

TESE

938

UNIVERSIDADE FEDERAL DE ENGENHARIA DE ITAJUBÁ
EFEI

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

INFLUÊNCIA DE SOFT STARTER EM POWER QUALITY

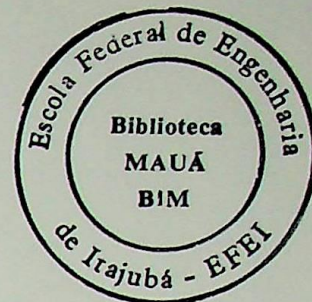
SERGIO EIJI NAGAI

ORIENTADOR: PROF. NERY DE OLIVEIRA JUNIOR, DR
CO-ORIENTADOR: PROF. JOSÉ POLICARPO G. ABREU, DR

ITAJUBÁ AGOSTO DE 1997



Ministério da educação e do Desporto
ESCOLA FEDERAL DE ENGENHARIA DE ITAJUBÁ
Reconhecida Lei 3232 - 05/01/1917



ANEXO I

PRONUNCIAMENTO DA BANCA EXAMINADORA

A Banca Examinadora, abaixo assinada, nomeada pela Portaria nº 258 de 06 de outubro de 1997, considerando o resultado do Julgamento da Prova de Defesa Pública da Dissertação de Mestrado intitulada "Influência de Solf Starter em Power Quality" apresenta pronunciamento no sentido de que o Coordenador dos Cursos de Pos-Graduação em Engenharia Elétrica da Escola Federal de Engenharia de Itajubá solicite ao DRA (Departamento de Registro Acadêmico) a expedição do título de Mestre em Ciências em Engenharia Elétrica na Área de Concentração: Sistemas Elétricos de Potência, satisfetas as demais exigências regimentais, à Sergio Eiji Nagai.

Itajubá, 06 de outubro de 1997.

Prof. Waldir Pó
1º Examinador - USP-SP

Prof. José Policarpo Gonçalves de Abreu
2º Examinador - EFEI

Prof. Jocélio Souza de Sá
3º Examinador - INATEL

Prof. Nery de Oliveira Junior
4º Examinador - EFEI (Orientador)



Ministério da educação e do Desporto
ESCOLA FEDERAL DE ENGENHARIA DE ITAJUBÁ
Reconhecida Lei 3232 - 05/01/1917

ANEXO II

FOLHA DE JULGAMENTO DA BANCA EXAMINADORA

Título da Dissertação: "Influência de Solf Starter em Power Quality"

Autor: Sérgio Eiji Nagai

JULGAMENTO

Examinadores	Conceito	Rubrica
1°	A+	
2°	A+	
3°	A+	
4°	A+	

Resultado Médio: Conceito A+, ou seja, APROVADO com

DISTINÇÃO

Observações: _____

Itajubá, 06 de outubro de 1997.

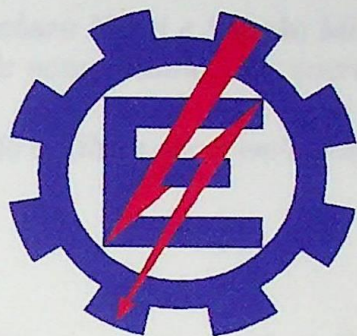
Prof. Wadir Pó
1° Examinador - USP-SP

Prof. Jocélio Souza de Sá
3° Examinador - INATEL-MG

Prof. José Policarpo Gonçalves de Abreu
2° Examinador - EFEI

Prof. Nery de Oliveira Junior
4° Examinador - EFEI (Orientador)

ESCOLA FEDERAL DE ENGENHARIA DE ITAJUBÁ
EFEI



DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

INFLUÊNCIA DE *SOFT STARTER* EM *POWER QUALITY*

SERGIO EIJI NAGAI

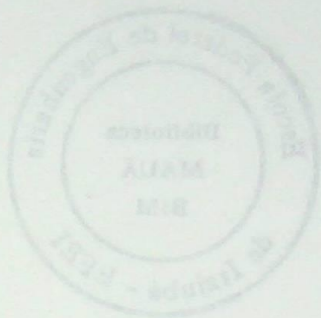
ORIENTADOR : PROF. NERY DE OLIVEIRA JUNIOR, Dr
CO-ORIENTADOR : PROF. JOSÉ POLICARPO G. ABREU, Dr

ITAJUBÁ AGOSTO DE 1997

CLASS. 681.3.06:621.316

CUTIR. N 147i

TOMBO. 938



DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

INFLUÊNCIA DE 20V STARTER EM POWER QUALITY

SERGIO ELLI NAGAI

ORIENTADOR : PROF. NERY DE OLIVEIRA JUNIOR, DR.
CO-ORIENTADOR : PROF. JOSÉ POLICARPO G. A. BRAGA, DR.

ITAJUBÁ AGOSTO DE 1997

Agradecimentos

À Deus por me dar forças nos momentos em que não percebi, nos momentos em que mais necessitei e nos momentos futuros que com certeza precisarei.

Aos meus pais (Alberto Kissaburo Nagai e Shizuko Mimura Nagai) e irmãos (Fábio, Sati e Tieme), pelo apoio e pela união de nossa família. Aos queridos sobrinhos Patrícia e Felipe por toda alegria e felicidade.

À minha namorada Mara pelo auxílio e apoio em todos os momentos.

Aos professores Nery de Oliveira Júnior e José Policarpo Gonçalves de Abreu pela excelente orientação, apoio e principalmente pela amizade desenvolvida neste trabalho.

Ao professor Jocélio Souza de Sá pelos conselhos e por todo auxílio na conclusão deste trabalho.

Gostaria de deixar expresso também os meus sinceros agradecimentos à Administração e demais funcionários do CenterVale Shopping, pelo apoio, amizade e pela compreensão da minha ausência em vários momentos, para que este trabalho pudesse ser realizado.

Capítulo 1 - Fundamentos Modernos e Contemporâneos Para a Engenharia em 2022

1.1	Introdução	1
1.2	Questões	2
1.3	Princípios Convencionais da Física	3
1.3.1	Fenômenos Modernos da Física	4
1.3.2	Soft Matter - Princípios da Física Moderna	5
1.3.3	Princípio Energy Service na Engenharia Moderna	6
1.4	Controladores de Tensão Alternada	7
1.4.1	Princípio de Controle On/Off	8
1.4.2	Princípio de Controle de Amplitude	9
1.4.3	Controladores em Sistemas de Energia com Cargas Indutivas	10
1.4.4	Controladores em Sistemas com Cargas Indutivas	11
1.4.5	Controlador Tensão em Sistema Completo	12
1.4.6	Controladores Tensão em Sistema Completo em Diferença	13
1.5	Curvas Características de Carga	14
1.5.1	Características de Carga	15
1.5.2	Características de Paralelo	16
1.5.3	Características de Paralelo	17
1.5.3.1	Paralelo Simples	18
1.5.3.2	Paralelo com DC	19
1.5.3.3	Paralelo com Diferença	20
1.6	Paralelo com Diferença	21
1.7	Paralelo com Diferença	22
1.8	Paralelo com Diferença	23
1.9	Paralelo com Diferença	24
1.10	Paralelo com Diferença	25
1.11	Paralelo com Diferença	26
1.12	Paralelo com Diferença	27
1.13	Paralelo com Diferença	28
1.14	Paralelo com Diferença	29
1.15	Paralelo com Diferença	30
1.16	Paralelo com Diferença	31
1.17	Paralelo com Diferença	32
1.18	Paralelo com Diferença	33
1.19	Paralelo com Diferença	34
1.20	Paralelo com Diferença	35
1.21	Paralelo com Diferença	36
1.22	Paralelo com Diferença	37
1.23	Paralelo com Diferença	38
1.24	Paralelo com Diferença	39
1.25	Paralelo com Diferença	40
1.26	Paralelo com Diferença	41
1.27	Paralelo com Diferença	42
1.28	Paralelo com Diferença	43
1.29	Paralelo com Diferença	44
1.30	Paralelo com Diferença	45
1.31	Paralelo com Diferença	46
1.32	Paralelo com Diferença	47
1.33	Paralelo com Diferença	48
1.34	Paralelo com Diferença	49
1.35	Paralelo com Diferença	50
1.36	Paralelo com Diferença	51
1.37	Paralelo com Diferença	52
1.38	Paralelo com Diferença	53
1.39	Paralelo com Diferença	54
1.40	Paralelo com Diferença	55
1.41	Paralelo com Diferença	56
1.42	Paralelo com Diferença	57
1.43	Paralelo com Diferença	58
1.44	Paralelo com Diferença	59
1.45	Paralelo com Diferença	60
1.46	Paralelo com Diferença	61
1.47	Paralelo com Diferença	62
1.48	Paralelo com Diferença	63
1.49	Paralelo com Diferença	64
1.50	Paralelo com Diferença	65
1.51	Paralelo com Diferença	66
1.52	Paralelo com Diferença	67
1.53	Paralelo com Diferença	68
1.54	Paralelo com Diferença	69
1.55	Paralelo com Diferença	70
1.56	Paralelo com Diferença	71
1.57	Paralelo com Diferença	72
1.58	Paralelo com Diferença	73
1.59	Paralelo com Diferença	74
1.60	Paralelo com Diferença	75
1.61	Paralelo com Diferença	76
1.62	Paralelo com Diferença	77
1.63	Paralelo com Diferença	78
1.64	Paralelo com Diferença	79
1.65	Paralelo com Diferença	80
1.66	Paralelo com Diferença	81
1.67	Paralelo com Diferença	82
1.68	Paralelo com Diferença	83
1.69	Paralelo com Diferença	84
1.70	Paralelo com Diferença	85
1.71	Paralelo com Diferença	86
1.72	Paralelo com Diferença	87
1.73	Paralelo com Diferença	88
1.74	Paralelo com Diferença	89
1.75	Paralelo com Diferença	90
1.76	Paralelo com Diferença	91
1.77	Paralelo com Diferença	92
1.78	Paralelo com Diferença	93
1.79	Paralelo com Diferença	94
1.80	Paralelo com Diferença	95
1.81	Paralelo com Diferença	96
1.82	Paralelo com Diferença	97
1.83	Paralelo com Diferença	98
1.84	Paralelo com Diferença	99
1.85	Paralelo com Diferença	100

Aprender é como remar contra a correnteza, é só parar que se anda para trás.

Confúcio.

A maior recompensa no final de cada desafio vencido, é descobrir que todo o esforço despendido, é tão gratificante quanto o resultado final.

Sergio Eiji Nagai

2	Introdução	1
2.1	Suportes para Estruturas Modernas	2
2.2	Definição do Problema	3
2.3	Metodologia de Trabalho	4
2.4	Sistemas de Estruturas	5
2.4.1	Condições Mecânicas	6
2.4.2	Interações e Apoiamentos	7
2.4.3	Formas Estruturais	8
2.4.4	Tipologias Estruturais	9
2.4.5	Transformações	10
2.4.6	Características	11

Índice

Capítulo I : Processos Modernos e Convencionais Para Acionamento do MIT

1.0	Introdução	2
1.1	Objetivos	2
1.2	Processos Convencionais de Partida	2
1.2.1	Processos Modernos de Partida	5
1.2.2	<i>Soft Starter</i> - Princípio de Funcionamento	5
1.2.3	Função <i>Energy Saving</i> ou Otimização do Fator de Potência	7
1.3	Controladores de Tensão Alternada	10
1.3.1	Princípio de Controle On-Off	10
1.3.2	Princípio de Controle de Ângulo de Fase	12
1.3.3	Controladores Bidirecionais Monofásicos com Carga Resistiva	13
1.3.4	Controladores Monofásicos com Cargas Indutivas	17
1.3.5	Controlador Trifásico de Onda Completa	23
1.3.6	Controladores Trifásicos Bidirecionais Conectados em Delta	26
1.4	Áreas de Aplicação	28
1.4.1	Curvas Características de Carga	29
1.4.2	Possibilidades de Partida	30
1.4.3	Possibilidades de Parada	30
1.4.3.1	Parada Suave	30
1.4.3.2	Frenagem DC	31
1.4.3.3	Parada para Bombas	32
1.5	Aplicações Típicas	32
1.5.1	Bombas	32
1.5.2	Ventiladores	33
1.5.3	Tornos	34
1.5.4	Esteira Transportadora, Guindaste, Escada Rolante	35
1.5.5	Calandras	36

Capítulo II : Harmônicos

2.0	Introdução	38
2.1	Subprodutos da Eletrônica Moderna	39
2.2	Definição do Problema	40
2.3	Harmônicos de Tensão	40
2.4	Sintomas dos Harmônicos	41
2.4.1	Condutores Neutros	41
2.4.2	Interruptores Automáticos	41
2.4.3	Painéis Elétricos	42
2.4.4	Telecomunicações	42
2.4.5	Transformadores	42
2.4.6	Geradores	43

2.5	Classificação dos Harmônicos	43
2.6	Em Busca dos Harmônicos	44
2.6.1	Análise da Situação dos Problemas Causados Pelos Harmônicos	44
2.6.1.1	Análise dos Problemas Causados ao MIT Devido aos Harmônicos	46

Capítulo III : Principais Topologias de Soft Starter

3.0	Introdução	53
3.1	Análise de Harmônicos da Topologia 1: <i>Soft Starter</i> inserido nas fases do fechamento em delta das bobinas de um motor.	53
3.2	Sugestão Para Conexão de <i>Soft Starter</i> : <i>Soft Starter</i> alimentando o primário de um transformador.	71
3.3	Análise de Harmônicos da Topologia 3: Análise dos problemas de ressonância quando da operação de <i>Soft Starter</i> em presença de bancos de capacitores.	72
3.3.1	Sobretensões e Sobrecargas Devido à Ressonância	73
3.3.2	Perdas Adicionais e Aquecimento em Capacitores	75

Capítulo IV : Simulações e Análises

4.0	Introdução	77
4.1	Circuito Equivalente do Motor de Indução Trifásico	77
4.2	Modelagem do <i>Soft Starter</i>	79
4.3	Simulação 1: <i>Soft Starter</i> Fora do Delta e Sem Otimização do Fator de Potência	79
4.3.1	Simulação 2 : <i>Soft Starter</i> Fora do Delta e Com Otimização do Fator de Potência	85
4.3.2	Simulação 3 : <i>Soft Starter</i> Dentro do Delta e Sem Otimização do Fator de Potência	89
4.3.3	Simulação 4 : <i>Soft Starter</i> Dentro do Delta e Com Otimização do Fator de Potência	92
4.4	Conclusão	95

Capítulo V : Sugestões Para Especificação e Utilização de Soft Starter

5.0	Introdução	97
5.1	Acoplamentos	98
5.2	Cálculo do Tempo de Partida Para Partida Direta	99
5.3	Cálculo do Tempo de Partida Suave	100
5.4	Frequência de Partidas	104
5.5	Altitude	105
5.6	Proteção da Instalação	105
5.7	Ajuste Ótimo do Acionamento	106
5.7.1	Seleção dos Parâmetros de Partida	107
5.8	Exemplo de Aplicação	108
5.8.1	Medições das Grandezas Elétricas dos Acionamentos em Estrela Triângulo e com <i>Soft Starter</i>	114
5.9	Conclusões Gerais e Sugestões	119
5.10	Anexo	120
5.11	Bibliografia	124
5.12	Artigos Publicados	126

Summary

Nowadays, the industries of whole world are changing their electrical installations. The competition makes that this industries are always found in a constant modernization process, acquiring modern equipments like Soft Starters, Frequency Inverters and many other equipments with a non linear characteristics. From one side this equipments aid in the modern technics of drives, and from the other they can prejudice himself, the supply system and other equipments.

Many of this industries was born small and in many cases they used the electrical installation from others that were in the same place before. In the course of the time they become industries of middle or big size, but with electrical installation characteristic of small one. In many of this cases is impracticable economically to give the right technical solution.

So, we can find in some cases, industries supplied with a non compatible supply system, to supply loads as three phase induction motors of 900 Cv in 380 Vac, 60 Hz, with a star delta starting system requiring a strong electrical and mechanical stress from supply system, transformers and specifically from the motor.

A simple solution that become more common every day to make possible a soft starter and stop for three phase induction motor, are equipments with two thyristor in anti parallel connection in each phase, called Soft Starter.

There are many configurations to use Soft Starter, notwithstanding cause of the harmonics generated, some of this configurations could not work well. An example is to use the Soft Starter connected inside the delta formed by windings of the motor.

Another example could be Soft Starter operating in the presence of capacitor banks.

We have to say that the modern equipments are the ones who needs the best quality of energy and in the same time are the best ones to colaborate with her pollution. So is very important to determine the performance of this equipment, to make possible a modernization process with a minimum disturbance on the supply system.

Objective

The aim of this work is to determine the performance of Soft Starter operation in many configurations, in respect of disturbance caused on supply system and drive.

CAPÍTULO 1

Processos Modernos e Convencionais Para Acionamento do MIT

1. Objetivos

O objetivo desta dissertação, é apresentar um método de desenvolvimento das topologias de TFC para as diversas aplicações com respeito as perturbações de tipo e de acionamento.

2. Processos Convencionais de Partida [18]

Os métodos tradicionais clássicos de rotor em gaiola, de bobina ou amortecedor a barras, usam uma grande quantidade, grande espaço de potência, mesmo em uma única e barata tecnologia de máquinas, especialmente se onde não se deseja conexão em rede para a partida, por isso são muito mais utilizados. No entanto, aproximadamente 20% do espaço e a potência disponíveis quando se deseja fazer a partida de um motor com um arranjo de partida, porém a tecnologia, equipamentos e etc. fazem com que o arranjo seja muito mais caro e por isso de difícil aplicação.

Os arranjos de partida modernos desenvolvidos pertencem ao Topologia e Rotação e Corrente (TRC), independentemente de ser trifásico, costuma usar um arranjo de partida

1 - Introdução

Atualmente, as indústrias brasileiras, vêm sofrendo mudanças em suas instalações elétricas. A competitividade, faz com que as mesmas estejam em constante processo de modernização, adquirindo equipamentos modernos como *Soft Starters*, Inversores de Frequência e alguns outros equipamentos, que por um lado auxiliam muito nos modernos sistemas de acionamento e por outro, podem prejudicar a si mesmos, o sistema de alimentação e outros equipamentos.

Muitas dessas indústrias, nasceram pequenas e em muitos casos, aproveitaram instalações elétricas de outras que ali existiam. No decorrer do tempo, estas cresceram e tornaram-se indústrias de médio ou grande porte, porém, com instalações elétricas características de indústrias pequenas. Em muitos desses casos, a inviabilidade econômica impede que o sistema tenha uma solução técnica como deveria.

Assim, encontramos em alguns casos, indústrias supridas por redes não compatíveis com as cargas a serem alimentadas, como por exemplo, motores de indução trifásicos de 900 Cv, operando em 380 Vca, com sistema de partida estrela triângulo exigindo-se um grande esforço elétrico e mecânico da rede, do transformador e especificamente do próprio motor.

Uma solução simples e que a cada dia torna-se mais acessível para suavizar a partida e parada de motores de indução trifásicos, são equipamentos tiristorizados, conhecidos como *Soft Starters*.

Existem várias topologias para diversas aplicações nas quais estes equipamentos podem ser usados. Entretanto em face aos harmônicos gerados, algumas dessas topologias, podem ter seu uso questionado. Um dos exemplos é o uso do *Soft Starter* inserido nas fases do fechamento em Δ das bobinas de um motor.

Outros exemplos seriam : análise de ressonância na presença de bancos de capacitores, envelhecimento precoce dos mesmos, dos motores, transformadores e um menor nível de carregamento destes, devido ao aumento de perdas que os harmônicos podem causar. Vale ressaltar, que os equipamentos modernos, são os que mais exigem qualidade de energia e em contrapartida são os maiores contribuintes para a sua poluição. Assim a análise do desempenho desses equipamentos, é bastante importante para que o processo de modernização, traga um menor nível de distúrbios possível.

1.1 - Objetivos

O objetivo desta dissertação, é fazer uma análise do desempenho das topologias de *Soft Starter*, nas diversas aplicações com respeito às perturbações de rede e de acionamento.

1.2 - Processos Convencionais de Partida [18]

Os motores assíncronos trifásicos de rotor em gaiola, devido sua construção robusta, baixo custo, pouca manutenção, grande espectro de potência, levam aos mais simples e baratos acionamentos de máquinas, excepcionalmente onde não se deseja controle ou regulação de velocidade, por isso, são cada vez mais utilizados. No entanto, apresentam picos de corrente e de conjugados indesejáveis quando em partida direta. Para facilitar a partida são usados vários métodos, como chaves estrela-triângulo, compensadora e etc. Estes métodos conseguem uma redução na corrente de partida, porém a comutação é por degraus de tensão.

Os motores de indução possuem características particulares de Torque x Rotação e Corrente x Rotação, independentes da carga acionada, conforme ilustrado nas figuras a seguir.

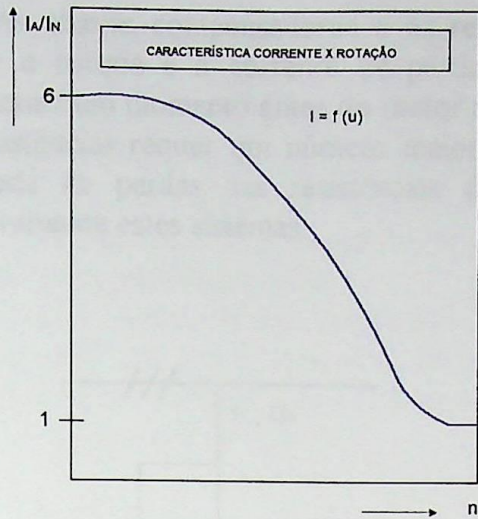


fig. 1A

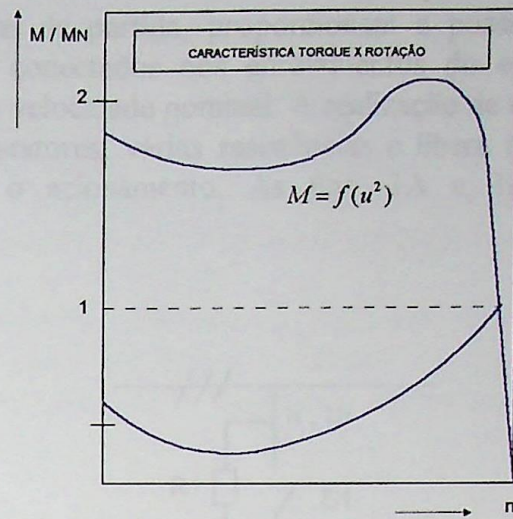


fig. 1B

Observa-se que para partida direta, com ou sem carga, uma alta corrente flui no momento da partida (cerca de 6 a 8 vezes a corrente nominal do motor); trazendo como consequência, uma acentuada queda de tensão da rede. Simultaneamente, o torque de partida aplicado à carga acionada, trás consequências ao sistema mecânico como: desgaste excessivo de acoplamentos, mancais, engrenagens ou redutores, ou até mesmo quebra de correias ou correntes quando utilizadas.

Visando reduzir os picos de corrente sobre a rede e o motor, são utilizados vários sistemas de partida de motores de indução, como: Estrela-Triângulo, Chave Compensadora, Resistores Estatóricos.

Em todos os sistemas acima citados, a tensão inicial de partida é reduzida, reduzindo a corrente requerida pelo motor, com uma consequente perda de torque. Porém, como ilustrado nas figs. 2A e 2B (estrela-triângulo), altos picos de corrente e de conjugado ocorrem no instante de comutação das tensões.

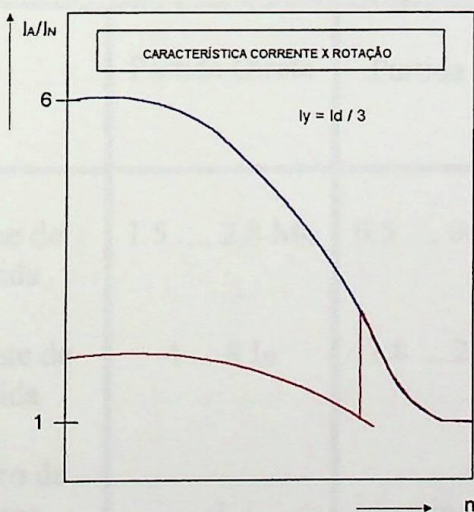


fig.2A

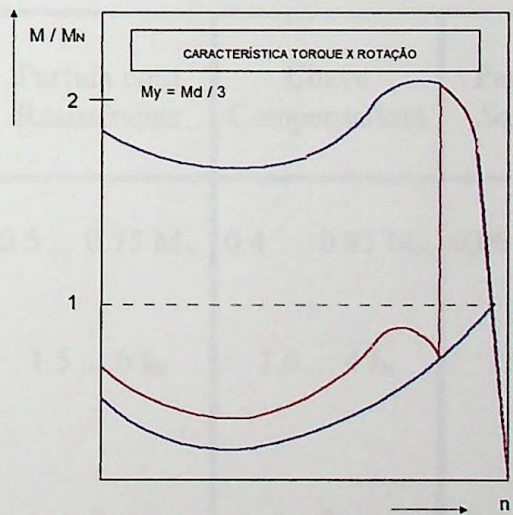


fig. 2B

As chaves compensadoras e as resistências de partida, proporcionam a possibilidade de diminuir o torque e a corrente de partida, são conectados nos enrolamentos do estator e se desconectam um momento antes do motor atingir a velocidade nominal. A realização de uma partida com resistências requer um número maior de contatores, várias resistências e libera uma grande quantidade de perdas nas resistências durante o acionamento. As figs. 3A e 3B, ilustram respectivamente estes sistemas.

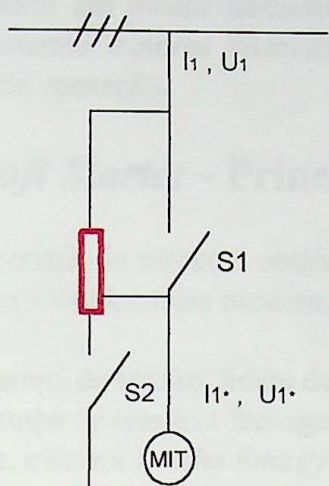


fig. 3A - Chave Compensadora

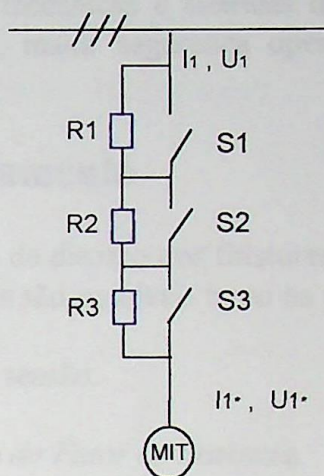


fig. 3B - Resistências de Partida

A tabela 1 [18] indica os valores aproximados de torque e corrente de partida nos acionamentos convencionais.

	Partida Direta	Partida Y Δ	Partida com Resistências	Chave Compensadora	Partida com <i>Soft Starter</i>
Torque de Partida	1.5 2.8 M_N	0.5 0.9 M_N	0.5 ... 0.75 M_N	0.4 0.85 M_N	0.06 2.8 M_N
Corrente de Partida	4 ... 8 I_N	1.8 ... 2.5 I_N	1.5 ... 6 I_N	1.6 ... 4 I_N	1.5 ... 8 I_N
Número de Bornes Requeridos no Motor	3	min. 6	3	3	3

tab. 1 - Valores aproximados de torque e corrente de partida em acionamentos convencionais.

1.2.1 - Processos Modernos de Partida

Nos processos modernos de partida e parada do motor de indução, usa-se equipamentos denominados *Soft Starters*, que através de comando microprocessado controla tiristores que ajustam a tensão enviada ao estator do motor. Desta forma, consegue-se de um lado aliviar o acionamento dos altos conjugados de aceleração do motor de indução, e por outro lado, proteger a rede elétrica das correntes de partida elevadas.

Com a limitação do conjugado de aceleração, praticamente eliminam-se os trancos, proporcionando um menor desgaste, de todas as partes mecânicas e elétricas do acionamento e consequentemente maiores intervalos entre manutenções, maior segurança operacional e menos tempo fora de operação.

1.2.2 - *Soft Starter* - Princípio de Funcionamento

O controle da tensão é obtido variando-se o ângulo de disparo dos tiristores ligados em anti-paralelo. Nos modelos mais modernos, várias programações são possíveis tanto na partida quanto na parada :

- Partida : rampa de tensão, limite de corrente e impulso de tensão.
- Parada : rampa de tensão e frenagem dc.
- Em regime, existe a função *Energy Saving ou Otimização do Fator de Potência*.

As figuras a seguir, mostram as formas de onda geradas pelo *Soft Starter* nos vários estágios de operação.

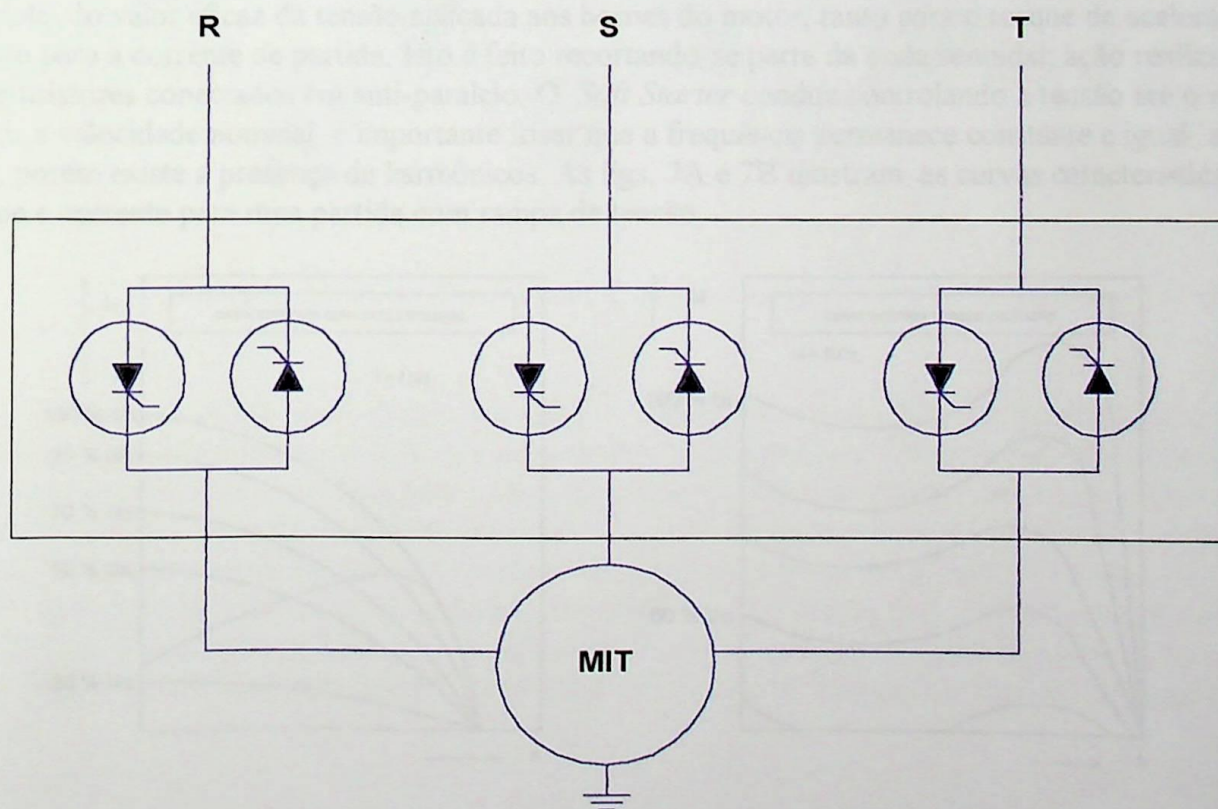


fig. 4 - *Soft Starter*
Configuração Básica da Unidade de Potência

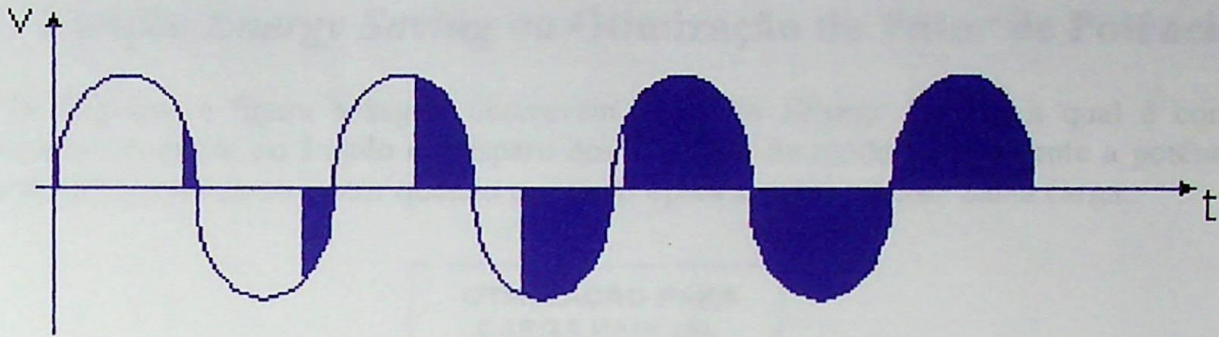


fig. 5 - Forma de Onda de Tensão em Processo de Partida

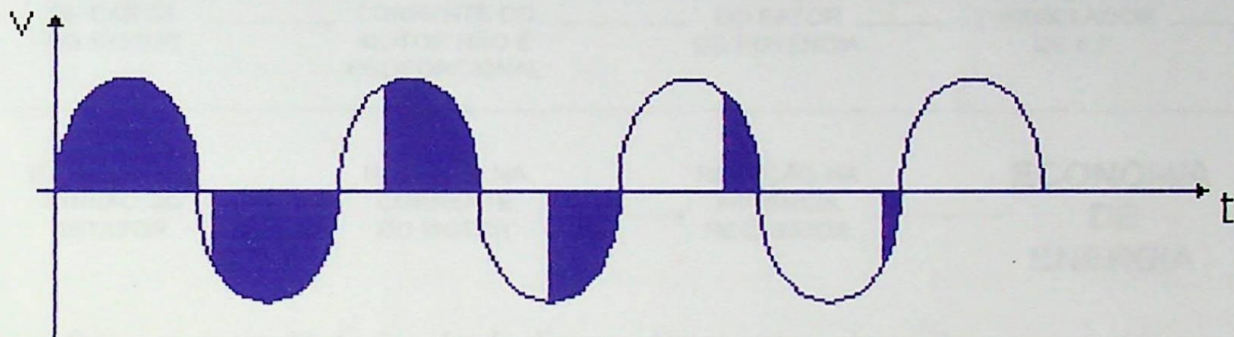


fig. 6 - Forma de Onda de Tensão em Processo de Parada

Como o torque do motor varia aproximadamente com o quadrado da tensão ($M \sim U^2$) e a corrente também varia com a tensão, porém, linearmente ($I \sim U$), pode-se limitar ambos, mediante o controle do valor eficaz da tensão aplicada aos bornes do motor, tanto para o torque de aceleração quanto para a corrente de partida. Isto é feito recortando-se parte da onda senoidal; ação realizada pelos tiristores conectados em anti-paralelo. O *Soft Starter* conduz controlando a tensão até o motor atingir a velocidade nominal, é importante frisar que a frequência permanece constante e igual à da rede, porém existe a presença de harmônicos. As figs. 7A e 7B mostram as curvas características de torque e corrente para uma partida com rampa de tensão.

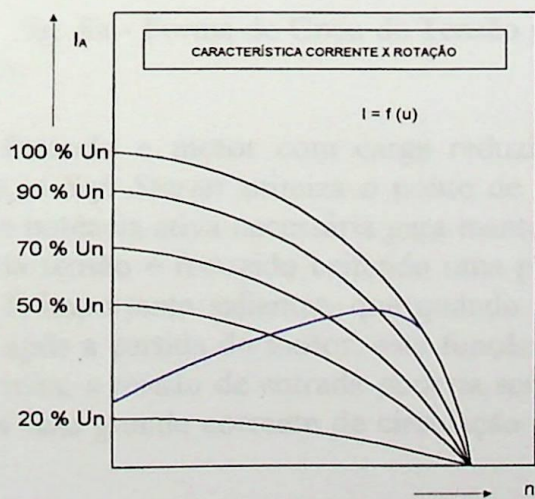
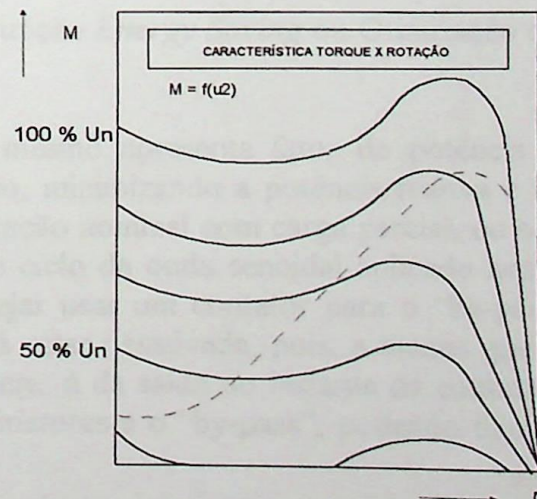


fig. 7A

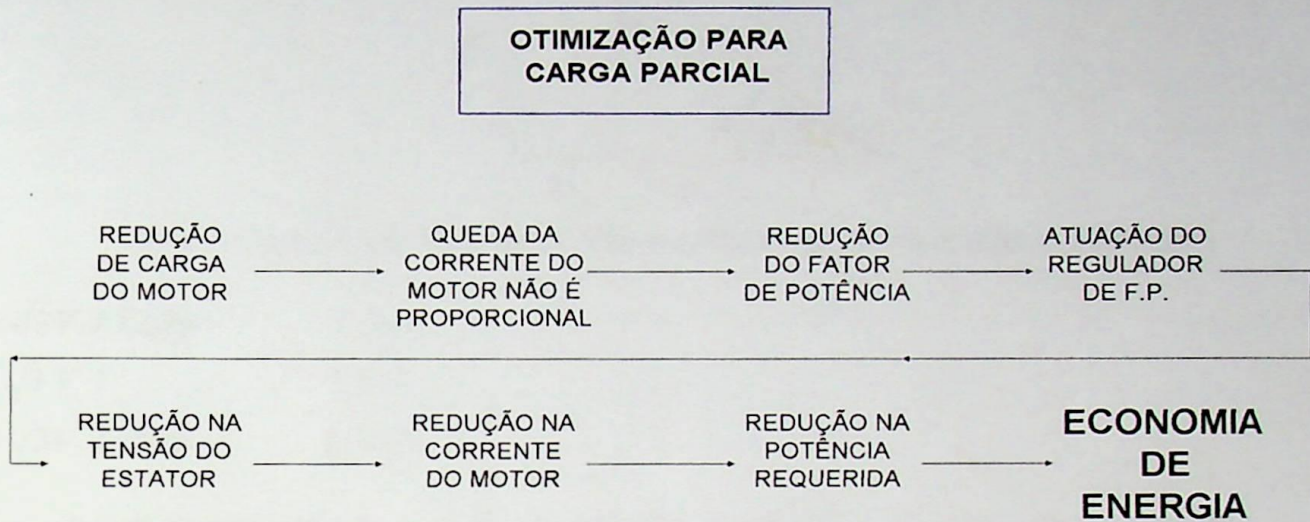


--- Torque Resultante da Variação Contínua da Tensão de Partida

fig. 7B

1.2.3 - Função *Energy Saving* ou Otimização do Fator de Potência [18]

O diagrama e figura a seguir descrevem a função *Energy Saving*, a qual é conseguida fazendo-se um controle do ângulo de disparo dos tiristores de modo que somente a potência ativa necessária seja fornecida ao motor quando o mesmo opera a vazio ou com baixa carga.



Para isto é feito um controle do ângulo de disparo dos tiristores de modo que somente a potência ativa necessária seja fornecida ao motor

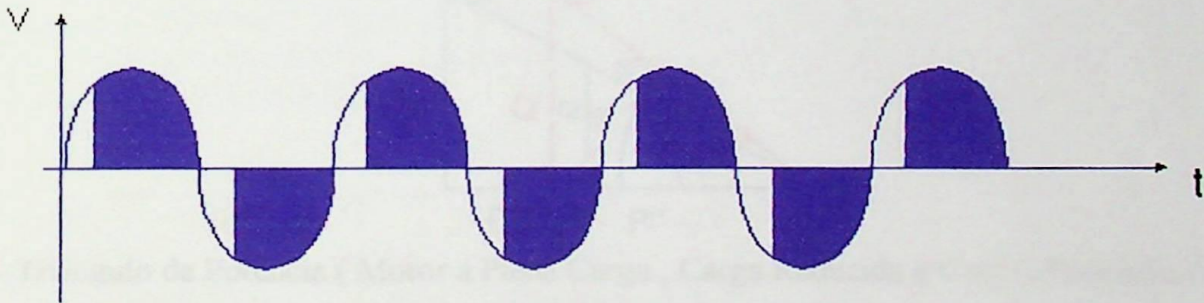


fig. 8a - Forma de Onda de Tensão para Função *Energy Saving* ou Otimização do Fator de Potência.

Estando o motor com carga reduzida, o mesmo apresenta fator de potência abaixo do nominal, o *Soft Starter* otimiza o ponto de trabalho, minimizando a potência reativa e fornecendo somente potência ativa necessária para manter a rotação nominal com carga parcial, ou seja, o valor médio da tensão é reduzido ceifando uma parte do ciclo da onda senoidal aplicado aos bornes do motor. É importante salientar, que quando se desejar usar um contator para o “by-pass” do *Soft Starter* após a partida do motor, esta função deverá estar desativada, pois, a menos que o controle não permita, a tensão de entrada poderia ser diferente à da saída no instante da comutação, o que causaria uma grande corrente de circulação entre tiristores e o “by-pass”, podendo danificar o *Soft Starter*.

Quando a potência de carga é reduzida, o fator de potência do motor cai a um valor inferior ao valor nominal do motor, isto ocorre devido à redução da potência ativa fornecida ao motor e pelo fato de que a potência reativa permanece a mesma, como mostra o triângulo de potência abaixo, admitindo-se apenas as componentes fundamentais de tensão e corrente.

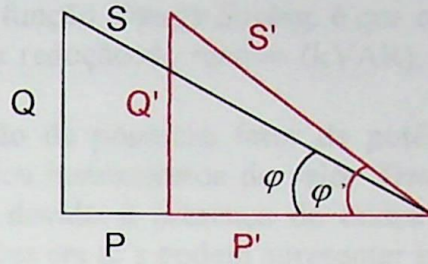


fig. 8b - Triângulo de Potência (Motor a Plena Carga e com Carga Reduzida)

$$P = \sqrt{3} V . I . \cos \varphi \quad P > P'$$

$$S = \sqrt{3} V . I \quad S > S'$$

$$Q = \sqrt{3} V . I . \sin \varphi \quad Q = Q'$$

O *Soft Starter* otimiza o ponto de trabalho reduzindo o valor eficaz da tensão, com esta redução de tensão, reduz-se a potência ativa e a reativa “consumida” assim como o ângulo de fase, otimizando-se desta forma o fator de potência do motor.

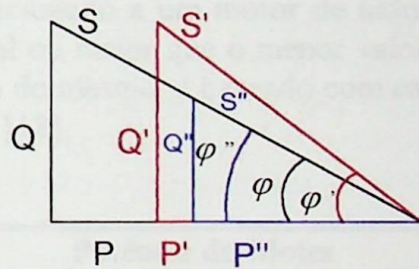


fig. 8c - Triângulo de Potência (Motor a Plena Carga , Carga Reduzida e Com Otimização do F.P.)

$$P > P' > P'' \quad S > S' > S''$$

$$Q = Q' > Q'' \quad \varphi' > \varphi \leq \varphi''$$

Sendo:

- P, Q e S - As potências ativa, reativa e aparente para o motor operando a plena carga.
- P', Q' e S' - As potências ativa, reativa e aparente para o motor operando com carga reduzida e sem otimização do fator de potência.
- P'', Q'' e S'' - As potências ativa, reativa e aparente para o motor operando com carga reduzida e com otimização do fator de potência.
- φ , φ' e φ'' - Os ângulos de defasamento entre a tensão e a corrente do motor, quando o mesmo opera a plena carga, com carga reduzida, e com otimização do fator de potência respectivamente.

A quantidade de energia economizada, [7] é função da condição de carga, tensão de alimentação, tipo de motor e aplicação. Em geral, a economia de energia significativa será ativada quando o torque entregue for uma pequena porcentagem do torque nominal. Em aplicações onde ocorre variações de carga, a razão entre o ciclo de carga leve e o ciclo de carga pesada irá afetar os

resultados. O modo de otimização sempre irá procurar obter a máxima redução possível de energia e é continuamente auto-calibrada durante o *start up* e a operação em regime permanente.

Quando um curto intervalo de tempo de rampa é selecionado, isto é, menor do que 3 segundos, a função *Energy Saving* pode não funcionar, até que um certo grau de ciclo de carga esteja presente. Isto terá um efeito de negligenciar parte da total economia de energia feita pelo sistema. Um benefício adicional da função *Energy Saving*, é que o controle tentará corrigir o fator de potência do motor refletindo numa redução de reativo (kVAR), reduzindo então kVA e a máxima demanda.

Se for necessário a medição de potência, fator de potência, etc, durante a operação de otimização, deverão ser empregados instrumentos de valor *True RMS*, caso contrário, ocorrerão erros de leitura. Este fato, surge devido à presença de ondas não-senoidais e formas de ondas descontínuas. Similarmente, medições em tc's podem apresentar erros.

A economia de energia pode aumentar com a redução de perdas de magnetização ou perdas no ferro, inerente a qualquer motor. O potencial para tal economia, é inversamente proporcional ao rendimento do motor para qualquer carga e é impossível prever com alguma certeza, a economia devido à característica de otimização, sem um conhecimento prévio de detalhes do motor, da carga, tensão de alimentação e etc. Entretanto, uma indicação aproximada pode ser obtida usando o método seguinte :

Os resultados deverão servir apenas como um guia e relatar a possível redução do consumo de energia elétrica a qualquer instante. Se o trabalho mecânico for medido, então a indicação de economia de energia será menor devido a uma pequena redução na velocidade do motor causada pela pequena redução no valor médio da tensão aplicada aos bornes do motor . Na maioria dos casos a pequena redução de velocidade, não trás maiores consequências para a aplicação.

O seguinte caso base, é relacionado a um motor de indução trifásico 380 - 440 V, 50 Hz, onde a tensão de alimentação é igual ou maior que o menor valor de tensão de trabalho, estampado na placa do motor, o funcionamento do mesmo é baseado com carga menor ou igual a 30% do valor nominal, conforme referências [7] e [18].

Potência do Motor kW	Potência do Motor HP	Economia Básica Estimada % kW nominal
Menor que 5.5	Menor que 7.5	10
≤ 22.5	≤ 30	6.5
≤ 55	≤ 75	3.5
≤ 110	≤ 150	2.5
Maior que 110	Maior que 150	1.5

tab. 2 - Estimativa de Economia de Energia
Apenas para motores operando com 30% de carga ou menos.

Ajuste Para Número de Pólos	
Pólos	%
2	-0.5
4	+ - 0
6	+0.5
8	+1

tab. 3 - Ajuste Para Número de Pólos

Ajuste Para Porcentagem de Escorregamento	
% Escorregamento	%
0.5	-0.5
2	+ - 0
3.3	+0.5
5	+1

tab. 4 - Ajuste Para Porcentagem de Escorregamento

Exemplo: Um motor de indução de 4 pólos 37.5 kW teria uma economia de energia de:
 $3.5\% * 37.5 = 1.3125 \text{ kW}$

Um motor de 2 pólos 37.5 kW teria uma economia de energia de :
 $(3.5\% - 0.5\%) * 37.5 \text{ kW} = 1.12 \text{ kW}$

O mesmo motor operando com baixo escorregamento para velocidade nominal, teria uma economia de :

$$(3.5\% - 0.5\% - 0.5\%) * 37.5 \text{ kW} = 0.937 \text{ kW}$$

1.3 - Controladores de Tensão Alternada [22]

Se uma chave tiristorizada for conectada entre a fonte de alimentação ac e a carga, então o fluxo de potência poderá ser controlado pela variação do valor rms da tensão aplicada à carga. As aplicações mais comuns dos controladores de tensão ac são: aquecimento industrial, comutador sob carga de transformadores, controle de luz, controle de torque de motores de indução trifásicos e controle magnético ac. Para a transferência de potência, dois tipos de controle são normalmente usados:

1. Controle On-off
2. Controle de ângulo de fase

No controle on-off, o tiristor é chaveado conectando a carga à fonte de tensão ac por alguns ciclos da tensão de entrada e depois a desconecta por alguns ciclos também. No controle de ângulo de fase, o chaveamento do tiristor, conecta a carga à fonte de alimentação ac para uma porção de cada ciclo da tensão de entrada.

Os controladores de tensão ac podem ser classificados em dois tipos: (1) controladores monofásicos e (2) controladores trifásicos. Cada tipo pode ser subdividido em (a) unidirecional ou controle de meia onda e (b) bidirecional ou de onda completa.

1.3.1 - Princípio de Controle On-off

O princípio de controle on-off pode ser explicado com um controlador monofásico de onda completa como mostrado na fig. 9. O tiristor chaveia conectando a carga à fonte de alimentação por um tempo t_n ; em seguida, interrompe-se o pulso no gate do tiristor, fazendo com que parem de conduzir por um tempo t_0 . O tempo ligado t_n , usualmente consiste de um número inteiro de ciclos. O tiristor é chaveado no *zero-crossing* da tensão de entrada. Os pulsos nos gates dos tiristores T_1 e T_2 e as formas de onda para as tensões de entrada e saída são mostradas na fig. 9B.

Este tipo de controle é usado em aplicações que possuem um alto momento de inércia e alta constante térmica, como por exemplo: aquecimento industrial e controle de torque de motores.

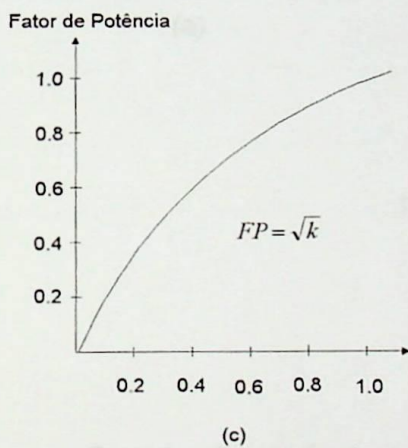
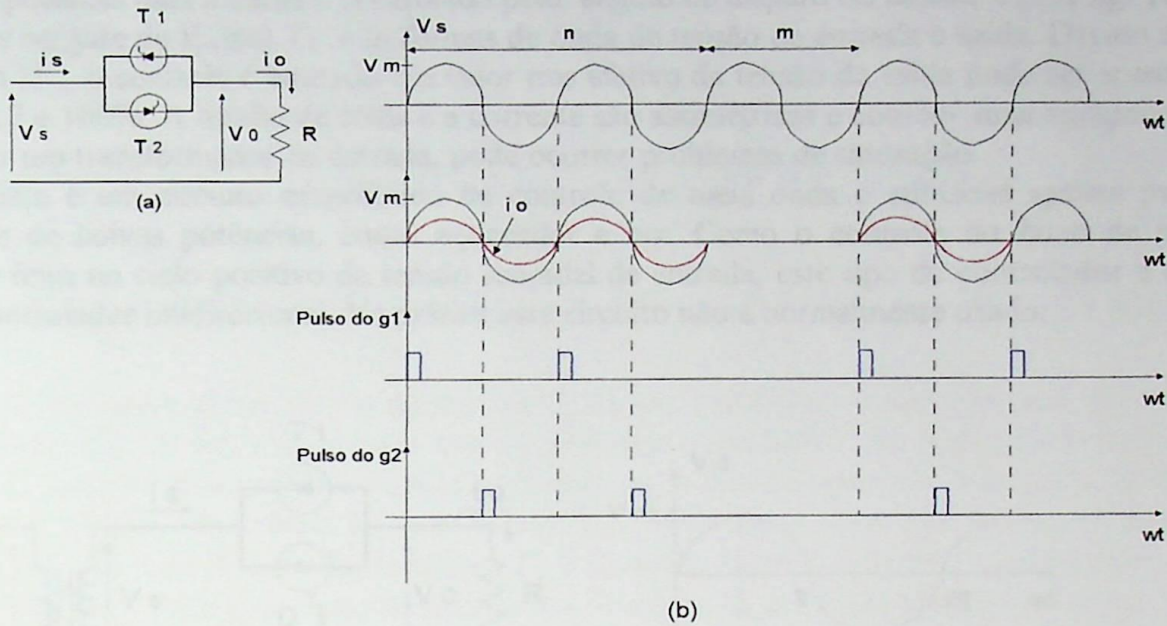


fig. 9 - Controle On - Off

Devido ao chaveamento dos tiristores na passagem por zero da tensão e da corrente, os harmônicos gerados pelo chaveamento são reduzidos.

Para uma tensão de entrada senoidal, $v_s = V_m \text{ Sen } \omega t = \sqrt{2} V_s \text{ Sen } \omega t$. Se a tensão de entrada é conectada à carga por n ciclos e desconectada por m ciclos, o valor rms da tensão de carga é dado por:

$$V_0 = \left[\frac{n}{2\pi(n+m)} \int_0^{2\pi} 2V_s^2 \text{Sen}^2 \omega t d(\omega t) \right]^{1/2}$$

$$= V_s \sqrt{\frac{n}{m+n}} = V_s \sqrt{k}$$

onde $k = n/(m + n)$ é chamado de ciclo de trabalho. V_s é a tensão rms de fase.

1.3.2 - Princípio de Controle de Ângulo de Fase

O princípio de controle de ângulo de fase pode ser explicado com a ajuda da fig. 10A . O fluxo de potência para a carga é controlado pelo ângulo de disparo do tiristor T_1 . A fig. 10B mostra os pulsos no gate do tiristor T_1 e as formas de onda de tensão de entrada e saída. Devido a presença do diodo D_1 , o controle é limitado e o valor rms efetivo da tensão de saída pode ser apenas variado entre 70.7 e 100%. A tensão de saída e a corrente são assimétricas e contêm uma componente dc. Se existir um transformador na entrada, pode ocorrer problemas de saturação.

Este é um circuito monofásico de controle de meia onda e aplicável apenas para cargas resistivas de baixas potências, como aquecedor e luz. Como o controle do fluxo de potência é somente feito no ciclo positivo da tensão senoidal de entrada, este tipo de controlador é conhecido como controlador unidirecional. Na prática este circuito não é normalmente usado.

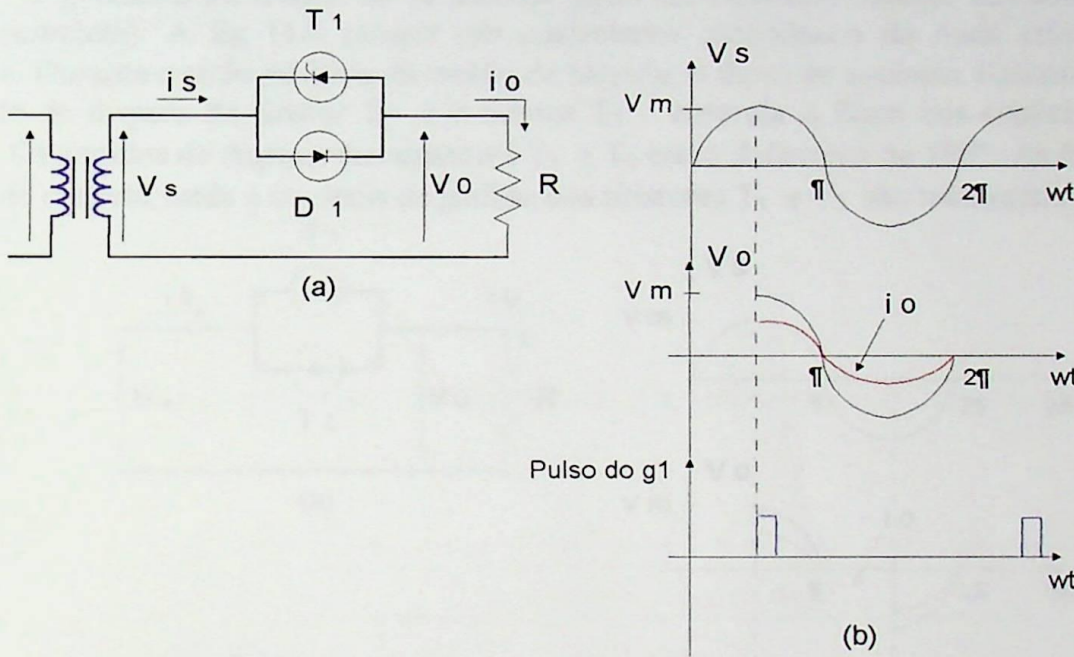


fig. 10 - Controle de ângulo de Fase Monofásico

Se $v_s = V_m \text{ Sen } wt = \sqrt{2} V_s \text{ Sen } wt$, é a tensão de entrada e o ângulo de disparo do tiristor T_1 é $wt = \alpha$, o valor rms da tensão de saída é dado por:

$$\begin{aligned}
 V_o &= \left\{ \frac{1}{2\pi} \left[\int_{\alpha}^{\pi} 2V_s^2 \text{ sen}^2 wt d(wt) + \int_{\pi}^{2\pi} 2V_s^2 \text{ sen}^2 wt d(wt) \right] \right\}^{1/2} \\
 &= \left\{ \frac{2V_s^2}{4\pi} \left[\int_{\alpha}^{\pi} (1 - \cos 2wt) d(wt) + \int_{\pi}^{2\pi} (1 - \cos 2wt) d(wt) \right] \right\}^{1/2} \\
 &= V_s \left[\frac{1}{2\pi} \left(2\pi - \alpha + \frac{\text{sen } 2\alpha}{2} \right) \right]^{1/2}
 \end{aligned}$$

O valor médio da tensão de saída é:

$$V_{dc} = \frac{1}{2\pi} \left[\int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2} V_s \sin wt d(wt) + \int_{\pi}^{2\pi} \sqrt{2} V_s \sin wt d(wt) \right]$$

$$= \frac{\sqrt{2} V_s}{2\pi} (\cos \alpha - 1)$$

Se α é variado de 0 a π , V_o varia de V_s a $V_s/\sqrt{2}$ e V_{dc} varia de 0 a $-\sqrt{2}V_s/\pi$.

1.3.3 - Controladores Bidirecionais Monofásicos com Carga Resistiva

O problema da tensão dc de entrada pode ser resolvido usando um controle bidirecional (onda completa). A fig 11A mostra um controlador monofásico de onda completa com carga resistiva. Durante o ciclo positivo da tensão de entrada, o fluxo de potência é controlado variando-se o ângulo de disparo do tiristor T_1 e o tiristor T_2 , controla o fluxo nos semiciclos negativos da tensão. Os ângulos de disparo dos tiristores T_1 e T_2 estão defasados de 180° . As formas de onda da tensão de entrada, saída e os sinais de gatilho dos tiristores T_1 e T_2 são mostrados na fig. 11B.

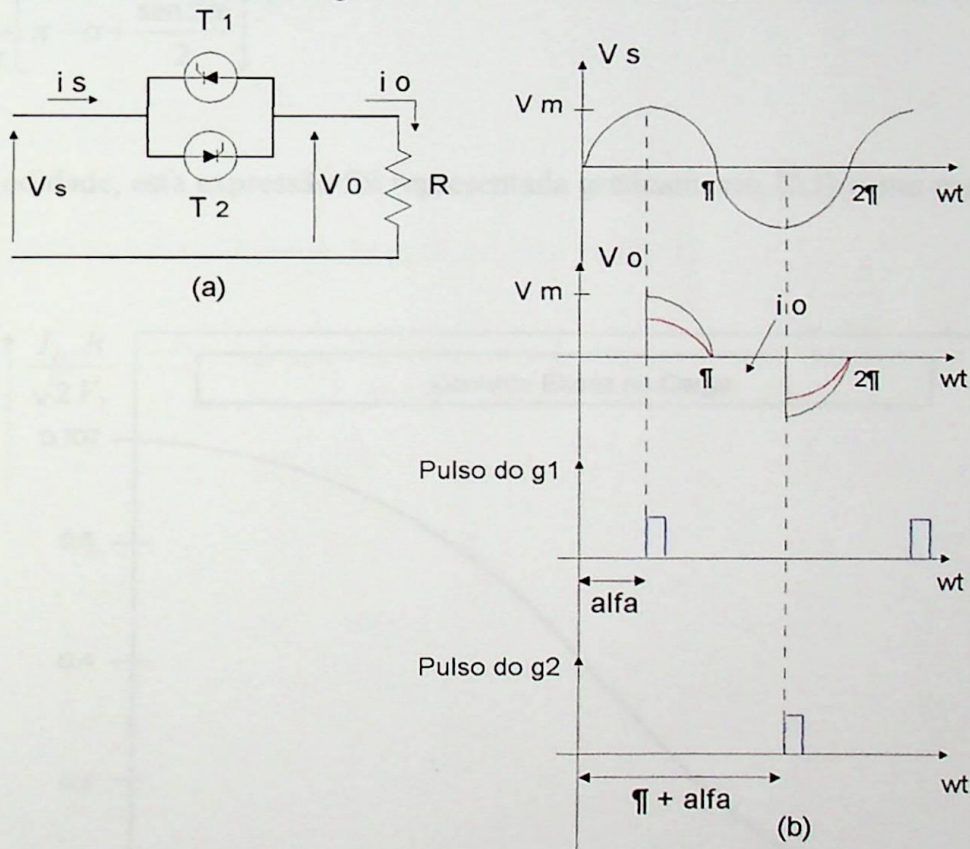


fig. 11 - Controlador Monofásico de Onda Completa.

Se $v_s = \sqrt{2} V_s \sin wt$, é a tensão de entrada, e o ângulo de disparo de T_1 e T_2 são iguais ($\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha$), o valor rms da tensão de saída é dado por:

$$\begin{aligned}
 V_0 &= \left\{ \frac{2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} 2V_s^2 \sin^2 wt d(wt) \right\}^{1/2} \\
 &= \left\{ \frac{4V_s^2}{4\pi} \int_{\alpha}^{\pi} (1 - \cos 2wt) d(wt) \right\}^{1/2} \\
 &= V_s \left[\frac{1}{\pi} \left(\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} \right) \right]^{1/2}
 \end{aligned}$$

Variando-se α de 0 a π , V_0 pode ser variado de V_s a 0.

A corrente eficaz da carga será dada por:

$$I_R = \frac{V_s}{R} \left[\frac{1}{\pi} \left(\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} \right) \right]^{1/2}$$

ou

$$\frac{I_R \cdot R}{\sqrt{2} V_s} = \frac{1}{\sqrt{2} \sqrt{\pi}} \left[\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} \right]^{1/2}$$

Por maior comodidade, esta expressão foi representada graficamente, [23] como mostra a fig. 12.

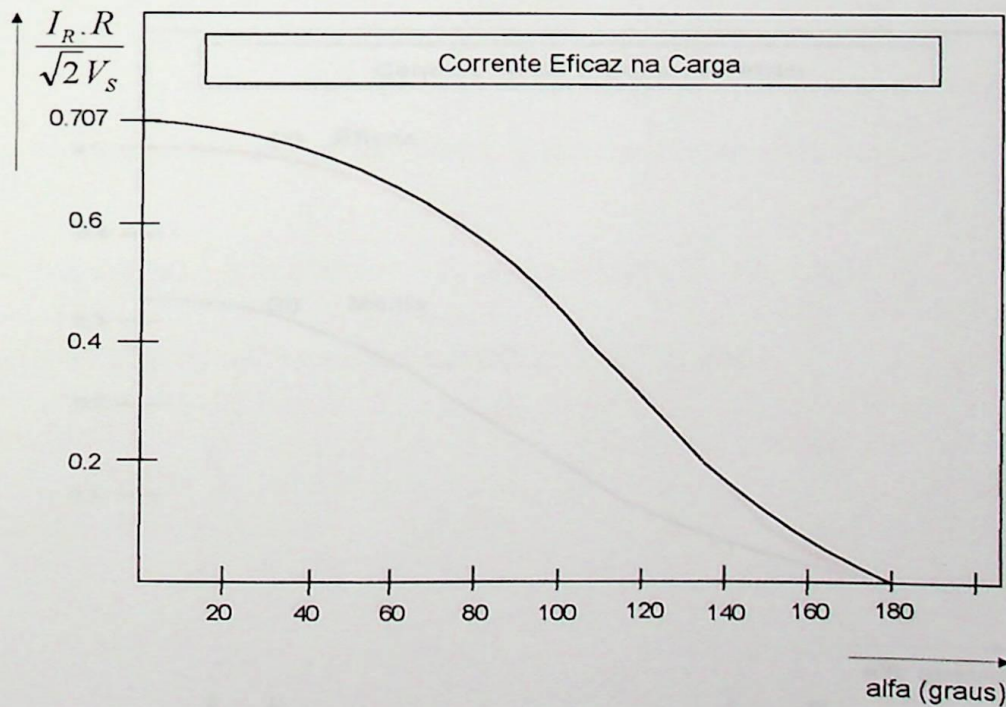


fig. 12

A seguir é calculada a corrente média num tiristor.

$$I_{Tmed} = \frac{\sqrt{2} V_s}{2\pi R} \int_{\alpha}^{\pi} \text{sen } \omega t$$

$$= \frac{\sqrt{2} V_s}{2\pi R} (\cos \alpha + 1)$$

ou

$$\frac{I_{Tmed} \cdot R}{\sqrt{2} V_s} = \frac{1}{2\pi} (\cos \alpha + 1)$$

A corrente eficaz em um tiristor é calculada a seguir:

$$I_{T1ef} = I_{T2ef} = I_{Tef}$$

$$I_{T1ef}^2 + I_{T2ef}^2 = 2I_{Tef}^2 = I_R^2$$

$$I_{Tef} = \frac{I_R}{\sqrt{2}}$$

ou

$$\frac{I_{Tef} \cdot R}{\sqrt{2} \cdot V_s} = \frac{1}{2\sqrt{\pi}} \left[\pi - \alpha + \frac{\text{sen } 2\alpha}{2} \right]^{1/2}$$

Esta expressão também está representada graficamente na fig. 13.

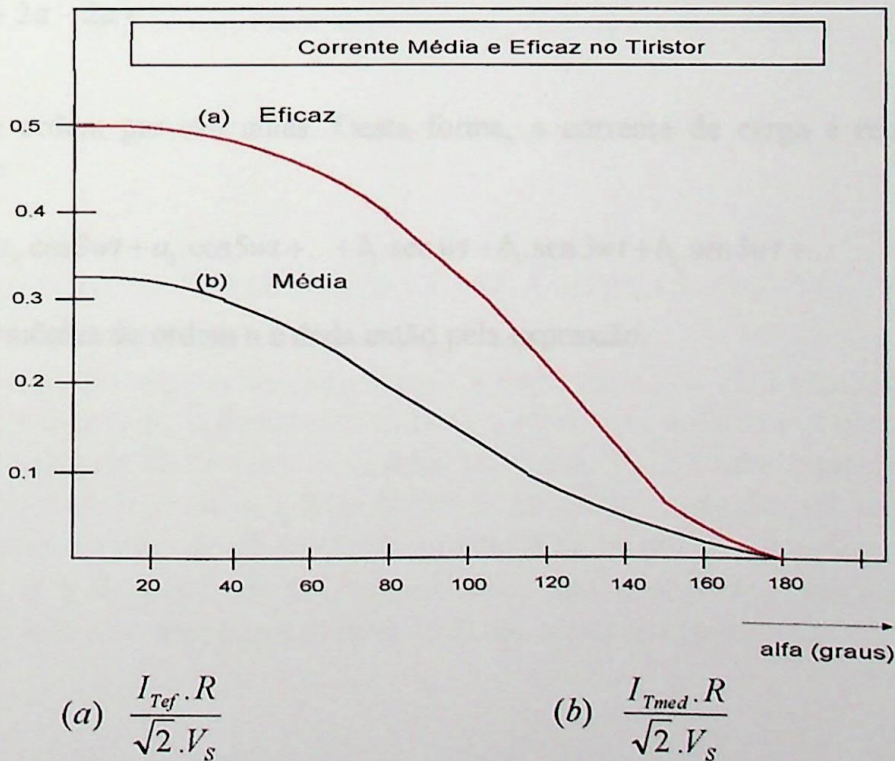


fig. 13

É interessante que se conheça as harmônicas de corrente, sobretudo porque essas harmônicas são introduzidas na rede. Além disso, as harmônicas de alta frequência podem causar perturbações radioelétricas inaceitáveis. A série de Fourier, na sua forma geral, é representada pela expressão:

A corrente média é nula; portanto $a_0 = 0$

Os coeficientes a_n e b_n são dados pelas seguintes expressões:

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i(\omega t) \cos n\omega t \cdot d\omega t$$

$$a_n = \frac{\sqrt{2}V_s}{R\pi} \left[\frac{\cos(\alpha - n\alpha) - 1}{(1-n)} + \frac{\cos(\alpha + n\alpha) - 1}{(1+n)} \right]$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i(\omega t) \sin n\omega t \cdot d\omega t$$

$$b_n = \frac{\sqrt{2}V_s}{R\pi} \left[\frac{\sin(\alpha + n\alpha)}{(1+n)} - \frac{\sin(\alpha - n\alpha)}{(1-n)} \right]$$

Para $n = 1$ as expressões anteriores são indeterminadas. Levantando as indeterminações, obtém-se as seguintes expressões:

$$a_1 = \frac{\sqrt{2}V_s}{2\pi R} (\cos 2\alpha - 1)$$

$$b_1 = \frac{\sqrt{2}V_s}{2\pi R} (\sin 2\alpha + 2\pi - 2\alpha)$$

As harmônicas de ordem par são nulas. Desta forma, a corrente de carga é representada pela expressão seguinte:

$$i(\omega t) = a_1 \cdot \cos \omega t + a_3 \cdot \cos 3\omega t + a_5 \cdot \cos 5\omega t + \dots + b_1 \cdot \sin \omega t + b_3 \cdot \sin 3\omega t + b_5 \cdot \sin 5\omega t + \dots$$

A amplitude da harmônica de ordem n é dada então pela expressão:

$$I_n = (a_n^2 + b_n^2)^{1/2}$$

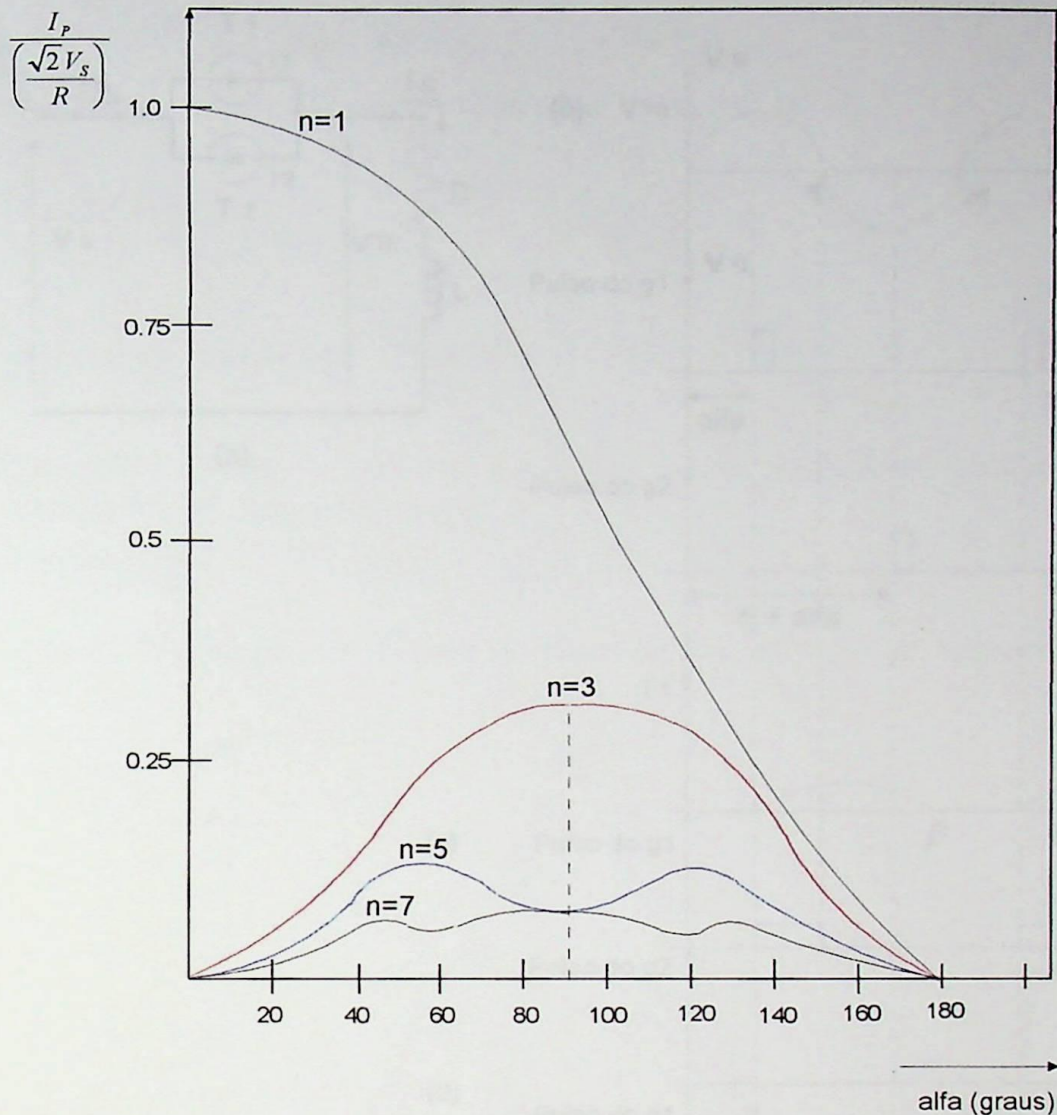


fig. 14 - Amplitude I_p da corrente de carga n em relação a I_M

Obs.: $I_M = \frac{\sqrt{2}V_s}{R}$, representa o valor de pico da corrente de carga para $\alpha = 0$.

1.3.4 - Controladores Monofásicos Com Cargas Indutivas

Um controlador monofásico de onda completa com uma carga RL é mostrado na fig. 15A. Vamos admitir que o tiristor T_1 seja chaveado durante o meio ciclo positivo e conduza a corrente de carga. Devido a impedância do circuito, a corrente no tiristor T_1 não cairá a zero em $\omega t = \pi$, quando a tensão de entrada começa a ficar negativa. O tiristor T_1 continuará conduzindo até a corrente i_l cair a zero em $\omega t = \beta$. O ângulo de condução do tiristor T_1 é $\delta = \beta - \alpha$ e depende do ângulo de disparo α e do ângulo de fator de potência da carga, θ . As formas de onda para a corrente do tiristor, pulsos no gate e tensão de entrada são mostradas na fig. 15B.

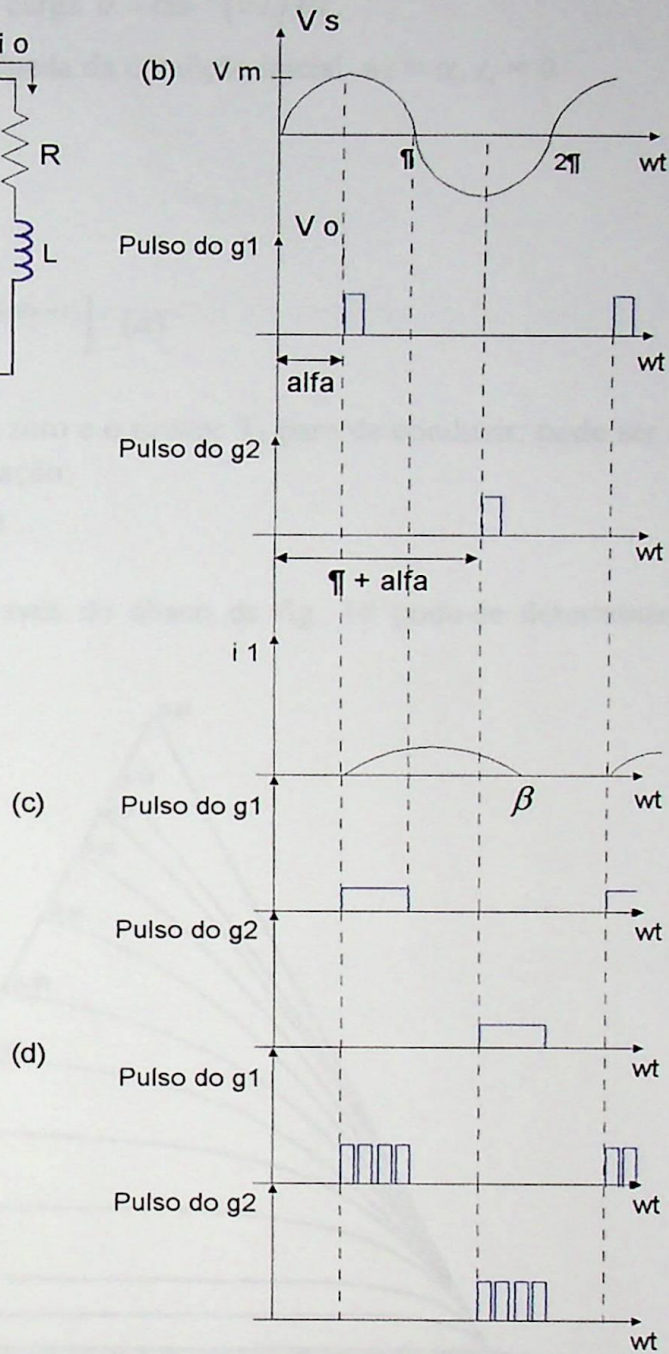
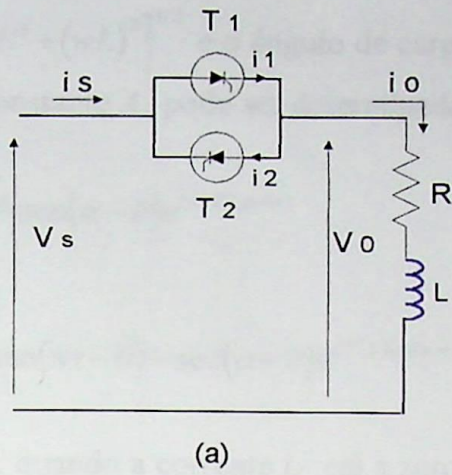


fig. 15 - Controlador Monofásico de Onda Completa com Carga RL.

Se $v_s = \sqrt{2}V_s \text{sen } \omega t$, é a tensão instantânea de entrada e o ângulo de disparo do tiristor T_1 é α , a corrente do tiristor será dada por:

$$L \frac{di_1}{dt} + Ri_1 = \sqrt{2}V_s \text{sen } \omega t$$

$$i_1 = \frac{\sqrt{2}V_s}{Z} \text{sen}(\omega t - \theta) + A_1 e^{-(R/L)t}$$

onde $Z = [R^2 + (wL)^2]^{1/2}$ e o ângulo de carga $\theta = \tan^{-1}(wL/R)$.

A constante A_1 pode ser determinada da condição inicial: $wt = \alpha, i_1 = 0$

$$A_1 = -\frac{\sqrt{2}V_s}{Z} \text{sen}(\alpha - \theta) e^{(R/L)(\alpha/w)}$$

$$i_1 = \frac{\sqrt{2}V_s}{Z} [\text{sen}(wt - \theta) - \text{sen}(\alpha - \theta) e^{(R/L)(\alpha/w - t)}] \quad (a)$$

O ângulo β , quando a corrente i_1 cai a zero e o tiristor T_1 para de conduzir, pode ser encontrado da condição $i_1(wt = \beta) = 0$ e é dado pela relação:

$$\text{sen}(\beta - \theta) = \text{sen}(\alpha - \theta) e^{(R/L)(\alpha - \beta)/w} \quad (b)$$

Conhecendo-se os ângulos α e θ , através do ábaco da fig. 16 pode-se determinar o ângulo de extinção β .

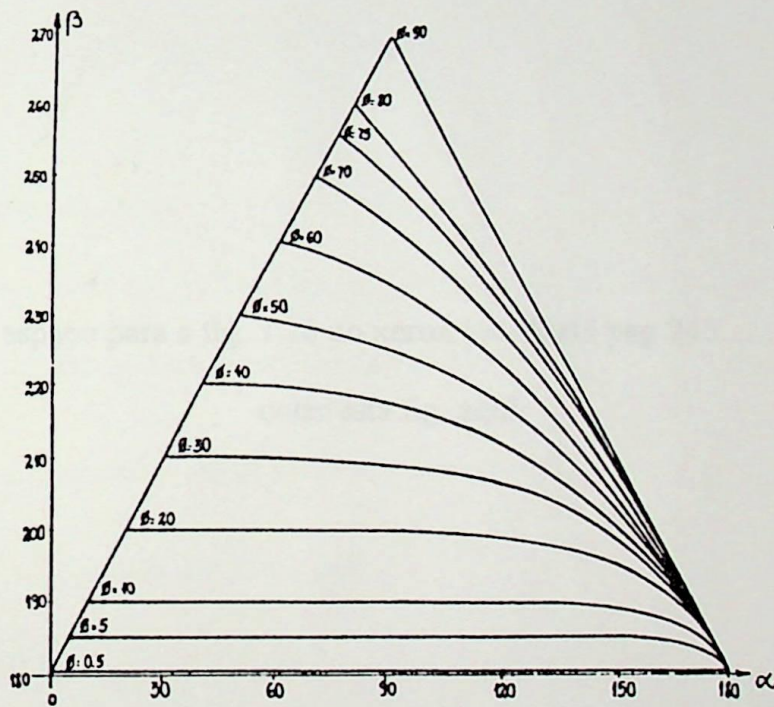


fig. 16 - Ângulo de Extinção β em Função de α , Tomando ϕ como Parâmetro.

O valor rms da tensão de saída será:

$$\begin{aligned} V_0 &= \left[\frac{2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\beta} 2V_s^2 \text{sen}^2 wt d(wt) \right]^{1/2} \\ &= \left[\frac{4V_s^2}{4\pi} \int_{\alpha}^{\beta} (1 - \cos 2wt) d(wt) \right]^{1/2} \\ &= V_s \left[\frac{1}{\pi} \left(\beta - \alpha + \frac{\text{sen } 2\alpha}{2} - \frac{\text{sen } 2\beta}{2} \right) \right]^{1/2} \end{aligned}$$

O valor rms da corrente do tiristor é dada por:

$$I_R = \left[\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\beta} i_1^2 d(\omega t) \right]^{1/2}$$

$$= \frac{V_s}{Z} \left[\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\beta} \left\{ \text{sen}(\omega t - \theta) - \text{sen}(\alpha - \theta) e^{(R/L)(\alpha/\omega - t)} \right\}^2 d(\omega t) \right]^{1/2}$$

O valor rms da corrente de carga pode ser determinada pela combinação da corrente de cada tiristor como a seguir:

$$I_0 = (I_R^2 + I_R^2)^{1/2} = \sqrt{2} I_R$$

O valor médio da corrente do tiristor é dado por:

$$I_A = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\beta} i_1 d(\omega t)$$

$$= \frac{\sqrt{2} V_s}{2\pi Z} \int_{\alpha}^{\beta} \left[\text{sen}(\omega t - \theta) - \text{sen}(\alpha - \theta) e^{(R/L)(\alpha/\omega - t)} \right] d(\omega t)$$

Os harmônicos da corrente de carga:

A análise da simetria da corrente de carga, leva à conclusão de que estão presentes apenas as harmônicas de ordem, 1, 3, 5, 7, 9, 11, ...

A análise dos coeficientes leva às seguintes equações:

$$a_1 = \frac{\sqrt{2} V_s}{2\pi Z} \left\{ \cos \theta (\cos 2\alpha - \cos 2\beta) - \text{sen} \theta (2\beta - 2\alpha + \text{sen} 2\beta - \text{sen} 2\alpha) \right.$$

$$+ \frac{4 \text{sen}(\alpha - \theta)}{\cot^2 \theta + 1} \left[e^{\cot g \theta (\alpha - \beta)} (\cot g \theta \cdot \cos \beta - \text{sen} \beta) \right.$$

$$\left. \left. - (\cot g \theta \cdot \cos \alpha - \text{sen} \alpha) \right] \right\}$$

$$b_1 = \frac{\sqrt{2} V_s}{2\pi Z} \left\{ \cos \theta (2\beta - 2\alpha + \text{sen} 2\alpha - \text{sen} 2\beta) - \text{sen} \theta (\cos 2\alpha - \cos 2\beta) \right.$$

$$+ \frac{4 \text{sen}(\alpha - \theta)}{\cot^2 \theta + 1} \left[e^{\cot g \theta (\alpha - \beta)} (\cot g \theta \cdot \text{sen} \beta + \cos \beta) \right.$$

$$\left. \left. - (\cot g \theta \cdot \text{sen} \alpha + \cos \alpha) \right] \right\}$$

Para $n > 1$, os coeficientes são representados pelas seguintes expressões:

$$a_n = \frac{\sqrt{2}V_s}{\pi Z} \left\{ \frac{\cos\theta}{(1-n)} [\cos(1-n)\alpha - \cos(1-n)\beta] + \frac{\cos\theta}{(1+n)} [\cos(1+n)\alpha - \cos(1+n)\beta] \right. \\ \left. + \frac{\sin\theta}{(1-n)} [\sin(1-n)\alpha - \sin(1-n)\beta] + \frac{\sin\theta}{(1+n)} [\sin(1+n)\alpha - \sin(1+n)\beta] + \right. \\ \left. + \frac{2\sin(\alpha-\theta)}{\cot^2\theta + n^2} \left[e^{\cot\theta(\alpha-\beta)} (\cot\theta \cos n\beta - n \sin n\beta) - (\cot\theta \cos n\alpha - n \sin n\alpha) \right] \right\}$$

$$b_n = \frac{\sqrt{2}V_s}{\pi Z} \left\{ \frac{\cos\theta}{(1-n)} [\sin(1-n)\beta - \sin(1-n)\alpha] + \frac{\cos\theta}{(1+n)} [\sin(1+n)\alpha - \sin(1+n)\beta] \right. \\ \left. + \frac{\sin\theta}{(n-1)} [\cos(n-1)\beta - \cos(n-1)\alpha] + \frac{\sin\theta}{(1+n)} [\cos(1+n)\beta - \cos(1+n)\alpha] + \right. \\ \left. + \frac{2\sin(\alpha-\theta)}{\cot^2\theta + n^2} \left[e^{\cot\theta(\alpha-\beta)} (\cot\theta \sin n\beta + n \cos n\beta) - (\cot\theta \sin n\alpha + n \cos n\alpha) \right] \right\}$$

Seja A_n a amplitude da harmônica de ordem n . Assim:

$$A_n = (a_n^2 + b_n^2)^{1/2}$$

Alguns dos valores de A_n , tomados em relação a $I_m = \frac{\sqrt{2}V_s}{Z}$, estão representados nas figs. 17, 18 e 19.

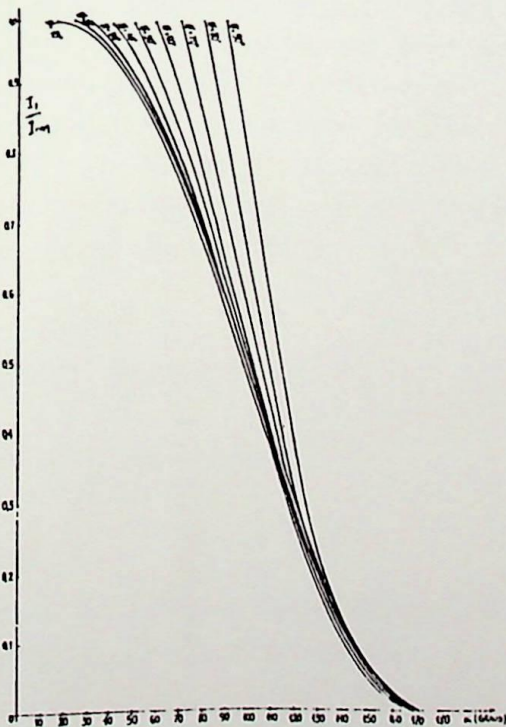


fig. 17 - Amplitude da Corrente Fundamental ($n=1$) da Corrente de Carga em relação I_m .

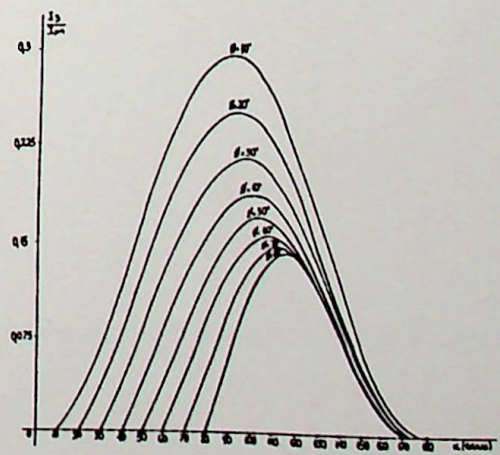


fig. 18 - Amplitude da Harmônica de Ordem 3 em Relação a I_m .

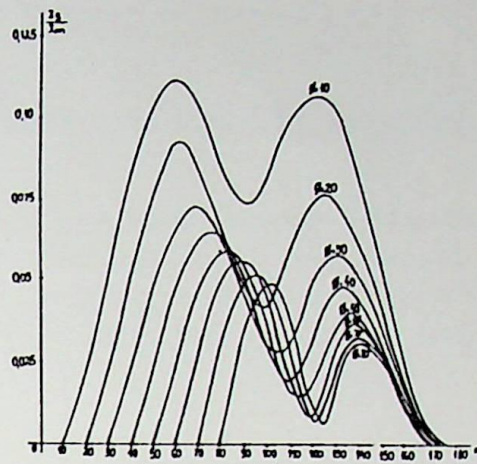
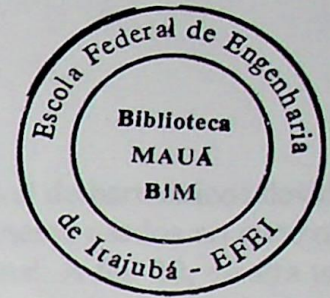


fig. 19 - Amplitude da Harmônica de Ordem 5 em Relação à I_m .

Os sinais nos gates dos tiristores, podem ser impulsos curtos para um controle com cargas resistivas. Entretanto, alguns impulsos curtos não são adequados para cargas indutivas, o que pode ser explicado com o auxílio da fig. 15B. Quando o tiristor T_2 é disparado em $\omega t = \pi + \alpha$, o tiristor T_1 continua conduzindo devido à indutância da carga. Com o tempo a corrente do tiristor T_1 cai a zero parando de conduzir em $\omega t = \beta = \alpha + \delta$, o pulso no gate do tiristor T_2 já terá cessado e consequentemente o tiristor T_2 não irá conduzir. Como resultado somente o tiristor T_1 irá operar causando assimetrias nas formas de onda de tensão e corrente de saída. Este problema pode ser resolvido, usando sinais contínuos no gate com duração de $(\pi - \alpha)$ como mostrado na fig. 15C. Assim que a corrente do tiristor T_1 cair a zero, o tiristor T_2 conduzirá. Entretanto, pulsos contínuos no gate aumentam as perdas por chaveamento do tiristor, requerendo um transformador de isolamento maior para o circuito de gatilhamento. Na prática, um trem de pulsos de curta duração como mostrado na fig. 15D, é normalmente usado para superar estes problemas.

A equação (a), indica que a tensão e corrente de carga, serão senoidais se o ângulo de disparo α , for menor que o ângulo de carga θ , se α for maior do que θ , a corrente de carga será descontínua e não senoidal.

Notas:

1. Se $\alpha = \theta$, da equação (b),

$$\text{sen}(\beta - \theta) = \text{sen}(\beta - \alpha) = 0$$

e

$$\beta - \alpha = \delta = \pi$$

2. Desde que o ângulo de condução, δ não exceda π e a corrente de carga passe por zero, o ângulo de disparo α , não deve ser menor que θ e α deverá estar entre:

$$\theta \leq \alpha \leq \pi$$

3. Se $\alpha \leq \theta$ e os pulsos nos gates dos tiristores forem de longa duração, a corrente de carga não mudará com α , mas ambos os tiristores conduzirão para π . O tiristor T_1 irá conduzir em $\omega t = \theta$ e o tiristor T_2 , conduzirá em $\omega t = \pi + \theta$.

1.3.5 - Controlador Trifásico de Onda Completa

Os controladores unidirecionais provocam correntes dc e um alto nível de harmônicos devido a natureza assimétrica da forma de onda de saída, por isso, não são normalmente usados no controle de motores; no caso, é comumente usado um controlador trifásico bidirecional. A fig. 20, mostra um controlador trifásico de onda completa com carga resistiva conectados em estrela. A sequência de disparo dos tiristores é $T_1, T_2, T_3, T_4, T_5, T_6$.

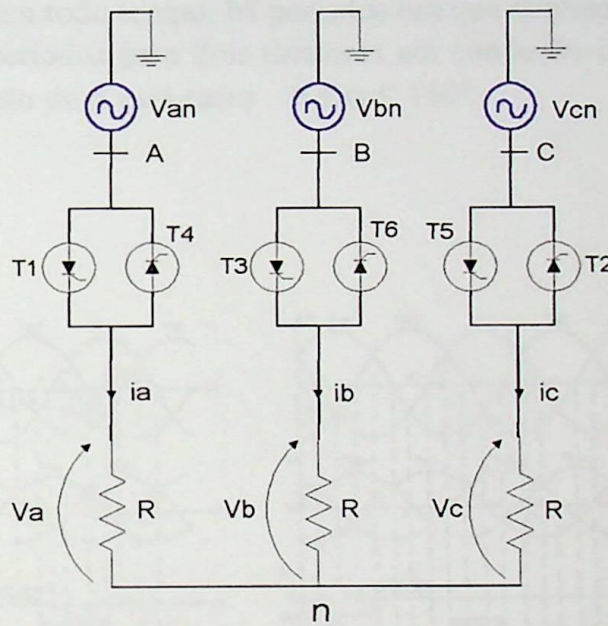


fig. 20 - Controlador Bidirecional Trifásico.

Se definirmos tensões de fase instantâneas como:

$$v_{AN} = \sqrt{2} V_S \text{ sen } \omega t$$

$$v_{BN} = \sqrt{2} V_S \text{ sen} \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right)$$

$$v_{CN} = \sqrt{2} V_S \text{ sen} \left(\omega t - \frac{4\pi}{3} \right)$$

E as tensões instantâneas de linha:

$$v_{AB} = \sqrt{6} V_S \text{sen}\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right)$$

$$v_{BC} = \sqrt{6} V_S \text{sen}\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)$$

$$v_{CA} = \sqrt{6} V_S \text{sen}\left(\omega t - \frac{7\pi}{6}\right)$$

As formas de onda das tensões de entrada, ângulo de condução dos tiristores e tensões de fase de saída são mostradas na fig. 21, para $\alpha = 60^\circ$ e $\alpha = 120^\circ$. Para $0 \leq \alpha < 60^\circ$, imediatamente antes do disparo de T_1 , dois tiristores estão em condução. Com o disparo de T_1 , três tiristores conduzem. O tiristor pára de conduzir quando a corrente reverte. A condição alterna entre dois e três tiristores conduzindo.

Para $60^\circ \leq \alpha < 90^\circ$, apenas dois tiristores conduzem todo tempo. Para $90^\circ \leq \alpha < 150^\circ$, embora dois tiristores conduzam todo tempo, há períodos em que nenhum tiristor está em condução. Para $\alpha \geq 150^\circ$, não existem períodos para dois tiristores em condução e a tensão de saída torna-se zero em $\alpha = 150^\circ$. A variação de α está entre $0 \leq \alpha \leq 150^\circ$.

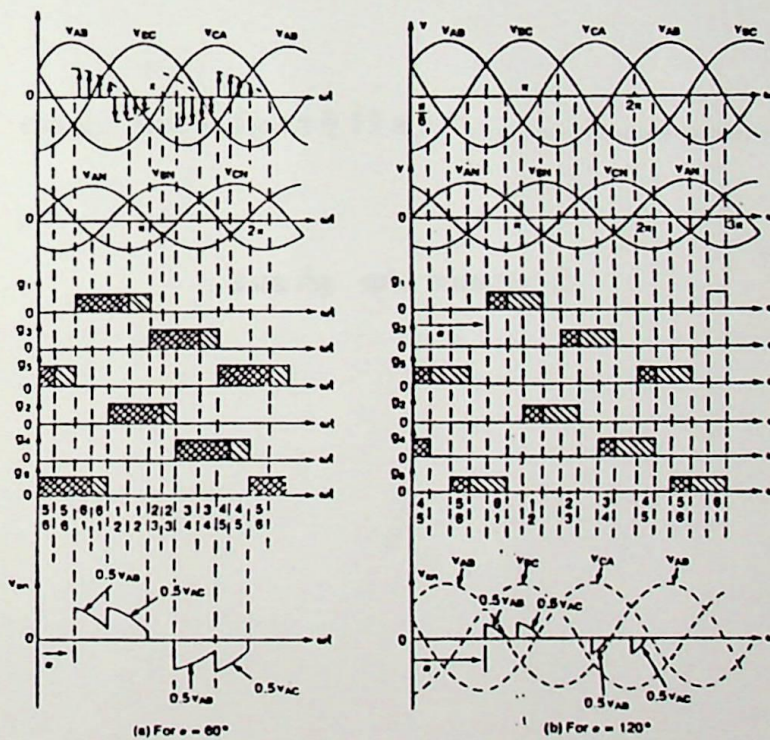


fig. 21 - Formas de Onda para o Controlador Trifásico Bidirecional

As expressões para as tensões rms de saída dependem do ângulo de disparo. As tensões rms de saída para uma carga conectada em estrela, podem ser encontradas como a seguir:

Para $0 \leq \alpha < 60^\circ$,

$$\begin{aligned}
 V_0 &= \left[\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_{AN}^2 d(\omega t) \right]^{1/2} \\
 &= \sqrt{6} V_s \left\{ \frac{2}{2\pi} \left[\int_{\alpha}^{\pi/3} \frac{\text{sen}^2 \omega t}{3} d(\omega t) + \int_{\pi/4}^{\pi/2+\alpha} \frac{\text{sen}^2 \omega t}{4} d(\omega t) \right. \right. \\
 &\quad \left. \left. + \int_{\pi/3+\alpha}^{2\pi/3} \frac{\text{sen}^2 \omega t}{3} d(\omega t) + \int_{\pi/2}^{\pi/2+\alpha} \frac{\text{sen}^2 \omega t}{4} d(\omega t) + \int_{2\pi/3+\alpha}^{\pi} \frac{\text{sen}^2 \omega t}{3} d(\omega t) \right] \right\}^{1/2} \\
 &= \sqrt{6} V_s \left[\frac{1}{\pi} \left(\frac{\pi}{6} - \frac{\alpha}{4} + \frac{\text{sen} 2\alpha}{8} \right) \right]^{1/2}
 \end{aligned}$$

Para $60^\circ \leq \alpha < 90^\circ$,

$$\begin{aligned}
 V_0 &= \sqrt{6} V_s \left\{ \frac{2}{2\pi} \left[\int_{\pi/2-\pi/3+\alpha}^{5\pi/6-\pi/3+\alpha} \frac{\text{sen}^2 \omega t}{4} d(\omega t) + \int_{\pi/2-\pi/3+\alpha}^{5\pi/6-\pi/3+\alpha} \frac{\text{sen}^2 \omega t}{4} d(\omega t) \right] \right\}^{1/2} \\
 &= \sqrt{6} V_s \left[\frac{1}{\pi} \left(\frac{\pi}{12} + \frac{3 \text{sen} 2\alpha}{16} + \frac{\sqrt{3} \cos 2\alpha}{16} \right) \right]^{1/2}
 \end{aligned}$$

Para $90^\circ \leq \alpha \leq 150^\circ$

$$\begin{aligned}
 V_0 &= \sqrt{6} V_s \left\{ \frac{2}{2\pi} \left[\int_{\pi/2-\pi/3+\alpha}^{\pi} \frac{\text{sen}^2 \omega t}{4} d(\omega t) + \int_{\pi/2-\pi/3+\alpha}^{\pi} \frac{\text{sen}^2 \omega t}{4} d(\omega t) \right] \right\}^{1/2} \\
 &= \sqrt{6} V_s \left[\frac{1}{\pi} \left(\frac{5\pi}{24} - \frac{\alpha}{4} + \frac{\text{sen} 2\alpha}{16} + \frac{\sqrt{3} \cos 2\alpha}{16} \right) \right]^{1/2}
 \end{aligned}$$

Os elementos de potência de um controlador trifásico bidirecional, podem ser conectados juntos como mostrado na fig. 22, este arranjo é conhecido como controle *Tie*.

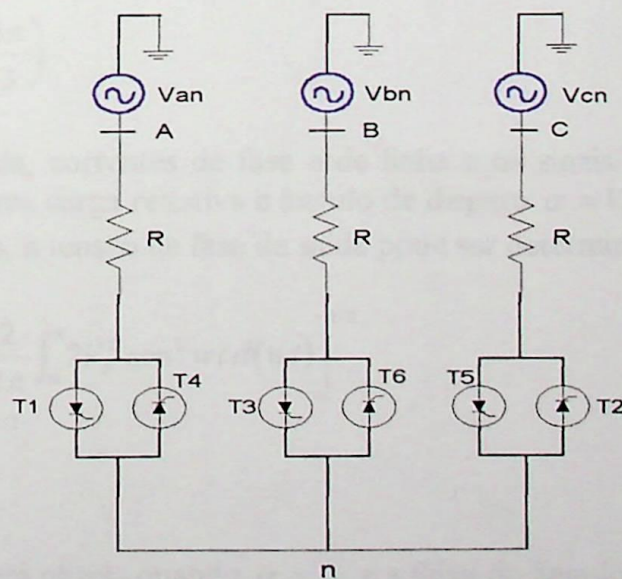


fig. 22 - Controle *Tie*.

1.3.6 - Controladores Trifásicos Bidirecionais Conectados em Delta

Se os terminais do sistema trifásico são acessíveis, os elementos de controle e a carga podem ser conectados em delta como mostrado na fig. 23. Desde que a corrente de fase em um sistema trifásico é apenas $1/\sqrt{3}$ da corrente de linha, os tiristores podem ser menores do que se fossem conectados em linha.

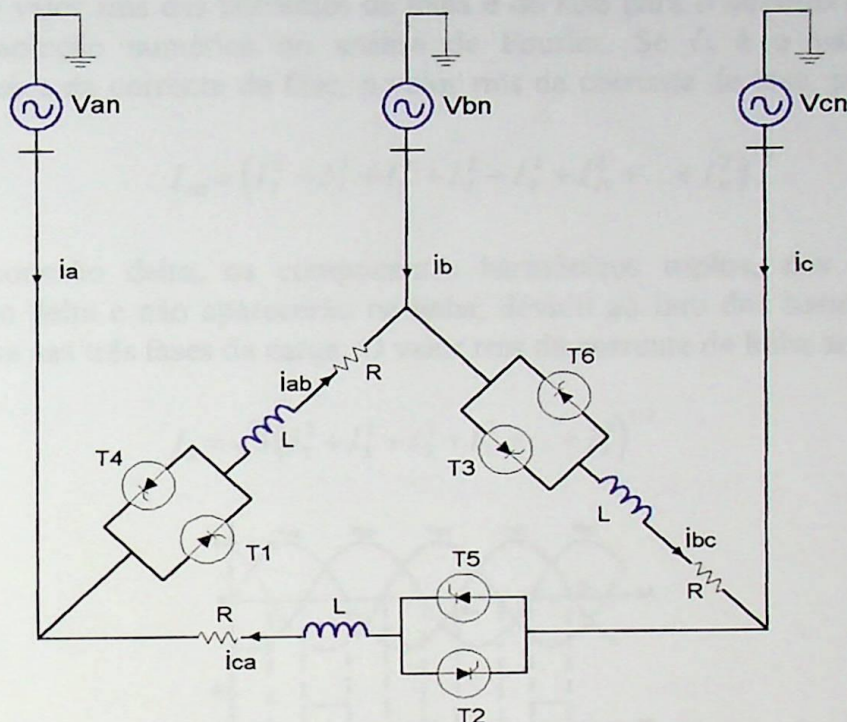


fig. 23 - Controlador Trifásico Conectado em Delta

Assumindo que as tensões de linha instantâneas sejam:

$$v_{AB} = v_{ab} = \sqrt{2} V_s \text{ sen } \omega t$$

$$v_{BC} = v_{bc} = \sqrt{2} V_s \text{ sen} \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right)$$

$$v_{CA} = v_{ca} = \sqrt{2} V_s \text{ sen} \left(\omega t - \frac{4\pi}{3} \right)$$

As tensões de entrada, correntes de fase e de linha e os sinais nos gates dos tiristores são mostrados na fig. 24, para uma carga resistiva e ângulo de disparo $\alpha = 120^\circ$.

Para cargas resistivas, a tensão de fase de saída pode ser determinada como a seguir:

$$V_0 = \left[\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{2\pi} v_{ab}^2 d(\omega t) \right]^{1/2} = \left[\frac{2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} 2V_s^2 \text{ sen}^2 \omega t d(\omega t) \right]^{1/2}$$

$$= V_s \left[\frac{1}{\pi} \left(\pi - \alpha + \frac{\text{sen } 2\alpha}{2} \right) \right]^{1/2}$$

A máxima tensão de saída será obtida quando $\alpha = 0$, e a faixa do ângulo de controle será:

$$0 \leq \alpha \leq \pi$$

As correntes de linha, as quais podem ser determinadas a partir das correntes de fase, são:

$$i_a = i_{ab} - i_{ca}$$

$$i_b = i_{bc} - i_{ab}$$

$$i_c = i_{ca} - i_{bc}$$

Podemos notar da fig. 24, que as correntes de linha dependem do ângulo de disparo e podem ser descontínuas. O valor rms das correntes de linha e de fase para o circuito de carga, podem ser determinadas por solução numérica ou análise de Fourier. Se I_n é o valor rms da n-ésima componente harmônica da corrente de fase, o valor rms da corrente de fase, pode ser determinado como:

$$I_{ab} = \left(I_1^2 + I_3^2 + I_5^2 + I_7^2 + I_9^2 + I_{11}^2 + \dots + I_n^2 \right)^{1/2}$$

Devido a conexão delta, os componentes harmônicos triplos, das correntes de fase, circularão dentro do delta e não aparecerão na linha; devido ao fato dos harmônicos de sequência zero estarem em fase nas três fases da carga. O valor rms da corrente de linha será:

$$I_a = \sqrt{3} \left(I_1^2 + I_5^2 + I_7^2 + I_{11}^2 + \dots + I_n^2 \right)^{1/2}$$

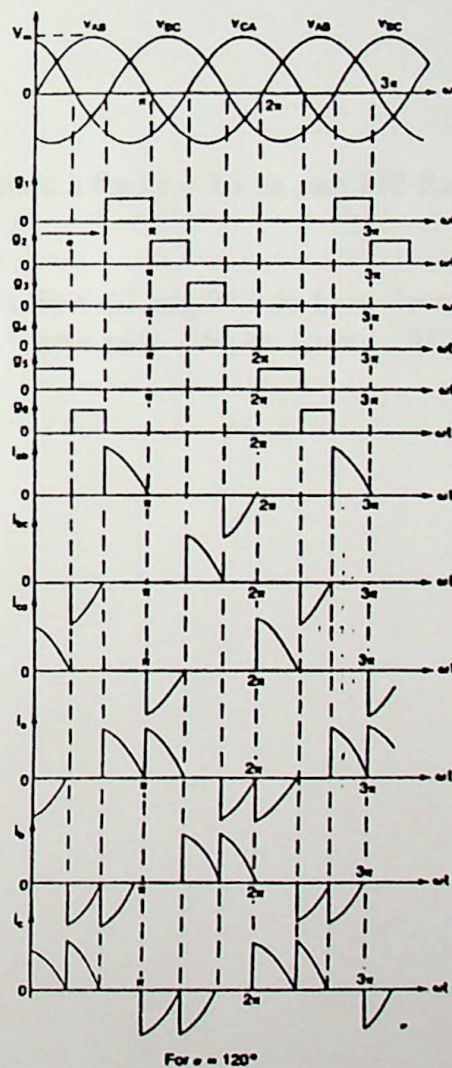


fig. 24 - Formas de Onda para Controlador Conectado em Delta

Como resultado, o valor rms da corrente de linha não deverá seguir a relação normal de um sistema trifásico, tal que:

$$I_a < \sqrt{3} I_{ab}$$

Uma forma alternativa para controladores conectados em delta, a qual requer apenas três tiristores e simplifica o circuito de controle é mostrada na fig. 25. Este arranjo é também conhecido como conexão polígono.

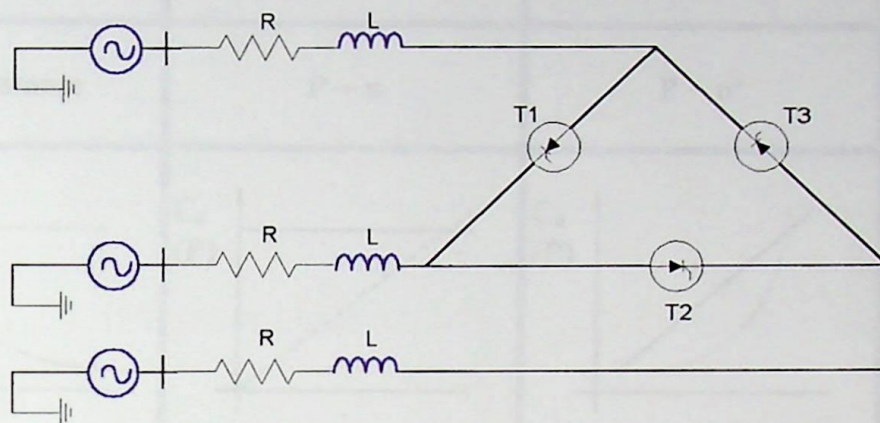


fig. 25 - Controle Trifásico com 3 Tiristores.

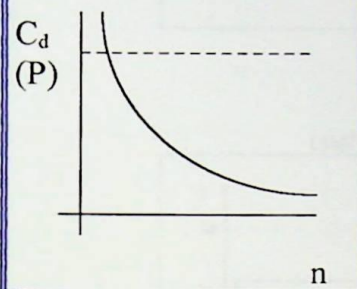
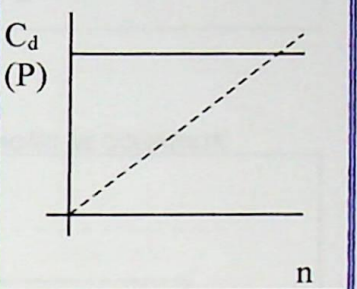
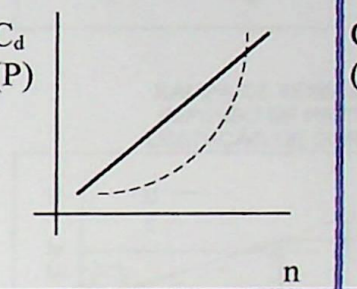
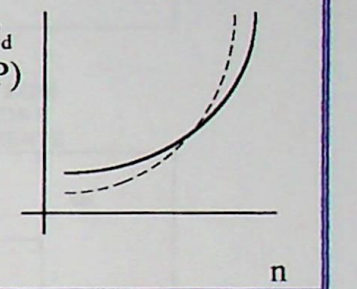
1.4 - Áreas de Aplicação [6]

Os *Soft Starters*, podem ser usados nos mais amplos sistemas de acionamento elétrico que processam materiais sensíveis a trancos e trações e acionamentos com momento de inércia elevado, como por exemplo :

- ⇒ Exaustores, compressores, bombas.
- ⇒ Esteiras transportadoras, guindastes, escadas rolantes.
- ⇒ Máquinas-ferramenta, retíficas, máquinas de corte, trefiladeiras, máquinas têxteis e de injeção de plástico.
- ⇒ Prensas, calandras.
- ⇒ Britadeiras, misturadoras.
- ⇒ Centrífugas, ventiladores, laminadores.
- ⇒ Moinhos, decantadores.
- ⇒ etc

1.4.1 - Curvas Características de Carga

A tabela 5 mostra as curvas características de carga para os vários tipos de acionamentos citados no item anterior.

$C_d \sim 1/n$	$C_d = \text{Constante}$	$C_d \sim n$	$C_d \sim n^2$
$P = \text{Constante}$	$P \sim n$	$P \sim n^2$	$P \sim n^3$
			
Bobinadeiras, Tornos de facear, Máquinas cortadoras rotativas, etc.	Equipamentos de içamento, Guindastes, Correias transport. Máquinas operatrizes, Laminadores, Plainadores, etc.	Calandras com fricção viscosa, Freios a corrente de Foucault, etc.	Bombas, Ventiladores, Centrífugas, etc.

tab. 5 - Curvas Características de Carga

1.4.2 - Possibilidades de Partida

As figuras a seguir mostram as várias possibilidades de partida usando um modelo moderno de *Soft Starter*.

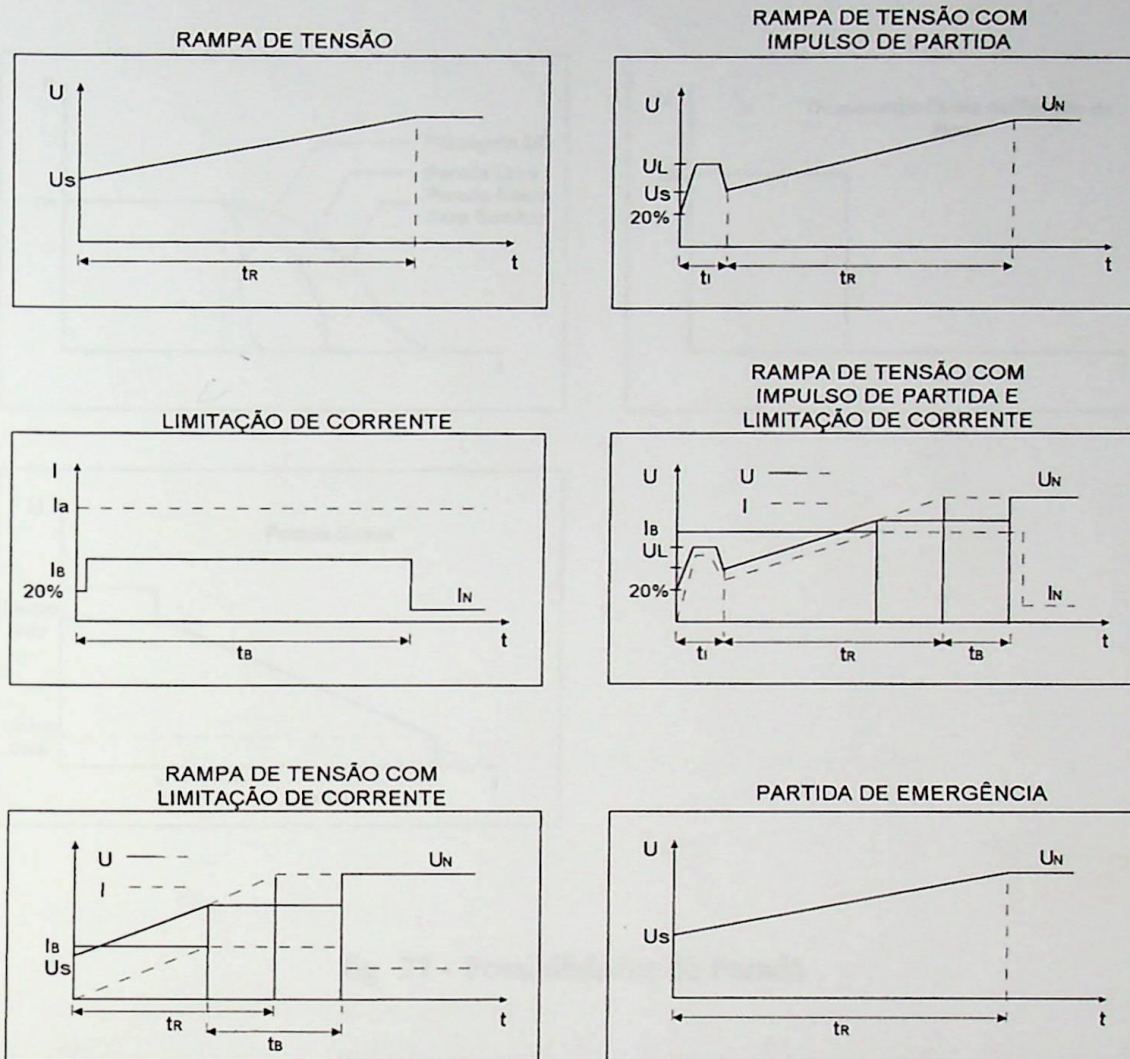


fig . 26 - Possibilidades de Partida.

1.4.3 - Possibilidades de Parada

1.4.3.1 - Parada Suave

Nos acionamentos com pequenos momentos de inércia, está plenamente justificado, desconectar o motor diretamente da rede.

Em esteiras transportadoras, escadas rolantes e elevadores, a parada suave é necessária para evitar danos de materiais transportados ou danos e riscos aos usuários. O *Soft Starter* reduz a tensão nos bornes do motor, segundo uma forma de rampa, de modo que haja uma parada suave. A

parada suave significa um prolongamento artificial do comportamento abrupto, normalmente utilizado para a parada do motor (desconexão da rede). A parada suave não é um freio.

Tanto o acionamento quanto os demais componentes (relés de sobrecarga, contatores, cabos, etc.) devem estar dimensionados para as elevadas correntes que são produzidas durante a parada.

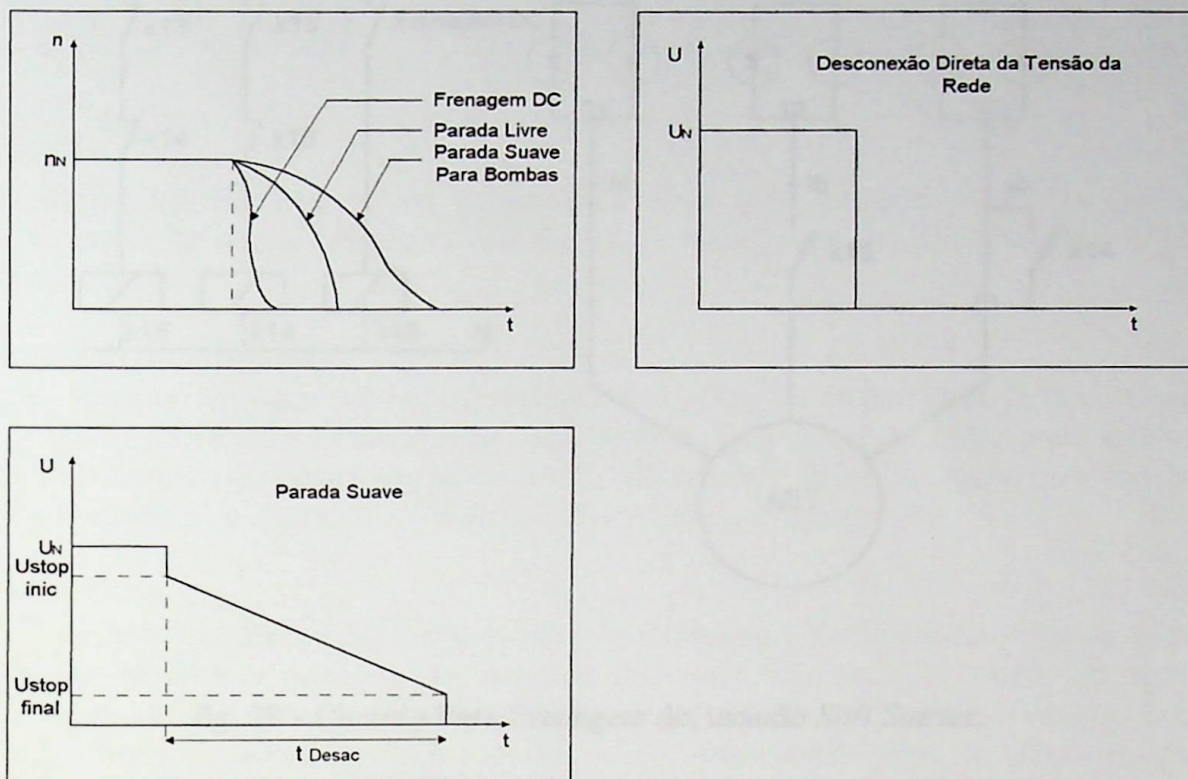


fig. 27 - Possibilidades de Parada

1.4.3.2 - Frenagem DC

Nos acionamentos com tempos de parada prolongados, pode-se usar a frenagem DC, a qual encurta consideravelmente o tempo de parada, em comparação com a parada normal.

Para isto, injeta-se corrente contínua nos enrolamentos do estator, gerando-se um campo magnético estacionário. Como o rotor gira devido a sua inércia, são induzidas certas correntes nos enrolamentos do rotor curto circuitados e estas correntes geram um torque de frenagem.

O controle de torque de frenagem é realizado sobre uma resistência fixa (enrolamentos do motor), mediante a variação da excitação em corrente contínua.

O *Soft Starter* alimenta com corrente contínua, durante o semiciclo positivo da tensão, as fases T1 e T3. Para a amplificação do efeito de frenagem é recomendável conectar um contator entre as fases T2 e T3 e separar com isto a união entre o *Soft Starter* e o motor na fase T2, formando um circuito livre para corrente contínua, como mostra a fig. 28.

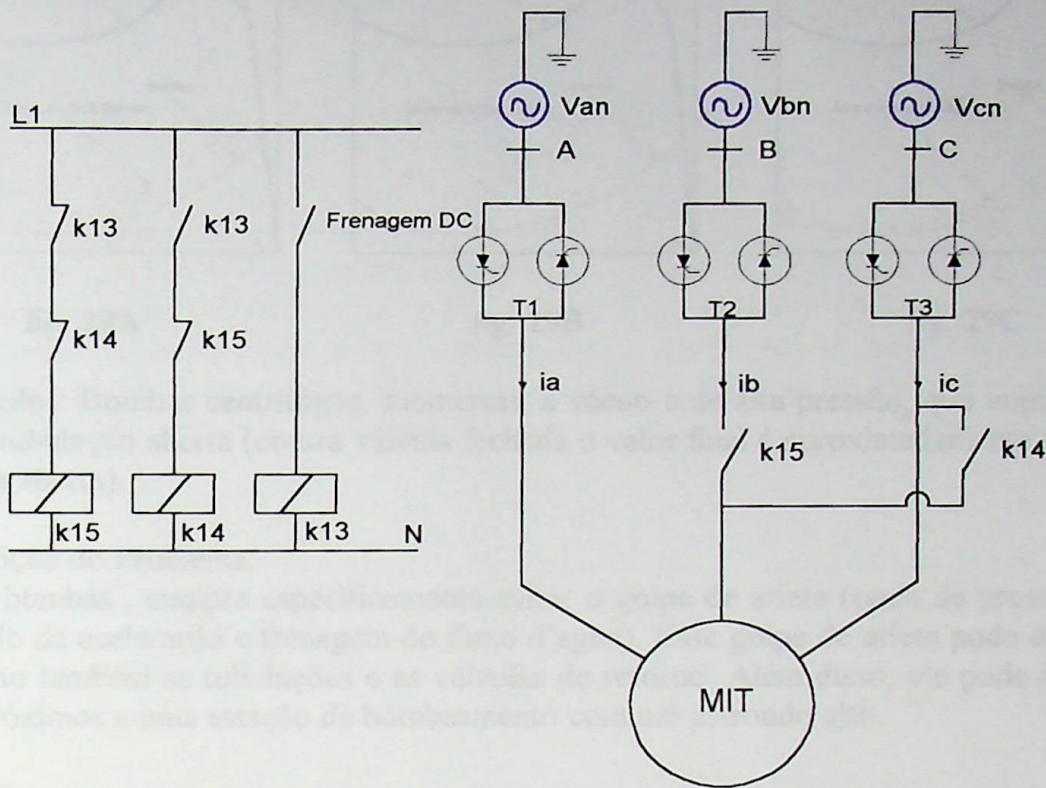


fig. 28 - Circuito Para Frenagem dc, usando *Soft Starter*.

1.4.3.3 Parada Para Bombas

Por causa do baixo momento de inércia que as bombas apresentam, pode ocorrer com a desconexão direta de tensão na parada, uma parada muito brusca, originada pela contrapressão do fluido na tubulação. Isto produz oscilações de pressão nas tubulações originando os golpes de ariete e problemas mecânicos em válvulas de retenção e eletroválvulas.

O problema anterior pode ser evitado, se ao invés de interromper bruscamente a tensão nos bornes do motor, fizer um controle da mesma, diminuindo-a paulatinamente até o motor parar.

Durante o tempo de parada, fluem correntes até três vezes o valor da corrente nominal do motor, portanto tanto o acionamento como a derivação devem estar dimensionados para as correntes elevadas que se produzem durante a parada suave.

1.5 - Aplicações Típicas

1.5.1 - Bombas

Curva característica de carga : $C \sim n^2$

O conjugado resistente da carga, apresenta característica quadrática com a rotação (figs. 29 A, B,C)

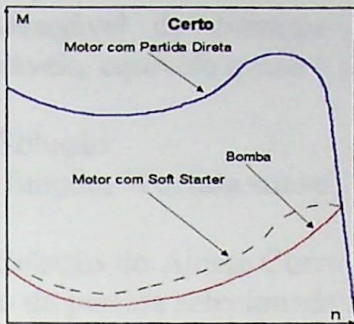


fig. 29A

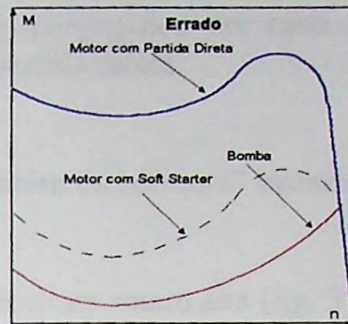


fig. 29B

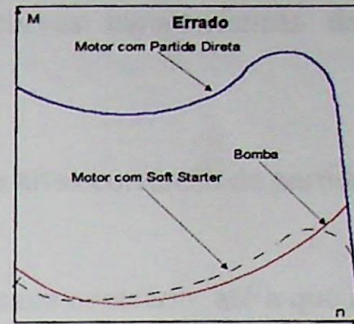


fig. 29C

Exemplos: Bombas centrífugas, submersas, a vácuo e de alta pressão, que impulsionam para uma rede de tubulação aberta (contra válvula fechada o valor final é aproximadamente 50% do valor com a válvula aberta).

Descrição do Problema:

No caso das bombas, cumpre especificamente evitar o golpe de ariete (onda de pressão da coluna d'água quando da aceleração e frenagem do fluxo d'água). Esse golpe de ariete pode danificar tanto a bomba como também as tubulações e as válvulas de retorno. Além disso, ele pode incomodar os moradores próximos a uma estação de bombeamento com um estrondo alto.

Solução:

Através das funções *Soft Start* e *Soft Stop* evita-se com eficácia o problema do golpe de ariete. Visto que as bombas geralmente possuem um pequeno momento de inércia, a seleção do tamanho do aparelho pode na maioria dos casos, ser feita através de tabelas de escolha. Só em casos opcionais (o momento de inércia do acionamento é superior a 10 vezes o momento de inércia do motor), a seleção deve ser feita perante simulação via software.

Seleção do Ajuste Correto:

A tensão de partida não pode ser muito alta, senão o golpe de ariete não pode ser evitado, também não pode ser muito baixa para que o motor tenha um arranque firme. Em toda a faixa de rotação, o conjugado do motor deveria ser aproximadamente 20% superior ao conjugado da carga, isto é, 20% de conjugado de aceleração.

1.5.2 - Ventiladores

Curva característica de carga: $C \sim n^2$

O conjugado resistente da carga apresenta característica quadrática com a rotação.

Exemplos: Exaustores ventiladores que impulsionam para uma rede tubular aberta (contra válvula fechada, o valor final é aproximadamente 50% do valor com válvula aberta).

Máquinas com efeito centrífugo, acionamentos de navio, misturadores, centrífugas, máquinas com movimento retilíneo contra a resistência do ar.

Descrição do Problema:

Exaustores possuem normalmente, um momento de inércia muito alto (possibilidade de 10 a 200 vezes o momento de inércia do motor). No caso de ligação direta, isso condiciona a corrente de partida plena durante um período longo, o que conduz, primeiramente, à queda de tensão na rede. Também em partida estrela-triângulo, ocorre na comutação do estágio estrela para triângulo, um

pico indesejável de corrente e de conjugado, no caso de curvas características de motor desfavoráveis, equivale quase a uma partida direta.

Solução:

Com as funções “Partida suave” e “Limite de corrente” evitam-se as altas correntes de partida.

Seleção do Ajuste Correto:

A tensão de partida selecionada não deve ser muito alta (fig. 30B), caso contrário, até a que a função Limite de corrente seja ativada, a respectiva corrente de partida ainda estará muito alta. Também, se o tempo de rampa não for utilizado, o limite de corrente não deveria ser muito curto (fig. 30C), visto que, caso contrário, a tensão plena de rede estará presente nos bornes do motor e com isso também fluirá a corrente plena de partida. Em toda a extensão o conjugado do motor deve situar-se aproximadamente 20% acima do conjugado resistente da carga, isto é, 20% de conjugado de aceleração.

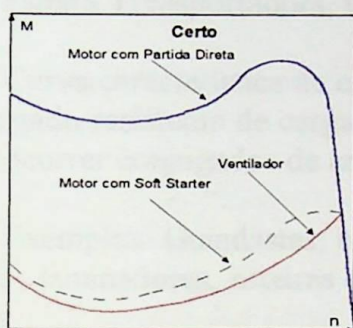


fig. 30A

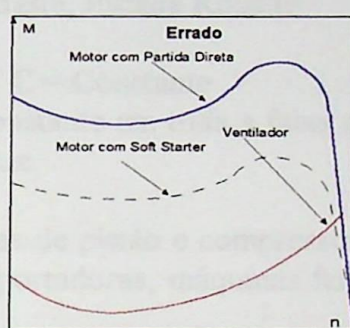


fig. 30 B

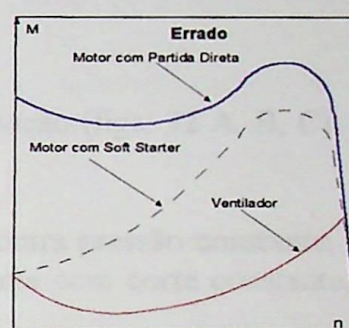


fig. 30C

1.5.3 - Tornos

Curva característica de carga: $C \sim 1/n$

O conjugado resistente da carga diminui com o aumento da rotação

Descrição do Problema:

A aceleração exige um conjugado de partida elevado, mas a necessidade de conjugado decresce com o aumento da rotação. Uma partida estrela-triângulo não é possível, pois, somente 1/3 do conjugado do motor estaria disponível, então o motor só partiria após a comutação para a ligação triângulo, o que equivale a uma partida direta. O impulso de tensão para a partida não deve ser 100%, porque isto não representa um alívio em relação à partida direta.

Solução:

Através do impulso de tensão para partida ajustável em sua amplitude e duração, coloca-se a disposição somente o conjugado de motor necessário para o arranque. Em seguida, a tensão é reduzida, para ajustar o conjugado do motor à curva característica da carga.

Seleção do Ajuste Correto:

O impulso de tensão para partida selecionado, não pode ser muito alto (fig. 31B), uma vez que com isto teríamos uma partida quase direta, a duração do impulso de tensão não deve ser muito longa,

pois, o impulso de tensão para partida, deve estar só um pouco acima do conjugado de arranque da carga, e após o arranque, o conjugado precisa ser reduzido o mais breve possível (fig. 31A).

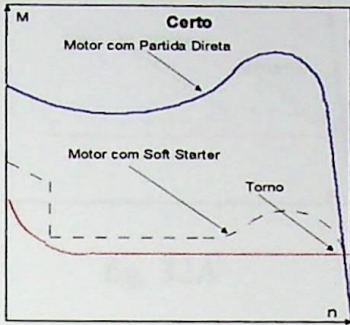


fig. 31A

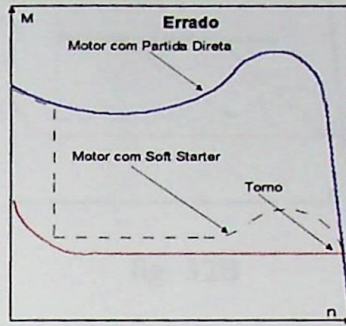


fig. 31B

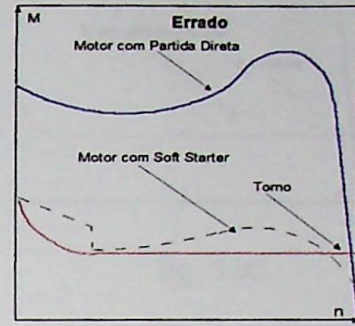


fig. 31C

1.5.4 - Esteira Transportadora, Guindaste, Escada Rolante

Curva característica de carga: $C = \text{Constante}$

O conjugado resistente de carga é constante em toda a faixa de rotação (figs. 32 A, B, C). Também podem ocorrer conjugados de arranque.

Exemplos: Guindastes, bombas de pistão e compressores contra pressão constante, soprador blindado, laminadores, esteiras transportadoras, máquinas ferramenta com corte constante, escadas rolantes.

Descrição do Problema:

Em uma partida ou parada direta, os materiais a serem transportados tombariam ou ficariam danificados, (no caso de pessoas sendo transportadas: quedas, ferimentos, falta de segurança). Com um dispositivo de partida suave, cujo impulso de partida não é ajustável, a partida continuaria tendo solavancos.

Solução:

Com as funções partida e parada suave, bem como eventualmente, um impulso de tensão ajustável no nível de tensão e na duração, o *Soft Starter* se adequaria muito bem ao acionamento.

Seleção do Ajuste Correto:

O impulso de tensão para partida selecionado, não pode ser muito alto (fig. 32B), o que provocaria trancos elétricos e mecânicos. Porém, o impulso de tensão de partida também não pode ser muito baixo para que o motor não deixe de partir (fig. 32C).

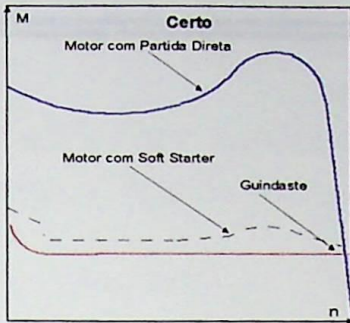


fig. 32A

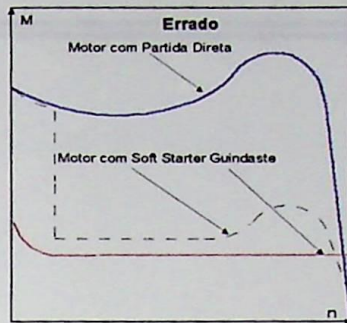


fig. 32B

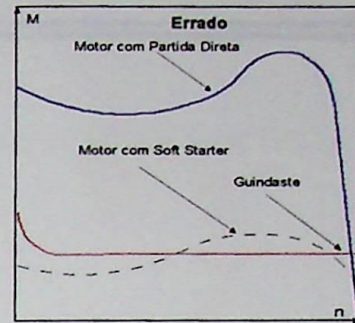


fig. 32C

1.5.5 - Calandras

Curva característica de carga: $C \sim n$

O conjugado resistente da carga aumenta linearmente com a rotação (figs. 33 A, B, C)

Exemplos: Calandras, rosca de injeção (com câmara vazia), laminadores de tecidos e papel e calandra a quente.

Descrição do Problema:

Uma calandra consiste de dois cilindros, dispostos um sobre o outro e girando em sentido contrário entre si. A calandra aplaina e compacta o papel ou tecido entre suas superfícies de contato. O conjugado de aceleração elevado, envolveria o risco de rompimento do papel ou do tecido, o que causaria paralização da produção.

Solução:

Através das funções “Partida suave” e “Parada suave”, o *Soft Starter* evita conjugados de aceleração elevados e limita a corrente de partida.

Seleção do Ajuste Correto:

A tensão de partida selecionada, não pode ser muito alta (fig. 33B) para manter, tanto a corrente de partida quanto o conjugado de aceleração baixos. O tempo de rampa selecionado não pode ser muito longo, senão o motor ficará em baixa rotação (fig. 33C), havendo sobreaquecimento, ativando a proteção eletrônica do aparelho (bloqueio da operação).

Em toda a faixa de rotação, o conjugado do motor deve ficar acima do conjugado resistente da carga o que equivale a aproximadamente 20% do conjugado nominal (fig. 33A), isto é, 20% de conjugado de aceleração.

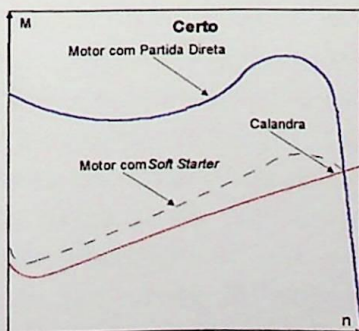


fig. 33A

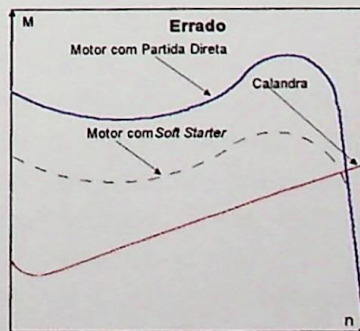


fig. 33B

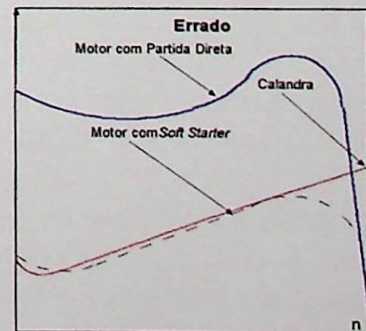


fig. 33C

2 - Introdução

A qualidade de energia elétrica fornecida aos equipamentos sensíveis e perturbados depende de vários fatores, tais como: frequência, tensão, duração de interrupções, etc. O objetivo deste trabalho é estudar os efeitos de perturbações de tensão, frequência e duração de interrupções, bem como os efeitos de sobretensão, sobrecorrente e harmônicos, sobre o funcionamento dos equipamentos em operação. Para isso, foram realizados testes de compatibilidade com as cargas sensíveis e perturbadas, bem como testes de compatibilidade com as cargas sensíveis e perturbadas, bem como testes de compatibilidade com as cargas sensíveis e perturbadas.

CAPÍTULO 2

Harmônicos

Os efeitos indesejáveis de distorções de tensão podem ser evitados em determinadas situações, isto vai depender do nível de compatibilidade, que deve ser definido de acordo com a natureza da carga sensível e perturbada. O nível de compatibilidade para um dado tipo de perturbação consiste, por convenção, em um valor que representa uma probabilidade bem definida de ser excedido. Por exemplo, um nível de compatibilidade de 95% de não ser excedido, é definido o limite de tensão e sobretensão que o equipamento poderá suportar sem sofrer danos.

Com isso, para os problemas de compatibilidade podem ser três quatro parâmetros, com os quais se pode trabalhar e obter resultados práticos, como se mostra a seguir:

O Comprimento - O comprimento (ou resposta) de uma planta elétrica, que está aumentando cada vez mais os efeitos que tenham impacto direto no sistema sobre a operação e a manutenção de suas instalações. Portanto, de interesse em todos os aspectos de compatibilidade. Um dos aspectos necessários sobre o processo produtivo e da vida inteira da planta, se não houver uma manutenção adequada de suas partes, recomenda-se a adoção de procedimentos adequados para a manutenção de um bom funcionamento das instalações elétricas existentes.

O fabricante do equipamento perturbado - Este parâmetro consiste em conhecer o nível de tensão de um novo equipamento perturbado, que não ultrapasse as curvas características e os bancos de capacitores, já que estes últimos podem influenciar significativamente a operação. O fabricante pode fornecer dados de um ambiente adequado de operação.

Qualidade de Energia Envolvendo Equipamentos Perturbadores e Equipamentos Sensíveis

2 - Introdução

A eletrônica de potência e a tecnologia de controle proliferam na área industrial, aumentando a quantidade tanto de cargas perturbadoras (por exemplo, Inversores de Frequência, *Soft Starters* e etc.) quanto de cargas sensíveis (por exemplo, dispositivos de controle, microcomputadores e etc). As perturbações, isto é, as deformações da tensão de alimentação, não implicam necessariamente em um mau funcionamento dos equipamentos ou processos. Tais interferências ocorrem somente quando o nível de perturbação não é compatível com as cargas sensíveis conectadas ao sistema. Os problemas de compatibilidade podem ocorrer tanto internamente às instalações industriais (interferência mútua de equipamentos alimentados por uma fonte comum) como na interface entre a indústria e o sistema de distribuição (por exemplo, interferência entre consumidores próximos). Além das cargas industriais, as concessionárias estão sofrendo em seu sistema, um aumento gradual de perturbações de tensão causadas pelas cargas residenciais, devido à expansão do uso de semicondutores aplicados na grande maioria dos eletrodomésticos.

No que se refere aos problemas de perturbação, distinguem-se dois tipos de equipamentos:

- Equipamentos emissores, que causam ou emitem perturbação;
- Equipamentos receptores sensíveis, cujo bom funcionamento pode ser prejudicado por estas emissões.

Como dito anteriormente, as deformações na tensão podem não implicar em danos para os equipamentos sensíveis, isto vai depender do nível de compatibilidade, que deve ser definido de modo a estabelecer uma coordenação entre os emissores de perturbação e os receptores sensíveis. O nível de compatibilidade para um dado tipo de perturbação corresponde, por convenção a um nível que apresenta uma probabilidade bem definida de ser excedido, por exemplo 5 % (ou seja, probabilidade de 95 % de não ser excedido) e determina o limite de imunidade a ser selecionado para o equipamento sensível. Esse limite de imunidade não deve ser inferior ao nível de compatibilidade e quando se deseja uma alta confiabilidade, deve ser bastante superior a este nível.

Com isso, para os problemas de compatibilidade podem ter até quatro participantes, cada um dos quais com seus interesses e competências próprias, como se detalha a seguir:

O Consumidor - O proprietário (ou responsável) de uma planta industrial, que está interessado em todos os fatos que tenham impacto direto ou indireto sobre a operação e a eficiência das suas instalações. Portanto, ele intervém em todas as questões de compatibilidade. Deve-se dar os subsídios necessários sobre o processo produtivo e da rede interna da planta, se não possuir uma capacitação adequada na própria empresa, recomenda-se a assistência de consultores externos, para que se tenha um bom conhecimento das perturbações elétricas existentes.

O Fabricante do equipamento perturbador - Este participante somente se encontra envolvido no caso de instalação de um novo equipamento perturbador, que são normalmente as cargas não-lineares e os bancos de capacitores, já que estes últimos podem influenciar indiretamente a perturbação. O fabricante pode contribuir através de seu conhecimento detalhado do equipamento

fornecido e da sua competência nos problemas de perturbação elétrica, que o equipamento possa produzir.

O Fabricante do equipamento sensível - Estes estão envolvidos quando se instala um novo equipamento sensível, que pode acarretar em problemas até então desconhecidos. Este fabricante deve colaborar através de seu conhecimento específico dos aspectos de imunidade referente ao aparelho fornecido, por exemplo, fornecendo a curva de suportabilidade de tensão dependendo do tempo de duração, isto é, quanto o equipamento suporta de subtensão e sobretensões, impulsos de tensão positivos ou negativos, transitórios, surtos, ausência de energia e outros parâmetros, de uma forma que depende do tempo de duração destes fenômenos (similar à curva do CBEMA, fornecida pela Associação Norte-americana dos Fabricantes de Equipamentos de Informática).

A Concessionária fornecedora de energia elétrica - A concessionária deve assegurar uma boa qualidade de energia em toda a rede de distribuição e, portanto, deve intervir em todos os casos em que possa haver risco de repercussão de perturbações oriundas do consumidor sobre a rede e vice-versa. Esta intervenção tem a finalidade de preservar simultaneamente, a operação correta do equipamento da distribuidora e as condições satisfatórias de alimentação dos outros consumidores. Além disso, a distribuidora tem seguramente, acesso aos parâmetros detalhados da rede e dispõe de um grande conhecimento sobre os fenômenos de perturbação.

2.1 - Subprodutos da Eletrônica Moderna

Os harmônicos [19] são os subprodutos da eletrônica moderna. Se manifestam especialmente onde há um grande número de microcomputadores, *No-Breaks*, *Soft Starters*, Inversores de Frequência, Retificadores e outros equipamentos que absorvem corrente em forma de impulsos curtos. Estes equipamentos são projetados para absorver corrente somente em uma fração controlada da onda de tensão de alimentação, isto provoca harmônicos na corrente de carga, e com ela o sobreaquecimento de transformadores, motores, condutores neutro e também o disparo indesejável de relés.

O problema é ainda mais evidente se observarmos a forma de onda. A tensão de uma linha normal de frequência igual a 60 Hz, aparece em um osciloscópio como uma onda quase senoidal (fig. 1), enquanto quando há harmônicos, a onda aparece distorcida (figs. 2A e 2B). Estas formas de onda já não possuem uma relação simples entre si, passando a ter relações não lineares.

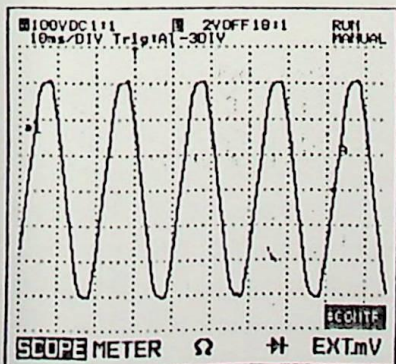


fig. 1 - Onda Quase Senoidal

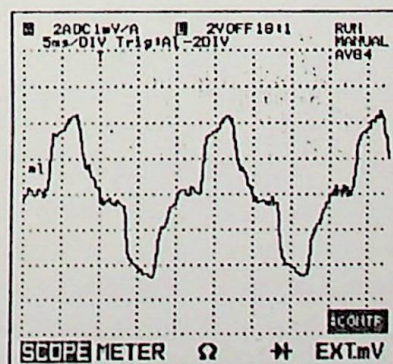


fig. 2A - Forma de Onda de Corrente Distorcida

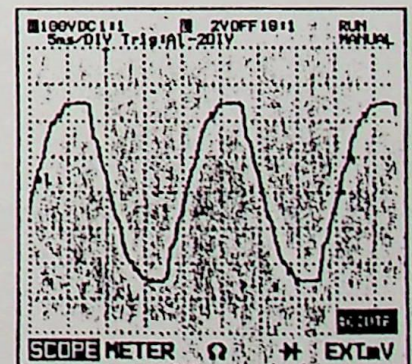


fig. 2B - Forma de Onda de Tensão Distorcida

2.2 - Definição do Problema

Localizar um problema, é bastante fácil quando se sabe o que se deve buscar e onde encontrá-lo. Normalmente os sintomas dos harmônicos não são tão perceptíveis.

Os harmônicos são correntes ou tensões, cujas frequências são múltiplos inteiros da frequência fundamental, por exemplo, se a frequência fundamental for 60 Hz, o segundo harmônico será de 120 Hz, o terceiro de 180 Hz e assim por diante. Os harmônicos são originados por cargas não lineares que absorvem corrente por impulsos bruscos ao invés de fazê-lo suavemente em forma senoidal. Estes impulsos criam ondas de corrente não-senoidais as quais originam correntes harmônicas de retorno para as outras partes do sistema de alimentação. Este fenômeno se manifesta especialmente nos equipamentos providos de fontes de alimentação de entrada com condensadores e semicondutores como diodos ou tiristores, seguidos por microcomputadores, impressoras e equipamentos médicos. As causas do fenômeno são que, a tensão alternada de entrada uma vez retificada pelos diodos, é utilizada para carregar um condensador de grande capacidade, depois de um semi-ciclo, o condensador se carrega com a tensão de pico da onda senoidal, por exemplo, a 322 V em uma linha alternada de 230 V. Este equipamento pode absorver corrente até atingir um limite mínimo regulado. Normalmente antes de alcançar este limite mínimo o condensador se recarrega até o valor de pico do semi-ciclo seguinte da onda senoidal. Basicamente o condensador absorve somente um impulso de corrente na crista da onda, durante a porção restante da mesma, quando a tensão é inferior ao valor residual do condensador, este não absorve corrente. Normalmente, as fontes de alimentação com condensador e diodos são cargas monofásicas não lineares. Nas plantas industriais, pelo contrário, as causas mais frequentes de correntes harmônicas são cargas trifásicas não lineares, como motores com acionamento controlado eletronicamente e *No-Breaks*.

2.3 - Harmônicos de Tensão

A própria rede de alimentação pode ser uma fonte indireta de harmônicos de tensão. O produto entre a corrente absorvida por cargas não lineares e a impedância de fonte do transformador de alimentação se rege pela lei de Ohm, o que provoca harmônicos de tensão. A impedância da fonte se constitui pela impedância do transformador de alimentação e pelos componentes do ramal. Todas as cargas que compartilham um transformador ou um ramal com forte carga de harmônicos poderão ser afetadas pelos harmônicos de tensão produzidos. Ocorre a irônica circunstância de que os microcomputadores e os outros equipamentos geradores de harmônicos, são também bastante sensíveis aos harmônicos de tensão. O rendimento da fonte de alimentação a diodos depende criticamente da magnitude da tensão de pico. Os harmônicos de tensão podem provocar um achatamento dos picos máximos da amplitude de uma onda de tensão, reduzindo desse modo a tensão de pico (ver fig.2B). No pior dos casos pode-se provocar um reset do computador por falha de alimentação. Em uma planta industrial, os motores, transformadores e bancos de capacitores podem ser bastante afetados pelos harmônicos de tensão. Os bancos de capacitores podem formar um circuito ressonante com as partes indutivas de um sistema de distribuição de corrente. Com o aumento crescente da instalação de bancos de capacitores, ambas ressonâncias, série ou paralela ou uma mistura das duas pode ocorrer. Se a frequência de ressonância estiver próxima da tensão harmônica, a corrente harmônica pode aumentar consideravelmente, sobrecarregando os capacitores e queimando os fusíveis de proteção, caracterizando uma ressonância série, neste caso a impedância do sistema se reduz apenas à componente resistiva. No caso de circuito paralelo, a impedância total na frequência de ressonância será muito alta. Portanto, mesmo quando excitado por uma pequena fonte na frequência de ressonância, uma grande corrente circulará no circuito paralelo entre capacitor e indutor, a tensão poderá atingir níveis bastante elevados. Conseqüentemente, se o ponto de ressonância de um ou de ambos os circuitos acontece próximo a uma das frequências geradas pela

fonte de harmônicos do sistema, o resultado pode ser uma circulação de corrente harmônica excessiva e ou aparecimento de tensão harmônica excessiva. Por sorte, a falha de capacitores, cabos ou abertura de fusíveis, dessintoniza o circuito e a ressonância desaparece.

2.4 - Sintomas dos Harmônicos

Os equipamentos geradores de harmônicos são basicamente de dois tipos: monofásicos e trifásicos. Nos laboratórios e residências predominam as cargas monofásicas não lineares, enquanto num ambiente industrial as mais predominantes são as trifásicas, como mostram as figs. 3A e 3B.

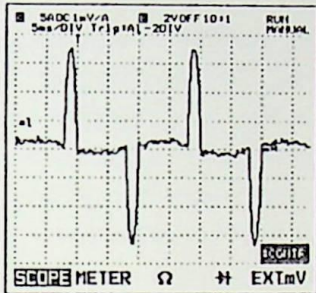


fig. 3A - Forma de Onda de Corrente de uma Carga Monofásica Não Linear

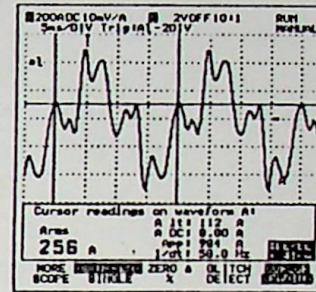


fig. 3B - Forma de Onda de Corrente de uma Carga Trifásica Não Linear

2.4.1 - Condutores Neutros

Em condições normais, com uma carga linear equilibrada, as porções fundamentais a 60 Hz das correntes de cada fase, se anulam mutuamente no condutor neutro. Em um sistema de quatro condutores, com cargas monofásicas não lineares, certos harmônicos ímpares denominados homopolares ou de sequência zero, múltiplos ímpares dos terceiros harmônicos: 3°, 9°, 15°, etc, não se anulam entre si, sendo que se somam no condutor neutro. Em sistemas com muitas cargas monofásicas não lineares, a corrente do neutro pode chegar a superar o valor das de fase e neste caso, o perigo é o excessivo aquecimento por não existir nenhum interruptor automático, que limite a corrente como ocorre nos condutores das fases. Uma corrente excessiva no condutor neutro, também pode provocar níveis de tensão superiores ao normal entre o condutor neutro e terra e inferiores ao normal entre fase e neutro.

2.4.2 - Interruptores Automáticos

Os interruptores magnetotérmicos comuns, têm um mecanismo de disparo que é acionado pelo aquecimento excessivo produzido pela corrente do circuito. Este mecanismo é projetado para responder ao valor eficaz da onda de corrente, de tal maneira que dispara se houver um aquecimento demasiado. Este tipo de interruptor, fornece uma maior proteção frente a sobrecargas por correntes harmônicas.

Os relés eletrônicos automáticos detectores de picos, são acionados pelos picos da onda de corrente, como o valor de pico da corrente harmônica pode ser superior comparado com uma onda normal, este tipo de interruptor automático pode disparar-se prematuramente com valores de corrente baixos. Por outro lado, se o nível de pico é inferior ao normal, pode acontecer do relé não disparar quando deveria.

2.4.3 - Painéis Elétricos

Os painéis elétricos projetados para correntes de 50 ou 60 Hz, podem apresentar ressonância devido aos campos magnéticos gerados por correntes harmônicas de alta frequência. Quando isto ocorre, o painel começa a vibrar e emite um zumbido das frequências harmônicas.

2.4.4 - Telecomunicações

Os cabos de telecomunicações podem sofrer muita interferência quando próximo aos condutores fase, o acoplamento magnético (ou eletrostático) entre circuito elétrico e circuito de comunicação, pode causar o que conhecemos como interferência de comunicação. A corrente fluindo pelo circuito elétrico produz um campo magnético que induz uma corrente ou tensão próximo aos condutores do circuito de comunicação, o grau de interferência irá depender da magnitude da corrente ou tensão induzida, frequência e rendimento do acoplamento magnético, para reduzir ao mínimo a interferência indutiva provocada pelas correntes de fase, os cabos de telecomunicações são colocados longe do circuitos de potência. Com a presença de harmônicos homopolares nestes condutores, originam as interferências que escutamos em algumas linhas telefônicas. Este sintoma pode ser o primeiro indício de problemas devido aos harmônicos.

Outros tipos de interferência são:

- a) Ruído induzido na linha
- b) Interferência com linhas de potência e sistemas carrier e
- c) Mau funcionamento de relés.

2.4.5 - Transformador

Os transformadores usados em sistemas de distribuição, podem ser do tipo estrela triângulo e normalmente se usam para alimentar sistema trifásico composto por cargas monofásicas. As cargas monofásicas não lineares conectadas a estes transformadores, produzem harmônicos homopolares que se somam algebricamente no condutor neutro. Quando esta corrente de neutro chega ao transformador, se reflete ao primário ligado em delta e circula por ele com conseqüente sobreaquecimento do transformador. Normalmente, os transformadores só estão dimensionados para uma carga de corrente de fase de 50 ou 60 Hz. Ao ser mais alta sua frequência, a corrente harmônica provoca um maior aquecimento com a mesma amperagem. Estes efeitos de sobreaquecimento obrigam a modificar a potência de projeto dos transformadores utilizados para alimentar cargas harmônicas ou diminuir a potência de carga do transformador ou substituir estes transformadores por outros de desenho especial.

Usando superposição, a perda total devido ao aquecimento pode ser expressa como a soma das perdas harmônicas individuais.

$$I^2R = I_{60\text{ Hz}}^2 R_{60\text{ Hz}} + I_{300\text{ Hz}}^2 R_{300\text{ Hz}} + I_{420\text{ Hz}}^2 R_{420\text{ Hz}} + \dots$$

A redução da potência de carga do transformador irá depender de quais harmônicos estão presentes, da magnitude de cada corrente harmônica individual e da resistência.



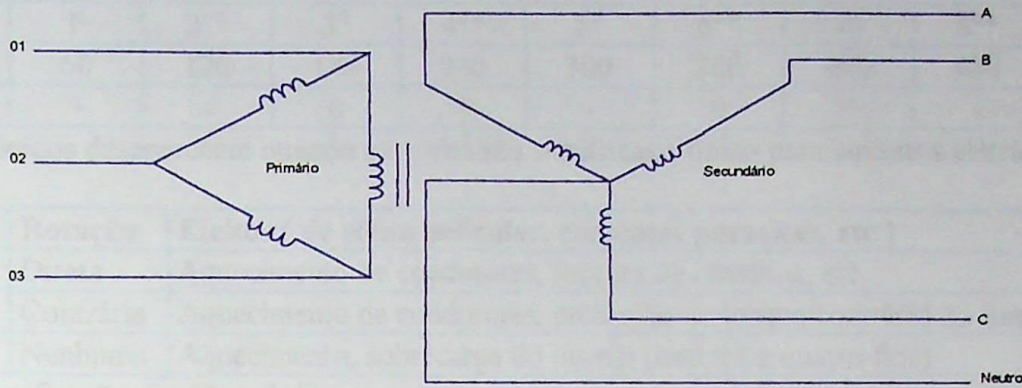


fig. 4 - Transformador Delta/Estrela

2.4.6 - Geradores

Os geradores de reserva estão sujeitos ao mesmo tipo de problemas de sobreaquecimento que os transformadores, porém devido ao fato de serem na maioria das vezes utilizados como fontes de alimentação de emergência de cargas geradoras de harmônicos, a princípio não sofrem grandes perturbações, porém são vulneráveis. Além do sobreaquecimento, alguns tipos de harmônicos provocam distorção nos cruzamentos por zero da onda de corrente o que origina perturbações e instabilidade nos circuitos de controle do gerador.

Felizmente, dificilmente ocorre uma situação em que o grupo gerador alimente cargas não lineares, causadoras de distorção harmônica tão forte, situação na qual poderia ocorrer sérios problemas aos equipamentos de controle do gerador, principalmente ao sincronizador, caso haja operação em paralelo com a rede ou com outros grupos.

A própria tensão gerada principalmente pelos geradores que possuem excitação estática, é distorcida por ruídos causados pelas escovas e pelo disparo do tiristor da excitatriz estática. Recomenda-se que para a alimentação de emergência de cargas sensíveis se use geradores com excitação tipo *Brushless* ou *NO-Breaks*.

2.5 - Classificação dos Harmônicos

Cada harmônico possui um nome, frequência e sequência. A sequência se refere ao giro do fasor com relação à frequência fundamental, por exemplo, em um motor de indução, o harmônico de sequência positiva geraria um campo magnético que gira na mesma direção que o fundamental. Um harmônico de sequência negativa produziria um campo magnético que giraria em sentido contrário. Segue uma descrição dos nove primeiros harmônicos com seus efeitos.

Nome	F	2°*	3°	4°*	5°	6°*	7°	8°*	9°
Frequência	60	120	180	240	300	360	420	480	540
Sequência	+	-	0	+	-	0	+	-	0

* Os harmônicos desaparecem quando as ondas são simétricas (típico para circuitos elétricos).

Sequência	Rotação	Efeitos (de efeito pelicular, correntes parasitas, etc)
Positiva	Direta	Aquecimento de condutores, ruptura de circuitos, etc.
Negativa	Contrária	Aquecimento de condutores, produção de torque contrário ao fundamental
Zero	Nenhuma	Aquecimento, sobrecarga do neutro (sistema a quatro fios)

tab. 1 - Classificação dos Harmônicos

2.6 - Em Busca dos Harmônicos

A seguir, é descrito um método prático para determinar o valor da distorção harmônica provocada por circuitos de entrada de cargas monofásicas não lineares.

1. Meça a corrente do circuito com um alicate amperímetro comum.
2. Meça a corrente do circuito com um alicate amperímetro comum de valor *True RMS*.
3. Divida os resultados da primeira medição pelos da segunda para achar a relação A/R.

Uma relação de 1 significa que a distorção é nula ou muito pequena. Uma relação de 0.5 indica que existe uma distorção harmônica considerável. Um exemplo realizado com este método, teve como resultado uma relação A/R de 0.58 e uma distorção harmônica de 141%. O método da relação A/R é uma forma prática de se determinar se existe algum problema. Se o método detectar a presença de harmônicos, pode-se utilizar um analisador de harmônicos para determinar a gravidade do problema.

2.6.1 - Análise da Situação dos Problemas Causados Pelos Harmônicos

Uma análise de harmônico, nos permitirá saber se eles estão causando algum problema, e em caso afirmativo onde está localizado. A seguir é listado algumas pautas a serem seguidas.

1. Inventário de cargas: Dá-se uma volta pelas instalações, verificando-se que tipos de equipamentos são utilizados. Se tiver muitos computadores, impressoras, motores de velocidade variável, controles eletrônicos de calefação e certos tipos de iluminação fluorescente, é muito provável que haja harmônicos.
2. Comprovação do aquecimento dos transformadores: Deve-se localizar os transformadores de alimentação dessas cargas não lineares e observar se há um aquecimento demasiado.
3. Corrente do secundário dos transformadores: Utilizando um multímetro de valor eficaz, meça a corrente do secundário do transformador em cada fase e também no neutro se for utilizado. Calcule a potência em kVA fornecida à carga e compare com o valor de placa do transformador. Se realmente houver harmônicos, o transformador poderá sobreaquecer-se mesmo que o valor em kVA realmente fornecido à carga seja inferior ao indicado na placa. Se o secundário do transformador é de quatro condutores, compare o valor da corrente medida no neutro com o valor previsto em função de desequilíbrio entre fases (a corrente do neutro é a soma vetorial das correntes de fase e normalmente deveria ter um valor próximo de zero se as correntes estivessem

equilibradas em fase e amplitude). Se a corrente do neutro é mais alta do que o previsto é provável que haja harmônicos de sequência zero, devendo-se reduzir a potência do transformador. Meça a frequência da corrente do neutro. Uma leitura de 180 Hz seria um valor típico de uma corrente de neutro composta em sua maior parte de terceiros harmônicos.

4. Comprovação da corrente de neutro nos painéis: Para painéis que alimentam cargas não lineares, meça a corrente do neutro de cada ramal e compare o valor obtido com a capacidade nominal correspondente à seção do cabo utilizado. Verifique se há sinal de aquecimento ou pontos carbonizados na barra de neutro e nas conexões de alimentação.
5. Verificação da tensão entre neutro e terra: As vezes é possível detectar sobrecarga no neutro dos ramais, medindo a tensão entre neutro e terra. Para ser normal a leitura deverá ser igual ou inferior a uns dois volts, uma tensão mais alta significa que pode haver problemas, dependendo da distância do ponto de alimentação até à carga, qualidade das conexões, etc. Se for medida a frequência no neutro e encontrado uma leitura de 180 Hz isto indicará uma forte presença de harmônicos. Um valor de 60 Hz implica num desequilíbrio entre fases.
6. Em caso de sobrecarga do neutro: Em um sistema trifásico a quatro condutores, a fração de corrente do neutro de frequência igual a 60 Hz pode ser reduzida ao mínimo equilibrando as cargas de cada fase. Os harmônicos múltiplos de três podem ser reduzidos instalando filtros de harmônicos na carga. Se nenhuma dessas soluções é factível, pode-se então adicionar mais neutros à instalação, o ideal é um neutro por fase, outra possível solução seria instalar um neutro sobredimensionado para que o mesmo comportasse os três condutores fase.
7. Redução de carga dos transformadores : Uma forma de proteger os transformadores frente aos harmônicos, é limitar a carga que eles alimentam, o que se denomina correção da capacidade do transformador. Para isto, existe um método rigoroso, porém, na prática dificilmente viável, pois exige obter do fabricante, abundantes dados sobre as perdas do transformador e também um completo espectro dos harmônicos de corrente da carga. No entanto, existe um outro método que somente requer algumas medições de corrente. Este método é adequado para transformadores de baixa tensão submetidos aos harmônicos de baixa tensão, de ordem ímpar (3°, 5°, 7°...). A instrumentação a ser usada nas medições deverão medir a corrente eficaz e de pico instantânea de cada fase do secundário.
8. Fator de Correção: Para determinar o fator de correção da capacidade necessária para o transformador, meça a corrente de pico e a corrente eficaz nas três fases. Se as fases estiverem equilibradas, calcule o valor médio das três leituras e utilize esse valor na seguinte fórmula:

$$THDF = \frac{(1.414)(\text{corrente de fase eficaz})}{(\text{corrente de pico instantânea de fase})}$$

Fator de redução de harmônicos do transformador.

Esta fórmula dá como resultado um valor entre 0 e 1 normalmente entre 0.5 e 0.9. Se as correntes de fase são puramente senoidais, os picos instantâneos serão de 1.414 vezes o valor eficaz, e o fator de correção será 1.0, não precisando de correção neste caso. Porém quando há harmônicos, a capacidade real do transformador é o produto do valor em kVA indicado na placa do transformador pelo índice *THDF*.

$$kVA_{\text{corrigido}} = (THDF) \cdot (kVA_{\text{nominal}})$$

Por exemplo: Transformador trifásico com potência nominal de 400 kVA, baixa tensão em estrela

Condutor	Corrente Eficaz	Corrente de Pico Instantânea
01	410 A	804 A
02	445 A	892 A
03	435 A	828 A

correntes medidas nas três fases

$$\text{Corrente de fase média} = \frac{410 + 445 + 435}{3} = 430 \text{ A}$$

$$\text{Corrente de pico média} = \frac{804 + 892 + 828}{3} = 841 \text{ A}$$

$$\text{THDF} = \frac{(1.414) \cdot (430)}{841} = 72.3\%$$

Os resultados indicam que com o nível de harmônico presente, para evitar o sobreaquecimento deve-se reduzir a capacidade do transformador a 72.3% de sua capacidade nominal o que daria um novo valor de 289.2 kVA.

2.6.1.1 - Análise dos Problemas Causados ao MIT Devido aos Harmônicos [16]

Os motores elétricos são projetados com base num sistema de alimentação trifásico senoidal e equilibrado. Tensões não-senoidais, possuem efeitos prejudiciais à performance do motor de indução trifásico e em muitos casos deve-se reduzir a potência requerida do motor para não comprometer a vida útil do mesmo. O IEEE Standard 519, sugere que nenhuma redução de potência requerida do motor será necessária, para um conteúdo de harmônico até 5%.

A potência de saída de um motor de indução depende principalmente do aquecimento, pois, a vida útil do motor é reduzida com o sobreaquecimento. O aumento de temperatura resultante das perdas é então, um fator determinante na potência de eixo do motor. A presença de harmônicos na tensão aplicada aos bornes do motor, pode causar aquecimento excessivo.

A quantidade de distorção de tensão, medida pelo "Fator de Distorção" (DF) e definida pelo IEEE Standard 519 como:

$$DF = \left[\frac{\text{soma dos quadrados das amplitudes de todos os harmônicos de tensão}}{\text{quadrado da amplitude da frequência fundamental}} \right]^{1/2} \quad (1)$$

É usado para estabelecer os limites dos harmônicos. Em um sistema de potência industrial, a distorção de tensão é limitada em 5%. Entretanto, nenhum limite é especificado com relação ao harmônico individual. A redução de potência dos motores de indução trifásicos NEMA classe B, de diferentes potências para dois tipos de carcaça (a prova de pingos e totalmente vedada), devido aos diferentes casos de distorções harmônicas, serão discutidos à seguir.

Suposições Gerais

1. Os motores são , conectados em estrela e não aterrados, foi desprezado o efeito pelicular.
2. A análise é limitada para condições de operação à plena carga.
3. O Princípio da Superposição é aplicado.

Parâmetros do Circuito Equivalente

O circuito equivalente simplificado de um motor de indução trifásico é mostrado na fig.5. Deve ser lembrado que este circuito equivalente não leva em conta nenhum harmônico de tempo ou de espaço. As várias resistências e reatâncias são referidas ao enrolamento do estator, e expressas em pu nas bases da máquina. Os parâmetros ($R_s, R'_r, X_m = \omega L_m, X_s, X'_r, R_m$) são considerados constantes. Isto é válido apenas para uma condição de operação dada. Eles variam com a mudança na corrente no motor, velocidade e temperatura.

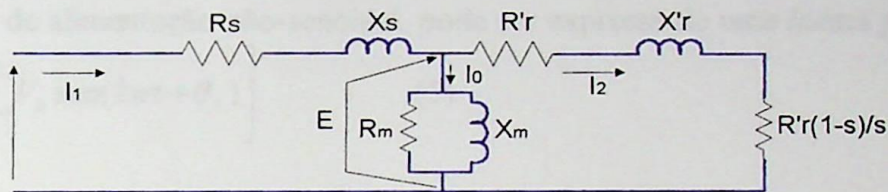


fig. 5 - Circuito Equivalente do Motor de Indução

Perdas no Motor

As perdas totais no motor consistem de perdas no ferro, nos enrolamentos, mecânicas e adicionais.

Perdas no Ferro (P_{fe}): Para um campo magnético alternante, as perdas que ocorrem no ferro consistem de perdas por histerese e perdas por correntes parasitas de Foucault. Em geral para um fluxo senoidal, as perdas em W/kg no ferro (para lâminas de espessura conhecida) podem ser expressas como:

$$P_{fe} = k_h f B_m^2 + k_e (f B_m)^2 \quad (2)$$

Onde o primeiro termo leva em conta as perdas por histerese e o segundo termo as perdas por correntes parasitas de Foucault. As constantes k_h e k_e dependem das propriedades do material. B_m é a máxima densidade de fluxo e é proporcional à tensão E . Se a densidade de fluxo B_m é uniforme através de uma área de seção A do núcleo, então:

$$B_m = \frac{\phi_m}{A} = \frac{E}{4.44 f N A} = \frac{C_m}{f} \quad (3)$$

onde E é o valor eficaz da tensão, C_m é uma constante da máquina, e f a frequência. Substituindo (3) em (2), teremos:

$$P_{fe} = [k_h (1/f) + k_e] (E \cdot C_m)^2 \quad (4)$$

Perdas no Enrolamento (P_{cu1} e P_{cu2}): Estas perdas são do tipo I^2R , causados pela passagem de corrente nos enrolamentos do estator e do rotor.

Perdas Mecânicas (P_{mech}): As perdas mecânicas compreendem às perdas por atrito e ventilação. Elas são aproximadamente proporcionais ao quadrado da velocidade e da superfície de contato. Será suposto que estas perdas não serão afetadas pelas distorções harmônicas de tensão.

Perdas Adicionais (P_{ad}): Estas perdas são, perdas no ferro e perdas por correntes parasitas de Foucault causadas pelo acréscimo do fluxo de dispersão no entreferro, quando o motor está sob carga e pela pulsação dos fluxos de alta frequência.

Redução da Potência de Eixo do Motor Devido aos Harmônicos

Forma de Onda de Tensão

A fonte de tensão de alimentação não-senoidal, pode ser expressa de uma forma geral como:

$$v(t) = \sqrt{2} \left[V_1 \sin \omega t + \sum_{k=2}^n V_k \sin(k\omega t + \theta_k) \right] \quad (5)$$

onde V_1 é a componente fundamental da tensão, V_k representa o harmônico de tensão de ordem k , θ_k é o ângulo de fase da componente harmônica. A componente fundamental e as de ordem, 4, 7, 10, 13, ..., $[3n + 1]$, para $n = 0, 1, 2, 3, \dots$, ou seja, as de sequência positiva, contribuem com uma força magnetomotriz no mesmo sentido da fundamental. Os harmônicos de ordem, 2, 5, 8, 11, ..., $[3n+2]$, para $n = 0, 1, 2, 3, \dots$, ou seja de sequência negativa contribuem com uma força magnetomotriz, em sentido contrário à fundamental. Os harmônicos de ordem, 3, 6, 9, 12, ..., $[3n + 3]$, para $n = 0, 1, 2, 3, \dots$, ou seja, de sequência zero não produzem torque.

Parâmetros do Circuito Equivalente

Baseado na suposição 3, o aumento de temperatura no motor pode ser computado, por uma série independente de geradores suprindo o motor. Cada gerador independente, representa cada termo de parcela de tensão representado em (5). Cada tensão desta produz correntes no estator e no rotor.

A avaliação das reatâncias e resistências para estes circuitos equivalentes, deve ser feita para a frequência harmônica correspondente.

A frequência real da corrente no estator é $[k.f_1]$ e no rotor $[k.f_1 .s_k]$, onde f_1 é a frequência fundamental e s_k o escorregamento para o harmônico de ordem k . A velocidade síncrona para a correspondente frequência aplicada $[k.f_1]$ é $[k.n_s]$, sendo n_s a velocidade síncrona em rpm correspondente à frequência fundamental. Portanto, o escorregamento s_k para qualquer velocidade n_r do rotor é dado por:

$$s_k = \frac{k n_s \pm n_r}{k n_s} \quad (6)$$

o sinal positivo é válido para os harmônicos de sequência negativa e o sinal negativo para os harmônicos de sequência positiva.

Para obter valores apropriados para as indutâncias do circuito com o motor operando com tensões não-senoidais, os efeitos de harmônicos de tensão e corrente no grau de saturação devem ser considerados. O efeito da saturação é limitar o fluxo no núcleo, causando a redução nas indutâncias.

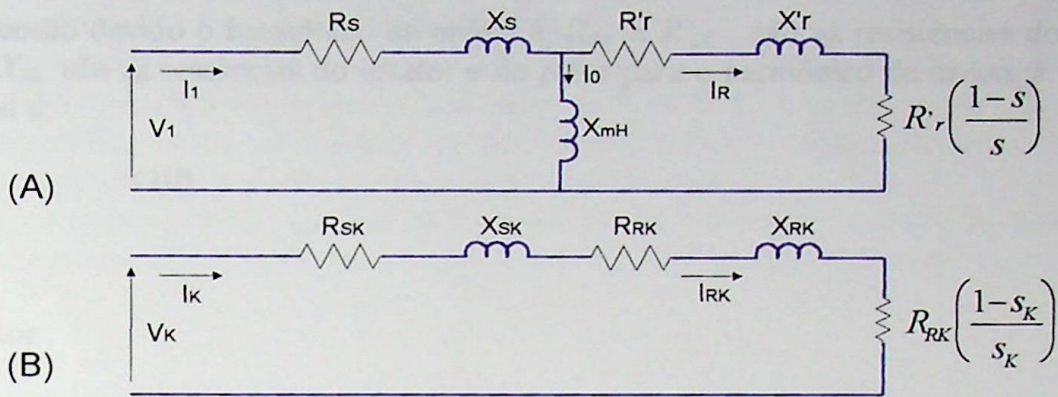


fig. 6

Circuito Equivalente para o Motor de Indução com Tensões não senoidais . (A) Fundamental , (B) K_h harmônico.

Efeito da Saturação

Para determinar o efeito da saturação na corrente a vazio devido à distorção harmônica, uma nova reatância de magnetização é calculada como:

$$X_{mH} = X_m / M_f \quad (7)$$

onde o fator M_f é definido como:

$$M_f = \sqrt{\frac{1}{T} \sum_{n=0}^{n=T} i_{ma}^2(\Delta t)} / \sqrt{\frac{1}{T} \sum_{n=0}^{n=T} i_m^2(\Delta t)} \quad (8)$$

onde i_m e i_{ma} são as correntes de magnetização instantânea correspondente à densidade de fluxo para forma de onda em condição normal e anormal respectivamente.

Determinação dos Harmônicos de Corrente

Quando o motor está operando próximo à velocidade síncrona, o circuito harmônico equivalente é similar ao circuito equivalente para rotor travado, para o harmônico considerado. O ramo magnetizante pode ser negligenciado desde que a reatância de magnetização para o harmônico de ordem k (kX_m) seja muito maior que a impedância do rotor para o harmônico de ordem k (Z_{Rk}). Por razões similares os resistores R_m e R_{mk} representando o núcleo e as perdas mecânicas para a componente fundamental e para as diferentes harmônicas são negligenciadas. A fig. 6A mostra o circuito equivalente simplificado para a componente fundamental e a fig. 6B para o harmônico de ordem k . A corrente harmônica de ordem k é dada por:

$$I_k = \frac{V_k}{\left[(R_{Sk} + R_{Rk} / S_k)^2 + (X_{Sk} + X_{Rk})^2 \right]^{1/2}} \quad (9)$$

onde V_k é a tensão devido o harmônico de ordem k , R_{Rk} e R_{Sk} , são as resistências do rotor e do estator e X_{Sk} e X_{Rk} são as reatâncias do estator e do rotor para o harmônico de ordem k . A corrente harmônica total é:

$$I_h = \sqrt{\sum_{k=2}^n I_k^2} \quad (10)$$

Perdas no Motor

Perdas no Ferro: A presença de harmônicos de tempo resulta em alta saturação do núcleo. Consequentemente, as perdas no ferro aumentam. Este acréscimo pode ser estimado pela substituição do harmônico de tensão e frequência em (4).

Perdas no Enrolamento: Negligenciando o efeito pelicular nos enrolamentos do estator, as perdas no cobre do estator para uma fonte de alimentação não-senoidal é proporcional ao quadrado da corrente eficaz total. Se R_S é a resistência do estator, a perda por fase será:

$$P_{cul} = I_{rms}^2 R_S \quad (11)$$

$$I_{rms} = \sqrt{I_1^2 + I_h^2} \quad (12)$$

então

$$P_{cul} = R_S (I_1^2 + I_h^2) \quad (13)$$

onde $I_1^2 R_S$ representa as perdas devido à componente fundamental e $I_h^2 R_S$ devido às harmônicas. Quando a profundidade do condutor do rotor for apreciável (como em grandes máquinas) o efeito pelicular deve ser levado em conta. As perdas devido a cada harmônico deve ser considerada separadamente e então adicionada. No caso de rotor com barras profundas, a perda total no cobre por fase será:

$$P_{cul2} = \sum_{k=2}^n I_{Rk}^2 R_{Rk} + I_R^2 R_r \quad (14)$$

Perdas Adicionais: Tensões harmônicas afetam significativamente estas perdas.

A redução de potência devido à distorção harmônica é calculada como:

$$\text{Redução}_H = 1 - \frac{P_{outH}}{P_{out}} \quad (15)$$

onde P_{outH} e P_{out} são as potências de saída da máquina quando suprida com tensões não-senoidais e senoidais respectivamente

Efeito das Componentes Harmônicas Múltiplas de Três no Conjugado do Motor

As componentes de sequência zero da corrente do estator estão em fase, e como já comentado, não produz campo eletromagnético girante. Entretanto, estas correntes são responsáveis pela produção de componentes espaciais múltiplas de três da fmm.

As componentes de sequência zero da fmm são estacionárias, sua amplitude varia conforme uma senóide, podendo ser decomposta em duas ondas de fmm; uma onda que gira no mesmo sentido da fmm fundamental e outra em sentido oposto. Estas ondas viajantes induzem correntes de sequência zero no rotor, que poderiam afetar o conjugado do motor.

Contudo, as componentes espaciais da fmm são praticamente desprezíveis. Portanto, o maior prejuízo com a presença de correntes de sequência zero é o aumento de perdas do estator.

CAPÍTULO III

Análise de Harmônicos das Principais Topologias de Soft-Switching

Análise de Harmônicos das Principais Topologias de *Soft Starter*

3.0 - Introdução

Existem várias topologias para diversas aplicações, nas quais o *Soft Starter* pode ser usado. Porém, devido aos harmônicos gerados e alguns outros fatores, algumas dessas topologias podem ter seu uso questionado. A seguir são citadas algumas dessas topologias. Será dada uma maior ênfase na topologia 1, que é a de maior interesse neste trabalho.

1. *Soft Starter* inserido nas fases do fechamento em Δ das bobinas de um motor, com a função otimização de fator de potência em operação.
2. *Soft Starter* alimentando um transformador em cujo secundário encontra-se um motor de indução trifásico.
3. Análise dos problemas de ressonância quando da operação de *Soft Starter* em presença de bancos de capacitores.

3.1 - Análise de Harmônicos da Topologia 1

A grande vantagem de se conectar o *Soft Starter* nas fases do fechamento em Δ das bobinas de um motor, vem do fato das correntes de fase serem $\sqrt{3}$ vezes menor que as correntes de linha, o que a princípio, pode-se concluir como vantagem, pois, a partir de uma análise superficial como a acima descrita, poderíamos sempre adquirir um *Soft Starter* de menor potência, para partir e operar em regime com um motor maior que o previsto para a potência nominal do *Soft Starter*, desde que o mesmo tenha no mínimo seis pontas de acesso.

Esta topologia, funciona sem grandes problemas desde que o *Soft Starter*, não opere com a função *Energy Saving* ou Otimização do Fator de Potência ativada, (caso o mesmo a possua), caso contrário, se esta função for ativada, as correntes de linha e de fase aumentam demasiadamente podendo queimar o motor e o próprio *Soft Starter*. O aumento dessas correntes depende também das condições de carga do motor. As figuras 1A e 1B a seguir, ilustram as topologias para *Soft Starter* para a alimentação direta em linha e inserido no fechamento em Δ respectivamente.

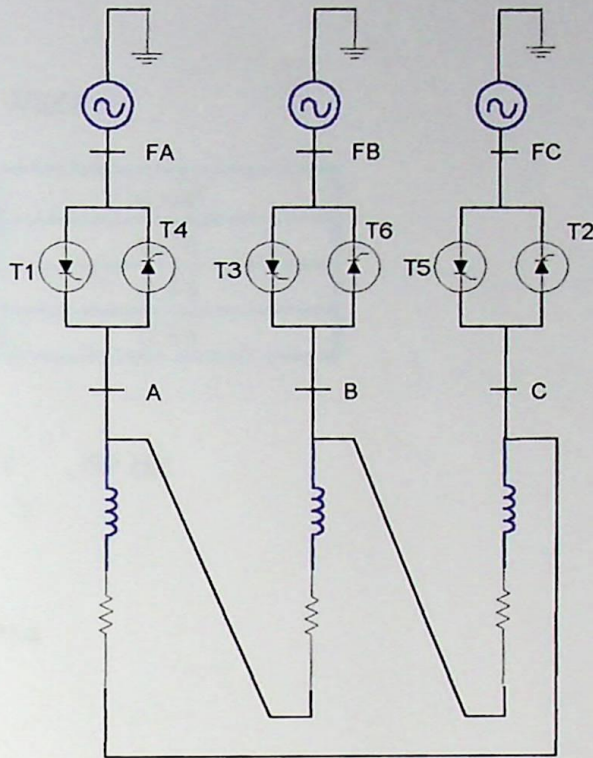


fig. 1A

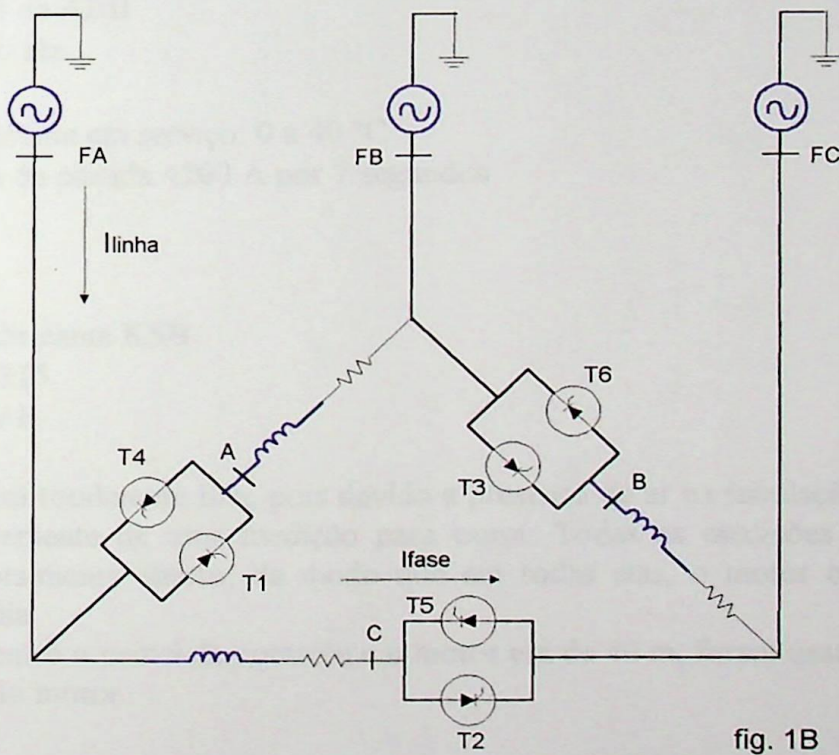


fig. 1B

Os gráficos a seguir, mostram as formas de onda de corrente de linha e de fase para um motor operando em regime, com o *Soft Starter* em linha e inserido no fechamento em Δ . O *Soft Starter* PSD 840, somente foi usado por ter sido o único disponível na ocasião, que apesar de estar superdimensionado, não interferiu de nenhum modo nos valores dos resultados obtidos. As medições foram realizadas em campo e mostram as formas de onda da aplicação em um sistema real. O aparelho usado para medição foi o Microlog modelo CMVA-10 da SKF.

Dados do Motor:

- MIT de fabricação WEG
- Fator de Potência

% da Carga Nominal	cos ϕ
50 %	0.76
75 %	0.84
100 %	0.88

- $P_N = 30 \text{ Cv}$
- $V_N = 380 \Delta / 660 Y$, 60 Hz
- $I_N = 43 \text{ A } \Delta / 25 \text{ A } Y$
- $I_p/I_N = 7.2$
- Cat = N
- Grau Proteção = IP54
- FS = 1.15
- RPM = 1760

Dados do Soft Starter:

- Modelo PSD 840 da ABB
- $V_N = 380 \text{ Vca}$, 60 Hz
- $I_N = 840 \text{ A}$
- Temperatura ambiente em serviço: 0 a 40 °C
- Corrente máxima de partida 4200 A por 7 segundos

Dados da Carga:

- Bomba d'água fabricante KSB
- Tipo ETAN80 - 315
- Vazão = 227 m³ / h

Obs.: A carga não era totalmente fixa, pois devido a presença de ar na tubulação, havia ocasiões em que ela variava levemente de uma medição para outra. Todas as medições foram feitas com o registro de água totalmente aberto, de modo que em todas elas, o motor operasse nas mesmas condições do dia a dia.

A distância entre o painel de controle e o motor era de 40 m, foram usados cabos de 16 mm² para a alimentação do motor.

Medições Para *Soft Starter* Em Linha

Correntes de Linha e de Fase

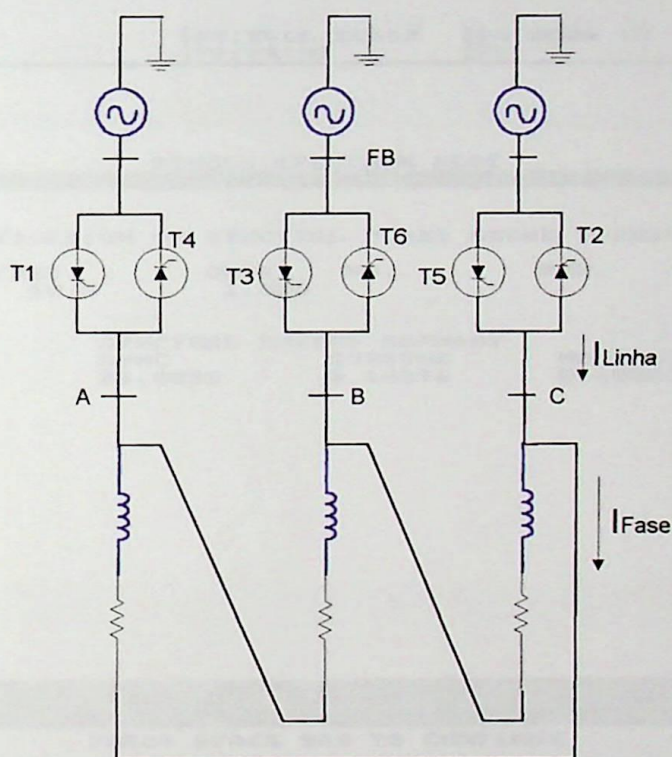


Fig. 2a - Circuito de Linhas Para *Soft Starter* em Linha a ser Utilizado no Projeto de Pesquisa
Fig. 2b - Esquema de Funcionamento da Corrente de Linha - I_{Linha} e I_{Fase}

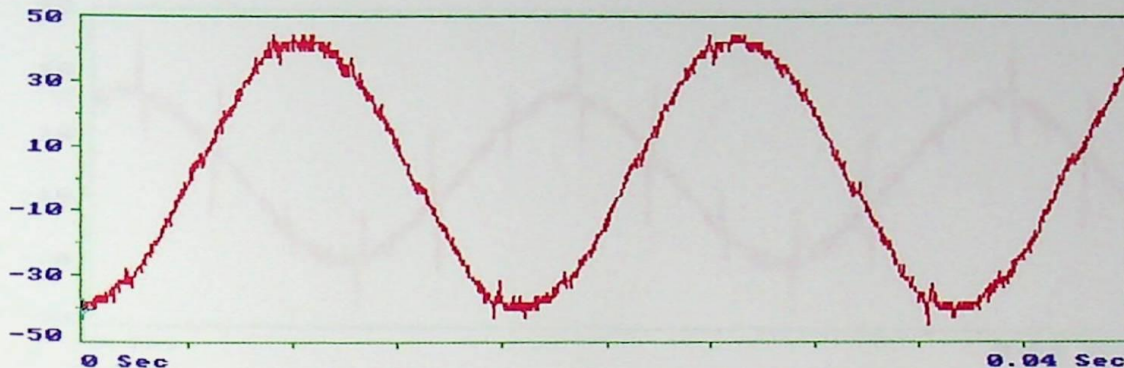
Soft Starter em Linha S/O.F.P (L)

15:09:33

SINGLE TIME RECORD PLOT

SET: FORA DELTA S/COR+00H TYPE: TIME RECORD DATE: 30-APR-96 08:10:46
 POINT ID: EM LINHA T SENαIDE* DESC: MT ESPECTRO DE CORRENTE AMPERE
 WINDOW: UNIFORM LINES: 2048 AVER: 0 SECS: 0.000 - 0.040
 DETECT: RMS SPEED: 60.00 THRESHOLD: 5.0000 UNITS: AMPERES

SEC: 0 AMP: -40.208 INTUL: --- FRQ: ---



F1:HELP F2: F3:FULL SCALE F4:ZOOM IN F5:ZOOM OUT
 F6:1st MARKER F7: F8:PRINT F9: F10:EXIT

SINGLE SPECTRUM PLOT

15:21:08

IDENTIFICATION OF SPECTRAL PEAKS ABOVE THRESHOLD

NO.	AMP.	FREQ.	ORDER	NO.	AMP.	FREQ.	ORDER
1.	29.5934	60.0	1.000				

SPECTRAL ENERGY SUMMARY			
OVERALL	SYNC	SUBSYNC	NONSYNC
29.3044	29.3033	0.14276	0.205081

PRESS SPACE BAR TO CONTINUE

fig. 2a - Corrente de Linha Para *Soft Starter* em Linha e sem Otimização do Fator de Potência
 fig. 2b - Espectro de Frequências da Corrente de Linha - $ITHD = 0 \%$

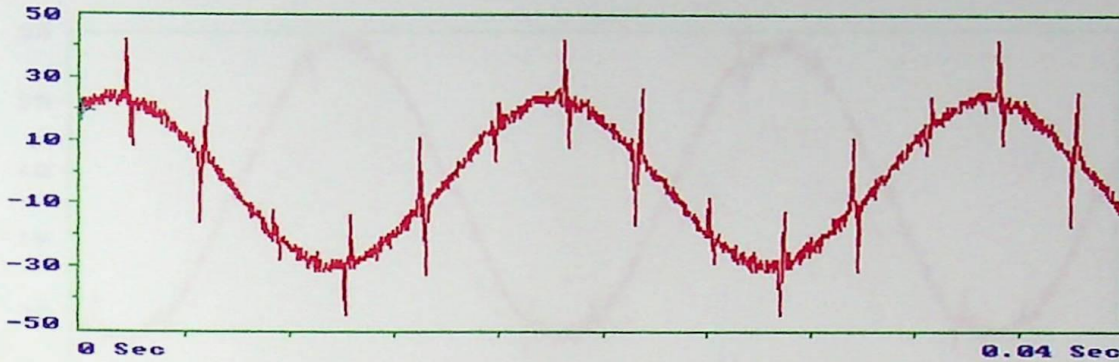
Sendo esta a topologia normalmente usada para se conectar o *Soft Starter* ao motor, usaremos esta análise, como referência para os casos seguintes.

Da fig. 2a, notamos que a forma de onda não apresenta distorções, salvo pequenos notch's, devido ao chaveamento dos tiristores. O valor rms da corrente é de 29.59 A, o que corresponde a uma operação com 68.8 % da carga nominal. Vale salientar, que a forma de onda é praticamente senoidal, apresentando somente a componente fundamental da corrente.



Soft Starter em Linha S/O.F.P (F)

SINGLE TIME RECORD PLOT 15:33:57
 SET: FORA DELTA S/CORR. TYPE: TIME RECORD DATE: 30-APR-96 08:17:58
 POINT ID: EM FASE T SENαIDE. DESC: MT ESPECTRO DE CORRENTE AMPERE
 WINDOW: UNIFORM LINES: 2048 AVER: 0 SECS: 0.000 - 0.040
 DETECT: RMS SPEED: 60.00 THRESHOLD: 0.2000 UNITS: AMPERES
 SEC: 0 AMP: 20.0659 INTVL: --- FRQ: ---



F1:HELP F2: F3:FULL SCALE F4:ZOOM IN F5:ZOOM OUT
 F6:1st MARKER F7: F8:PRINT F9: F10:EXIT

SINGLE SPECTRUM PLOT

15:43:49

IDENTIFICATION OF SPECTRAL PEAKS ABOVE THRESHOLD

NO.	AMP.	FREQ.	ORDER	NO.	AMP.	FREQ.	ORDER
1.	17.8486	60.0	1.000				
2.	0.5484	180.0	3.000				
3.	0.5102	900.0	15.000				

OVERALL 17.931 SPECTRAL ENERGY SUMMARY
 SYNC 17.9251 SUBSYNC 0.0874226 NONSYNC 0.454039

PRESS SPACE BAR TO CONTINUE

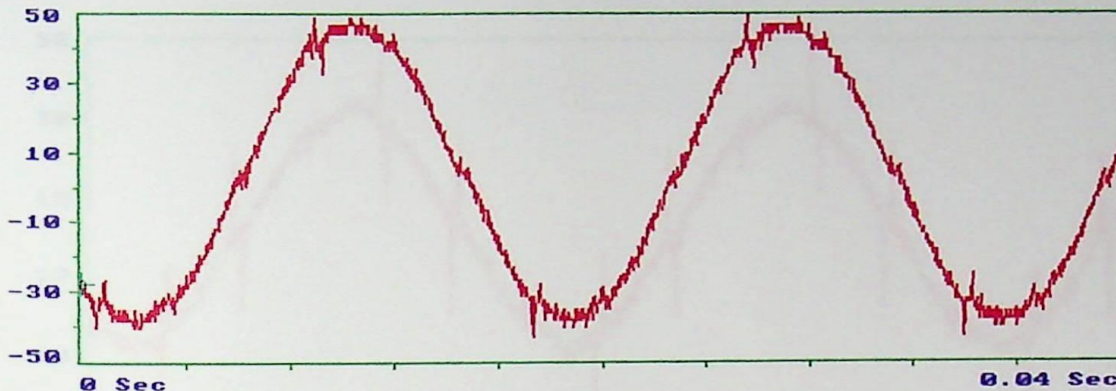
fig. 3a - Corrente de Fase Para *Soft Starter* em Linha e sem Otimização do Fator de Potência
 fig. 3b - Espectro de Frequências da Corrente de Fase - $ITHD = 4.19\%$

Comparando a fig. 3a com a fig. 2a, percebemos que os notch's possuem maiores amplitudes dentro do delta, sendo os mesmos, a maior causa da distorção da onda senoidal. Analisando-se o espectro harmônico, percebemos que os harmônicos presentes são homopolares, e com amplitudes relativamente baixas.

Soft Starter em Linha C/O.F.P (L)

SINGLE TIME RECORD PLOT 15:46:43
 SET: FORA DELTA C/COR+001 TYPE: TIME RECORD DATE: 30-APR-96 08:22:20
 POINT ID: EM LINHA T SEN#IDE# DESC: MT ESPECTRO DE CORRENTE AMPERE
 WINDOW: UNIFORM LINES: 2048 AUER: 0 SECS: 0.000 - 0.040
 DETECT: RMS SPEED: 60.00 THRESHOLD: 0.4000 UNITS: AMPERES

SEC: 0 AMP: -27.39 INTUL: --- FRQ: ---



F1:HELP F2: F3:FULL SCALE F4:ZOOM IN F5:ZOOM OUT
 F6:1st MARKER F7: F8:PRINT F9: F10:EXIT

SINGLE SPECTRUM PLOT 15:49:19

IDENTIFICATION OF SPECTRAL PEAKS ABOVE THRESHOLD

NO.	AMP.	FREQ.	ORDER	NO.	AMP.	FREQ.	ORDER
1.	28.5300	60.0	1.000				
2.	0.7391	300.0	5.000				
3.	0.5484	420.0	7.000				
4.	0.3290	660.0	11.000				

OVERALL 28.7156 SPECTRAL ENERGY SUMMARY
 SYNC 28.7072 SUBSYNC 0.213005 NONSYNC 0.661709

PRESS SPACE BAR TO CONTINUE

fig. 4a - Corrente de Linha Para *Soft Starter* em Linha e com Otimização do Fator de Potência
 fig. 4b - Espectro de Frequências da Corrente de Linha - $ITHD = 3.4\%$

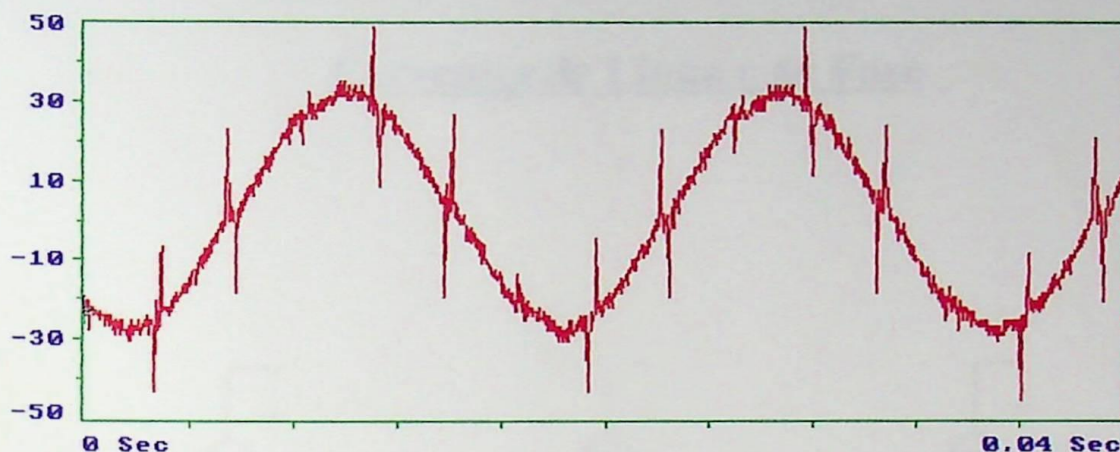
Neste caso, a função Otimização do Fator de Potência foi ligada, a corrente de linha medida era de 28.71 A, correspondendo a 66.7 % da carga nominal, neste caso a função Otimização de Fator de Potência não traria grandes vantagens, visto que a operação correspondia a um valor muito superior a 30 % de carga, fazendo com que a otimização não ficasse tão perceptível. Teoricamente, ao ligarmos a função Otimização do Fator de Potência, a corrente de linha deveria sofrer uma redução, a qual fica mais perceptível quanto menor for a carga do motor, neste caso, houve uma redução de 29.59 para 28.71 A, aproximadamente 0.9 A, com relação à medição sem Otimização do Fator de Potência. Podemos dizer também que praticamente não houve distorção da onda senoidal. Com relação ao espectro harmônico, percebemos que o nível de harmônicos continua baixo e com amplitudes inferiores a 1 A.



Soft Starter em Linha C/O.F.P (F)

SINGLE TIME RECORD PLOT 15:53:01
 SET: FORA DELTA C/CORR. TYPE: TIME RECORD DATE: 30-APR-96 08:26:08
 POINT ID: EM FASE T SENαIDE . DESC: MT ESPECTRO DE CORRENTE AMPERE
 WINDOW: UNIFORM LINES: 2048 AVER: 0 SECS: 0.000 - 0.040
 DETECT: RMS SPEED: 60.00 THRESHOLD: 0.3250 UNITS: AMPERES

SEC: 0 AMP: -22.507 INTUL: --- FRQ: ---



F1:HELP F2: F3:FULL SCALE F4:ZOOM IN F5:ZOOM OUT
 F6:1st MARKER F7: F8:PRINT F9: F10:EXIT

SINGLE SPECTRUM PLOT

15:53:59

IDENTIFICATION OF SPECTRAL PEAKS ABOVE THRESHOLD

NO.	AMP.	FREQ.	ORDER	NO.	AMP.	FREQ.	ORDER
1.	18.4589	60.0	1.000				
2.	0.5865	180.0	3.000				
3.	0.4053	300.0	5.000				
4.	0.4435	420.0	7.000				
5.	0.4053	540.0	9.000				
6.	0.2527	660.0	11.000				
7.	0.3290	780.0	13.000				
8.	0.7010	900.0	15.000				

OVERALL 18.4554
 SPECTRAL ENERGY SUMMARY
 SYNC 18.4477 SUBSYNC 0.114198 NONSYNC 0.522164

PRESS SPACE BAR TO CONTINUE

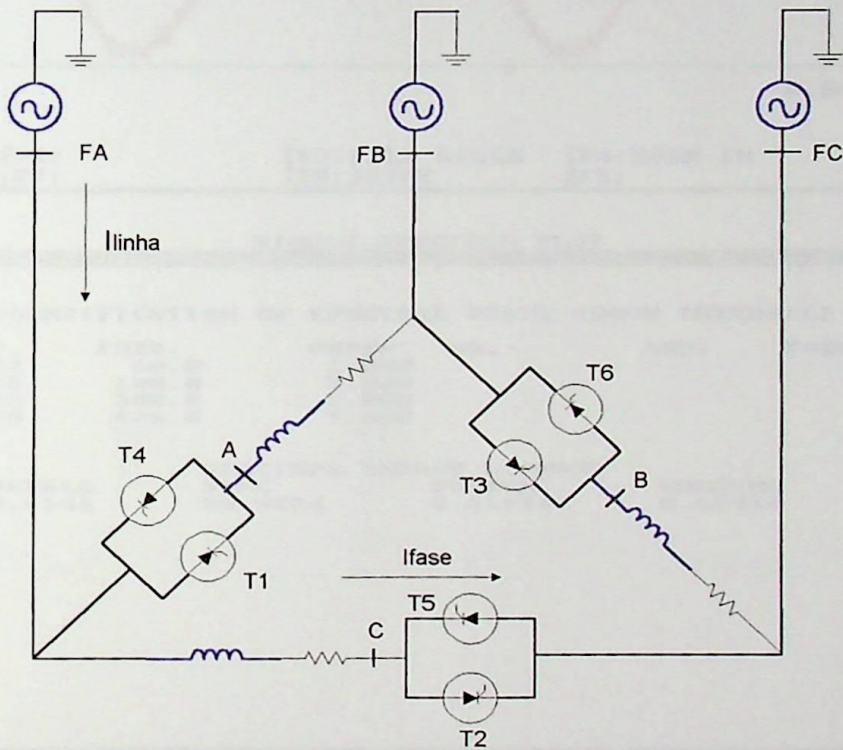
fig. 5a - Corrente de Fase Para *Soft Starter* em Linha e com Otimização do Fator de Potência
 fig. 5b - Espectro de Frequências da Corrente de Fase - $ITHD = 6.7\%$

Com relação à fig. 5a, verificamos que a forma de onda apresenta-se basicamente igual ao caso sem Otimização do Fator de Potência. Houve um sensível aumento na amplitude dos harmônicos em comparação com o caso sem Otimização do Fator de Potência, como se pode ver no espectro, porém as amplitudes continuam baixas.



Medições Para *Soft Starter* Dentro do Delta

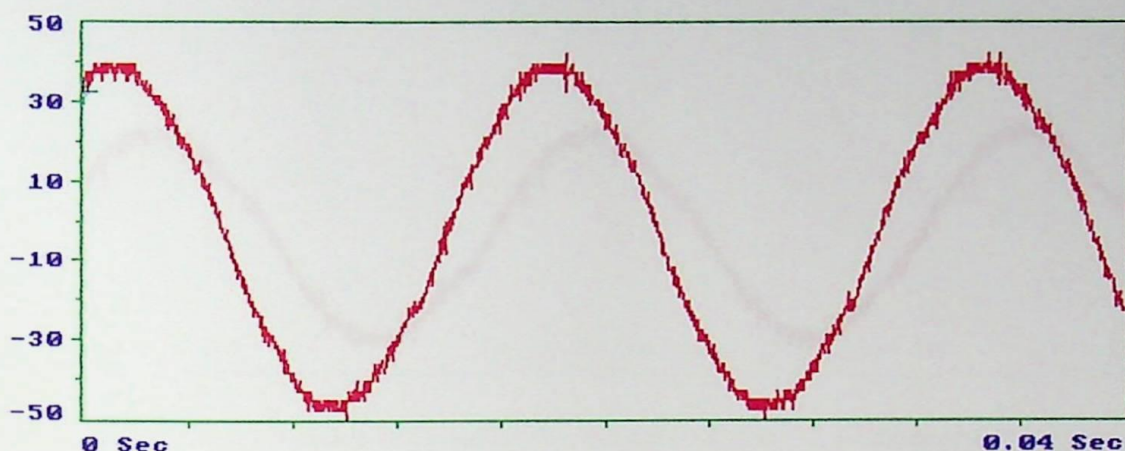
Correntes de Linha e de Fase



Soft Starter Dentro do Delta S/O.F.P (L)

SINGLE TIME RECORD PLOT 15:55:03
 SET: DELTA SEM CORRES+00F TYPE: TIME RECORD DATE: 30-APR-96 08:44:20
 POINT ID: EM LINHA T SEN&IDE DESC: MT ESPECTRO DE CORRENTE AMPERE
 WINDOW: UNIFORM LINES: 2048 AVER: 0 SECS: 0.000 - 0.040
 DETECT: RMS SPEED: 60.00 THRESHOLD: 0.2000 UNITS: AMPERES

SEC: 0 AMP: 33.4941 INTUL: --- FRQ: ---



F1:HELP F2: F3:FULL SCALE F4:ZOOM IN F5:ZOOM OUT
 F6:1st MARKER F7: F8:PRINT F9: F10:EXIT

SINGLE SPECTRUM PLOT

15:55:59

IDENTIFICATION OF SPECTRAL PEAKS ABOVE THRESHOLD

NO.	AMP.	FREQ.	ORDER	NO.	AMP.	FREQ.	ORDER
1.	30.8142	60.0	1.000				
2.	0.2098	180.0	3.000				
3.	0.4673	300.0	5.000				
4.	0.2670	420.0	7.000				

OVERALL	SPECTRAL ENERGY SUMMARY		
30.9348	SYNC	SUBSYNC	NONSYNC
	30.9264	0.219733	0.68464

PRESS SPACE BAR TO CONTINUE

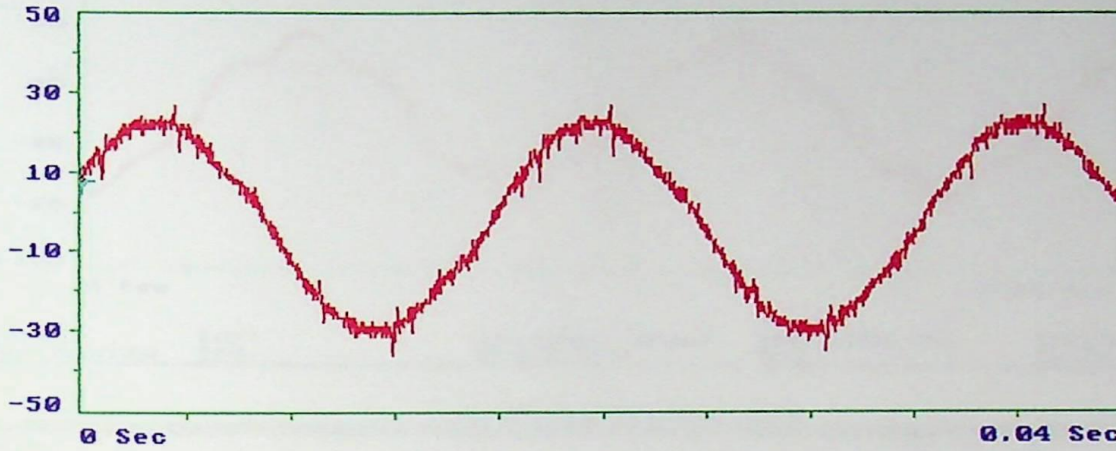
fig. 6a - Corrente de Linha Para *Soft Starter* Dentro do Delta e sem Otimização do Fator de Potência
 fig. 6b - Espectro de Frequências da Corrente de Linha - $ITHD = 1.87\%$

Nesta medição, o *Soft Starter* foi conectado dentro do delta, podemos verificar a partir da fig. 6a, que a forma de onda da corrente de linha não apresenta distorções, sendo o valor da corrente de linha de 30.9 A. O valor seria o mesmo se o *Soft Starter* estivesse em linha, neste caso houve uma pequena diferença, em torno de 1 A, devido a uma leve variação de carga, como anteriormente citado. As amplitudes dos harmônicos continuam baixas, não apresentando valores relevantes.

Soft Starter Dentro do Delta S/O.F.P (F)

SINGLE TIME RECORD PLOT 15:59:26
 SET: DELTA SEM CORREÇÃO TYPE: TIME RECORD DATE: 30-APR-96 08:47:26
 POINT ID: EM FASE T SENαIDE DESC: MT ESPECTRO DE CORRENTE AMPERE
 WINDOW: UNIFORM LINES: 2048 AVER: 0 SECS: 0.000 - 0.040
 DETECT: RMS SPEED: 60.00 THRESHOLD: 0.2000 UNITS: AMPERES

SEC: 0 AMP: 8.1637 INTUL: --- FRQ: ---



F1:HELP F2: F3:FULL SCALE F4:ZOOM IN F5:ZOOM OUT
 F6:1st MARKER F7: F8:PRINT F9: F10:EXIT

SINGLE SPECTRUM PLOT 16:00:15

IDENTIFICATION OF SPECTRAL PEAKS ABOVE THRESHOLD

NO.	AMP.	FREQ.	ORDER	NO.	AMP.	FREQ.	ORDER
1.	16.0175	60.0	1.000	9.	0.1431	905.0	15.003
2.	0.4721	180.0	3.000				
3.	0.3862	300.0	5.000				
4.	0.2337	420.0	7.000				
5.	0.2909	540.0	9.000				
6.	0.2337	780.0	13.000				
7.	0.1764	896.3	14.938				
8.	0.3672	900.0	15.000				

OVERALL
16.0047

SPECTRAL ENERGY SUMMARY
 SYNC 15.9898
 SUBSYNC 0.12821

NONSYNC
0.679368

PRESS SPACE BAR TO CONTINUE

fig. 7a - Corrente de Fase Para *Soft Starter* Dentro do Delta e sem Otimização do Fator de Potência
 fig. 7b - Espectro de Frequências da Corrente de Fase - $ITHD = 5.34\%$

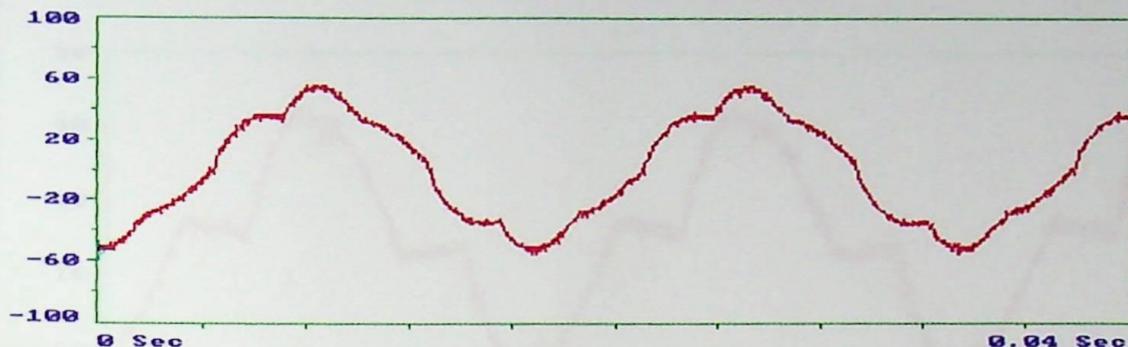
Comparando-se a fig. 7a com a fig. 3a, podemos verificar que os notch's diminuem para a topologia *Soft Starter* dentro do delta, sendo os valores de correntes praticamente os mesmos.

A forma de onda da corrente, apresenta harmônicos de ordem 3, 5, 7, 9, 13 e 15 com baixas amplitudes como mostrado no espectro harmônico.

Soft Starter Dentro do Delta C/O.F.P (L)

SINGLE TIME RECORD PLOT 16:03:55
 SET: DELTA COM CORRES+00G TYPE: TIME RECORD DATE: 30-APR-96 08:53:06
 POINT ID: EM LINHA T SEN<IDE+ DESC: MT ESPECTRO DE CORRENTE AMPERE
 WINDOW: UNIFORM LINES: 2048 AUER: 0 SECS: 0.000 - 0.040
 DETECT: RMS SPEED: 60.00 THRESHOLD: 0.1000 UNITS: AMPERES

SEC: 0 AMP: -52.415 INTUL: --- FRQ: ---



F1:HELP F2: F3:FULL SCALE F4:ZOOM IN F5:ZOOM OUT
 F6:1st MARKER F7: F8:PRINT F9: F10:EXIT

SINGLE SPECTRUM PLOT 16:05:16

IDENTIFICATION OF SPECTRAL PEAKS ABOVE THRESHOLD

NO.	AMP.	FREQ.	ORDER	NO.	AMP.	FREQ.	ORDER
1.	34.4764	60.0	1.000				
2.	0.5818	120.0	2.000				
3.	0.2098	180.0	3.000				
4.	0.2670	240.0	4.000				
5.	3.8816	300.0	5.000				
6.	0.8488	420.0	7.000				
7.	0.6962	660.0	11.000				
8.	0.3147	780.0	13.000				

OVERALL 34.8534
 SYNC 34.843
 SUBSYNC 0.259711
 NONSYNC 0.811351

PRESS SPACE BAR TO CONTINUE

fig. 8a - Corrente de Linha Para *Soft Starter* Dentro do Delta e com Otimização do Fator de Potência

fig. 8b - Espectro de Frequências da Corrente de Linha - $ITHD = 11.89\%$

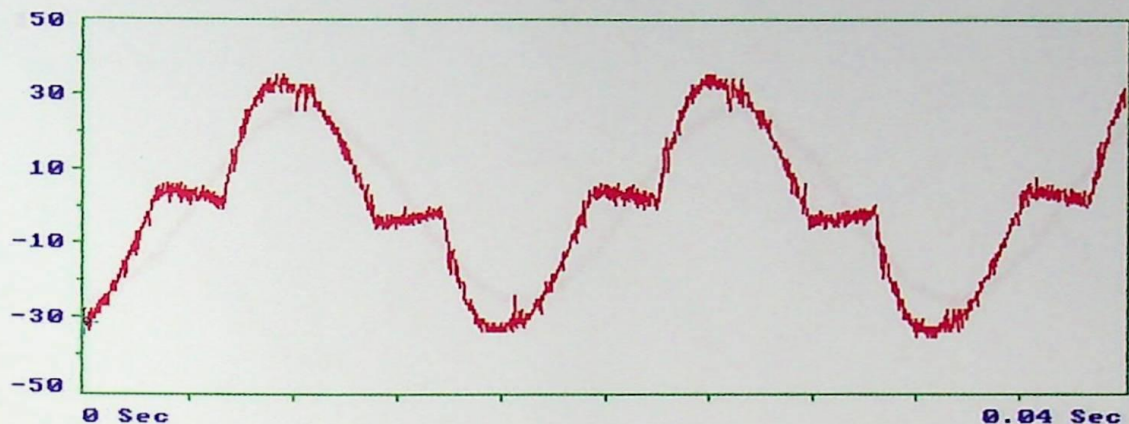
Na realização desta medição, percebemos que ao ligarmos a função Otimização do Fator de Potência, ocorria uma forte distorção da onda senoidal, como mostra a fig. 8a, devido ao chaveamento dos tiristores, sendo que o maior problema era o aumento das correntes de linha e de fase, passando de 30.9 A (caso sem Otimização) para 34.85 A (caso com Otimização), este aumento com certeza não ocorreu devido a aumento de carga, pois, ao desligarmos esta função, esta corrente caía novamente em torno de 30 A. Para este caso específico, não teríamos perigo de danificar o motor ou o *Soft Starter*, porém, este aumento de corrente, depende também das condições de carga como se verá nos casos seguintes.

Com relação ao espectro, percebemos um aumento na amplitude de vários harmônicos, principalmente o de 5º ordem com 3.88 A, correspondendo a 11.26 % da fundamental. O terceiro harmônico apresenta-se com amplitude insignificante nas correntes de linha, mantendo-se preso no delta.

Soft Starter Dentro do Delta C/O.F.P (F)

SINGLE TIME RECORD PLOT 16:06:10
 SET: DELTA COM CORRES#0 TYPE: TIME RECORD DATE: 30-APR-96 08:56:02
 POINT ID: EM FASE T SEN#IDE + DESC: MT ESPECTRO DE CORRENTE AMPERE
 WINDOW: UNIFORM LINES: 2048 AVER: 0 SECS: 0.000 - 0.040
 DETECT: RMS SPEED: 60.00 THRESHOLD: 0.2000 UNITS: AMPERES

SEC: 0 AMP: -31.052 INTUL: --- FRQ: ---



F1:HELP F2: F3:FULL SCALE F4:ZOOM IN F5:ZOOM OUT
 F6:1st MARKER F7: F8:PRINT F9: F10:EXIT

SINGLE SPECTRUM PLOT

16:06:55

IDENTIFICATION OF SPECTRAL PEAKS ABOVE THRESHOLD

NO.	AMP.	FREQ.	ORDER	NO.	AMP.	FREQ.	ORDER
1.	19.9849	60.0	1.000				
2.	5.7937	180.0	3.000				
3.	2.3604	300.0	5.000				
4.	0.5484	420.0	7.000				
5.	0.4435	540.0	9.000				
6.	0.5102	660.0	11.000				
7.	0.2337	780.0	13.000				

OVERALL SPECTRAL ENERGY SUMMARY
 20.9183 SYNC 20.9155 SUBSYNC 0.144869 NONSYNC 0.30473

PRESS SPACE BAR TO CONTINUE

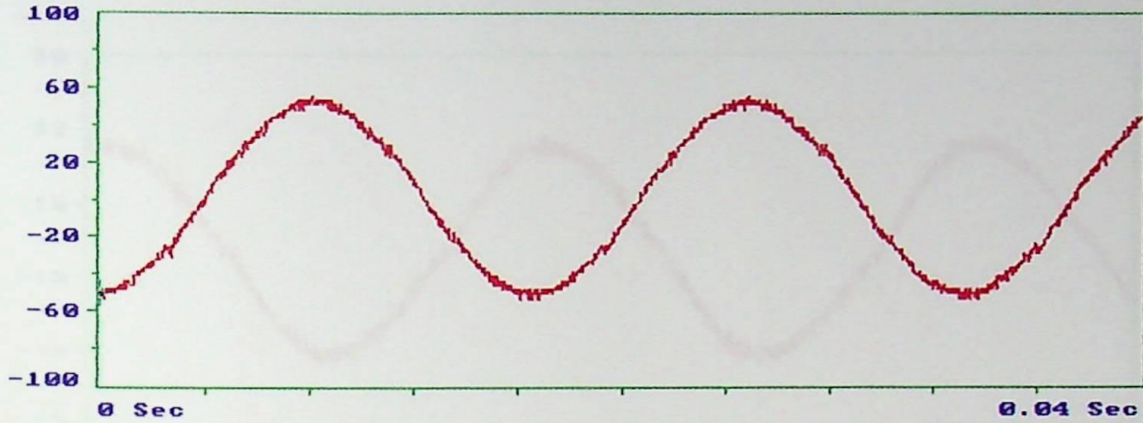
fig. 9a - Corrente de Fase Para *Soft Starter* Dentro do Delta e com Otimização do Fator de Potência
 fig. 9b - Espectro de Frequências da Corrente de Fase - $ITHD = 31.6\%$

Pela análise da fig. 9a, podemos verificar uma forte distorção da onda senoidal, provocada pelo chaveamento dos tiristores, houve um grande aumento na amplitude dos harmônicos de ordem 3 e 5, com amplitudes de 5.79 A (28.9 % da fundamental) e 2.36 A (11.8 % da fundamental) respectivamente, como pode ser constatado no espectro.

Soft Starter Dentro do Delta S/O.F.P (L) - Medição 2

SINGLE TIME RECORD PLOT 16:09:45
 SET: DELTA SEM CORRES+00F TYPE: TIME RECORD DATE: 05-JUN-96 10:49:20
 POINT ID: EM LINHA T SEN&IDE DESC: MT ESPECTRO DE CORRENTE AMPERE
 WINDOW: UNIFORM LINES: 2048 AVER: 0 SECS: 0.000 - 0.040
 DETECT: RMS SPEED: 60.00 THRESHOLD: 0.1000 UNITS: AMPERES

SEC: 0 AMP: -49.974 INTUL: --- FRQ: ---



F1:HELP	F2:	F3:FULL SCALE	F4:ZOOM IN	F5:ZOOM OUT
F6:1st MARKER	F7:	F8:PRINT	F9:	F10:EXIT

SINGLE SPECTRUM PLOT

16:10:52

IDENTIFICATION OF SPECTRAL PEAKS ABOVE THRESHOLD

NO.	AMP.	FREQ.	ORDER	NO.	AMP.	FREQ.	ORDER
1.	35.6971	60.0	1.000				
2.	0.2098	180.0	3.000				
3.	0.5818	300.0	5.000				
4.	0.3910	420.0	7.000				
5.	0.1144	601.3	10.021				
6.	0.1717	612.5	10.208				
7.	0.1526	660.0	11.000				

OVERALL	SPECTRAL ENERGY SUMMARY		NONSYNC
36.0301	SYNC	SUBSYNC	0.667554
	36.0234	0.195793	

PRESS SPACE BAR TO CONTINUE

fig. 10a - Corrente de Linha Para *Soft Starter* Dentro do Delta e sem Otimização do Fator de Potência - Medição 2

fig. 10b - Espectro de Frequências da Corrente de Linha - $ITHD = 2.17\%$

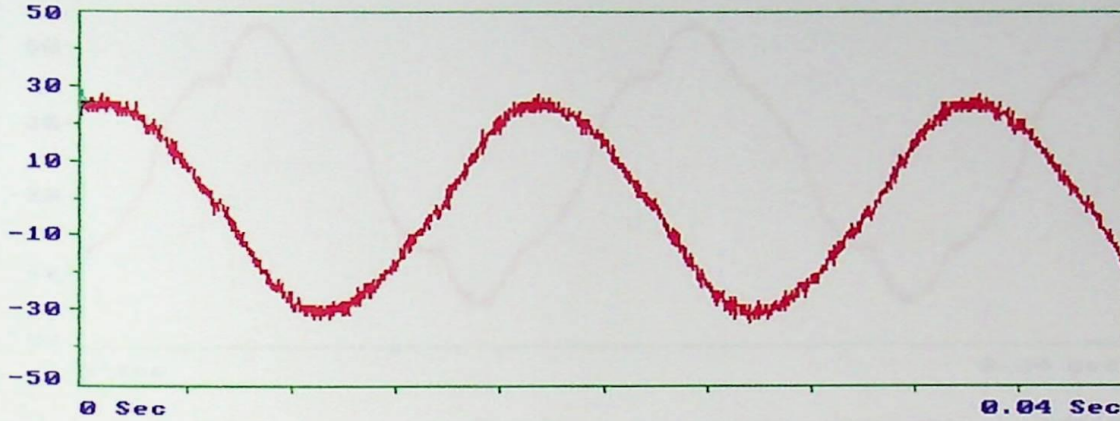
Para este caso, conseguimos um aumento de carga, reduzindo-se o fluxo de água na bomba auxiliar e deixando a maior parte da vazão de água, a carga do sistema em estudo. A corrente de carga aumentou para 36 A aproximadamente; porém, nestas condições o motor poderia operar normalmente, dado que a função Otimização do Fator de Potência estava desativada, a corrente encontrava-se abaixo da nominal e o nível de harmônicos era baixo, como mostra o espectro harmônico.



Soft Starter Dentro do Delta S/O.F.P (F) - Medição 2

SINGLE TIME RECORD PLOT 16:11:54
 SET: DELTA SEM CORREÇÃO TYPE: TIME RECORD DATE: 05-JUN-96 10:52:30
 POINT ID: EM FASE T SEN&IDE DESC: MT ESPECTRO DE CORRENTE AMPERE
 WINDOW: UNIFORM LINES: 2048 AVER: 0 SECS: 0.000 - 0.040
 DETECT: RMS SPEED: 60.00 THRESHOLD: 0.1000 UNITS: AMPERES

SEC: 0 AMP: 26.1696 INTVL: --- FRQ: ---



F1:HELP F2: F3:FULL SCALE F4:ZOOM IN F5:ZOOM OUT
 F6:1st MARKER F7: F8:PRINT F9: F10:EXIT

SINGLE SPECTRUM PLOT 16:12:58

IDENTIFICATION OF SPECTRAL PEAKS ABOVE THRESHOLD

NO.	AMP.	FREQ.	ORDER	NO.	AMP.	FREQ.	ORDER
1.	19.9849	60.0	1.000				
2.	0.6628	180.0	3.000				
3.	0.3100	300.0	5.000				
4.	0.1955	420.0	7.000				
5.	0.1049	540.0	9.000				

OVERALL 19.9532 SPECTRAL ENERGY SUMMARY
 SYNC 19.9509 SUBSYNC 0.103908 NONSYNC 0.286368

PRESS SPACE BAR TO CONTINUE

fig. 11a - Corrente de Fase Para *Soft Starter* Dentro do Delta e sem Otimização do Fator de Potência
 fig. 11b - Espectro de Frequências da Corrente de Fase - $ITHD = 3.8\%$

As correntes de fase praticamente não apresentam distorções e o nível de harmônicos também apresenta-se relativamente baixo, como mostra a fig. 11a e seu espectro harmônico.

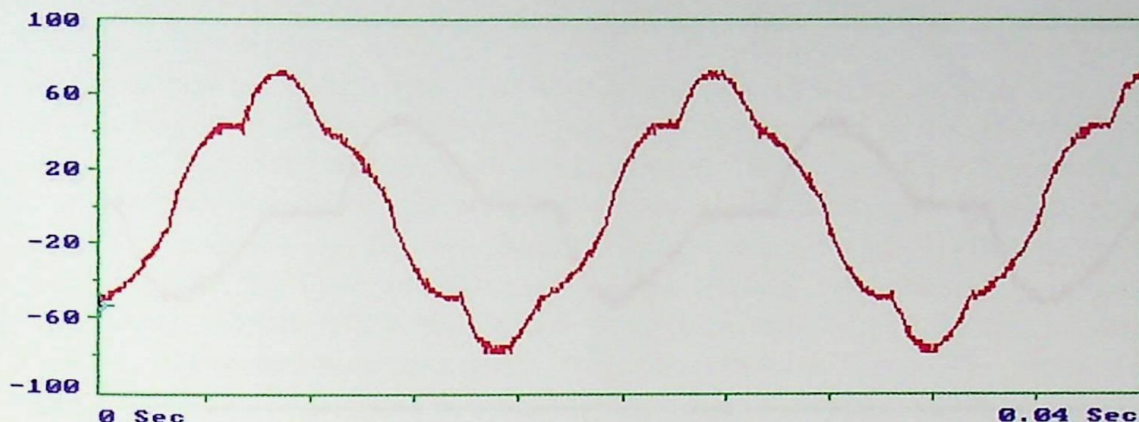
Soft Starter Dentro do Delta C/O.F.P (L) - Medição 2

16:13:49

SINGLE TIME RECORD PLOT

SET: DELTA COM CORRES+00G TYPE: TIME RECORD DATE: 05-JUN-96 10:55:44
 POINT ID: EM LINHA T SENαIDE+ DESC: MT ESPECTRO DE CORRENTE AMPERE
 WINDOW: UNIFORM LINES: 2048 AVER: 0 SECS: 0.000 - 0.040
 DETECT: RMS SPEED: 60.00 THRESHOLD: 0.1000 UNITS: AMPERES

SEC: 0 AMP: -52.415 INTUL: --- FRQ: ---



F1:HELP F2: F3:FULL SCALE F4:ZOOM IN F5:ZOOM OUT
 F6:1st MARKER F7: F8:PRINT F9: F10:EXIT

SINGLE SPECTRUM PLOT

16:14:34

IDENTIFICATION OF SPECTRAL PEAKS ABOVE THRESHOLD

NO.	AMP.	FREQ.	ORDER	NO.	AMP.	FREQ.	ORDER
1.	47.2942	60.0	1.000				
2.	0.6199	120.0	2.000				
3.	0.5055	180.0	3.000				
4.	0.2861	240.0	4.000				
5.	4.7208	300.0	5.000				
6.	0.9442	420.0	7.000				
7.	0.9442	660.0	11.000				
8.	0.2861	780.0	13.000				

OVERALL	SPECTRAL ENERGY SUMMARY	NONSYNC
47.8871	SYNC SUBSYNC	0.862704
	47.8784 0.30404	

PRESS SPACE BAR TO CONTINUE

fig. 12a - Corrente de Linha Para *Soft Starter* Dentro do Delta e com Otimização do Fator de Potência - Medição 2

fig. 12b - Espectro de Frequências da Corrente de Linha - $ITHD = 10.6\%$

Para a medição da fig. 12a, foi ativada a função Otimização do Fator de Potência novamente, o que fez com que a corrente de linha se elevasse de 36 A para 47.8 A, ultrapassando o valor nominal do motor, que para uma operação em regime permanente queimaria o motor, caso as proteções não atuassem antes. A forma de onda apresenta distorções devido ao chaveamento dos tiristores.

A harmônica de maior amplitude foi a 5°, com 4.72 A (10 % da fundamental), a harmônica de 3° ordem apresentou amplitude inferior a 1 A.



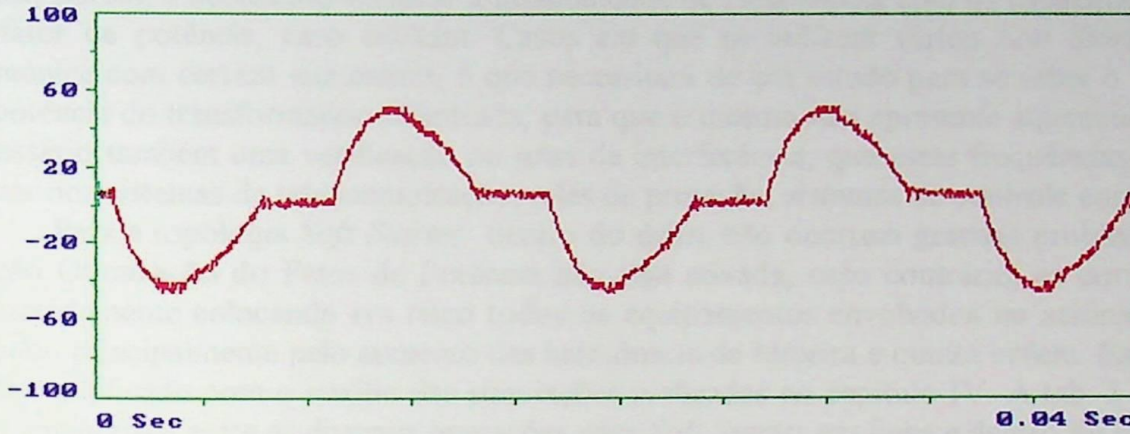
Soft Starter Dentro do Delta C/O.F.P (F) - Medição 2

16:15:23

SINGLE TIME RECORD PLOT

SET: DELTA COM CORRES#0 TYPE: TIME RECORD DATE: 05-JUN-96 10:54:44
 POINT ID: EM FASE T SEN#IDE + DESC: MT ESPECTRO DE CORRENTE AMPERE
 WINDOW: UNIFORM LINES: 2048 AUER: 0 SECS: 0.000 - 0.040
 DETECT: RMS SPEED: 60.00 THRESHOLD: 0.2000 UNITS: AMPERES

SEC: 0 AMP: 6.48518 INTUL: --- FRQ: ---



F1:HELP F2: F3:FULL SCALE F4:ZOOM IN F5:ZOOM OUT
 F6:1st MARKER F7: F8:PRINT F9: F10:EXIT

SINGLE SPECTRUM PLOT

16:18:45

IDENTIFICATION OF SPECTRAL PEAKS ABOVE THRESHOLD

NO.	AMP.	FREQ.	ORDER	NO.	AMP.	FREQ.	ORDER
1.	26.0886	60.0	1.000				
2.	8.5404	180.0	3.000				
3.	2.8182	300.0	5.000				
4.	0.5484	420.0	7.000				
5.	1.1778	540.0	9.000				
6.	0.5102	660.0	11.000				
7.	0.1574	780.0	13.000				
8.	0.4435	900.0	15.000				

OVERALL
27.7769

SPECTRAL ENERGY SUMMARY
 SYNC 27.7699 SUBSYNC 0.179805

NONSYNC
0.598412

PRESS SPACE BAR TO CONTINUE

fig. 13a - Corrente de Fase Para *Soft Starter* Dentro do Delta e com Otimização do Fator de Potência - Medição 2

fig. 13b - Espectro de Frequências da Corrente de Fase - $ITHD = 34.9\%$

Da fig. 13a, podemos verificar uma forte distorção da forma de onda, provocada pelo chaveamento dos tiristores, apresentando claramente na forma de onda, pontos em que os tiristores bloqueavam. Os harmônicos de 3° e 5° ordem eram os de maior amplitude, 8.54 A (32.7 % da fundamental) e 2.81 A (10.8 % da fundamental) respectivamente.

Os harmônicos de ordem 3 e seus múltiplos eram praticamente equilibrados, pelo fato de estarem presos no delta, não sendo encontrados em amplitudes significativas nas correntes de linha.

Foi realizado um outro teste, no qual a corrente de linha sem Otimização do Fator de Potência era de 40 A, ao ativarmos a função Otimização do Fator de Potência, essa corrente atingia um valor em torno de 100 A, o motor perdia potência e tendia a parar, neste caso, não foi possível realizar as medições, pois correríamos o risco de queima do motor, pondo em risco a instalação.

Pela análise de todos os testes realizados, podemos concluir, que para a topologia *Soft Starter* em linha, não há indícios de grandes perturbações de rede, pois os níveis de harmônicos são relativamente baixos com e sem Otimização do Fator de Potência, não causando problemas para o motor, porém, é necessário verificar a possibilidade de ressonância com os capacitores para correção de fator de potência, caso existam. Casos em que se utilizem vários *Soft Starters*, a distorção harmônica com certeza aumentará, o que necessitará de um estudo para se saber o fator de redução da potência do transformador de entrada, para que o mesmo não apresente aquecimento excessivo, é necessário também uma verificação no grau de interferência, que estas frequências harmônicas irão causar nos sistemas de telecomunicação, relés de proteção, sistemas de controle como PLC's e etc..

Para a topologia *Soft Starter* dentro do delta, não ocorrem grandes problemas, desde que a função Otimização do Fator de Potência não seja ativada, caso contrário, as correntes aumentam demasiadamente colocando em risco todos os equipamentos envolvidos no acionamento, fato este causado principalmente pelo aumento das harmônicas de terceira e quinta ordem. Este problema será melhor explicado com o auxílio das simulações realizadas no capítulo IV. A tab. 1 a seguir, mostra um comparativo entre as diversas operações para *Soft Starter* em linha e dentro do delta.

<i>Soft Starter</i> em Linha		<i>Soft Starter</i> dentro do Delta	
Sem Otimização do F.P	Com Otimização do F.P	Sem Otimização do F.P	Com Otimização do F.P
Operação normal do MIT, sem maiores distúrbios na rede ou no motor.	Operação normal do MIT, também sem maiores distúrbios na rede ou no motor, porém a otimização do F.P. e a economia de energia tornam-se mais perceptíveis com o motor operando com 30% de carga ou menos.	Operação normal do MIT, também sem maiores distúrbios na rede ou no motor, porém nesta configuração o tempo de partida aumenta, devendo ser verificado se todos os equipamentos envolvidos no acionamento suportam um tempo de partida maior.	Nesta operação ocorre um aumento do escorregamento do motor, aumentando-se desta forma a corrente exigida pelo mesmo, podendo ser muito maior que a nominal dependendo das condições da carga. Ocorre também uma forte distorção harmônica principalmente para as harmônicas de ordem 3 e 5. Portanto não recomendamos esta topologia.

tab. 1 - Comparação Entre as Operações para *Soft Starter* em Linha e dentro do Delta.

3.2 - Sugestão Para Conexão de *Soft Starter*

Existem casos em que é necessário o uso de um motor de indução trifásico de média tensão, para acionar uma determinada carga. Caso seja necessário o uso de um *Soft Starter* para o acionamento, o modo mais comum de se fazê-lo, seria usar um *Soft Starter* também de média tensão, o que torna a aplicação mais cara. Um outro modo de se fazê-lo, seria usar um *Soft Starter* de baixa tensão, conectado ao primário de um transformador elevador que alimentará o motor. Podemos citar como exemplo, o caso que ocorre em algumas plataformas de petróleo, as quais muitas vezes necessitam de um motor para acionar uma bomba de extração de petróleo, a alguns quilômetros de profundidade. Para que não haja grandes perdas e quedas de tensão, esta alimentação precisa ser em média tensão.

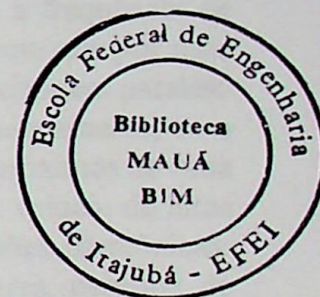
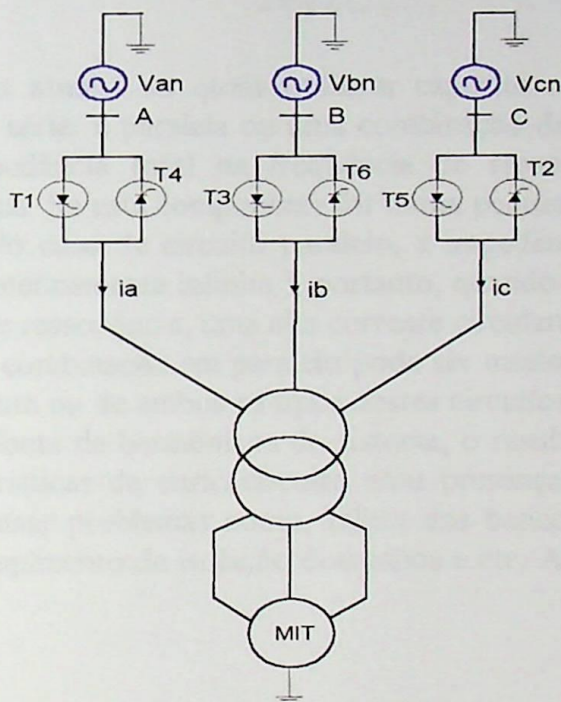


fig. 14 - *Soft Starter* no Primário do Transformador

Como descrito no capítulo II, as perdas no transformador aumentam na presença de harmônicos, as perdas por histerese são proporcionais à frequência e as perdas por correntes parasitas de Foucault são proporcionais ao quadrado da frequência, portanto, o transformador para ser usado nesta aplicação deverá estar dimensionado para suportar estas perdas. Este problema se torna muito mais agravante se no lugar do *Soft Starter* for usado um inversor de frequência, o qual varia a frequência e a tensão de saída. Para o *Soft Starter* somente a tensão de saída é variável mantendo-se fixa a frequência, porém, este equipamento também gera harmônicos de frequências múltiplas da fundamental.

A partir da teoria clássica de linhas de transmissão, pode-se demonstrar que, dependendo do comprimento do cabo entre um acionamento que gera harmônicos e o motor AC, é possível ocorrer uma reflexão da tensão aplicada (2 p.u.). A impedância de um motor de indução típico é bastante indutiva ($X_L = 2\pi fL$) e para frequências de chaveamento elevadas, ela se comporta como um circuito aberto. Consequentemente, existe a possibilidade de uma grande forma de onda de tensão viajar em direção aos terminais do motor, podendo causar sérios danos no isolamento. Esta condição de ressonância pode ser corrigida, através do uso de filtros quando economicamente viáveis, ou pela redução do comprimento dos cabos (usualmente menor que 15 [m]). A outra alternativa, quando cabos longos são necessários, é utilizar *Drives* menos propensos a transmitir harmônicos que causem esta condição de ressonância.

3.3 - Análise de Harmônicos da Topologia 3

A operação de bancos de capacitores em presença de equipamentos geradores de harmônicos, pode muitas vezes proporcionar condições de ressonância. A reatância capacitiva decresce diretamente com a frequência, enquanto que a reatância indutiva aumenta diretamente com a frequência. Nos processos de partida e parada, as altas frequências emitidas pelo *Soft Starter* pode promover uma condição de ressonância, para a qual a reatância indutiva iguala-se à reatância capacitiva. A frequência de ressonância é dada por :

$$f_R = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Nos sistemas elétricos atuais, os quais utilizam capacitores para correção do fator de potência, ambas ressonâncias, série e paralela ou uma combinação das duas pode ocorrer. No caso de um circuito série, a impedância total na frequência de ressonância se reduz somente na componente resistiva do sistema. Se esta componente for muito pequena, resultará em altas correntes na frequência de excitação. No caso de circuito paralelo, a impedância total para a frequência de ressonância é muito alta (hipoteticamente infinita), portanto, quando excitado mesmo que por uma pequena fonte na frequência de ressonância, uma alta corrente circulará entre o capacitor em paralelo e o indutor. A tensão sobre a combinação em paralelo pode ser muito alta. Conseqüentemente, se o ponto de ressonância de cada um ou de ambos os tipos destes circuitos, acontecem próximos de uma das frequências geradas pela fonte de harmônicos do sistema, o resultado pode ser: origem de altas correntes harmônicas características de curto-circuito e/ou presença de sobretensões harmônicas. Estas ocorrências podem causar problemas como, falhas dos bancos de capacitores, desarme de relés, abertura de fusíveis, rompimento da isolação dos cabos e etc. As figs. 15 A e 15B ilustram as duas formas de ressonância.

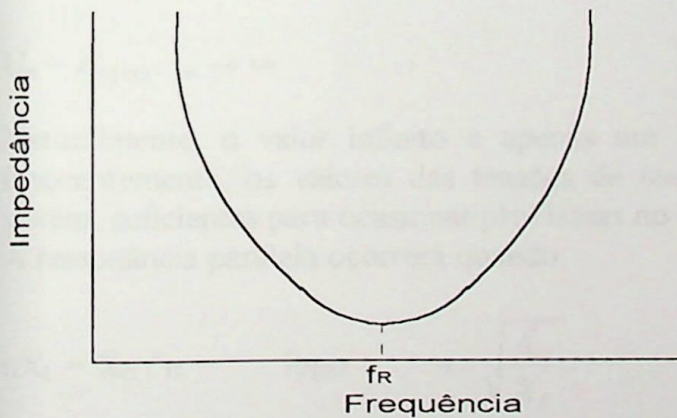


Fig. 15A - Ressonância Série

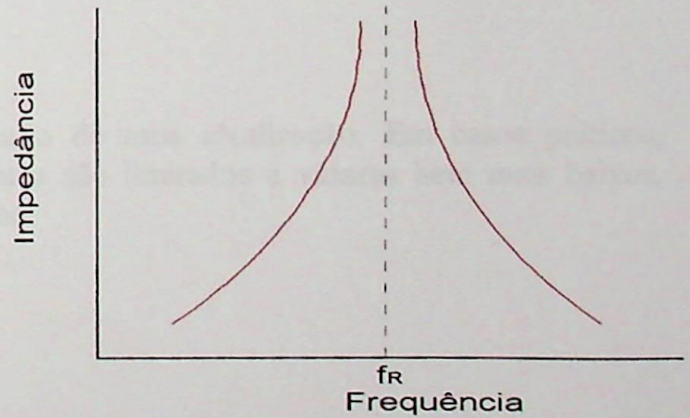


Fig. 15B - Ressonância Paralela

3.3.1 - Sobretensões e Sobrecargas Devido à Ressonância

Se na fig. 16 for conectado um banco de capacitores ao barramento dos conversores, com o propósito de suprimento de reativos, o circuito equivalente para o harmônico de ordem “n” visto pelo conversor será indicado como na fig. 17.

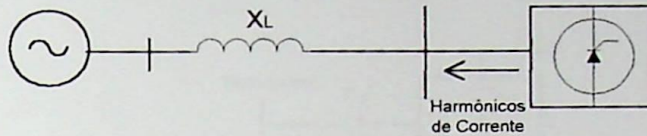


fig. 16 - Unifilar de um Sistema Conversor

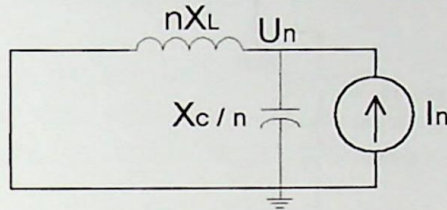


fig. 17 - Circuito Equivalente para o Harmônico de Ordem n

O conversor, sob o ponto de geração de correntes harmônicas, opera como se fosse fonte ideal de correntes, daí a representação da fonte de corrente I_n da fig. 17.

No caso de uma ressonância entre nX_L e X_C/n , onde X_L e X_C correspondem às reatâncias indutiva e capacitiva à frequência fundamental, o valor da impedância equivalente tenderá teoricamente a um valor infinito. O valor de U_n será então:

$$U_n = Z_{eq(n)} \cdot I_n \rightarrow \infty$$

Naturalmente, o valor infinito é apenas um resultado de uma idealização. Em casos práticos, frequentemente, os valores das tensões de ressonância são limitados a valores bem mais baixos, porém, suficientes para ocasionar problemas no sistema.

A ressonância paralela ocorrerá quando:

$$nX_L = X_C / n \quad \text{logo} \quad n = \sqrt{\frac{X_C}{X_L}}$$

$$Z_{eq} = \frac{X_L X_C}{nX_L - \frac{X_C}{n}}$$

Se a tensão nominal do sistema é U , os valores de X_L e X_C podem ser dados por:

$$X_L = \frac{U^2}{S_{CC}} \quad e \quad X_C = \frac{U^2}{S_{BC}}$$

Então:
$$n = \sqrt{\frac{S_{CC}}{S_{BC}}}$$

onde:

S_{CC} = Potência de Curto Circuito junto ao Barramento dos Conversores

S_{BC} = Potência Nominal do Banco de Capacitores.

A seguir analisaremos o efeito de ressonância série, com o auxílio da fig. 18.

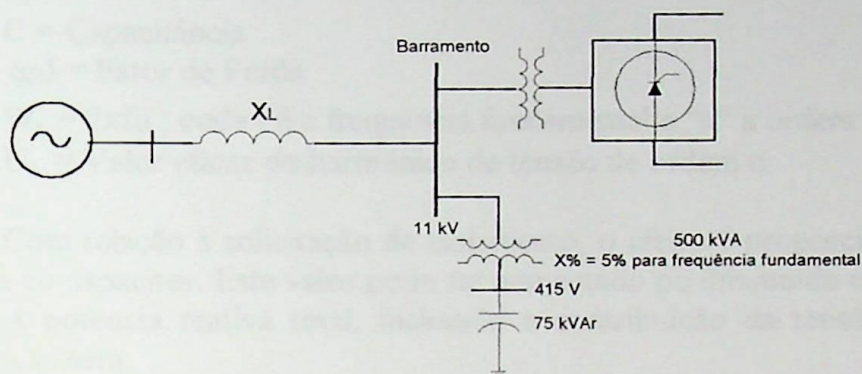


fig. 18 - Exemplo de Ressonância Série

Cálculo da Frequência de Ressonância.

$$f_R = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

$$X_L = X\% \cdot \frac{U^2}{S_{trafo}} = 0.05 \frac{415^2}{500 \cdot 10^3} = .0172 \Omega \Rightarrow L = 4,56 \cdot 10^{-5}$$

$$X_C = \frac{U^2}{S_{BC}} = \frac{415^2}{75 \cdot 10^3} = 2.3 \Omega \Rightarrow C = 1,15 \cdot 10^{-3}$$

$$\Rightarrow f_R = 695 \text{ Hz}$$

Próximo do 11º harmônico, para o qual ocorre ressonância série, sendo que apenas a resistência do sistema limitaria a corrente do circuito ressonante.

3.3.2 - Perdas Adicionais e Aquecimento em Capacitores

O aumento das perdas em capacitores, aos quais é aplicada uma tensão distorcida, é dado por:

$$\sum_{n=2}^{\infty} C(\operatorname{tg}\delta)W_n U_n^2$$

onde:

C = Capacitância

$\operatorname{tg}\delta$ = Fator de Perda

$W_n = 2\pi f n$; onde f é a frequência fundamental e "n" a ordem do harmônico.

U_n = Valor eficaz do harmônico de tensão de ordem n.

Com relação à solicitação de isolamento, o efeito é proporcional ao valor de pico da tensão aplicada ao capacitor. Este valor pode ser aumentado ou diminuído com os harmônicos de tensão.

A potência reativa total, incluindo a contribuição da tensão fundamental mais as tensões harmônicas será:

$$Q = \sum_{n=1}^{\infty} Q_n$$

Este valor não deve exceder os kVAr ou MVAR nominais do capacitor, caso contrário, comprometeria o tempo de vida do capacitor.

1.3 - Introdução

Neste capítulo serão apresentados os fundamentos e particularidades de simulação e análise de sistemas de potência em regime permanente, que é o estado em que a rede elétrica opera. São abordados os métodos de solução para sistemas de equações não lineares, bem como os métodos de solução para sistemas de equações diferenciais. São também apresentadas as técnicas de solução de problemas de otimização de sistemas de potência, bem como as técnicas de solução de problemas de controle de sistemas de potência. São também apresentadas as técnicas de solução de problemas de planejamento de sistemas de potência, bem como as técnicas de solução de problemas de análise de sistemas de potência em regime permanente.

2.3 - Método de Equivalência de Motor de Indução Trifásico

Este capítulo aborda o método de equivalência de motor de indução trifásico por meio da utilização do conceito de motor de indução trifásico equivalente, bem como os métodos de solução para sistemas de equações não lineares, bem como os métodos de solução para sistemas de equações diferenciais.

CAPÍTULO IV

Simulações e Análises

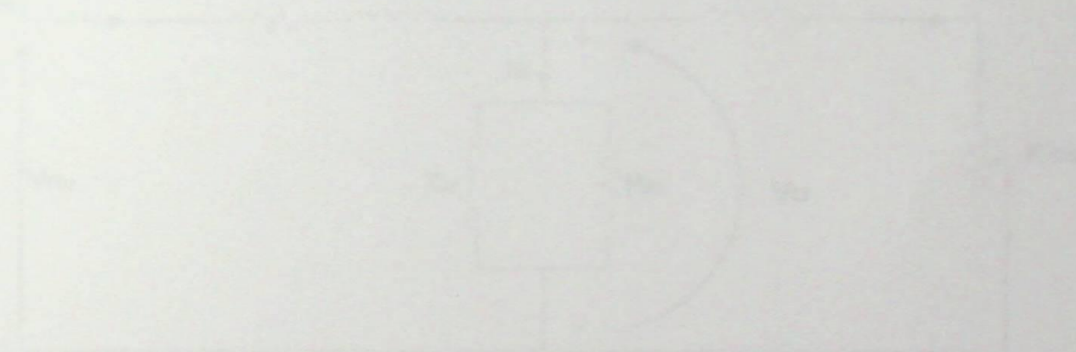


Fig. 1 - Circuito equivalente do motor de indução

A potência desenvolvida no motor de indução trifásico é dada por $P = 3 I_s^2 R_s$ e a potência de entrada é dada por $P_{in} = 3 V_s I_s \cos \phi$, onde ϕ é o ângulo de defasagem entre a tensão e a corrente. A potência de saída é dada por $P_{out} = P - 3 I_s^2 R_s$.

$$P_{out} = 3 I_s^2 (R_s - R_r)$$

Simulações e Análises

4.0 - Introdução

Neste capítulo serão realizadas as simulações e posteriormente as análises para a topologia 1 citada no capítulo anterior, que é neste trabalho, a de maior interesse. Será utilizado o software Microtran, para cálculo de transitórios eletromagnéticos. Para isto, será necessário primeiramente, a modelagem do circuito equivalente de cada componente do acionamento, como motor, *Soft Starter* e outros, os quais servirão como dados de entrada do software. Serão realizadas simulações visando o desenvolvimento de uma metodologia para modelagem deste tipo de sistema que servirá de auxílio a técnicos e engenheiros na execução de projetos de acionamento de grandes motores. As simulações serão para um motor de 30 Cv para comprovar a eficácia do modelo, comparando-se os resultados das simulações com os resultados obtidos nas medições em campo.

4.1 - Circuito Equivalente do Motor de Indução Trifásico

O modelo aplicado no cálculo da performance do MIT,[25] será o do circuito equivalente por fase do motor referido ao estator, que para a análise em regime permanente, fornece resultados bastante próximos do real, dispensando-se assim um modelo mais complexo.

Os parâmetros do circuito equivalente são obtidos a partir dos ensaios a vazio e de rotor travado. As perdas adicionais também são obtidas destes testes sendo tomadas como iguais à potência a vazio do motor.

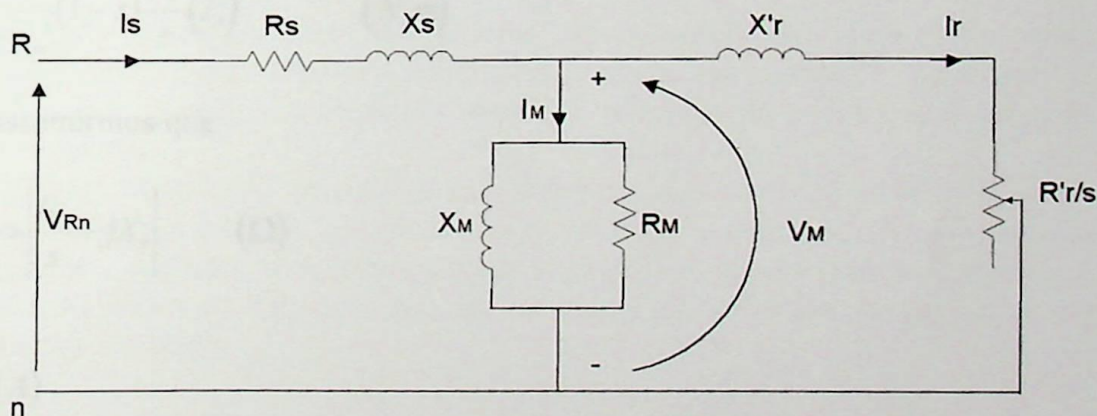


fig. 1 - Circuito Equivalente do Motor de Indução

A potência transmitida através do air gap do estator para o rotor e lá convertida para forma mecânica, absorvida em perdas por rotação, ou dissipadas como calor nos enrolamentos do rotor, é dissipada em três resistências fictícias $\frac{R_r}{s}$ das três fases.

$$P_{ag} = 3 \frac{R_r}{s} (I_r)^2 \quad (w)$$

Esta potência pode ser dividida em duas partes:

$$P_{ag} = 3R_r (I_r')^2 + 3(1-s) \frac{R_r'}{s} (I_r')^2 \quad (w)$$

Nesta equação, o primeiro termo do lado direito, corresponde à potência dissipada nos enrolamentos do rotor e o segundo termo, corresponde à potência mecânica de saída no acoplamento mais as perdas por rotação.

A potência mecânica de saída é então dada por:

$$P_{out} = 3(1-s) \frac{R_r'}{s} (I_r')^2 - P_o$$

A máxima tensão aplicada aos terminais do motor será a tensão nominal, a qual proporcionará a máxima velocidade de saída, considerando a frequência como sendo a nominal. A máxima corrente exigida pelo motor não aparece para a máxima velocidade, mas é importante determinar aproximadamente quando ocorrerá este valor máximo. Para isto, é conveniente ter uma expressão analítica do torque de carga como função da velocidade. Para o nosso caso usaremos o modelo para um ventilador, bomba ou centrífuga.

$$T_L = k_L w_m^2 \quad (N.m)$$

Onde k_L é uma constante particular da carga.

Se as perdas por rotação forem negligenciadas teremos:

$$T_{out} = \frac{P_{out}}{w_m} = \frac{3}{w_m} (1-s) \frac{R_r'}{s} (I_r')^2 \quad (N.m)$$

Se assumirmos que

$$R_M // X_M \gg \left| \frac{R_r'}{s} + jX_r' \right| \quad (\Omega)$$

Então:

$$I_s \cong I_r' \quad (A)$$

$$w_m = (1-s)w_{syn} \quad (rad / s)$$

$$T_{out} = \frac{3}{w_{syn}} \frac{R_r'}{s} I_s^2 \quad (N.m)$$

Para condições de regime permanente ou de aceleração moderada, para carga de baixo momento de inércia $T_{out} \cong T_L$, então:

$$k_L(1-s)^2 w_{syn}^2 = \frac{3}{w_{syn}} \frac{R_r'}{s} I_s^2 \quad (N.m)$$

$$I_s = \left[\frac{k_L}{3} \frac{s}{R_r'} (1-s)^2 w_{syn}^3 \right]^{1/2}$$

$$I_s = k_1(1-s)s^{1/2} \quad (A)$$

Onde k_1 é uma constante. Derivando esta expressão para I_s com relação a s e igualando a zero, teremos que o máximo valor de I_s ocorrerá para $s \cong \frac{1}{3}$.

Para cargas cujo torque é aproximadamente constante para todas as velocidades, teremos:

$$T_L = \frac{3}{w_{syn}} \frac{R_r'}{s} I_s^2 \quad (N.m)$$

e

$$I_s = k_2 \sqrt{s} \quad (A)$$

Para a qual a corrente máxima ocorrerá para um escorregamento máximo.

Em [28] é apresentado um equacionamento que visa obter todos os dados do circuito equivalente do motor, a partir de dados de catálogos de fabricantes. A partir dos dados calculados por estas equações, faremos a modelagem do circuito do motor para a simulação no software Microtran.

4.2 - Modelagem do *Soft Starter*

A parte de potência de um *Soft Starter*, corresponde como visto no capítulo I, a apenas conjuntos de tiristores conectados em anti-paralelo, sendo que o controle de disparo dos tiristores para partida, parada, função economia de energia e indicação de falhas fica a cargo de uma placa eletrônica de controle.

O software Microtran, possui em sua biblioteca para carta de entrada de dados, blocos de tiristores conectados em anti-paralelo, podendo-se controlar o ângulo de disparo desejado para cada bloco de cada fase. Portanto, para a modelagem do *Soft Starter*, será apenas necessário indicar entre quais barras cada bloco de tiristores em anti-paralelo está conectado, e para cada um, indicar o ângulo de disparo desejado.

4.3 - Simulação 1

Soft Starter Fora do Delta e Sem Otimização do Fator de Potência

Neste caso, simularemos o *Soft Starter* alimentando um motor de 30 Cv ligado em delta, os dados do motor são os mesmos apresentados no capítulo III.

A fig. 2 mostra como o circuito trifásico desta conexão está ligado.

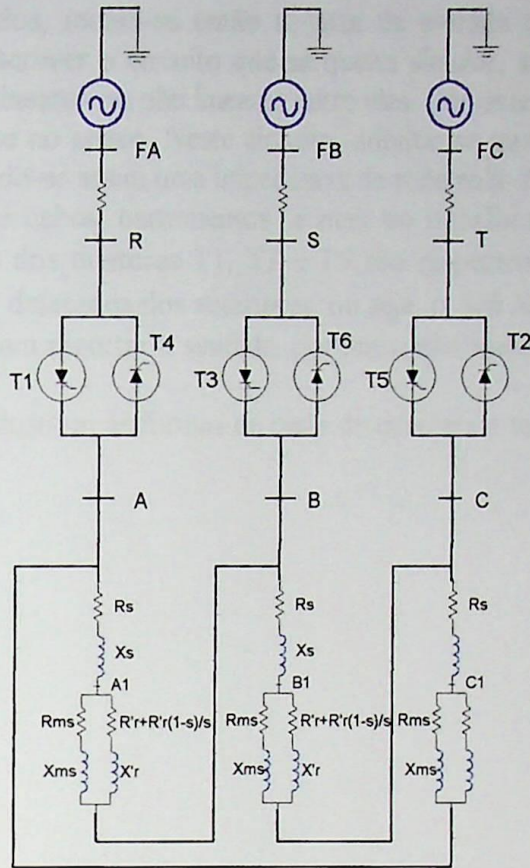


Fig. 2 - Circuito para Simulação do *Soft Starter* fora do delta

A partir do equacionamento definido em [28], obtemos os seguintes dados do circuito elétrico equivalente para o motor de 30 Cv, admitindo-se uma carga nominal no eixo do motor.

$$\begin{aligned}
 R_s &= 0.109 \, \Omega & R'r(1-s)/s &= 5.36 \, \Omega \\
 X_s &= 0.843 \, \Omega & s &= 0.019 \\
 R'r &= 0.104 \, \Omega \\
 X's &= 0.667 \, \Omega \\
 R_m &= 111.131 \, \Omega \\
 X_m &= 17.82 \, \Omega
 \end{aligned}$$

Devemos observar que estes valores representam uma fase do motor, sendo que o mesmo estaria ligado em estrela. Como no nosso caso o motor está ligado em delta, estes valores serão todos multiplicados por 3, para se obter os parâmetros por fase de um delta equivalente. Por facilidade na simulação, foi feito o equivalente série para os parâmetros do ramo magnetizante, R_m e X_m . Os novos valores passam então a ser os seguintes:

$$\begin{aligned}
 R_s &= 0.327 \, \Omega & R'r(1-s)/s &= 16.08 \, \Omega \\
 X_s &= 2.53 \, \Omega = 6.7 \, \text{mH} & s &= 0.019 \\
 R'r &= 0.312 \, \Omega & n_{\text{rotor}} &= 1766 \, \text{RPM} \\
 X'r &= 2.0 \, \Omega = 5.3 \, \text{mH} \\
 R_{ms} &= 8.36 \, \Omega \\
 X_{ms} &= 52.11 \, \Omega = 138.2 \, \text{mH}
 \end{aligned}$$

De posse desses dados, monta-se então a carta de entrada de dados do Microtran, que consiste basicamente em descrever o circuito que se queira simular, através de barras e nós e dos elementos ativos, passivos, lineares ou não lineares entre eles. Por exemplo, a carta de descrição do circuito da fig. 2, encontra-se no anexo. Neste circuito, admitiu-se que a potência de curto-circuito da rede seja infinita, resultando-se assim uma impedância de rede nula. Não foram consideradas nesta simulação as impedâncias de cabos, barramentos e nem do transformador de alimentação. Neste caso, os ângulos de disparo dos tiristores T1, T3 e T5 são respectivamente 0° , 120° , 240° e dos tiristores T4, T6 e T2, 180° defasados dos anteriores, ou seja, o *Soft Starter* nesta situação alimenta o motor com tensão plena sem recortar a senóide, portanto, não realizando otimização do fator de potência.

Os gráficos a seguir ilustram as formas de onda de corrente e tensão com relação às barras e nós do circuito da fig. 2.

Fig. 3 - Carta de Entrada de Dados e de Ponto para Modelo do TFD, 380 Volts
Soft Starter Formado por Tiristores e Capacitor Indutivo do Motor em Operação
Angulo de Disparo $\alpha = 0^\circ$

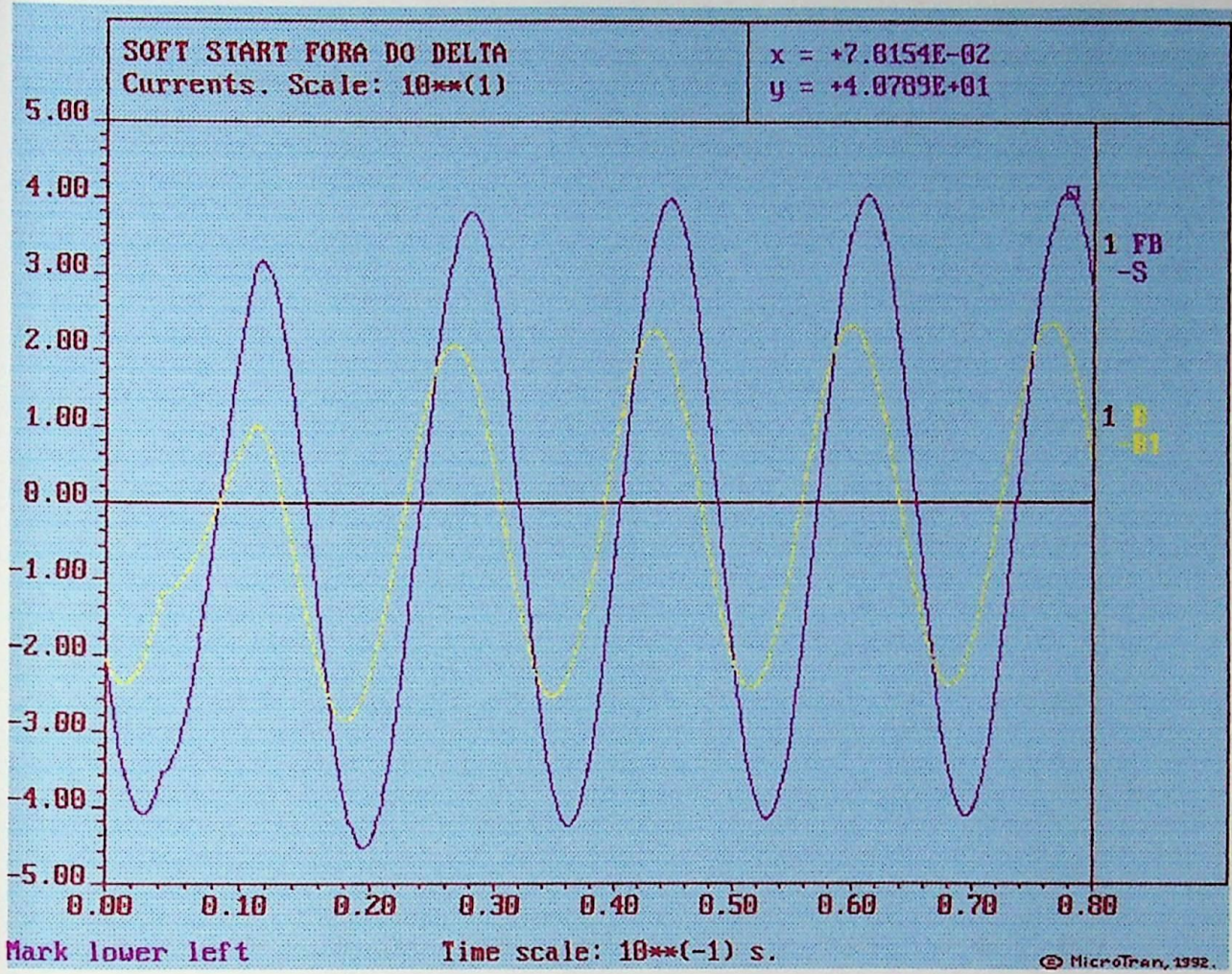


Fig. 3 - Curvas de Correntes de Linha e de Fase para Motor de 30 Cv, 380 Vca.
Soft Starter Fora do Delta e Sem Otimização do Fator de Potência.
Ângulo de Disparo $\alpha = 0^\circ$.

Simulação 1 - *Soft Starter* Fora do Delta e sem Otimização do Fator de Potência - Tensão de Entrada

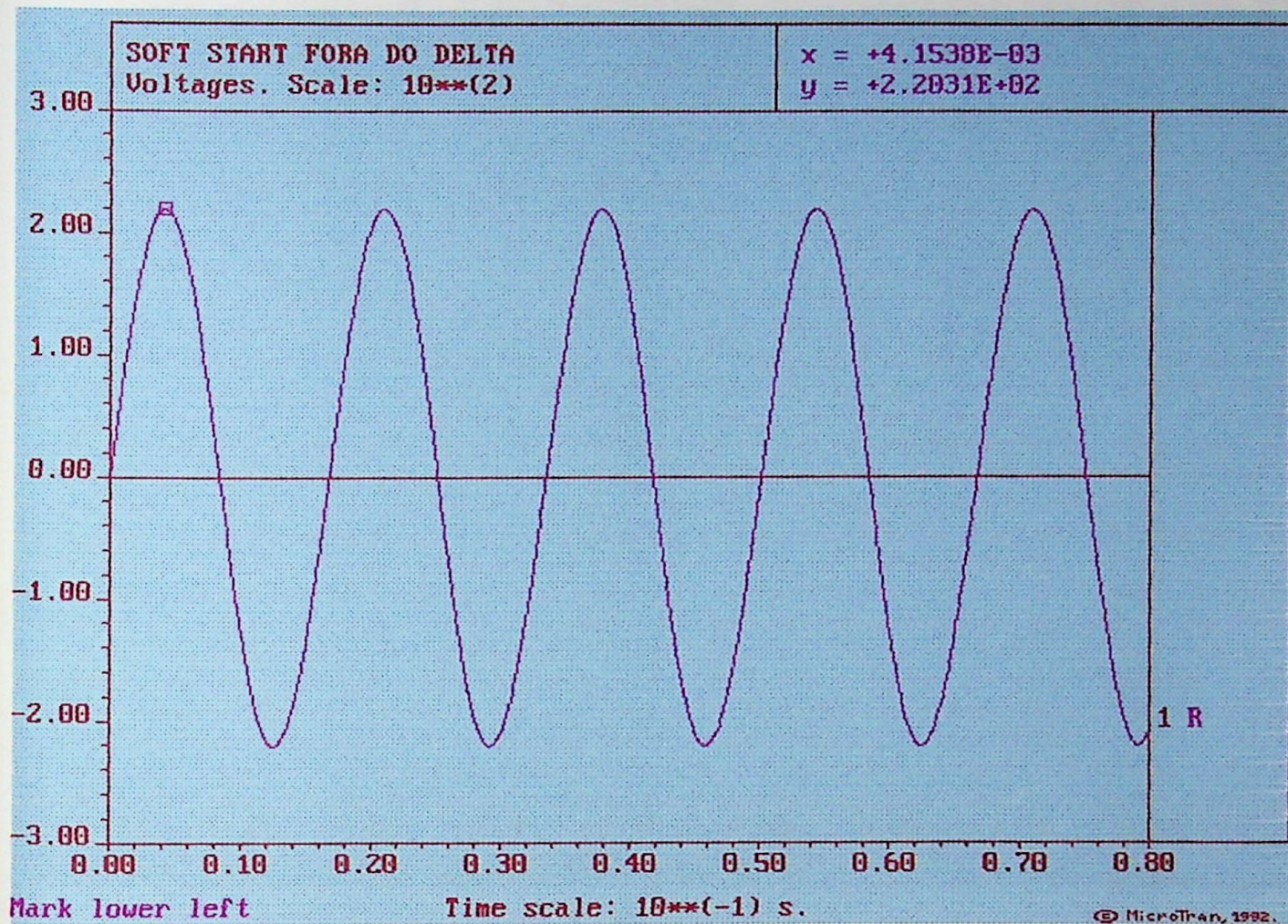


Fig. 4 - Curva de Tensão Equivalente às Barra R, S ou T com Relação ao Terra.
Soft Starter Fora do Delta e Sem Otimização do Fator de Potência.
Ângulo de Disparo - $\alpha = 0^\circ$.

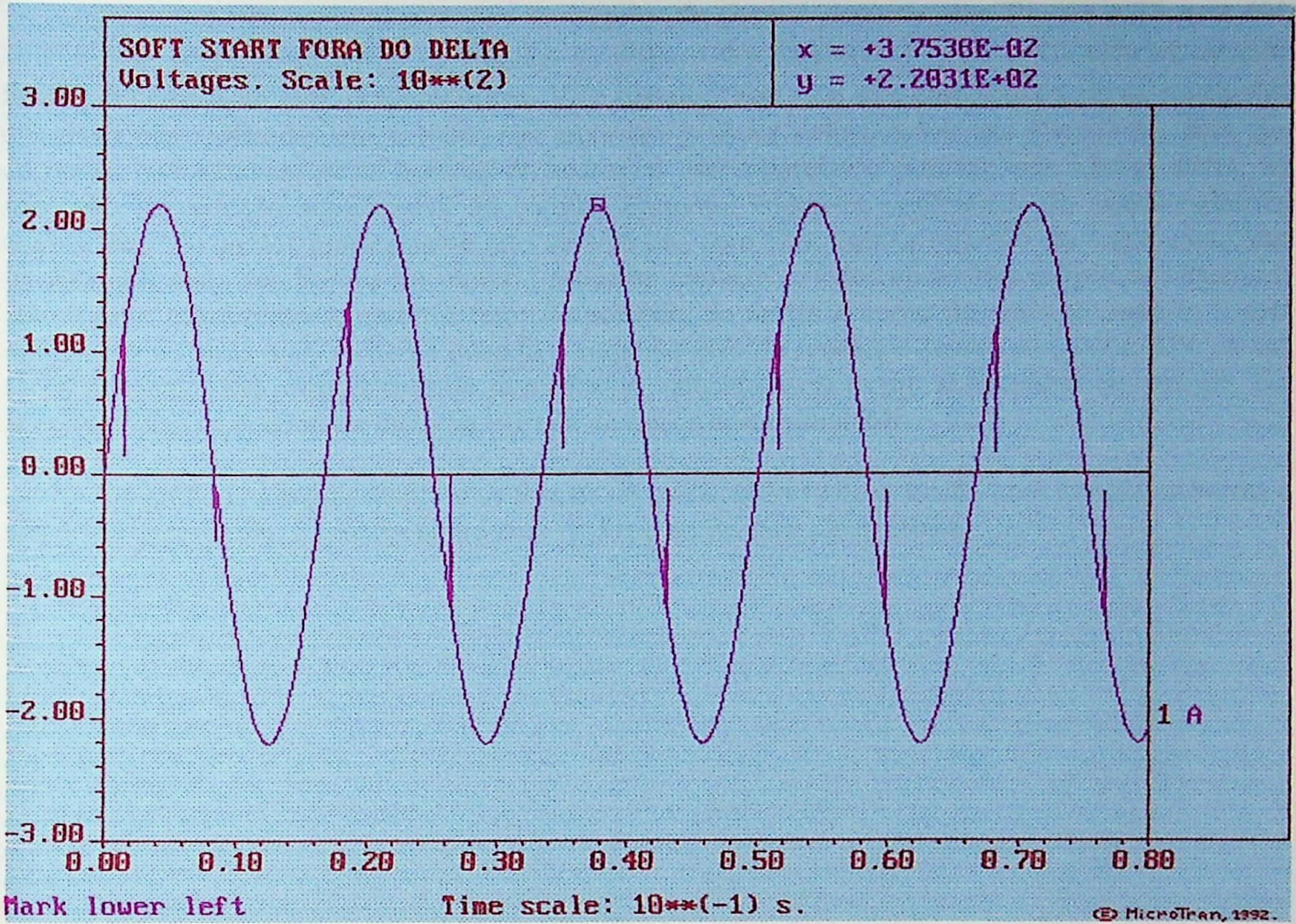


Fig. 5 - Curva de Tensão Equivalente às Barra A, B ou C com Relação ao Terra.
Soft Starter Fora do Delta e Sem Otimização do Fator de Potência.
Ângulo de Disparo - $\alpha = 0^\circ$.

4.3.1 - Simulação 2

Soft Starter Fora do Delta e com Otimização do Fator de Potência

Para esta simulação mudaremos os ângulos de disparo dos tiristores T1, T3 e T5 para 40° , 160° e 280° respectivamente e os ângulos de disparo dos tiristores T4, T6 e T2 automaticamente ficarão defasados de 180° dos anteriores. Vale ressaltar que para este caso, conforme as conclusões das medições realizadas em campo, não ocorrem grandes deformações nas formas de onda das correntes que circulam pelas bobinas do motor, o escorregamento praticamente não se altera, ou seja, não há redução significativa do torque. Portanto, todos os parâmetros do circuito elétrico equivalente do motor praticamente não se alteram, com isto, com a redução do valor eficaz das tensões aplicadas aos bornes do motor, reduz-se também o valor eficaz das correntes requeridas pelo motor, otimizando-se assim o fator de potência do motor e como descrito no capítulo I, esta otimização se torna mais evidente quando a carga no eixo do motor, é menor ou igual a 30% de sua carga nominal, [18] proporcionando desta forma, também, uma eventual economia de energia. No anexo também se encontra a carta de entrada de dados desta simulação.

Os gráficos a seguir ilustram as formas de onda de corrente e tensão com relação às barras e nós do circuito da fig. 2, porém agora com otimização do fator de potência.

Fig. 19 - Curvas de Correntes de Linha e de Fase para Motor de 20 CV, 380 V, 50 Hz, Soft Starter Fora do Delta e com Otimização do Fator de Potência. Ângulo de Disparo = 40° , 160° , 280° .

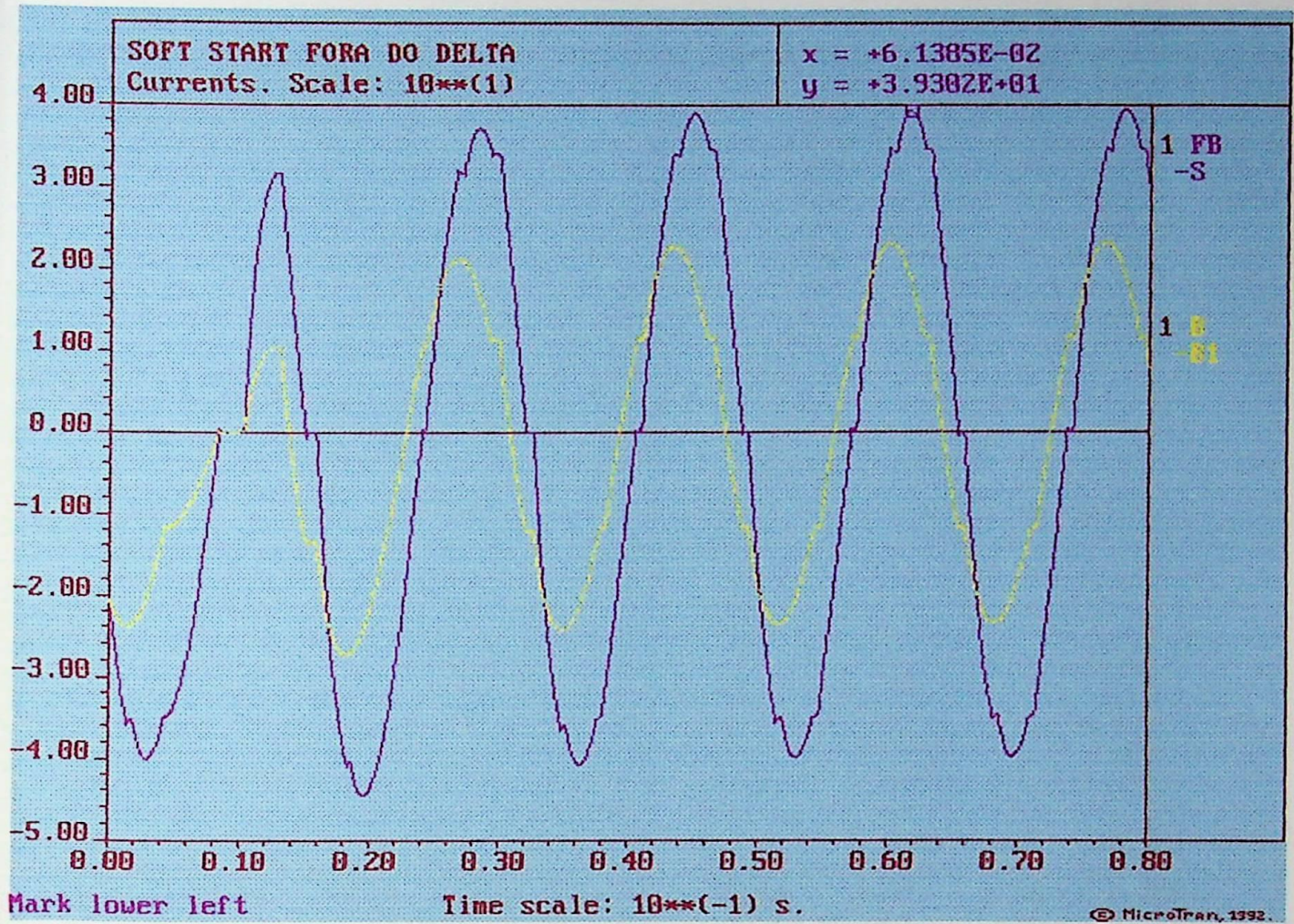


Fig. 6 - Curvas de Correntes de Linha e de Fase para Motor de 30 Cv, 380 Vca.
Soft Starter Fora do Delta e Com Otimização do Fator de Potência.
Ângulo de Disparo - $\alpha = 40^\circ$.

Simulação 2 - *Soft Starter* Fora do Delta e com Otimização do Fator de Potência - Tensão de Entrada

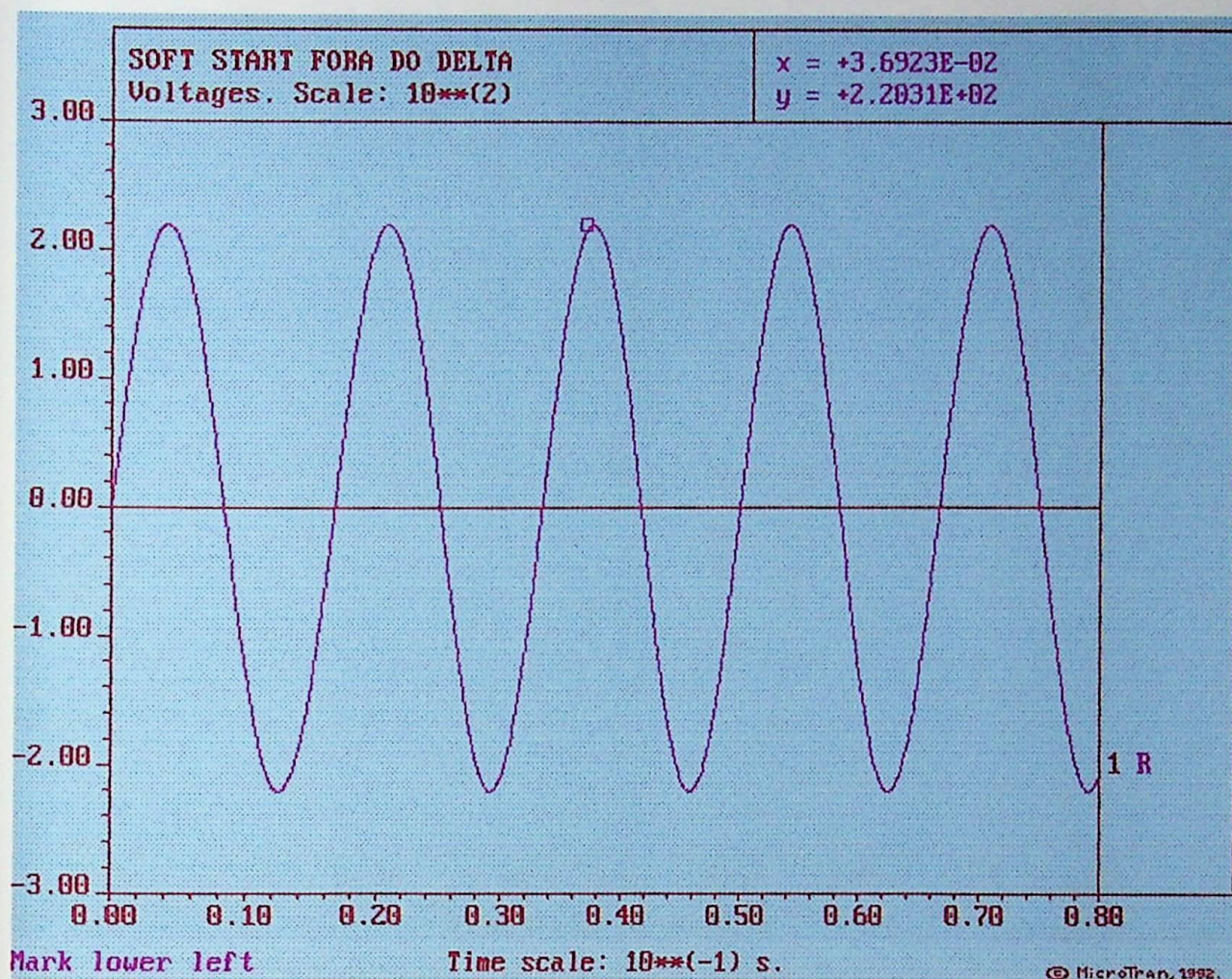


Fig. 7 - Curva de Tensão Equivalente às Barra R, S ou T com Relação ao Terra.
Soft Starter Fora do Delta e Com Otimização do Fator de Potência.
Ângulo de Disparo - $\alpha = 40^\circ$.

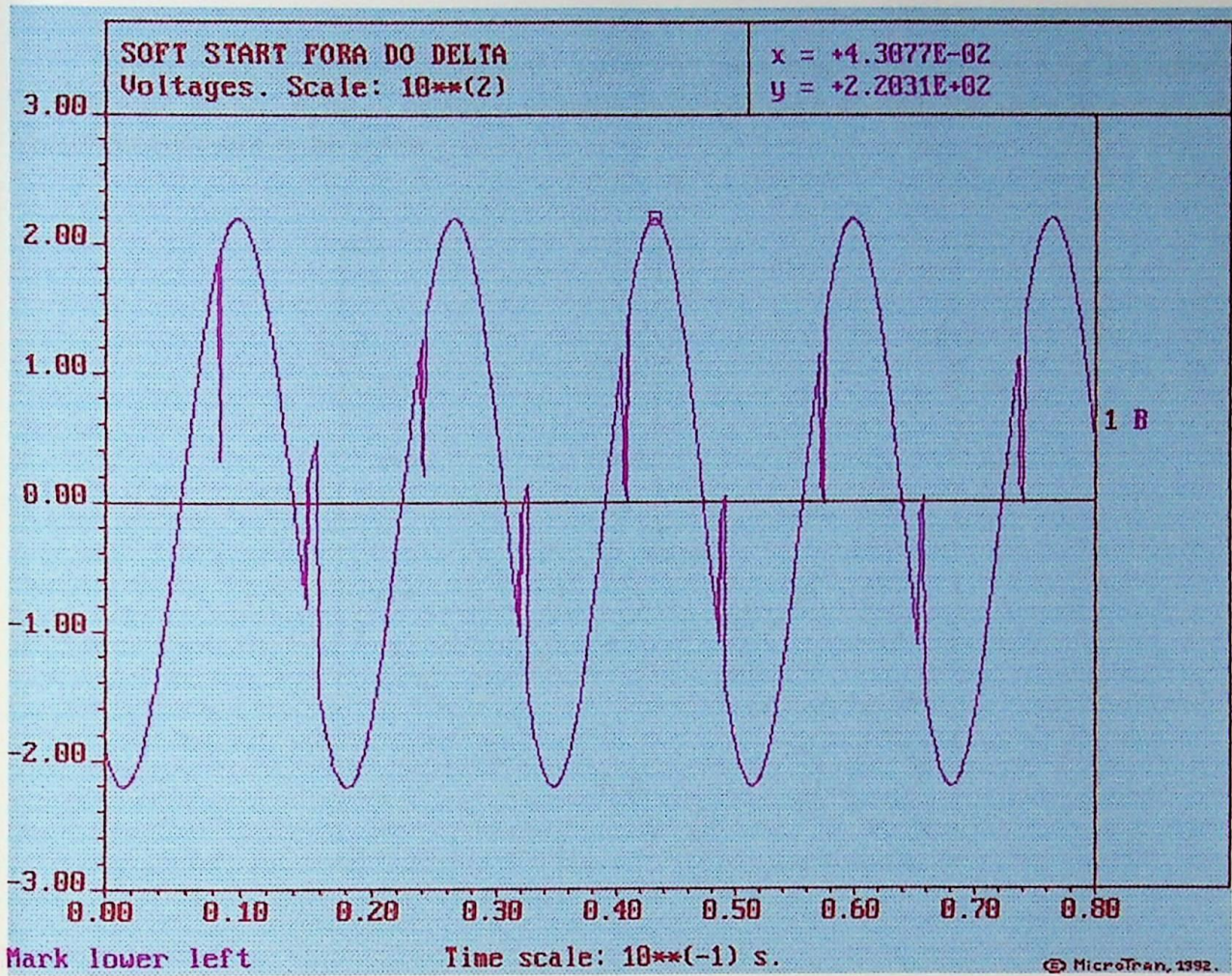


Fig. 8 - Curva de Tensão Equivalente às Barra A, B ou C com Relação ao Terra.
Soft Starter Fora do Delta e Com Otimização do Fator de Potência.
Ângulo de Disparo - $\alpha = 40^\circ$.

4.3.2 - Simulação 3

Soft Starter Dentro do Delta e Sem Otimização do Fator de Potência

Neste caso, faremos a simulação do *Soft Starter* inserido no fechamento em delta das bobinas do motor de 30 Cv. A fig. 9 mostra o esquema de ligação deste circuito, cuja carta de entrada do Microtran encontra-se no anexo.

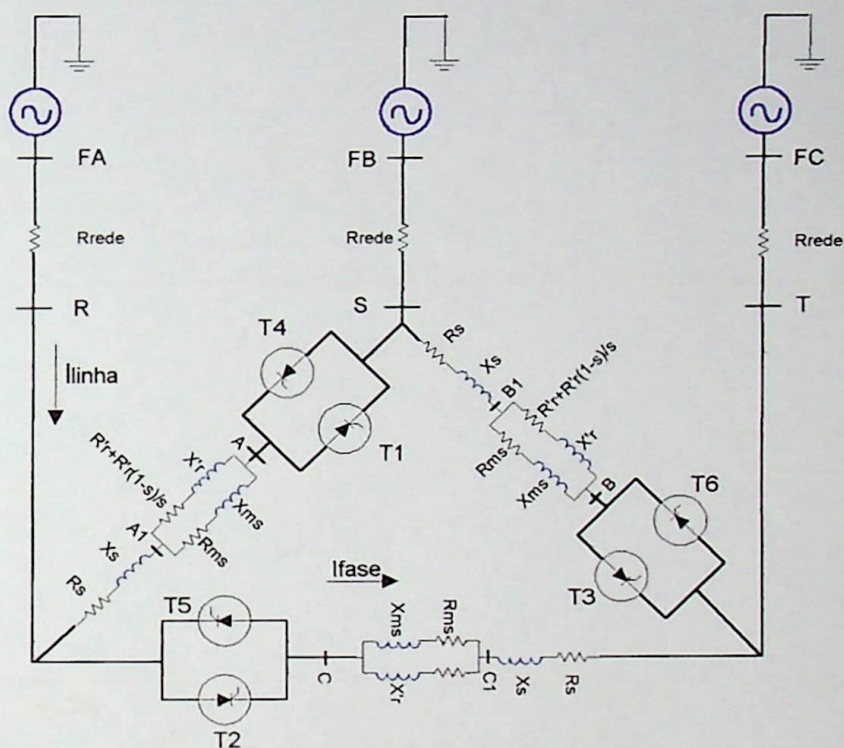


Fig. 9 - Circuito para Simulação do *Soft Starter* dentro do Delta.

Neste circuito, admitiu-se que a potência de curto-circuito da rede seja infinita, resultando-se assim uma impedância de rede nula. Não foram consideradas nesta simulação, as impedâncias de cabos, barramentos e nem do transformador de alimentação. Neste caso, os ângulos de disparo dos tiristores T1, T3 e T5 são respectivamente 0° , 120° , 240° e dos tiristores T4, T6 e T2, 180° defasados dos anteriores, ou seja, o *Soft Starter* nesta situação alimenta o motor com tensão plena sem recortar a senóide, portanto não realizando otimização do fator de potência, exatamente como no caso da simulação 1, sendo a única diferença que neste caso o *Soft Starter* está inserido no fechamento em delta das bobinas do motor.

Os gráficos a seguir ilustram as formas de onda de corrente e tensão com relação às barras e nós do circuito da fig. 9.

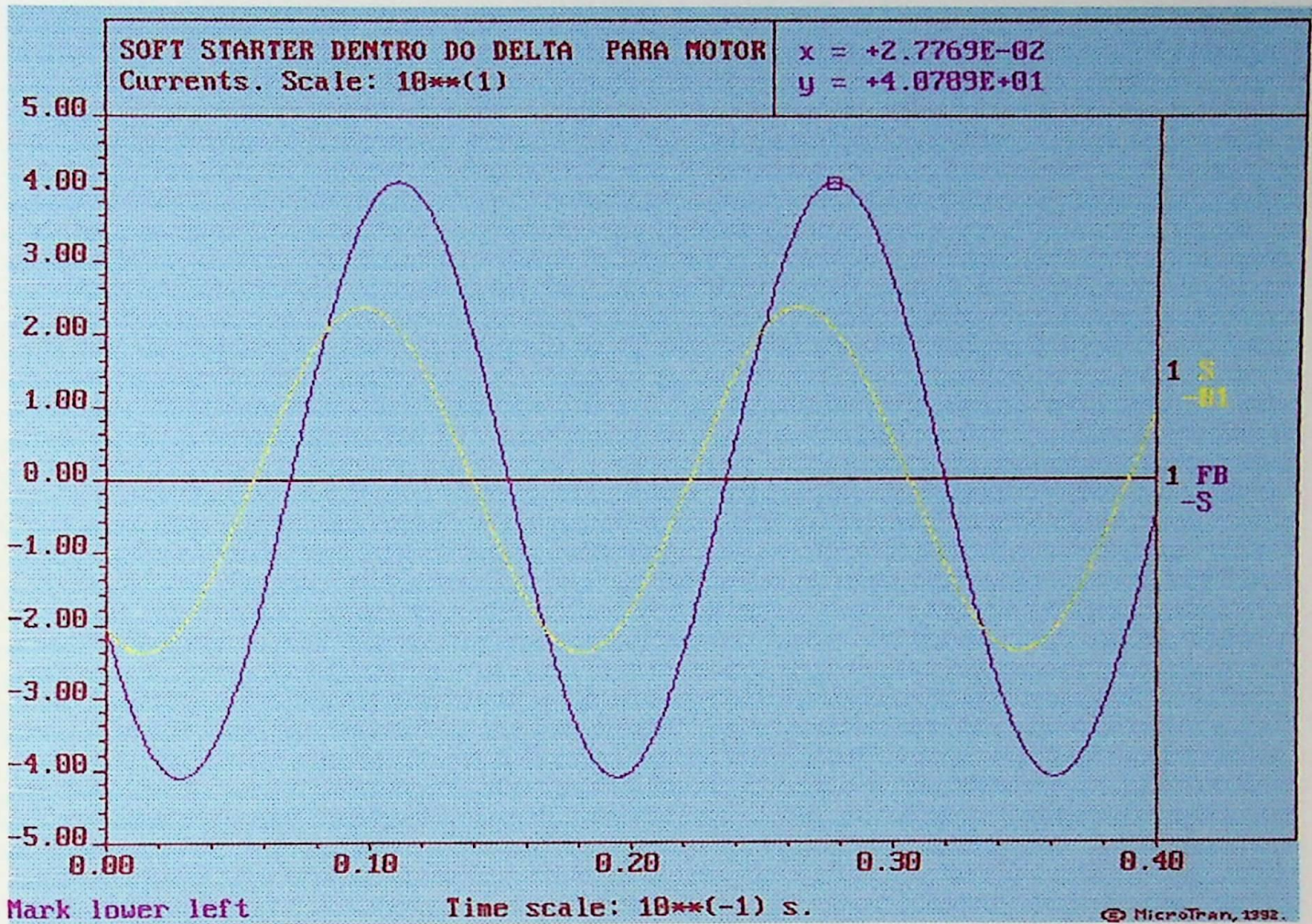


Fig. 10 - Curvas de Correntes de Linha e de Fase para Motor de 30 Cv, 380 Vca.
Soft Starter Dentro do Delta e Sem Otimização do Fator de Potência.
Ângulo de Disparo - $\alpha = 0^\circ$.

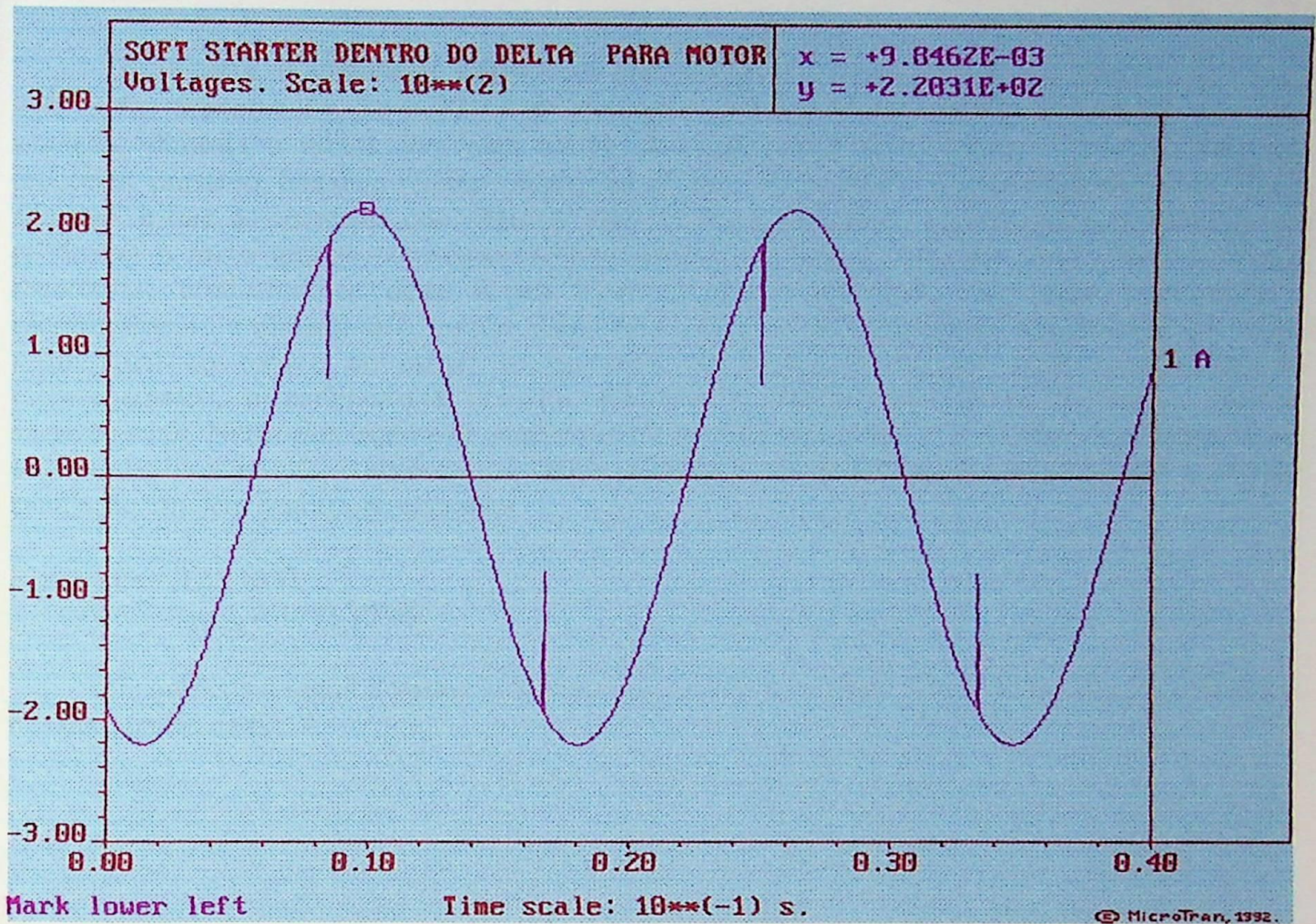


Fig. 11 - Curva de Tensão Equivalente às Barra A, B ou C com Relação ao Terra.
Soft Starter Dentro do Delta e Sem Otimização do Fator de Potência.
Ângulo de Disparo - $\alpha = 0^\circ$.

4.3.3 - Simulação 4

Soft Starter Dentro do Delta e Com Otimização do Fator de Potência

Neste caso, os ângulos de disparo dos tiristores T1, T3 e T5 são respectivamente 30°, 150°, 270° e dos tiristores T4, T6 e T2, 180° defasados dos anteriores, ou seja, o *Soft Starter* nesta situação, alimenta o motor com uma tensão não mais plena como no caso anterior, mas sim recortada, portanto, tentando realizar otimização do fator de potência. O problema que ocorre nesta situação, é que as correntes que circulam pelas bobinas do motor, que são as que efetivamente produzem o fluxo girante, conseqüentemente gerando o torque, não são mais senoidais e sim recortadas, produzindo-se desta forma fluxo e torque pulsantes. Com isso aumenta-se o escorregamento e diminui-se o torque médio. Para que este torque seja novamente elevado a um valor igual ao torque de carga, as correntes no motor aumentam. Com o aumento do escorregamento, o parâmetro $R'r.(1-s)/s$, do circuito elétrico equivalente do motor diminui sensivelmente. Nesta simulação este parâmetro foi recalculado, sendo que os demais permaneceram os mesmos, pois não foi considerado o efeito pelicular. A carta de entrada do Microtran para esta simulação também encontra-se no anexo.

$$R'r.(1-s)/s = 12.218 \Omega$$

$$s = 0.025 \quad n_{\text{rotor}} = 1755 \text{ RPM}$$

Os gráficos a seguir ilustram as formas de onda de corrente e tensão com relação às barras e nós do circuito da fig. 9.

Fig. 13 - Correntes de Disparo, em 1755 RPM, para o *Soft Starter* Dentro do Delta e Com Otimização do Fator de Potência. Ângulo de Disparo = 30°



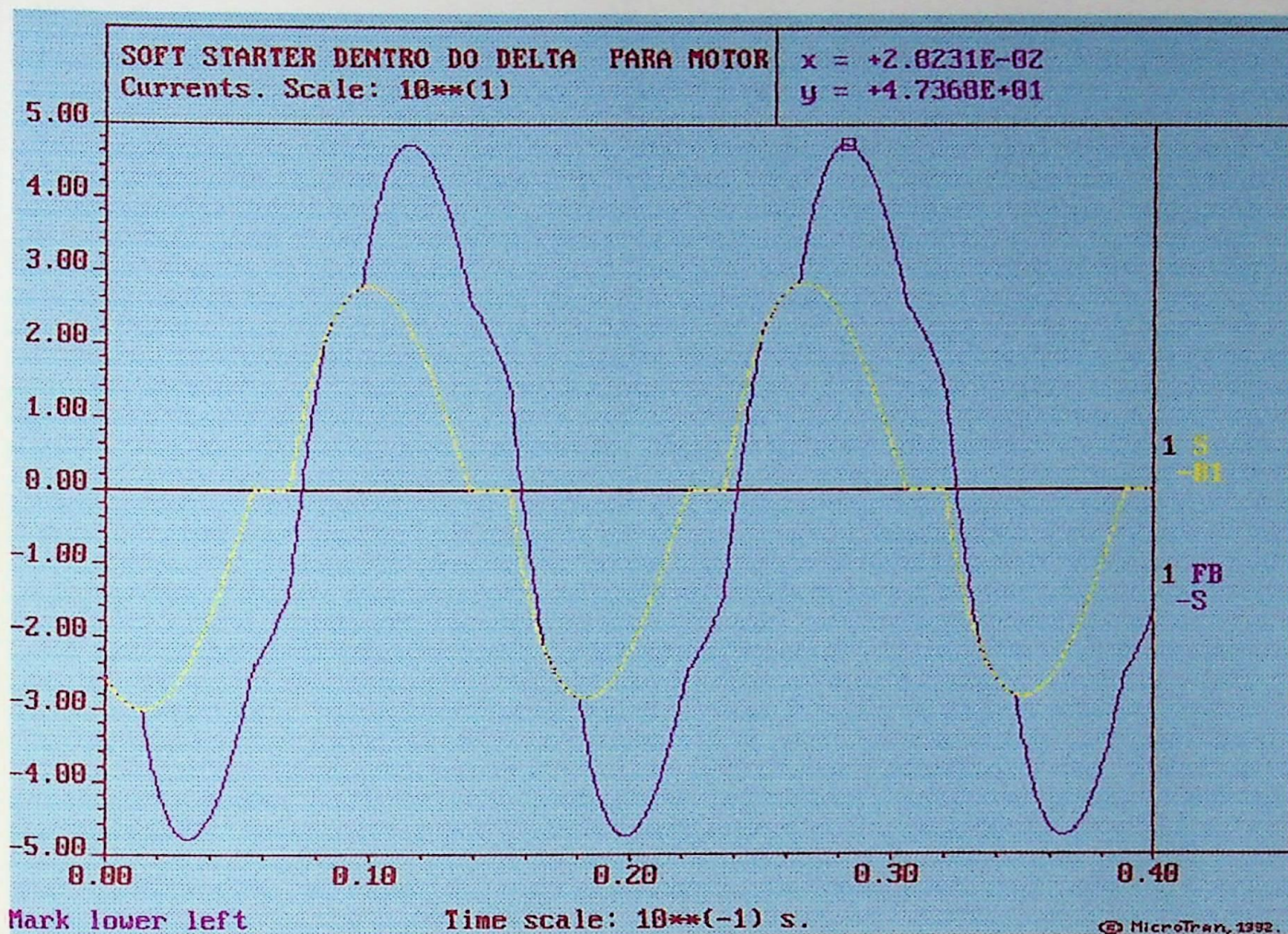


Fig. 12 - Curvas de Correntes de Linha e de Fase para Motor de 30 Cv, 380 Vca.
Soft Starter Dentro do Delta e Com Otimização do Fator de Potência.
Ângulo de Disparo - $\alpha = 30^\circ$.

4.4 - Conclusão

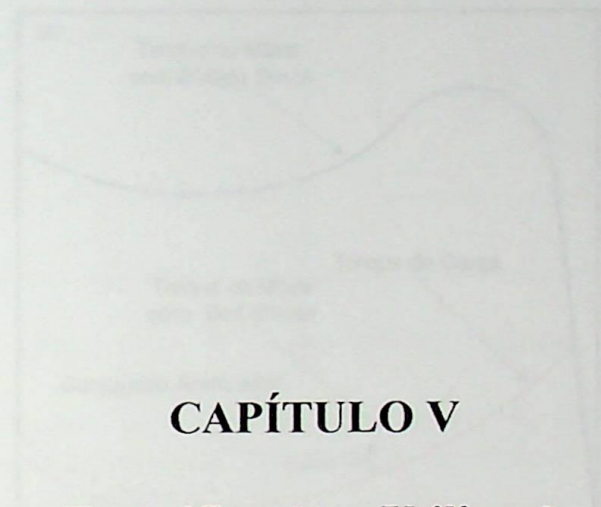
Como conclusão, podemos dizer que os resultados das simulações foram bastante condizentes com os resultados das medições em campo, comprovando desta forma a eficácia da modelagem matemática, do circuito elétrico equivalente do motor de indução trifásico, definido em [28]. As mesmas conclusões tiradas das medições em campo permanecem válidas aqui, ou seja, para a topologia *Soft Starter* em linha, com ou sem otimização do fator de potência, não ocorrem grandes perturbações de rede, porém no caso em que se use muitos *Soft Starters*, a distorção harmônica poderá aumentar, podendo então causar problemas.

Para a topologia *Soft Starter* dentro do delta e com otimização do fator de potência, ocorrem distorções harmônicas superiores aos limites recomendados por norma. Além disso, devido às formas de onda de corrente que circulam dentro do delta ter uma passagem por zero relativamente longa, o motor “enxerga” isto como uma falta de fase, que muda de uma fase para outra a cada instante. Isto provoca a redução do torque do motor, que para manter a carga em rotação nominal, exige da rede um maior nível de corrente. Ocorre também um aumento do escorregamento, assim como uma redução da velocidade nominal do motor, portanto, nesta topologia é grande a possibilidade de se ter problemas em todos os equipamentos envolvidos no acionamento. Também podemos citar, que em ambas as topologias, nas operações de partida e parada, as altas frequências emitidas pelo *Soft Starter*, podem causar ressonância com bancos de capacitores. Recomenda-se por isso que os bancos entrem somente após concluída a partida e saiam antes de se iniciar uma parada suave.

A função Otimização do fator de potência, têm um efeito positivo para cargas cujo torque varia com a velocidade, pois para esses tipos de cargas, com a diminuição do valor eficaz da tensão, diminui-se um pouco a velocidade, conseqüentemente o torque de carga também é reduzido, diminuindo-se assim, a corrente do motor. Caso o torque de carga seja constante, com a redução do valor eficaz da tensão nos bornes do motor, ocorrerá um aumento de corrente para que o mesmo torque seja mantido.

1.2- Introdução

Características já mencionadas, a característica de Torque x Rotação e Corrente x Potência de um motor de indução, [18] independentemente do tipo de carga mecânica. Porém, o tempo de partida do motor depende do torque aplicado, ou seja, da diferença entre o torque motor e o torque externo de carga, como exemplificado na fig. 1.2.



CAPÍTULO V

Sugestões Para Especificação e Utilização de *Soft Starter*

Fig. 1.2 - Características Torque x Velocidade para Partida com *Soft Starter*

De outra forma, pode-se regular a tensão aplicada por um range de potência de 0% a 100% progressivamente, reduzindo o nível de corrente:

$$V = (1 - t/T) \cdot V_{nom}$$

$$I = (1 - t/T) \cdot I_{nom}$$

$$\tau = (1 - t/T) \cdot \tau_{nom}$$

$$P = (1 - t/T) \cdot P_{nom}$$

Sugestões Para Especificação e Utilização de *Soft Starter*

5.0 - Introdução

Conforme já mencionado, a característica de Torque x Rotação e Corrente x Rotação de um motor de indução, [18] independe do tipo de carga acionada. Porém, o tempo de partida do acionamento depende do torque acelerador, ou seja, da diferença entre o torque motor e o torque resistente da carga, como exemplificado na fig. 1.

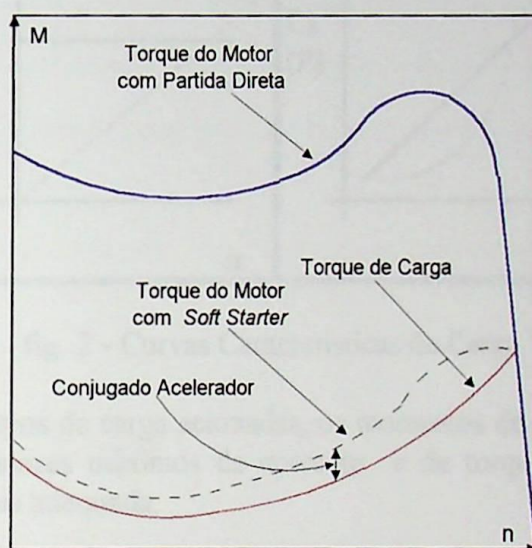


fig. 1 - Característica Torque x Velocidade para Partida com *Soft Starter*

De outra forma, pode-se equacionar o torque acelerador em função do momento de inércia total do acionamento, referido ao eixo do motor:

$$M_a = (J/9.55) \times (dn/dt)$$

$$M_a = \text{Conjugado acelerador (N.m)}$$

$$J = \text{Momento de inércia total do acionamento (kg.m)}$$

$$dn/dt = \text{Aceleração angular (rpm/s)}$$

Desta forma, para melhor se ajustar um sistema de partida, é importante conhecer as características de torque (M) da carga que varia em função da rotação (n) e basicamente se enquadram em um dos quatro tipos apresentados na fig. 2

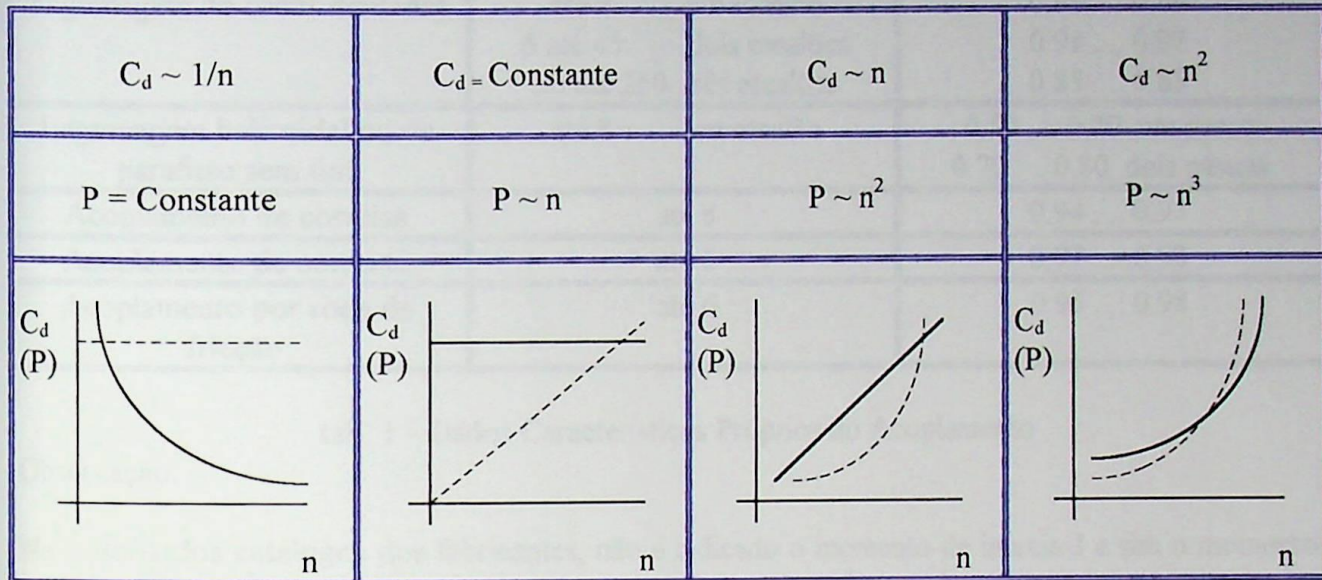


fig. 2 - Curvas Características de Carga

Considerando-se os tipos de carga acionadas, os momentos de inércia envolvidos, os tempos de partida requeridos, os valores máximos de corrente e de torque admissíveis, pode-se então ajustar a forma de partida mais adequada.

5.1 - Acoplamentos

Se for usado acoplamento entre o motor e a carga, então é necessário referir o valor do momento de inércia da carga à velocidade do motor; para determinar o momento de inércia referido ao eixo do motor usa-se a fórmula seguinte:

$$J_L(M) = J_L \times (n_L / n_M)^2$$

O mesmo é feito para o cálculo de torque. A curva característica de torque resistente deve ser calculada de forma proporcional à relação de transmissão do acoplamento e seu grau de rendimento:

$$M_L(M) = M_L \times (n_L / n_M) \times 1/\eta$$

M_L = Torque resistente

$M_L(M)$ = Torque resistente referido ao eixo do motor

n_M = Velocidade do motor

n_L = Velocidade da carga

η = Rendimento do acoplamento

J_L = Momento de inércia da carga

$J_L(M)$ = Momento de inércia da carga referido ao eixo do motor

A tabela a seguir nos mostra dados característicos de acoplamentos.

Classe de Acoplamento	Relação de Transmissão n_M/n_L	Grau de Rendimento η
Engrenagem de rodas dentadas	até 8 um escalão	0.96 0.99
	6 até 45 dois escalões	0.91 0.97
	30 até 250 três escalões	0.85 0.85
Engrenagem helicoidal ou de parafuso sem fim	até 8 um escalão	0.50 0.70 um passo
		0.70 0.80 dois passos
Acoplamento de correias	até 8	0.94 0.97
Acoplamento de corrente	até 6	0.97 0.98
Acoplamento por roda de fricção	até 6	0.95 0.98

tab. 1 - Dados Característicos Próprios do Acoplamento

Observação:

Na maioria dos catálogos dos fabricantes, não é indicado o momento de inércia J e sim o momento de impulsão GD^2 . O valor numérico deste é dado em $kg.m^2$ e está relacionado com o anterior segundo a expressão:

$$|J| = \frac{|GD^2|}{4} \quad (J \text{ em } kg.m^2)$$

5.2 - Cálculo do Tempo de Partida Para Partida Direta

Para poder calcular o tempo de partida, são necessários os dados de torque x velocidade do motor e da carga.

O torque de aceleração M_B resulta da diferença entre o torque do motor e o torque resistente de carga:

$$M_B(n) = M_M(n) - M_L(n)$$

O tempo de arranque t_A se calcula como:

$$t_A = (2\pi/60) \times J_{total} \times \int_0^{n_N} \frac{1}{M_B(n)} dn$$

As funções $M_M(n)$ e $M_L(n)$, não são dadas na forma matemática, mas normalmente na forma de uma tabela de valores tendo entre 10 e 15 pontos característicos. É possível dividir em k períodos iguais a faixa de velocidade, entre zero e a velocidade nominal, nos quais se admite o torque de aceleração como constante. O tempo que o motor necessita para acelerar em cada um desses períodos, considerando M_B constante se calcula da seguinte maneira:

$$t_{Ak} = \frac{2\pi}{60} \cdot \Delta n \cdot \frac{J_{total}}{M_{Bk}}$$

O cálculo representa um método aproximado com o qual se calcula a integral mediante um somatório:

$$t_A = \frac{2\pi}{60} \cdot J_{total} \cdot \sum_{i=1}^k \frac{\Delta n(i)}{M_B(i)}$$

- J_{total} Momento de Inércia Total da Carga e do Motor
- $M_B(i)$ Torque de Aceleração no Intervalo i
- n_N Velocidade Nominal
- n_{syn} Velocidade Síncrona
- t_A Tempo de Arranque
- t_{Ak} Tempo de Aceleração no Intervalo k
- $\Delta n(i)$ Incremento de Velocidade

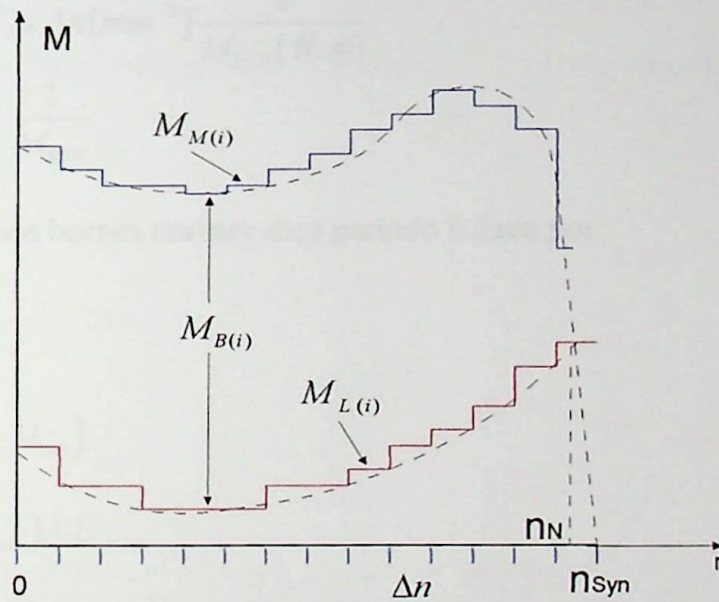


fig. 3 - Torque de Aceleração quando as curvas do motor e da carga são dados como uma série de valores

5.3 - Cálculo do Tempo de Partida Suave

O roteiro para o cálculo do tempo de partida suave é o mesmo para o tempo de partida direta, porém, neste caso é inserido um novo parâmetro, que é a tensão nos bornes do motor, que varia pelo controle do *Soft Starter*.

O cálculo se efetua passo a passo segundo o roteiro seguinte:

1 - Determinação da tensão inicial ou da corrente inicial necessária, para produzir o torque inicial desejado M_{BOS} com o *Soft Starter*, para começar a partida.

Durante a partida completa, deve-se ter $M_{BOS} \geq 20\% \cdot M_N$, para que o acionamento arranque espontaneamente, atinja a velocidade nominal sem que o motor aqueça desnecessariamente.

U_N , M_{L0} e M_{M0} são valores conhecidos.

Temos que: $M = f(U^2)$, Logo

$$\frac{(M_{BOS} + M_{LO})}{M_{MO}} = \left(\frac{U_{mic}}{U_N} \right)^2$$

$$U_{mic} = U_N \times \sqrt{\frac{(M_{BOS} + M_{LO})}{M_{MO}}}$$

$$I_{mic}(S) = I_A \times \frac{U_{mic}}{U_N}$$

O tempo que o motor necessita para passar um intervalo de velocidade Δn , se calcula do seguinte modo:

$$t_i[s] = \frac{2\pi}{60} \times J_{total} [kg.m^2] \times \Delta n [min^{-1}] \frac{1}{M_{BOS} [N.m]}$$

$$t_i[s] = \frac{1}{9.55} \times J_{total} \times \Delta n \times \frac{1}{M_{BOS}}$$

2 - A tensão resultante nos bornes durante esse período é dada por:

$$\frac{(U_{term} - U_{mic})}{(U_N - U_{mic})} = \frac{t_{act}}{t_R}$$

$$U_{term} - U_{mic} = \frac{t_{act}}{t_R} \times (U_N - U_{mic})$$

$$U_{term} = \frac{t_{act}}{t_R} \times (U_N - U_{mic}) + U_{mic}$$

$$\frac{U_{term}}{U_N} = \frac{t_{act}}{t_R} \times \left(1 - \frac{U_{mic}}{U_N} \right) + \frac{U_{mic}}{U_N}$$

$$\frac{U_{term}(i)}{U_N} = \sum_{i=1}^n \frac{t_i}{t_R} \times \left(1 - \frac{U_{mic}}{U_N} \right) + \frac{U_{mic}}{U_N}$$

Desse valor de tensão se obtém o torque de aceleração para o seguinte intervalo de velocidade Δn :

$$M_{B1} = \left(\frac{U_{term}}{U_N} \right)^2 \times (M_{M1} - M_{L1})$$

$$M_{B(i)} = \left(\frac{U_{term(i)}}{U_N} \right)^2 \times (M_{M(i)} - M_{L(i)})$$

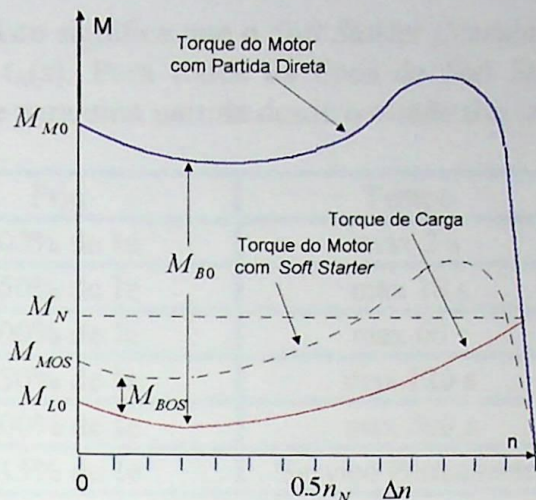


fig. 4 - Curva Característica de Torque x Velocidade de um MIT com Curva de Torque Resistente (Ventilador)

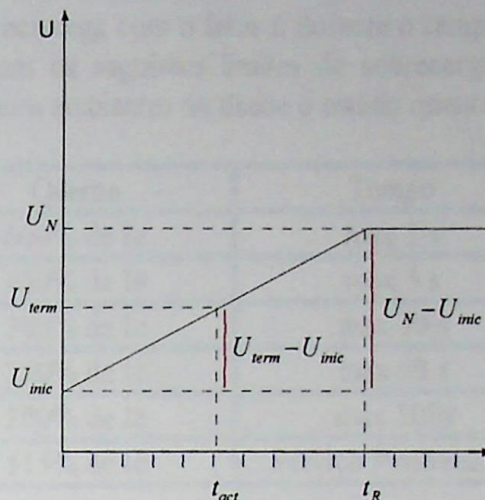


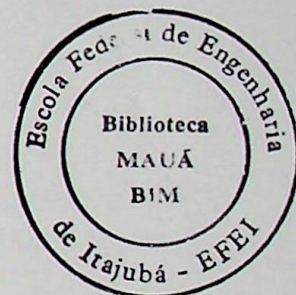
fig. 5 - Rampa de Tensão

Com este torque de aceleração, o motor necessita para este intervalo de velocidade, o tempo dado por:

$$t_2 = \frac{1}{9.55} \cdot J_{total} \cdot \Delta n \cdot \frac{1}{M_{B1}}$$

A corrente que flue neste intervalo é:

$$I_M(s)_1 = I_A \cdot \frac{U_{term}}{U_N}$$



3 - O valor seguinte de tensão nos bornes, se calcula agora segundo a fórmula determinada em 2. Seguindo este cálculo para todos os intervalos, a soma de todos eles resulta no tempo de arranque t_A para a partida suave com *Soft Starter*. Do mesmo modo pode-se desenvolver os cálculos para o torque do motor M_M e para a corrente do motor I_M .

Para o dimensionamento da parte de potência, necessita-se dos valores de corrente média de partida I_{Amed} e do tempo de partida $t_A(s)$. A corrente média de partida se obtém da seguinte maneira:

$$I_{Amed}(s) = \sum \frac{I_M(s)}{i}$$

A carga efetiva do *Soft Starter* se determina levando em conta a corrente de partida média e a corrente nominal do motor :

$$\ddot{u} = \frac{I_{Amed}(s)}{I_N}$$

Isto significa que o *Soft Starter (Siemens)* se sobrecarrega com o fator \ddot{u} durante o tempo de partida t_A (s). Para todos os tipos de *Soft Starter* regem os seguintes limites de sobrecarga de corrente para uma partida desde o estado frio (a temperatura ambiente) ou desde o estado quente.

Frio	Tempo	Quente	Tempo
600% de I_e	max 2 s	600% de I_e	max 1 s
450% de I_e	max 10 s	450% de I_e	max 5 s
300% de I_e	max 60 s	300% de I_e	max 30 s
250% de I_e	max 120 s	250% de I_e	max 60 s
200% de I_e	max 200 s	200% de I_e	max 100s
115% de I_e	Serviço Permanente	115% de I_e	Serviço Permanente

tab. 2 - Limite de Corrente na Partida

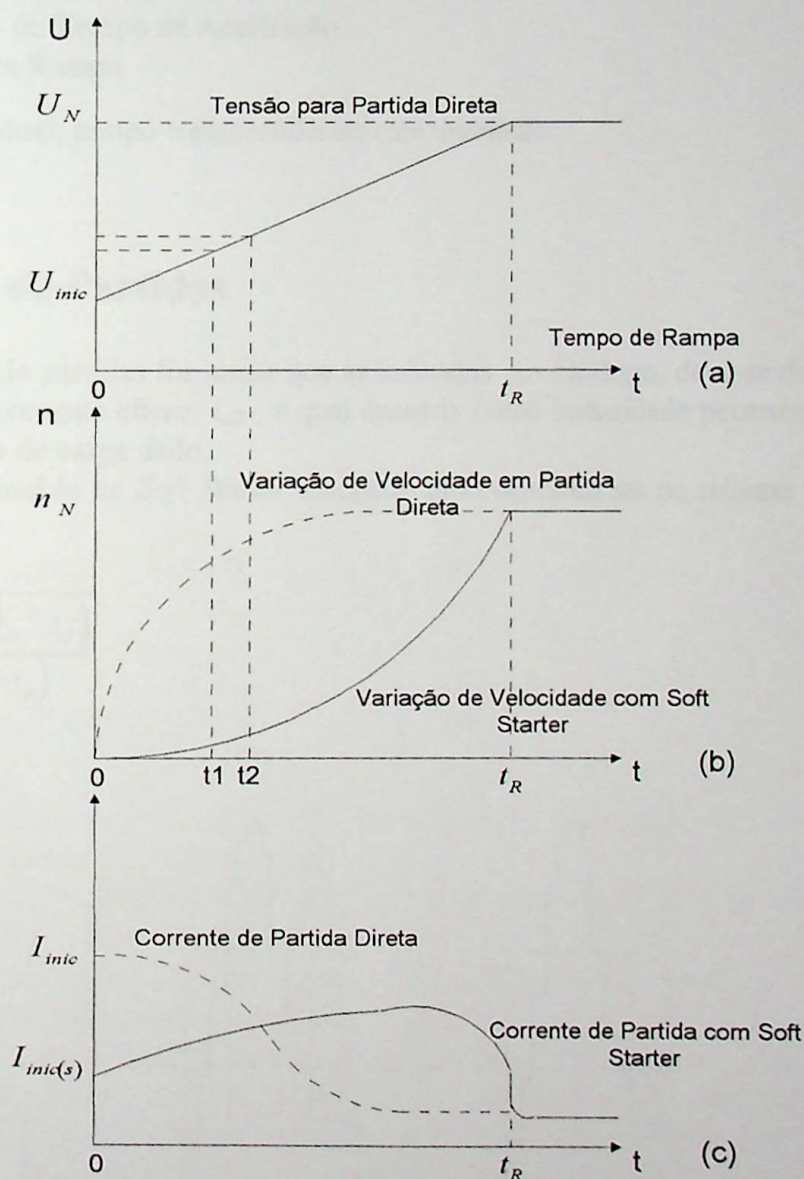


fig. 6 - Variação de Tensão nos Bornes (a); Velocidade do Motor (b); Corrente do Motor (c)

Onde:

U_{inic}	Tensão Inicial
U_N	Tensão Nominal
U_{term}	Tensão nos Bornes do motor
M_N	Torque Nominal do Motor
M_{L0}	Torque Resistente de Partida Inicial ($t = 0$)
M_{M0}	Torque de Partida Inicial do Motor para Partida Direta ($t = 0$)
M_{B0}	Torque de Aceleração Inicial ($t = 0$) = $M_{M0} - M_{L0}$ (para partida direta)
M_{MOS}	Torque de Partida do Motor para Partida com <i>Soft Starter</i>
M_{BOS}	Torque de Aceleração com <i>Soft Starter</i> ($t = 0$) = $M_{MOS} - M_{L0} \geq 0.20 M_N$
I_A	Corrente Inicial de Partida Direta
$I_{inic}(S)$	Corrente Inicial de Partida com <i>Soft Starter</i>
$I_M(S)$	Corrente que flue no intervalo i
$I_{AMed}(S)$	Corrente média de partida
\ddot{u}	Carga Efetiva do <i>Soft Starter</i>
$t_I(s)$	Intervalo de Tempo de Aceleração
t_R	Tempo de Rampa
$\sum_{i=1}^n t_i = t_{act} =$	Tempo atual, tempo transcorrido até este momento

5.4 - Frequência de Partidas

Se a frequência de partidas for maior que as indicadas no catálogo, deve-se dimensionar um *Soft Starter* segundo a corrente eficaz I_{eff} , a qual causaria como intensidade permanente, o mesmo aquecimento que o ciclo de carga dado.

A corrente nominal I_e do *Soft Starter* escolhido deve portanto ser no mínimo igual ao valor eficaz I_{eff} .

$$I_e \geq I_{eff} = \sqrt{\frac{(I_{A\text{eff}}^2 \cdot t_A + I_N^2 \cdot t_N)}{(t_A + t_N + t_p)}}$$

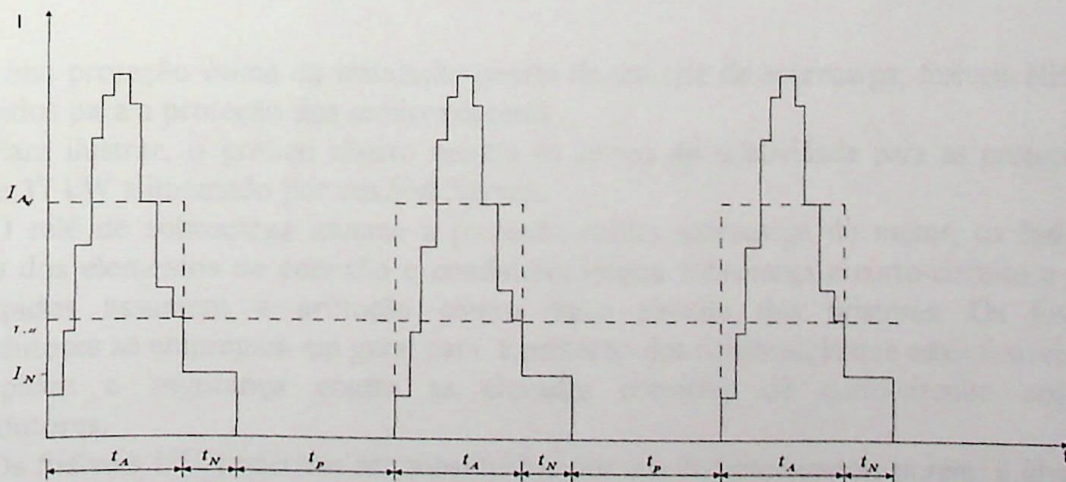


fig. 7 - Ciclo de Carga para Cálculo da Corrente Eficaz

Onde:

t_A	Tempo de Partida
t_p	Tempo de Pausa ou Resfriamento
t_N	Tempo de Trabalho Permanente com Corrente Nominal
I_{aeff}	Corrente Eficaz de Partida com <i>Soft Starter</i>
I_N	Corrente Nominal do Motor
I_{eff}	Corrente Eficaz para o Ciclo de Trabalho

5.5 - Altitude

A altitude do local de montagem e funcionamento do *Soft Starter* não deve ultrapassar os 3000 m acima do nível do mar. A corrente nominal de serviço do *Soft Starter* se reduz a partir de 1000 m acima do nível do mar, conforme a fig 8.

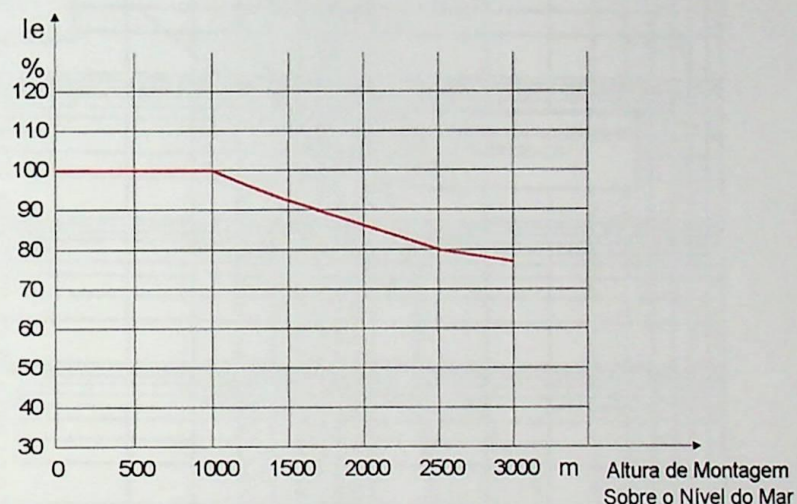


fig. 8 - Corrente de Trabalho a Partir de 1000 m, Acima do Nível do Mar

5.6 - Proteção da Instalação

Uma proteção ótima da instalação consta de um relé de sobrecarga, fusíveis NH e fusíveis ultra rápidos para a proteção dos semicondutores.

Para ilustrar, o gráfico abaixo mostra as curvas de seletividade para as proteções de um motor de 37 kW alimentado por um *Soft Starter*.

O relé de sobrecarga assume a proteção contra sobrecarga do motor, os fusíveis NH a proteção dos elementos de conexão e condutores contra sobrecarga e curto-circuito e os fusíveis ultra rápidos assumem a proteção contra curto circuito dos tiristores. Os fusíveis para semicondutores se empregam em geral para a proteção dos tiristores, já que estes fusíveis protegem com rapidez e segurança contra as elevadas correntes de curto-circuito aos sensíveis semicondutores.

Os fusíveis NH poderiam ser substituídos por um disjuntor motor, porém, é ideal que uma dessas duas opções esteja presente mesmo utilizando-se fusíveis ultra-rápidos, isto porque se ocorrer uma falha com o *Soft Starter*, pode-se fazer uma partida direta ou compensada na qual os fusíveis

ultra-rápidos e o *Soft Starter* deverão ser removidos. Por este motivo, justifica-se também a instalação de um relé de sobrecarga mesmo que o *Soft Starter* possua um internamente.

Para complementar o sistema de proteção, é aconselhável a instalação de um relé de mínima tensão e falta de fase e um relé de fuga à terra.

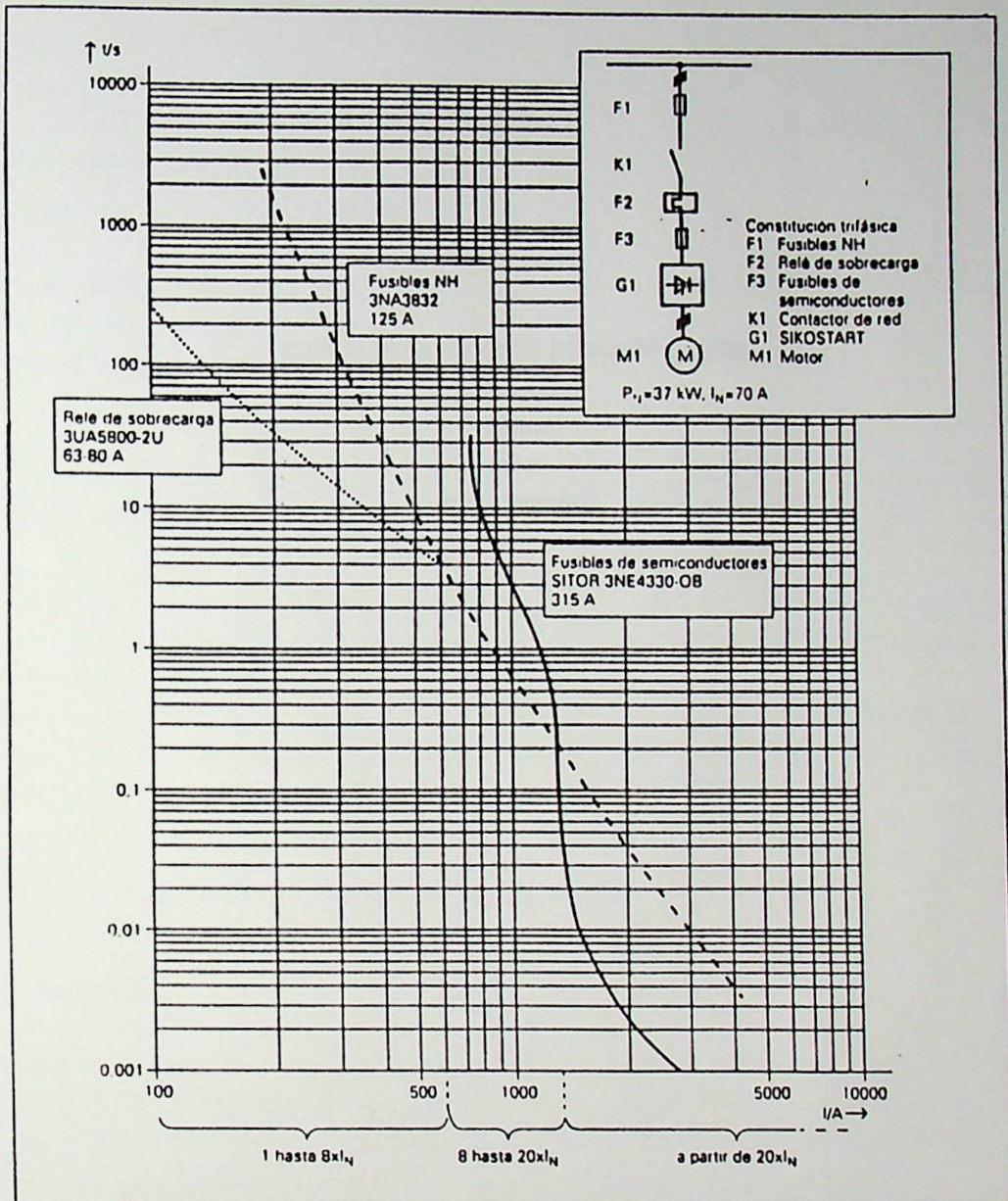


fig. 9 - Curvas dos Elementos de Proteção de uma Derivação de Motor com *Soft Starter*

5.7 - Ajuste Ótimo do Acionamento

Um acionamento suave, não significa que deve-se ajustar no máximo possível o tempo de partida do motor até ele alcançar sua velocidade nominal. Isto levaria a sobreaquecimentos desnecessários do motor. Este comportamento se reconhece por um zumbido crescente até culminar em um arranque suave.

A maioria dos acionamentos devem acelerar espontaneamente e ao mesmo tempo acelerar progressivamente, para este comportamento o motor emite um zumbido breve.

O primeiro critério de ajuste é a classe de arranque. Os pontos seguintes prestam uma pequena ajuda para selecionar a classe de arranque do acionamento:

- Bombas centrífugas, compressores, ventiladores e outras cargas com curva de torque resistente quadrática:
⇒ Rampa de Tensão
- Grandes ventiladores, bombas e compressores de pistão, esteiras transportadoras e outras cargas com torque resistente constante:
⇒ Limitação da intensidade de corrente
- Bobinadeiras, moinhos e outras cargas com torque resistente inversamente proporcional:
⇒ Impulsos de partida com limitação de tensão ou rampa de tensão.

O seguinte critério de ajuste, são os valores iniciais ou de limitação para a intensidade de tensão. Com respeito a eles é necessário levar em conta o seguinte:

1. O valor inicial deve ser suficientemente grande para acelerar imediatamente o acionamento. Um valor inicial demasiadamente baixo, sobrecarrega o motor e a parte de potência sem que a carga execute sua tarefa.
2. Por último, o acionamento pode ter condições de não suavidade, de forma que resulte em sobrecarga térmica do motor para cada partida, sendo necessário então variar todos os parâmetros até conseguir uma partida mais suave.

5.7.1 - Seleção dos Parâmetros de Partida

- Tensão de Impulso

A tensão de impulso deve ser suficientemente grande, para que possa superar o torque resistente inicial, (por exemplo, elevadores). Conforme a experiência, a amplitude do impulso deve estar entre 75 - 90 % da tensão da rede; a tensão subsequente de rampa ou de limitação deve ser tal que permita um torque de aceleração suficiente ($\cong 75\%$ da tensão de impulso).

A duração do impulso, deve permitir ao acionamento começar a se mover, incluindo uma pequena aceleração. Em acionamentos de elevação, um tempo entre 100 e 300 ms é suficiente, para moinhos pode-se necessitar de um tempo de impulso de 1 s.

- Tensão Inicial da Rampa de Tensão

O critério aqui, é conseguir o torque de aceleração mínimo requerido, o qual deve ser aproximadamente 20% do torque nominal do motor.

$$U_{inic} = U_N \cdot \sqrt{\frac{M_{Lo} + 0.2M_N}{M_{MO}}}$$

onde:

M_{MO} Torque do motor para condição inicial de partida

$M_{I,0}$ Torque Resistente Inicial

M_N Torque Nominal

Para garantir uma partida segura, o tempo de rampa não deve ser muito longo. Quando se conhecer o tempo de partida direta, o tempo de rampa será:

$$t_R \cong t_{direto} \cdot \frac{U_N}{U_{mic}}$$

Quando se conhece o tempo de partida em estrela/triângulo o tempo de rampa será:

$$t_R = t_{estrela}$$

Estes cálculos aproximados são válidos na grande maioria dos acionamentos, com exceção em alguns casos especiais, como veremos no exemplo de um caso prático a seguir.

- Limitação da Corrente de Partida

Mediante o efeito de limitação da corrente, se atenua a curva de torque x velocidade do motor, todavia o torque resultante deve ser aproximadamente 20% superior ao torque resistente.

5.8 - Exemplo de Aplicação

A seguir, citamos um exemplo de aplicação, o qual visa melhorar o sistema de partida de um motor de indução trifásico, com rotor em gaiola que aciona um turbo compressor para o sistema de ar condicionado de um Shopping Center.

-Dados do Motor

Potência de eixo = 900 Cv

Potência Elétrica Nominal = 791 kVa

Corrente Nominal $I_n = 1202$ A

Corrente de Partida / Corrente Nominal $I_p/I_n = 7.1$

Nº de pólos = 2

Tensão nominal = 380 Vca, 60 Hz

Torque nominal = 1766 N.m

Momento de Inércia $GD^2/4 = 8$ kg.m²

Velocidade Nominal = 3580 rpm

-Dados da Carga

Turbo compressor Sulzer modelo Unitop 22BX 6097

Potência Absorvida = 638 kW

Momento de Inércia $GD^2/4 = 7.0$ kg.m²

Velocidade Nominal após o Multiplicador = 20932 rpm

a - Análise do Sistema de Partida Estrela - Triângulo

O sistema de partida usado era estrela - triângulo, o qual provocava um grande esforço do motor e do transformador de alimentação. O tempo total da partida se dava em aproximadamente 9.0 segundos, provocando uma queda de tensão em torno de 14%.

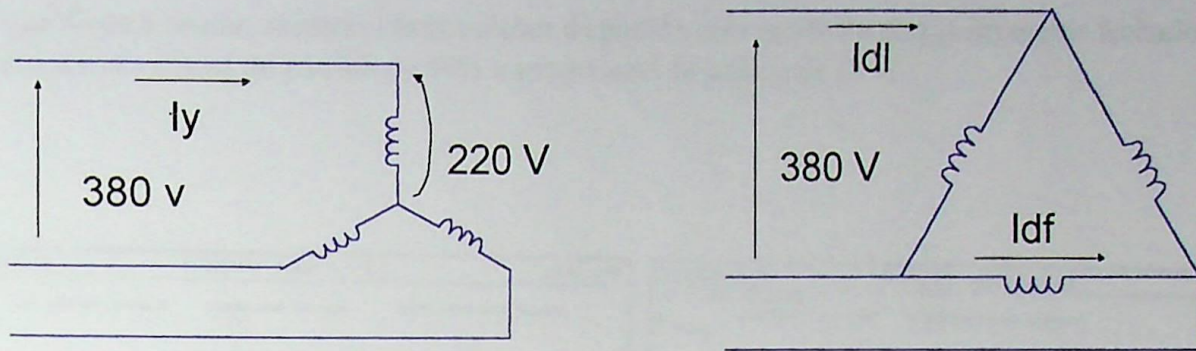


fig. 10 - Fechamento das Bobinas do Motor em Estrela e Triângulo

As correntes na partida se o motor fosse ligado direto na rede e com seus enrolamentos fechados em delta seriam:

$$I_{dl} = 8534 \text{ A}$$

$$I_{df} = 4927 \text{ A}$$

Mas para o fechamento em estrela temos:

$$I_y = 2845 \text{ A}$$

Devido ao fato do sistema já possuir um transformador de 2 Mva para alimentação de apenas dois motores de 900 Cv em 380 Vca, era economicamente inviável mudar este sistema por outro de nível de tensão superior. Assim, a melhor solução para este problema, era adotar o uso de um *Soft Starter* ou um Inversor de Frequência, o primeiro foi o escolhido, porque só necessitávamos de melhorar o sistema de partida, sem ter a necessidade do controle de velocidade, o que tornava a solução mais econômica.

b - Análise do *Soft Starter*

- Dados do *Soft Starter*

Modelo PSD-840 fabricação ABB

Tensão Nominal = 380 Vca, 60 Hz

Corrente Nominal $I_e = 840 \text{ A}$

Temperatura ambiente em serviço = 0 - 40°C

Corrente Máxima na Partida = 4200 A por 7 segundos

Sendo este equipamento, o de maior potência fabricado até a ocasião da mudança, porém, subdimensionado para o motor e carga em questão, a pergunta que nos fizemos foi: será este equipamento capaz de partir o referido motor acoplado à sua carga?

O modo mais simples de se fazer esta análise, é baseado na característica térmica do tiristor.

Sabemos que a característica térmica de um tiristor é dada por: $P = I^2 \cdot t$, portanto, para este *Soft Starter* temos:

$$P = 4200^2 \cdot 7 = 123.480.000 \text{ A}^2 \cdot \text{S}$$

Assim, se este valor for excedido, correremos o risco de queima de alguns tiristores.

Portanto, antes de colocar o *Soft Starter* em operação, fizemos várias simulações computacionais usando o software Sikostart 3RW22. O software, necessita como dados de entrada, vários pontos das curvas de torque x velocidade, corrente x velocidade, momento de inércia do motor e da carga acionada.

Os gráficos a seguir, mostram as condições de partida com os enrolamentos do motor fechados em Δ , com tensão inicial de partida de 30% e tempo total de partida de 15 s.

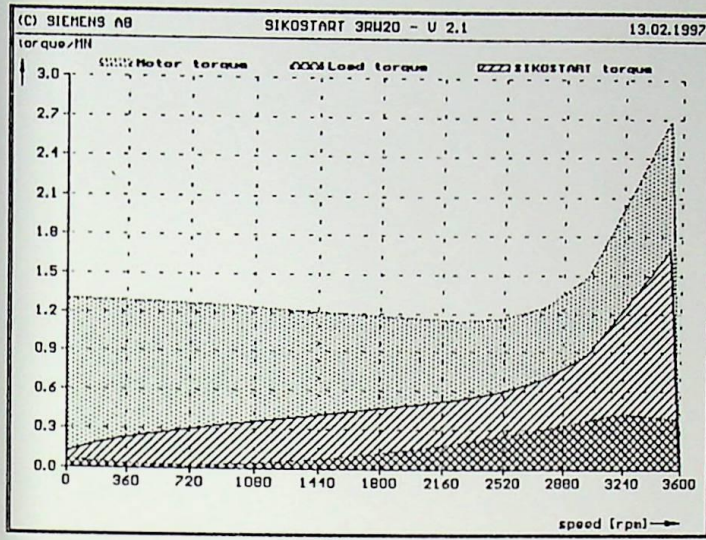


fig. 11 - Torque x Velocidade

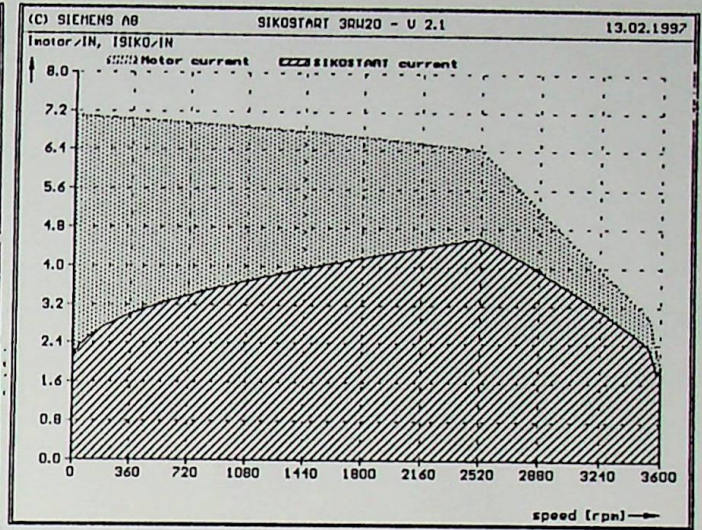


fig. 12 - Corrente x Velocidade

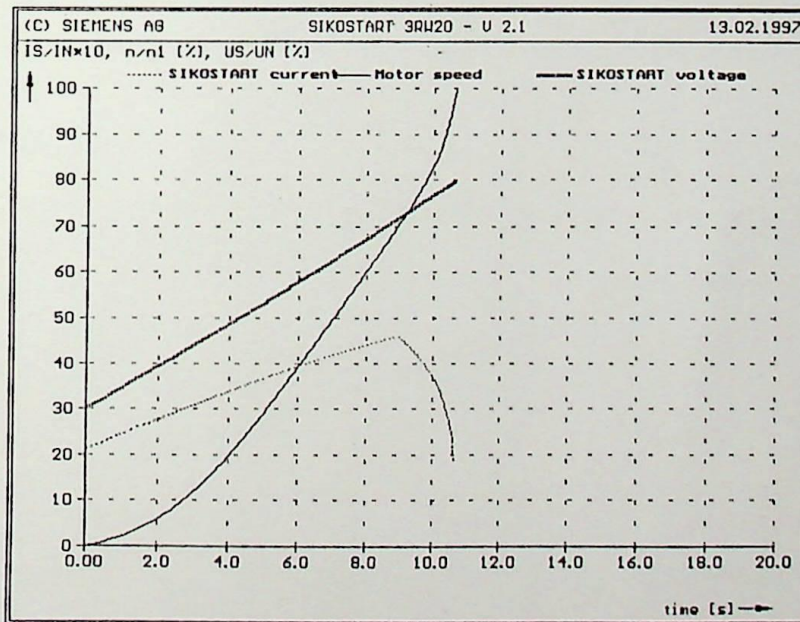


fig. 13 - Tensão, Corrente, Velocidade x Tempo

Tivemos como resultado desta simulação um tempo de partida de 10.7 s e com valor rms de corrente de 4472 A, o que daria uma potência a ser dissipada de:

$$P = 4472^2 \cdot 10,7 = 213.968.988 \text{ A}^2 \cdot \text{s}$$

o que com certeza danificaria o *Soft Starter* por ultrapassar muito sua característica térmica.

Várias outras simulações foram feitas, variando-se o tempo de partida, a tensão inicial e até mesmo limitando a corrente de partida, porém, em todas elas o resultado foi negativo, em algumas o motor não aceleraria a partir de uma certa velocidade abaixo da nominal e em outras a característica térmica do *Soft Starter* era demasiadamente ultrapassada, o que nos levou a concluir que com os enrolamentos do motor ligados em Δ , não seria possível partir o motor acoplado à sua carga. Partimos então, para a análise seguinte que é de partir o motor com o *Soft Starter*, porém, com os enrolamentos inicialmente ligados em Y, após completada a partida o *Soft Starter* seria “bypassado” e os enrolamentos do motor fechados em Δ . O que apesar de reduzir a tensão aplicada à cada bobina e a corrente de partida, reduz também o torque.

Os gráficos da simulação a seguir foram obtidos com os dados de torque e corrente do motor, divididos por 3, o tempo de partida de 31 s e tensão inicial de 60 %.

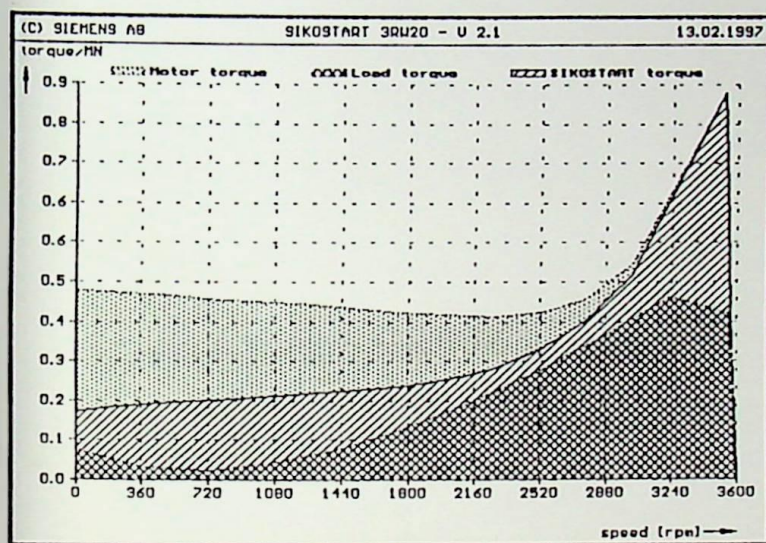


fig. 14 - Torque x Velocidade

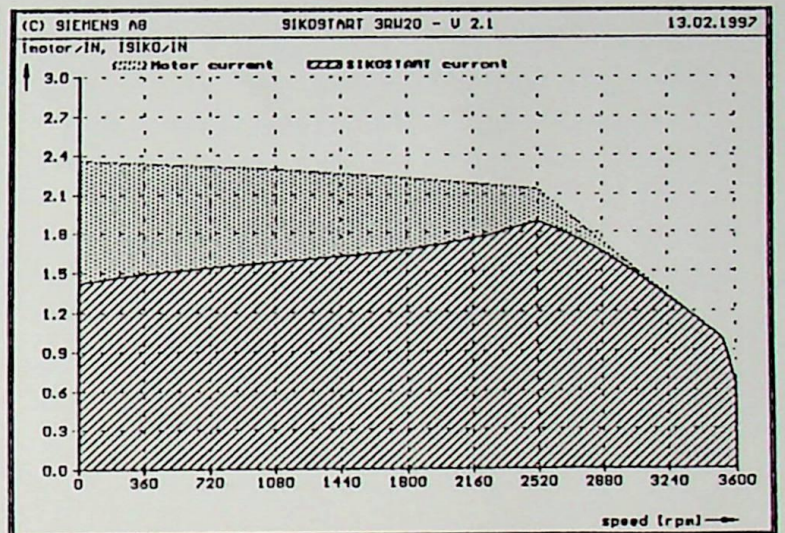


fig. 15 - Corrente x Velocidade

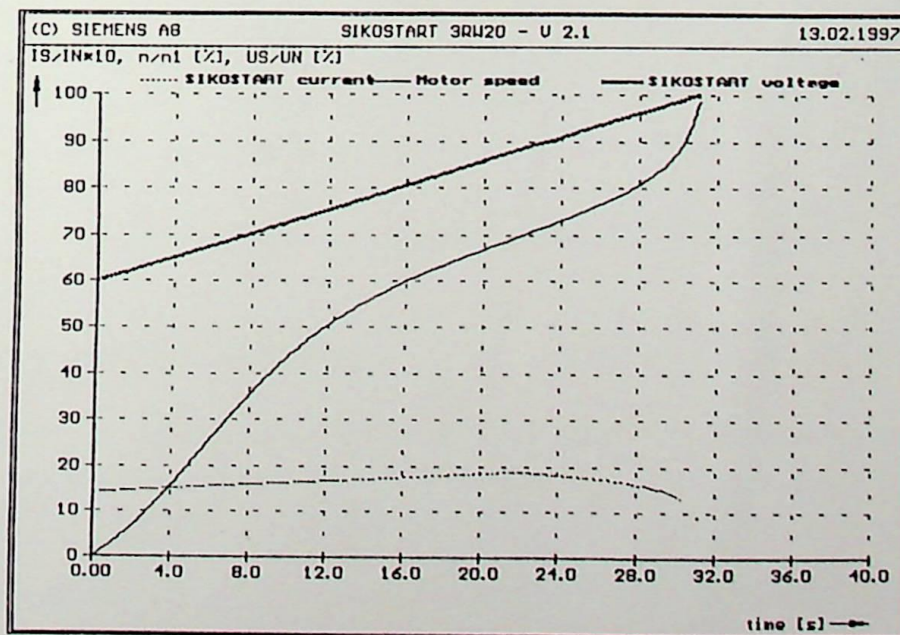


fig. 16 Tensão, Corrente e Velocidade x Tempo

Das figuras 14 e 15 respectivamente, podemos ver uma grande redução do torque e da corrente de partida quando usado o *Soft Starter* e da fig. 16 pode-se ver o comportamento da tensão, corrente e velocidade na partida do motor. A partir deste gráfico, concluímos que o melhor instante para fechar o “by-pass” do *Soft Starter* e comutar o fechamento do motor para Δ , era no fim da partida, momento no qual a corrente, tensão e velocidade do motor atingem o valor nominal.

Foram obtidos como resultados, um tempo de partida de 31.1 s e um valor rms de corrente de 1907 A, o que daria uma potência a ser dissipada de:

$$P = 1907^2 \cdot 31,1 = 113.099.784 \text{ A}^2 \cdot \text{s}$$

como é menor do que a característica térmica deste *Soft Starter*, com esta configuração o mesmo não seria danificado.

Esta opção só foi inicialmente aceita, pelo fato de já termos em mãos os contatores da chave Y Δ os quais seriam usados para partida e para o “by-pass” do *Soft Starter*, caso contrário, a aplicação seria inviável economicamente, devido ao alto preço desses contatores de potência. A fig.17 mostra o esquema de ligação do circuito de potência como está atualmente.

Na partida os enrolamentos do motor são fechados em Y, fechando-se o contator KMY e mantendo os contatores KML e K Δ abertos, o *Soft Starter* executa a partida, ao atingir o topo de rampa é fechado o “by-pass” do *Soft Starter*, contator KML e em seguida aberto o contator KMY e fechado o K Δ , fechando os enrolamentos do motor em Δ , concluindo a partida.

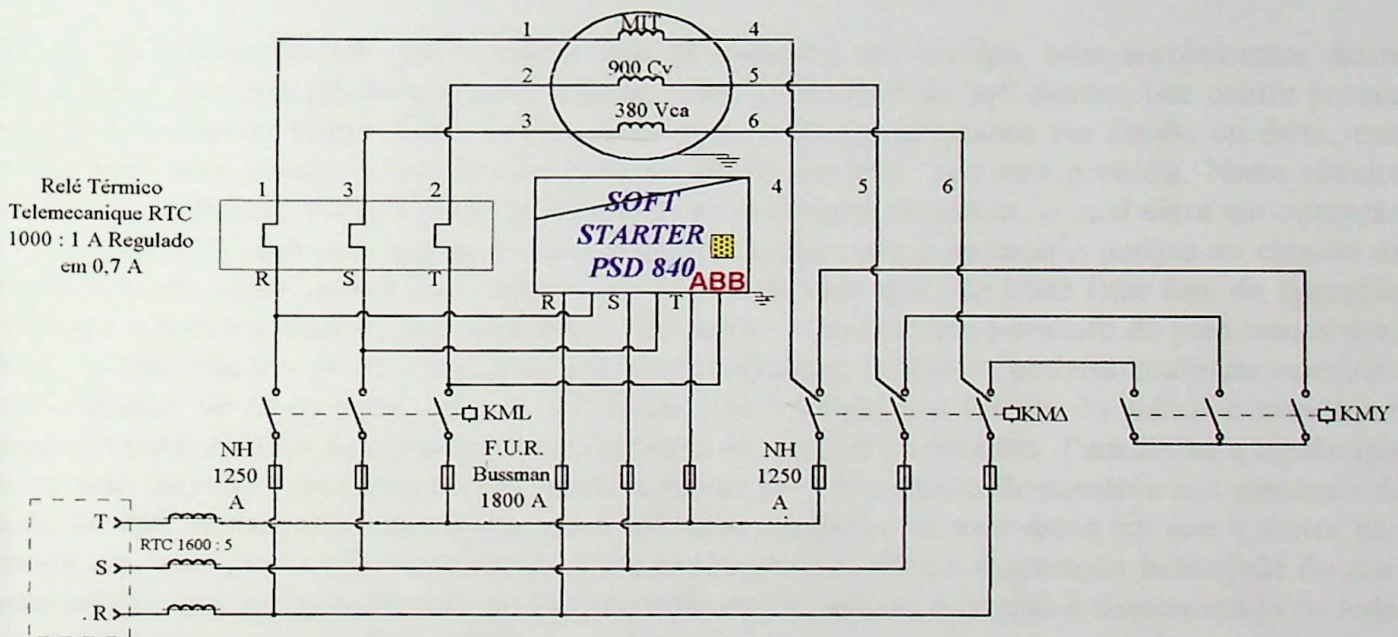


fig. 17 - Esquema de Ligação do Circuito de Potência

c - Análise da Característica Térmica do Motor

É aconselhável fazer uma análise, para saber se o motor suportaria o tempo de partida programado e a corrente média que se atinge neste intervalo de tempo.

Dos dados do motor, temos que:

- Tempo de rotor bloqueado

frio = 15 s
quente = 9 s

- Número de partidas

frio = 2
quente = 1

Sabemos que a corrente nominal do motor é 1202 A e, portanto, a corrente de partida igual a 8534 A. Assim para o pior caso, usamos o tempo de rotor bloqueado a quente, para o cálculo da máxima potência suportada por ele.

$$P = 8534^2 \cdot 9 = 655.462.404 \text{ A}^2 \cdot \text{s}$$

A qual é muito superior à prevista na partida, concluindo que o motor suportaria sem maiores problemas.

Como o resultado da última simulação foi favorável, fizemos a implementação prática. No start-up deste sistema regulamos o *Soft Starter* com tempo de partida de 31 s e tensão inicial de 60 %, registramos um valor máximo de corrente de 1580 A, uma queda de tensão máxima de 6 % e um tempo de partida total de 31.6 s. De um modo geral, os resultados obtidos foram bastante condizentes com os da simulação, e as vantagens que nos trouxe foram :

- Um menor esforço tanto mecânico quanto elétrico de todas as partes envolvidas no acionamento.
- Uma partida bastante suave com duração de 31.6 s.
- Um nível de queda de tensão em torno de 6 %, o qual está num padrão bastante aceitável, tendo melhorado em relação ao anterior.

Apesar de nesta configuração não ser possível a utilização da função, Energy Saving ou Otimização do Fator de Potência, conseguimos, um maior intervalo entre manutenções, maior segurança operacional e menos tempo fora de operação deste sistema.

Obs.: Nos momentos em que o motor não se encontra em serviço, seus enrolamentos ficam energizados por uma tensão que passa pelo circuito do *Snubber* do *Soft Starter*, isto ocorre porque os enrolamentos do motor ficam abertos, pois se estivessem conectados em estrela ou delta, esta tensão seria nula porque o circuito de alimentação do *Snubber* não tem potência. Neste circuito também foi colocado um relé detector de tensão nos terminais do motor, o qual entra em operação 2 s após ser dado qualquer comando para desligar o motor, isto é necessário porque no circuito de lubrificação do turbo compressor, existe uma bomba de óleo que não pode ficar fora de operação enquanto o motor estiver em funcionamento. Portanto, se houver curto-circuito de pelo menos duas fases do *Soft Starter*, ao ser dado o comando para desligar, o motor poderia continuar operando sem a bomba de óleo, neste caso, o relé detecta esta tensão nos bornes do motor e manda um comando para abertura do disjuntor de alimentação do circuito de potência. Para anular a tensão que passa pelo *Snubber*, foi colocado um motor trifásico de 1 Cv, ligado diretamente aos terminais de saída do *Soft Starter*, evitando assim, que o relé atue em todos os momentos em que o motor não estiver em operação; a temporização de 2 s é necessária para evitar a operação indesejada do relé, pelas tensões que são geradas nos enrolamentos do motor quando o mesmo é desconectado da rede, esta tensão dura em torno de 5 ciclos.

5.8.1 - Medições das Grandezas Elétricas dos Acionamentos em Estrela Triângulo e com *Soft Starter*

No *start-up* deste sistema, foram realizadas medições das grandezas elétricas na partida, tanto para estrela triângulo quanto para *Soft Starter*, cujos gráficos são apresentados a seguir:

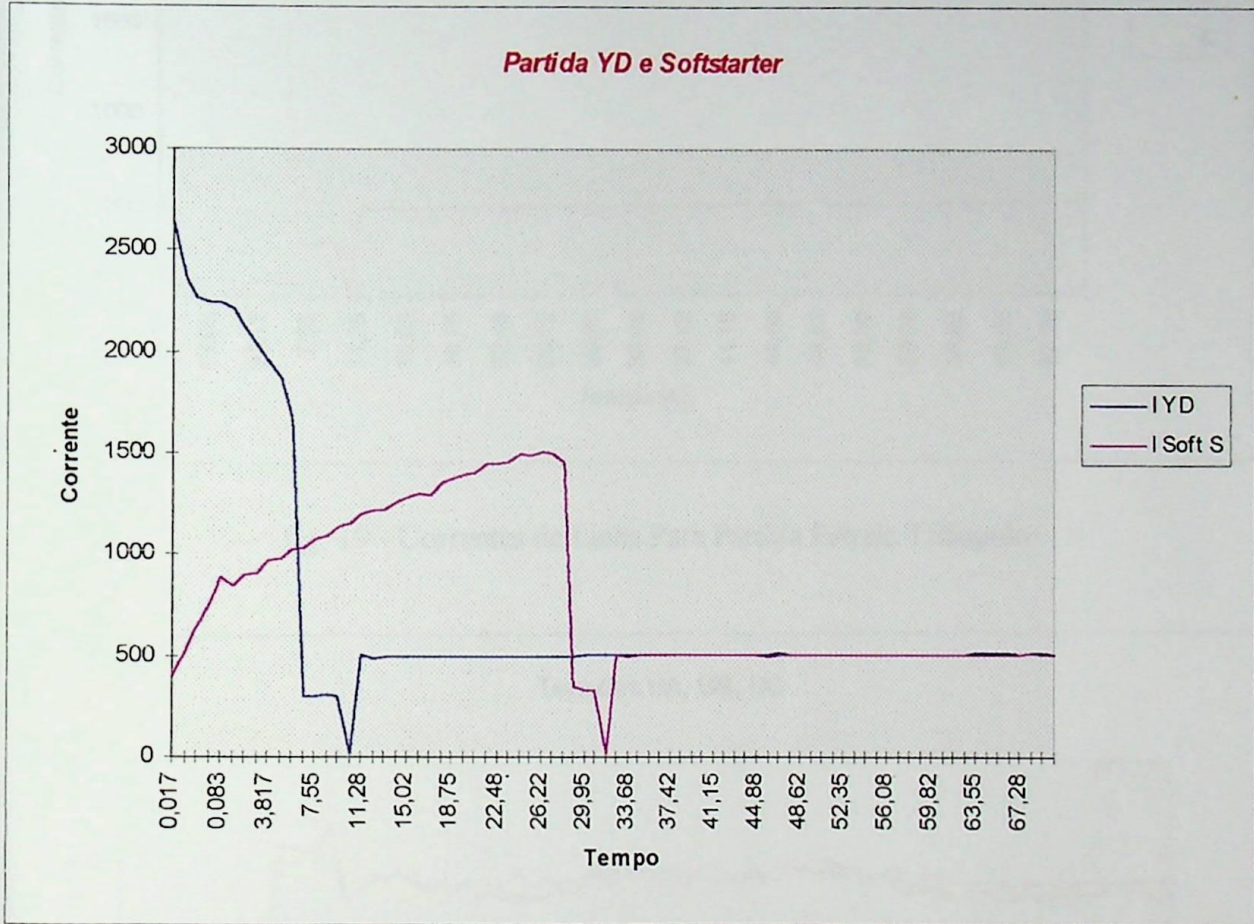


fig. 18 - Comparação das Correntes para Partida Estrela Triângulo e com *Soft Starter*

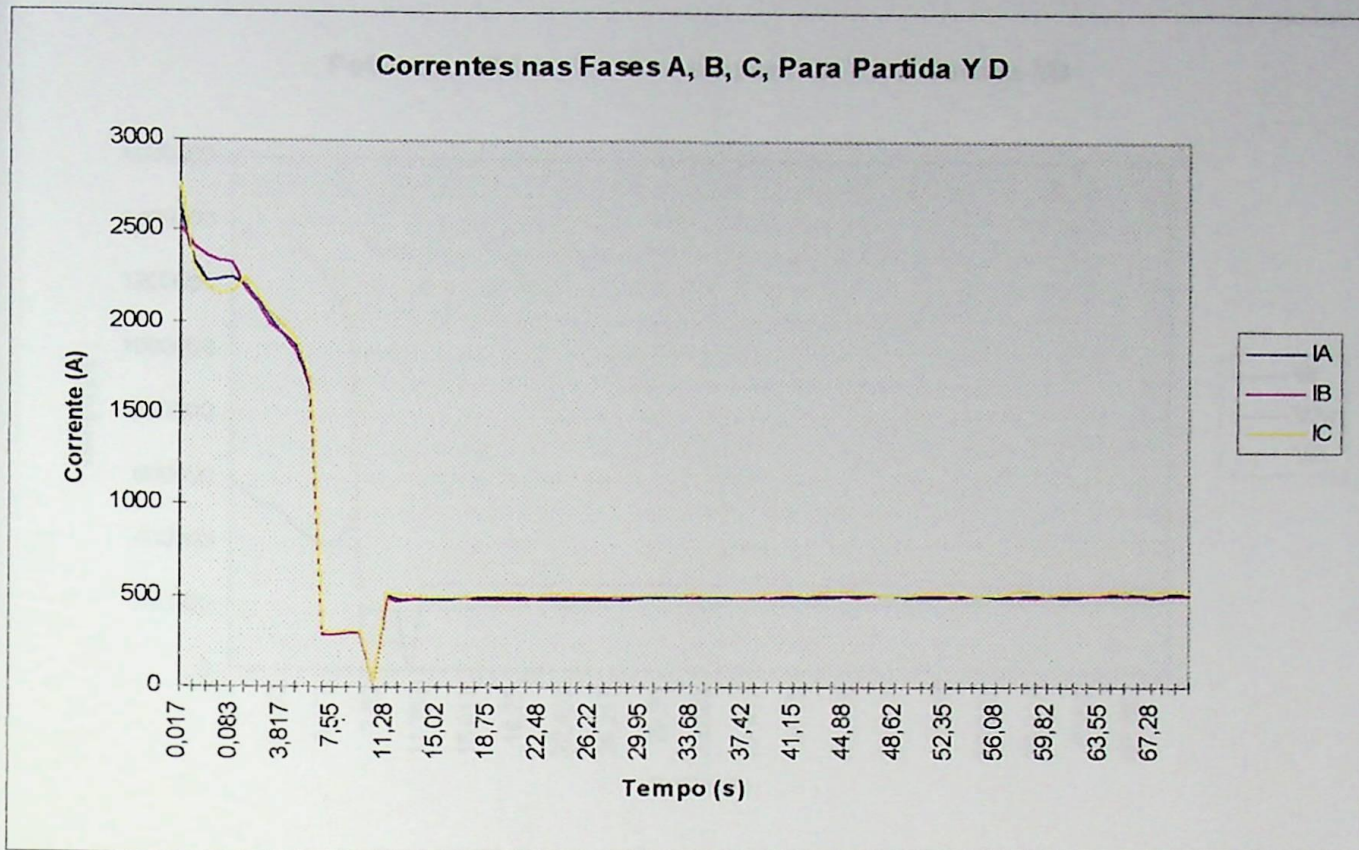


fig. 19 - Correntes de Linha Para Partida Estrela Triângulo

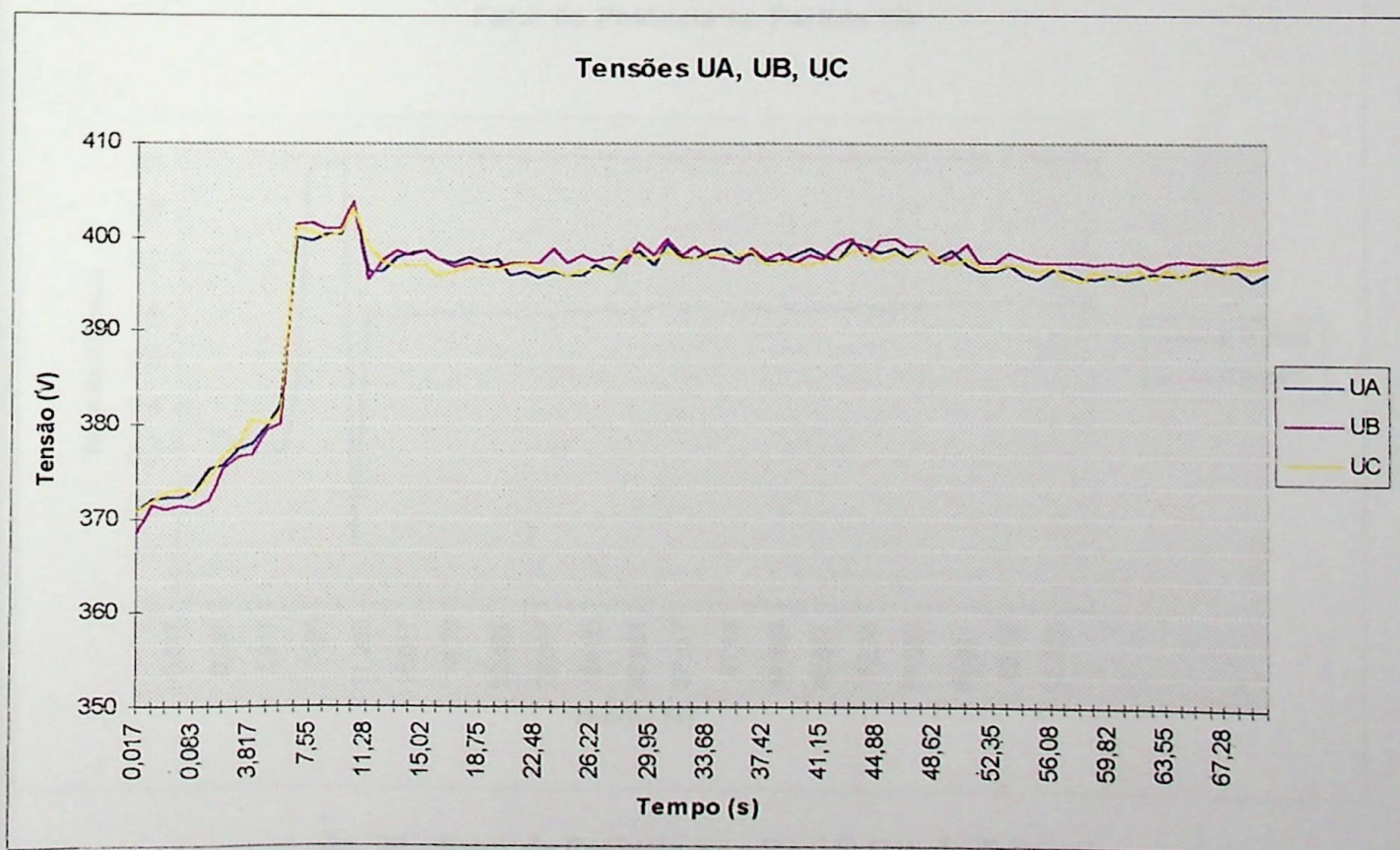


fig. 20 - Tensões de Linha Para Partida Estrela Triângulo

Potências: Ativa, Reativa e Aparente Para Partida YD

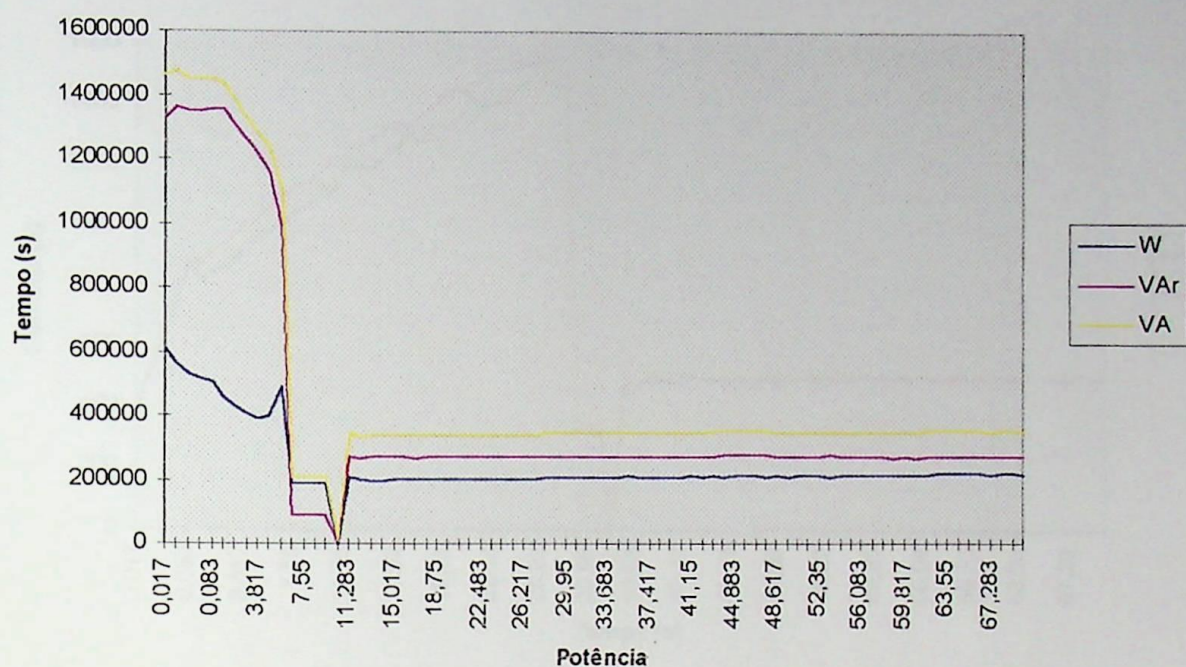


fig. 21 - Potências: Ativa, Reativa e Aparente Partida Estrela Triângulo

Fator de Potência na Partida YD

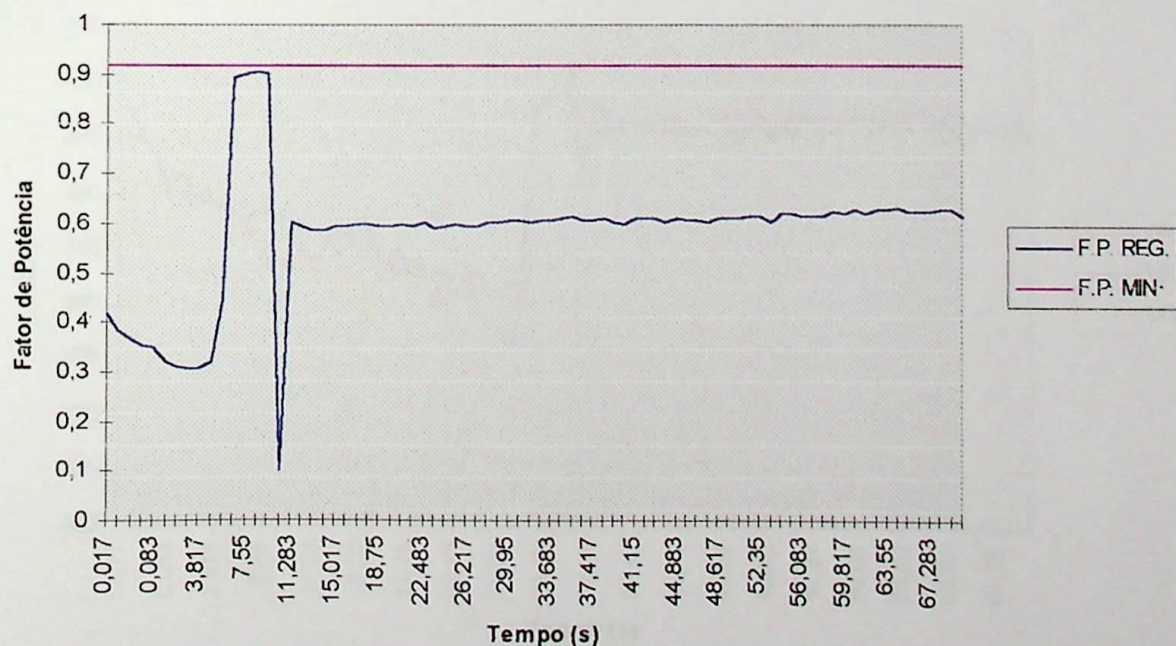


fig. 22 - Fator de Potência para Partida Estrela Triângulo



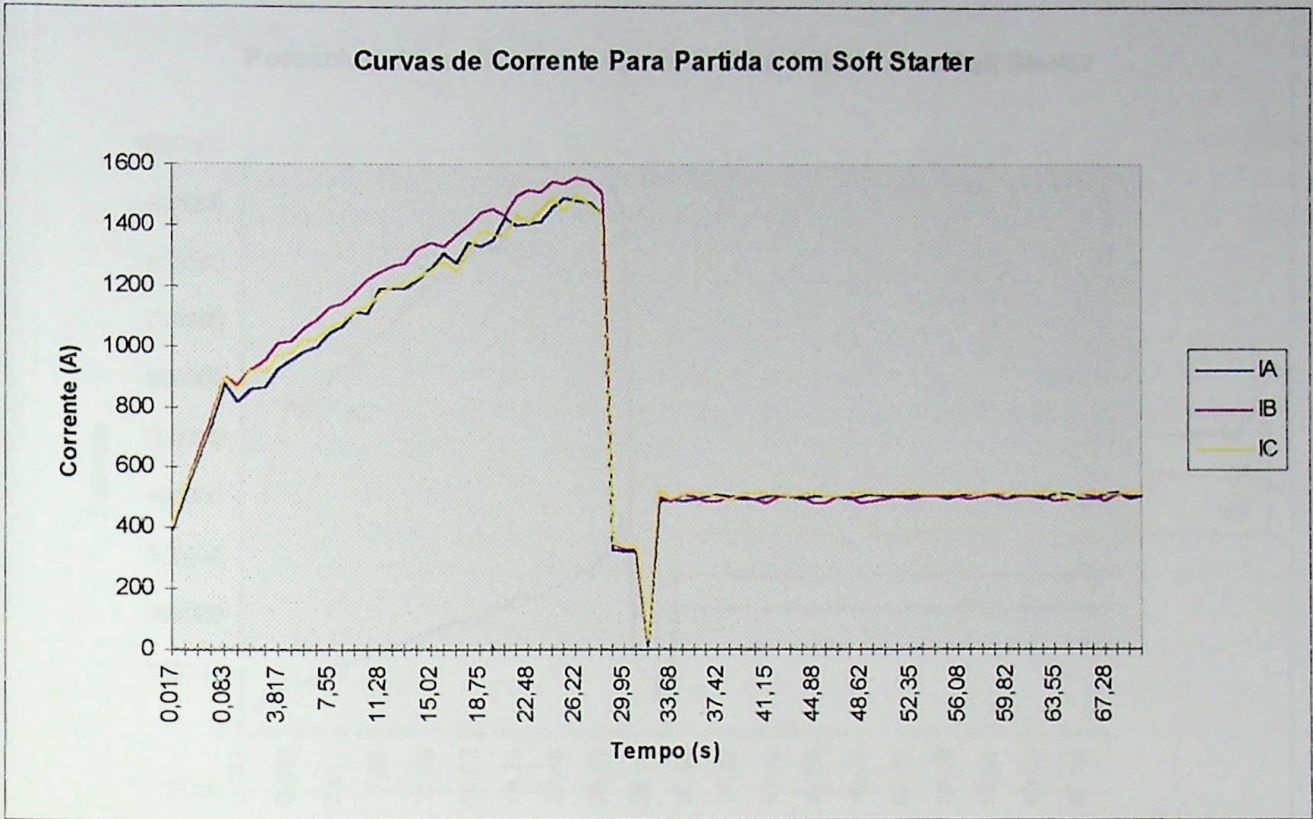


fig. 23 - Correntes de Linha Para Partida com *Soft Starter*

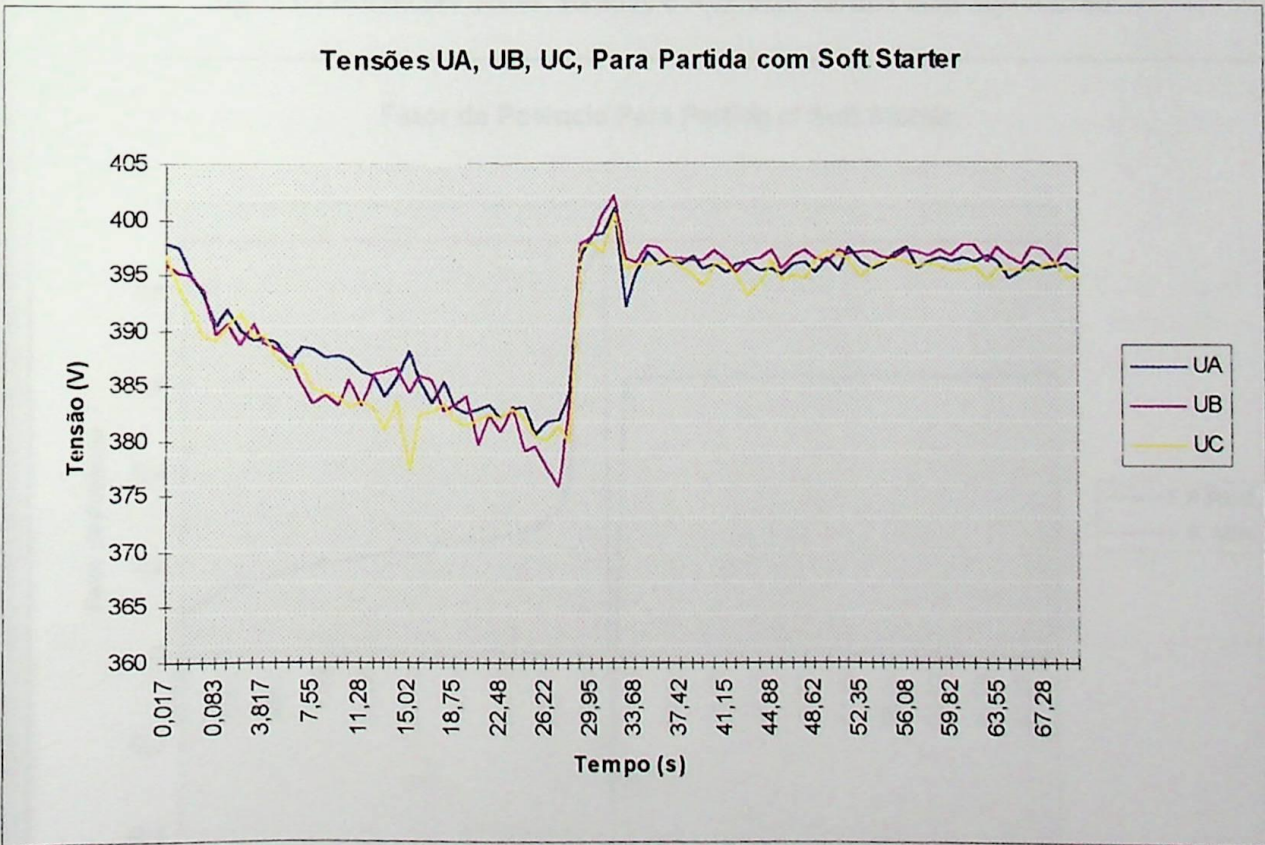


fig. 24 - Tensões de Linha Para Partida com *Soft Starter*

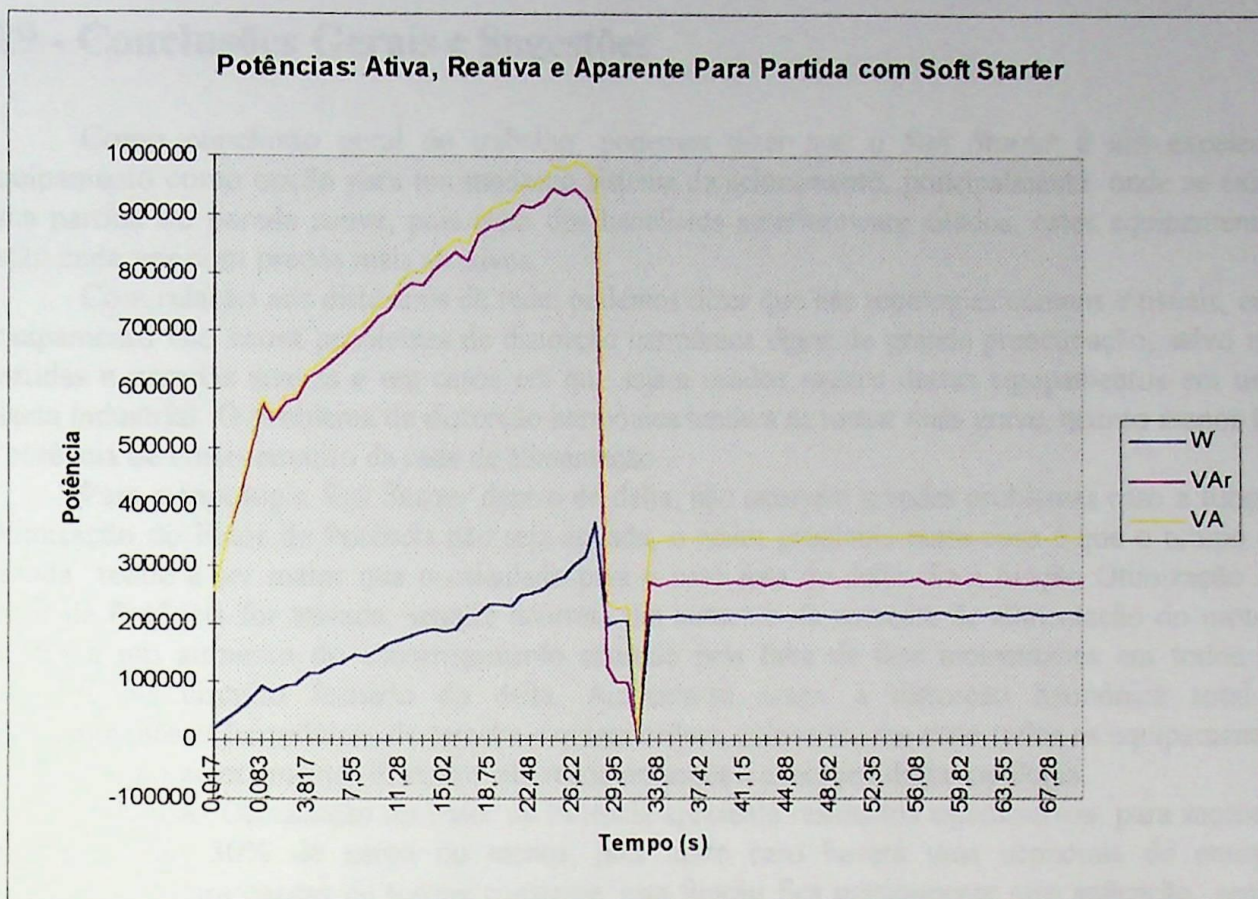


fig. 25 - Potências: Ativa, Reativa e Aparente Partida com *Soft Starter*

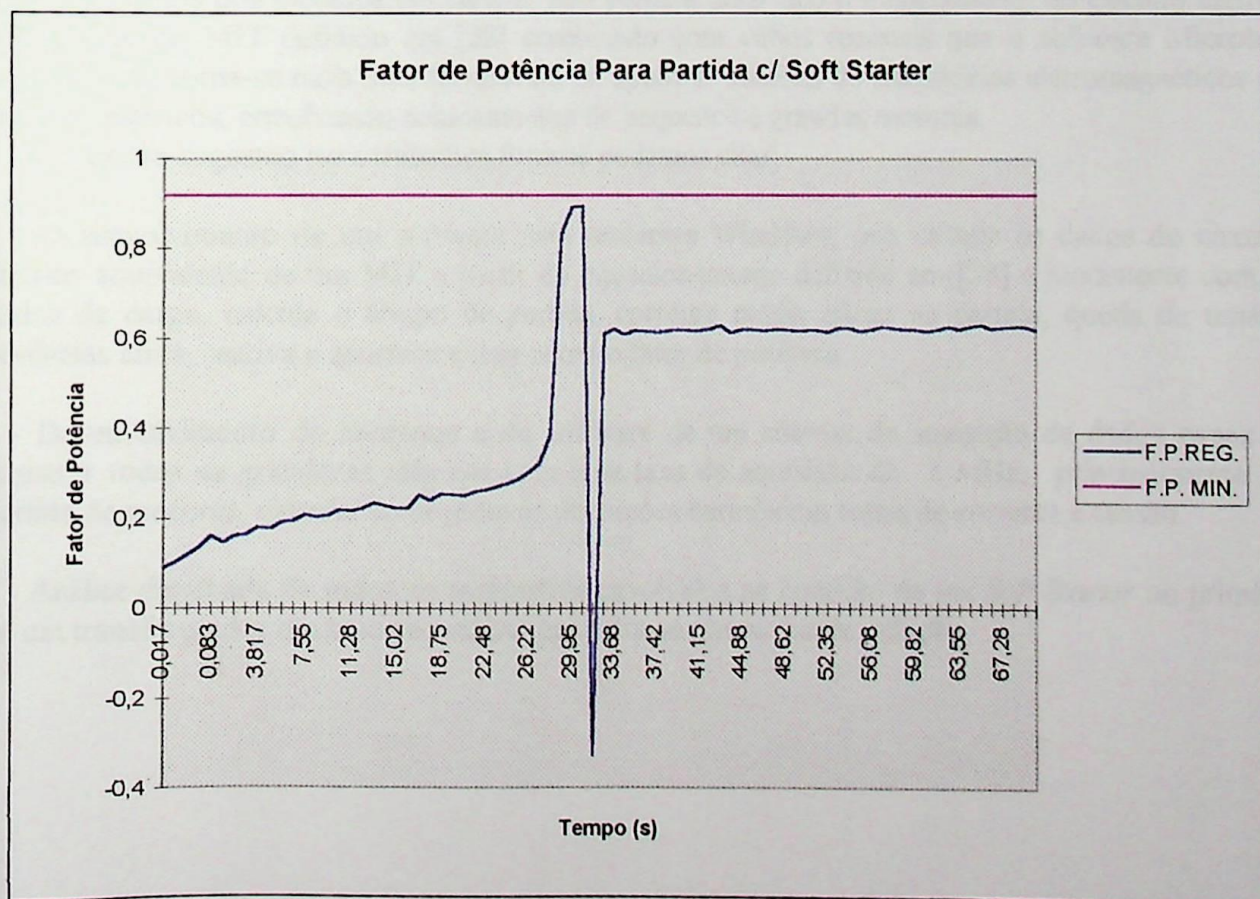


fig. 26 - Fator de Potência para Partida com *Soft Starter*

5.9 - Conclusões Gerais e Sugestões

Como conclusão geral do trabalho, podemos dizer que o *Soft Starter* é um excelente equipamento como opção para um moderno sistema de acionamento, principalmente, onde se exige uma partida ou parada suave, pois além dos benefícios anteriormente citados, estes equipamentos estão cada vez com preços mais atrativos.

Com relação aos distúrbios de rede, podemos dizer que nas topologias comuns e usuais, este equipamento não causa problemas de distorção harmônica digna de grande preocupação, salvo nas partidas e paradas suaves e em casos em que sejam usados muitos destes equipamentos em uma planta industrial. O problema da distorção harmônica tende a se tornar mais grave, quanto menor for a potência de curto-circuito da rede de alimentação.

Para a topologia *Soft Starter* dentro do delta, não ocorrem grandes problemas caso a função Otimização do Fator de Potência não seja ativada, o maior problema neste caso é que o tempo de partida tende a ser maior que o calculado para o caso fora do delta. Se a função Otimização do Fator de Potência for ativada, sempre ocorrerá um aumento da corrente de alimentação do motor, devido a um aumento do escorregamento causado pela falta de fase momentânea em todos os instantes no circuito fechado do delta. Aumenta-se assim, a distorção harmônica total e principalmente as harmônicas de terceira e quinta ordem, colocando em risco todos os equipamentos envolvidos no acionamento. Portanto não recomendamos a execução desta topologia.

A função Otimização do Fator de Potência apresenta resultados significativos, para motores operando com 30% de carga ou menos, pois neste caso haverá uma economia de energia considerável. Para cargas de torque constante, esta função fica praticamente sem aplicação, sendo melhor aplicada à cargas que variam com a velocidade.

Com relação às simulações, podemos dizer que em todos os casos, produziram resultados muito próximos dos medidos em campo, isso permite dizer que o modelamento do circuito elétrico equivalente do MIT definido em [28] combinado com vários recursos que o software Microtran proporciona, torna-se mais uma ferramenta de apoio às análises de transitórios eletromagnéticos em sistemas elétricos, envolvendo acionamentos de pequenos e grandes motores.

Como sugestão para trabalhos futuros podemos citar:

- 1 - Desenvolvimento de um software para ambiente Windows, que calcule os dados do circuito elétrico equivalente de um MIT a partir do equacionamento definido em [28] e juntamente com os dados da carga, calcule o tempo de partida, corrente média eficaz na partida, queda de tensão, potências ativa, reativa e aparente assim como o fator de potência.
- 2 - Desenvolvimento do hardware e do software de um sistema de aquisição de dados capaz de registrar todas as grandezas elétricas com uma taxa de aquisição de 1 MHz, principalmente em partida de motores, calculando também as distorções harmônicas totais de corrente e tensão.
- 3 - Análise detalhada de todos os parâmetros envolvidos na conexão de um *Soft Starter* no primário de um transformador em cujo secundário encontra-se um motor de indução.

5.10 - Anexo

Case identification card

T START FORA DO DELTA

Simulacao de Soft Starter fora do Delta valores para um motor de 30 Cv
 Os dados do motor foram calculados pelo Software de calculo do CEE do mit.
 em Otimizacao do f.p.

Time card

DELTA!	TMAX!	PREC.!	
50.-6	80.-3 0	1.-2010	00.0

OBSERVACAO O VALOR 1 NA COLUNA 38 DO TIME CARD SERVE PARA SE OBTER O
 RESULTADO DO FLUXO DE CARGA NO ARQUIVO DE SAIDA COM EXTENSAO ___> .OUT

Lumped RLC branch

NO	K!	NO	M!	R!	L!	C!	
	FA		R	.001			1
	FB		S				1
	FC		T				1
	A	A1		.327	6.7		3
	B	B1	A	A1			3
	C	C1	A	A1			3
	A1	B		16.42	5.3		3
	B1	C	A1	B			3
	C1	A	A1	B			3
	A1	B		8.36	138.2		3
	B1	C		8.36	138.2		3
	C1	A		8.36	138.2		3

Time-controlled switch

NO	K!	NO	M!	TCLOSE!	TOPEN!	RSW!	
	R	A		-1.	0.	0.	0.0 60. 3
	S	B		-1.	0.	120.	0.0 60. 3
	T	C		-1.	0.	240.	0.0 60. 3

Voltage or current sources

NO	K!	AMPLIT.!	FREQ.!	FASE!	TSTART!	
	FA+1	220.	60.0	-90.	-1.	3
	FB+1	220.	60.0	-210.	-1.	3
	FC+1	220.	60.0	-330.	-1.	3

Voltage-output nodes

FA	FB	FC	A	B	C	R	S	T	A1	B1	C1
----	----	----	---	---	---	---	---	---	----	----	----



. Case identification card

PT START FORA DO DELTA

Simulacao de Soft Starter fora do Delta valores para um motor de 30 Cv
 Os dados do motor foram calculados pelo Software de calculo do CEE do mit.
 com Otimizacao do f.p.

. Time card

DELTAT!	TMAX!	PREC.!	
50.-6	80.-3 0	1.-2010	00.0

OBSERVACAO O VALOR 1 NA COLUNA 38 DO TIME CARD SERVE PARA SE OBTER O
 RESULTADO DO FLUXO DE CARGA NO ARQUIVO DE SAIDA COM EXTENSAO ___> .OUT

. Lumped RLC branch

NO	K!	NO	M!	R!	L!	C!	
FA		R		.001			1
FB		S	FA	R			1
FC		T	FA	R			1
A	A1			.327	6.7		3
B	B1	A	A1				3
C	C1	A	A1				3
A1	B			16.42	5.3		3
B1	C	A1	B				3
C1	A	A1	B				3
A1	B			8.36	138.2		3
B1	C			8.36	138.2		3
C1	A			8.36	138.2		3

= = End of level 1: Linear and nonlinear elements = = = = =

. Time-controlled switch

NO	K!	NO	M!	TCLOSE!	TOPEN!	RSW!	
R		A		-1.	0.	0. 40.	.0001 0.0 60. 3
S		B		-1.	0.	0. 160.	.0001 0.0 60. 3
T		C		-1.	0.	0. 280.	.0001 0.0 60. 3

= = End of level 2: Switches and piecewise linear elements = = = = =

. Voltage or current sources

NO	K!	AMPLIT.!	FREQ.!	FASE!	TSTART!	
FA+1		220.	60.0	-90.	-1.	3
FB+1		220.	60.0	-210.	-1.	3
FC+1		220.	60.0	-330.	-1.	3

= = End of level 3: Sources = = = = =

. Voltage-output nodes

FA	FB	FC	A	B	C	R	S	T	A1	B1	C1
= = End of level 4: User-defined voltage output = = = = =											
= = Level 5: End of data case = = = = =											



Case identification card
 STARTER DENTRO DO DELTA PARA MOTOR DE 30 Cv
 Simulacao do Soft Starter dentro do delta e sem otimizacao do f.p.

Time card
 DELTAT! TMAX! PREC.!
 50.-6 40.-3 0 1.-2010 00.0

OBSERVACAO O VALOR 1 NA COLUNA 38 DO TIME CARD SERVE PARA SE OBTER O
 RESULTADO DO FLUXO DE CARGA NO ARQUIVO DE SAIDA COM EXTENSAO ___> .OUT

Lumped RLC branch
 NO K! NO M! R! L! C!
 FA R .001 3
 FB S .001 3
 FC T .001 3
 R A1 0.327 6.70 3
 S B1 R A1 3
 T C1 R A1 3
 A1 A 16.42 5.3 3
 B1 B A1 A 3
 C1 C A1 A 3
 A1 A 8.37 138.2 3
 B1 B 8.36 138.2 3
 C1 C 8.36 138.2 3
 = End of level 1: Linear and nonlinear elements = = = = =

Time-controlled switch
 NO K! NO M! TCLOSE! TOPEN! RSW!
 A S -1. 0. 0. 0. .0001 0.0 60. 3
 B T -1. 0. 0. 120. .0001 0.0 60. 3
 C R -1. 0. 0. 240. .0001 0.0 60. 3
 = End of level 2: Switches and piecewise linear elements = = = = =

Voltage or current sources
 NO K! AMPLIT.! FREQ.! FASE! TSTART!
 FA+1 220. 60.0 -90. -1.
 FB+1 220. 60.0 -210. -1.
 FC+1 220. 60.0 -330. -1.
 = End of level 3: Sources = = = = =

Voltage-output nodes
 FA FB FC A B C A1 B1 C1 R S T
 = End of level 4: User-defined voltage output = = = = =
 = Level 5: End of data case = = = = =



. Case identification card

T STARTER DENTRO DO DELTA PARA MOTOR DE 30 Cv
Simulacao do Soft Starter dentro do delta e com otimizacao do f.p.

. Time card

DELTA! TMAX! PREC.!
50.-6 40.-3 0 1.-2010 00.0

OBSERVACAO O VALOR 1 NA COLUNA 38 DO TIME CARD SERVE PARA SE OBTER O
RESULTADO DO FLUXO DE CARGA NO ARQUIVO DE SAIDA COM EXTENSAO ___> .OUT

. Lumped RLC branch

NO K! NO M! R! L! C!
FA R .001 3
FB S .001 3
FC T .001 3
R A1 0.327 6.70 3
S B1 R A1 3
T C1 R A1 3
A1 A 12.23 5.3 3
B1 B A1 A 3
C1 C A1 A 3
A1 A 8.37 138.2 3
B1 B 8.36 138.2 3
C1 C 8.36 138.2 3

= = End of level 1: Linear and nonlinear elements = = = = =

. Time-controlled switch

NO K! NO M! TCLOSE! TOPEN! RSW!
A S -1. 0. 0. 30. .0001 0.0 60. 3
B T -1. 0. 0. 150. .0001 0.0 60. 3
C R -1. 0. 0. 270. .0001 0.0 60. 3

= = End of level 2: Switches and piecewise linear elements = = = = =

. Voltage or current sources

NO K! AMPLIT.! FREQ.! FASE! TSTART!
FA+1 220. 60.0 -90. -1. 3
FB+1 220. 60.0 -210. -1. 3
FC+1 220. 60.0 -330. -1. 3

= = End of level 3: Sources = = = = =

. Voltage-output nodes

FA FB FC A B C A1 B1 C1 R S T
= = End of level 4: User-defined voltage output = = = = =
= = Level 5: End of data case = = = = =



5.11 - Bibliografia

- [1] Deflandre, T; courty, S; Greiveldinger, C; Javerzac, J.L
Impacto dos Harmônicos na Rede Pública Francesa: Estado da Arte, Estudos e Tendências.- Revista Eletricidade Moderna Nº 262 janeiro de 1996.
- [2] Söderström, R; Lijestränd, L; Paulsson, L
Manobras Rápidas e Suaves de Bancos de Capacitores - Revista Eletricidade Moderna Nº 262 janeiro de 1996.
- [3] Bodson, J.M.; De Hoe, J.M.; Neyens, J.
Vantagens dos Acionamentos de Velocidade Variável - Revista Eletricidade Moderna Nº 260 novembro de 1995.
- [4] Glinkowski, M.T.; Salon, S.; Ghafurian, A.R.; Kalinwsky, S.
Impacto dos Acionamentos de Velocidade Variável nos Sistemas de Potência. - Revista Eletricidade Moderna Nº 259 outubro de 1995.
- [5] Filho, J.B. Siqueira
Bancos de Capacitores na Presença de Harmônicos - Dissertação de Mestrado, EFEI Novembro de 1995.
- [6] Manual Siemens Sikostart 3RW22.
- [7] Manual ABB Softstart PSA, PSD e PSDH.
- [8] Sutherland, Peter E.
"Harmonic Measurements in Industrial Power System". IEEE, T-IA-31 Nº 1, january/february 1995, pp 175 - 183.
- [9] Phipps, James K.; Nelson, John P.; Sen, Pankaj K.
"Power Quality and Harmonic Distortion on Distribution Systems". IEEE, T-IA-30, Nº 2, march/april 1994, pp 476 - 584.
- [10] Henderson, Robert D.; Rose, Patrick J.
"Harmonics: The Effects on Power Quality and Transformers". IEEE, T-IA-30, Nº 3, may/june 1994, pp 528-532.
- [11] Lee, Wei-Jen; Chen, Mo-Ching; Gim, Jae-Hyeon; Yoshimura, Kenji; Wang, Shih-Ping.
"Dynamic Stability Analysis of an Industrial Power System". IEEE, T-IA-31, Nº 4, july/august 1995, pp 675 - 680.
- [12] Briggs, Stephen J.; Savignon, Daniel J.; Krein, Philip T.; Kim, Michael S.
"The Effects of Nonlinear Loads on EMI/RFI Filters". IEEE, T-IA-31, Nº 1, january/february 1995, pp184 - 189.

- [13] Bollen, Math H. J.
"The Influence of Motor Reacceleration on Voltage Sags". IEEE, T-IA-31, N° 4, july/august 1995, pp 667 - 674.
- [14] Galli, A.W.; Cox, M. D.
"Temperature Rise of Small Oil-Filled Distribution Transformers Supplying Nonsinusoidal Load Currents". IEEE, T-IA.
- [15] Subjak Jr, Joseph F.; Mcquilkin, John S.
"Harmonics - Causes, Effects, Measurements, and Analysis: An Update". IEEE, T-IA-26, N° 6, november/december 1990, pp 1034 - 1042.
- [16] Sen, Pankaj K.; Landa, Hector A.
"Derating of Induction Motors Due to Waveform Distortion". IEEE, T-IA-26, N°6, november/december 1990, pp 1102 - 1107.
- [17] Wagner, Van E.; Staniak, Joseph P.
"Utility Capacitor Switching and Adjustable-Speed Drives". IEEE, T-IA-27, N°4, july/august 1991, pp 645 - 651.
- [18] Manual Siemens; Arrancador Electrónico de Motores - Sikostart 3RW22.
- [19] Manual Fluke - Sintonizando Con Los Armónicos de Potencia.
- [20] Manual Telemecanique - ALTISTART 3 - Conversores de Partida e Parada para Motores Assíncronos.
- [21] Manual ABB - Power Factor Correction With Harmonic Filters.
- [22] Rashid Muhammad H.
"Power Electronics - Circuits, Devices, and Applications." Editora Prentice Hall International, Second edition.
- [23] Barbi, Ivo
Eletrônica de Potência - Conversores Duais, Cicloconversores, Comandos, Retificadores - 1986
Editora U.F.S.C - Série Didática.
- [24] Dewan, S.B. ; Suemon, G. R.; Straughen A.
"Power Semiconductor Drives" - 1984.
- [25] Dewan, S.B.; Straughen A.
"Power Semiconductor Circuits" - A Wiley-Interscience Publication - 1975.
- [26] Jurek, Stefan F.
"Electrical Machines For Technicians and Technician Engineers" - Longman Group Limited , 1972.
- [27] Bryant, John Myron ; Johnson, Elmer Walter
"Alternating Currents Machinery" - McGraw-Hill Book Company, Inc, 1935.



[28] Sá, Jocélio Souza

“Economia de Energia em Acionamentos Elétricos” - Pesquisa - Inatel.

5.12 - *Artigos Publicados*

Como fruto de nosso trabalho, gostaríamos de citar os seguintes artigos publicados:

1. Aspectos a Serem Considerados na Aplicação de *Soft Starters* - Revista Eletricidade Moderna, Abril de 1996.
2. A Influência de *Soft Starters* na Qualidade de Energia - II Seminário Brasileiro de Qualidade de Energia Elétrica - SBQEE 97.

Simbologia

Lista de Símbolos Utilizados Neste Trabalho

- I_A / I_N	Corrente de Partida por Corrente Nominal.
- M / M_N	Torque de Partida por Torque Nominal.
- I_Y	Corrente de Linha para Motor Ligado em Estrela.
- I_d	Corrente de Linha para Motor Ligado em Delta.
- M_Y	Torque para Motor Ligado em Estrela.
- M_d	Torque para Motor Ligado em Delta.
- FP	Fator de Potência.
- $k = n/(n+m)$	Ciclo de Trabalho.
- n	Ciclos com Tensão na Carga.
- m	Ciclos sem Tensão na Carga.
- v_s	Tensão Senoidal de Entrada.
- V_m	Valor de Pico da Tensão de Entrada.
- V_S	Valor Eficaz da Tensão de Entrada.
- V_0	Valor RMS da Tensão de Carga.
- V_{dc}	Valor Médio da Tensão de Saída.
- α	Ângulo de Disparo do Tiristor.
- i_s	Corrente da Fonte de Alimentação.
- i_o	Corrente de Carga.
- I_R	Corrente Eficaz na Carga.
- I_{Tmed}	Corrente Média num Tiristor.
- I_{Tef}	Corrente Eficaz num Tiristor.
- a_0, a_n, b_n	Coefficientes da Serie de Fourier.

- I_n	Amplitude da Corrente Harmônica de Ordem n .
- I_p	Amplitude I_p da Corrente de Carga n em Relação a I_M .
- I_M	Valor de Pico da Corrente de Carga para $\alpha = 0$.
- R	Resistência de Carga.
- L	Indutância de Carga.
- Z	Impedância de Carga.
- θ	Ângulo de Carga.
- β	Ângulo de Extinção.
- δ	Ângulo de Condução.
- V_{AN}, V_{BN}, V_{CN}	Tensões de Fase Instantâneas.
- V_{AB}, V_{BC}, V_{CA}	Tensões de Linha Instantâneas.
- I_{ab}	Valor RMS da Corrente de Fase.
- I_a	Valor RMS da Corrente de Linha.
- C_d	Conjugado Resistente de Carga.
- P	Potência Mecânica no Eixo do Motor.
- THDF	Fator de Redução da Potência do Trafo Devido aos Harmônicos.
- DF	Fator de Distorção.
- P_{fe}	Perdas no Ferro.
- k_h, k_e	Constantes que Dependem das Propriedades do Material.
- f	Frequência da Rede.
- B_m	Densidade de Fluxo Magnético.
- ϕ_m	Fluxo Máximo.
- E	Valor Eficaz da Tensão no Motor.
- C_m	Constante da Máquina.
- P_{cu1}	Perdas no Enrolamento do Estator.

- P_{cu2}	Perdas no Rotor.
- V_1	Componente Fundamental da Tensão.
- V_k	Componente Harmônica de Ordem k da Tensão.
- I_k	Corrente Harmônica de Ordem k.
- s_k	Escorregamento para o Harmônico de Ordem k.
- n_s	Velocidade Síncrona em rpm.
- n_r	Velocidade do Rotor em rpm.
- P_{mech}	Perdas Mecânicas.
- P_{ad}	Perdas Adicionais.
- I_S	Corrente do Estator.
- I_r	Corrente do Rotor.
- I_M	Corrente do Ramo Magnetizante do Circuito Elétrico Equivalente do MIT.
- R_S	Resistência do Estator.
- X_S	Reatância Indutiva do Estator.
- R_r	Resistência do Circuito Elétrico Equivalente do Rotor Referido ao Estator.
- X_r	Reatância Indutiva do Circuito Elétrico Equivalente do Rotor Referido ao Estator.
- X_M	Reatância de Magnetização (Circuito Paralelo).
- R_M	Resistência do Circuito de Magnetização (Circuito Paralelo).
- X_{MS}	Reatância de Magnetização (Circuito Série).
- R_{MS}	Resistência do Circuito de Magnetização (Circuito Série).
- X_{mH}	Reatância de Magnetização para Determinar o Efeito da Saturação na Corrente a Vazio.
- R_{SK}	Resistência do Estator para Harmônico de Ordem k.
- X_{SK}	Indutância do Estator para Harmônico de Ordem k.

- R_{RK}	Resistência do Circuito Equivalente do Rotor Referida ao Estator para Harmônico de Ordem k.
- X_{RK}	Indutância do Circuito Equivalente do Rotor Referida ao Estator para Harmônico de Ordem k.
- M_f	Fator Definido Pela Eq. (8).
- I_h	Corrente Harmônica Total.
- i_m	Corrente de Magnetização Instantânea Correspondente à Densidade de Fluxo para Forma de Onda em Condição Normal.
- i_{ma}	Corrente de Magnetização Instantânea Correspondente à Densidade de Fluxo para Forma de Onda em Condição Anormal.
- Redução _h	Redução de Potência no Motor Devido à Distorção Harmônica.
- $P_{out H}$	Potência de Saída do Motor Quando Suprido por Tensões não-senoidais.
- P_{out}	Potência de Saída do Motor Quando Suprido por Tensões Senoidais.
- f_R	Frequência de Ressonância.
- $Z_{cq(n)}$	Impedância Equivalente para Frequência Harmônica de Ordem n.
- I_n	Corrente Harmônica de Ordem n.
- S_{CC}	Potência de Curto Circuito.
- S_{BC}	Potência do Banco de Capacitor.
- C	Capacitância.
- $tg\delta$	Fator de Perda.
- U_n	Valor Eficaz do Harmônico de Tensão de Ordem n.
- Q	Potência Reativa Total.
- Q_n	Potência Reativa para Harmônico de Ordem n.
- P_{ag}	Potência Transmitida Através do Air Gap.
- T_L	Torque de Carga.
- k_L	Constante Particular da Carga.
- T_{out}	Torque de Saída.
- M_a	Conjugado Acelerador.

- J	Momento de Inércia.
- dn/dt	Aceleração Angular (rpm/s).
- $J_L(M)$	Momento de Inércia da Carga Referido ao Eixo do Motor.
- J_L	Momento de Inércia da Carga.
- M_L	Torque Resistente.
- $M_L(M)$	Torque Resistente Referido ao Eixo do Motor.
- n_M	Velocidade do Motor.
- n_L	Velocidade da Carga.
- η	Rendimento do Acoplamento.
- GD^2	Momento de Impulsão.
- J_{total}	Momento de Inércia Total da Carga e do Motor.
- $M_B(i)$	Torque de Aceleração no Intervalo i.
- n_N	Velocidade Nominal.
- n_{Syn}	Velocidade Síncrona.
- t_A	Tempo de Arranque.
- t_{Ak}	Tempo de Aceleração no Intervalo k.
- $\Delta n(i)$	Incremento de Velocidade.
- U_{inic}	Tensão Inicial.
- U_N	Tensão Nominal.
- U_{term}	Tensão nos Bornes do Motor.
- M_N	Torque Nominal do Motor.
- M_{L0}	Torque Resistente de Partida Inicial ($t = 0$).
- M_{M0}	Torque de Partida Inicial do Motor para Partida Direta ($t = 0$).
- M_{B0}	Torque de Aceleração Inicial ($t = 0$) = $M_{M0} - M_{L0}$ (para partida direta).
- M_{MOS}	Torque de Partida do Motor para Partida com <i>Soft Starter</i> .
- M_{BOS}	Torque de Aceleração c/ <i>Soft Starter</i> ($t = 0$) = $M_{MOS} - M_{L0} \geq 0.20 M_N$.



- I_A	Corrente Inicial de Partida Direta
- $I_{mic} (S)$	Corrente Inicial de Partida com <i>Soft Starter</i> .
- $t_1(s)$	Intervalo de Tempo de Aceleração.
- t_R	Tempo de Rampa.
- $\sum_{i=1}^n t_i = t_{act} =$	Tempo atual, tempo transcorrido até este momento.
- t_A	Tempo de Partida.
- t_p	Tempo de Pausa ou Resfriamento.
- t_N	Tempo de Trabalho Permanente com Corrente Nominal.
- I_{aef}	Corrente Eficaz de Partida com <i>Soft Starter</i> .
- I_N	Corrente Nominal do Motor.
- I_{eff}	Corrente Eficaz para o Ciclo de Trabalho.

EFEI / BIBLIOTECA

ESTE LIVRO DEVE SER DEVOLVIDO NA
ÚLTIMA DATA CARIMBADA .

04.4.98	28.4.2004	
15/12/98	07.06.04	
12.3.99	25.10.2008	
19.3.99		
22.5.99		
09.4.99		
16.5.99		
02.5.99		
07.05.99		
12/05/99		
19/05/99		
27.5.99		
02.6.99		
17.12.99		
06.07.2000		
23.05.00		
08/06/00		
29/06/00		
19/07/00		
28.01.02		
03/12/02		
20.12.03		

EFEI - BIBLIOTECA MAUÁ
8200938



NÃO DANIFIQUE ESTA ETIQUETA