



UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ

Pró-Diretoria de Pesquisa e Pós-Graduação

**“OTIMIZAÇÃO DE REGULADORES PARA ACIONAMENTO
CONTROLADO DE MOTORES DE INDUÇÃO ALIMENTADOS
POR INTERMÉDIO DE INVERSOR DE CORRENTE COM
COMUTAÇÃO NATURAL”**

CARLOS ALBERTO GUIA PEREIRA

Dissertação submetida à Universidade Federal de Itajubá - UNIFEI
como parte dos requisitos para obtenção do grau de Mestre em
Ciências em Engenharia Elétrica

Orientador: Prof. Ângelo José Junqueira Rezek, Dr.

Co-Orientador: Prof. José Antônio Cortez, Dr.

Itajubá, julho de 2003

Ficha catalográfica elaborada pela Biblioteca Mauá –
Bibliotecária Margareth Ribeiro- CRB_6/1700

P436o

Pereira, Carlos Alberto Guia

Otimização de reguladores para acionamento controlado de motores de indução alimentados por intermédio de inversor de corrente com comutação natural / por Carlos Alberto Guia Pereira ; orientado por Ângelo José Junqueira Rezek e co-orientado por José Antônio Cortez. -- Itajubá (MG) : UNIFEI, 2003.
115 p. il.

Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal de Itajubá.

1. Acionamento. 2. Controle. 3. Simulação. 4. Otimização. I. Rezek, Ângelo José Junqueira, orient. II. Cortez, José Antônio, co-orient. III. Universidade Federal de Itajubá. IV. Título.

CDU 621.313.333(043)

Dedicatória

Dedico este trabalho a:

- *meu filho e minhas filhas, meus netos*, frutos continuadores e disseminadores do meu amor, a mim confiados: a quem amo, muito;
- *Luzia*, pela dedicação e apoio, em todos os momentos: com quem compreendi o significado de carinho e amor incondicional de mãe;
- *meu pai (in memoriam) e minha mãe, minha família*, canais de vida, amor e aprendizagem: de quem me orgulho, sempre;
- *meu Deus*, grande fonte de amor e vida, misericordiosa fonte donde recebemos todo bem e todos os dons, a quem ousou chamar Pai Eterno, rogando por Suas Bênçãos, Graças, Guarda e Proteção.

“...Não há o que seja dado com amor e feito com boa vontade e carinho, que não seja recebido da mesma maneira...”

*Nós devemos ser a mudança
que queremos ver no mundo*

Ghandi

Agradecimentos

Ao Prof. Ângelo José Junqueira Rezek, pela orientação, dedicação e apoio. Por ter acreditado e sempre me incentivado a progredir. Pela dedicação e a grande amizade demonstrada na realização deste trabalho, em todos os momentos.

Ao Prof. José Antônio Côrtes, pelo incentivo e cooperação.

Ao Prof. José Policarpo Gonçalves de Abreu e professores da Escola Federal de Engenharia de Itajubá que me mostraram os caminhos do saber.

Aos amigos e funcionários da secretaria de Pós-Graduação, do Departamento de Eletrotécnica e do Laboratório de Eletrotécnica da EFEI, pela prestatividade e apoio durante o curso de Pós-Graduação, nos ensaios laboratoriais e elaboração deste trabalho.

À UNIFEI, antiga EFEI, à FAPEMIG (Proc.TEC 2917/98), ao CNPQ e ao povo brasileiro pelo suporte material e financeiro.

É certo que, por maior zelo, agradecei apenas uma pequena fração das pessoas a quem muito devo; peço, portanto, especial perdão àquelas que aqui omiti: Agradeço todos que colaboraram direta ou indiretamente para a realização, execução e término deste trabalho.

À minha família, pelo apoio, pelo incentivo, pelo amor que me faz mover, em todas as investidas.

Aos meus pais e aos meus filhos

A DEUS.

Resumo

O presente trabalho tem como objetivo o estudo e implementação, em laboratório, de um sistema de controle e acionamento com motores de indução trifásicos alimentados por intermédio de inversor de corrente tiristorizado, com comutação natural. Os reguladores de corrente e de velocidade foram ajustados de acordo com o critério da otimização simétrica.

No sistema de acionamento e controle proposto, foi utilizado um motor de indução trifásico alimentado por um grupo retificador – inversor tiristorizado de seis pulsos, configurado como fonte de corrente. Os valores de tensão e corrente contínua do circuito intermediário (link DC), foram obtidos em função da variação do ângulo de disparo da ponte retificadora CA-CC, ao passo que, na ponte inversora CC-CA, o ângulo de disparo foi mantido fixo.

Na saída da ponte inversora e conectados em paralelo com o motor, foram inseridos bancos de capacitores cuja função principal é fornecer potência reativa necessária à comutação dos tiristores da ponte inversora e garantir os níveis e as formas de onda compatíveis ao funcionamento do motor.

Para o controle do motor foi utilizado um sistema analógico de regulação de velocidade e de corrente em malha fechada. O controle e regulação foram modelados pelo emprego do método de otimização simétrica, sendo os reguladores dimensionados e empregados conforme esse método.

Na configuração utilizada, tendo a ponte inversora um ângulo de disparo fixo, os valores de corrente e tensão nos terminais do motor puderam ser referenciados ao link DC, como uma carga resistiva/indutiva.

O emprego dessa configuração e a utilização do método de otimização simétrica, facilitam os cálculos e simplificam o uso das equações eletromecânicas envolvidas.

Para verificação do funcionamento do sistema, foram promovidos distúrbios de carga no motor, registrando-se a velocidade e as formas de onda de corrente através de um osciloscópio de memória o que permitiu avaliar e comprovar toda a dinâmica de regulação.

Os cálculos, os parâmetros utilizados e os resultados relativos à simulação, também serão apresentados.

Palavras-chave: Acionamento; controle; simulação; otimização.

Abstract

The present work has as purpose the study and implementation, in laboratory, the control and drive system for three-phase induction motor fed by a thyristorized current inverter with natural commutation. The current and speed regulators were adjusted according to the symmetrical optimization criterion.

In the proposed control and drive system, it has been used a three-phase induction motor fed by a six pulses thyristorized rectifier-inverter group configured as current source inverter. The DC link voltage and current levels are obtained through variation of the rectifier trigger angle, whereas the inverter trigger angle is maintained fixed.

At the inverter output, a large capacitor is connected in parallel with the induction motor so that together they require a leading power factor current. The main function of the capacitor is to provide an enough reactive power that is required by inverter bridge thyristors commutation and to ensure that levels and waveforms are compatibles with motor functioning and driving.

The capacitor is therefore able to ensure that the induction motor remains magnetized and that it can produce generated voltages, which can assist in the switching of a naturally commuted inverter.

The motor drive and control are achieved by using an analogical speed and current control and regulation in closed loop configuration. The control and regulation have been obtained using the symmetrical optimization method and the regulators were calculated (designed) and incorporated in the system by operational amplifiers, according this method.

In this configuration, where the inverter bridge trigger angle is maintained fixed, the voltage and current values present at the motor terminals are referred to DC link, as an inductive/resistive load.

This configuration and the symmetrical optimization method usage make the calculation easy and simplify the use of electromechanical equations involved.

In order to verify the system performance and regulation, load disturbances were promoted; the speed and current waveforms were recorded through a memory oscilloscope. It allows that the regulation dynamics could be evaluated and proved.

The data and calculations, the parameters and the result relatives to the simulation are presented as well.

Key words: Drive system; control; simulation; optimization.

SUMÁRIO

1	Introdução	1
1.1	Motivação	1
1.2	Objetivos	4
1.2.1	Objetivo Geral	4
1.2.2	Objetivos Especiais	4
1.3	Estrutura da Dissertação	5
2	Conversores Estáticos de Potência: Ponte Retificadora e Ponte Inversora, Controladas, de seis Pulsos	7
2.1	Introdução	7
2.2	Ponte Retificadora CA-CC, Controlada, de seis Pulsos	10
2.3	Ponte Retificadora CA-CC, Controlada, de seis Pulsos	16
3	Inversor Fonte de Corrente para Motor de Indução Auto Excitado por Capacitores	19
3.1	Introdução	19
3.2	Cálculos e Previsões Teóricas	22
3.3	Cálculo da Capacitância do Banco	26

4	Acionamento Controlado: Sistema de Disparo do Retificador e do Inversor	28
4.1	Introdução-----	28
4.2	Sistema Implementado-----	30
4.3	Transformador Especial Delta/Zigue-Zague-----	34
5	Acionamento Controlado: Desenvolvimento e Equacionamento do Sistema	36
5.1	Introdução-----	36
5.2	Dados, Ensaios e Cálculos Referentes ao Motor e à bobina de Alisamento-----	39
5.2.1	Cálculo da Resistência e Indutância Equivalente do Motor, por fase-----	40
5.2.2	Cálculo da Resistência e Indutância da Bobina de Alisamento-----	41
5.2.3	Cálculos Eletromecânicos do Motor-----	42
5.3	Equacionamento e Diagramas de Bloco do Motor-----	43
5.3.1	Equacionamento Elétrico do Motor-----	43
5.3.2	Equacionamento Mecânico do Motor-----	51
6	Acionamento Controlado : Estratégia de Controle	55
6.1	Otimização: Estratégia de Controle-----	55
6.2	Otimização: Ajuste de Reguladores-----	58
6.3	Projeto da Malha de Corrente-----	63
6.3	Projeto da Malha de Velocidade-----	66

7	Resultados Experimentais	71
7.1	Introdução	71
7.2	Resultados Experimentais	72
7.3	Formas de Ondas obtidas em Laboratório	82
8	Conclusões	87
8.1	Considerações Iniciais	87
8.2	Resultados Obtidos	88
8.3	Conclusões	89
8.4	Sugestões para Novos Trabalhos	90
9	Referências Bibliográficas	91
Anexo A	Circuito de Disparo do Retificador Trifásico Controlado	94
Anexo B	Montagem Prática em Laboratório	97
Anexo C	A Influência do Fenômeno da Comutação	108

Capítulo 1

Introdução

1.1 - Motivação

Durante o curso de graduação e, posteriormente, durante o curso de pós-graduação, foram apresentados vários modelos e sistemas de acionamento com motores de indução. Verificava-se o emprego de equações e cálculos cada vez mais elaborados e sofisticados, decorrentes do avanço e desenvolvimento dos sistemas de acionamento. Com a evolução da eletrônica de potência, as aplicações de acionamentos com regulação de velocidade de motores AC foram ampliadas consideravelmente.

Atualmente se dispõe de inúmeros tipos de inversores de frequência (também chamados conversores estáticos de potência), adaptados a diversas aplicações, empregando diferentes tipos de controle (escalar, vetorial ou DTC). A título de exemplificação, com o emprego de controle vetorial em inversores de frequência, além da variação da velocidade (conseguido, também, com controle escalar), é possível o controle do torque de forma precisa e rápida, a operação em baixíssimas rotações e elevada velocidade de resposta dinâmica a variações bruscas de carga.

A motivação inicial deste trabalho era o estudo de um sistema simples, porém eficaz, de controle e regulação para acionamento com motores AC, que pudesse ser apresentado em salas de aula e implementado em laboratório, para fins didáticos.

Para evitar-se o uso de equações e cálculos sofisticados, optou-se pelo emprego de inversores de frequência configurados como fonte de corrente, com comutação natural, sendo o motor AC representado por uma carga indutiva/resistiva e cuja f.e.m. pudesse ser referenciada à tensão contínua na ponte inversora de maneira que, o sistema formado pelo motor AC e a ponte inversora, pudessem representar uma carga com características muito próximas às de uma máquina (motor) de corrente contínua alimentada por uma ponte retificadora AC/DC.

Inicialmente, cogitou-se o emprego de máquinas síncronas sobre-excitadas, que oferecem a vantagem de trabalharem como carga capacitiva, fornecendo potência reativa necessária para a comutação natural dos tiristores presentes nas pontes inversoras CC-CA. Posteriormente, buscou-se um desafio maior: o emprego de motores de indução trifásicos tipo gaiola, de menor custo, maior robustez e que, dispensando o uso de escovas, são utilizados em larga escala.

Neste trabalho, procurou-se, como indica seu título, a *otimização de reguladores para acionamento controlado de motores de indução alimentados por intermédio de inversor de corrente tiristorizado, com comutação natural*. Nele, serão apresentadas as estratégias utilizadas para que se consiga a comutação natural dos inversores, será apresentado um método de projeto e otimização de reguladores e, em laboratório, verificada a sua validade.

Devido ao enfoque deste trabalho, optou-se pelo emprego de controle escalar otimizado (com utilização de inversor configurado em fonte de corrente) o que simplifica os cálculos, mas implica em não apresentar resposta dinâmica tão boa quanto à apresentada com o emprego de controle vetorial.

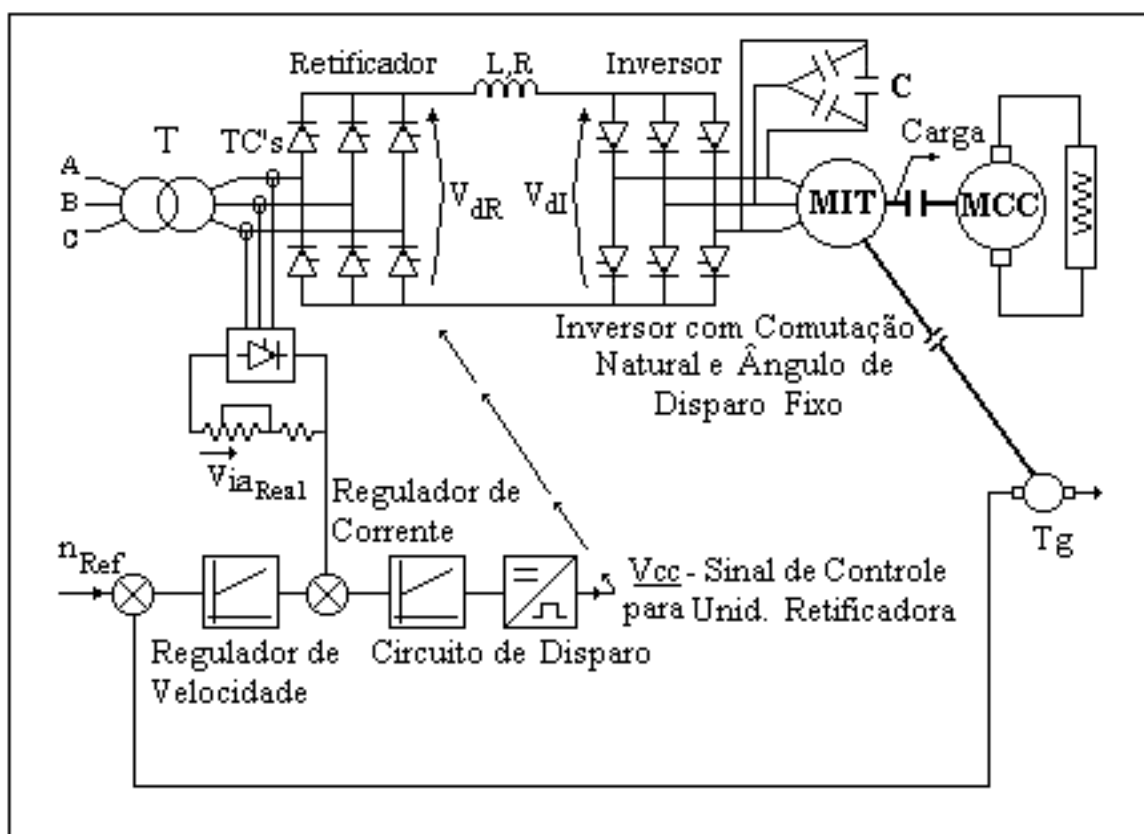


Figura 1.1 : Sistema de acionamento e controle

O sistema proposto utiliza um conversor CA-CC-CA, composto de:

- Uma ponte retificadora tiristorizada CA-CC, de seis pulsos, totalmente controlada por variação do ângulo de disparo dos tiristores;
- Um link DC com um indutor de alisamento;
- Uma ponte inversora tiristorizada CC-CA, de seis pulsos, com ângulo de disparo fixo, com comutação natural e configurada como fonte de corrente;
- Um motor de indução trifásico, cuja velocidade deseja-se controlar;
- Bancos de capacitores, conectados em paralelo com o motor. Os bancos de capacitores foram calculados e inseridos com a função principal de fornecer potência reativa necessária à comutação dos tiristores da ponte inversora e garantir os níveis e as formas de onda compatíveis com o funcionamento do motor.

O conjunto ponte inversora cc-ca e sua carga : motor de indução/bancos de capacitores foi considerado, nesse estudo, como uma carga CC; ou seja, como se comportassem como um motor de corrente contínua. Tal procedimento, a grande colaboração deste trabalho, facilitou sobremaneira os cálculos, simplificando o uso das equações eletromecânicas envolvidas.

Ainda, toda regulação e controle foram otimizados pelo emprego do Método de Otimização Simétrica, sendo que os reguladores foram dimensionados e empregados conforme esse método.

1.2 - Objetivos

1.2.1 – Objetivo Geral

O objetivo geral desta dissertação é o de apresentar um método de controle analógico para motor de indução trifásico, considerando-se as características de funcionamento do mesmo.

O emprego das equações eletromecânicas e o cálculo das constantes de tempo responsáveis pela estabilidade do sistema foram efetuados utilizando-se o método de otimização simétrica, de maneira a alcançar a "Otimização de reguladores para acionamento controlado de motores de indução alimentados por intermédio de inversor de corrente tiristorizado com comutação natural", título desta dissertação.

1.2.2 – Objetivos Específicos

Para atender o objetivo geral mencionado anteriormente, foram definidos os seguintes objetivos específicos:

- Descrever a ponte conversora e inversora de seis pulsos, enfatizando seus aspectos relevantes;
- Realizar o estudo dos reguladores de corrente e velocidade, visando a implementar um sistema de controle otimizado;
- Executar e implementar em laboratório o controle analógico de velocidade (e de corrente) em malha fechada para acionamento e estabilidade do sistema;
- Apresentar as equações, os cálculos e a sistemática utilizada na escolha e emprego dos diversos componentes do sistema, com ênfase nos bancos de capacitores.

1.3 - Estrutura da Dissertação

Para atender os objetivos mencionados anteriormente esta dissertação está estruturada em capítulos, abordando inicialmente estudos teóricos, seguindo-se a implementação do sistema e a apresentação e análise dos resultados obtidos, conforme discriminado a seguir:

O capítulo 2 apresenta os conversores estáticos de potência e as pontes retificadora e inversora, controladas, de seis pulsos. São apresentadas várias formas de ondas para ângulos de disparo $\alpha = 0^\circ$, $\alpha = 30^\circ$ e $\alpha = 120^\circ$.

O capítulo 3 apresenta o sistema de acionamento utilizando inversores de corrente associados a bancos de capacitores para controle de motores de indução por conversores com comutação natural. Neste capítulo são apresentadas as bases teóricas, o equacionamento e os cálculos relativos aos bancos de capacitores.

O capítulo 4 apresenta o sistema de disparo do retificador e inversor para o acionamento controlado do motor de indução.

O capítulo 5 apresenta o desenvolvimento e equacionamento do sistema de acionamento controlado para motor de indução trifásico auto-excitado por capacitores. Neste capítulo são apresentados os dados referentes ao motor e à bobina de alisamento, obtidos através de ensaios e cálculos, o equacionamento elétrico e mecânico e diagrama de blocos representativos do motor.

O capítulo 6 apresenta a estratégia de controle para o acionamento proposto. Neste capítulo são apresentados os projetos dos reguladores de corrente e de velocidade que, conectados em cascata, realizam a limitação da corrente e o controle de velocidade do acionamento proposto.

São também apresentadas as estratégias de ajuste e otimização das malhas e dos reguladores, com base nos critérios da otimização simétrica.

O capítulo 7 apresenta os resultados experimentais obtidos em laboratório. São apresentadas as formas de onda de corrente, tensão e velocidade em várias situações de carga. Para verificação do funcionamento do sistema, foram promovidos distúrbios de carga no motor e as formas de onda de velocidade e corrente do controle foram registradas, o que permitiu avaliar e comprovar toda dinâmica de regulação e controle.

O capítulo 8 apresenta as conclusões, as considerações gerais e sugestões para novos trabalhos.

Capítulo 2

Conversores Estáticos de Potência : Ponte Retificadora e Ponte Inversora, Controladas, de Seis Pulsos

2.1 - Introdução

Denominamos, neste trabalho, *Conversores de Potência* aos sistemas que permitem o condicionamento de energia elétrica fornecida a uma máquina, para comandar o seu funcionamento. Através de dispositivos eletrônicos de potência, tais sistemas destinam-se a processar e converter potência elétrica, permitindo trabalharmos com formas apropriadas de tensões e correntes, a partir de fontes disponíveis.

Os conversores controlados permitem a variação da tensão e corrente de saída por intermédio da alteração do ângulo de disparo dos tiristores. Esta propriedade possibilita a utilização ampla dos conversores controlados nos sistemas de controle de máquinas elétricas.

Os elementos responsáveis pela retificação e inversão são os tiristores ou SCR's (retificador controlado de silício).

Neste trabalho, será utilizado, como sistema conversor CA-CC-CA, um conjunto Retificador-Inversor, conforme figura 2.1 :

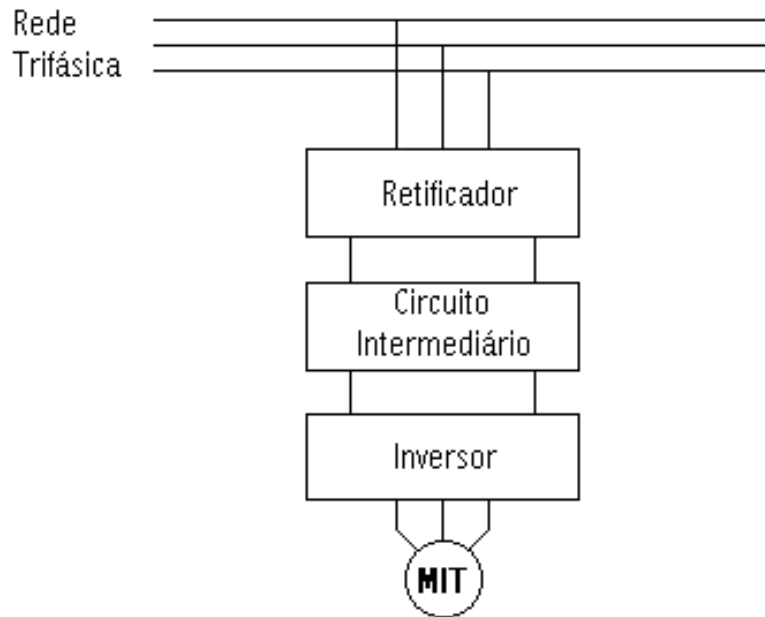


Figura 2.1: Diagrama do Sistema Conversor CA-CC-CA

O sistema é composto de:

- Um Retificador Controlado que, ligado à rede de alimentação trifásica, tem como objetivo transformar o sistema trifásico senoidal (AC) em um sistema de corrente contínua (DC) no Circuito Intermediário;

- Um Circuito Intermediário ou "Link DC" que, composto de uma bobina (ou indutor) de alisamento ligando o Retificador ao Inversor, tem como objetivo diminuir "ripples", mantendo o nível de corrente contínua o mais retificado possível, sendo também responsável pela corrente imposta fornecida;

-Um Inversor de Frequência controlado, com ângulo de disparo fixo, que tem como objetivo transformar o sistema de corrente contínua (DC) do Circuito Intermediário em Trifásico senoidal (AC) para alimentação do Motor de Indução;

A figura 2.2 ilustra o Sistema :

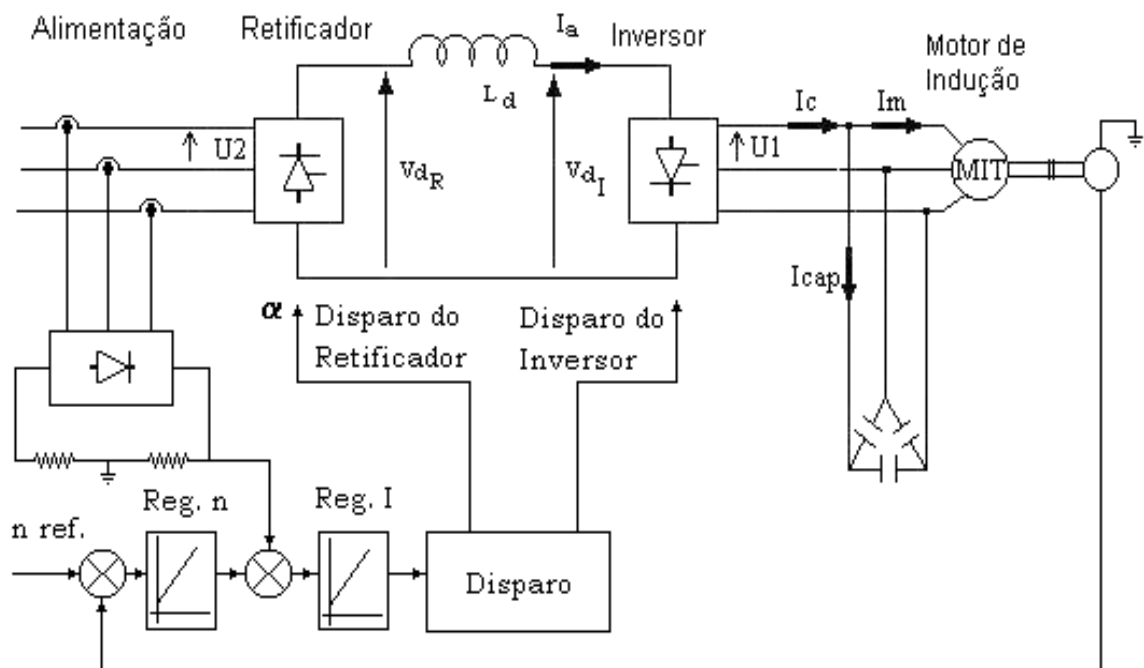


Figura 2.2 : Sistema Conversor Retificador / Inversor

Quando o Motor de Indução Trifásico (MIT) é alimentado por corrente tipo retangular, a tensão na armadura é aproximadamente senoidal. Com base nesta propriedade, utilizamos o conversor Retificador/Inversor configurado como Fonte de Corrente, com comutação natural dos tiristores (SCR's).

Para garantir a comutação natural e a presença de tensão praticamente senoidal na alimentação do motor, foram utilizados Bancos de Capacitores, conectados em paralelo com o motor, na saída da ponte inversora.

2.2 - Ponte Retificadora CA-CC, Controlada, de 6 Pulsos

A figura 2.3, abaixo, ilustra a ponte Conversora de seis pulsos, totalmente controlada.

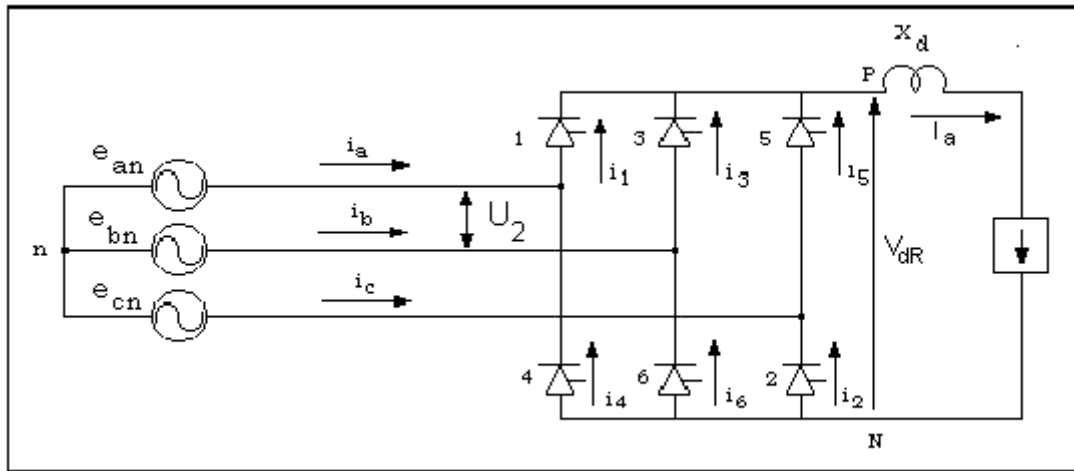


Figura 2.3: Ponte Conversora Retificadora de seis pulsos

Na figura 2.3 tem-se:

e_{an} ; e_{bn} ; e_{cn} : Tensão AC (Valor instantâneo) fase-neutro, de alimentação da Ponte Conversora Retificadora

U_2 : Tensão de alimentação AC (Valor eficaz) fase-fase

V_{dR} : Tensão DC (Valor médio), entre o pólo positivo e o pólo negativo (V_{PN})

U_{Pn} : Tensão pólo positivo neutro

U_{Nn} : Tensão pólo negativo neutro

U_{AC1} : Tensão anodo-catodo no tiristor 1

x_d : Reatância Indutiva da bobina (indutor) de alisamento

i_a , i_b , i_c : Corrente (Valor instantâneo) em cada fase de alimentação da ponte retificadora (i_a : Corrente na fase **a** de alimentação na ponte conversora)

$i_1, i_2, i_3, i_4, i_5, i_6$: Corrente em cada tiristor

(i_1 : Corrente no tiristor 1; i_3 : Corrente no tiristor 3)

I_a : Corrente Contínua na saída da ponte retificadora (Corrente no Link DC)

As forças eletromotrizes de alimentação da ponte conversora retificadora são dadas pelas equações:

$$e_{an} = E_m \text{sen}(\omega t + \pi/6) \quad (2.1)$$

$$e_{bn} = E_m \text{sen}(\omega t - \pi/2) \quad (2.2)$$

$$e_{cn} = E_m \text{sen}(\omega t - 7\pi/6) \quad (2.3)$$

Onde

E_m : valor máximo (pico) da tensão fase neutro de alimentação da ponte conversora.

As correntes nas fases são dadas por:

$$i_a = i_1 - i_4 \quad (2.4)$$

$$i_b = i_3 - i_6 \quad (2.5)$$

$$i_c = i_5 - i_2 \quad (2.6)$$

O valor médio da corrente em cada tiristor é dado por:

$$I_m = \frac{I_a}{3} \quad (2.7)$$

Sendo:

I_m : valor médio da corrente em cada tiristor;

I_a : corrente contínua na saída da ponte.

O valor eficaz desta corrente é dado por:

$$I_{rms} = \frac{I_a}{\sqrt{3}} \quad (2.8)$$

O valor médio de tensão na saída da ponte é dado por:

$$V_{dR} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} U_2 \cos \alpha \approx 1,35 U_2 \cos \alpha \quad (2.9)$$

$$V_{do} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} U_2 \quad (2.10)$$

$$V_{dR} = V_{do} \cos \alpha \quad (2.11)$$

Sendo:

V_{dR} : valor médio da tensão na saída da ponte;

α : ângulo de disparo;

$U_2 = E_{FF}$: valor eficaz da tensão fase-fase de alimentação da ponte conversora;

V_{do} : tensão de saída da ponte para ângulo de disparo igual a zero grau.

Também, pode-se escrever:

$$V_{dR} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} E_{FN} \cos \alpha \quad (2.12)$$

Uma vez que:

$$V_{dR} = V_{médio} = \int_{-\pi/P+\alpha}^{+\pi/P+\alpha} E_m \cos \theta \cdot d\theta \quad \Rightarrow \quad V_{dR} = \frac{P}{\pi} E_m \cdot \text{sen} \frac{\pi}{P} \cdot \cos \alpha$$

Para $P = 6$ pulsos, temos: $V_{dR} = \frac{6}{\pi} E_m \cdot \text{sen} \frac{\pi}{6} \cdot \cos \alpha = \frac{3}{\pi} E_m \cdot \cos \alpha$

Sendo:

$$U_2 = E_{FF} = \sqrt{3} E_{FN} \quad E_m = \sqrt{2} E_{FF}$$

Onde:

E_{FN} : tensão fase-neutro de alimentação da ponte conversora.

E_m : valor máximo (pico) da tensão fase-fase de alimentação.

P : número de pulsos da ponte tiristorizada.

Logo:

$$V_{dR} = \frac{3}{\pi} E_m \cos \alpha \quad (2.13)$$

A figura 2.4 ilustra as formas de onda da ponte retificadora de seis pulsos para ângulo de disparo $\alpha = 0^\circ$. Desta forma, a ponte tiristorizada se comporta como se fosse uma ponte não controlada a diodos.

Como

$$V_{dR} = V_{do} \cos \alpha \quad \cos \alpha = \cos 0 = 1$$

$$V_{dR} = V_{do} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} U_2$$

As formas de onda da ponte conversora para um ângulo de disparo $\alpha = 30^\circ$, são apresentadas na figura 2.5. Os pulsos de disparo são aplicados aos tiristores possibilitando a entrada em condução dos mesmos. Os números que aparecem juntos aos tiristores representam a ordem com que os mesmos são disparados.

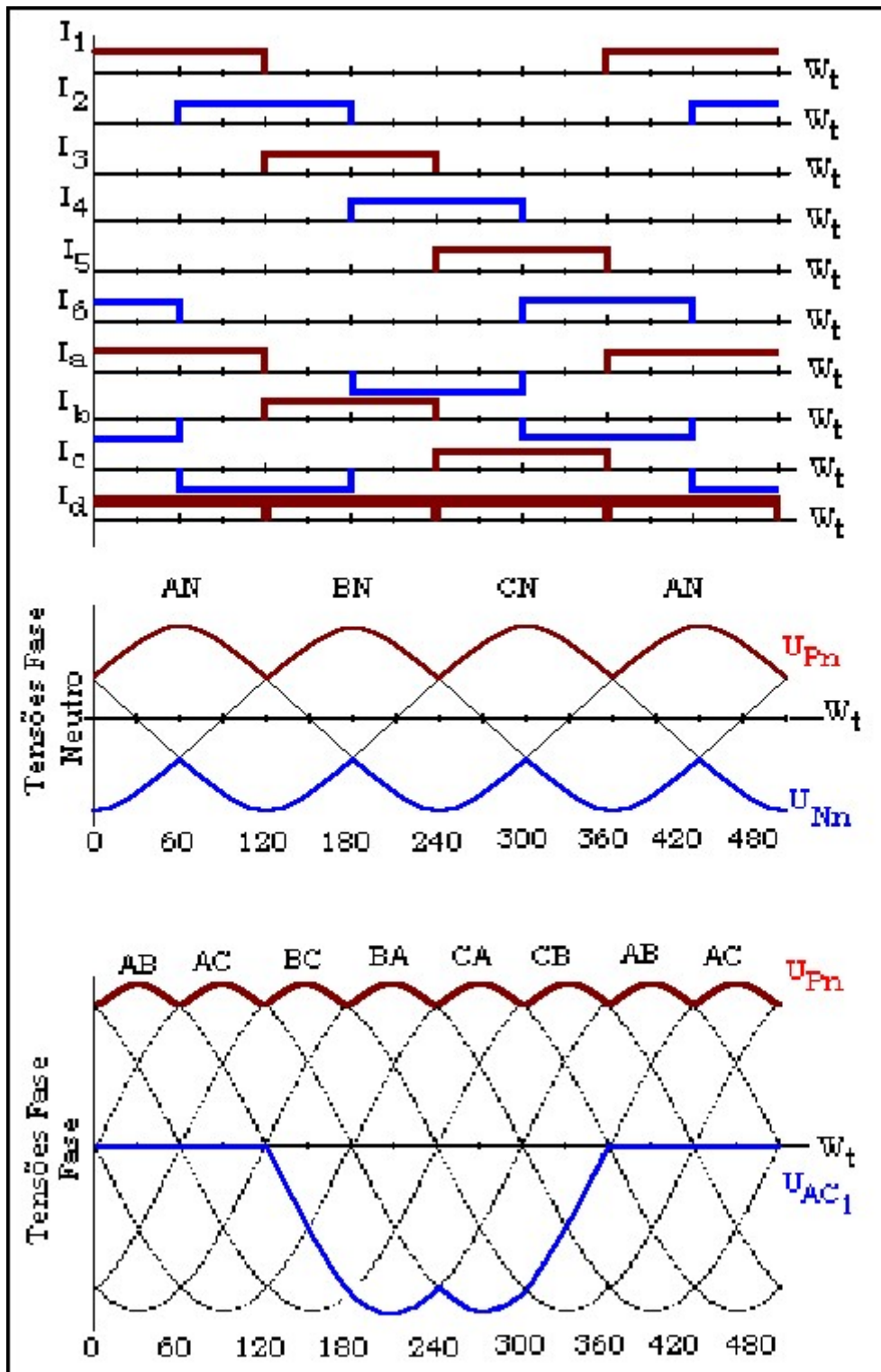


Figura 2.4 : Formas de Onda para ponte retificadora controlada
 $\alpha = 0^\circ$

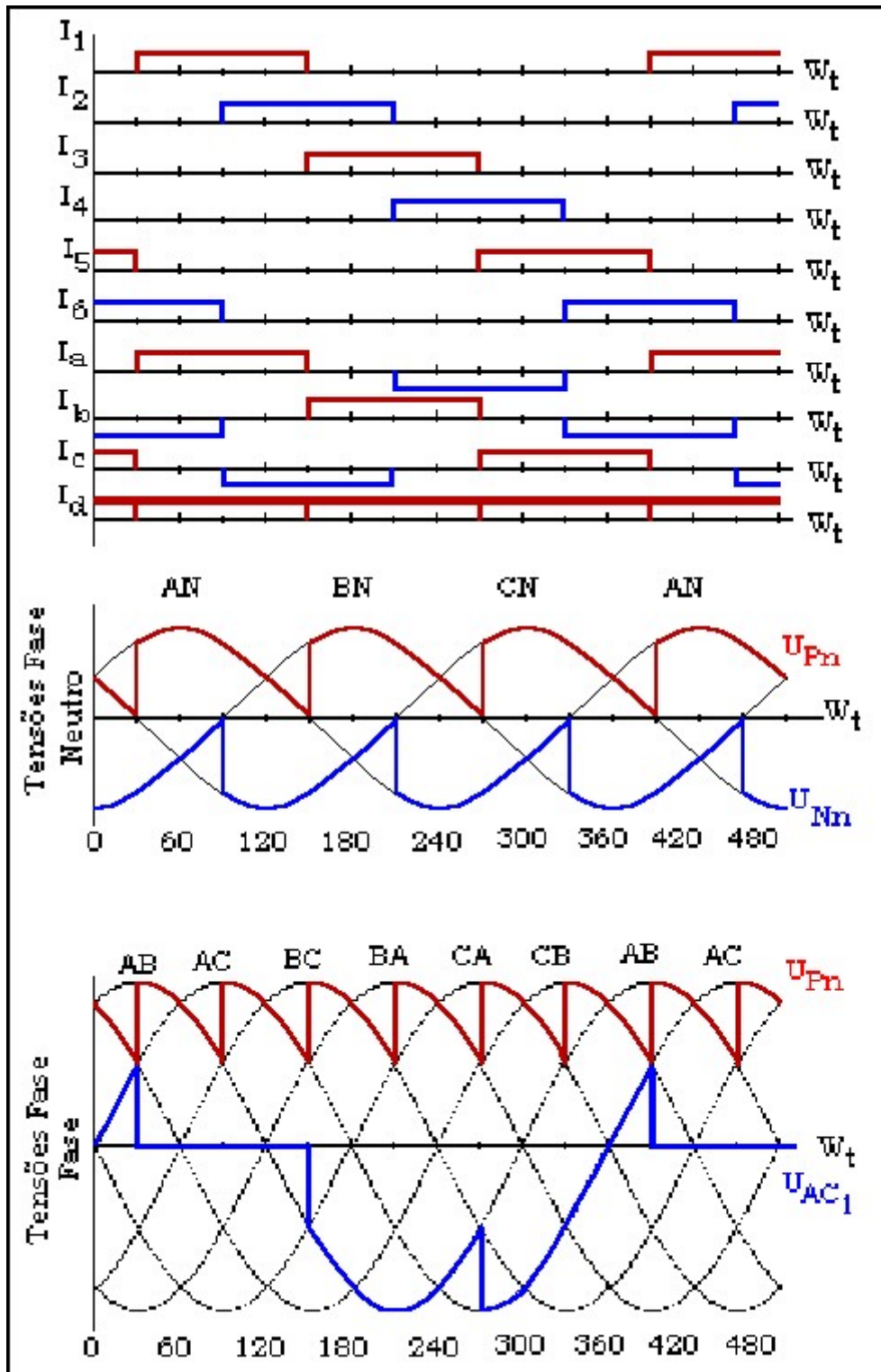


Figura 2.5 : Formas de Onda para ponte retificadora controlada
 $\alpha = 30^\circ$

2.3 - Ponte Inversora CC-CA, Controlada, de 6 Pulsos

A figura 2.6 ilustra o Conversor Retificador/Inversor CA-CC-CA

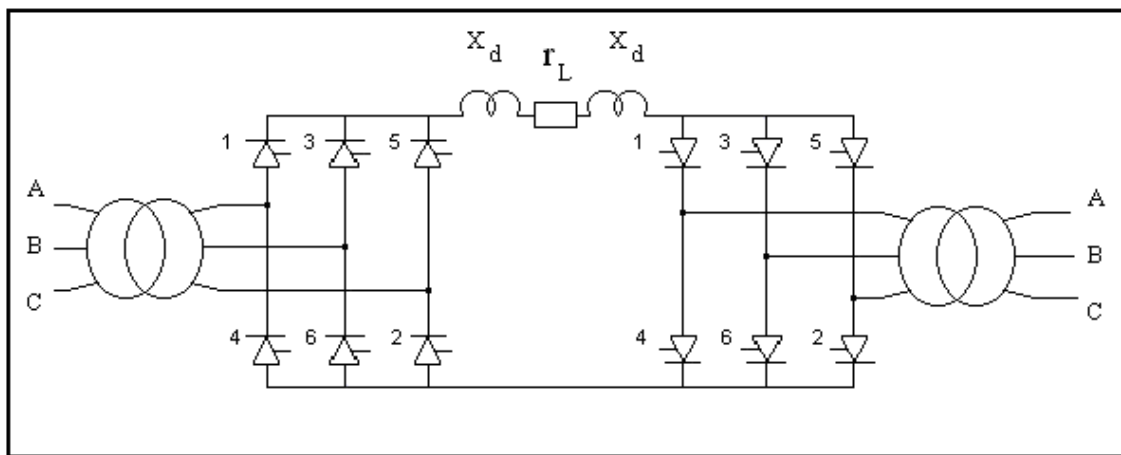


Figura 2.6 : Conversor Retificador/Inversor CA-CC-CA

A figura 2.7 ilustra a ponte inversora.

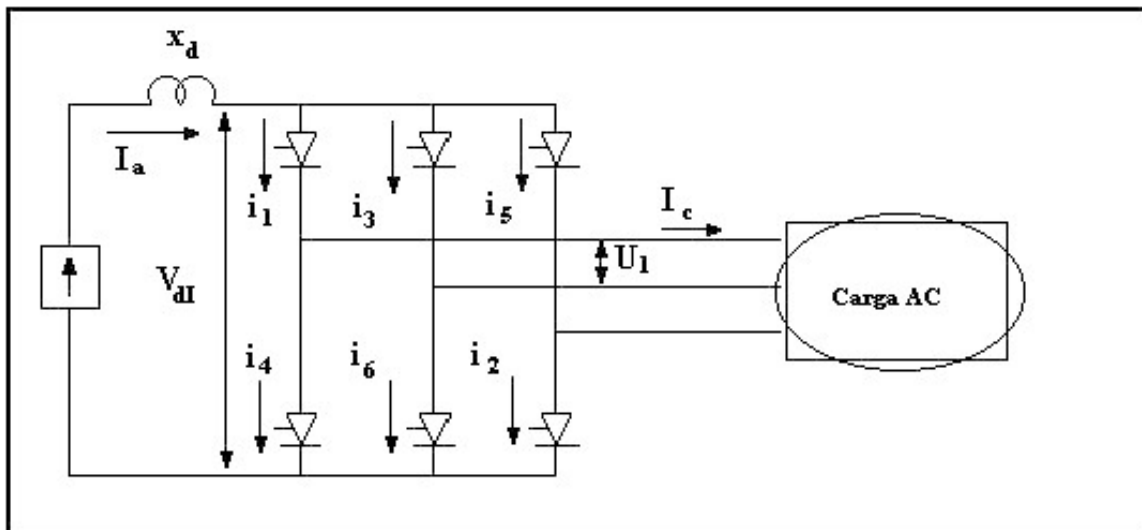


Figura 2.7 : Ponte conversora inversora de seis pulsos

Desprezando-se a comutação, o ângulo de disparo da ponte inversora está compreendido na faixa $90^\circ < \alpha < 180^\circ$. Nesta faixa de valores, a tensão média de saída da ponte é negativa. A ponte funciona como inversora havendo transferência de potência (do Link DC) para a rede (carga AC).

A corrente na saída do inversor (I_c) é dada por:

$$I_c = I_a \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \quad [\text{Ampère RMS}]$$

A tensão AC na saída do inversor (U_1), é dada em função da tensão DC (V_{di}) e do ângulo de disparo da ponte inversora (α)

$$V_{di} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} U_1 \cos\alpha$$

As formas de onda da ponte inversora para um ângulo de disparo $\alpha = 120^\circ$ são apresentadas na figura 2.8.

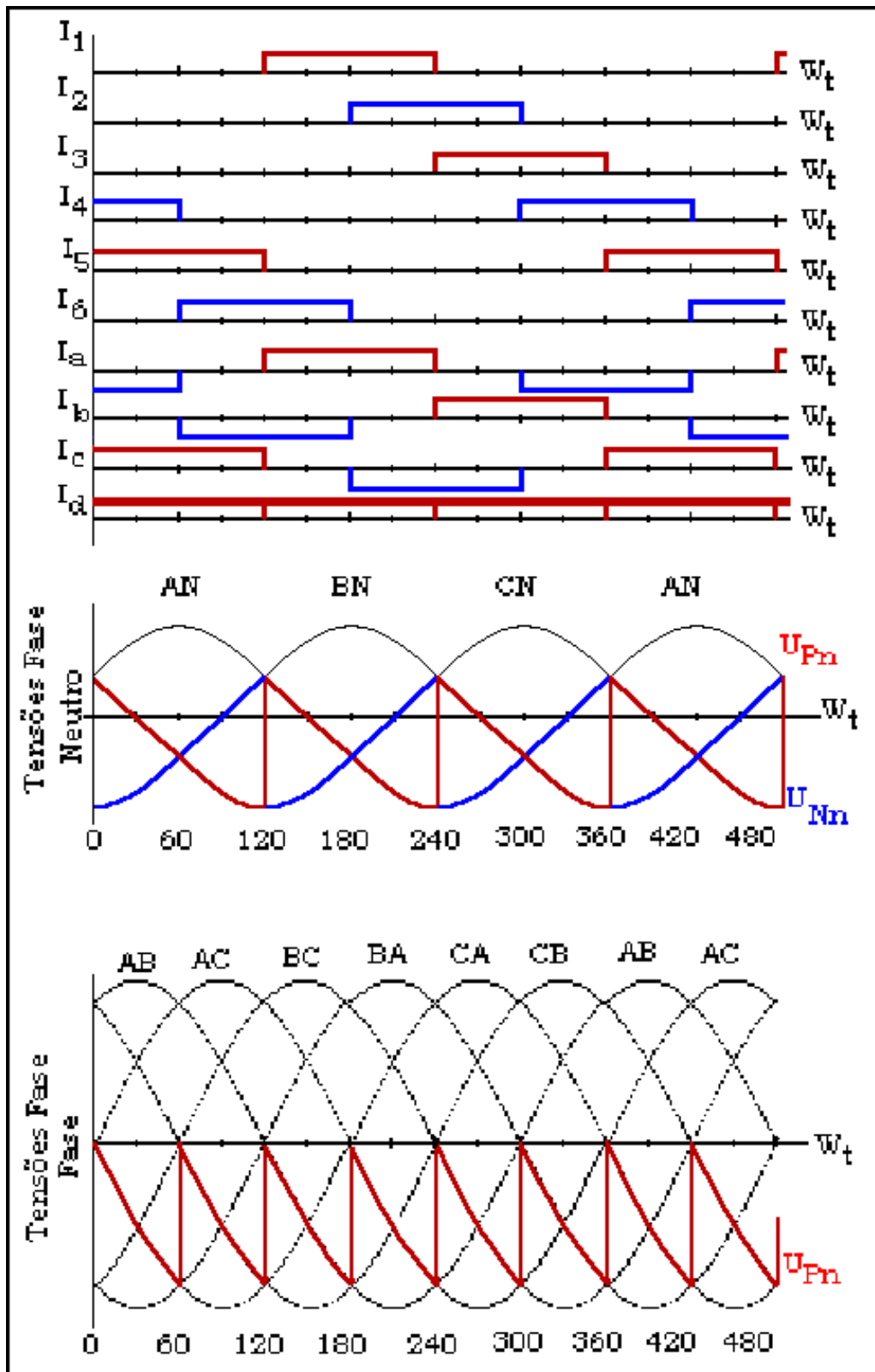


Figura 2.8 : Formas de Onda para ponte retificadora controlada $\alpha = 120^\circ$

Capítulo 3

Inversor Fonte de Corrente para Motor de Indução Auto Excitado por Capacitor

3.1 - Introdução

Os sistemas de acionamento que utilizam Inversores Fonte de Corrente, associados a Bancos de Capacitores, permitem o controle de Motores de Indução, com tiristores operando com Comutação Natural. Tais sistemas são considerados como Conversores Síncronos para uso com Motores de Indução ou, também, como Inversores Comutados pela Carga para Motores de Indução [3]. Neste capítulo, serão denominados Inversores Fonte de Corrente para Motor de Indução Auto Excitado por Capacitores.

A literatura regularmente menciona que Conversores Fonte de Corrente com Comutação Natural somente poderiam ser usados para acionamento de Motores Síncronos devido ao fato de que, quando sobre-excitados, tais motores são capazes de gerar tensões e correntes com características capacitivas, que possibilitam e auxiliam a Comutação Natural dos Inversores.

Nesta configuração, o motor síncrono sobre-excitado pode ser alimentado em corrente, por comutação natural: para haver Comutação Natural, é necessário que a *tensão esteja atrasada em relação à corrente*, ou seja, devemos ter a *corrente adiantada em fase* (com as mesmas características que uma carga capacitiva).

Se Motores de Indução fossem utilizados com esse sistema de acionamento, haveria impossibilidade de se obter magnetização do motor e dificuldades na geração das tensões necessárias à Comutação Natural: os Motores de Indução operam com correntes magnetizantes em **atraso de fase**, enquanto os Conversores somente realizam Comutação Natural se as correntes estiverem **adiantadas em fase**.

Em outras palavras, os motores de indução operam como carga indutiva (corrente em atraso de fase) enquanto os inversores, para operarem em comutação natural, necessitam de cargas com características capacitivas (corrente adiantada em fase).

Para garantir a operação do Inversor Fonte de Corrente em Comutação Natural, são utilizados Bancos de Capacitores conectados em paralelo com os terminais do Motor de Indução, sendo este um dos princípios básicos deste trabalho.

A utilização de Banco de Capacitores permite garantir que o Motor de Indução mantenha-se magnetizado (operando em condições normais, como carga indutiva) além de gerar tensões (e correntes) defasadas de maneira a possibilitar o chaveamento do Inversor com Comutação Natural.

A operação de tal sistema requer, portanto, que o efeito Capacitivo seja maior que o efeito Indutivo do Motor. Assim, o sistema irá operar da maneira descrita se o motor estiver em movimento e o conjunto Motor/Capacitores estiver operando em uma frequência suficiente, que assegure a necessária ação ressonante entre a Indutância do Motor e a Capacitância do Banco, para que a

carga representada pelo Motor e Banco de Capacitores tenha efeito capacitivo, necessária à Comutação Natural no chaveamento do Inversor. O cálculo do valor do Banco de Capacitores será mostrado, oportunamente.

Em baixas rotações (e frequências) ou para partida do motor, poderia ser necessário operar o chaveamento do inversor em sistema de Comutação Forçada, o que não seria objeto de estudo deste trabalho. Neste trabalho, utilizamos uma Máquina de Corrente Contínua acoplada ao eixo do Motor de Indução que, inicialmente, operará como Motor levando o sistema a uma rotação próxima da nominal e, posteriormente, como Gerador de Corrente Contínua alimentando um Banco de Resistores, operando agora como Carga no eixo do Motor de Indução.

O diagrama básico do circuito de potência e os componentes principais do sistema são mostrados na figura 3.1, abaixo:

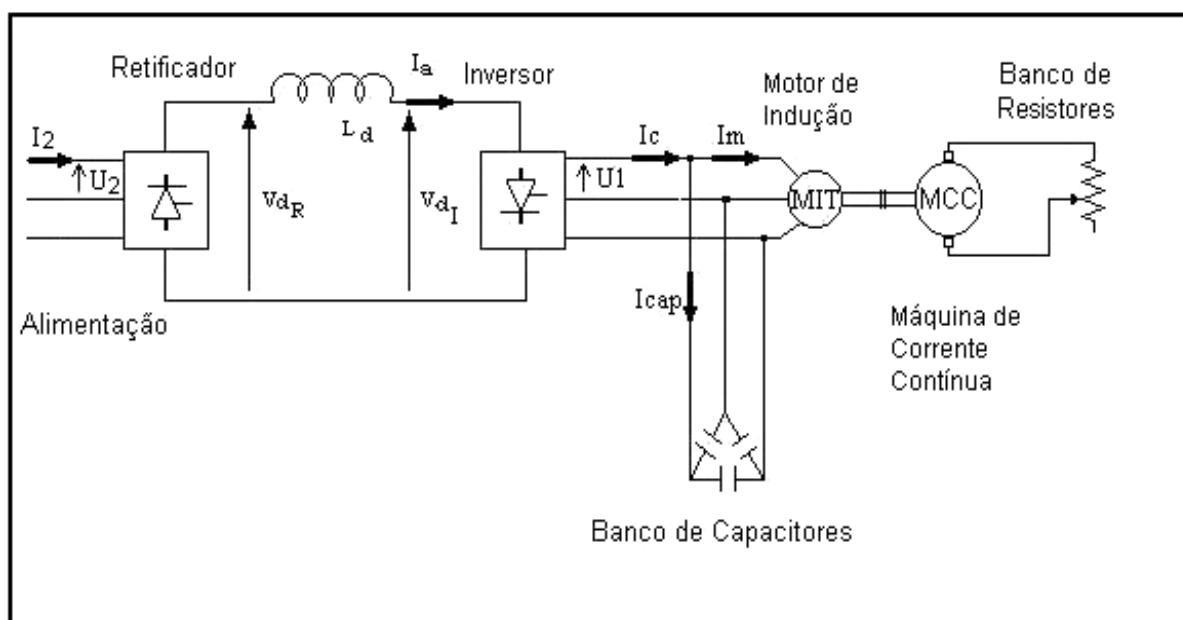


Figura 3.1 : Conversor Fonte de Corrente para Motor de Indução Auto-Excitado por Capacitor

3.2 – Cálculos e Previsões Teóricas

A potência AC (corrente I_2 e tensão U_2) de alimentação será convertida em potência DC (corrente I_a e tensão V_{dR}) pela ponte Retificadora Totalmente Controlada, sendo que a tensão V_{dR} varia em função do ângulo de disparo α .

A corrente de linha I_2 , fornecida pela rede na entrada do conversor, referida à corrente I_a , no link DC, é dada por:

$$I_2 = I_a \cdot (\sqrt{2} / \sqrt{3}) = 0,816 \cdot I_a \text{ [Ampère RMS]}$$

A tensão V_{dR} , presente no link DC, varia em função do ângulo de disparo α (desprezando-se a resistência e a reatância da ponte retificadora de entrada), conforme a equação:

$$V_{dR} = 3 \cdot (\sqrt{2} / \pi) \cdot U_2 \cdot \cos \alpha = 1,35 \cdot U_2 \cdot \cos \alpha$$

Haverá, entretanto, uma pequena queda de tensão devido à passagem da corrente pelas resistências e reatâncias da fonte de alimentação e da ponte retificadora de entrada. Conforme referencia [3], para um valor nominal de corrente I_{2N} , se esta queda tem valor percentual aproximado de 4% da tensão V_{d0} (para $\alpha=0$), teremos:

$$V_{dR} = 1,35 \cdot U_2 \cdot [(\cos \alpha) - 0,04]$$

Também, conforme [14], teremos

- Na comutação dos tiristores, a troca de corrente sofrerá um atraso devido à presença de indutâncias (reatâncias indutivas) na fonte de alimentação, chamadas reatâncias de comutação. A queda de tensão provocada pela reatância de comutação (X), por fase, na fonte CA de um conversor de $p=6$ pulsos, alimentando uma carga com uma corrente I_L , pode ser determinada pela equação:

$$\Delta V_c = \frac{p.X}{2\pi} I_L = \frac{p\sqrt{2}U_2}{2\pi} \text{sen} \frac{\pi}{p} [\cos \alpha - \cos(\alpha - \gamma)]$$

$$\Delta V_c = \frac{3.X}{\pi} I_L = \frac{3\sqrt{2}U_2}{2\pi} [\cos \alpha - \cos(\alpha - \gamma)]$$

- A queda de tensão provocada pela queda de tensão nos tiristores (ΔV_T) e devido a resistências (R), por fase, percorridas por uma corrente de carga I_L , pode ser determinada pela equação:

$$\Delta V = 2. (\Delta V_T) + 2.R. I_L$$

Assim, teremos a expressão geral para a tensão média na carga de um conversor, dada por:

$$V_{dR} = \frac{3\sqrt{2}U_2}{\pi} \cos \alpha - \frac{3.X}{\pi} I_L - 2.\Delta V_T - 2.R.I_L$$

Considerando que as quedas têm valor percentual aproximado de 4% da tensão V_{do} (para $\alpha=0$), verifica-se a equação:

$$\frac{3.X}{\pi} I_L - 2.\Delta V_T - 2.R.I_L \cong 0,04 \cdot \left(\frac{3\sqrt{2}U_2}{\pi} \right)$$

A potência P_{dc} no link DC, vinda da Ponte Retificadora é dada por:

$$P_{dc} = I_a . V_{dR} \quad [\text{Watt}]$$

Quando o sistema opera em regime permanente e em comutação natural (desprezando-se a resistência da bobina indutora de alisamento), teremos a seguinte relação:

$$V_{dI} = V_{dR}$$

A corrente I_c , corrente de carga na saída da Ponte Inversora, em condições de comutação natural, terá forma de onda quase retangular e terá valor aproximado de:

$$I_c = I_a . \sqrt{2}/\sqrt{3} = I_a 0,816 \quad [\text{Ampère RMS}]$$

$$I_c = I_a 0,816 / 1,05 \quad [\text{componente fundamental da corrente}]$$

Na figura 3.2 (a), são representadas as formas de onda da Tensão e das Correntes nos terminais do Motor, do Banco de Capacitores e da Ponte Inversora.

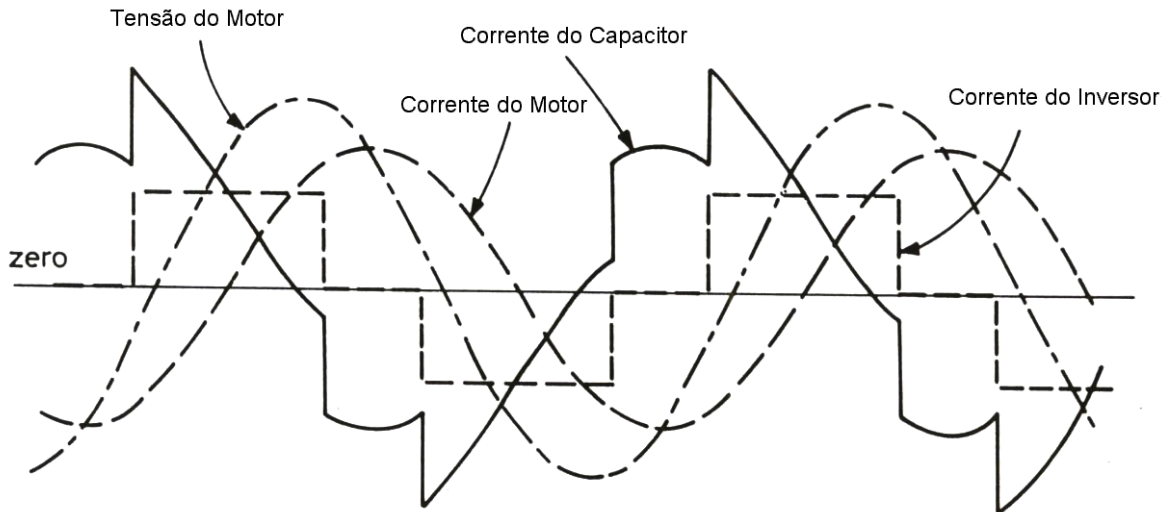
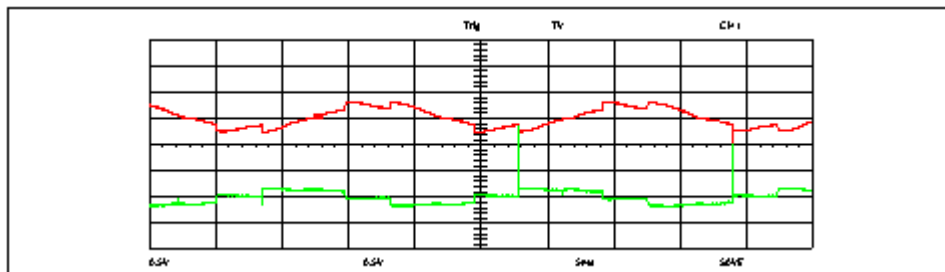
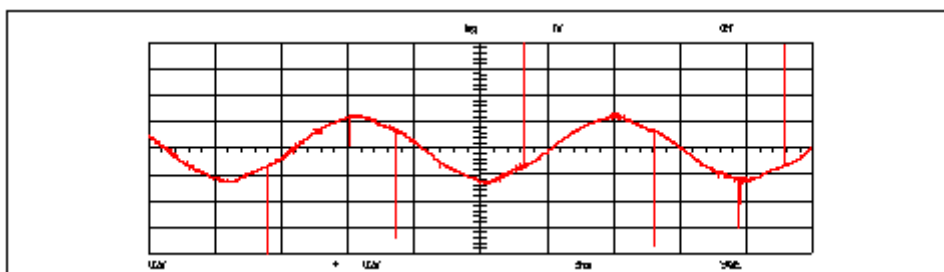


Figura 3.2: Formas de Ondas Previstas na Teoria

É importante salientar que gráficos com resultados experimentais obtidos em laboratório, mostrados nas figuras 3.3 (a) e 3.3(b), **confirmam** as formas de onda apresentadas na figura 3.2.



(a) Corrente no Capacitor e na Ponte Inversora



(b) Corrente no Motor de Indução

Figura 3.3: Formas de Onda de Tensão e Correntes nos terminais do Inversor, Motor e Banco de Capacitores

No sistema implementado, tanto o Banco de Capacitores como os enrolamentos do estator do Motor de Indução estão conectados na configuração triângulo (Δ), conforme figura 3.4.

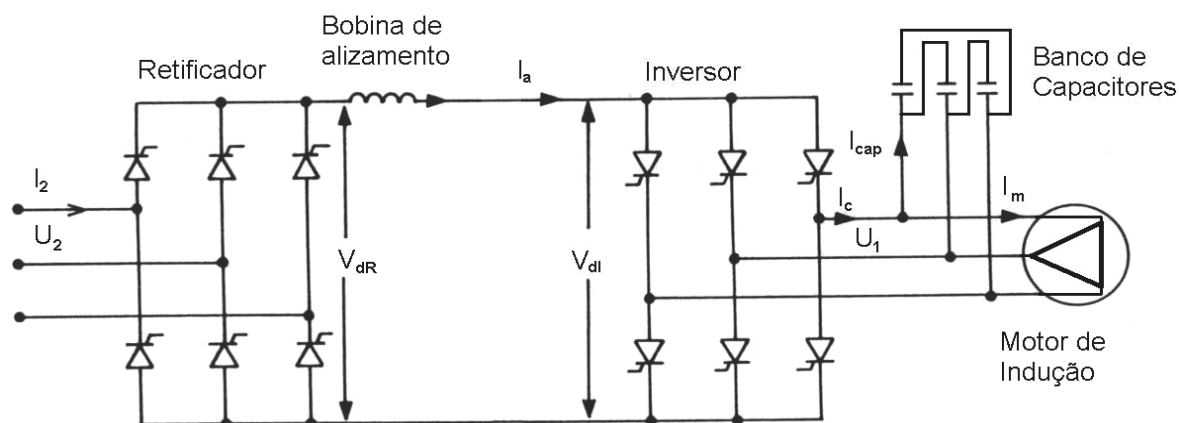


Figura 3.4: Diagrama de ligação do Banco de Capacitores e Enrolamento Estator do Motor de Indução

O detalhamento das correntes e tensões é apresentado a seguir:

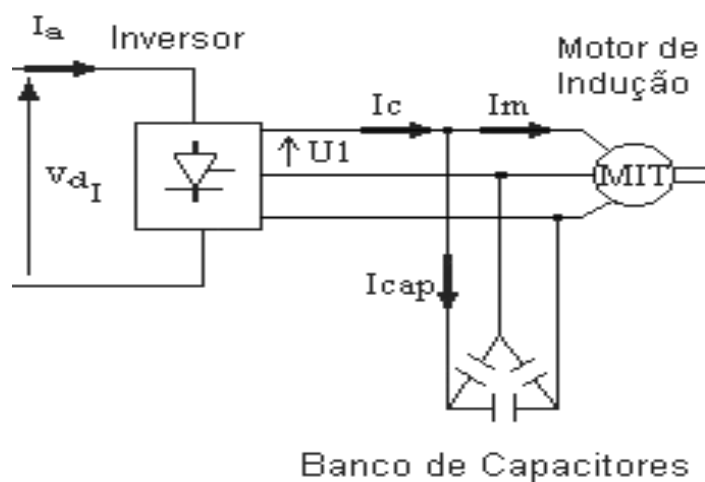


Figura 3.5: Tensões e Correntes na Ponte Inversora e na Carga Motor/Banco de Capacitores

O banco de capacitores está conectado em configuração triângulo (Δ), portanto, o valor da reatância capacitiva, por fase, em ligação equivalente estrela (Y), será:

$$X_{CY} = X_{C\Delta} / 3$$

Assim, a tensão por fase V_1 se relaciona com a tensão V_{dI} na ponte inversora, em função do ângulo de disparo α , neste sistema mantido constante, com valor aproximado de 165° (valor real, obtido em laboratório: $153^\circ < \alpha < 158^\circ$)

$$V_{dI} = \sqrt{3} \cdot V_1 \cdot 1,35 \cdot \cos \alpha$$

$$I_{cap} = V_1 / (2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_Y) = V_1 / X_{CY}$$

$$I_{cap} = (U_1 / \sqrt{3}) / (X_{C\Delta} / 3) \Rightarrow I_{cap} = \sqrt{3} U_1 / X_{C\Delta}$$

A figura 3.6, abaixo, apresenta o Circuito Equivalente, **por fase**, da Carga representada pelo Motor de Indução e o Banco de Capacitores

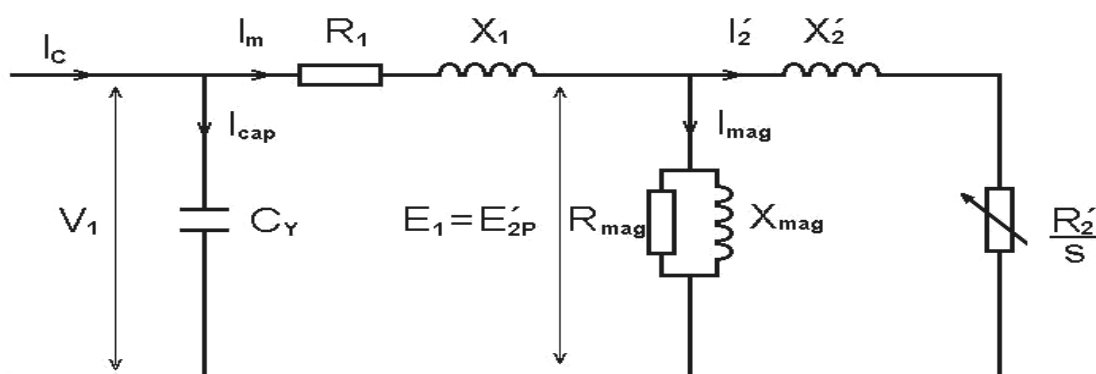


Figura 3.6: Circuito Equivalente, **por fase**, da Carga representada pelo Motor de Indução e o Banco de Capacitores

3.3 – Cálculo da Capacitância do Banco

Temos, para o cálculo da capacitância do banco, os seguintes dados do motor:

Tensão nominal: $V_N = 220$ [V]

Corrente nominal: $I_N = 8,8$ [A]

Potência nominal: $P_N = 2,25$ [KW]

Rendimento: $\eta = 0,82$ // Fator de Potência: F.P. = 0,82

Reativo gerado pelo banco:

$$Q_C = 3.V^2 / X_C \quad \text{onde} \quad X_C = 1 / (2. \pi. f. C)$$

Potência Reativa consumida no motor:

$$Q_M = \sqrt{3} . 220 . I_N . \text{sen } \varphi$$

$$Q_M = \sqrt{3}.220.8,8. \text{sen}(\text{arc cos } 0,82) \Rightarrow Q_M=1,92[\text{KVar}]$$

Potência Reativa necessária para comutação do inversor:

$$Q_I = \sqrt{3} . 220 . I_I . \text{sen } \theta \quad \text{Onde}$$

$$I_I = I_{DC} \sqrt{2} / \sqrt{3} \quad (I_I \Rightarrow \text{corrente eficaz de saída do inversor})$$

$$I_{DC} \approx 7,3 [\text{A}] \quad (\text{corrente média DC limitada pelo sistema})$$

$$\text{sen } \theta = \text{sen} (180^\circ - 153^\circ) \quad (\text{ângulo de disparo fixo: } 153^\circ)$$

$$Q_I = \sqrt{3} . 220 . 7,3 (\sqrt{2} / \sqrt{3}) . \text{sen } 27^\circ \Rightarrow Q_I = 989 [\text{Var}]$$

Potência fornecida pelo Banco de Capacitores:

$$Q_C = Q_M + Q_I = 1919 + 989 \cong 3000 [\text{Var}]$$

$$Q_C = 3.V^2 / X_C = 3000 \Rightarrow V^2 / X_C = 1000$$

$$X_C = 220^2 / 1000 \Rightarrow X_C = 48,4 [\Omega]$$

Logo :

$$C_{MIN} = 1 / (2. \pi. f. X_C)$$

$$\text{Para uma rotação de } 1500 [\text{RPM}] \Rightarrow f \approx 50 [\text{Hz}]$$

$$C_{MIN} = 1 / (314,16 . 48,4) = 65,77 [\mu \text{ F}]$$

Assim, adotou-se um Banco com Capacitância

$$C = 70 [\mu \text{ F}]$$

Capítulo 4

Acionamento Controlado: Sistema de Disparo do Retificador e do Inversor

4.1 - Introdução

O sistema de acionamento controlado, proposto neste trabalho, é composto de uma ponte retificadora controlada pela variação do ângulo de disparo α , alimentando uma ponte inversora com ângulo de disparo fixo, trabalhando com comutação pela carga, representada pelo motor de indução auto-excitado por capacitores. Nesta configuração, o motor é dito alimentado em corrente.

Uma malha interna de regulação de corrente foi implementada, possibilitando a limitação da corrente do motor em um valor previamente ajustado, garantindo sua proteção.

O sistema de disparo utilizado é do tipo rampa, implementado com o circuito integrado TCA-780 (atualmente TCA-785). Os pulsos de disparo são produzidos pela intersecção da tensão V_{cc} da saída do regulador de corrente com a rampa, internamente gerada pelo TCA.

Conforme a referência [5], cujo sistema de acionamento é análogo ao utilizado neste trabalho, é citado que um transformador especial delta zigue-zague 195° foi utilizado para a referência de disparo do inversor, possibilitando a manutenção do ângulo de disparo do inversor em valor fixo e próximo a 165° , independente da carga e velocidade da máquina.

Considerando-se, na configuração utilizada neste trabalho, que o valor do torque pode ser aproximado à expressão $M = K \cdot \phi \cdot I \cdot \cos \alpha$, verifica-se que, quanto maior o valor de $\cos \alpha$, menor será a corrente I requerida para produzir o mesmo conjugado.

Assim, com 165° deixa-se uma margem para comutação de 15° que, teoricamente, seria suficiente para que se conseguisse a comutação do inversor utilizado no acionamento proposto. Porém, via de regra, esta margem de comutação, geralmente utilizada em acionamentos é da ordem de 30° e o ângulo de disparo máximo estaria próximo de $\alpha = 150^\circ$. Neste trabalho foi alcançado, em ensaios em laboratório, o valor próximo de $\alpha = 158^\circ$.

O banco de capacitores, conectado em paralelo com o motor de indução, possibilita o fornecimento de potência reativa, podendo mesmo corrigir o fator de potência do sistema.

A potência reativa fornecida pelos capacitores garante, também, a comutação natural da ponte inversora e as formas de onda de tensão e corrente necessárias ao funcionamento do sistema e do motor.

4.2 - Sistema Implementado

O inversor é comutado pela carga motor/banco de capacitores, utilizando para tal um sensor de tensão na saída da máquina. O sensor de tensão foi implementado com o circuito integrado TCA 780 da Icotron/Siemens e, para a referência de tensão, foi utilizado um transformador defasador delta zigue-zague $\Delta/Z - 195^\circ$.

A figura 4.1, a seguir, ilustra o sistema implementado:

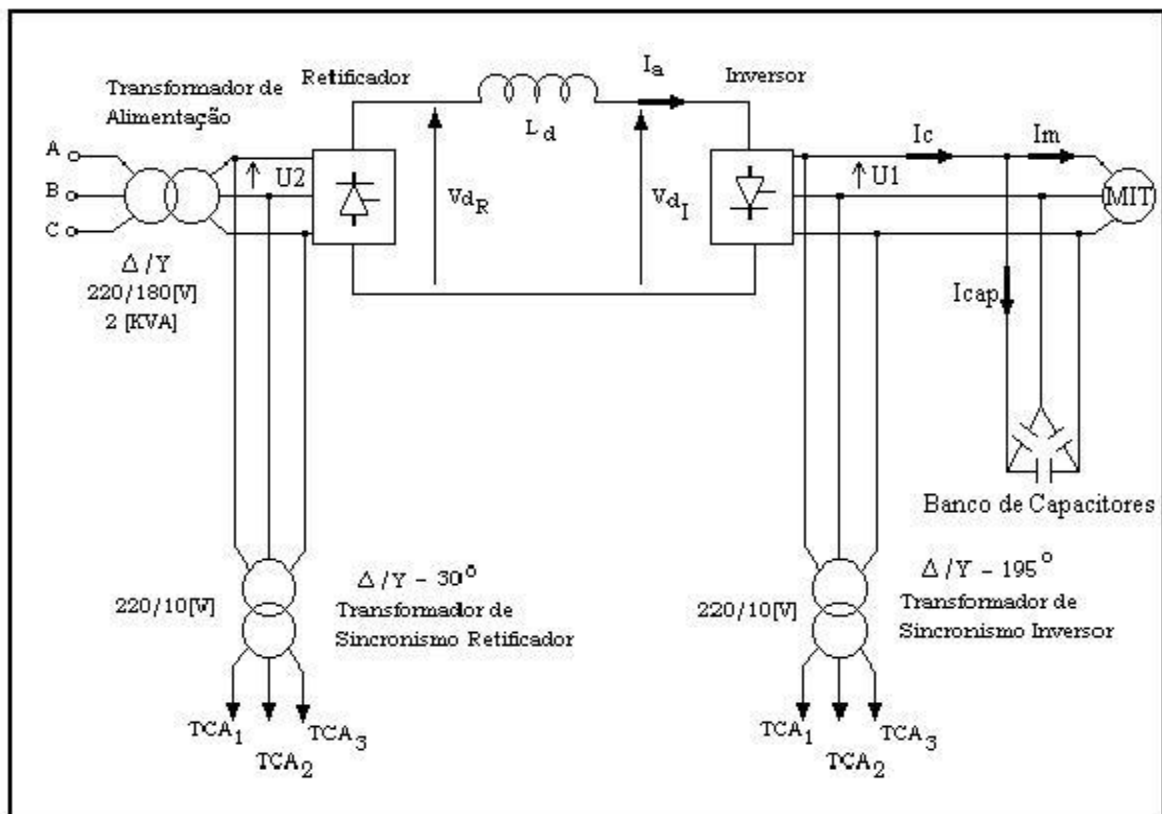


Figura 4.1: Sistema experimental implementado

O transformador de sincronismo fornece as tensões de referência para que os pinos 5 dos circuitos integrados TCA 780 sejam adequadamente alimentados.

No caso do inversor, o transformador especial de sincronismo $\Delta/Z - 195^\circ$ possibilita o funcionamento do inversor com ângulo de disparo α igual a 165° , subtraídos os trinta graus (30°) necessários à referência.

A figura 4.2 ilustra o sistema de disparo tipo rampa implementado.

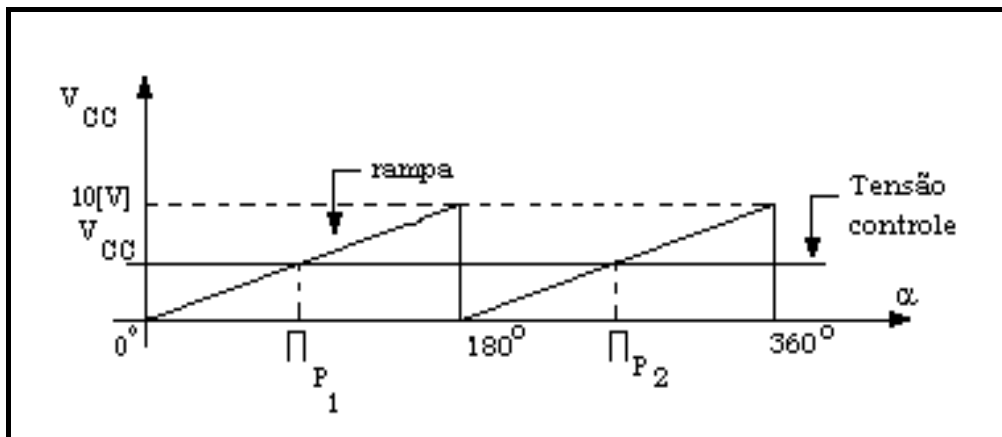


Figura 4.2: Sistema de disparo tipo rampa

A interseção do nível V_{cc} com a rampa produz os pulsos P_1 e P_2 para o disparo dos tiristores 1 e 4 conforme mostrado na figura 4.3.

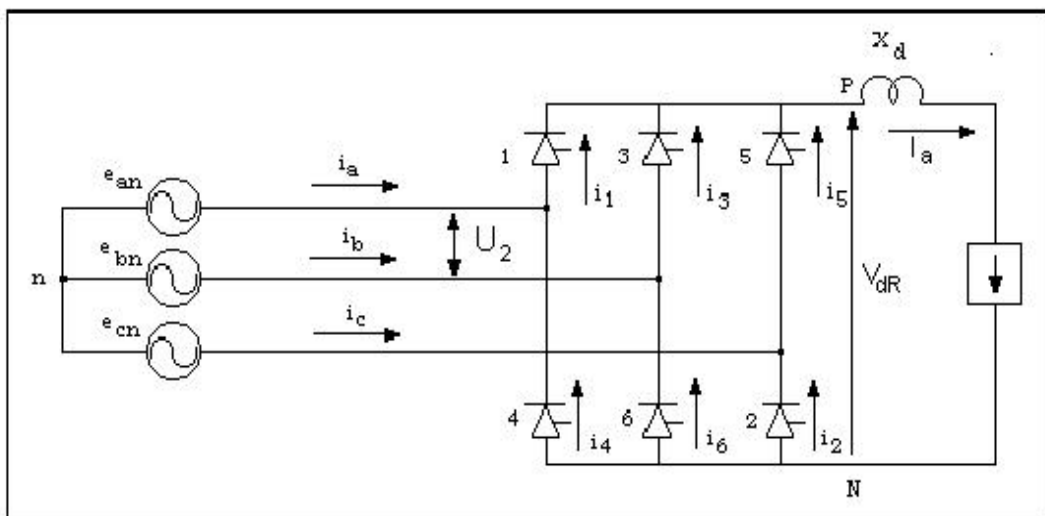


Figura 4.3: Ponte Retificadora totalmente controlada

A seguir, serão mostradas as bases teóricas utilizadas para o emprego do sistema de disparo proposto.

Para o disparo dos tiristores 3;6 e 5;2 são utilizados mais dois circuitos integrados TCA-780. Os pinos 5 de cada circuito integrado são alimentados, respectivamente, pelas tensões secundárias das fases *b* e *c* dos transformadores de sincronismo.

Cabe salientar que o ângulo de disparo [α] da ponte retificadora é variável, ao passo que o ângulo de disparo da ponte inversora é fixo: seu valor teórico nominal é, aproximadamente, igual a 165° no instante que o nível V_{cc} do sistema de disparo do inversor atinge o valor zero volts.

Desta maneira, uma margem de comutação do inversor (teórica) de valor aproximado 15° (em relação aos 180°) é conseguida e o disparo deste ocorre de maneira satisfatória, se o ângulo de comutação é menor do que quinze graus.

Com uma tensão de referência V_{cc} diferente de zero graus ter-se-iam ângulos de disparo diferentes para o inversor conforme mostrado nas figuras 4.4a e 4.4b, a seguir:

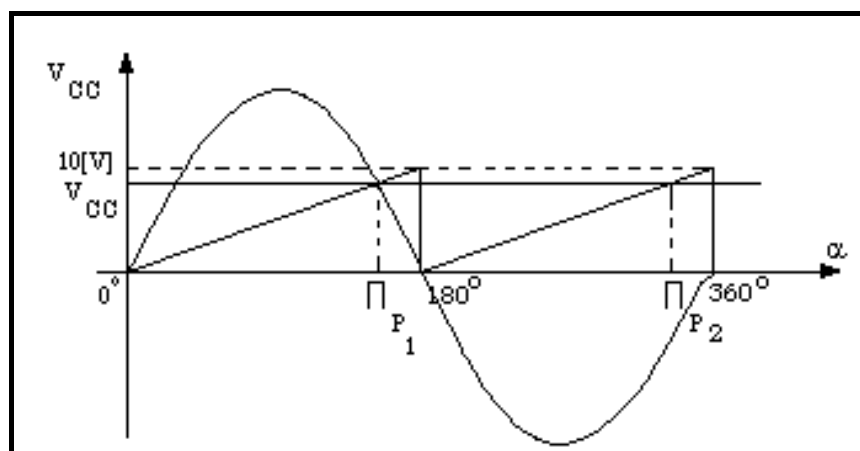


Figura 4.4a: Geração de rampa para velocidade nominal

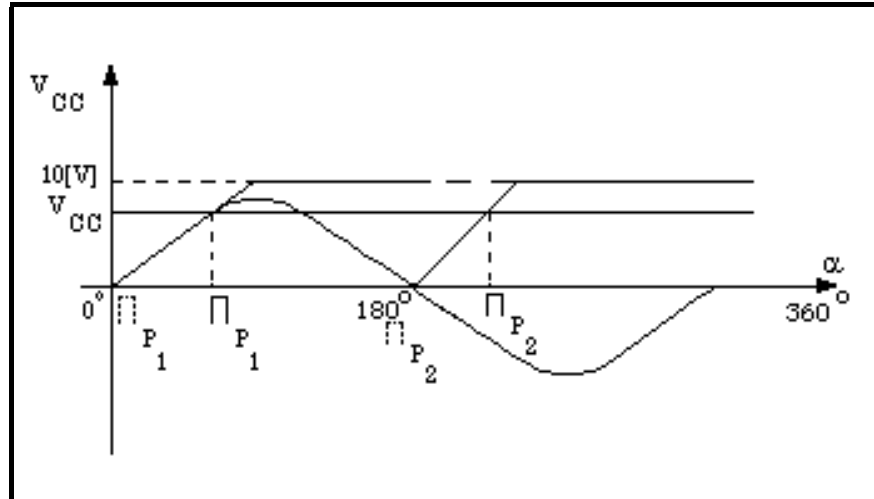


Figura 4.4b – Geração de rampa para metade da velocidade nominal

Como pode ser observada, a inclinação da rampa não é a mesma para velocidades diferentes da nominal, apresentando, assim, problemas na geração dos pulsos.

Para um mesmo nível V_{cc} mostrado nas figuras 4.4a e 4.4b ter-se-iam ângulos de disparos distintos; na figura 4.4a, α é maior do que 90° e na figura 4.4b, menor do que 90° .

Este problema foi solucionado, com o deslocamento da tensão V_{cc} para zero volts: os pulsos produzidos são mostrados de maneira pontilhada na figura 4.4b.

Desta maneira, tem-se o circuito TCA 780 funcionando como um detetor de zero (zero crossing). Com a utilização dos transformadores de sincronismo $\Delta/Y - 30^\circ$ e $\Delta/Z - 195^\circ$, tem-se a um ângulo de disparo do inversor fixo, correspondente a 165° , para qualquer velocidade do motor. Assim, ao invés de zero graus, teremos 165° devido às defasagens dos transformadores de sincronismo.

4.3 - Transformador Especial Delta Zigue-Zague

As figuras 4.5a e 4.5b ilustram o transformador especial delta zigue-zague (180°). O secundário do transformador é composto de dois enrolamentos, denominados 1º enrolamento e 2º enrolamento, onde foram conectados “*taps*” (que definem números de espiras). Os valores dos *taps* para a obtenção dos defasamentos angulares de 165° , 180° , 195° , 210° são apresentados na tabela 4.1 a seguir.

Defasamento Angular	TAP 1º Enrolamento	TAP 2º Enrolamento
165°	141,42 %N	51,76%N
180°	100%N	100%N
195°	51,76%N	141,42%N
210°	0%N	173,21%N

Tabela 4.1 – Taps dos enrolamentos do secundário

Onde:

N : Número de espiras necessárias para obtenção do defasamento angular 180° . Este número define, também, a relação de transformação do transformador.

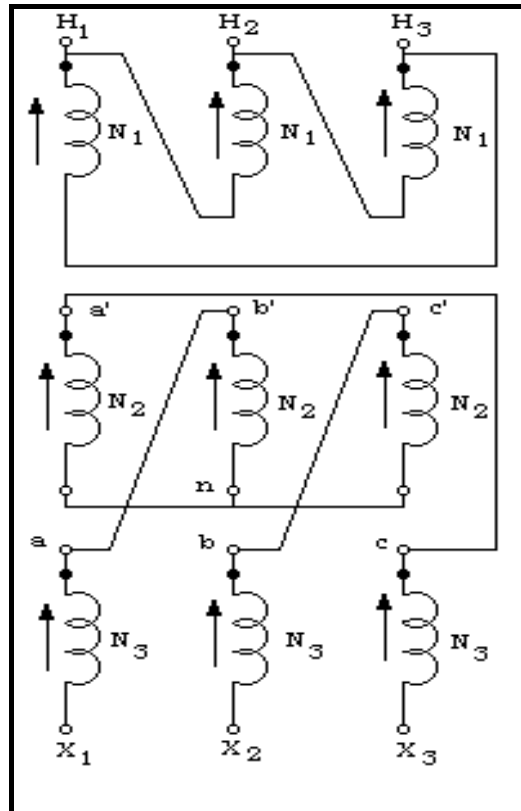


Figura 4.5a – Transformador Dz6 (180°), diagrama de conexões

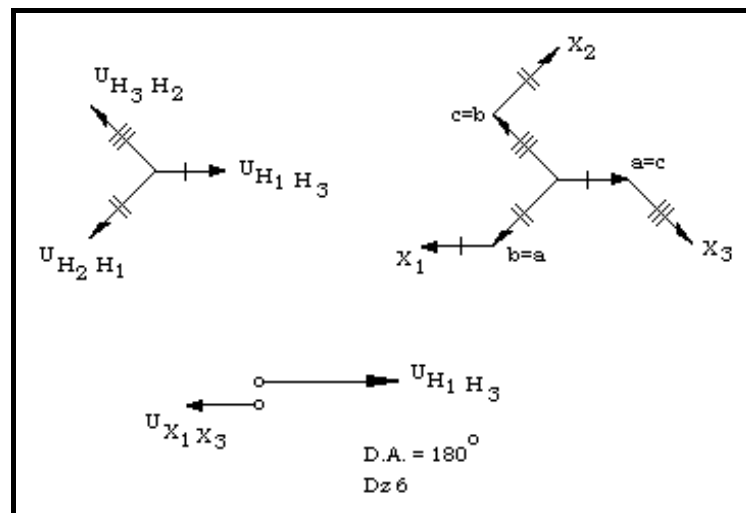


Figura 4.5b – Transformador Dz6 (180°), diagrama de fasores.
Verificação do Deslocamento Angular.

Capítulo 5

Acionamento Controlado: Desenvolvimento e Equacionamento do Sistema

5.1 – Introdução

Este capítulo apresenta o desenvolvimento e equacionamento do sistema de acionamento controlado de um motor de indução trifásico auto-excitado por capacitores, conforme Figura 5.1 a seguir:

No sistema de acionamento e controle proposto, foi utilizado um motor de indução trifásico alimentado por um grupo retificador-inversor tiristorizado, em ponte de seis pulsos, configurada como fonte de corrente.

Os valores de tensão e corrente contínua do circuito intermediário (link DC), foram obtidos em função da variação do ângulo de disparo da ponte retificadora CA-CC, ao passo que, na ponte inversora CC-CA, o ângulo de disparo foi mantido fixo.

Na saída da ponte inversora e conectados em paralelo com o motor, foram inseridos bancos de capacitores cuja função principal é fornecer potência reativa necessária à comutação dos tiristores da ponte inversora e garantir os níveis e as formas de onda compatíveis ao funcionamento e acionamento do motor.

Para partida do motor de indução foi utilizada uma máquina de corrente contínua, inicialmente configurada como motor e, após

partida do motor de indução, configurada como gerador, trabalhando como carga para o motor de indução.

Para o controle do motor foi utilizado um sistema analógico de regulação de velocidade e de corrente em malha fechada. O controle e regulação foram modelados pelo emprego do método de otimização simétrica, sendo os reguladores dimensionados e empregados conforme esse método.

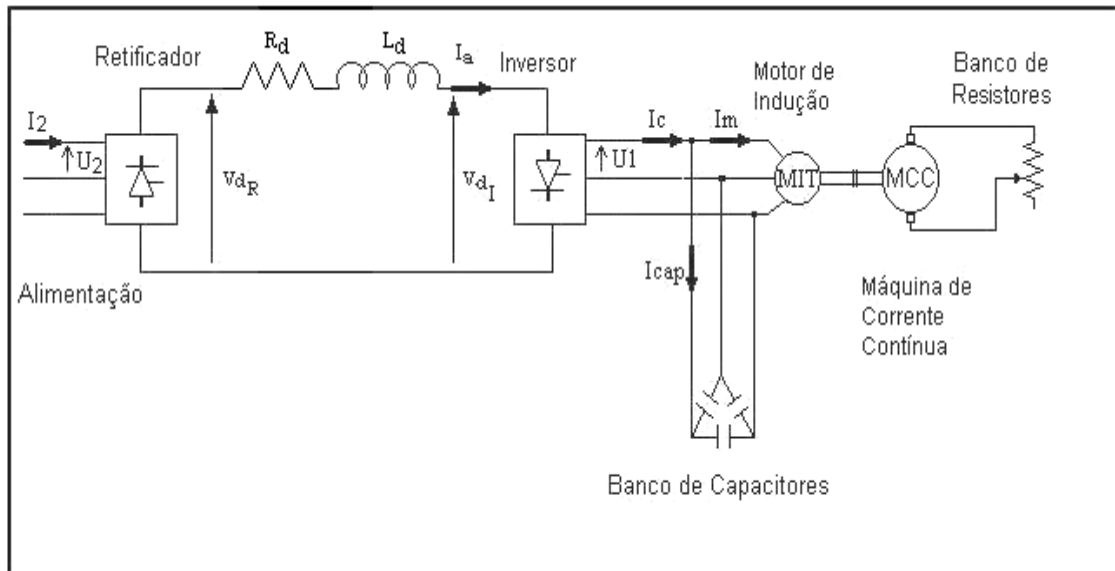


Figura 5.1: Sistema de acionamento implementado

Na figura 5.2, abaixo, a carga apresentada pelo Motor de Indução/Banco de capacitores ao sistema de acionamento controlado, está representada por parâmetros convertidos de triângulo para estrela (Δ/Y), com valores configurados **por fase**.

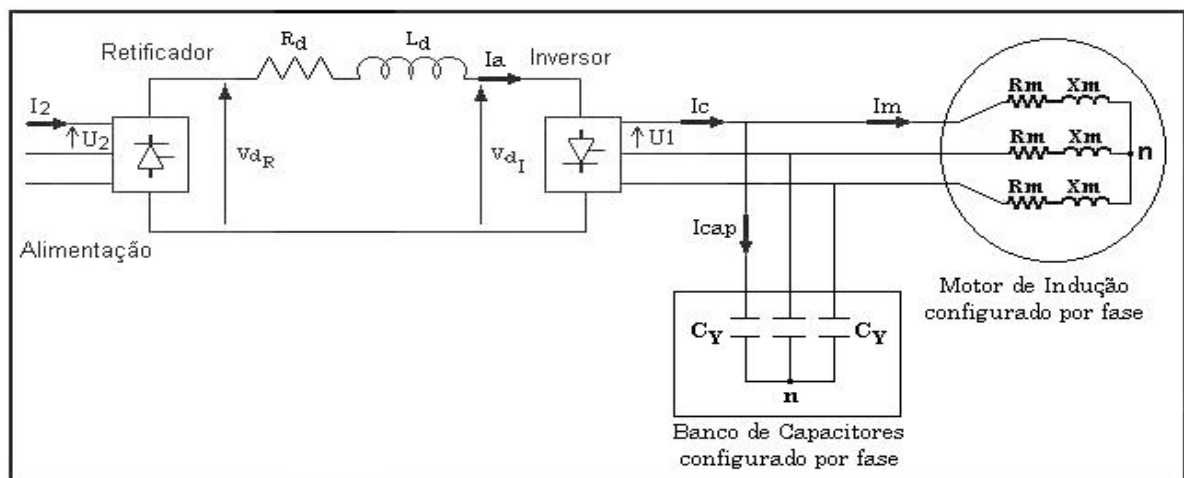


Figura 5.2: Carga motor / banco de capacitores configurada por fase

Na configuração utilizada, tendo a ponte inversora um ângulo de disparo fixo, os valores de corrente e tensão nos terminais do motor puderam ser referenciados ao link DC, como uma carga resistiva/indutiva, conforme figura 5.3.

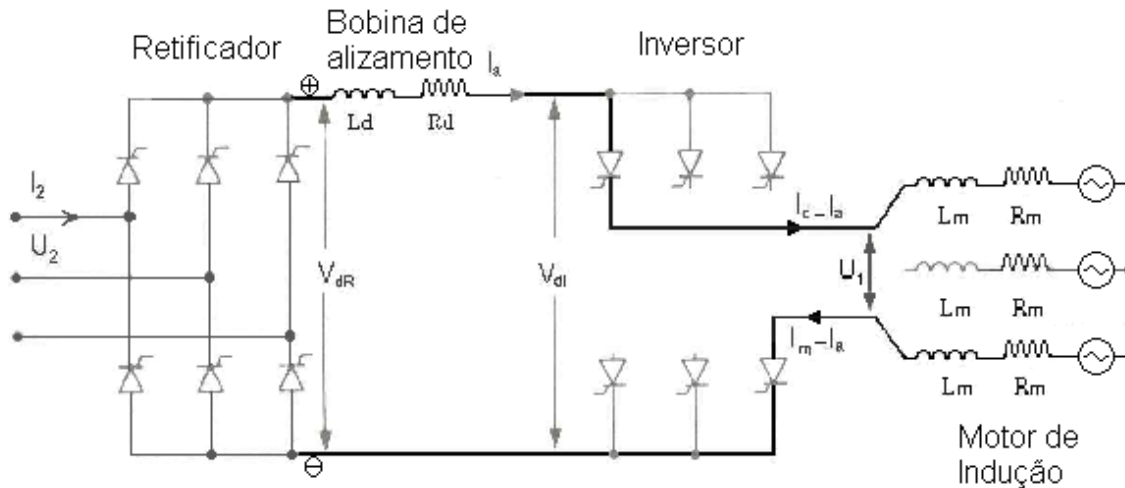


Figura 5.3: Representação das resistências e reatâncias do Indutor de Alisamento e do Motor de Indução, por fase, como carga Resistiva/Indutiva.

Com a configuração apresentada na figura 5.3, os valores de corrente e tensão nos terminais do motor puderam ser referenciados ao link DC, como uma carga resistiva/indutiva e a corrente (I_a) no link DC, considerada a mesma (I_m) que percorre o motor, passando por $2 \cdot (R_m)$ e por $2 \cdot (X_m)$. Nesse caso, conforme referências [1] e [3]:

$$X_d = 2\pi \cdot f \cdot L_d \quad // \quad X_m = 2\pi \cdot f \cdot L_m \quad // \quad R' = p \cdot X_m / 2\pi = p \cdot f \cdot L_m$$

Então, para $p=6$ pulsos:

$$L_a = L_d + 2 \cdot L_m \quad e \quad R_a = R_d + 2 \cdot R_m + 6 \cdot f \cdot L_m$$

Logo, a equação que representa eletricamente o sistema pode ser escrita, conforme referência [1]:

$$V_{dR} = V_{dI} + R_a \cdot I_a + L_a \cdot \frac{dI_a}{dt} \quad \text{onde} \quad V_{dI} = 1,35 \cdot U_1 \cos \beta$$

O conjunto ponte inversora cc-ca e sua carga : motor de indução/bancos de capacitores foi considerado, nesse estudo, como uma carga CC; ou seja, como se comportasse como um motor de corrente contínua. Tal procedimento, a grande colaboração deste trabalho, facilitou sobremaneira os cálculos, simplificando o uso das equações eletromecânicas envolvidas.

5.2 – Dados, Ensaios e Cálculos Referentes ao Motor e à Bobina de Alisamento

Os dados do motor de indução estão apresentados na tabela 5.1, abaixo:

Fabricante	Equacional
Potência nominal	$P_N = 2,25$ [KW]
Tensão de alimentação	$V_N = 220$ [V]
Corrente nominal	$I_N = 8,8$ [A]
Frequência	$f = 60$ [Hz]
Rotação nominal	$n_N = 1700$ [RPM]
Rendimento	$\eta = 0,82$
Fator de Potência	F.P. = 0,82

Tabela 5.1: Dados nominais do motor de indução utilizado

Para determinação dos parâmetros **por fase** do Motor, foram realizados ensaios em vazio e ensaios com rotor travado, conforme diagrama de ligação mostrado na figura 5.4, a seguir:

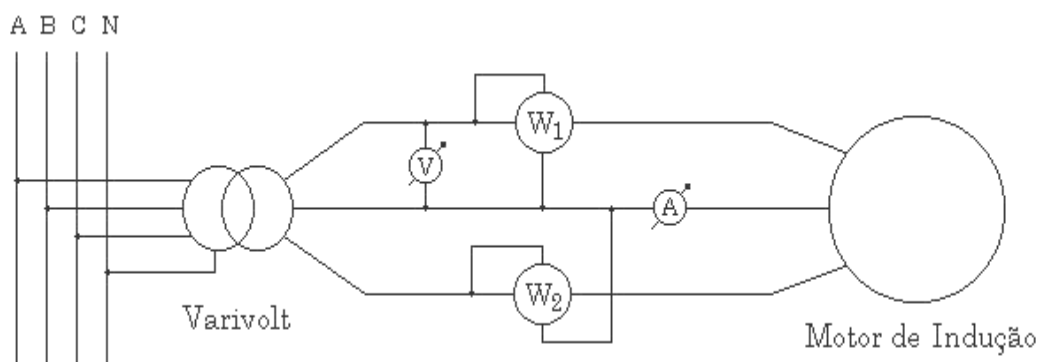


Figura 5.4: Diagrama de Ligação para ensaios no motor

5.2.1 – Cálculo da Resistência e Indutância Equivalente do Motor, Por Fase

Dos ensaios foram obtidos os seguintes resultados:

$$U_{cc} = 69 \text{ [V]} \quad \text{e} \quad I_{cc} = I_N = 8,8 \text{ [A]}$$

$$W_1 = 500 \text{ [W]} \quad \text{e} \quad W_2 = -100 \text{ [W]}$$

$$W_{cc} = W_1 + W_2 = 400 \text{ [W]}$$

$$Q_{cc} = (W_1 - W_2) \cdot \sqrt{3} = 1039,23 \text{ [VAr]}$$

Os valores equivalentes da Resistência (R_m), Reatância (X_m) e Impedância (Z_m) do motor, **por fase**, são aproximadamente iguais a:

$$R_m = (W_{cc/F}) / (I_{cc})^2 = (400/3) / 8,8^2 = 1,72 \text{ [\Omega]}$$

$$X_m = (Q_{cc/F}) / (I_{cc})^2 = (1039,23/3) / 8,8^2 = 4,47 \text{ [\Omega]}$$

$$Z_m = (U_{cc/F}) / (I_{cc}) = (69/\sqrt{3}) / 8,8 = 4,53 \text{ [\Omega]}$$

Cálculo em P.U.:

$$S_N = \sqrt{3} \cdot U_N \cdot I_N = \sqrt{3} \cdot 220 \cdot 8,8 = 3353,25 \text{ [VA]}$$

$$P.U. = (0,22)^2 / 0,00335325 = 14,434$$

$$Z\% = (U_{cc} / U_N) \cdot 100 = (69/220) \cdot 100 \Rightarrow Z\% = 31,364\%$$

$$R\% = (W_{cc}/S_N) \cdot 100 = (400/3353,25) \cdot 100 \Rightarrow R\% = 11,929\%$$

$$X\% = \sqrt{(Z\%)^2 - (R\%)^2} \Rightarrow X\% = 29,007\%$$

$$Z_{PU} = 0,31364 \Rightarrow Z = 0,3136 \cdot 14,43 \Rightarrow Z = 4,527 \text{ [\Omega]}$$

$$R_{PU} = 0,11929 \Rightarrow R = 0,1193 \cdot 14,43 \Rightarrow R = 1,722 \text{ [\Omega]}$$

$$X_{PU} = 0,29007 \Rightarrow X = 0,2901 \cdot 14,43 \Rightarrow X = 4,187 \text{ [\Omega]}$$

Valores adotados, **por fase**:

$Z_m = 4,66 \text{ [\Omega]}$
$R_m = 1,72 \text{ [\Omega]}$
$X_m = 4,33 \text{ [\Omega]}$

Cálculo da Indutância (L_m) do motor, por fase:

Sabendo-se que:

$$X_m = 4,33 = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L_m$$

Então:

$$L_m = 0,01148 \text{ [H]}$$

Para o Motor, teremos, **por fase**:

$R_m = 1,72 \text{ [\Omega]}$
$L_m = 11,48 \text{ [mH]}$

5.2.2 – Cálculo da Resistência e Indutância da Bobina de Alisamento

Dos ensaios realizados, foram obtidos os seguintes valores:

$$Z_d = 125 \text{ [\Omega]}$$

$$R_d = 0,6 \text{ [\Omega]}$$

$$X_d = 124,99 \text{ [\Omega]}$$

Sabendo-se que:

$$X_d = 124,99 = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L_m$$

Obtém-se:

$$L_d = 0,33157 \text{ [H]}$$

Assim, para a Bobina de Alisamento, no link DC, teremos:

$R_d = 0,6 \text{ [\Omega]}$
$L_d = 331,57 \text{ [mH]}$

A figura 5.5, abaixo, apresenta os parâmetros da Bobina de Alisamento e do Motor de Indução, representados por fase, não sendo considerada a presença do banco de capacitores.

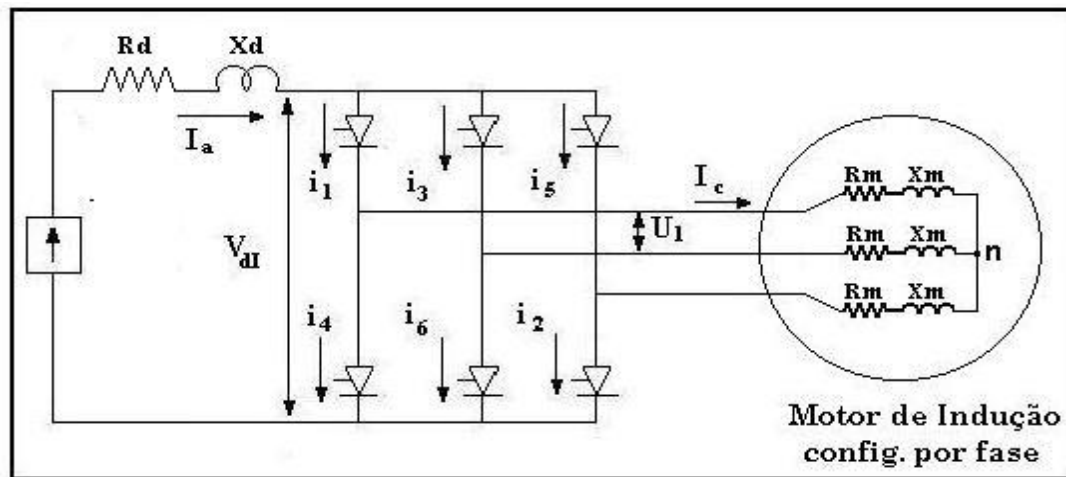


Figura 5.5: Representação das resistências e reatâncias do Indutor de Alisamento e do Motor de Indução, por fase.

5.2.3 – Cálculos Eletromecânicos do Motor

$$\text{Potência Elétrica} \quad S_N = \sqrt{3} \cdot U_N \cdot I_N :$$

$$S_N = \sqrt{3} \cdot 220 \cdot 8,8 = 3353,25 \quad \Rightarrow \quad S_N = 3,35 \text{ [KVA]}$$

$$\text{Potência Elétrica Ativa}$$

$$P_e = S_N \cdot \cos\varphi = \sqrt{3} \cdot U_N \cdot I_N \cdot \cos\varphi$$

$$P_e = 3353,25 \cdot 0,82 = 2749,67 \quad \Rightarrow \quad P_e = 2,75 \text{ [KW]}$$

$$\text{Potência Mecânica Nominal (no eixo)}$$

$$P_N = P_e \cdot \eta = \sqrt{3} \cdot U_N \cdot I_N \cdot (\cos\varphi) \cdot \eta$$

$$P_N = 2749,67 \cdot 0,82 = 2254 \quad \Rightarrow \quad P_N = 2,25 \text{ [KW]}$$

$$\text{Conjugado Nominal} \quad M_N = C_N = P_N / (n_N \cdot (2 \cdot \pi / 60).)$$

$$M_N = 2254 / (1700 \cdot 0,10472)$$

$$\boxed{M_N = 12,66 \text{ [N.m]}}$$

Momento de Inércia do sistema Motor de Indução / Carga Mecânica:

$$\boxed{J = 0,1 \text{ [Kg.m}^2\text{]}}$$

5.3 – Equacionamento e Diagrama de Blocos do Motor

5.3.1 – Equacionamento Elétrico do Motor

As resistências e reatâncias do Indutor de Alisamento e do Motor de Indução, configuradas como cargas Resistivas / Indutivas na figura 5.6(a), podem ser representadas como no circuito da armadura do motor, mostrado na figura 5.6(b), abaixo:

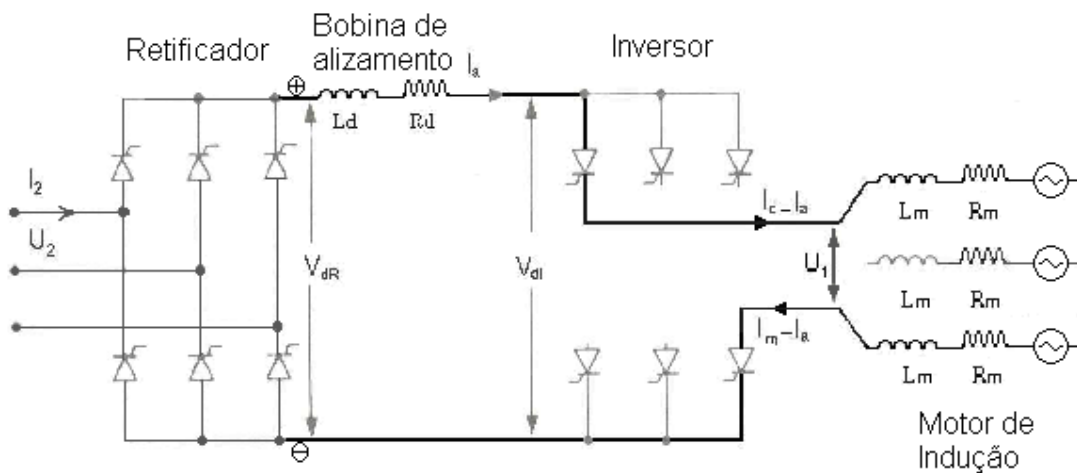


Figura 5.6 (a): Circuito de circulação da corrente I_a

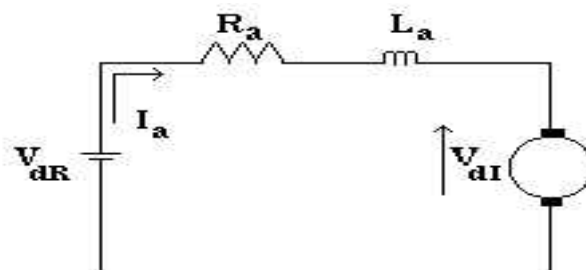


Figura 5.6 (b): Circuito elétrico da armadura do motor / conversor

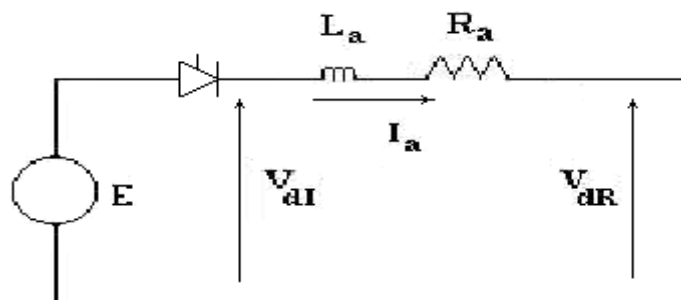


Figura 5.6 (c): Circuito elétrico equivalente, considerando-se a f.e.m. (E) do ramo de magnetização do motor

Das figuras 5.6 (a) e 5.6 (b), temos a equação (5.1) da armadura do motor:

$$V_{dR} = V_{dI} + R_a \cdot I_a + L_a \cdot \frac{dI_a}{dt} \quad (5.1)$$

Onde:

V_{dR} Tensão CC (Média) de saída da ponte Retificadora

$V_{dI} = 1,35 \cdot U_1 \cos \beta$ Tensão CC de saída da ponte Inversora

I_a Corrente no link DC (corrente da armadura)

$L_a = L_d + 2 \cdot L_m$ Indutância total, incluindo indutância do indutor de alisamento e indutância do motor refletida no link DC

$R_a = R_d + 2 \cdot R_m$ Resistência total, incluindo resistência do indutor de alisamento e resistência do motor refletida no link DC. Não foi considerada a resistência devido à reatância de comutação ($R' = p \cdot X_m / 2\pi = p \cdot f \cdot L_m$)

Aplicando a Transformada de Laplace na equação (5.1):

$$V_{dR}(s) = R_a I_a(s) + s L_a I_a(s) + V_{dI}(s)$$

$$V_{dR}(s) - V_{dI}(s) = I_a(s) \cdot [R_a + s L_a]$$

$$I_a(s) = \frac{V_{dR}(s) - V_{dI}(s)}{R_a + s L_a} \quad (5.2)$$

Definindo a constante de tempo da armadura:

$$T_a = \frac{L_a}{R_a} \quad (5.3)$$

Reagrupando convenientemente, temos:

$$I_a(s) = \frac{V_{dR}(s) - V_{dI}(s)}{1 + s T_a} \cdot \frac{1}{R_a}$$

onde:

$$\frac{I_a}{I_N} \times I_N = \frac{V_{dR}(s) - V_{dI}(s)}{R_a} \times \frac{V_N}{V_N} \times \frac{1}{1 + ST_a}$$

$$\frac{I_a}{I_N} = \frac{V_{dR}(s) - V_{dI}(s)}{V_N \cdot R_a} \times \frac{V_N}{I_N} \times \frac{1}{1 + ST_a}$$

Assim,

$$\frac{I_a}{I_N} = \frac{V_{dR} - V_{dI}}{V_N} \times \frac{V_N}{R_a \cdot I_N} \times \frac{1}{1 + ST_a} \quad (5.4)$$

Definindo-se os valores “pu”, temos :

$$i_a = \frac{I_a}{I_N} \quad (\text{pu}) \quad (5.5)$$

$$v_{dR} = \frac{V_{dR}}{V_N} = e \quad (\text{pu}) \quad (5.6)$$

$$v_{dI} = \frac{V_{dI}}{V_N} = u \quad (\text{pu}) \quad (5.7)$$

Fazendo:

$$v_i = \frac{V_N}{R_a \cdot I_N} \quad (5.8)$$

Onde:

$$V_N \rightarrow V_{dR} \text{ nominal}$$

$$I_N \rightarrow I_a \text{ nominal}$$

$$I_a \rightarrow \text{corrente no link DC}$$

Teremos a equação:

$$i_a = (v_{dR} - v_{dI}) \cdot \frac{v_i}{1 + ST_a} \quad (5.9)$$

Que pode ser representada no diagrama de blocos das grandezas elétricas da armadura, conforme a figura 5.7

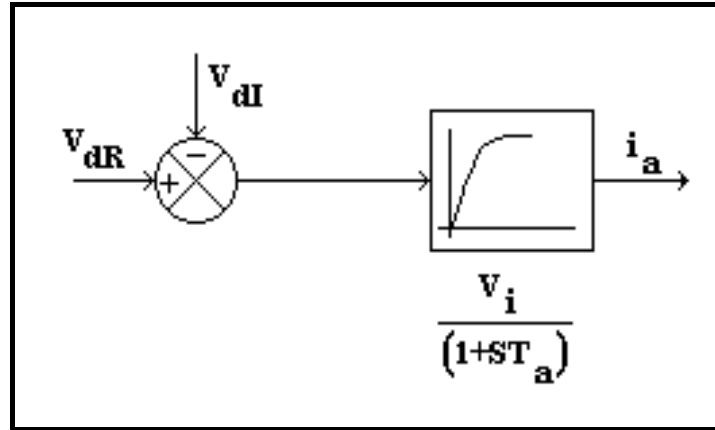


Figura 5.7: Diagrama de blocos equivalente do circuito da armadura do motor / conversor

Substituindo:

$$V_{dR} = E \quad (5.10)$$

$$V_N = E_N \quad (5.11)$$

Teremos:

$$E = 1,35 \cdot U_2 \cdot \cos\alpha \quad (5.12)$$

$$\frac{dE}{d\alpha} = -1,35 \cdot U_2 \cdot \text{sen}\alpha \quad (5.13)$$

Onde:

U_2 Tensão de alimentação AC do retificador (fase- fase), fornecida pela rede [V]

α Ângulo de disparo do retificador

Assim:

$$\frac{d(E/E_N)}{d(\alpha/\pi)} = -1,35 \cdot \frac{U_2}{E_N} \cdot \pi \cdot \text{sen}\alpha \quad (5.14)$$

Observando a figura 5.8, verificaremos as relações entre as grandezas elétricas no Inversor e no Retificador, considerando a resistência total R_a e a indutância total L_a :

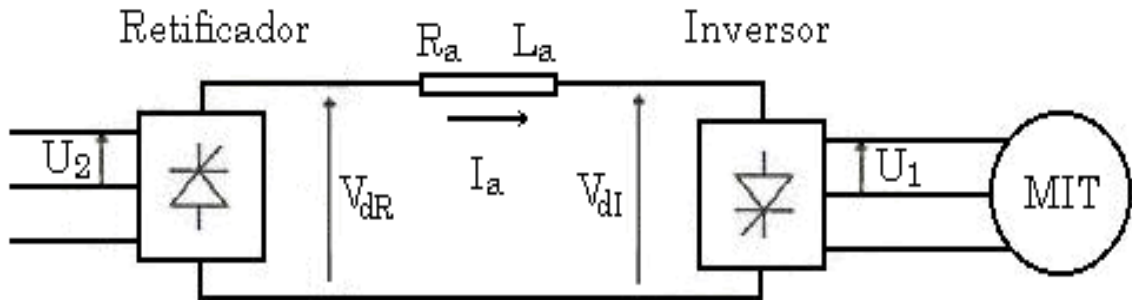


Figura 5.8: Circuito referenciado ao link DC

No inversor, temos:

$$U_{1N} = 220 \text{ [V]}$$

$$V_{dI} = 1,35 \cdot U_1 \cdot \cos \alpha$$

Teoricamente o valor de α seria $\alpha = 165^\circ$, porém o valor alcançado, na prática, foi aproximadamente $\alpha = 153^\circ$.

Assim:

$$V_{dIN} = U_N = 1,35 \cdot U_{1N} \cdot \cos \alpha$$

$$U_N = 1,35 \cdot 220 \cdot \cos 153^\circ \quad \Rightarrow \quad U_N = 265 \text{ [V]}$$

Sendo a corrente nominal do motor

$$I_{mN} = 8,8 \text{ [A]}$$

Teremos:

$$I_{aN} = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \cdot I_{mN} = 1,225 \cdot 8,8$$

$$I_{aN} = 10,8 \text{ [A]}$$

Também:

Potência DC = Potência Ativa AC

$$V_{d0} \cdot I_{aN} \cdot \cos\alpha = \sqrt{3} \cdot U_N \cdot I_{mN(\text{Fund})} \cdot \cos\varphi$$

$$\frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_N \cdot I_{aN} \cdot \cos 153^\circ = \sqrt{3} \cdot U_N \cdot I_{mN} \cdot \frac{\sqrt{6}}{\pi} \cdot \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \cdot \cos 153^\circ$$

$$3 \cdot 2 \cdot I_{aN} = 3 \cdot \sqrt{6} \cdot 8,8 \Rightarrow I_{aN} = 8,8 \cdot \sqrt{6}/2 = 10,8 \text{ [A]}$$

Assim, a tensão DC nominal na saída do retificador será:

$$E_N = V_N = V_{dRNominal}$$

$$E_N = U_N + R_a \cdot I_{aN}$$

$$E_N = 265 + 4,04 \cdot 10,8 \Rightarrow E_N = 308 \text{ [V]}$$

A tensão U_2 (V_{AC}) de alimentação do retificador, será:

$$E_N = 1,35 \cdot U_2 \cdot \cos 7^\circ \Rightarrow U_2 = 230 \text{ [V]}$$

Da equação (5.14)

$$\frac{d(E/E_N)}{d(\alpha/\pi)} = -1,35 \cdot \frac{U_2}{E_N} \pi \cdot \text{sen}\alpha \quad (5.14)$$

Teremos, em valores “p.u.” :

$$\frac{d(e)}{d(\alpha_u)} = -1,35 \times \frac{230}{308} \times \pi \times \text{sen}\alpha \quad (5.15)$$

Onde:

α_u : Ângulo de disparo em “pu”

Definindo:

$V_S \rightarrow$ ganho estático do conversor,

Teremos o ganho máximo para $\alpha = 90^\circ$:

$$V_{S1} = \left. \frac{de}{d\alpha_u} \right|_{\alpha=90^\circ} = 317 \quad (5.16)$$

Teremos o ganho mínimo para $\alpha = (7^\circ + 15^\circ) = 22^\circ$:

$$V_{S2} = \left. \frac{de}{d\alpha_u} \right|_{\alpha=22^\circ} = 1185 \text{ (nominal)} \quad (5.17)$$

E para o ganho estático médio do conversor, temos:

$$V_S = 2,178 \quad (5.18)$$

Podemos definir a constante V_i como o fator multiplicador da corrente nominal (I_N) para a obtenção da corrente com rotor bloqueado (I_{AK}), quando tensão nominal é aplicada à armadura, sendo calculada por:

$$I_N = V_i \cdot I_{AK} \Rightarrow V_i = I_N / I_{AK}$$

$$I_{AK} = \frac{E_N}{R_a} \Rightarrow \frac{I_{AK}}{I_N} = \frac{E_N}{R_a I_N}$$

$$V_i = \frac{E_N}{R_a I_N} = \frac{308}{404,7} = 10,89 \quad (5.19)$$

OBS: Na equação (5.19) foi utilizado o valor de corrente $I_N = 7$ [A] obtida em laboratório, com o banco de capacitores acoplado ao motor, fornecendo parte da corrente nominal ($I_{aN} = 8,8 \cdot \sqrt{6}/2 = 10,8$ [A]) requisitada. Foi observado que, para correntes com intensidade superior a 7 [A], não havia reativo suficiente para comutar o inversor.

Como resultado, temos para o ganho total,

$$V_{Sia} = V_S \cdot V_i \quad (5.20)$$

$$V_{Sia} = 2,178 \cdot 10,89$$

$$V_{Sia} = 23,72$$

A figura 5.9 ilustra o diagrama esquemático das grandezas elétricas da armadura e do conversor estático:

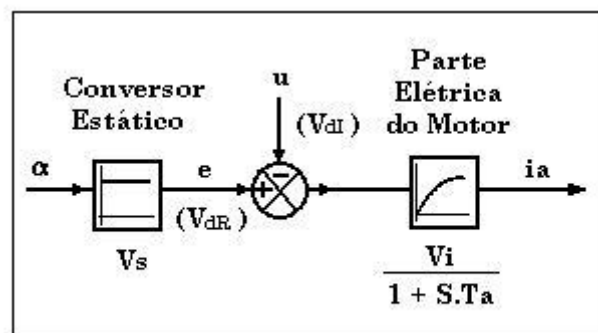


Figura 5.9: Diagrama de blocos do circuito elétrico do motor / conversor

Da equação (5.9):

$$i_a = (v_{dR} - v_{dI}) \cdot \frac{v_i}{1 + ST_a} \quad (5.9)$$

O fator $\frac{v_i}{1+ST_a}$ pode ser considerado como elemento retardador de 1ª ordem.

A determinação da constante T_a pode ser feita medindo-se a indutância L_a e a resistência R_a do circuito da armadura. Deve-se levar em consideração a indutância de alisamento incluída em série com o circuito

$L_a = L_d + 2 \cdot L_m$ Indutância total, incluindo indutância do indutor de alisamento e indutância do motor refletida no link DC

$R_a = R_d + 2 \cdot R_m$ Resistência total, incluindo indutância do indutor de alisamento e indutância do motor refletida no link DC. Não foi considerada a resistência devido à reatância de comutação ($R' = p \cdot X_m / 2\pi = p \cdot f \cdot L_m$)

$$T_a = \frac{L_a}{R_a} = \frac{33157 + 2 \cdot 1148}{0,6 + 2 \cdot 1,72} = \frac{35453}{4,04}$$

$$T_a = 88 \text{ [ms]}$$

5.3.2 – Equacionamento Mecânico do Motor

As variáveis mecânicas do motor, estão representadas na figura 5.10, abaixo:

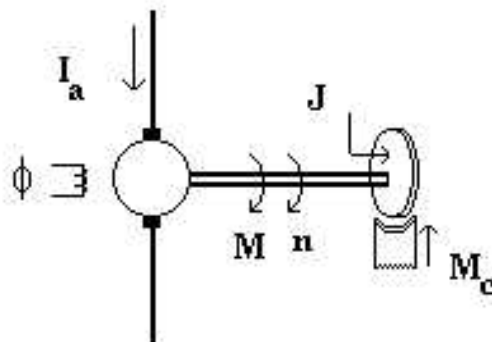


Figura 5.10: Representação mecânica do motor

Onde:

M : Conjugado motor

M_C : Torque de carga ou conjugado resistente

B : Conjugado acelerante ($B = M - M_C$)

J : Momento de inércia (motor + carga)

n : Rotação (RPM)

ω : Velocidade angular (rad/s)

I_a : Corrente de armadura

ϕ : Fluxo do motor

Sabendo-se que o conjugado motor M pode ser expresso pela equação:

$$M = K_1 \cdot \phi \cdot I_a \quad (5.21)$$

Sendo K_1 e ϕ constantes e considerando que o fator de potência do motor também é constante e já considerado pela constante K_1 , uma vez que o ângulo de disparo do inversor é mantido constante, independente da carga e da velocidade.

O conjugado acelerante B , desprezando-se o atrito viscoso, é dado por: :

$$B = J \cdot \frac{d\omega}{dt} \quad (5.22)$$

Onde :

$$\omega = \frac{2 \cdot \pi}{60} \cdot n \quad (5.23)$$

$$\omega = \int \frac{B}{J} dt \Rightarrow \frac{2 \pi}{60} n = \frac{1}{J} \int B dt$$

Substituindo as equações (5.21) e (5.23) em (5.22) e reajustando, temos:

$$n = \frac{n_N}{M_N} \cdot \frac{M_N}{J \cdot \frac{2 \cdot \pi}{60} \cdot n_N} \cdot \int B \cdot dt \quad (5.24)$$

Podemos definir a constante de tempo de aceleração T_H como

$$T_H = \frac{2 \cdot \pi \cdot J \cdot n_N}{60 \cdot M_N} \Rightarrow T_H = 1,41 \text{ [s]} \quad (5.25)$$

A constante de tempo T_H pode ser interpretada como sendo o tempo necessário para o motor atingir a velocidade nominal partindo do repouso, quando o mesmo é acelerado por intermédio de um conjugado resultante igual ao conjugado nominal do motor.

Fazendo:

$$n = \frac{n_N}{M_N} \cdot \frac{1}{T_H} \cdot \int B \cdot dt$$

Aplicando a transformada de Laplace:

$$n = \frac{n_N}{M_N} \cdot \frac{1}{T_H} \cdot \frac{B}{S} \quad (5.26)$$

Sabendo-se que:

$$B = M \cdot M_C$$

$$M = K \cdot I_a$$

Temos

$$n = \frac{n_N}{M_N} \cdot \frac{1}{S \cdot T_H} \cdot B$$

A figura 5.11 ilustra o diagrama de blocos referente à parte mecânica do motor

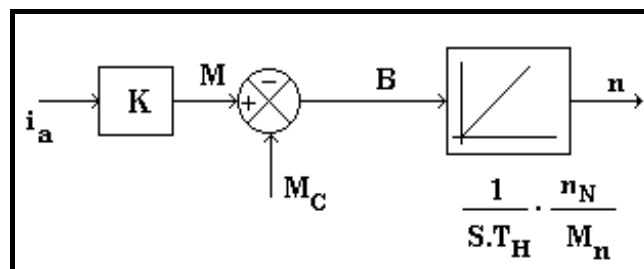


Figura 5.11: Diagrama de blocos da parte mecânica do motor de indução

Definindo-se em valores “pu” as grandezas corrente, conjugado de carga, conjugado acelerante, rotação e conjugado motor, tem-se

$$\frac{I_a}{I_N} = i_a \quad (\text{pu})$$

$$\frac{M_C}{M_N} = m_C \quad (\text{pu})$$

$$\frac{n}{n_N} = n_u \quad (\text{pu})$$

$$\frac{M}{M_N} = m \quad (\text{pu})$$

O diagrama de blocos completo da máquina, incluindo o circuito da armadura e a parte mecânica está apresentado na figura 5.12.

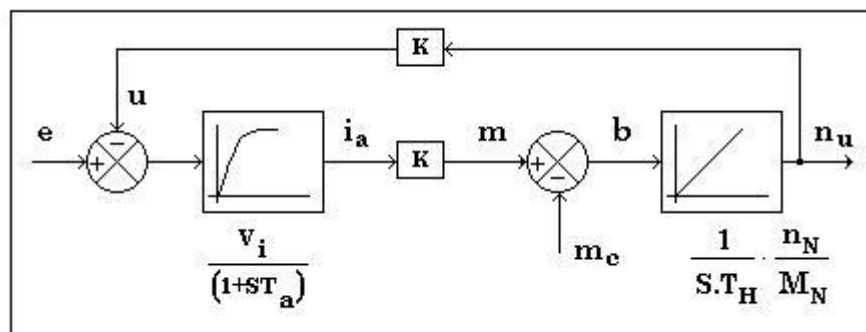


Figura 5.12: Diagrama de blocos completo (Elétrico e Mecânico) da máquina

No próximo capítulo será apresentada a estratégia de controle e apresentação da escolha e ajustes dos reguladores, utilizando-se o Método de Otimização Simétrica.

Capítulo 6

Acionamento Controlado: Estratégia de Controle

6.1 - Otimização: Estratégia de Controle

O sistema de acionamento implementado está representado na Figura 6.1, abaixo:

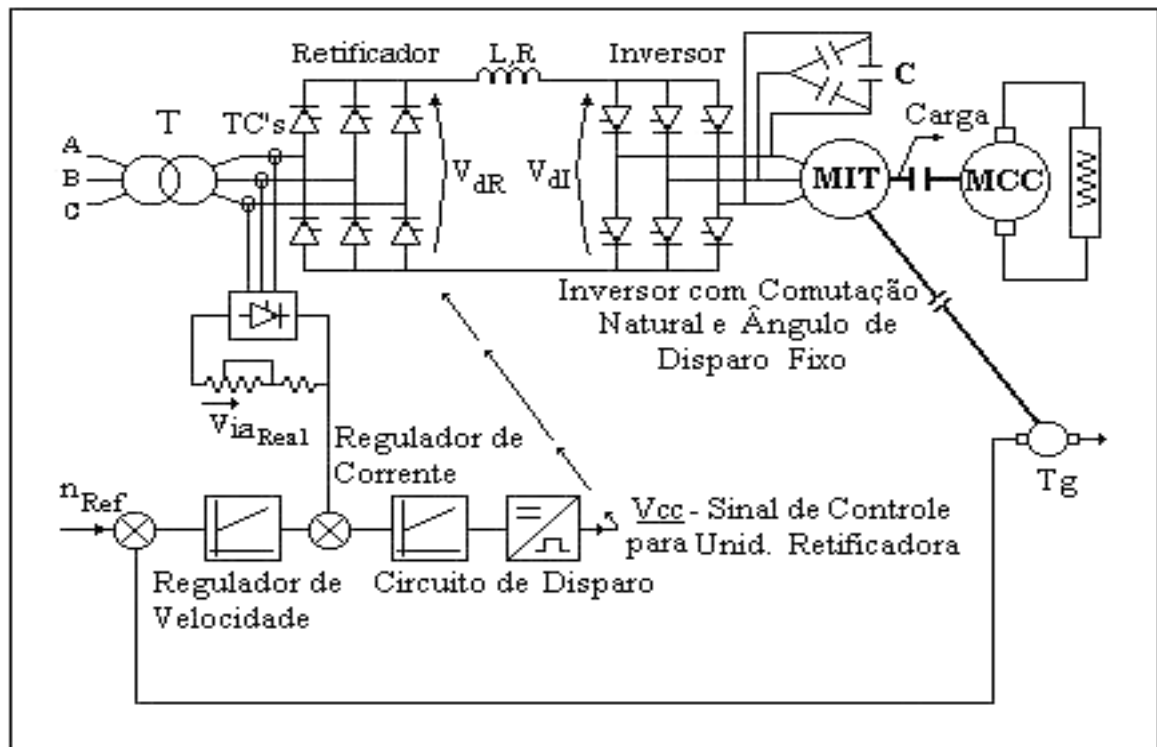


Figura 6.1: Sistema de acionamento proposto

Neste capítulo, serão apresentados os processos de escolha e ajustes dos reguladores e filtros das malhas de corrente e de velocidade. Também, será apresentado o método de otimização simétrica como estratégia de controle.

A figura 6.2, abaixo, representa o diagrama esquemático do controle em malha fechada do motor de indução, apresentando as malhas de regulação de corrente e de velocidade a serem otimizadas.

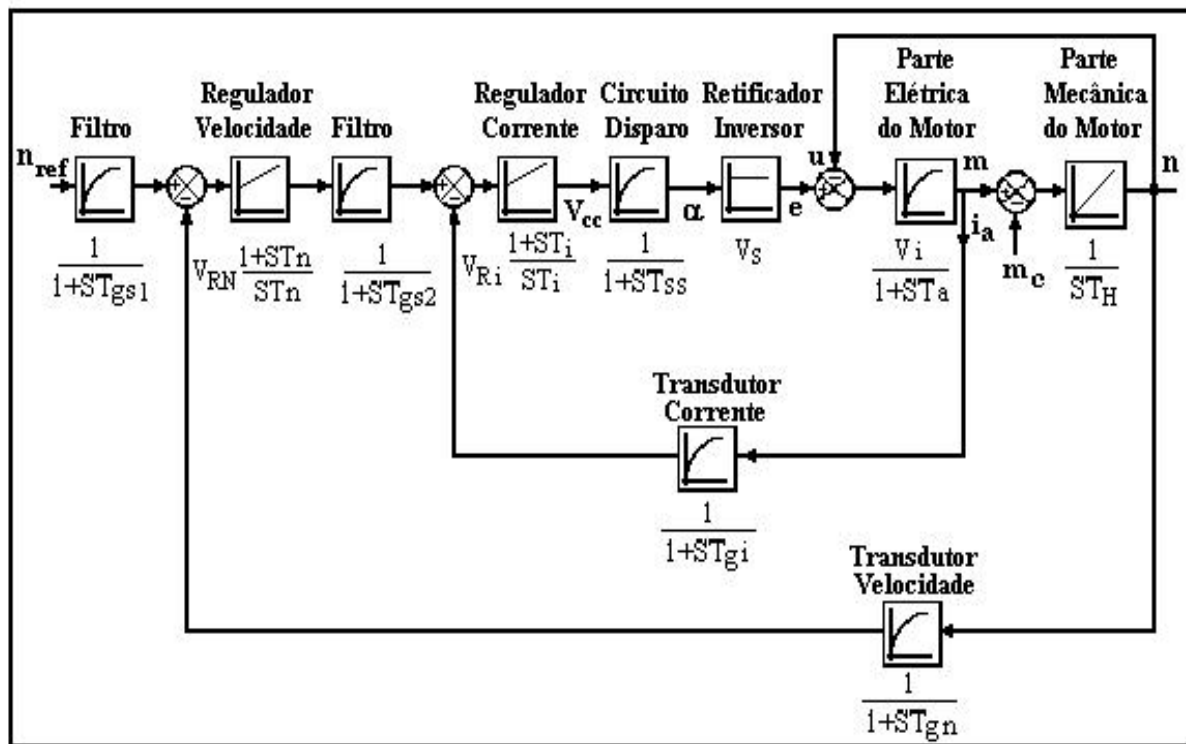


Figura 6.2: Diagrama de blocos completo do acionamento

Otimizar um regulador implica obter uma resposta tão exata e rápida e de forma a mais amortecida quanto possível. A otimização da malha de controle baseia-se na relação existente entre as diversas constantes de tempo que aparecem no sistema, de forma a determinar as características do controlador mais apropriado.

A otimização de sistemas de acionamento pode ser feita através dos seguintes métodos:

a) Para um sistema que não apresenta nenhum elemento de ação integral é indicado o método de Otimização em função do Módulo (OM), que se deriva da acomodação do módulo da resposta de frequência no valor unitário para a maior margem de frequências possível.

Desta forma, permite corrigir rapidamente o efeito de um degrau de referência, de forma a garantir um desempenho com *relação de amortecimento* próximo de $\xi = 0.707$ e *overshoot* próximo de $M_0 = 4\%$, sem apresentar oscilações significativas. No entanto, a correção do efeito de uma perturbação é lenta.

b) O método de Otimização em função da Simetria (OS) é indicado para sistemas que apresentam elementos retardadores, elementos de ação proporcional, elementos de tempo morto de pouca importância, e elementos de ação integral.

Sua principal vantagem é a rápida correção dos efeitos devido a perturbações. Porém, na resposta a degrau, podem apresentar um *overshoot* elevado de até 43%. A introdução de um componente de alisamento do sinal de referência reduz o *overshoot* mas aumenta o tempo de acomodação da resposta a degrau do sistema.

c) A Otimização em função da Linearidade (OL) somente tem sentido nos casos em que o *overshoot* deve ser nulo, embora com resposta muito lenta, e em que a correção dos efeitos das perturbações é de importância secundária.

Neste trabalho, a estratégia utilizada para a escolha e ajuste dos parâmetros dos reguladores é baseada no Método de Otimização Simétrica [2].

6.2 - Otimização e Ajuste dos Reguladores

A tabela 6.1, a seguir, apresenta um resumo dos principais conceitos para projeto de Reguladores Otimizados, em função das grandes constantes de tempo comparadas à constante de tempo equivalente σ das pequenas constantes de tempo. Tem-se:

T_0 : Constante de tempo de ação integral;

T_{r1} : Primeira grande constante de tempo elevado do primeiro elemento retardador de 1ª ordem (maior retardo de 1ª ordem);

T_{r2} : Segunda grande constante de tempo elevado do segundo elemento retardador de 1ª ordem;

σ : Constante de tempo equivalente às constantes de tempo pequenas de elementos retardadores de 1ª ordem;

Dependendo do número de constantes de tempo significativas: T_0 , T_{r1} , T_{r2} e σ que o sistema controlado oferece, o controlador pode apresentar um, dois ou três parâmetros, isto é, pode ser um controlador **I**, ou um controlador **PI**, ou um controlador **PID**. Os reguladores **P** e **PD** não serão utilizados por apresentarem erro não nulo, em regime permanente.

Se o ajuste for feito empregando o método da otimização em função da simetria (como neste trabalho), um filtro com constante de tempo T_{gs} , deve ser acrescentado. A constante de tempo deste filtro tem o seguinte valor:

$$T_{gs} = 4 \cdot \sigma \left[1 - e^{-\left(\frac{T_{r1}}{4\sigma} - 1\right)} \right] \quad (6.1)$$

Esta equação é válida quando a malha de controle otimizada possui apenas elementos retardadores de 1ª ordem. A constante de tempo desta malha de controle mais interna, equivalente, vale:

$$T_e = 2 \cdot \sigma + \frac{1}{2} \cdot T_{gs} \quad (6.2)$$

Grandes constantes de tempo (1)			Relação entre a grande constante e as pequenas constantes de tempo (2)			Controlador requerido		Constante de tempo de alisamento do sinal (4)	Constante de tempo equivalente do sistema
Constante de tempo de ação integral	Constante de tempo de retardo		<1	>1	>>1	Ação do controlador	Otimização		
T_0	Tr_1	Tr_2						Tg_s	Te
	(3)					I	OM		2σ
						PI	OM		2σ
						PI	OS	$0...4\sigma$	$2...4\sigma$
						P	OM		2σ
						PID	OM		2σ
						PID	OS	$0...4\sigma$	$2...4\sigma$
						PD	OM		2σ
						PI	OS	4σ	4σ
						P	OM		2σ
						PID	OS	4σ	4σ
						PD	OM		2σ

Tabela 6.1: Ajuste Otimizado dos controladores: Escolha do tipo de controlador e método adequado de otimização para o sistema

- (1) Não podem aparecer, simultaneamente, uma constante de tempo de ação integral T_0 e uma constante de tempo de retardo T_{r1} .
- (2) A relação existente entre a grande constante de tempo T e a constante de tempo equivalente σ se refere à constante de tempo T_{r1} característica do maior retardo de 1ª ordem ou a constante de tempo de ação integral T_0 .
- (3) O sistema controlado não inclui nenhum retardo que possa ser considerado como grande.
- (4) Constante de tempo do elemento de filtragem da entrada do sistema.

Uma vez definido o regulador, deve-se determinar seu ganho e constante de tempo, conforme a tabela 6.2.

Otimização	Ajuste dos parâmetros do regulador				
	T_I	T_n	T_v	VR	
				Sem elementos de ação integral no sistema	Com elementos de ação integral no sistema
OL Otimização em função da linearidade	$4V_s\sigma$	T_{r1}	T_{r2}	$\frac{T_{r1}}{4V_s\sigma}$	-----
OM Otimização em função do módulo	$2V_s\sigma$	T_{r1}		$\frac{T_{r1}}{2V_s\sigma}$	
OS Otimização em função da simetria sem elementos de ação integral no sistema	-----	$4 \cdot T_{r1}$ ($T_{r1}+3\sigma$)			
OS Otimização em função da simetria com elementos de ação integral no sistema		4σ		-----	$\frac{T_0}{2\sigma}$
Ação do controlador	I	PI PID	PD PID	P PD	PI PID

Tabela 6.2: Determinação do ganho e constante de tempo do regulador e ajuste dos parâmetros dos reguladores resultantes da aplicação dos métodos de otimização em função da linearidade, do módulo e da simetria

Os dados do motor de indução estão apresentados na tabela 6.3, abaixo:

Fabricante	Equacional
Potência nominal	$P_N = 2,25$ [KW]
Tensão de alimentação	$V_N = 220$ [V]
Corrente nominal	$I_N = 8,8$ [A]
Frequência	$f = 60$ [Hz]
Rotação nominal	$n_N = 1700$ [RPM]
Rendimento	$\eta = 0,82$
Fator de Potência	F.P. = 0,82
Conjugado	$M = 12,66$ [N.m]
Momento de Inércia Sistema Motor / Carga Mecânica	$J = 0,1$ [Kg.m ²]

Tabela 6.3: Dados nominais do motor de indução utilizado

As constantes T_H e T_a foram obtidas em laboratório e equivalem a:

$$T_H = \frac{2 \cdot \pi \cdot J \cdot n_N}{60 \cdot M_N} \Rightarrow T_H = 1,41 \text{ [s]} \quad (6.3)$$

$$T_a = \frac{L_a}{R_a} \Rightarrow T_a = 88 \text{ [ms]} \quad (6.4)$$

O transdutor de corrente (vide figura 6.1) utilizado é constituído de uma ponte de diodos alimentada pelo lado trifásico (AC) através de TC's, incluindo um filtro.

O sinal do transdutor de corrente possui uma ondulação de 1/6 ciclo; assim, deve-se ter, para cálculo da constante do filtro T_{gi} :

$$T_{gi} \leq \frac{1}{2} \cdot \frac{\text{Período}}{\text{Número de Pulsos}} \quad (6.5)$$

Para $f = 60$ [Hz] , o período equivale a 16,7 [ms] e para uma ponte de seis pulsos, temos:

$$T_{gi} := 1,5 \text{ [ms]} \text{ (adotado)} \quad (6.6)$$

O circuito de disparo pode não responder instantaneamente à mudança do ângulo de disparo α . A constante de tempo pode variar de 0 a 1/6 do ciclo; sendo adotado, para a constante de tempo T_{SS} do circuito de disparo, um valor igual a:

$$0 < T_{SS} < 3 \text{ [ms]} \Rightarrow T_{SS} = 2,5 \text{ [ms]} \quad (6.7)$$

Temos, conforme visto no capítulo 5, o ganho estático médio do conversor V_S (equação 5.18) , dado por:

$$V_S = 2,178 \quad (6.8)$$

Também, o valor da constante V_i (equação 5.19), dada por:

$$V_i = \frac{E_N}{R_a \cdot I_N} = 10,89 \quad (6.9)$$

Como resultado, temos para o ganho total,

$$V_{Sia} = V_S \cdot V_i = 2,178 \cdot 10,89$$

$$V_{Sia} = 23,72 \quad (6.10)$$

6.3 - Projeto da Malha de Corrente

A malha de regulação de corrente completa é mostrada na figura 6. 3, abaixo:

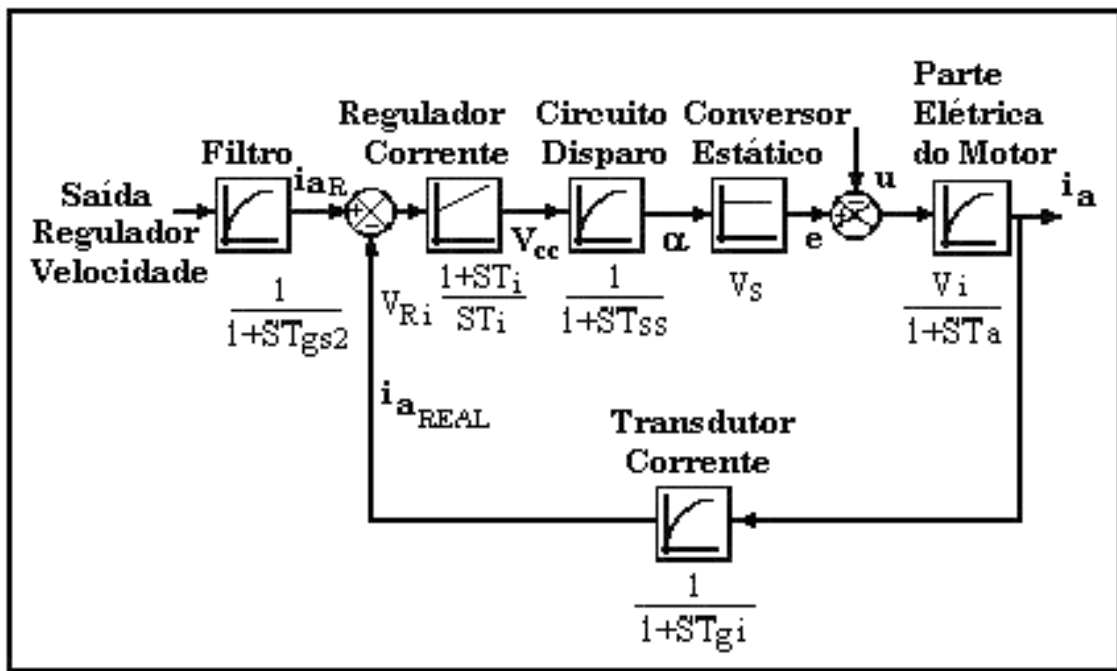


Figura 6.3: malha de Regulação de Corrente

Aplicando a metodologia de otimização e controle [2] proposta por FROHR; ORTTENBURGER (1986), as constantes de tempo podem ser divididas em grandes e pequenas constantes de tempo, sendo uma grande constante de tempo maior que 4 vezes o somatório das demais. A constante T_a pode ser considerada uma grande constante de tempo de retardo. A escolha do tipo de regulador a ser utilizado obedece à seguinte metodologia:

- a) Calcula-se o ganho direto V_{Sia} e a soma das pequenas constantes de tempo σ :

Da equação (6.10):
$$V_{Sia} = 23,72$$

O valor da soma das pequenas constantes de tempo σ :

$$\sigma = T_{SS} + T_{gi} \quad (6.11)$$

Das equações (6.6) e (6.7):

$$\sigma = 2,5 + 1,5 \Rightarrow \sigma = 4 \text{ [ms]} \quad (6.12)$$

b) Determina-se a relação entre a maior constante de tempo T_a e $4 \cdot \sigma$ (4 vezes a soma das pequenas constantes de tempo).

$$\frac{T_a}{4 \cdot \sigma} = \frac{88}{44} = 5,5 > 1 \quad (6.13)$$

c) Consulta-se a tabela 6.1 (3ª linha) para a escolha do tipo do regulador e do método de otimização a ser utilizado. Assim, para a malha de corrente, o sistema apresenta uma grande constante de tempo de retardo, dada por T_a e a relação $T_a / 4 \cdot \sigma$. Assim, o regulador requerido é do tipo PI (Proporcional Integral), empregando-se o método de otimização simétrica (OS).

d) Pela tabela, para os valores da constante de alisamento de sinal T_{gs} e para a constante equivalente de otimização T_e , devemos ter:

$$0 < T_{gs} \leq 4 \cdot \sigma \quad \text{e} \quad 2 < T_e < 4 \cdot \sigma \quad (6.14)$$

e) O valor da constante de tempo de alisamento de sinal, para o filtro do valor de referência para a malha de corrente, T_{gs2} , pode ser obtida pela equação (6.1):

$$T_{gs2} = 4 \cdot \sigma \left[1 - e^{-\left(\frac{T_a}{4 \cdot \sigma} - 1\right)} \right] \Rightarrow T_{gs2} = 15,8 \text{ [ms]} \quad (6.15)$$

f) O valor da constante de tempo equivalente de otimização da malha de corrente T_e , incluindo regulador e filtro de referência, é dado pela equação (6.2):

$$T_e = 2 \cdot \sigma + \frac{1}{2} \cdot T_{gs2} \Rightarrow T_e = 15,9 \text{ [ms]} \quad (6.16)$$

g) De acordo com tabela 6.2, o valor do ganho V_{Ri} será:

$$V_{Ri} = \frac{T_a}{2 \cdot V_{Sia} \cdot \sigma} \Rightarrow V_{Ri} = 0,46 \quad (6.17)$$

h) Também, o valor da constante de tempo do regulador T_i , será:

$$T_i = 4 \cdot \sigma \cdot \frac{T_a}{T_a + 3 \cdot \sigma} \Rightarrow T_i = 14,06 \text{ [ms]} \quad (6.18)$$

Assim, as características do Regulador de Corrente Otimizado, serão:

- 1) TIPO: **PI**
- 2) GANHO: **$V_{Ri} = 0,46$**
- 3) CONSTANTE DE TEMPO: **$T_i = 14,06$ [ms]**
- 4) FILTRO DE VALOR DE REFERÊNCIA: **$T_{gs2} = 15,81$ [ms]**
- 5) FILTRO DO TRANSDUTOR DE CORRENTE: **$T_{gi} = 1,5$ [ms]**

Cálculo dos componentes do regulador apresentado na figura 6.4:

- a) Filtro Valor Real (transdutor de Corrente):

$$C_1 = \frac{R_{11} + R_{22}}{R_{11} R_{22}} T_{gi} = \frac{15 + 15}{15 \cdot 15} \cdot 1,5 \cdot 10^{-6} \Rightarrow C_1 = 0,2 \text{ } [\mu\text{F}]$$

$$\text{Valor adotado : } C_1 = 0,22 \text{ } [\mu\text{F}]$$

- b) Filtro Valor Referência:

$$C_2 = \frac{R_{s1} + R_{s2}}{R_{s1} R_{s2}} T_{gs} = \frac{22 + 22}{22 \cdot 22} \cdot 15,81 \cdot 10^{-6} \Rightarrow C_2 = 1,44 \text{ } [\mu\text{F}]$$

$$\text{Valor adotado : } C_2 = 1,22 \text{ } [\mu\text{F}]$$

- c) Ganho:

$$(R_{M1} + \beta R_{M2}) = \frac{T_i}{C_F} = \frac{14,06 \cdot 10^{-3}}{8,8 \cdot 10^{-6}} \Rightarrow \frac{T_i}{C_F} = 1,6 \text{ } [\text{K}\Omega]$$

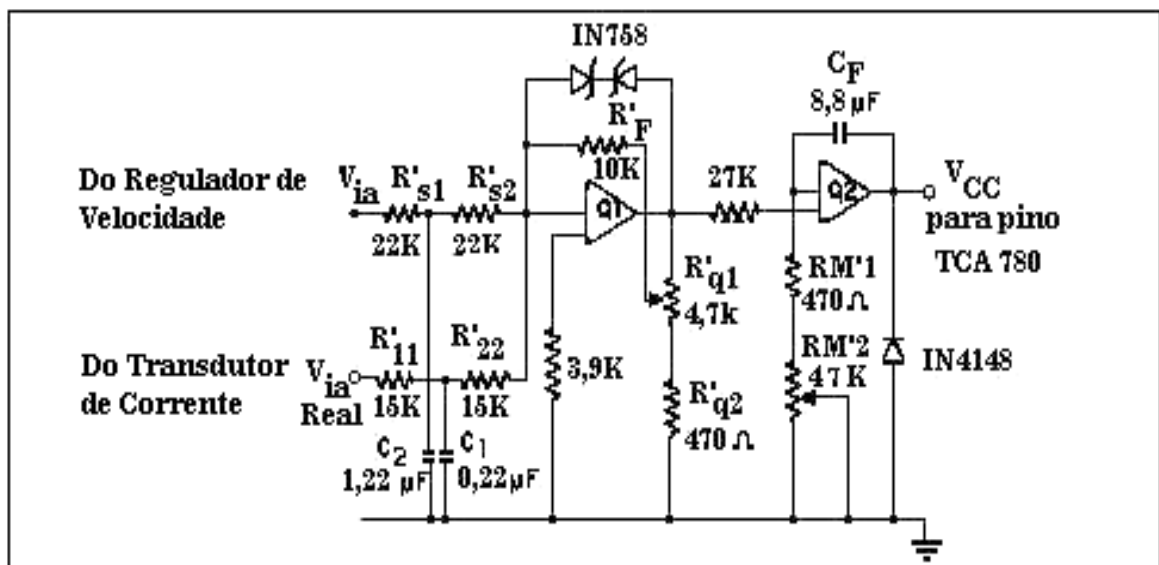


Figura 6.4: Regulador e Filtro Implementado para Malha de Corrente

6.4 - Projeto da Malha de Velocidade

A malha de regulação de velocidade completa é mostrada na figura 6. 5:

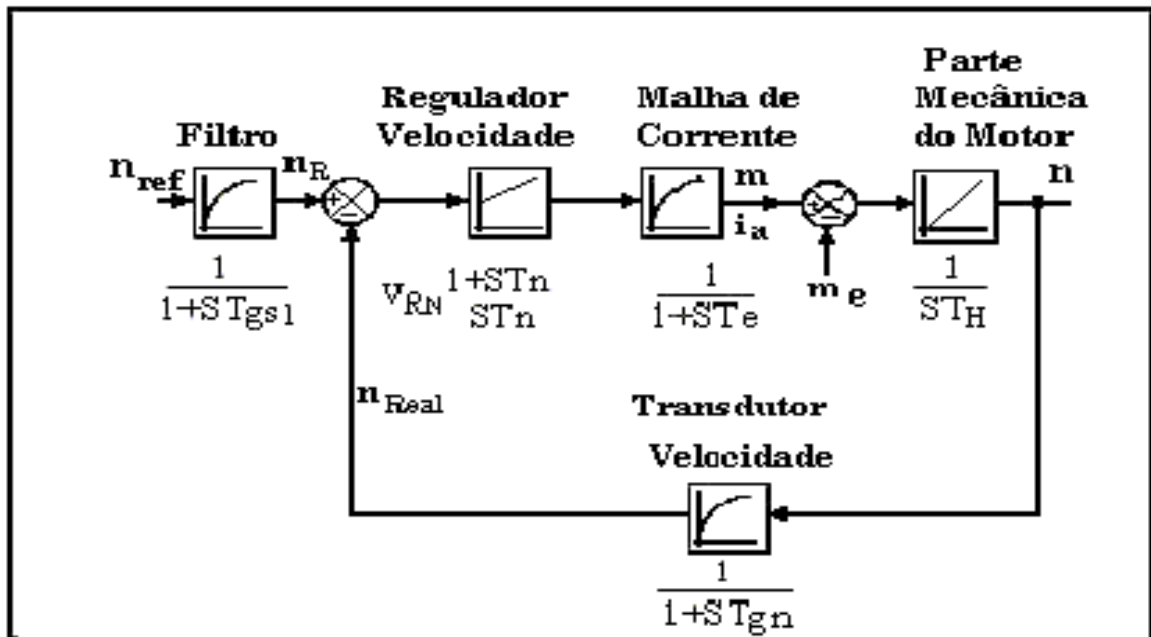


Figura 6.5: Malha de Regulação de Velocidade

Para a malha de regulação de velocidade, a escolha do tipo de regulador utilizado obedece ao mesmo procedimento utilizado para a malha de regulação de corrente:

- a) Calcula-se a soma das pequenas constantes de tempo:

$$\sigma = T_{gn} + T_e \quad (6.19)$$

Devido à ondulação da tensão de saída do tacogerador, um filtro foi adicionado ao transdutor de velocidade. Adotou-se o valor de 100 [ms] para a constante de tempo do filtro do transdutor de velocidade:

$$T_{gn} = 100 \text{ [ms]} \text{ (valor adotado)} \quad (6.20)$$

Sabe-se que, da equação (6.16) para otimização da malha de corrente:

$$T_e = 2 \cdot \sigma + \frac{1}{2} \cdot T_{gs2} \quad \Rightarrow \quad T_e = 15,9 \text{ [ms]}$$

Assim,

$$\begin{aligned}\sigma &= T_{gn} + T_e = 100 + 15,94 \\ \sigma &= 116 \text{ [ms]}\end{aligned}\tag{6.21}$$

b) Determina-se a relação entre a maior constante de tempo T_H e $4\cdot\sigma$ (4 vezes a soma das pequenas constantes de tempo).

Da equação (6.3):

$$T_H = \frac{2 \cdot \pi \cdot J \cdot n_N}{60 \cdot M_N} \Rightarrow T_H = 1,41 \text{ [s]}$$

Assim,

$$\frac{T_H}{4\sigma} = \frac{1,41 \cdot 10^3}{4 \cdot 116} = 3,04 > 1\tag{6.22}$$

c) Consulta-se a tabela 6.1 (8ª linha) para a escolha do tipo do regulador e do método de otimização a ser utilizado. Para a malha de corrente, o sistema apresenta uma grande constante de tempo de ação integral, dada por T_H e a relação $T_H / 4\cdot\sigma > 1$.

Portanto, o regulador requerido é do tipo PI (Proporcional Integral), empregando-se o método de otimização simétrica (OS). As constantes de tempo de alisamento T_{gs1} e equivalente de otimização T_{eq} serão iguais a $4\cdot\sigma$

d) Pela tabela 6.1, para os valores da constante de alisamento de sinal T_{gs1} e para a constante equivalente de otimização T_{eq} , devemos ter:

$$\begin{aligned}T_{gs1} &= T_{eq} = 4\cdot\sigma = 4 \cdot 116 \\ T_{gs1} &= T_{eq} = 464 \text{ [ms]}\end{aligned}\tag{6.23}$$

e) De acordo com tabela 6.2, o valor do ganho V_{RN} será:

$$V_{RN} = \frac{T_H}{2\cdot\sigma} \Rightarrow V_{RN} = 6,1\tag{6.24}$$

f) Pela tabela 6.2, o valor da constante de tempo do regulador T_n , será:

$$T_n = 4\cdot\sigma \Rightarrow T_n = 464 \text{ [ms]}\tag{6.25}$$

Assim, as características do Regulador de Velocidade Otimizado, serão:

- 1) TIPO: PI
- 2) GANHO: $V_{RN} = 6,1$
- 3) CONSTANTE DE TEMPO: $T_n = 464$ [ms]
- 4) FILTRO DE VALOR DE REFERÊNCIA: $T_{gs1} = 464$ [ms]
- 5) FILTRO DO TRANSDUTOR DE VELOCIDADE: $T_{gn} = 100$ [ms]

Cálculo dos componentes do regulador apresentado na figura 6.6:

d) Filtro Valor Real (transdutor de Velocidade):

$$C_n = \frac{R_{11} + R_{22}}{R_{11} R_{22}} T_{gn} = \frac{100 + 100}{100 \cdot 100} 100 \cdot 10^{-6} \Rightarrow C_n = 2 \text{ } [\mu\text{F}]$$

Valor adotado : $C_n = 2,2$ [μF]

e) Filtro Valor Referência:

$$C_L = \frac{R_{s1} + R_{s2}}{R_{s1} R_{s2}} T_{gs1} = \frac{100 + 100}{100 \cdot 100} 464 \cdot 10^{-6} \Rightarrow C_L = 9,28 \text{ } [\mu\text{F}]$$

Valor adotado : $C_L = 8,8$ [μF]

f) Ganho:

$$(R_{M1} + \beta R_{M2}) = \frac{T_n}{C_F} = \frac{464 \cdot 10^{-3}}{8,8 \cdot 10^{-6}} \Rightarrow \frac{T_n}{C_F} = 51,7 \text{ } [\text{K}\Omega]$$

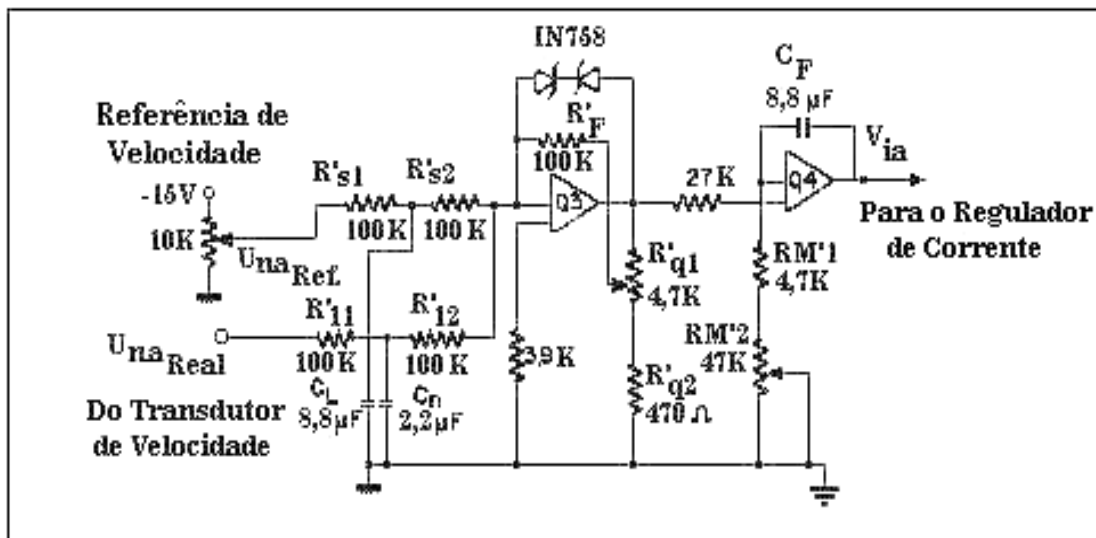


Figura 6.6: Regulador e Filtro Implementado para Malha de Velocidade

A figura 6.7, abaixo, ilustra o Sistema de Acionamento implementado:

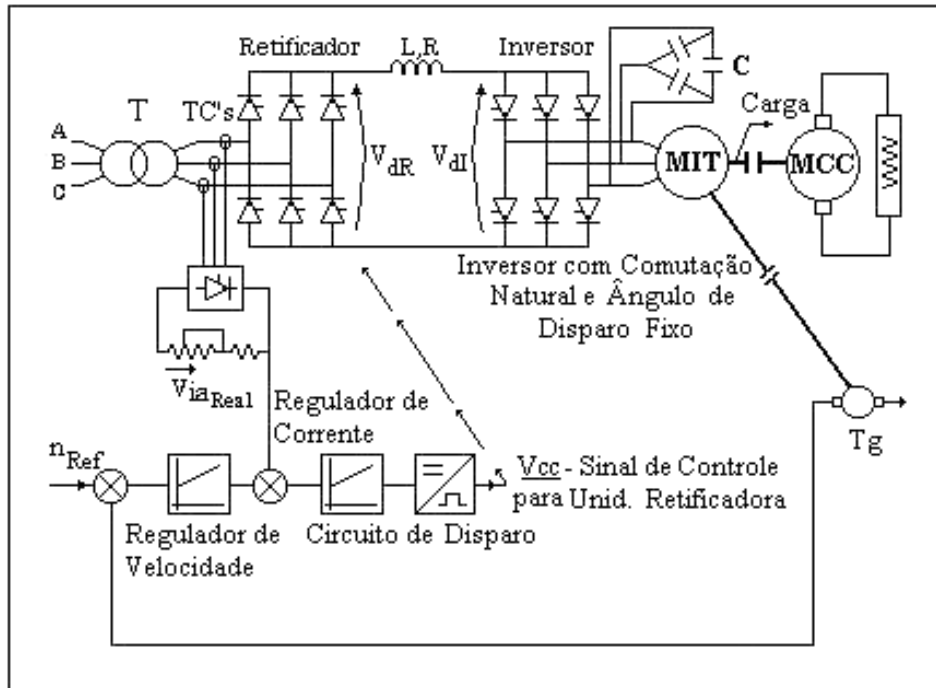


Figura 6.7.a: Sistema de Acionamento Proposto

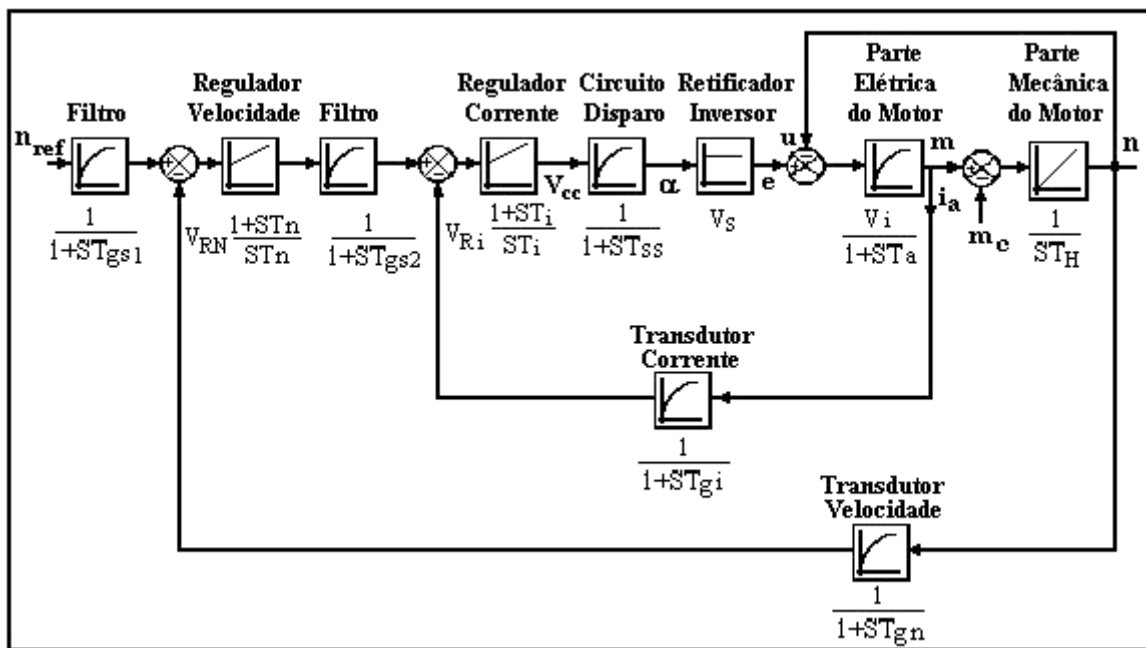


Figura 6.7.b: Diagrama em Blocos (Malha Fechada) do Acionamento

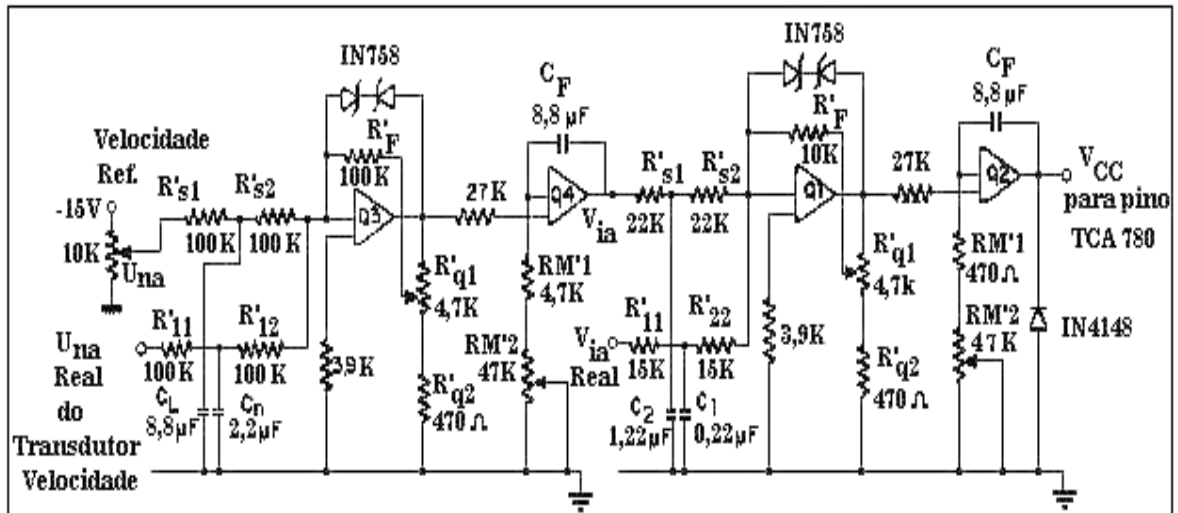


Figura 6.7.c: Reguladores e Filtros Implementados

Capítulo 7

Resultados Experimentais

7.1 – Introdução

Um dos objetivos desta dissertação é o de apresentar um método de controle analógico para motor de indução trifásico, de maneira a alcançar a "Otimização de reguladores para acionamento controlado de motores de indução alimentados por intermédio de inversor de corrente tiristorizado com comutação natural", título desta dissertação.

Para atender este objetivo e verificar sua validade, foi implementado, em laboratório, um sistema de controle analógico de velocidade e de corrente, em malha fechada, responsável pelo acionamento e estabilidade do sistema.

Para verificação da sensibilidade, aplicabilidade e operação do sistema de acionamento e controle implementado, este capítulo apresenta os resultados experimentais e os resultados obtidos em simulações, onde foram promovidos distúrbios de carga no motor.

Toda dinâmica de regulação, controle e acionamento pode ser avaliada e comprovada, registrando-se formas de onda de velocidade e de corrente através de um osciloscópio de memória.

7.2 - Resultados Experimentais

A modelagem e os respectivos desenvolvimentos teóricos relatados nos capítulos anteriores serão verificados neste capítulo.

Para verificação do funcionamento do sistema, foram promovidos distúrbios de carga no motor, registrando-se as formas de onda de velocidade e de corrente através de um osciloscópio de memória, o que permitiu avaliar e comprovar toda a dinâmica de regulação.

Para a partida do Sistema e para obter-se variações de carga no Motor de Indução acoplou-se, em seu eixo, uma Máquina de Corrente Contínua.

Para o processo de partida do Motor de Indução Trifásico, a Máquina de Corrente Contínua foi empregada na configuração de Motor DC.

Depois de atingido o regime de rotação próximo a 1500 RPM, o Sistema de Controle e Acionamento via Conversor (Retificador e Inversor) de Frequência foi ativado e o Motor de Indução passou a ser acionado e controlado pelo Sistema Implementado, enquanto a Máquina de Corrente Contínua passou a trabalhar como Gerador DC que, alimentando um banco de Resistores, passou a atuar como uma Carga para o Motor de Indução.

A seguir serão mostradas as formas de ondas obtidas em laboratório:

A Figura 7.1 apresenta as Formas de Onda da Corrente no link DC e da Velocidade, quando ocorre um degrau de Carga (distúrbio negativo e positivo de Torque), mostrando a Regulação de Velocidade:

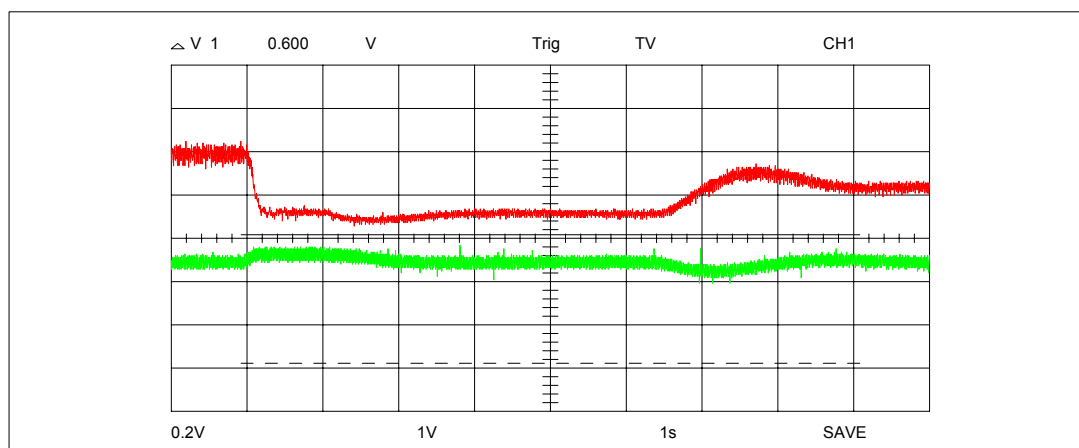


Figura 7.1: Formas de Onda de **Corrente no link DC** e **Velocidade**, quando um distúrbio de Carga ocorre. Escalas Verticais :

Corrente - Curva Superior: 1DIV = 7 [A]

Velocidade – Curva Inferior : 1DIV = 600 [RPM]

Na Figura 7.1 verifica-se que, com a queda da Corrente no link DC, indicando uma diminuição do conjugado de carga (distúrbio negativo na forma de onda da corrente), houve uma tendência de aumento da velocidade; porém, observa-se que o sistema de controle e de regulação de velocidade atua e a velocidade estabiliza rapidamente, em torno de 1500 RPM.

Verifica-se, também, que ao se adicionar carga (distúrbio positivo na forma de onda da corrente), houve uma tendência de diminuição da velocidade; porém, observa-se que o sistema de controle e de regulação de velocidade atua e a velocidade estabiliza novamente.

A Figura 7.2 apresenta as Formas de Onda da Corrente e do Nível de Tensão Vcc do Regulador de Corrente, quando ocorre um degrau de Carga (distúrbio negativo e positivo de Torque):

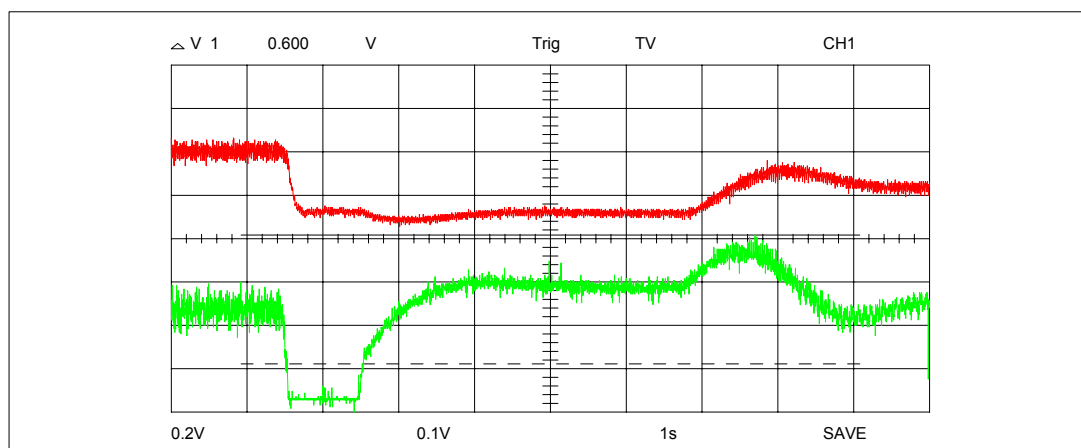


Figura 7.2: Formas de Onda de **Corrente** e **Tensão Vcc** do Reg. de **Corrente**, quando um distúrbio de Carga ocorre. Escalas Verticais :
Corrente - Curva Superior: 1DIV = 3,5 [A]
Tensão Vcc – Curva Inferior : 1DIV = 0,2 [V]

Na Figura 7.2 verifica-se que, com a queda da Corrente no link DC, indicando uma diminuição do conjugado de carga (distúrbio negativo na forma de onda da corrente), o Regulador de Corrente atua de modo a alterar o ângulo de disparo do Retificador e, em malha fechada, promover o Controle e Regulação da Velocidade.

Verifica-se, também, que ao se adicionar carga (distúrbio positivo na forma de onda da corrente), o Regulador de Corrente atua de modo a, novamente, estabilizar o sistema.

A Figura 7.3 apresenta a variação da rotação do motor, trabalhando a vazio, desde valores próximos a 1170 RPM até valores próximos a 1690 RPM.

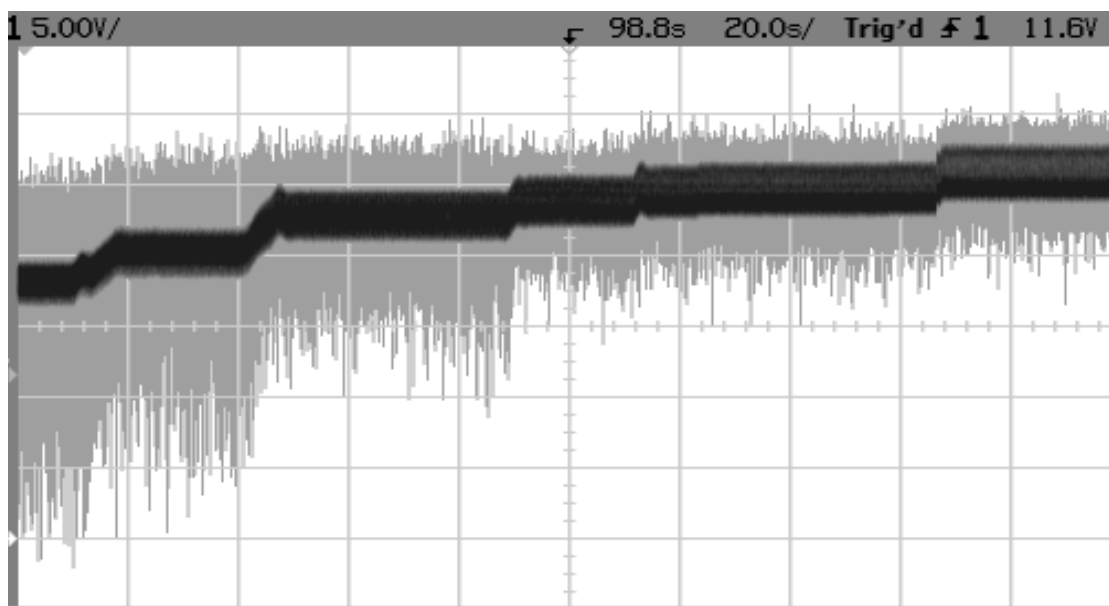


Figura 7.3: Patamares de velocidade (rotações) do motor, operando a vazio

Na Figura 7.3 verifica-se o comportamento da velocidade do motor (a vazio), apresentando patamares de velocidade. Conforme previsto no projeto, a variação da velocidade pôde ser feita de maneira facilitada e eficaz, por intermédio de um potenciômetro de referência de velocidade. No laboratório, foram anotados os valores de Rotação (fator de correção de escala = 1,3) e o número de capacitores presentes no banco, conforme tabela abaixo:

Rotação [RPM]	Nº Capacitores.	Rotação [RPM]	Nº Capacitores.
$900 \times 1,3 = 1170$	8 Caps	$1200 \times 1,3 = 1560$	5 Caps
$1050 \times 1,3 = 1365$	7 Caps	$1250 \times 1,3 = 1625$	4 Caps
$1150 \times 1,3 = 1495$	6 Caps	$1300 \times 1,3 = 1690$	4 Caps

Pela tabela, à medida que a rotação aumentava, o sistema necessitava de menor número de capacitores no banco.

Verificou-se que o motor necessita de um número maior de capacitores no banco à medida que sua velocidade diminui pois as tensões geradas no lado AC (do motor) diminuem com a diminuição da frequência; para compensar esse efeito, um número maior de capacitores é necessário.

Como visto no capítulo 3, o banco de capacitores gera reativo necessário ao funcionamento do motor e também para a comutação dos tiristores do inversor:

Reativo gerado pelo banco:

$$Q_C = 3.V^2/X_C \quad \text{onde} \quad X_C = 1/(2\pi.f.C) \quad \text{e} \quad V = U_1$$

Potência Reativa consumida no motor:

$$Q_M = \sqrt{3}.U_1.I_N.\text{sen } \varphi \quad \text{onde } \cos \varphi \text{ é o fator de potência do motor}$$

Potência Reativa necessária para comutação do inversor:

$$Q_I = \sqrt{3}.U_1.I_I.\text{sen } \theta \quad \text{onde } I_I = I_{DC} \sqrt{2/\sqrt{3}}$$

(I_I = corrente eficaz do inversor e I_{DC} = corrente média DC)

Potência fornecida pelo Banco de Capacitores:

$$Q_C = Q_M + Q_I = 3.V^2 / X_C = 3(U_1)^2 2\pi.f.C$$

Logo :

$$3(U_1)^2 2\pi.f.C = \sqrt{3}.U_1.(I_I.\text{sen } \theta + I_N.\text{sen } \varphi)$$

Nas considerações teóricas temos :

$$U = K\Phi f$$

Assim,

$$U_1 = \sqrt{3}.(I_I.\text{sen } \theta + I_N.\text{sen } \varphi)/(3.2\pi.f.C) = K\Phi f$$

$$C = \sqrt{3}.(I_I.\text{sen } \theta + I_N.\text{sen } \varphi)/(K'\Phi f^2)$$

A Figura 7.4 apresenta as Formas de Onda de Tensão do Retificador e do Inversor para condições normais de trabalho (Velocidade, Corrente e Tensão):

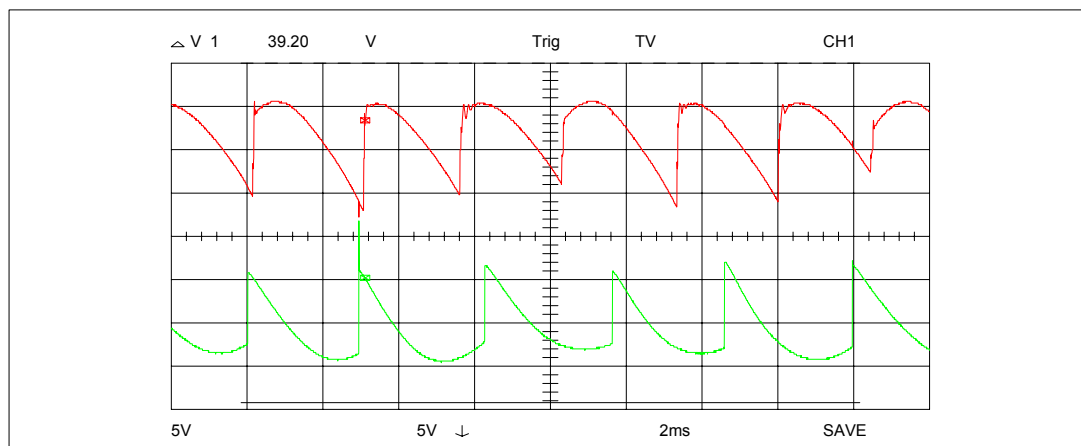


Figura 7.4: Formas de Onda de Tensão de saída do **Retificador** e do **Inversor**, para condições nominais de trabalho. Escalas Verticais
Tensão do Retificador - Curva Superior: 1DIV = 50 [V]
Tensão do Inversor – Curva Inferior : 1DIV = 50 [V]

Na Figura 7.4 verifica-se que, com carga e em condições normais de trabalho, a Tensão de saída do Retificador tem valor médio positivo na base de frequência de 60 Hz, enquanto a Tensão do Inversor tem valor médio negativo, com ângulo de disparo fixo em aproximadamente 165° , na base de frequência de 50 Hz. Nesta base de frequência, a rotação do motor atinge valores próximos de 1500 RPM.

Observando-se as formas de Onda de Tensão de saída do Retificador e do Inversor apresentadas na Figura 7.4, verifica-se que, para condições normais de trabalho, a Corrente de saída do Inversor (lado AC) tem formato quase retangular, conforme previsto no Capítulo 2 e confirmado pela Figura 7.5, a seguir.

A Figura 7.5 apresenta as Formas de Onda de Corrente do Capacitor e do Inversor para condições normais de trabalho (Velocidade, Corrente e Tensão):

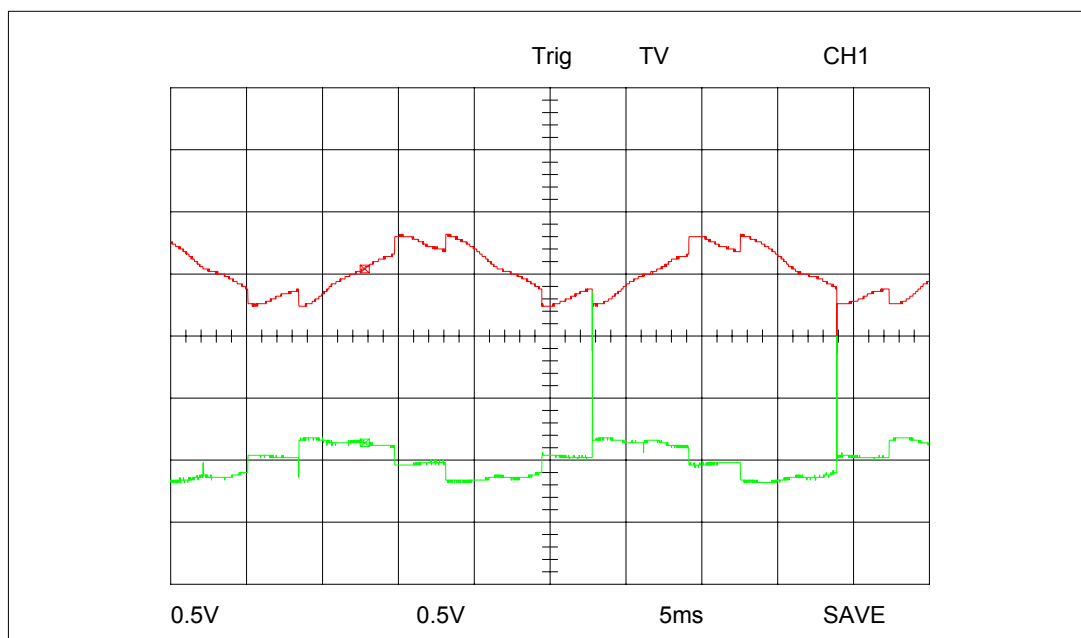


Figura 7.5: Formas de Onda de Corrente do **Capacitor** e do **Inversor**, para condições nominais de trabalho. Escalas Verticais :

Corrente do Capacitor - Curva Superior: 1DIV = 20 [A]

Corrente do Inversor (Lado AC) – Curva Inferior: 1DIV = 20 [A]

Na Figura 7.5 verifica-se que, para condições normais de trabalho, a Corrente de saída do Inversor (lado AC) tem formato quase retangular, conforme previsto no Capítulo 2.

A forma de onda da Corrente dos Capacitores tem influência dominante : verifica-se que as harmônicas no inversor fluem principalmente pelos capacitores. Verifica-se, também, que a forma de onda da Corrente dos Capacitores é tal que, somada à forma de onda da Corrente de saída do Inversor, dá como resultado a Corrente do Motor, de formato quase senoidal.

A Figura 7.6 apresenta as Formas de Onda de Corrente do Motor para condições normais de trabalho (Velocidade, Corrente e Tensão):

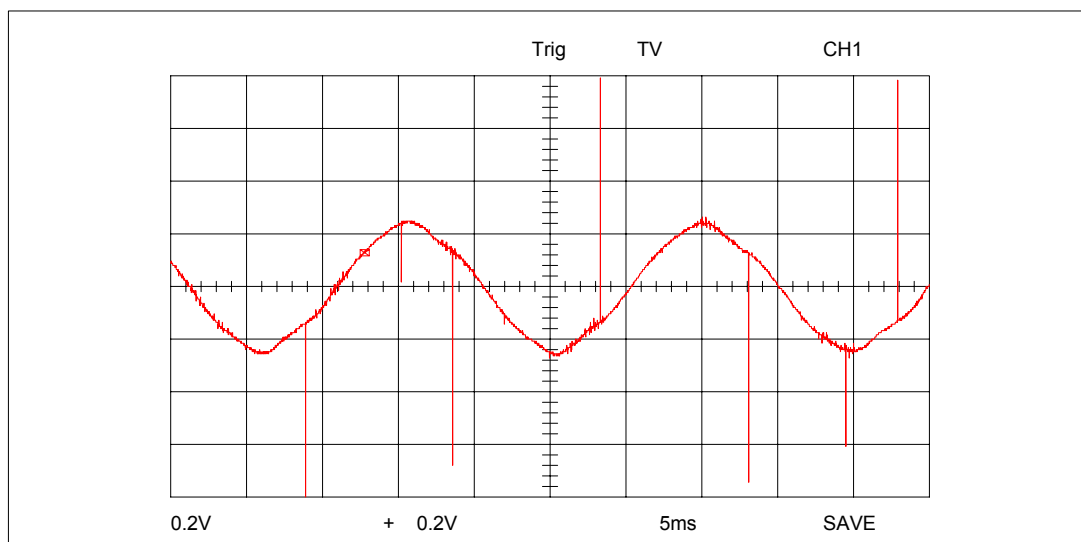


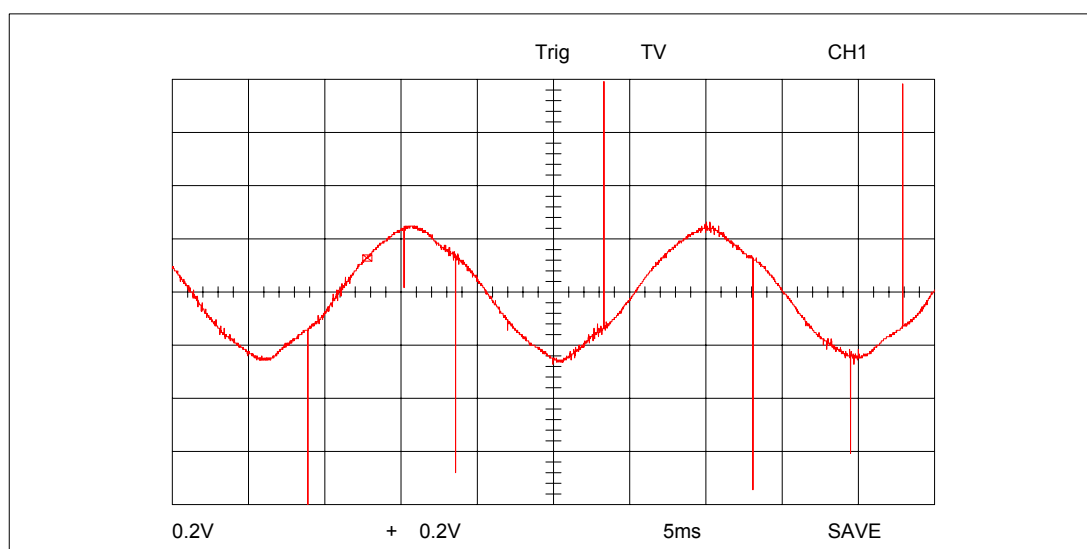
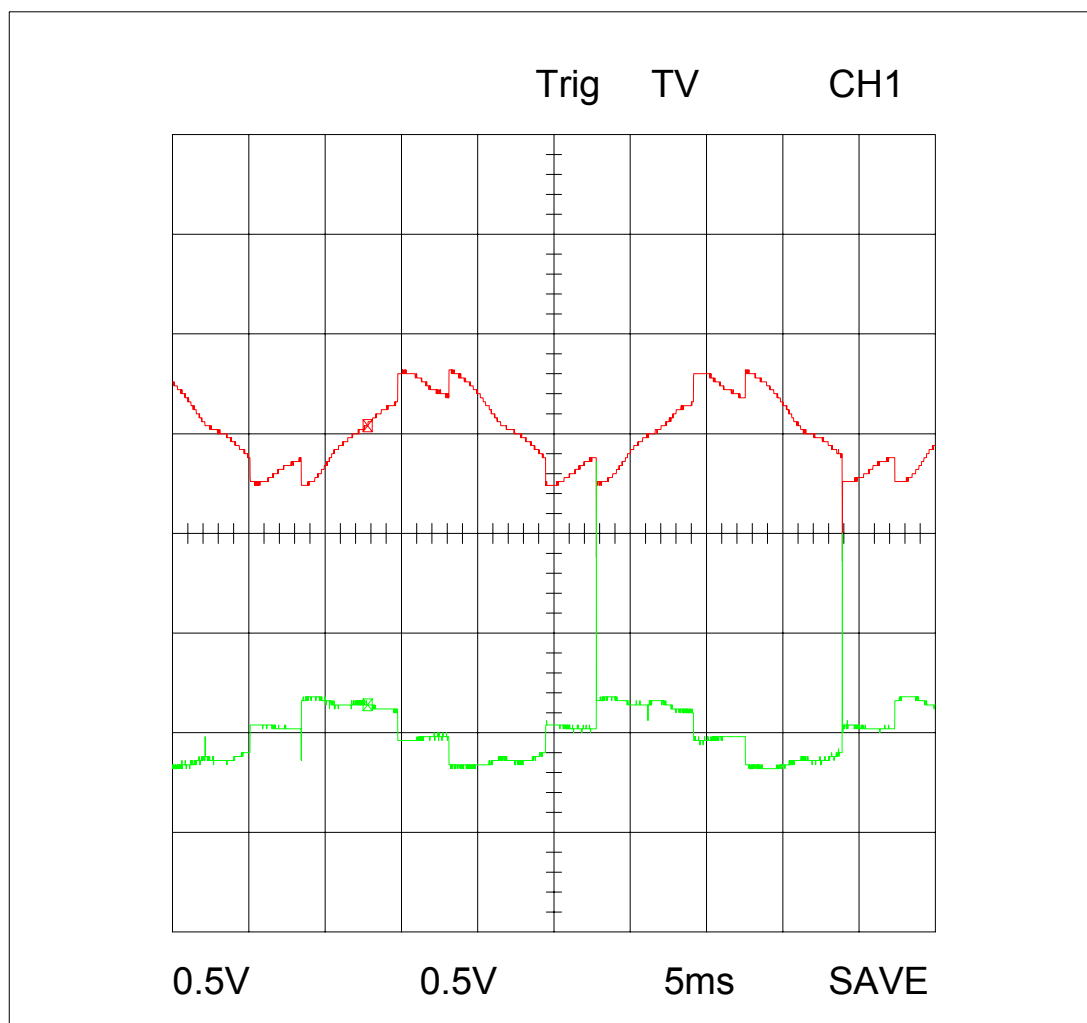
Figura 7.6: Forma de Onda de Corrente do Motor, para condições nominais de trabalho.(aspecto senoidal – resultante da soma das correntes do Inversor e Capacitor)

Escala Vertical : **Corrente do Motor : 1DIV = 10 [A]**

Na Figura 7.6, verifica-se que a Corrente do Motor tem formato senoidal e é resultado da Soma das Correntes do Inversor (lado AC) com a Corrente dos Capacitores. Verifica-se, na Figura 7.6, que o valor de pico da Corrente do Capacitor é aproximadamente igual a soma dos valores de pico da Corrente do Motor (mostrada na Figura 7.6) com os valores da Corrente no Link DC.

É importante salientar que as Figuras 7.5 e 7.6, acima, confirmam as formas de ondas previstas na teoria, mostradas no Capítulo 3.

Abaixo, serão mostradas as Figuras 7.5 e 7.6, ampliadas:



Figuras 7.5 e 7.6 ampliadas, para melhor visualização que a corrente na figura inferior é resultante da Soma das ondas da figura superior

A Figura 7.7 apresenta as Formas de Onda Previstas na Teoria onde são mostradas as Formas de Onda das Correntes do Inversor e Capacitor e as Formas de Onda da Tensão e Corrente do Motor, para o Conversor operando com Comutação Natural.

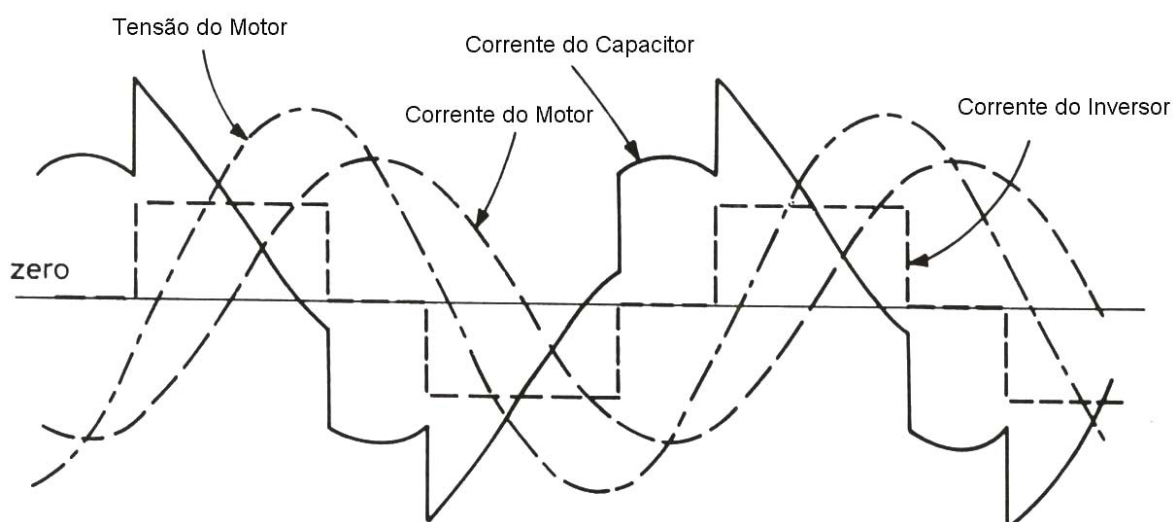


Figura 7.7 : Formas de Onda, Previstas na Teoria, da Tensão e Corrente do Motor e das Correntes do Inversor e Capacitor, para o Conversor operando com Comutação Natural.

Na figura 7.7 verifica-se que as Correntes do Motor e do Inversor estão defasadas, o que provoca o aparecimento de picos e variações na forma de onda da Corrente do Capacitor, quando ocorre comutação dos tiristores.

Verifica-se, novamente, que a forma de onda de Corrente do Motor é resultado da soma das formas de onda da Corrente do Inversor com a dos Capacitores. Verifica-se, também, que a forma de onda de Tensão nos terminais do Motor apresenta-se quase senoidal, com pequenas distorções e defasada da Corrente do Motor, para que ocorra Comutação Natural, conforme previsto.

7.3 - Formas de Ondas Obtidas no Laboratório

A seguir serão mostradas algumas outras formas de onda registradas no osciloscópio de memória:

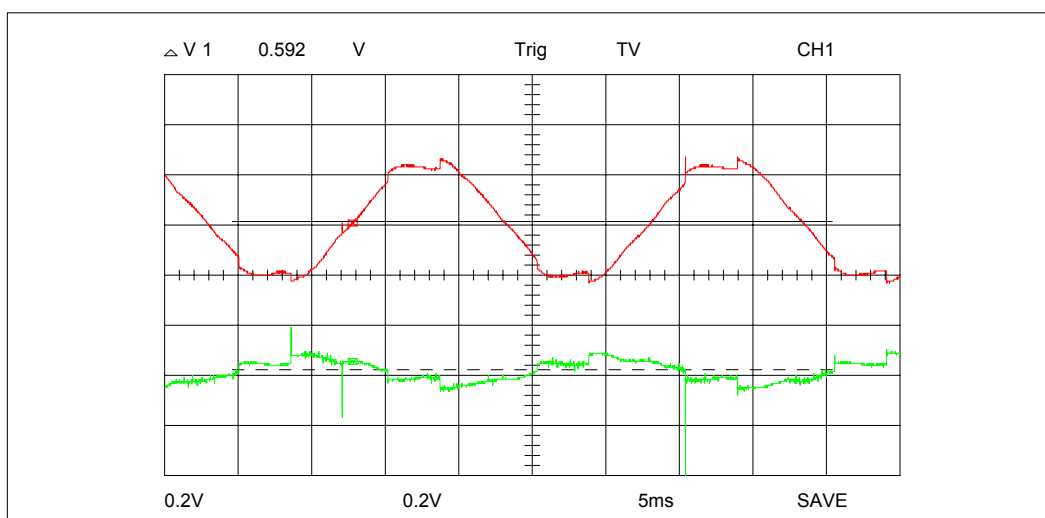


Figura 7.8: Formas de Onda de Corrente do **Capacitor** e do **Inversor**, sem carga

Corrente do Capacitor - Curva Superior

Corrente do Inversor (Lado AC) – Curva Inferior

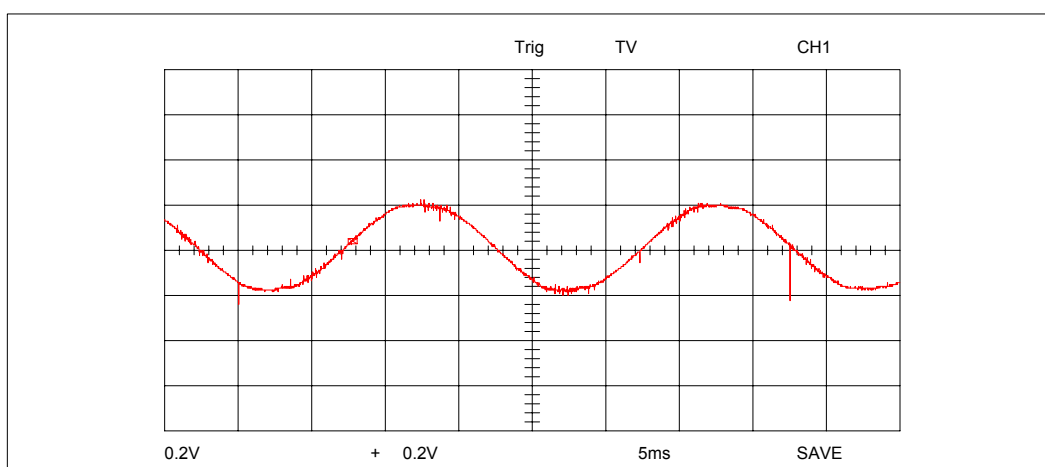


Figura 7.9: Formas de Onda de Corrente do **Motor**, sem carga

Corrente do Motor – Add Canal 1 + Canal 2

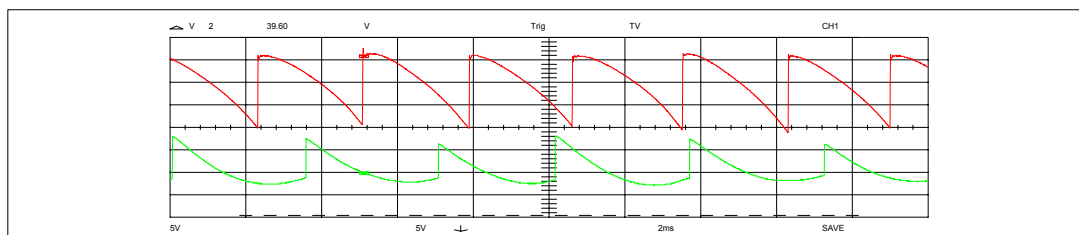


Figura 7.10: Formas de Onda de Tensão de saída do **Retificador** e do **Inversor**, sem carga – 1500 RPM

Tensão do Retificador - Curva Superior (60 Hz)

Tensão do Inversor – Curva Inferior (50 Hz)

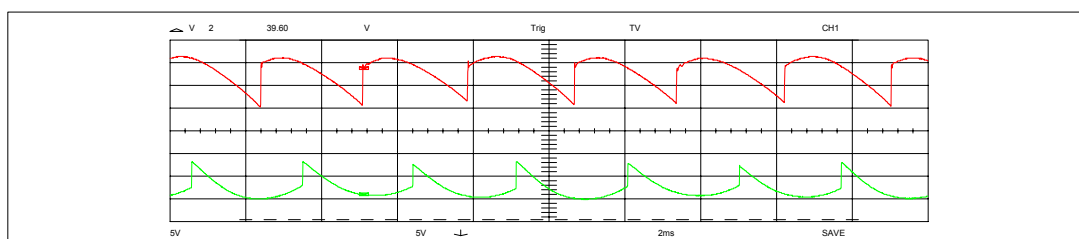


Figura 7.11: Formas de Onda de Tensão de saída do **Retificador** e do **Inversor**, sem carga – 1740 RPM

Tensão do Retificador - Curva Superior

Tensão do Inversor – Curva Inferior

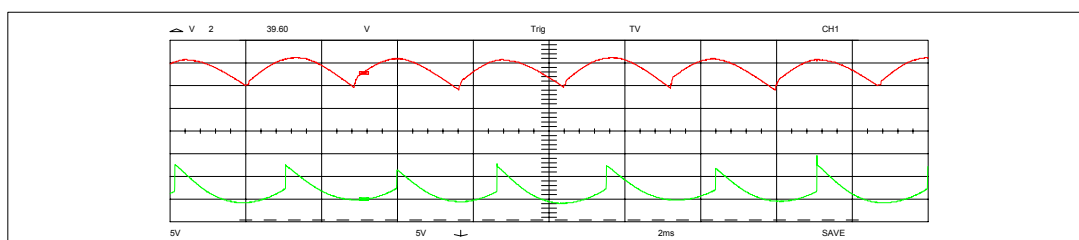


Figura 7.12: Formas de Onda de Tensão de saída do **Retificador** e do **Inversor**, sem carga – 1750 RPM – Ângulo de disparo $\alpha \sim 1^\circ$

$I_M = 5,8[A]$ – $V_M = 240[V]$ – $I_{DC} = 1,65[A]$ – 4 Capacitores ($40[\mu F]$)

Tensão do Retificador - Curva Superior

Tensão do Inversor – Curva Inferior

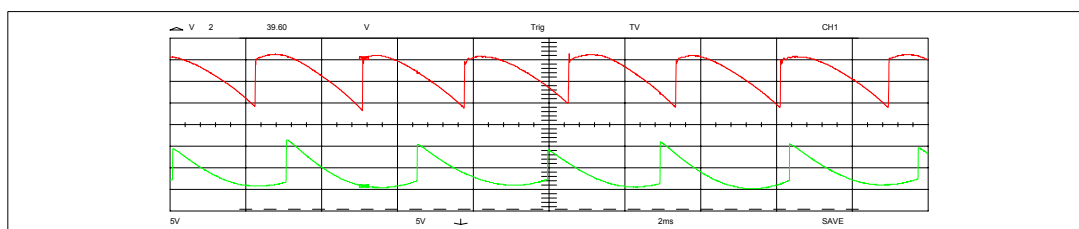


Figura 7.13: Formas de Onda de Tensão de saída do **Retificador** e do **Inversor**, sem carga– 1513 RPM – Ângulo de disparo $\alpha \sim 17^\circ$
 $I_M = 8,0[A]$ – $V_M = 230[V]$ – $I_{DC} = 1,8[A]$ - 7 Capacitores ($70[\mu F]$)

Tensão do Retificador - Curva Superior

Tensão do Inversor – Curva Inferior

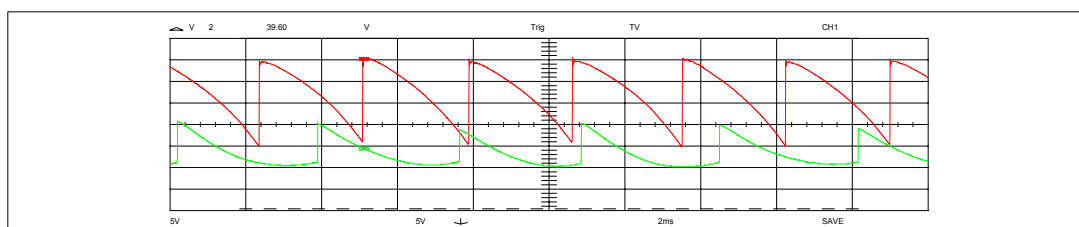


Figura 7.14: Formas de Onda de Tensão de saída do **Retificador** e do **Inversor** – 1400 RPM – Ângulo de disparo $\alpha \sim 33^\circ$

$I_M = 6,8[A]$ – $V_M = 200[V]$ – $I_{DC} = 1,75[A]$ - 7 Capacitores ($70[\mu F]$)

Tensão do Retificador - Curva Superior

Tensão do Inversor – Curva Inferior

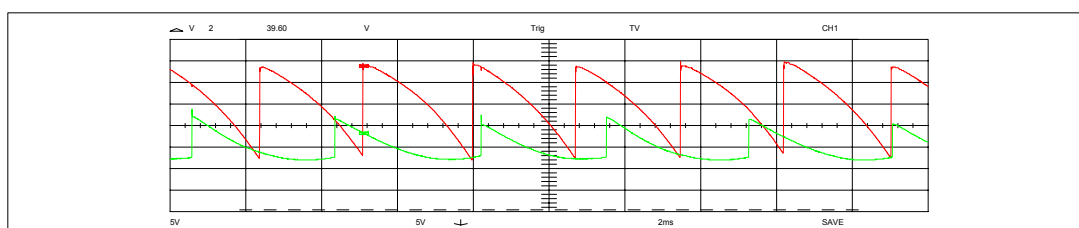


Figura 7.15: Formas de Onda de Tensão de saída do **Retificador** e do **Inversor** – 1360 RPM – Ângulo de disparo $\alpha \sim 40^\circ$

$I_M = 5,9[A]$ – $V_M = 188[V]$ – $I_{DC} = 1,7[A]$

Tensão do Retificador - Curva Superior

Tensão do Inversor – Curva Inferior

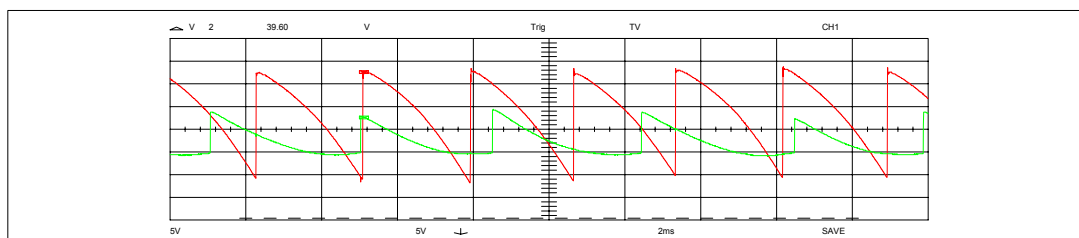


Figura 7.16: Formas de Onda de Tensão de saída do **Retificador** e do **Inversor** – 1320 RPM – Ângulo de disparo $\alpha \sim 45^\circ$

$$I_M = 5,4[\text{A}] - V_M = 176[\text{V}] - I_{DC} = 1,68[\text{A}]$$

Tensão do Retificador - Curva Superior

Tensão do Inversor – Curva Inferior

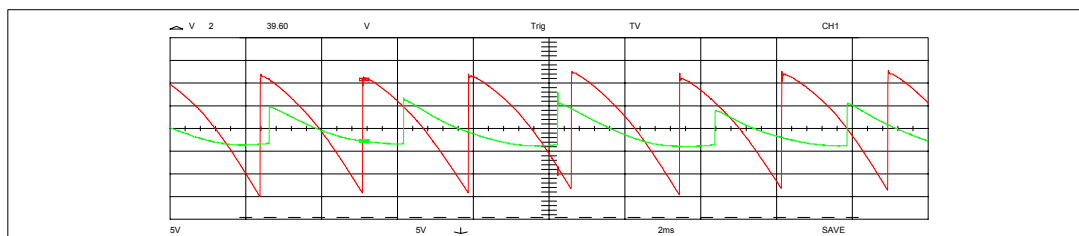


Figura 7.17: Formas de Onda de Tensão de saída do **Retificador** e do **Inversor** – 1275 RPM – Ângulo de disparo $\alpha \sim 50^\circ$

$$I_M = 4,9[\text{A}] - V_M = 162[\text{V}] - I_{DC} = 1,65[\text{A}]$$

Tensão do Retificador - Curva Superior

Tensão do Inversor – Curva Inferior

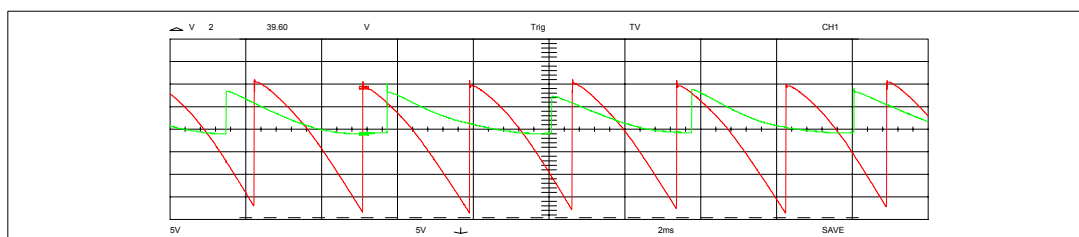


Figura 7.18: Formas de Onda de Tensão de saída do **Retificador** e do **Inversor** - 1215 RPM

$$I_M = 4,0[\text{A}] - V_M = 140[\text{V}] - I_{DC} = 1,68[\text{A}]$$

Tensão do Retificador - Curva Superior

Tensão do Inversor – Curva Inferior

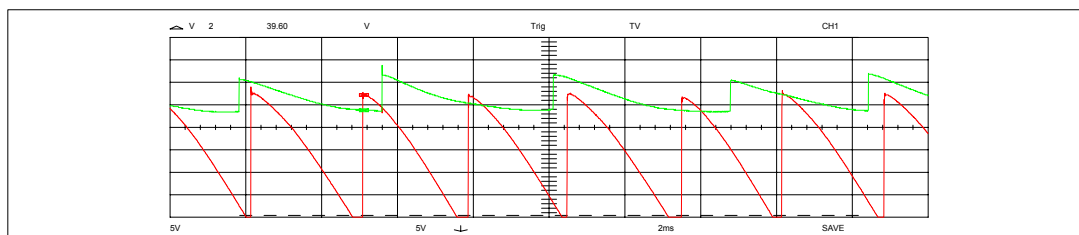


Figura 7.19: Formas de Onda de Tensão de saída do **Retificador** e do

Inversor – 1140 RPM – Ângulo de disparo $\alpha \sim 64^\circ$

$$I_M = 2,9[A] - V_M = 110[V] - I_{DC} = 1,8[A]$$

Tensão do Retificador - Curva Superior

Tensão do Inversor – Curva Inferior

Capítulo 8

Conclusões

8.1 - Considerações Iniciais

O principal objetivo desta dissertação constituiu-se na obtenção de resultados que comprovassem uma operação satisfatória do acionamento controlado para motor de indução alimentado por inversor de corrente tiristorizado, com comutação natural, sendo os reguladores de corrente e velocidade do sistema ajustados de acordo com o critério da otimização simétrica.

Os resultados foram previstos através de estudos teóricos e verificados em simulações e ensaios em laboratório.

A sistemática apresentada foi elaborada de modo a buscar alternativas simples, porém eficientes, que procurassem facilitar cálculos e simplificar o uso de equações eletromecânicas envolvidas.

Para o estudo e implementação do sistema, inicialmente foi cogitado o emprego de máquinas síncronas sobre-excitadas, trabalhando como carga com características capacitivas para que houvesse comutação natural dos tiristores do inversor CC-CA.

No sistema em estudo foi utilizado um motor de indução trifásico auto-excitado por capacitores, alimentado por um grupo retificador/inversor - conversor tiristorizado, de seis pulsos, configurado como fonte de corrente.

8.2 - Resultados Obtidos

a) Os valores de tensão e corrente contínua do circuito intermediário (link DC), foram obtidos em função da variação do ângulo de disparo da ponte retificadora CA-CC, ao passo que, na ponte inversora CC-CA, o ângulo de disparo foi mantido fixo.

b) Na configuração utilizada, tendo a ponte inversora um ângulo de disparo fixo, os valores de corrente e tensão nos terminais do motor puderam ser referenciados ao link DC, como uma carga resistiva/indutiva.

c) Na saída da ponte inversora e conectados em paralelo com o motor, foram inseridos bancos de capacitores. Os bancos foram calculados e inseridos com a função principal de fornecer potência reativa necessária à comutação dos tiristores da ponte inversora e garantir os níveis e as formas de onda compatíveis ao funcionamento e acionamento do motor.

d) Para o controle do motor foi utilizado um sistema analógico de regulação de velocidade e de corrente em malha fechada. O controle e regulação foram modelados pelo emprego do método de otimização simétrica, sendo os reguladores dimensionados e empregados conforme esse método.

e) Para verificação do funcionamento do sistema, foram promovidos distúrbios de carga no motor, registrando-se a velocidade e as formas de onda de corrente através de um osciloscópio de memória o que permitiu avaliar e comprovar toda a dinâmica de regulação.

8.3 - Conclusões

As principais conclusões obtidas neste trabalho, a partir dos resultados acima citados, podem ser resumidas em:

a) O fato de, na configuração utilizada, a ponte inversora ter um ângulo de disparo fixo, possibilitando que valores de corrente e tensão nos terminais do motor pudessem ser referenciados ao link DC como uma carga resistiva/indutiva e, também, o fato de os valores de tensão e corrente contínua do circuito intermediário (link DC) serem obtidos em função da variação do ângulo de disparo da ponte retificadora CA-CC, simplificaram o equacionamento elétrico e mecânico e permitiram, de maneira simples e eficiente, a modelagem e implementação de malhas e circuitos de regulação de corrente e de velocidade.

b) O emprego da configuração proposta simplificou o projeto e ajustes dos reguladores, determinados pelo critério da otimização simétrica.

Os parâmetros dos reguladores, encontrados mediante verificação experimental, têm valores bem próximos dos calculados, o que corrobora para comprovar a validade da modelagem.

c) Os reguladores de corrente e velocidade implementados para alteração e controle da tensão e corrente do retificador, possibilitaram a regulação da velocidade em presença de distúrbios no conjugado da carga: a regulação da velocidade foi realizada de maneira a apresentar uma resposta dinâmica satisfatória.

d) Conforme previsto, a variação da velocidade do motor de indução pôde ser feita de maneira também satisfatória, por intermédio de uma referência externa de velocidade.

8.4 - Sugestões para Novos Trabalhos

Para continuidade e aperfeiçoamento deste trabalho, propõe-se:

a) No sistema apresentado neste trabalho, notou-se ser necessário um circuito auxiliar de comutação forçada, utilizado em situações de baixa rotação e/ou na partida do motor de indução. Em baixas rotações, o efeito capacitivo da carga representada pelo motor/banco de capacitores não é suficiente para permitir a comutação natural dos tiristores da ponte inversora; neste caso, os tiristores não fazem o chaveamento (não comutam) na sequência, na ordem, na fase ou no tempo devido; assim, a corrente não flui do inversor para os terminais do motor de forma correta.

Seria de grande interesse o estudo, o desenvolvimento e a implementação de um circuito auxiliar de comutação forçada, ficando essa proposta como sugestão para novos trabalhos.

b) Operação do sistema apresentado nesta dissertação, em vários quadrantes.

c) Implementação do acionamento utilizando controle digital.

d) Implementação do acionamento utilizando controle fuzzy.

A presente dissertação produziu, até o momento, o artigo **A Simple Regulators Optimization Method for a Thyristorized Controlled Induction Motor Drive System**, (Ref. [7] e [8]), publicado e apresentado na “2002 WSEAS International Conference on Systems Science, Applied Mathematics & Computer Science and Engineering Systems” - Rio de Janeiro, Outubro de 2002 - e que pode servir como possível referência para quem desejar dar continuidade ao trabalho.

Referências Bibliográficas

- [1] PALMA, J. C. P. **Accionamentos Electromecânicos de Velocidade Variável**. Lisboa: Fundação Calouste Gulbenkian, 1999. ISBN : 972-31-0839-9.
- [2] FRÖHR, F. & ORTTENBURGER, F. **Introduccion al Control Electronico**. Barcelona: Marcombo S/A, Siemens Aktiengesellschaft, 1986.
- [3] FINNEY, D. **Variable Frequency AC Motor Drive Systems**. London: Peter Peregrinus on behalf of the Institution of Electrical Engineers, 1988.
- [4] ABREU, J.P.G.; REZEK, A.J.J.; COAN, R.J.P. Phase Shift Transformer $0 \rightarrow 360^\circ$ by Using Tap's with Constant Voltage (in Portuguese), In: VI CBA, 1986, Belo Horizonte. **Proceedings**. Belo Horizonte: CBA, 1986 Vol.II, p. 670-674.
- [5] REZEK, A. J. J.; RODRIGUES, M. S.; MIRANDA, V. A. M.; OLIVEIRA, V. A.; CASSULA, A. M.; COSTA JR., R. A.; TORRES, A. Z. Design and Simulation of a Controlled DC Drive (in portuguese), In: II SIMEAR, ABINNE TEC 91, 1991, EPUSP São Paulo. **Proceedings of 2nd International Seminar on Electrical Machines and Controlled Drives**. São Paulo: USP, 1991, vol. 3, p. 141-160.

- [6] QUINDERÉ, K.E.B. Implementação de um Sistema Controlado para a Máquina Síncrona Utilizando Reguladores Analógicos e Digitais. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) Escola Federal de Engenharia de Itajubá atual UNIFEI, Itajubá. 1999.
- [7] REZEK, A. J. J.; PEREIRA, C. A. G.; SILVA, V. F.; CORTEZ, J. A.; VICENTE, J. M. E. A Simple Regulators Optimization for a Thyristorized Contolled Induction Motor Drive System. In: WSEAS INTERNATIONAL CONFERENCE ON SYSTEM SCIENCE, APPLIED MATHEMATICS & COMPUTER SCIENCE AND POWER ENGINEERING SYSTEMS, 2002, Rio de Janeiro. **Proceedings of WSEAS International Conferences**. Rio de Janeiro, 2002. Disponível no site <http://www.wseas.org> e em formato CD-ROM ISBN :960-8052-74-9
- [8] REZEK, A. J. J.; PEREIRA, C. A. G.; SILVA, V. F.; CORTEZ, J. A.; VICENTE, J. M. E. A Simple Regulators Optimization for a Thyristorized Contolled Induction Motor Drive System. In: WSEAS INTERNATIONAL CONFERENCE ON SYSTEM SCIENCE, APPLIED MATHEMATICS & COMPUTER SCIENCE AND POWER ENGINEERING SYSTEMS, 2002, Rio de Janeiro. **WSEAS Transactions on Systems: Issue 1, Volume 2, January 2003** ISSN : 1109-2777
- [9] REZEK, A. J. J.; ABREU, J.P.G.; SILVA, V. F.; CORTEZ, A. J.; VICENTE, J. M. E.; ALMEIDA, A. T. L.; SILVA, L. E. B.; NAKASHIMA, K.; PEREIRA, C. A. G.; RODRIGUES, N.A.; JIRCHIK, O.; OLIVEIRA, N. JR. **Um Sistema de Controle de Velocidade em Malha Fechada para o Acionamento do Motor Síncrono Utilizando um Transformador Especial**. Escola Federal de Engenharia de Itajubá, Itajubá/MG, Brasil.

- [10] REZEK, A. J. J. **Análise em Regime Permanente e Transitório de um Sistema de Conversão de Energia Elétrica AC/DC**. Dissertação de mestrado em Engenharia Elétrica, EFEI, Itajubá, 1986.
- [11] ASSIS, W. O. **Projeto e Implementação do Acionamento Controlado para Máquina de Corrente Contínua Através de Chopper**. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica. EFEI, Itajubá. 1997.
- [12] QUINDERÉ, K. E. B.; REZEK, A. J. J.; ABREU, J.P.G.; SILVA, V. F.; CORTEZ, A. J.; VICENTE, J. M. E.; ALMEIDA, A. T. L. A Simple Regulators Optimization Method for a Thyristorized Controlled Synchronous Motor Drive System. In: 3RD INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ADVANCED ELETROMECHANICAL MOTION SYSTEMS. **Anais**. Patras: University of Patras, Greece, 1999.
- [13] QUINDERÉ, K. E. B.; REZEK, A. J. J.; ABREU, J.P.G.; SILVA, V. F.; CORTEZ, A. J.; VICENTE, J. M. E.; ALMEIDA, A. T. L. A Simple Regulators Optimization Method for a Thyristorized Controlled Synchronous Motor Drive System. In: THE 5TH BRAZILIAN POWER ELETRONICS CONFERENCE. **Anais**. Foz do Iguaçu, 1999.
- [14] LANDER, C. W. **Eletrônica Industrial, Teoria e Aplicações**. São Paulo: Editora McGraw-Hill Ltda, 1988.
- [15] ALMEIDA, J. L. A. **Eletrônica de Potência**. São Paulo: Ed. Érica, 1986.
- [16] OGATA, K. **Engenharia de Controle Moderno**. Rio de Janeiro: Editora Prentice/Hall do Brasil Ltda., 1982.

Anexo A

Circuito de Disparo do Retificador Trifásico Controlado

Conforme visto no Capítulo 4 – Acionamento Controlado: Sistema de Disparo do Retificador e do Inversor - o sistema de disparo utilizado é do tipo rampa, implementado com o circuito integrado TCA-780 da SIEMENS.

A Figura A1, abaixo, ilustra o sistema de disparo:

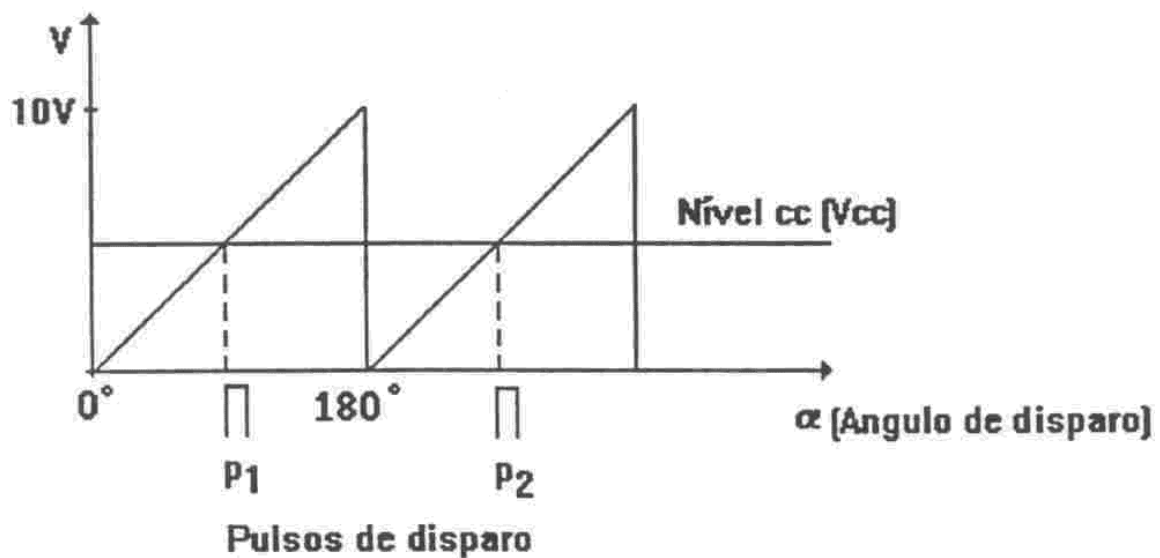


Figura A.1: Sistema de disparo tipo Rampa

A interseção do nível CC com a rampa, que é gerada internamente no TCA-780, faz com que sejam produzidos os pulsos de disparo.

A tensão V_{cc} (nível CC) vem da saída do Regulador de Corrente, conforme indicado na Figura A.2 (ilustrada no Capítulo 1 como Figura 1.1), abaixo:

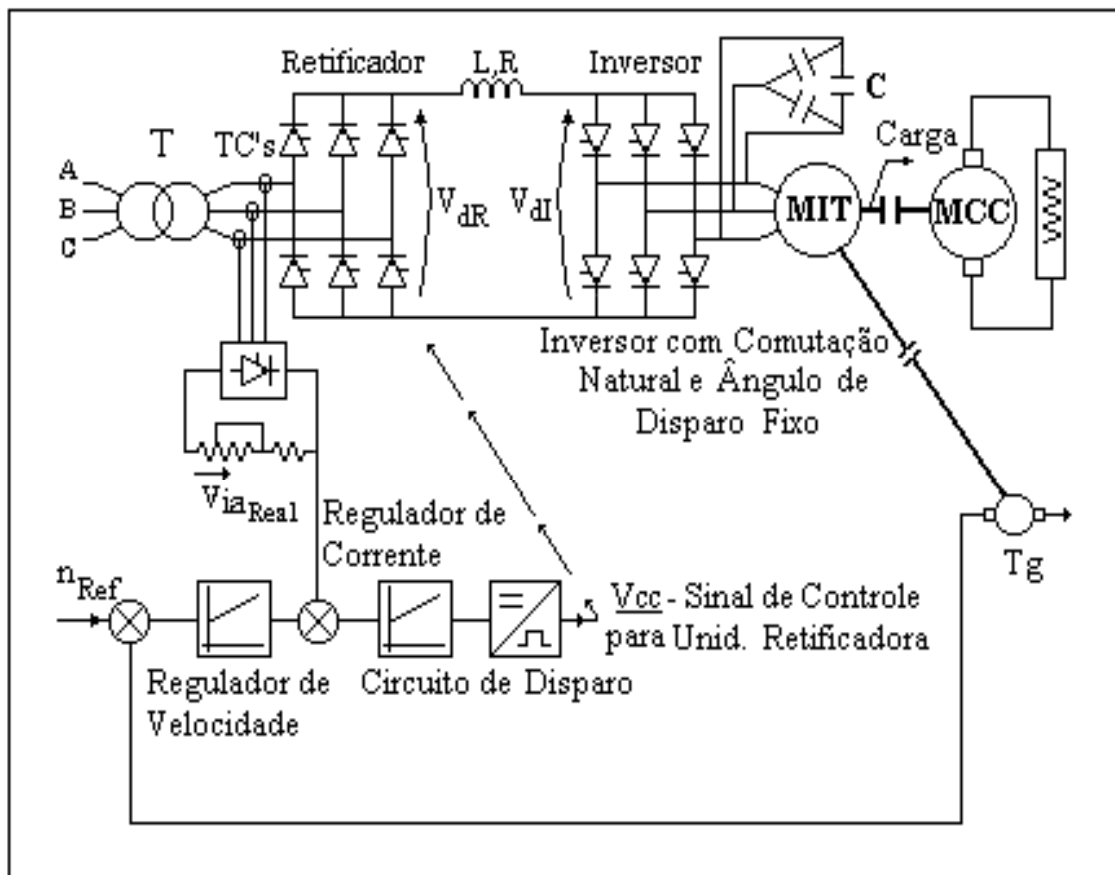


Figura A.2: Sistema de Acionamento e Controle

Para a ponte Retificadora de Seis Pulsos devem ser utilizados três circuitos integrados TCA-780 (um para cada fase).

Os pulsos P1 e P2, são utilizados para o disparo dos tiristores 1 e 4. Para o disparo dos tiristores 3 e 6; 5 e 2, são utilizados mais dois circuitos integrados TCA-780

A Figura A 3, a seguir, ilustra o circuito de disparo do sistema Retificador e Inversor do acionamento controlado, para cada ponte trifásica.

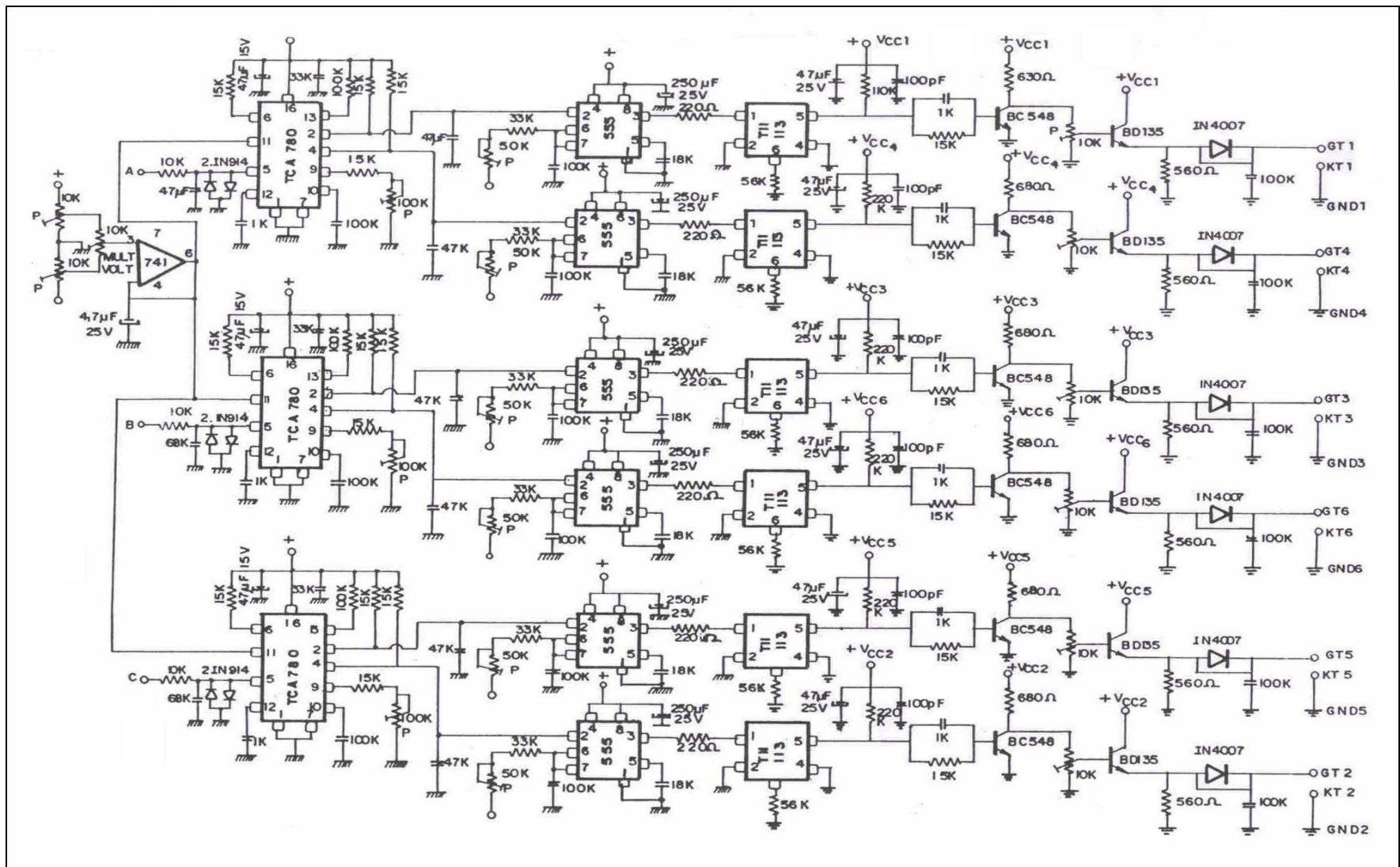


Figura A 3: Circuito de disparo para uma ponte trifásica

Anexo B

Montagem Prática em Laboratório

Neste anexo, serão mostradas fotografias para visualização do sistema implementado em laboratório.

Será mostrada a bancada de trabalho, o painel com os reguladores, o sistema motor de indução/máquina de corrente contínua/banco de resistores, os bancos de capacitores utilizados e demais componentes do sistema.

Poderão ser visualizadas as ligações e interconexões do sistema.

Também, serão mostrados os equipamentos de medição e coleta de dados.

Neste anexo, procurou-se mostrar, em fotografias, a montagem prática do sistema, os detalhes dos instrumentos de coleta de dados e medidas, além de uma visão geral do sistema implementado em laboratório.

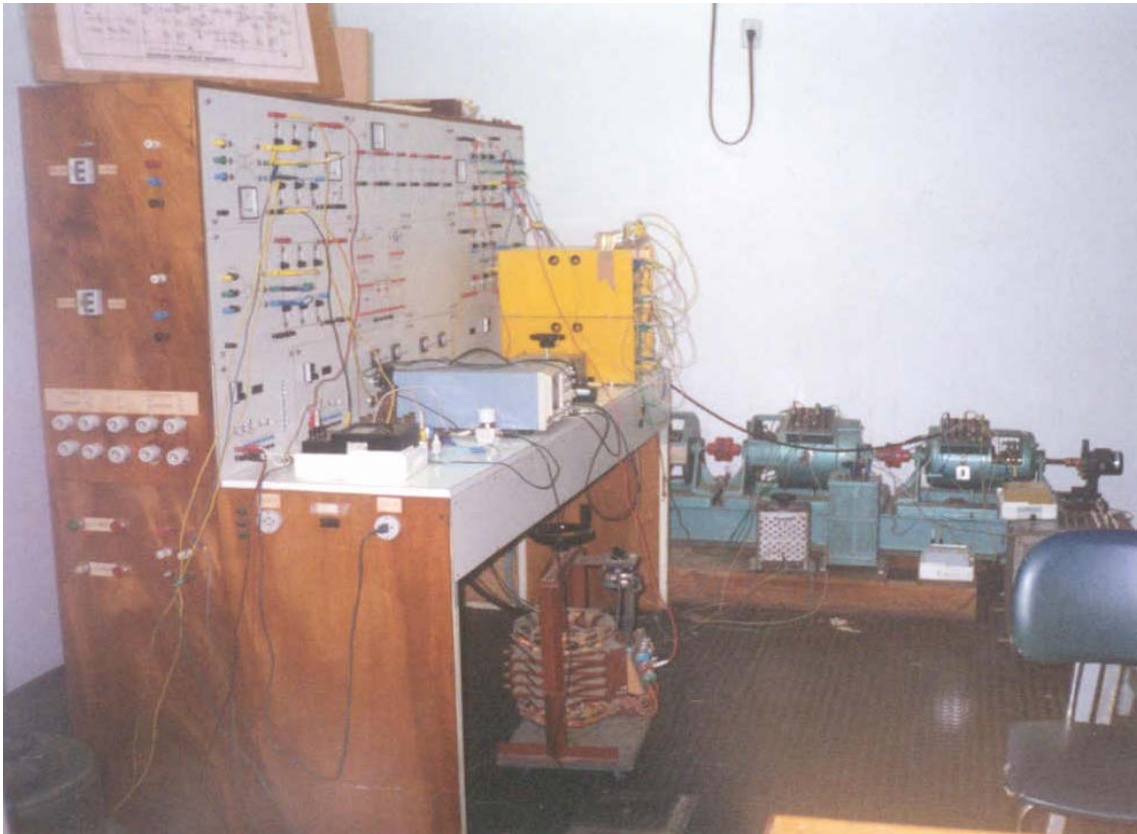


Figura B.1: Vista Geral do Sistema de Acionamento

Identificação das partes constituintes:

- Vista lateral da bancada de acionamento;
- Vista do motor de indução, máquina de corrente contínua e carga do sistema, ao fundo;
- Bobina (indutor) de alisamento, sob a bancada;
- Instrumentos de medição (amperímetro e voltímetro) e equipamento de coleta de dados (osciloscópio digital), sobre a bancada;
- Bancos de capacitores, sobre a bancada.

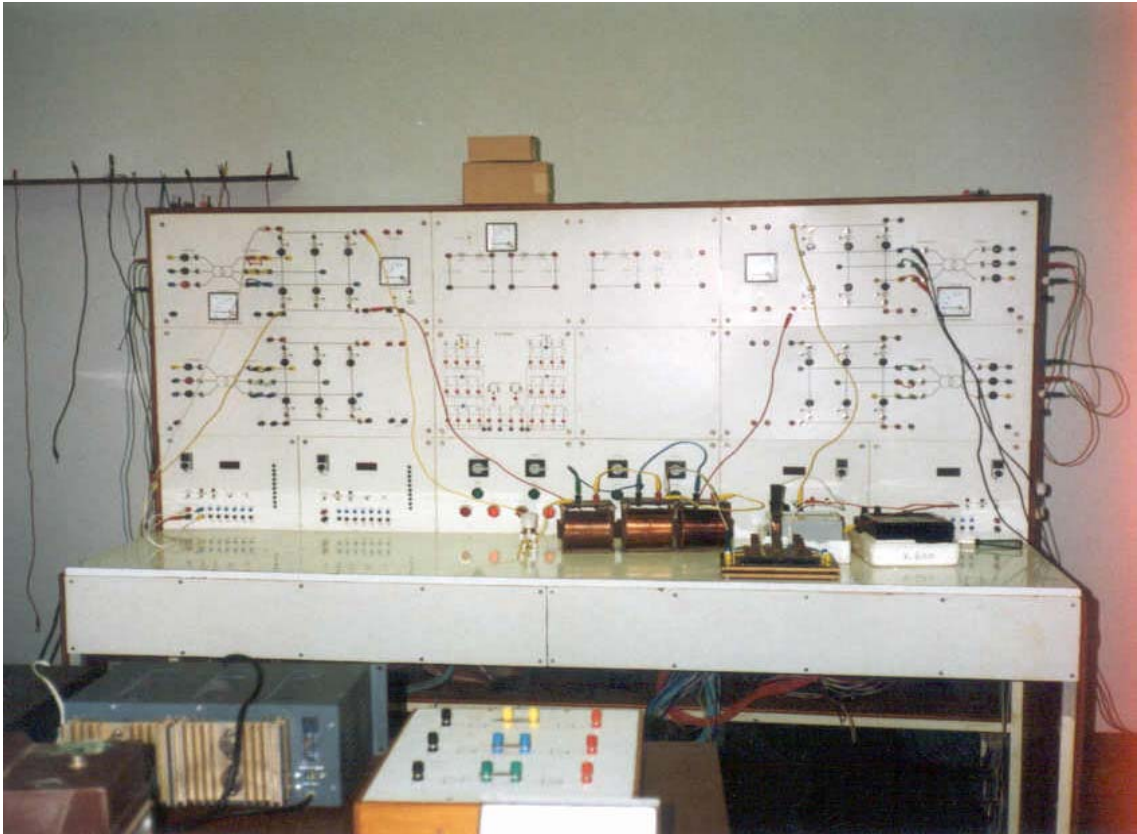


Figura B.2: Vista Frontal da Bancada de Acionamento

Identificação das partes constituintes:

- Vista frontal da bancada de acionamento;
- Vista das pontes retificadora e inversora, no painel frontal da bancada;
- Sobre a bancada: bobinas (indutores) de alisamento inicialmente utilizados. Também, instrumentos de medição (amperímetro e voltímetro) e chave de fechamento do link DC.

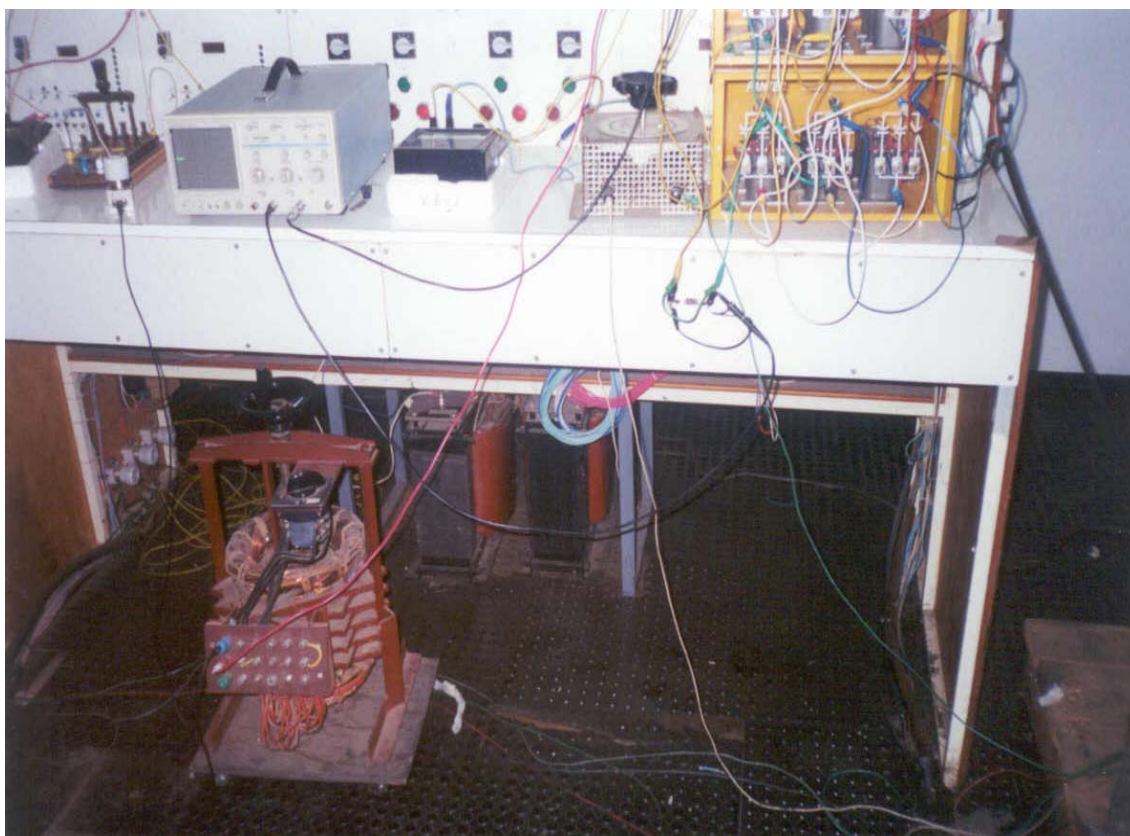


Figura B.3: Componentes do Sistema

Identificação das partes constituintes:

- Vista frontal da bancada de acionamento;
- Bobina (indutor) de alisamento, sob a bancada;
- Instrumentos de medição (amperímetro e voltímetro);
- Osciloscópio digital, com memória, para coleta de dados e registro de formas de ondas;
- Reostato de campo e chave de fechamento do link DC;
- Bancos de capacitores.

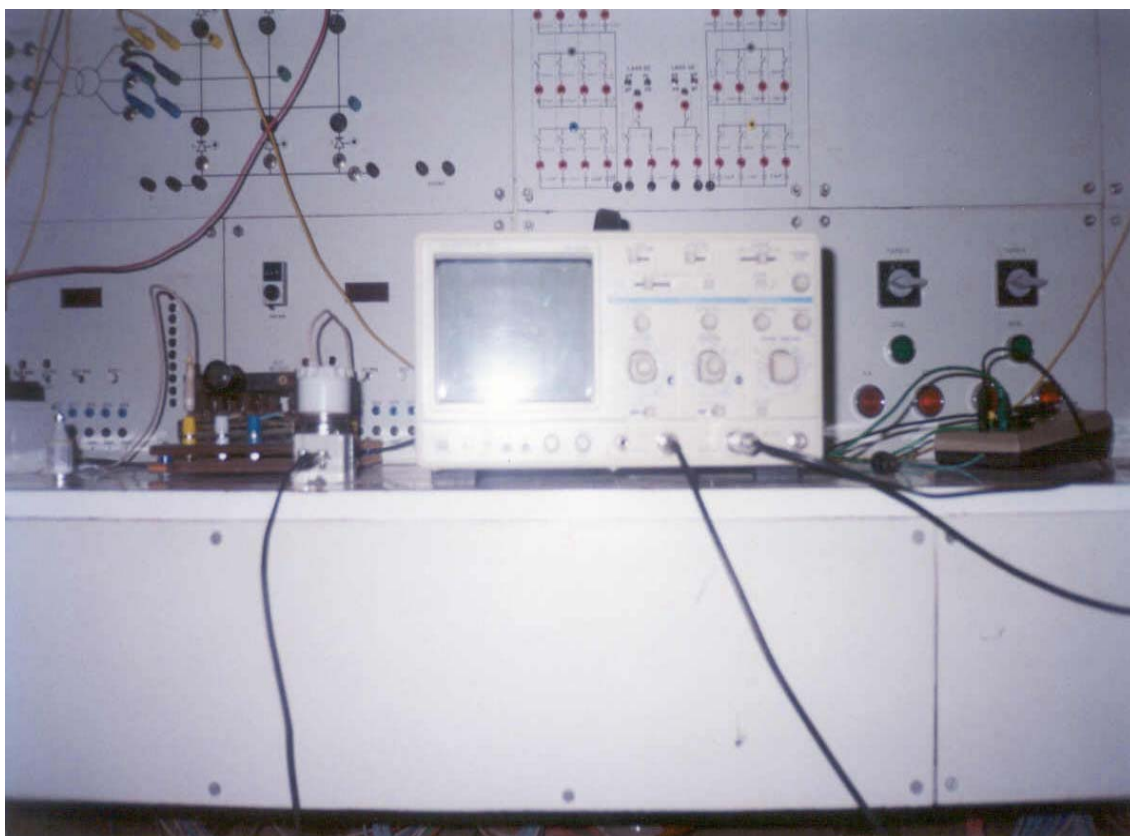


Figura B.4: Detalhe dos Equipamentos de Coleta de dados

Identificação das partes constituintes:

- Vista parcial da bancada de acionamento;
- Osciloscópio digital, com memória, para coleta de dados e registro de formas de ondas;
- Multímetro digital;
- Chave de fechamento do link DC;
- Fusíveis.

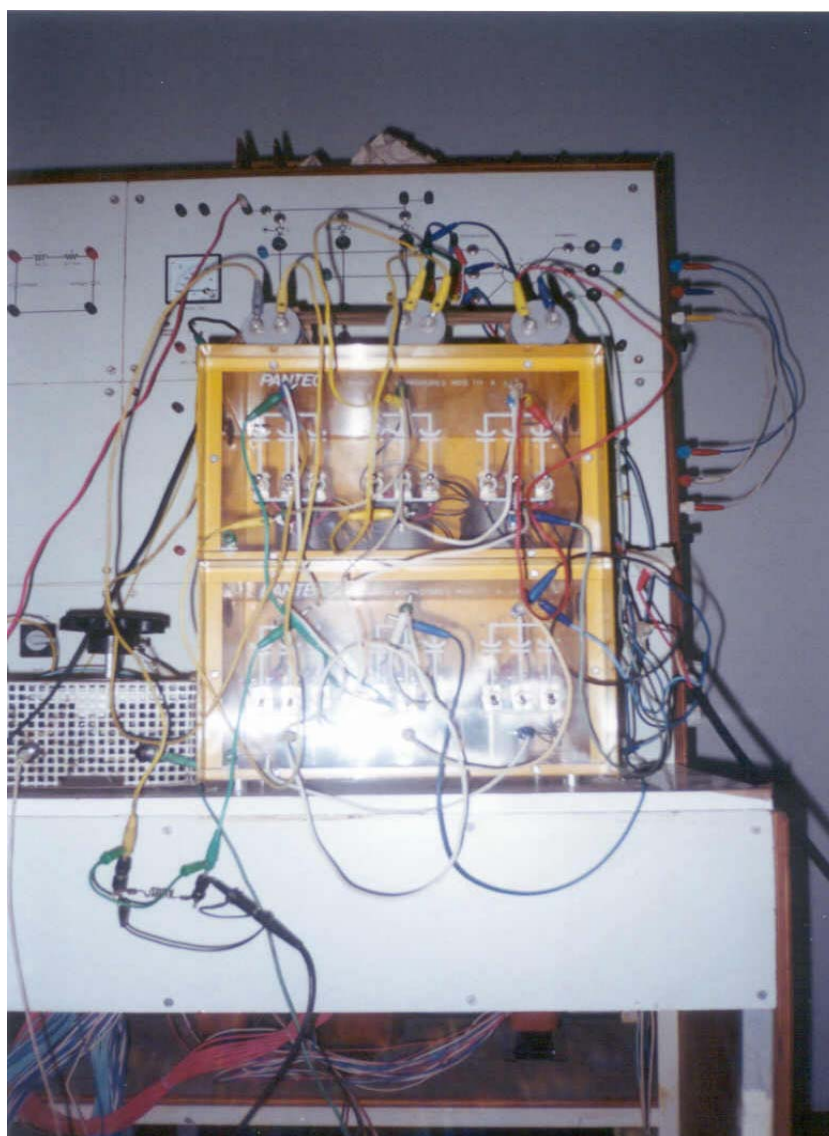


Figura B.5: Detalhe dos Bancos de Capacitores

Identificação das partes constituintes:

- Vista frontal dos bancos de capacitores;
- Reostato de campo;
- Ao fundo, no painel da bancada, saída (AC) do inversor e fiação de interconexão do motor e bancos de capacitores.



Figura B.6: Motor de Indução e Carga

Identificação das partes constituintes:

- Motor de Indução Trifásico, à direita;
- Máquina de Corrente Contínua; utilizada, inicialmente, como máquina auxiliar para a partida do motor de indução e, em seguida, como gerador CC, atuando como carga (alimentando um banco de resistores);
- Tacogerador, acoplado no mesmo eixo do motor, à sua direita;
- Instrumentos de medição (amperímetro e voltímetro);
- Carga resistiva;
- Reostato de campo e chave de fechamento das bobinas do rotor.

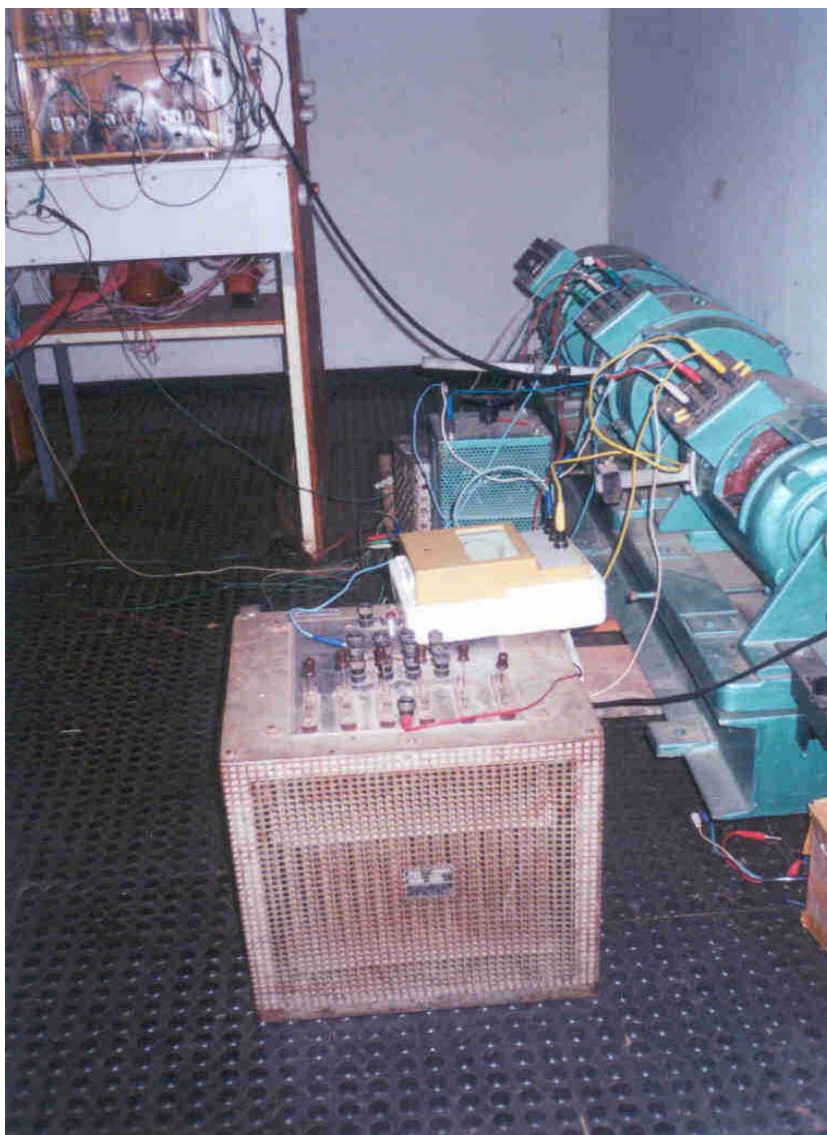


Figura B.7: Motor de Indução e Carga

Identificação das partes constituintes:

- Motor de Indução e Carga, mostrados na Figura B.6;
- Bancos de Capacitores, mostrados na figura B.5;
- Carga resistiva, em primeiro plano;
- Ao fundo, no painel da bancada, saída (AC) do inversor e fiação de interconexão do motor e bancos de capacitores.

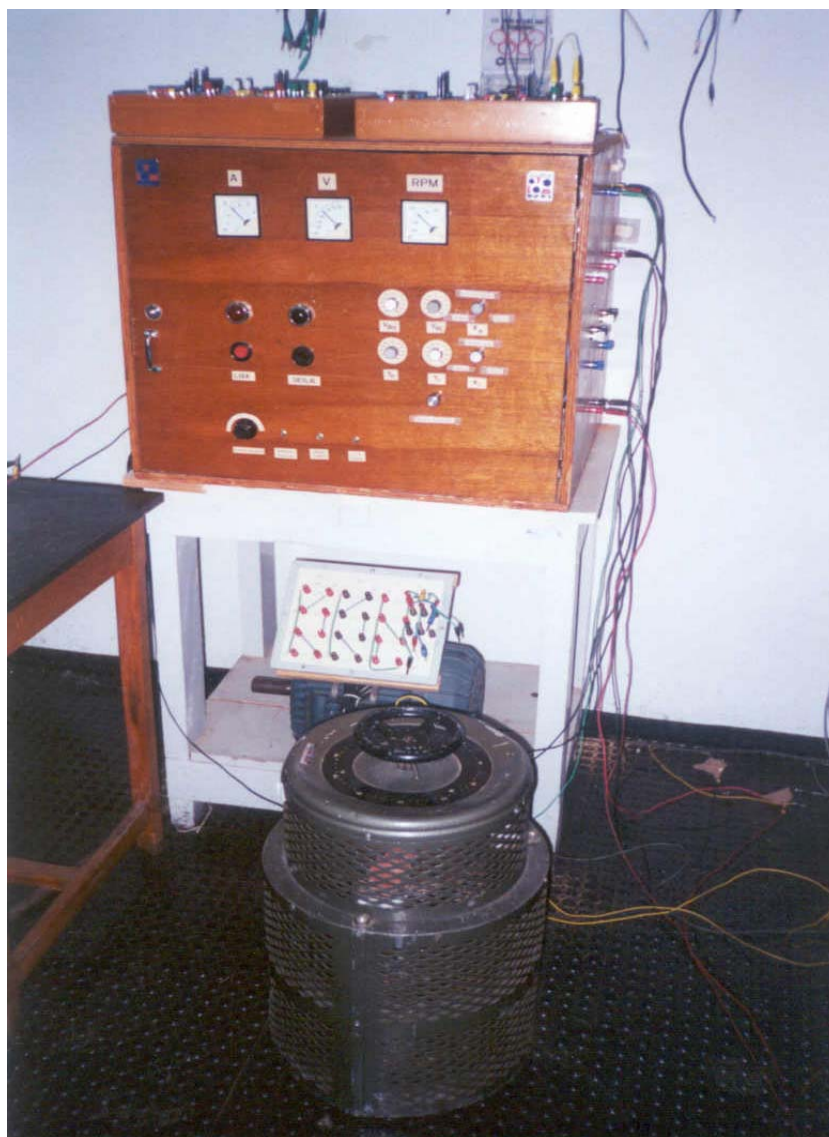


Figura B.8: Reguladores Analógicos e Varivolt

Identificação das partes constituintes:

- Vista frontal do painel dos Reguladores Analógicos: Regulador de Corrente e Regulador de Velocidade, para controle do sistema;
- Regulador da tensão de alimentação, na entrada de energia do sistema de acionamento: Varivolt (em primeiro plano).

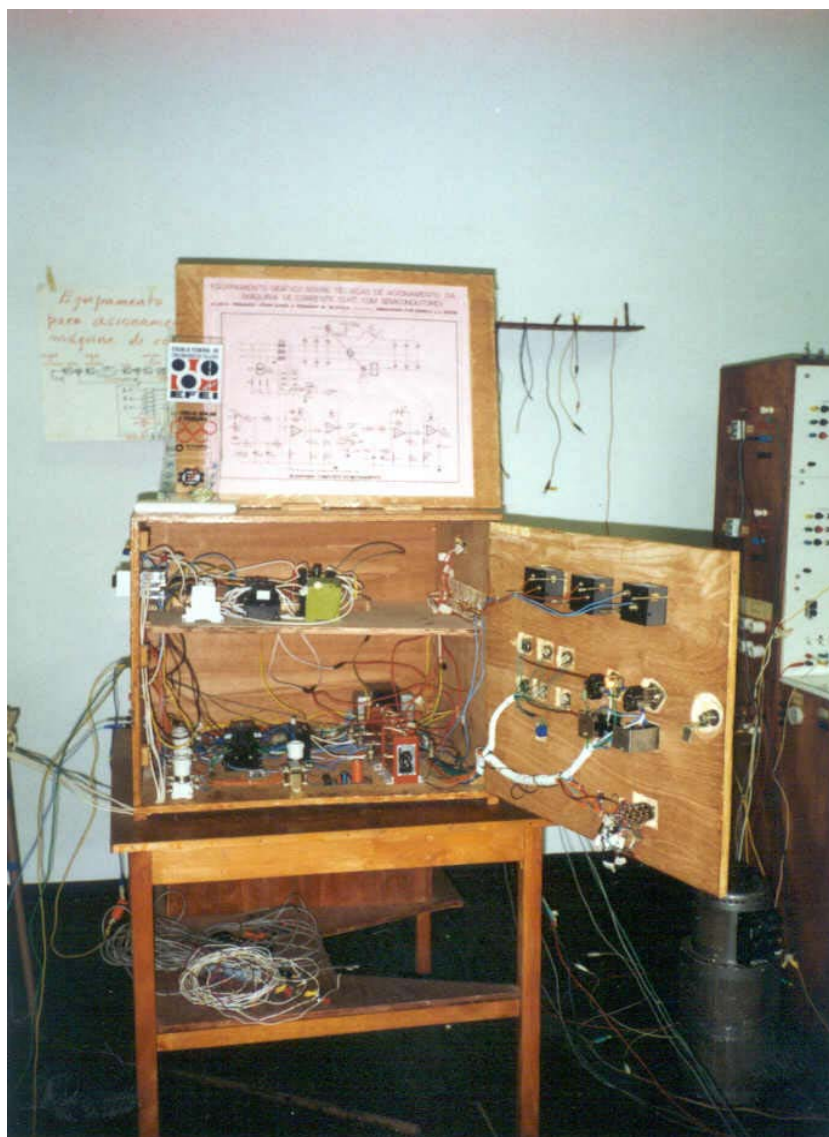


Figura B.9: Reguladores Analógicos

Identificação das partes constituintes:

- Vista interna do painel dos Reguladores Analógicos, com detalhes da montagem do Regulador de Corrente e Regulador de Velocidade;
- No lado direito, bancada de acionamento e Varivolt;
- Fiação de interconexão do painel dos reguladores e interconexão de alimentação do sistema/entrada de energia.



Figura B.10: Equipamento para Coleta de Dados e Registro de Formas de Ondas

Identificação das partes constituintes:

- PC (*Personal Computer*) com placa de aquisição de dados, incluindo programa para gerar figuras e gráficos: *PLOT(GRABBER)*, da Tektronix;
- Osciloscópio digital, com memória, para coleta de dados e registro de formas de ondas.

Anexo C

A Influência do Fenômeno da Comutação

Conforme visto nos Capítulos 3 e 5, a impedância da fonte CA (geralmente representada por um transformador), que corresponde à associação em série de um indutor e um resistor, impõe que a passagem da corrente de um tiristor para outro seja feita durante um certo intervalo de tempo, definido como tempo de comutação [14].

Esse tempo equivale ao tempo que a corrente demora para sair do valor zero até atingir a corrente de regime no tiristor que vai entrar em condução, ou o tempo que a corrente demora para ir do valor de regime até chegar a zero no tiristor a ser bloqueado.

O elemento predominante na fonte CA é o indutor, sendo a parte resistiva, geralmente, de valor desprezível. Dessa forma, na comutação dos tiristores, a troca de corrente sofrerá um atraso devido à presença dessa indutância que, na prática, recebe o nome de *reatância de comutação*. Devido à indutância na fonte CA, na prática nunca existirá uma comutação instantânea de corrente entre dois SCR's. A Figura C.1 ilustra a comutação entre os SCR's 1 e 3.

No intervalo $t_0 t_1$, estão em condução os SCR's 1 e 2. Logo as tensões existentes na ponte serão:

$$V_{Pn} = e_{2a}$$

$$V_{d\alpha} = e_{2a} - e_{2c} = e_{2ac}$$

$$V_{Nn} = e_{2c}$$

As tensões acima estão plotadas na Figura C.1c e C.1d, abaixo:

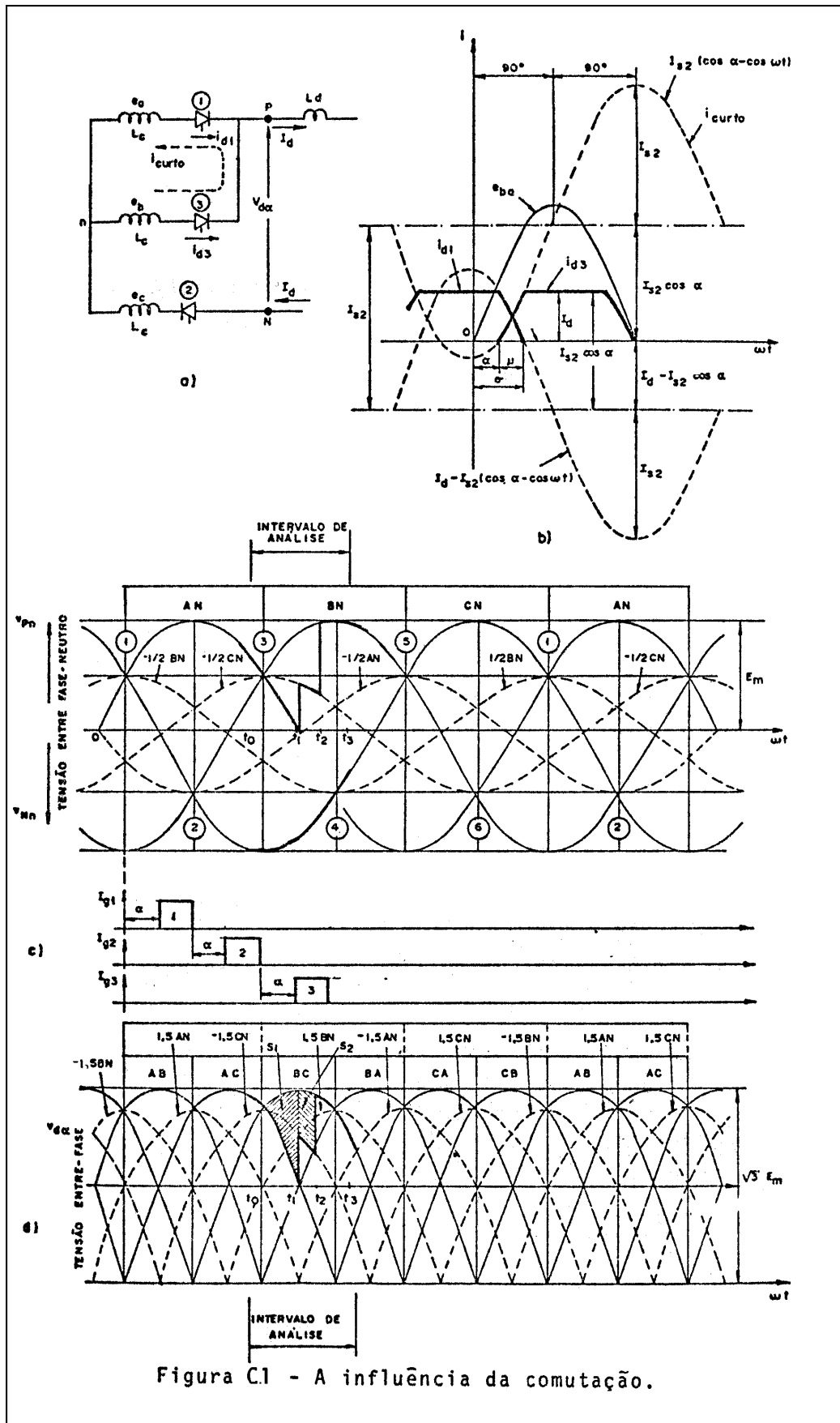


Figura C.1 - A influência da comutação.

No intervalo $t_1 t_2$, disparo do SCR 3, mais precisamente em t_1 , e o circuito equivalente passa a ser o mostrado na Figura C.1a. Como a indutância L_c da fonte AC impede uma transferência de corrente instantânea do SCR 1 para o SCR 3, durante um ângulo μ , denominado de ângulo de comutação, os SCR's 1 e 3 estarão conduzindo simultaneamente.

Como existe um indutor de alisamento L_d no circuito de retificação (link DC), admite-se que a corrente I_d não varie. Logo,

$$i_{d1} + i_{d3} = I_d$$

cuja derivada será:

$$\frac{d(i_{d1})}{dt} + \frac{d(i_{d3})}{dt} = 0 \quad (1)$$

No ramo do SCR1, vem:

$$e_{2a} - L_c \frac{di_{d1}}{dt} = v_p - v_n \quad (2)$$

No ramo do SCR 3 vem:

$$e_{2b} - L_c \frac{di_{d3}}{dt} = v_p - v_n \quad (3)$$

Igualando a equação (2) com a equação (3), tem-se:

$$e_{2a} - L_c \frac{di_{d1}}{dt} = e_{2b} - L_c \frac{di_{d3}}{dt}$$

Substituindo a expressão $\frac{di_{d3}}{dt} = -\frac{di_{d1}}{dt}$ da equação(1), vem:

$$2L_c \frac{di_{d3}}{dt} = e_{2b} - e_{2a}$$

$$d(i_{d3}) = \frac{1}{2\omega L_c} [e_{2b} - e_{2a}] d(\omega t) \quad (4)$$

Como em ωt igual a α , i_{d3} tem valor nulo, vem que:

$$i_{d3} = i_{S2} (\cos \alpha - \cos \omega t) \quad (5)$$

onde

$$i_{S2} = \frac{\sqrt{3}\sqrt{2}E_2}{2.X_a} \quad (6)$$

A corrente i_{d3} é, portanto, a própria corrente de curto circuito do tipo bifásico que "existiria", caso os SCR's 1 e 3 ficassem continuamente em condução.

Como na prática, assim que a corrente resultante no SCR 1, que é dada por

$$i_{d1} = Id - i_{d3}$$

passa por zero, este SCR bloqueia, e a comutação deixa de existir.

A Figura C.1b, ilustra estes casos: as curvas de corrente tracejadas indicam as "correntes" de curto e as curvas em negrito, indicam as correntes reais.

Para a obtenção da solução da equação (4) no intervalo de comutação, basta colocar os limites de integração de α até $\alpha + \mu$; tomando o cuidado de admitir que o fasor $e_{2b} - e_{2a}$ seja:

$$e_{2a} - e_{2c} = \sqrt{6} \cdot E_2 \cdot \text{sen}wt$$

por comodidade de dedução. Deste modo a equação (4) fica:

$$\int_0^{Id} di_{d3} = \frac{1}{2 \cdot X_a} \int_{\alpha}^{\alpha + \mu} E_2 \text{sen}(wt) \cdot dwt$$

Para $wt = \alpha$, temos $i_{d3} = 0$

e

Para $wt = \alpha + \mu$, temos $i_{d3} = Id$,

ou seja, a comutação já terminou

Logo,

$$Id = \frac{\sqrt{6}E_2}{2 \cdot X_a} [\cos\alpha - \cos(\alpha + \mu)] \quad (7)$$

Onde:

$$X_a = wL_c \Rightarrow \text{reatância equivalente da fonte CA}$$

A equação (7) é de grande importância pois relaciona a corrente de carga com os parâmetros da fonte CA (transformador) e com o ângulo de disparo (α) e o de comutação (μ).

Conclui-se também, da análise acima, que a comutação representa um "curto circuito no transformador" e, portanto, o sistema de alimentação CA "sente" que está existindo um consumo de reativo.

No link CC, a comutação age no sentido de diminuir o valor médio da tensão retificada, conforme equacionamento a seguir:

$$2(v_p - v_n) = e_{2a} + e_{2b} - L_c \frac{di_{d1}}{dt} - L_c \frac{di_{d3}}{dt} = e_{2a} + e_{2b} - L_c \left(\frac{di_{d1}}{dt} + \frac{di_{d3}}{dt} \right)$$

Da equação (1), observa-se que a soma entre parêntesis é nula.

Logo,

$$v_p - v_n = \frac{e_{2a} + e_{2b}}{2}$$

como em um sistema trifásico equilibrado : $e_{2a} + e_{2b} + e_{2c} = 0$

Tem-se na relação acima que

$$v_{Pn} = v_p - v_n = -\frac{1}{2}e_{2c}$$

Ou seja, durante a comutação do SCR 3 com o 1, o potencial do pólo positivo (P), em relação ao neutro (n), vale a relação acima.

A Figura C.1c ilustra esta variação.

A tensão no pólo negativo (N) é dada por

$$v_{Nn} = v_N - v_n = e_{2c}$$

Isto significa que a tensão V_d terá valor igual a:

$$V_d \equiv V_{d\alpha} = v_{Pn} - v_{Nn} = -\frac{1}{2}e_{2c} - e_{2c} = -1,5.e_{2c}$$

Logo, a tensão retificada no intervalo $t_1 t_2$ varia bruscamente do valor e_{2ac} para $-1,5.e_{2a}$, conforme ilustra a Figura C.1d

É importante frisar que a análise acima deve ser feita com base no circuito equivalente. Portanto, conclui-se que, além da área S1 perdida devido ao ângulo de disparo α , perde-se também a área S2 devido à redução no potencial de $V_{d\alpha}$, provocada pela comutação.

O valor médio da área S2, multiplicado por 6 (existem 6 comutações na ponte), representa a queda de tensão final, devido à comutação. Esta queda deve ser descontada na tensão retificada.

Este valor, de queda, é dado por:

$$\Delta V_d = 6 \left[\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\mu} (e_{2bc} - 1,5.e_{2c}) dt \right]$$

Cujo resultado, é igual a

$$\Delta V_d = \frac{3}{2\pi} \sqrt{6} E_2 [\cos \alpha - \cos(\alpha + \mu)] \quad (8)$$

ou

$$\Delta V_d \frac{2\pi}{3} = \sqrt{6}E_2 [\cos\alpha - \cos(\alpha + \mu)]$$

Substituída a relação acima na equação (7), vem:

$$\Delta V_d \frac{\pi}{3} = X_a \cdot I_d. \quad \Rightarrow \quad \Delta V_d = \frac{3}{\pi} \cdot X_a \cdot I_d. \quad (9)$$

Que é outra equação importante, pois relaciona a queda de tensão devido à comutação, com a reatância da fonte AC e com a corrente de carga.

Essa expressão pode ser escrita, conforme referência [14], como:

$$\Delta V_d = p \frac{1}{2\pi} \cdot X_a \cdot I_d.$$

Vinda da equação (10), abaixo:

$$V_{médio} = V_{d\alpha} = \frac{1}{2\pi / p\omega} \left[\int_{\frac{\pi}{pw} + \frac{\alpha}{w}}^{\frac{\pi}{pw} + \frac{\alpha}{w}} (E_p \cos wt) dt - L_c I_d \right] = \frac{p \cdot E_p}{\pi} \operatorname{sen} \frac{\pi}{p} \cos \alpha - \frac{p X_a}{2\pi} I_d$$

Onde:

$$X_a = w \cdot L_c = 2\pi f \cdot L_c$$

$$E_m = E_p = \sqrt{2} \cdot \sqrt{3} \cdot E_2 = \sqrt{6} \cdot E_2$$

$$E_m = E_p \Rightarrow \text{Valor de pico da tensão eficaz fase-neutro } E_2$$

$$p \Rightarrow \text{Número de pulsos do conversor (neste caso, } p=6)$$

Fazendo:

$$X_a I_d = E_p \operatorname{sen} \frac{\pi}{p} [\cos\alpha - \cos(\alpha + \mu)]$$

Substituindo em (10), temos:

$$V_{médio} = V_{d\alpha} = \frac{p E_p}{2\pi} \operatorname{sen} \frac{\pi}{p} [\cos\alpha + \cos(\alpha + \mu)] = \frac{6\sqrt{2} \cdot \sqrt{3} \cdot E_2}{2\pi} \operatorname{sen} \frac{\pi}{6} [\cos\alpha + \cos(\alpha + \mu)]$$

Dando, como resultado, a equação (11):

$$V_{médio} = V_{d\alpha} = \frac{3\sqrt{6}E_2}{2\pi} [\cos\alpha + \cos(\alpha + \mu)] \quad (11)$$

A Figura C.2 e a Figura C.3, ilustram as formas de ondas resultantes, para uma ponte trifásica tiristorizada com ângulo de disparo $\alpha = 30^\circ$ e ângulo de comutação $\mu = 30^\circ$

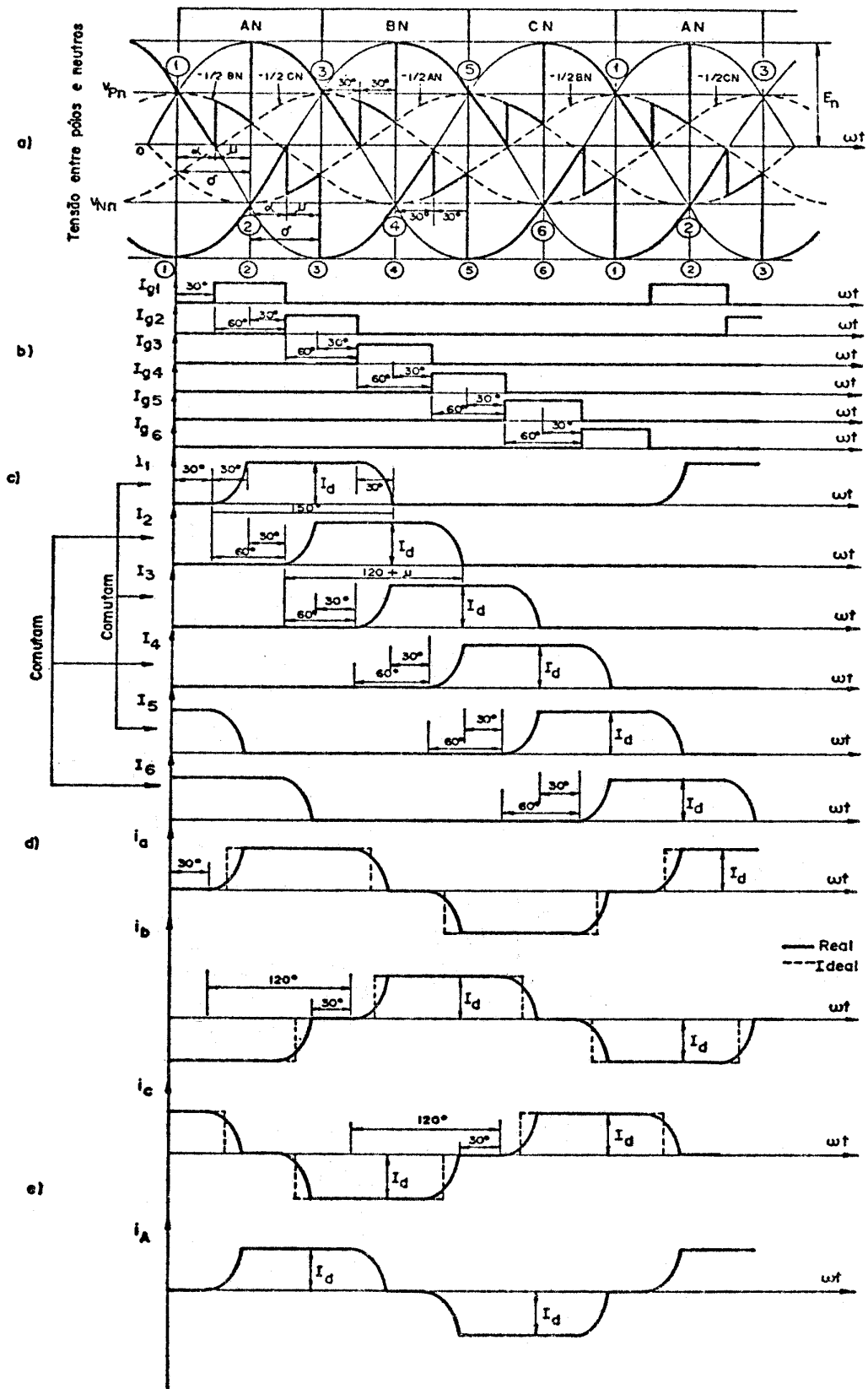


Figura C.2 : Correntes na ponte trifásica tiristorizada

$$\alpha = 30^\circ \quad e \quad \mu = 30^\circ$$

