UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

ESTUDO DA CASCATA HIPOSSÍNCRONA COM UM PULSADOR NA MALHA DE CORRENTE CONTÍNUA

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

LINOMAR OSIL FERREIRA

FLORIANÓPOLIS, NOVEMBRO 1984

ESTUDO DA CASCATA HIPOSSÍNCRONA COM UM PULSADOR NA MALHA DE CORRENTE CONTÍNUA

LINOMAR OSIL FERREIRA

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

Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.
Orientador

Prof. Antônio José Alves Simões Costa, Ph.D.
Coordenador do Curso de Pós-Graduação
em Engenharia Elétrica

BANCA EXAMINADORA

Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.

Prof. Jean-Marie Farines, Dr. Ing.

Prof. Enio Valmor Kassick, M.Sc.

Aos meus Pais Osvaldo e Flora
Aos meus Irmãos Eva, Apareci_
da, Osvaldo e Volnei

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

Ao Professor Ivo Barbi pela amizade, estímulo e segura orientação prestada durante todo o tempo de execução deste trabalho.

Aos Professores, funcionários e colegas do Curso de Pós-Graduação e do Departamento de Engenharia Elétrica que, direta ou indiretamente contribuiram para a realização deste trabalho.

À Universidade Federal de Santa Catarina e ao Programa CNEN pelo apoio financeiro.

Aos meus Pais Osvaldo e Flora e meus Irmãos Eva, Aparecida, Osvaldo e Volnei agradeço o estímulo, a compreensão e a confiança com que acompanharam e aguardaram o desenvolvimento e término deste trabalho.

Aos Professores Ivo Barbi, Dr. Ing.; Arnaldo José Perin, Dr. Ing.; Jean-Marie Farines, Dr. Ing.; Enio Valmor Kassick, M.Sc., que constituiram a banca examinadora da defesa de dissertação de mestrado.

RESUMO

Este trabalho trata do estudo em regime permanente da Cascata Hipossíncrona. São obtidas expressões simplificadas nas quais são adotadas algumas idealizações e finalmente expressões completas em que são consideradas todas as perdas e os parâmetros do motor e dos conversores.

É feito também um estudo da Cascata Hipossíncrona com um Pulsador Elevador inserido na malha de corrente contínua, onde obtem-se expressões para o Torque e o Fator de Potência para comparação com as análises feitas para a Cascata Hipossíncrona Convencional.

São apresentados os resultados, juntamente com as análises, dos ensaios experimentais realizados com a Montagem Convencional e com a Montagem Modificada.

Também é apresentada uma análise dos circuitos utilizados para o comando do Pulsador e do Inversor.

A B S T R A C T

This work reports the study of a Hyposynchronous (Scherbius) Cascade in steady state. Simplified expressions are derived considering some ideal situations. Later complete expressions are obtained, which include all losses and parameters of the motor and converters.

Moreover, a study of the Hypcsynchronous Cascade is conducted together whith a Chopper inserted in the direct current loop, which provides expressions for the Torque and Power Factor. These expressions are compared with those obtained for the Conventional Hyposynchronous Cascade.

Results and analyses of experiments conducted with the Conventional and Modified Laboratory Model are also reported.

Finally, an analysis of the Circuits Control the Chopper and the Inverter is presented.

S I M B O L O G I A

a	- Relação de Transformação Estator/Rotor do Motor
E_x	- Queda de Tensão devido a comutação
f_r	- Frequência das Tensões Rotóricas
f_s	- Frequência das Tensões da Rede de Alimentação
Icc	- Corrente Contínua da Malha Intermediária de Corrente Contínua
K_{1_i}, K_{1_r}	- Fator de Multiplicação para o Inversor e para o Retificador respectivamente, sendo iguais a $\sqrt{2}$ para pontes com 3 pulsos e iguais a $\sqrt{6}$ para pontes com 6 pulsos
K_2	- Fator de Multiplicação, igual a 1 e $\sqrt{2}$ para pontes Retificadoras com 3 e 6 pulsos respectivamente
K_3	- Fator de Multiplicação, igual a 3 e $\sqrt{6}$ para pontes com 3 e 6 pulsos respectivamente
K_4	- Fator de Multiplicação, igual a 1 e 2 para pontes com 3 e 6 pulsos respectivamente
K_A	- Coeficiente de Proporcionalidade entre a Corrente Icc e o Torque
K_B	- Coeficiente de Proporcionalidade entre a Corrente Icc e a diferença de Tensão entre V_{Ret} e V_{Inv}
L_c	- Indutância de Comutação
L_f	- Indutância de Filtragem
n	- Relação de Transformação do Transformador
p	- Número de pares de pólos do Motor
P_g	- Potência Ativa entregue ao Rotor através do entreferro

P_i - Potência Ativa restituida à Rede de Alimentação através do Inversor e Transformador

P_{mec} - Potência Mecânica

P_{rede} - Potência Ativa Total absorvida da Rede pela Montagem

P_s - Potência Ativa absorvida pelo Motor

q_i - Número de Pulsos da Ponte Inversora

q_r - Número de Pulsos da Ponte Retificadora

Q_{rede} - Potência Reativa Total absorvida da Rede pela Montagem

r_1 - Resistência ôhmica do Estator

r_2 - Resistência Ôhmica do Rotor referida ao Estator

r_3 - Resistência ôhmica Equivalente do Transformador

r'_{cc} - Resistência Ôhmica do Indutor de Filtragem referida ao Estator

R^* - Razão Cíclica do Pulsador

S - Escorregamento

T - Torque Elétrico do Motor

V_{Inv} - Tensão Contínua nos terminais do Retificador

V_{ifase} - Tensão de Fase no lado de Corrente Alternada do Inversor

$V_{i\ell}$ - Tensão Eficaz de Linha nos terminais de Corrente Alternada da Ponte Inversora

V_{Ret} - Tensão Contínua nos Terminais do Retificador

V_{rfase} - Tensão de Fase Rotórica

$V_{r\ell}$ - Tensão Eficaz de Linha nos terminais do Rotor

$V_{s\ell}$ - Tensão Eficaz de Linha da Rede de Alimentação

X_o - Reatância do Indutor de Filtragem à Frequência da Rede

x_1 - Reatância de Dispersão do Estator

x_2 - Reatância de Dispersão do Rotor referida ao Estator

X_3 - Reatância Equivalente do Transformador

X_m - Reatância de Magnetização

W_m - Velocidade Mecânica

α - Ângulo de disparo dos Tiristores da Ponte Inversora

S U M Á R I O

INTRODUÇÃO

Quando se trata de acionamento com velocidade variável, o motor que é geralmente utilizado é o motor de corrente contínua devido a sua facilidade de controle. Mas existem fatores que limitam o seu emprego, tais como: operar em ambientes explosivos ou empoeirados, locais de difícil acesso para a manutenção ou operar com velocidades, correntes e potências elevadas.

Em tais situações, o motor de indução tem sido utilizado, por tratar-se de uma máquina robusta, de baixo custo e que exige pouca manutenção. Para acionamento de grandes potências, a variação de velocidade do motor de indução por meio da variação da frequência estatórica torna-se inviável devido ao custo dos conversores e no caso da regulação por meio da inserção de resistências no rotor devido as perdas por efeito Joule.

Para estas situações, emprega-se o Sistema Scherbius utilizando conversores estáticos no qual a potência de escorregamento é restituida à rede de alimentação, melhorando o rendimento da montagem, além do fato de necessitar-se de conversores dimensionados para a potência de escorregamento e não mais para a potência nominal do motor.

O Sistema Scherbius utilizando conversores estáticos denominado de Cascata Hipossíncrona, tem o inconveniente de apresentar um baixo Fator de Potência em velocidades reduzidas. Portanto, há necessidade de se limitar a faixa de velocidade de operação do motor e também de um transformador para adaptar a tensão do Inversor à tensão rotórica para que o motor opere em uma faixa de velocidade que apresente um Fator de Potência aceitável.

Com o objetivo de se obter uma Montagem que apresente maiores facilidades para a automação e controle do acionamento e um melhor Fator de Potência para uma faixa limitada de velocidade, é proposta neste trabalho uma nova configuração para a Cascata Hipossíncrona, na qual um Pulsador Elevador é inserido na malha intermediária de corrente contínua. Através do Pulsador, tem-se o controle do valor instantâneo da corrente contínua e consequentemente do Torque instantâneo, além do fato de poder-se eliminar o transformador e os reostatos de partida do motor, tornando a Montagem mais compacta e com menor custo. O Fator de Potência Total da Montagem tende a melhorar, pois o ângulo de disparo dos Tiristores da Ponte Inversora pode ser fixado em um valor próximo ao da plena inversão ($\alpha \approx 180^{\circ}$) reduzindo desta forma o consumo de reativo por parte da Ponte Inversora.

C A P Í T U L O I

APRESENTAÇÃO DOS MÉTODOS MAIS COMUNS PARA O CONTROLE DE VELOCIDADE DO MOTOR DE INDUÇÃO

1.1 - INTRODUÇÃO

O motor de indução satisfaz admiravelmente as exigências de acionamento a velocidades substancialmente constantes, além do fato de ser um motor robusto, relativamente barato e que exige pouca manutenção.

Entretanto em muitas aplicações de motores, várias velocidades são requeridas ou mesmo uma faixa de velocidades continuamente ajustáveis. Portanto, desde o início dos sistemas de potência C.A., os Engenheiros tem estado interessados no desenvolvimento de motores C.A., com velocidade ajustável.

A velocidade de um motor assíncrono depende da velocidade de síncronismo e do escorregamento, isto é,

$$\boxed{W_m = (1 - S) W_s}$$

Assim sendo,é possível mudar o valor de W_m variando o valor de S ou o valor de W_s.

A velocidade síncrona de um motor de indução pode ser alterada por:

a) Variação da Freqüência da Linha;

b) Variação do Número de Pólos.

O escorregamento pode ser alterado por:

c) Variação de Resistência do Rotor;

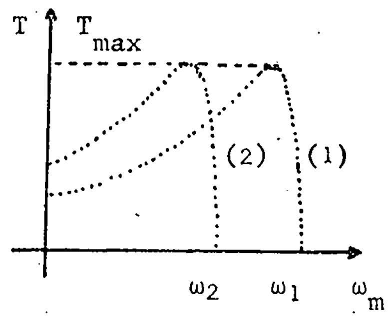
d) Variação da Tensão de Linha;

e) Aplicação de Tensão de Freqüência Apropriada nos Circuitos do Rotor.

As características notáveis dos métodos de controle de velocidade serão brevemente discutidos nos próximos ítens.

1.2 - VARIAÇÃO DA VELOCIDADE ATRAVÉS DA VARIAÇÃO DE FREQÜÊNCIA DA LINHA

A velocidade síncrona de um motor de indução pode ser controlada por meio da variação da freqüência da linha de alimentação do motor. Optando-se por esse método, a tensão de linha deve também ser variada proporcionalmente à freqüência, a fim de manter a indução magnética aproximadamente constante. Desta forma o conjugado máximo permanecerá aproximadamente constante. Um motor alimentado desta forma tem a característica torque velocidade similar a de um motor de corrente contínua excitado separadamente, com fluxo constante e tensão de armadura variável.



$f(1) > f(2)$

Figura - 1.1 - Torque x Velocidade tomando a freqüência da linha como parâmetro com (V/f = cte).

O problema maior está em determinar o gerador de freqüência mais eficiente e econômico, tendo em vista que o mesmo deve ter potência nominal igual ao do motor. Um método de se obter freqüência variável é usar uma máquina de indução com o rotor enrolado como conversor de freqüência. Outro método é usar um conversor de freqüência de estado sólido.

1.3 - <u>VARIAÇÃO DA VELOCIDADE POR MEIO DA VARIAÇÃO DO NUMERO DE PÓLOS</u>

O enrolamento do estator pode ser projetado de modo que por simples mudança nas ligações das bobinas, o número de pólos pode ser mudado na razão de 2 para 1. Qualquer das duas velocidades pode ser selecionada. Normalmente o rotor é do tipo gaiola.

Um enrolamento em gaiola sempre reage produzindo um campo do rotor tendo o mesmo número de pólos que o campo do estator. Se o rotor for do tipo bobinado, surgirão complicações adicionais porque o enrolamento do rotor também precisa ser rearranjado para a mudança de pólos.

Com dois conjuntos independentes de enrolamentos do estator, cada um arranjado para mudança de pólos, podem ser obtidas quatro velocidades síncronas em um motor com o rotor em gaiola, por exemplo: 600, 900, 1200, 1800 RPM.

Ao mesmo tempo em que o controlador inverte as ligações das bobinas para efetuar a mudança do número de pólos, as ligações dos grupos de bobinas podem ser mudadas de série para paralelo, e as ligações entre as fases de Y a Δ, ou vice-versa. Por esses meios, a indução magnética no entreferro pode ser ajustada para produzir as características Torque-Velocidade desejada.

1.4 - VARIAÇÃO DA VELOCIDADE POR MEIO DA VARIAÇÃO DO VALOR EFICAZ DA TENSÃO ESTATÓRICA

Para um dado escorregamento o torque em um motor de indução, é proporcional ao quadrado da tensão estatórica. Variando-se o valor da tensão de alimentação, modifica-se a curva característica Torque-Velocidade do motor e, por conseguinte, a velocidade de operação do motor para uma dada carga. A Figura 1.2 representa as curvas características Torque-Velocidade para vários valores de tensão estatórica.

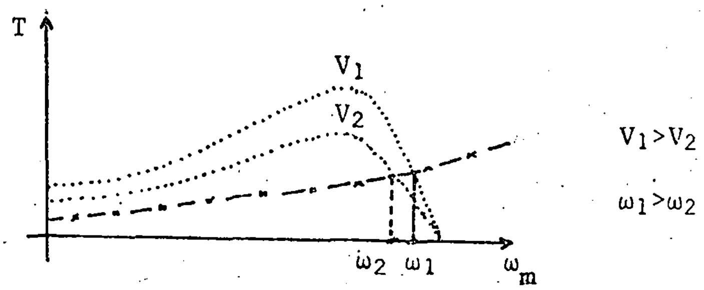


Figura - 1.2 - Torque x Velocidade tomando a Tensão Estatórica como Parâmetro.

Por ser um equipamento robusto, o auto-transformador é empregado para a variação de tensão estatórica. Entretanto ele apresenta os incovenientes de dificultar a automação do sistema além do fato de ser volumoso e de custo elevado.

A solução eletrônica consiste no emprego de um gradador de tensão, que através da variação do ângulo de disparo dos tiristores pode-se obter uma variação contínua da tensão eficaz aplicada ao motor e portanto a possibilidade de uma variação automática da velocidade. O gradador é uma estrutura compacta e relativamente simples e através dele pode-se efetuar um controle automático da corrente além de se obter uma resposta rápida do sistema.

Entretanto o gradador apresenta algumas desvantagens, que dentre as quais pode-se citar o aumento sensível nas perdas do motor devido a introdução de uma grande quantidade de harmônicas de corrente.

1.5 - VARIAÇÃO DA VELOCIDADE ATRAVÉS DA VARIAÇÃO DA RESISTÊNCIA ROTÓRICA

Em um motor de indução com o rotor bobinado e com os terminais acessíveis através dos anéis coletores, torna-se possível a utilização de resistores externos conectados em série com o rotor, com o objetivo de variação da velocidade. A característica Torque-Velocidade para um motor de indução com resistência rotórica variável é apresentada na Figura 1.3.

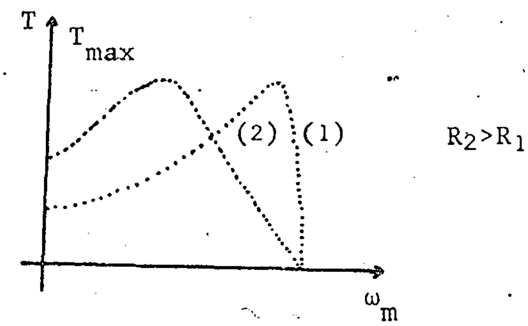


Figura - 1.3 - Torque x Velocidade tomando a Resistência Rotórica como Parâmetro.

Analisando a Figura 1.3, verifica-se que com o aumento da resistência rotórica o valor do torque máximo permanece inalterado, apenas aumenta o escorregamento no qual ele ocorre. Portanto, com o uso de um resistor adequado, pode-se fazer com que o conjugado máximo ocorra até na partida do motor se for necessário.

A variação da resistência rotórica pode ser obtida inserindo-se resistores em série com cada enrolamento do rotor ou por meio de apenas um resistor, quando é feita a retificação das correntes rotóricas.

As Figuras 1.4-a e 1.4-b representam esquematicamente tais situações.

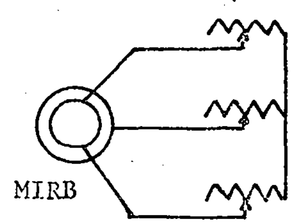


Figura - 1.4-a - Resistores em série com cada enrolamento do Rotor.

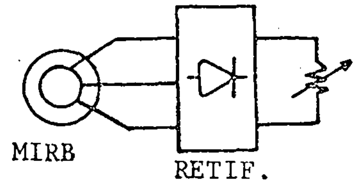


Figura - 1.4-b - Variação da Resistência Rotórica através de um único Resistor.

No caso da Figura 1.4-b, a resistência pode ser variada mecânica ou eletrônicamente. A variação eletrônica se faz por meio de um pulsador, de acordo com a Figura 1.5.

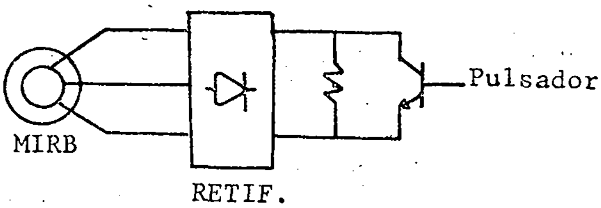


Figura 1.5 - Diagrama Esquemático do Método Eletrônico de Variação da Resistência Rotórica.

Variando-se a razão cíclica do pulsador, varia-se o valor efetivo da resistência. Desta forma, empregando-se apenas um resistor, consegue-se uma variação contínua e mais eficiente da velocidade | 1 |.

A regulação da velocidade por meio da variação da resistência do rotor, implica numa perda de potência que se transforma em calor no próprio reostato.

Quanto maior for a redução de velocidade que se deseja obter, maior será o valor da resistência a ser inserida no rotor e, por conseguinte, maiores serão as perdas por efeito Joule que se produz. Por essa razão, o emprego do reostato é recomendado para regulação da velocidade do motor quando esta não superar ao valor de 20% da velocidade síncrona.

1.6 - SISTEMA KRÄMER PARA REGULAÇÃO DE VELOCIDADE

O sistema Krämer foi um dos primeiros métodos eficazes para fazer frente a situações onde se exige grandes potências e uma regulação flexível da velocidade | 2 |. O sistema Krämer utilizava uma máquina comutratriz conectada diretamente ao motor principal, de acordo com a Figura 1.6.

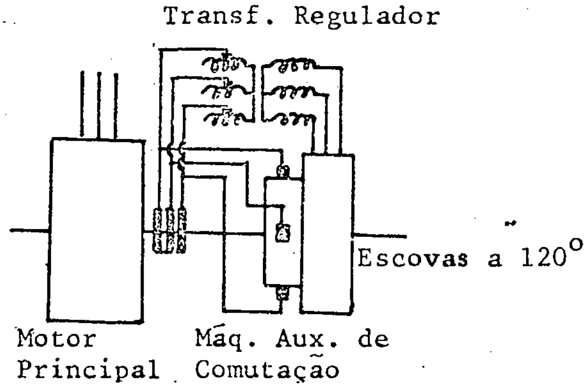


Figura - 1.6 - Sistema Krämer para Regulação de Velocidade.

A freqüência de escorregamento aplicada ao enrolamento do estator da máquina auxiliar desenvolve um campo magnético que gira no espaço a correspondente velocidade de escorregamento e devido a presença do comutador, a FEM e a corrente do rotor terão igualmente a frequência de escorregamento independente da velocidade verdadeira do eixo. O ajuste do transformador regulador controla a magnitude da FEM do rotor e, portanto, também a velocidade do motor principal.

Em velocidades inferiores a de sincronísmo o excesso de energia no rotor do motor principal é absorvida pela máquina auxiliar que atua como motor, obrigando assim a máquina auxiliar a assumir parte da carga mecânica, aliviando proporcionalmente o motor principal. A potência da máquina auxiliar é determinada pela faixa desejada de ajuste da velocidade, ou seja, pela potência de escorregamento; por exemplo, se a velocidade do conjunto deve ser reduzida x% abaixo da velocidade de sincronísmo,o motor auxiliar deve estar dimensionado para uma potência de x% da potência nominal do motor principal.

O principal incoveniente deste sistema é que a máquina comutatriz deve ser projetada para a mesma velocidade do motor principal, que quando se trata de grandes cilindros laminadores é baixa, entretanto é elevada para motores de grande velocidade para turbocompressores, ventiladores, etc., o que torna praticamente impossível projetar uma máquina comutatriz que tenha proporcionalmente uma grande velocidade.

1.7 - SISTEMA SCHERBIUS PARA REGULAÇÃO DE VELOCIDADE

O sistema Scherbius difere basicamente do sistema Krämer devido ao fato de que a máquina comutatriz não se conecta diretamente ao motor principal cuja velocidade se deseja regular | 2 |, fato este que é vantajoso tendo em vista que pode-se projetar uma máquina comutatriz de forma que tenha uma velocidade apropriada a sua função. Esquematicamente, o sistema Sherbius está representado na Figura 1.7.

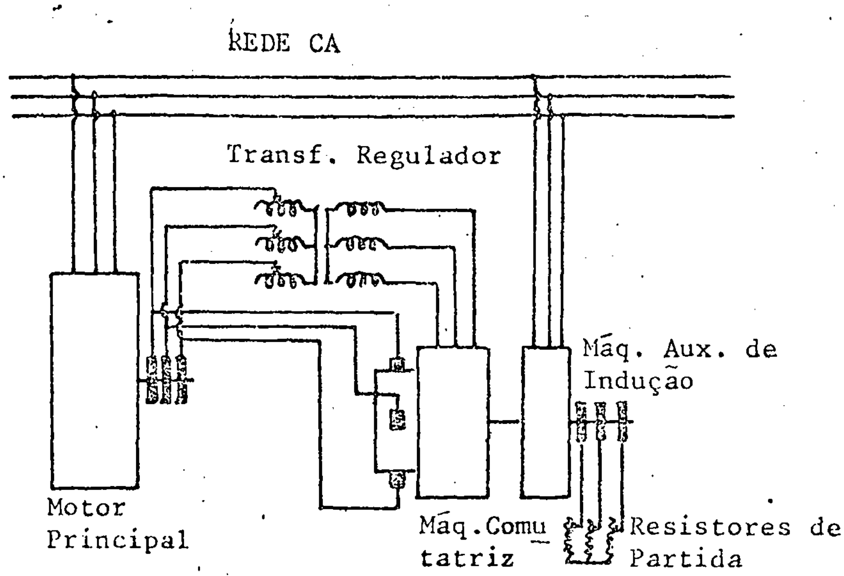


Figura - 1.7 - Sistema Scherbius para regulação de Velocidade.

A máquina comutatriz excitada à freqüência de escorregamento a partir do rotor do motor principal, cria uma tensão nas escovas à freqüência de escorregamento que é injetada no rotor do motor principal, regulando desta forma a velocidade do motor principal. A máquina comutatriz está acoplada diretamente a um motor de indução alimentado à partir da rede, portanto a sua velocidade depende do escorregamento do motor de indução auxiliar.

Através do ajuste do tranformador regulador varia-se a excitação da máquina comutatriz, variando desta forma a tensão gerada em seu rotor com que se regula a velocidade do motor principal. Por exemplo, se o transformador regulador está ajustado para reduzir a velocidade do motor principal, o excesso de energia do secundário do motor principal impulsiona a máquina co mutatriz como motor, convertendo a máquina auxiliar de indução num gerador de indução que restitue à rede de alimentação a maior parte deste excesso de energia, o que contrasta com o Sistema Krämer que devolve a carga, como energia mecânica, o excesso de energia.

1.8 - CASCATA HIPOSSÍNCRONA

O Sistema Scherbius utilizando máquinas auxiliares é um bom exemplo para o controle da velocidade de motor de indução com o rotor bobinado através de uma força contra-eletromotriz. Ele apresenta uma boa eficiência, pois grande parte da potência de escorregamento é restituida à rede de alimentação. Entretanto, com o aperfeiçoamento dos diodos de silício e dos tiristores, tornou-se vantajosa a susbtituição das máquinas auxiliares do Sistema Scherbius por uma ponte retificadora e um inversor estático | 3 |. O Sistema Scherbius utilizando conversores estáticos, denominado de Cascata Hipossíncrona, está representado esquematicamente na Figura 1.8.

Basicamente, o princípio de funcionamento da Cascata Hipossíncrona é o seguinte: A potência de escorregamento do motor é retificada, através da ponte retificadora conectada nos terminais do rotor, e em seguida restituida à rede de alimentação por meio do inversor à comutação natural. O transformador é utilizado para adaptar a tensão do inversor à tensão induzida no rotor.

Uma análise mais detalhada da Cascata Hipossincrona será feita no próximo capítulo.

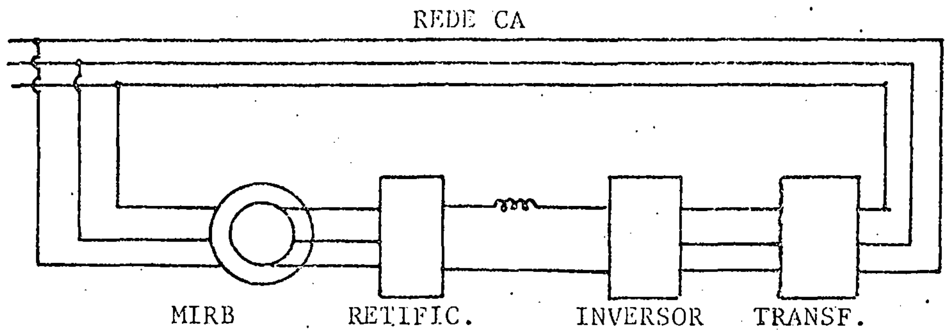


Figura - 1.8 - Esquema básico da Cascata Hipossíncrona para Regulação de Velocidade

1.9 - CONCLUSÕES

Neste capítulo foram apresentados os métodos mais comuns para o controle de velocidade do motor de indução, destacando-se suas principais características.

No capítulo seguinte, será feita uma análise mais detalhada do comportamento da Cascata Hipossíncrona em regime permanente.

CAPÍTULO II

ESTUDO DO COMPORTAMENTO DA CASCATA HIPOSSÍNCRONA EM REGIME PERMANENTE

2.1 - INTRODUÇÃO

Ao se tratar de acionamento elétrico uma das exigências de maior importância é sem dúvida a eficiência, produtividade e confiabilidade da montagem.

Sendo assim, as atenções tem se voltado para o emprego de motores CA com velocidade variável, por se tratar de um motor robusto e de baixo custo.

O método geralmente empregado, principalmente para baixas potências (1 - 10 HP) | 4 |, é o de alimentação do motor através de uma fonte com frequência variável.

Este método é recomendado especialmente para locais onde o motor deve trabalhar sob condições ambientais adversas, tais como: Ambientes Explosivos, Operação Submersa ou qualquer outro local de difícil acesso para manutenção e que se necessite que o motor opere numa ampla faixa de velocidade. Entretanto existem muitas aplicações, que envolvem potências elevadas, em que a complexidade e o custo tornam inviável a utilização de uma fonte de frequência Variável.

Nestes casos, emprega-se os motores de indução com o rotor bobinado no qual é comandada a potência de escorregamento. Os principais exemplos de acionamento de altas potências com limitada faixa de velocidade são: Compressores, Guindastes, Ventiladores, Abastecimento de Água e Esgoto, Bombas em Usinas Térmicas, etc.

Em tais situações a Cascata Hipossícrona é muito utilizada, por se tratar de uma montagem relativamente simples, com elevado rendimento devido a realimentação da potência de escorregamento e com uma potência nominal que é igual a somente a potência de escorregamento, portanto inferior a potência nominal do motor. Trata-se também de um equipamento altamente confiável e com regulação contínua de velocidade o que permite a automação da operação.

No entanto a Cascata Hipossíncrona apresenta algumas desvantagens, dentre as quais pode-se destacar as seguintes:

- Necessidade de um motor com rotor bobinado e com os terminais acessíveis;
- Decréscimo da eficiência em baixas velocidades;
- Baixo fator de potência.

2.2 - APRESENTAÇÃO DA ESTRUTURA E DESCRIÇÃO DO FUNCIONAMENTO

A Cascata Hipossíncrona consiste, como mostrado na Figura 2.1 , de um motor de indução com o rotor bobinado e terminais acessíveis nos quais encontra-se ligado um retificador trifásico de onda completa operando na freqüência de escorregamento.

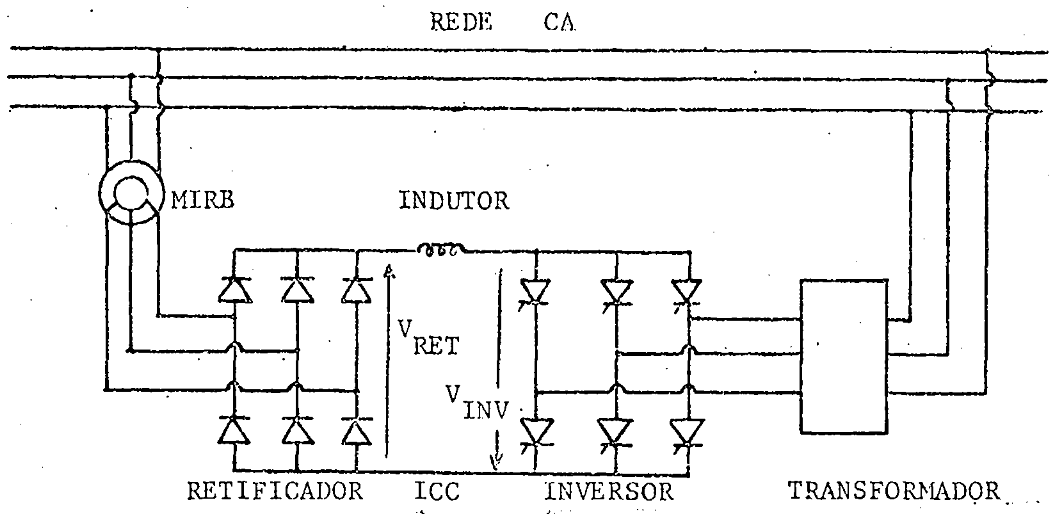


Figura - 2.1 - Esquema Básico da Cascata Hipossícrona.

Existe um circuito intermediário no qual está inserido um indutor de filtragem que liga o retificador a um inversor à tiristor comutado naturalmente e que se encontra ligado à rede de alimentação através de um transformador.

A ponte trifásica retifica a energia de escorregamento proveniente do rotor e alimenta o inversor através da indutância de filtragem do circuito intermediário. O inversor por sua vez, através do transformador restitui à rede de alimentação a energia retificada, recuperando assim a energia de escorregamento.

Emprega-se o transformador para baixar a tensão da rede ao nível da FEM induzida nos terminais da bobina do rotor. Utiliza-se a indutância de filtragem no circuito intermediário para minimizar a ondulação da corrente retificada e com isso reduzir o conteúdo de harmônicas minimizando as perdas que ocorrem nas bobinas do rotor.

Para efeitos de análise, a Cascata Hipossíncrona em diagrama de blocos apresenta a configuração dada pela Figura 2.2.

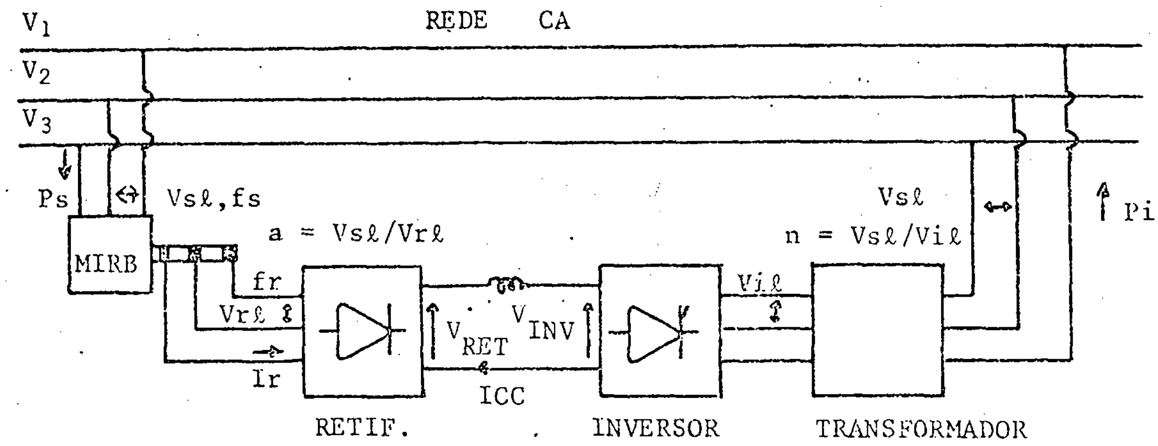


Figura - 2.2 - Diagrama de Blocos da Cascata Hipossíncrona.

Sendo que:

V_1, V_2, V_3 : Tensões de fase da rede de alimentação;

$Vs\ell$: Tensão de linha da rede, corresponde também a tensão de linha estatórica do motor e a tensão de linha do primário do transformador;

fs : Freqüência de Alimentação;

Ps : Potência Ativa entregue pela rede de alimentação ao motor de indução;

a : Relação de transformação estator-rotor, $a = Vs\ell/Vr\ell$ (1);

Vrℓ	:	Tensão de linha Rotórica;
fr	:	Freqüência Rotórica;
Ir	:	Corrente de Linha Rotórica;
Icc	:	Corrente Contínua na Malha Intermediária;
V_{RET}	:	Tensão do lado de corrente contínua do retificador;
V_{INV}	:	Tensão contínua nos terminais do inversor;
Viℓ	:	Tensão alternada de linha do inversor;
n	:	Relação de transformação, primário- secundário;
Pi	:	Potência ativa entregue à rede pelo inversor.

2.3 - CONTROLE DE VELOCIDADE COM O MOTOR À VAZIO

A relação entre as tensões dos conversores pode ser obtida, analisando-se a Figura 2.3.

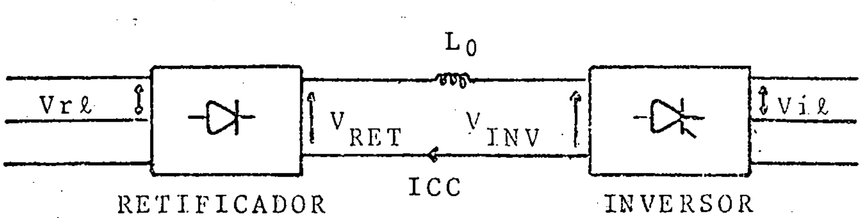


Figura - 2.3 - Diagrama de Blocos Simplificado da Cascata Hipossíncrona.

As tensões nos terminais dos conversores são dadas por:

$$V_{RET} = \frac{qr}{\pi} \times K_{1_r} \times Vrfase \times sen \frac{\pi}{qr} \quad |5|, \tag{2.1}$$

$$V_{INV} = \frac{qi}{\pi} \times K_{1_i} \times Vifase \times sen \frac{\pi}{qi} \times \cos\alpha \quad |6|, \tag{2.2}$$

Onde:

qr : Número de pulsos da ponte retificadora;

qi : Número de pulsos da ponte inversora;

Vrfase : Tensão de fase Rotórica;

Vifase : Tensão de fase no lado da corrente alternada do inversor;

α : Ângulo de ataque dos tiristores da ponte inversora;

K_{1_r}, K_{1_i}: Fator de multiplicação, sendo igual a $\sqrt{2}$ para pontes com 3 pulsos e igual a $\sqrt{6}$ para pontes com 6 pulsos.

De acordo com a Figura 2.3, desprezando-se as perdas e em regime permanente tem-se:

$$V_{RET} = - V_{INV} \tag{2.3}$$

Portanto, substituindo-se 2.1 e 2.2 em 2.3, ob tem-se:

$$\frac{qr}{\pi} \times K_{1_r} \times Vrfase \times sen \frac{\pi}{qr} = - \frac{qi}{\pi} \times K_{1_i} \times Vifase \times sen \frac{\pi}{qi} \times \cos \alpha \qquad (2.4)$$

Mas sabe-se, que a tensão rotórica está relacionada com a tensão estatórica através da relação de transformação do motor e do escorregamento, ou seja:

$$\sqrt{3} \times Vrfase = \frac{Vs\ell}{a} \times S \qquad (2.5)$$

Sendo o escorregamento S, dado por:

$$S = \frac{Ws - pWm}{Ws} \qquad (2.6)$$

Onde:

Ws : Velocidade Síncrona;

Wm : Velocidade Mecânica;

p : Número de pares de Pólos do Motor.

A tensão alternada do inversor está relacionada com a tensão da rede através da relação de transformação do transformador, isto é:

$$\sqrt{3} \times Vifase = Vi\ell = \frac{Vs\ell}{n} \qquad (2.7)$$

Substituindo-se (2.5) e (2.7) em (2.4), obtem-se:

$$\frac{qr}{\pi} \times K_{1_r} \times S \times \frac{Vs\ell}{\sqrt{3}} \times \frac{1}{a} \times \text{sen}\ \frac{\pi}{qr} = - \frac{qi}{\pi} \times K_{1_i} \times \frac{Vs\ell}{\sqrt{3}} \times \frac{1}{n} \times \text{sen}\ \frac{\pi}{qi} \times \cos\alpha$$

Efetuando-se as devidas simplificações teremos:

$$S = - \frac{qi \times K_{1_i} \times \text{sen}\ (\pi/qi) \times a \times \cos\alpha}{qr \times K_{1_r} \times \text{sen}\ (\pi/qr) \times n} \qquad (2.8)$$

Como a expressão (2.8) é uma expressão simplificada, ela é válida sómente para o caso em que o motor está a vazio.

Analisando-se a expressão 2.6, verifica-se que a velocidade mecânica está relacionada com a velocidade síncrona por meio da seguinte relação:

$$pWm = Ws\ (1 - s) \qquad (2.9)$$

Sendo assim, substituindo-se (2.8) em (2.9) obtemos:

$$pWm = Ws \left[1 + \frac{(qi) \times K_{1_i} \times \text{sen}\ (\pi/qi) \times a \times \cos\alpha}{(qr) \times K_{1_r} \times \text{sen}\ (\pi/qr) \times n} \right] \qquad (2.10)$$

Verifica-se através da expressão (2.10) que a velocidade mecânica está linearmente relacionada com o cosseno do ângulo de disparo dos tiristores da ponte inversora e também se for escolhida uma relação adequada para (a/n), pode-se obter uma faixa de velocidade para o motor variando de zero até a velocidade síncrona.

Teoricamente, para que haja inversão, o ângulo α deve estar compreendido entre 90^o e 180^o. Sendo assim, a faixa de variação da velocidade mecânica é dada por:

Para $\alpha = 90^o$ $\quad pWm = Ws$

Para $\alpha = 180^o$ $\quad pWm = Ws \left[1 - \dfrac{(qi) \times K_{1_i} \times \text{sen}\ (\pi/qi) \times a}{(qr) \times K_{1_r} \times \text{sen}\ (\pi/qr) \times n} \right]$

Ou seja:

$$Ws \left[1 - \frac{(qi) \times K_{1_i} \times \text{sen}\ (\pi/qi) \times a}{(qr) \times K_{1_r} \times \text{sen}\ (\pi/qr) \times n} \right] \leq pWm \leq Ws \qquad (2.11)$$

Portanto, para um dado motor, conhecendo-se o número de pulsos da ponte retificadora, ponte inversora e a relação de transformação do transformador, de acordo com (2.11) pode-se determinar a faixa de variação de velocidade mecânica que pode ser conseguida através da Cascata Hipossíncrona.

2.4 - CÁLCULO DO TORQUE IDEALIZANDO-SE O MOTOR E OS CONVERSORES

Para a obtenção da expressão aproximada do torque a estrutura da montagem será representada pelo seguinte diagrama de blocos:

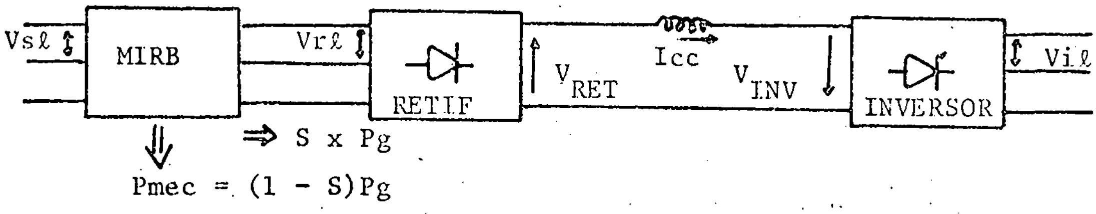


Figura - 2.4 - Diagrama de Blocos da Cascata Hipossíncrona.

Onde:

Pg : Potência entregue ao rotor através do entreferro;

Pmec : Potência mecânica no eixo.

Desprezando-se as perdas no rotor, no circuito de corrente contínua e nos conversores, tem-se:

$$SPg = - Icc \times V_{INV} \tag{2.12}$$

Mas, $Pmec = T \times pWm = T \times (1-S) \times Ws = (1-S) \times Pg$

Portanto,

$$Pg = T \times Ws \tag{2.13}$$

Substituindo-se (2.13) em (2.12) obtem-se:

$$T = -\frac{Icc \times V_{INV}}{S \times Ws} \qquad (2.14)$$

Substituindo-se (2.2) e (2.8) em (2.14) teremos:

$$T = +\frac{Icc \times (qi/\pi) \times K_{1_i} \times Vifase \times sen\ (\pi/qi) \times cos\ \alpha \times n \times (qr) \times K_{1_r} \times sen(\pi/q}{Ws \times (qi)\ K_{1_i} \times sen\ (\pi/qi) \times a \times cos\ \alpha}$$

Efetuando-se as devidas simplificações, teremos a seguinte expressão para o torque:

$$T = \frac{Icc \times Vifase \times n \times (qr) \times K_{1_r} \times sen\ (\pi/qr)}{Ws \times a \times \pi}$$

$$\text{Ou, } T = K_A \times Icc \qquad (2.15)$$

$$\text{Sendo, } K_A = \frac{n \times (qr) \times (k_{1_r}) \times sen\ (\pi/qr)}{Ws \times a \times \pi} \times Vifase$$

Ou seja, o torque é diretamente proporcional à corrente contínua que circula na malha intermediária. Por outro lado, a corrente contínua é proporcional à diferença de tensão entre o retificador e o inversor, ou seja:

$$Icc = K_B \left[V_{RET} + V_{INV} \right] \qquad (2.16)$$

$$\text{Sendo, } K_B = \frac{1}{R_0}$$

Substituindo-se (2.1) e (2.2) em (2.16) e o resultado em (2.15), teremos:

$$T=K_A x K_B \left[\frac{(qr) x K_{1_r}}{\pi} \times \frac{Vs\ell}{\sqrt{3}} \times \frac{1}{a} \times S \times sen \quad (\pi/qr) + \frac{(qi) x K_{1_i}}{\pi} \times \frac{Vs\ell}{\sqrt{3}} \times \frac{1}{n} \times sen(\pi/qi) x cos \right.$$

Ou,

$$T = \frac{K_A x K_B x Vs\ell}{\pi \; x \sqrt{3}} \left[(qr) \; x \; K_{1_r} \; x \; sen \; (\pi/qr) \; x \; \frac{S}{a} + (qi) \; x \; K_{1_i} \; x \; sen \; (\pi/qi) \; x \; \frac{cos \; \alpha}{n} \right] \quad (2.17)$$

De acordo com a expressão (2.17) verifica-se que o torque desenvolvido pelo motor varia linearmente com o escorregamento, ou seja, as características torque-velocidade, tomando o ângulo de disparo dos tiristores como parâmetro, assume a seguinte forma.

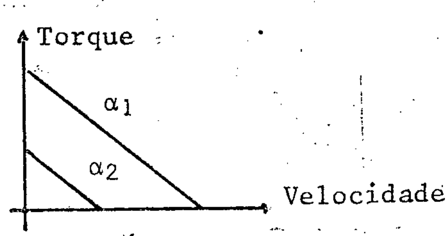


Figura - 2.5 - Curvas Torque x Velocidade tomando o ângulo α como Parâmetro.

Deve-se no entanto ter-se em mente que estas cur vas foram obtidas através de sucessivas aproximações, e portanto servem apenas para estabelecer a ordem de grandeza do torque na região de baixo escorregamento.

Verifica-se também que estas curvas são análogas às curvas obtidas para o motor corrente contínua com excitação separada.

Para obter uma expressão com melhor grau de precisão para a característica torque-velocidade do motor, deve-se levar em conta no equacionamento os parâmetros internos da máquina.

2.5 - DETERMINAÇÃO DA EXPRESSÃO DO TORQUE LEVANDO-SE EM CONSIDERAÇÃO OS PARÂMETROS DO MOTOR, RESISTÊNCIA DO CIRCUITO CC MAS IDEALIZANDO-SE OS CONVERSORES

O circuito equivalente do motor, com uma fonte de tensão colocada nos terminais do rotor é dado por:

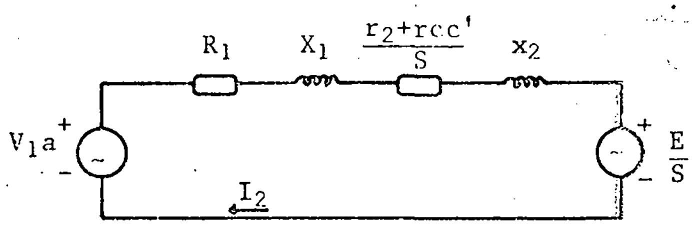


Figura - 2.6 - Circuito Equivalente do Motor referido ao Estator, com uma fonte de tensão conectada nos Terminais do Rotor.

Onde:

$$R_1 = \frac{r_1 \times Xm^2}{(r_1)^2 + (x_1 + Xm)^2} \qquad (2.18)$$

$$X_1 = \frac{r_1^2 \times Xm + x_1^2 \times Xm + x_1 \times Xm^2}{(r_1)^2 + (x_1 + Xm)^2} \qquad (2.19)$$

$$V_{1_a} = \frac{Vs\ell \times Xm}{\sqrt{3} \times \sqrt{(r_1)^2 + (x_1 + Xm)^2}} \qquad (2.20)$$

Sendo:

r_1 : Resistência Ôhmica do Estator;

r_2 : Resistência Ôhmica do Rotor referida ao Estator;

rcc': Resistência Ôhmica do Indutor de Filtragem referida ao Rotor;

x_1 : Reatância de Dispersão do Estator;

x_2 : Reatância de Dispersão do Rotor referida ao Estator;

Xm : Reatância de Magnetização referida ao Estator;

S : Escorregamento;

E : Traduz a Fonte de Tensão referida ao Estator que quando colocada nos terminais do Rotor produz uma tensão retificada na malha cc equivalente a:

$$V_{RET} : (qr/\pi) \times K_{1_r} \times \frac{E}{a} \times \text{sen}\ (\pi/qr) \qquad (2.21)$$

Portanto de acordo com a expressão (2.21), teremos.

$$E = \frac{V_{RET} \times a}{(qr/\pi) \times K_{1_r} \times \text{sen}\ (\pi/qr)} \tag{2.22}$$

Como as perdas na malha cc foram referidas ao motor, tem-se:

$$V_{RET} = - V_{INV} \tag{2.23}$$

Substituindo-se em (2.23) a expressão (2.2) tem-se.

$$V_{RET} = - (qi/\pi) \times K_{1_i} \times \text{Vifase} \times \text{sen}\ (\pi/qi) \cos\alpha \tag{2.24}$$

Finalmente, substituindo (2.24) em (2.22), a tensão E/S é dada por:

$$\frac{E}{S} = \frac{-\ (qi/\pi) \times K_{1_i} \times \text{Vifase} \times \text{sen}\ (\pi/qi) \times \cos\alpha \times a}{(qr/\pi) \times K_{1_r} \times \text{sen}\ (\pi/qr) \times S} \tag{2.25}$$

Para se determinar o valor de rcc', faz-se uso da seguinte relação:

$$I_{EFIC} = K_2 \times \frac{Icc}{\sqrt{3}} \quad |\ 3\ |, \tag{2.26}$$

Onde:

I_{EFIC} = Valor eficaz da corrente de linha do lado de corrente alternada de uma ponte retificadora, correspondente a uma corrente Icc perfeitamente filtrada no lado de corrente contínua.

K_2 = Fator de multiplicação, igual a 1 e $\sqrt{2}$ para pontes retificadoras com 3 e 6 pulsos respectivamente.

Como o balanço de potência deve ser mantido, tem-se:

Perdas Joule do lado CA = Perdas Joule do lado CC.

Ou,

$$3 \times (I_{EFIC})^2 \times R_{CA} = (Icc)^2 \times Rcc \qquad (2.27)$$

Substituindo-se (2.26) com 2.27), obtem-se:

$$3 \times (K_2)^2 \times \frac{Icc^2}{3} \times R_{CA} = Icc^2 \times Rcc$$

Ou,

$$R_{CA} = \frac{1}{(K_2)^2} \times Rcc \qquad (2.28)$$

Com auxílio da expressão (2.28), refere-se a resistência ôhmica do indutor de filtragem para o estator do motor de acordo com a seguinte expressão:

$$rcc' = \frac{a^2 \times r_0}{(K_2)^2} \qquad (2.29)$$

Onde a :relação de tranformação do motor;

r_0 : Resistência ôhmica do indutor de filtragem.

De acordo com a Figura 2.6, o torque elétrico do motor é dado por:

$$T = m \times \left[\frac{(r_2 + rcc')}{S} \times I_2^2 + I_2 \times \frac{E}{S} \right] \qquad (2.30)$$

Sendo m o número de fases do motor.

No circuito da Figura 2.6, considerando-se que as duas fontes estão em fase, a corrente I_2 é dada por:

$$I_2 = \frac{V_{1a} - E/S}{\sqrt{\left[(R_1 + \frac{(r_2 + rcc')}{S}\right]^2 + (X_1 + x_2)^2}} \qquad (2.31)$$

Portanto, substituindo-se a expressão (2.31) na expressão (2.30), obtem-se a seguinte expressão para o torque:

$$T = m \times \left[\frac{(r_2 + rcc')}{S} \times \frac{(V_{1a} - E/S)^2}{\left[(R_1 + \frac{(r_2 + rcc')}{S}\right]^2 + (X_1 + x_2)^2} + \right.$$

$$\left. \frac{(V_{1a} - E/S)}{\sqrt{(R_1 + + \frac{(r_2 + rcc')}{S})^2 + (X_1 + x_2)^2}} \times \frac{E}{S} \right] \qquad (2.32)$$

Embora esta expressão seja mais precisa que a expressão (2.17), ela nos fornece resultados aproximados, pois na sua dedução não foram levadas em consideração as perdas devido a comutação e as perdas nos componentes dos conversores.

2.6 - DETERMINAÇÃO DA EXPRESSÃO DO TORQUE LEVANDO-SE EM CONSIDERAÇÃO OS PARÂMETROS DO MOTOR, INDUTOR DE FILTRAGEM E AS PERDAS QUE OCORREM NOS CONVERSORES

Referindo-se ao rotor o circuito da Figura 2.6 e adicionando-se os conversores e os parâmetros do transformador, obtem-se a seguinte configuração:

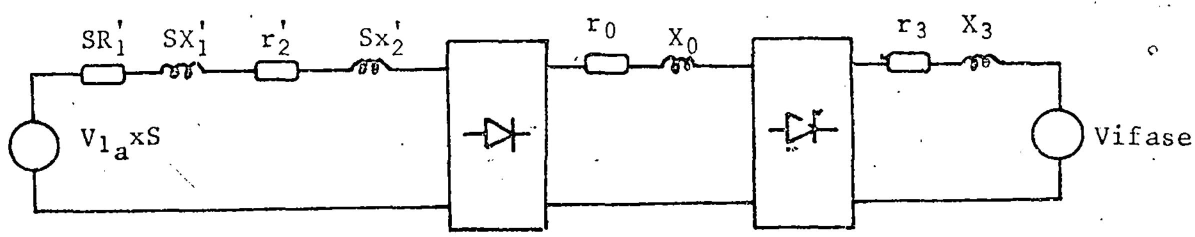


Figura - 2.7 - Circuito Equivalente do Motor, Referido ao Rotor, Associado aos Conversores.

Onde:

r_0 : Resistência ôhmica do indutor de filtragem;

X_0 : Reatância do Indutor de Filtragem;

r_3 : Resistência ôhmica Equivalente do Transformador;

X_3 : Reatância Equivalente do Transformador.

Para referir as reatâncias do lado de corrente alternada para o lado de corrente contínua, faz-se uso da seguinte relação:

$$Ex = K_3 \times f \times Lc \times Icc \quad |4|, \qquad (2.33)$$

Onde:

Ex : Queda de tensão devido a Comutação;

Lc : Indutância de Comutação;

f : Freqüência do lado AC do conversor;

K_3 : Fator de multiplicação, igual a 3 e $\sqrt{6}$ para pontes com 3 e 6 pulsos respectivamente.

Multiplicando e dividindo a expressão (2.33) por 2π, obtem-se:

$$Ex = \frac{K_3}{2\pi} \times Icc \times 2\pi f Lc = \frac{K_3 \times Xc}{2\pi} \times Icc$$

Ou,

$$Ex = Rx \times Icc$$

Portanto, a queda de tensão devido a comutação nos conversores pode ser referida ao lado de corrente contínua considerando-se a queda de tensão, devido a corrente contínua Icc, num resistor equivalente dado por:

$$Rx = \frac{K_3 \times Xc}{2\pi} \qquad (2.34)$$

Sendo Xc a somatória de todas as reatâncias do lado de corrente alternada do conversor.

Finalmente, com auxílio das expresssões (2.34) e da expressão (2.28) pode-se referir todos os parâmetros para o lado de corrente contínua do circuito da Figura 2.7 e obtem-se a seguinte configuração:

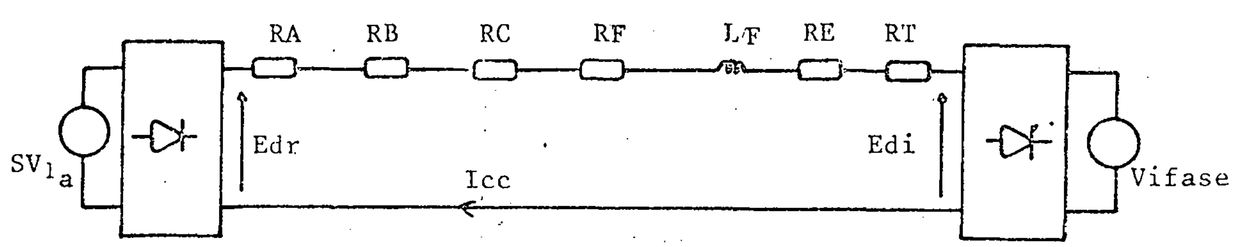


Figura - 2.8 - Circuito Equivalente da Cascata Hipossíncrona com os Parâmetros referidos a Malha de Corrente Contínua.

Sendo:

RA : $(K_2\ R)^2 \times SR_1'$

RB : $(K_2\ R)^2 \times r_2'$

RC : $\dfrac{K_3\ R}{2\pi} \times (X_1' + x_2') \times S$

RF : R_0

LF : L_0

RE : $(K_{2_i})^2 \times r_3$

RT : $\dfrac{K_{3_i}}{2\pi} \times X_3$

Sendo

$$Edr = (qr/\pi) \times (K_{1_r}) \times SV'_{1a} \times sen\ (\pi/qr) - Ar \qquad (2.35)$$

$$Edi = (qi/\pi) \times (K_{1_i}) \times Vifase \times sen\ (\pi/qi) \times \cos\alpha - Ai \qquad (2.36)$$

Onde Ar e Ai representam as perdas nos componentes dos converso res e são dadas pelas seguintes expressões:

$$Ar = K_{4_r} \times \left[Vdiodo + Rdiodo \times Icc \right] \qquad (2.37)$$

$$Ai = K_{4_i} \times \left[Vtiristor + Rtiristor \times Icc \right] \qquad (2.38)$$

Sendo K_4 um fator de multiplicação que assume os valores 1 e 2 para pontes com 3 e 6 pulsos respectivamente.

Analisando-se o circuito da Figura 2.8 constata-se que:

$$Edr-Edi = \left[(K_2r)^2 x (SR'_1+r'_2)+\frac{(K_3R)}{2\pi} x (X'_1+x'_2) xS+R_0+(K_{2_i})^2 x\ r_3+\frac{(K_{3_i})}{2\pi} x\ X_3 \right] xIcc+L_0\ \frac{dIcc}{dt}$$

(2.39)

Considerando-se Icc perfeitamente filtrada e em regime permanente, $L_0 \ \frac{dIcc}{dt} = 0$, teremos:

$$Icc = \frac{Edr - Edi}{(K_{2_r})^2 \times (SR'_1 + r'_2)+\frac{(K_{3_r})}{2\pi}x(X'_1 + x'_2)x\ S+R_0 + (K_{2_i})^2 \times r_3 + \frac{(K_{3_i})}{2\pi} \times X_3} \qquad (2.4$$

Substituindo-se as expressões (2.35),(2.36),(2.37) e (2.38) na expressão (2.40) obtem-se:

$$Icc = \frac{(qr/\pi) \times (K_{1_r}) \times S \times V'_{1_a} \times \text{sen}\,(\pi/qr) - K_{4_r}(Vdiodo + Rdiodo \times Icc) + (qi/\pi) \times K_{1_i} \times Vifase \times \text{sen}\,(\pi/qi) \times \cos\alpha - K_{4_i}(Vtir + Rtir \times Icc)}{(K_{2_r})^2 \times (SR'_1 + r'_2) + \frac{(K_{3_r})}{2\pi} \times (X'_1 + x'_2) \times S + R_0 + (K_{2_i})^2 \times r_3 + \frac{(K_{3_i})}{2\pi} \times X_3}$$

Ou

$$Icc = \frac{(qr/\pi) \times (K_{1_r}) \times S \times V_{1_a}' \times \mathrm{sen}(\pi/qr) - K_4R \times Vdiodo + (qi/\pi) \times K_{1_i} \times Vifase \times \mathrm{sen}(\pi/qi) \times \cos\alpha - K_4R \times Vtiristor}{(K_{2_r})^2 \times (SR_1' + r_2') + \frac{(K_3R)}{2\pi} \times (X_1' + x_2') \times S + R_0 + (K_{2_i})^2 \times r_3 + \frac{(K_{3_i})}{2\pi} \times X_3 + (K_4R) \times Rdiodo + (K_{4_i}) \times Rtiristor} \tag{2.41}$$

Com a expressão (2.41) obtém-se o valor da corrente Icc, levando-se em consideração os parâmetros da máquina, as perdas devido a comutação e nos componentes dos conversores.

A potência transferida pelo entreferro da máquina é dada por:

$$Pg = T \times Ws$$

Mas $Pg = P_{Joule} + P_{Mecânica} = P_{Joule} + T \times (1 - S) \times Ws$

Portanto

$$P_{Joule} = T \times S \times Ws \qquad (2.42)$$

Analisando-se a Figura (2.8) constata-se que:

$$P_{Joule} = \left[(K_2R)^2 x r'_2 + R_0 + (K_{2_i})^2 r_3\right] x \ Icc^2 + L_0 x \frac{dIcc}{dt} x \ Icc + Icc \ x \ Edi +$$

$$(K_4R) \ x \ Rdiodo \ Icc^2 + (K_4R) \ x \ Vdiodo \ x \ Icc \qquad (2.43)$$

Mas de acordo com a expressão (2.39) temos:

$$Icc\left[R_0 + (K_2R)^2 x \ r'_2 \pm (K_{2_i})^2 x \ r_3\right] + L_0 \ x \frac{dIcc}{dt} + Edi = Edr - \left[(K_2R)^2 x \ SR'_1 + \right.$$

$$\left.\frac{K_3R}{2\pi} \ x \ (X'_1 + x'_2) \ x \ S + \frac{K_{3_i}}{2\pi} \ x \ X_3\right] x \ Icc \qquad (2.44)$$

Substituindo a expressão (2.35) e (2.37) em (2.44) tem-se:

$$Icc \times \left[R_0 + (K_2R)^2 x\, r_2' + (K_{2_i})^2\, r_3\right] + L_0 \times \frac{dIcc}{dt} + Edi = (qr/\pi) x (K_1R) x S x V_a' \times sen(\pi/qr) - (K_4R) \times Vdiodo - \left[K_4R \times Rdiodo + (K_2R)^2 x\, S \times R_1' + \frac{K_3R}{2\pi} (X_1' + x_2') \times S + \frac{(K_{3_i})}{2\pi} \times X_3\right] Icc \tag{2.45}$$

Multiplicando-se a expressão (2.45) por Icc e reagrupando os termos obtem-se:

$$Icc^2 \times |A| + Icc \times |B| = C$$

Onde

$$A = |R_{\emptyset} + (K_{2_r})^2 \times r_2' + (K_{2_i})^2 \times r_3' + (K_{4_r}) \times Rdiodo|$$

$$B = |L_0 \times \frac{dIcc}{dt} + Edi + (K_{4_r}) \times Vdiodo|$$

$$C = \left(\frac{qr}{\pi}\right) \times S \times V_{1_a}' \times sen\left(\frac{\pi}{qr}\right) \times Icc - |((K_{2_r})^2 \times R_1' + \frac{K_3r}{2\pi} \times (X_1' + x_2')) \times S + \frac{K_3i}{2\pi} \times X_3| \times Icc^2$$

(2.46)

Finalmente, substituindo-se a expressão (2.46) em (2.43) obtém-se a seguinte expressão para a potência Joule.

$$P_j = Icc \times |A| - Icc^2 \times |B|$$

Onde

$$A = (qr/\pi) \times (K_{1_r}) \times S \times V_{1_a}' \times sen\,(\pi/qr)$$

$$B = |(K_{2_r})^2 \times R_1' + \frac{(K_3r)}{2\pi} \times (X_1' + x_2')| \times S + \frac{(K_3i)}{2\pi} \times X_3 \qquad (2.47)$$

Com o auxílio das expressões (2.42) e (2.47), a expressão do torque da máquina, levando-se em consideração os parâmetros da máquina, perdas devido a comutação e as perdas nos componentes dos conversores, fica determinada pela expressão (2.48).

Foram efetuadas as simulações numéricas das expressões (2.41), que nos fornece o valor da corrente contínua, Icc, para uma dada velocidade tomando o ângulo de disparo dos tiristores como parâmetro e da expressão (2.48) através da qual se obtém o torque desenvolvido pela máquina. Os resultados obtidos com as simulações estão representados nas Figuras 2.9 e 2.10 respectivamente.

A Figura 2.11 representa as curvas torque x Icc tomando o ângulo de disparo dos tiristores como parâmetro.

Foram estudados três modelos para a Cascata Hipossíncrona, ou seja.

- Modelo ideal no qual foram desprezados todas as perdas, o segundo modelo em que foram considerados os parâmetros do motor e a resistência do indutor de filtragem mas os conversores considerados ideais e finalmente o terceiro modelo que leva em consideração os parâmetros do motor, perdas na malha de corrente contínua e nos conversores. Com o objetivo de comparar as curvas torque x velocidade referente a cada um dos modelos foi feita a simulação das expressões (2.17), (2.32) e (2.48) que correspondem respectivamente aos tres modelos acima citados e os resultados estão apresentados na Figura 2.12.

Analisando a Figura 2.12, para um ângulo α, na região de baixo escorregamento as curvas estão bastante próximas. No entanto a defasagem entre elas começa a aumentar a medida em que o escorregamento aumenta. Isto ocorre devido ao fato que para um dado ângulo α, com o aumento do escorregamento há um aumento da corrente e, por conseguinte um aumento nas perdas ocasionando uma maior defasagem entre as curvas devido as idealizações adotadas para cada um dos modelos.

Para comprovar a sensibilidade que o motor de indução apresenta na característica torque x velocidade com respeito a variação da resistência rotórica, foram traçadas as curvas referentes ao modelo do motor de indução com uma fonte de tensão conectada nos terminais do rotor mas desprezando-se a resistência referente ao indutor de filtragem da malha de corrente contínua. Estas curvas estão apresentadas na Figura 2.13. Verifica-se que ocorreu uma sensível mudança na característica das mesmas, fato este que comprova a importância de se levar em consideração as resistências da malha de corrente contínua para se obter as características torque x velocidade com maior exatidão.

Os parâmetros do motor e dos conversores utilizados nas simulações, são os referentes aos da Cascata Hipossíncrona montada no laboratório com o objetivo de estudos e os mesmos estão listados no Apêndice A.

$$T = \frac{\left|(qr/\pi)\times(K_1R)\times S\times V'_{1_a}\times \mathrm{sen}(\pi/qr) - \left|(K_2R)^2\times S\times R'_1 + \frac{(K_3R)}{2\pi}\times(X'_1+x'_2)\times S + \frac{K_{3_1}}{2\pi}\times X_3\right|\times Icc\right|\times Icc}{S\times Ws} \tag{2.48}$$

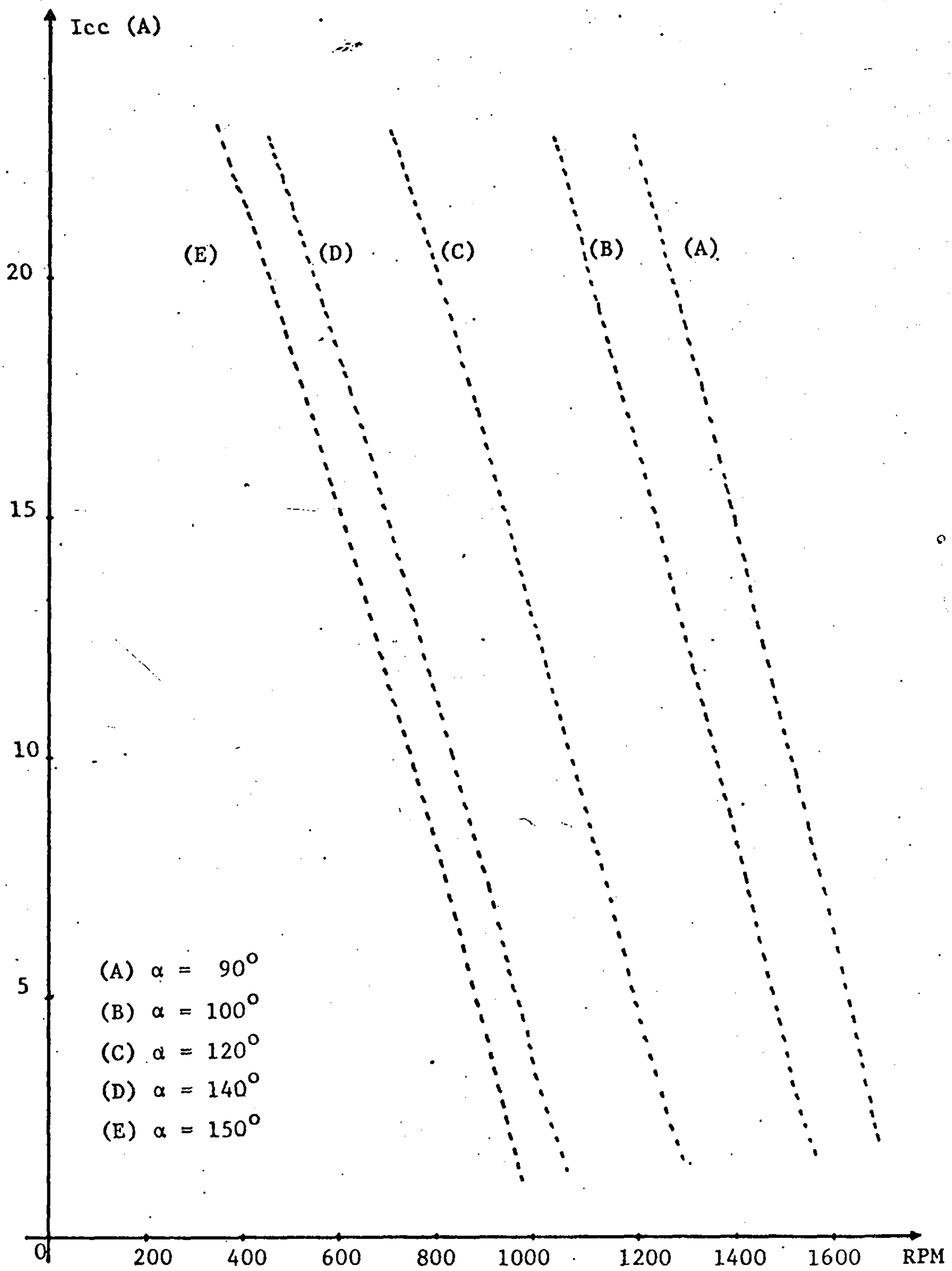


Figura - 2.9 - Corrente Icc x Velocidade, tomando o ângulo α como Parâmentro.

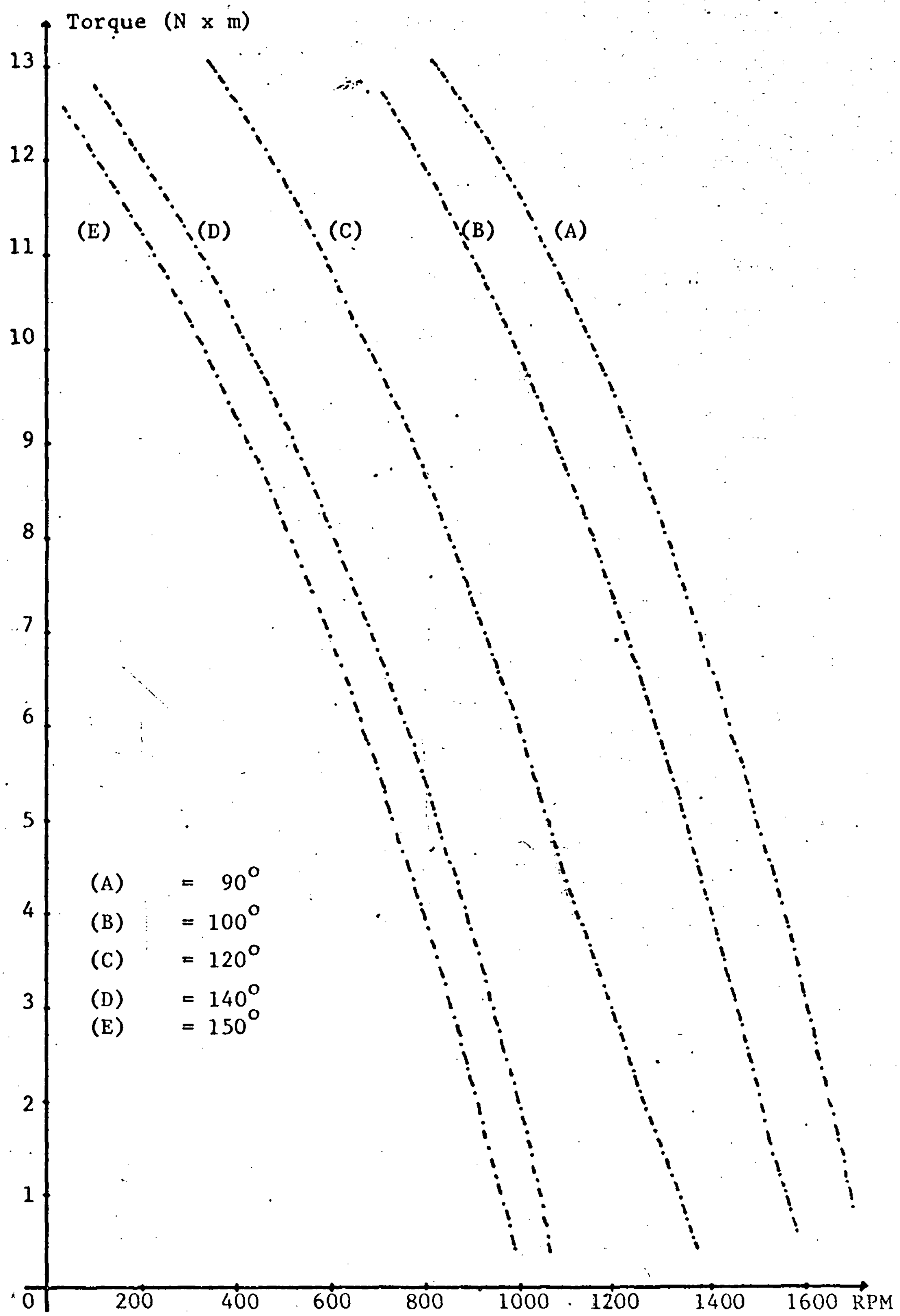


Figura - 2.10 - Torque x Velocidade, tomando o Ângulo α como parâmetro.

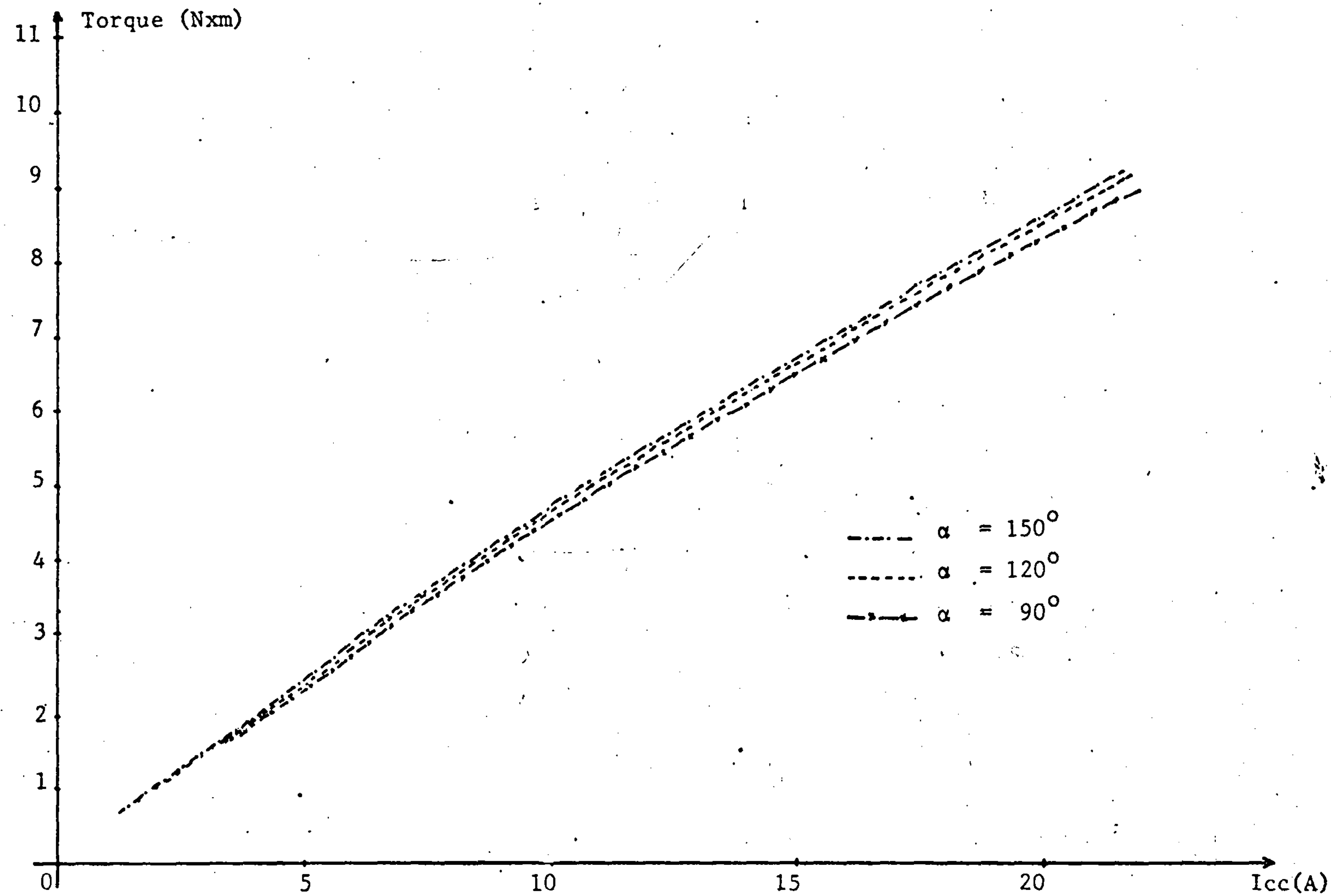


Figura - 2.11 - Curvas Torque x Corrente Icc, tomando o Ângulo α como Parâmetro.

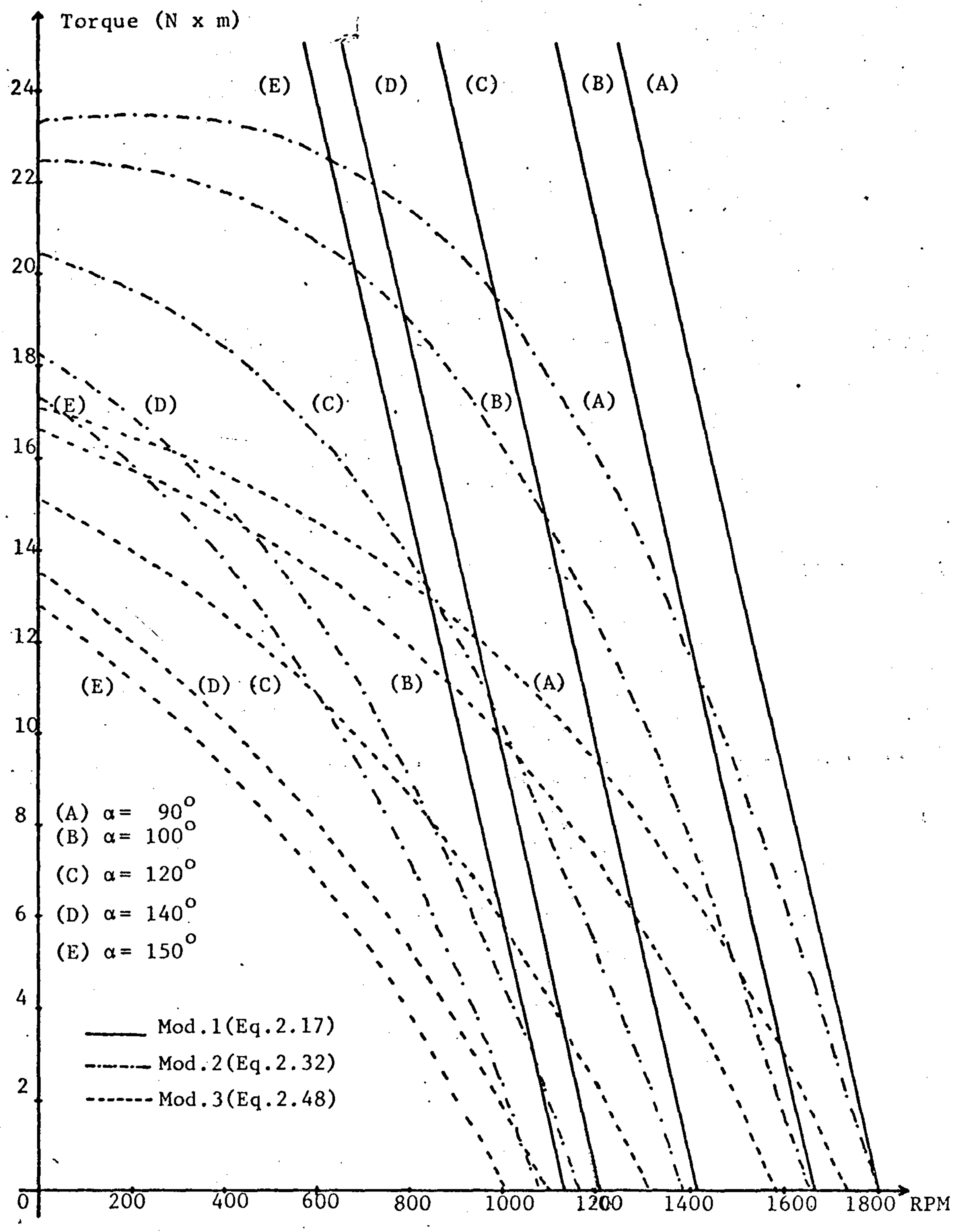


Figura - 2.12 - Torque x Velocidade tomando o Ângulo α co
Parâmetro.

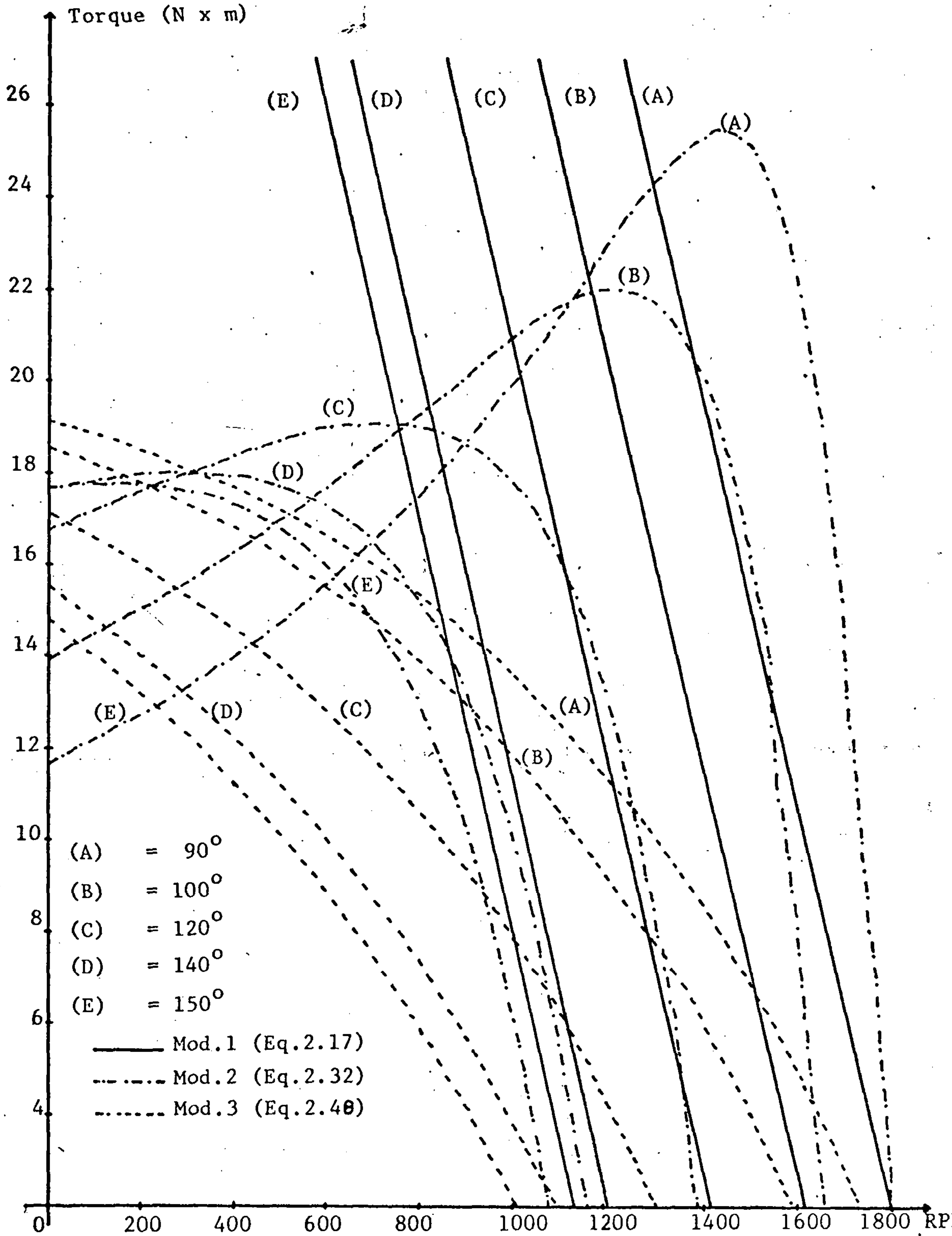


Figura - 2.13 - TorquexVelocidade tomando o Ângulo α como Parâmetro.

2.7 - CONSIDERAÇÕES SOBRE O FATOR DE POTÊNCIA DA CASCATA HIPOSSÍNCRONA

Para a análise do fator de potência total da montagem, seja o diagrama de blocos abaixo.

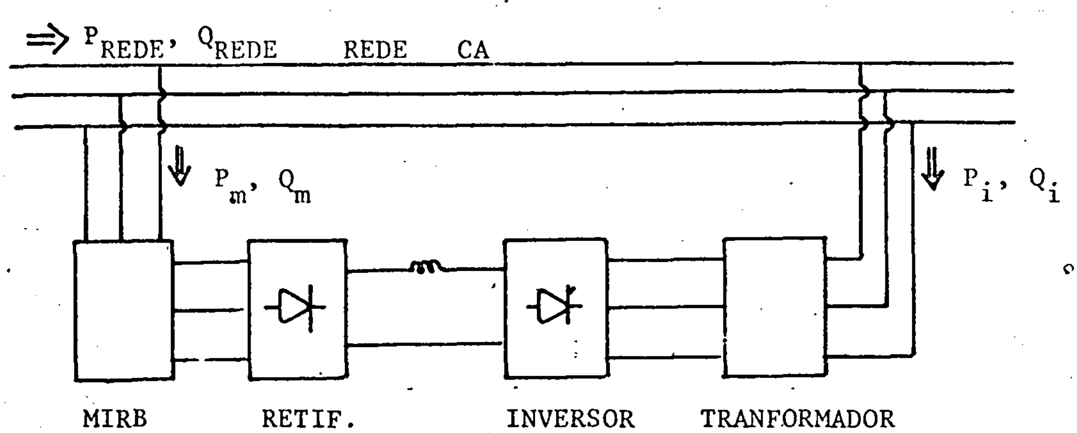


Figura - 2.14 - Diagrama de Blocos da Cascata Hipossíncrona.

De acordo com a Figura 2.14, o balanço de potência é dado por:

$$P_{REDE} = P_m + P_i \tag{2.49}$$

$$Q_{REDE} = Q_m + Q_i \tag{2.50}$$

Para a análise do fator de potência do motor, faz-se uso do seguinte circuito equivalente:

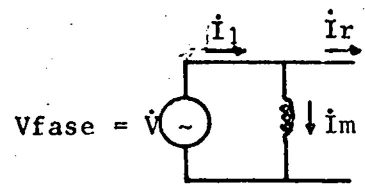


Figura - 2.15 - Circuito Equivalente Simplificado do motor de Indução.

De acordo com a Figura 2.15, a corrente $\dot{I}_1$ é dada por:

$$\dot{I}_1 = \dot{I}m + \dot{I}r \tag{2.51}$$

Tomando a tensão $\dot{V}$ como referência teremos:

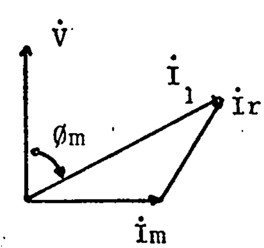


Figura - 2.16 - Diagrama Fasorial das Correntes no Motor.

Como $\dot{I}m$ é praticamente constante, o fator de potência do motor, cos $\emptyset m$, dependerá de $\dot{I}r$, ou seja, da velocidade (torque) do motor.

No caso do inversor, o fator de potência é aproximadamente igual ao cosseno do ângulo de disparo dos tiristores, | 6 |, isto é.

$$\cos \phi_{Inv} \approx \cos \alpha \qquad (2.52)$$

E como o ângulo de ataque está compreendido entre 90° e 180°, o diagrama fasorial do inversor é dado por:

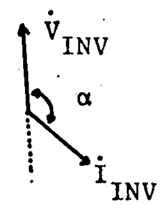


Figura - 2.17 - Diagrama Fasorial Tensão x Corrente do lado de Tensão alternada do Inversor.

Como a corrente absorvida pela cascata é a soma fasorial da corrente do motor e do inversor, o diagrama fasorial total é dado por:

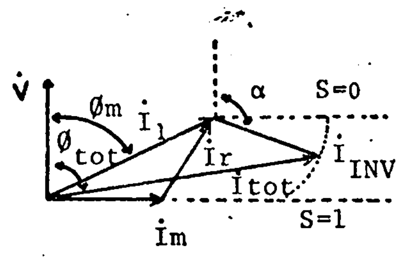


Figura - 2.18 - Diagrama Fasorial das Correntes da Montagem

Onde İtotal representa a corrente total que a montagem solicita da rede e cos Øtotal é o fator de potência total da montagem.

Analisando-se o diagrama fasorial verifica-se que o fator de potência da montagem diminue (Øtotal aumenta) a medida em que o escorregamento aumenta (α aumenta).

Portanto, em baixas velocidades o fator de potência da montagem fica muito reduzido tornando-se impraticável a operação da Cascata Hipossíncrona em velocidades reduzidas.

2.8 - CONSIDERAÇÕES SOBRE A DETERMINAÇÃO DA RELAÇÃO DE TRANSFORMAÇÃO DO TRANSFORMADOR

De acordo com a expressão (2.52), a potência ativa restituida à rede através do inversor é dada por:

$$P_{INV} = 3 \times V fase \times I_{INV} \times \cos \alpha$$
$$P_{INV} = K_{INV} \times I_{INV} \times \cos \alpha \qquad (2.53)$$

Para o inversor temos o seguinte diagrama fasorial.

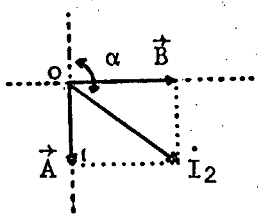


Figura - 2.19 - Diagrama Fasorial da Corrente no Inversor.

Verifica-se pelo diagrama que a potência ativa que o inversor devolve à rede é proporcional ao módulo do vetor $\vec{OA}$. Sendo assim, para uma dada velocidade mínima, $S_{máx}$, pode-se obter a mesma potência ativa por meio de várias combinações de $\dot{I}_2$ e α. Este fato é ilustrado no diagrama fasorial abaixo.

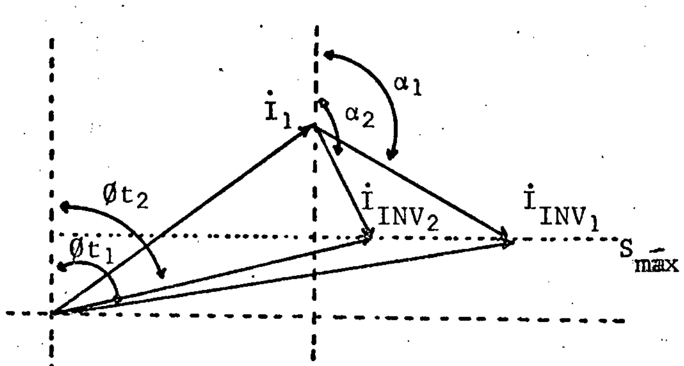


Figura - 2.20 - Diagrama Fasorial mostrando o Fator de Potência para várias combinações de $\dot{I}_2$ e α.

Analisando-se o diagrama, verifica-se que o melhor fator de potência, para um dado $S = S_{máx}$, é obtido quando o ângulo α se aproxima de 180^{o}.

De acordo com a expressão (2.8) temos:

$$S = - \frac{(qi) \times K_{1_i} \times \text{sen}\,(\pi/qi) \times a \times \cos\alpha}{(qr) \times K_{1_r} \times \text{sen}\,(\pi/qr) \times n}$$

Portanto, para um dado $S = S_{máx}$ e $\alpha \approx 180^{o}$, determina-se a relação de transformação do transformador que maximiza o fator de potência, tendo a relação de transformação estator-rotor, a, e as constantes referentes aos conversores como parâmetros, ou seja:

$$n = - \frac{(qi) \times K_{1_i} \times \text{sen}\,(\pi/qi) \times a \times \cos\alpha_{máx}}{(qr) \times K_{1_r} \times \text{sen}\,(\pi/qr) \times S_{máx}} \quad (2.54)$$

Devido aos problemas de comutação nos tiristores, por uma questão de segurança o $\alpha_{máx}$ deve ser menor que 160^{o}.

Sendo assim, escolhendo-se adequadamente a relação de transformação do transformador para um dado $S_{máx}$ desejado, pode-se operar com um fator de potência aceitável.

2.9 - DETERMINAÇÃO DA EXPRESSÃO DO FATOR DE POTÊNCIA DA CASCATA HIPOSSÍNCRONA

Para determinação de uma expressão para o fator de potência total da montagem será utilizado o circuito equivalente da Figura 2.21, no qual o circuito equivalente do motor esta referido ao rotor e está associado aos conversores que serão considerados ideais com a corrente na malha cc perfeitamente filtrada.

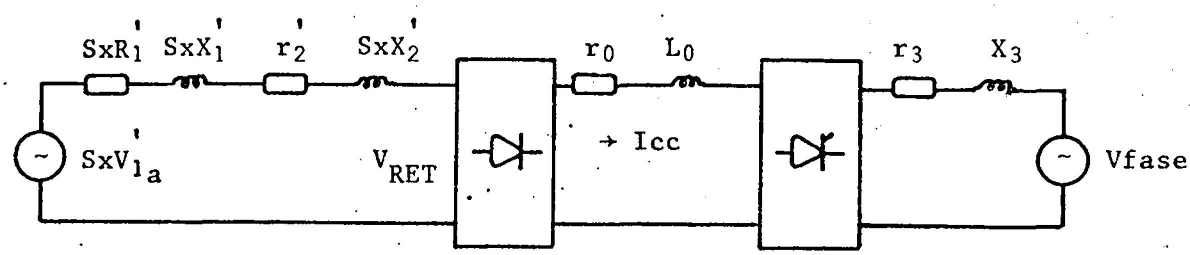


Figura - 2.21 - Circuito Equivalente da Cascata Hipossíncrona com os Parâmetros do Motor referidos ao Rotor.

De acordo com a relação dada pela expressão (2.26) considerando-se que a corrente na malha cc é perfeitamente filtrada, a corrente eficaz no lado CA da ponte retificadora é dada por:

$$I_{EFIC} = K_2 \times \frac{Icc}{\sqrt{3}}$$

Como normalmente utiliza-se uma ponte de Graetz como ponte retificadora, a constante K_2 assume um valor iguala $\sqrt{2}$, portanto neste caso teremos:

$$I_{EFIC} = \sqrt{\frac{2}{3}} \times Icc \qquad (2.55)$$

A ponte de Graetz a diodos apresenta a configuração dada pela Figura 2.22.

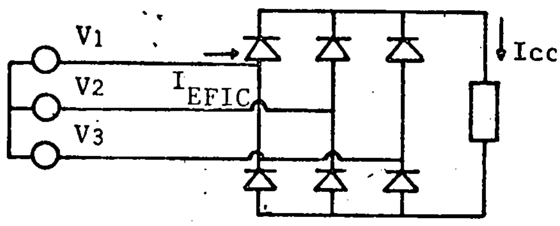


Figura - 2.22 - Ponte de Graetz a diodos.

Desprezando-se as perdas devido a comutação, e considerando-se a corrente Icc perfeitamente filtrada, as formas de onda das tensões e correntes são dadas por:

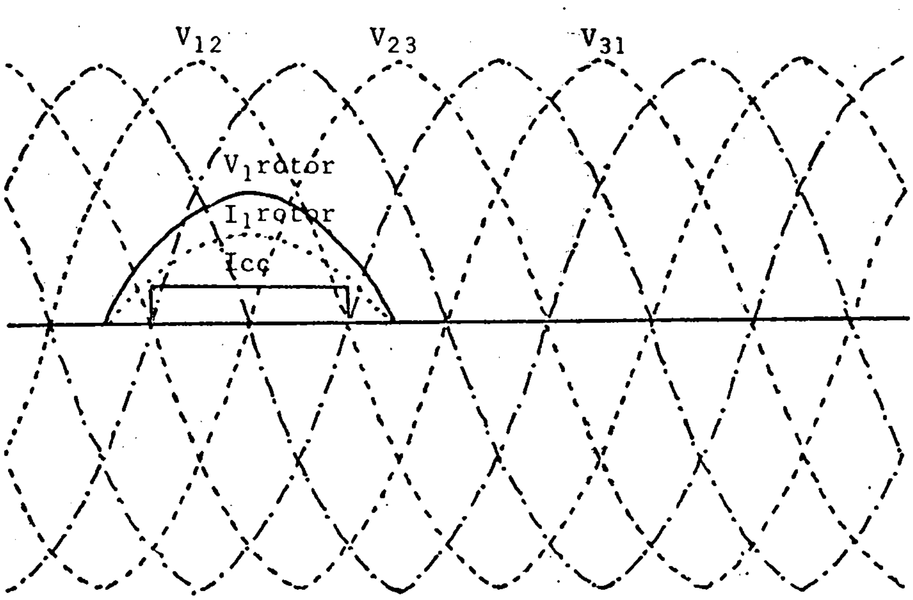


Figura - 2.23 - Formas de Onda da Tensão e Corrente para a Ponte de Graetz à diodos.

Analisando-se a Figura (2.23), verifica-se que não há defasagem entre a tensão e corrente de fase no rotor. Sendo assim, tomando-se a tensão V_{RET} como referência teremos fasorialmente:

$$\dot{V}_{RET} = V_{RET} \underline{|0^o}$$

Como a corrente rotórica está em fase com a tensão tem-se:

$$\dot{I}r = Ir \underline{|0^o}$$

Nestas condições, o circuito equivalente do motor referido ao rotor, associado a uma fonte de tensão é dado por:

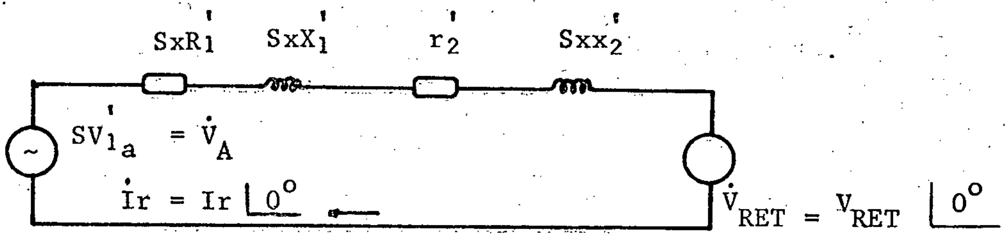


Figura - 2.24 - Circuito equivalente do Motor referido ao Rotor.

Equacionando-se a malha do circuito da Figura (2.24) tem-se.

$$\dot{V}_A = \dot{Z}_A \times \dot{I}r + \dot{V}_{RET} = Z_A \underline{|\gamma_{ZA}} \times Ir \underline{|0^o} + V_{RET} \underline{|0^o} \qquad (2.56)$$

Ou

$$\dot{V}_A = V_A \underline{|\gamma_{VA}} = (Z_A \times Ir \times \cos\gamma_{ZA} + V_{RET}) + \dot{J}\,(Z_A \times Ir \times \text{sen}\,\gamma_{ZA}) \quad (2.57)$$

Onde

$$Z_A = \sqrt{(SxR_1' + r_2')^2 + (SxX_1' + Sx x_2')^2} \quad (2.58)$$

$$\gamma_{ZA} = tg^{-1}\left[\frac{S\,(X_1' + x_2')}{SxR_1' + r_2'}\right] \quad (2.59)$$

$$V_A = \sqrt{(Z_A \times Ir \times \cos\gamma_{ZA} + V_{RET})^2 + (Z_A \times Ir \times \text{sen}\,\gamma_{ZA})^2} \quad (2.60)$$

Mas de acordo com a expressão (2.20) o módulo de $\dot{V}_A$ é dado por:

$$V_A = \frac{S \times Vfase \times Xm}{\sqrt{(r_1)^2 + (Xm + x_1)^2}} \times \frac{1}{a} \quad (2.61)$$

Portanto, conhecendo-se o módulo da tensão $\dot{V}_A$, através da expressão (2.60) obtém-se o módulo da tensão $\dot{V}_{RET}$, ou seja:

$$V_{RET} = \sqrt{V_A^2 - (Z_A \times Ir \times \text{sen}\,\gamma_{ZA})^2} - Z_A \times Ir \times \cos\gamma_{ZA} \quad (2.62)$$

Conhecendo-se o módulo e fase da tensão V_{RET} e da corrente Ir no rotor, pode-se determinar o módulo e fase da corrente no estator e a fase da tensão nos terminais do estator, conseqüentemente com esses dados é possível obter-se o fator de potência do motor.

Para essa análise, o circuito equivalente do motor referido ao rotor é dado por:

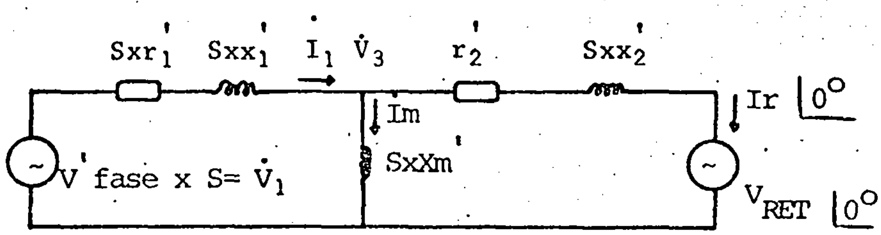


Figura - 2.25) - Circuito equivalente do motor referido ao Rotor.

Seja:

$$\dot{Z}_1 = S \times r_1' + jSxx_1' = Z_1 \lfloor \gamma_{Z_1} \qquad (2.63)$$

$$\dot{Z}_2 = r_2' + JSxx_2' = Z_2 \lfloor \gamma_{Z_2} \qquad (2.64)$$

$$\dot{Z}m = jS \times Xm' = Zm \lfloor 90^\circ \qquad (2.65)$$

Onde:

$$Z_1 = \sqrt{(Sxr_1')^2 + (Sxx_1')^2} \qquad (2.66)$$

$$Z_2 = \sqrt{(r_2')^2 + (Sxx_2')^2} \qquad (2.67)$$

$$Zm = SxXm' \qquad (2.68)$$

$$\gamma_{Z_1} = tg^{-1} (x_1' / r_1') \quad (2.69)$$

$$\gamma_{Z_2} = tg^{-1} (Sxx_2' / r_2') \quad (2.70)$$

Sendo:

r_1'	: Resistência Ôhmica do estator referida ao rotor;
x_1'	: Reatância de dispersão do estator referida ao rotor;
r_2'	: Resistência Ôhmica do rotor referida ao rotor;
x_2'	: Reatância de dispersão do rotor referida ao rotor;
Xm'	: Reatância de Magnetização referida ao rotor;
$\dot{I}_1$	: Corrente estatórica de fase referida ao rotor;
$\dot{I}m$	: Corrente de Magnetização referida ao estator;
V' fase	: Tensão estatórica de fase referida ao Rotor.

Analisando-se a Figura 2.25 verifica-se que:

$$\dot{V}_3 = \dot{I}r \times \dot{Z}_2 + \dot{V}_{RET} = Ir \underline{|0^o} \times Z_2 \underline{|\gamma_{Z_2}} + V_{RET} \underline{|0^o} = Ir \times Z_2 \underline{|\gamma_{Z_2}} + V_{RET} \underline{|0^o}$$

$$\text{Ou} \quad \dot{V}_3 = \sqrt{(Z_2 \times Ir \times \cos \gamma_{Z_2} + V_{RET})^2 + (Ir \times Z_2 \times \text{sen}\, \gamma_{Z_2})^2} \underline{|\gamma_{V_3}} = V_3 \underline{|\gamma_{V_3}}$$

$$\text{Onde}, \ V_3 = \sqrt{(Z_2 \times Ir \times \cos \gamma_{Z_2} + V_{RET})^2 + (Ir \times Z_2 \times \text{Sen}\, \gamma_{Z_2})^2} \quad (2.71)$$

$$\gamma_{V_3} = tg^{-1} \left[\frac{Ir \times Z_2 \times \text{Sen}\, \gamma_{Z_2}}{Z_2 \times Ir \times \cos \gamma_{Z_2} + V_{RET}} \right] \quad (2.72)$$

$$\dot{I}m = \frac{\dot{V}_3}{\dot{Z}m} = \frac{V_3 \underline{|\gamma_{Z_3}}}{Zm \underline{|90^o}} = \frac{V_3}{Zm} \underline{|\gamma_{Z_3} - 90^o}$$

$$\text{Ou} \quad \dot{I}m = Im \underline{|\gamma_{Im}} = \sqrt{\left[\frac{V_3}{Zm} \times Sen\ \gamma_{V_3}\right]^2 + \left[\frac{V_3}{Zm} \times \cos\ \gamma_{V_3}\right]^2} \ \underline{|\gamma_{Im}}$$

$$\text{Onde} \quad Im = \sqrt{\left[\frac{V_3}{Zm} \times Sen\ \gamma_{V_3}\right]^2 + \left[\frac{V_3}{Zm} \times \cos\ \gamma_{V_3}\right]^2} \qquad (2.73)$$

$$\gamma_{Zm} = tg^{-1}\left[- \frac{\cos\ \gamma_{V_3}}{Sen\ \gamma_{V_3}}\right] \qquad (2.74)$$

Aplicando-se a lei de Kirchhoff ao nó 1 da Figura 2.25 obtém-se

$$\dot{I}_1 = \dot{I}m + \dot{I}r = Im \underline{|\gamma_{Im}} + Ir \underline{|0^o}$$

ou

$$\dot{I}_1 = I_1 \underline{|\gamma_{I_1}} = \sqrt{(Im \cos\ \gamma_{Im} + Ir)^2 + (Im \times Sen\ \gamma_{Im})^2} \ \underline{|\gamma_{I_1}}$$

Onde

$$I_1 = \sqrt{(Im \times \cos\ \gamma_{Im} + Ir)^2 + (Im \times Sen\ \gamma_{Im})^2} \qquad (2.75)$$

$$\gamma_{I_1} = tg^{-1}\left(\frac{Im \times Sen\ \gamma_{Im}}{Im \times \cos\ \gamma_{Im} + Ir}\right) \qquad (2.76)$$

Finalmente, de acordo com o circuito da Figura 2.25, a tensão $\dot{V}_1$ é dada por:

$$\dot{V}_1 = \dot{I}_1 \times \dot{Z}_1 + \dot{V}_3 = I_1 \underline{|\gamma_{I_1}} \times Z_1 \underline{|\gamma_{Z_1}} + V_3 \underline{|\gamma_{Z_3}}$$

Ou

$$\dot{V}_1 = V_1 \underline{|\gamma_{V_1}}$$

Onde

$$V_1 = \sqrt{(I_1 \times Z_1 \cos(\gamma_{Z_1} + \gamma_{I_1}) + V_3 \times \cos \gamma_{V_3})^2 + (I_1 \times Z_1 \times \mathrm{Sen}(\gamma_{I_1} + \gamma_{Z_1}) + V_3 \times \mathrm{sen}\ \gamma_{V_3})^2}$$

(2.77)

$$\gamma_{V_1} = tg^{-1} \left[\frac{I_1 \times Z_1 \times \mathrm{sen}(\gamma_{I_1} + \gamma_{Z_1}) + V_3 \times \mathrm{sen}\ \gamma_{V_3}}{I_1 \times Z_1 \times \cos(\gamma_{Z_1} + \gamma_{I_1}) + V_3 \times \cos\ \gamma_{V_3}} \right] \quad (2.78)$$

Referindo-se a tensão $\dot{V}_1$ e a corrente $\dot{I}_1$ ao estator tem-se:

$$\dot{V}fase = a \times \frac{\dot{V}_1}{S} = \frac{a \times V_1}{S} \underline{|\gamma_{V_1}} \quad (2.79)$$

$$\dot{I}fase = \frac{1}{a} \times \dot{I}_1 = \frac{I_1}{a} \underline{|\gamma_{I_1}} \quad (2.80)$$

Finalmente, com auxílio das expressões (2.79) e (2.80) determina-se a potência aparente do motor, isto é:

$$\dot{S}m = 3 \times \dot{V}fase \times \dot{I}fase^{*} = 3 \times a \times \frac{V_1}{S} \underline{|\gamma_{V_1}} \times \frac{I_1}{a} \underline{|-\gamma_{I_1}}$$

Ou

$$\dot{S}m = 3 \times \frac{V_1}{S} \times I_1 \times \underline{|\gamma_{V_1} - \gamma_{I_1}} = 3 \times \frac{V_1}{S} \times I_1 \times \underline{|\gamma_{\phi_m}} = Sm \underline{|\gamma_{\phi_m}}$$

Onde

$$Sm = 3 \times \frac{V_1}{S} \times I_1 = 3 \times \frac{Vfase}{a} \times I_1 \qquad (2.81)$$

$$\gamma_{\phi_m} = \gamma_{V_1} - \gamma_{I_1} \qquad (2.82)$$

Com as expressões (2.81) e (2.82) determina-se a potência ativa e reativa que o motor absorve da rede.

$$\dot{S}m = P_m + JQ_m \qquad (2.83)$$

Ou

$$\dot{S}m = Sm \times \cos \gamma_{\phi_m} + j \times Sm \times \text{sen}\ \gamma_{\phi_m} \qquad (2.84)$$

Portanto:

$$Pm = Sm \times \cos \gamma_{\phi_m} = 3 \times \frac{Vfase}{a} \times I_1 \times \cos \gamma_{\phi_m}$$

$$Pm = 3 \times \frac{Vfase}{a} \times I_1 \times \cos \gamma_{\phi_m} \qquad (2.85)$$

$$Qm = Sm \times \text{sen}\ \gamma_{\phi_m} = \frac{3 \times Vfase}{a} \times I_1 \times \text{Sen}\ \gamma_{\phi_m}$$

$$Qm = \frac{3 \times Vfase}{a} \times I_1 \times Sen\ \gamma_{\phi_m} \qquad (2.86)$$

Fasorialmente. o diagrama de potência para o motor pode ser representado por:

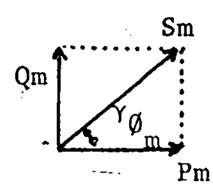


Figura - 2.26 - Diagrama de Potência do Motor.

Para se determinar a potência absorvida pelo inversor, considera-se que o ângulo de disparo do inversor é aproximadamente igual ao ângulo de defasagem tensão-corrente do lado CA do inversor, | 6 |, isto é:

$$\cos \alpha \approx \cos \phi_{INV} \qquad (2.87)$$

Sendo assim, a potência aparente referente ao inversor é dada por:

$$\dot{S}_i = \sqrt{3} \times V_{IL} \times I_{IL} \underline{\left| \;\alpha \right.} \qquad (2.88)$$

Da mesma forma que para o motor, pode-se relacionar a corrente de linha do lado CA do inversor com a corrente con tínua da malha CC através da relação dada pela expressão (2.26), | 3 |, isto é.

$$I_{IL} = K_2 \times \frac{Icc}{\sqrt{3}} \tag{2.89}$$

Se o inversor for uma ponte de Graetz controlada, o fator de multiplicação K_2 assume o valor igual a $\sqrt{2}$, portanto para esse caso tem-se:

$$I_{IL} = \sqrt{\frac{2}{3}} \times Icc \tag{2.90}$$

Substituindo-se a expressão (2.90) em (2.88) obtem-se:

$$\dot{S}_i = \sqrt{3} \times \sqrt{3} \times \frac{Vfase}{n} \times \sqrt{\frac{2}{3}} \times Icc \angle \alpha$$

Ou

$$\dot{S}_i = \sqrt{6} \times \frac{Vfase}{n} \times Icc \angle \alpha \tag{2.91}$$

Sendo n a relação de transformação do transformador e Vfase a tensão de fase da rede.

Decompondo-se a potência aparente do inversor nas suas componentes ativa e reativa tem-se.

$$P_i = S_i \times \cos\alpha = \sqrt{6} \times Vfase \times \frac{Icc}{n} \times \cos\alpha \tag{2.92}$$

$$Q_i = S_i \times \text{sen}\,\alpha = \sqrt{6} \times \text{Vfase}\,\frac{\text{Icc}}{n} \times \text{sen}\,\alpha \qquad (2.93)$$

Fasorialmente, o diagrama de potência para o inversor pode ser representado por:

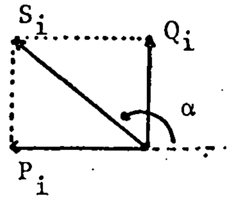


Figura - 2.27 - Diagrama de Potência do Inversor.

A potência aparente total absorvida da rede pela montagem, desprezando-se as perdas no transformador, é dada por:

$$\dot{S}_{REDE} = \dot{S}_{MOTOR} + \dot{S}_{INV} \qquad (2.94)$$

A representação fasorial da $\dot{S}_{REDE}$ é dada por:

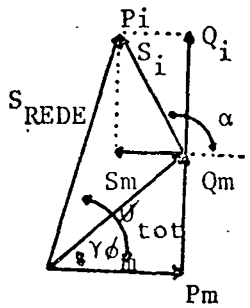


Figura - 2.28 - Diagrama de Potência da Cascata Hipossíncrona.

Decompondo-se a potência aparente nas suas componentes ativa a reativa obtém-se:

$$P_{REDE} = P_m + P_i = 3 \times Vfase \times \frac{I_1}{a} \times \cos \gamma_{\phi_m} + \sqrt{6} \times Vfase \times \frac{Icc}{n} \times \cos \alpha \qquad (2.95)$$

$$Q_{REDE} = Q_m + Q_i = 3 \times Vfase \times \frac{I_1}{a} \times \text{sen}\, \gamma_{\phi_m} + \sqrt{6} \times Vfase \times \frac{Icc}{n} \times \text{sen}\, \alpha \qquad (2.96)$$

Por definição, o fator de potência da montagem é dado por:

$$\cos \phi_{Total} = \frac{1}{\sqrt{1 + (Q_{Total}/P_{Total})^2}} \qquad (2.97)$$

Substituindo-se as expressões (2.95) e (2.96) na expressão (2.97) obtém-se a expressão que determina o fator de potência da montagem tendo o ângulo de disparo dos tiristores como parâmetro.

$$\cos \phi_{Total} = \frac{1}{\sqrt{1 + \dfrac{\left[3x(I_1/a)x\text{sen}\,^{\gamma}\phi m + \sqrt{6}\ x\ (Icc/n)x\ \text{sen}\ \alpha\right]^2}{\left[3x(I_1/a)x\cos\,^{\gamma}\phi m + \sqrt{6}\ x\ (Icc/n)x\ \cos\ \alpha\right]^2}}} \qquad (2.98)$$

Portanto, com a expressão (2.98), pode-se determinan numéricamente o fator de potência da montagem em função da velocidade, tomando o ângulo de disparo dos tiristores como parâmetro. As expressões que auxiliam no cálculo são as seguintes:

Expressão (2.41) e as expressões de (2.75) a (2.82).

A Figura 2.29 representa o resultado da simulação da expressão (2.98), tomando o ângulo α como parâmetro. Os valores dos parâmetros da Cascata são os correspondentes ao da montagem feita no laboratório e estão listados no Apêndice A.

A Figura 2.30 representa o resultado da simulação da expressão (2.98), mas neste caso a corrente Icc e a relação de transformação do transformador, n, foram tomadas como parâmetro.

Verifica-se através das curvas da Figura 2.30 que para uma dada corrente Icc e uma dada velocidade o fator de potência total da montagem decresce à medida em que a relação de transformação do transformador tende a um. Isto deve-se ao fato de que à medida que a relação de transformação diminui, a tensão nos terminais do inversor tenderia a aumentar de acordo com a expressão (2.2).

Portanto para manter uma dada corrente Icc num dado escorregamento o ângulo α deve tender a 90^{o} o que faz com que o inversor aumente o seu consumo de potência reativa, piorando o fator de potência total da montagem.

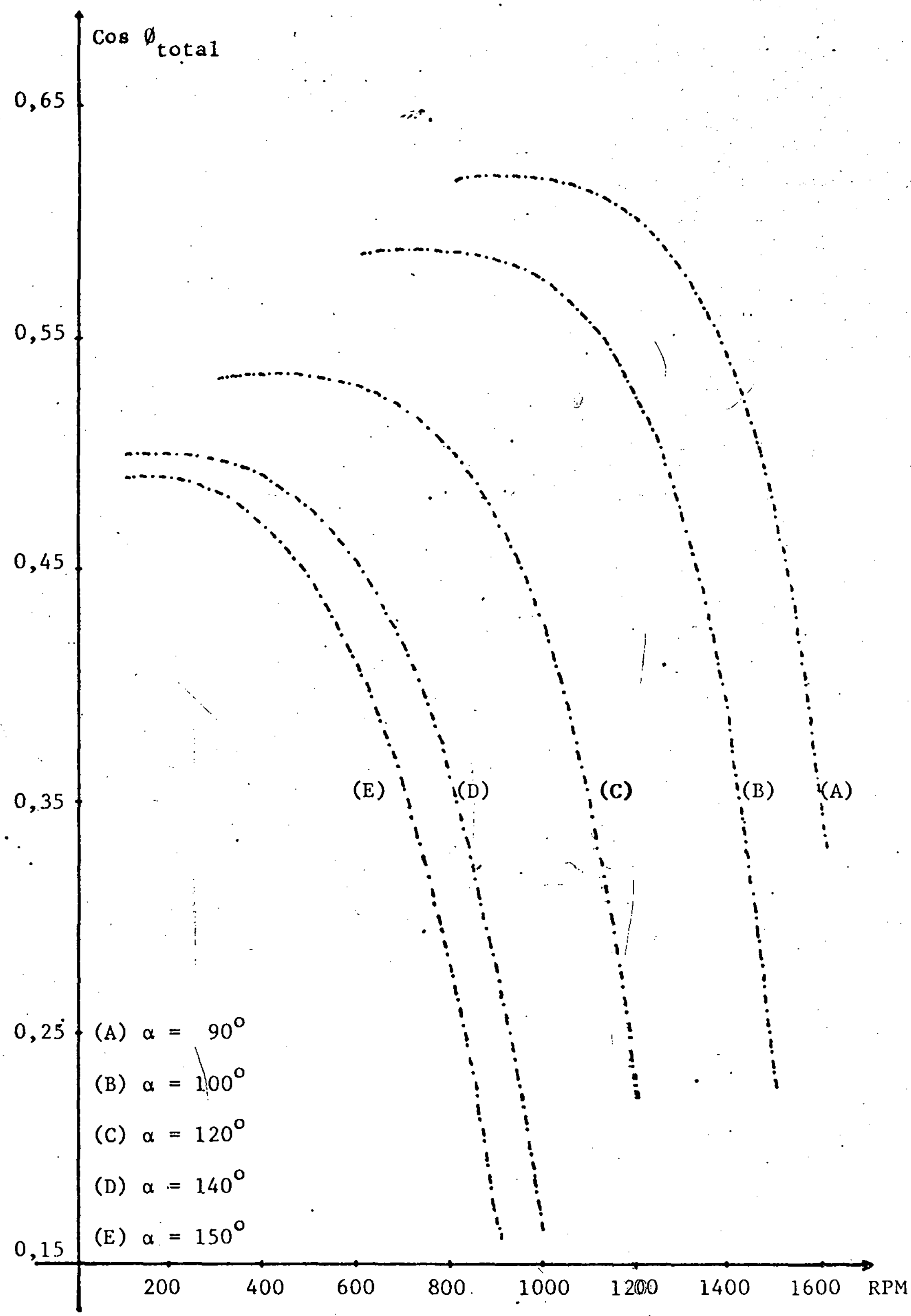


Figura - 2.29 - Curvas do Fator de Potência da Cascata Hiposs
síncrona tomando o Ângulo α como parâmetro.

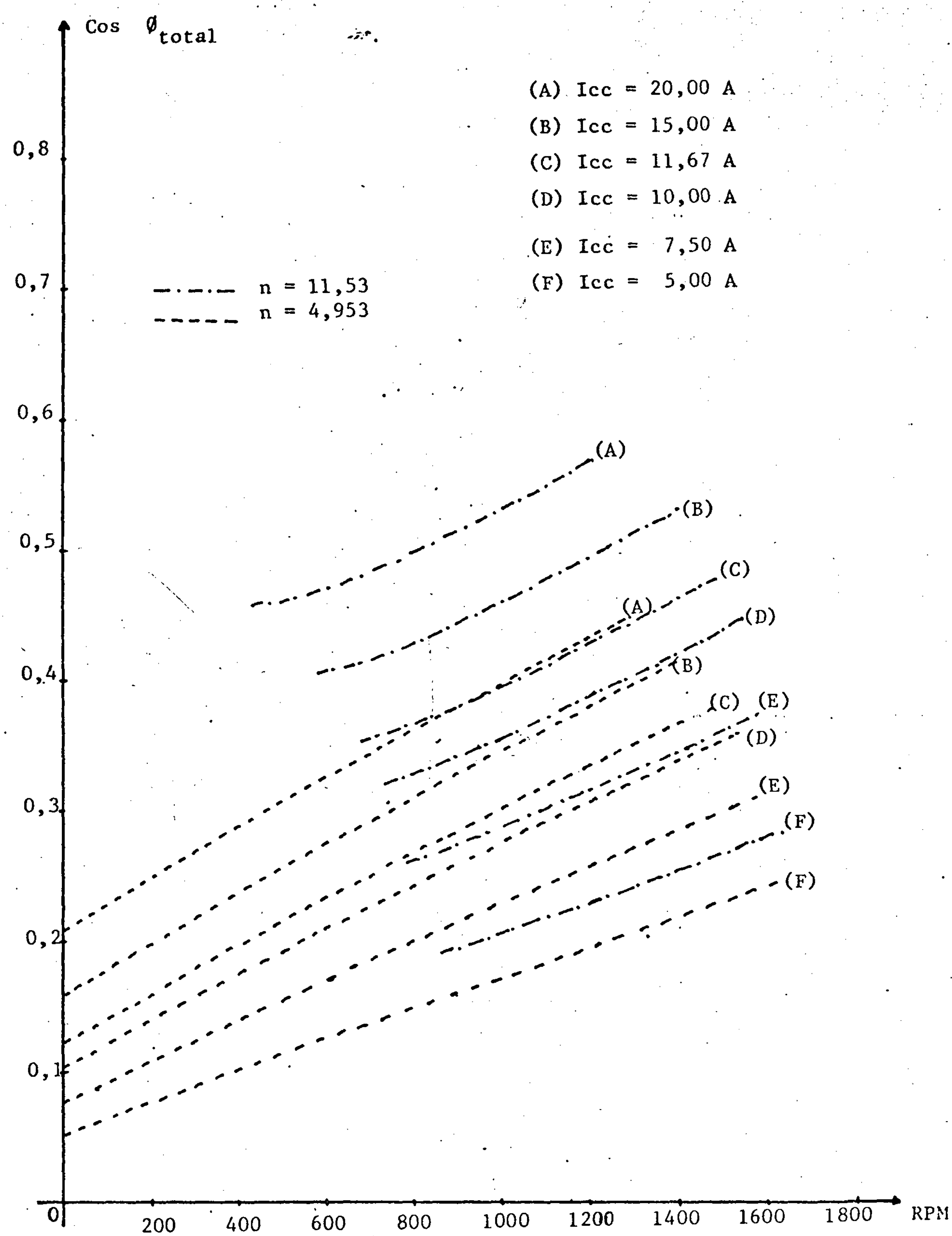


Figura - 2.30 - Fator de Potência Total em Função da Velocidade, tomando a Corrente Icc e n como parâmetros.

2.10 - CONSIDERAÇÕES SOBRE O CÁLCULO DO INDUTOR DE FILTRAGEM

A amplitude da harmônica de voltagem de ordem n, relativa a máxima voltagem no terminal cc é dada por:

$$\frac{V_{pico\ harmônico}}{V_{dc\ máxima}} = \left| \frac{1}{(n-1)^2} + \frac{1}{(n+1)^2} - \frac{2 \times \cos 2\alpha}{(n+1)\ (n-1)} \right|^{\frac{1}{2}} \quad |\ 6\ |, \qquad (2.99)$$

A amplitude da harmônica de corrente em relação a fundamental é dada pela recíproca da ordem da harmônica, isto é:

$$\frac{I_n}{I_1} = \frac{1}{n} \quad |\ 6\ |, \qquad (2.100)$$

De acordo com a expressão (2.99), as harmônicas de tensão atingem o valor máximo para um ângulo de disparo igual a 90^{o}. Nesta situação nenhuma potência ativa está sendo restituida à rede, há somente o fluxo de potência reativa.

Portanto para uma ponte inversora de 6 pulsos, a amplitude máxima da $6^{\underline{a}}$ harmônica é dada por:

$$V_{6\ pico} = V_{dc\ máx.} \times \left| \frac{1}{(6-1)^2} + \frac{1}{(6+1)^2} - \frac{2 \times \cos\ (2 \times 90)}{(6+1)\ (6-1)} \right|^{\frac{1}{2}}$$

$$V_{6\ pico} = V_{dc\ máx.} \times 0{,}34285 \qquad (2.101)$$

Mas de acordo com a expressão (2.1), para uma ponte com 6 pulsos $V_{dc\ máx.}$ é dada por:

$$V_{dc\ m\acute{a}x.} = \sqrt{3} \times \sqrt{2} \times \frac{V_{pico}}{\sqrt{2}} \times \frac{6}{\pi} \times \text{sen}\left(\frac{\pi}{6}\right) = 1{,}654\ V_{fase(pico)} \qquad (2.102)$$

Substituindo a expressão (2.102) em (2.101) teremos:

$$V_{6\ pico} = 0{,}5671 \times V_{(pico\ fundamental)} \qquad (2.103)$$

Para se determinar a amplitude da corrente de $6^{\underline{a}}$ harmônica no circuito cc, emprega-se o seguinte circuito equivalente para a montagem, | 6 |:

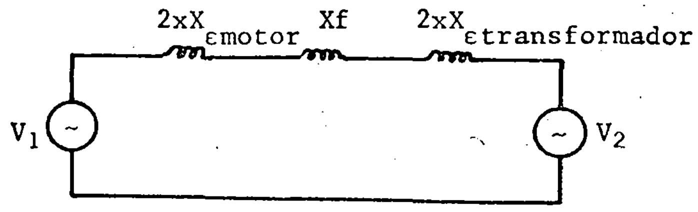


Figura - 2.31 - Circuito equivalente da montagem para a $6^{\underline{a}}$ harmônica.

Onde:

V_1 : Valor eficaz da $6^{\underline{a}}$ harmônica da ponte retificadora nos terminais do rotor;

V_2 : Valor eficaz da $6^{\underline{a}}$ harmônica nos terminais do inversor;

$X_{\varepsilon motor}$: $S \times (X_1' + x_2') \times 6$

$X_{\varepsilon trafo}$: $X_{trafo} \times 6$

Xf : Reatância do Indutor de Filtragem numa freqüência de 6 vezes a da fundamental.

As resistências do circuito foram desprezadas em comparação com as reatâncias para uma freqüência de 6 vezes a da fundamental.

A indutância de filtragem é desejada no sistema para prover a comutação da corrente do inversor e para limitar as perdas nos enrolamentos do rotor. As ondulações na corrente produzem perdas adicionais no rotor. Portanto uma boa filtragem é desejada, no entanto a indutância de filtragem Lf determina a performace do transitório da máquina e portanto existe um compromisso entre as perdas adicionais no rotor devido as componentes harmônicas e uma resposta rápida do sistema.

Analisando-se o circuito da Figura 2.31, considerando-se que as duas fontes de tensão estão em fase, a indutância de filtragem é dado por:

$$L_f = \frac{(V_2 - V_1)}{6 \times 2 \times \pi \times f_s \times I_6} - \frac{|Sx\,(X_1' + x_2') + Xtrafo|}{2 \times \pi \times f_s} \times 2 \qquad (2.104)$$

De acordo com a expressão (2.99) a tensão V_2 é máxima quando o ângulo de disparo dos tiristores for igual a 90^o, nestas condições, o escorregamento do motor é praticamento nulo, e por conseguinte, a tensão V_1 pode ser desprezada.

Admitindo-se que o valor de pico da corrente referente a $6^{\underline{a}}$ harmônica seja de K porcento do valor da corrente contínua nominal da montagem, o valor aproximado da indutância de filtragem é dado por:

$$Lf = \frac{0,5671 \times Vi_{fase}(pico)}{6 \times 2 \times \pi \times fs \times K \times Icc\ nominal} - \frac{|S_{nominal}(X_1' + x_2') + X_{trafo}| \times 2}{2 \times \pi \times fs} \qquad (2.105)$$

mas

$$Vi_{fase\ pico} = \frac{V_{sL}}{\sqrt{3}} \times \frac{1}{n} \times \sqrt{2} \qquad (2.106)$$

Substituindo a expressão (2.106) na expressão (2.105), obtém-se:

$$Lf = \frac{1}{\pi \times fs} \left[\frac{3,8586 \times 10^{-2} \times V_{sL}}{K \times Icc\ nominal \times n} - \left| S_{nominal}(X_1' + x_2') + X_{trafo} \right| \right] |Henrys| \qquad (2.107)$$

Portanto, conhecendo-se os parâmetros do motor e do transformador, determina-se o valor do indutor necessário para que o valor de pico da corrente de 6ª harmônica seja no máximo igual a K porcento do valor da corrente contínua nominal da montagem.

2.11 - CONSIDERAÇÕES SOBRE OS RESULTADOS EXPERIMENTAIS OBTIDOS ATRAVÉS DOS ENSAIOS REALIZADOS

Com o objetivo de verificação das expressões obtidas para o torque, corrente Icc e fator de potência foram realiza dos ensaios, nos quais foram medidos os valores de torque, corrente Icc e fator de potência tomando o ângulo de ataque dos tiristores como parâmetro. O valor da relação de transformação do transformador foi escolhida para que o escorregamento máximo fosse igual a $S_{máx} = 0,5$.

Os valores dos parâmetros da máquina e dos conversores estão apresentados no Apêndice A.

O método utilizado para a medição do torque foi o da balança dinanométrica.

A seguir será feita uma análise dos resultados obtidos no laboratório.

As Figuras 2.32 e 2.33 representam respectivamente as curvas Icc e torque versus velocidade, tomando o ângulo α como parâmetro.

Em ambas verifica-se que a variação com o escorregamento é praticamente linear, fato este que está evidenciado na Figura 2.34 na qual foi traçado torque x Icc tomando o ângulo α como parâmetro. O fato do torque estar linearmente relacionado com a corrente é de grande interesse do ponto de vista do controle da máquina, pois impondo-se a corrente Icc estaremos impondo o torque no motor.

A velocidade do motor para um dado torque depende do ângulo α utilizado. A medida que o ângulo α diminue a velocidade aumenta.

Verifica-se que as curvas obtidas para o torque e para a corrente são praticamente coincidentes com as previstas teoricamente, Figuras 2.10 e 2.9, obtidas através da simulação numérica das expressões (2.48) e (2.41) respectivamente, fato este que vem a comprovar a validade das expressões acima citadas.

Na Figura 2.35 estão plotadas as curvas referentes ao fator de potência total da montagem em função da velocidade tomando o ângulo α parâmetro. Verifica-se que as curvas apresentam uma tendência bastante semelhante às previstas teoricamente, Figura 2.29. Através dessas curvas comprovou-se que realmente a Cascata Hipossíncrona apresenta um baixo fator de potência em velocidades reduzidas.

Na Figura 2.36 foi plotado o fator de potência total da montagem em função da velocidade, tomando a corrente Icc como parâmetro.

Verifica-se que o fator de potência melhora a medida que a corrente Icc aumenta, isto é, a medida que o torque desenvolvido pela máquina aumenta. Verifica-se que os valores e as tendências das curvas obtidas experimentalmente são próximos aos previstos teóricamente, portanto embora na dedução da expressão (2.98) tenham sido feitas algumas aproximações, pode-se através dela obter-se valores com relativa precisão.

Com o objetivo de registrar e documentar os dados experimentais obtidos nos ensaios, foram tiradas fotografias das formas de onda da tensão e corrente nos diversos pontos de interesse da montagem. Para evidenciar com melhor clareza as variações que ocorrem nas formas de onda das tensões e correntes com a mudança do ângulo de disparo e com a carga imposta ao motor, as fotos foram tiradas para as duas situações extremas do ângulo de disparo, isto é, 90^o e 150^o, que é o ângulo máximo para uma operação segura do inversor, e com o motor operando a vazio e com carga. A seguir será feita um rápida análise das fotografias obtidas.

Nas Figuras 2.37 e 2.38 são apresentadas as formas de onda da tensão de fase da rede de alimentação e da corrente de fase total que a montagem solicita da rede para um angulo de disparo de 90° com o motor girando praticamente à vazio e com carga respectivamente. Verifica-se que a corrente sofre ligeira distorção `a medida em que o motor é carregado devido ao acréscimo da corrente que retorna à rede através do inversor.

Nas Figuras 2.39 e 2.40 também são apresentadas as formas de onda de tensão e corrente de entrada para o motor à vazio e com carga, mas agora com um ângulo de disparo de 150°. Verifica-se como no caso anterior que a corrente sofre uma distorção com o aumento da carga e também que o instante em que ocorrem as perturbações sofreu um deslocamento com a mudança do ângulo de disparo dos tiristores da ponte inversora.

Nas Figuras (2.41) e (2.42) são apresentadas as formas de onda da corrente Icc do circuito intermediário e também da tensão nos terminais do inversor para um ângulo de disparo de 90°, com o motor girando à vazio e com carga respectivamente. Verifica-se, como previsto teoricamente, um aumento da corrente Icc com o aumento da carga e que a mesma é praticamente contínua, isto é, o indutor colocado no circuito intermediário proveu uma boa filtragem. Com respeito a forma de onda da tensão nos terminais do inversor, constata-se um aumento nas perdas devido à comutação com o aumento da corrente Icc, fato este previsto teoricamente através da expressão (2.33).

As Figuras 2.43 e 2.44 representam um caso análogo aos das Figuras 2.41 e 2.42, apenas agora com um ângulo de disparo de 150°.

Na Figura 2.45 está apresentada a forma de onda da corrente rotórica para um ângulo de disparo de 90° e com o motor girando com carga. Através da foto, verifica-se que a corrente ro tórica é basicamente composta de pulsos retangulares de 120^{o}, o que vem a validar as aproximações adotadas nas deduções através da expressão (2.26).

2.12 - CONCLUSÕES

Neste capítulo foi feita análise da Cascata Hiposs síncrona com o objetivo de se obter as expressões genéricas básicas que regem o funcionamento, em regime permanente, da montagem.

Verifica-se, através da análise comparativa entre os resultados práticos e os teoricamente previstos que as expressões deduzidas para o torque, corrente Icc e fator de potência fornecem resultados confiáveis e com bom grau de precisão.

Através dos resultados práticos obtidos, pode-se confirmar que a corrente Icc e o torque mantém uma relação praticamente linear e que é possível obter-se uma variação contínua da velocidade do motor, dentro da faixa de velocidade em que a cascata foi dimensionada. Este fato é de relevante importância, principalmente para a automação do sistema.

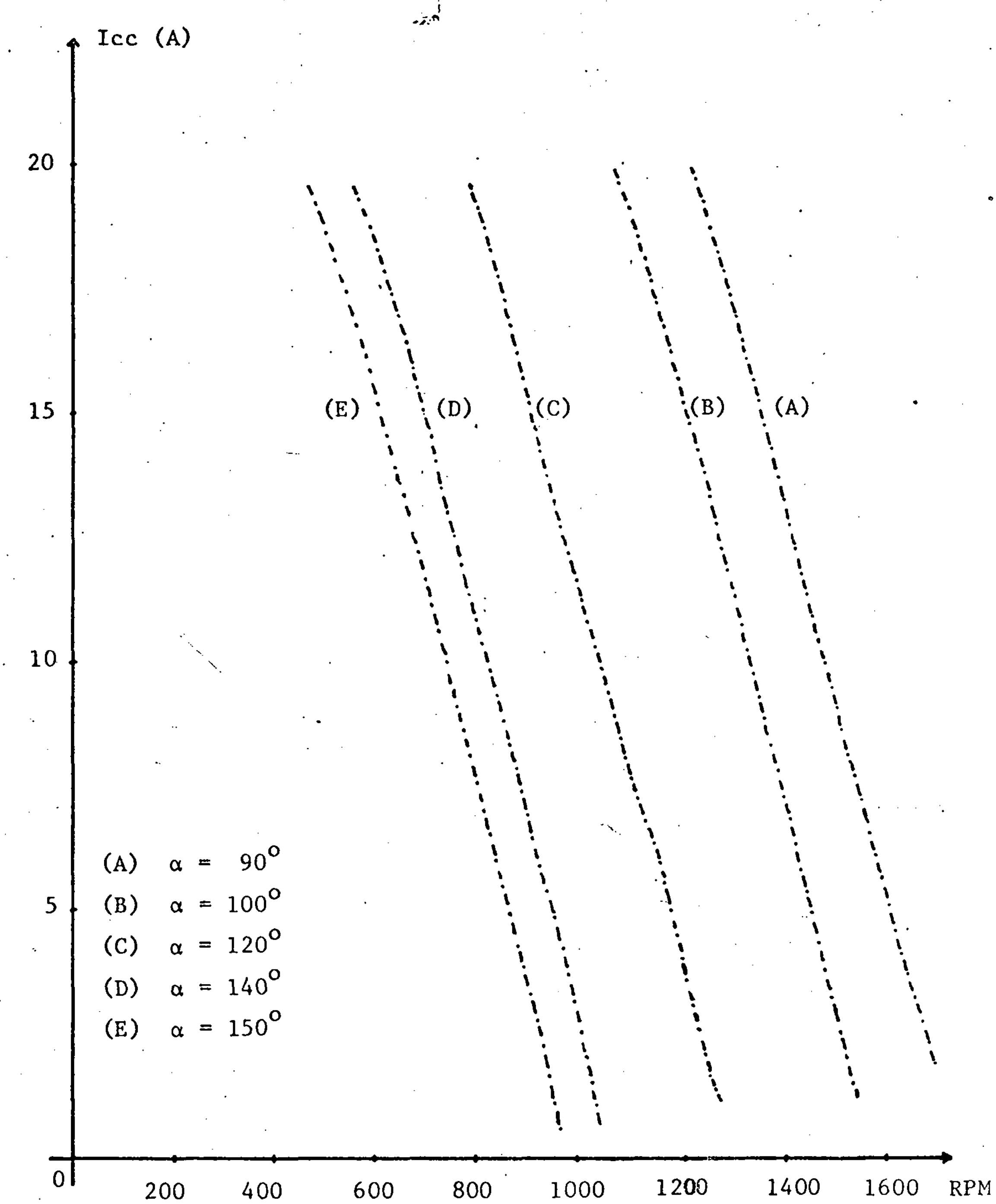


Figura - 2.32 - Curvas da Corrente Icc da Cascata Hipossíncrona em Função da Velocidade tomando a ângulo α como parâmetro.

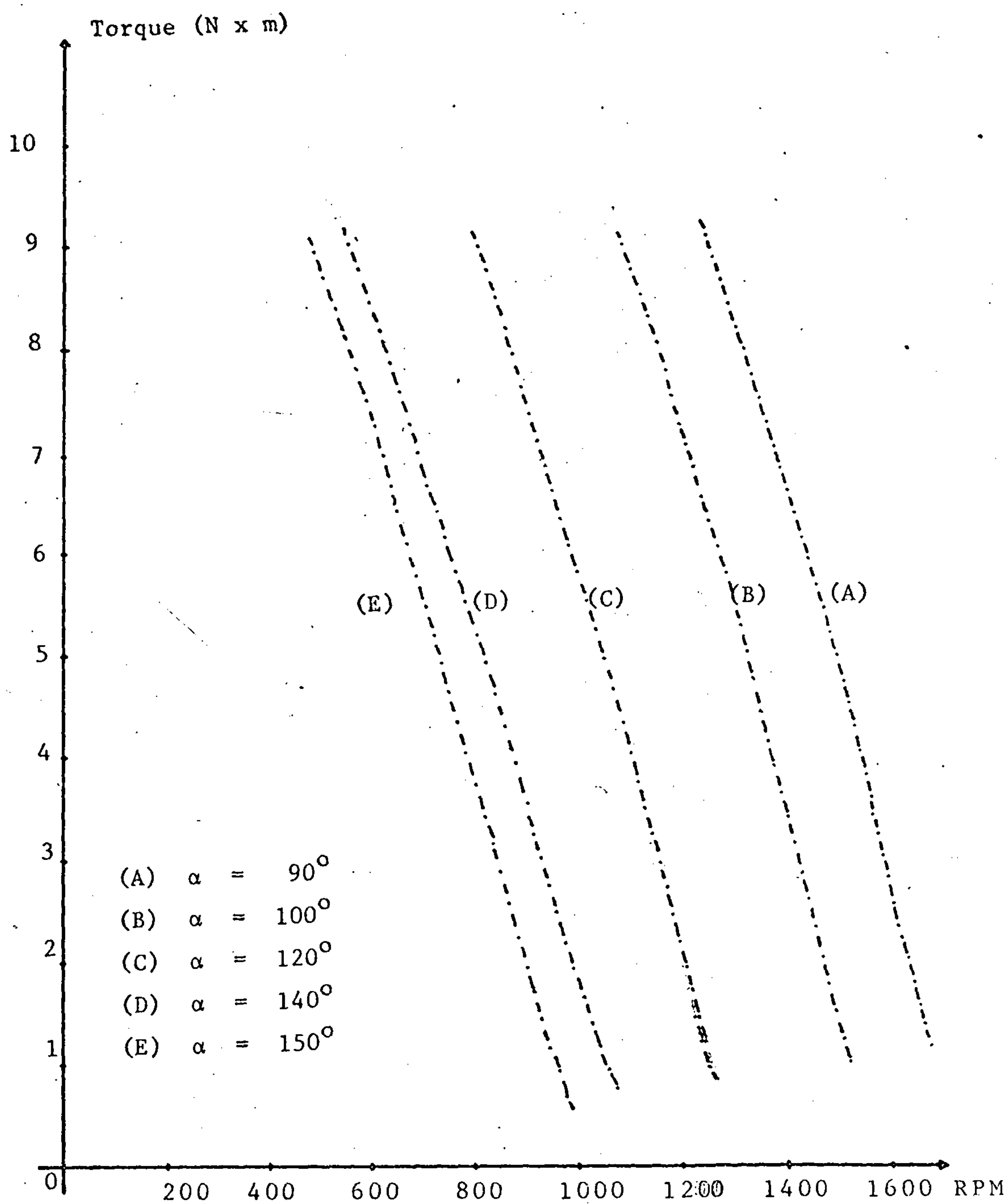


Figura - 2.33 - Curvas do Torque da Cascata Hipossíncrona em Função da Velocidade tomando o ângulo α como Parâmetro.

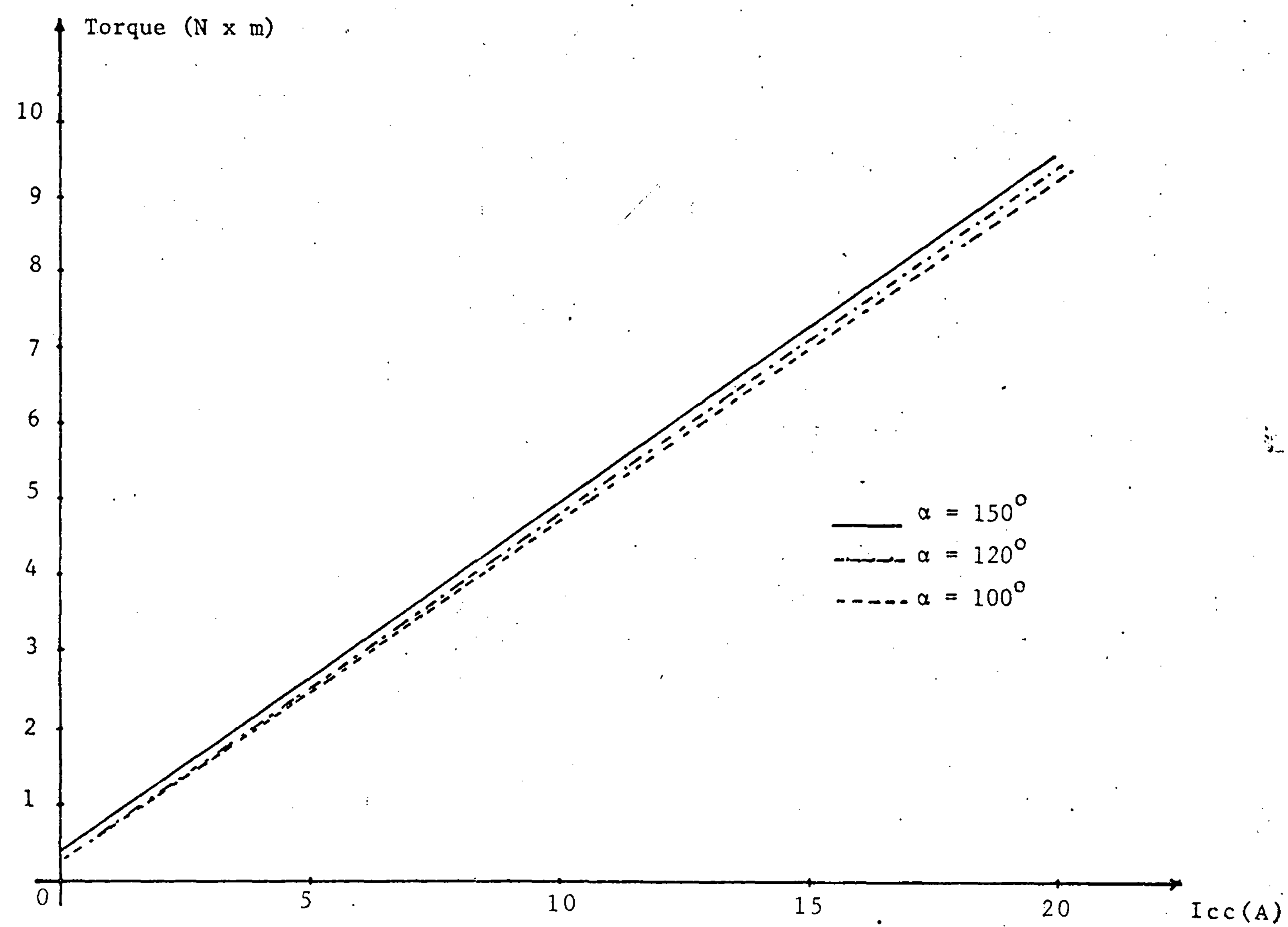


Figura - 2.34 - Curvas de Torque em função da Corrente Icc tomando o ângulo α como parâmetro

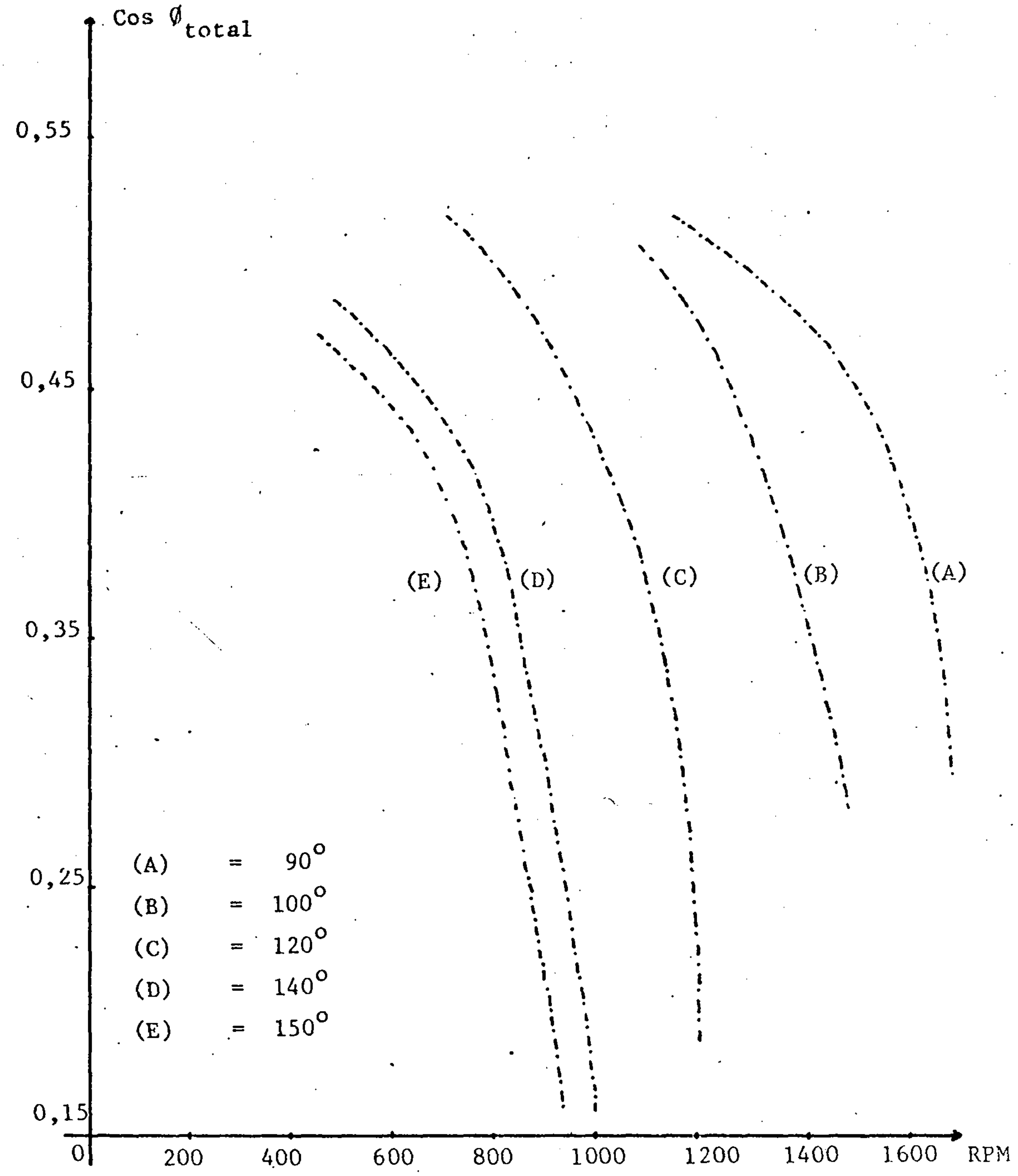


Figura - 2.35 - Fator de Potência da Cascata Hipossíncrona em Função da Velocidade tomando o ângulo α como parâmetro.

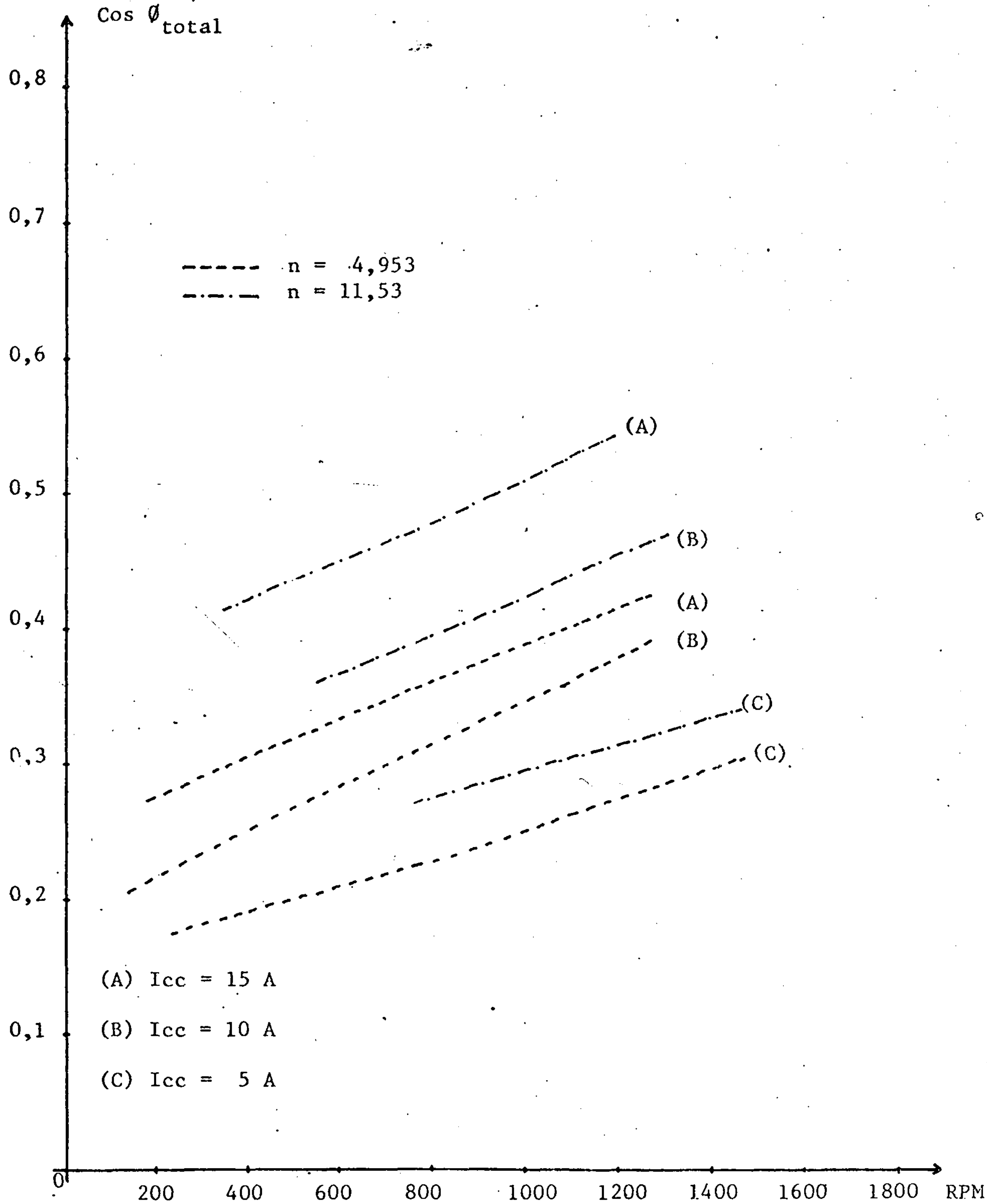
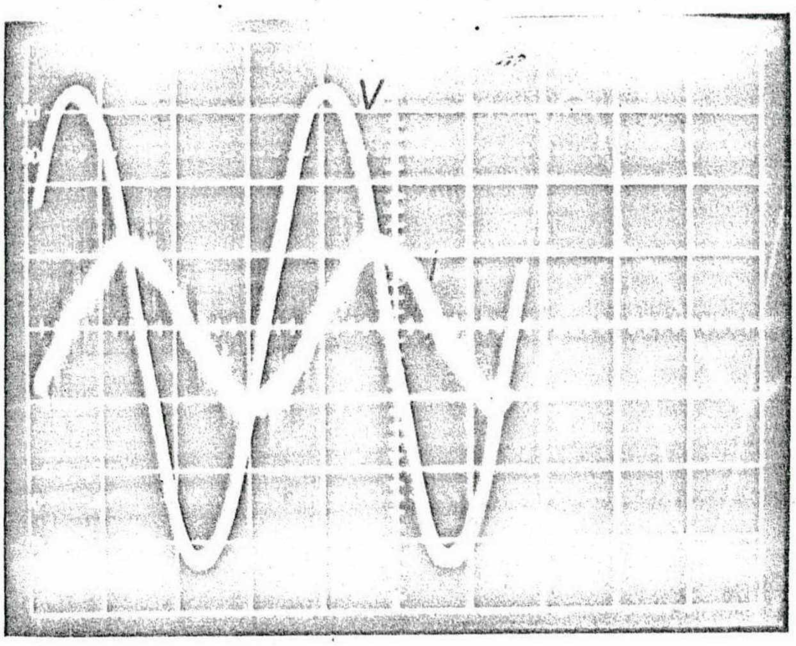


Figura - 2.36 - Fator de Potência da Cascata Hipossíncrona em Função da Velocidade tomando Icc e n como parâmetro.



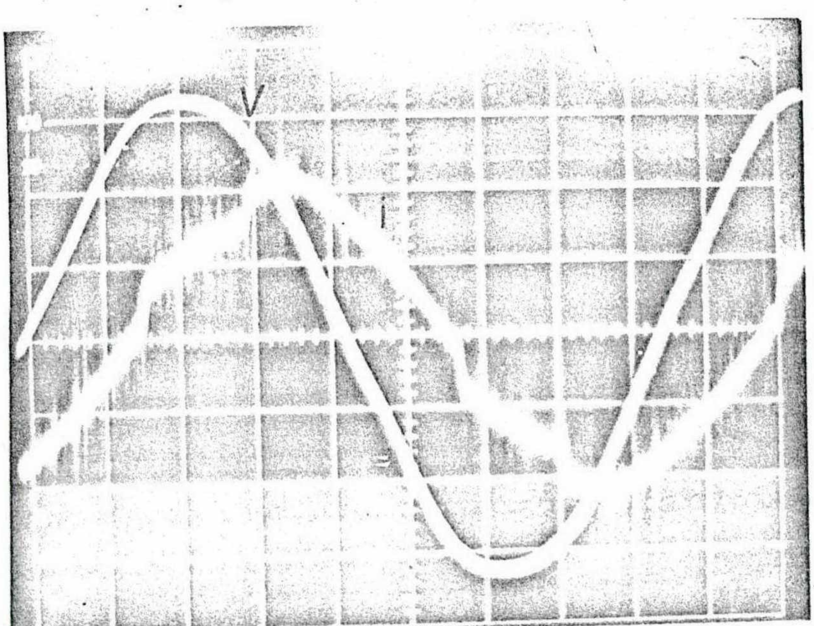
Escalas

Tensão : 100 V/div

Corrente: 4,167 A/div

Tempo : 5ms/div

Figura - 2.37 - Tensão e Corrente de Fase para $\alpha = 90^{o}$ e Wm=1560 Rpm.



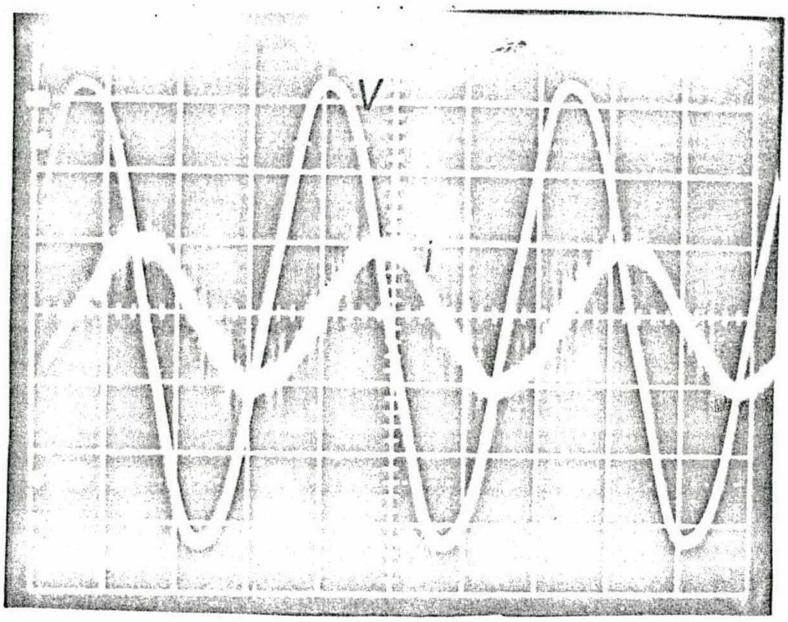
Escalas

Tensão : 100 V/div

Corrente: 4,167 A/div

Tempo : 2ms/div

Figura - 2.38 - Tensão e Corrente de Fase para $\alpha = 90^{o}$ e Wm=1200 Rpm.



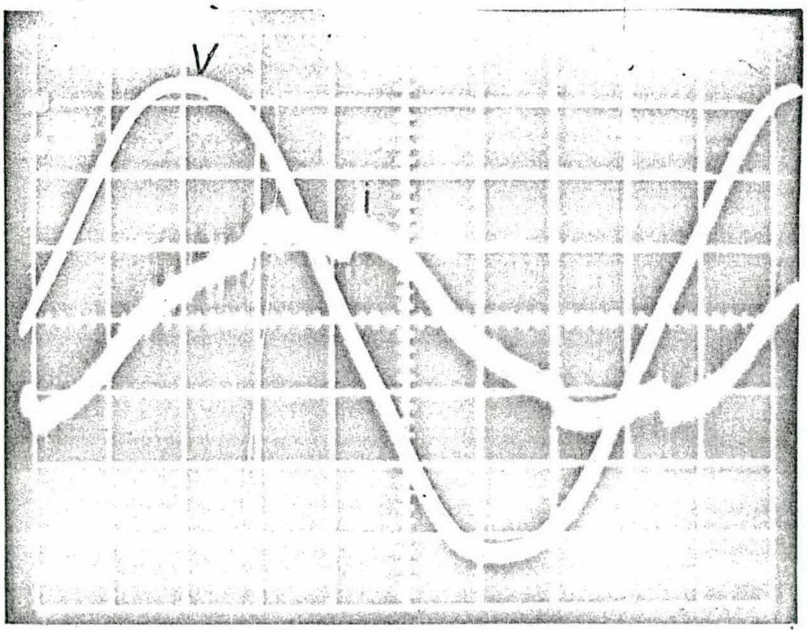
Escalas

Tensão : 100 V/div

Corrente: 4,167 A/div

Tempo : 5ms/div

Figura - 2.39 - Tensão e Corrente de Fase para $\alpha = 150^{o}$ e Wm=915 Rpm.



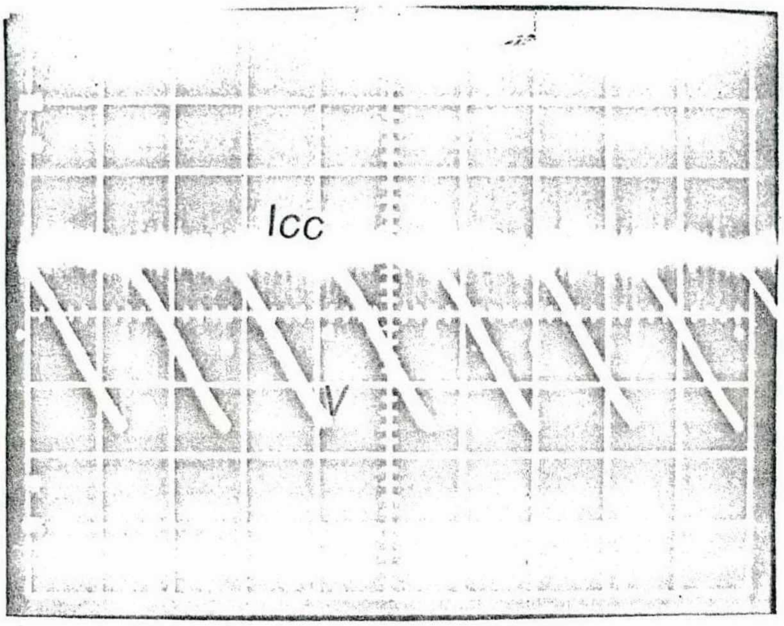
Escalas

Tensão : 100 V/div

Corrente: 4.167 A/div

Tempo : 2ms/div

Figura - 2.40 - Tensão e Corrente de Fase para $\alpha = 150^{o}$ e Wm=625 Rpm.



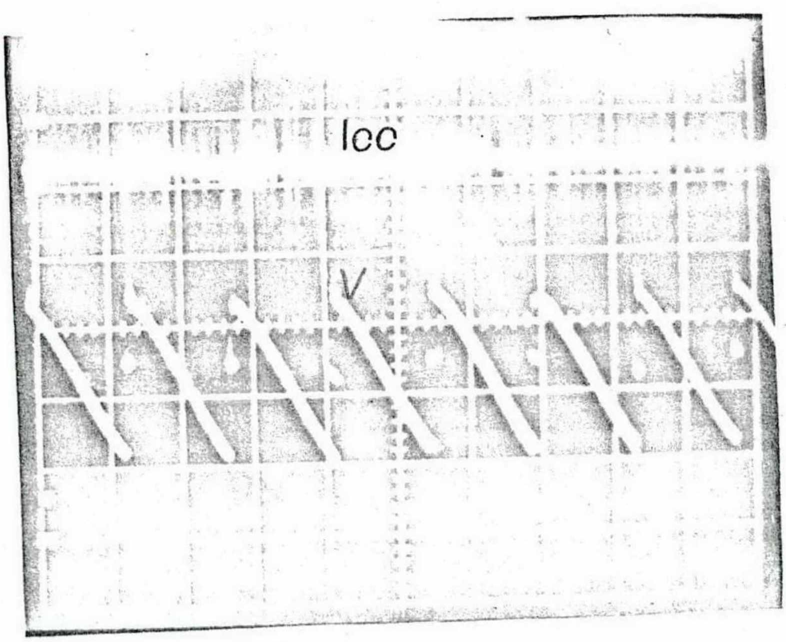
Escalas

Tensão : 20 V/div

Corrente: 4.167 A/div

Tempo : 2ms/div

Figura 2.41 - Tensão nos terminais do in versor e Corrente Icc para $\alpha = 90^{\circ}$ e Wm = 1560 Rpm



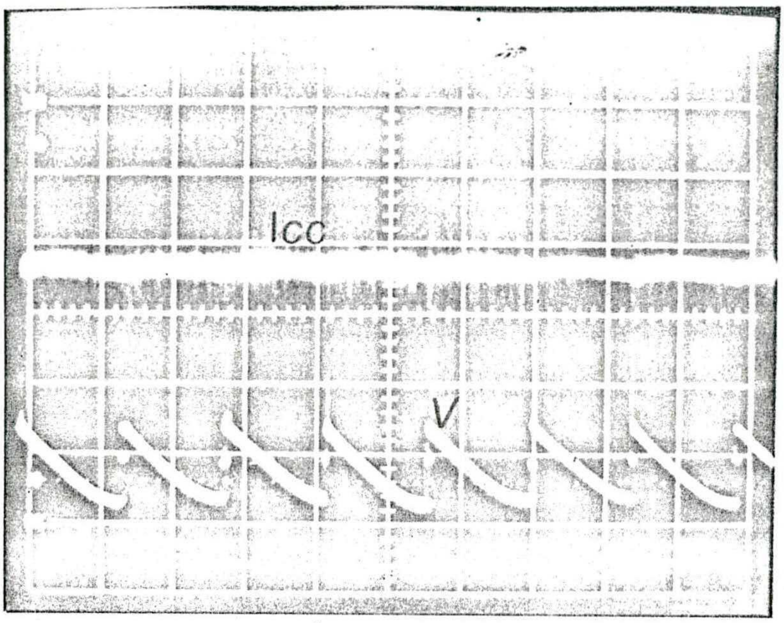
Escalas

Tensão : 20 V/div

Corrente: 8,33 A/div

Tempo : 2ms/div

Figura - 2.42 - Tensão nos terminais do in versor e Corrente Icc para $\alpha = 90^{\circ}$ e Wm = 1200Rpm.



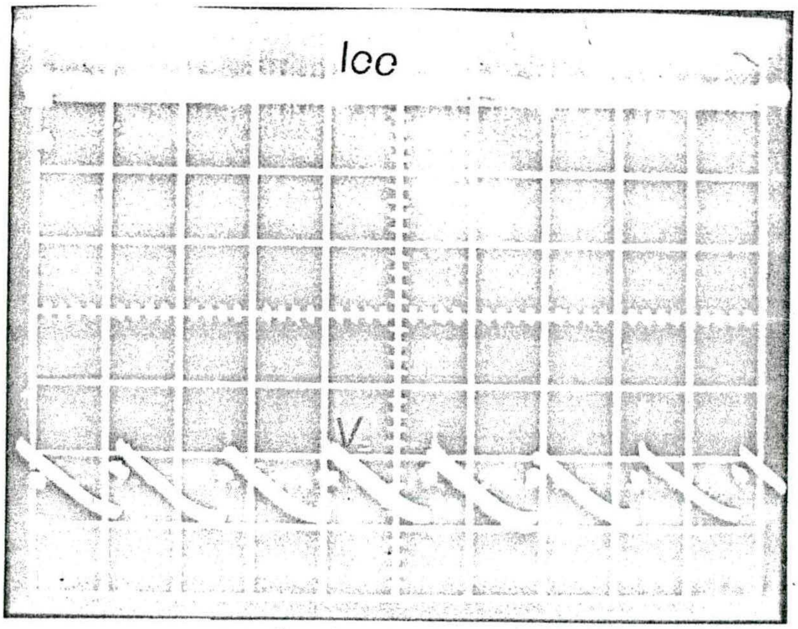
Escalas

Tensão : 20 V/div

Corrente: 4,167 A/div

Tempo : 2ms/div

Figura - 2.43 - Tensão nos terminais do inversor e Corrente Icc para $\alpha = 150^{o}$ e Wm = 915 Rpm.



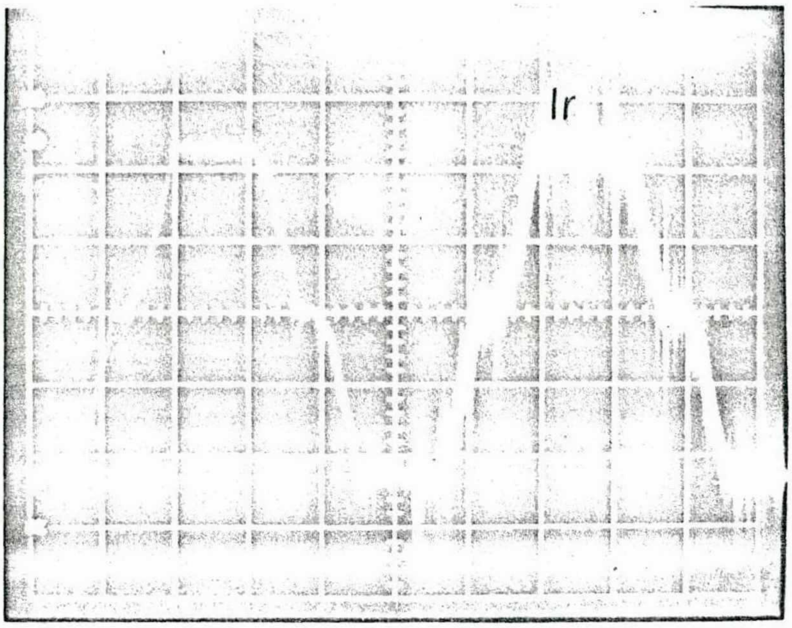
Escalas

Tensão : 20 V/div

Corrente: 4.167 A/div

Tempo : 2ms/div

Figura - 2.44 - Tensão nos terminais do inversor e Corrente Icc para $\alpha = 150^{o}$ e Wm = 625 Rpm.



Escala

Corrente: 8,33 A/div

Tempo : 10ms/div

Figura - 2.45 - Corrente numa Fase do Rotor para $\alpha = 90^o$ e Wm = 1200 Rpm.

C A P Í T U L O III

ANÁLISE DA CASCATA HIPOSSÍNCRONA COM UM PULSADOR ELEVADOR INSERIDO NA MALHA DE CORRENTE CONTÍNUA

3.1 - INTRODUÇÃO

No capítulo precedente foi feita a análise em regime permanente da montagem denominada de Cascata Hipossíncrona, a qual é constituida basicamente de um retificador de onda completa, um indutor de filtragem que conecta o retificador ao inversor e de um transformador que adapta a tensão da rede à tensão do inversor. Neste capítulo será feita a análise da Cascata Hipossíncrona modificada, ou seja, a análise da Cascata Hipossíncrona convencional mas com um pulsador elevador inserido na malha de corrente contínua.

A corrente contínua nesta nova configuração passa a ser a variável de controle, pois o ângulo α de disparo dos tiristores ficará fixado no valor máximo permissível a fim de minimizar a potência reativa consumida pelo inversor, e portanto, a análise se processará com o intuito de se obter expressões para o torque, fator de potência total da montagem e também determinar a faixa de velocidade na qual o pulsador pode atuar.

Também será feita uma análise do pulsador para determinação da freqüência máxima de operação, razão cíclica e dos tempos mínimos necessários para a saturação e bloqueio dos transis tores de potência do pulsador a fim de proporcionar um perfeito funcionamento do pulsador.

3.2 - APRESENTAÇÃO E DESCRIÇÃO DO FUNCIONAMENTO DA ESTRUTURA EM ESTUDO

O circuito da Cascata Hipossíncrona com um pulsador inserido na malha de corrente contínua está apresentado na Figura 3.1.

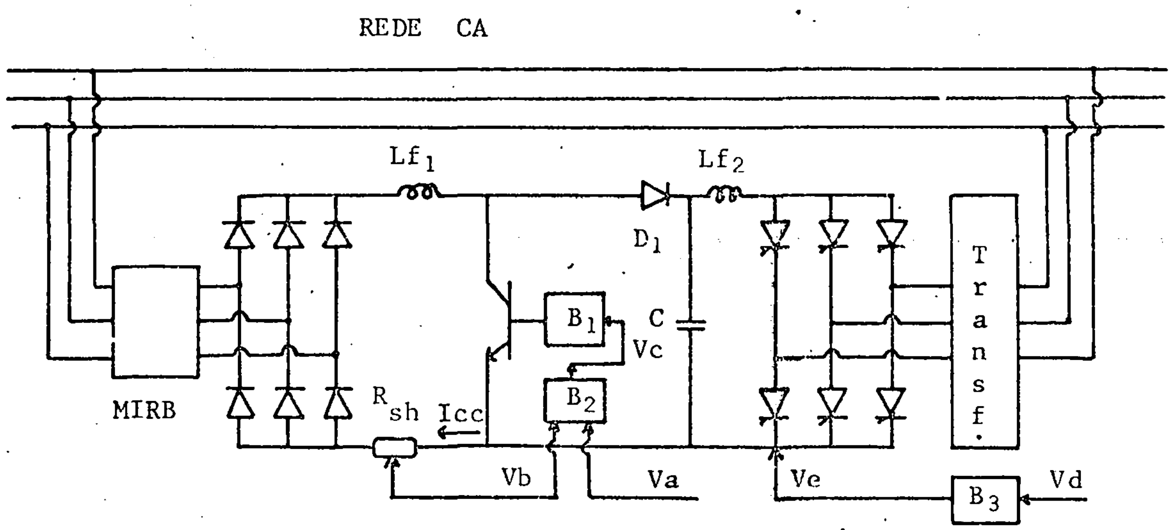


Figura - 3.1 - Diagrama de Blocos da Cascata Hipossíncrona com um Pulsador Elevador inserido na malha de Corrente Contínua.

Onde:

B_1 : Bloco de Comando do Pulsador;

B_2 : Bloco de Controle do Pulsador;

B_3 : Bloco de Comando do Inversor;

Va : Tensão de referência, proporcional a Corrente Icc desejada;

Vb : Tensão de Controle, proporcional a corrente Icc que circula na malha intermediária de Corrente Contínua;

Vc : Tensão de entrada do Bloco de Comando;

Vd : Tensão de referência, proporcional ao ângulo α desejado para o disparo dos tiristores da Ponte Inversora;

Ve : Tensão de Gatilho dos Tiristores;

R_{sh} : Resistor Shunt.

Verifica-se através da Figura 3.1 que a montagem consiste de um motor de indução de rotor bobinado com os terminais das bobinas rotóricas acessíveis, nos quais encontra-se conectado um retificador trifásico de onda completa operando na freqüência de escorregamento.

No circuito intermediário de corrente contínua há um indutor de filtragem, Lf_1, que liga o retificador ao pulsador. O valor da corrente contínua, Icc, é monitorado através da queda de tensão sobre um resistor Shunt colocado na malha de corrente contínua. A queda de tensão no resistor Shunt atua como sinal de controle, que juntamente com o sinal de referência Va, que é proporcional à corrente Icc desejada, é enviado ao bloco de controle para processamento com o objetivo de se obter um sinal que atuará como entrada do bloco de comando, Vc, de forma a fazer com que a corrente contínua Icc seja modulada por valores extremos. O pulsador por sua vez, adapta a razão cíclica de forma a manter a corrente Icc no valor desejado.

O bloco B_3 da Figura 3.1, é o bloco de comando dos tiristores da ponte inversora. B_3 tem como entrada uma tensão de referência Vd que é proporcional ao ângulo de disparo desejado e que se manterá num valor fixo correspondente ao máximo ângulo permissível para uma operação segura da ponte inversora. A tensão de saída Ve é a tensão de gatilho dos tiristores.

De forma análoga a Cascata Hipossíncrona convencional, a potência de escorregamento é restituida à rede de alimentação através do inversor e do transformador.

O diodo D_1 tem por função impedir que o capacitor C se descarregue sobre o pulsador no instante em que o pulsador estiver com seus transistores saturados. O indutor Lf_2 é utilizado para garantir a não extinção da corrente que circula pelo inversor nos instantes em que o pulsador estiver saturado, e conseqüentemente o diodo D_1 bloqueado.

No ítem seguinte serão determinadas as expressões que regem a corrente Icc para a situação em que o transistor do pulsador se encontram saturado e para a situação em que estiver bloqueado.

3.3 - DETERMINAÇÃO DA EXPRESSÃO DA CORRENTE NO CIRCUITO DE CORRENTE CONTÍNUA

Em diagrama de blocos, a Cascata Hipossíncrona com um pulsador no circuito cc apresenta a seguinte configuração:

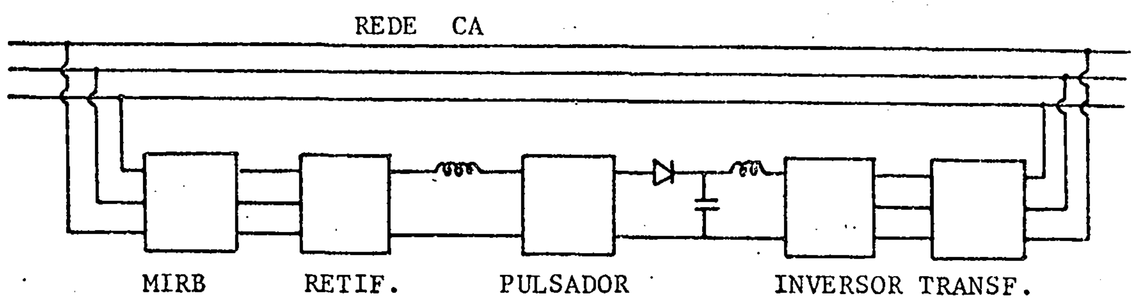


Figura - 3.2 - Diagrama de Blocos da Cascata Hipossíncrona com um pulsador Elevador inserido na malha de Corrente Contínua.

Referindo-se os parâmetros do motor e do retificador para o circuito cc intermediário teremos o seguinte circuito equivalente para a montagem:

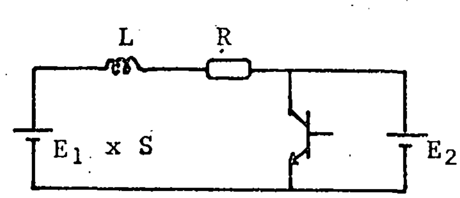


Figura - 3.3 - Circuito Equivalente da Montagem.

Onde:

L : Representa a Indutância Total no Circuito cc;

R : Representa a Resistência Total no Circuito cc;

$$E_1 : \frac{(qr)}{\pi} x K_{1_r} x \operatorname{sen}\left(\frac{\pi}{qr}\right) x V'_{1_a} = \frac{(qr)}{\pi} x K_{1_r} x \operatorname{Sen}\left(\frac{\pi}{qr}\right) x \frac{Xm \ x \ Vfase}{\sqrt{r_1^2 + (x_1 + Xm)^2}} x \frac{1}{a} \quad (3.1)$$

$$E_2 : \frac{(qi)}{\pi} x K_{1_i} x \operatorname{sen}\left(\frac{\pi}{qi}\right) x \frac{Vfase}{n} x \cos \alpha \quad (3.2)$$

Para se efetuar o equacionamento da corrente Icc no circuito equivalente dado pela Figura 3.3, deve-se levar em conta o fato de que este circuito pode assumir duas configurações diferentes, dependendo do estado em que o transistor de se encontra, isto é saturado ou bloqueado.

Considerando inicialmente que o transistor que representa o pulsador encontra-se saturado e desprezando-se as perdas que nele ocorrem, teremos o seguinte circuito equivalente para esta situação:

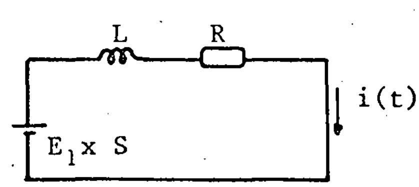


Figura - 3.4 - Circuito Equivalente da Montagem para a situação em que o transistor do Pulsador se encontra Saturado.

Equacionando-se a malha do circuito da Figura 3.4 obtém-se:

$$E_1 \times S = R \times i(t) + L \times \frac{di(t)}{dt} \quad (3.3)$$

Aplicando a transformada de Laplace em (3.3), teremos:

$$\frac{E_1 \times S}{S^*} = R \times I + L \times S^* \times I - L \times I_1(0) \qquad (3.4)$$

Onde S^* representa a freqüência complexa

Isolando-se a corrente na expressão (3.4) tem-se:

$$I = \frac{E_1 \times S \times 1}{S^* \left(S^* + \frac{R}{L}\right) \times L} + \frac{I_1(0)}{\left(S^* + \frac{R}{L}\right)} \qquad (3.5)$$

No domínio do tempo a expressão (3.5) é dada por:

$$i(t) = \frac{E_1 \times S}{R} + \left| I_1(0) - \frac{E_1 \times S}{R} \right| \times e^{-t/\tau} \qquad (3.6)$$

Onde $I_1(0) = I_{min} = I_1$ e $\tau = L/R$

Portanto $i(t) = \frac{E_1 \times S}{R} + \left| I_1 - \frac{E_1 \times S}{R} \right| \times e^{-t/\tau}$ (3.7)

A expressão (3.7) é portanto a expressão que determina a corrente na malha cc durante o intervalo de tempo em que o transistor do pulsador encontra-se saturado.

Para a situação em que o transistor do pulsador encontra-se bloqueado, o circuito equivalente da montagem assume a seguinte configuração:

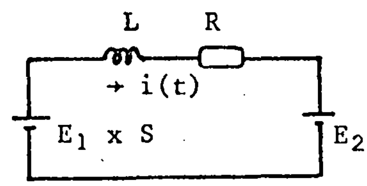


Figura - 3.5 - Circuito Equivalente para a montagem na situação em que o Transistor do Pulsador se encontra Bloqueado.

Equacionando-se a malha do circuito da Figura 3.5, obtém-se:

$$E_1 \times S = R \times i(t) + L \times \frac{di(t)}{dt} + E_2 \qquad (3.8)$$

Aplicando-se a transformada de Laplace em (3.8) tem-se:

$$\frac{E_1 \times S - E_2}{S^*} = R \times I + L \times S^* I - L \times i_2(0) \qquad (3.9)$$

Isolando-se a corrente na expressão (3.9) obtém-se:

$$I = \frac{(E_1 \times S - E_2)}{S^* \times (S^* + \frac{R}{L}) \times L} + \frac{i_2(0)}{(S^* + \frac{R}{L})} \qquad (3.10)$$

A expressão (3.10) no domínio do tempo é dada por:

$$i(t) = \frac{(E_1 \times S - E_2)}{R} \times \left[1 - e^{-\frac{R}{L} \times t} \right] + i_2(0) \times \left[e^{-\frac{R}{L} \times t} \right] \quad (3.11)$$

Onde: $\tau = L/R$ e $i_2(0) = I_2$

Portanto

$$i(t) = \frac{(E_1 \times S - E_2)}{R} + \left[I_2 - \frac{(E_1 \times S - E_2)}{R} \right] \times e^{-t/\tau} \quad (3.12)$$

Durante o intervalo de tempo em que o transistor do pulsador encontra-se bloqueado, a corrente na malha intermediária cc é dada pela expressão (3.12).

A partir das expressões (3.7) e (3.12) pode-se determinar as formas de onda da corrente na indutância no transistor e no inversor. Tais formas de onda estão apresentadas na Figura 3.6.

De acordo com a Figura 3.6 pode-se determinar os valores de I_1 e I_2 em função dos tempos em que o transistor do pulsador se encontra saturado ou bloqueado.

No primeiro caso, isto é, transistor saturado, para $t = T_1$, tem-se:

$$i(T_1) = I_2$$

Substituindo $t = T_1$ na expressão (3.7) teremos:

$$I_2 = \frac{E_1 \times S}{R} + \left| I_1 - \frac{E_1 \times S}{R} \right| \times e^{-T_1/\tau} \qquad (3.13)$$

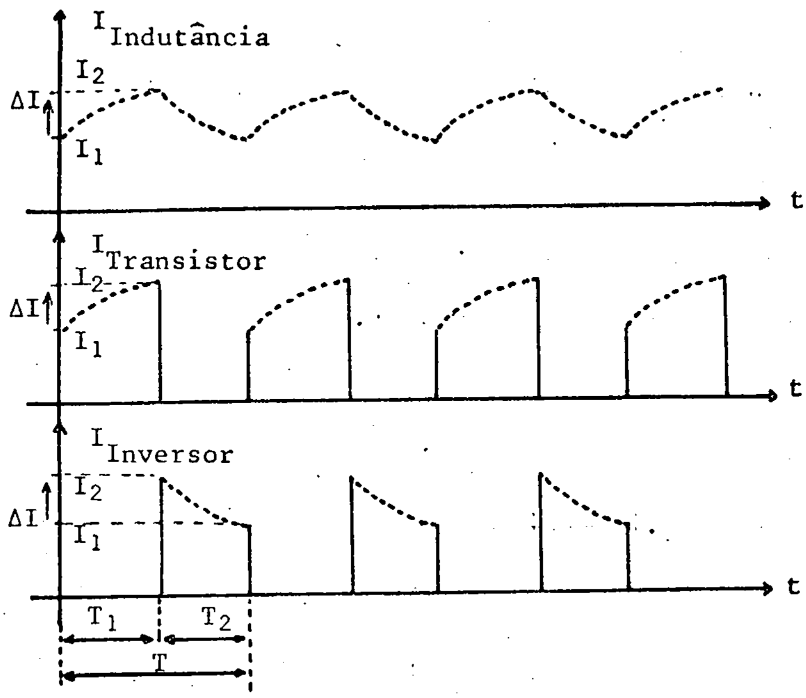


Figura - 3.6 - Formas de Onda da Corrente na Indutância, transistor de Pulsador e no Inversor em função do Tempo.

Para o caso em que o transistor do pulsador encontra-se bloqueado, quando $t = T_2$, tem-se:

$$i(T_2) = I_2$$

Substituindo $t = T_2$ na expressão (3.12), obtem-se:

$$I_1 = \frac{E_1 \times S - E_2}{R} + \left| I_2 - \frac{|E_1 \times S - E_2|}{R} \right| \times e^{-T_2/\tau} \qquad (3.14)$$

As expressões (3.14) e (3.13) nos fornecem respectivamente os valores mínimo e máximo da corrente na malha cc em função dos tempos de condução e bloqueio do transistor do pulsador, do escorregamento e dos parâmetros da Cascata Hipossíncrona.

3.4 - DETERMINAÇÃO DO PERÍODO DE OPERAÇÃO DO PULSADOR

Isolando o termo exponencial da expressão (3.13), obtém-se:

$$e^{\frac{-T_1}{\tau}} = \left| I_2 - \frac{E_1 \times S}{R} \right| \times \frac{1}{\left| I_1 - \frac{E_1 \times S}{R} \right|} = \frac{R \times I_2 - E_1 \times S}{R \times I_1 - E_1 \times S}$$

A partir da expressão acima pode-se obter uma expressão para T_1. Esta expressão é dada por:

$$T_1 = \tau \times \ln \left| \frac{R \times I_1 - E_1 \times S}{R \times I_2 - E_1 \times S} \right| \qquad (3.15)$$

Da mesma forma obtém-se T_2 a partir da expressão (3.14), ou seja.

$$e^{\frac{-T_2}{\tau}} = \left| I_1 - \frac{\left| E_1 \times S - E_2 \right|}{R} \right| \times \frac{1}{\left| I_2 - \frac{\left| E_1 \times S - E_2 \right|}{R} \right|} = \frac{R \times I_1 - E_1 \times S + E_2}{R \times I_2 - E_1 \times S + E_2}$$

Ou $$T_2 = \tau \times \ln \frac{R \times I_2 - E_1 \times S + E_2}{R \times I_1 - E_1 \times S + E_2} \qquad (3.16)$$

Conhecendo-se os tempos em que o transistor do pulsador encontra-se saturado, T_1, e bloqueado, T_2, o período é dado por:

$$T = T_1 + T_2 \tag{3.17}$$

Substituindo-se as expressões (3.15) e (3.16) em (3.17), tem-se:

$$T = \tau \times \left[\ell n \left| \frac{R \times I_1 - E_1 \times S}{R \times I_2 - E_1 \times S} \right| + \ell n \left| \frac{R \times I_2 - E_1 \times S + E_2}{R \times I_1 - E_1 \times S + E_2} \right| \right] \tag{3.18}$$

3.5 - DETERMINAÇÃO DA FREQÜÊNCIA MÁXIMA DE FUNCIONAMENTO DO PULSADOR

A freqüência máxima de funcionamento do pulsador é um parâmetro relevante no projeto do pulsador. Para determiná-la, deriva-se em relação a $E_1 \times S$ a equação que exprime o período, (3.18), igualando-se o resultado a zero, ou seja:

$$\frac{\partial T}{\partial E_1 \times S} = 0 \tag{3.19}$$

Substituindo-se (3.18) em (3.19) e efetuando-se a derivada teremos:

$$\left| \frac{|I_1 - I_2| \times R}{(I_1 \times R - E_1 \times S) \times (I_2 \times R - E_1 \times S)} - \frac{|I_1 - I_2| \times R}{(R \times I_2 - E_1 \times S + E_2)\ (R \times I_1 - E_1 \times S + E_2)} \right| = 0$$

Manipulando-se a expressão acima e efetuando-se as devidas simplificações, obtém-se como resultado a seguinte expressão:

$$E_1 \times S = \frac{R \times |I_1 + I_2|}{2} + \frac{E_2}{2} \qquad (3.20)$$

Se definirmos que as correntes mínima e máxima são dadas por:

$$I_1 = Icc - \Delta I/2 \qquad (3.21)$$

$$I_2 = Icc + \Delta I/2 \qquad (3.22)$$

Teremos a seguinte expressão para a tensão $E_1 \times S$:

$$E_1 \times S = \frac{R}{2} \times |Icc - \frac{\Delta I}{2} + Icc + \Delta I/2| + E_2/2$$

Ou $$E_1 \times S = RIcc + E/2 \qquad (3.23)$$

De acordo com o circuito da Figura 3.3, a corrente média é dada por:

$$Icc = \frac{E_1 \times S - E_{2_{média}}}{R} \qquad (3.24)$$

pois a tensão média no indutor é nula, sendo que $E_{2média}$ é:

$$E_{2média} = E_2 \left| 1 - R^* \right| \tag{3.25}$$

Sendo R^* a razão cíclica do pulsador e é definida por:

$$R^* = \frac{\text{Tempo de Condução}}{\text{Período}}$$

Ou seja

$$R^* = \frac{T_1}{T} \tag{3.26}$$

Da expressão (3.24) obtém-se:

$$RIcc = E_1 \times S - E_{2média} \tag{3.27}$$

Substituindo-se (3.23) e (3.25) em (3.27), tem-se:

$$RIcc = RIcc + \frac{E_2}{2} - E_2 + E_2 \times R^*$$

Ou

$$R^* = 0{,}5 \tag{3.28}$$

Portanto, de acordo com a expressão (3.28) a freqüência máxima ocorre quando a razão cíclica do pulsador é $R^* = 0{,}5$ é dada pela seguinte expressão:

$$f_{máx} = \frac{1}{T_{min}} \tag{3.29}$$

De acordo com a expressão (3.26), para a freqüência máxima, o período é dado por:

$$T_{min} = 2 \times T_1 \tag{3.30}$$

Substituindo-se (3.15) em (3.30), obtém-se:

$$T_{min} = 2 \times \tau \times \ln \left| \frac{R \times I_1 - E_1 \times S}{R \times I_2 - E_1 \times S} \right| \tag{3.31}$$

Finalmente, substituindo-se (3.21) e (3.22) em (3.31) e efetuando-se as devidas simplificações, obtém-se a seguinte expressão para a freqüência máxima.

$$\tau \times f_{máx} = \frac{0,5}{\ln \left| \dfrac{\dfrac{E_2}{R\Delta I} + 1}{\dfrac{E_2}{R\Delta I} - 1} \right|} \tag{3.32}$$

A expressão (3.32) é importante para o projeto do pulsador, pois através dela pode-se determinar qual será a freqüência máxima de operação do pulsador em função dos parâmetros do circuito.

3.6 - DETERMINAÇÃO DOS TEMPOS MÍNIMOS DE CONDUÇÃO E BLOQUEIO DOS TRANSISTORES DO PULSADOR

No projeto do pulsador, além da freqüência máxima de operação, devem ser respeitados os tempos mínimos de condução e bloqueio, para que ocorra uma perfeita comutação nos transistores do pulsador.

De acordo com as expressões (3.24) e (3.25) a corrente média é dada por:

$$Icc = \frac{E_1 \times S - E_2 (1 - R^*)}{R} \qquad (3.33)$$

Substituindo-se (3.33) em (3.21) e (3.22), tem-se:

$$I_1 = \frac{2 \times E_1 \times S - 2 \times E_2 + 2 \times E_2 \times R^* - R\Delta I}{2R} \qquad (3.34)$$

$$I_2 = \frac{2 \times E_1 \times S - 2 \times E_2 + 2 \times E_2 \times R^* + R\Delta I}{2R} \qquad (3.35)$$

Substituindo-se (3.34) e (3.35) em (3.15) e (3.16) obtém-se:

$$T_1 = \tau \times \ln \left| \frac{2 \times E_1 \times S - 2 E_2 + 2 E_2 \times R^* - R \times \Delta I - 2 E_1 \times S}{2 \times E_1 \times S - 2 E_2 + 2 E_2 \times R^* + R \times \Delta I - 2 E_1 \times S} \right| \qquad (3.36)$$

$$T = \tau \times \ln \left| \frac{2 \times E_1 \times S - 2 E_2 + 2 E_2 \times R^* + R \times \Delta I - 2 E_1 \times S + 2 \times E_2}{2 \times E_1 \times S - 2 E_2 + 2 E_2 \times R^* - R \times \Delta I - 2 E_1 \times S + 2 \times E_2} \right| \qquad (3.37)$$

Efetuando-se as devidas simplificações nas expressões (3.36) e (3.37) teremos:

$$T_1 = \tau \times \ell n \left| \frac{\left[\frac{2 \times E_2}{R \times \Delta I}\right] \times |1 - R^*| + 1}{\left[\frac{2 \times E_2}{R \times \Delta I}\right] \times |1 - R^*| - 1} \right| \tag{3.38}$$

$$T_2 = \tau \times \ell n \left| \frac{\left[\frac{2 \times E_2}{R \times \Delta I}\right] \times R^* + 1}{\left[\frac{2 \times E_2}{R \times \Delta I}\right] \times R^* - 1} \right| \tag{3.39}$$

De acordo com a expressão (3.26), quando T_1 tende a zero a razão cíclica também tende a zero. Aplicando essa análise na expressão (3.38), tem-se:

$$\frac{T_{1min}}{\tau} \geq \ell n \left| \frac{\frac{2 \times E_2}{R \times \Delta I} + 1}{\frac{2 \times E_2}{R \times \Delta I} - 1} \right| \tag{3.40}$$

De forma análoga, de acordo com (3.26), quando T_2 tende a zero a razão cíclica tende a um. Portanto de acordo com (3.39) teremos:

$$\frac{T_{2min}}{\tau} \geq \ell n \left| \frac{\frac{2 \times E_2}{R \times \Delta I} + 1}{\frac{2 \times E_2}{R \times \Delta I} - 1} \right| \tag{3.41}$$

Verifica-se que tanto a expressão (3.41) como a expressão (3.40) são dependentes da relação $\frac{E_2}{R x \Delta I}$. De acordo com a expressão (3.32), a freqüência máxima também depende da relação $\frac{E_2}{R x \Delta I}$. Portanto, pode-se determinar uma faixa de valores para $\frac{E_2}{R x \Delta I}$ na qual tanto a freqüência máxima de projeto como os tempos mínimos necessários para a comutação sejam respeitados.

Da expressão (3.32) pode-se tirar que:

$$\left[\frac{E_2}{R \times \Delta I} + 1\right] \geqslant \left[\frac{E_2}{R \times \Delta I} - 1\right] \times e^{\frac{1}{2 \times \tau \times f_{máx}}}$$

ou

$$\frac{E_2}{R \times \Delta I} \geq -\frac{\left[1 + e^{\frac{1}{2 \times \tau \times f_{máx}}}\right]}{1 - e^{\frac{1}{2 \times \tau \times f_{máx}}}} \tag{3.42}$$

Da expressão (3.41), obtem-se:

$$\left[\frac{2 \times E_2}{R \times \Delta I} + 1\right] \leq \left[\frac{2 \times E_2}{R \times \Delta I} - 1\right] \times e^{\frac{T_{2min}}{\tau}}$$

Ou

$$\frac{E_2}{R \times \Delta I} \leqslant -\left[\frac{1}{2} \times \frac{\left(1 + e^{\frac{T_{2min}}{\tau}}\right)}{\left(1 - e^{\frac{T_{2min}}{\tau}}\right)}\right] \tag{3.43}$$

De forma análoga, manipulando-se a expressão (3.40) obtém-se:

$$\frac{E_2}{R \times \Delta I} \leq \left[\frac{1}{2} \times \frac{(1 + e^{\frac{T_{1min}}{\tau}})}{(1 - e^{\frac{T_{1min}}{\tau}})} \right] \qquad (3.44)$$

Com as expressões (3.42), (3.43) e (3.44), pode-se obter a faixa em que a relação $\frac{E_2}{R \times \Delta I}$ deve estar compreendida para que os tempos mínimos para uma perfeita comutação e a freqüência máxima de operação do pulsador sejam respeitadas, ou seja:

$$B \leq \frac{E_2}{R \times \Delta I} \leq A$$

Sendo A dado pelo menor valor entre as relações (3.43) e (3.44) e B corresponde ao valor dado pela expressão (3.42).

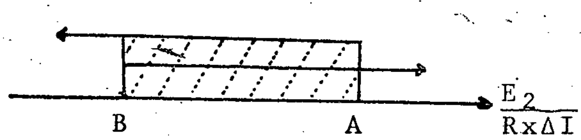


Figura - 3.7 - Faixa de Valores que $E_2/R\times\Delta I$ pode assumir a fim de garantir os tempos mínimos e a freqüência máxima.

3.7 - DETERMINAÇÃO DA EXPRESSÃO PARA A RAZÃO CÍCLICA DO PULSADOR

Por definição, a razão cíclica é dada pela expres são (3.26), ou seja.

$$R^* = T_1/T$$

Sendo T_1 o tempo de condução dos transistores do pulsador e T o período de operação. Portanto de acordo com as expressões (3.15) e (3.18) que nos fornecem T_1 e T respectivamente, teremos:

$$R^* = \frac{A}{A + B} \tag{3.45}$$

Onde $$A = \tau \times \ell n \left| \frac{RxI_1 - E_1 \times S}{RxI_2 - E_1 \times S} \right|$$

$$B = \tau \times \ell n \left| \frac{RxI_2 - E_1 \times S + E_2}{RxI_1 - E_1 \times S + E_2} \right|$$

Substituindo (3.21) e (3.22) em (3.45), obtém-se:

$$R^* = \frac{C}{C + D} \tag{3.46}$$

Onde $$C = \tau \times \ell n \left| \frac{RxIcc - \frac{Rx\,\Delta I}{2} - E_1 \times S}{RxIcc + \frac{Rx\,\Delta I}{2} - E_1 \times S} \right|$$

$$D = \tau \times \ell n \left| \frac{RxIcc + \frac{Rx\,\Delta I}{2} - E_1 \times S + E_2}{RxIcc - \frac{Rx\,\Delta I}{2} - E_1 \times S + E_2} \right|$$

Para uma dada Icc, a expressão (3.46) nos fornece a razão cíclica em função do escorregamento tomando R, ΔI e E_2 como parâmetros.

Foi feita a simulação da expressão (3.46), utilizando-se os parâmetros listados na Apêndice A e os resultados obtidos plotados nas Figuras 3.8 e 3.9.

Através das Figuras, verifica-se que para um dado escorregamento, a razão cíclica aumenta com a redução da relação de transformação e para uma dada relação de transformação, a razão diminui a medida em que o escorregamento aumenta.

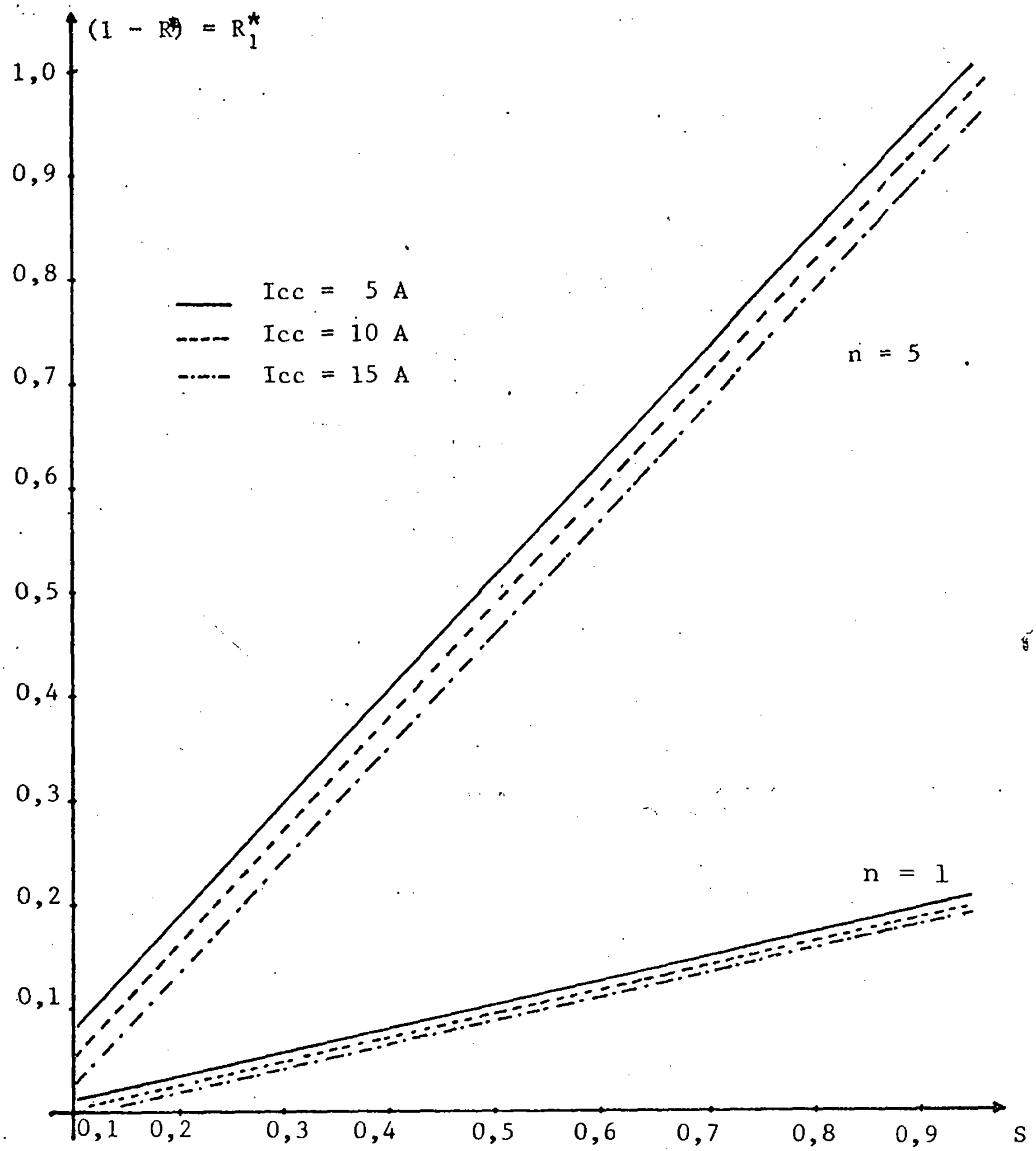


Figura - 3.8 - Razão Cíclica em Função do Escorregamento.

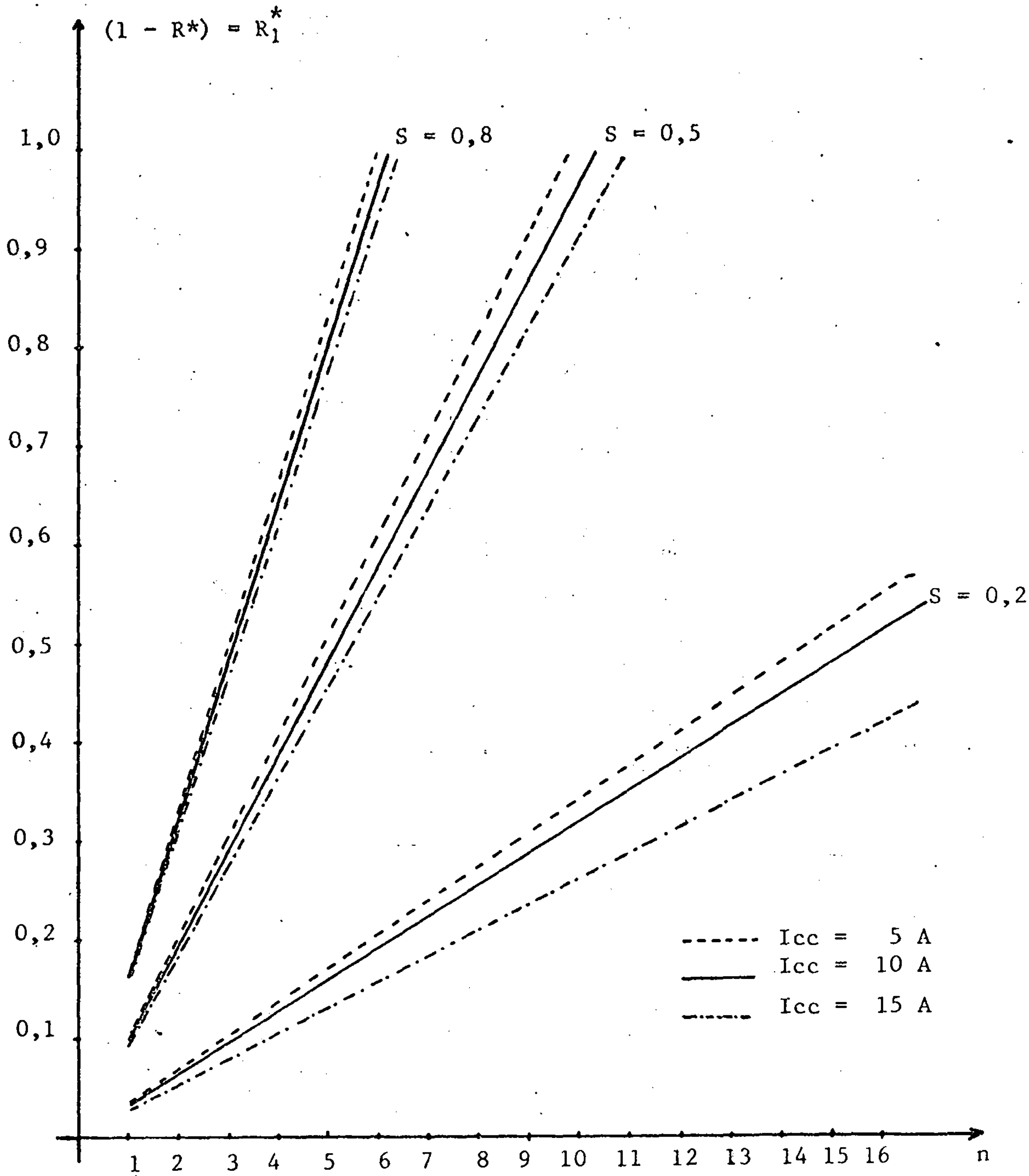


Figura - 3.9 - Razão Cíclica em Função da Relação de transformação, n, do Tranformador.

3.8 - DETERMINAÇÃO DA FAIXA DE VELOCIDADE DO MOTOR EM QUE É POSSÍVEL IMPOR NA MALHA INTERMEDIÁRIA CC, ATRAVÊS DO PULSADOR, O VALOR DA CORRENTE Icc

Na Cascata Hipossíncrona com um pulsador inserido na malha intermediária cc, ver Figura 3.10, existe uma faixa de velocidade, que depende dos parâmetros do motor, dos conversores e da relação de transformação do transformador, em que é possível impor-se o valor da corrente Icc desejada. Sendo que para as velocidades superiores à velocidade máxima da faixa de velocidade controlada pelo pulsador e inferiores à mínima velocidade, a montagem adquire configurações distintas e a corrente no circuito intermediário cc varia de acordo com a nova configuração assumida, não mais imposta pelo pulsador.

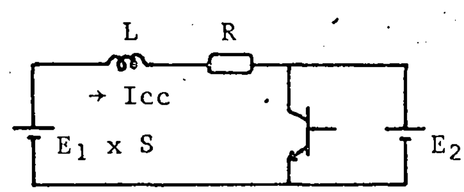


Figura - 3.10 - Circuito Equivalente da Montagem.

Os valores limites de velocidade são os correspondentes as seguintes situações:

a) Transistor Bloqueado

Esta situação é a correspondente à mínima velocida de na qual ainda é possível impor-se, através do pulsador, o valor da corrente Icc. Para velocidades abaixo da velocidade W_{min}, a corrente Icc aumenta proporcionalmente à redução da velocidade e a montagem passa a operar da mesma forma que a Cascata Hipossíncrona convencional sem o pulsador inserido na malha intermediária cc, isto é, o pulsador permanecerá bloqueado o tempo todo. O circuito equivalente para esta situação é o seguinte:

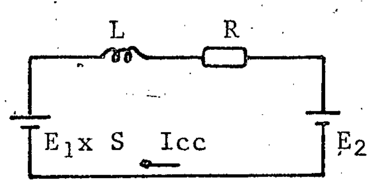


Figura - 3.11 - Circuito Equivalente para a montagem com o Transistor do Pulsador Bloqueado.

De acordo com o circuito da Figura 3.11, a corrente Icc é dado por:

$$Icc = \frac{E_1 \times S - E_2}{R} \qquad (3.47)$$

Isolando-se o escorregamento na expressão (3.47), obtém-se:

$$S = \frac{R \times Icc + E_2}{E_1} \qquad (3.48)$$

Mas, por definição o escorregamento é dado por:

$$S = \frac{Ws - p \times Wm}{Ws} \qquad (3.49)$$

Substituindo-se (3.49) em (3.48), teremos a seguinte expressão para a velocidade mínima.

$$p \times W_{min} = Ws \left| 1 - \frac{(Icc \times R + E_2)}{E_1} \right| \qquad (3.50)$$

b) Transistor Saturado

Esta situação é a correspondente à máxima velocidade na qual ainda é possível impor-se, através do pulsador, o valor da corrente Icc. Para velocidade acima da velocidade $W_{máx}$, a corrente Icc diminue de acordo com a característica do motor de indução com o rotor em curto-circuito, isto é, o pulsador permanece em condução o tempo todo, razão cíclica igual a um. O circuito equivalente para esta situação é o seguinte:

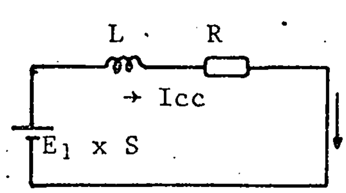


Figura - 3.12 - Circuito Equivalente da Montagem para a situação em que o Transistor do Pulsador se encontra Saturado.

De acordo com a Figura 3.12 a corrente Icc é dada por:

$$Icc = \frac{E_1 \times S}{R} \tag{3.51}$$

Isolando-se o escorregamento em (3.51) teremos:

$$S = \frac{R \times Icc}{E_1} \tag{3.52}$$

Substituindo-se (3.49) em (3.52), obteremos a expressão para a velocidade máxima.

$$p \times Wm_{máx} = Ws \left| 1 - \frac{R \times Icc}{E_1} \right| \tag{3.53}$$

Com as expressões (3.53) e (3.50), pode-se obter a faixa de velocidade na qual é possível impor-se o valor da corrente Icc através do pulsador. Verifica-se através da expressão (3.50) que a faixa de velocidade, para uma dada montagem, pode ser ampliada aumentando-se o valor de E_2, ou seja, reduzindo-se a relação de transformação do transformador. De acordo com a velocidade, a Cascata Hipossíncrona com um pulsador elevador inserido no circuito intermediário cc pode assumir as seguintes configurações:

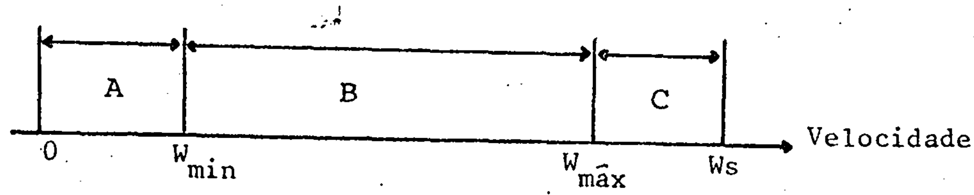


Figura - 3.13 - Configurações Assumidas pela Cascata Hipossíncrona modificada em Função da Velocidade.

Onde:

A : Cascata Hipossíncrona Convencional;

B : Cascata Hipossíncrona com um Pulsador no Circuito Intermediário;

C : Característica do Motor com Rotor em Curto-Circuito.

Sendo que a curva característica Torque x velocidade do motor, apresenta a seguinte forma, de acordo com a configuração assumida em cada faixa de velocidade.

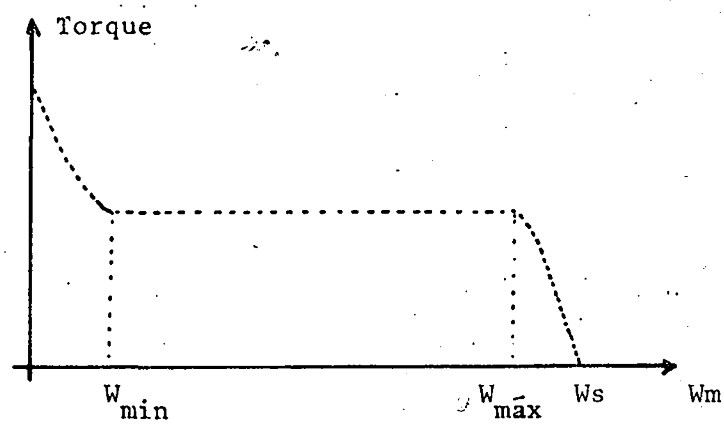


Figura - 3.14 - Curva Genérica Torque x Velocidade para a Cascata Hipossíncrona com um Pulsador inserido na Malha de Corrente Contínua.

3.9 - DETERMINAÇÃO DA EXPRESSÃO PARA O COS ØTOTAL DA CASCATA HIPOSSÍNCRONA COM UM PULSADOR ELEVADOR INSERIDO NO CIRCUITO INTERMEDIÁRIO DE CORRENTE CONTÍNUA

Para velocidades que se situam dentro da faixa de velocidades na qual o pulsador tem atuação, pode-se impor o valor da corrente Icc. Portanto, para uma dada Icc e com auxílio da relação (2.26), pode-se determinar a potência ativa do motor, da mesma forma que para o caso da Cascata Hipossíncrona convencional (sem pulsador), elas são dadas pelas expressões (2.85) e (2.86) respectivamente, ou seja:

$$P_{motor} = 3 \times Vfase \times \frac{I_1}{a} \times \cos \gamma_{\phi_m}$$

$$Q_{motor} = 3 \times Vfase \times \frac{I_1}{a} \times \operatorname{sen} \gamma_{\phi_m}$$

Para se determinar a potência ativa e reativa consumida pelo inversor deve-se conhecer a corrente eficaz que circula pelo mesmo. Para determiná-la, usar-se-á o circuito equivalente dado pela Figura 3.15, no qual leva-se em conta as perdas nos conversores e no motor mas o pulsador é idealizado como uma chave, isto é, são desprezadas as perdas devido a comutação.

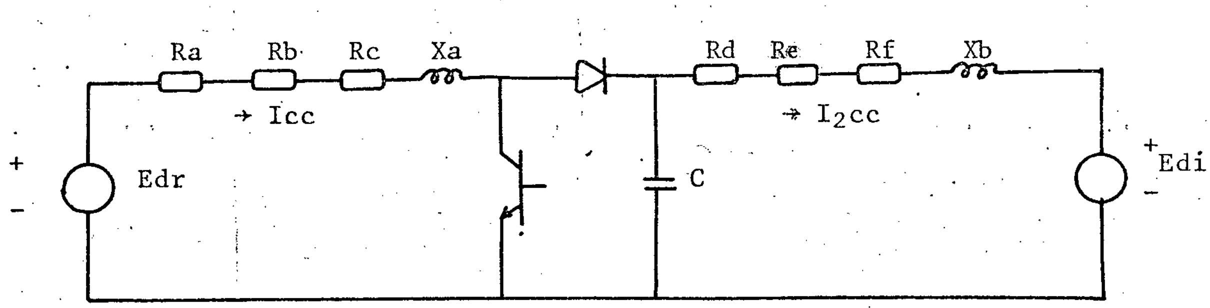


Figura - 3.15 - Circuito Equivalente da Cascata Hipossíncrona com um Pulsador na Malha de cc.

Onde:

Ra : $(K_2 r)^2 \times |S \times R_1' + r_2'|$

Rb : $\frac{(K_3 r)}{2\pi} \times (X_1' + x_2') \times S$

Rc : r_0

Xa : X_0

Rd : $(K_2 i)^2 x\ r_3$

Re : $\frac{K_3 i}{2\ \pi}\ x\ X_3$

Rf : r_f

Xb : X_f

Onde:

$$Edr = (qr/\pi) x\ K1_r\ x\ V1'_a x\ S\ x\ sen(\pi/qr) - K4_r x\ |Vdiodo + Rdiodo\ x\ Icc| \quad (3.54)$$

$$Edi = -(qi/\pi) x\ K1_i x\ Vifase\ x\ sen(\pi/qi) x\ \cos\alpha + K4_i\ |Vtir + Rtir\ x\ I_2cc| \quad (3.55)$$

De acordo com a Figura 3.15 o balanço de potência ativa é dado por:

$$Edr\ x\ Icc = (Icc)^2 x |(K2_r)^2 x (SxR'_1 + r'_2) + r_0| + (I_2cc)^2 |(K2_i)^2 x\ r_3 + r_f) + I_2cc\ x\ Edi \quad (3.56)$$

Substituindo-se (3.54) e (3.55) em (3.56), obtém-se:

$$Icc^2 x\ A_1 - Icc\ x\ A_2 + (I_2cc)^2 x\ A_3 + I_2cc\ x\ A_4 = 0 \quad (3.57)$$

Onde

$$A_1 = (K_{2_r})^2 \left[(S \times R_1' + r_2') + r_0 + K_{4_r} \times Rdiodo \right]$$

$$A_2 = (qr/\pi) \times K_{1_r} \times V_{1_a}' \times S \times sen\ (\pi/qr) - K_{4_r} \times Vdiodo$$

$$A_3 = |(K_{2_i})^2 x\ r_3 + r_f + R_{tiristor} \times K_{4_i}|$$

$$A_4 = -(qi/\pi) \times K_{1_i} \times Vifase \times sen\ (\pi/qi) \times \cos\alpha + K_{4_i} \times V_{tir}$$

Ou seja

$$(I_2cc)^2 + A \times (I_2cc) + B = 0 \qquad (3.58)$$

Onde

$$A = \frac{|-(qi/\pi) \times K_{1_i} \times Vifase \times sen(\pi/qi) \times \cos\alpha + K_{4_i} \times V_{tiristor}|}{|r_3 \times (K_{2_i})^2 + r_f + R_{tiristor} \times K_{4_i}|}$$

$$B = \frac{Icc^2 \left[(K_{2_r})^2 x(S x\ R_1' + r_2') + r_0 + K_{4_r} x\ Rdiodo \right]}{(K_{2_i})^2 x\ r_3 + r_f + R_{tiristor} \times K_{4_i}}$$

$$- |Icc \frac{\left[(qr/\pi) x\ K_{1_r} \times V_{1_a}' \times S \times sen\ (\pi/qr) - K_{4_r} \times Vdiodo \right]}{r_3 \times (K_{2_i})^2 + r_f + R_{tiristores} \times K_{4_i}}$$

Para uma dada corrente Icc, com auxílio da expressão (3.58) obtem-se o valor de I_2cc, ou seja:

$$I_2cc = - \frac{A}{2} + \sqrt{\left(\frac{A}{2}\right)^2 - B} \qquad (3.59)$$

Conhecendo-se I_2cc, com auxílio da relação (2.26) obtém-se o valor eficaz da corrente no inversor isto é:

$$Ii_{eficaz} = (K_{2_i}) \times \frac{I_2cc}{\sqrt{3}}$$

A potência aparente consumida pelo inversor é dada por:

$$\dot{S}_i = \sqrt{3} \times \sqrt{3} \times Vifase \times Ii_{eficaz} \angle \alpha \qquad (3.60)$$

Decompondo a equação (3.60) nas suas componentes ativa e reativa tem-se:

$$P_i = 3 \times Vifase \times Ii_{eficaz} \times \cos \alpha$$

$$Q_i = 3 \times Vifase \times Ii_{eficaz} \times \text{sen } \alpha$$

Mas, $Vifase = \dfrac{Vfase}{n}$

Portanto:

$$P_i = 3 \times \frac{Vfase}{n} \times Ii_{eficaz} \times \cos \alpha \qquad (3.61)$$

$$Q_i = 3 \times \frac{Vfase}{n} \times Ii_{eficaz} \times \text{sen } \alpha \qquad (3.62)$$

Com auxílio das expressões (2.85), (2.86), (3.61) e (3.62), obtém-se as potências totais ativa e reativa consumidas pela montagem, ou seja:

$$P_{total} = 3 \times Vfase \times \frac{I_1}{a} \times \cos \gamma_{\emptyset_m} + \frac{3\ Vfase}{n} \times Ii_{eficaz} \times \cos \alpha \tag{3.63}$$

$$Q_{total} = 3 \times Vfase \times \frac{I_1}{a} \times \operatorname{sen} \gamma_{\emptyset_m} + \frac{3\ Vfase}{n} \times Ii_{eficaz} \times \operatorname{sen} \alpha \tag{3.64}$$

O fator de potência total da montagem é dado por:

$$\cos \emptyset_{total} = \sqrt{\frac{1}{1 + \left[\frac{Q_{total}}{P_{total}}\right]^2}} \tag{3.65}$$

Substituindo-se (3.63) e (3.64) em (3.65), obtem-se:

$$\cos \emptyset_{total} = \sqrt{\frac{1}{1 + \frac{\left|(I_1/a) \times \operatorname{sen} \gamma_{\emptyset m} + (Ii_{eficaz/n}) \times \operatorname{sen} \alpha\right|^2}{\left|(I_1/a) \times \cos \gamma_{\emptyset m} + (Ii_{eficaz/n}) \times \cos \alpha\right|^2}}} \tag{3.66}$$

Para verificar o comportamento do cos $\emptyset_{total}$ da montagem em função da velocidade, tomando a corrente Icc como parâmetro, foi feita a simulação da expressão (3.66) utilizando os parâmetros da montagem implementada no laboratório, listados no Apêndice A. As curvas resultantes da simulação estão mostradas na Figura 3.16. Através da Figura 3.16, verifica-se que o fator de potência para uma dada corrente Icc reduz-se à medida que a velocidade diminue e para uma dada velocidade, a montagem com uma rela ção de transformação maior, apresenta uma pequena melhora no fator de potência.

A fim de comparar o fator de potência teórico total da montagem convencional com o da montagem modificada, foram feitas simulações da expressão (2.98) que fornece o fator de potência da Cascata Hipossíncrona convencional, e os resultados das simulações também foram plotados na Figura 3.16.

Verifica-se que para uma dada corrente Icc e para a mesma relação de transformação, a montagem com o pulsador apresenta um melhor fator de potência em relação a montagem convencional.

Isto ocorre devido ao fato de que na montagem com o pulsador o ângulo de disparo dos tiristores é fixado em um valor próximo a 180^{o} tendo como consequência uma redução no consumo de reativo por parte da ponte inversora e conseqüentemente uma melhora no fator de potência total da montagem.

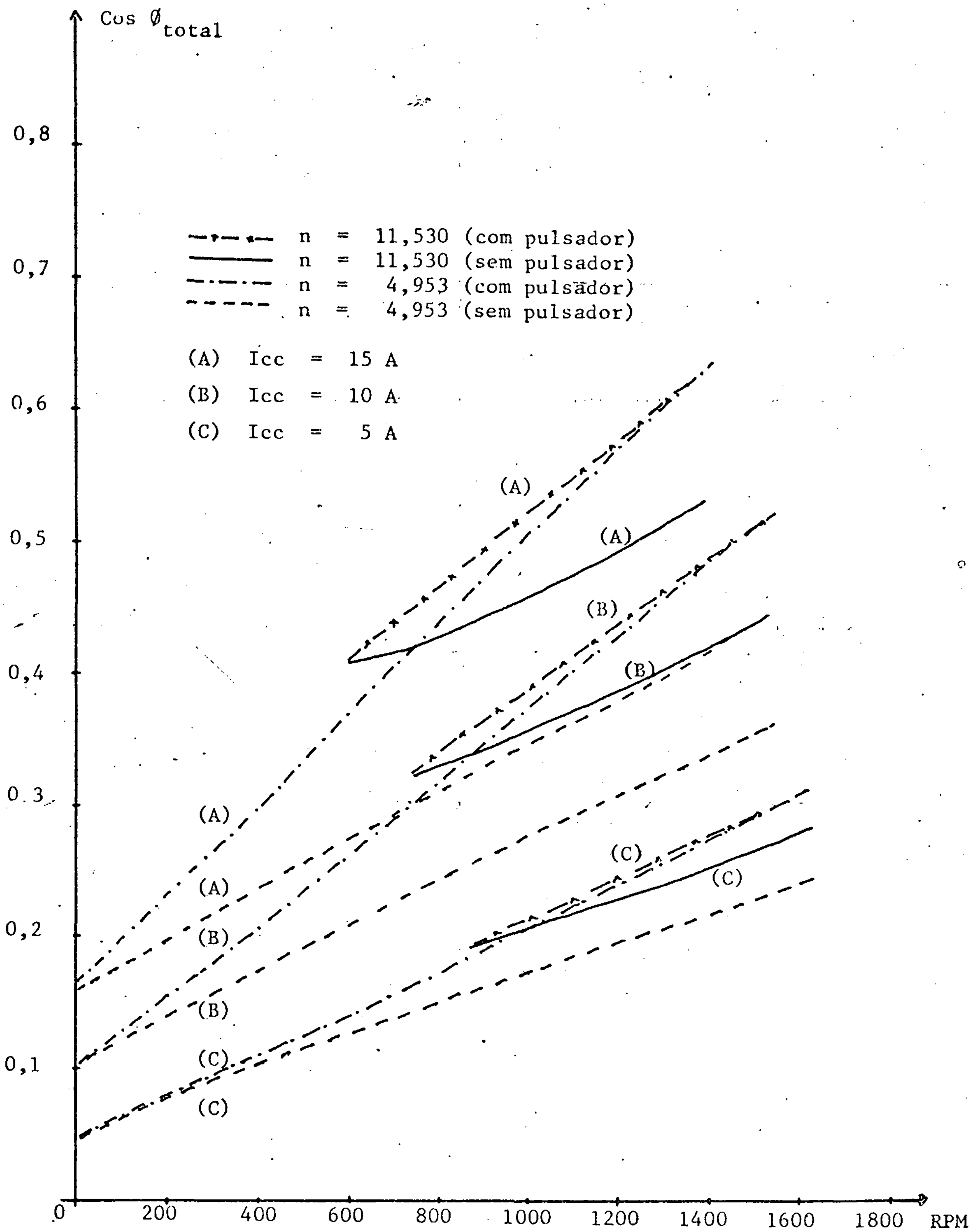


Figura - 3.16 - Fator de Potência Total em Função da Velocidade, tomando a Corrente Icc e a relação de transformação da Transformador como Parâmetros.

3.10 - DETERMINAÇÃO DA EXPRESSÃO DO TORQUE DESENVOLVIDO PELO MOTOR

Apenas com o objetivo de uma primeira análise e para se obter a ordem de grandeza do torque do motor, emprega-se para a montagem o circuito equivalente abaixo:

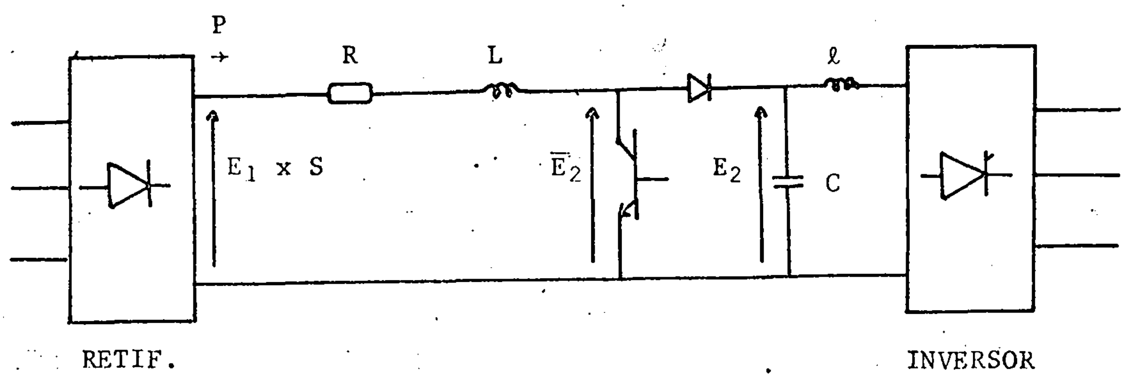


Figura - 3.17 - Circuito Equivalente da Cascata Hipossíncrona com um Pulsador na Malha cc.

Desprezando-se as perdas no motor e no retificador, a parcela de potência que é transferida ao rotor através do entreferro e não é transformada em potência mecânica no eixo, retorna à rede de alimentação através do inversor, ou seja:

$$T = \frac{P}{W_s \times S} \qquad (3.67)$$

De acordo com a Figura 3.17, constata-se que:

$$P = R \times Icc^2 + \overline{E}_2 \times Icc \qquad (3.68)$$

$$\therefore Icc = \frac{E_1 \times S - \bar{E}_2}{R} \quad (3.69)$$

Isolando $\bar{E}_2$ em (3.69) e substituindo em (3.68) obtém-se:

$$P = R \times Icc^2 + (E_1 \times S - R \times Icc) \times Icc = E_1 \times S \times Icc$$

$$P = E_1 \times S \times Icc \quad (3.70)$$

Substituindo-se (3.70) em (3.67), obtem-se a seguinte expressão simplificada para o torque:

$$T = \frac{E_1 \times Icc}{Ws} \quad (3.71)$$

Analisando a expressão (3.71) constata-se que a característica aproximada torque x velocidade é uma constante e depende exclusivamente do valor da corrente Icc imposta pelo pulsador.

A expressão (3.71) é de grande utilidade, pois através dela pode-se obter com extrema facilidade e rapidez a ordem de grandeza do torque desenvoldido pelo motor para uma dada corrente Icc.

Para se obter uma característica torque x velocidade com valores mais precisos, deve-se levar em consideração as perdas no motor e retificador e no circuito cc. O circuito equivalente da montagem, com os parâmetros do motor referido a malha cc, apresenta a seguinte configuração:

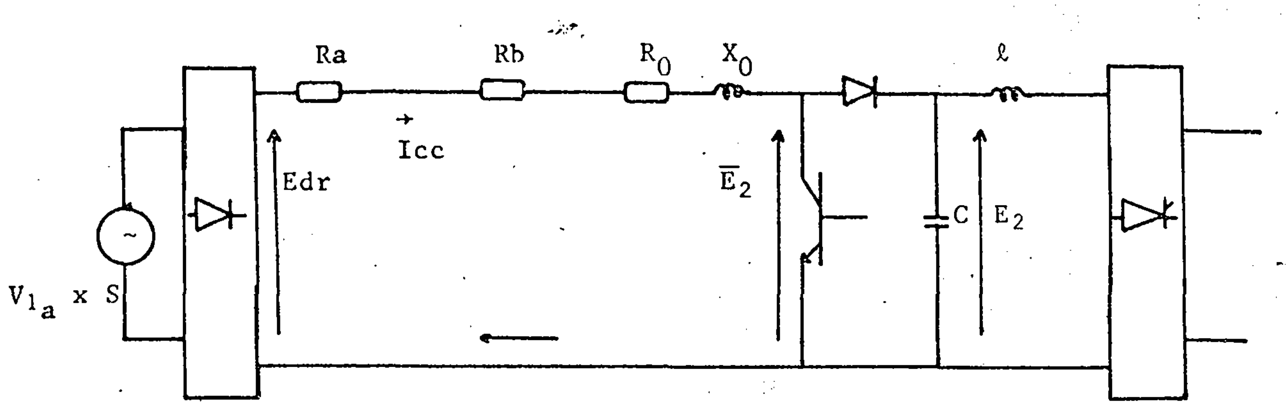


Figura - 3.18 - Circuito Equivalente da montagem com os parâmetros do Motor referido a Malha de Corrente Contínua.

Onde:

$$Ra = 2 \times (S \times R_1' + r_2')$$

$$Rb = \frac{3}{\pi} \times (X_1' + x_2') \times S$$

Onde

$$Edr = \frac{(qr)}{\pi} \times \sqrt{2} \times \sqrt{3} \times \text{sen}\,(\pi/qr) \times S \times V_{1_a}' - K_{4_r} |Vdiodo + Rdiodo \times Icc| \quad (3.72)$$

De acordo com o circuito da Figura 3.18, a corrente Icc é dada por:

$$Icc = \frac{Edr - \overline{E}_2}{2 \times (S \times R_1' + r_2') + \frac{3}{\pi} \times S \times (X_1' + x_2') + R_0} \quad (3.73)$$

Substituindo-se (3.72) em (3.73), obtém-se:

$$Icc = \frac{(qr/\pi)x\sqrt{6}\ x\ sen(\pi/qr)x\ S\ x\ V'_{1a} - K_{4_r}\ x\ Vdiodo - \bar{E}_2}{2x(SxR'_1 + r'_2) + K_{4_r}\ x\ Rdiodo + \frac{3}{\pi}(X'_1 + x'_2)\ x\ S + R_0} \quad (3.74)$$

Isolando-se a tensão $\bar{E}_2$ em (3.74), tem-se:

$$\bar{E}_2 = \left(\frac{qr}{\pi}\right) x\ \sqrt{6}\ x\ sen\left(\frac{\pi}{qr}\right) x\ S\ x\ V'_{1a} - K_{4_r} x\ Vdiodo -$$

$$- Icc\left[2\ x(S\ x\ R'_1 + r'_2) + K_{4_r}\ x\ Rdiodo + \frac{3}{\pi}\ x\ (X'_1 + x'_2)\ x\ S + R_0\right] \quad (3.75)$$

De acordo com o circuito da Figura 3.18, a parcela de potência ativa que é transferida ao rotor, e não é transformada em potência mecânica, é dada por:

$$P_{rotor} = (2\ x\ r'_2 + R_0 + K_{4_r}\ x\ Rdiodo)\ x\ Icc^2 + K_{4_r}\ Vdiodo\ x\ Icc + \bar{E}_2\ x\ Icc \quad (3.76)$$

Substituindo $\bar{E}_2$, expressão (3.75), na expressão (3.76), obtém-se:

$$P_{rotor} = |(qr/\pi)x\ \sqrt{6}\ x\ sen(\pi/qr)x\ V'_{1a} - Icc\ x(2x\ R'_1 + \frac{3}{\pi}\ (X'_1 + x'_2))|x\ S\ x\ Icc \quad (3.77)$$

P_{rotor} de acordo com a expressão (3.67) é dada por:

$$P_{rotor} = T\ x\ W_s\ x\ S \quad (3.78)$$

Substituindo a expressão (3.78) na expressão (3.77), obtém-se a seguinte expressão para o torque do motor:

$$T = \frac{\left| (qr/\pi) \times \sqrt{6} \times \text{sen}(\pi/qr) \times V_{1a}' - Icc \times (2x\, R_1' + \frac{3}{\pi} \times (X_1' + x_2')) \right| \times Icc}{W_s} \qquad (3.79)$$

Através da simulação da expressão (3.79), foram obtidas curvas teóricas para o torque desenvolvido pelo motor em função do escorregamento para a Cascata Hipossíncrona com um pulsador inserido na malha cc, tomando como parâmetro a corrente Icc, a curva obtida está representada na Figura 3.19.

A Figura 3.20 representa a curva teórica torque em função da corrente Icc, simulação da expressão (3.79). Verifica-se através da curva da Figura 3.20 que o torque tem uma relação praticamente linear com a corrente Icc.

Os parâmetros da montagem utilizados na simulação da expressão (3.79) estão relacionados no Apêndice A.

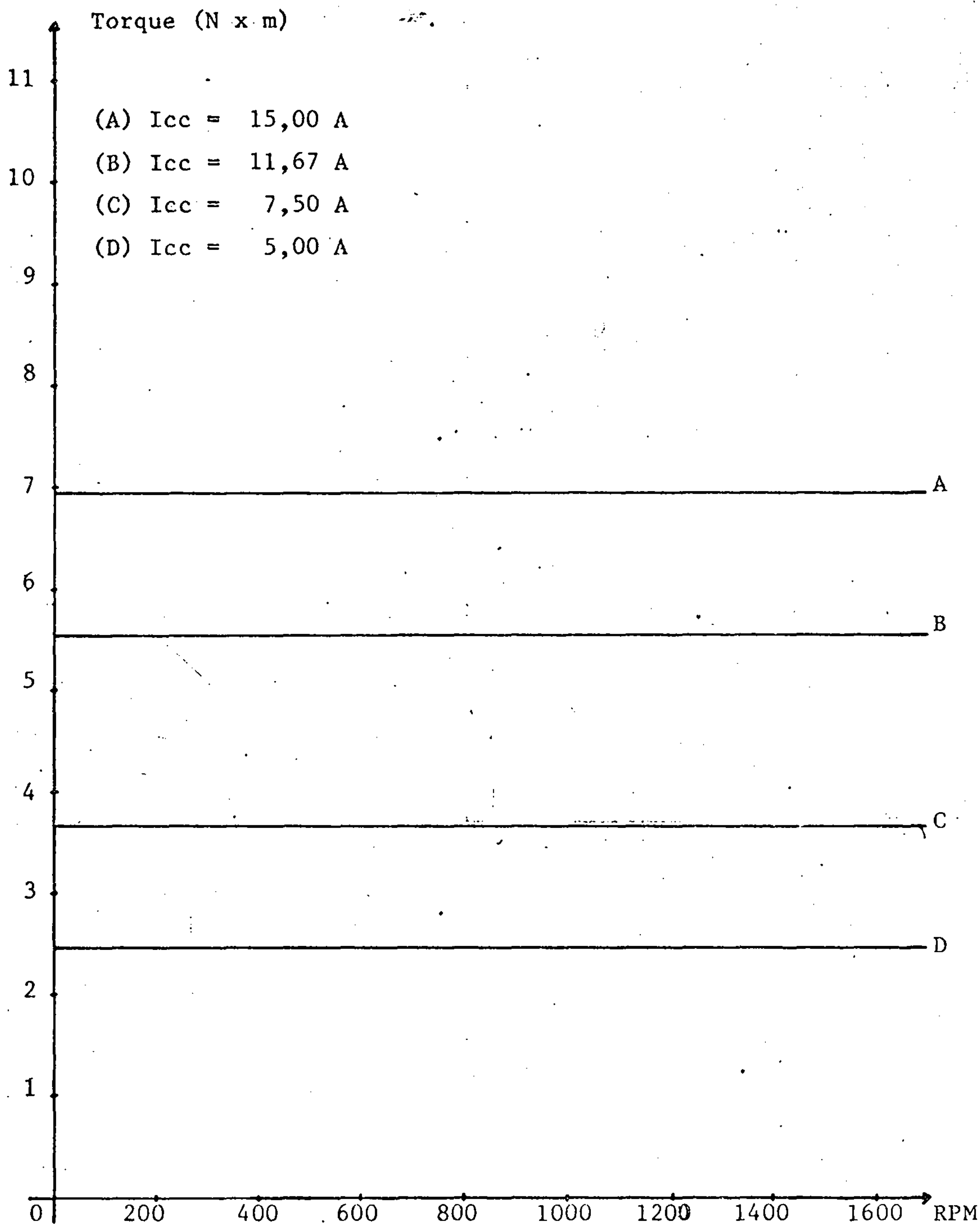


Figura - 3.19 - CurvasTorque x Velocidade da montagem tomando a Corrente Icc como Parâmetro.

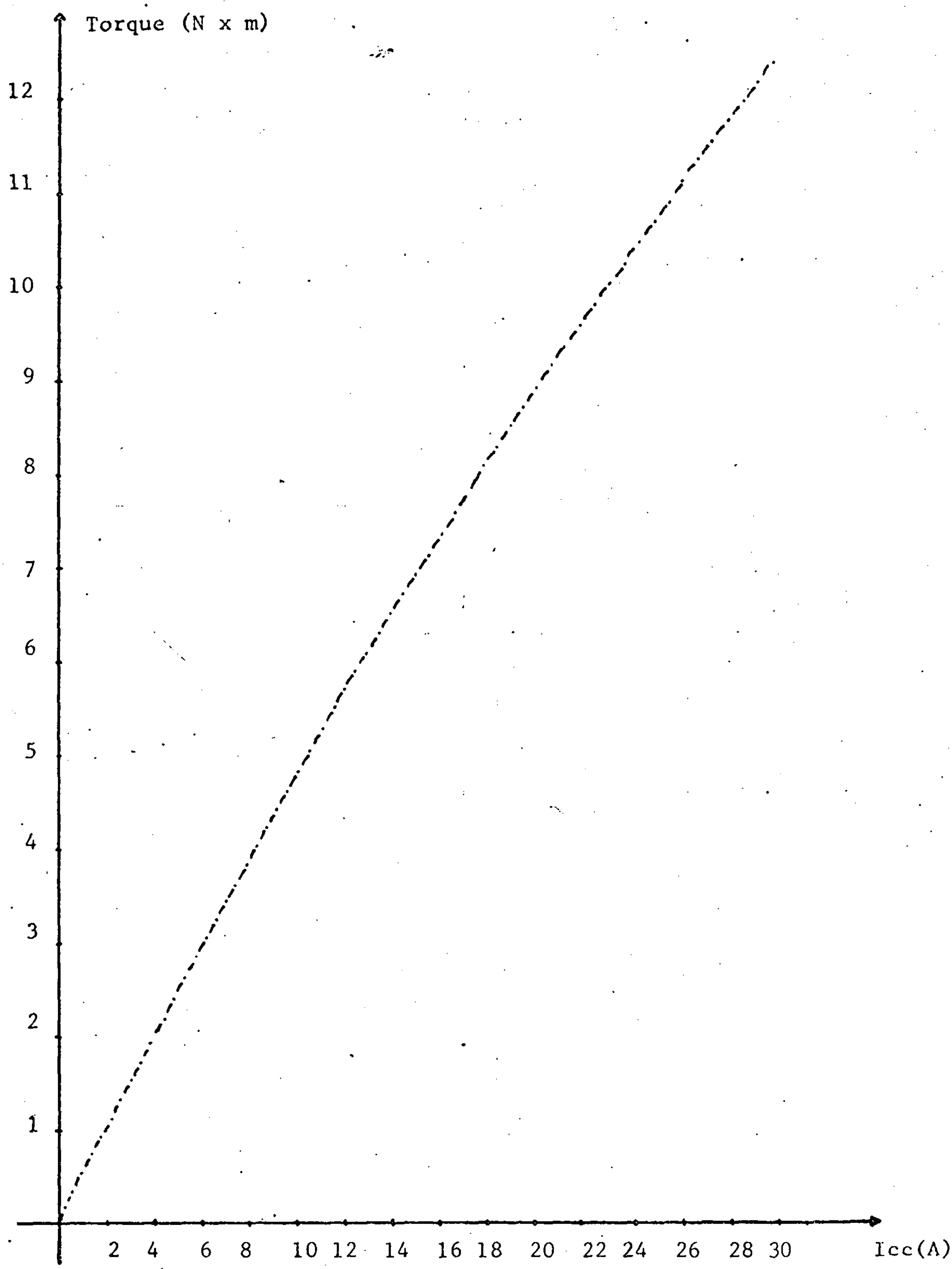


Figura - 3.20 - Curva Torque x Corrente Icc para a Cascata Hipossíncrona com um Pulsador na Malha de Corrente Contínua.

3.11 - CONSIDERAÇÕES SOBRE OS RESULTADOS EXPERIMENTAIS OBTIDOS ATRAVÉS DOS ENSAIOS REALIZADOS

Objetivando a constatação das análises e das expressões teóricas obtidas para a Cascata Hipossíncrona com um pulsador elevador inserido na malha cc, foi implementado um Pulsador elevador à transistor de potência e o mesmo foi introduzido na montagem inicialmente utilizada para o estudo da Cascata Hipossíncrona convencional. Com a montagem na nova configuração, foram levantadas curvas experimentais do torque, corrente Icc e do fator de potência em função da velocidade mecânica, tomando o ângulo de disparo dos tiristores, α, e a relação de transformação do transformador como parâmetros.

Para se obter uma melhor visualização dos fenômenos que ocorrem com a montagem a medida em que se varia a relação de transformação do transformador, foram realizados ensaios com a mesma relação de tranformação utilizada na ocasião dos estudos da Cascata Hipossíncrona convencional, ou seja, 380 V/34,5 V e também para a relação 380 V/77 V para o ângulo de disparo em 153^0.

O ângulo de 153^o foi adotado como ângulo máximo de disparo para a operação segura do inversor, ou seja, para que o inversor não atinja a região de instabilidade.

O método adotado para a medição do torque foi o mesmo empregado na ocasião dos ensaios realizados com a Cascata Hipossíncrona convencional, ou seja, método da balança dinanométrica.

A fim de se registrar a performance do pulsador, foram tiradas fotografias das formas de onda da corrente Icc e da tensão Vce dos transistores de potência do Pulsador.

Analisando a Figura 3.21 que corresponde às curvas experimentais da corrente contínua Icc em função da velocidade com o ângulo de disparo dos tiristores da ponte inversora fixado em 153º, verifica-se nitidamente a existência das tres regiões de operação da Cascata Hipossíncrona com o Pulsador inserido na malha de corrente contínua, isto é:

- Região 1 : Região abaixo da velocidade mínima onde a montagem opera na configuração da Cascata Hipossíncrona Convencional, ou seja, os Transistores de Potência do Pulsador permanecem bloqueados o tempo todo e a corrente tem uma variação praticamente linear com o escorregamento.

- Região 2 : Região em que o Pulsador consegue impor a corrente Icc desejada, através da variação da razão cíclica.

- Região 3 : Região acima da velocidade máxima, nesta região os transistores de Potência do Pulsador permanecem saturados o tempo todo e a razão cíclica é igual a um.

A corrente Icc varia de acordo com a característica do motor com o rotor em curto-circuito.

De acordo com a Figura 3.21 verifica-se também que a faixa em que é possível exercer o controle sobre a corrente Icc, através do Pulsador, é ampliada à medida em que a relação de transformação do transformador diminue e/ou o ângulo de disparo dos tiristores da Ponte Inversora aumenta.

As curva da Figura 3.22 representam as curvas obtidas para o torque em função da velocidade com o ângulo de disparo dos tiristores fixados 153 graus, tomando como parâmetros a corrente Icc e a relação de transformação do transformador. A análise dessas curvas é similar à feita para a corrente Icc, tendo em vista que o valor do torque é uma imagem do valor da corrente Icc. Os valores do torque obtidos na região 2, região controlável através do pulsador, estão bastante próximos aos previstos teòricamente através da expressão (3.79) e plotada na Figura 3.19, fato este que vem confirmar a validade da expressão (3.79) que foi deduzida para a Cascata Hipossíncrona com o pulsador inserido na malha cc.

Através das curvas da Figura 3.22 fica perfeitamente constatada a capacidade de se impor no motor o torque desejado, através da corrente Icc, fato este de extrema importância sob o ponto de vista de controle do sistema de acionamento.

Na Figura 3.23 foram plotados o fator de potência total experimental em função da velocidade, tomando a corrente Icc como parâmetro, para a montagem convencional e para a montagem com o pulsador inserido na malha de corrente contínua.

Analisando-se a Figura 3.23, verifica-se que para uma mesma relação de transformação e para uma dada corrente Icc, realmente a montagem com o pulsador apresenta um melhor fator de potência.

Verifica-se também que as tendências das curvas experimentais se assemelham bastante às previstas teòricamente, Figura 3.16.

Na Figura 3.24 foi plotado o fator de potência experimental total da montagem em função da velocidade, tomando a corrente Icc como parâmetro para o Ângulo de disparo $\alpha = 104^{o}$. Verifica-se que o fator de potência reduz-se bastante a medida em que o escorregamento aumenta e também que a influência do ângulo de disparo é significativa, pois neste caso o ângulo de disparo foi fixado em um valor próximo à 90 graus e consequêntemente ocorre um maior consumo de potência reativa por parte da ponte inversora o que faz com que ocorra uma redução no fator de potência total.

Na Figura 3.25 está representada a fotografia da tensão Vce dos transistores de potência do pulsador e da corrente,Icc, da malha intermediária, (obs: a forma de onda da corrente encontra-se invertida). Através dessa fotografia verifica-se perfeitamente a modulação por valores extremos.

Na Figura 3.26 tem-se a corrente Icc e a tensão nos terminais do inversor e na Figura 3.27 tem-se a corrente Icc e a tensão nos terminais do retificador (simulada por uma fonte de tensão). As escalas utilizadas para a corrente, tensão e tempo estão discriminadas ao lado de cada fotografia.

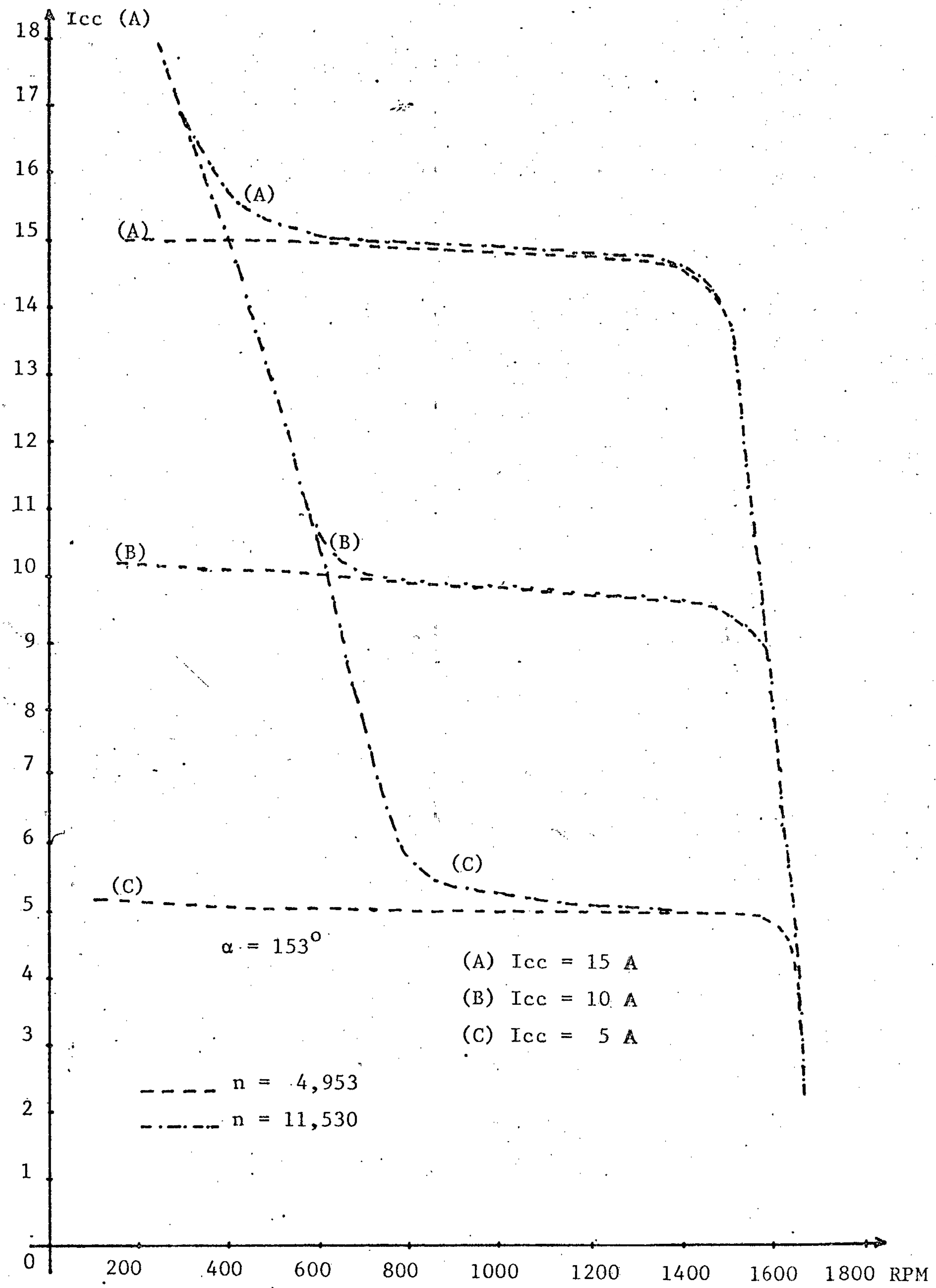


Figura - 3.21 - Corrente Icc da Cascata Hipossíncrona com Pulsador em função da Velocidade tomando n e α como parâmetros.

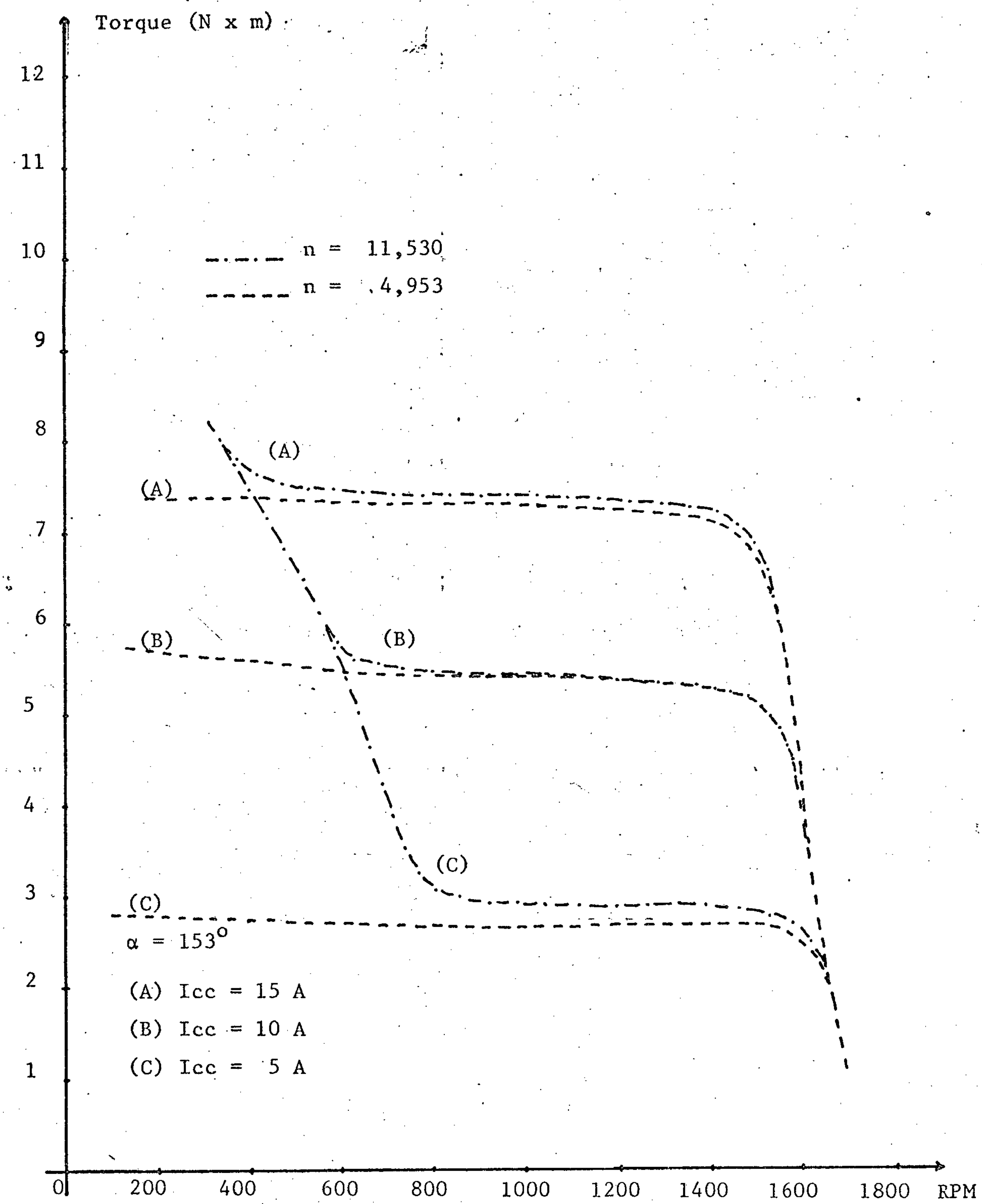


Figura - 3.22 - Torque da Cascata Hipossíncrona com Pulsador, em função da Velocidade tomando Icc, n e α como parâmetro.

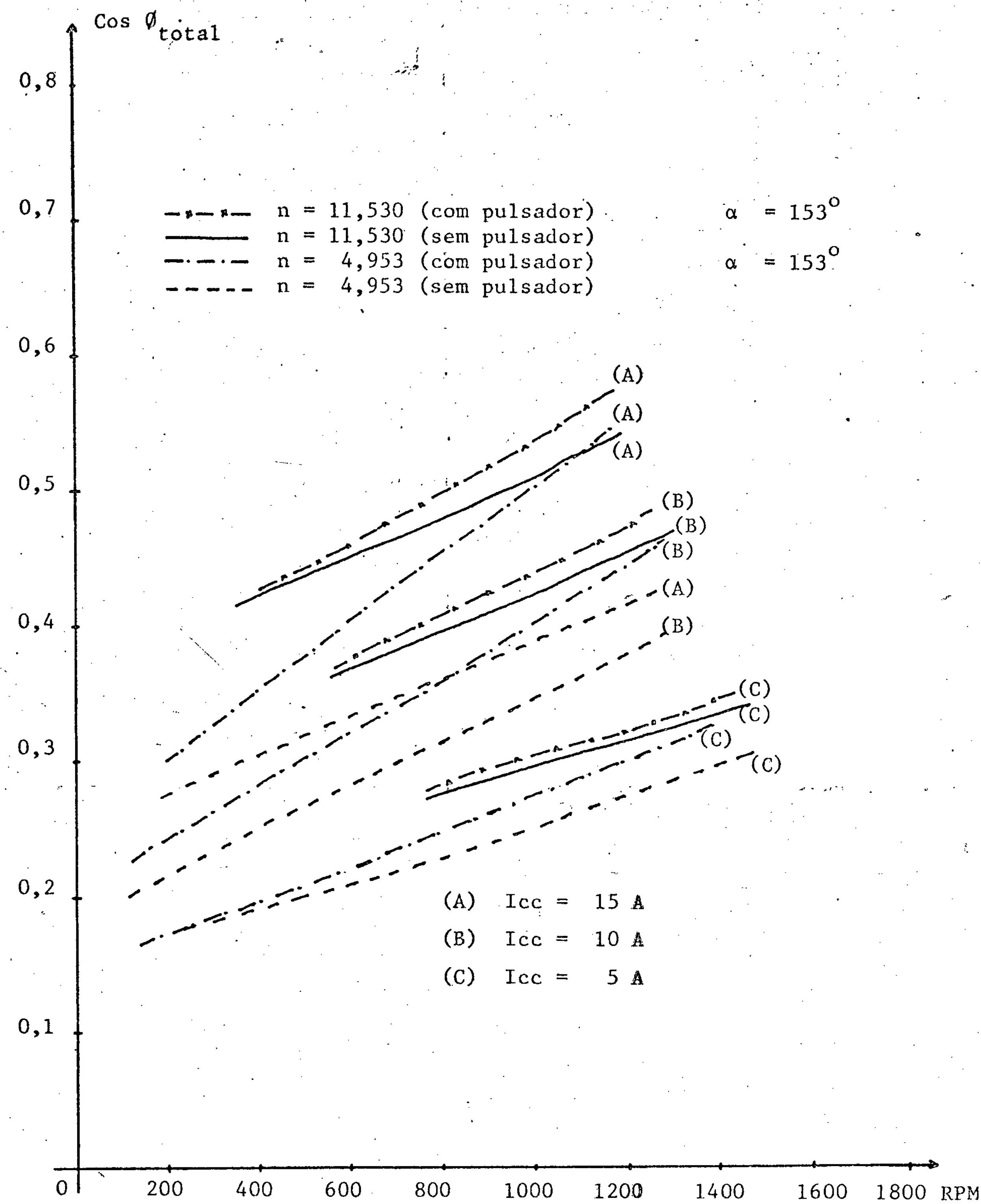


Figura - 3.23 - Fator de Potência Total em função da Velocidade, tomando Icc e n como parâmetros

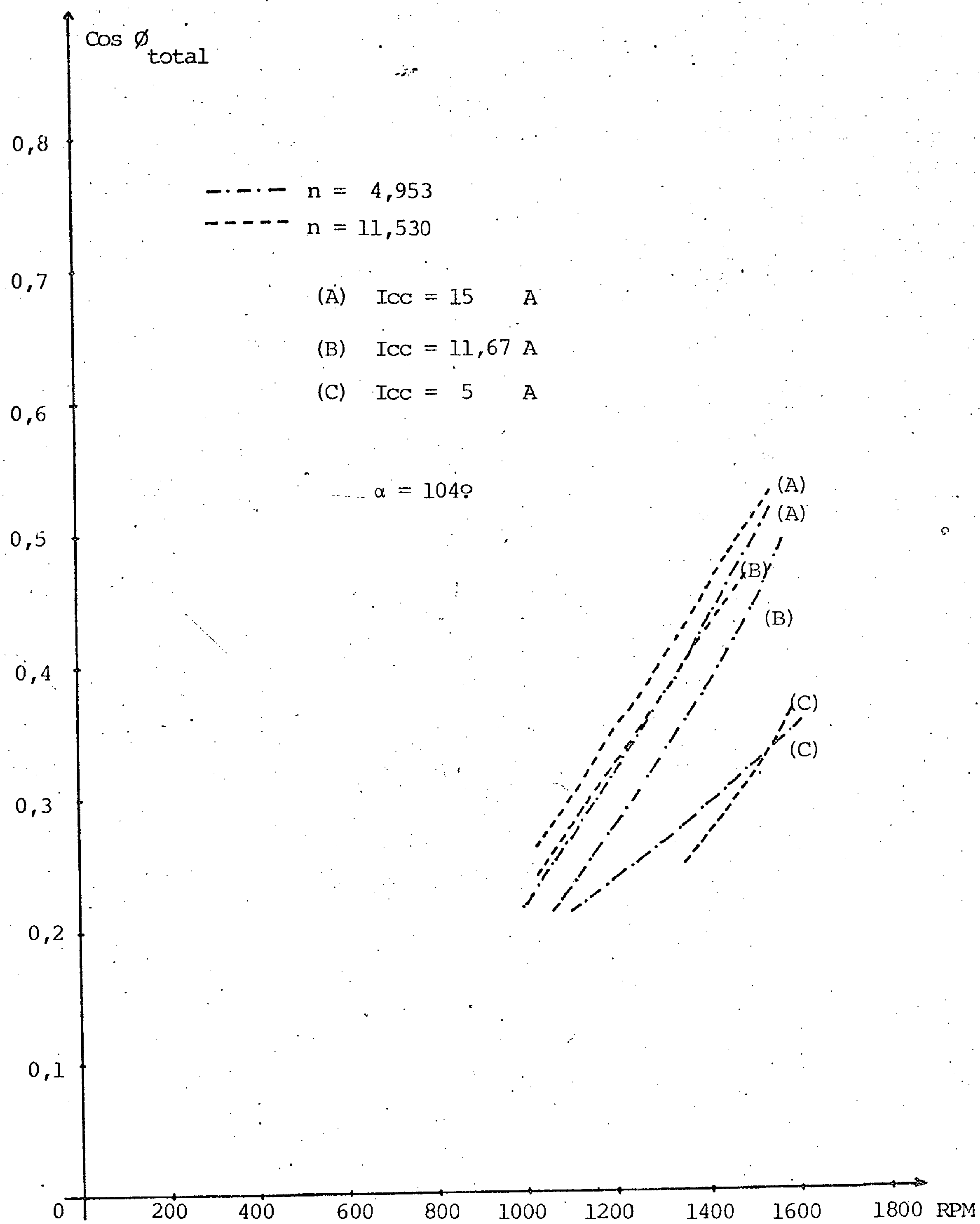
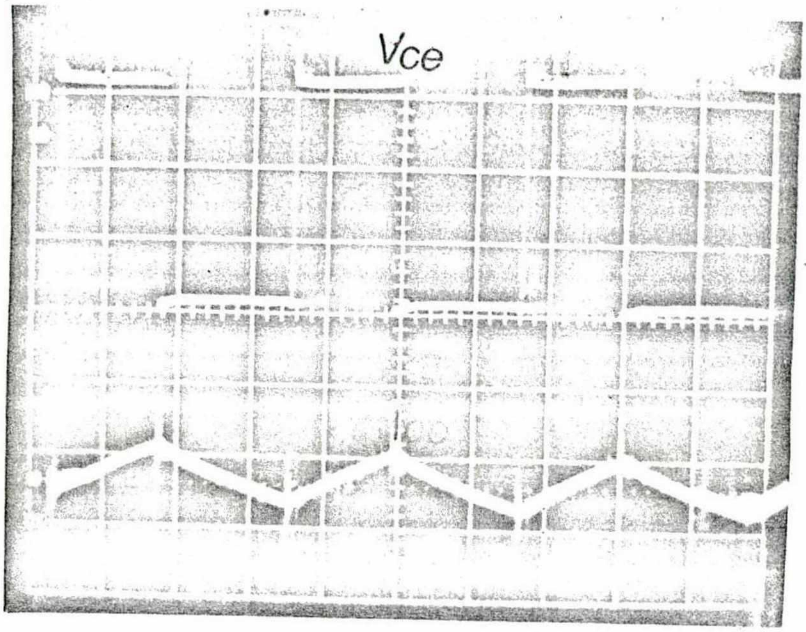


Figura - 3.24 - Fator de Potência Total da Cascata com Pulsador em Função da Velocidade, tomando Icc, n e α como parametros



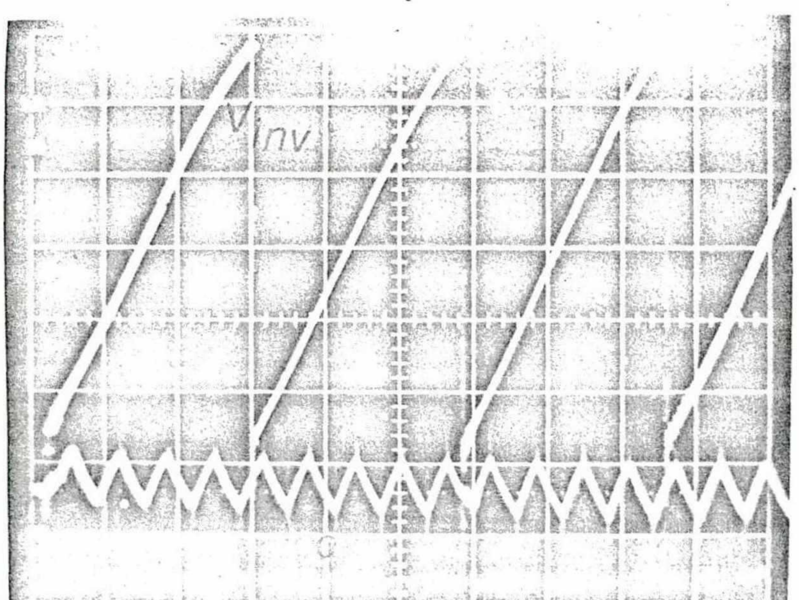
Escalas

Tensão : 20 V/div

Corrente: 3,33 A/div

Tempo : 0,2ms/div

Figura - 3.25 - Tensão Vcc e Corrente Icc em função do Tempo.



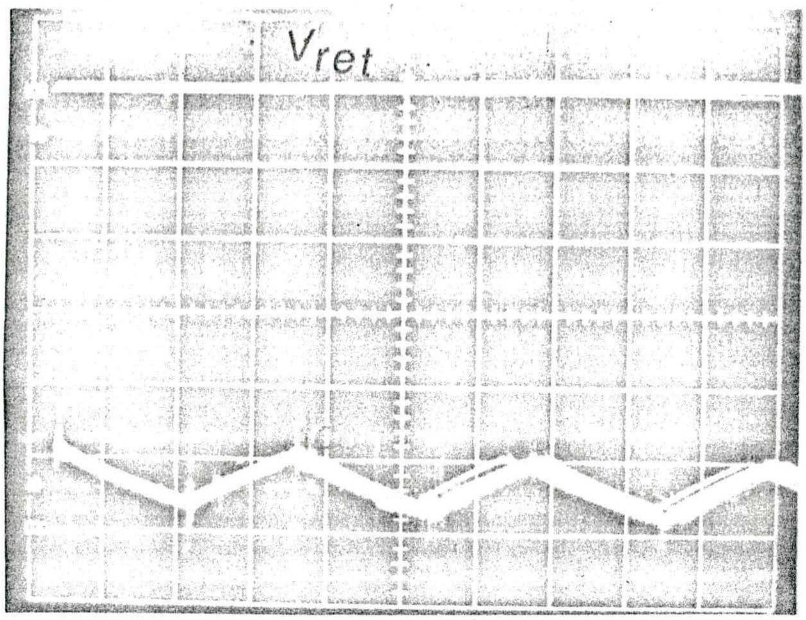
Escalas

Tensão : 50 V/div

Corrente: 3,33 A/div

Tempo : 1ms/div

Figura - 3.26 - Tensão nos Terminais do Inversor e Corrente Icc em função do Tempo.



Escalas

Tensão : 10 V/div

Corrente: 3,33 A/div

Tempo : 0,2ms/div

Figura - 3.27 - Tensão Retificada e Corrente Icc em função do Tempo.

3.12 - CONCLUSÕES

De acordo com os resultados teóricos e experimentais obtidos neste capítulo, chega-se as seguintes conclusões:

1 - Para uma mesma relação de transformação, numa faixa limitada de velocidade, o fator de potência apresentado pela Cascata Hipossíncrona modificada é melhor que o fator de potência apresentado pela Cascata Hipossíncrona convencional. Isto deve-se ao fato de que a variável de controle da Cascata Hipossíncrona modificada é a corrente Icc e não o ângulo de disparo dos tiristores, α como ocorre no caso da Cascata Hipossíncrona convencional. Portanto, para a Cascata Hipossíncrona modificada pode-se fixar o ângulo de disparo dos tiristores, α, no máximo valor permissível, reduzindo desta forma o consumo de reativo por parte da ponte inversora e consequêntemente melhorando o fator de potência da montagem.

2 - Com o pulsador inserido na malha de corrente contínua há a possibilidade de se retirar da montagem o transformador, fato este que reduz o custo e o volume da montagem.

3 - A montagem com o pulsador na malha de corrente contínua oferece a possibilidade de se partir o motor sem os reostatos de partida e com a regeneração da energia para a rede.

4 - Na montagem modificada tem-se um controle

do valor instantâneo da corrente contínua Icc e portanto o controle do torque instantâneo do motor.

5 - Utilizando-se um pulsador à transistor de potência, pode-se operar com freqüência de até alguns KHz, o que faz com que o indutor de filtragem possa ser reduzido.

C A P Í T U L O   IV

CIRCUITOS DE COMANDO DOS CONVERSORES

4.1 - INTRODUÇÃO

Numa montagem em que estão envolvidos elevados níveis de potência, o comando dos conversores deve ser eficiente e seguro a fim de proporcionar um bom desempenho para a montagem, principalmente quando se trata do chaveamento de cargas Indutivas. Portanto, o projeto dos circuitos de comando dos conversores assume um papel de relevante importância na implementação das montagens.

Neste capítulo será feita uma ligeira análise dos circuitos de comando dos conversores utilizados na cascata Hipossíncrona, com um pulsador elevador inserido na malha de corrente contínua implementado no laboratório.

4.2 - ANÁLISE DO CIRCUITO DE COMANDO DO PULSADOR ELEVADOR

Com o objetivo de se obter um controle eficaz sobre o valor instantâneo da corrente contínua da malha de cc da cascata Hipossíncrona, optou-se por um pulsador com a modulação da corrente por valores extremos. Devido a freqüência de operação o pulsador que melhor se adapta a esse tipo de modulação é o pulsador à transistor de potência.

Em diagrama de blocos, o pulsador à transistor implementado no laborátorio apresenta a seguinte configuração:

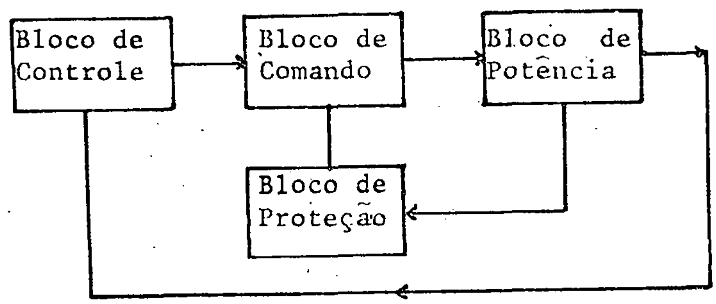


Figura - 4.1 - Diagrama de Blocos do Pulsador à Transistor.

A seguir será feita a descrição do funcionamento de cada um dos blocos.

- Bloco de Controle

A função do bloco de controle é efetuar uma monitoração contínua do valor da corrente Icc que circula na malha cc, comparando-a com a corrente Icc de referência que é selecionada através do ajuste de um potenciometro.

O valor do sinal que o bloco de controle envia ao bloco de comando depende do erro instantâneo entre o valor selecionado para a corrente Icc e o valor da corrente Icc que efetivamente está circulando na malha cc.

O circuito referente ao bloco de controle da Figura 4.1, está representado na Figura 4.2.

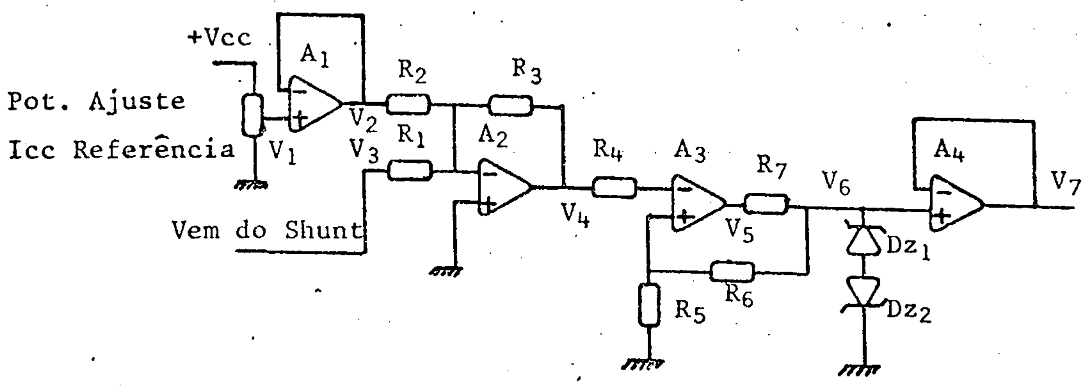


Figura - 4.2 - Circuito referente ao Bloco de Controle.

A função de transferência dos amplificadores Operacionais do circuito da Figura 4.2 são determinadas da seguinte forma:

- <u>Aplificador Operacional - A_1</u>

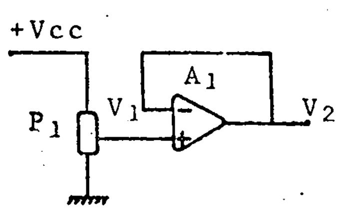


Figura - 4.3 - Circuito para obtenção do sinal de referência proporcional a Icc desejada.

De acordo com a Figura 4.3, verifica-se que o amplificador operacional A_1 está ligado de forma a tornar-se um seguidor de tensão, portanto a sua função de transferência é dada por:

$$V_2 = V_1 \tag{4.1}$$

Sendo V_1 uma tensão porporcional à corrente Icc de referência e que cujo valor é selecionado através do ajuste do potenciometro P_1.

- Amplificador Operacional - A_2

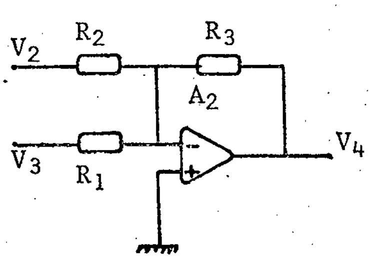


Figura - 4.4 - Circuito comparador do Sinal de referência com o Sinal de Controle.

Nota-se, de acordo com a Figura 4.4, que o amplificador operacional A_2 encontra-se ligado na configuração de um amplificador somador inversor, portanto a sua função de transferência é dada por:

$$V_4 = - R_3 \times \left| \frac{V_3}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} \right| \tag{4.2}$$

Onde a tensão V_3 representa uma imagem da corrente Icc que efetivamente está circulando na malha cc, ou seja, $V_3 = - R_{Shunt} \times Icc$. Portanto, a tensão V_4 representa o erro instantâneo entre a corrente Icc de referência selecionada através do potenciometro P_1 e a corrente que efetivamente circula na malha cc.

- Amplificador Operacional - A_3

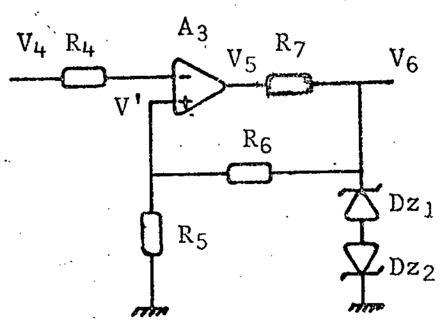


Figura - 4.5 - Comparador por Histerese.

O amplificador operacional A_3 mostrado na Figura 4.5, encontra-se ligado na configuração Comparador por Histerese, operando portanto da seguinte forma:

$$V_5 = A_0 \times |V' - V_4| \tag{4.3}$$

Onde A_0 é o ganho de amplificador operacional e

$$V' = \pm \frac{V_z \times R_5}{R_5 + R_6}$$

Para $V_5 = + Vcc$, tem-se $V_6 = + V_z$ e

$$V' = \frac{V_z \times R_5}{R_5 + R_6}$$

Enquanto o módulo de V_4 for menor que V', a tensão V_5 se mantém em + Vcc e, por conseguinte $V_6 = + V_z$.

Quando o módulo de V_4 ultrapassar V', a tensão V_5 é comutada para - Vcc e V_6 para $- V_z$.

Com a mudança de V_6 para $- V_z$, a tensão V' passa a ser:

$$V' = - \frac{V_z \times R_5}{R_5 + R_6} \qquad (4.4)$$

Com a tensão V_4 decrescendo, enquanto o seu módulo for menor que o módulo de V', V_5 se mantém em - Vcc. No instante em que o módulo de V_4 ultrapassar o módulo de V' a tensão V_5 é comutada para + Vcc e a tensão V_6 para $+ V_z$.

A relação entrada/saída do Amplificador Operacional A_3 esta representada na figura 4.6.

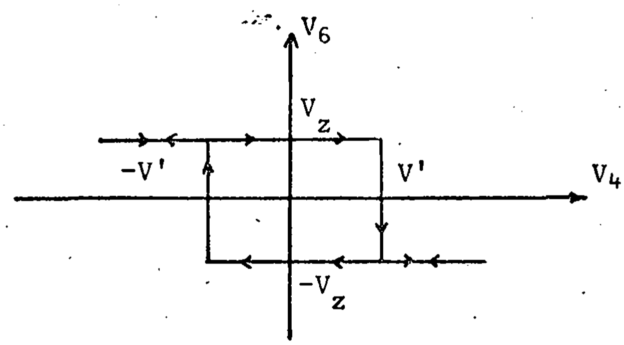


Figura - 4.6 - Função de transferência do comparador por Histerese.

O resistor R_7 é utilizado para evitar a saturação em corrente do amplificador operacional.

- <u>Amplificador Operacional - A_4</u>

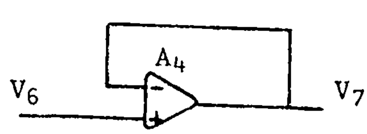


Figura - 4.7 - Circuito Seguidor de Tensão.

Analisando-se a Figura 4.7, verifica-se que o amplificador operacional A_4 encontra-se ligado de forma a tornar-se um seguidor de tensão, portanto a sua função de transferência é dada por:

$$V_7 = V_6 \tag{4.5}$$

Este seguidor de tensão é utilizado com o objetivo de se obter um ganho de corrente, pois a tensão V_7 será utilizada como tensão de entrada do bloco de comando.

As formas de onda da tensão nos diversos pontos de interesses do bloco de controle estão representadas na Figura 4.8.

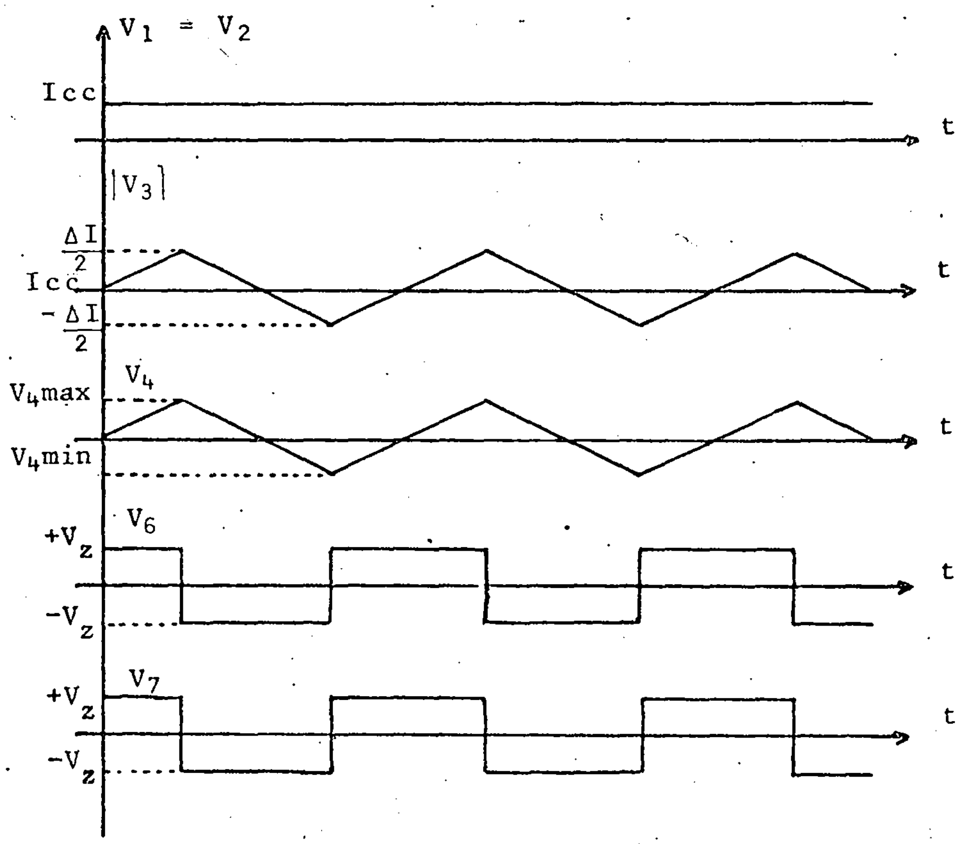


Figura - 4.8 - Formas de onda da tensão nos pontos de interesse do Circuito da Figura 4.2.

De acordo com o circuito da Figura 4.2 o módulo de $V_{4_{máx}}$ é igual ao módulo de $V_{4_{min}}$ e é dado por

$$|V_{4_{máx}}| = |V_{4_{min}}| = \frac{V_z \times R_5}{R_5 + R_6} \tag{4.6}$$

Analisando-se o circuito e de acordo com a Figura 4.8 constata-se que através da variação de $V_{4_{máx}}$ varia-se o valor de ΔI da corrente Icc. A outra forma de se variar ΔI é através da mudança do ganho do amplificador somador inversor por meio dos resistores R_1, R_2 e R_3.

- <u>Bloco de Comando, Proteção e Bloco de Potência</u>

A fim de facilitar o entendimento global, os circuitos referentes ao comando, proteção e potência serão desenhados numa mesma Figura. No entanto, será feita uma análise separada dos circuitos concernentes a cada um dos blocos.

O circuito que representa os três blocos está representado na Figura 4.9.

No circuito da Figura 4.9 todos os transitores atuam como chaves, ou seja, na saturação representam chaves fechadas e quando bloqueados representam chaves abertas.

Basicamente, o bloco de comando tem por função enviar um sinal de comando ao bloco de potência com o objetivo de saturar ou bloquear os transistores de potência, dependendo do sinal de controle que é enviado pelo bloco de controle através da tensão V_7, ou seja, o funcionamento do bloco de comando se processa da seguinte forma:

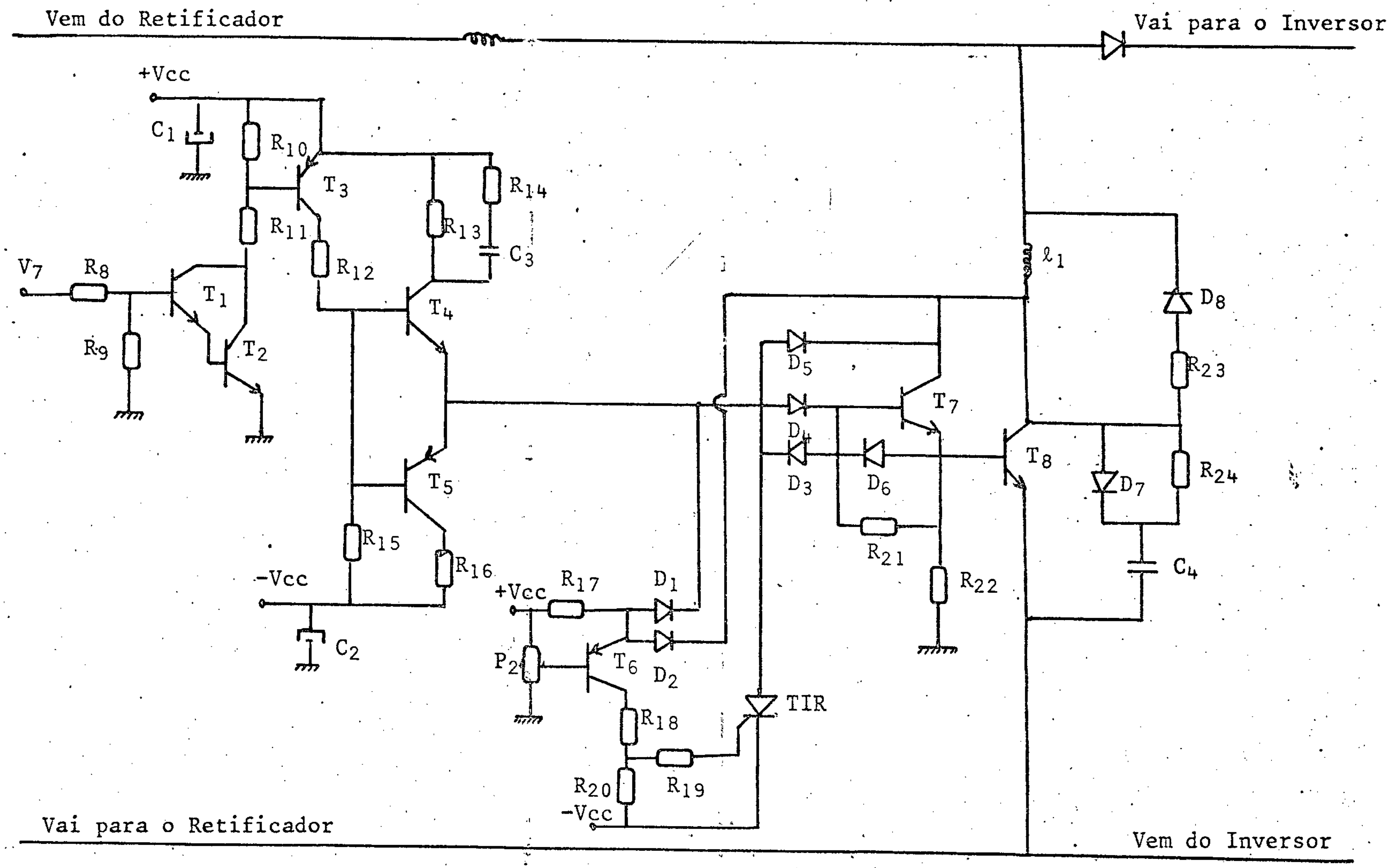


Figura - 4.9 - Circuito de Comando, Proteção e Potência do Pulsador.

Quando a tensão V_7 (sinal enviado pelo bloco de controle) for positiva, de acordo com a Figura 4.9, ocorre a saturação dos transistores T_1, T_2, T_3 e T_4 pertencentes ao bloco de comando e, por conseguinte, a saturação dos transistores T_7 e T_8 pertencentes ao bloco de potência.

Quando a tensão V_7 torna-se negativa, os transistores do bloco de comando que se encontravam saturados se bloqueiam. Neste instante o transistor T_5 do bloco de comando fica saturado bloqueando os transistores T_7 e T_8 do bloco de potência.

Na tabela da Figura 4.10 está indicando o estado dos transistores em função do sinal da tensão de controle V_7.

ESTADO DOS TRANSISTORES	TENSÃO V_7															
	POSITIVA								NEGATIVA							
	T_1	T_2	T_3	T_4	T_5	T_6	T_7	T_8	T_1	T_2	T_3	T_4	T_5	T_6	T_7	T_8
BLOQUEADO					X	X			X	X	X	X		X	X	X
SATURADO	X	X	X	X			X	X					X			

Figura - 4.10 - Estado dos Transistores em Função do Sinal da Tensão de Controle, V_7.

- <u>Bloco de Proteção</u>

Tem por função proteger o pulsador contra a sobrecorrente e opera da seguinte maneira:

Durante a operação normal do pulsador, isto é, corrente de coletor dentro dos valores permissíveis o transistor de potência do pulsador, T_8, fica saturado com tensão Vce $\approx 2,0$ Volts. O diodo D_2 conduz bloqueando o diodo D_1 e o transistor T_6.

No instante em que ocorrer uma sobrecorrente, o transistor de potência, T_8, sai da saturação e, por conseguinte, a tensão Vce aumenta, bloqueando o diodo D_2. Com o bloqueio do diodo D_2, o transistor T_6 satura ativando o tiristor, TIR, através dos resistores R_{18}, R_{19} e R_{20}. Com a corrente de gatilho, o tiristor entra em condução e impõe uma tensão negativa na base do transistor de potência, T_8, e T_7 bloqueando-os. Com a tensão negativa na base dos transistores T_7 e T_8, o diodo D_1 conduz bloqueando novamente o transistor T_6. O transistor de potência, T_8, permanecerá com tensão negativa na base até que seja extinta a corrente do tiristor.

O ajuste do ponto de atuação da proteção é feito por meio do potenciometro P_2.

- Bloco de Potência

Como o próprio nome já sugere, é neste bloco em que há o maior fluxo de potência. Fazem parte do bloco de potência os seguintes componentes.

- Diodos: D_3 , D_4 , D_5 , D_6 , D_7 e D_8
- Resistores: R_{21}, R_{22}, R_{23} e R_{24}
- Indutor: ℓ_1
- Capacitor: C_4
- Transistores: T_7 e T_8

Os transistores de potência T_7 e T_8 estão ligados na configuração Darlington com o objetivo de reduzir a corrente de base necessária para a saturação dos transistores de potência e que é suprida pelo circuito de comando, tendo em vista que o ganho forçado dos transistores de potência é $\beta_F \approx 5$.

A seguir, será feito um breve comentário a respeito do funcionamento da circuito de potência:

- Diodo D_5: Diodo de antisaturação, tem por função impedir a supersaturação do transistor de potência T_8, evitando com isso um aumento no tempo de estocagem.

- Diodo D_4: Estrategicamente colocado para garantir que a tensão Vce de saturação do transistor T_7 fique em torno de 0,7 V, ou seja, de acordo com o circuito da Figura 4.9 tem-se

$$Vce - Vbe - V_{D_4} + V_{D_5} = 0$$

Mas $V_{D_4} = V_{D_5}$

Portanto,

$$Vce = Vbe = 0,7 \text{ V}$$

- Diodo D_3: Diodo necessário para extrair a corrente de base dos transistores de potência T_7 e T_8 no instante do bloqueio.

- Diodo D_6: Diodo necessário para extrair a corrente de base do transistor T_8 no instante do bloqueio.

- Resistores R_{21} e R_{22}: Resistores de polarização dos transistores de potência T_7 e T_8.

Com a finalidade de proteger o transistor de potência T_8 e limitar as perdas que ocorrem na comutação, foram implementados os circuitos de ajuda à comutação para o disparo e bloqueio do transistor T_8. A proteção no disparo é composta pelo indutor ℓ_1, diodo D_8 e pelo resistor R_{23}. No bloqueio a proteção fica a cargo do capacitor C_4, diodo D_7 e do resitor R_{24}.

Os valores de todos os componentes do circuito da Figura 4.9, correspondentes ao pulsador implementado no laboratório, estão listados no Apêndice B.

4.3 - ANÁLISE DO CIRCUITO DE COMANDO DO INVERSOR

Inicialmente, será descrito o método empregado para a determinação das tensões de sincronismo utilizadas nos circuitos de disparo dos transistores da ponte inversora.

Para que uma ponte controlada possa funcionar como um inversor, é necessário que a faixa de variação do ângulo de disparo dos tiristores seja de zero a 180°, ou seja, de zero à 90 graus a montagem opera como retificador e de 90 à 180 graus como inversor.

Para efeitos de análise, denominar-se-á de α o ângulo de disparo dos tiristores e $\alpha = 0$ o ponto de comutação natural de uma ponte à diodos.

Utilizando-se no circuito de sincronismo um comparador com zero, necessita-se de uma onda senoidal passando pelo zero no instante em que $\alpha = 0$ para que possamos ter uma varredura do ângulo de disparo de zero à 180 graus.

Para iniciar a análise, na Figura abaixo está representada uma ponte controlada de Graetz;

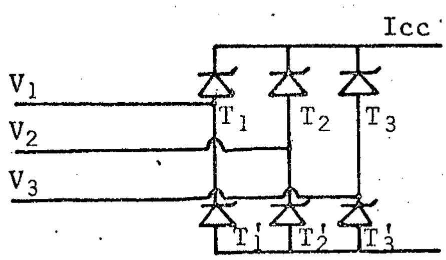


Figura - 4.11 - Ponte de Graetz a Tiristor.

Com o objetivo de se encontrar a tensão de sincronismo para o circuito de disparo de cada um dos tiristores, serão plotadas as tensões de linha que alimentam a montagem ou seja:

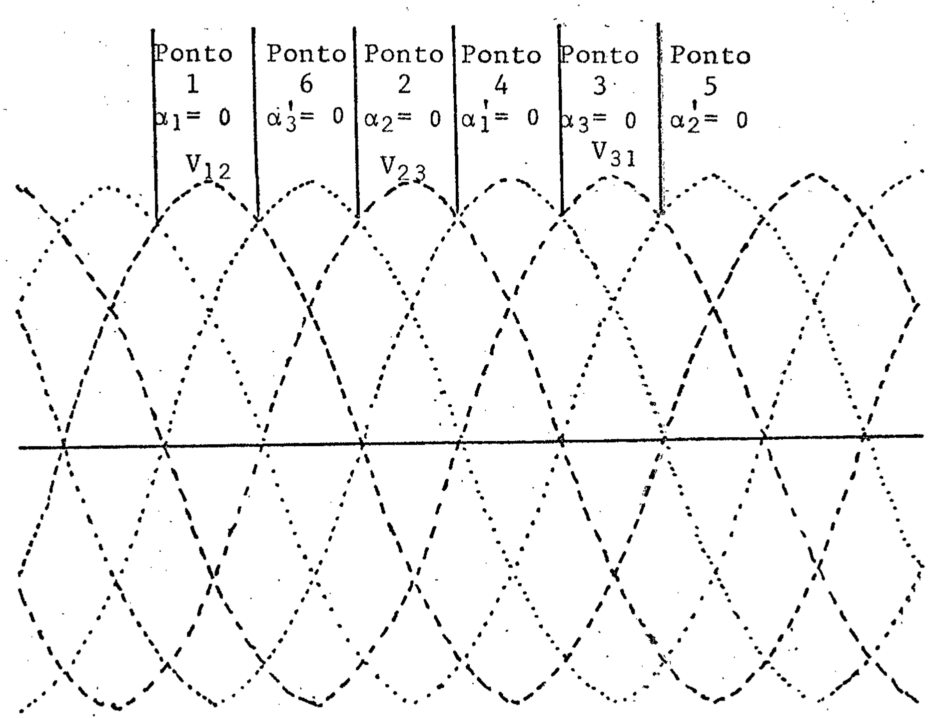


Figura - 4.12 - Formas de Onda da Tensão de Linha do Lado CA da Ponte de Graetz.

Analisando a Figura 4.12, verifica-se que no ponto 1 a tensão V_{12} torna -se mais positiva que as demais, este é o ponto de comutação natural de uma ponte de Graetz a diodos, correspondendo portanto a $\alpha_1 = 0$. Para que a ponte controlada de Graetz possa operar como inversor, há necessidade de que neste instante tenhamos uma onda senoidal passando pelo zero para que possa ser utilizada como tensão de sincronismo no circuito de disparo do tiristor T_1. Observando-se a Figura 4.12 verifica-se que a tensão de linha V_{13} satisfaz a esse requisito, ou seja, passa pela zero exatamente no instante em que $\alpha_1 = 0$ e depois torna-se positiva. Portanto, a tensão de linha V_{13} pode perfeitamente ser utilizada como tensão de sincronismo do circuito de disparo do tiristor T_1.

Seguindo essa mesma linha de raciocínio, constata-se que no ponto 2 tem-se $\alpha_2 = 0$ e a tensão de linha que deve ser utilizada para o sincronismo no circuito de disparo do tiristor T_2 é a tensão V_{21}. No ponto 3 tem-se $\alpha_3 = 0$ sendo a tensão de linha V_{32} que deve ser utilizada para o sincronismo do tiristor T_3. Para os tiristores do lado negativo da ponte o raciocínio é análogo. No quadro da Figura 4.13 estão indicados os tiristores com as suas respectivas tensões de sincronismo.

Na Figura 4.14 estão representadas esquematicamente as ligações que devem ser feitas para o sincronismo dos tiristores de uma ponte controlada de Graetz para que a mesma possa operar como inversor.

TIRISTOR	TENSÃO DE SINCORNÍSMO
T_1	V_{13}
T_2	V_{21}
T_3	V_{32}
T_1'	V_{31}
T_2'	V_{12}
T_3'	V_{23}

Figura - 4.13 - Tabela da Tensão de Sincronísmo dos Tiristores.

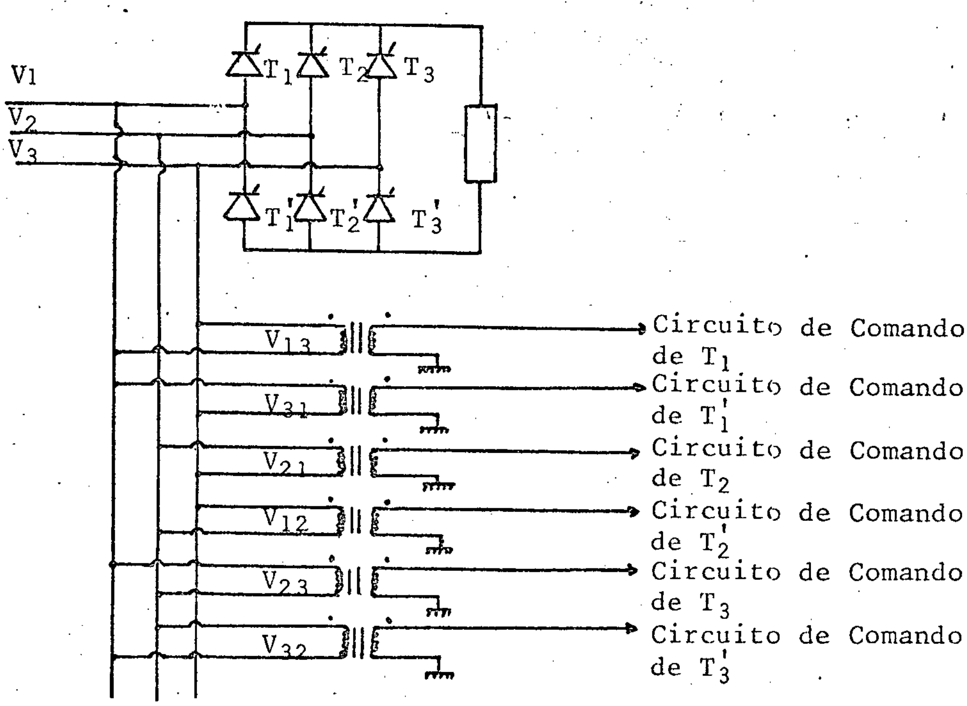


Figura - 4.14 - Esquema de Ligação para Obtenção de Tensão de Sincronísmo dos Tiristores.

- <u>Largura do Trem de Pulsos para o Disparo dos Tiristores</u>

Principalmente no caso de se tratar de carga indutivas, para que o disparo dos Tiristores seja eficiente e seguro, o circuito de comando deve enviar ao gatilho dos tiristores um trem de pulsos ao invés de um único pulso. Portanto, para que um retificador controlado possa funcionar perfeitamente como um inversor além da necessidade de se ter o ângulo de disparo com uma varredura de 180^{O}, deve-se garantir que a largura do trem de pulsos enviada pelo circuito de comando ao gatilho dos tiristores tenha uma duração de 120^{O}, independente do ângulo de disparo selecionado.

No circuito de comando do inversor implementado no laboratório, este requisito foi satisfeito por meio de um circuito monoestável com a duração do pulso ajustado para 120^{O}.

Outro fato importante que deve ser levado em conta, por motivo de segurança, é o ângulo máximo de disparo que pode ser utilizado para evitar que o inversor entre na região de instabilidade e ocorra um curto-circuito na ponte.

O circuito de comando dos tiristores em diagrama de blocos está representado na Figura 4.15 e o circuito propriamente dito na Figura 4.16. As formas de onda das tensões nos diversos pontos de interesses, estão representandos na Figura 4.17. Os valores dos parâmetors do circuito de comando dos tiristores estão apresentados na Apêndice C.

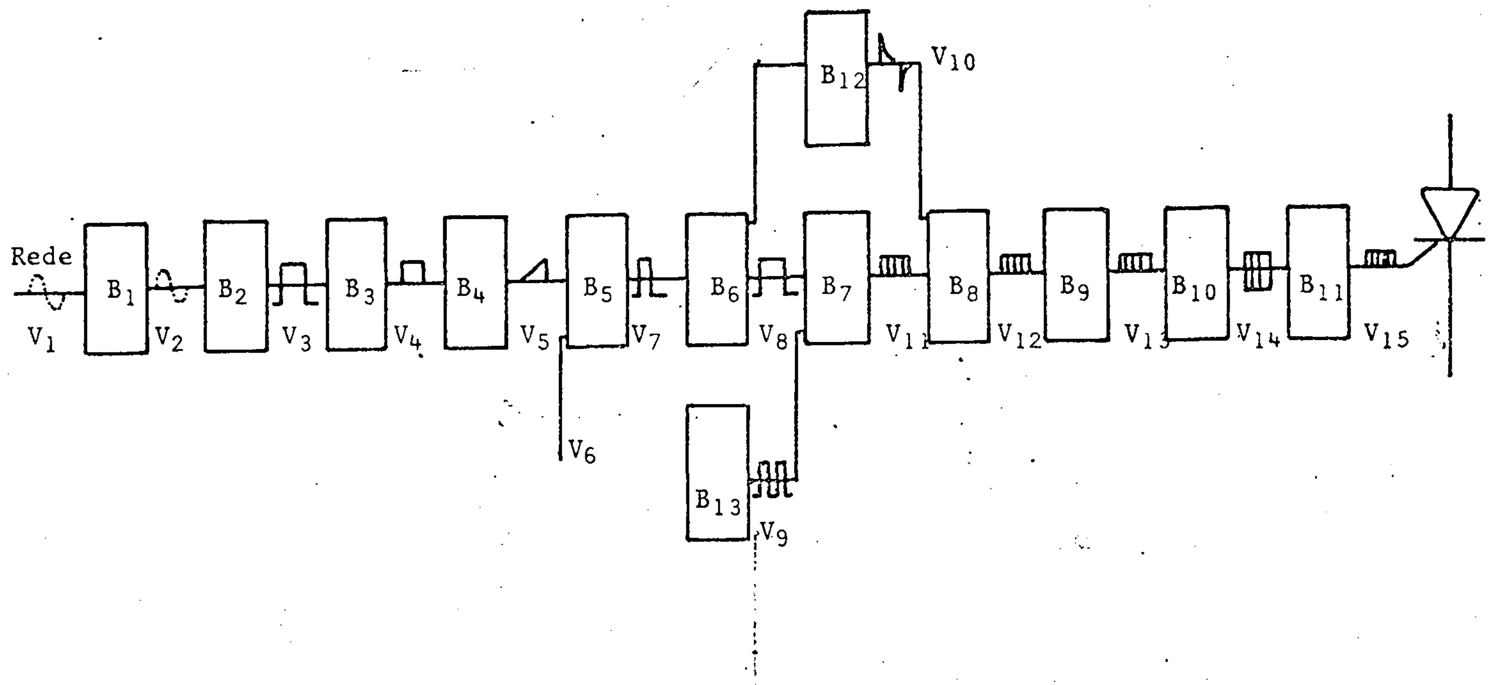


Figura - 4.15 - Diagrama de Blocos do Circuito de Comando dos Tiristores do Inversor.

Onde os blocos da Figura 4.15 representam:

- B_1 = Bloco de Sincronísmo;
- B_2 = Bloco Comparador com Zero;
- B_3 = Bloco de Supressão do Semi-Ciclo Negativo;
- B_4 = Bloco de Geração de Rampa;
- B_5 = Bloco Comparador com a referência variavel;
- B_6 = Bloco Monoestável;
- B_7 = Bloco Porta "E" Supressão do Semi-Ciclo Negativo;
- B_8 = Bloco Porta "OU" Supressão do Pulso Negativo;
- B_9 = Bloco do Estágio Amplificador;
- B_{10} = Bloco de Transformador de Pulso;
- B_{11} = Bloco do Circuito de Gatilho;
- B_{12} = Bloco do Circuito diferenciador;
- B_{13} = Bloco do Multivibrador Astável.

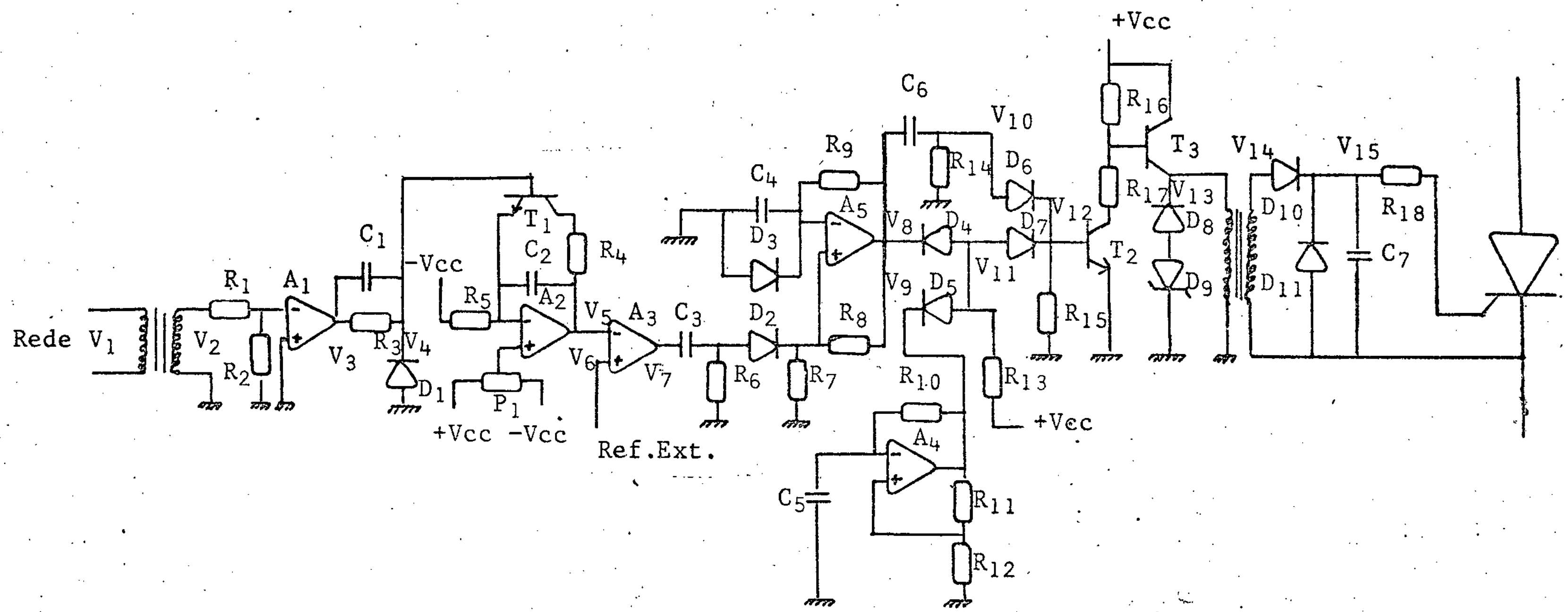


Figura - 4.16 - Circuito de Comando dos Tiristores do Inversor.

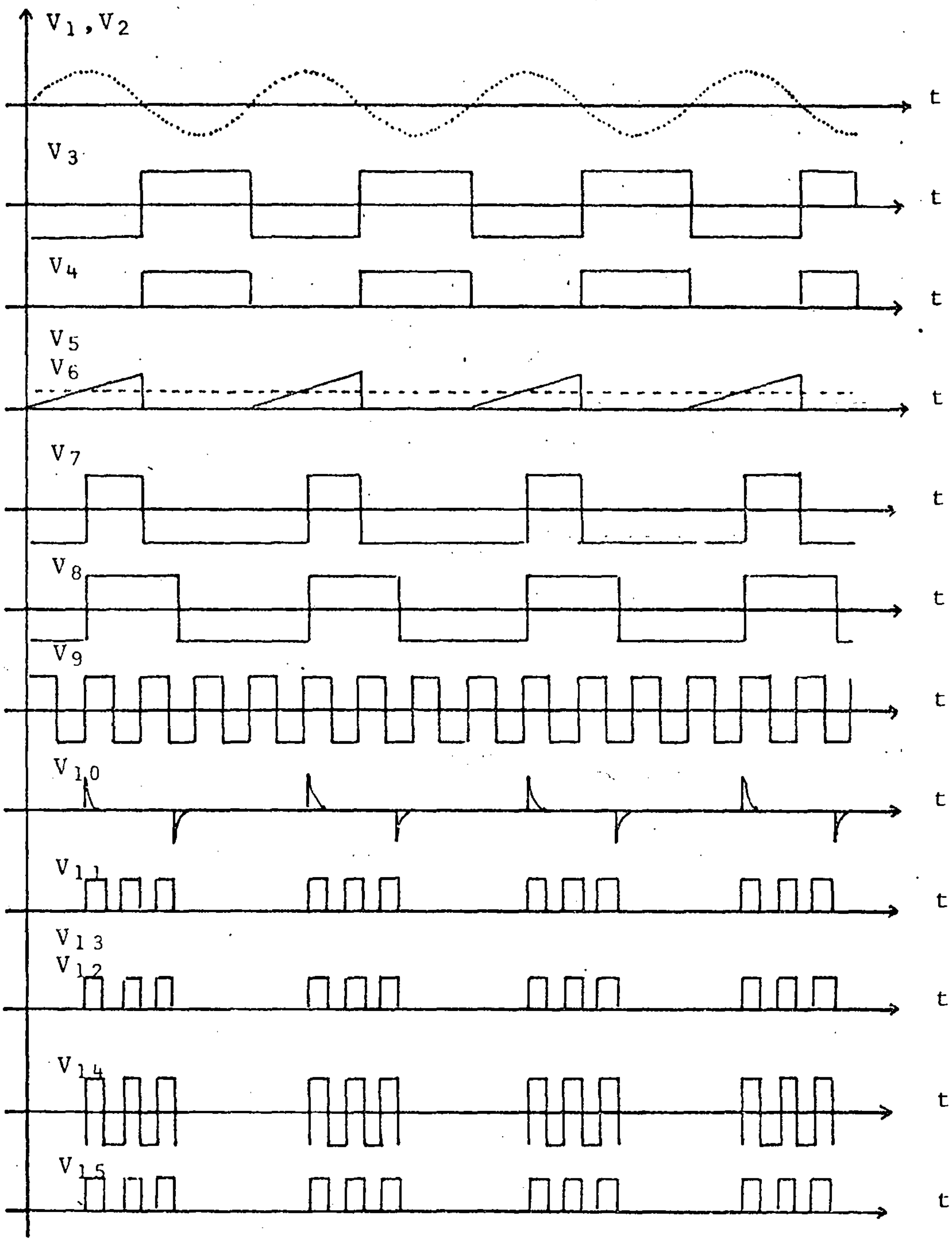


Figura - 4.17 - Formas de Onda das Tensões nos Diversos Pontos da Figura 4.16.

4.4 - CONCLUSÕES

Neste capítulo foi feita uma breve análise do circuito de comando do pulsador e da ponte inversora, com o objetivo de enfatizar os requisitos que devem ser satisfeitos para que o circuito de comando atue com precisão e segurança, pois o perfeito funcionamento do bloco de comando é essencial para que a montagem como um todo opere com segurança, eficiência e confiabilidade.

No decorrer do capítulo, também foi feita uma análise do funcionamento da proteção contra sobrecorrente implantada para o pulsador e do método utilizado para a determinação da tensão de sincronismo para o circuito de disparo dos tiristores da ponte inversora de Graetz.

C O N C L U S Õ E S

De acordo com as análises teóricas e com os resultados experimentais obtidos neste trabalho constata-se que:

1 - Existe na Cascata Hipossíncrona convencional uma relação praticamente linear entre a corrente contínua que circula na malha intermediária e o torque desenvolvido pelo motor.

2 - Tomando a relação de transformação do transformador como parâmetro, o fator de potência da Cascata Hipossíncrona diminue à medida que o escorregamento aumenta e/ou a corrente contínua, Icc, diminue.

3 - O fator de potência total apresentado pela Cascata Hipossíncrona é extremamente dependente da relação de transformação do transformador, portanto torna-se indispensável o uso do transformador para que a montagem opere, em uma faixa limitada de velocidade, com fator de potência aceitável.

4 - Introduzindo-se um pulsador elevador no circuito intermediário de corrente contínua da Cascata Hipossíncrona convencional, pode-se impor o valor instantâneo da corrente contínua, em uma determinada faixa de velocidade, e consequêntemente o valor do torque instantâneo desenvolvido pelo motor.

5 - Tomando a corrente Icc como parâmetro, em uma dada faixa de velocidade e para uma mesma relação de transformação, a mon

tagem com o pulsador apresenta um melhor fator de potência em comparação com o apresentado pela montagem convencional.

6 - Com o emprego do pulsador na montagem convencional da Cascata Hipossíncrona, pode-se eliminar o transformador, acarretando numa redução do preço e do volume da montagem.

7 - Na montagem com o pulsador, pode-se partir o motor sem o auxílio dos reostatos de partida, com torque constante e com restituição da energia para a rede.

8 - Sob o ponto de vista de controle e automação, a montagem com o pulsador é vantajosa em relação à montagem convencional, pois tem-se o controle do valor instantâneo da corrente e consequêntemente do torque instantâneo desenvolvido pelo motor.

A P Ê N D I C E A

RELAÇÃO DOS VALORES DOS PARÂMETROS DA CASCATA HIPOSSÍNCRONA IMPLEMENTADA NO LABORATÓRIO

RESISTÊNCIAS

$r_0 = 0{,}5\ \Omega$

$r_1 = 1{,}88\ \Omega$

$r_2 = 2{,}49\ \Omega$

$r_3 = 1 \times 10^{-3}\ \Omega$

$r_{diodo} = 5 \times 10^{-3}\ \Omega$

$r_{tiristor} = 20 \times 10^{-3}\ \Omega$

$r'_{cc} = 6{,}12\ \Omega$

REATÂNCIAS

$x_0 = 16{,}9\ \Omega$

$x_1 = 6{,}4\ \Omega$

$x_2 = 6{,}4\ \Omega$

$X_3 = 0{,}083\ \Omega$

$X_m = 85\ \Omega$

RELAÇÕES DE TRANSFORMAÇÃO

$a = 4{,}95$

$n = 11{,}53$ e $4{,}953$

TENSÕES

$V_{sL} = 380$ V

Vifase = 19 V

$V_{diodo} = 0{,}85$ V

$V_{tir} = 1{,}0$ V

CONSTANTES

qr	=	qi	=	6
K_{1_r}	=	K_{1_i}	=	$\sqrt{6}$
K_{2_r}	=	K_{2_i}	=	$\sqrt{2}$
K_{3_r}	=	K_{3_i}	=	$\sqrt{6}$
K_{4_r}	=	K_{4_i}	=	2
p	=	4		
m	=	3		
$S_{máx}$	=	0,5		
ΔI	=	2,66 A		
f	=	60 Hz		

APÊNDICE B

RELAÇÃO DOS VALORES DOS COMPONENTES DOS CIRCUITOS DE COMANDO, CONTROLE, PROTEÇÃO E POTÊNCIA DO PULSADOR

RESISTORES

R_1 = 0,39 KΩ 1/4 W		R_{15} = 0,1	KΩ 2 W
R_2 = 18 KΩ 1/4 W		R_{16} = 0,001	KΩ 1/4 W
R_3 = 470 KΩ 1/4 W		R_{17} = 0,1	KΩ 1/2 W
R_4 = 18 KΩ 1/4 W		R_{18} = 0,01	KΩ 1/4 W
R_6 = 4,7 KΩ 1/4 W		R_{19} = 0,01	KΩ 1/4 W
R_7 = 1,5 KΩ 1/4 W		R_{20} = 0,047	KΩ 1/2 W
R_8 = 1,5 KΩ 1/2 W		R_{21} = 0,15	KΩ 1/2 W
R_9 = 0,47 KΩ 1/4 W		R_{22} = 0,047	KΩ 1/4 W
R_{10} = 0,047 KΩ 1/2 W		R_{23} = 0,00165	KΩ 20 W
R_{11} = 0,12 KΩ 1 W		R_{24} = 0,015	KΩ 5 W
R_{12} = 0,015 KΩ 3 W		R_{SH} = $2,4 \times 10^{-3}$	kΩ 60 W
R_{13} = 0,0033 KΩ 20 W		P_2 = 4,7	KΩ 1/4 W
R_{14} = 0,001 KΩ 1/2 W		P_2 = 1,0	KΩ 1/4 W
R_5 = 4,7 KΩ 1/4 W			

CAPACITORES

C_1 = 100 μF (Eletrolítico) C_3 = 0,18 μF (Cerâmico)

C_2 = 100 μF (Eletrolítico) C_4 = 470 μF (Cerâmico)

DIODOS

D_1 a D_6 = 1N4004

D_7 = D_8 = SKN 1M 20/06

D_{Z_1} = D_{Z_2} = 6,2 V

TRANSISTORES

T_1 =	BC548	T_5 =	TIP 42
T_2 =	BC548	T_6 =	BC327
T_3 =	TIP 32	T_7 =	BUX 48
T_4 =	TIP 41	T_8 =	MJ 10015

TIRISTOR

Tir = TIC 116

AMPLIFICADORES OPERACIONAIS

A_1 a A_4 = µA741CP

A P Ê N D I C E   C

RELAÇÃO DOS VALORES DOS COMPONENTES DO CIRCUITO DE COMANDO DOS TIRISTORES DO INVERSOR

RESISTORES

R_1 =	82	KΩ	1/4 W	R_{10} =	10	KΩ	1/4 W
R_2 =	18	KΩ	1/4 W	R_{11} =	10	KΩ	1/4 W
R_3 =	1,5	KΩ	1/4 W	R_{12} =	10	KΩ	1/4 W
R_4 =	0,047	KΩ	1/4 W	R_{13} =	1,5	KΩ	1/2 W
R_5 =	82	KΩ	1/4 W	R_{14} =	10	KΩ	1/4 W
R_6 =	1	KΩ	1/4 W	R_{15} =	0,27	KΩ	1/4 W
R_7 =	15	KΩ	1/4 W	R_{16} =	0,027	KΩ	1/4 W
R_8 =	12	KΩ	1/4 W	R_{17} =	o,270	kΩ	1/4 W
R_9 =	680	KΩ	1/4 W	R_{18} =	0,27	KΩ	1/2 W

CAPACITORES

C_1 =	68	μF	C_4 =	10	μF
C_2 =	180	μF	C_5 =	2,2	μF
C_3 =	10	μF	C_6 =	12	μF

DIODOS

D_1 a D_8 = 1N4148

D_9 = Zener (15 V)

D_{10} e D_{11} = 1N4148

TRANSISTORES

T_1 = BC548

T_2 = BC547

T_3 = TIP 32C

AMPLIFICADORES OPERACIONAIS

A_1 = A_2 = A_3 = A_5 = μA741CP

A_4 = RC725T

B I B L I O G R A F I A

|1| - BARBI, I. & MARTINS, D.C. - Uma Nova Técnica de Controle do Motor de Indução com Rotor Bobinado. 4º Congresso Brasileiro de Informática - Campinas, pp - 286 - 291, 1982.

|2| - LANGSDORF, A.S. - Teoria de Las Máquinas de Corriente Alternada, McGraw-Hill, Cap. 8, 1967.

|3| - LAVI, A. & POLGE, R.J. - Induction Motor Speed Control With Static Inverter in the Rotor. IEEE Trans. Power Apparatus and Systems, Vol. Pas - 85, nº 1 : 76 - 84, 1966

|4| - OLIVIER, G. & STEFANOVIC, V.R. & APRIL, G. - Evaluation of Phase - Commutated Converters for Slip - Power Control in Induction Drives. IEEE Trans. Industry Applications, Vol IA-19 nº 1 : 105 - 111, 1983.

|5| - SCHAEFER, J. - Rectifier Circuits Theory and Design, Sessão B - Ítem 6, 1965.

|6| - PELLY, B.R - Thyristor Phase - Controlled Converters and Cycloconverters, Wiley - Interscience Cap. 4 - 1971.