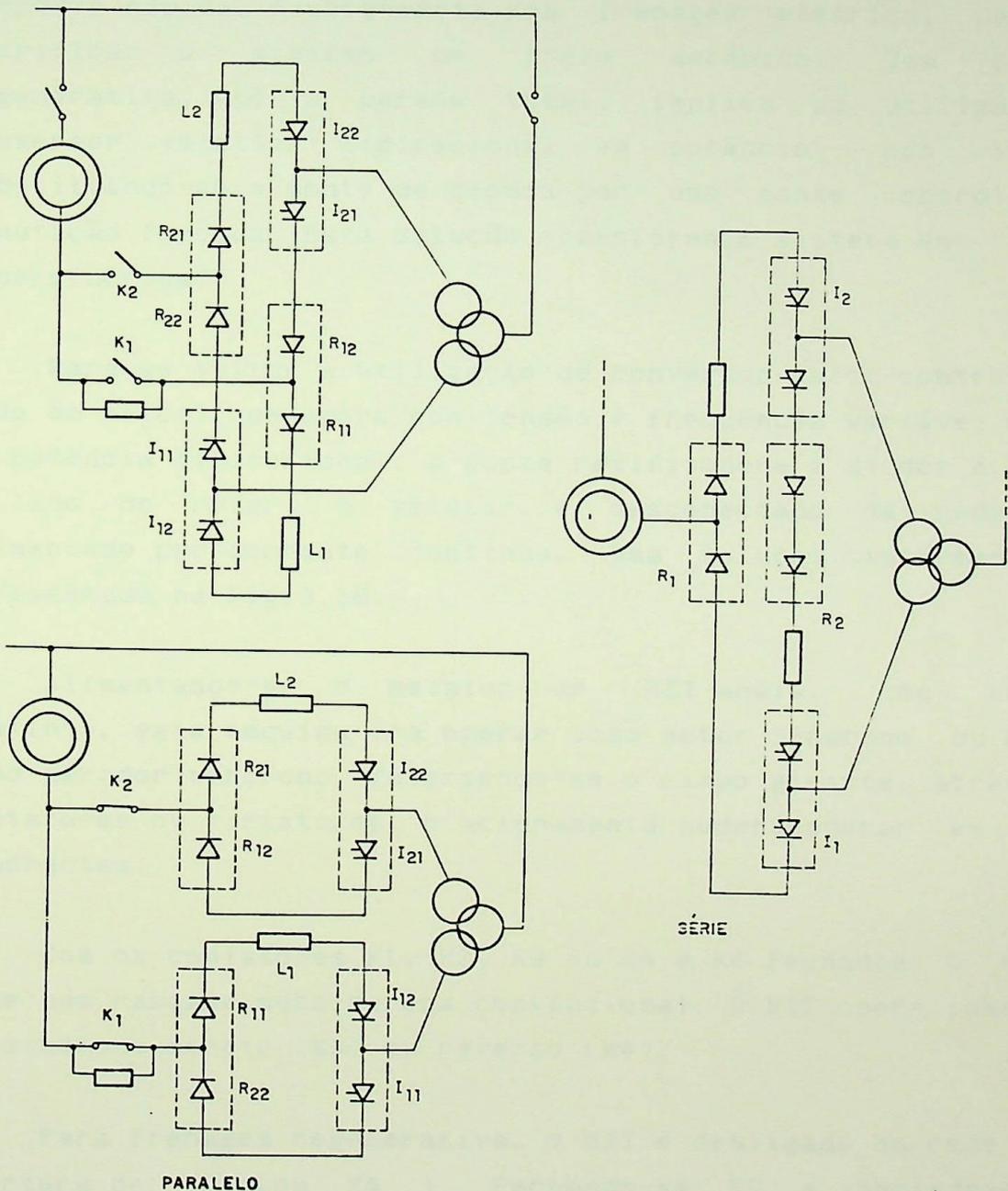


Fig.3.15- Cascata Comutável, Série/Paralelo

Cascata de 4 quadrantes<sup>[45]</sup>

As cascatas subsíncronas apresentadas, até agora, podem ser utilizadas em acionamentos, onde o MIT-anéis deve operar, apenas, como motor subsíncrono ou gerador supersíncrono. Como motor subsíncrono, a frenagem é feita pela ação da carga, e não eletricamente, o que é perfeitamente aceitável nos acionamentos de bombas e ventiladores, seu principal campo de aplicação.

Para acionamentos de cargas com inércia e acionamentos de resposta rápida, é necessária uma frenagem elétrica, para não sacrificar o sistema de freio mecânico. Uma frenagem regenerativa, até a parada total, implica na utilização de conversor estático bidirecional em potência, por exemplo, substituindo-se a ponte de diodos por uma ponte controlada de comutação forçada. Esta solução transforma o sistema em "cascata supersíncrona".

Para se evitar a utilização de conversor ca/cc-controlado no lado do rotor, que opera com tensão e frequência variável e fluxo de potência bidirecional, a ponte retificadora a diodos é mantida no lado do rotor. O estator é desconectado da rede ca e alimentado por corrente contínua. Uma solução interessante é apresentada na Fig.3.16.

Alimentando-se o estator do MIT-anéis, com corrente contínua, esta máquina irá operar como Motor Síncrono, ou melhor, como gerador síncrono. Invertendo-se o campo girante, através de contadores ou tiristores, o acionamento poderá operar em quatro quadrantes.

Com os contadores K1, K2, K3 ou K4 e K6 fechados, o esquema é de uma cascata subsíncrona convencional. O MIT opera como motor subsíncrono direto (K3) ou reverso (K4).

Para frenagem regenerativa, o MIT é desligado da rede com a abertura de K3 (ou K4). Fechando-se K5 e abrindo-se K6, introduz-se corrente contínua, retificada do rotor, no estator do MIT (como corrente de excitação), simultaneamente com a

recuperação da energia de escorregamento. Nesta situação, o MIT opera como gerador síncrono, com o conjugado de frenagem controlado pela malha de corrente da cascata subsíncrona.

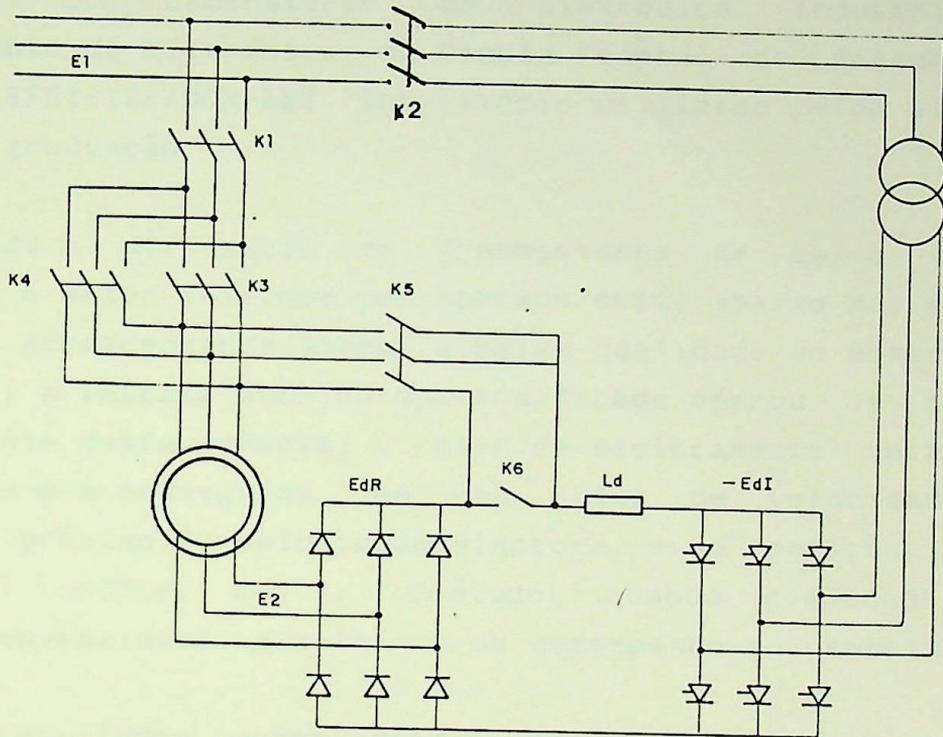


Fig.3.16- Cascata de 4 Quadrantes.

## CAPÍTULO 4

### RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Os resultados experimentais, apresentados neste capítulo, foram obtidos a partir de uma bancada didática, ligeiramente adaptada, do Laboratório de Eletrônica Industrial, do Departamento de Eletrônica, da Escola Federal de Engenharia de Itajubá, EFEI-IEE/DON-LEI, laboratório utilizado pelos alunos no curso de graduação.

Devido à utilização de transistores de baixa tensão e corrente, o motor teve que ser operado muito abaixo das condições nominais. Acrescentando ainda, a baixa qualidade do motor de "uso didático", a cascata subsíncrona modificada operou em condições extremamente desfavoráveis; o fator de deslocamento unitário da instalação era conseguido, em uma faixa de velocidade muito estreita, próximo da velocidade síncrona, e na condição limite do conversor ( $\alpha=270^\circ$ ,  $K=0.1$ ). Contudo, quando comparado com a cascata convencional, a melhoria do desempenho foi substancial.

Os resultados experimentais foram organizados em três grupos. No primeiro grupo são apresentados os oscilogramas referentes, apenas, ao conversor ca/cc generalizado, operando como retificador e inversor. No segundo grupo, os oscilogramas são apresentados de forma a evidenciar o desempenho da cascata subsíncrona modificada. Finalmente, no terceiro grupo, são apresentados resultados complementares, como gráficos (resultados de medições) e o registro de uma perda, seguida de recuperação, da comutação dos tiristores do conversor híbrido (6+1).

Os oscilogramas foram obtidos, através de um osciloscópio digital (2211), sonda de corrente Hall (A6303), amplificador (AM503) e plotter (HC100) da Tektronix. As correntes e tensões foram medidas, através do multímetro "true RMS" Beckman RMS3030.

#### 4.1- Montagem Experimental.

Devido ao transistor utilizado no chopper, que suporta uma tensão de apenas 200V, a tensão de alimentação da ponte inversora, tensão na linha ca, foi limitada em 140V. No entanto, para garantir margem de segurança maior e para evitar sobrecarga em corrente, a maioria das experiências foi realizada com tensão de 90V, ajustada através de um VARIVOLT trifásico de 220/0...240V, como mostra o diagrama elétrico da Fig.4.1.

Para o disparo dos tiristores da ponte inversora, foi utilizado o módulo didático LEI83780, projetado e construído na EFEI em 1983. O sincronismo do disparador é feito por três transformadores monofásicos de 220/16V, conectados em  $\Delta Y$ , ligados diretamente na alimentação de 220V da rede ca; com esta ligação o varivolt proporciona uma filtragem dos transientes provocados pela comutação dos tiristores o que, certamente, comprometeria o sincronismo. Como a faixa de ajuste do ângulo de disparo, proporcionado por  $\alpha_{\text{CONTROL}}$ , é limitada em  $150^\circ$ , a mudança da faixa de controle (região de operação) era feita manualmente, mudando-se a conexão do transformador de sincronismo. Este módulo será substituído futuramente pelo circuito apresentado no capítulo 2, já testado em *protoboard*.

Através de uma pequena adaptação no módulo LEI83780, foi possível se obter os pulsos de sincronismo do modulador, SYNC-PWM. O modulador foi implementado em *protoboard* e utilizado sem problemas durante todo ensaio.

A adaptação do *Chopper* é muito mais simples. Uma vez que a bancada é um sistema modular, as configurações dos conversores de comutação natural são modificadas através de cabos com "pino banana". A implementação das duas chaves tipo 3, bidirecionais em tensão e catodo comum, é apresentada na Fig.4.2 e, todo conjunto, representadas pelo símbolo do GT0. A opção por catodo comum, permite a utilização de uma única fonte de alimentação para os dois *Drives* do GT0/transistor. O comando das duas chaves deve ser mantido independente, para possibilitar uma proteção comandada pelo circuito de controle/regulação.

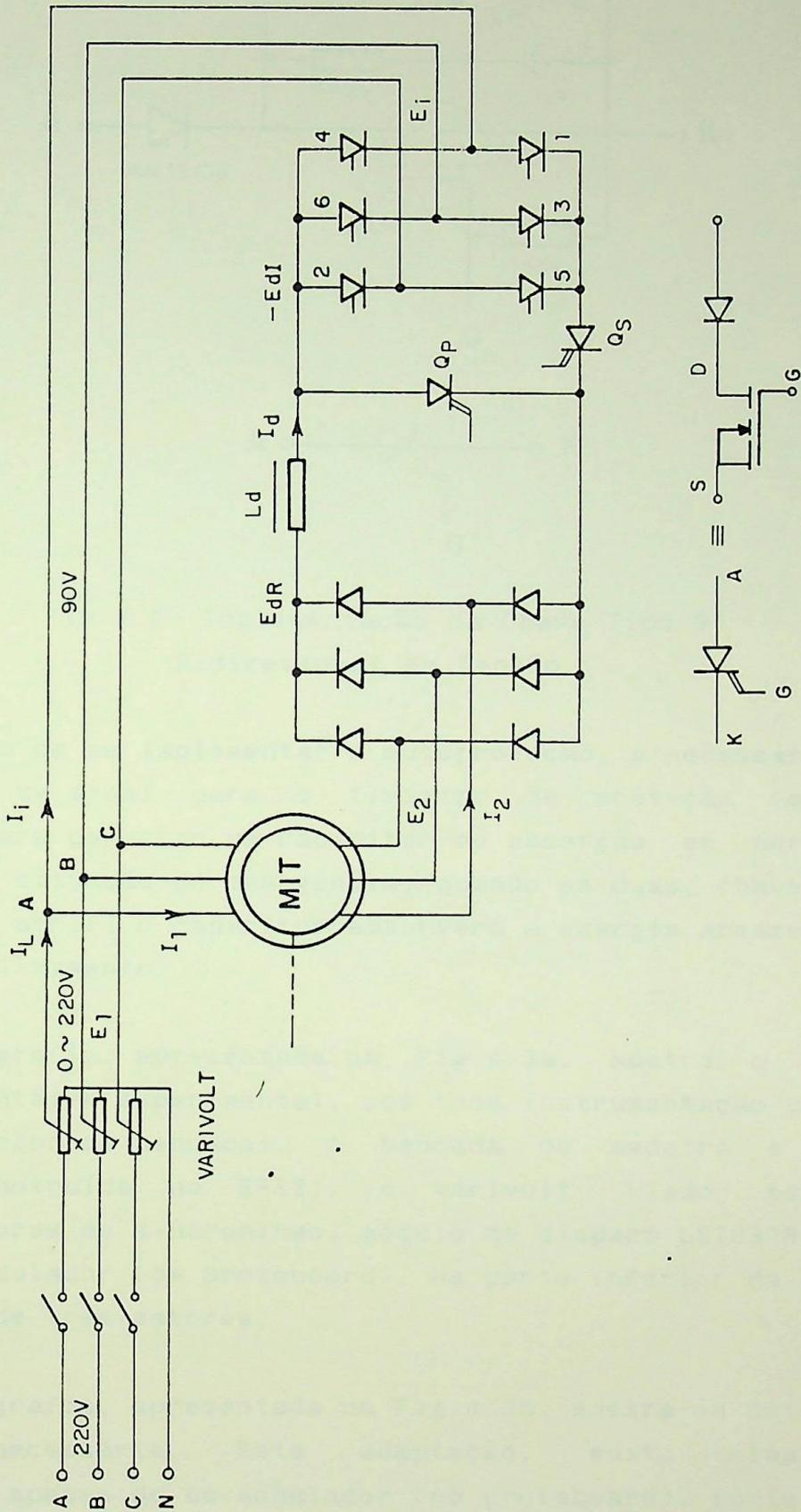


Fig. 4.1- Diagrama Eléctrico da Montagem Experimental.

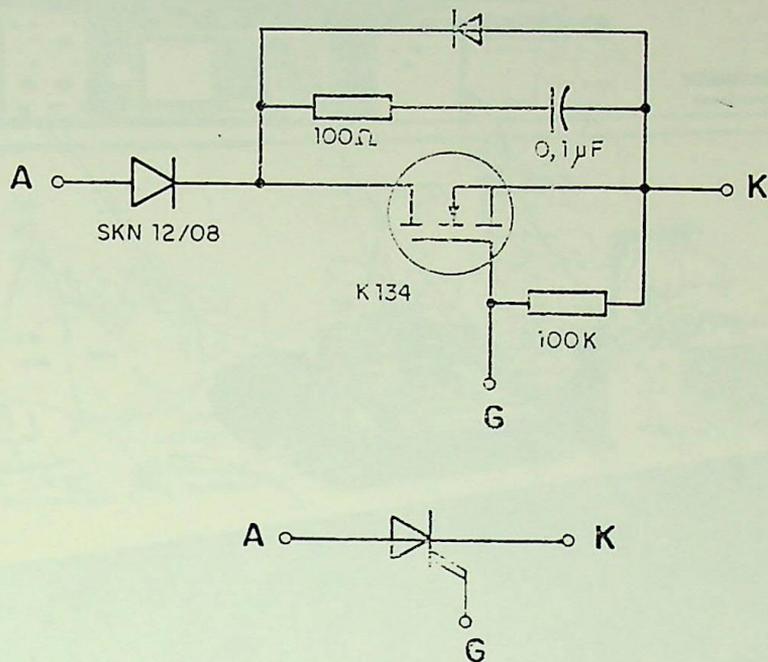


Fig.4.2- Implementação da Chave Tipo 3  
Bidirecional em Tensão.

No caso de se implementar a autoproteção, é necessário que o Drive envie um sinal para o tiristor de proteção (o sétimo tiristor, para conectar um capacitor de absorção em paralelo a  $Q_S$ ). Em uma situação de emergência, quando as duas chaves forem obrigadas a abrir, o capacitor absorverá a energia armazenada no reator de alisamento.

A fotografia, apresentada na Fig.4.3a, mostra o panorama geral da montagem experimental, com toda instrumentação utilizada (parte superior da bancada), a bancada de madeira e fórmica (também construída na EFEI), o varivolt (lado esquerdo), transformadores de sincronismo, módulo de disparo LEI83780, fonte  $\pm 15V$  e o modulador (em protoboard). Na parte inferior da bancada, o conjunto de três motores.

A fotografia, apresentada na Fig.4.3b, mostra em detalhes a adaptação necessária. Esta adaptação, muito simples, é constituída apenas de um modulador (no protoboard), fonte  $\pm 15V$  e dois transistores-diodos. Todo material restante é utilizado na montagem de um conversor ca/cc convencional.

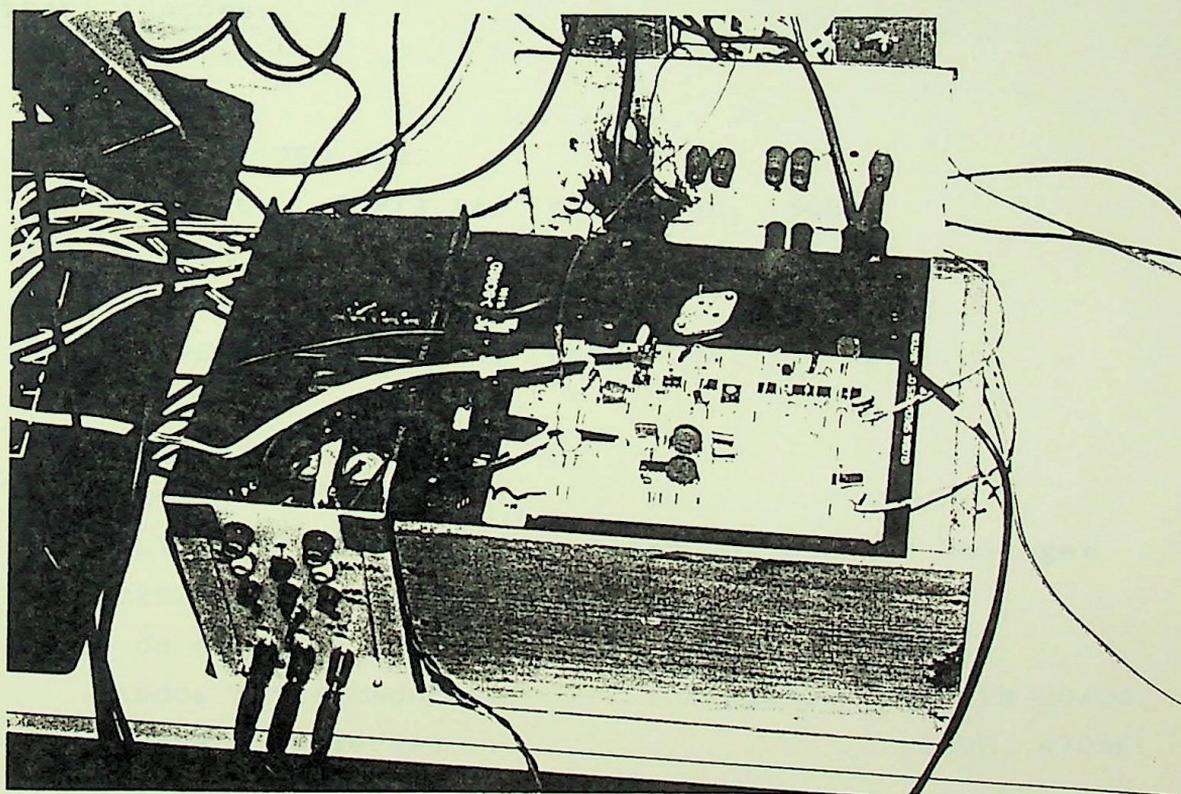
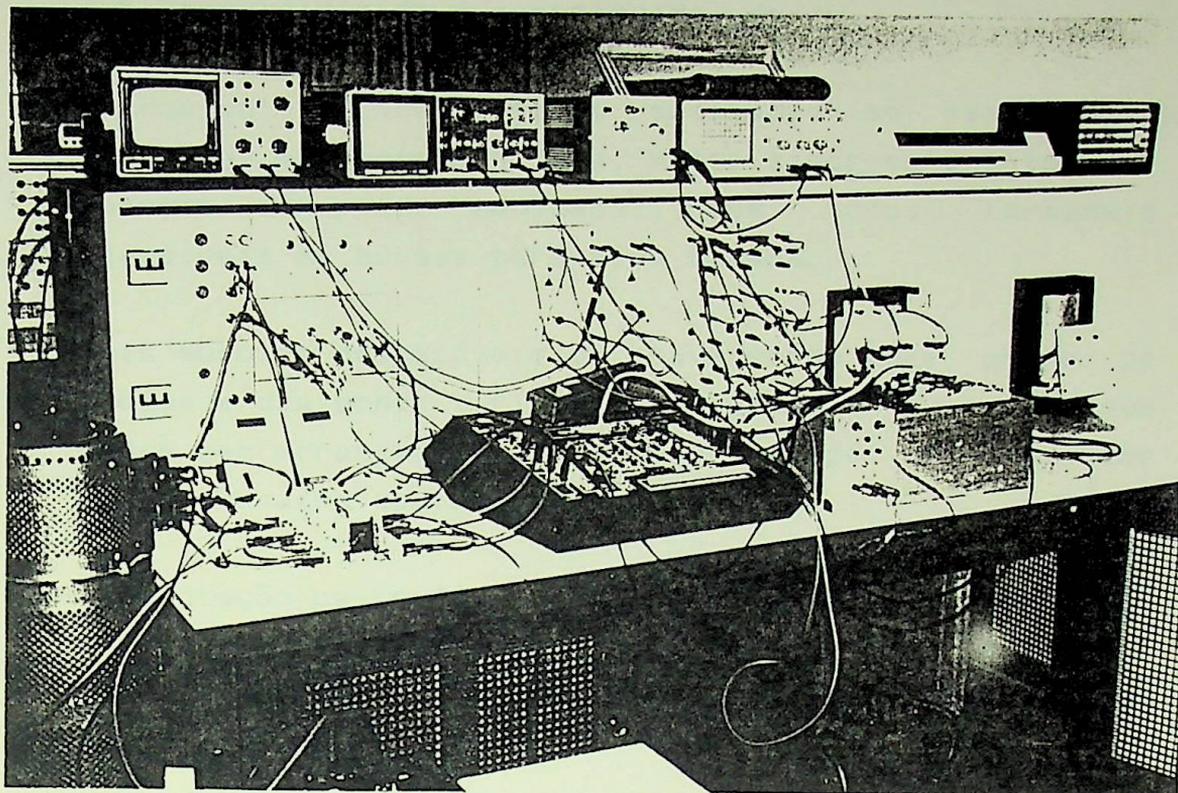


Fig.4.3- Fotografias da Montagem Experimental.

a) Panorama Geral

b) Detalhes da Adaptação.

A bancada didática é constituída de:

- um conjunto de três motores acoplados ao mesmo eixo (motor de corrente contínua, motor síncrono e motor de indução de rotor bobinado), com todos terminais acessíveis em bornes para pino banana.
- dois módulos destacáveis de conversores (uma ponte de diodos e uma ponte tiristorizada de seis pulsos), que podem ser arranjadas em qualquer tipo de conversor ca/cc ou ca/ca de comutação natural.
- alimentação ca trifásica de 127/220V e alimentação cc de  $\pm 110V$ , todas protegidas por disjuntor eletromagnético. Alimentação ca de 115V estabilizada para instrumentação.

#### Especificações:

- MIT-anéis
  - 1 HP, 1750 rpm.
  - 127/220V, 5.9/3.4A,  $\cos\phi=0.82$ , 60Hz.
- MS
  - 1 HP, 1800 rpm
  - 127/220V, 6.5/3.8A,  $\cos\phi=0.82$ , 60 Hz.
- MCC
  - 1 HP, 1800 rpm.
  - 220V, 4A.
- VARIVOLT STP/VT245 - Transformador Variador de Voltagem.
  - 220/0...240V, 3 $\phi$ , 60 Hz, 11A, 4.5kVA.
- Ponte de diodos
  - .Diodos retificadores.....SEMIKRON - SKN 1M 20/04.
  - .Snubber (RC série).....100 $\Omega$ , 470nF.
- Ponte tiristorizada:
  - .Tiristores.....SEMIKRON - SKT 12/12-E.
  - .Snubber (RC série).....100 $\Omega$ , 33nF.
- Chopper
  - .Transistores MOS.....HITACHI K134.
  - .Diodo (série).....SEMIKRON SKN 12/08.

- Módulo LEI83780 (TCA780)
  - . Alimentação..... 127V/60HZ @1A.
  - . Alimentação interna..... +15V.
  - . Sincronismo 60HZ..... 6 a 24V.
  - . Faixa de ajuste do ângulo de disparo..... <180°.
- Fonte  $\pm 15V$  @1A
- Protobord Global PB104

### Instrumentação

- Osciloscópio digital/analógico Tektronix 2211.
- Sonda de corrente Hall Tektronix A6303.
- Amplificador Tektronix AM503.
- Plotter Tektronix/Epson HC100.
- 2 multímetros true rms Beckman RMS3030.
- Osciloscópio Hitachi V-212, 20MHZ.
- Osciloscópio National VP5102B, 10MHZ.
- Voltímetro HB.
- Amperímetro HB.

### 4.2- Condições de Teste

Na maioria das experiências, o MIT-anéis era operado "a vazio", para não ultrapassar a capacidade de corrente dos transistores. Quando se desejava maiores correntes, a MCC era acionada como gerador.

Foram registrados apenas os resultados de natureza elétrica da cascata subsíncrona. A velocidade do motor (ou escorregamento) foi obtida, a partir da medição da frequência da corrente no rotor. O desempenho mecânico não foi verificado, por falta de material e condições de trabalho.

A maioria das experiências foi realizada, sem as malhas de corrente e de velocidade. O ajuste do ângulo de disparo ( $\alpha$ ) dos tiristores e do ciclo de trabalho (K) do chopper era feito manualmente, sempre partindo da condição de tensão máxima ( $\alpha=180^\circ$ ,  $K=0.1$ ).

Os osciloscópios foram utilizados, quase sempre, com a carcaça energizada, um procedimento inseguro, porém inevitável. Para se evitar acidentes, o terceiro pino-GND-carcaça era mantido isolado, uma vez que, o mesmo era conectado ao polo positivo da ponte inversora, ao polo negativo da ponte retificadora, polo negativo da ponte inversora ou ao neutro da rede ca.

A sonda de corrente Hall (A6303), que oferece uma isolação de 600V, é conectada ao amplificador (AM503) e este ao osciloscópio (2211), através de conector BNC com terminação de 50Ω. O canal vertical utilizado do osciloscópio é ajustado em 10mV/divisão (recomendação do fabricante).

Para facilitar a análise dos oscilogramas são apresentadas duas tabelas. A Tabela 4.1 apresenta os respectivos valores eficaz (rms) e de pico da tensão na linha e na fase. A Tabela 4.2 apresenta a relação entre o ângulo de disparo ( $\alpha$ ) e o ângulo ( $\theta$ ), e respectivo tempo ( $\Delta t$ ), entre o cruzamento de zero da tensão na fase e o pulso de corrente.

$\theta^\circ = 21.6 \Delta t_{[ms]}$ .	$\alpha = \theta - 30^\circ$
---	------------------------------

TABELA 4.1

$V_1$ (RMS)	$V_1$ (PICO)	$V_F$ (RMS)	$V_F$ (PICO)
70	99.0	40.4	57.2
80	113.1	46.2	65.3
90	127.3	52.0	73.5
100	141.4	57.7	81.6
110	155.6	63.5	89.8
120	169.7	69.3	98.0

TABELA 4.2

$\alpha$	$\theta$	$\Delta t_{[ms]}$
0	30	1.389
30	60	2.778
60	90	4.167
90	120	5.556
120	150	6.944
150	180	8.333
180	210	9.722
210	240	11.11
240	270	12.50
270	300	13.89
300	330	15.28
330	360	16.67

#### 4.3- Desempenho do Conversor CA/CC Generalizado Híbrido.

Um oscilograma, ideal para análise do conversor ca/cc, deveria conter quatro formas de onda: a) tensão na fase, b) corrente na fase, c) tensão retificada e c) tensão anodo-catodo do tiristor, abrangendo os dois lados do conversor: lado ca e lado cc. Contudo, para melhor visualização, as formas de onda serão apresentadas duas a duas, tomando-se como referência a corrente na linha ca (fase A).

Uma vez tomada a corrente na fase  $\phi A$  como referência, os dois tiristores a serem analisados são Th1 e Th4. O pulso positivo da corrente corresponde a condução de Th1 e o pulso negativo ao Tiristor Th4.

Sempre que possível, o sincronismo é feito pela rede (EXT-LINE), tomando-se como referência o cruzamento de zero da tensão da fase  $\phi A$ . O intervalo de tempo  $\Delta t$ , entre este cruzamento de zero e o pulso de corrente, indica o ângulo de disparo dos tiristores  $\alpha = (21.6 \Delta t_{[ms]} - 30^\circ)$ .

Finalmente, para oscilografar a tensão retificada  $E_{dr}$  e a tensão no tiristor Th4, foi tomado como referência o polo negativo da ponte tiristorizada do conversor híbrido (6+2, ponte tiristorizada mais dois GTO's). No conversor híbrido (6+1, ponte tiristorizada e chopper de um GTO), a referência das tensões  $-E_{dr}$  e  $V_{AK}(th1)$  é o polo positivo da ponte tiristorizada.

A Fig.4.4 apresenta oscilogramas de um conversor ca/cc convencional, operando como inversor, numa cascata subsíncrona. A tensão anodo-catodo do tiristor Th4 (Fig.4.4b) foi registrada, sem a devida inversão, em relação ao polo negativo da ponte tiristorizada. A corrente fornecida pela rede,  $I_L$ , é a soma da corrente fornecida ao conversor, com a fornecida ao estator do MIT.

A Fig.4.5 apresenta o oscilograma do conversor híbrido (6 SCR + 2 GTO), operando no limite entre retificação e inversão. Nesta condição o conversor opera com a máxima potência reativa

capacitiva. Observa-se na Fig.4.5b (sinal  $V_{AK4}$  devidamente invertido 50V !) que o tiristor é disparado durante a polarização reversa e bloqueado durante a polarização direta, provocada pela rede ca. O elevado  $dV/dt$  no tiristor não provoca o disparo devido à chave série  $Q_S$ . Em relação à corrente consumida pela cascata, Fig.4.5d, pode-se observar um efeito oposto ao observado no conversor anterior. Esta forma de onda é muito parecida com as formas de onda fornecidas por alguns "filtros ativos de potência" [32].

A Fig.4.6 apresenta os oscilogramas do mesmo conversor, operando em outras condições. Novamente a tensão anodo-catodo não está devidamente invertida.

A Fig.4.7 apresenta os oscilogramas do conversor híbrido (6 SCR + 1 GTO), com os tiristores disparados acima de  $180^\circ$ . Observa-se, na Fig.4.7a, que o tiristor recebe uma polarização reversa após o segundo pulso de condução. Esta condição de operação é muito arriscada, devido à possibilidade de perda de comutação dos tiristores. A referência é polo positivo da ponte tiristorizada.

A Fig.4.8 apresenta uma seqüência de oscilogramas, mostrando o comportamento da tensão no tiristor do conversor híbrido (6+1). A referência dos sinais  $-E_{dt}$  e  $V_{AK}(Th1)$  é o polo positivo da ponte tiristorizada. No último oscilograma,  $\alpha > 180^\circ$ , o tiristor é submetido à uma polarização reversa, após a segunda condução (segundo intervalo zero), exatamente no intervalo de condução da chave paralela  $Q_P$  (intervalo  $K\pi/3$ ).

Durante a condução dos tiristores, no intervalo  $(1-K)\pi/3$ , a tensão no tiristor é bem definida; é zero (se estiver conduzindo) ou tensão na linha (entre fases), correspondente aos tiristores que estiverem conduzindo. Durante o intervalo  $K\pi/3$ , condução de  $Q_P$  e bloqueio de  $Q_S$ , a tensão no tiristor seria, teoricamente, a tensão na fase correspondente; considerando-se os *Snubbers* uma carga "estrela equilibrada", os polos da ponte tiristorizada seriam o neutro artificial.

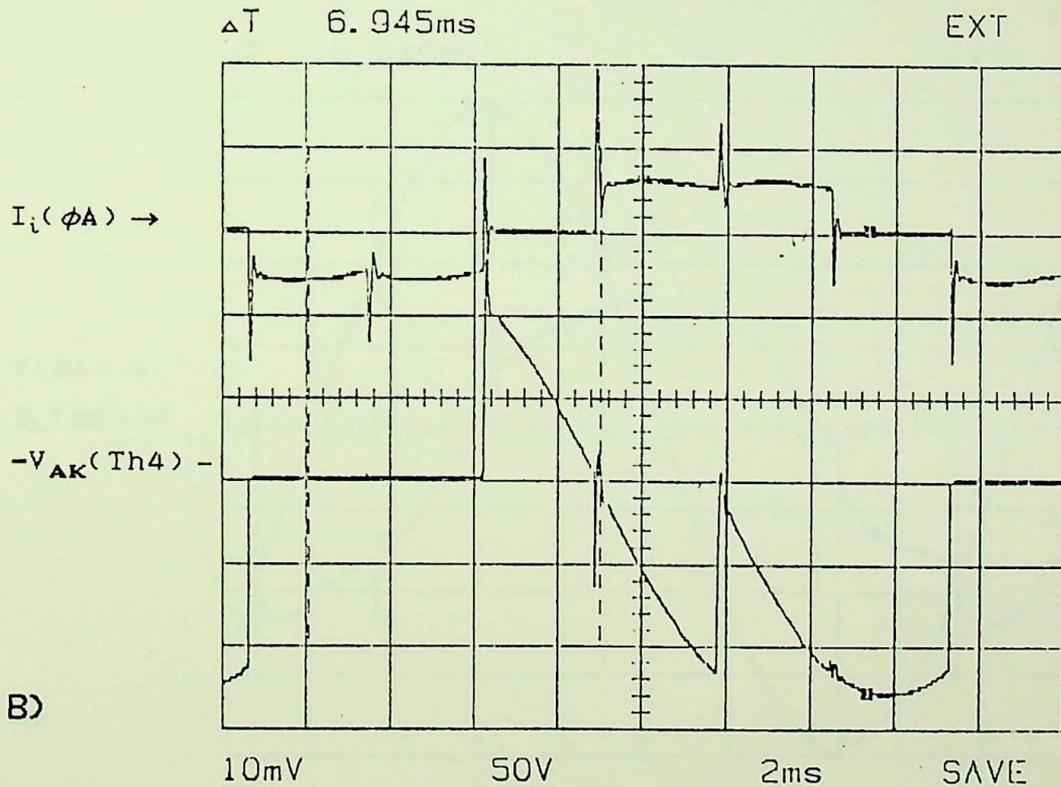
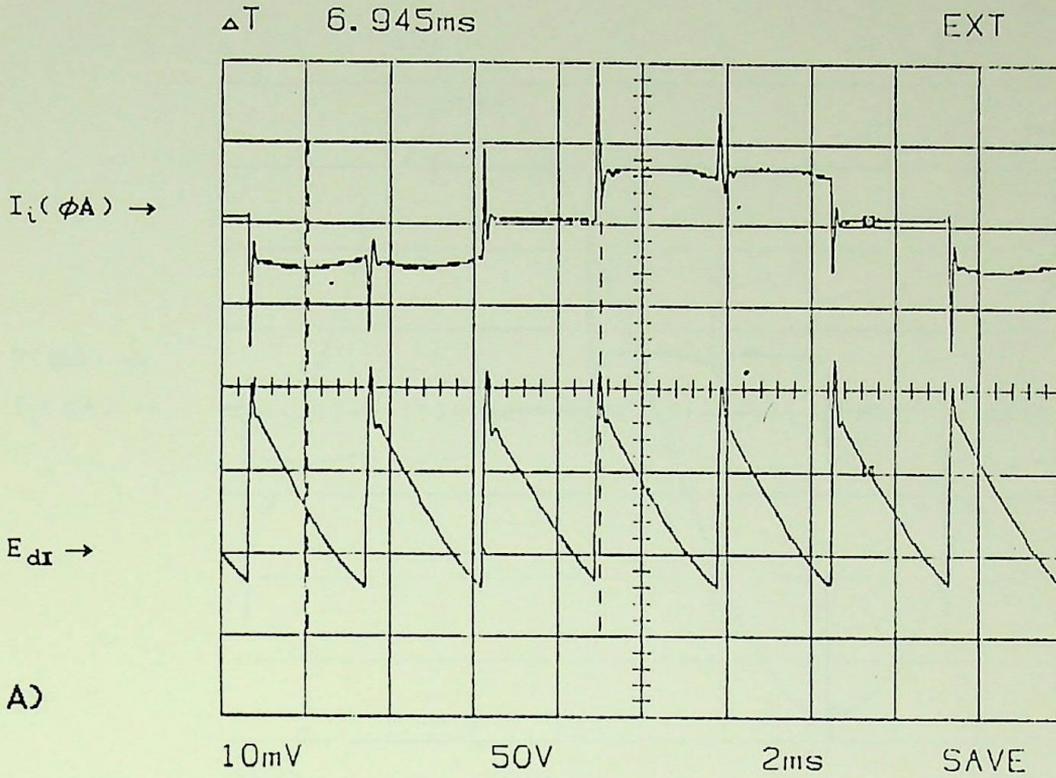
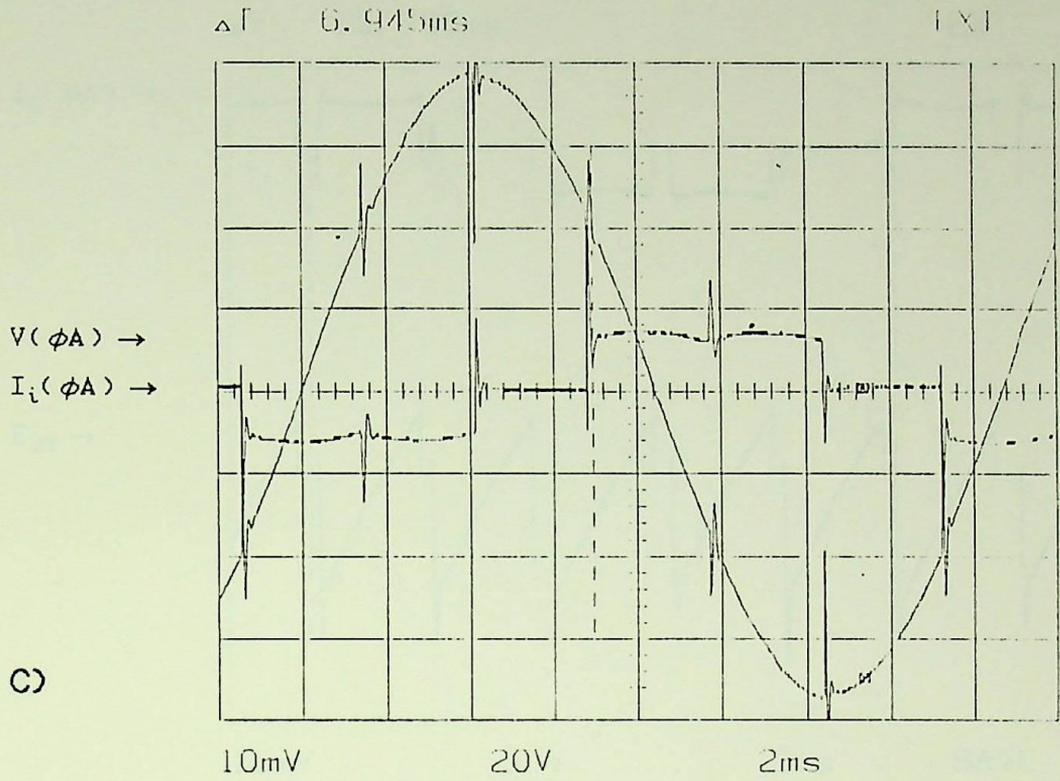
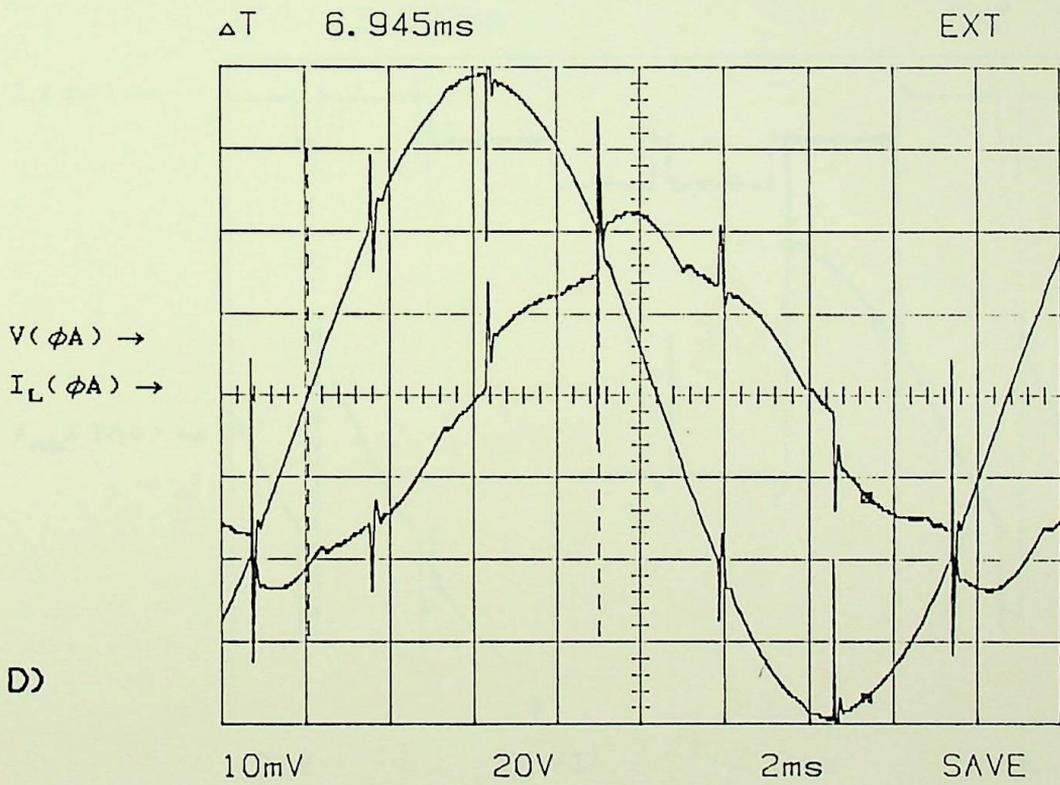


Fig.4.4- Formas de Onda no Conversor CA/CC Convencional.  
 $\alpha=120^\circ$ ,  $K=0$ ,  $E_1=90[V]$ ,  $I_d=1[A]$   
 $10[mV]=2[A]$



C)



D)

Fig.4.4- continuação.

$I_i$ =corrente consumida pelo conversor.

$I_L$ =corrente consumida pela cascata subsíncrona.

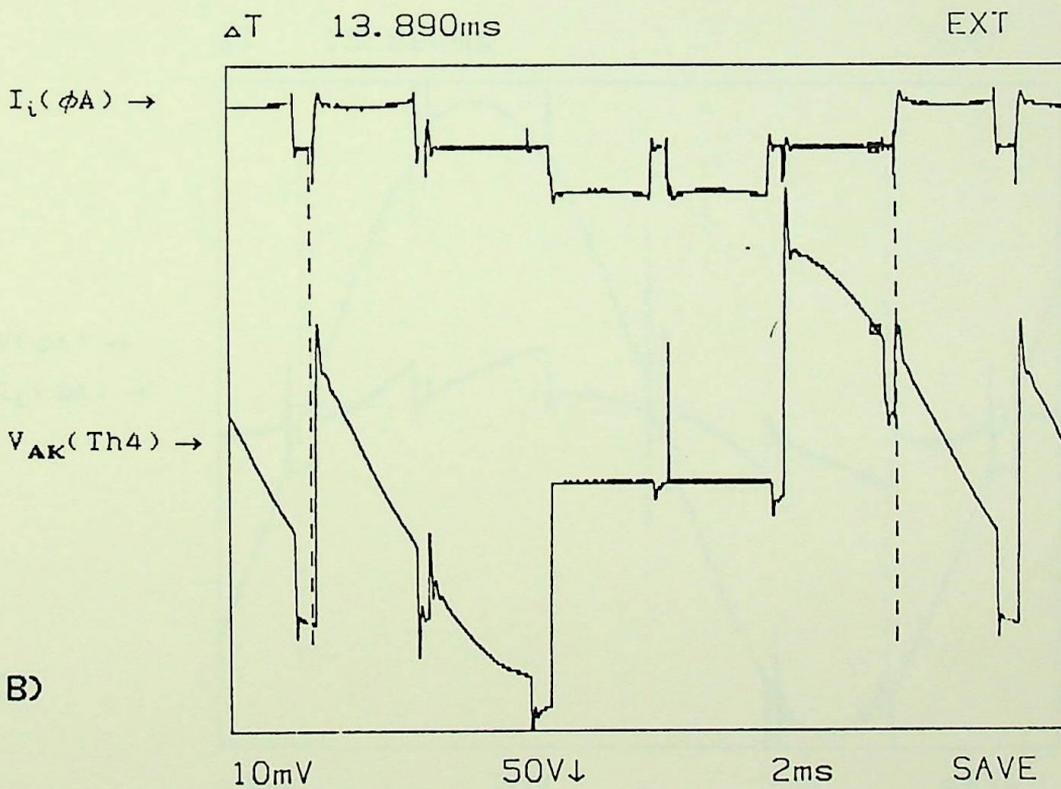
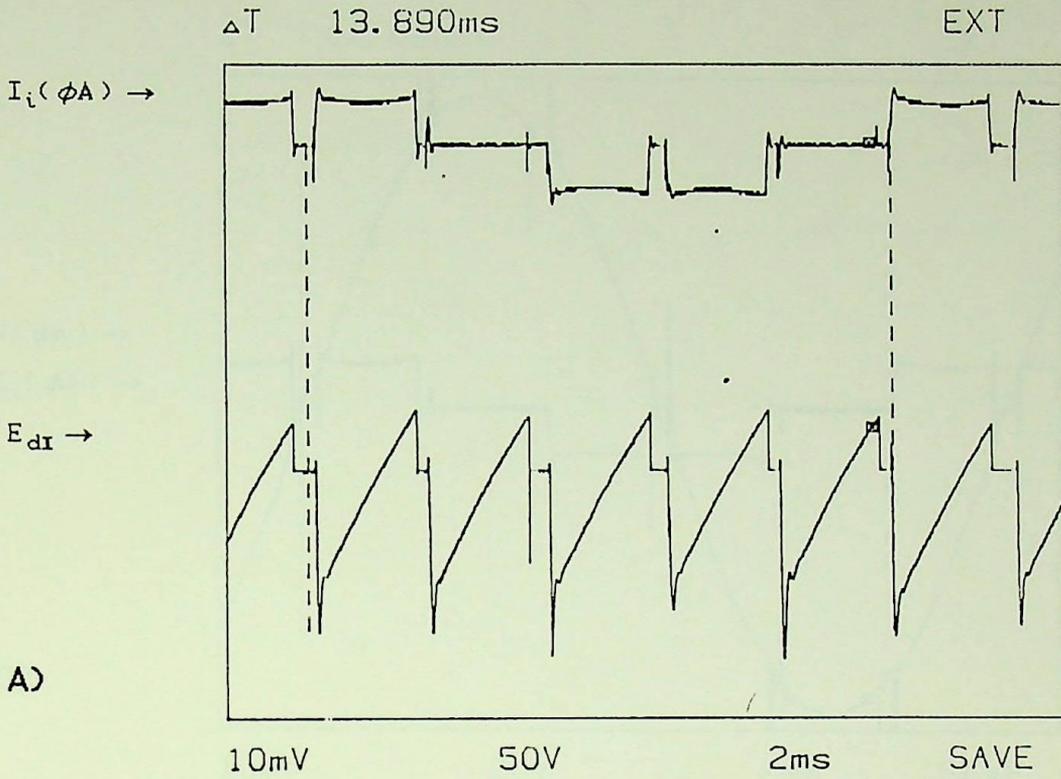


Fig.4.5- Formas de Onda no Conversor CA/CC Híbrido - 2GTO's.  
 $\alpha=270^\circ$ ,  $K=0.125$ ,  $E_1=90[V]$ ,  $I_d=4[A]$   
 $10[mV]=5[A]$

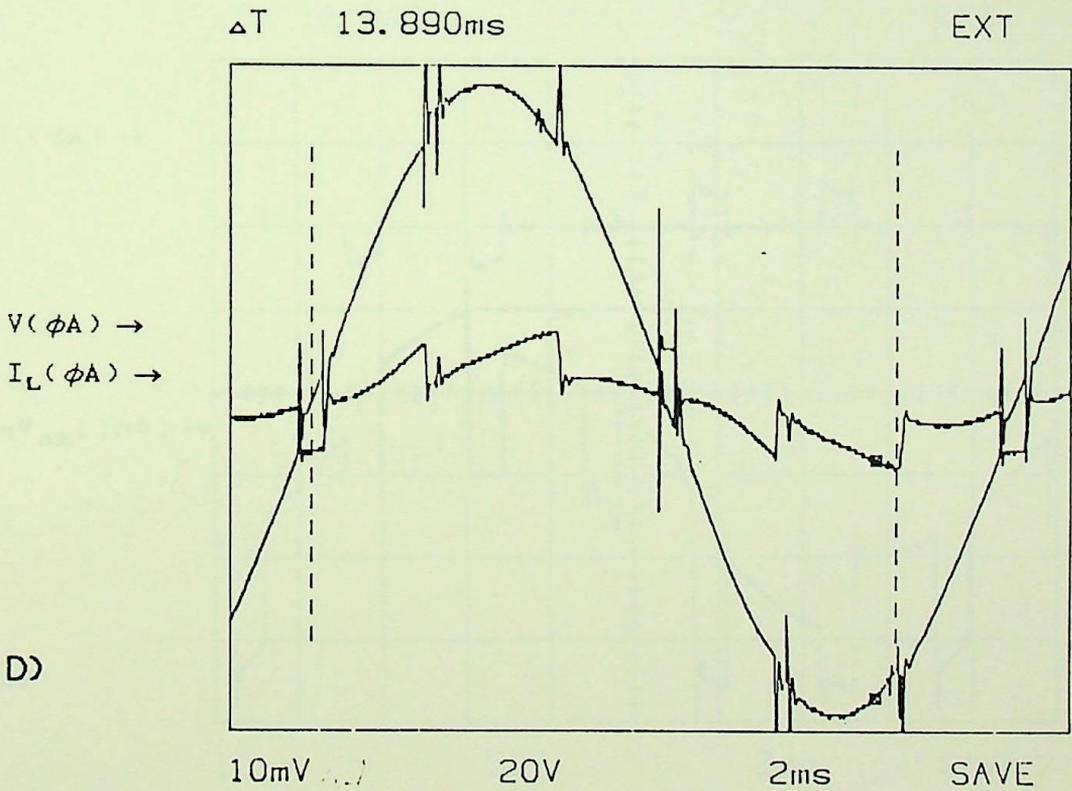
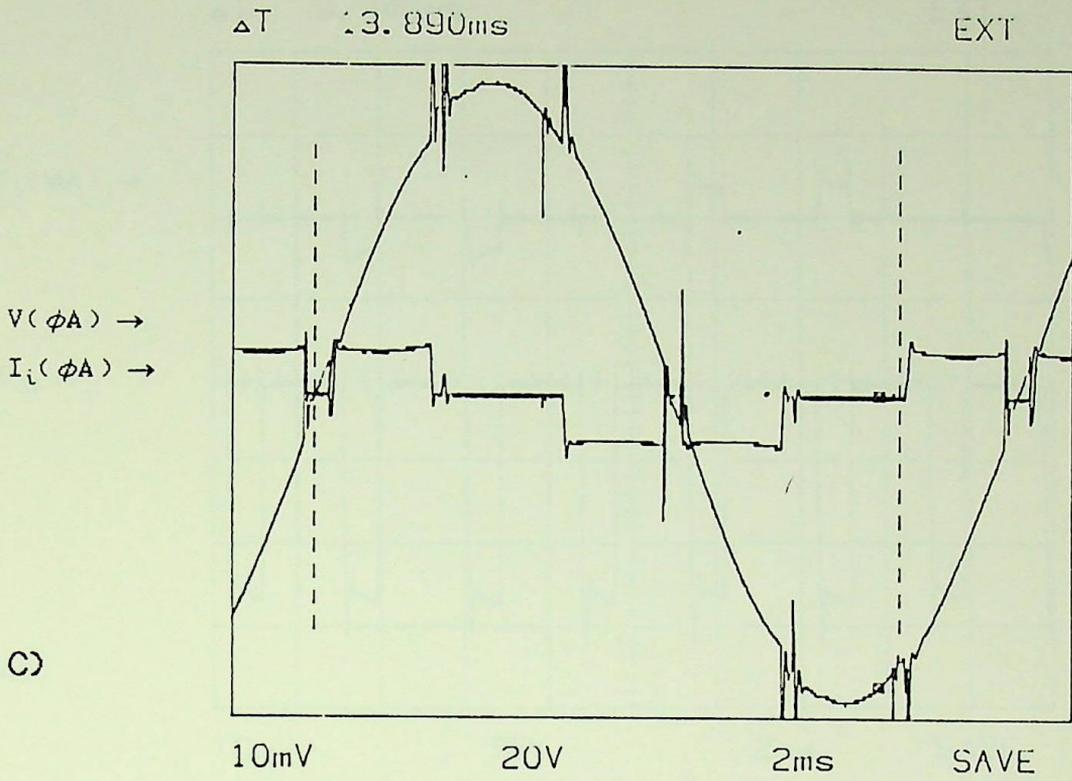


Fig4.5- continuação.

I<sub>i</sub>=corrente consumida pelo conversor.

I<sub>L</sub>=corrente consumida pela cascata subsíncrona.

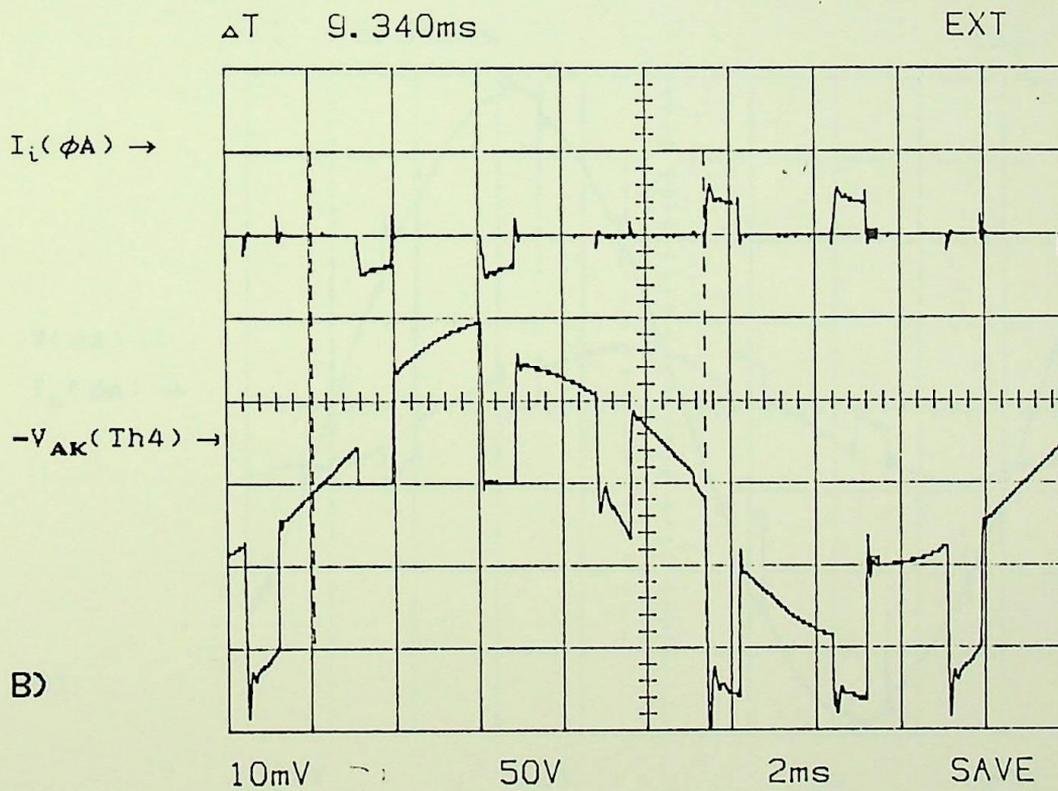
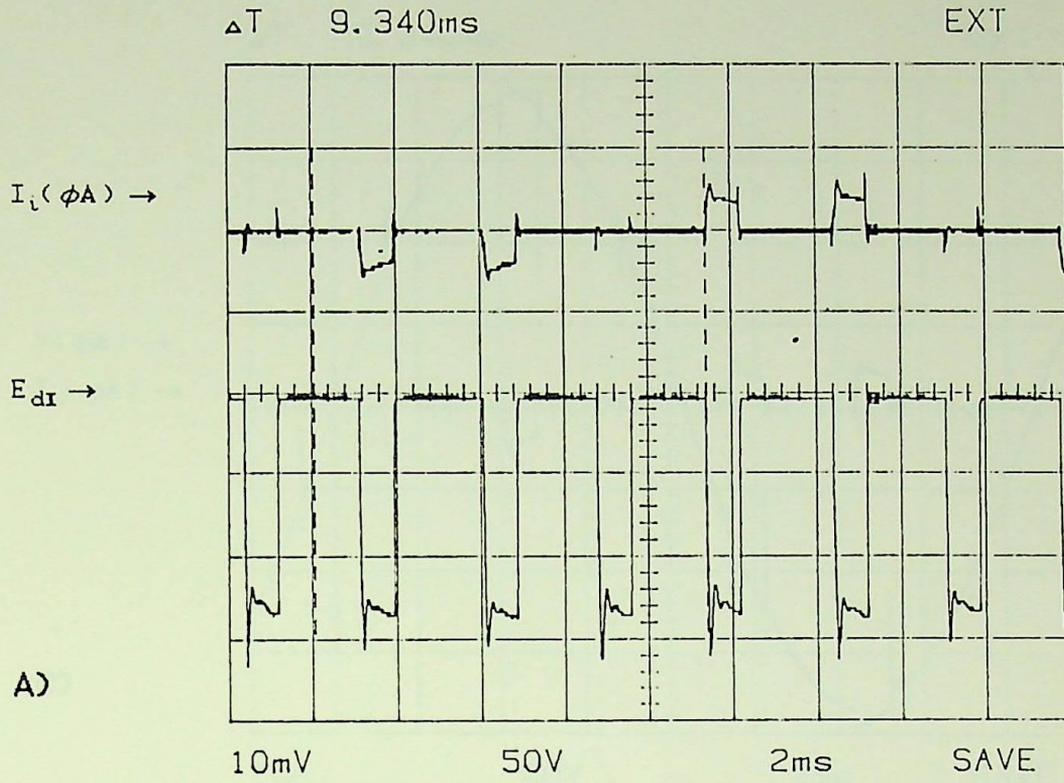


Fig.4.6- Formas de Onda no Conversor CA/CC Híbrido - 2GTO's.

$\alpha=172^\circ$ ,  $K=0.7$ ,  $E_1=90[V]$ ,  $I_d=2[A]$

10[mV]=5[A]

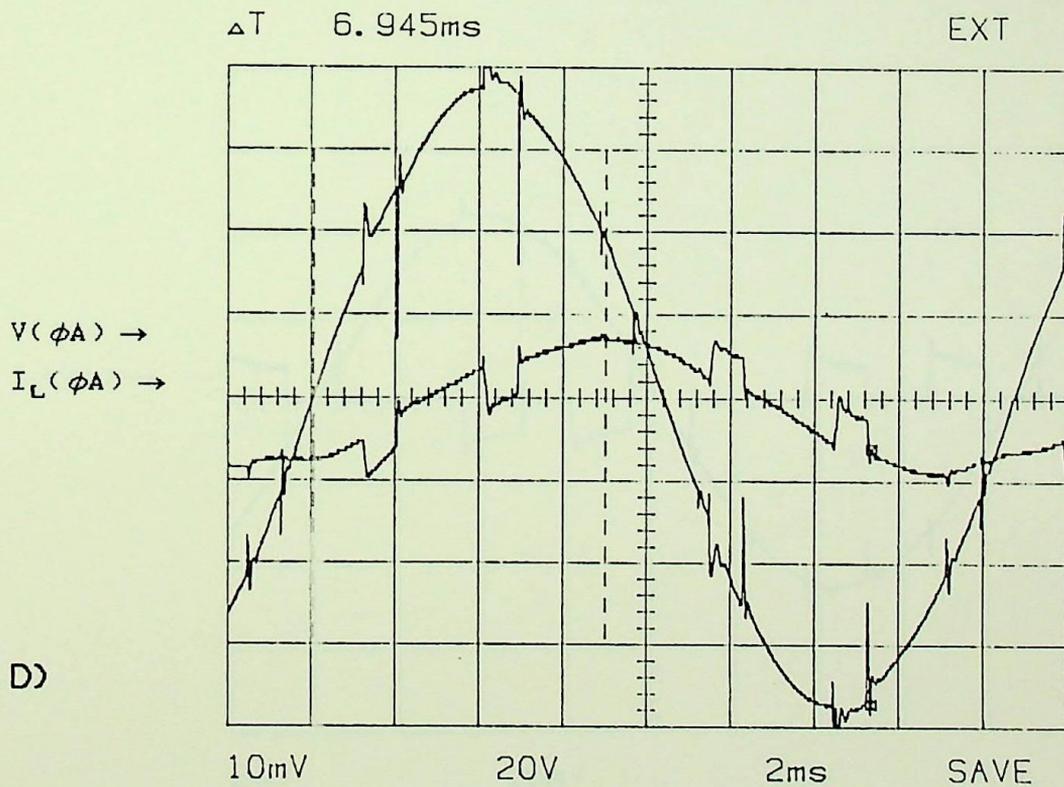
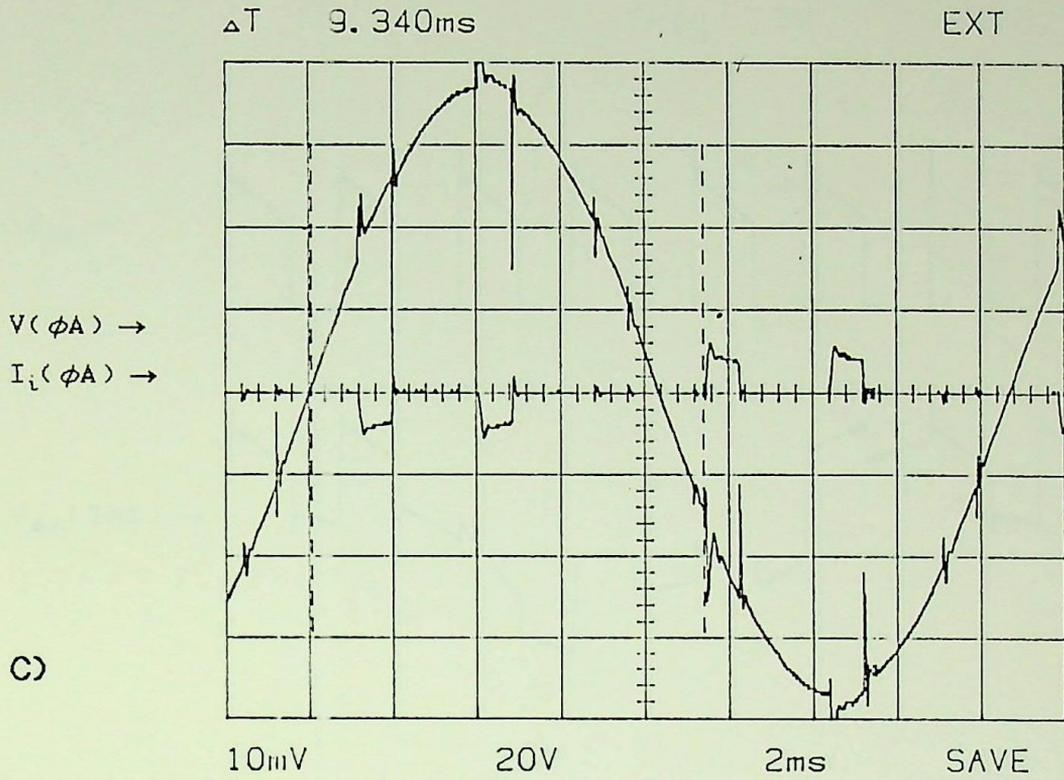


Fig.4.6- continuação.

I<sub>i</sub>=corrente consumida pelo conversor.

I<sub>L</sub>=corrente consumida pela cascata subsíncrona.

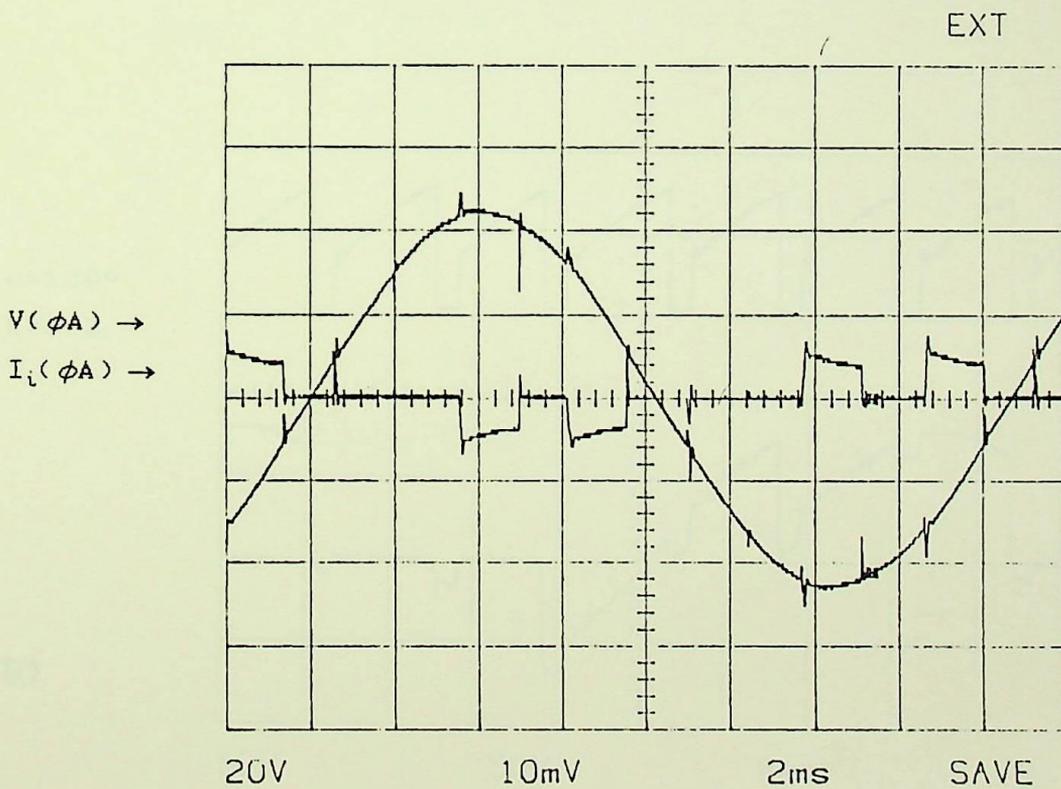
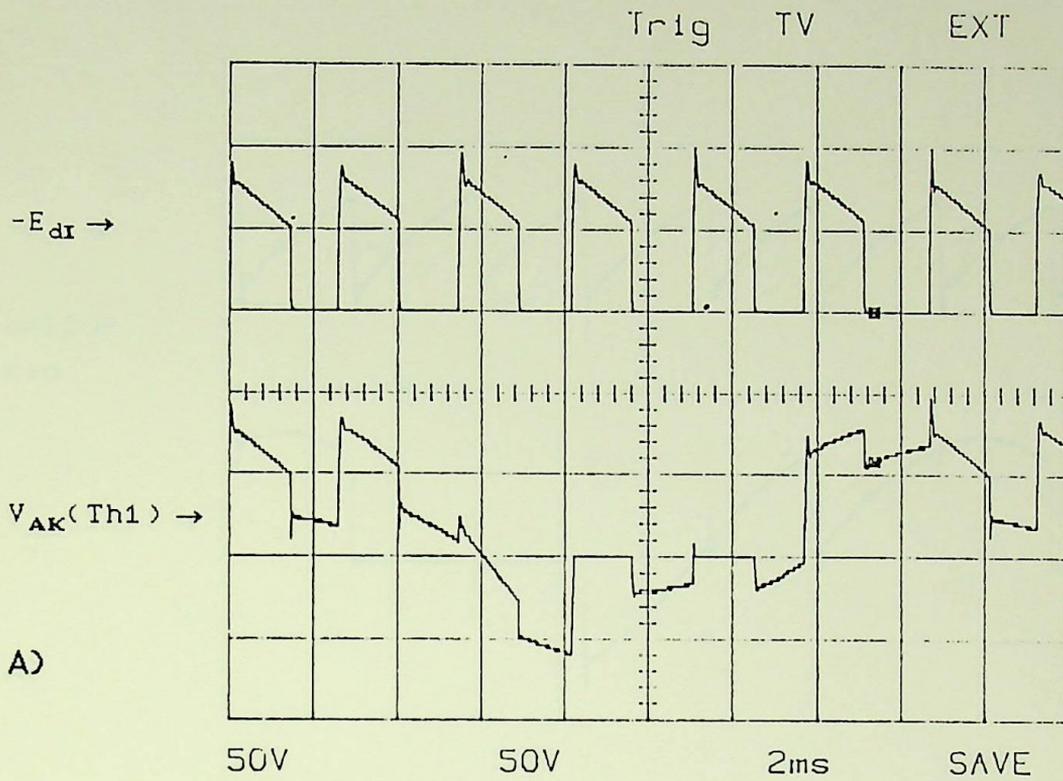


Fig.4.7- Formas de Onda no Conversor CA/CC Híbrido- 1GT0.

$\alpha=220^\circ$ ,  $K=0.5$ ,  $E_1=56[V]$ ,  $E_2=32[V]$ ,  $I_d=1[A]$

$10[mV]=2[A]$

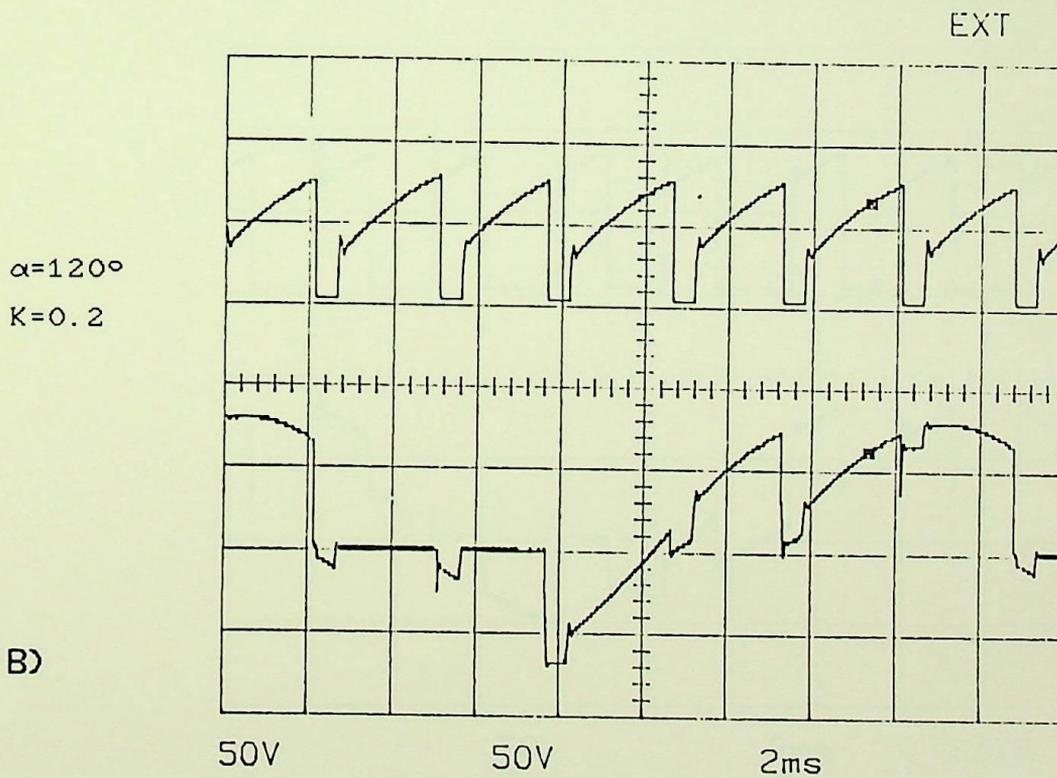
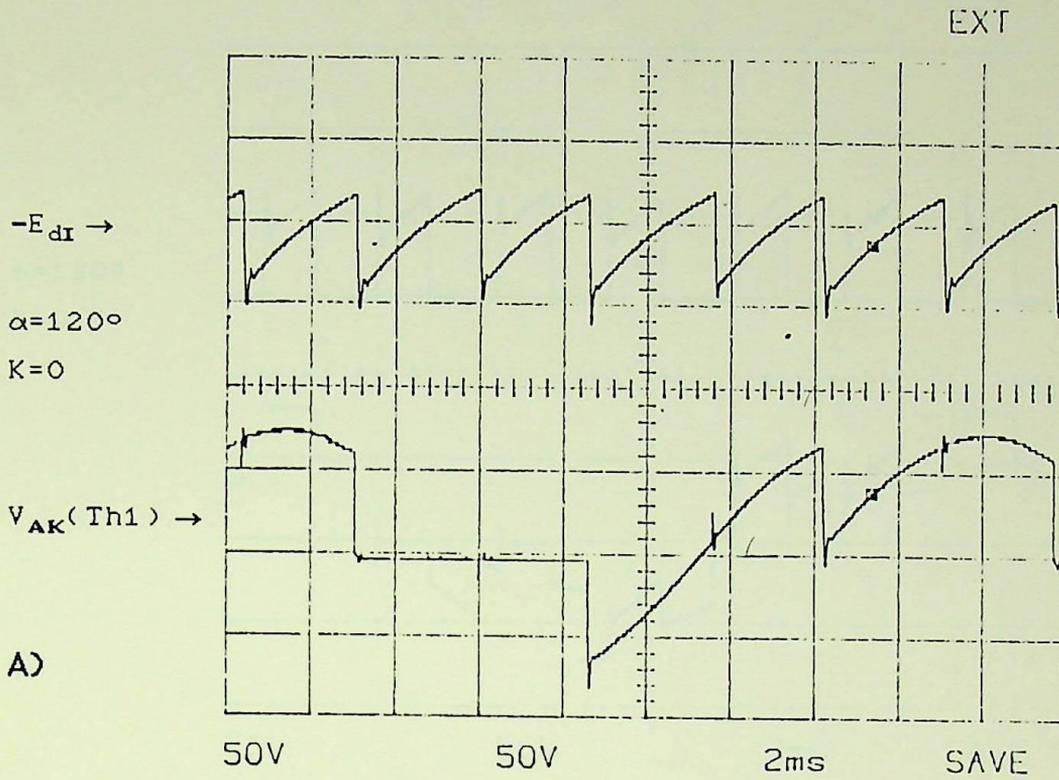


Fig.4.8- Tensão no Elo CC ( $-E_d$ ) e Tensão no Tiristor Th1 ( $V_{AK}$ )  
 $E_1=56[V]$ ,  $E_2=36[V]$ ,  $I_d \cong 0.5[A]$

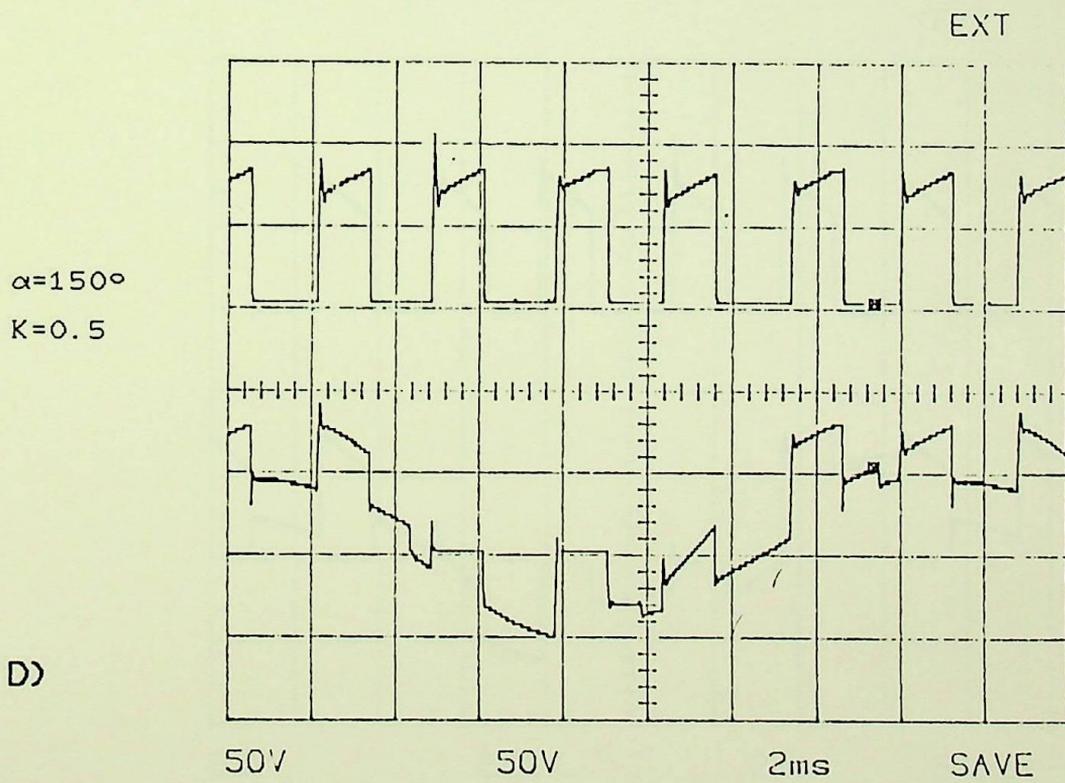
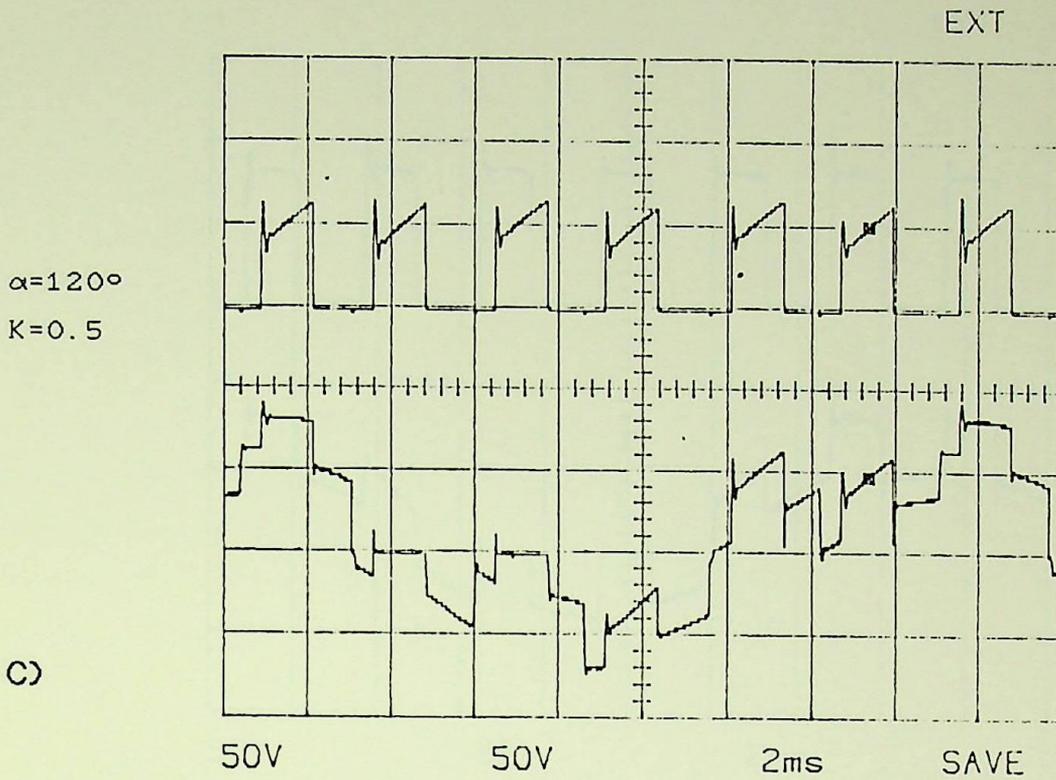


Fig.4.8- continuação.

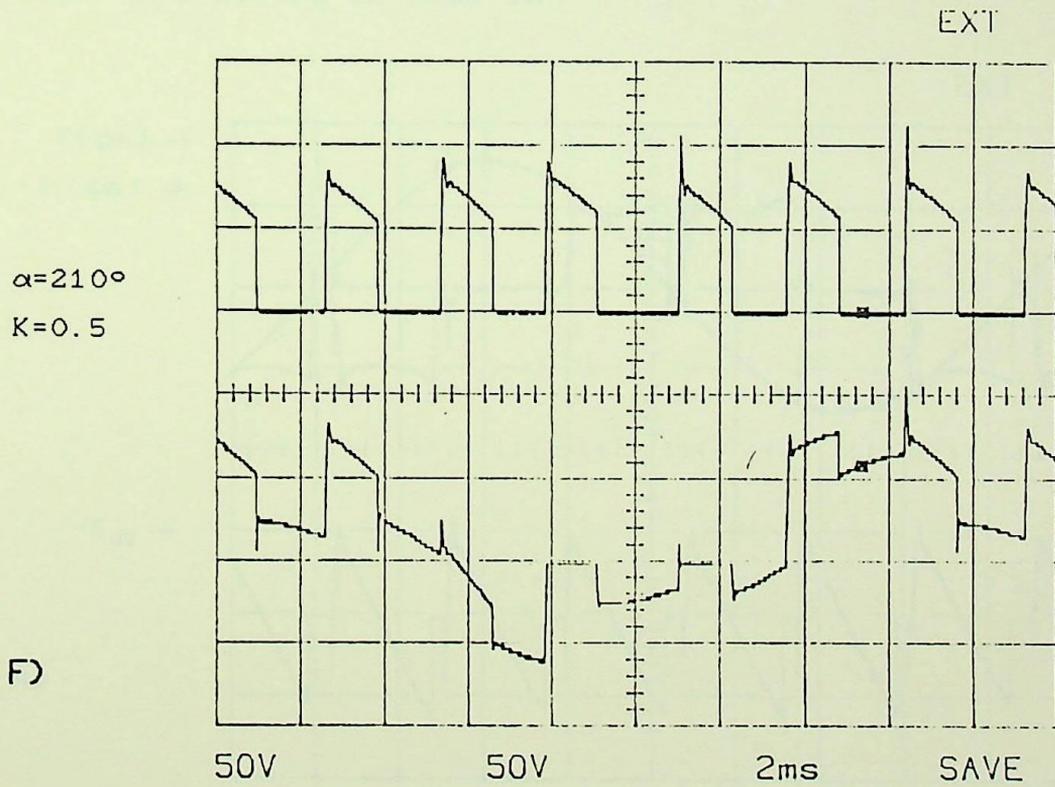
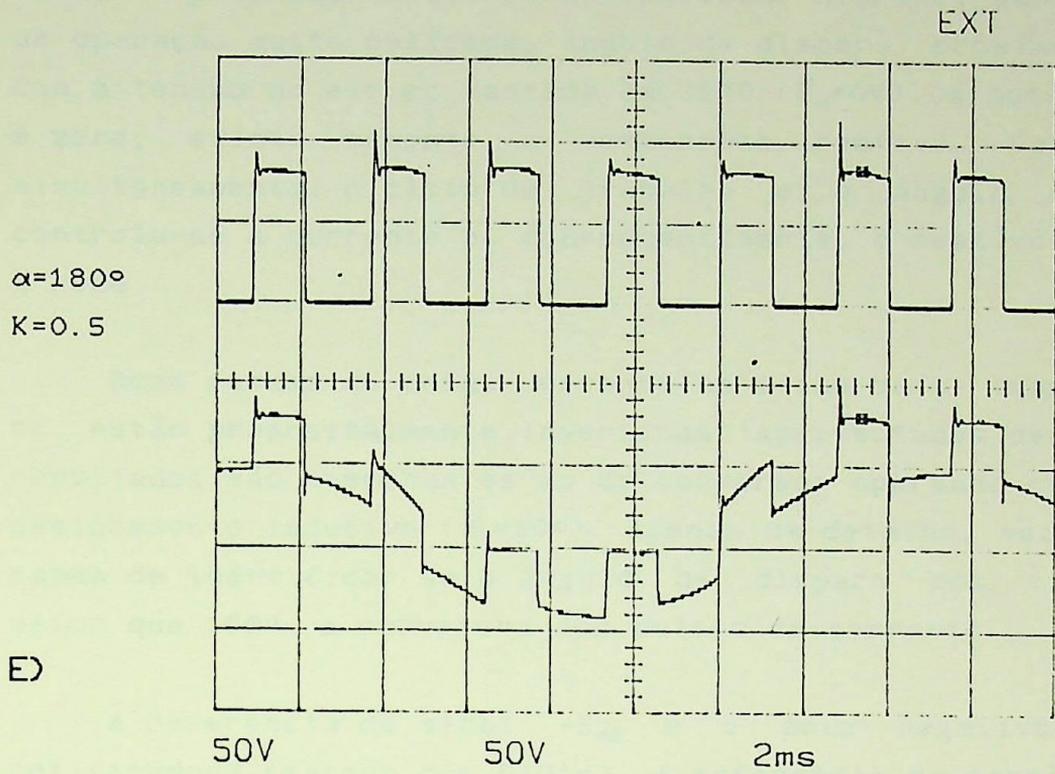


Fig.4.8- continuação.

A Fig.4.9 apresenta oscilogramas da tensão e corrente na fase, e da tensão no elo cc do conversor híbrido, em uma região de operação muito delicada, ângulo de disparo próximo de  $270^\circ$ . Com a tensão no elo cc mantida em ZERO ( $E_d=0V$ ), a potência ativa é zero; existe somente a componente reativa. Controlando-se simultaneamente, o ciclo de trabalho e o ângulo de disparo, controla-se a corrente e, conseqüentemente, o reativo "fornecido" à rede .

Duas formas de onda, corrente na linha ca e tensão no elo cc, estão propositalmente invertidas. Apresentados deste modo, os resultados são semelhantes ao do conversor operando com fator de deslocamento indutivo ( $\phi_1=90^\circ$ ). Apenas um detalhe, muito sutil, é capaz de identificar se o ângulo de disparo dos tiristores é maior que  $180^\circ$ : a curvatura dos pulsos de corrente.

A referência do sinal  $-E_{dR}$  é o polo negativo da ponte retificadora (catodo dos GTO's). A referência da tensão na fase  $V(\phi A)$  é o neutro da rede ca.

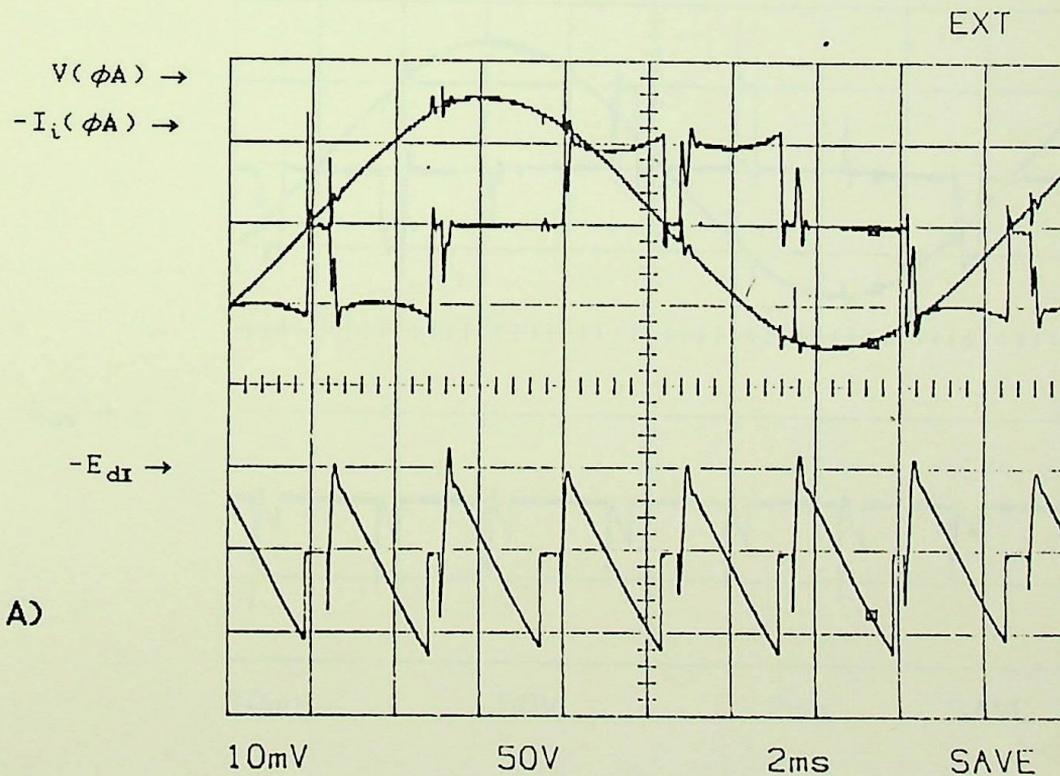


Fig.4.9- Tensão  $E_d=0$ .

$E_1=90[V]$ ,  $I_d=5[A]$ ,  $10[mV]=5[A]$

a)  $\alpha=276^\circ$ ,  $K=0.1$ .

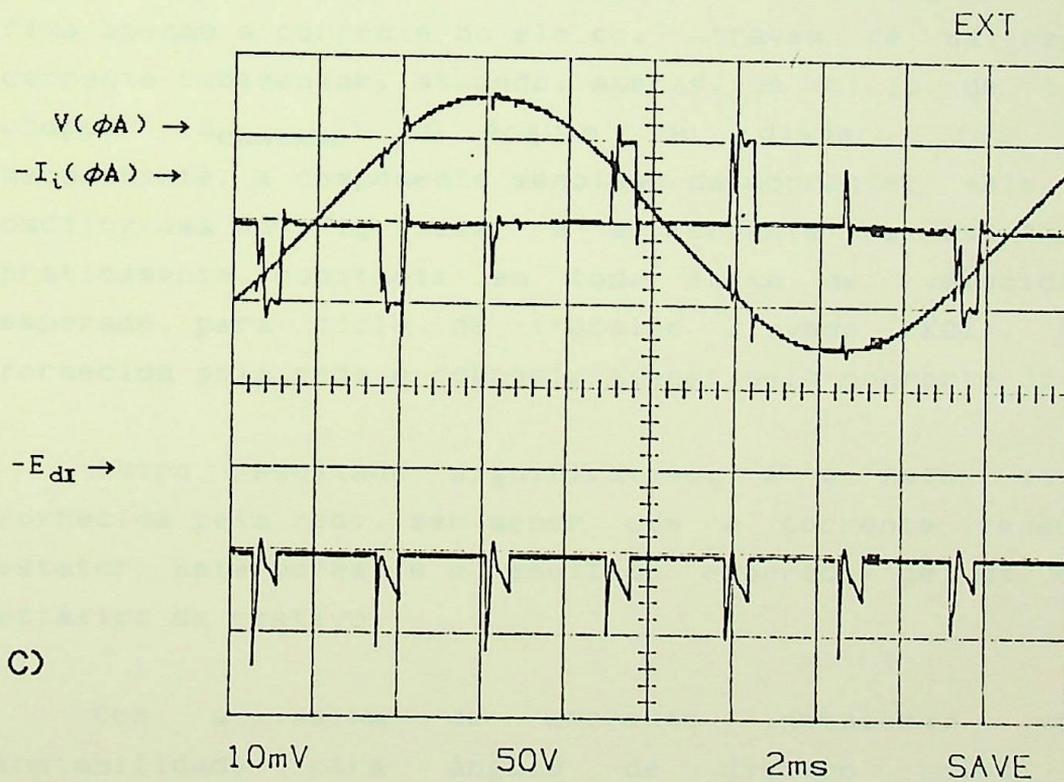
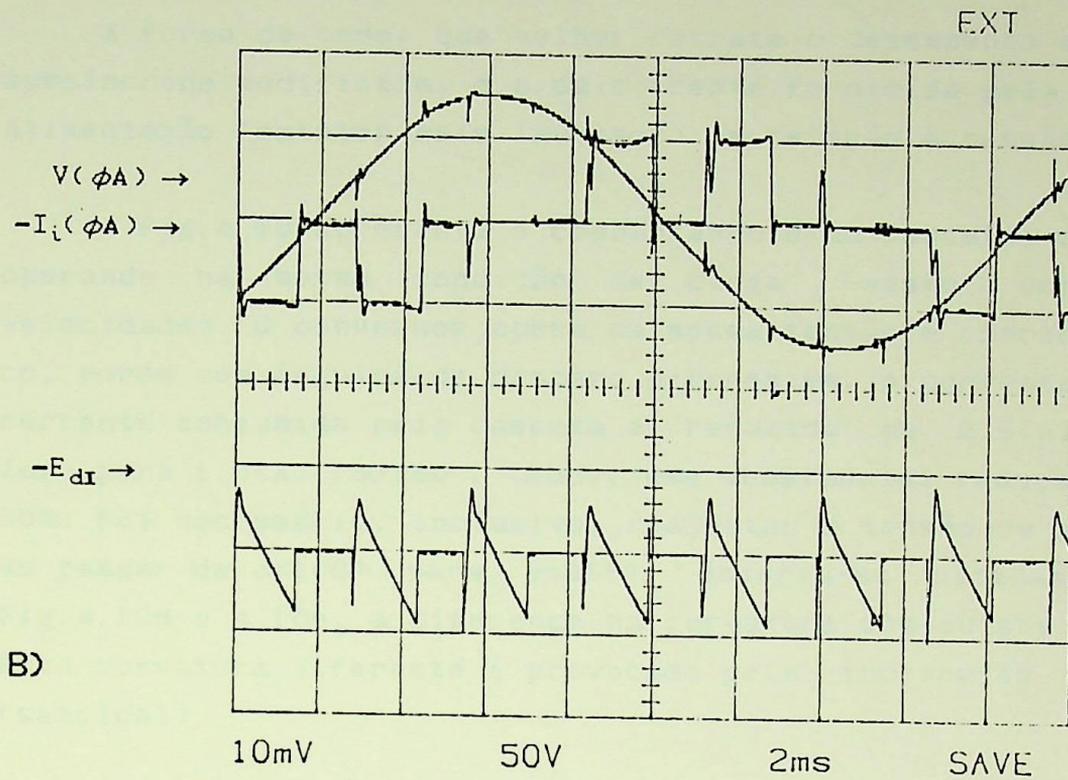


Fig.4.9- continuação.

b)  $\alpha=280^\circ$ ,  $K=0.5$ . c)  $\alpha=298^\circ$ ,  $k=0.8$ .

(sinais invertidos)

#### 4.4- Desempenho da Cascata Subsíncrona Modificada.

A forma de onda, que melhor retrata o desempenho da cascata subsíncrona modificada, é a da corrente fornecida pela rede ca de alimentação (estator mais inversor) em relação à tensão na fase.

A Fig.4.10 apresenta o comportamento da cascata, com o motor operando na mesma condição de carga (mesmo conjugado e velocidade). O conversor opera na mesma tensão e corrente no elo cc, porém com ângulos de disparo diferentes. A corrente eficaz da corrente consumida pela cascata é reduzida de 2.6[A] ( $\alpha < 180^\circ$ , *lag*) para 1.6[A] ( $\alpha > 180^\circ$ , *lead*), uma substancial redução de quase 50%. Foi necessário, inclusive, reajustar a tensão de alimentação ao passar de  $\alpha = 106^\circ$  para  $\alpha = 265^\circ$ . Observa-se nitidamente, nas Fig.4.10d e 4.10e, a diferença na curvatura dos pulsos corrente. Esta curvatura diferente é provocada pela inclinação da tensão (senoidal).

A Fig.4.11 apresenta uma seqüência de medições, mantendo-se fixa apenas a corrente no elo cc, através de um regulador de corrente rudimentar, atuando, apenas, no ciclo de trabalho do chopper ( $d_{\text{CONTROL}}$ ). O ângulo de disparo foi controlado manualmente. A componente senoidal da corrente, mais nítida no oscilograma da Fig.4.11a, é a corrente no estator do MII, praticamente constante em toda faixa de velocidade. Como esperado, para ciclo de trabalho elevado ( $K \approx 1$ ), a corrente fornecida pela rede é composta apenas pela corrente do estator.

Outro resultado significativo, é o fato da corrente fornecida pela rede, ser menor que a corrente consumida pelo estator. Este porém, é o resultado esperado de um compensador estático de reativo.

Com a malha de corrente instalada, verificou-se instabilidade para ângulo de disparo acima de  $260^\circ$ , aproximadamente. Esta instabilidade, prevista teoricamente para ângulos de disparo maiores que  $240^\circ$ , manifestou-se em oscilações na corrente cc e na velocidade do motor. Nesta região de operação a corrente  $I_d$  foi ajustada manualmente.

A Fig.4.12 apresenta outra seqüência interessante. Foram oscilografadas correntes, em três condições de operação do motor: uma com rotor travado, outra a meia velocidade e a terceira a toda velocidade; todas com a mesma corrente no elo cc,  $I_d=4A$ .

Na velocidade máxima, Fi.4.12c, a ponte tiristorizada opera como retificador. Nesta condição de operação, empregada como técnica para atingir a máxima velocidade do motor, não existe mais o vínculo entre corrente no rotor (e estator) e corrente no elo cc. A corrente fornecida pela rede é maior que a corrente no estator, porém, o fator de deslocamento é, visualmente, capacitivo. Como curiosidade, a corrente no rotor é praticamente senoidal, comprovando a condição de rotor praticamente curto-circuitado (com a condução simultânea de 3 ou 4 diodos).

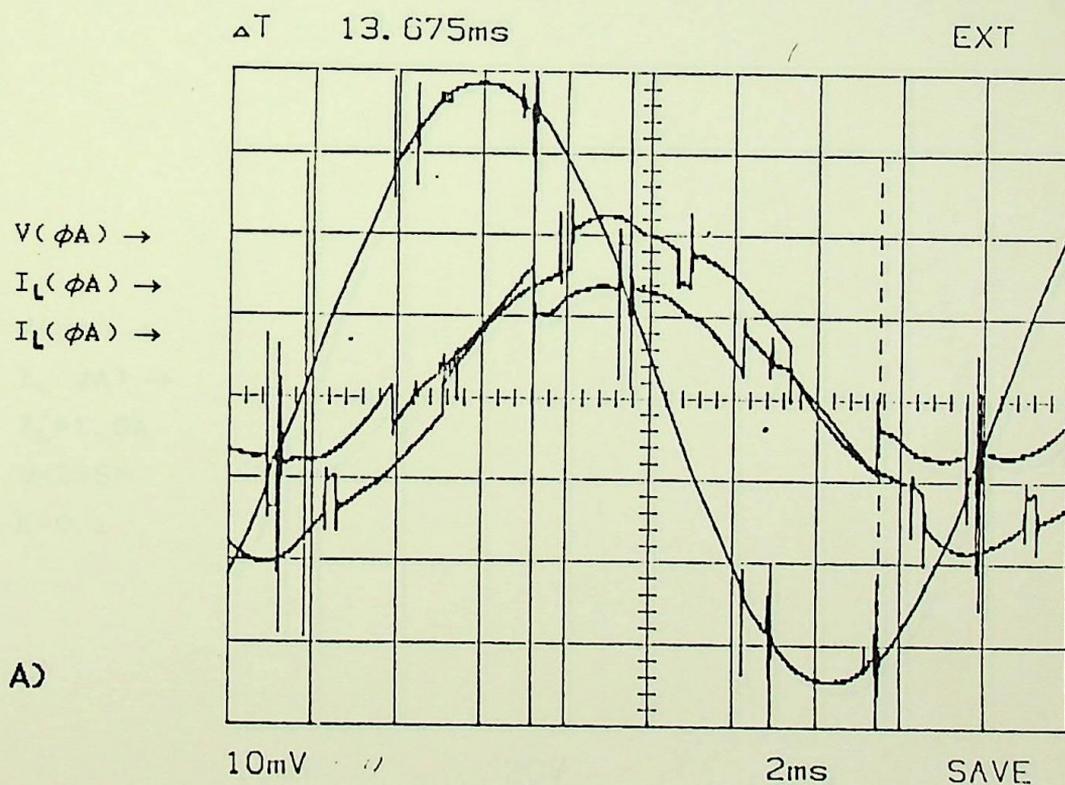


Fig.4.10- Estudo Comparativo  $\alpha < 180^\circ$  e  $\alpha > 180^\circ$ .

$E_1=90[V]$ ,  $I_d=1[A]$ ,  $10[mV]=2[A]$

(Mesma Condição de Carga)

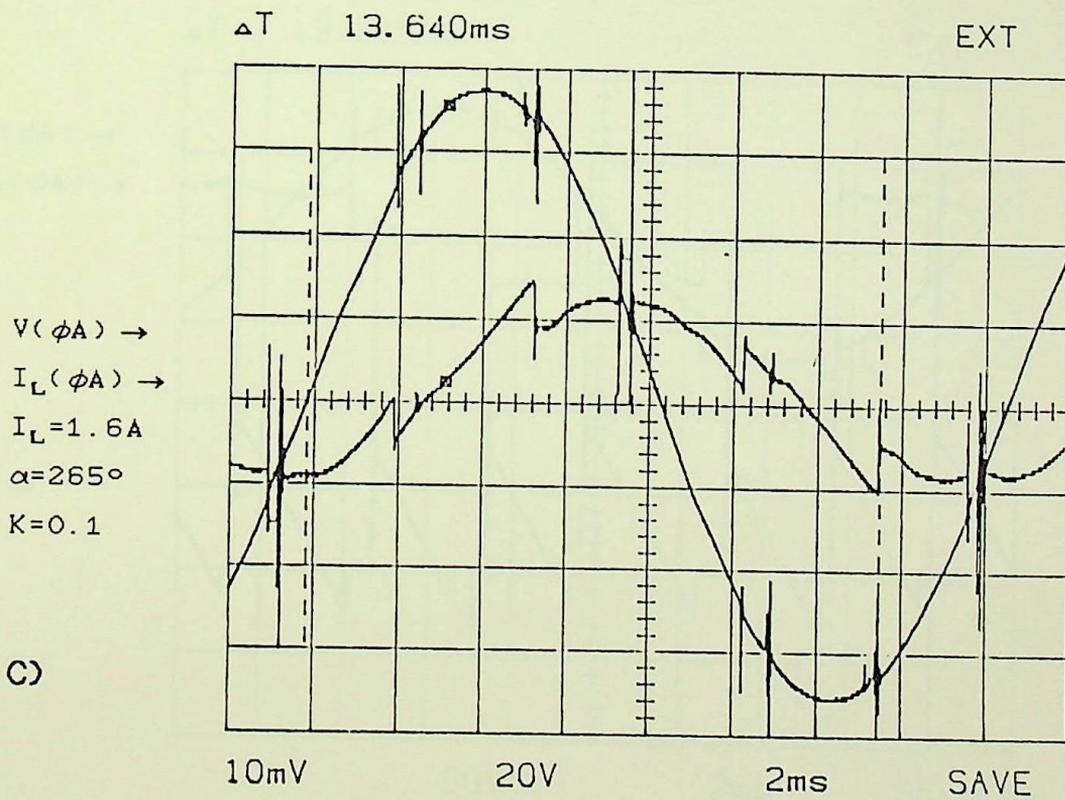
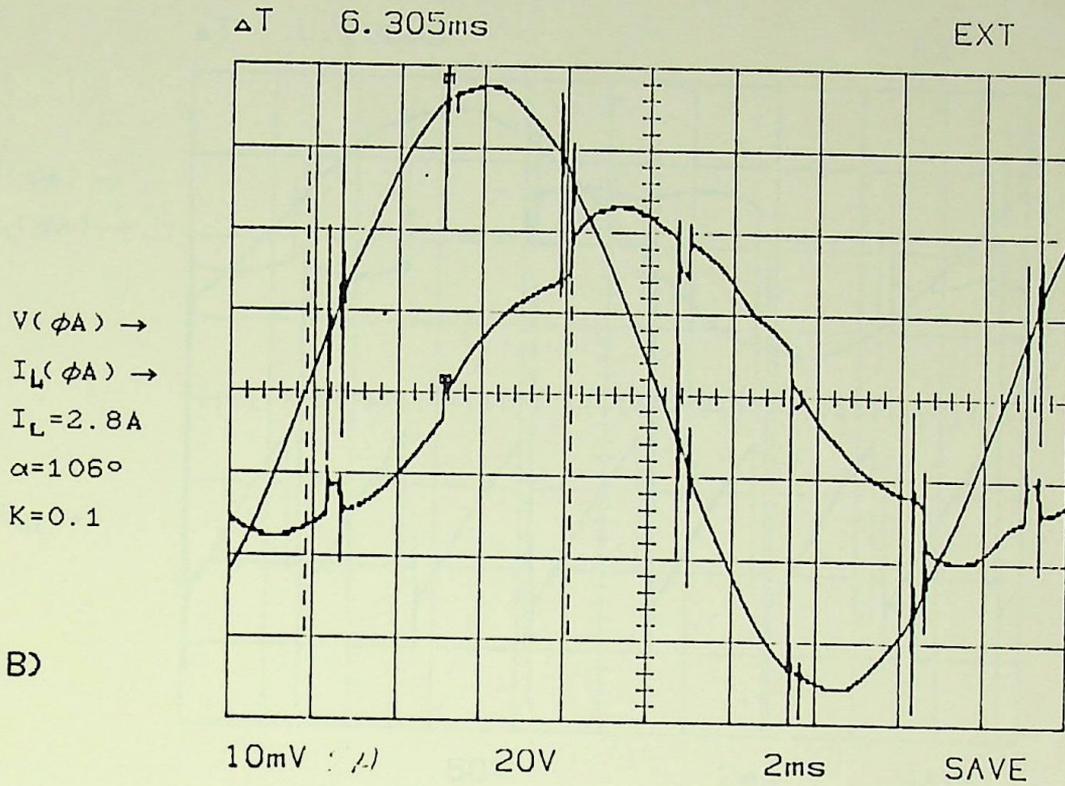


Fig.4.10- continuação.

$I_1$  = Corrente no Estator       $I_i$  = Corrente no Inversor.  
 $I_L$  = Corrente Consumida pela Cascata       $(\phi A)$  = Fase A.

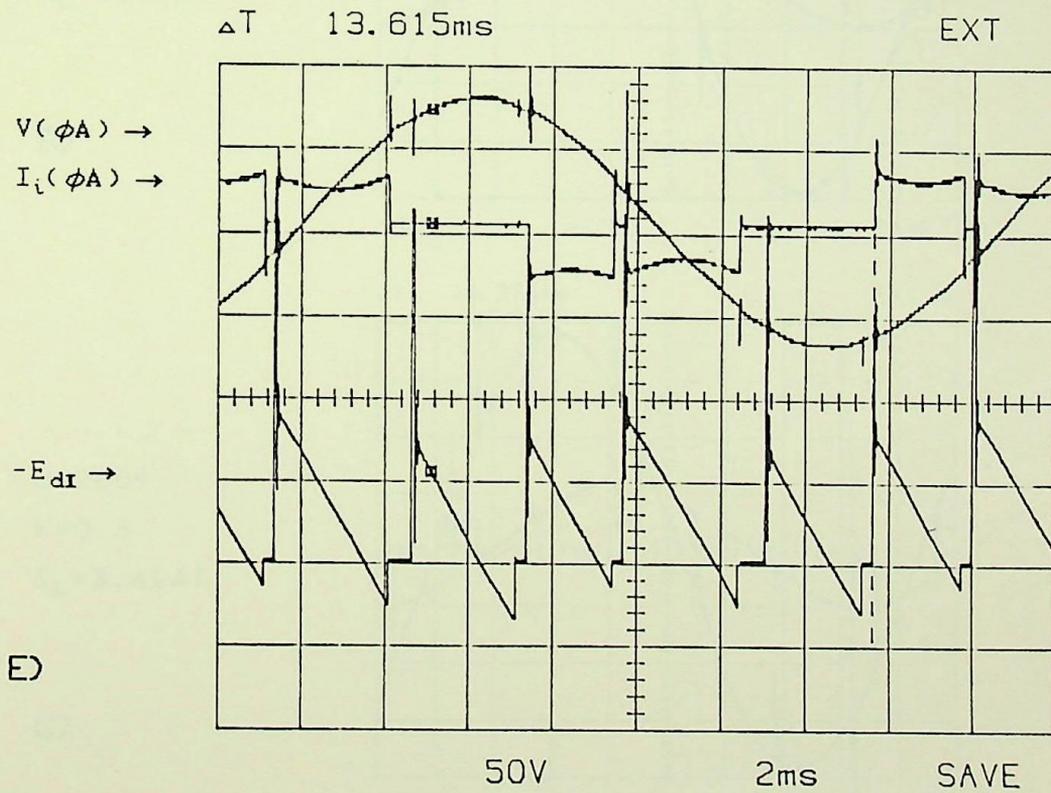
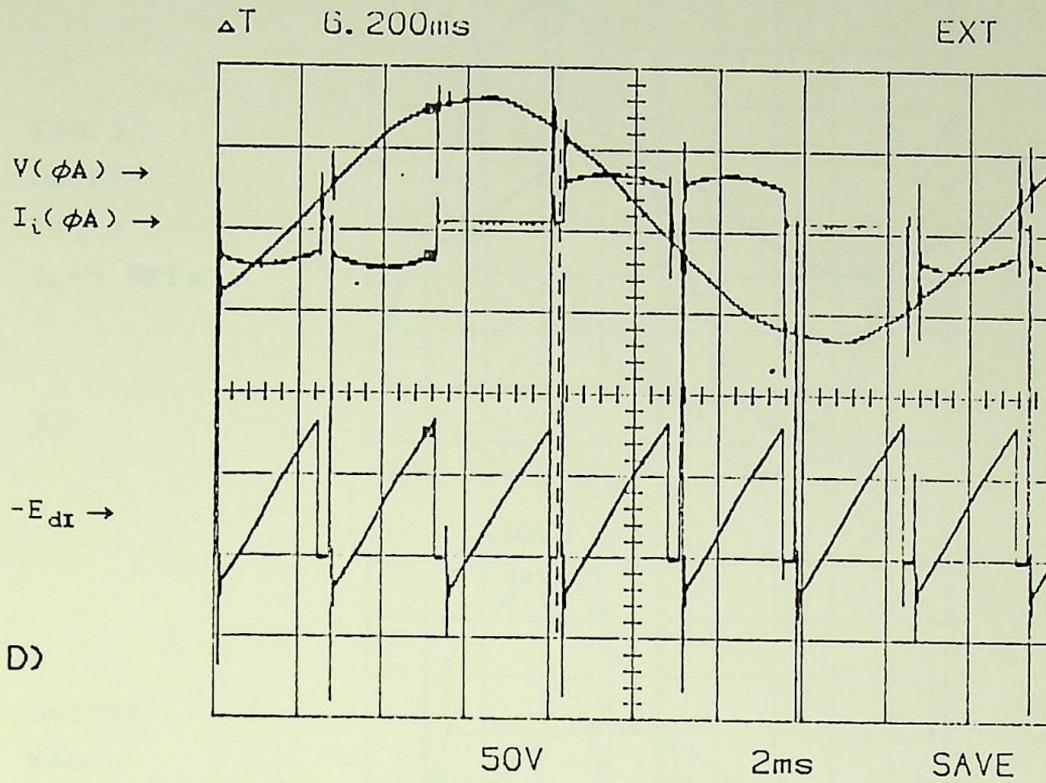
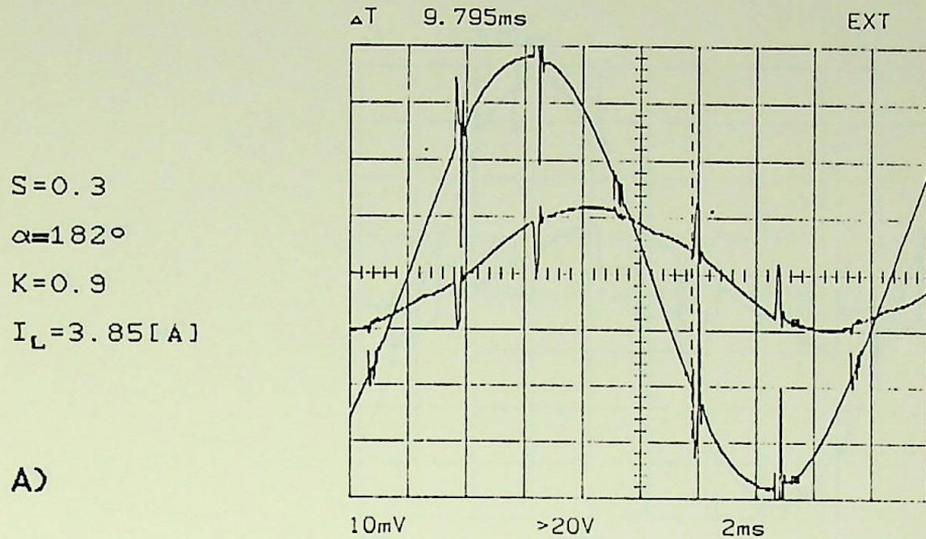
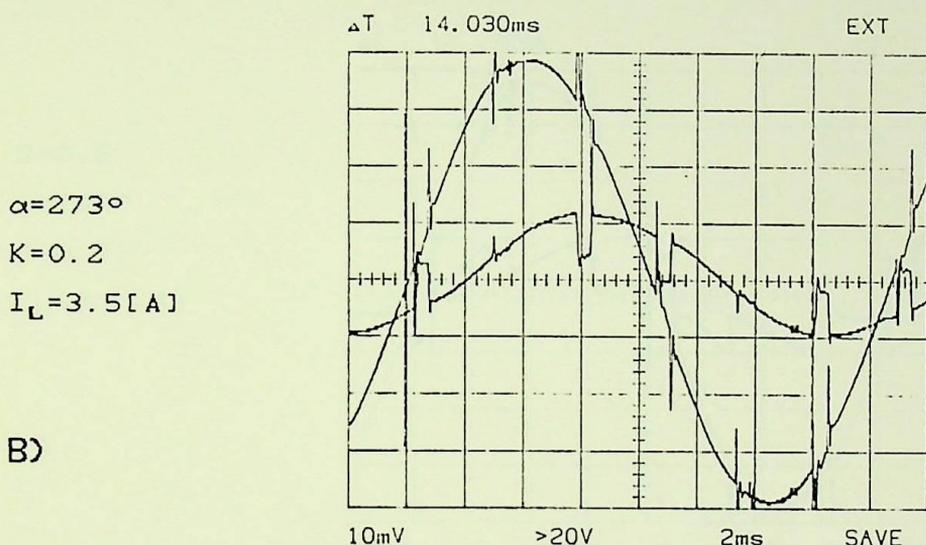


Fig.4.10- continuação.  
 (Curvatura dos Pulsos de Corrente)

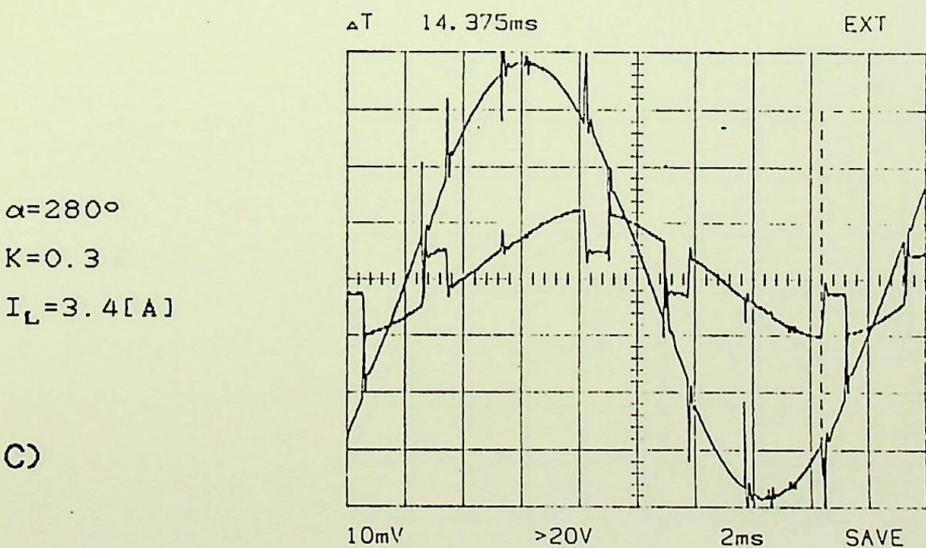
--



A)



B)

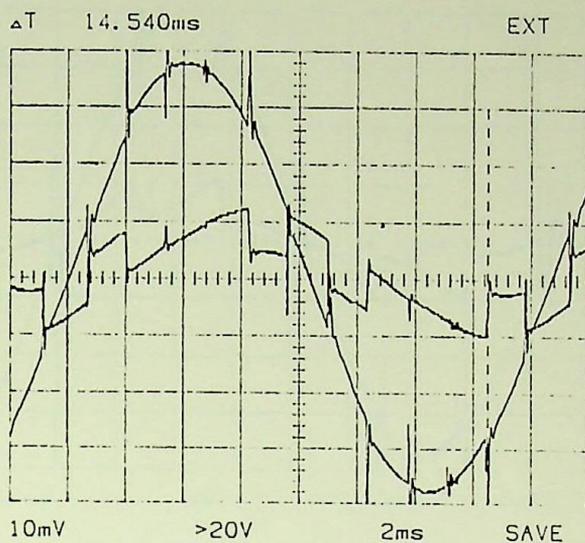


C)

Fig.4.11- Corrente Fornecida Pela Rede CA.  
 $E_1=110[V]$ ,  $I_1=3.8[A]$ ,  $I_d=4.0[A]$   
 $10[mV]=5[A]$

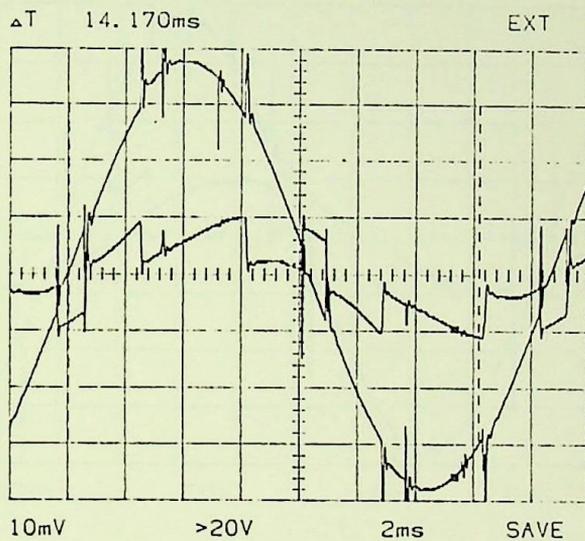
$\alpha=284^\circ$   
 $K=0.5$   
 $I_L=3.2[A]$

D)



$S=0.6$   
 $\alpha=280^\circ$   
 $K=0.7$   
 $I_L=3.1[A]$

E)



$\alpha=276^\circ$   
 $K=0.92$   
 $I_L=3.0[A]$

F)

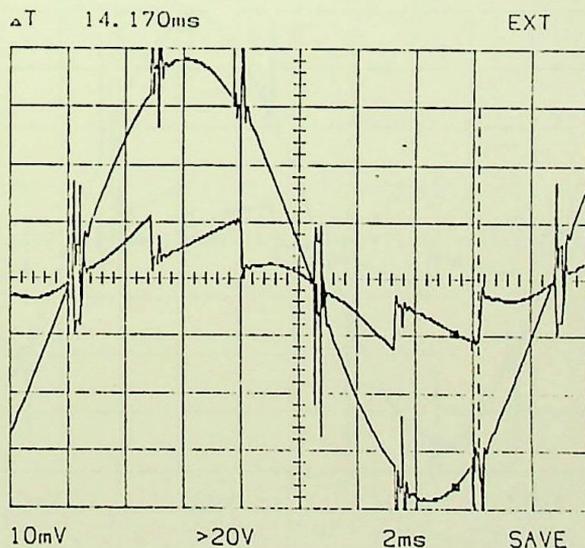


Fig.4.11- continuação.

$I_1$ =corrente no estator,  $I_L$ =corrente fornecida pela rede.

$$I_L < I_1$$

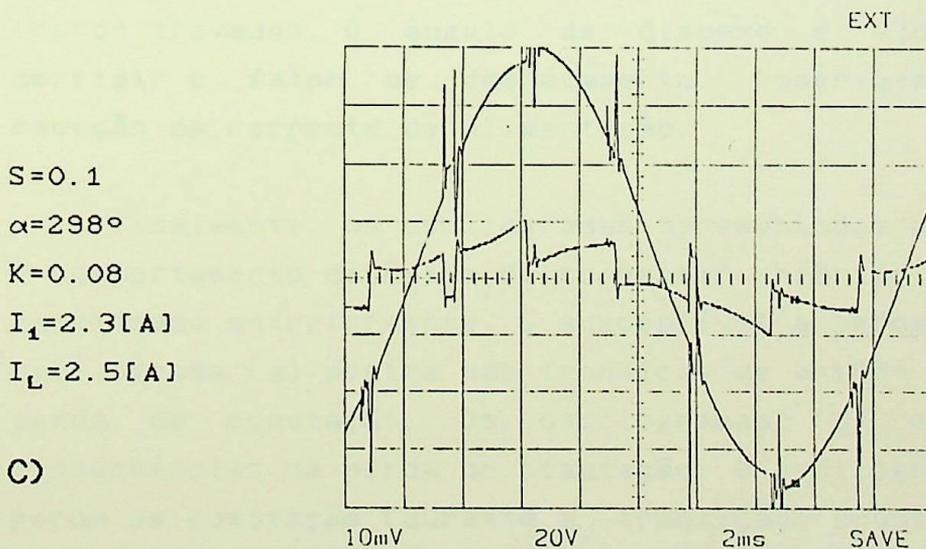
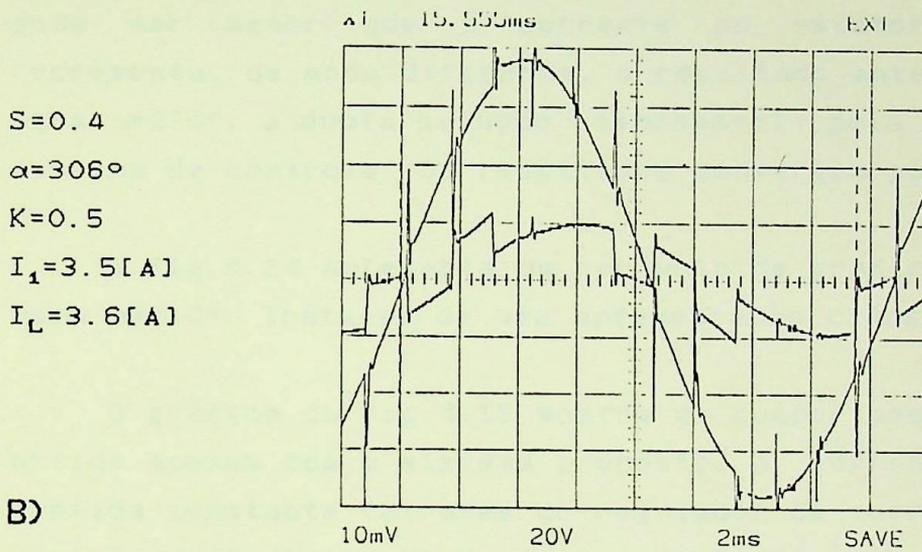
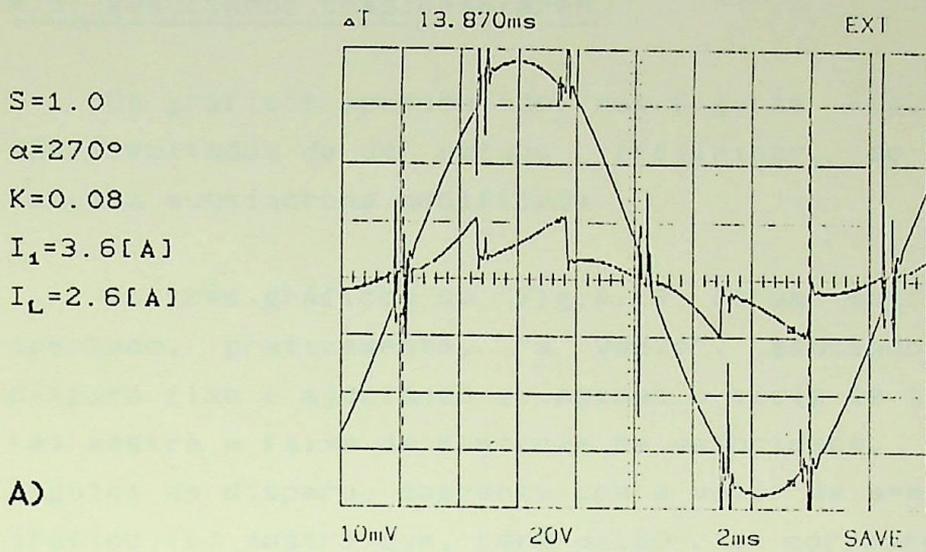


Fig.4.12- Corrente Fornecida Pela Rede CA.  
 $E_1=90$  [V],  $I_d=4$  [A],  $10$  [mV]= $5$  [A]  
 a) e b) Inversor, c) Retificador.

#### 4.5- Resultados Complementares

Os gráficos apresentados nas figuras Fig.4.13 e Fig.4.14, são resultados de um estudo, preliminar, do comportamento da cascata subsíncrona modificada.

Os três gráficos da Fig.4.13 foram obtidos com o motor operando, praticamente, "a vazio", mantendo-se o ângulo de disparo fixo e ajustando-se apenas o ciclo de trabalho. O gráfico (a) mostra a faixa de controle de velocidade, para os diversos ângulos de disparo, coerente com o valor de  $m=m_2/m_1=1/0.8=1.25$ . O gráfico (b) mostra que, para  $\alpha > 180^\circ$ , a corrente de alimentação pode ser menor que a corrente no estator. O gráfico (c) representa, de modo diferente, o resultado anterior. Observa-se, para  $\alpha=270^\circ$ , a dupla solução responsável pela instabilidade do sistema de controle. Os resultados convergem para  $K \rightarrow 1$ .

A Fig.4.14 apresenta um conjunto de gráficos em função de  $K$  para  $\alpha=210^\circ$ . Trata-se de uma apresentação clássica.

O gráfico da Fig.4.15 mostra um comportamento interessante, obtido apenas com o sistema proposto. A corrente no elo cc é mantida constante (através do regulador de corrente atuando sobre o ciclo de trabalho  $K$ ) e o motor operando nas mesmas condições (rotor travado). O ângulo de disparo é ajustado de modo a corrigir o fator de deslocamento. Observa-se uma apreciável redução na corrente de alimentação.

Finalmente, os oscilogramas apresentadas na Fig.4.16 mostram o comportamento dinâmico do conversor híbrido (6+1) que, como mencionado anteriormente, é susceptível à perda de comutação. O oscilograma (a) mostra uma transição de  $\alpha=165^\circ$  para  $210^\circ$ , sem a perda de comutação. Os oscilogramas (b) e (c) mostram as conseqüências da perda de comutação. O oscilograma (d) mostra a perda de comutação (durante a transição brusca de  $\alpha=165^\circ$  para  $\alpha=210^\circ$ ), seguida da recuperação da comutação, com o retorno do ângulo de disparo abaixo de  $180^\circ$  ( $\alpha=165^\circ$ ).

---

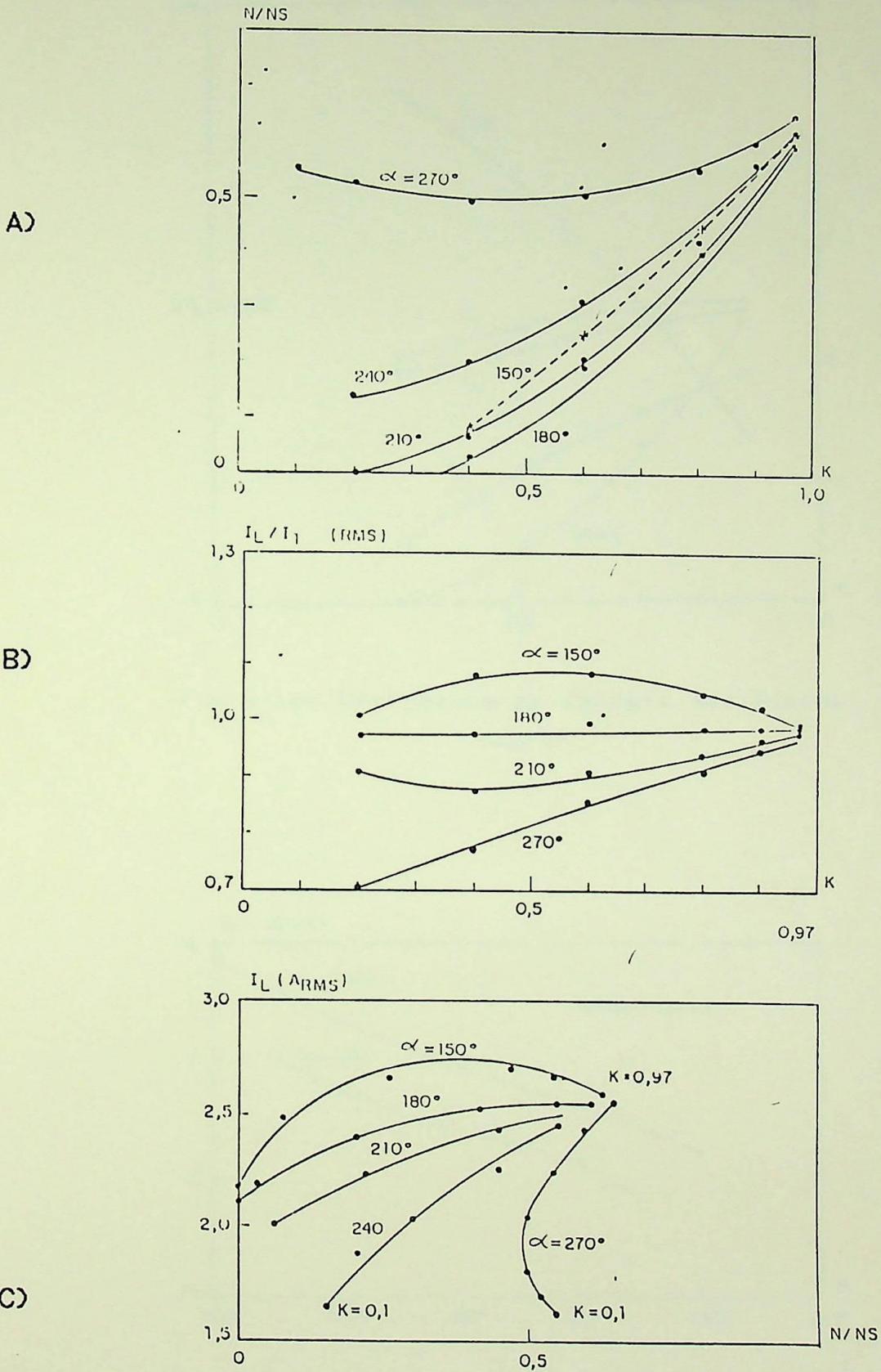


Fig.4.13- Desempenho da Cascata Modificada.

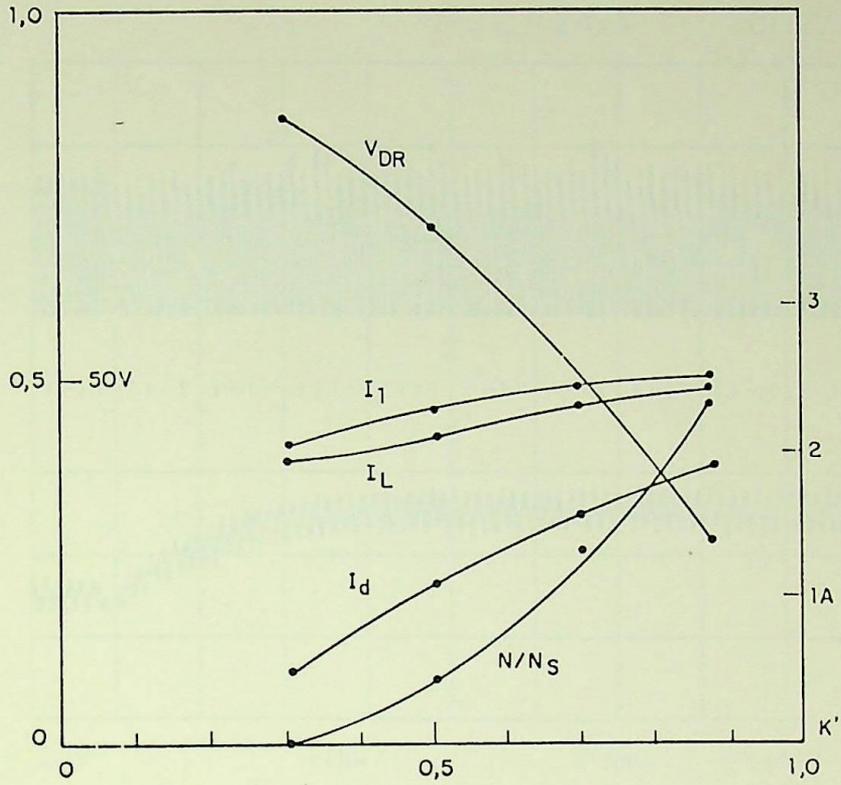


Fig.4.14- Desempenho da Cascata Modificada.  
 $\alpha=210^\circ$

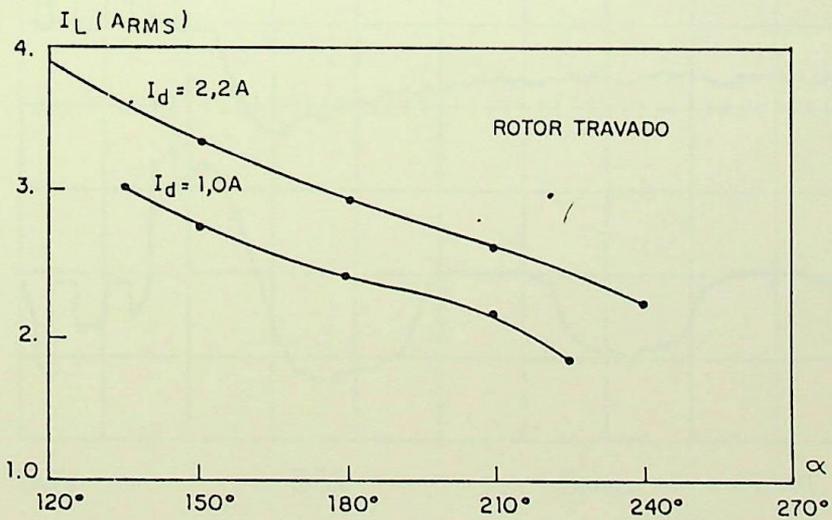


Fig.4.15- Correção do Fator de Potência Através do Conversor CA/CC Generalizado Híbrido.

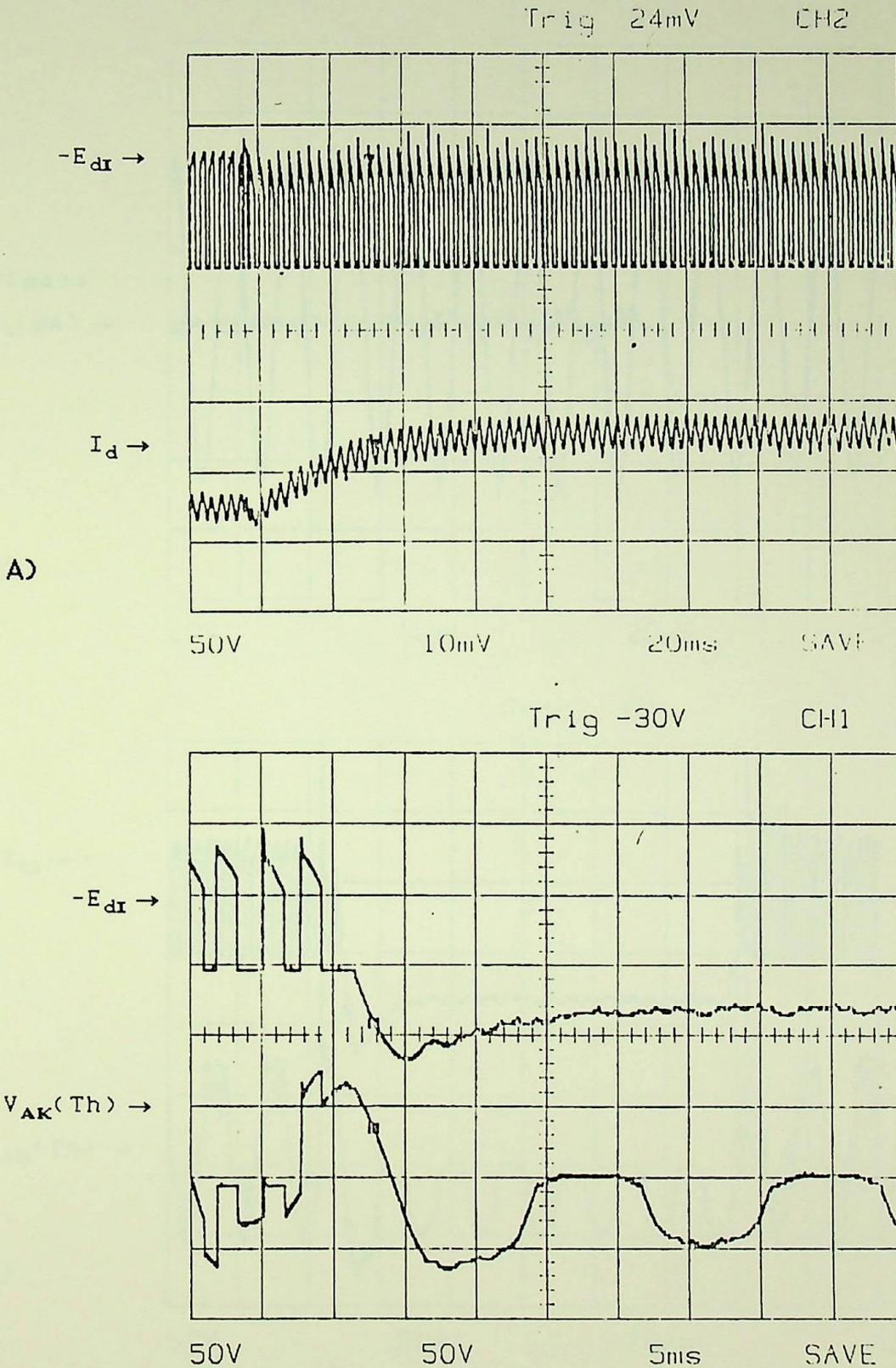


Fig.4.16-Transitórios no Conversor Híbrido (6SCR+1GT0).

a) Sem Perda de Comutação.

b) Com perda de comutação.

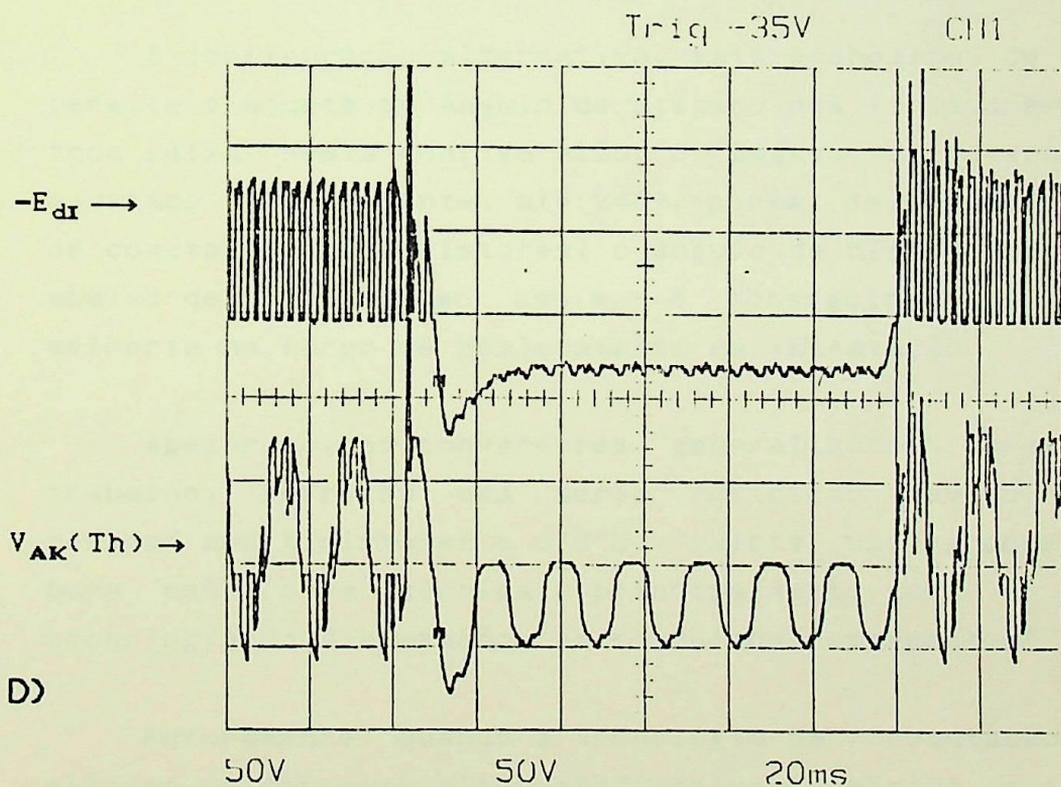
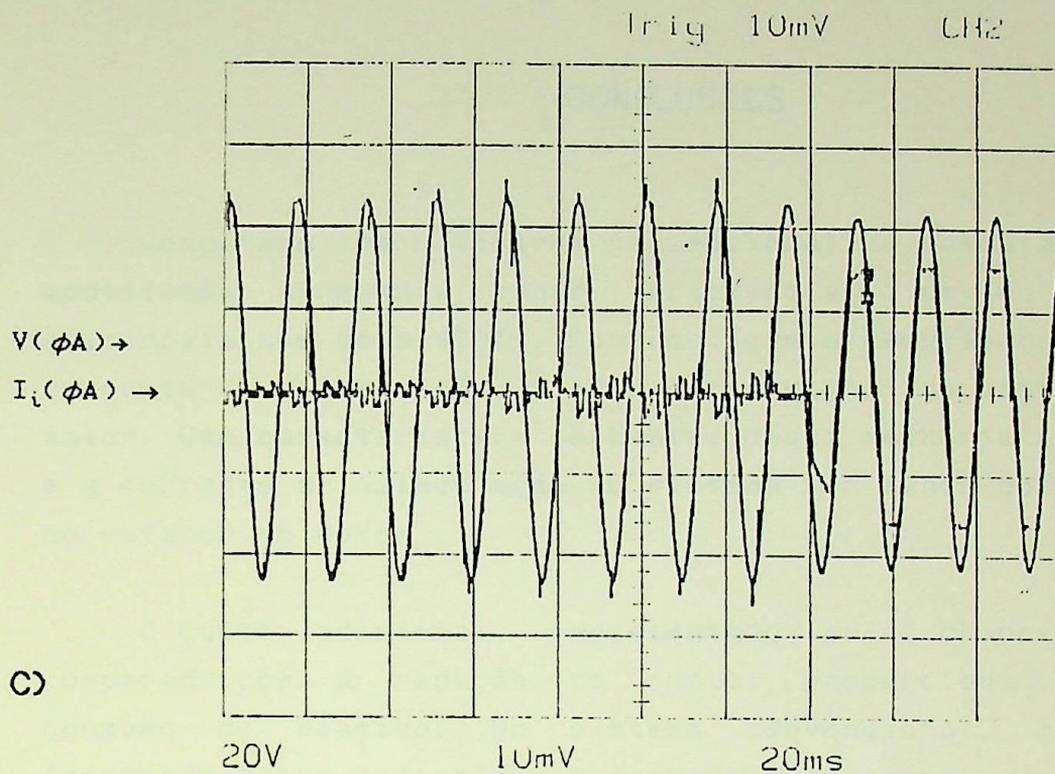


Fig.4.16- Continuação.

c) Corrente na Fase Durante a Perda de Comutação.

d) Perda Seguida da Recuperação da Comutação.

## CONCLUSÕES

Comparada com o sistema convencional, a cascata subsíncrona modificada apresenta menor eficiência, devido às perdas adicionais nos dois GTO's. Contudo, com a redução de até 50% na corrente de alimentação, a eficiência global do sistema pode ser maior. Uma característica marcante, desta melhoria no desempenho, é a corrente de alimentação do sistema ser menor que a corrente no estator do motor.

O custo adicional, representado pelo chopper, deve ser comparado com a redução do custo, proporcionado pelo menor consumo de reativo. No sistema convencional, o reativo é fornecido pelos caríssimos bancos de capacitores.

A configuração alternativa, mais econômica, de um GTO, não permite o ajuste do ângulo de disparo dos tiristores da ponte, em toda faixa. Nesta configuração, o ângulo de disparo pode ser ajustado, teoricamente, até  $240^\circ$ , porém, devido ao risco de perda de comutação dos tiristores, o ângulo de disparo deve ser mantido abaixo de  $180^\circ$ . Mesmo assim, é conseguida uma significativa melhoria no fator de deslocamento da instalação.

Apesar de, os conversores "generalizados" apresentados neste trabalho, sofrerem uma séria restrição devido à "comutação pesada" nos tiristores e GTO's, existe uma grande perspectiva para esta nova técnica, principalmente com a evolução da tecnologia da "comutação com circuitos ressonantes".

Futuramente, quando a tecnologia da "comutação forçada em sistema de corrente alternada" estiver dominada e estabelecida, conversores estáticos operando com "fator de potência" unitário, será uma imposição do mercado. Contudo, nos dias atuais, a correção do fator de potência da instalação é uma enorme preocupação dos consumidores de energia elétrica. Parte do

reativo, consumido por toda instalação, poderia ser fornecido por este novos conversores, que operariam no fator de deslocamento mais avançado possível, ao invés de fator de deslocamento unitário.

Os conceitos envolvidos nesta nova tecnologia, comutação forçada em sistema de corrente alternada, não estão devidamente difundidos, ao ponto de provocar espanto, o fato de se poder disparar os tiristores acima de  $180^\circ$ ; e mais ainda, o fato do conversor fornecer reativo à rede de alimentação.

Para maior divulgação e breve consolidação desta técnica, são propostas algumas sugestões para futuros trabalhos:

- 1) Circuito de disparo e controle microprocessado, utilizando-se, inclusive, a técnica dos conjuntos difusos.
- 2) Outras aplicações para o conversor ca/cc generalizado.
- 3) Compensador estático de reativo.
- 4) Topologias com elo ressonante.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] G. Olivier, G.E. April, S. Manias and C. Ismail El Hadjri, "Generalized Analysis of Line Commutated Converters and Close Relatives," 18th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC'87, pp.642-649.
- [2] G. Olivier, G.E. April, C. Ismail El Hadjri and S. Roy, "Hybrid Inverter With Adjustable Power Factor for Slip-Energy Recovery Drives," Proceedings of International Conference on Evolution and Modern Aspects of Induction Machines, pp.180-186, Turin, July 1986.
- [3] G. Olivier, V.R. Stefanovic and G.E. April, "Evaluation of Phase Commutated Converters for Slip-Power Control in Induction Drives," IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. IA-19, pp. 105-112, Jan./Feb. 1983.
- [4] K. Taniguchi and H. Mori, "Application of a Power Chopper to the Thyristor Scherbius," IEE Proceedings, Vol. 133, Pt. B, nº4, pp. 225-229, July 1986.
- [5] A.Lavi and R.J.Polge, "Induction Motor Speed Control with Static Inverter in the Rotor," IEEE Trans. PAS-85, Nº 1, pp. 76-84, Jan. 1966.
- [6] P.N.Miljanic, "The Through-Pass Inverter and Its Application to the Speed Control of Wound Rotor Induction Machines," IEEE Trans. PAS-87, Nº1, pp. 234-239, Jan. 1968.
- [7] G.A.Smith, "A Current-Source Inverter in the Secondary Circuit of a Wound Rotor Induction Motor Provides Sub and Supersynchronous Operation," IEEE Trans. IA-7, Nº4, pp. 399-406, July/August 1981.
- [8] G.A.Smith and K.A.Nigim, "Wind-Energy Recovery by a Static Scherbius Induction Generator," IEE Proc., Vol.128, Pt. C, pp. 317-324, Nov. 1981.
- [9] S.R.Doradla, S.Chakravorty and K.E.Hole, "A New Slip Power Recovery Scheme with Improved Supply Power Factor," IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 3, Nº2, pp. 200-207, April 1988.

- [10] W. Shepherd and J. Stanway, "Slip Power Recovery in an Induction Motor by the Use of a Thyristor Inverter," IEEE Trans. IGA-5, N°1, pp. 74-82, Jan./Feb. 1969.
- [11] W. Shepherd and A.Q. Khalil, "Capacitive Compensation of Thyristor-Controlled Slip-Energy-Recovery System," Proc. IEE, Vol.117, N°5, pp948-956, May 1970.
- [12] D.A. Paice, "Speed Control of Large Induction Motors by Thyristor Converters," IEEE Trans. IGA-5, N°5, pp. 545-551, Sep./Oct. 1969.
- [13] Y. Tsuji, M. Takeda and T. Tsuchiya, "Super Synchronous Scherbius," Fuji Electric Review Vol.20, N°4, pp. 1-7, 1974.
- [14] T. Sakata, "Static Scherbius Equipment," Fuji Electric Journal, 42 (7), pp.1-9, 1969.
- [15] H. Kazuno, "A Wide-Range Speed Control of an Induction Motor with Static Scherbius and Kramer Systems," Electrical Engineering in Japan, Vol. 89, N°2, pp. 10-19, 1969.
- [16] T. Shimizu, "Thyristor-Scherbius System Efficient for Motor Speed Control," Toshiba Review, pp. 13-18, Nov. 1971.
- [17] H. Elger and M. Weib, "A Subsynchronous Static Converter Cascade for Variable-speed Boiler Feed Pump Drives," Siemens Review XXXV, N°10, pp. 405-407, 1968.
- [18] H. Elger, "Subsynchronous Static Converter Cascade," Elektronik, Vol22, N° 10, pp.349-352, October, 1973.
- [19] J.R.G. Schofield and J.S. Werrell, "The Performance of Static Kramer Drives," IEE Conference Publication N°93, pp.186-190, 1972.
- [20] N.S. Gehlot & J.R.Q. Pena, "Regulação de Velocidade do Motor de Indução Usando Sistema Estático de Cascata Scherbius," 5º Congresso Brasileiro de Automática, pp.774-780, Campina Grande, 1984.
- [21] N.S. Wani & M. Ramamoorthy, "Chopper Controlled Slipring Induction Motor," IEEE Trans. IECI-24, N°2, pp.153-161, 1977.
- [22] P.C. Sen & K.H.J. Ma, "Rotor Chopper Control for Induction Motor Drive - TRC Strategy," IEEE Trans. IA-11, N°1, pp.43-49, 1975.
- [23] B.K. Bose, "Power Electronics-An Emerging Technology," IEEE Trans. on Ind. Electr., Vol. 36, pp.403-412, Aug. 1989.

- [24] T. Wakabayashi, T. Hori, K. Shimizu and T. Yoshioka, "Commutatorless Kraemer Control System for Large-Capacity Induction Motors for Driving Water Service Pumps," IEEE-IAS 1976 Annual Meeting, pp.822-828, 1976.
- [25] F. Shibata and K. Taka, "Speed Control System for Brushless Cascade Induction Motors in Control Range of Slip  $S_1 > 1$  and  $S_2 > 1$ ". IEEE Trans. on Energy Conversion, Vol. EC-2, N°2, pp.246-253, June 1987.
- [26] F. Liao, Ji Sheng and T.A. Lipo, "A New Energy Recovery Scheme for Doubly Fed, Adjustable-Speed Induction Motor Drives," IEEE Trans. IA, Vol.27, N°4, pp. 728-733, July/August 1991.
- [27] S.R. Doradla and S.K. Mandal, "A Three-Phase AC-to-DC Power Transistor Converter-Controlled DC Motor Drive," IEEE Trans., Vol. IA-23, N°5, pp. 848-854, Sep./Oct. 1987.
- [28] A.R. Prasad, P.D. Ziogas and S. Manias, "An Active Power Factor Correction Technique for Three-Phase Diode Rectifiers", IEEE Trans. on Power Electr., Vol.6, N°1, pp.83-92, Jan. 1991.
- [29] Y. Hayashi, N. Sato and K. Takahashi, "A Novel Control of a Current-Source Active Filter for ac Power System Harmonic Compensation", IEEE Trans. on Ind. Applic., Vol.27, N°2, March/April 1991.
- [30] H. Akagi, Y. Tsukamoto & A. Nabae, "Analysis and Design of an Active Power Filter Using Quad-Series Voltage Source PWM Converters," IEEE Trans. on Industry Applications, Vol.26, N°1, pp. 93-98, Jan./Feb.1990.
- [31] H. Akagi, A. Nabae & S. Atoh, "Control Strategy of Active Power Filters Using Multiple Voltage-Source PWM Converters, IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. IA-22, N°6, pp.460-465, May/June 1986.
- [32] T. Furuhashi, S. Okuma & Y. Uchikawa, "A Study on the Theory of Instantaneous Reactive Power," IEEE Trans. on Ind. Electronics, Vol.37, N°1, pp.86-90, Feb. 1990.
- [33] E. Watanabe & R. Stephan, "Potência Ativa e Reativa Instantâneas em Sistemas Elétricos com Fontes e Cargas Genéricas," SBA - Controle e Automação, Vol.3, N°1, pp.253-263, Março/Abril de 1991.
- [34] P.C. Krause, O. Wasynczuk and M.S. Hildebrandt, "Reference Frame Analysis of a Slip Energy Recovery System", IEEE Trans. on Energy Conversion, Vol.3, N°2, June 1988.

- [35] J.M.D.Murphy and F.G.Turnbull, *Power Electronic Control of AC Motors*. Pergamon Press, Schenectady, 1988.
- [36] B.K.Bose, *Power Electronics and AC Drives*. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, Schenectady, 1986.
- [37] S.B.Dewan, G.R.Slemon and A.Straughen, *Power Semiconductor Drives*. John Wiley, Toronto, 1984.
- [38] S.B.Dewan and A.Straughen, *Power Semiconductor Circuits*. John Wiley, Toronto, 1975.
- [39] E.W.Kimbark, *Direct Current Transmission*, Vol.I. John Wiley & Sons, Portland, 1971.
- [40] P.S.Bimbhra, *Generalized Theory of Electrical Machines*. Khanna Publishers, Patiala, 1980.
- [41] M.Chilikin, *Electric Drive*. MIR Publishers, Moscow, 1970. English translation, 1976.
- [42] H.Vickers, *The Induction Motor*. 2<sup>d</sup>.Ed., 1953, Sir Isaac Pitman & Sons, LTD.. 1<sup>st</sup>.Ed., Vancouver, 1924.
- [43] M.Kostenko & L.Piotrovski, *Máquinas Elétricas*, Vol.II. Edições Lopes da Silva, Porto, 1979.
- [44] Sistem-based Drive Technology, Siemens.
- [45] Controle e Regulação de Acionamentos Elétricos em Corrente Alternada, Informativo Técnico Vol. X, Siemens.
- [46] Simadyn C Analog Control System, Catalog DA97, SIEMENS.
- [47] Large Adjustable-Speed AC Drives The MEGADRIVE Family, ABB.
- [48] Manual de Motores Elétricos, WEG.
- [49] Cascata Subsíncrona Tosbius, Toshiba.
- [50] Cascata Subsíncrona Simovert C, Siemens.
- [51] Rectivar, Telemecanique.
- [52] Estatovar, Telemecanique.
- [53] Introduction to Solid State Power Electronics, Westinghouse.
- [54] K.Nakashima, V.F.da Silva, L.E.B.da Silva & E.L.Muller, "Conversor AC/DC Generalizado Híbrido," I COBEP-Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência, pp.173-178, Florianópolis, SC, Dez. 1991.
- [55] V.F.da Silva, K.Nakashima, L.E.B.da Silva & E.L.Muller, "Acionamento Cascata Sub-Síncrona com Conversor Híbrido Generalizado: Uma Proposta de Controle Usando Conjuntos Difusos," I COBEP, pp.250-256, Florianópolis, Dez. 1991.

- [56] L.E.B.da Silva, K.Nakashima, G.L.Torres, V.F.da Silva, G.Olivier & G.E.april, "Improving Performance of Slip-Recovery Drive: An Approach Using Fuzzy Techniques," IEEE-Industry Applications Society 1991 Annual Meeting, pp.285-290, Dearborn, USA, Sept.-Oct., 1991.
- [57] L.E.B.da Silva, V.F.da Silva, K.Nakashima, E.L.Muller & G.L.Torres, "Melhoria do Fator de Potência do Acionamento Cascata Subsíncrona Através de Um Conversor Híbrido," II SIMEAR-Seminário Internacional de Motores Elétricos e Acionamentos Reguláveis, Vol.II, pp.129-143, S.Paulo, SP, Maio, 1991.
- [58] V.F.da Silva, K.Nakashima, L.E.B.da Silva & E.R.Ribeiro, "Circuito de Disparo da Ponte Tiristorizada com Oito Tiristores para Aplicação em Conversor Dual," III Seminário de Eletrônica de Potência, pp. 146-157, Florianópolis, SC, Dez. de 1990.
- [59] R.C.Nabhen & K.Nakashima, "Circuitos de Disparo Para Conversor Dual," V Seminário de Pesquisa da EFEI, pp.362-369, Itajubá, Outubro de 1990.
- [60] K.Nakashima, L.E.B.da Silva & V.F.da Silva, "Equações Normalizadas para Análise de Choppers Aplicados em Acionamentos," II Seminário de Eletrônica de Potência, pp. 215-220, Florianópolis, Dez. 1989.
- [61] V.F.da Silva, A.J.J.Reseck, K.Nakashima, L.E.B da Silva & E.L.Muller, "Análise Comparativa Entre Conversores com Topologias da Ponte de Graetz," VI Seminário de Pesquisa da EFEI, Itajubá, Maio de 1992.
- [62] L.E.B.da Silva, G.Lambert Torres, V.F.da Silva, K.Nakashima, G.E.April and G.Olivier, "Adaptive Fuzzy Techniques for Slip-Recovery Drive Control", Proc. of First IEEE Conference on Fuzzy Systems, pp.381-388, 92CH3073-4, San Diego, USA, March 1992.

