

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS

FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA

DEPARTAMENTO DE SISTEMAS E CONTROLE DE ENERGIA

Este exemplar é devolvido à biblioteca final da tese defendida por	<i>Paulo José Amaral Serni</i>
Julgada em	<i>26/6/92</i>
	<i>[Assinatura]</i> Orientador

GRADADORES DE CICLO INTEGRAL PARA ACIONAMENTO
DE FORNOS A RESISTENCIA

Autor: PAULO JOSÉ AMARAL SERNI

Orientador: PROF. DR. CARLOS RODRIGUES DE SOUZA†

Tese apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Campinas, UNICAMP, como parte dos requisitos exigidos para a obtenção do título de MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA.

JUNHO - 1992

À minha esposa Sônia e à
minha filha Nicole

AGRADECIMENTOS

Ao Professor Doutor Carlos Rodrigues de Souza pela profunda amizade, pela orientação e pelo apoio no desenvolvimento deste trabalho.

Aos Professores Pedro da Costa Júnior, Renato Crivellari Creppe e Sigmar Maurer Deckmann pela ajuda constante, ao longo do desenvolver desta Tese.

Aos Professores do Departamento de Engenharia e Tecnologia Elétrica da FET - UNESP - Campus de Bauru, que tanto incentivaram na realização deste trabalho e, em especial, aos Professores Gilio Aluísio Simone, Edwin Avólio, Ivo Reis Fontes, Ricardo Martini Rodrigues e José Angelo Cagnon que muito contribuíram para o sucesso alcançado.

Ao Supervisor de Laboratórios Milton de Freitas e ao Técnico de Laboratório Osmar Luis Martinelli, pela ajuda nas montagens e auxílio na realização dos testes.

A Marco Antônio Rossi, do Dep. de Engenharia e Tecnologia Elétrica da FET - UNESP - campus de Bauru, pela arte final.

A Empresa Moldimix Indústria e Comércio Ltda - Botucatu - SP, pelo fornecimento de dados sobre fornos a resistência.

A Empresa Therma - Instrumentos de Medição, Automação e Projetos Ltda - São Paulo - SP, pela doação do controlador de processos.

RESUMO

A proposta desta Tese é pesquisar o funcionamento de FORNOS ELÉTRICOS A RESISTENCIA TRIFASICOS, ACIONADOS POR GRADADORES POR CICLO INTEGRAL, desenvolver as equações que governam o seu funcionamento, de modo a fornecer elementos de análise desta " carga especial" para o sistema de alimentação.

Para tanto, desenvolvem-se equações, modelos matemáticos e rotinas computacionais para a simulação da operação do forno, bem como análises do conteúdo harmônico por Transformada Rápida de Fourier (FFT).

Um protótipo controlado de forma digital num modo monofásico síncrono, apresentando a possibilidade da alteração no número de ciclos de controle, foi construído para a confrontação de resultados com a simulação.

Estudaram-se também as implicações da variação do número de ciclos de controle no conteúdo harmônico da corrente consumida, bem como a estabilização da temperatura do forno, com esta técnica de controle.

As várias possibilidades de conexões trifásicas entre os gradadores e o forno com resistências equilibradas foram analisadas, verificando-se a validade dos modelos propostos através de medições com analisador de espectro.

As componentes subharmônicas da corrente previstas nas simulações foram observadas nos protótipos trifásicos desenvolvidos.

ABSTRACT

The objective of this Thesis is to research the behaviour of RESISTANCE ELECTRICAL FURNACE THYRISTOR-CONTROLLED BY INTEGRAL-CYCLE TRIGGERING and to develop the equations which govern its functioning and also to study some properties of this especial load.

A three-phase digital thyristor controlled prototype of furnace, was developed. It presents synchronous start and integral-cycle triggering by single-phase mode, with the possibility to change de number of supply cycles control periods.

Different current harmonics frequency spectra, each varying with the number of supply cycles control, and the behaviour of temperature control are studied.

Several three-phase thyristor and balanced resistance furnace configurations are investigated, to consider the feasibility of using integral-cycle triggering.

Comparison of measured load current harmonic frequency spectra with the FFT predicted results validate the proposed models.

Predicts sub harmonics currents are observed in the experimental circuits.

Í N D I C E

CAPÍTULO 1 : INTRODUÇÃO

1.1: Aspectos Gerais.....	1
1.2: Proposta do Trabalho.....	3
1.3: Organização do Trabalho.....	4

CAPÍTULO 2 : O CONTROLE DE POTÊNCIA DE CARGAS RESISTIVAS UTILIZANDO GRADADORES

2.1: Introdução.....	7
2.2: Modos Principais de Disparo dos Gradadores..	8
2.3: Disparo por Ângulo de Fase.....	9
2.4: Disparo por Ciclo Integral.....	10
2.5: Considerações.....	11

CAPÍTULO 3 : O CONTROLE POR CICLO INTEGRAL

3.1: O Disparo por Ciclo Integral.....	13
3.2: Propriedades Analíticas das Formas de Onda do Ciclo Integral.....	14
3.3: Subharmônicas da Frequência da Fonte.....	18
3.4: A Componente Harmônica na Frequência da Fonte	19
3.5: Componentes Harmônicas que tem Valor Nulo...	21
3.6: Componentes Subharmônicas da Frequência da Fonte cujas Amplitudes excedem a Componente na Frequência da Fonte.....	23

3.7:	Conteúdo Harmônico para as Formas de Onda do Ciclo Integral.....	24
3.7.1:	Efeito de um aumento no valor de N com T fixo.....	24
3.7.2:	Efeito de um aumento de T com a relação N/T fixa.....	27
3.8:	Análise da Tensão Eficaz na Carga e do Fator de Desvio da Tensão na Carga.....	29
3.9:	Análise da Potência Entregue à Carga para qualquer Valor de N ou T.....	34
3.10:	Análise do Fator de Potência da Carga.....	36
3.11:	Comparações entre o Controle de Disparo por Ciclo Integral e o Controle de Disparo Simétrico por Angulo de Fase.....	38
3.12:	Erros no Medidor de Watt-Hora usado na Medição de Cargas Resistivas Controladas por Ciclo Integral.....	40
3.12.1:	Introdução.....	40
3.12.2:	O medidor de watt-hora e as cargas resistivas controladas por ciclo integral.....	41
3.13:	Considerações.....	48

CAPÍTULO 4 : TÉCNICAS DE CONTROLE DE DISPARO POR CICLO INTEGRAL

4.1:	Introdução.....	49
4.2:	Estudo do Controle por Ciclo Integral usando um Modulador Analógico P W M.....	49
4.2.1:	O modulador analógico PWM.....	51

4.2.2:	O disparador com tensão nula.....	54
4.3:	Estudo do Controle usando um Contador Digital	55
4.3.1:	Vantagens com relação ao modulador P W M.....	55
4.3.2:	Desenvolvimento do contador digital	58
4.4:	Estudo do Controle usando um Circuito Digital Multiplicador de Relação Binária - B R M....	60
4.5:	Comparações entre o uso de um Contador Digital de 6 bits e o uso do B R M.....	62
4.6:	Considerações.....	64

CAPÍTULO 5 : AVALIAÇÃO DO CONTEUDO HARMONICO DA CORRENTE DO CONTADOR DIGITAL E DO BRM

5.1:	Introdução.....	65
5.2:	Conteúdo Harmônico da Corrente para uma Potência Transferida de 12,5% da Potência Máxima.....	66
5.3:	Conteúdo Harmônico da Corrente para uma Potência Transferida de 50% da Potência Máxima.....	69
5.4:	Conteúdo Harmônico da Corrente para uma Potência Transferida de 75% da Potência Máxima.....	72
5.5:	Considerações.....	75

CAPÍTULO 6 : AVALIAÇÃO DO CONTADOR DIGITAL PARA A ESTABILIZAÇÃO DA TEMPERATURA

6.1:	Estratégia de Disparo num modo Monofásico e Síncrono.....	77
6.2:	As Medições de Temperatura com o Protótipo..	84
6.3:	Considerações.....	90

CAPÍTULO 7 : ESTUDO DAS CONFIGURAÇÕES TRIFÁSICAS ENTRE OS GRADADORES E O FORNO

7.1:	Introdução.....	91
7.2:	Análises do Conteúdo Harmônico da Corrente por Simulação para cada uma das Conexões Trifásicas.....	92
7.2.1:	Conexão estrela a quatro condutores	92
7.2.2:	Conexão em triângulo com o ramo controlado.....	101
7.2.3:	Outras conexões trifásicas.....	111
7.3:	Considerações.....	114

CAPÍTULO 8 : APRESENTAÇÃO DO PROTÓTIPO COM ACIONAMENTO MANUAL E AUTOMÁTICO

8.1:	Introdução.....	116
8.2:	Considerações.....	119

CAPÍTULO 9 : COMPARAÇÕES ENTRE A SIMULAÇÃO DIGITAL E OS RESULTADOS EXPERIMENTAIS

9.1:	Introdução.....	120
9.2:	Leituras de Corrente da Conexão Estrela a Quatro Condutores.....	122
9.3:	Leituras de Corrente da Conexão em Triângulo com o Ramo Controlado.....	128
9.4:	Considerações.....	134

CAPÍTULO 10 : CONCLUSÕES..... 135

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	137
---------------------------------	-----

APÊNDICE I - ANÁLISE ATRAVÉS DA SÉRIE DE FOURIER DE
UMA FORMA DE ONDA COM CONTROLE DE DISPARO
POR CICLO INTEGRAL

AI.1: Introdução.....	140
AI.2: Uma outra análise com alteração da origem...	152

APÊNDICE II - ANÁLISE DO VALOR EFICAZ DA TENSÃO NA
CARGA EM FUNÇÃO DO VALOR EFICAZ DA
TENSÃO DA FONTE.....

	156
--	-----

APÊNDICE III - DESENVOLVIMENTO DO PROGRAMA SIMULADOR PARA
ANÁLISE DO CONTEÚDO HARMÔNICO

AIII.1: Introdução.....	158
AIII.2: Um programa simulador utilizando uma Transformada Rápida de Fourier.....	161

NOMENCLATURA

a_0	= coeficiente de Fourier, de ordem zero.
a_n, b_n, c_n	= coeficientes de Fourier, para a n ésima harmônica.
n	= ordem da harmônica.
t	= tempo, s.
i_S	= corrente instantânea da carga para $N = T, A$.
$I_{S \text{ máx.}}$	= corrente máxima da carga para $N = T, A$.
I_S	= corrente eficaz da carga para $N = T, A$.
v_S	= tensão instantânea da fonte, V.
$V_{S \text{ máx.}}$	= tensão máxima da fonte, V.
V_S	= tensão eficaz da fonte, V.
ω_S	= frequência angular da fonte, rad/s.
f_S	= frequência da fonte, Hz.
i_L	= corrente instantânea da carga, A.
$I_{L \text{ máx.}}$	= corrente máxima da carga, A.
I_L	= corrente eficaz da carga, A.
$I_{n \text{ máx}}$	= corrente máxima da n ésima harmônica, da corrente da carga, A.
I_n	= corrente eficaz da n ésima harmônica, da corrente da carga, A.
$I_{T \text{ máx.}}$	= corrente máxima da componente harmônica, na frequência da fonte, A.
I_T	= corrente eficaz da componente harmônica, na frequência da fonte, A.
I_h	= corrente eficaz resultante, das componentes harmônicas da corrente da carga, descontada a componente harmônica na frequência da fonte, A.

$$I_h = \left[\left(\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2 \right) - I_T^2 \right]^{1/2}$$

- V_L = tensão instantânea na carga, V.
- $V_{L \text{ máx.}}$ = tensão máxima na carga, V.
- V_L = tensão eficaz na carga, V.
- $V_n \text{ máx.}$ = tensão máxima da enésima harmônica, da tensão na carga, V.
- V_n = tensão eficaz da enésima harmônica da tensão na carga, V.
- $V_T \text{ máx.}$ = tensão máxima da componente harmônica da tensão na carga
- V_T = tensão eficaz da componente harmônica da tensão na carga, na frequência da fonte, V.
- V_h = tensão eficaz resultante das componentes harmônicas da tensão na carga, descontada a componente da frequência da fonte, V.
- $$V_h = \left[\left(\sum_{n=1}^{\infty} V_n^2 \right) - V_T^2 \right]^{1/2}$$
- T = número total de ciclos de duração de cada período do controle por ciclo integral (ciclos "ON + OFF"), em ciclos da tensão da fonte.
- N = número de ciclos de condução em cada período de controle (ciclos "ON"), em ciclos da tensão da fonte.
- R = resistência da carga, Ω .
- P_L = potência ativa, solicitada pela carga, W.
- P_S = potência aparente, solicitada pela carga, VA.
- F.P. = fator de potência da carga.

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

1.1. ASPECTOS GERAIS

O advento dos dispositivos de chaveamento por semicondutores e suas vantagens associadas de alta velocidade de operação e alta eficiência têm feito a variação da potência entregue a uma carga, através de dispositivos semicondutores, ser uma econômica alternativa, se comparada com as formas tradicionais de variação de tensão, utilizando-se transformadores, reatores saturados ou chaveamento por contadores eletromecânicos.

Desta maneira, cargas como fornos elétricos a resistência, utilizados em indústrias (como processos de sinterização em indústrias de metalurgia do pó), estão tendo, atualmente, seus controles de potência substituídos, de contadores eletromecânicos para gradadores tiristorizados. Normalmente, em sistemas de tratamento térmico como o citado acima, utilizam-se fornos de potência da ordem de dezenas a centenas de quilowatts.

Com esta mudança, ganhou-se maior precisão e versatilidade no controle.

O diagrama de blocos típico de um forno elétrico a resistência, com controle automático da temperatura de precisão, é mostrado na Figura 1.1.

De acordo com este diagrama de blocos, a partir de uma rede de alimentação trifásica (utilizando-se ou não o neutro), pode-se controlar a potência a ser consumida pelo forno,

através de gradadores tiristorizados, de modo a manter a temperatura do forno controlada dentro de um valor programado.

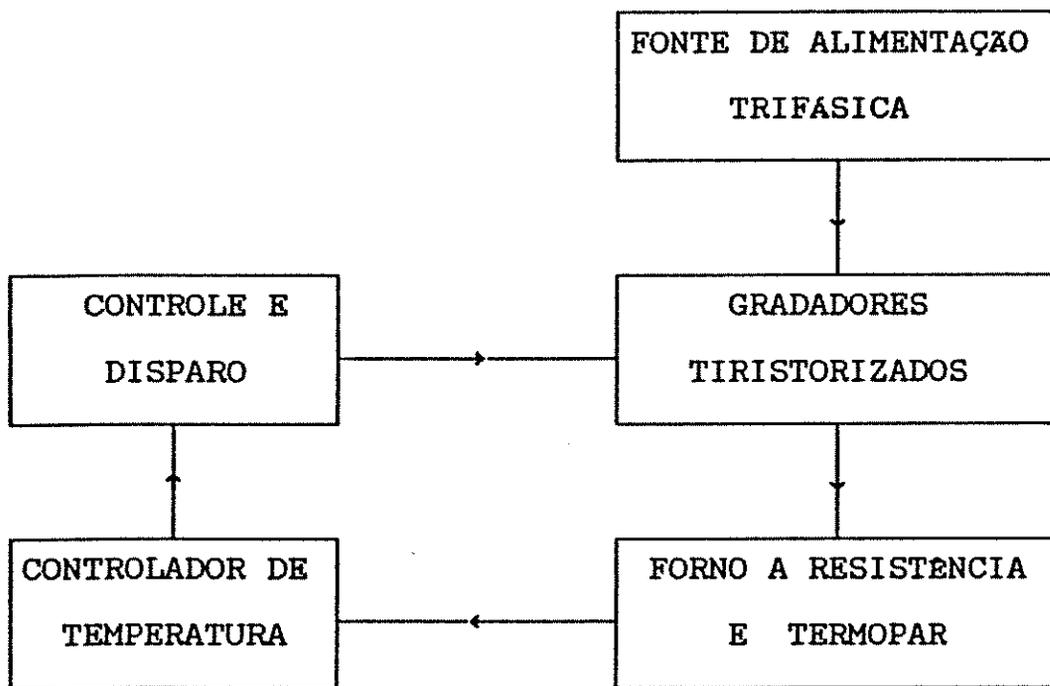


Figura 1.1 - Controle de temperatura de precisão por gradadores.

1.2. PROPOSTA DO TRABALHO

A iniciativa de se estudar fornos elétricos a resistência acionados por gradadores por ciclo integral surgiu do contato com um forno industrial deste tipo , com controle através de um modulador analógico P W M e potência da ordem de 50 kw.

O referido equipamento é usado em uma indústria de metalurgia do pó no processo de tratamento térmico denominado de sinterização.

Partindo-se então das observações efetuadas na sua operação, das suas características particulares de funcionamento e da pouca literatura a nível nacional disponível sobre o assunto, tomou-se a decisão de desenvolver-se esta Tese.

Desta forma, neste trabalho, pretende-se estudar o controle de disparo por ciclo integral, utilizando-se um modulador PWM, um contador digital e um multiplicador de relação binária (BRM), para a variação e o controle dos números de ciclos de condução e de extinção dos tiristores, aplicado a um forno a resistências.

Serão analisados os efeitos da variação do número de ciclos de controle (ciclos "ON" + ciclos "OFF"), no conteúdo harmônico gerado nas correntes ou tensões de sistema, bem como as melhores conexões trifásicas possíveis neste tipo de controle.

Para isto, desenvolveu-se uma Rotina Computacional que possibilitou a avaliação por simulações, do conteúdo harmônico da corrente consumida pelo sistema, em qualquer conexão desejada e para qualquer nível de potência transferida .

Todo o funcionamento do sistema, rede, gradadores, resistências e controle, será estudado analiticamente e serão efetuadas comparações com os protótipos experimentais.

Os protótipos montados possuem versatilidade para alterações nas conexões, no número de ciclos de controle ou no circuito de comando (PWM, contador digital ou BRM).

Devido, então, a todas estas possibilidades de combinações existentes para o funcionamento do sistema, situa-se o forno como uma " carga especial ", para o sistema de alimentação.

Assim, como " carga especial ", estudaram-se os distúrbios e as características de funcionamento do forno elétrico a resistência trifásico, com acionamento por gradadores e controle por ciclo integral, bem como o impacto da conexão do mesmo ao sistema de alimentação.

De modo a otimizar a sua operação, foi construído um controle digital de modo monofásico síncrono, para o disparo dos gradadores e observou-se o desempenho do protótipo através de leituras do conteúdo harmônico da corrente com um analisador de espectro.

Observações também foram efetuadas com relação à estabilização da temperatura do forno, quando da operação do protótipo em um sistema em malha fechada utilizando um controlador de processos, de acordo com o diagrama de blocos da Figura 1.1, obtendo-se então bons resultados no controle de precisão da temperatura do forno.

1.3. ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

No capítulo 2, aborda-se algumas das características dos dois métodos mais usuais de disparo de gradadores para o acionamento de cargas resistivas que são, o disparo simétrico por ângulo de fase e o disparo por ciclo integral objeto deste trabalho.

No capítulo 3, estuda-se as propriedades analíticas do controle por ciclo integral, destacando-se a importância dos valores escolhidos para os parâmetros N e T no conteúdo harmônico da tensão (ou corrente) da carga, bem como no fator de potência.

Devido a sua importância e atualidade inclui-se neste capítulo, um estudo de A. E. Emanuel [10], que trata dos erros no medidor de watt-hora usado na medição de cargas resistivas controladas por ciclo integral.

No capítulo 4 analisa-se técnicas de controle de disparo por ciclo integral, destacando-se uma analógica utilizando um modulador PWM e duas digitais.

A inclusão do estudo do modulador PWM, deve-se ao fato de ser esta uma técnica bastante utilizada em sistemas industriais atualmente em operação.

No capítulo 5 estuda-se por simulações, o conteúdo harmônico da corrente em função do nível de potência transferida para um controle utilizando técnicas digitais, considerando-se três níveis distintos; 12.5%, 50% e 75 % da potência máxima.

No capítulo 6, avaliou-se a estabilização da temperatura de um pequeno forno trifásico, acionado por gradadores por ciclo integral com contadores digitais de 8, 64 e 256 ciclos, através de medições de temperatura efetuadas no protótipo.

Como existem várias possibilidades de conexões entre os gradadores e o forno trifásico, no capítulo 7 analisou-se sob o ponto de vista do conteúdo harmônico da corrente, as melhores conexões trifásicas para o sistema.

No capítulo 8, apresentou-se as características principais da placa de acionamento desenvolvida.

Com ela foi possível acionar-se o sistema gradador-forno em malha fechada para as leituras de temperatura no protótipo e em malha aberta, onde era imposto um desejado nível de potência transferida para o forno, para as medições através de um analisador de espectro do conteúdo harmônico da corrente.

Escolhida as conexões trifásicas estrela a quatro condutores e triângulo com o ramo controlado, no capítulo 9 efetuou-se comparações entre a simulação digital e os resultados experimentais das leituras de corrente realizadas com um analisador de espectro

No capítulo 10, apresenta-se conclusões obtidas sobre esta técnica de controle por ciclo integral aplicada a um forno elétrico a resistências, bem como sugestões para trabalhos futuros.

CAPÍTULO 2

O CONTROLE DE POTÊNCIA DE CARGAS RESISTIVAS
UTILIZANDO GRADADORES

2.1. INTRODUÇÃO

Cargas elétricas resistivas como, por exemplo, fornos elétricos a resistência, podem ter a sua potência controlada através do ajuste da tensão aplicada à carga, usando um par de tiristores em anti-paralelo, configuração esta denominada de gradador.

Os gradadores ou controladores de C.A., são conversores estáticos, destinados a variar o valor eficaz da tensão alternada entregue a uma carga e, desta forma, controlar a sua potência.

A configuração básica, é mostrada na Figura 2.1.

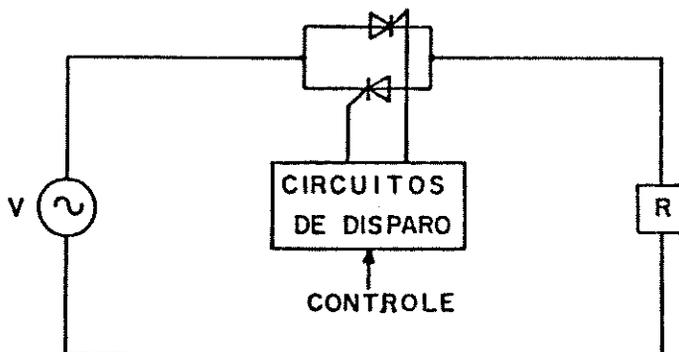


Figura 2.1 - Circuito monofásico básico.

Quando a potência da carga a ser controlada for baixa, o par de "SCR's", pode ser substituídos por um "triac". o que pode implicar em uma economia no circuito de disparo, que com este tipo de componente se torna mais simples.

Assim, através do controle do circuito de disparo dos tiristores, pode-se controlar a potência entregue à carga.

2.2. MODOS PRINCIPAIS DE DISPARO DOS GRADADORES

Para o controle de funcionamento do gradador, dois modos principais de disparo dos semicondutores podem ser usados:

(a) Disparo simétrico por ângulo de fase, onde cada tiristor é chaveado sincronamente no mesmo ponto, em relação à sua tensão de anodo;

(b) Disparo por ciclo integral (ciclos inteiros), onde um número completo de ciclos de condução é seguido por um número completo de ciclos de extinção. Aqui, cada tiristor somente é gatilhado quando a sua tensão de anodo passa por zero.

Algumas propriedades para acionamento de cargas resistivas, serão analisadas, tais como:

- conteúdo harmônico da corrente da carga;
- fator de potência da carga;
- distorção harmônica da tensão da carga;
- potência entregue à carga;
- melhores conexões trifásicas.

Estas propriedades serão analisadas em função da relação entre o número de ciclos de condução e o número de ciclos de controle, particularmente para o ciclo integral.

2.3. DISPARO POR ANGULO DE FASE

No controle de fase, o ângulo a partir do qual os "SCR's" começam a conduzir é comandado por um sinal de controle, permitindo assim um controle contínuo do valor eficaz da tensão na carga.

Cada tiristor é chaveado no mesmo ponto, em relação ao ciclo da tensão de anodo e a onda da tensão na carga (resistiva) tem a forma simétrica de uma senóide, porém, com a remoção de "pedaços", verticais (Figura 2.2).

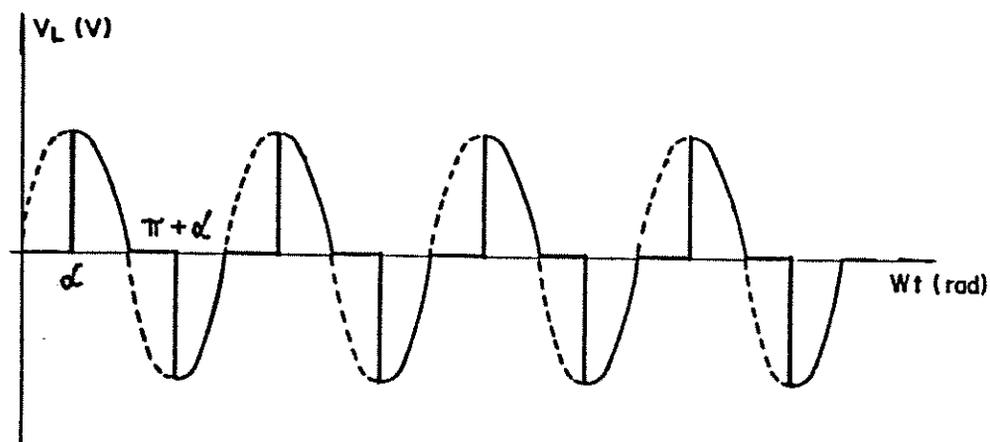


Figura 2.2 - Forma de onda típica da tensão na carga, com disparo simétrico e $\alpha = 90^\circ$.

Com carga resistiva, as formas de onda da tensão e da corrente são senóides idênticas e periódicas como a tensão da fonte.

Caso houvesse a presença de uma indutância em série com a resistência da carga, a corrente iria sofrer um "alisamento" e, então, assumir uma forma diferente daquela da tensão na carga.

Cargas controladas por tiristores, com disparo simétrico por ângulo de fase, tem formas de onda da corrente e tensão cujo espectro de Fourier contém apenas harmônicos ímpares e múltiplos da frequência da fonte.

As características deste modo de disparo são bastante conhecidas [1] e foram amplamente estudadas na literatura.

2.4. DISPARO POR CICLO INTEGRAL

No controle por ciclo integral, também chamado "tudo ou nada", "ON OFF", "burst-firing", ou "zero voltage switching", os tiristores atuam como simples chaves que conectam a carga à fonte de C.A, por um determinado número de ciclos, de acordo com um sinal de controle.

Assim, um número completo de ciclos de condução é seguido por um intervalo de extinção equivalente aos números seguintes de senóides completas do período de controle.

Um exemplo particular é mostrado na Figura 2.3, para um período de controle T , representando o tempo "ON + OFF" de 3 ciclos da fonte e com um período ativo de condução N de 2 ciclos.

Este modo de condução resulta em uma potência transferida de $2/3$ da potência máxima, para uma carga resistiva.

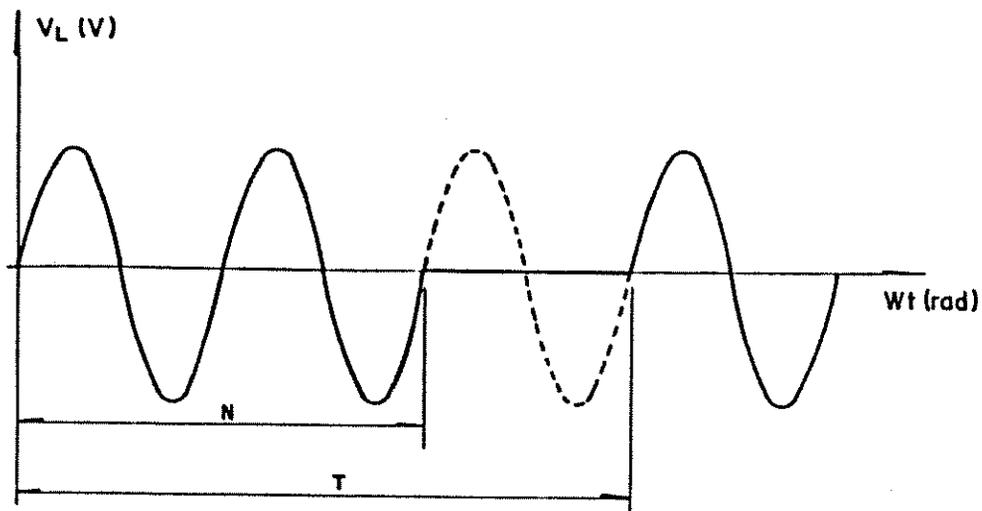


Figura 2.3 - Forma de onda típica da tensão na carga, obtida com o disparo por ciclo integral, do circuito da Figura 2.1. Carga resistiva, período de controle $T = 3$ e período de condução $N = 2$ ciclos da fonte.

Na forma de onda do ciclo integral, é possível encontrar subharmônicas da ordem de $1/T$ vezes a frequência da fonte.

Dependendo da relação N/T e do valor de T , a amplitude de certas subharmônicas pode exceder a amplitude da componente harmônica na frequência da fonte.

2.5. CONSIDERAÇÕES

No controle por ciclo integral a potência entregue à carga tem uma variação discreta, que depende da relação N/T (ou ciclo de trabalho).

Assim, uma melhor resolução do controle será obtida quanto maior for o valor de T .

Já para o controle simétrico por ângulo de fase, pode-se obter um controle contínuo da potência transferida para a carga.

Com relação ao conteúdo harmônico da tensão da carga no item 3.11 do capítulo 3, poderá observar-se a praticamente inexistência de geração de rádio-interferências no controle por ciclo integral comparativamente ao controle por ângulo de fase.

CAPÍTULO 3

O CONTROLE POR CICLO INTEGRAL

3.1. O DISPARO POR CICLO INTEGRAL

O controle de disparo por ciclo integral caracteriza-se por permitir ciclos completos de corrente para a carga, seguidos de ciclos completos de extinção [2] .

Este tipo de controle de disparo pode também ser chamado de "burst-firing", controle "ON +OFF", ou devido ao fato dos disparos ocorrerem sempre a tensão nula "zero voltage switching" (Z.V.S.).

O número de ciclos de controle T tem o seu valor relacionado com a dinâmica do sistema a ser controlado e quanto maior o seu valor, melhor será a resolução do controle ($1/T$).

O número N de ciclos da fonte, nos quais a carga permanece conectada à fonte, pode ser variado de 0 até T , e a relação N/T , pode ser chamada de ciclo de trabalho da carga.

Como o valor de T é um número finito de ciclos da tensão da fonte, este sistema de disparo apresenta um controle discreto da potência fornecida à carga.

A aplicação mais usual do controle por ciclo integral é o acionamento de fornos elétricos a resistência [3], carga esta que apresenta propriedades dinâmicas inerentes à sua natureza de elevada inércia térmica, quando comparada aos tempos do sinal de alimentação.

3.2. PROPRIEDADES ANALÍTICAS DAS FORMAS DE ONDA DO CICLO INTEGRAL

A forma de onda da tensão da carga, do circuito da Fig. 2.1, é a mesma da corrente (carga resistiva) e pode ser, por exemplo, a dada pela Figura 3.1.

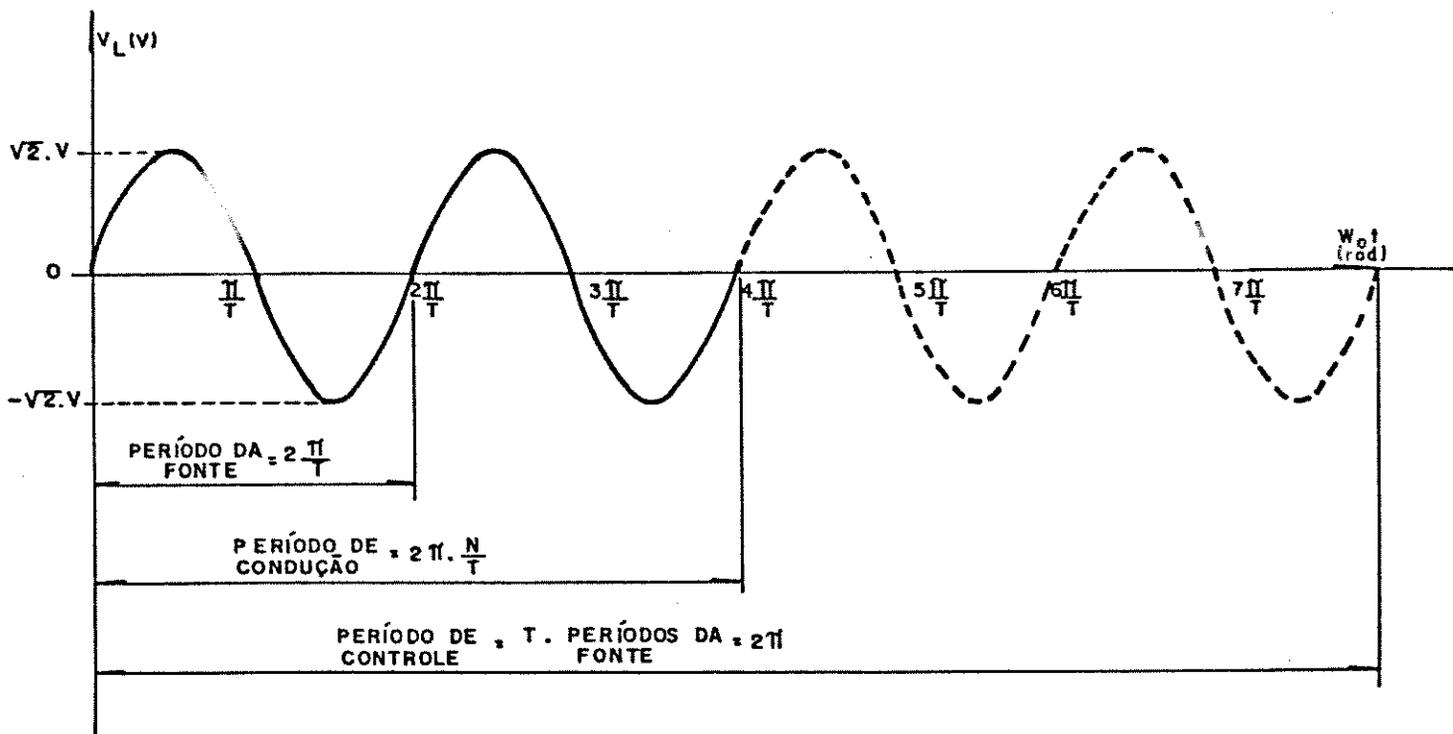


Figura 3.1 - Forma de onda da tensão (ou da corrente) na carga, para um controle por ciclo integral, com carga resistiva e $N = 2$ e $T = 4$ ciclos da fonte.

Desta maneira, a forma de onda da Figura 3.1 é periódica, com período igual a T ciclos da fonte.

Pode-se então expressar v_L , durante um período de controle T, por:

$$v_L = \begin{cases} \sqrt{2} \cdot V_s \cdot \text{sen}(T \cdot \omega_o \cdot t) & \text{para } 0 < t \leq 2\pi (N/T) \\ 0 & \text{para } 2\pi (N/T) < t \leq 2\pi \end{cases} \quad (3.1)$$

onde $\sqrt{2} \cdot V_s$, é o valor máximo da tensão da carga e :

$$\omega_o = \frac{\omega_s}{T} = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_s}{T} \quad (3.2)$$

onde f_s é a frequência da fonte de alimentação.

Partindo-se da Figura 3.2, pode-se calcular os coeficientes de Fourier (apêndice I) para a equação (3.1), como :

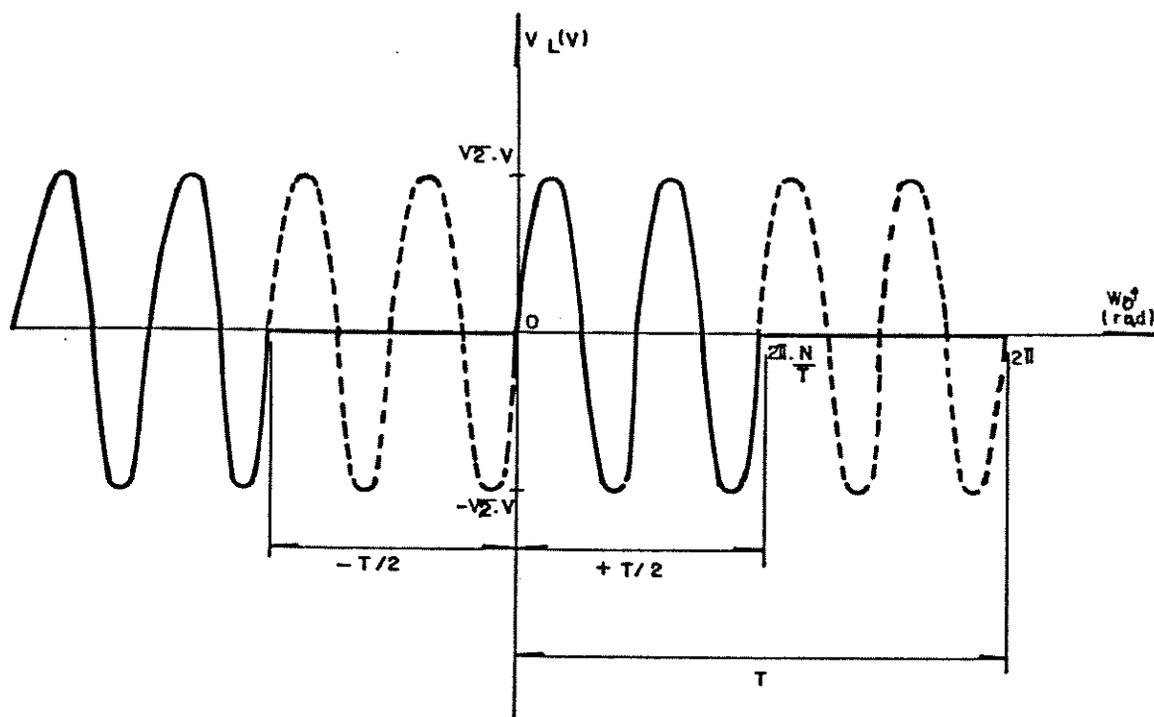


Figura 3.2 - Forma de onda da tensão na carga, para análise de Fourier, com $N = 2$ e $T = 4$ ciclos da fonte.

$$a_0 = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{2\pi(N/T)} v_L(\omega_0 \cdot t) \cdot d(\omega_0 \cdot t) = 0 \quad (3.3)$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{2\pi(N/T)} v_L(\omega_0 \cdot t) \cdot \cos(n \cdot \omega_0 \cdot t) \cdot d(\omega_0 \cdot t) \quad (3.4)$$

$$a_n = \frac{\sqrt{2} \cdot V_s}{\pi} \cdot \left[\frac{T}{(T^2 - n^2)} \right] \cdot \left[1 - \cos\left(2\pi \cdot n \cdot \frac{N}{T}\right) \right] \quad (3.5)$$

(apêndice I, equação AI.18)

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi(N/T)} v_L(\omega_0 \cdot t) \cdot \text{sen}(n \cdot \omega_0 \cdot t) \cdot d(\omega_0 \cdot t) \quad (3.6)$$

$$b_n = \frac{\sqrt{2} \cdot V_s}{2\pi} \cdot \left[\frac{T}{(T^2 - n^2)} \right] \cdot \left[-\text{sen}\left(2\pi \cdot n \cdot \frac{N}{T}\right) \right] \quad (3.7)$$

(apêndice I, equação AI.26)

para $n \neq T$.

A amplitude c_n da n ésima harmônica, para $n \neq T$, pode ser determinada por:

$$c_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \quad (3.8)$$

$$c_n = \frac{\sqrt{2} \cdot V_s \cdot T}{\pi \cdot (T^2 - n^2)} \cdot 2 \cdot \text{sen} \left[\frac{n \cdot \pi \cdot N}{T} \right] \quad (3.9)$$

(apêndice I, equação AI.32)

O ângulo ϕ_n , entre a tensão da fonte e a n ésima harmônica da corrente, é dado por:

$$\phi_n = \text{tag}^{-1} \frac{a_n}{b_n} \quad (3.10)$$

Substituindo-se as equações (3.5) e (3.7), na equação (3.10), tem-se :

$$\phi_n = \pi - \frac{\pi \cdot n \cdot N}{T}, \text{ para } n < T \quad (3.11)$$

e

$$\phi_n = \frac{\pi \cdot n \cdot N}{T} - \pi, \text{ para } n > T \quad (3.12)$$

e sendo que $n = T$ significa a componente harmônica na frequência da fonte, estudada no item 3.4.

3.3. SUBHARMONICAS DA FREQUENCIA DA FONTE ($1 \leq n < T$)

Diferentemente do controle de disparo simétrico por ângulo de fase, as formas de onda obtidas no controle por ciclo integral possuem componentes subharmônicas da frequência da fonte, ou seja, harmônicas de ordem n menores que T (com frequências inferiores à frequência f_s da fonte).

Portanto neste trabalho, todas as componentes harmônicas com frequências inferiores à frequência da fonte de alimentação f_s , serão denominadas subharmônicas.

O caso $n = 1$, nas equações (3.5) e (3.7) , representa a 1ª subharmônica da frequência da fonte existente, a qual é, a menor harmônica que irá ocorrer e a componente fundamental neste tipo de acionamento.

Para a Figura 3.2, por exemplo, a menor subharmônica da tensão, tem um quarto da frequência da fonte (15 Hz, para $f_s = 60$ Hz), desde que $T = 4$.

A subharmônica de frequência $(1/T) \cdot f_s$ não é, necessariamente, a harmônica de maior amplitude, o que poderá ser observado em uma próxima seção.

Assim, podem ocorrer situações, nas quais, uma determinada subharmônica tem uma amplitude que excede o valor da componente da frequência da fonte.

Deve-se, então, escolher de maneira cuidadosa o período de controle T , de modo a se evitar ressonâncias das subharmônicas na fonte de alimentação do sistema, bem como evitar as frequências naturais de cargas, como motores, por exemplo.

Pode-se, assim, determinar a frequência da enésima harmônica pela seguinte expressão:

$$f_n = n \cdot \frac{f_s}{T} \quad (3.13)$$

onde n é a ordem da enésima harmônica .

3.4. A COMPONENTE HARMÔNICA NA FREQUENCIA DA FONTE ($n = T$)

A condição $n = T$ representa a harmônica na frequência da fonte e constitui um caso especial, onde as equações (3.5) e (3.7) são indeterminadas.

Por outro lado, fazendo $n = T$ nas equações iniciais (3.4) e (3.6), pode-se obter:

$$a_{n=T} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi(N/T)} v_L(\omega_o \cdot t) \cdot \cos(T \cdot \omega_o \cdot t) \cdot d\omega_o t \quad (3.14)$$

$$a_{n=T} = \frac{\sqrt{2} \cdot V_s}{4\pi \cdot T} \cdot \left[-\cos(2 \cdot T \cdot \omega_o \cdot t) \right]_0^{2\pi(N/T)} = 0 \quad (3.15)$$

$$b_{n=T} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi(N/T)} v_L(\omega_o \cdot t) \cdot \sen(T \cdot \omega_o \cdot t) \cdot d\omega_o t \quad (3.16)$$

$$b_{n=T} = \frac{\sqrt{2} \cdot V_S}{4\pi \cdot T} \left[2\pi \cdot \frac{N}{T} \right] \quad (3.17)$$

$$b_{n=T} = \sqrt{2} \cdot V_S \cdot \frac{N}{T} \quad (3.18)$$

A amplitude $c_{n=T}$, da componente harmônica na frequência da fonte, será dada por:

$$c_{n=T} = \sqrt{2} \cdot V_S \cdot \frac{N}{T} \quad (3.19)$$

(apêndice I, equação AI.46)

Assim, como $a_{n=T} = 0$, a componente harmônica na frequência da fonte está sempre em fase no tempo com a tensão da fonte de alimentação.

Deve-se observar, no entanto, que isto não significa que um sistema com carga resistiva, acionado por ciclo integral, opere com o fator de potência unitário.

Isto pode ser justificado pelo fato de que para parte do ciclo de controle, não existe corrente consumida da fonte.

Para a forma de onda da Figura 3.2, a tensão harmônica na frequência da fonte, calculada pela equação (3.19), vale 1/2 do correspondente valor senoidal da tensão da fonte.

Deve-se notar que a amplitude da componente harmônica, na frequência da fonte, é proporcional ao número de ciclos de condução.

3.5. COMPONENTES HARMÔNICAS QUE TEM VALOR NULO

Para determinados valores de N e T , pode-se observar que algumas componentes harmônicas possuem amplitudes nulas.

Através da equação (3.9) e considerando-se $n \neq T$, pode-se notar que esta afirmativa é verdadeira sempre que $n.N/T$ for um número inteiro qualquer.

Como consequência, o termo $\text{sen} \left[\frac{n \cdot \pi \cdot N}{T} \right]$ se anula e sendo $N/T \leq 1$, c_n será nulo para determinados valores de $n > 1$.

Em particular, $\text{sen} \left[\frac{n \cdot \pi \cdot N}{T} \right]$ se anula para:

$$n = \frac{K \cdot T}{N} \quad (3.20)$$

onde $K = 1, 2, 3, \dots$ (K inteiro e positivo)

Assim, para o exemplo da Figura 3.2, com $T = 4$ e $N = 2$, tem-se, através da equação (3.20), harmônicas de valor nulo para $n = 2, 6, 8, \dots$ etc.

Para outros valores de N e T , certos valores de K levariam a equação (3.20), a resultados fracionários e inadmissíveis para n .

O conteúdo harmônico, para $N = 2$ e $T = 4$, pode ser visto na Figura 3.3, com $v = 127 \text{ V}_{\text{rms}}$, $R = 1 \Omega$ e $f = 60 \text{ Hz}$.

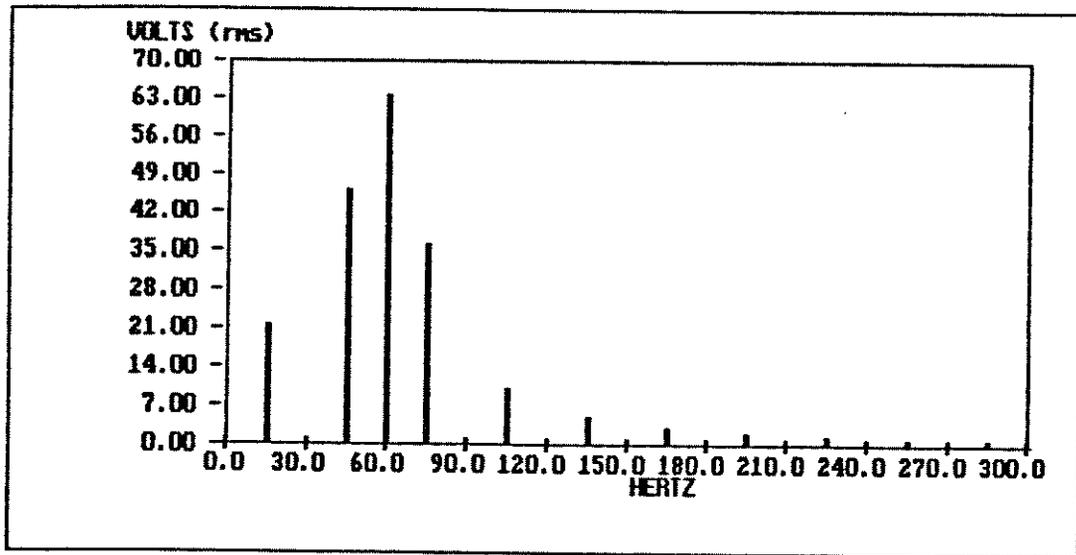


Figura 3.3 - Tensão harmônica na carga, para o controle por ciclo integral, com $N = 2$ e $T = 4$.

3.6. COMPONENTES SUBHARMÔNICAS DA FREQUÊNCIA DA FONTE CUJAS AMPLITUDES EXCEDEM A COMPONENTE NA FREQUÊNCIA DA FONTE

Certas relações de N/T dão origem a subharmônicas, as quais possuem amplitudes maiores que a amplitude da componente na frequência da fonte.

Seja, por exemplo, o circuito mostrado na Figura 2.1, com $v = 127 \text{ V}_{\text{rms}}$, $R = 1 \ \Omega$ e $f = 60 \text{ Hz}$, valores estes adotados para as análises da forma de onda.

Pode-se observar o conteúdo harmônico da tensão na carga, pela Figura 3.4.

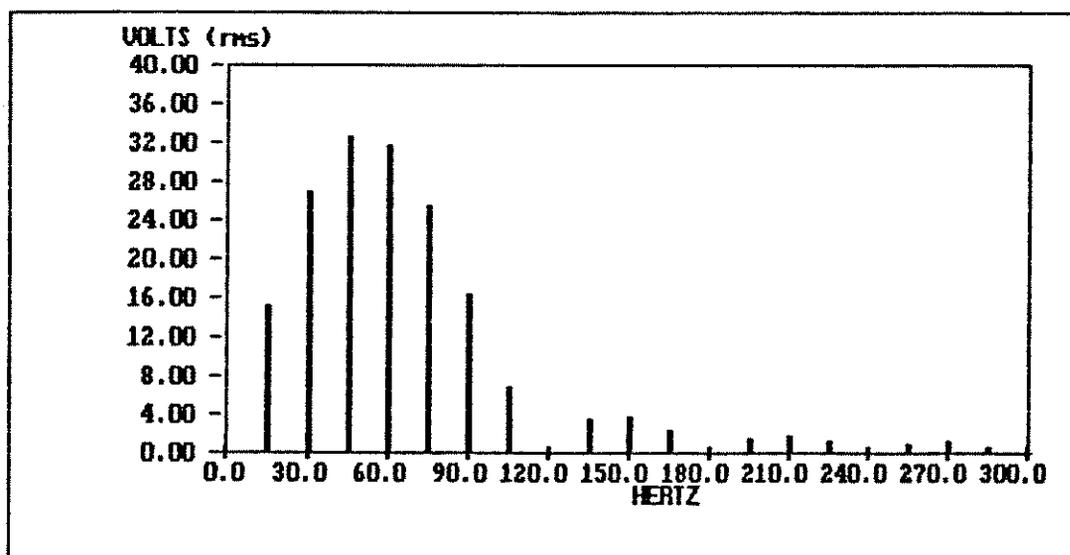


Figura 3.4 - Conteúdo harmônico para uma forma de onda por ciclo integral, com $T = 4$ e $N = 1$.

A amplitude da harmônica para $n = 3$ (45 Hz) excede a amplitude da componente harmônica na frequência da fonte $n = T$ (60 Hz).

Assim, através das equações (3.9) e (3.19), pode-se verificar que isto ocorrerá, quando:

$$\left| \frac{2.T}{\pi \cdot (T^2 - n^2)} \right| \cdot \left| \text{sen} \left[\frac{n \cdot \pi \cdot N}{T} \right] \right| > \frac{N}{T} \quad (3.21)$$

Uma condição necessária para que a desigualdade (3.21) seja verdadeira é que $n < T$.

Isto foi comprovado para os valores de $T = 8, 64$ e 256 usados como paradigma neste trabalho.

Portanto, somente as subharmônicas da frequência da fonte podem ter uma componente particular cuja amplitude exceda a da componente na frequência da fonte.

Desta forma, as componentes harmônicas de frequências superiores à da fonte possuirão sempre amplitudes inferiores à da frequência da fonte.

3.7. CONTEUDO HARMONICO PARA AS FORMAS DE ONDA DO CICLO INTEGRAL

3.7.1. EFEITO DE UM AUMENTO NO VALOR DE N COM T FIXO

Quando $N \ll T$, o conteúdo harmônico tende a se estender como uma faixa em torno da harmônica na frequência da fonte, conforme pode-se notar na Figura 3.5(a) com $N = 1$ e $T = 8$.

A menor subharmônica, é de frequência $1/8$ da frequência da fonte e várias outras subharmônicas excedem a amplitude da componente na frequência da fonte ($n = T = 8$).

Pelas Figuras 3.5 (a), (b), (c) e (d), pode-se notar que para um aumento de N , com T fixo, a harmônica na frequência da fonte aumenta proporcionalmente ao valor de N (equação 3.19), já as harmônicas $n \neq T$ variam de acordo com $\text{sen} \left[\frac{n \cdot \pi \cdot N}{T} \right]$ (equação 3.9).

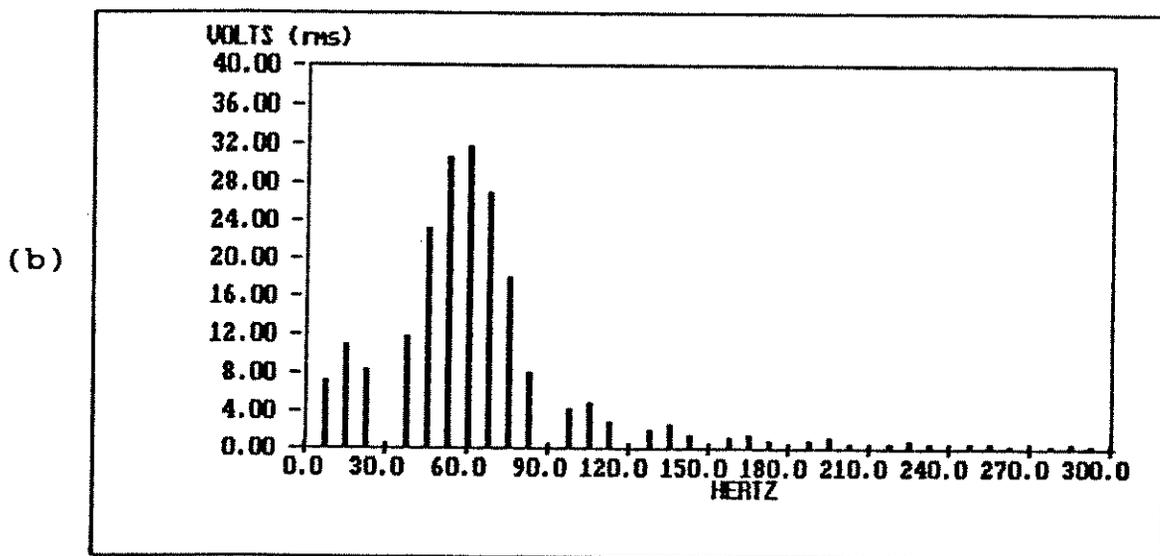
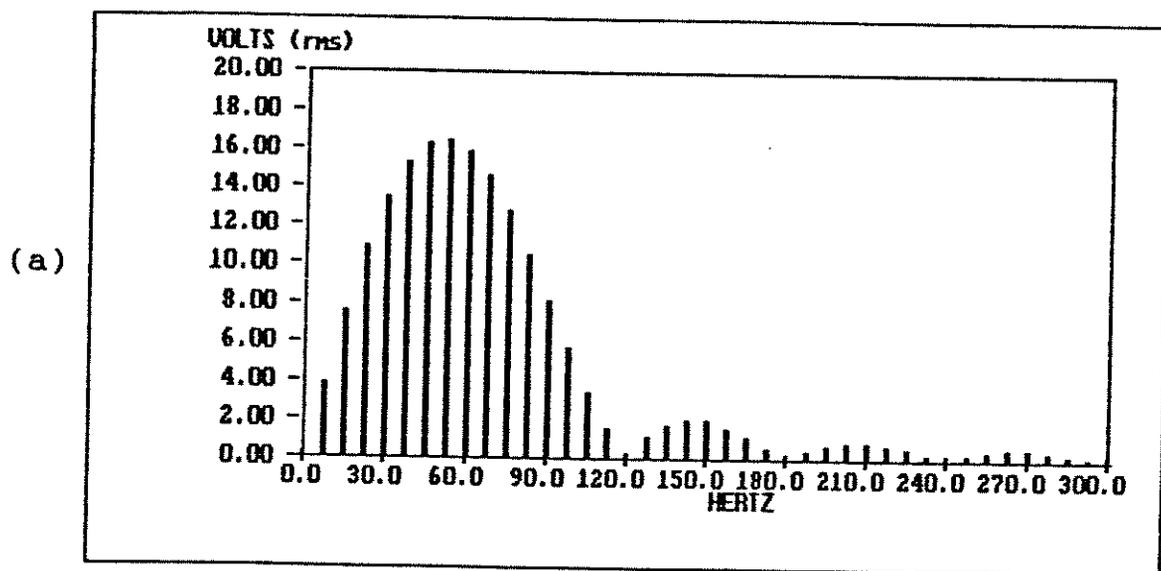


Figura 3.5 - Conteúdo harmônico para a forma de onda por ciclo integral, para $T = 8$; (a) $N = 1$ e (b) $N = 2$.

Assim, para um aumento de N , o conteúdo harmônico vai se estreitando em torno da frequência da fonte, até que, para $N = T$, a banda desaparece completamente, deixando o conteúdo harmônico constituído somente da componente na frequência da fonte.

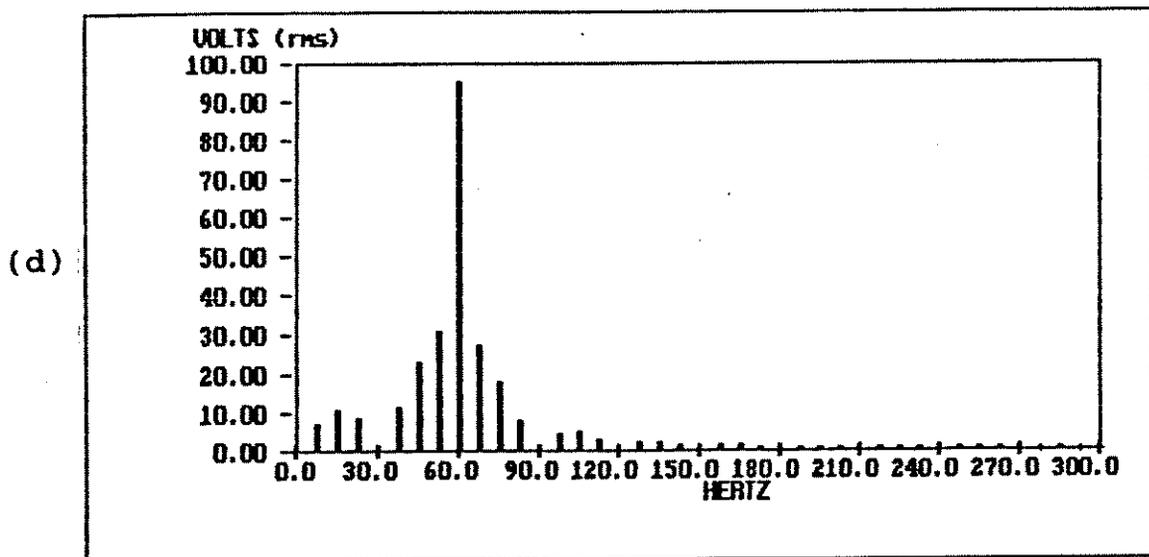
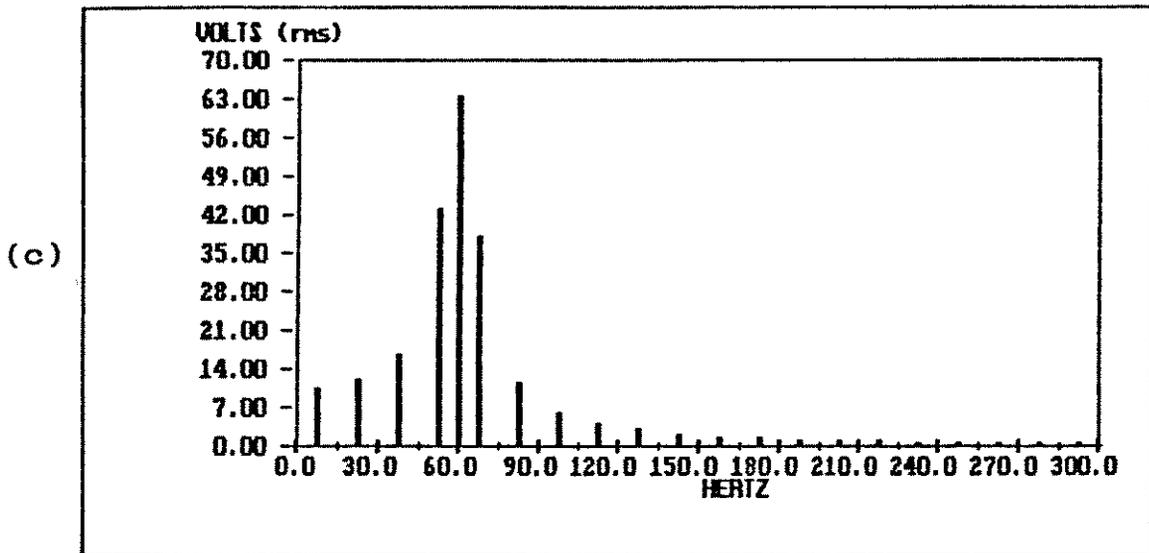


Figura 3.5 - Conteúdo harmônico para a forma de onda por ciclo integral, para $T = 8$; (c) $N = 4$ e (d) $N = 6$.

3.7.2. EFEITO DE UM AUMENTO DE T COM A RELAÇÃO N/T FIXA

Quando a relação N/T é constante, a tensão harmônica na frequência da fonte é também (equação 3.19) constante. A Figura 3.6, mostra o conteúdo harmônico para $N/T = 1/2$.

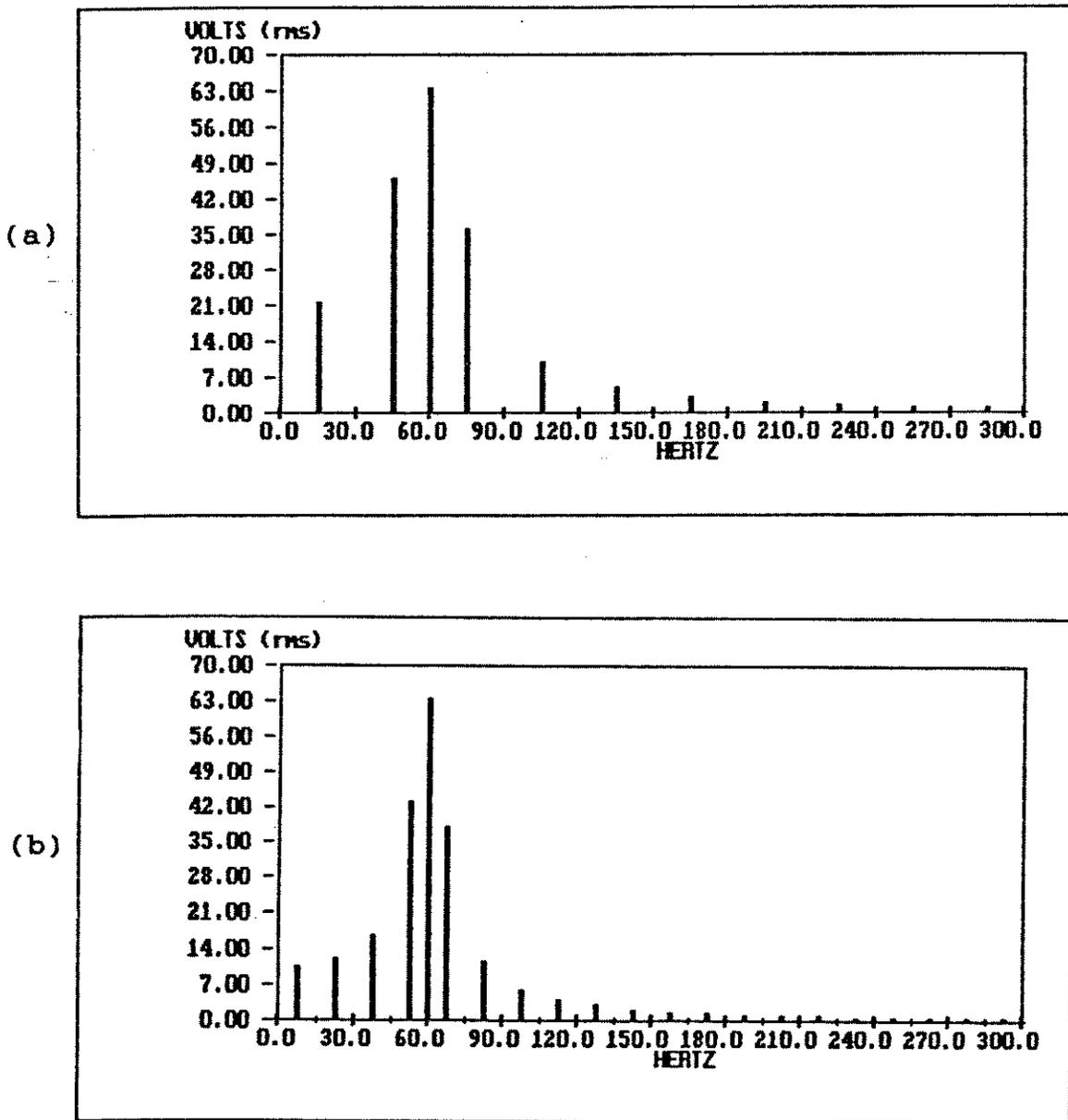


Figura 3.6 - Conteúdo harmônico para a forma de onda por ciclo integral, para relação N/T fixa e igual a $1/2$.

(a) $T = 4$ e (b) $T = 8$.

Conforme as Figuras 3.6 (a), (b), (c) e (d), pode-se observar o estreitamento do conteúdo harmônico em torno da frequência da fonte, com o aumento no valor de T (relação N/T fixa). Isto possibilita uma eliminação seletiva de certas harmônicas e subharmônicas, através da escolha de valores apropriados para T .

Em sistemas industriais, normalmente usa-se T com valor próximo ou superior a 60, isto corresponde a um período igual ou superior a 1 segundo em 60 Hz .

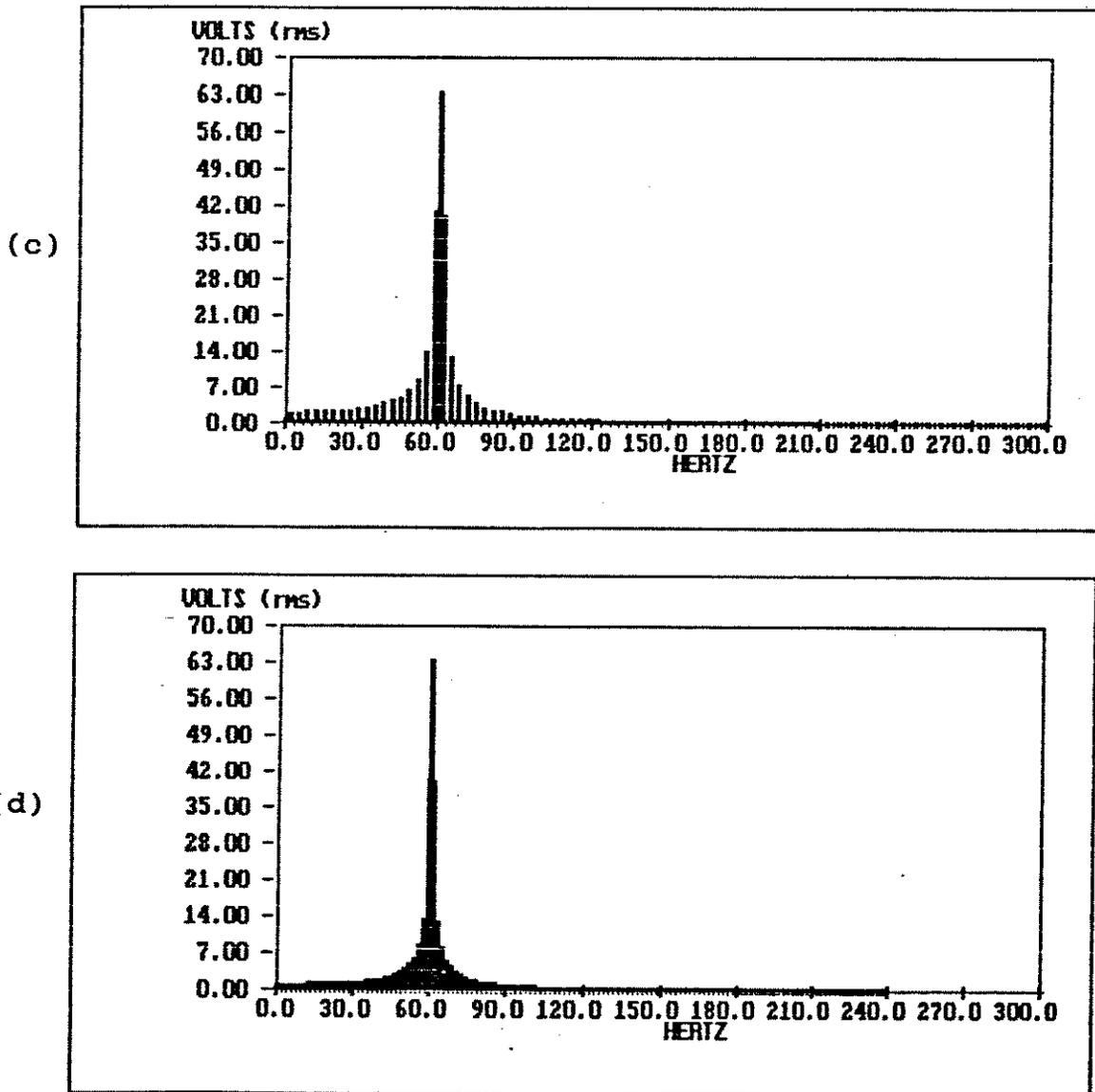


Figura 3.6 - Conteúdo harmônico para a forma de onda por ciclo integral, para relação N/T fixa e igual a $1/2$.

(c) $T = 36$ e (d) $T = 64$.

3.8. ANÁLISE DA TENSÃO EFICAZ NA CARGA E DO FATOR DE DESVIO DA TENSÃO NA CARGA

Através da Figura 3.1, pode-se notar que a condução é feita em N ciclos inteiros da fonte, seguidos por T - N ciclos inteiros da fonte, em que há extinção.

Nestas condições, define-se a tensão instantânea na carga, em termos da tensão da fonte, pela equação (3.1).

A tensão eficaz total na carga será, desta maneira, dada por:

$$V_L^2 = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{2\pi(N/T)} \left[\sqrt{2} \cdot V_S \cdot \text{sen} (T \cdot \omega_o \cdot t) \right]^2 d(\omega_o \cdot t) \quad (3.22)$$

Desenvolvendo-se assim a equação (3.22), encontra-se o valor eficaz da tensão V_L na carga (apêndice II, equação AII.9), em função da tensão V_S eficaz da fonte.

$$V_L = V_S \cdot \sqrt{\frac{N}{T}} \quad (3.23)$$

Portanto, V_L não é uma função contínua, mas sim, depende dos valores de N e T. Assim, na equação (3.23), quando $N = T$, $V_L = V_S$.

Agora, quando N for uma valor qualquer, diferente de T, V_L consistirá de uma componente harmônica na frequência da

fonte, V_T , mais a soma das componentes harmônicas V_h [4], assim:

$$V_L^2 = V_T^2 + V_h^2 \quad (3.24)$$

onde

$$V_h = \left[\left(\sum_{n=1}^{\infty} V_n^2 \right) - V_T^2 \right]^{1/2} \quad (3.25)$$

sendo V_h a tensão eficaz resultante das componentes harmônicas da tensão na carga, descontada a componente na frequência da fonte.

A componente harmônica na frequência da fonte V_T , pela equação (3.19), pode ser dada por:

$$V_T = V_S \frac{N}{T} \quad (3.26)$$

Combinando-se assim, as equações (3.23), (3.24) e (3.26) pode-se expressar V_h em função de N e T , por:

$$V_h = \left[V_S^2 \cdot \left[\frac{N}{T} \right] - V_S^2 \cdot \left[\frac{N}{T} \right]^2 \right]^{1/2} \quad (3.27)$$

portanto

$$V_h = V_S \left[\left[\frac{N}{T} \right] - \left[\frac{N}{T} \right]^2 \right]^{1/2} \quad (3.28)$$

No Brasil, até o presente, não se estabeleceu nenhuma norma rígida e uniforme sobre os limites permissíveis de correntes harmônicas, distorção de tensão e fator de influência

telefônica (T.I.F.) .

Assim, o que existe são alguns critérios e recomendações já estipuladas, que não coincidem com os adotados em outros países.

Portanto, no Brasil, por exemplo, o relatório SCEL - CENC 01/78 DO GCOI (Grupo Coordenador para Operação Interligada) da Eletrobrás recomenda o seguinte [5] :

- Limitações de Tensões Harmônicas por Consumidor :

$$\text{Ordem Par : } \frac{V_n \text{ (par)}}{V_1} \leq 0,5 \% \quad (3.29)$$

$$\text{Ordem Impar : } \frac{V_n \text{ (impar)}}{V_1} \leq 1,0 \% \quad (3.30)$$

onde:

V_n = valor eficaz da tensão harmônica de ordem n medida por analisador de frequências.

V_1 = valor eficaz da tensão da frequência fundamental.

- Limitação da Distorção da Tensão :

O Fator DF de distorção da forma de onda da tensão (ou fator de "ripple") é dado por:

$$DF = \frac{\left[\sum_{n=2}^{\infty} V_n^2 \right]^{1/2}}{V_1} \cdot 100 \% \quad (3.31)$$

sendo que o limite por consumidor é $DF \leq 1,5 \%$, ao passo que, por conjunto de consumidores é $DF \leq 4,0 \%$.

Outras recomendações são encontradas na A.C.E. Report nº 73 (1979) da British Electricity Boards - Report on Limits for Harmonics in the UK Electricity Supply Industry.

Para o controle por ciclo integral, o fator DF não pode ser aplicado da forma como esta definido na equação (3.31).

Isto se deve ao fato da componente harmônica fundamental V_1 para o ciclo integral, ser apenas em poucas situações uma componente com amplitude maior que a componente harmônica na frequência da fonte V_T (capítulo 3, item 3.6).

Na equação (3.31), V_1 representa sempre a componente harmônica com maior amplitude.

No ciclo integral para a maioria das relações de N/T (ou ciclo de trabalho da carga), V_T é a componente harmônica com a maior amplitude.

Desta maneira para o caso do controle de disparo por ciclo integral, pode-se definir de uma forma alternativa um fator de "ripple" DF' para a tensão da carga, como sendo a relação entre a tensão harmônica da carga V_h e a componente harmônica da tensão da carga na frequência da fonte V_T .

$$V_h = (V_L^2 - V_T^2)^{1/2} \quad (3.32)$$

assim, DF' pode ser dado por:

$$DF' = \frac{V_h}{V_T} \cdot 100 \% \quad (3.33)$$

Combinando-se assim as equações (3.26) e (3.28), pode-se expressar a relação V_h / V_T , alternativamente, em função de N e T , por :

$$\frac{V_h}{V_T} = \frac{V_s \left[\left[\frac{N}{T} \right] - \left[\frac{N}{T} \right]^2 \right]^{1/2}}{V_s - \frac{N}{T}} \quad (3.34)$$

$$\frac{V_h}{V_T} = \left[\frac{T}{N} - 1 \right]^{1/2} \quad (3.35)$$

Assim:

$$DF' = \left[\frac{T}{N} - 1 \right]^{1/2} \cdot 100 \% \quad (3.36)$$

para o controle de disparo por ciclo integral.

3.9. ANÁLISE DA POTÊNCIA ENTREGUE À CARGA PARA QUALQUER VALOR DE N OU T

Com carga resistiva, a potência ativa entregue à carga, P_L , é dada por:

$$P_L = \frac{V_L^2}{R} = V_L \cdot I_L \quad (3.37)$$

sendo:

V_L = tensão eficaz na carga, é

$$V_L = I_L \cdot R \quad (3.38)$$

De acordo com a equação (3.23), pode-se expressar

I_L por:

$$I_L = \frac{V_S}{R} \cdot \left[\frac{N}{T} \right]^{1/2} = I_S \cdot \left[\frac{N}{T} \right]^{1/2} \quad (3.39)$$

segue-se que:

$$V_L = I_S \cdot \left[\frac{N}{T} \right]^{1/2} \cdot R \quad (3.40)$$

e

$$P_L = \left[I_S \cdot \left[\frac{N}{T} \right]^{1/2} \right]^2 \cdot \frac{1}{R} \quad (3.41)$$

assim:

$$P_L = R \cdot I_S^2 \cdot \frac{N}{T} \quad (3.42)$$

Alternativamente, pode-se expressar P_L , em termos da tensão da fonte, por:

$$P_L = \frac{V_S^2}{R} \cdot \frac{N}{T} \quad (3.43)$$

Assim P_L será máxima quando $N = T$, portanto:

$$P_{L \text{ máx.}} = \frac{V_S^2}{R} = I_S^2 \cdot R \quad (3.44)$$

No caso do exemplo da Figura 3.1, com $N = 2$ e $T = 4$, tem-se :

$$P_L = P_{L \text{ máx.}} \cdot \frac{1}{2} \quad (3.45)$$

3.10. ANÁLISE DO FATOR DE POTÊNCIA DA CARGA

O fator de potência de um circuito é definido como a relação entre a potência ativa P_L , passando através dos terminais da carga, e a potência aparente P_S [6], onde:

$$P_S = V_S \cdot I_L \quad (3.46)$$

Assim,

$$\text{Fator de Potência} = \text{F.P.} = \frac{P_L}{P_S} = \frac{P_L}{V_S \cdot I_L} \quad (3.47)$$

Das equações (3.23) e (3.37), pode-se escrever que [7]:

$$\text{F.P.} = \frac{P_L}{\frac{1}{\left[\frac{N}{T}\right]^{1/2}} \cdot V_L \cdot I_L} \quad (3.48)$$

$$\text{F.P.} = \left[\frac{N}{T} \right]^{1/2} \quad (3.49)$$

sendo N e T números inteiros e positivos e $T \geq N \geq 1$.

Como $P_{Lm\acute{a}x.}$ ocorre quando $N = T$, pode-se definir P_L (p.u.), com :

$$P_L \text{ (p.u.)} = \frac{P_L}{P_{L \text{ m}\acute{a}x.}} \quad (3.50)$$

Assim, das equações (3.43) e (3.44), pode-se escrever:

$$P_L \text{ (p.u.)} = \frac{\frac{V_s^2}{R} \cdot \frac{N}{T}}{\frac{V_s^2}{R}} \quad (3.51)$$

$$P_L \text{ (p.u.)} = \frac{N}{T} \quad (3.52)$$

Desta forma, pode-se expressar o fator de potência, em função da potência ativa da carga, em p.u.:

$$F.P. = \left[\frac{N}{T} \right]^{1/2} = \left[P_L \text{ (p.u.)} \right]^{1/2} \quad (3.53)$$

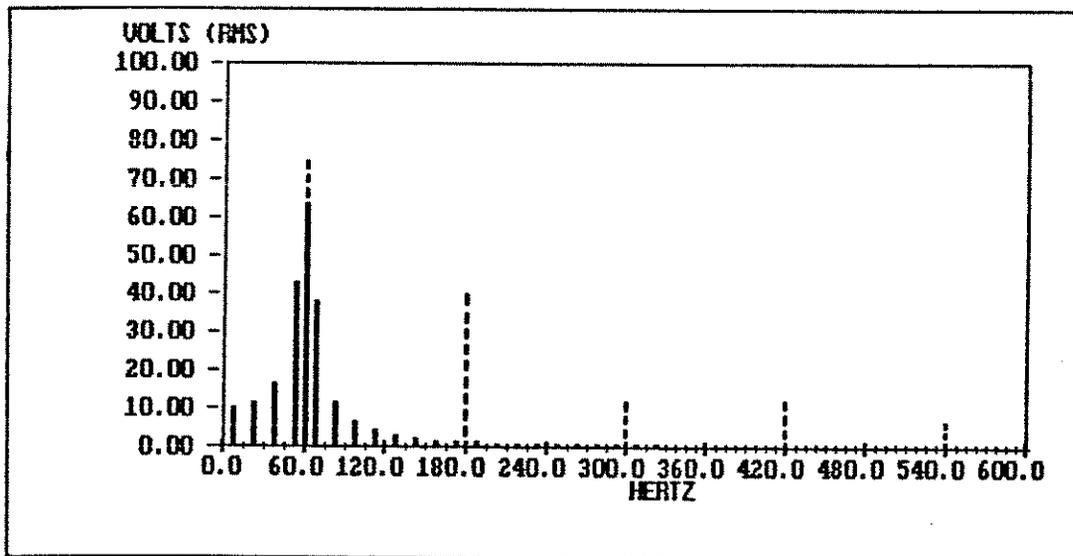
sendo N e T números inteiros e positivos e $T \geq N \geq 1$.

Alguns estudos já foram efetuados, para a compensação no fator de potência [8], para cargas resistivas acionadas por ciclo integral.

Basicamente, os métodos empregados consistem em se utilizar uma outra carga em derivação, com acionamento complementar (também por ciclo integral).

3.11. COMPARAÇÕES ENTRE O CONTROLE DE DISPARO POR CICLO INTEGRAL E O CONTROLE DE DISPARO SIMÉTRICO POR ÂNGULO DE FASE

Considerando-se uma mesma potência entregue à carga, pode-se observar um conteúdo harmônico bastante diferente, para as formas de onda obtidas nestes dois tipos de disparo.



----- disparo simétrico por ângulo de fase, com $\alpha = 90^\circ$;

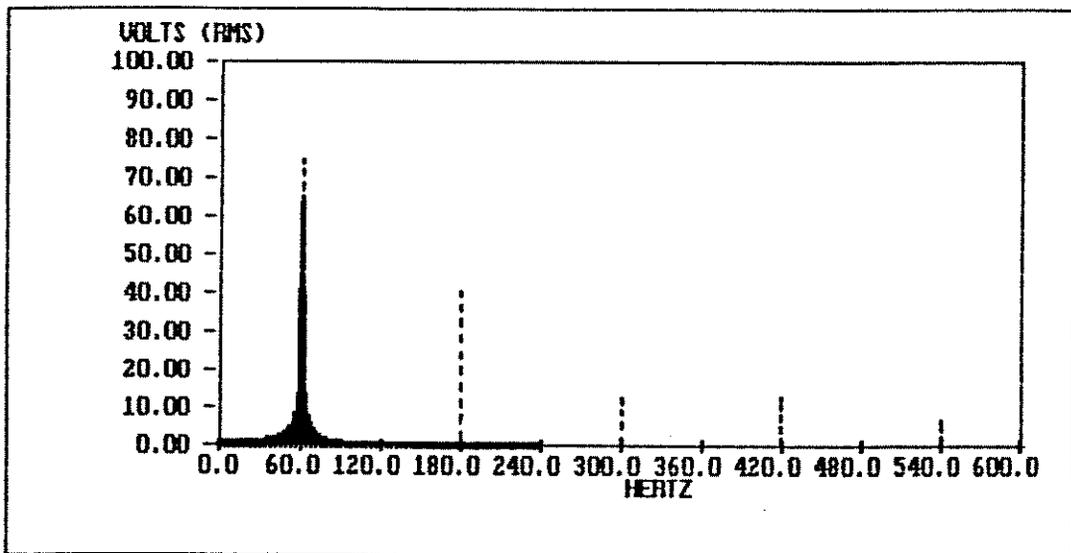
———— disparo por ciclo integral, com $T = 8$ e $N = 4$.

Figura 3.7 - Conteúdo harmônico para a tensão na carga, do circuito da Figura 2.1, com $V_S = 127 V_{rms}$, $R = 1 \Omega$ e $f_s = 60 \text{ Hz}$.

Para o controle por ciclo integral, observa-se o aparecimento de subharmônicas da frequência da fonte, enquanto que no controle por ângulo de fase, existe o aparecimento de um conteúdo harmônico rico em altas frequências, conforme pode-se verificar, pela Figura 3.7.

Pode-se observar, pela Figura 3.7, que para uma mesma potência transferida à carga, no caso, $P_L = 1/2 P_{Lmáx.}$, o controle por ângulo de fase gera um significativo conteúdo harmônico em altas frequências.

Isto pode levar a sérios problemas de rádio-interferências, as quais podem se propagar pelo sistema de alimentação ou induzir ruídos nos sistemas de comunicações.



----- disparo simétrico por ângulo de fase, com $\alpha = 90^\circ$;
 ——— disparo por ciclo integral, com $T = 64$ e $N = 32$.

Figura 3.8 - Conteúdo harmônico para a tensão na carga, do circuito da Figura 2.1, com $V_S = 127 V_{rms}$, $R = 1 \Omega$ e $f_S = 60 \text{ Hz}$.

Já no controle por ciclo integral, existe o aparecimento de subharmônicas da frequência da fonte, mas que podem apresentar amplitudes bastantes reduzidas, aumentando-se o número de ciclos de controle T, conforme pode-se observar, na Figura 3.8.

Pode-se também observar na Figura 3.8, que as subharmônicas e harmônicas do ciclo integral agora se concentram em torno da componente na frequência da fonte, e isto é mais significativo quanto maior for o valor de T.

Fica desta maneira evidenciada a não geração de R.F.I. , no disparo por ciclo integral, sendo este um dos aspectos favoráveis da técnica de disparo com tensão nula empregada no ciclo integral.

3.12. ERROS NO MEDIDOR DE WATT-HORA USADO NA MEDIÇÕES DE CARGAS RESISTIVAS CONTROLADAS POR CICLO INTEGRAL

3.12.1. INTRODUÇÃO

Quando um medidor de energia, do tipo disco de indução, é usado para a medição de watt-hora, em cargas controladas por "SCR's", com controle por ângulo de fase, o mesmo fica sujeito a erros na medição [9]. Observou-se que o medidor de watt-hora comum possui uma tendência a acelerar, quando submetido a uma corrente distorcida, e a desacelerar, quando a tensão é não senoidal, comportamento este que leva a erros na medição.

3.12.2. O MEDIDOR DE WATT-HORA E AS CARGAS RESISTIVAS CONTROLADAS POR CICLO INTEGRAL

Um estudo, para o controle de cargas resistivas por ciclo integral, foi efetuado por A. E. Emanuel [10] de modo a se avaliar o desempenho de um medidor de watt-hora comum do tipo disco de indução.

O circuito de teste que foi utilizado é mostrado na Figura 3.9.

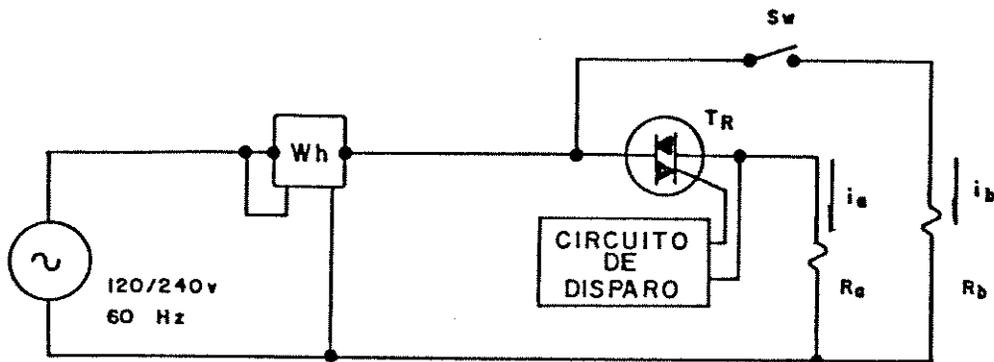


Figura 3.9 - Circuito utilizado nos experimentos [10] .

Assim, uma carga resistiva R_a é alimentada por uma fonte de tensão alternada, através de um medidor de watt-hora e de um "triac", de modo a prover um acionamento por ciclo integral para a carga R_a .

Estudou-se também o efeito, sobre a medição, de uma carga R_b , acionada por uma chave "sw", conectada em paralelo com R_a .O acionamento da chave "sw" somente foi efetuado quando se desejou uma medição com a carga em derivação.

Os oscilogramas das medições de corrente, com a

carga R_a acionada, e com a carga R_a mais a R_b de derivação, são os mostrados na Figura 3.10.

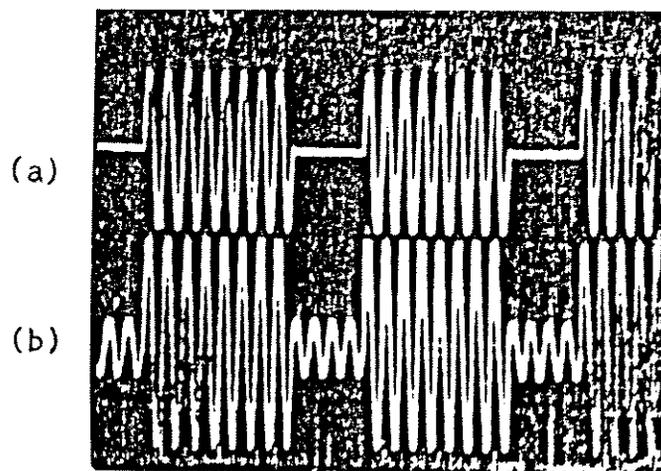


Figura 3.10 - Forma de onda da corrente da carga acionada por ciclo integral com $T = 12$:

(a) $N = 8$ e $T = 12$ (chave "sw" desligada);

(b) $N = 8$ e $T = 12$ (chave "sw" ligada).

Nas medições realizadas, estabeleceu-se, para uma carga resistiva R_a , uma alimentação continuamente senoidal ($N = T$), de modo a se obter uma corrente desejada I_a .

Nestas condições, usando-se um contador ótico eletrônico, mediu-se a velocidade em regime permanente, Ω_s , do disco do medidor de watt-hora.

Em seguida, o circuito de acionamento do "triac" foi ajustado para um valor de $N = 8$, para um valor de $T = 12$ (Figura 3.10 a).

Conforme visto anteriormente (equação 3.39), a corrente eficaz da carga vale:

$$I_L = I_a \cdot \left[\frac{N}{T} \right]^{1/2} \quad (3.54)$$

E, assim, a velocidade do disco monitorada agora é $\bar{\Omega}_r$, sendo que, para uma medição ideal, a velocidade média deve ser igual a $(N/T) \cdot \Omega_s$.

O erro pode ser então, calculado por:

$$\text{E \%} = 100 \cdot \frac{\left[\bar{\Omega}_r - \left(\frac{N}{T} \right) \cdot \Omega_s \right]}{\left(\frac{N}{T} \right) \cdot \Omega_s} \quad (3.55)$$

Para as medições efetuadas, levou-se apenas em conta os erros devidos ao controle por ciclo integral e não se inclui o erro intrínseco do medidor usado.

Agora, para a medição com a carga em derivação (Figura 3.10 b), o procedimento usado foi semelhante.

Primeiramente, com R_b energizada, portanto com a chave "sw" fechada e R_a desenergizada ($N/T = 0$), a corrente I_b foi estabelecida no nível desejado, e mediu-se, a velocidade em regime permanente Ω_{sb} .

Em seguida, com $N/T = 1$, R_a foi então ajustada para a corrente de base I_a , com R_b mantida energizada, e efetuou-se agora a medição da velocidade em regime permanente Ω_{sab} .

Posteriormente, o ciclo de trabalho N/T e o número de ciclos de controle T foram ajustados nos valores desejados, e a velocidade $\bar{\Omega}_{rc}$ foi medida.

O erro foi então definido por:

$$E_c \% = 100 \cdot \frac{\left[\bar{\Omega}_{rc} - \frac{N}{T} \cdot \Omega_{sab} - \left(1 - \frac{N}{T} \right) \cdot \Omega_{sb} \right]}{\left[\frac{N}{T} \cdot \Omega_{sab} + \left(1 - \frac{N}{T} \right) \cdot \Omega_{sb} \right]} \quad (3.56)$$

onde $\bar{\Omega}_{rc}$ representa a velocidade monitorada e $(N/T) \cdot \Omega_{sab}$ é a contribuição para velocidade teórica durante a condução do "triac".

Já a contribuição para a velocidade teórica sem a condução do "triac" é representada por $(1-N/T) \cdot \Omega_{sb}$.

Portanto, para uma medição ideal a velocidade média com a carga em derivação, deve ser igual $\left[(N/T) \cdot \Omega_{sab} + (1-N/T) \cdot \Omega_{sb} \right]$.

Para as medições, foram utilizados quatro medidores, e observou-se, entre os mesmos, leituras com variações menores que 0.5 % .

Nos testes , todos os medidores utilizados revelaram uma tendência à aceleração, com o acionamento por ciclo integral, o que induzia a erros, para mais, nas leituras obtidas.

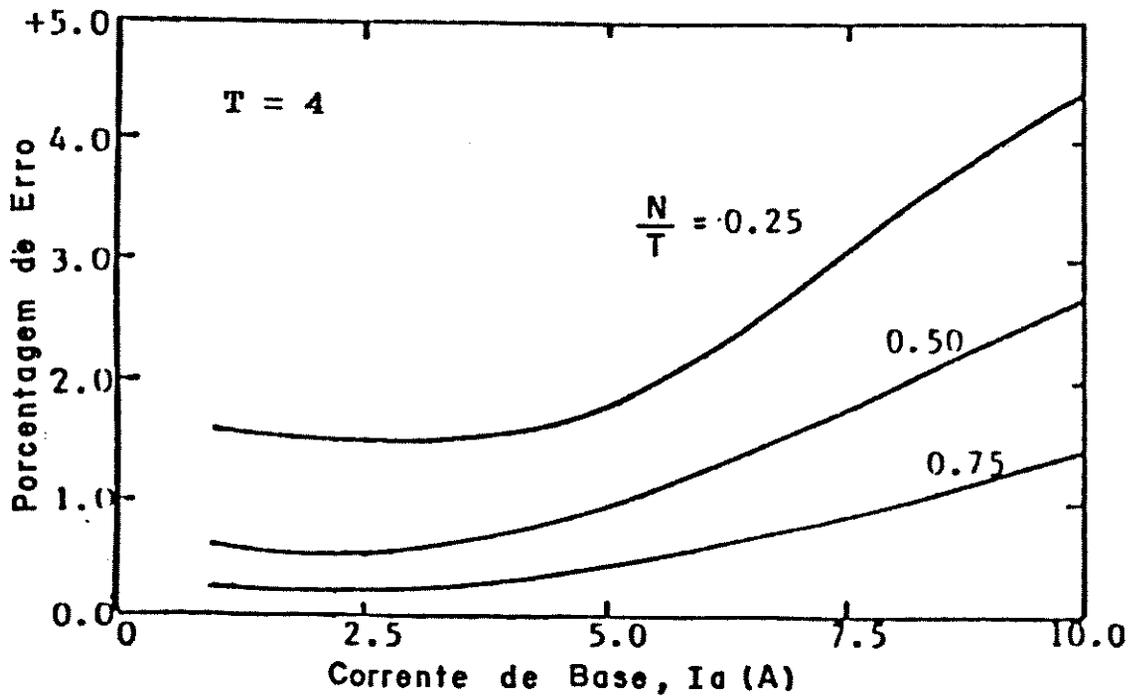


Figura 3.11 - Efeito da variação do ciclo de trabalho N/T , sobre o erro no medidor de watt-hora, mantendo-se o número de ciclos de controle T constante.

Este erro é grandemente acentuado, quando o ciclo de trabalho (relação N/T) diminui.

Por outro lado, o erro diminui com o aumento no número de ciclos de controle T .

As curvas, representando uma média das leituras obtidas nos quatro medidores, são mostradas nas Figuras 3.11 e 3.12.

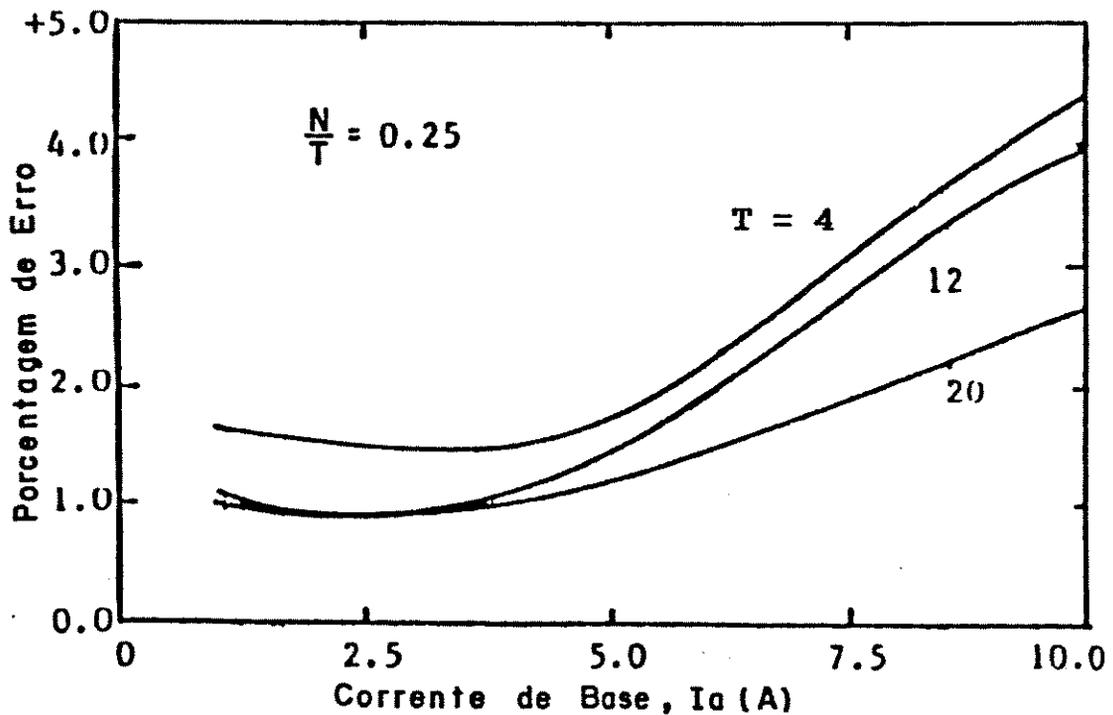


Figura 3.12 - Efeito da variação no número de ciclos de controle T , sobre o erro no medidor de watt-hora, mantendo-se, N/T constante.

Agora, para as medições utilizando-se a carga de derivação, o impacto causado pela corrente não controlada I_b é bastante significativo.

Assim, para as relações $I_b/I_a > 1$, os erros são pequenos e dentro de limites comercialmente aceitáveis.

Os resultados experimentais são os mostrados na Figura 3.13.

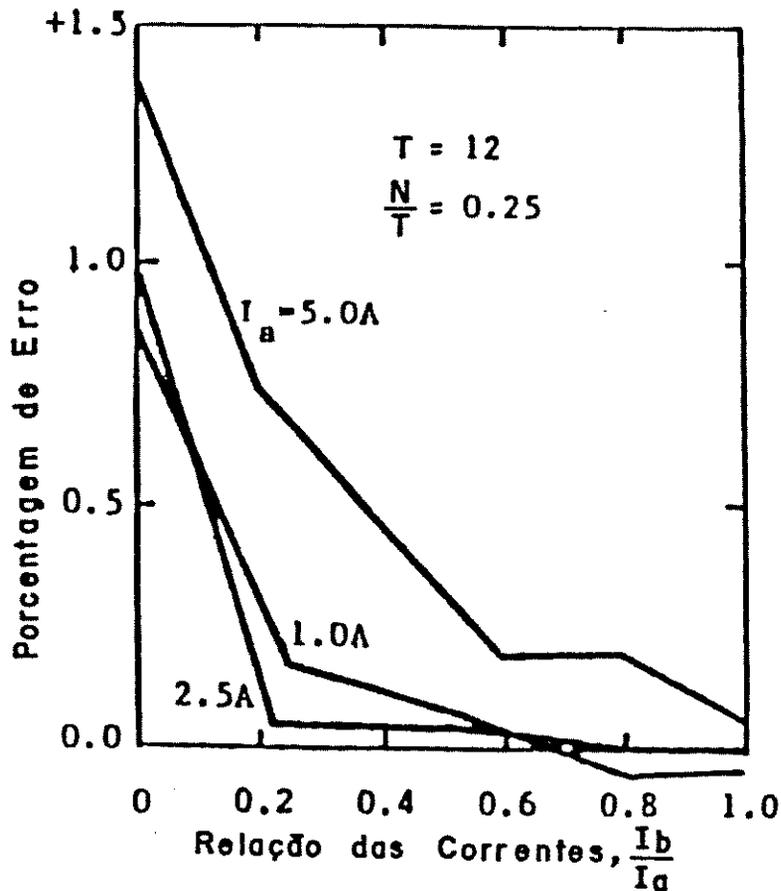


Figura 3.13 - Erros no medidor de watt-hora utilizando uma carga de derivação.

A. E. Emanuel [10] propôs um modelo teórico de onde se pode concluir que, com cargas resistivas acionadas por ciclo integral, a principal causa de erros no medidor de watt-hora de indução é a diferença entre as constantes de tempo para os períodos de condução (intervalo "ON") e extinção (intervalo "OFF").

Como consequência disto, o disco acelera mais rapidamente no intervalo "ON" que desacelera no intervalo "OFF" de acionamento da carga.

Também se pode observar, que um aumento no número de ciclos de controle contribui, de maneira significativa, para uma diminuição na porcentagem de erro do medidor de watt-hora, do tipo disco de indução.

3.13. CONSIDERAÇÕES

O controle de disparo por ciclo integral tem como característica permitir ciclos completos de corrente para a carga, seguidos de ciclos completos de extinção, sendo que a sua aplicação mais usual é o acionamento de fornos elétricos a resistência.

O conteúdo harmônico gerado neste tipo de controle, diferencia-se com relação ao controle simétrico por ângulo de fase, pela praticamente inexistência de componentes harmônicas de frequência superiores a da frequência da tensão da fonte de alimentação.

Ainda com relação ao conteúdo harmônico, outra particularidade do ciclo integral se refere ao aparecimento de componentes harmônicas com frequências inferiores a frequência da fonte, denominadas neste trabalho de subharmônicas.

A importância dos parâmetros N e T para este tipo de controle foi estudada, observando-se então a eliminação seletiva das componentes subharmônicas com o aumento no valor de T.

CAPÍTULO 4

TÉCNICAS DE CONTROLE DE DISPARO POR CICLO INTEGRAL

4.1. INTRODUÇÃO

Este capítulo é dedicado ao estudo de algumas técnicas de controle utilizadas no disparo por ciclo integral, destacando-se uma técnica analógica e duas digitais.

Um modulador P W M foi escolhido como a técnica analógica a ser estudada, por ser esta uma aplicação bastante usual em circuitos de fabricação comercial.

Já para as técnicas digitais escolheu-se, um controle desenvolvido à partir de um contador digital e um outro controle que utiliza como base um circuito integrado multiplicador de relação binária.

Analisou-se então, as vantagens e desvantagens de cada uma das técnicas citadas tendo sempre como objetivo a obtenção de conteúdos harmônicos mais favoráveis.

4.2. ESTUDO DO CONTROLE POR CICLO INTEGRAL USANDO UM MODULADOR ANALÓGICO P W M

Conforme foi visto no Cap. 1 (Figura 1.1), para se manter a temperatura constante no interior do forno, alimenta-se o programador de temperatura com o sinal gerado pelo termopar, sinal este proporcional à temperatura real do forno.

Então, a partir da comparação entre o valor da temperatura programada no controlador e o valor da temperatura

real, gera-se na saída do controlador uma tensão de controle V_c que normalmente, possui uma variação de 0 a + 5 V_{cc} .

Uma das maneiras de se conseguir o controle do chaveamento dos tiristores, à partir deste sinal de controle, consiste na utilização de um modulador P W M .

Um diagrama de blocos deste tipo de controle, é mostrado na Figura 4.1 .

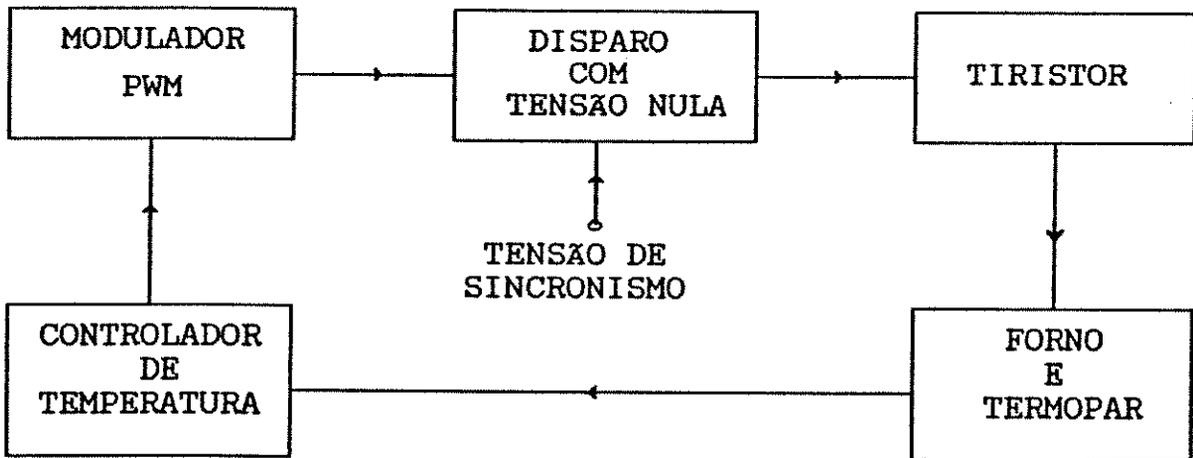


Figura 4.1 - Diagrama de blocos de um sistema de controle automático de temperatura , usando um modulador analógico P W M .

4.2.1. O MODULADOR ANALÓGICO P W M

O sistema em estudo consiste de um circuito gerador de rampa, com uma amplitude de + 5 V_{cc} e período de um determinado número de ciclos da tensão alternada da fonte de alimentação .

O diagrama de blocos é mostrado na Figura 4.2.

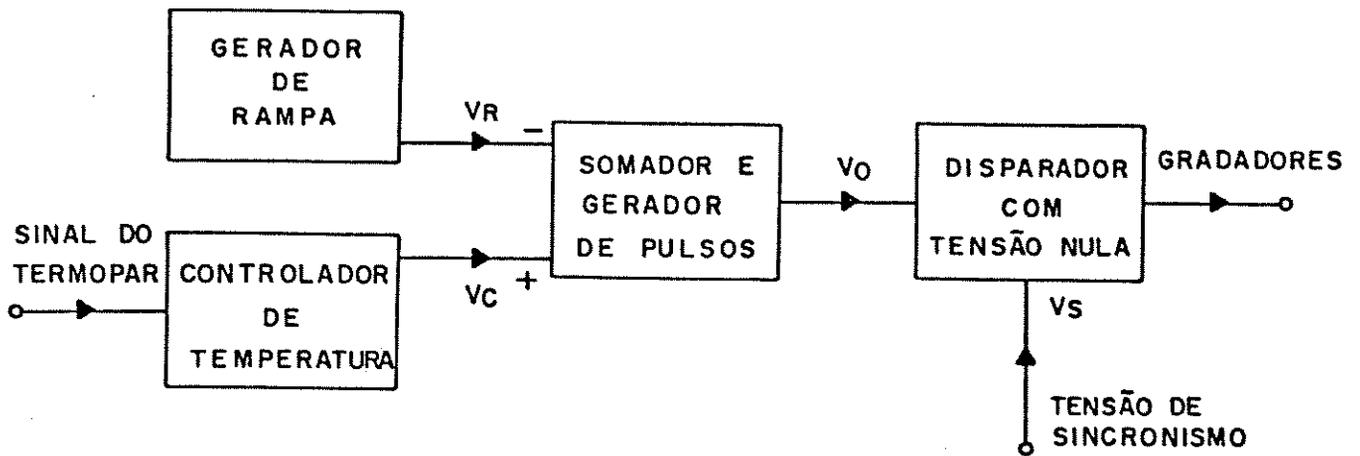


Figura 4.2 - Diagrama de blocos de um Modulador Analógico PWM.

O gerador de rampa foi desenvolvido com transistores, possuindo um período de aproximadamente 10 ciclos da tensão da fonte alternada de alimentação, número este igual ao número de ciclos de controle T (ciclos " ON + OFF ").

Na entrada não inversora de um amplificador operacional, é aplicado o sinal de 0 a + 5 V_{cc} do controlador .

Uma comparação é então feita no operacional e aplicada na base de dois transistores, de tal forma a gerar um pulso nos emissores.

Este pulso estará em nível alto, enquanto o sinal vindo do programador for maior que o sinal da rampa.

Assim que a rampa possuir uma amplitude superior ao nível d.c. do controlador de temperatura, o pulso vai à um nível baixo (zero).

As formas de onda correspondentes podem ser as vistas na Figura 4.3.

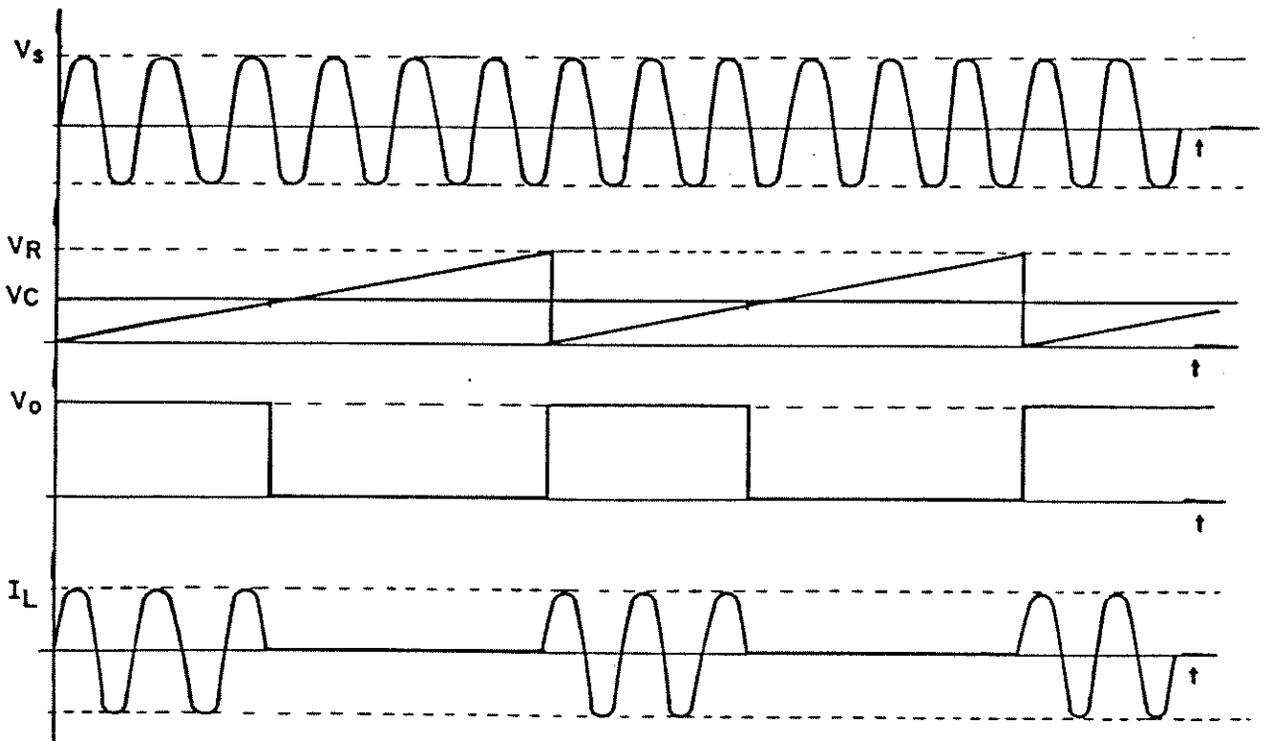


Figura 4.3 - Formas de onda do modulador analógico P W M, com um número de ciclos de controle, de 6 ciclos da tensão da fonte.

4.2.2. O DISPARADOR COM TENSÃO NULA

Consiste de um circuito com um detetor de zero (Z.V.S. , "zero voltage switching", chave com disparo por tensão nula), desenvolvido a partir do circuito integrado TCA 780 [11], sincronizado com a tensão alternada da fonte de alimentação (fase A, B ou C), conforme a Figura 4.5.

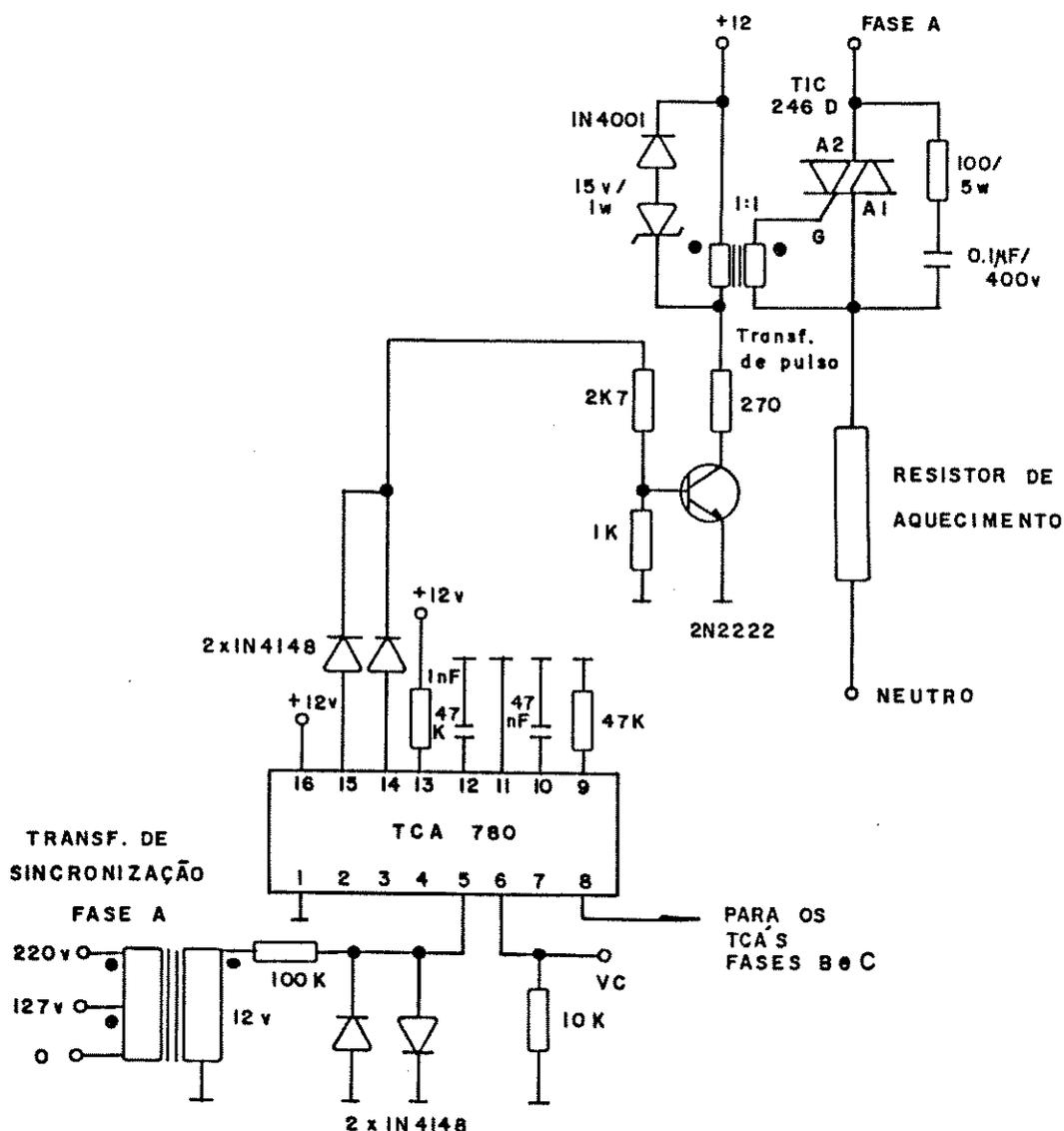


Figura 4.5 - Diagrama elétrico do disparador com tensão nula, usando o circuito integrado TCA 780, fase A .

Conectando-se o pino 11 deste integrado em um nível zero de tensão (terra do circuito), serão gerados pulsos de disparo, quando a tensão de sincronismo passar por zero.

Assim, os pulsos V_0 gerados pelo modulador são aplicados no pino de inibição (pino 6) do TCA 780, de modo que um nível alto de V_0 permite a geração dos pulsos sincronizados e um nível zero do pulso V_0 inibe esta geração.

Os pulsos de disparo são aplicados na base de um transistor de chaveamento, de modo que o mesmo forneça o sinal de gatilho a um tiristor (que no caso, devido à baixa potência manejada, é um "triac"), através de um transformador de pulso.

Para se garantir uma isolamento galvânica entre o controle e a fonte de alimentação, a tensão de sincronismo é obtida através de um pequeno transformador .

Desta maneira, o "triac" irá operar comandado pelo sinal V_0 do modulador P W M , como uma Z.V.S. , ou seja, uma chave com disparo em tensão nula .

4.3. ESTUDO DO CONTROLE USANDO UM CONTADOR DIGITAL

4.3.1. VANTAGENS COM RELAÇÃO AO MODULADOR P W M

Para o objetivo deste trabalho, o circuito com o modulador P W M apresenta uma série de limitações tais como:

a) Imprecisão na duração do período da rampa:

Nos circuitos mais usuais de geradores de rampa transistorizados, o período da rampa está ligado com a carga e descarga de um a capacitor (normalmente de tântalo para uma maior precisão). Assim, existe uma imprecisão no tempo do

período da rampa, ligada ao valor do capacitor, origem de fabricação e fugas.

Desta maneira, dificilmente se pode garantir um período "exato" de, por exemplo, 10 ciclos da fonte para a rampa.

b) Possibilidade de alteração no número de ciclos de controle:

Com o modulador P W M , existe bastante dificuldade para se aumentar o número de ciclos de controle T, pois não basta dobrar o valor da capacitância para dobrar o período da rampa. A alteração no número de ciclos de controle possibilita a observação do deslocamento do conteúdo harmônico da corrente da carga, com a consequente eliminação seletiva de subharmônicas e harmônicas indesejáveis.

c) Garantia de condução sempre com ciclos inteiros:

No modulador P W M, pode ocorrer um instante em que o pulso V_o tenha a largura de alguns ciclos inteiros, mais meio ciclo, por exemplo, conforme o mostrado na Figura 4.3, caracterizando, desta forma, uma modulação em "Burst".

Tal situação se configura na geração de nível d.c. na corrente da carga, condição esta altamente desfavorável para o sistema de alimentação .

Isto não deve ser permitido, pois o ciclo integral é essencialmente um controlador de C. A. , e níveis d.c. na corrente podem causar problemas, como a geração de correntes harmônicas magnetizantes, nos equipamentos conectados em paralelo com as cargas controladas por modulação em "Burst" (tais como, transformadores de distribuição, reguladores de tensão, motores e transformadores para instrumento [12]).

d) Garantia de operação sempre de maneira equilibrada:

O forno elétrico a resistência, a princípio, pode ser considerado uma carga equilibrada para o sistema de

alimentação trifásico, característica esta que depende somente dos valores das resistências de cada fase.

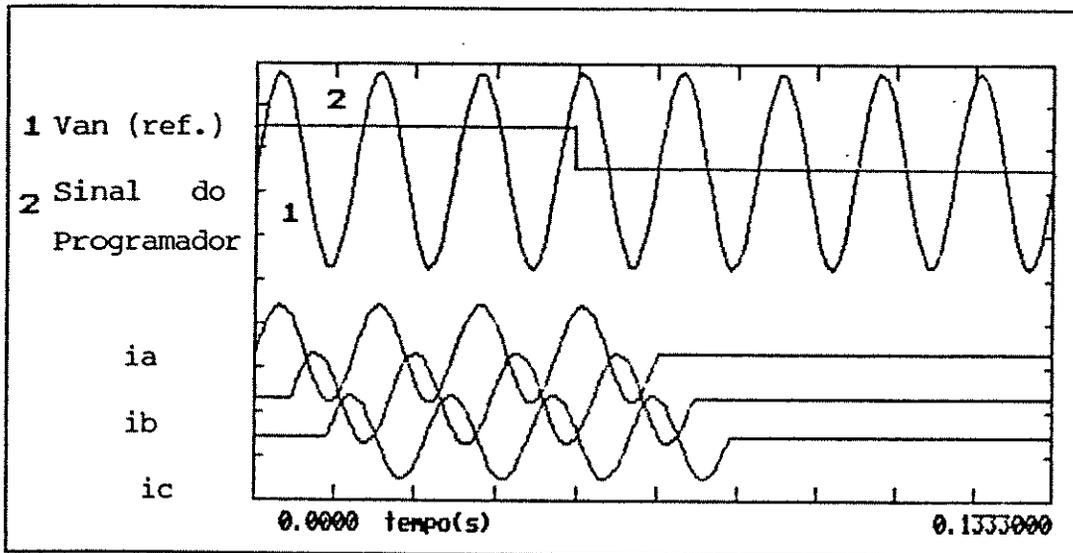


Figura 4.6 - Condução equilibrada no ciclo integral.

Este equilíbrio, porém, não será mais verdadeiro se após o início de condução da fase A, mesmo que cessado o sinal de controle, as fases B e C também não conduzirem.

A situação desejada é mostrada na Figura 4.6.

Deve-se, desta maneira, garantir um modo síncrono de condução para os "triac's", de tal forma que, iniciada a condução na fase A (por 2 ciclos, por exemplo) as fases B e C também conduzam por 2 ciclos, independentemente da existência ou não do sinal de controle.

Esta aparente desobediência ao sinal de controle não causará maiores problemas, devido à inércia característica do sistema de aquecimento. Estar-se-á assim garantindo uma operação equilibrada.

Portanto, para que se pudesse atender a todas estas restrições, optou-se, neste trabalho, pelo desenvolvimento de um circuito digital para o controle do acionamento dos tiristores.

As entradas B_1 , C_1 e D_1 , correspondem à palavra B lida pelo comparador (pino 11 = B_1 , pino 14 = B_2 e pino 1 = B_3).

Já nas entradas que correspondem à palavra A, lida pelo comparador (pino 12 = A_1 , pino 13 = A_2 , pino 15 = A_3), são aplicadas palavras binárias de 3 bits, geradas pelo contador.

A saída usada no comparador é a do pino 7, que apresenta uma lógica $A < B$, ou seja, somente se tem nível "1" (alto) no pino 7, quando a palavra A for menor que a B (se $A = B$ ou $A > B$, a saída do pino 7 = 0, ou seja, nível baixo).

O circuito integrado SN 74LS93 consiste de 4 flip-flop's mestre escravo, interligados internamente, formando um contador binário puro, sendo sensível à transição negativa do relógio ("clock", aplicado ao pino 1 de entrada).

Como o relógio, foram usados os pulsos gerados a partir da tensão alternada da fonte de alimentação (pulsos quadrados PNART, sincronizados com o semi-ciclo negativo da fonte), conforme um circuito quadrador, mostrado posteriormente.

Assim, da forma em que o integrado SN 74LS93 está conectado, obtém-se um contador de módulo 8 (oito estados).

Supondo-se, na saída da chave digital, uma palavra $B = 100$ (entradas do comparador, $P = 1$ e $C = B = 0$), tem-se um modo de funcionamento de 4 ciclos de condução e 4 de extinção.

Portanto, os pulsos V_{c8} podem ser aplicados ao pino de inibição (pino 6), do TCA 780, de modo análogo ao modulador PWM.

A resolução de controle do sistema, nestas condições, é de $1/8$ (com o contador de 3 bits).

O circuito integrado SN 7497 é um B R M , ou seja, um multiplicador de relação binária. Ele gera pulsos na sua saída, de acordo com uma programação nas suas entradas de até 6 bits [15] .

A frequência dos pulsos de saída obedece a seguinte expressão :

$$f_2 = \frac{K}{64} \cdot f_1 \quad (4.1)$$

onde:

f_1 = frequência dos pulsos de entrada

f_2 = frequência dos pulsos de saída

$$K = F + E + D + C + B + A \quad (4.2)$$

com:

A = bit menos significativo = 2^0

B = 2^1 , C = 2^2 , D = 2^3 , E = 2^4 e

F = bit mais significativo = 2^5 .

Assim, supondo-se uma situação em que todas as entradas estivessem em nível alto, $K = 63$, portanto, f_2 será praticamente igual a f_1 do circuito integrado.

No caso do circuito desenvolvido, f_1 do circuito integrado B R M é obtida da frequência da tensão alternada da

fonte de alimentação, amostrada através de um pequeno transformador (6 V_{ca}) e de um circuito quadrador com diodos e transistores, gerando uma onda quadrada PNRT, com amplitude de +5 V_{cc} e frequência de 60 Hz .

Se, por exemplo, as entradas A, B, C, D e E, estiverem em nível alto, $K = 2^5 = 32$, portanto, $f_2 = 1/2$ de f_1 , ou seja, o circuito integrado irá gerar um pulso à cada 2 ciclos da tensão da fonte (1 ciclo ligado e 1 ciclo desligado) .

4.5. COMPARAÇÕES ENTRE O USO DE UM CONTADOR DIGITAL DE 6 BITS E O USO DO B R M

De maneira análoga ao desenvolvimento de um contador digital de 3 bits, pode-se desenvolver-se um contador de 6 bits (usando-se agora 2 circuitos integrados SN 7493 e 2 SN 7485), de modo a se obter um número maior de ciclos de controle.

No caso, com 6 bits o número de ciclos de controle T será de 64 ciclos da tensão da fonte, com uma resolução de controle de 1/64 .

Partindo-se então do mesmo número de ciclos de controle (64 ciclos da fonte), pode-se observar e comparar as diferenças no modo de acionamento entre os circuitos do contador e do B R M .

Tomando-se por base uma potência transferida à carga de 50 % tem-se:

- a) Com o uso do contador digital: 32 ciclos de condução, seguidos de 32 ciclos de extinção, e
- b) Com o uso do B R M : teríamos 1 ciclo de condução e 1 de extinção.

Fica, desta maneira, evidenciada a diferença fundamental entre os modos de acionamento, com relação a entrega de energia à carga, conforme o mostrado na Figura 4.9.

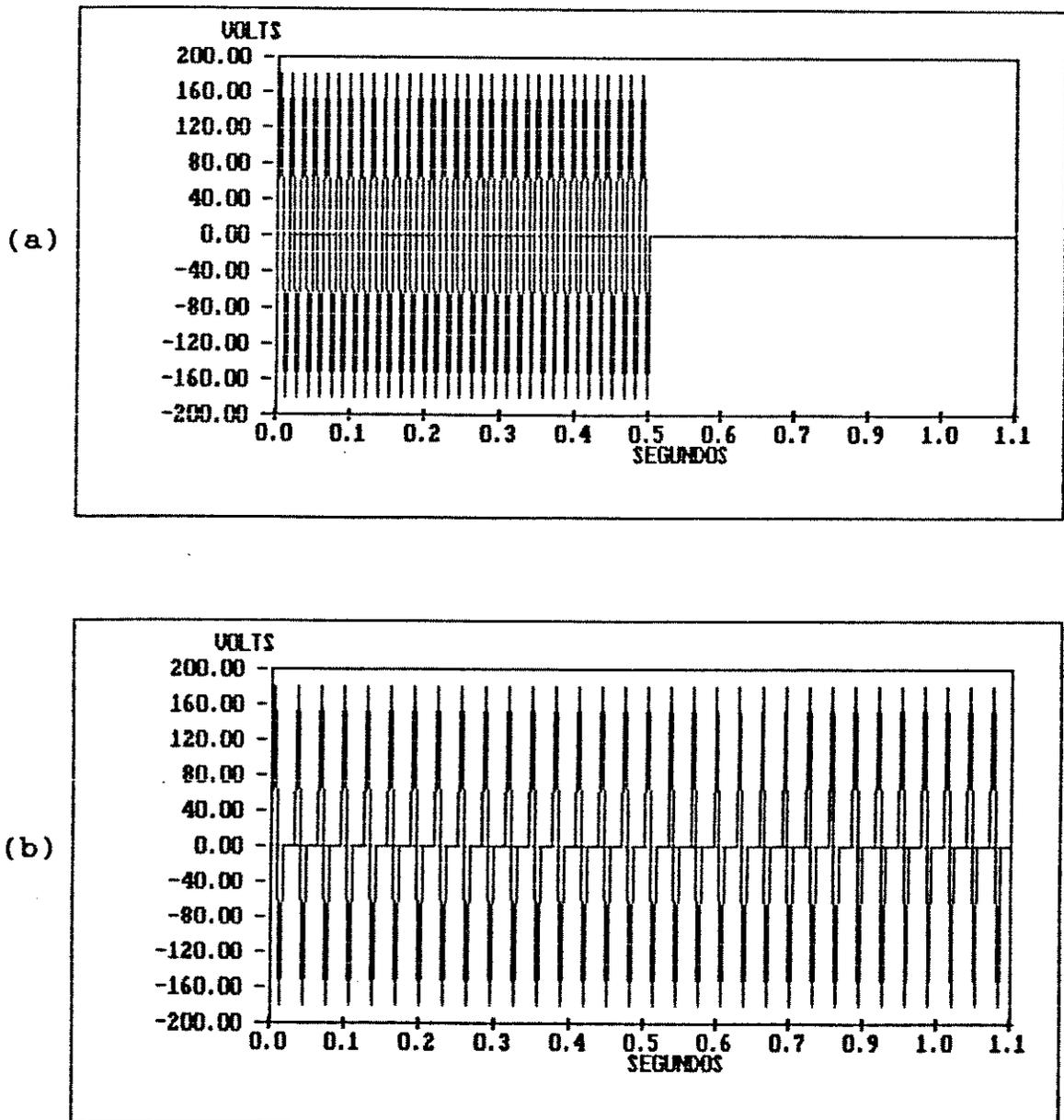


Figura 4.9 - a) Forma de onda da tensão na carga (resistiva), com contador digital (32 "ON" + 32 "OFF").
 b) Forma de onda da tensão na carga (resistiva), com o B R M (1 "ON" + 1 "OFF").

4.6. CONSIDERAÇÕES

A técnica analógica de controle dos disparos por ciclo integral que utiliza um modulador P W M, apesar de apresentar uma implementação bastante simples, possui uma série de desvantagens com relação às técnicas digitais dentre as quais a mais grave é a possibilidade de geração de níveis c.c. na corrente da carga .

Já a técnica utilizando um contador digital além da inerente precisão no controle, apresenta a vantagem da implementação de um grande número de ciclos de controle, que no caso específico deste trabalho, atingiu até 256 ciclos.

O controle que usa um circuito B R M, pode ser analisado com sendo um contador digital que apresenta um valor variável para T.

No caso o B R M é um contador digital cujo valor de T é sempre o menor possível, de acordo com o valor de K.

Como conteúdos harmônicos mais favoráveis são obtidos com valores de T elevados, a técnica do B R M não é a mais adequada para o controle por ciclo integral.

CAPÍTULO 5

AVALIAÇÃO DO CONTEÚDO HARMÔNICO DA CORRENTE
DO CONTADOR DIGITAL E DO B R M

5.1. INTRODUÇÃO

Para as avaliações referentes a conteúdo harmônico da corrente, optou-se, neste capítulo, pela simulação digital do acionamento numa configuração monofásica, conforme a Figura 2.1 elegendo-se ainda 3 níveis distintos de potência transferida para o forno (12.5%, 50% e 75% da potência máxima). A tensão de alimentação utilizada nas simulações foi 127 V_{rms} e o valor de resistência igual a 27 Ω . Foram feitas simulações nos quatro modos de acionamento e obtidas as formas de onda da corrente, bem como o conteúdo harmônico calculado através de um programa em Turbo-Pascal, utilizando uma Transformada Rápida de Fourier - FFT [16] A rotina computacional desenvolvida utiliza (apêndice III) como **entrada** de dados :

- a) tensão da fonte de alimentação (V_{AN} e V_{AB});
- b) frequência da fonte;
- c) resistência da carga;
- d) número de ciclos de controle T;
- e) número de ciclos de condução N e
- f) número de pontos a serem analisados.

Como **saída**, os seguintes dados podem ser obtidos:

- a) formas de onda das tensões de fase ou de linha;
- b) formas de onda das correntes de fase ou de linha;
- c) forma de onda da corrente de neutro e
- e) conteúdo harmônico das correntes ou tensões .

5.2. CONTEUDO HARMONICO DA CORRENTE PARA UMA POTENCIA TRANSFERIDA DE 12.5% DA POTENCIA MAXIMA:

Neste nível de potência, tem-se para o contador digital de 3 bits, $N = 1$ e $T = 8$ ciclos, para o contador digital de 6 bits, $N = 8$ e $T = 64$ ciclos e para o de 8 bits, $N = 32$ e $T = 256$ ciclos, conforme as Figuras 5.1, 5.2, 5.3, e 5.4.

Já para o circuito de controle utilizando um BRM, tem-se 1 ciclo de condução a cada 8, portanto equivalente e idêntica ao contador de 3 bits.

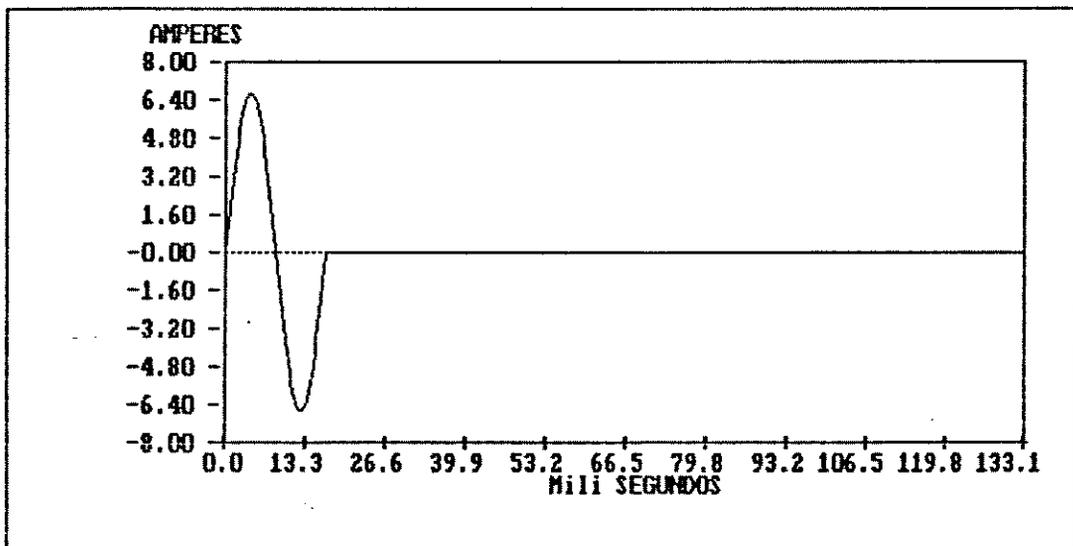


Figura 5.1 - Forma de onda da corrente para o circuito da Figura 2.1, com $V = 127 V_{rms}$, $R = 27 \Omega$ e $f = 60$ Hz com o contador digital de 3 bits e $N = 1$ e $T = 8$, também válida para o BRM. $P_L = 12.5 \%$ de P_{Lmax} .

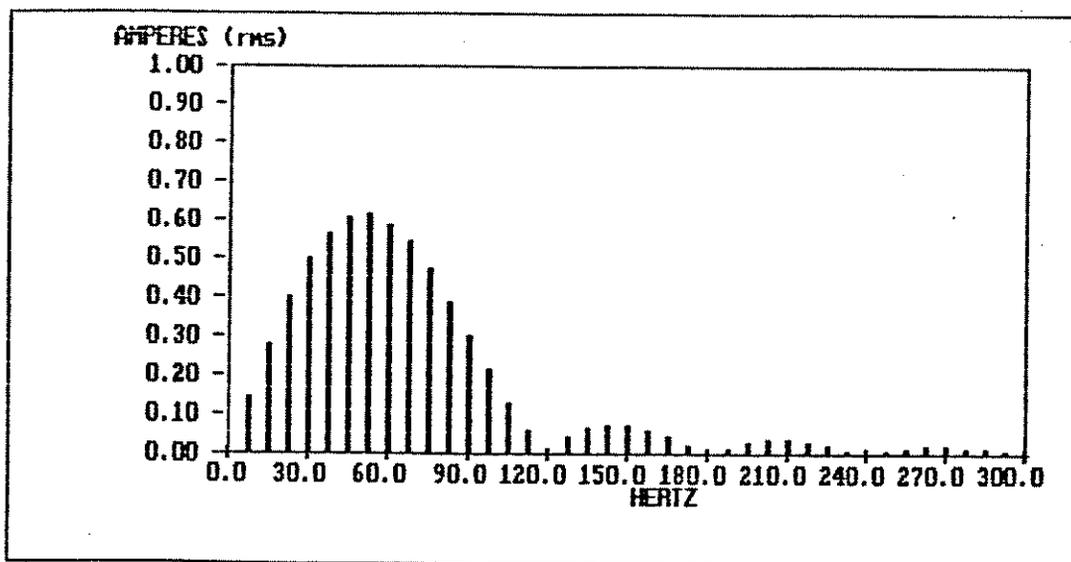


Figura 5.2 - Conteúdo harmônico para a forma de onda da corrente da Figura 5.1 para o contador digital de 3 bits, e $BRM \cdot P_L = 12.5 \% P_{Lmáx}$.

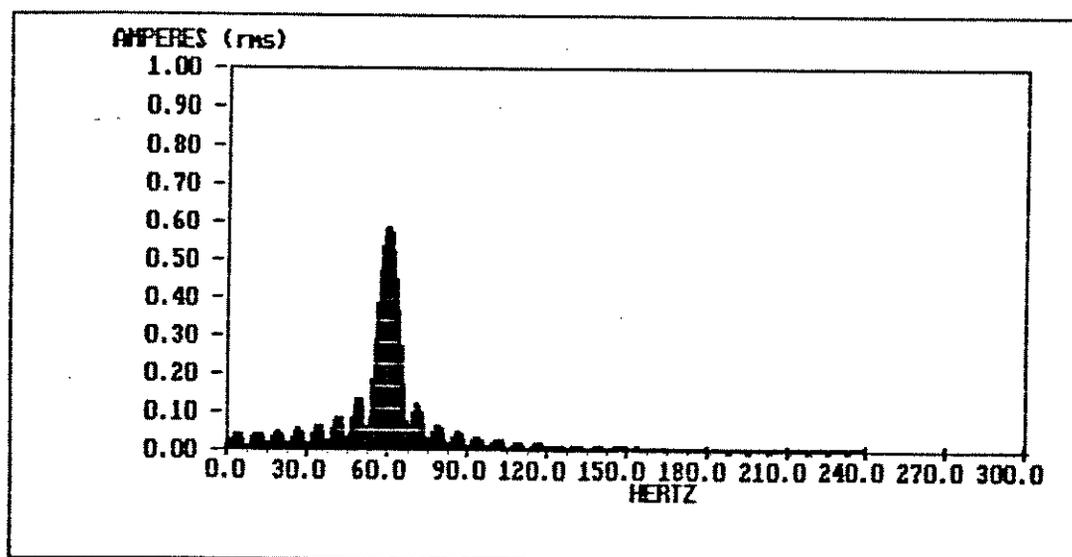


Figura 5.3 - Conteúdo harmônico da corrente para o contador digital de 6 bits, com $N = 8$ e $T = 64$.

$$P_L = 12.5 \% P_{Lmáx}$$

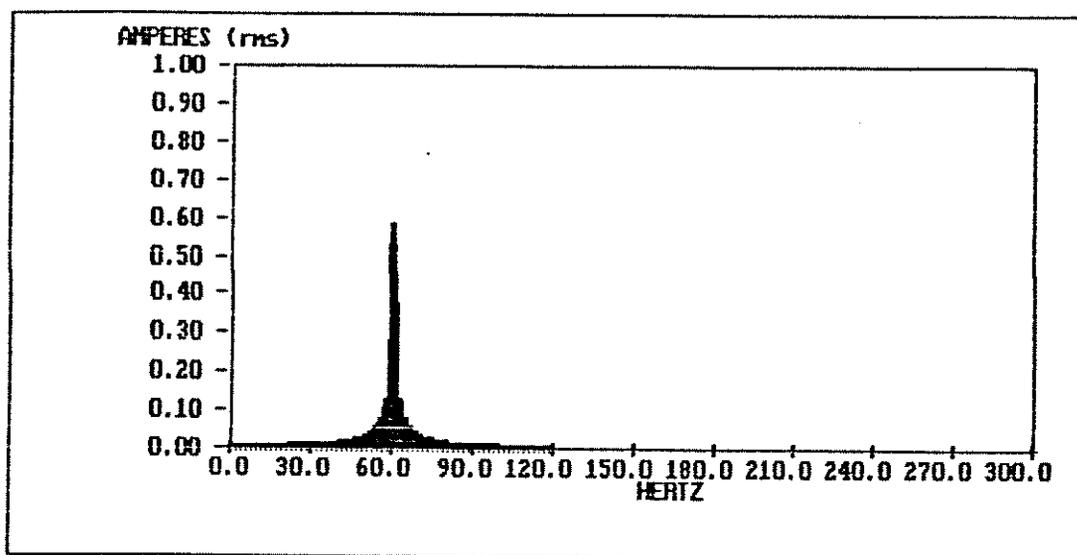


Figura 5.4 - Conteúdo harmônico da corrente para o contador digital de 8 bits, com $N = 32$ e $T = 256$.

$$P_L = 12.5 \% P_{L_{\max}}$$

Conforme se pode observar na Figura 5.2, algumas subharmônicas possuem amplitudes superiores à amplitude da componente harmônica na frequência da fonte.

Já nas Figuras 5.3 e 5.4, observou-se uma redução significativa na amplitude das subharmônicas, destacando-se, neste aspecto, o controle com o contador de 8 bits.

5.3. CONTEUDO HARMÔNICO DA CORRENTE PARA UMA POTÊNCIA TRANSFERIDA DE 50% DA POTÊNCIA MÁXIMA

Neste nível de potência, tem-se, para o contador digital de 3 bits, $N = 4$ e $T = 8$ ciclos, para o contador digital de 6 bits, $N = 32$ e $T = 64$ ciclos e para o de 8 bits, $N = 128$ e $T = 256$ ciclos, conforme as Figuras 5.5, 5.6, 5.7 e 5.8.

Já para o circuito de controle utilizando um BRM, tem-se 1 ciclo de condução e 1 ciclo de extinção ($N = 1$ e $T = 2$ ciclos.), e o conteúdo harmônico é o mostrado na Figura 5.9.

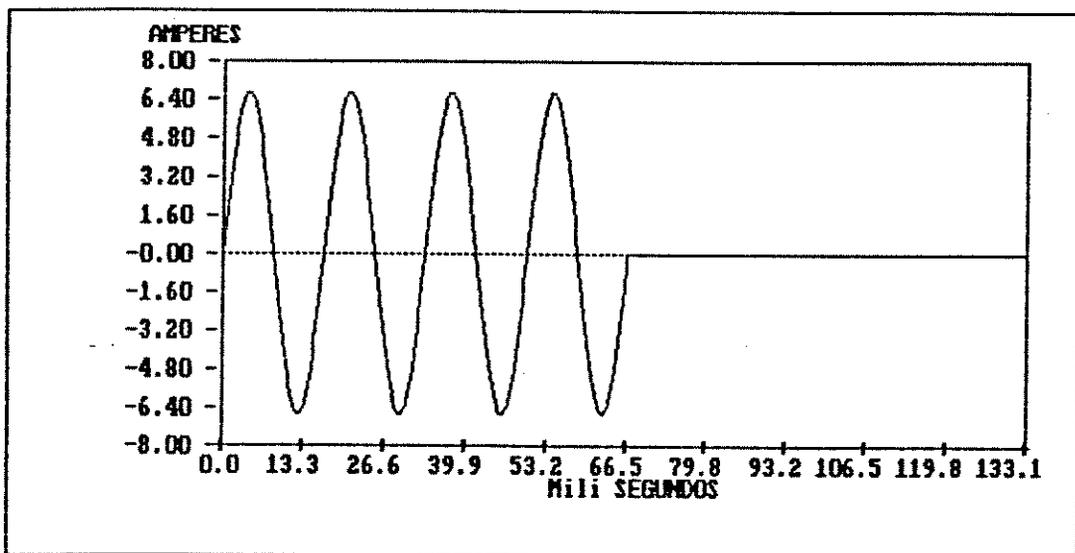


Figura 5.5 - Forma de onda da corrente para o circuito da Figura 2.1, com $V = 127 V_{rms}$, $R = 27 \Omega$ e $f = 60$ Hz com o contador digital de 3 bits e $N = 4$ e $T = 8$.

$$P_L = 50 \% \text{ de } P_{Lmáx.}$$

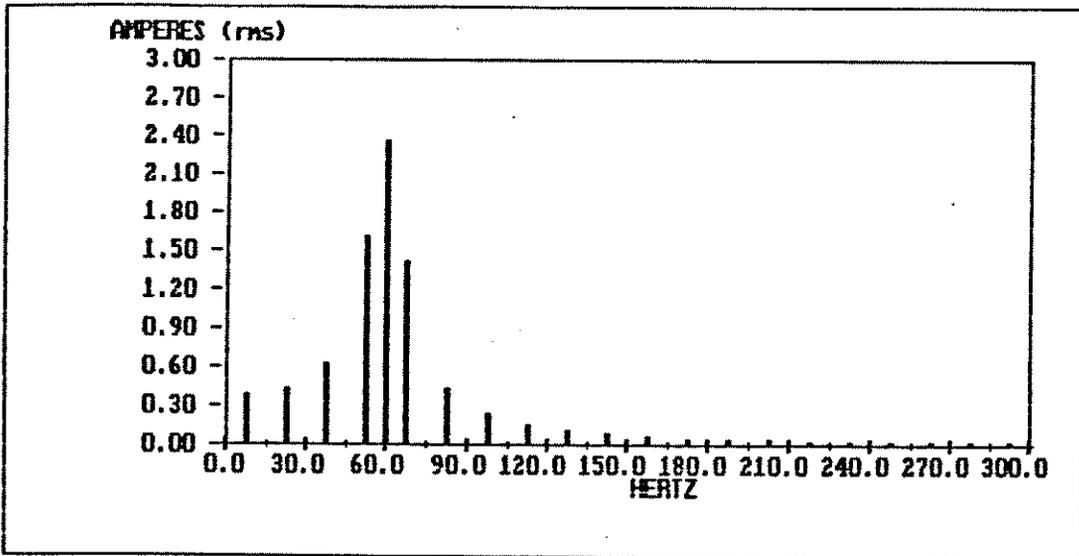


Figura 5.6 - Conteúdo harmônico para a forma de onda da corrente da Figura 5.5, para o contador digital de 3 bits . $P_L = 50 \% P_{Lmáx}$.

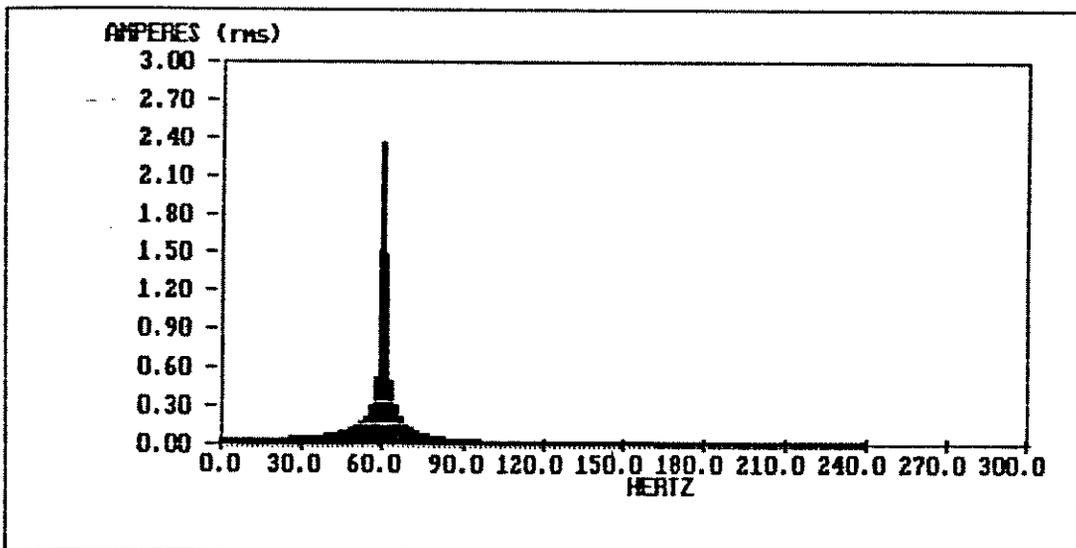


Figura 5.7 - Conteúdo harmônico da corrente para o contador digital de 6 bits, com $N = 32$ e $T = 64$.

$$P_L = 50 \% P_{Lmáx}$$

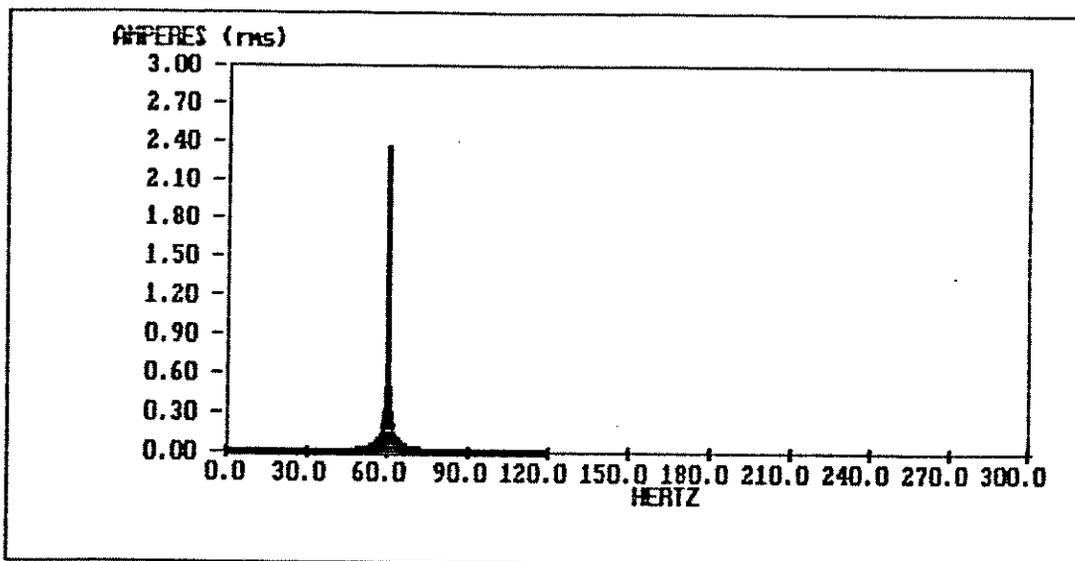


Figura 5.8 - Conteúdo harmônico da corrente para o contador digital de 8 bits, com $N = 128$ e $T = 256$.

$$P_L = 50 \% P_{Lmáx}$$

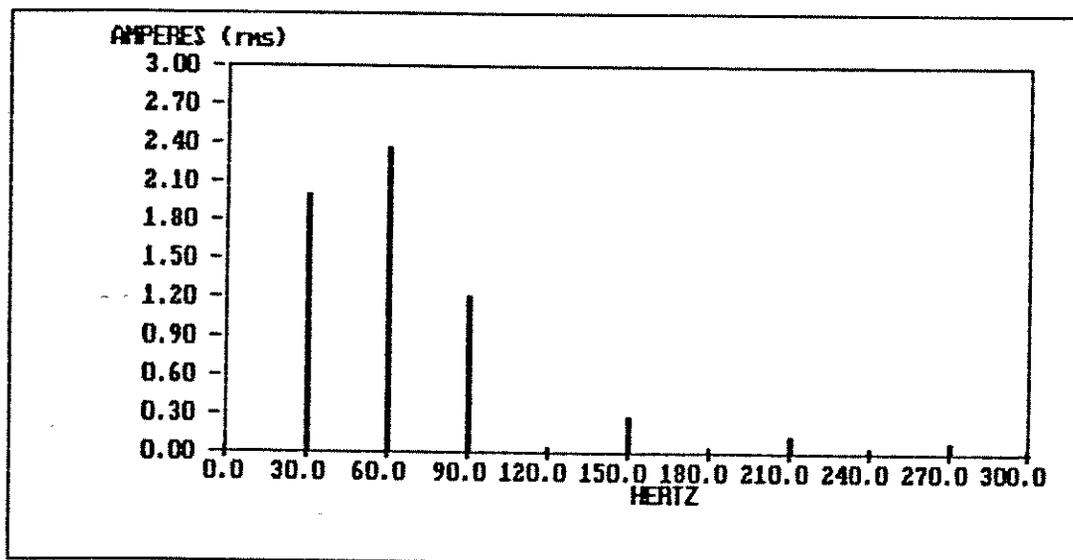


Figura 5.9 - Conteúdo harmônico da corrente para o circuito do BRM, com $N = 1$ e $T = 2$. $P_L = 50 \% P_{Lmáx}$.

Pode-se observar, na Figura 5.9, o péssimo conteúdo harmônico para o controle com o BRM, comparativamente aos outros controles usando o contador digital.

5.4. CONTROLO HARMÔNICO DA CORRENTE PARA UMA POTÊNCIA TRANSFERIDA DE 75% DA POTÊNCIA MÁXIMA:

Neste nível de potência, tem-se, para o contador digital de 3 bits, $N = 6$ e $T = 8$ ciclos, para o contador digital de 6 bits, $N = 48$ e $T = 64$ ciclos e para o de 8 bits, $N = 192$ e $T = 256$ ciclos, conforme as Figuras 5.10, 5.11, 5.12 e 5.13.

Já para o circuito de controle utilizando um BRM, tem-se 1 ciclo de condução e 1 ciclo de extinção ($N = 1$ e $T = 2$ ciclos), e o conteúdo harmônico é o mostrado na Figura 5.14.

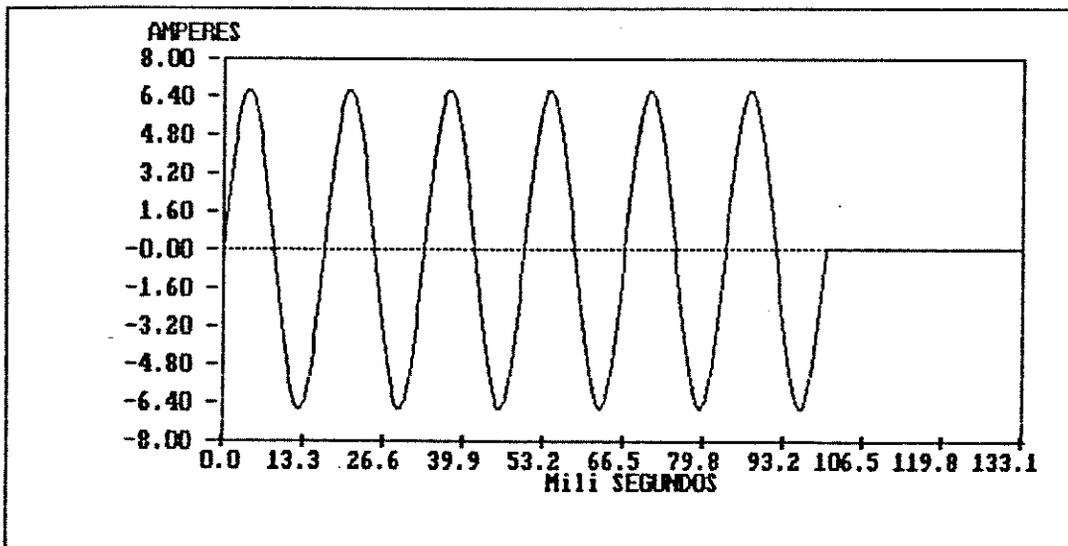


Figura 5.10 - Forma de onda da corrente para o circuito da Figura 2.1, com $V = 127 \text{ V}_{\text{rms}}$, $R = 27 \Omega$ e $f = 60 \text{ Hz}$ com o contador digital de 3 bits e $N = 6$ e $T = 8$.

$$P_L = 75 \% \text{ de } P_{L_{\text{máx.}}}$$

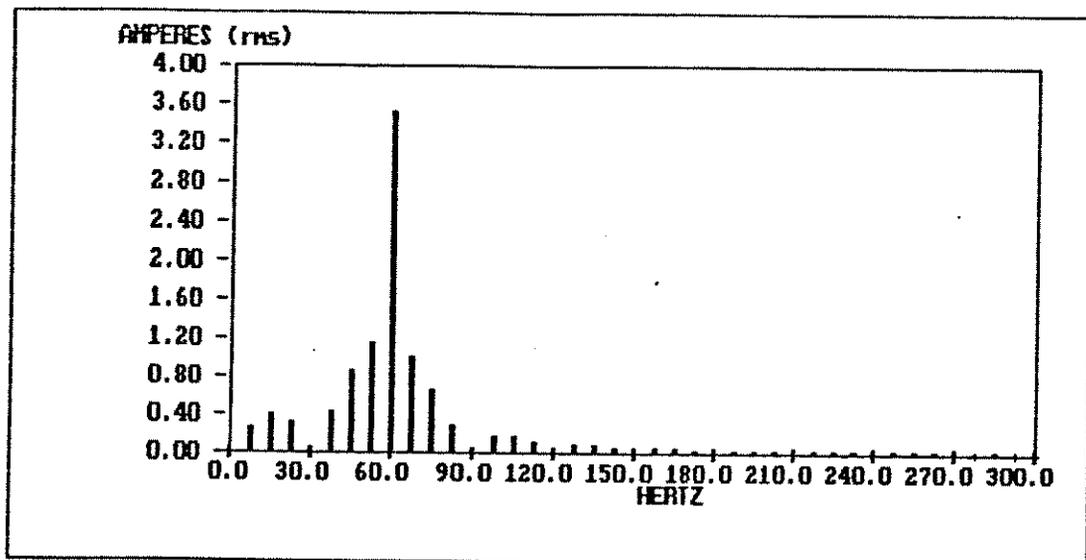


Figura 5.11 - Conteúdo harmônico para a forma de onda da corrente da Figura 5.10, para o contador digital de 3 bits. $P_L = 75 \% P_{Lmáx}$.

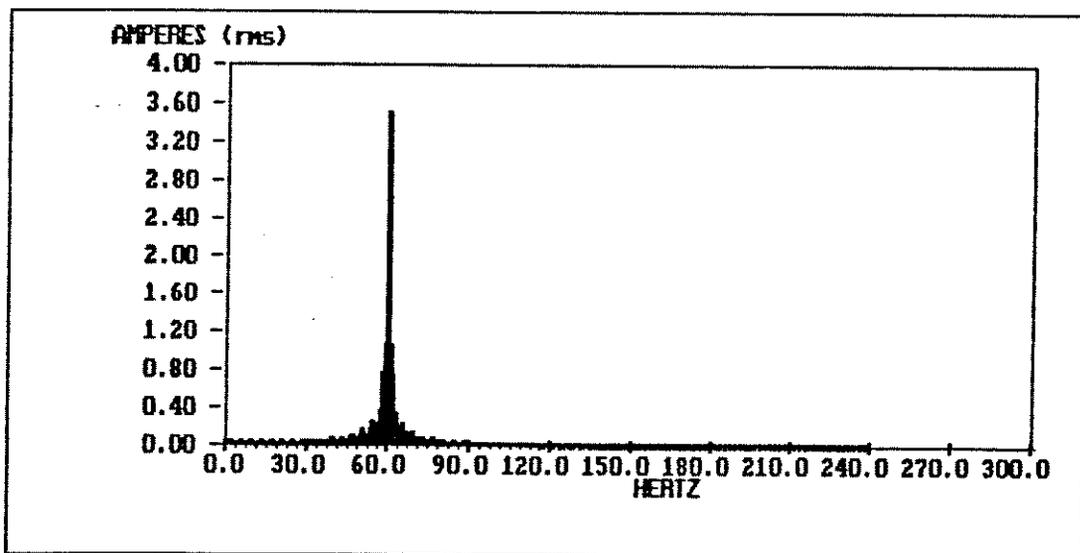


Figura 5.12 - Conteúdo harmônico da corrente para o contador digital de 6 bits, com $N = 48$ e $T = 64$.

$$P_L = 75 \% P_{Lmáx}$$

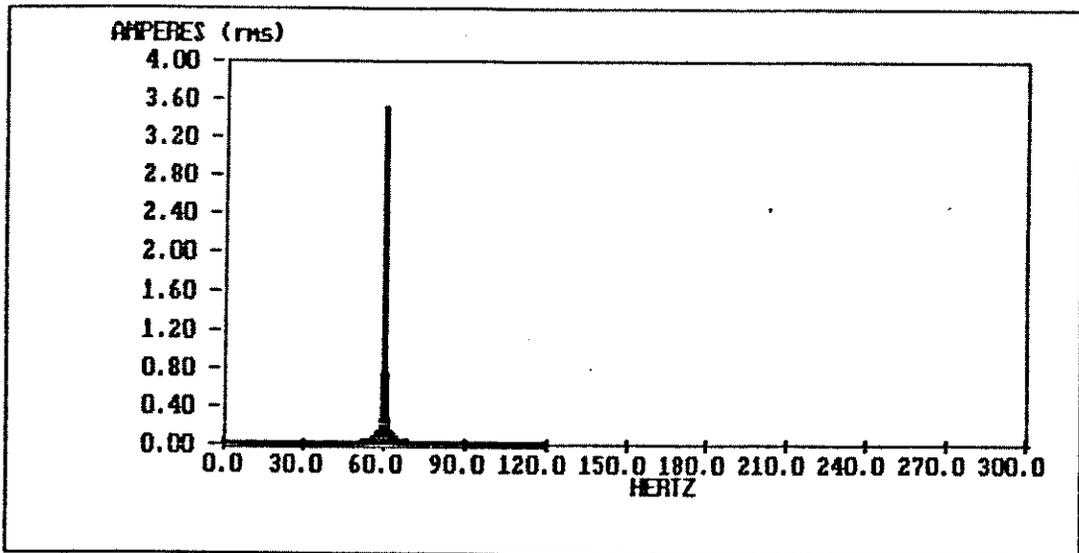


Figura 5.13 - Conteúdo harmônico da corrente para o contador digital de 8 bits, com $N = 192$ e $T = 256$.

$$P_L = 75 \% P_{Lmáx}$$

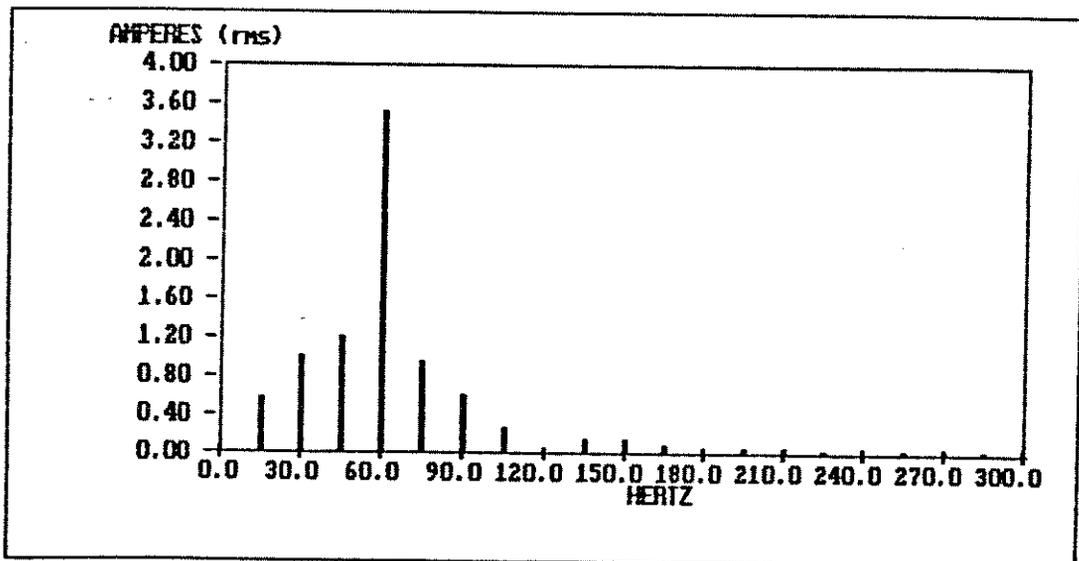


Figura 5.14 - Conteúdo harmônico da corrente para o circuito do BRM, com $N = 3$ e $T = 4$. $P_L = 75 \% P_{Lmáx}$.

5.5. CONSIDERAÇÕES

Conforme se pode observar, em todos os níveis simulados, o contador digital de 8 bits, com um número de ciclos de controle $T = 256$ ciclos, apresentou conteúdos harmônicos mais favoráveis.

O circuito de controle que utiliza um BRM apresentou sempre, comparativamente, piores conteúdos harmônicos e pode ser classificado como sendo um controle do tipo contador, com o valor do número de ciclos de T , variável de 2 até 64 de acordo com o equacionamento de f_z mostrado na eq. (4.1).

Por outro lado, se a operação do forno causar alguma queda de tensão no sistema alimentador, a utilização de um grande número de ciclos de controle contribui para a diminuição, dos distúrbios sobre as instalações de iluminação, causados pelas rápidas variações na amplitude da tensão.

Esta variação na amplitude da tensão da fonte está associada aos chaveamentos periódicos dos gradadores, durante os instantes de controle da temperatura do forno.

Isto pode ser constatado se considerarmos uma situação particular, onde, por exemplo, durante os instantes nos quais o controle de temperatura tenta manter a mesma estável, em valores próximos do ajustado, o forno esteja trabalhando com uma potência de $1/8$ da sua potência máxima.

Nestas condições, para um controle de 8 ciclos,

ter-se-ia a entrega de um "pacote energético" de 1 ciclo de condução a cada 8 de controle.

Assim, tem-se uma flutuação (1 ciclo "ON"), na amplitude da tensão da fonte, à cada 0.13333 segundos, ou seja, 7.5 flutuações à cada segundo, estando-se assim trabalhando na região de incômodo máximo sobre o olho humano [17] .

Se agora, porém, o número de ciclos de controle fosse 256, ter-se-ia 32 ciclos de condução (32 ciclos "ON"), ou seja, 1 flutuação na amplitude da tensão da fonte, com a duração de 32 ciclos e com uma periodicidade de 4.26666 segundos (256 ciclos).

Isto significaria 14 flutuações por minuto, valor este que representa um distúrbio do tipo "lamp flicker", muito menos significativo .

Também sobre este aspecto, o controle que utiliza um B R M (que resulta em valores para T sempre os menores possíveis), apresenta um comportamento altamente indesejável.

Por todos os motivos já apresentados, mas principalmente pelo conteúdo harmônico pouco favorável, o controle com um B R M não foi implementado nos protótipos desenvolvidos

CAPÍTULO 6

AVALIAÇÃO DO CONTADOR DIGITAL PARA
A ESTABILIZAÇÃO DA TEMPERATURA6.1. ESTRATÉGIA DE DISPARO NUM MODO MONOFÁSICO E
SÍNCRONO

Os objetivos no desenvolvimento da lógica de disparo dos tiristores são os seguintes:

a) Estabelecer um sincronismo do disparo, com a passagem por zero de uma das fases. No caso, a referência da tensão é a fase A.

b) Iniciada a condução da fase A, por exemplo, as outras fases B e C deverão obrigatoriamente conduzir (mesmo que durante este intervalo de tempo o sinal de controle oriundo do programador de temperatura cesse). Isto caracteriza um modo síncrono de acionamento [18] .

c) Serão estabelecidas as tensões de referência V_{AN} , para as conexões em estrela e V_{AB} , para as conexões em triângulo, caracterizando assim um modo monofásico de acionamento.

O diagrama de blocos do circuito desenvolvido com estas características é o mostrado a seguir, na Figura 6.1.

Desta forma, obedecendo-se o diagrama anterior, desenvolveu-se o circuito digital de 3 bits (8 ciclos de controle) mostrado nas Figura 6.2 (a) e (b).

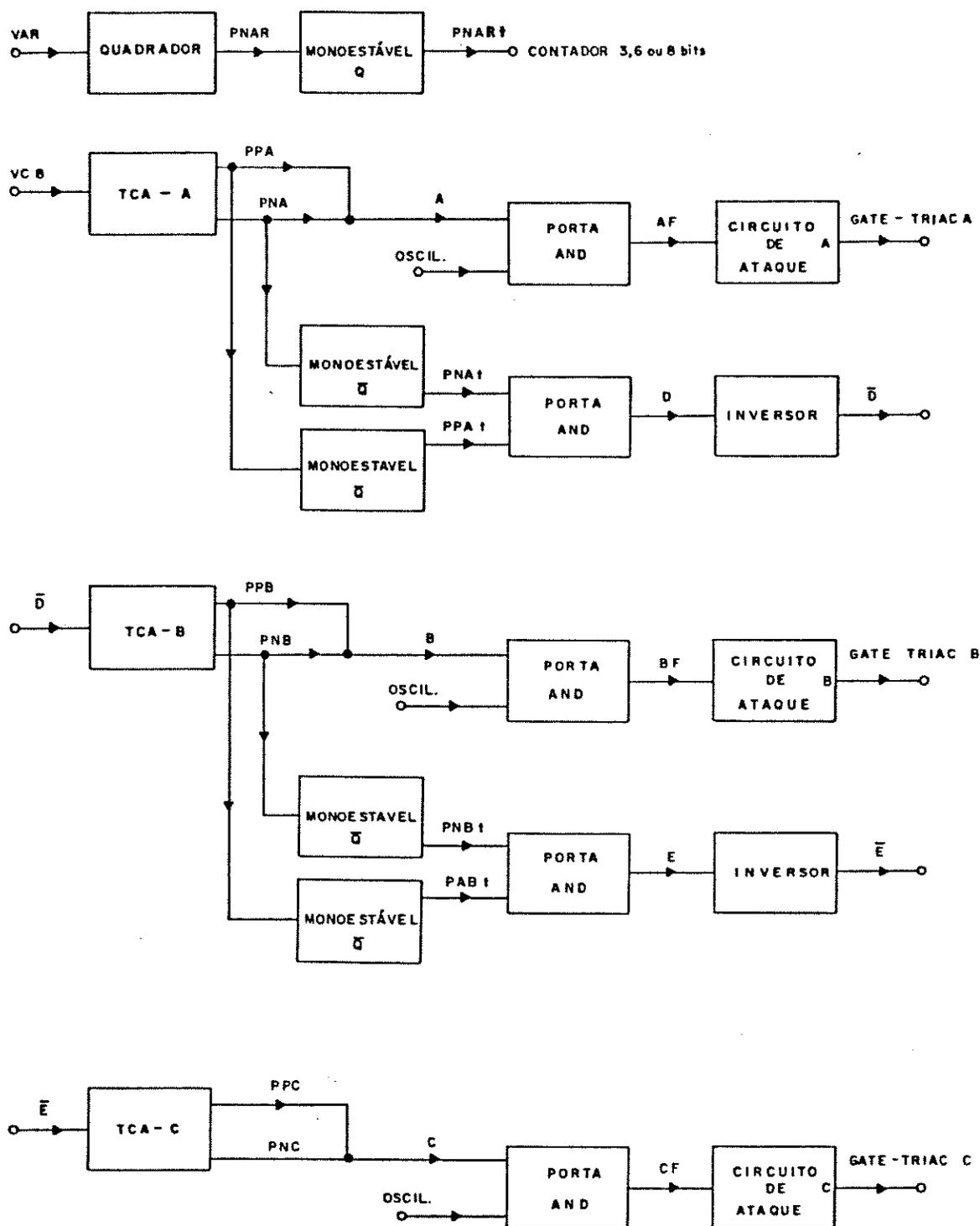


Figura 6.1 - Diagrama de blocos de um Contador Digital, com Partida Síncrona e Modo Monofásico.

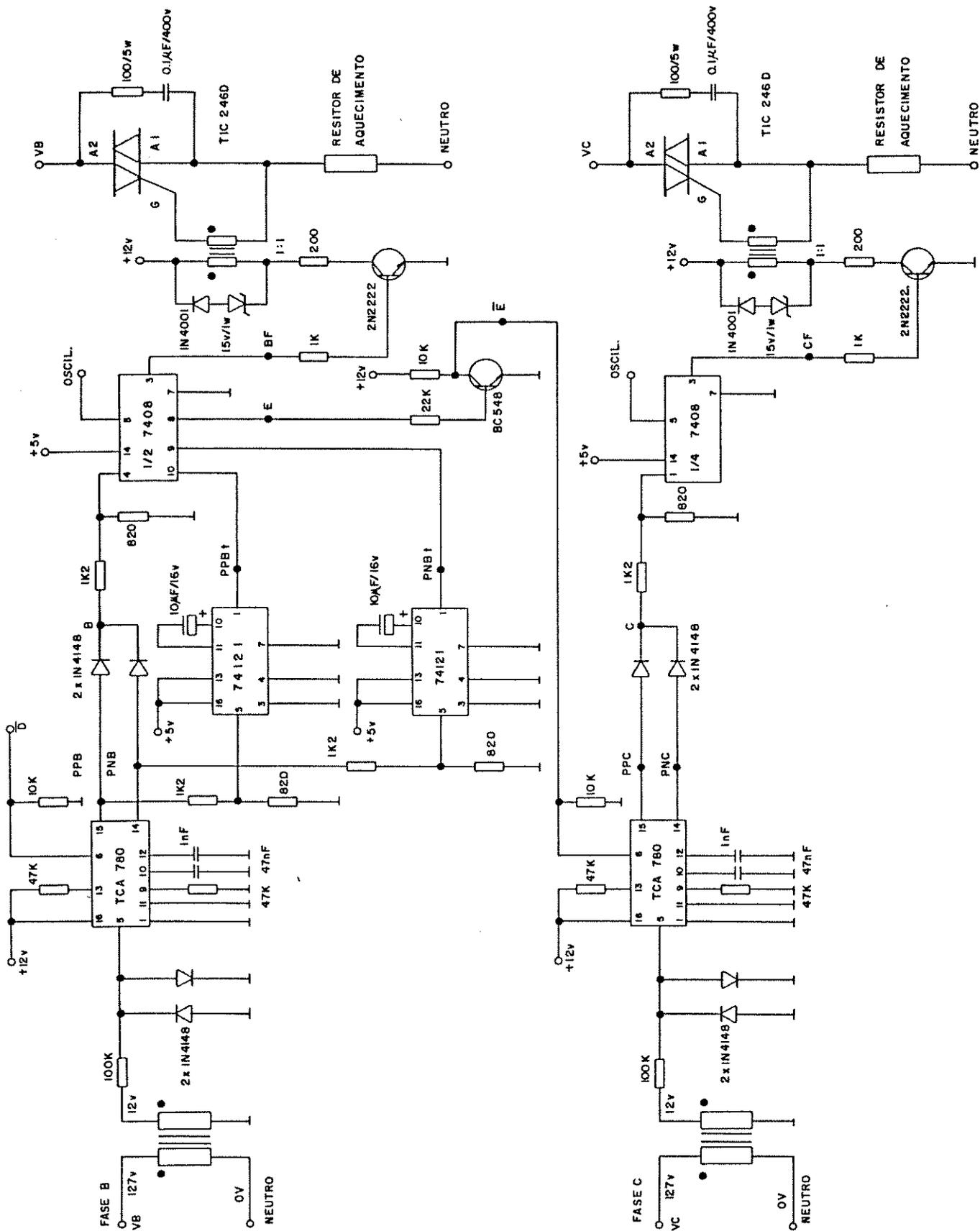


Figura 6.2 - (b) Diagrama elétrico de um controle digital síncrono por ciclo integral, fases B e C.

O circuito trifásico mostrado na Figura 6.2 se refere à conexão estrela a quatro condutores, com o protótipo operando num modo automático, controlando a temperatura do forno com o auxílio de uma unidade programadora e controladora de temperatura, segundo o diagrama de blocos da Figura 1.1.

Os sinais de referência das tensões foram obtidos através de pequenos transformadores, de modo a permitir uma isolação entre a placa de acionamento e a rede de alimentação.

O primário de cada transformador de sincronização possibilita a operação com as tensões de 127 V_{rms} ou 220 V_{rms} , de acordo com a conexão trifásica desejada (estrela ou triângulo).

Desta maneira, pode-se observar que o sincronismo do controle é obtido através da tensão de referência de uma das fases (V_{AN} para a conexão estrela a quatro condutores e V_{AB} , para a conexão triângulo com o ramo controlado).

O sinal de tensão de referência é, então, transformado em pulso quadrado de mesma frequência da tensão da fonte alternada.

A partir deste sinal, portas lógicas são combinadas de modo a se controlar a geração dos pulsos de disparo do circuito integrado TCA 780, tomando-se como referência, o TCA 780 da fase A.

Como o circuito contador necessita de uma palavra binária para o seu funcionamento e a unidade programadora da temperatura gera um sinal analógico V_c de controle do erro, o circuito foi dotado de um conversor analógico-digital de 8 bits, construído com um circuito integrado ADC 802.

Para as operações com os contadores de 6 e 3 bits, foram utilizados os bits mais significativos do conversor analógico-digital.

O oscilador usado para a formação dos pulsos de disparo trabalha em uma frequência de 10 KHz, e a duração total do trem de pulsos que é aplicado ao "gate" de cada "triac", é de aproximadamente 500 μ s.

As formas de onda, nos diversos pontos do circuito, para o contador trabalhando com $N = 4$ e $T = 8$ (potência transferida para a carga em 50% da potência máxima), podem ser vistas na Figura 6.3.

Deve-se observar que, no caso, o sinal digital de controle, $V_c 8$, é gerado pelo contador de 3 bits, conforme o diagrama elétrico mostrado na Figura 6.2, podendo ainda ser gerado por outro contador digital (6 ou 8 bits) ou pelo circuito do BRM.

Foi incorporado também ao circuito um amplificador operacional para "zerar" a saída do contador (nenhuma condução, portanto $N = 0$), sempre que o sinal analógico V_c de entrada do conversor analógico-digital apresentar um valor abaixo de 78.125 mV ($5/64$ V).

Este valor está aproximadamente ajustado para o contador de 6 bits.

Para o contador de 8 bits, este valor deve ser menor que 19.53 mV ($5/256$ V) e o resistor de 68 K Ω do operacional deve ser substituído por um de 250 K Ω .

Transformadores de pulso também foram usados para possibilitar uma isolação entre os circuitos de controle e de potência.

Após cada nova energização do circuito, o botão CHP deve ser acionado para que o ADC 802 inicie a conversão.

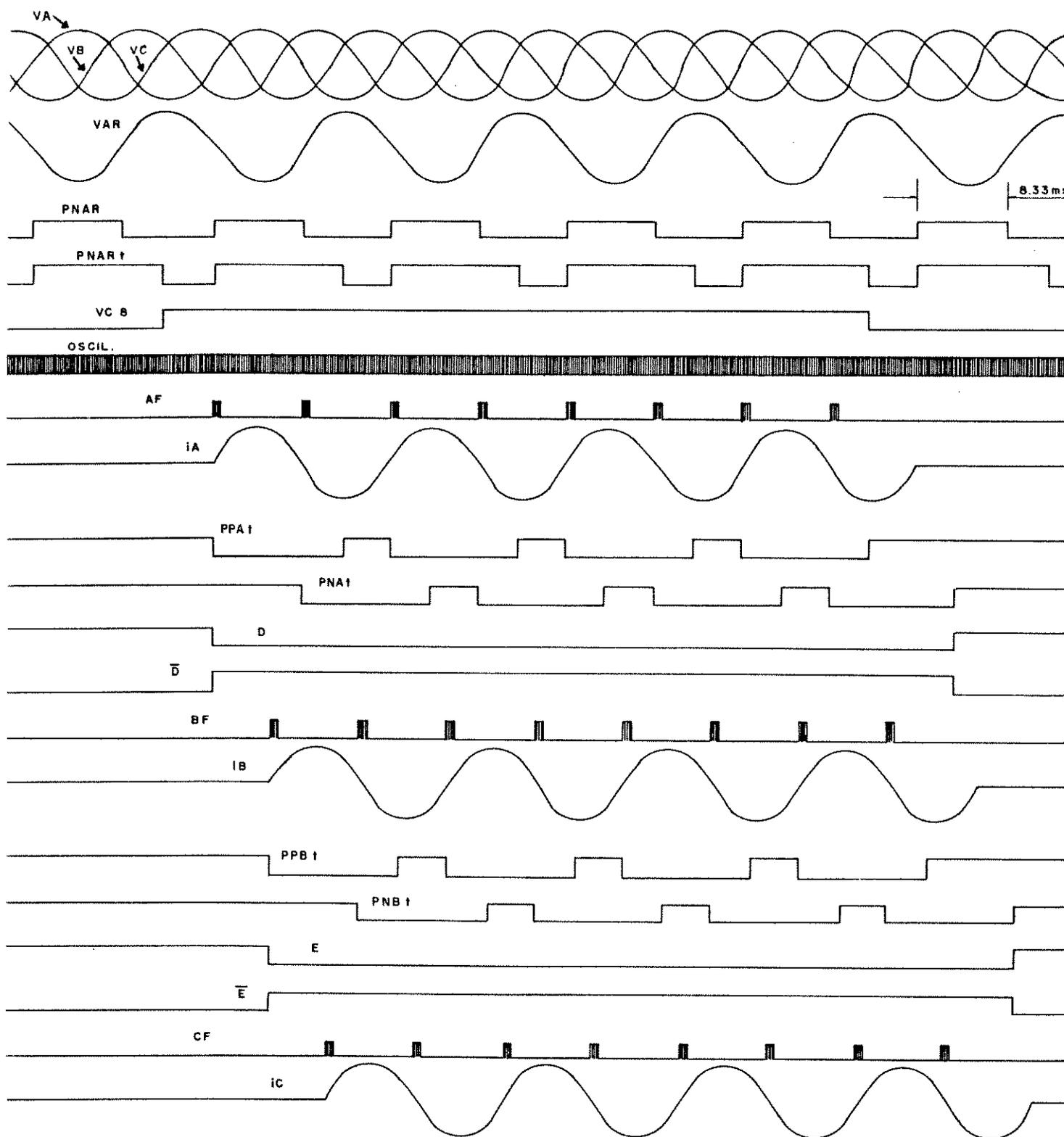


Figura 6.3 - Formas de onda nos diversos pontos do diagrama elétrico da Figura 6.2.

6.2. AS MEDIÇÕES DE TEMPERATURA COM O PROTÓTIPO

Para as avaliações do sistema de acionamento, em 3 modos de condução, efetuou-se uma montagem envolvendo o circuito de acionamento trifásico, uma unidade controladora e programadora de temperatura (marca THERMA, modelo THERMICOM) e um forno elétrico a resistência de potência aproximada de 1.8 quilowatts.

Todo o sistema foi interligado obedecendo-se o diagrama de blocos para um controle automático de precisão, da temperatura do forno, mostrado anteriormente na Figura 1.1.

A unidade programadora de temperatura (com um indicador digital em graus Celsius) possui os seguintes características:

<u>Sinal de Entrada:</u>	Termopar Tipo K (NiCrNi)
<u>Escala:</u>	0...1200 ^o C
<u>Tensão de Alimentação:</u>	220 V _{ca} , 48-62 Hz
<u>Indicação da Temperatura:</u>	Digital
<u>"Set-Point" (Valor Nominal):</u>	Ajustado por um Seletor Digital (Thumbwheel) de até 1999 unidades.
<u>Ação de Controle:</u>	PID
<u>Sinal de Saída:</u>	de 0...+5 V _{cc}
<u>Classe de Exatidão:</u>	0,5% + 1 dígito
<u>Normas:</u>	Atende as normas da ABNT e DIN

O termopar foi instalado no interior do forno, de modo a produzir uma tensão (em mili-volts) proporcional à temperatura instantânea do mesmo.

O nível de tensão analógica contínua de saída é proporcional ao erro existente entre o valor da temperatura ajustada no "set-point" do painel da unidade e o valor da temperatura real do forno.

Desta maneira, quando a temperatura real do forno for bastante diferente do valor programado, o sinal de saída é +5 Vcc, e este valor irá decrescendo, à medida que a temperatura no forno se aproxime do valor ajustado, até atingir 0 Vcc, quando os valores real e o ajustado forem iguais.

Os ajustes efetuados nas ações de controle do programador, que levaram a uma oscilação mínima na curva de variação temperatura, em torno do valor desejado ("set-point"), foram os seguintes:

Ação Proporcional: 25%
Ação Integral: 4 minutos
Ação Derivativa: 1.5 minutos

Estes valores foram mantidos em todas as experimentações efetuadas.

O forno foi construído com chapas de ferro dobradas e com o revestimento de lã mineral.

O volume interno do canal tem aproximadamente (20 X 20 X 40) cm, com uma porta de (20 X 20) cm.

As resistências foram acomodadas em uma base removível, instalada na parte inferior do canal e o termopar foi instalado na parte superior do canal.

Para permitir a utilização das tensões V_{AN} de 127 V_{rms} e V_{AB} de 220 V_{rms} , tanto nas conexões em estrela quanto nas conexões em triângulo, foram usados dois conjuntos de

resistências de níquel-cromo, equipadas com uma base rosqueável de porcelana, própria para uso em soquete E-27.

Um conjunto de resistência foi utilizado para a conexão em triângulo com V_{AN} de 127 V_{rms} , que apresenta uma resistência à 25 ° Celsius, de 27 Ω e potência aproximada de 597 W, por unidade.

Para as conexões em triângulo, com V_{AB} de 220 V_{rms} , foram utilizadas resistências de valor à 25 ° C de 108 Ω e potência individual aproximada de 450 W.

Os procedimentos adotados para as medições efetuadas nos modos de acionamento foram os seguintes:

- a) A partir da temperatura ambiente (28°C), energizou-se o forno com as resistências alimentadas na configuração estrela a 4 condutores.
- b) O forno permaneceu sempre carregado com um corpo de prova de ferro fundido de dimensões (5 X 6 X 12) cm e peso igual a 2 Kg e que representou assim a carga do forno.
- c) Assim que o forno teve a sua temperatura estabilizada em torno do "set-point" ajustado (no caso de 200°C) foram gerados os "distúrbios" na temperatura.
- d) Os distúrbios foram causados abrindo-se a porta do forno por 1 minuto e fechando-a decorrido este espaço de tempo. Este procedimento foi repetido com uma periodicidade de 15 minutos.
- e) As leituras foram efetuadas a cada intervalo de tempo de 1 minuto.

Adotados estes procedimentos, foram efetuadas as leituras que se seguem, para o acionamento com o contador digital de 8 ciclos, 64 e 256 ciclos, de acordo com as Figuras 6.4, 6.5 e 6.6.

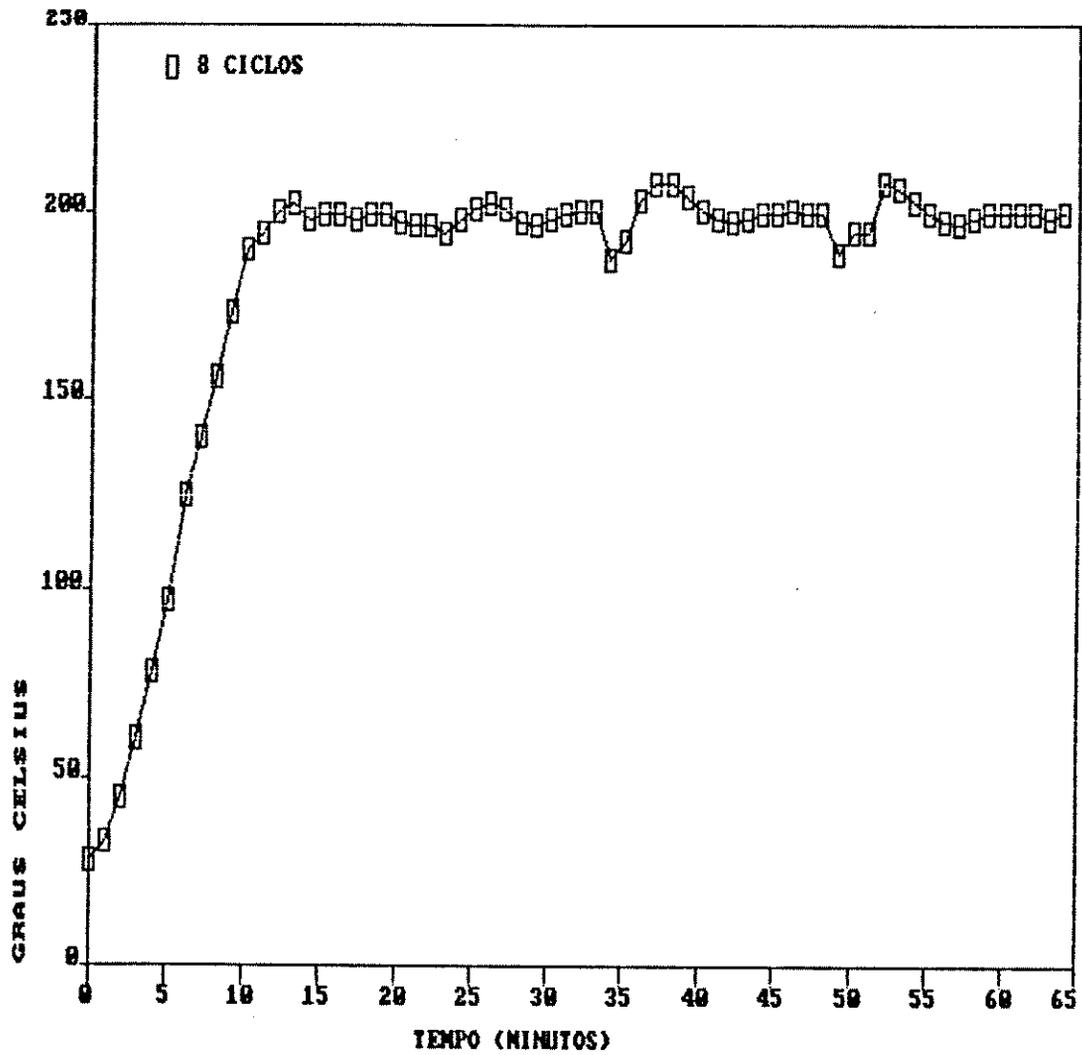


Figura 6.4 - Variação da temperatura com o tempo, para o acionamento com um contador digital de 3 bits ($T = 8$ ciclos).

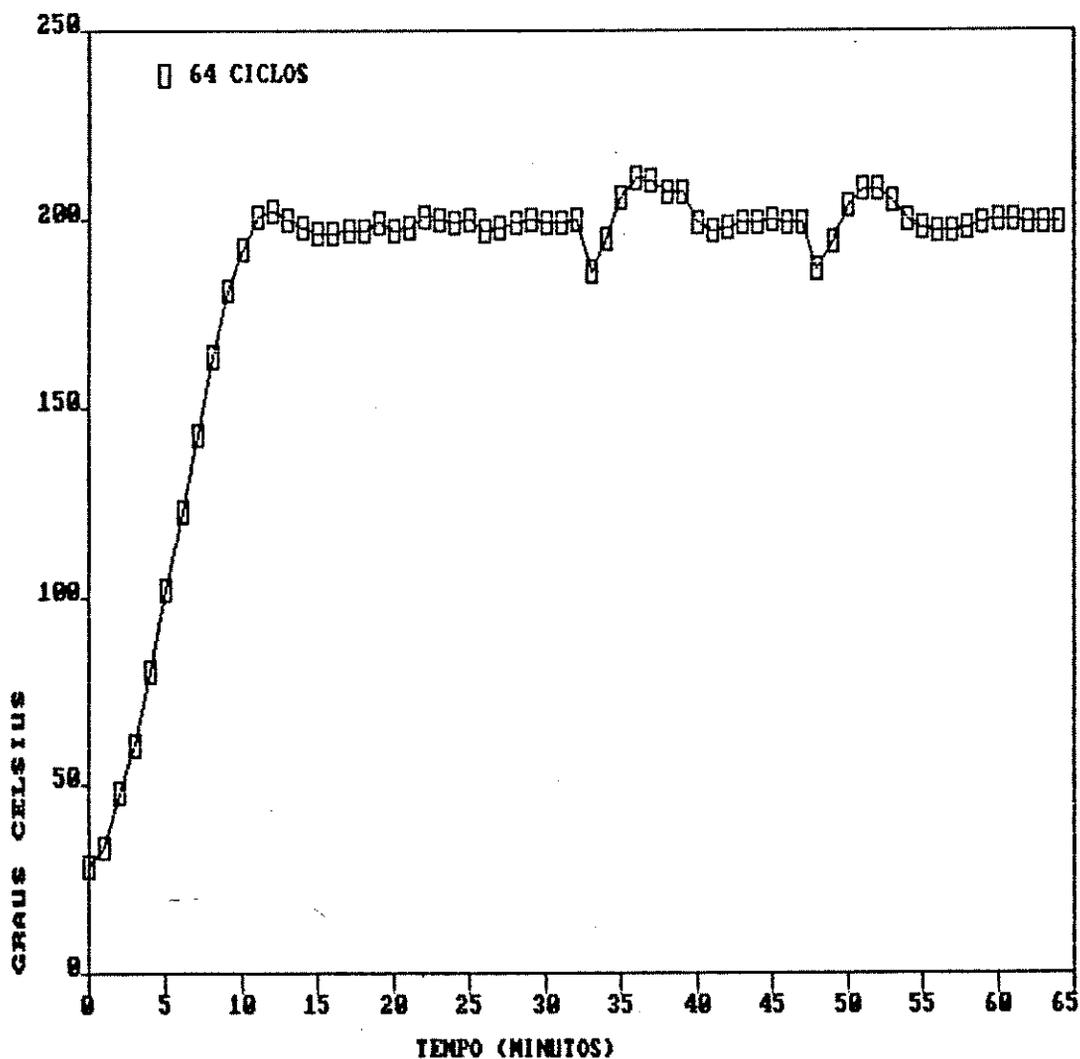


Figura 6.5 - Variação da temperatura com o tempo, para o acionamento com um contador digital de 6 bits ($T = 64$ ciclos).

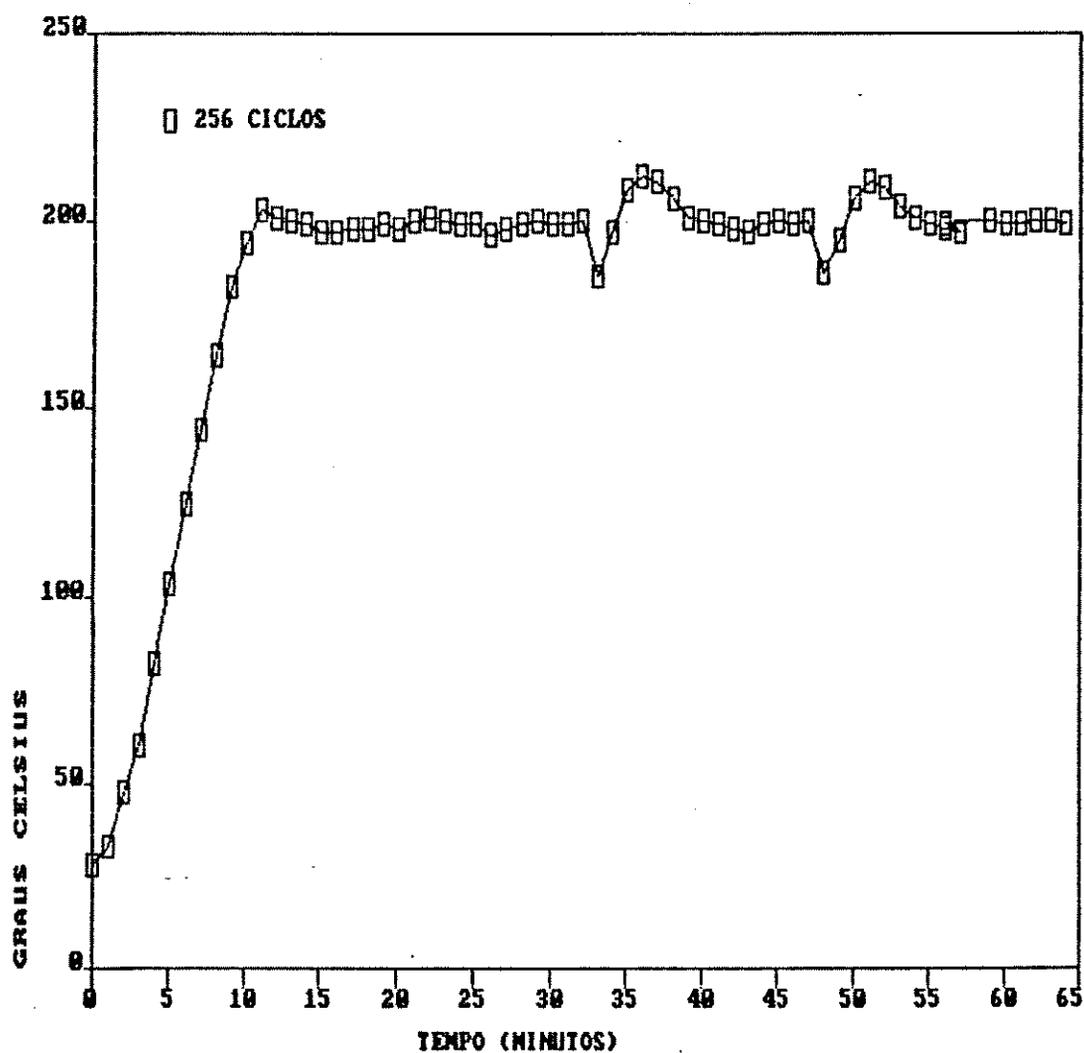


Figura 6.6 - Variação da temperatura com o tempo, para o acionamento com um contador digital de 8 bits ($T = 256$ ciclos).

6.3. CONSIDERAÇÕES

De acordo com as Figuras 6.4, 6.5 e 6.6 anteriores, pode-se observar o comportamento bastante equivalente dos 3 modos de condução, sob o aspecto da estabilização da temperatura, após a geração de um distúrbio.

O distúrbio simulou a troca de calor existente, por exemplo, quando da abertura e fechamento da porta do forno, num processo de tratamento térmico industrial.

O comportamento equivalente dos 3 modos é plenamente justificável, devido à grande inércia térmica do sistema de aquecimento, que, no caso, não é sensível aos diferentes modos de entrega dos "pacotes energéticos", impostos pelo diferentes circuitos de controle.

Desta maneira, para o sistema de aquecimento em estudo, o parâmetro preponderante para a escolha de um dos modos de controle do acionamento dos gradadores deve ser o conteúdo harmônico da corrente.

Conforme o que pode ser observado nas Figuras do Capítulo 5, os melhores conteúdos harmônicos da corrente são, nessa ordem, o do contador digital de 8 bits, o do contador digital de 6 bits e os piores são o do BRM e o do contador de 3 bits.

Cabe ainda observar, que na região de estabilização da temperatura (entre 199 e 200 °C), verificou-se com um osciloscópio que o forno estava trabalhando com uma potência em torno de 1/8 da sua potência máxima.

CAPÍTULO 7

ESTUDO DAS CONFIGURAÇÕES TRIFÁSICAS ENTRE
OS GRADADORES E O FORNO

7.1. INTRODUÇÃO

Neste capítulo, serão estudadas as várias configurações trifásicas possíveis de serem executadas, para um controle por ciclo integral, num modo monofásico síncrono de disparo [19] .

As conexões trifásicas possíveis entre os gradadores e a carga resistiva são mostradas na Figura 7.1.

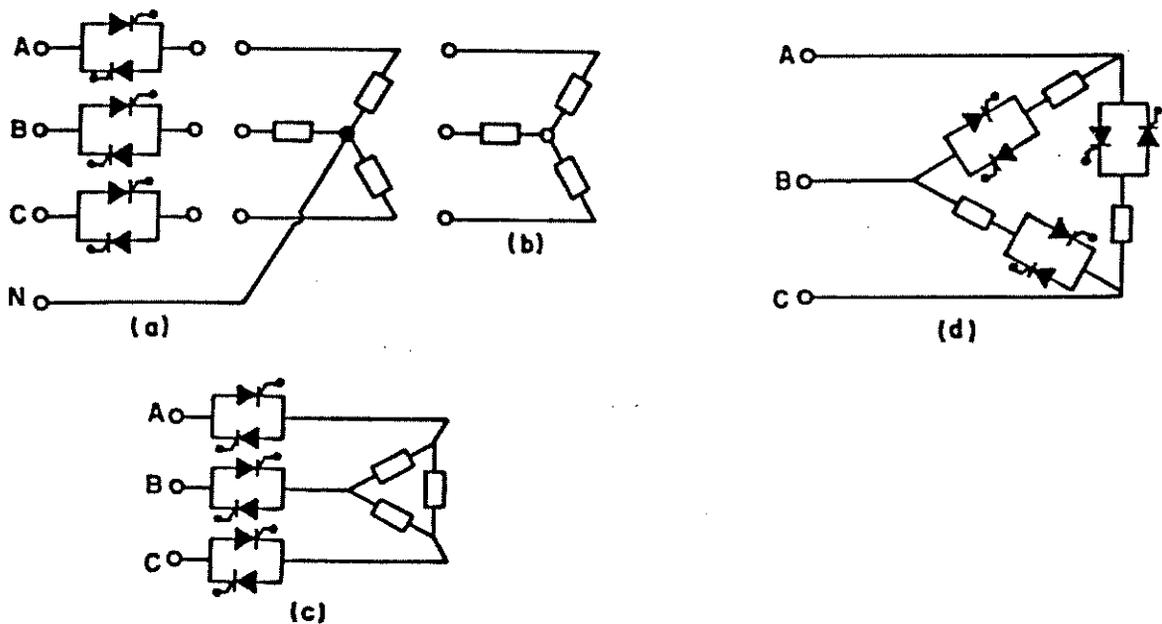


Figura 7.1 - Conexões trifásicas possíveis no controle de cargas resistivas por ciclo integral.

(a) Estrela a quatro condutores. (b) Estrela a três condutores. (c) Triângulo com a linha controlada. (d) Triângulo com o ramo controlado.

7.2. ANÁLISES DO CONTEUDO HARMÔNICO DA CORRENTE POR SIMULAÇÃO PARA CADA UMA DAS CONEXÕES TRIFÁSICAS

Nas simulações, as tensões de referência utilizadas foram $V_{an} = 127 V_{rms}$, para a conexão estrela a 4 condutores e $V_{ab} = 220 V_{rms}$, para as demais conexões.

O valor da resistência da carga foi de 27Ω , para as conexões em estrela, e 81Ω , para as demais conexões, de modo a que tenha-se uma mesma potência da carga, para ambas as tensões da fonte (quando não for mencionado o seu valor, $T = 8$ ciclos).

7.2.1. CONEXÃO ESTRELA A QUATRO CONDUTORES

Nesta conexão (Figura 7.1 a), cada fase forma, com o condutor neutro, um circuito série chaveado pelo gradador correspondente.

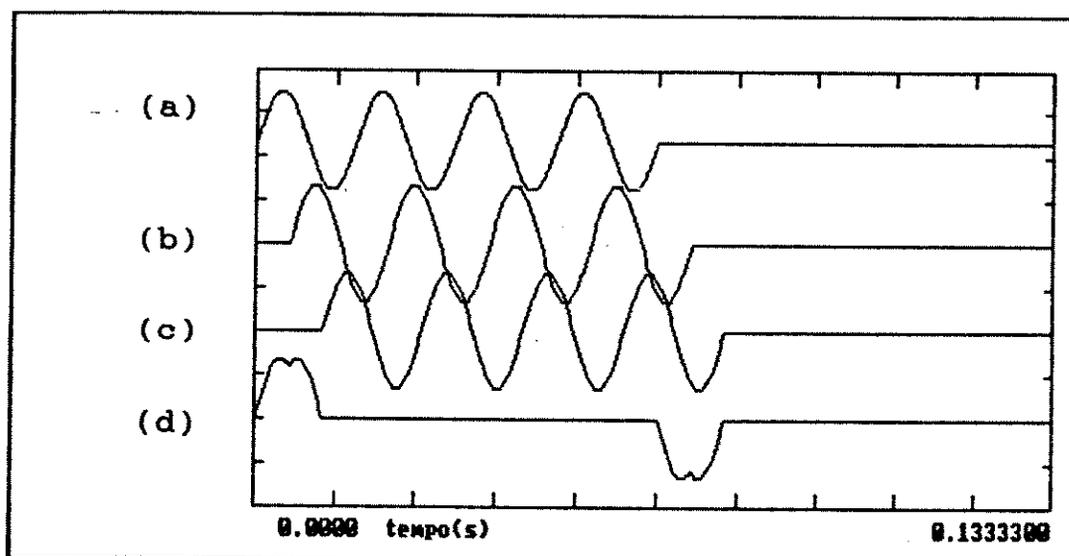


Figura 7.2 - Formas de onda da corrente para a conexão estrela a 4 condutores, com carga resistiva.

(a) i_a .(b) i_b .(c) i_c .(d) i_z .

Assim, pode-se considerar o sistema como formado por 3 circuitos monofásicos.

As formas de onda das correntes i_a , i_b , i_c e da corrente do neutro i_z , para um valor de $N = 4$ e $T = 8$ ciclos, são as mostradas na Figura 7.2.

Pode-se observar o impulso periódico da forma de onda da corrente de neutro, obedecendo o início e o final da condução das corrente das fases.

As formas de onda das correntes i_a , i_b , i_c , são as mesmas (carga resistiva).

A componente harmônica de ordem n , da corrente, para qualquer uma das fases, para $n \neq T$, em valor eficaz, pode ser calculada por [19] :

$$I_n = \frac{V_s}{R} \cdot \frac{2 \cdot T}{\pi \cdot (T^2 - n^2)} \cdot \text{sen} \left(\frac{n \cdot \pi \cdot N}{T} \right) \quad (7.1)$$

A expressão da eq.(7.1) é indeterminada para $n = T$, que representa a componente harmônica na frequência da fonte.

Assim, para $n = T$, o valor eficaz a corrente pode ser calculado por:

$$I_{n=T} = \frac{N}{T} \cdot \frac{V_s}{R} \quad (7.2)$$

Para uma mesma potência transferida para a carga (no caso de 50%), pode-se observar a grande redução na amplitude das componentes subharmônicas da corrente, com o aumento no número de ciclos de controle T , conforme a Figura 7.3.

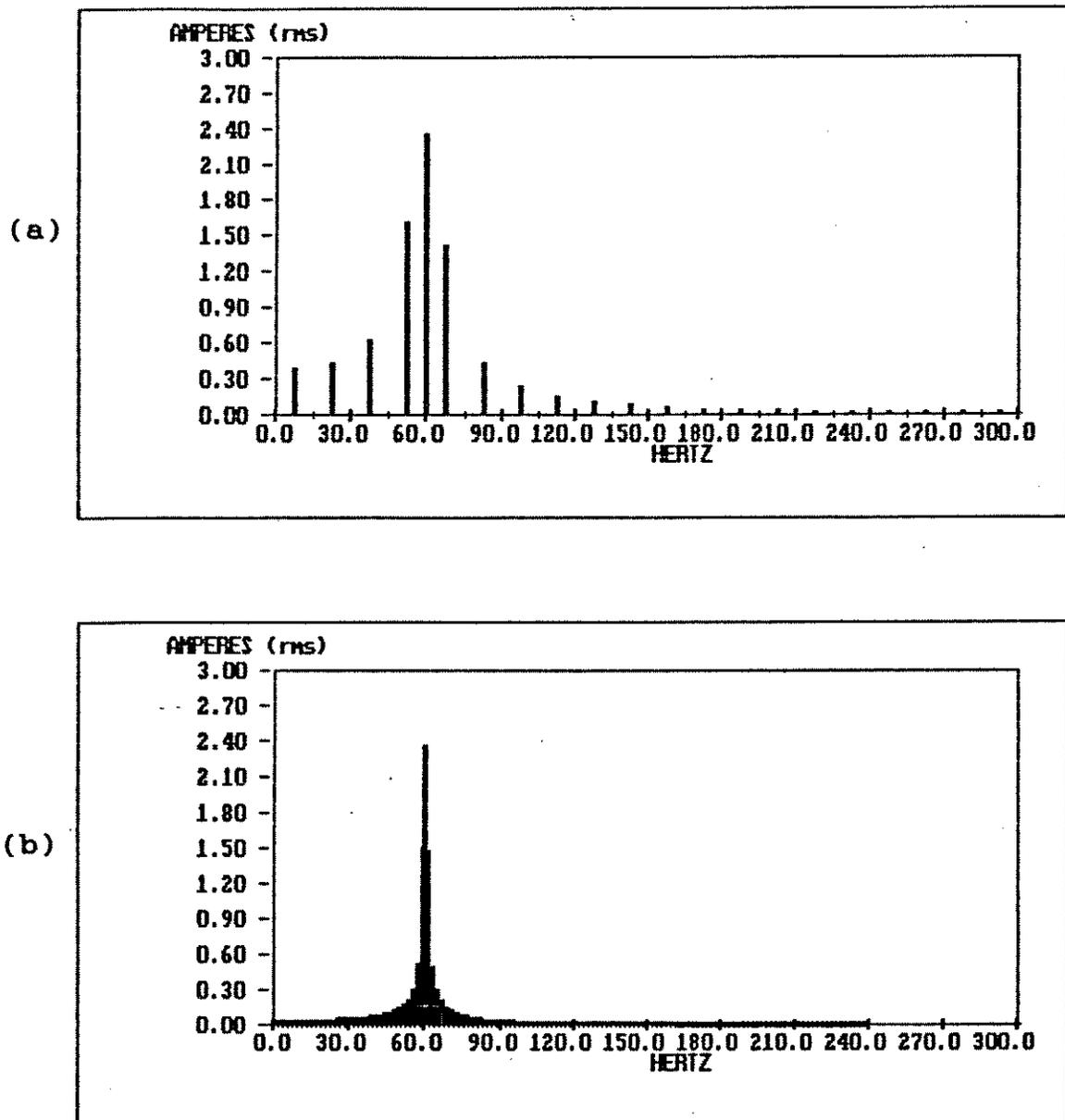


Figura 7.3 - Conteúdo harmônico da corrente i_a , em valor eficaz, com $P_L = 50 \% P_{Lmáx.}$. (a) $T = 8$. (b) $T = 64$.

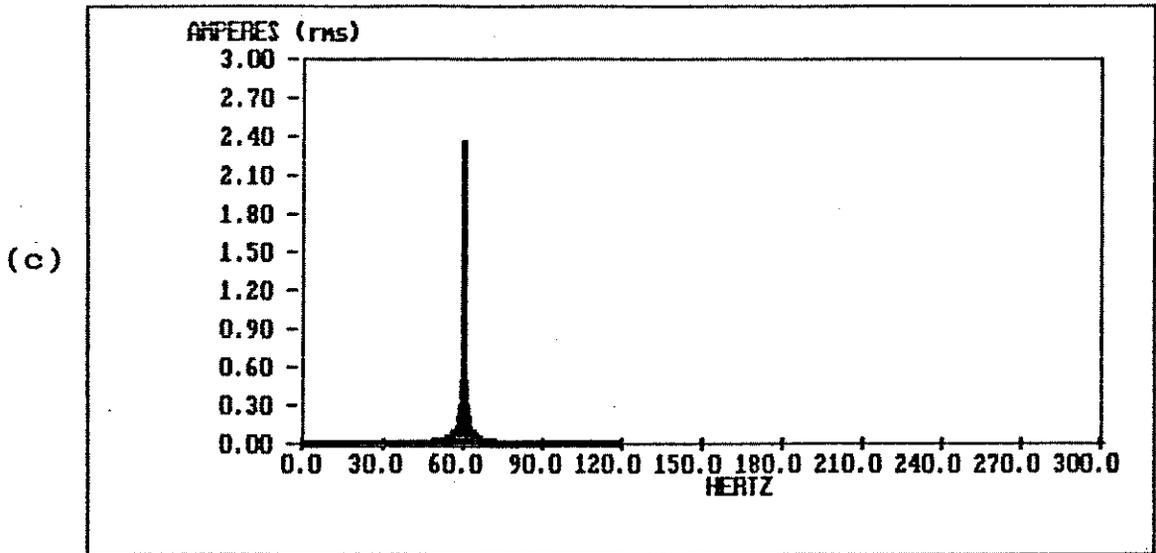


Figura 7.3 - Conteúdo harmônico da corrente i_a , em valor eficaz, com $P_L = 50 \% P_{Lmáx.}$ (c) $T = 256$.

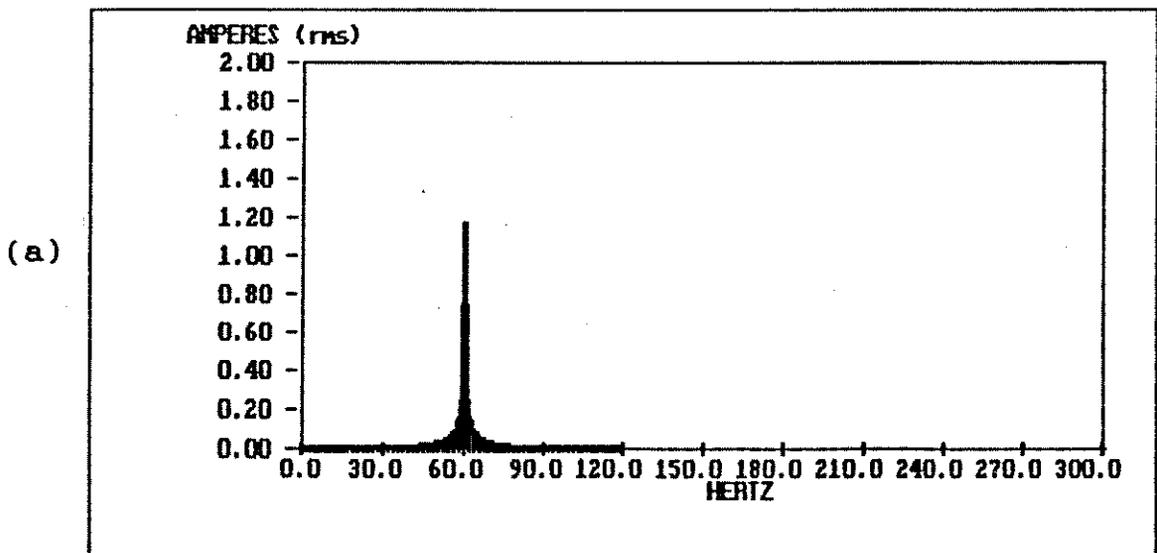


Figura 7.4 - Variação do conteúdo harmônico da corrente de i_a , com o nível da potência transferida, para $T = 256$ ciclos. (a) 12.5 % .

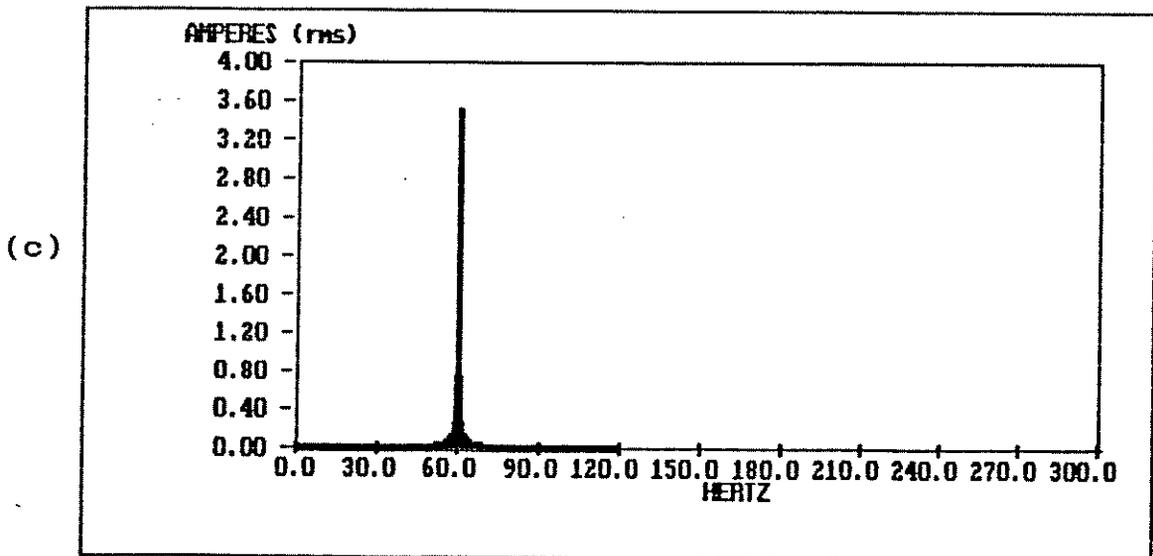
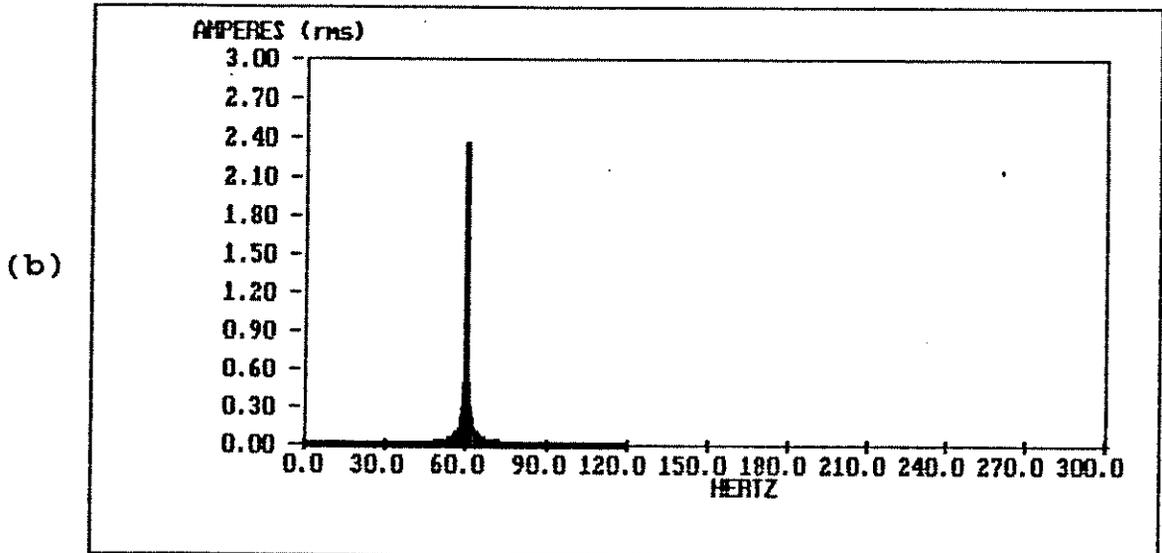


Figura 7.4 - Variação do conteúdo harmônico da corrente de i_a , com o nível da potência transferida, para $T = 256$ ciclos. (b) 50% . (c) 75 % .

A forma de onda da corrente do neutro é composta da soma das formas de onda das correntes instantâneas das fases, e o seu valor instantâneo pode ser dado por:

$$i_z = i_a + i_b + i_c \quad (7.3)$$

A componente harmônica de ordem n , para $n \neq T$, em seu valor eficaz, pode ser calculada por:

$$I_{zn} = \frac{V_s}{R} \cdot \frac{2 \cdot T}{\pi \cdot (T^2 - n^2)} \cdot \text{sen} \left(\frac{n \cdot \pi \cdot N}{T} \right) \cdot \left[\frac{\text{sen} \left(\frac{n \cdot \pi}{T} \right)}{\text{sen} \left(\frac{n \cdot \pi}{3T} \right)} \right] \quad (7.4)$$

com n igual a 1,2,3,..., inteiro e positivo.

Deve-se observar que, considerando-se as resistências R de cada fase equilibradas, as correntes de fase também serão equilibradas, de modo que pelo neutro não irá circular a componente harmônica da corrente, na frequência da fonte.

Portanto, para $n = T$ (carga resistiva e equilibrada)

$$I_{z=T} = 0 \quad (7.5)$$

O ângulo de fase Ψ_n , entre a componente harmônica da ordem n da corrente de neutro e a tensão de referência V_{an} , é dado por

$$\Psi = \pi - \frac{2 \cdot \pi \cdot n}{3 \cdot T} \cdot (3 \cdot N + 1) \quad (7.6)$$

Mantendo-se o nível de potência transferida constante (igual a 50%) e variando-se o número de ciclos de controle T , pode-se observar uma significativa redução na amplitude da corrente do neutro, com um aumento no valor de T , conforme a Figura 7.5.

Já o comportamento da corrente de neutro, em função do nível de potência transferida (relação N/T , ou ciclo de trabalho), pode ser visto na Figura 7.6, para 3 níveis distintos: 12.5% de $P_{Lmáx.}$ ($N/T = 1/8$), 50% de $P_{Lmáx.}$ ($N/T = 1/2$) e 75% de $P_{Lmáx.}$ ($N/T = 3/4$).

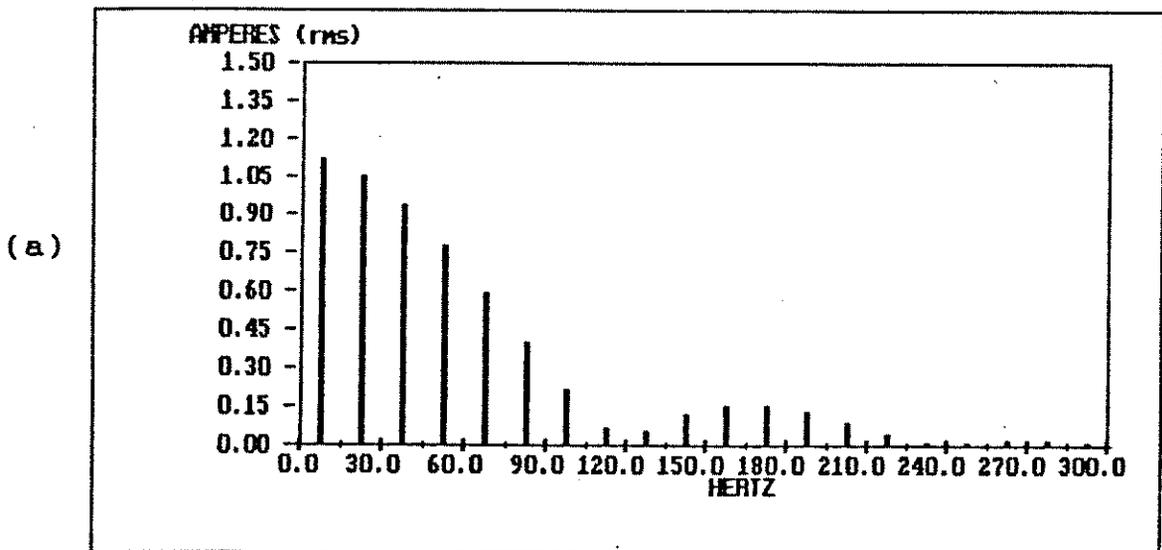


Figura 7.5 - Conteúdo harmônico da corrente de neutro i_z , em valor eficaz, com $P_L = 50\% P_{Lmáx.}$. (a) $T = 8$.

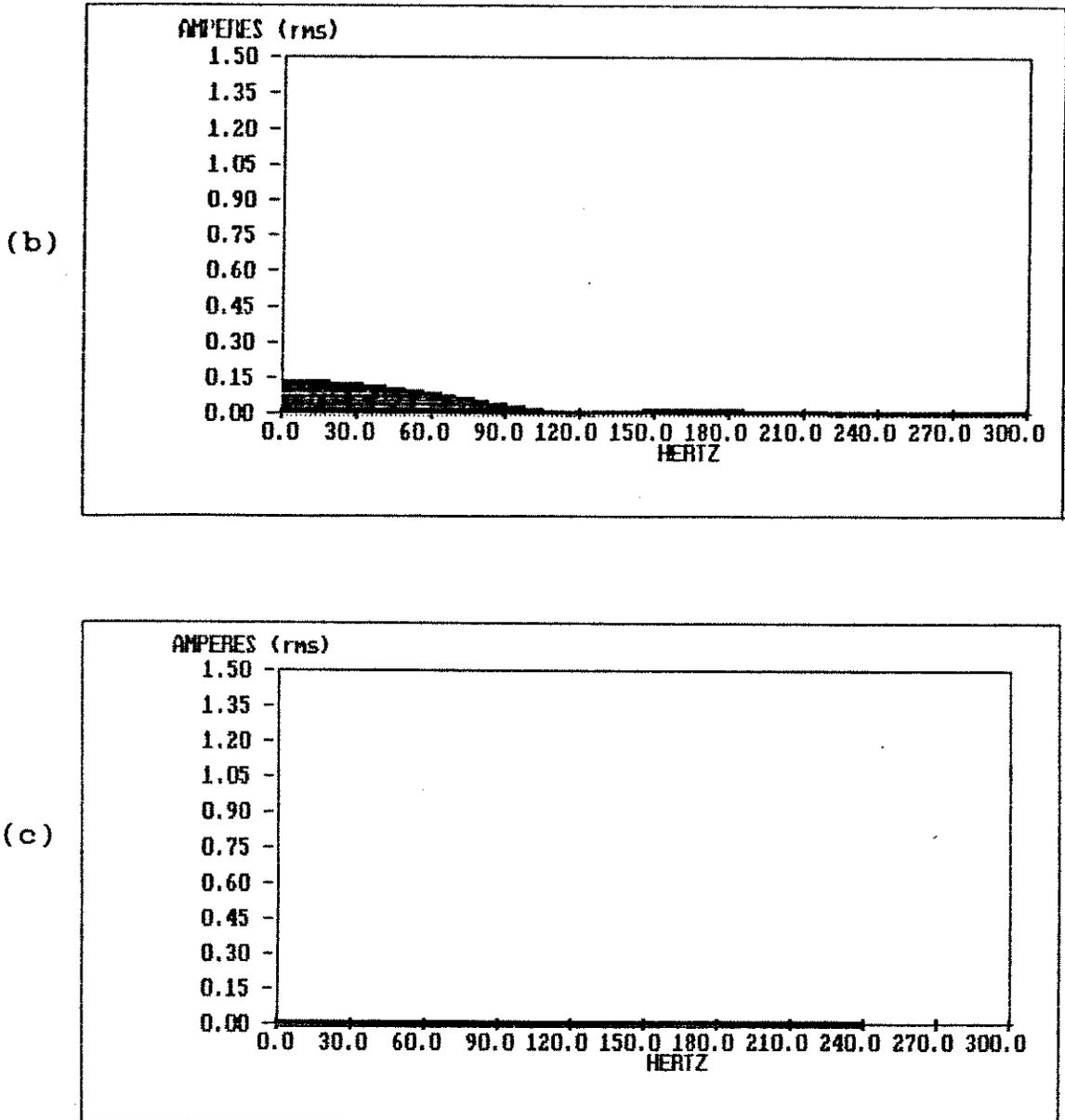


Figura 7.5 - Conteúdo harmônico da corrente de neutro i_z , em valor eficaz, com $P_L = 50 \% P_{Lmáx.}$.

(b) $T = 64$.(c) $T = 256$ ciclos.

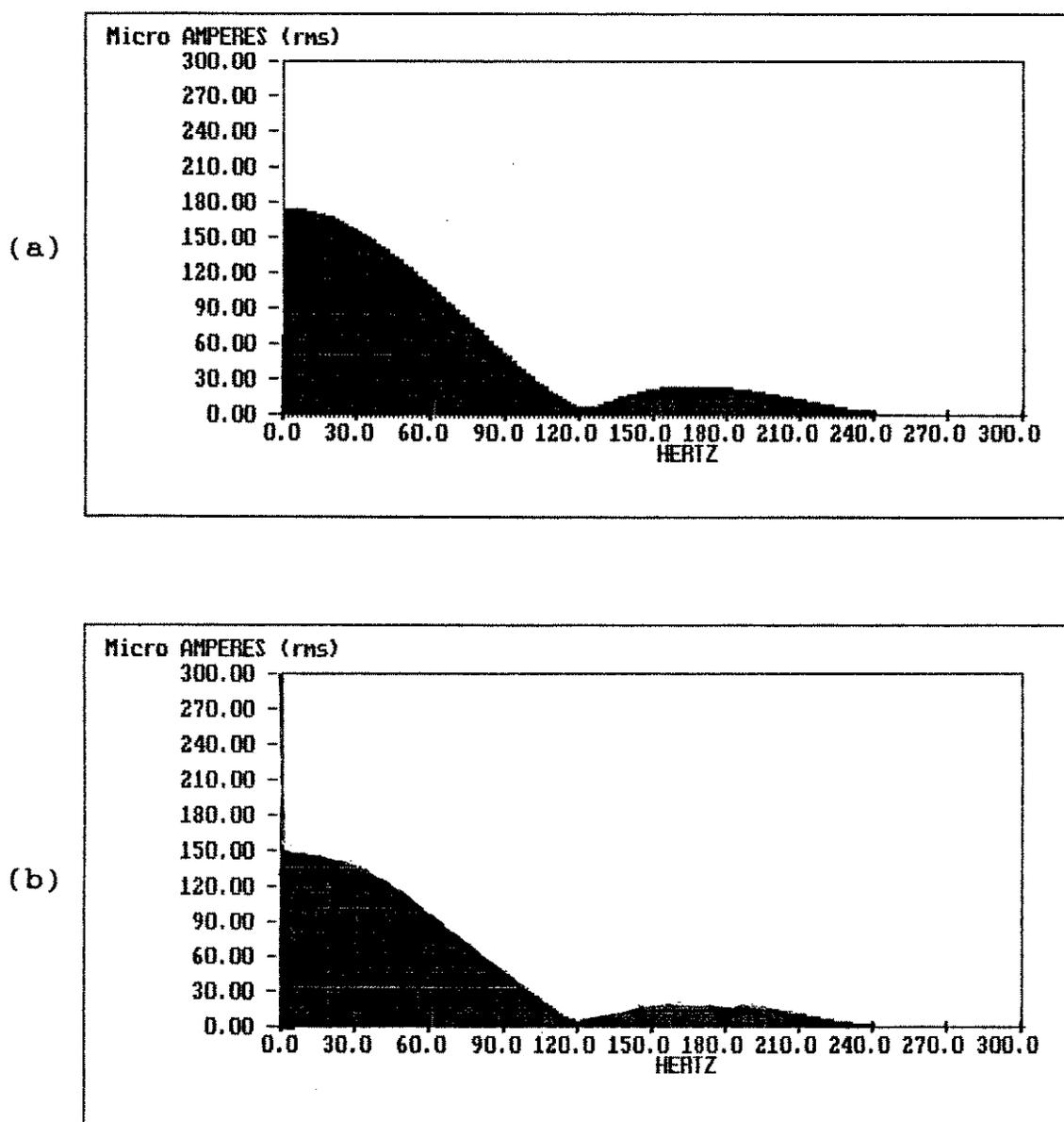


Figura 7.6 - Conteúdo harmônico da corrente de neutro i_z , em valor eficaz, em função da potência transferida, para $T = 256$ ciclos. (a) 12.5 % . (b) 50 % .

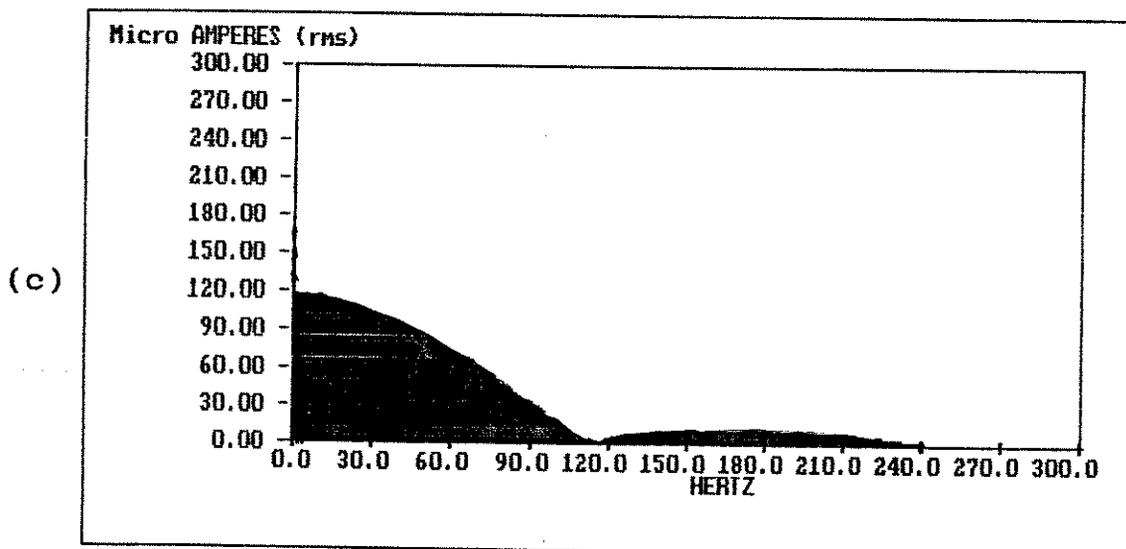


Figura 7.6 - Conteúdo harmônico da corrente de neutro i_z , em valor eficaz, em função da potência transferida, para $T = 256$ ciclos. (c) 75 % .

7.2.2. CONEXÃO EM TRIANGULO COM O RAMO CONTROLADO

Nesta conexão (Figura 7.1 d), cada gradador, também forma com a carga um circuito monofásico independente e tem, desta maneira, um desempenho semelhante ao da conexão estrela a 4 condutores, em termos de conteúdo harmônico, porém com a vantagem de não necessitar a utilização do condutor neutro.

As correntes instantâneas, nas linhas do sistema serão, dadas por:

$$i_a = i_{ab} - i_{ca} \quad (7.7)$$

$$i_b = i_{bc} - i_{ab} \quad (7.8)$$

$$i_c = i_{ca} - i_{bc} \quad (7.9)$$

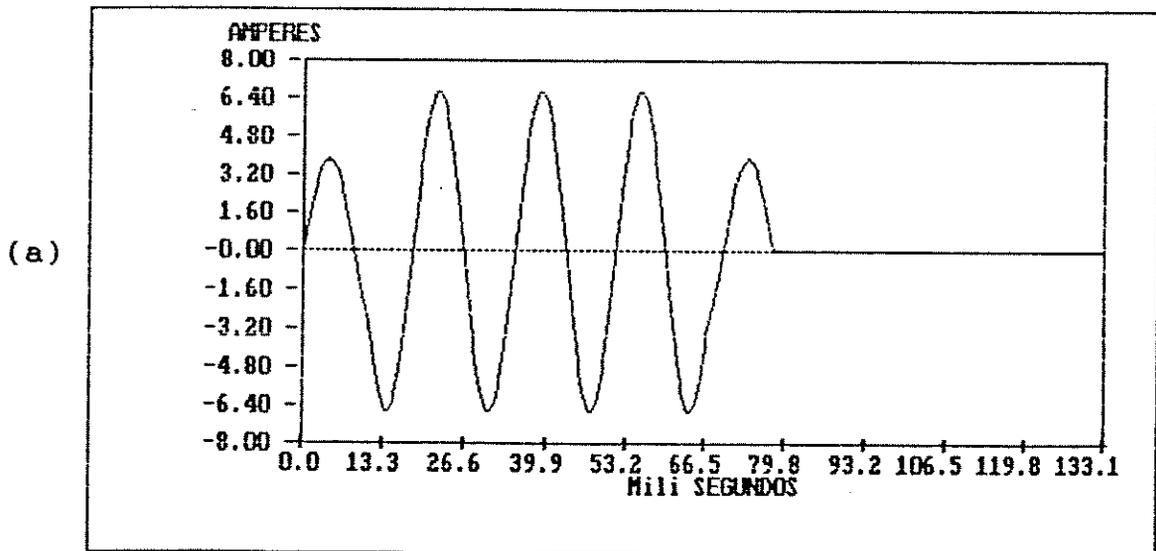


Figura 7.7 - Formas de onda das correntes, para o acionamento por ciclo integral, para a conexão em triângulo com o ramo controlado, com $P_L = 50\% P_{Lmáx.}$. (a) i_a .

Desta maneira, as formas de onda das correntes de linha e de fase são as mostradas na Figura 7.7, para $N = 4$ e $T = 8$ ciclos (50% da potência máxima transferida).

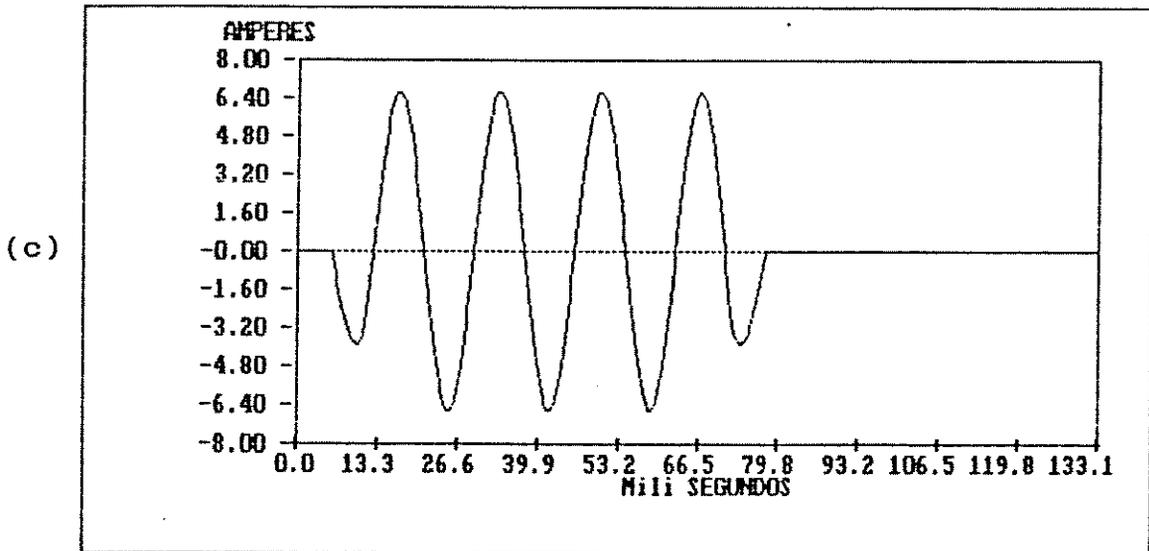
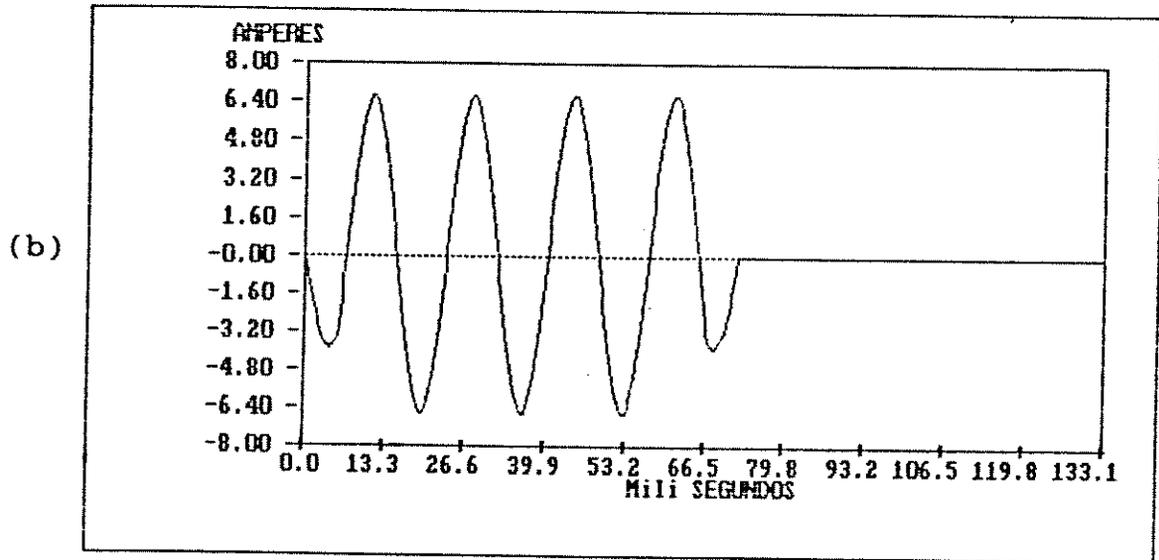


Figura 7.7 - Formas de onda das correntes, para o acionamento por ciclo integral, para a conexão em triângulo com o ramo controlado, com $P_L = 50\% P_{Lmáx.}$

(b) i_b . (c) i_c .

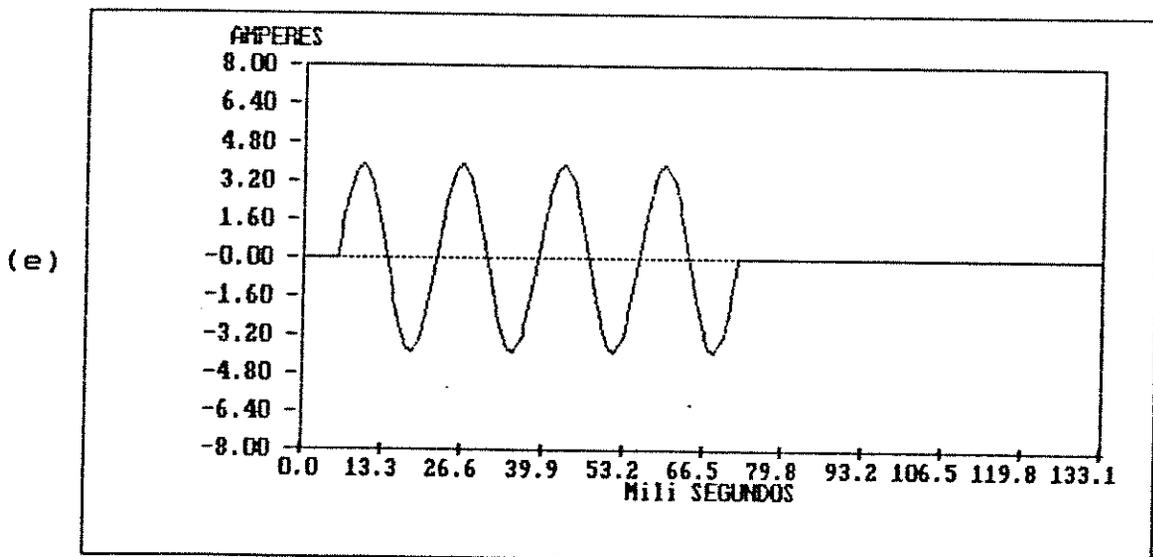
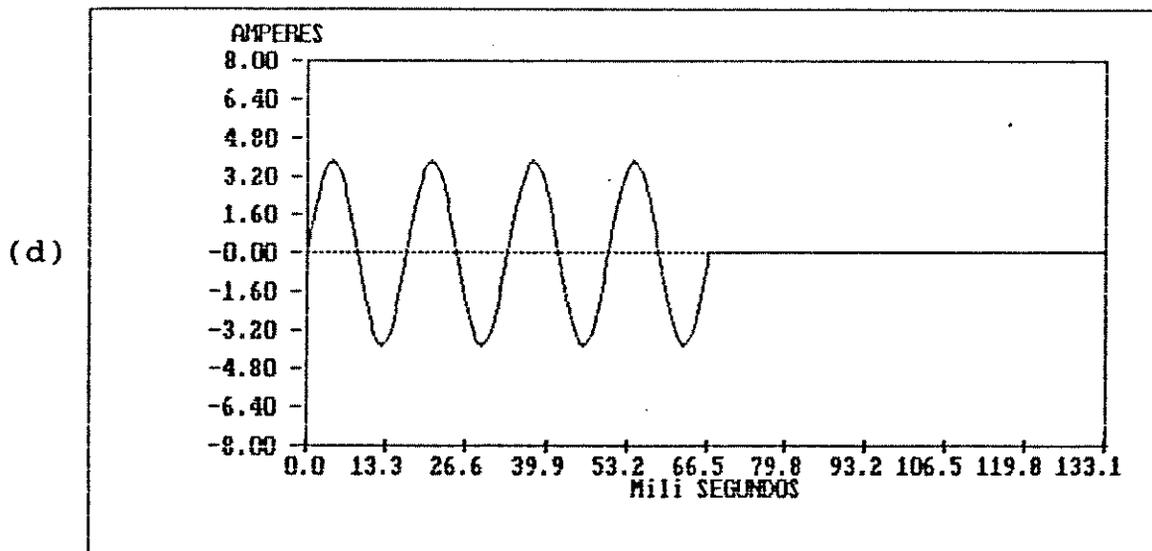


Figura 7.7 - Formas de onda das correntes, para o acionamento por ciclo integral, para a conexão em triângulo com o ramo controlado, com $P_L = 50\% P_{Lmáx}$.

(d) i_{ab} - (e) i_{bc} .

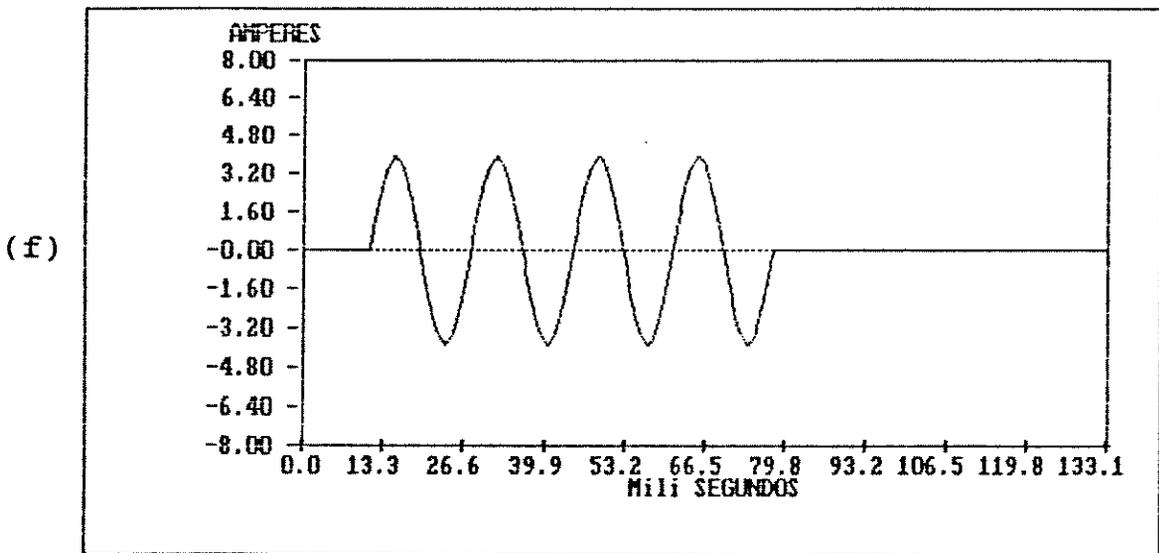


Figura 7.7 - Formas de onda das correntes, para o acionamento por ciclo integral, para a conexão em triângulo com o ramo controlado, com $P_L = 50\% P_{Lmáx}$. (f) i_{ca} .

O conteúdo harmônico das formas de onda da Figura 7.7, são os mostrados na Figura 7.8.

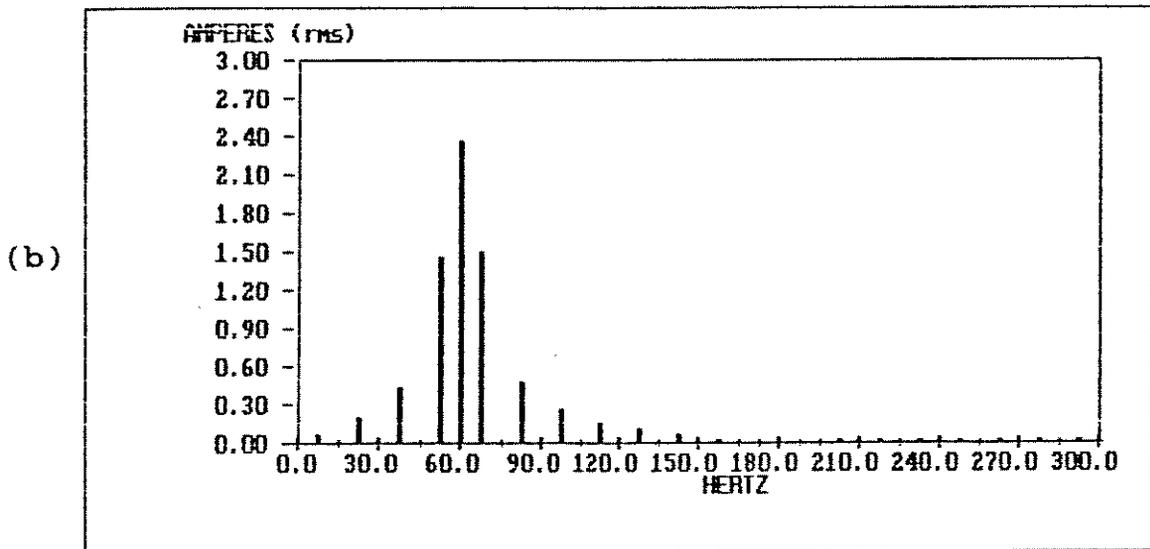
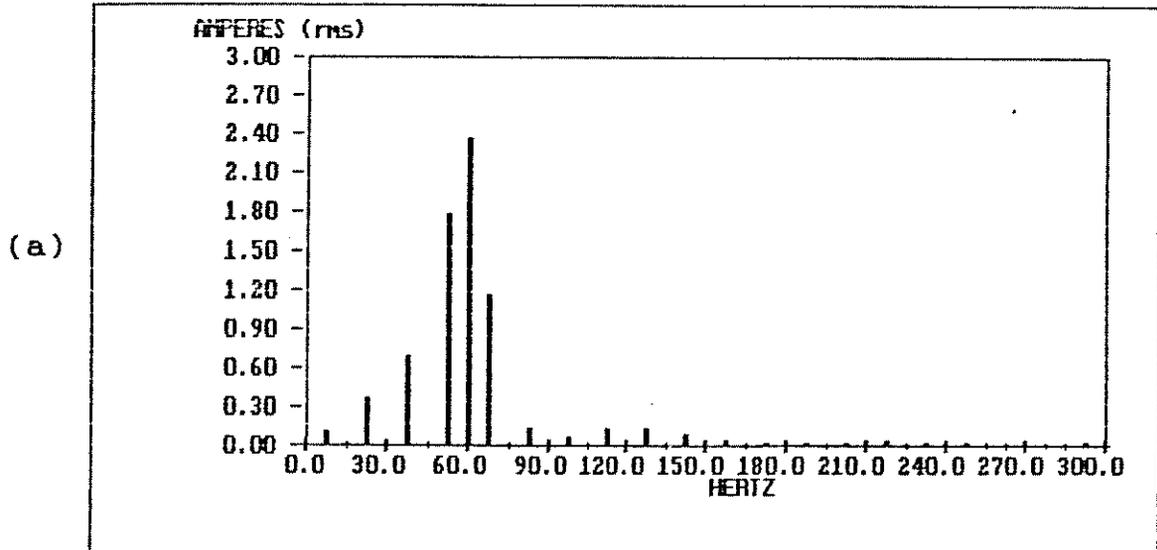


Figura 7.8 - Conteúdo harmônico das correntes para a conexão em triângulo, com o ramo controlado, para $P_L = 50\%$ de $P_{Lmáx}$. (a) i_a . (b) i_b .

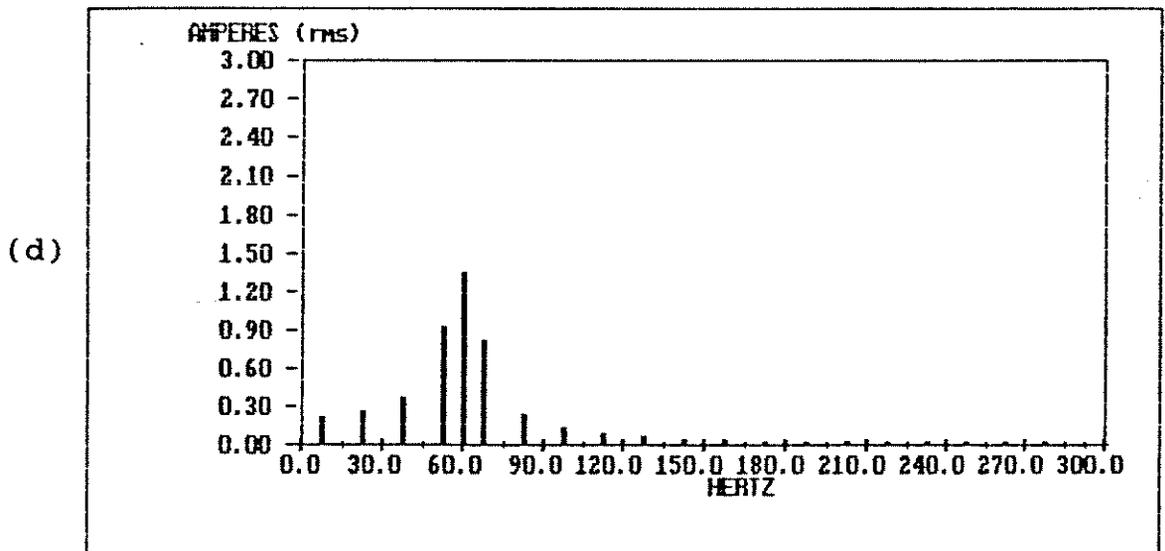
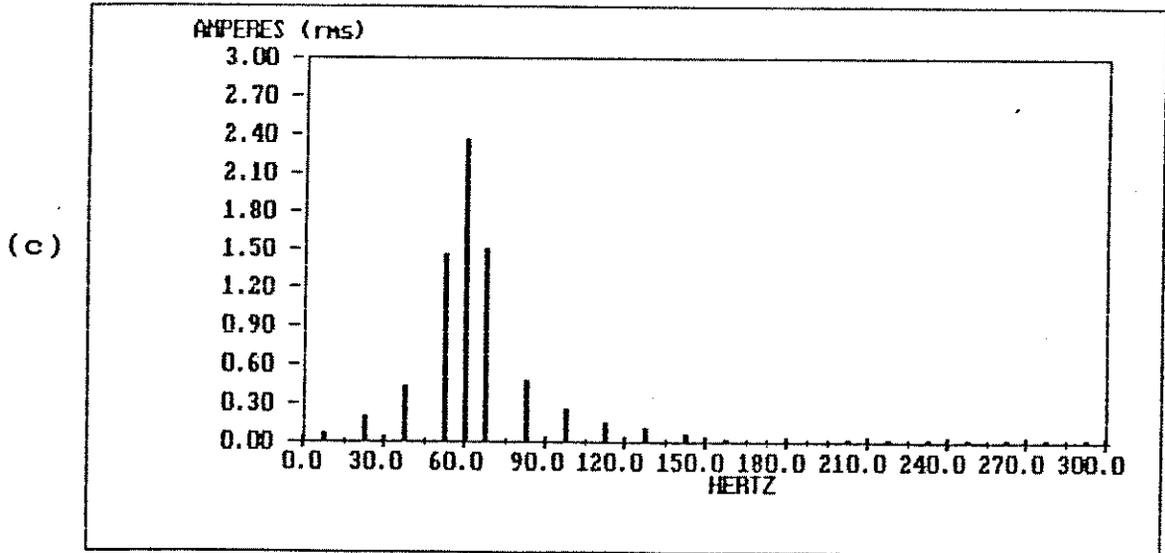


Figura 7.8 - Conteúdo harmônico das correntes para a conexão em triângulo, com o ramo controlado, para $P_L = 50\%$ de $P_{L\max}$. (c) i_c . (d) i_{ab} .

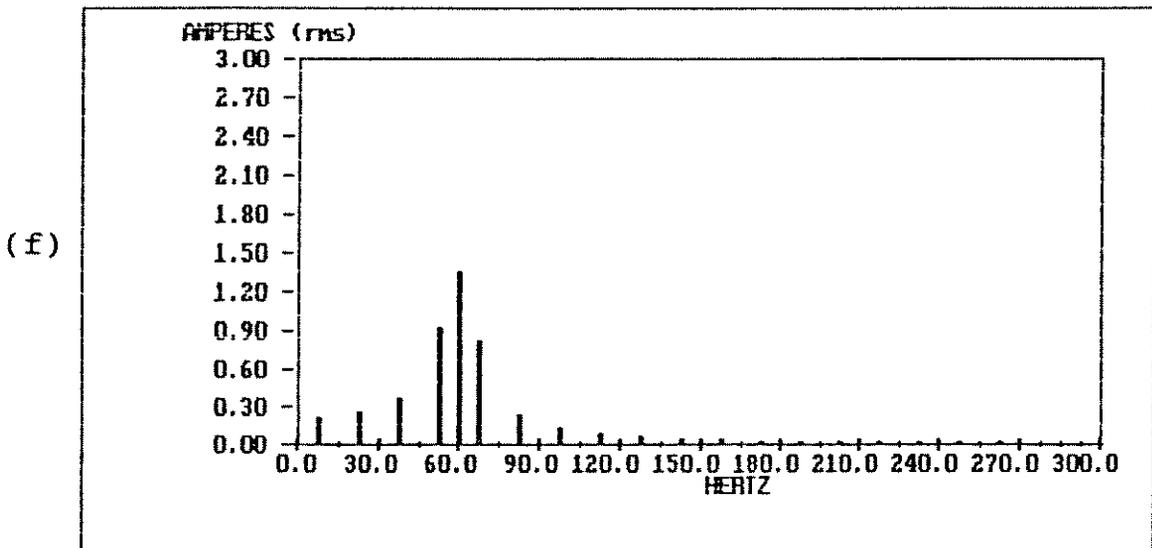
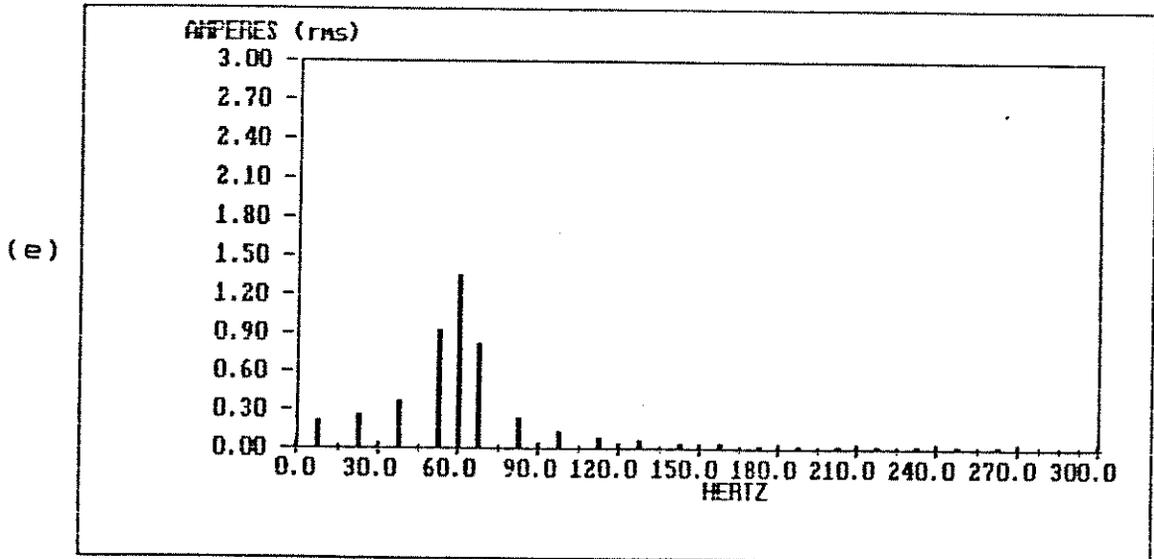


Figura 7.8 - Conteúdo harmônico das correntes para a conexão em triângulo, com o ramo controlado, para $P_L = 50\%$ de $P_{Lmáx.}$ (e) i_{bc} - (f) i_{ca} .

De modo análogo ao que ocorre na conexão estrela a 4 condutores, existe uma eliminação seletiva de subharmônicas, com o aumento no valor de T, conforme o mostrado na Figura 7.9.

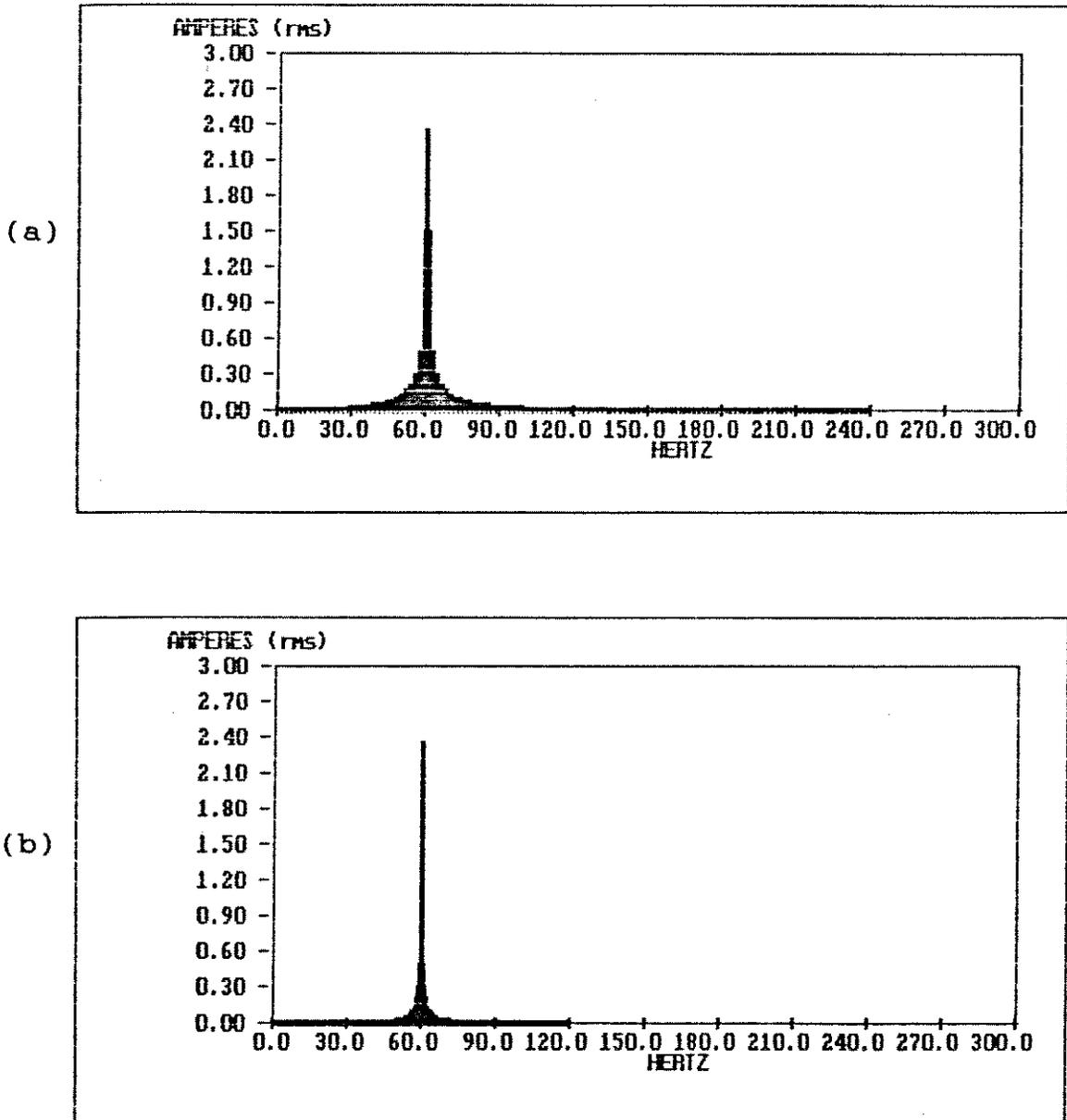


Figura 7.9 - Variação do conteúdo harmônico da corrente de linha i_b , com o aumento no valor de T, para $P_L = 50 \% P_{Lmáx.}$. (a) T = 64. (b) T = 256 ciclos.

Já a variação no conteúdo harmônico da corrente de linha, com o nível de potência transferida para a carga, pode ser vista na Figura 7.10.

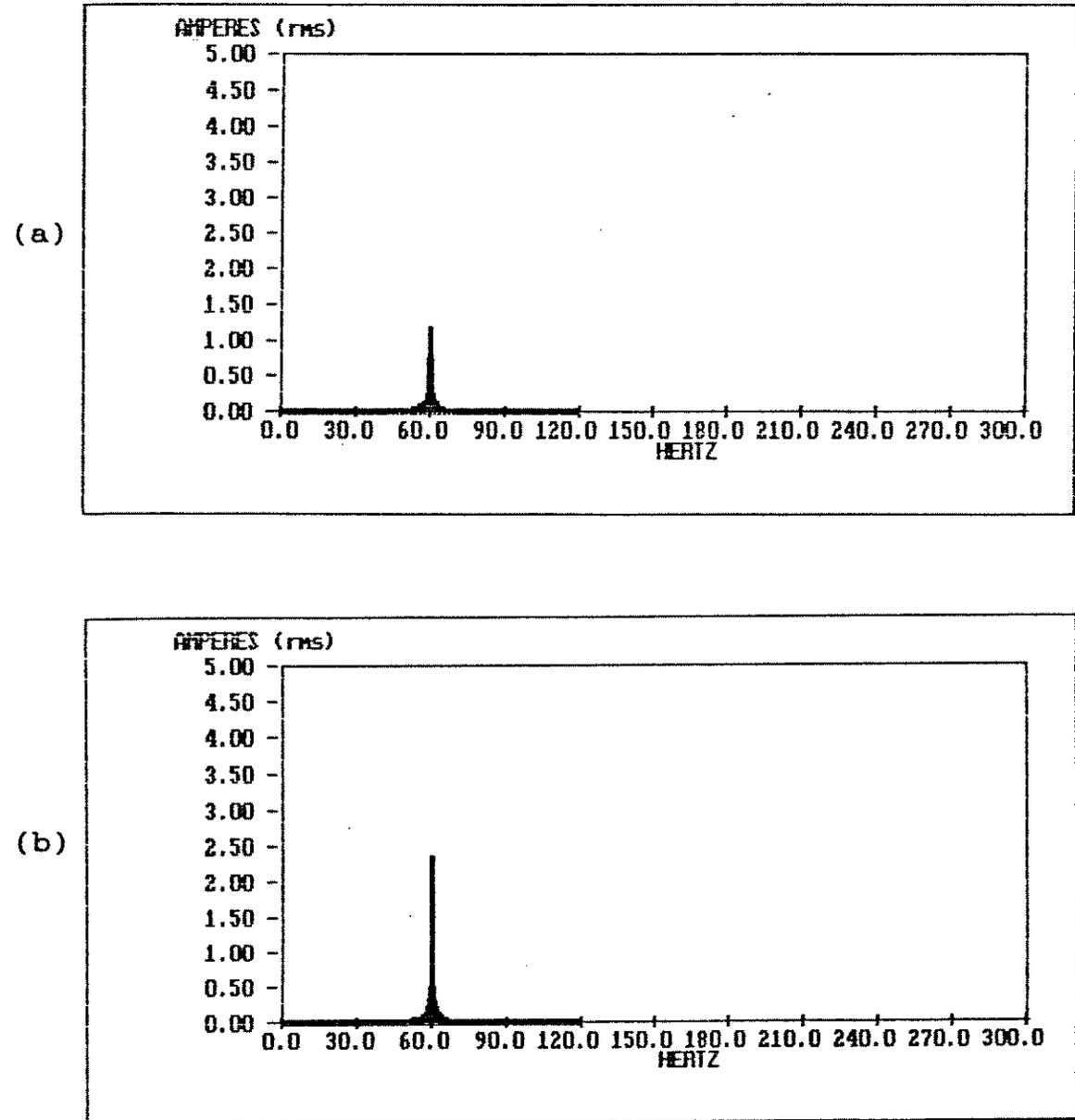


Figura 7.10 - Variação do conteúdo harmônico da corrente de linha i_a , com o nível da potência transferida, para $T = 256$ ciclos. (a) 25 % . (b) 50 % .

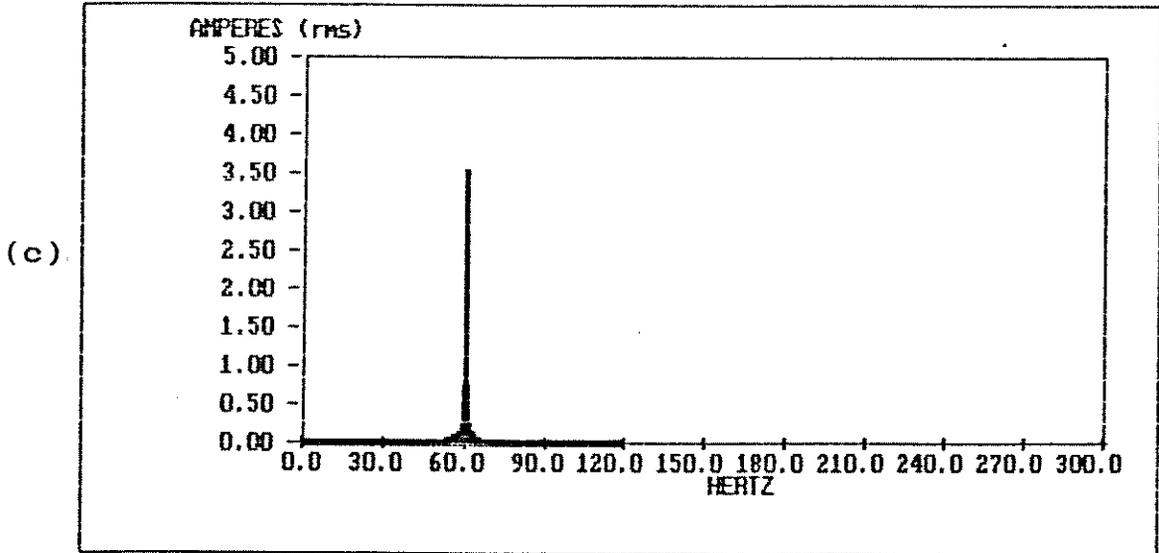


Figura 7.10 - Variação do conteúdo harmônico da corrente de linha i_a , com o nível da potência transferida, para $T = 256$ ciclos. (c) 75 % .

7.2.3. OUTRAS CONEXÕES TRIFÁSICAS

Outras conexões trifásicas, podem ser executadas, como as das Figuras 7.1(b) e (c), inclusive, com algumas simplificações, como as mostradas na Figura 7.11 abaixo, onde foi suprimido um dos gradadores.

Todas estas conexões, com a supressão ou não de um dos gradadores, padecem de um mesmo problema, no que diz respeito à circulação da corrente.

Tomando por base, por exemplo, a conexão estrela a 3 condutores da Figura 7.11 (a), a ausência do condutor neutro obriga que sempre existam, no mesmo instante, dois gradadores em condução, para que exista a circulação da corrente.

Desta maneira, o número de ciclos de condução imposto pelo sistema de controle do acionamento dos gradadores (por exemplo, o contador digital de 3 bits), tomando como referência uma das tensões da fonte, será diferente do número de ciclos de condução da corrente na carga.

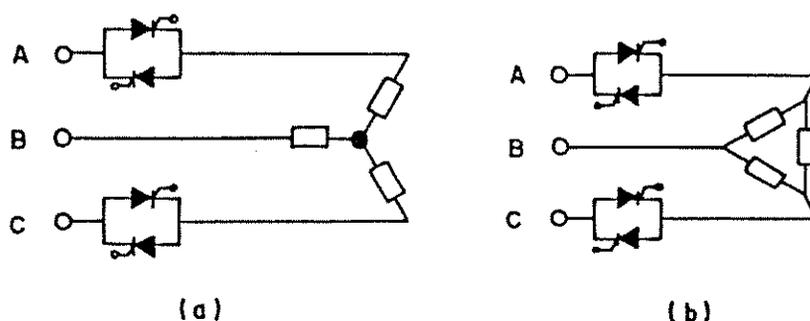


Figura 7.11 - Outras conexões trifásicas, com a supressão de um dos gradadores. (a) Estrela a três condutores (b) Triângulo com a linha controlada .

O que ocorrerá, portanto, será a perda das propriedades da técnica de acionamento da carga, por ciclo integral.

Paralelamente a isto, a corrente na carga irá apresentar uma entrada em condução com tensão não nula, no início ou no final de cada período de condução.

Como consequência disto, a forma de onda da corrente na carga, apresentará uma assimetria com relação ao eixo do tempo, e conseqüentemente serão gerados níveis "d.c." de corrente, conforme o mostrado na Figura 7.12, para $T = 8$ e $N = 4$, $V_{ab} = 220$ V, $R = 27 \Omega$ e $f_s = 60$ Hz.

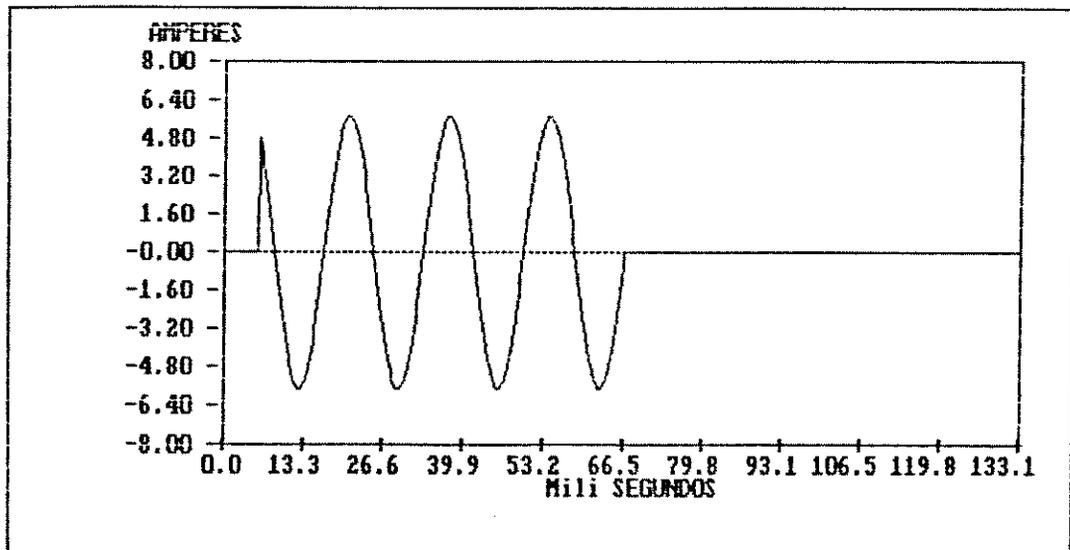


Figura 7.12 - Forma de onda da corrente de linha i_a , para a conexão estrela a três condutores, da Figura 7.11 a.

Esta entrada em condução com tensão não nula da corrente na carga, bem como a geração de níveis de c.c. (que variam com os valores de N e T), também ocorrem nas outras conexões citadas neste tópico.

O conteúdo harmônico da corrente i_a da Figura 7.12 é o mostrado na Figura 7.13, e conforme se pode observar, existe a geração de uma componente de c.c., subharmônicas e harmônicas de alta frequência.

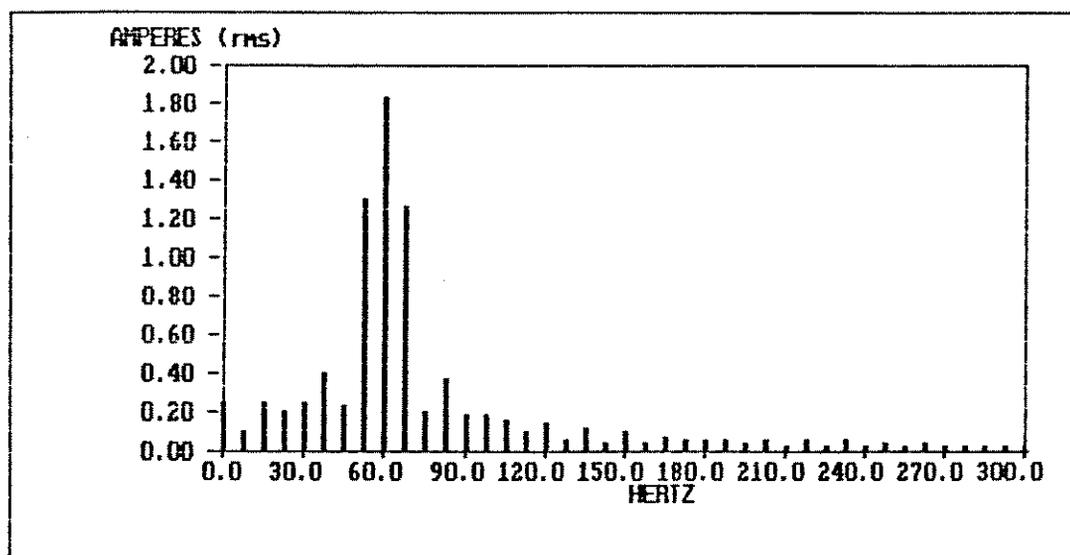


Figura 7.13 - Conteúdo harmônico da forma de onda da corrente de linha i_a , para a conexão estrela a três condutores.

7.3. CONSIDERAÇÕES

Sob o ponto de vista da instalação do sistema, a conexão estrela a 4 condutores (com o neutro), destaca-se pela

sua simplicidade, pois cada gradador atua num circuito em série, entre a fonte a a carga.

Observou-se ainda, que a corrente de neutro tem o seu valor eficaz extremamente reduzido, com o aumento do número de ciclos de controle, constituindo-se também um excelente elemento de sensoriamento de possíveis faltas no sistema.

Já para a conexão em triângulo com o ramo controlado se pode observar, que as formas de onda das correntes das fases são as mesmas das da conexão estrela a 4 condutores, se diferenciando apenas nas suas amplitudes relativas.

Como era esperado, as correntes de fase possuem conteúdos harmônicos idênticos, sendo que as correntes de linha, possuem formas de onda e conteúdos harmônicos semelhantes, duas a duas .

Esta conexão, apresenta a vantagem da não necessidade de utilização do condutor neutro.

O fechamento do triângulo, em um sistema industrial, normalmente se faz dentro do painel de controle e este fisicamente se situa distante do forno (instalado muitas vezes num ambiente quente e agressivo para os tiristores).

Assim, são necessários 6 condutores para a interligação entre os gradadores (localizados no painel) e as resistências do forno, o que ,de certa maneira, pode onerar a instalação, manutenção, e sensoriamento de faltas da conexão em triângulo com o ramo controlado.

As conexões estrela a três condutores e triângulo com a linha controlada, com acionamento num modo monofásico, são bastante indesejáveis no controle por ciclo integral, devido às severas distorções impostas às formas de onda da corrente.

CAPÍTULO. 8

APRESENTAÇÃO DO PROTÓTIPO COM ACIONAMENTO
MANUAL E AUTOMÁTICO

8.1. INTRODUÇÃO

Para o levantamento dos dados experimentais, desenvolveu-se um placa de acionamento dos gradadores, que apresenta as seguintes características principais:

- a) Possibilidade de funcionamento com dois níveis de tensão de referência, de acordo com a conexão trifásica desejada, respectivamente, para a conexão estrela a 4 condutores - $127 V_{rms}$ de tensão fase-neutro, e para a conexão triângulo com o ramo controlado - $220 V_{rms}$ de tensão fase-fase.
- b) Lógica de acionamento monofásico síncrono dos gradadores, obedecendo à sequência de fases a, b e c para a condução de corrente na carga, com o disparo sempre com tensão nula e condução de ciclos inteiros.
- c) Controle do número de ciclos de condução digital, com contadores de 3, 6 e 8 bits.
- d) Modo de controle automático da potência fornecida para a carga com o uso de uma unidade controladora de temperatura, para o envio do sinal de erro para o controle de precisão da temperatura do forno.

e) Modo de controle manual, onde existe a possibilidade de fornecer qualquer um dos níveis de potência desejado, para os 3 circuitos dos contadores, através de um conjunto de chaves digitais.

O diagrama de blocos principal, para um modo manual da placa de acionamento, é o mostrado na Figura 8.1.

Desenvolveu-se também, como carga para o sistema de acionamento, um pequeno forno a resistência, trifásico, montado com chapas de ferro dobradas, e possibilidade de substituição das suas resistências de aquecimento.

O forno conta com um conjunto de 3 bases de fixação roscáveis para as resistências (soquetes reforçados de porcelana do tipo E-27), de modo a poder atender aos dois tipos de conexões utilizadas.

As resistências apresentam os valores de 27Ω (250°C), para a conexão estrela a quatro condutores e os valores de 108Ω (250°C), para a conexão triângulo com o ramo controlado.

O modo automático de funcionamento já foi abordado no Capítulo 6 e para operação no modo manual de acionamento, foram construídas chaves digitais com transistores, de modo a gerar os níveis lógicos alto e baixo, da palavra binária a ser comparada no contador, cujo diagrama elétrico é mostrado na Figura 8.2.

O toque em um dos botões CHP, possibilita a alteração do nível de saída da chave (alto ou baixo), permitindo assim a geração de qualquer palavra binária de acordo com o nível de potência transferida desejado.

O número de chaves utilizadas está relacionado com

o número de bits do contador, assim um contador de 3 bits, utilizou 3 chaves digitais.

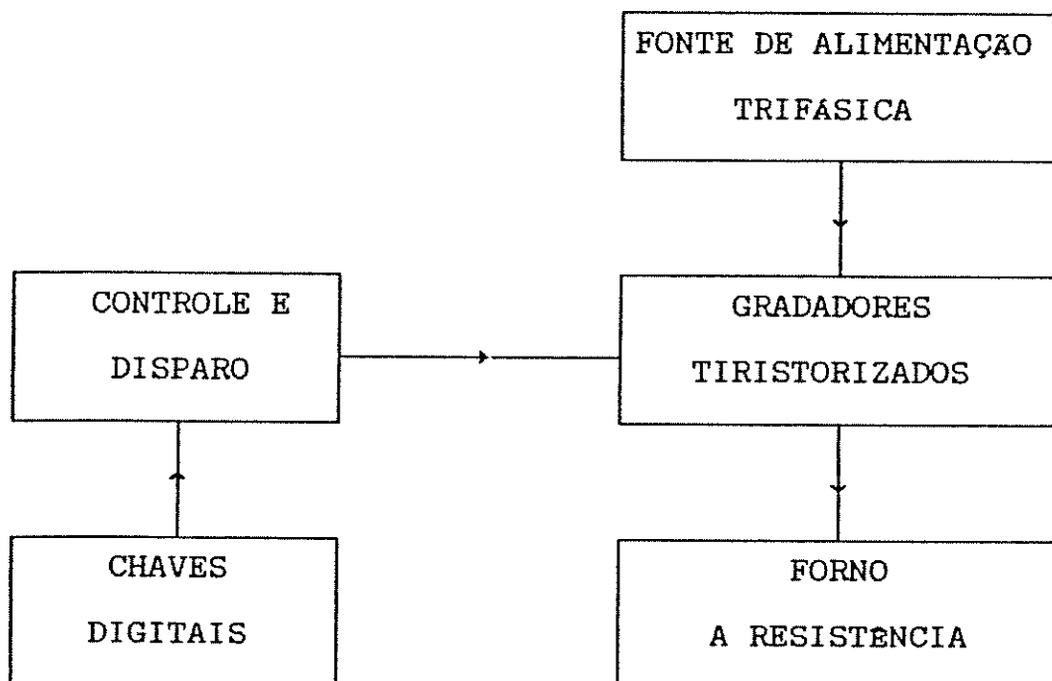


Figura 8.1 - Diagrama de blocos da placa no modo manual de acionamento e controle dos gradadores, para o levantamento dos dados experimentais.

O funcionamento da placa no modo manual é o mesmo já tratado no Capítulo 6, exceto pela substituição da palavra binária, agora gerada pelas chaves digitais (operação em malha aberta). Foi incorporado ao circuito da chave, um "led" para a visualização do nível da saída da chave (o "led" aceso indica um nível de saída baixo).

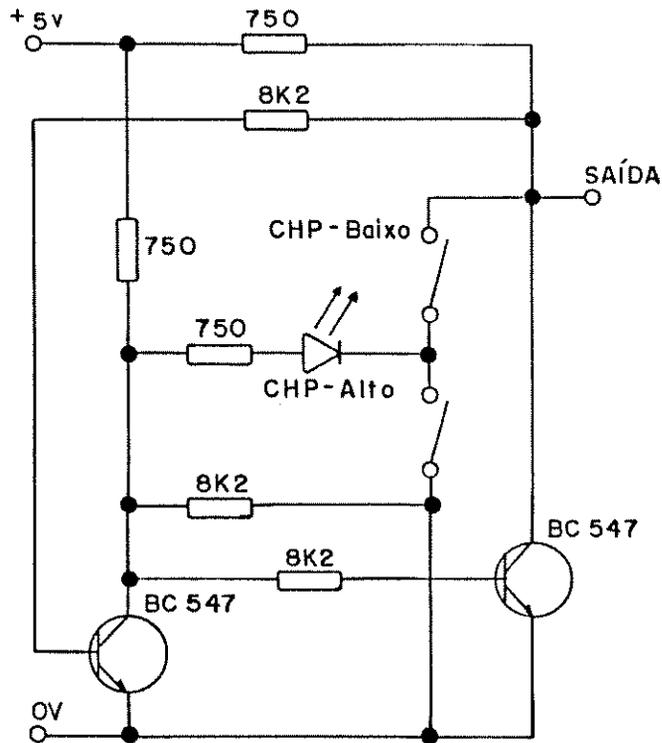


Figura 8.2 - Diagrama elétrico da chave digital utilizada.

8.2. CONSIDERAÇÕES

A placa de acionamento cujo diagrama elétrico foi apresentado nas Figura 6.2 (a) e (b), apresentou um bom funcionamento em todos os modos de condução estudados (manual ou automático), assim como um bom desempenho com 8, 64 ou 256 ciclos de controle.

O circuito de ataque utilizado, que no caso foi implementado tomando por base o "triac" - TIC 246D, pode ser alterado em função de uma aplicação que envolva um forno de maior potência, sem a necessidade de praticamente nenhuma outra alteração na placa de acionamento.

CAPÍTULO. 9

COMPARAÇÃO ENTRE A SIMULAÇÃO DIGITAL
E OS RESULTADOS EXPERIMENTAIS

9.1. INTRODUÇÃO

Para as avaliações do sistema experimental, foram efetuadas leituras das correntes de fase e de neutro, na conexão estrela a quatro condutores e das correntes de linha e de fase, na conexão triângulo com o ramo controlado.

Um dos objetivos foi o de se verificar se as formas de onda e respectivos conteúdos harmônicos das correntes são semelhantes àqueles encontrados nas simulações digitais, de modo a se poder validar os modelos matemáticos empregados.

Desta maneira, através das comparações efetuadas, pode-se verificar todas as características, em termos do conteúdo harmônico das correntes, do acionamento por gradadores, de uma carga resistiva por ciclo integral.

Para as medições e obtenção dos dados, foram utilizados os seguintes equipamentos :

- a) Um Analisador Dinâmico de Sinais, marca Hewlett Packard, modelo HP 35660A.
- b) Uma Ponta de Prova de Corrente, marca Tektronix, modelo A6302.
- c) Um Amplificador de Ponta de Prova de Corrente, marca Tektronix, modelo AM 503.
- d) Impressora Think Jet, marca Hewlett Packard, modelo 2225 A.

A escala utilizada nas leituras foi $10 \text{ mV} = 2 \text{ A}$ e para as medições do conteúdo harmônico da corrente, o valor apresentado foi obtido a partir de uma média de 50 leituras.

Além destes equipamentos, foram utilizados, voltímetros digitais, osciloscópios, diversos cabos de conexão e uma fonte de alimentação para a placa de acionamento e controle de $+12 \text{ Vcc}/+5 \text{ Vcc}/1 \text{ A}$.

A placa de acionamento e controle foi conectada no modo manual, de modo que o nível de potência transferida para a carga foi fixado em 50 % da potência máxima, utilizando os contadores digitais de 3 e de 6 bits.

Os resultados das medições efetuadas em laboratório, no equipamento de controle desenvolvido, são apresentados a seguir.

9.2. LEITURAS DE CORRENTE DA CONEXÃO ESTRELA A QUATRO CONDUTORES

Para esta conexão, foram efetuadas as medições da corrente de linha i_a , bem como da corrente de neutro i_z , e as formas de onda e respectivos conteúdos harmônicos são mostrados nas figuras que se seguem.

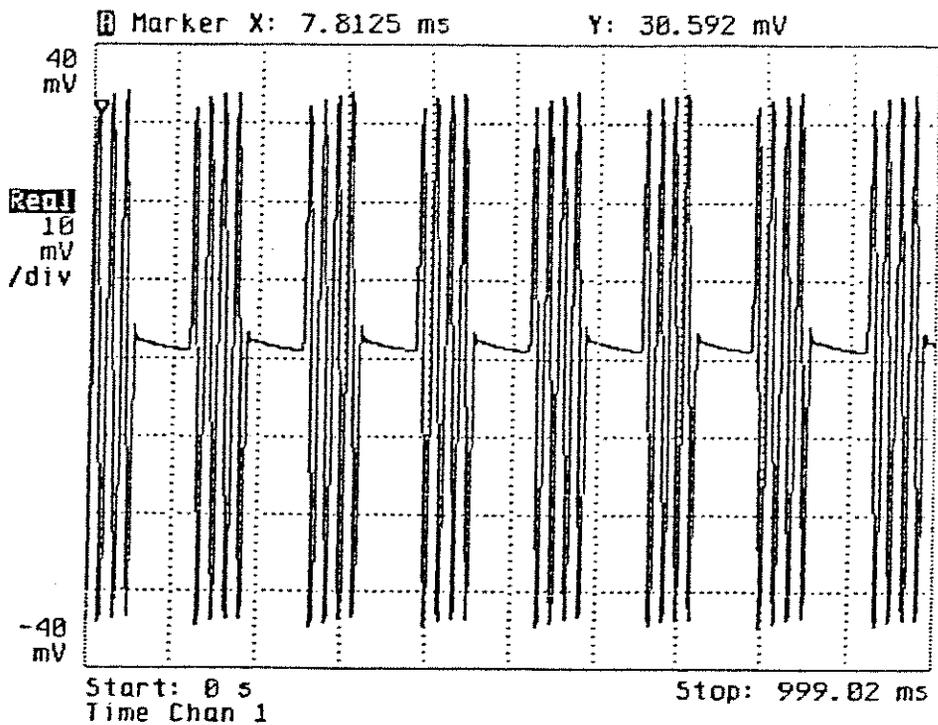


Figura 9.1 - Forma de onda da corrente de linha i_a , lida no analisador, com $T = 8$ ciclos.

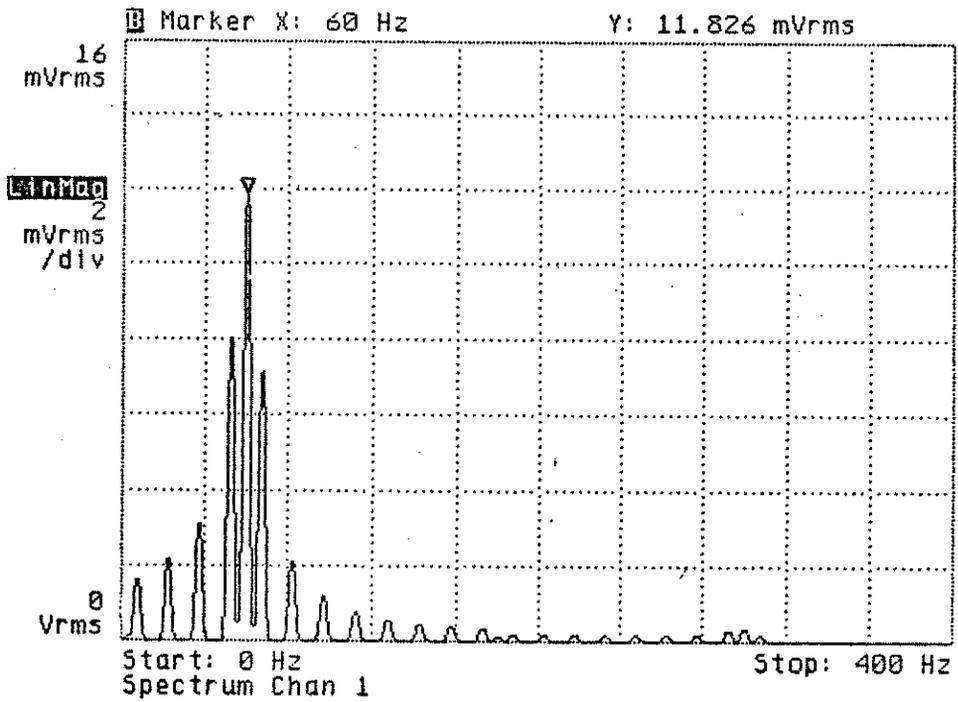


Figura 9.2 - Conteúdo harmônico da corrente i_a , lida no analisador, para $T = 8$ ciclos.

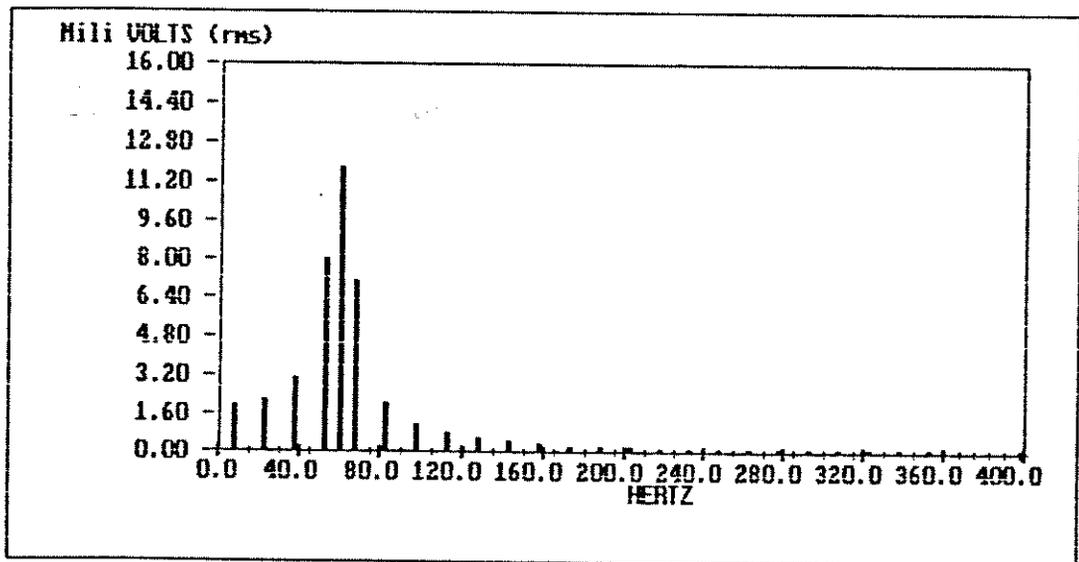


Figura 9.3 - Conteúdo harmônico da forma de onda da Figura 9.1, obtido por simulação, para $T = 8$ ciclos.

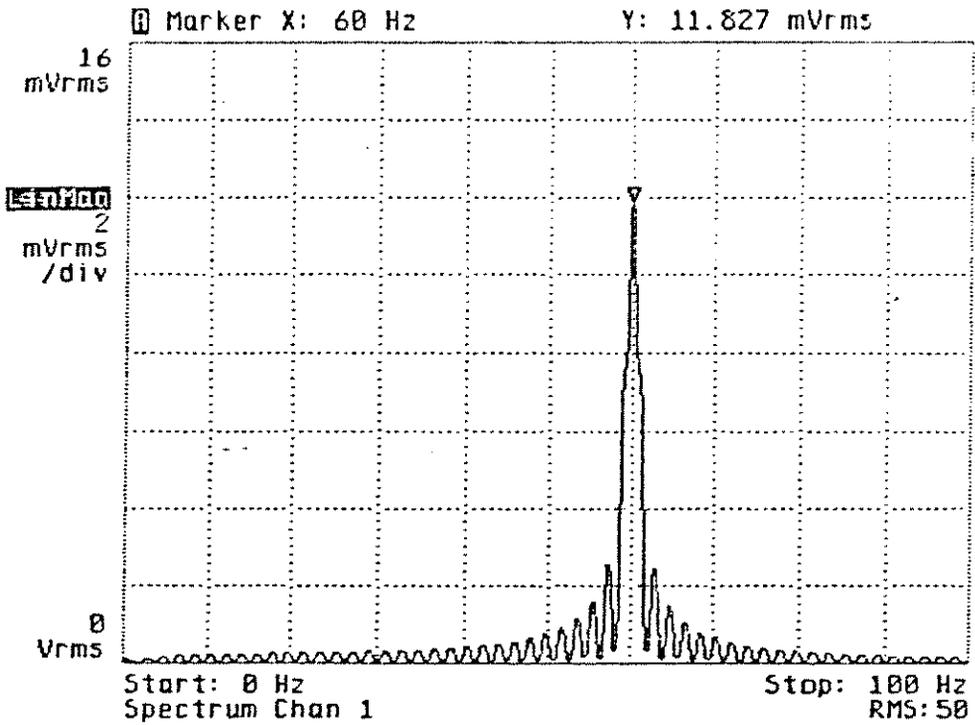


Figura 9.4 - Conteúdo harmônico da corrente i_a , lida no analisador, para $T = 64$ ciclos.

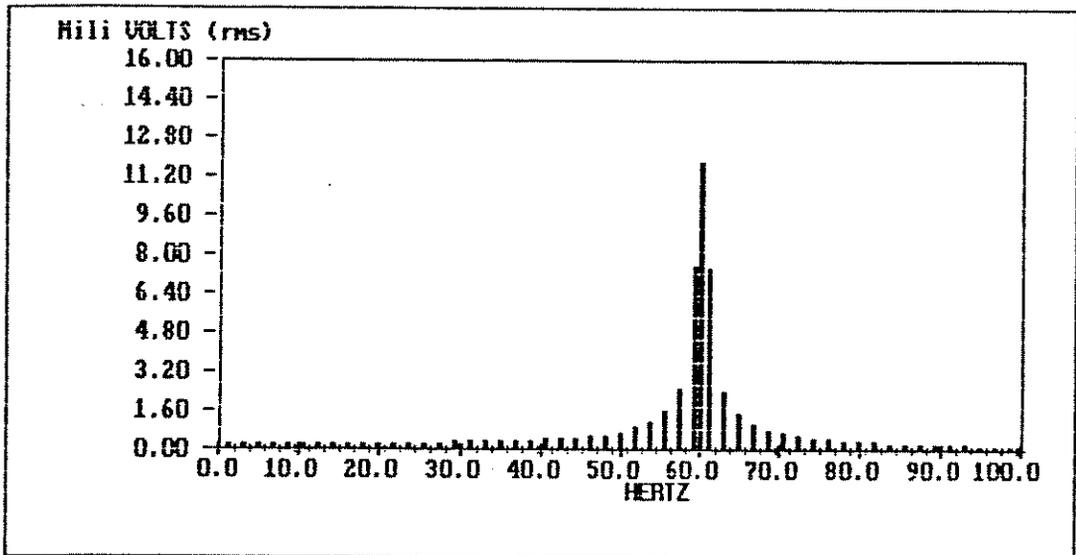


Figura 9.5 - Conteúdo harmônico da forma de onda da Figura 9.1, obtido por simulação, para $T = 64$ ciclos.

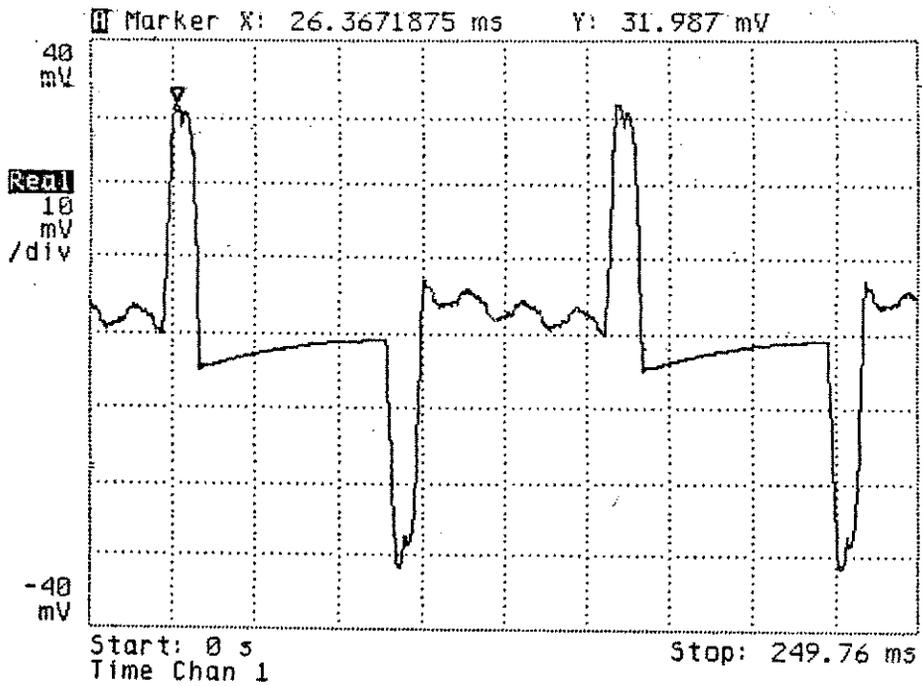


Figura 9.6 - Forma de onda da corrente de neutro i_z , lida no analisador, para $T = 8$ ciclos.

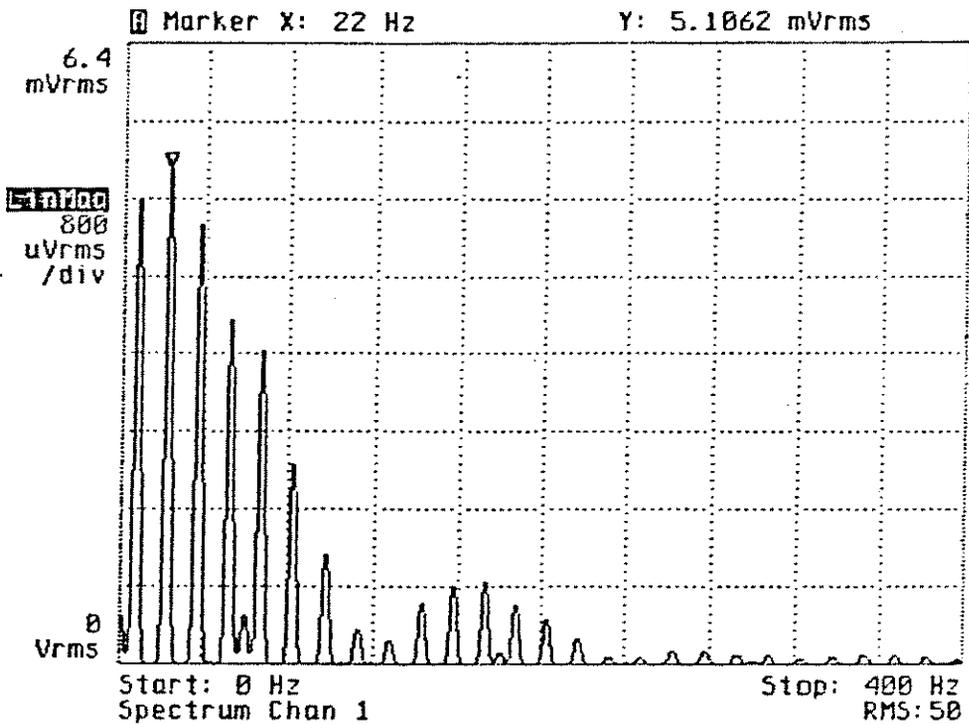


Figura 9.7 - Conteúdo harmônico da corrente de neutro i_z , lida no analisador, para $T = 8$ ciclos.

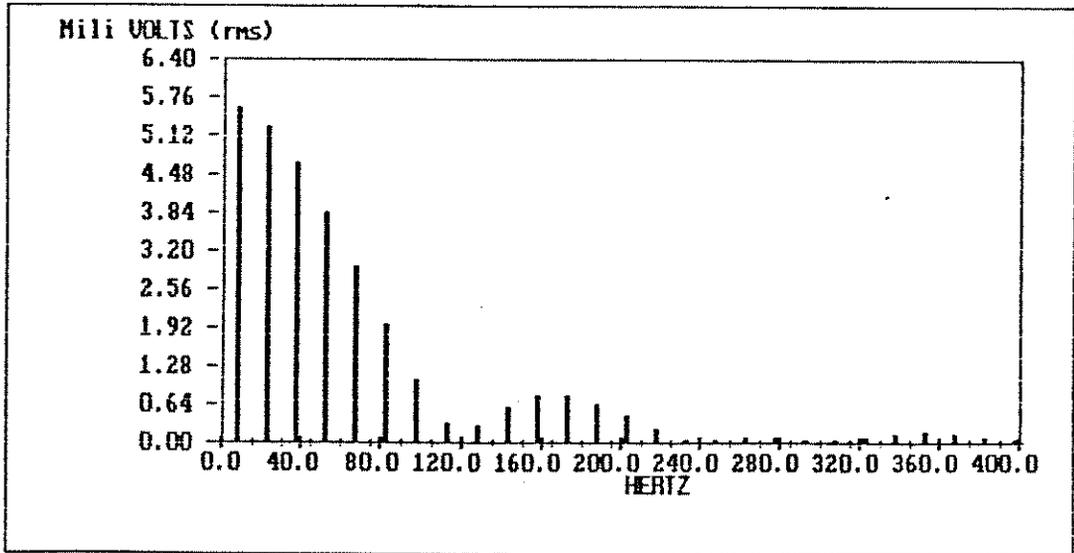


Figura 9.8 - Conteúdo harmônico da forma de onda da Figura 9.6, para $T = 8$ ciclos, obtido por simulação.

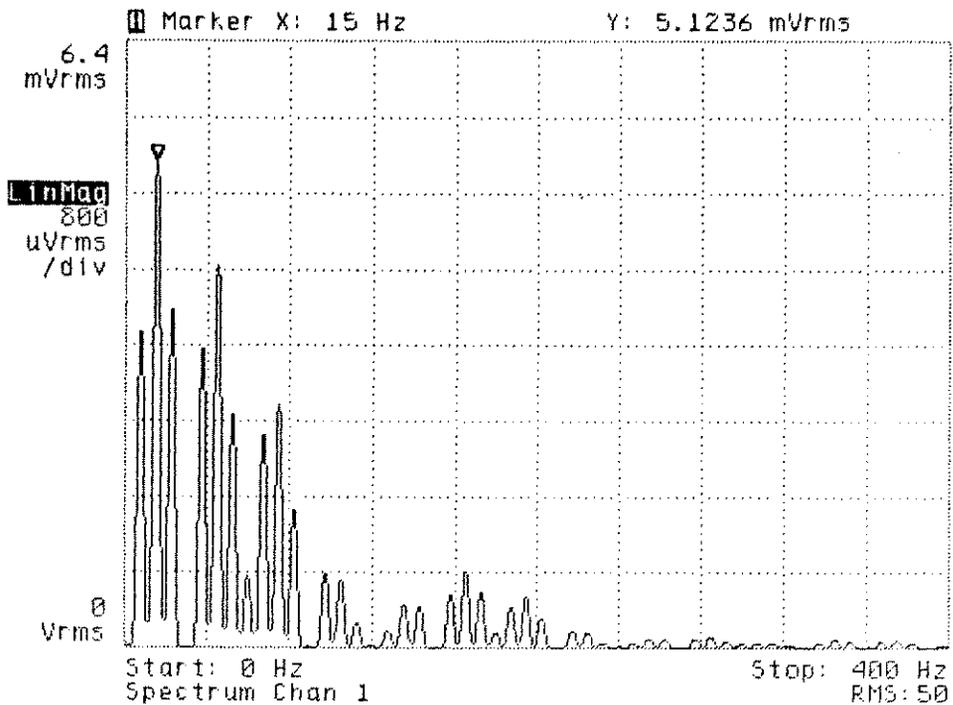


Figura 9.9 - Conteúdo harmônico da corrente de neutro i_z , lida no analisador, para $N = 6$ e $T = 8$ ciclos.

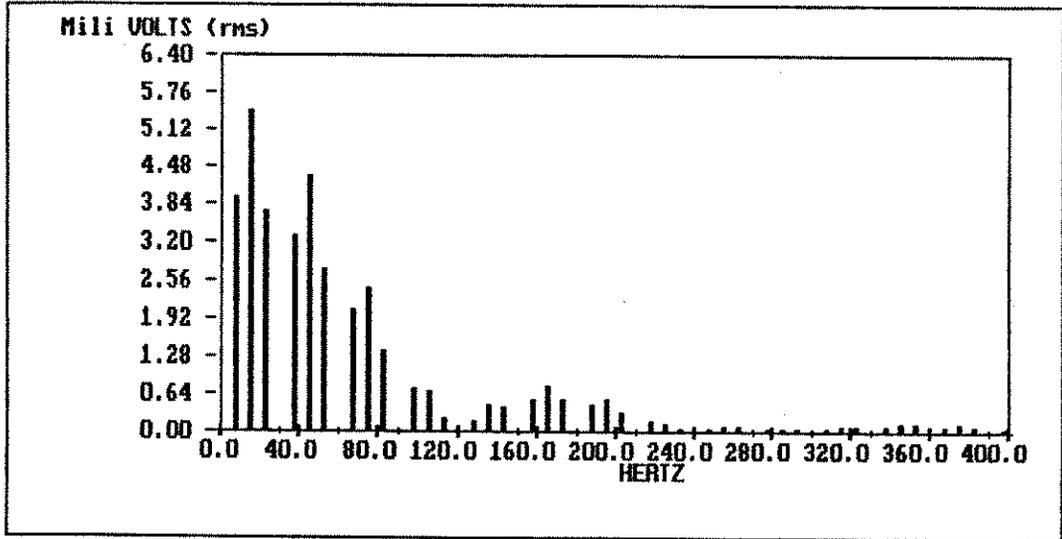


Figura 9.10 - Conteúdo harmônico da corrente de neutro i_z , obtido por simulação, para $N = 6$ e $T = 8$ ciclos.

Em todas as leituras efetuadas e nas simulações obtidas (exceto nas Figuras 9.9 e 9.10), a potência transferida para a carga foi de 50 % da potência máxima e a escala utilizada foi $10 \text{ mV} = 2 \text{ A}$.

Pode-se então observar a boa aproximação entre os valores simulados e os obtidos experimentalmente

Quanto ao cálculo da amplitude de cada uma das componentes harmônicas da corrente, pode-se comprovar a validade das expressões matemáticas, anteriormente desenvolvidas, através dos coeficientes de Fourier estudados.

Como exemplo, a componente harmônica na frequência da fonte ($n = T = 8$ ciclos) da corrente i_n foi calculada, através da equação 7.2, obtendo-se 2.35 A eficazes.

A leitura no analisador, para a mesma corrente, foi de 2.365 A (Figura 9.2).

9.3. LEITURAS DE CORRENTE DA CONEXÃO EM TRIANGULO COM O RAMO CONTROLADO

Para esta conexão, foram efetuadas as medições das correntes de linha i_a , i_b e i_c , bem como das correntes de fase, i_{ab} , i_{bc} e i_{ca} .

As formas de onda e os respectivos conteúdos harmônicos são os mostrados nas figuras que se seguem.

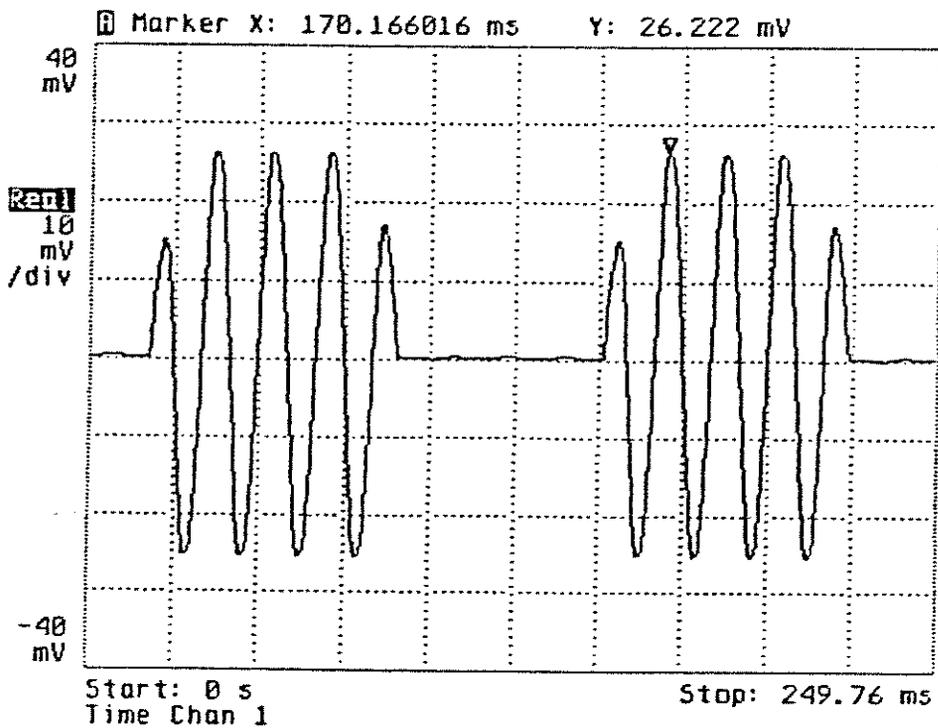


Figura 9.11 - Forma de onda da corrente de linha i_a , lida no analisador, com $T = 8$ ciclos.

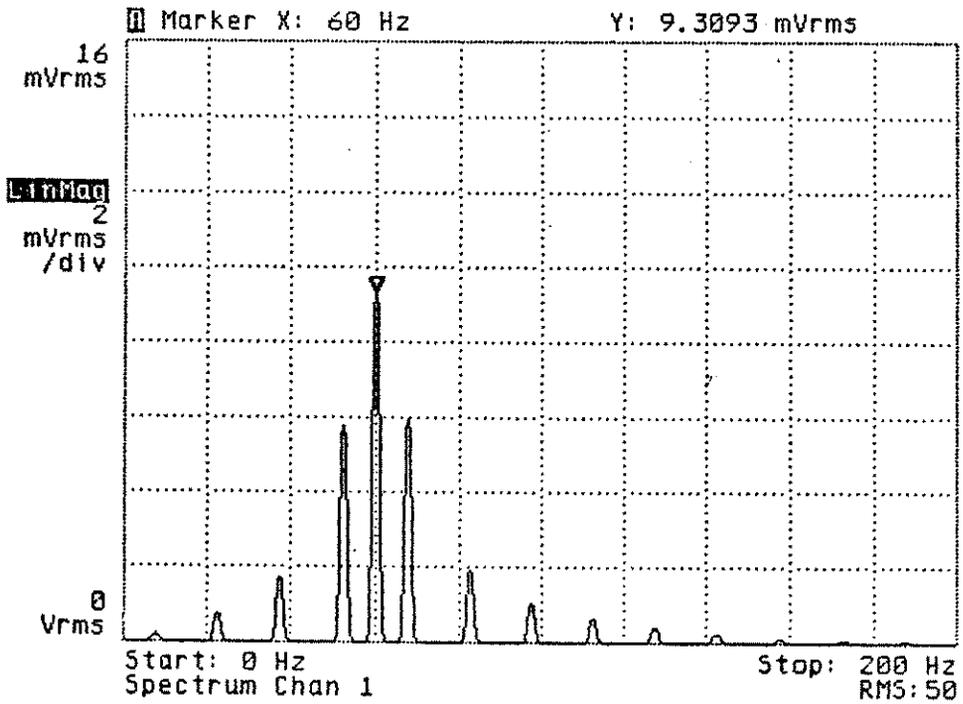


Figura 9.12 - Conteúdo harmônico da corrente i_a , lida no analisador, para $T = 8$ ciclos.

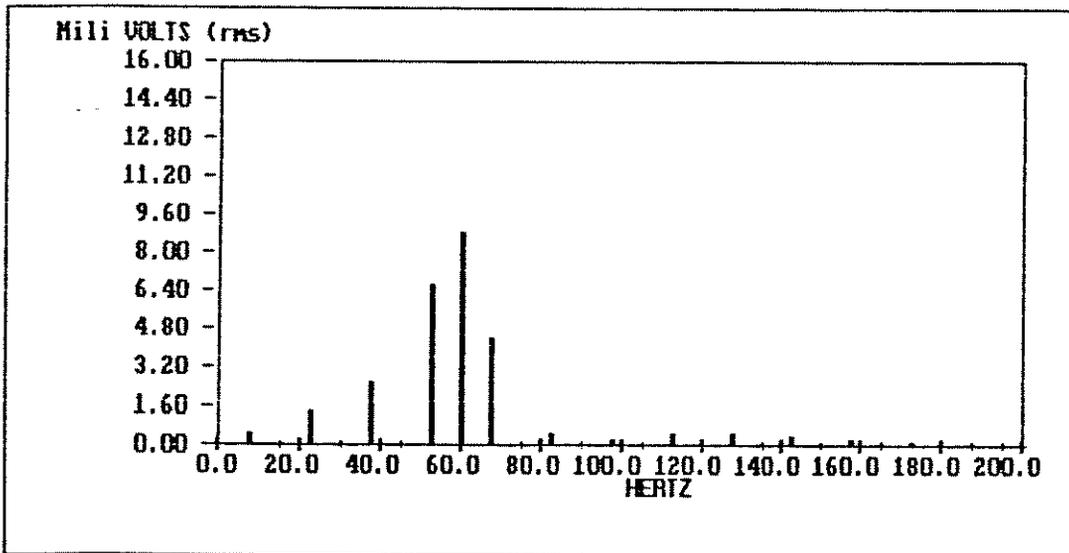


Figura 9.13 - Conteúdo harmônico da forma de onda da Fig.9.11, obtido por simulação, para $T = 8$ ciclos.

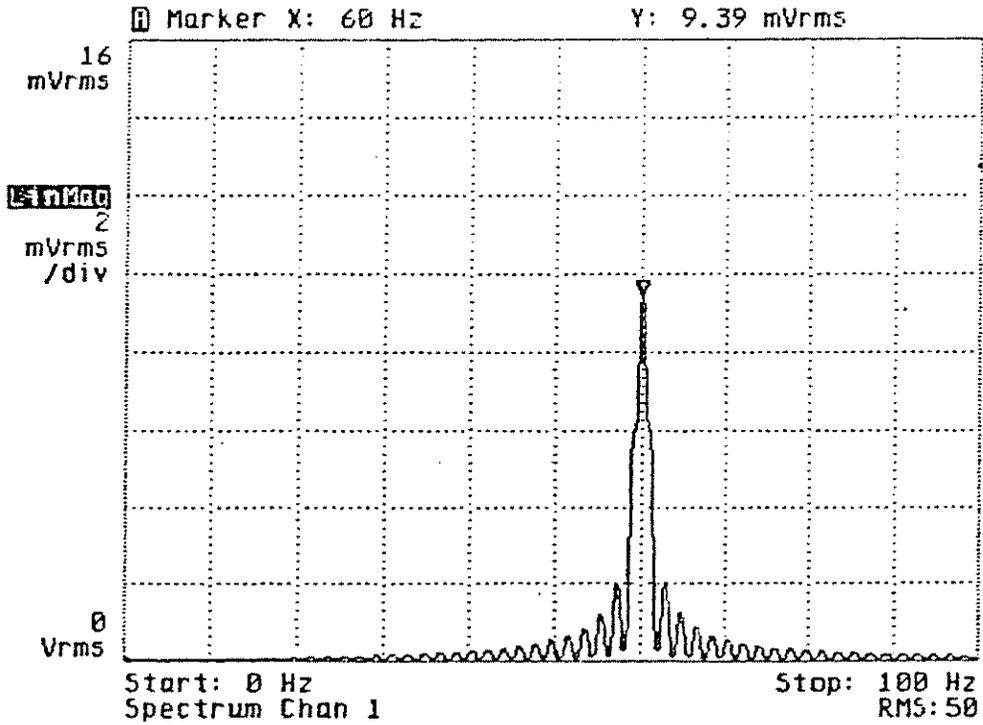


Figura 9.14 - Conteúdo harmônico da corrente i_a , lida no analisador, para $T = 64$ ciclos.

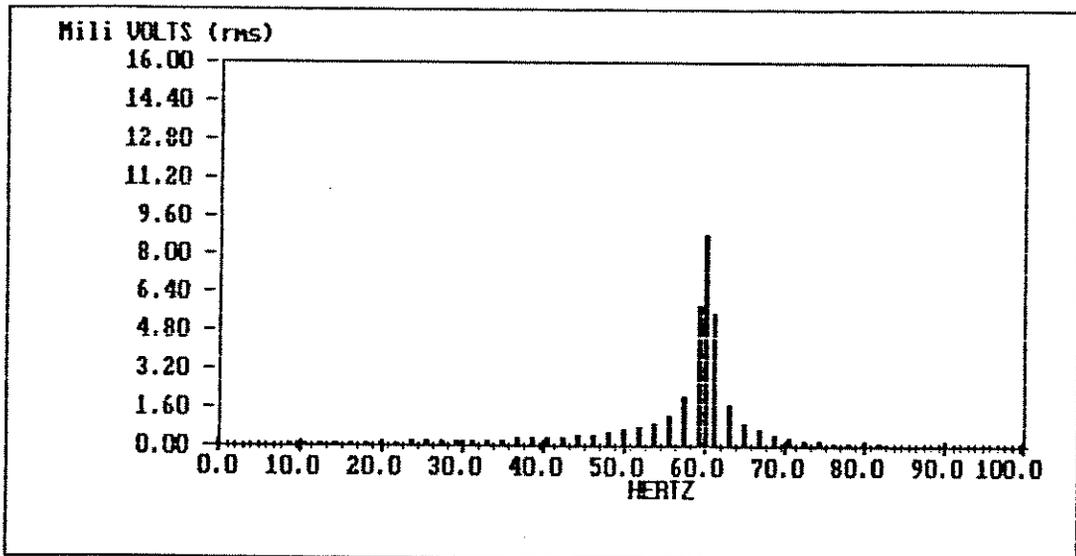


Figura 9.15 - Conteúdo harmônico da forma de onda da Fig.9.11, obtido por simulação, para $T = 64$ ciclos.

Conforme se pode observar, também na conexão triângulo com o ramo controlado houve uma boa aproximação entre os valores lidos experimentalmente e os simulados.

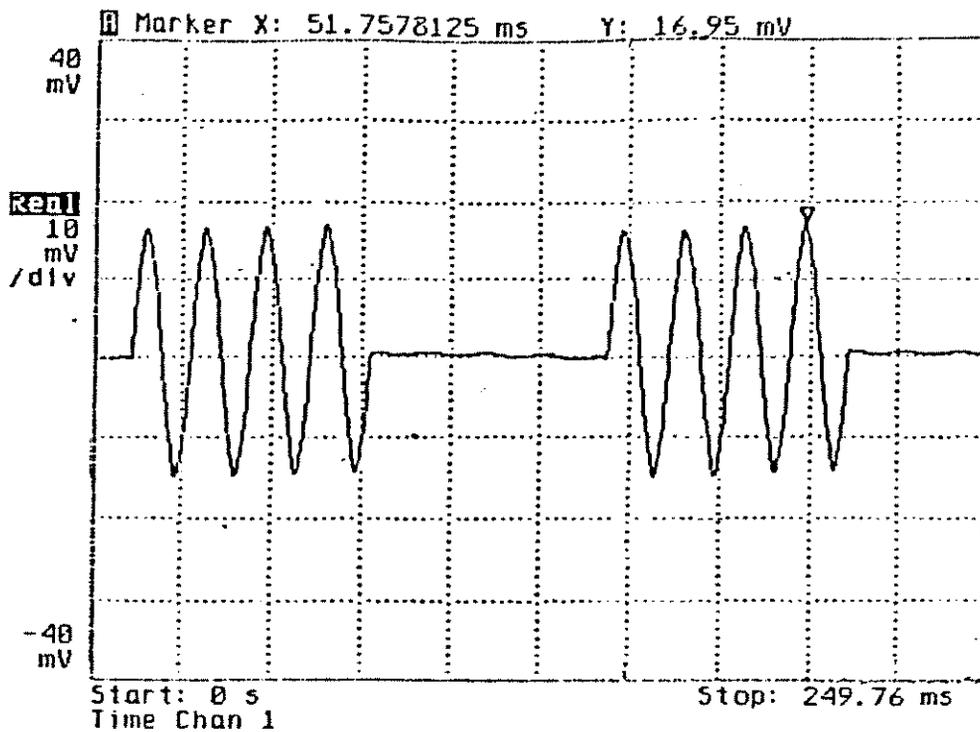


Figura 9.16 - Forma de onda da corrente de fase, i_{ab} , lida no analisador, para $T = 8$ ciclos.

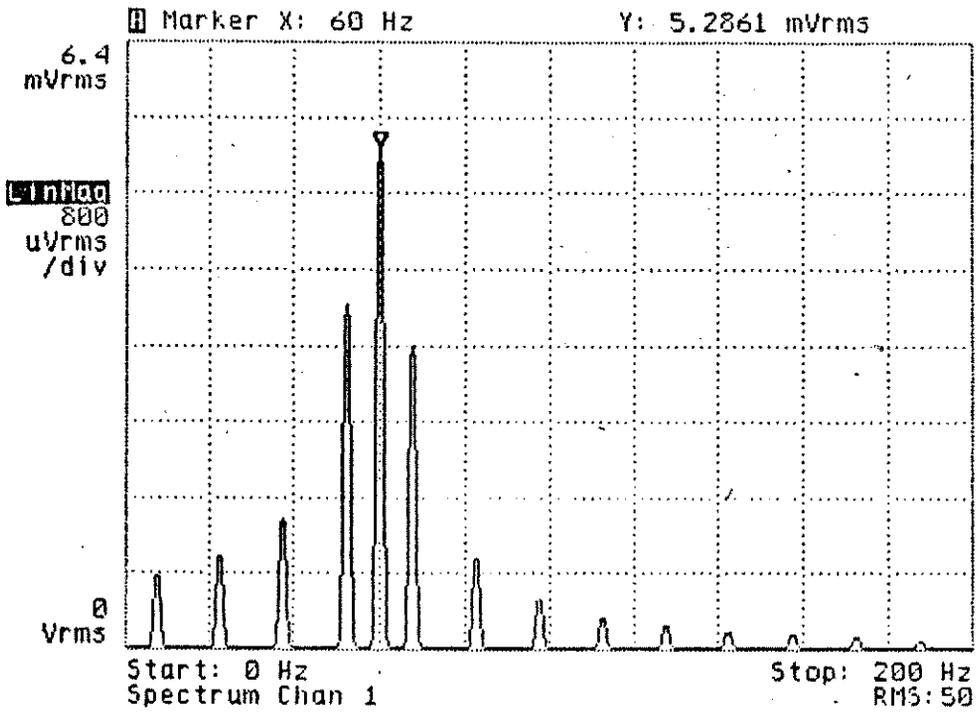


Figura 9.17 - Conteúdo harmônico da corrente i_{ab} , lida no analisador, para $T = 8$ ciclos.

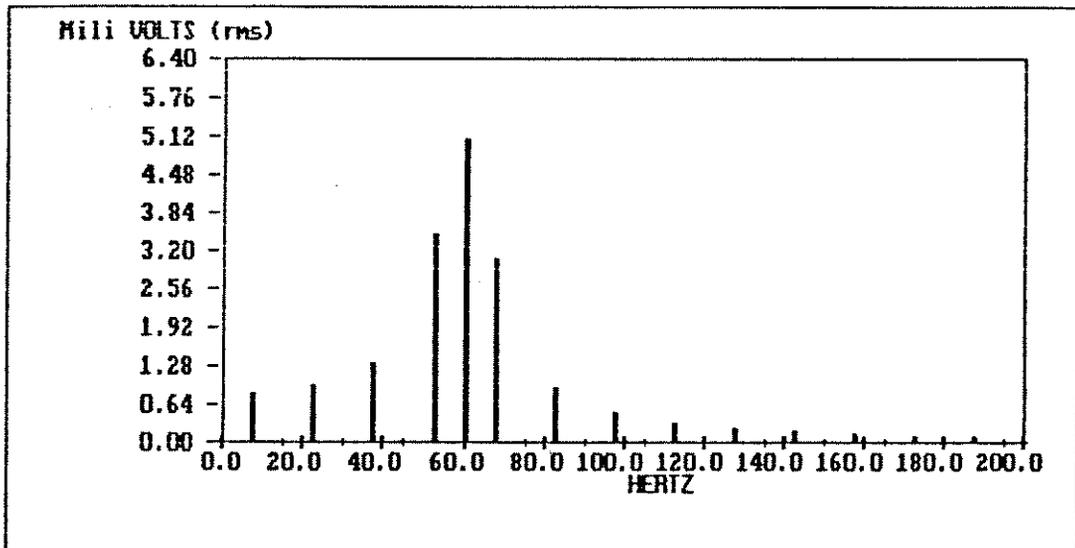


Figura 9.18 - Conteúdo harmônico da corrente i_{ab} , obtido por simulação, para $T = 8$ ciclos.

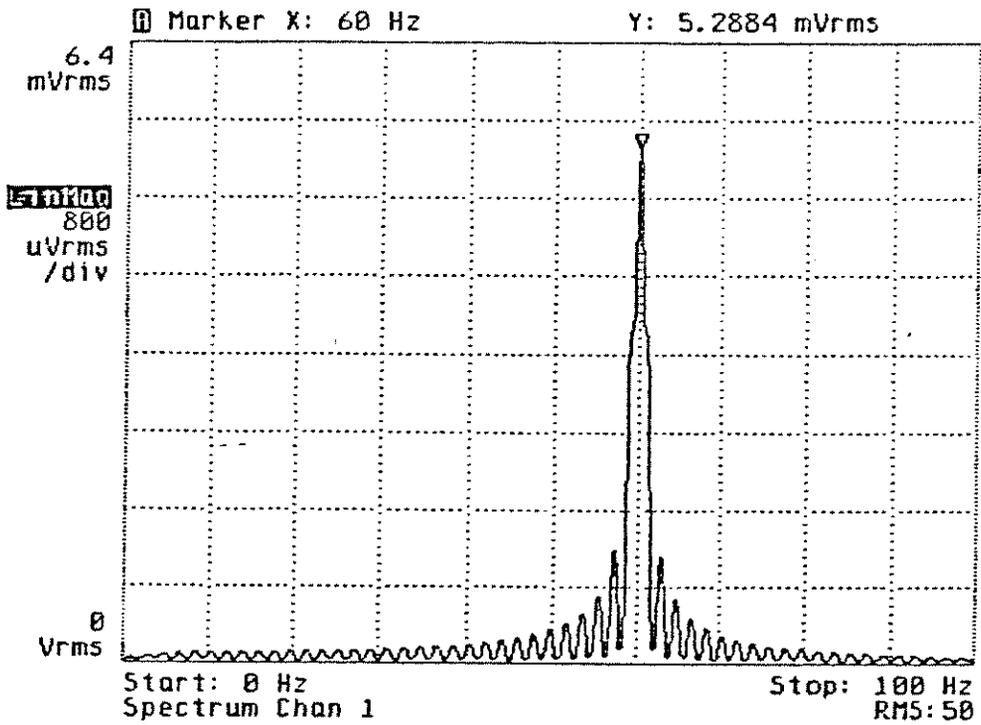


Figura 9.19 - Conteúdo harmônico da corrente i_{ab} , lida no analisador, para $T = 64$ ciclos.

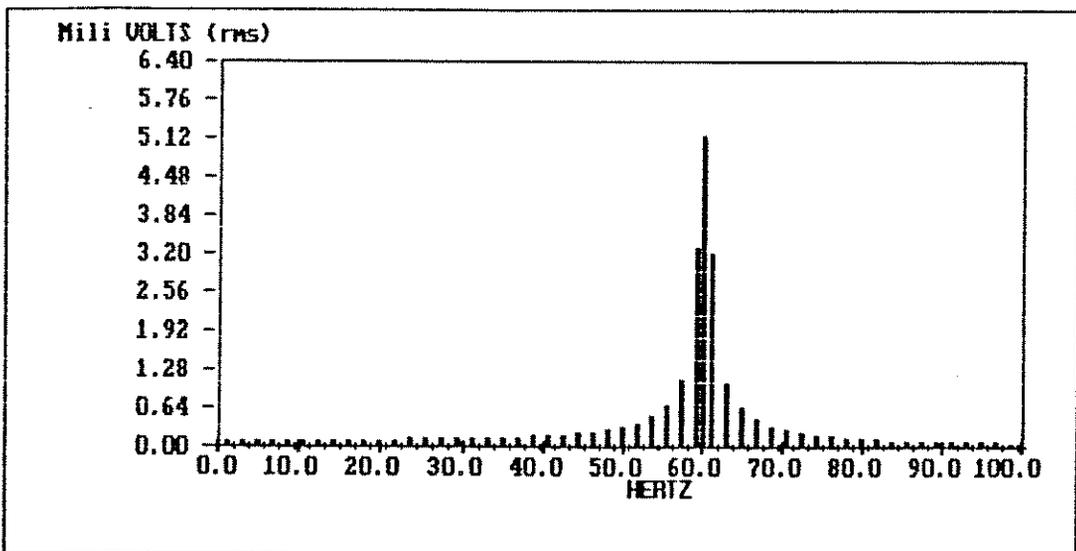


Figura 9.20 - Conteúdo harmônico da corrente i_{ab} , obtido por simulação, para $T = 64$ ciclos.

9.4. CONSIDERAÇÕES

Nas leituras obtidas entre outras características, pode-se destacar a existência das componentes harmônicas fracionárias da corrente, das componentes subharmônicas, bem como a praticamente inexistência de componentes harmônicas de alta frequência, neste modo de acionamento.

De acordo com o que foi verificado anteriormente nas simulações, os conteúdos harmônicos obtidos na conexão triângulo com ramo controlado, são semelhantes aos obtidos, para a conexão estrela a quatro condutores.

Assim sendo, fica comprovada a equivalência entre as duas conexões, com a vantagem da supressão do condutor neutro, para a conexão em triângulo com o ramo controlado.

Algumas diferenças que surgiram nas leituras obtidas com o analisador em relação aos resultados idealizados obtidos nas simulações, podem ser explicadas pelo não travamento adequado da ponta de prova de corrente durante as leituras.

O não travamento adequado na ponta de prova de corrente teve como consequência o surgimento de pequenos níveis de c.c. nas leituras do conteúdo harmônico obtidas e oscilações em torno do eixo horizontal (nível zero na escala do tempo, das leituras das correntes), quando do período "OFF" do ciclo de trabalho.

CAPÍTULO. 10

CONCLUSÕES

O controle da potência de cargas resistivas, utilizando-se um acionamento de gradadores, por ciclo integral, destaca-se pelo conteúdo harmônico mais favorável, comparativamente ao controle por ângulo de fase.

A característica dinâmica da carga apropriada para o emprego com este tipo de acionamento, deve ser a de elevada inércia, destacando-se neste aspecto os fornos elétricos a resistência, como uma carga nobre para este tipo de acionamento.

As conexões trifásicas mais indicadas para o acionamento por ciclo integral, num modo monofásico síncrono, são a estrela a quatro condutores e a triângulo com o ramo controlado.

O sistema digital desenvolvido observou, na sua concepção, todos os cuidados necessários para uma operação equilibrada, sem a geração de níveis "c.c." de corrente e com uma minimização nas amplitudes das subharmônica.

Com um número de ciclos de controle elevado, obteve-se conteúdos harmônicos favoráveis, e também, uma boa precisão no controle da temperatura.

Alguns tópicos ainda podem ser estudados e seguem como sugestões para trabalhos futuros:

- Análise de possíveis ressonâncias entre as componentes subharmônica e capacitores ou transformadores conectados ao mesmo sistema de alimentação;

- Desenvolvimento de uma técnica de análise da dinâmica do sistema de aquecimento a ser acionado por gradadores por ciclo integral, que proporcione uma otimização na escolha do valor do número de ciclos de controle T;

- Análise dos efeitos de uma possível queda de tensão no sistema de alimentação, associada aos chaveamentos periódicos do forno, sobre o desempenho de pequenos motores de indução (potência mecânica em torno de 2 cv), alimentados pela mesma rede;

- Desenvolvimento de um sistema de sensoriamento de faltas a ser instalado no condutor neutro da conexão trifásica estrela a quatro condutores, ou nos condutores das fases na conexão triângulo com o ramo controlado;

- Desenvolvimento de toda a técnica de controle por ciclo integral via microcontroladores.

REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS

- [1] Lander, C. W., (1981). "Power Electronics", Michigan, USA, MacGraw-Hill, capítulo 7.
- [2] Shepherd, W., (1972). "Thyristor Control of ac Circuits", Bradford Univ.
- [3] Serni, P. J. A. & Souza, C. R., (1991). "Aplicação do Ciclo Integral para Acionamento de Fornos Elétricos", SBPC 43a Reunião Anual, Anais: 93-94.
- [4] Lingard, B. W. & Johnson, R. W., (1970). "Analysis of Thyristor-Controlled Single-Phase Loads with Integral-Cycle Triggering". Proc. IEE, Vol. 117, nº 3: 607-608.
- [5] Pires, F. A. C., (1990). "Sobretensões Harmônicas", Campinas, SP, Unicamp, notas de aula.
- [6] Gallagher, P. J. & Bland, T. G. (1977). "Power Factor of Thyristor-Controlled Loads with Sinusoidal Supply Voltage and Integral-Cycle Triggering". IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentations, Vol. IECI-24, nº 1: 92-96.
- [7] Shepherd, W. & Zakikhabi., (1973). "Power Factor of Thyristor-Controlled Single-Phase Resistive Load". Proc. IEE, Vol.120, nº 12: 1538-1539.

- [8] Gallagher, P. J. & Shepherd, W., (1975). "Operation of Two Parallel-Connected Thyristor Controlled Resistive Loads with Integral Cycle Triggering". IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation, Vol. IECI-22 , n^o 4: 510-515.
- [9] Downing, W. C., (1974). "Watt-hour Meter Accuracy on SCR Controlled Resistance Loads". IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-93, n^o 4: 1083-1089.
- [10] Emanuel, A. E. & Hynds, B. M., (1979). "Watt-hour Meter Accuracy on Integral-Cycle-Controlled Resistance Loads". IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-98, n^o 5: 1583-1588.
- [11] Siemens Application Note, (1983).
"Application Note Components Group" , Integrated Phase Control TCA 780 for Power Electronics, Germany.
- [12] Emanuel, A. E. & Pileggi, D. J., (1982). "Magnetizing Current Harmonics Caused by Pulse Burst Modulated Loads". IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-101, n^o 3: 674-679.
- [13] Krishnan, R. & Ilango B., (1980). "Single-Phase Induction Motor Speed Control with Integral Cycle Switching". IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation, Vol. IECI-27, n^o 4: 308-311.

- [14] MacCarthy, E. P. & Danesh J., (1978). "A Novel Method of Direct Digital Integral-Cycle Power Control". IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation, Vol.IECI-25, nº 2: 149-154.
- [15] Texas Instruments, (1976). "Data Book", Dallas, USA, capítulo 7, 102-106.
- [16] Press, W. H, (1986). "Numerical Recipes", Cambridge, U.S.A., Cambridge University Press, capítulo 12.
- [17] Stasi, L. D., (1981). "Fornos Elétricos", S.P., Brasil, Hemus Edit. Ltda., capítulo 4.
- [18] Ashoka, K. & Bhat, S., (1989) " Analysis of Three-Phase Zero-Voltage Switching with Synchronous Start". IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 25, nº 6: 1149-1157.
- [19] Lazim, M. T. & Shepherd, W., (1982). "Three-Phase Circuits with Voltage Control by Integral-Cycle Single-Phase Mode Triggering of Thyristors". IEEE Transactions on Industry Applicatons, Vol.IA-18, nº 5: 507-520.

APENDICE I

ANALISE ATRAVÉS DA SÉRIE DE FOURIER DE UMA
FORMA DE ONDA COM CONTROLE DE DISPARO
POR CICLO INTEGRAL

AI.1. INTRODUÇÃO

A forma de onda da corrente da carga, do circuito da Figura 2.1, é a mesma da tensão (carga resistiva) e pode, por exemplo, ser dada pela Figura AI.1, onde A_L é o valor eficaz da onda de valor instantâneo a_L .

Portanto, a forma de onda da Figura AI.1, é periódica, com período de controle igual a T ciclos da fonte.

Pode-se assim, expressar a_L em termos do período de controle T.

$$a_L = \begin{cases} \sqrt{2} \cdot A_L \cdot \text{sen}(T \cdot \omega_o \cdot t) & \text{para } 0 < t \leq 2\pi (N/T) \\ 0 & \text{para } 2\pi (N/T) < t \leq 2\pi \end{cases} \quad (\text{AI.1})$$

onde $\sqrt{2} \cdot A_L$, é amplitude máxima da forma de onda,

$$\omega_o = \frac{2\pi fs}{T} = \frac{\omega s}{T} \quad (\text{AI.2})$$

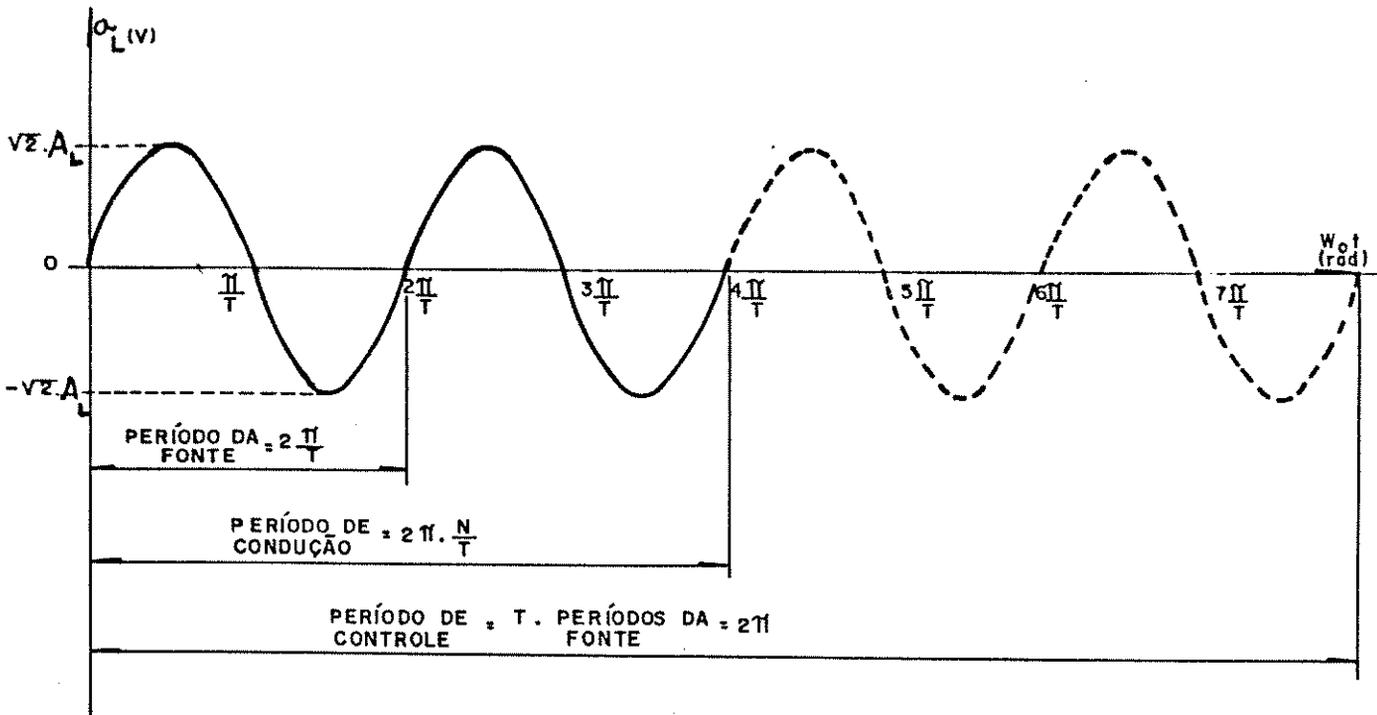


Figura AI.1 - Forma de onda para um controle por ciclo integral, para uma carga resistiva, com $N = 2$ e $T = 4$.

Partindo-se então, da Figura AI.2, pode-se calcular os coeficientes de Fourier para a equação (AI.1).

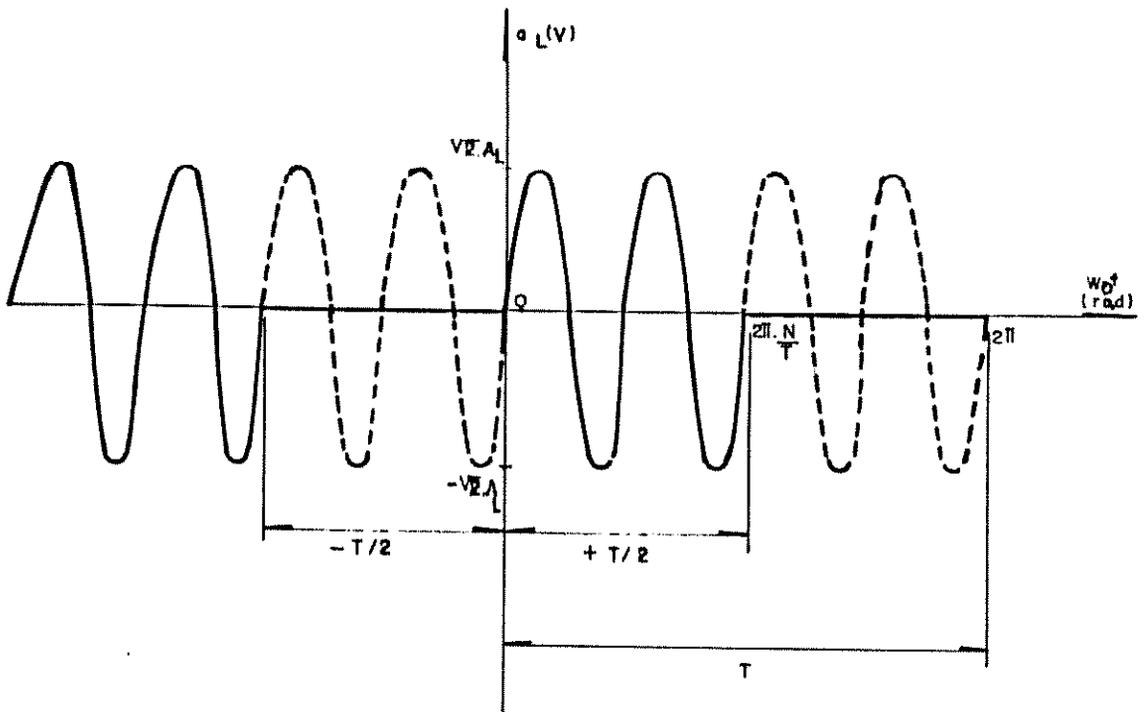


Figura AI.2 - Forma de onda para análise de Fourier, com $N = 2$ e $T = 4$.

$$a_0 = \frac{2}{T} \cdot \int_{-T/2}^{T/2} a_L(\omega_0 \cdot t) d\omega_0 t \quad (\text{AI.3})$$

$$a_0 = \frac{\sqrt{2} \cdot AL}{\pi} \cdot \int_0^{2\pi \cdot (N/T)} \text{sen}(T \cdot \omega_0 \cdot t) d\omega_0 t \quad (\text{AI.4})$$

$$a_0 = - \frac{\sqrt{2} \cdot AL}{T \cdot \pi} \left[\cos(T \cdot \omega_0 \cdot t) \Big|_0^{2\pi \cdot (N/T)} \right] \quad (\text{AI.5})$$

$$a_0 = - \frac{\sqrt{2} \cdot AL}{T \cdot \pi} \left[\cos(N \cdot 2\pi) - \cos 0 \right] \quad (\text{AI.6})$$

e, para $N = 1, 2, 3, \dots$, onde N é um número inteiro e positivo:

$$\cos(N \cdot 2\pi) = 1 \quad (\text{AI.7})$$

portanto,

$$a_0 = 0 \quad (\text{AI.8})$$

$$a_n = \frac{2}{T} \cdot \int_{-T/2}^{T/2} a_L(\omega_0 \cdot t) d\omega_0 t \quad (\text{AI.9})$$

$$a_n = \frac{\sqrt{2} \cdot AL}{\pi} \cdot \int_0^{2\pi \cdot (N/T)} \text{sen}(T \cdot \omega_0 \cdot t) \cdot \cos(n \cdot \omega_0 \cdot t) d\omega_0 t \quad (\text{AI.10})$$

$$a_n = \frac{\sqrt{2} \cdot AL}{2\pi} \cdot \int_0^{2\pi \cdot (N/T)} \text{sen}(T+n)(\omega_0 \cdot t) d\omega_0 t + \int_0^{2\pi \cdot (N/T)} \text{sen}(T-n)(\omega_0 \cdot t) d\omega_0 t \quad (\text{AI.11})$$

$$a_n = \frac{\sqrt{2} \cdot AL}{2\pi} \left\{ \left[- \frac{\cos(T+n) \cdot (\omega_0 \cdot t)}{(T+n)} \right]_0^{2\pi \cdot (N/T)} - \left[\frac{\cos(T-n) \cdot (\omega_0 \cdot t)}{(T-n)} \right]_0^{2\pi \cdot (N/T)} \right\} \quad (\text{AI.12})$$

$$a_n = - \frac{\sqrt{2} \cdot AL}{2\pi} \left\{ \left[\frac{\cos(T+n) \cdot (2\pi \cdot N/T) - 1}{(T+n)} \right] + \left[\frac{\cos(T-n) \cdot (2\pi \cdot N/T) - 1}{(T-n)} \right] \right\} \quad (\text{AI.13})$$

$$a_n = - \frac{\sqrt{2} \cdot A_L}{2\pi} \left\{ \frac{1}{(T^2 - n^2)} \left[(T-n) \left[\cos(T+n) \cdot (2\pi \cdot N/T) - 1 \right] + (T+n) \left[\cos(T-n) \cdot (2\pi \cdot N/T) - 1 \right] \right] \right\} \quad (\text{AI.14})$$

$$a_n = - \frac{\sqrt{2} \cdot A_L}{2\pi} \left\{ \frac{1}{(T^2 - n^2)} \left[(T-n) \left[\cos(2\pi \cdot N + 2\pi \cdot n \cdot N/T) - 1 \right] + (T+n) \left[\cos(2\pi \cdot N - 2\pi \cdot n \cdot N/T) - 1 \right] \right] \right\} \quad (\text{AI.15})$$

e, para $N = 1, 2, 3, \dots$, onde N é um número inteiro e positivo:

$$a_n = - \frac{\sqrt{2} \cdot A_L}{2\pi} \left\{ \frac{1}{(T^2 - n^2)} \left[(T-n) \left[\cos(2\pi \cdot n \cdot N/T) - 1 \right] + (T+n) \left[\cos(2\pi \cdot n \cdot N/T) - 1 \right] \right] \right\} \quad (\text{AI.16})$$

$$a_n = - \frac{\sqrt{2} \cdot A_L}{2\pi} \left\{ \frac{1}{(T^2 - n^2)} \left[\cos(2\pi \cdot n \cdot N/T) - 1 \cdot (2 \cdot T) \right] \right\} \quad (\text{AI.17})$$

$$a_n = \frac{\sqrt{2} \cdot A_L}{\pi} \left[\frac{T}{(T^2 - n^2)} \left[1 - \cos(2\pi \cdot n \cdot N/T) \right] \right] \quad (\text{AI.18})$$

para $n \neq T$.

$$b_n = \frac{2}{T} \cdot \int_{-T/2}^{T/2} a_L(\omega_0 \cdot t) \cdot \text{sen}(n \cdot \omega_0 \cdot T) \cdot d\omega_0 t \quad (\text{AI.19})$$

$$b_n = \frac{\sqrt{2} \cdot A_L}{\pi} \cdot \int_0^{2\pi \cdot (N/T)} \text{sen}(T \cdot \omega_0 \cdot t) \cdot \text{sen}(n \cdot \omega_0 \cdot T) \cdot d\omega_0 t \quad (\text{AI.20})$$

$$b_n = \frac{\sqrt{2} \cdot A_L}{\pi} \cdot \int_0^{2\pi \cdot (N/T)} \cos(T-n) \cdot (\omega_0 \cdot t) \cdot d\omega_0 t + \int_0^{2\pi \cdot (N/T)} \cos(T+n) \cdot (\omega_0 \cdot t) \cdot d\omega_0 t \quad (\text{AI.21})$$

$$b_n = \frac{\sqrt{2} \cdot A_L}{2\pi} \left\{ \frac{1}{(T^2 - n^2)} \left[(T+n) \cdot \text{sen}(T-n) \cdot (2\pi \cdot N/T) - (T-n) \cdot \text{sen}(T+n) \cdot (2\pi \cdot N/T) \right] \right\} \quad (\text{AI.22})$$

$$b_n = \frac{\sqrt{2} \cdot A_L}{2\pi} \left\{ \frac{1}{(T^2 - n^2)} \left[(T+n) \cdot \text{sen}(2\pi \cdot N - 2\pi \cdot n \cdot N/T) - (T-n) \cdot \text{sen}(2\pi \cdot N + 2\pi \cdot n \cdot N/T) \right] \right\} \quad (\text{AI.23})$$

e, para $N = 1, 2, 3, \dots$, onde N é um número inteiro e positivo:

$$b_n = \frac{\sqrt{2}}{2\pi} \cdot AL \left\{ \frac{1}{(T^2 - n^2)} \left[(T+n) \left[-\text{sen}(2\pi \cdot n \cdot N/T) \right] - (T-n) \left[\text{sen}(2\pi \cdot n \cdot N/T) \right] \right] \right\} \quad (\text{AI.24})$$

$$b_n = \frac{\sqrt{2}}{2\pi} \cdot AL \left[\frac{1}{(T^2 - n^2)} \left[-\text{sen}(2\pi \cdot n \cdot N/T) (2 \cdot T) \right] \right] \quad (\text{AI.25})$$

$$b_n = \frac{\sqrt{2}}{2\pi} \cdot AL \left[\frac{T}{(T^2 - n^2)} \left[-\text{sen}(2\pi \cdot n \cdot N/T) \right] \right] \quad (\text{AI.26})$$

para $n \neq T$.

$$c_n = \left[a_n^2 + b_n^2 \right]^{1/2} \quad (\text{AI.27})$$

De (AI.18) e (AI.26), tem-se que:

$$c_n = \left\{ \frac{2 \cdot AL^2}{\pi^2} \cdot \left[\frac{T^2}{(T^2 - n^2)} \cdot \left(1 - 2 \cdot \cos(2\pi \cdot n \cdot N/T) + \cos(2\pi \cdot n \cdot N/T)^2 + \text{sen}(2\pi \cdot n \cdot N/T)^2 \right) \right] \right\}^{1/2} \quad (\text{AI.28})$$

$$c_n = \frac{\sqrt{2} \cdot AL}{\pi} \cdot \left[\frac{T}{(T^2 - n^2)} \cdot \left(1 - 2 \cdot \cos(2\pi \cdot n \cdot N/T) + 1 \right)^{1/2} \right] \quad (\text{AI.29})$$

$$c_n = \frac{\sqrt{2} \cdot AL \cdot T}{\pi \cdot (T^2 - n^2)} \cdot \left[2 \left(1 - \cos(2\pi \cdot n \cdot N/T) \right) \right]^{1/2} \quad (\text{AI.30})$$

$$c_n = \frac{\sqrt{2} \cdot AL \cdot T}{\pi \cdot (T^2 - n^2)} \cdot \left[4 \cdot \text{sen}^2(\pi \cdot n \cdot N/T) \right]^{1/2} \quad (\text{AI.31})$$

$$c_n = \frac{\sqrt{2} \cdot AL \cdot T \cdot 2}{\pi \cdot (T^2 - n^2)} \cdot \text{sen}(\pi \cdot n \cdot N/T) \quad (\text{AI.32})$$

para $n \neq T$.

O ângulo de fase ψ_n , entre a tensão da fonte e a n ésima harmônica corrente, é dado por:

$$\psi_n = \text{tag.}^{-1} \frac{b_n}{a_n} \quad (\text{AI.33})$$

Substituindo-se as equações de a_n e de b_n na equação anterior, tem-se que:

$$\psi_n = \text{tag.}^{-1} \frac{\frac{\sqrt{2}}{2\pi} \cdot AL \left[\frac{T}{(T^2 - n^2)} \left(-\text{sen}(2\pi \cdot n \cdot N/T) \right) \right]}{\frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot AL \left[\frac{T}{(T^2 - n^2)} \left(1 - \text{cos}(2\pi \cdot n \cdot N/T) \right) \right]} \quad (\text{AI.34})$$

$$\psi_n = \text{tag.}^{-1} \left[\frac{-\text{sen}(2\pi \cdot n \cdot N/T)}{1 - \text{cos}(2\pi \cdot n \cdot N/T)} \right] \quad (\text{AI.35})$$

Analisando-se agora, a componente harmônica na frequência da fonte, ou seja, para $n = T$, tem-se que:

$$a_{n=T} = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{2\pi \cdot (N/T)} a_L(\omega_0 \cdot t) \cdot \cos(T \cdot \omega_0 \cdot t) \cdot d\omega_0 t \quad (\text{AI.36})$$

$$a_{n=T} = \frac{\sqrt{2} \cdot A_L}{\pi} \cdot \int_0^{2\pi \cdot (N/T)} \text{sen}(T \cdot \omega_0 \cdot t) \cdot \cos(T \cdot \omega_0 \cdot t) \cdot d\omega_0 t \quad (\text{AI.37})$$

$$a_{n=T} = \frac{\sqrt{2} \cdot A_L}{2 \cdot \pi} \cdot \left[\int_0^{2\pi \cdot (N/T)} \text{sen}(2 \cdot T \cdot \omega_0 \cdot t) \cdot d\omega_0 t - \int_0^{2\pi \cdot (N/T)} \text{sen}(0) \cdot d\omega_0 t \right] \quad (\text{AI.38})$$

$$a_{n=T} = \frac{\sqrt{2} \cdot A_L}{4 \cdot \pi \cdot T} \left[-\cos(2 \cdot T \cdot \omega_0 \cdot t) \cdot \Big|_0^{2\pi \cdot (N/T)} \right] \quad (\text{AI.39})$$

e, para $N = 1, 2, 3, \dots$, onde N é um número inteiro e positivo:

$$a_{n=T} = 0 \quad (\text{AI.40})$$

$$b_{n=T} = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{2\pi \cdot (N/T)} a_L(\omega_0 \cdot t) \cdot \text{sen}(T \cdot \omega_0 \cdot t) \cdot d\omega_0 t \quad (\text{AI.41})$$

$$b_{n=T} = \frac{\sqrt{2} \cdot A_L}{\pi} \cdot \int_0^{2\pi \cdot (N/T)} \text{sen}(T \cdot \omega_0 \cdot t) \cdot \text{sen}(T \cdot \omega_0 \cdot t) \cdot d\omega_0 t \quad (\text{AI.42})$$

$$b_{n=T} = \frac{\sqrt{2} \cdot A_L}{\pi} \cdot \int_0^{2\pi \cdot (N/T)} \text{sen}^2(T \cdot \omega_0 \cdot t) \cdot d\omega_0 t \quad (\text{AI.43})$$

$$b_{n=T} = \frac{\sqrt{2} \cdot A_L}{2\pi} \cdot \left[\int_0^{2\pi \cdot (N/T)} d\omega_0 t - \int_0^{2\pi \cdot (N/T)} \cos(2 \cdot T \cdot \omega_0 \cdot t) d\omega_0 t \right] \quad (\text{AI.44})$$

$$b_{n=T} = \frac{\sqrt{2} \cdot A_L}{2\pi} \cdot \left[2\pi \cdot (N/T) - \frac{\text{sen}(2 \cdot T \cdot \omega_0 \cdot t)}{2} \Big|_0^{2\pi \cdot (N/T)} \right] \quad (\text{AI.45})$$

e, para $N = 1, 2, 3, \dots$, onde N é um número inteiro e positivo:

$$b_{n=T} = c_{n=T} = \sqrt{2} \cdot A_L \cdot \frac{N}{T} \quad (\text{AI.46})$$

AI.2. UMA OUTRA ANALISE COM ALTERAÇÃO DA ORIGEM

De modo a que se obtenha uma análise de maneira mais direta, a origem da forma de onda a ser estudada pode ser modificada, procedimento este que irá resultar na eliminação de um dos coeficientes de Fourier e consequente simplificação nos cálculos.

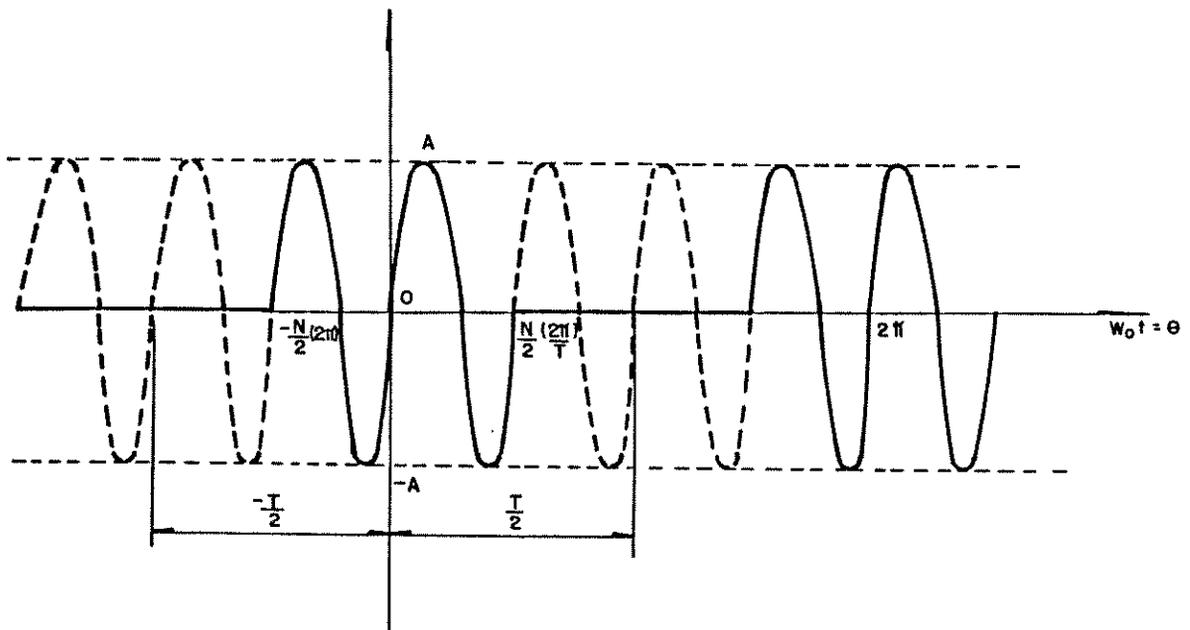


Figura AI.3 - Forma de onda com alteração da origem, para a análise de Fourier.

Partindo-se então da Figura AI.3, com uma conveniente escolha da origem, pode-se calcular os coeficientes de Fourier por:

$$a_n = 0 \quad (\text{AI.47})$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_{-N/2(2\pi/T)}^{N/2(2\pi/T)} A \cdot \text{sen}(\theta \cdot T) \cdot \text{sen}(n \cdot \theta) \cdot d\theta \quad (\text{AI.48})$$

$$b_n = \frac{A}{2\pi} \left[\int_{-N/2(2\pi/T)}^{N/2(2\pi/T)} \cos[(n-T) \cdot \theta] - \cos[(n+T) \cdot \theta] d\theta \right] \quad (\text{AI.49})$$

onde:

$$\omega_o \cdot t = \omega_s = \theta \quad (\text{AI.50})$$

e A é a amplitude máxima da forma de onda com controle por ciclo integral da Figura AI.3.

Assim, para $n \neq T$, o coeficiente b_n pode ser dado por :

$$b_n = \frac{A}{2\pi} \left[\frac{\text{sen}(n-T) \cdot \theta}{n+T} - \frac{\text{sen}(n+T) \cdot \theta}{n+T} \right]_{-N/2(2\pi/T)}^{N/2(2\pi/T)} \quad (\text{AI.51})$$

$$b_n = \frac{A}{2\pi} \left[\left(\text{sen } \frac{n-T}{T} \cdot N \cdot \pi + \text{sen } \frac{n-T}{T} \cdot N \cdot \pi \right) - \frac{1}{n+T} \left(\text{sen } \frac{n+T}{T} \cdot N \cdot \pi + \text{sen } \frac{n+T}{T} \cdot N \cdot \pi \right) \right] \quad (\text{AI.52})$$

$$b_n = \frac{A}{2\pi} \left[\frac{2}{n-T} \cdot \text{sen} \left(\frac{n-T}{T} \cdot N \cdot \pi \right) - \frac{2}{n+T} \cdot \text{sen} \left(\frac{n+T}{T} \cdot N \cdot \pi \right) \right] \quad (\text{AI.53})$$

$$b_n = \frac{A}{2\pi} \left[\frac{2}{n-T} \cdot \text{sen} \left(n \cdot \frac{N}{T} \cdot \pi - N \cdot \pi \right) - \frac{2}{n+T} \cdot \text{sen} \left(n \cdot \frac{N}{T} \cdot \pi + N \cdot \pi \right) \right] \quad (\text{AI.54})$$

$$b_n = \frac{A}{\pi} \left[\frac{1}{n-T} \cdot \left(\text{sen} \left(n \cdot \frac{N}{T} \cdot \pi \right) \cos \left(N \cdot \pi \right) - \text{sen} \left(N \cdot \pi \right) \cos \left(n \cdot \frac{N}{T} \cdot \pi \right) \right) - \frac{1}{n+T} \cdot \left(\text{sen} \left(n \cdot \frac{N}{T} \cdot \pi \right) \cos \left(N \cdot \pi \right) + \text{sen} \left(N \cdot \pi \right) \cos \left(n \cdot \frac{N}{T} \cdot \pi \right) \right) \right] \quad (\text{AI.55})$$

$$b_n = \frac{A}{\pi} \left[\text{sen} \left(n \cdot \frac{N}{T} \cdot \pi \right) \left(\frac{\cos N \cdot \pi}{n-T} - \frac{\cos N \cdot \pi}{n+T} \right) + \cos \left(n \cdot \frac{N}{T} \cdot \pi \right) \left(\frac{-\text{sen} N \cdot \pi}{n-T} - \frac{\text{sen} N \cdot \pi}{n+T} \right) \right] \quad (\text{AI.56})$$

$$b_n = \frac{A}{\pi} \left[\text{sen} \left(n \cdot \frac{N}{T} \cdot \pi \right) \frac{2 \cdot T \cdot \cos N \pi}{n^2 - T^2} \right] \quad (\text{AI.57})$$

$$b_n = \frac{2 \cdot A \cdot T \cdot \cos(N\pi)}{\pi \cdot (n^2 - T^2)} \cdot \text{sen} \left[\pi \cdot n \cdot \frac{N}{T} \right] \quad (\text{AI.58})$$

Já para $n = T$ o coeficiente b_n será dado por:

$$b_n = \frac{A}{2\pi} \cdot \left[\int_{-N/2(2\pi/T)}^{N/2(2\pi/T)} 1 - \cos(2T\theta) \, d\theta \right] \quad (\text{AI.59})$$

$$b_n = \frac{A}{2\pi} \left[\theta - \frac{\text{sen}(2T\theta)}{2T} \right]_{-N/T \cdot \pi}^{N/T \cdot \pi} \quad (\text{AI.60})$$

$$b_n = \frac{A}{2\pi} \left[2 \cdot \frac{N}{T} \cdot \pi \right] \quad (\text{AI.61})$$

$$b_n = A \cdot \frac{N}{T} \quad (\text{AI.62})$$

A função no tempo pode ser dada por:

$$b_n \cdot \text{sen}(n \omega_0 t) = b_n \cdot \text{sen}(n \theta) \quad (\text{AI.63})$$

APENDICE II

ANALISE DO VALOR EFICAZ DA TENSÃO NA CARGA
EM FUNÇÃO DO VALOR EFICAZ
DA TENSÃO DA FONTE

$$v_L = \begin{cases} \sqrt{2} \cdot V_s \cdot \text{sen}(T \cdot \omega_o \cdot t) & \text{para } 0 < t \leq 2\pi (N/T) \\ 0 & \text{para } 2\pi (N/T) < t \leq 2\pi \end{cases} \quad (\text{AII.1})$$

$$V_L^2 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi \cdot (N/T)} 2 \cdot V_s^2 \cdot \text{sen}^2(T \cdot \omega_o \cdot t) \cdot d\omega_o t \quad (\text{AII.2})$$

$$V_L = \sqrt{2} \cdot V_s \cdot \left[\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi \cdot (N/T)} \text{sen}^2(T \cdot \omega_o \cdot t) \cdot d\omega_o t \right]^{1/2} \quad (\text{AII.3})$$

$$V_L = \sqrt{2} \cdot V_s \cdot \left[\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi \cdot (N/T)} \frac{1}{2} \cdot \left[1 - \cos(2 \cdot T \cdot \omega_o \cdot t) \right] d\omega_o t \right]^{1/2} \quad (\text{AII.4})$$

$$V_L = \sqrt{2} \cdot V_s \cdot \left\{ \frac{1}{4\pi} \left[\int_0^{2\pi \cdot (N/T)} d\omega_0 t - \int_0^{2\pi \cdot (N/T)} \cos(2 \cdot T \cdot \omega_0 t) d\omega_0 t \right] \right\}^{1/2} \quad (\text{AII.5})$$

$$V_L = \sqrt{2} \cdot V_s \cdot \left\{ \frac{1}{4\pi} \left[2\pi \cdot (N/T) - \frac{\text{sen}(2 \cdot T \cdot \omega_0 \cdot t)}{2} \Big|_0^{2\pi \cdot (N/T)} \right] \right\}^{1/2} \quad (\text{AII.6})$$

$$V_L = \sqrt{2} \cdot V_s \cdot \left\{ \frac{1}{4\pi} \left[2\pi \cdot (N/T) - \frac{\text{sen}(4 \cdot \pi \cdot N)}{2} \right] \right\}^{1/2} \quad (\text{AII.7})$$

e, para $N = 1, 2, 3, \dots$, onde N é um número inteiro e positivo:

$$V_L = \sqrt{2} \cdot V_s \cdot \left[\frac{1}{4\pi} 2\pi \cdot (N/T) \right]^{1/2} \quad (\text{AII.8})$$

$$V_L = V_s \cdot \left[\frac{N}{T} \right]^{1/2} \quad (\text{AII.9})$$

que é o valor eficaz da tensão na carga, em função do valor eficaz da tensão da fonte, para uma carga resistiva, acionada por ciclo integral.

APENDICE III

DESENVOLVIMENTO DO PROGRAMA SIMULADOR PARA
ANALISE DO CONTEUDO HARMONICO

AIII.1. INTRODUÇÃO

Em uma etapa inicial de desenvolvimento do programa simulador para a observação do conteúdo harmônico das correntes ou tensões, trabalhou-se com as expressões deduzidas por análise de Fourier de cada forma de onda, como por exemplo as expressões (7.1) e (7.2) .

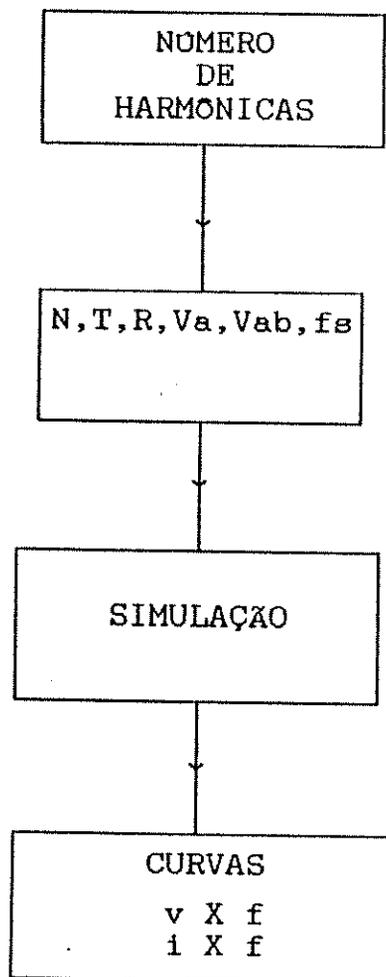


Figura AIII.1- Fluxograma do programa simulador desenvolvido nos estudos iniciais do trabalho.

Assim esta rotina computacional utiliza como entrada de dados:

- a) número de harmônicas que se deseja observar (por exemplo, uma simulação até a componente harmônica de ordem n igual a 100);
- b) tensão de alimentação (V_{AN} e V_{AB});
- c) frequência da fonte;
- d) resistência da carga;
- e) número de ciclos de controle T e
- f) número de ciclos de condução N .

Como saída os seguintes dados podem ser obtidos:

- a) curvas com o conteúdo harmônico das tensões ou correntes e
- b) pares ordenados frequência X amplitude da componente harmônica da corrente ou tensão (em valor eficaz).

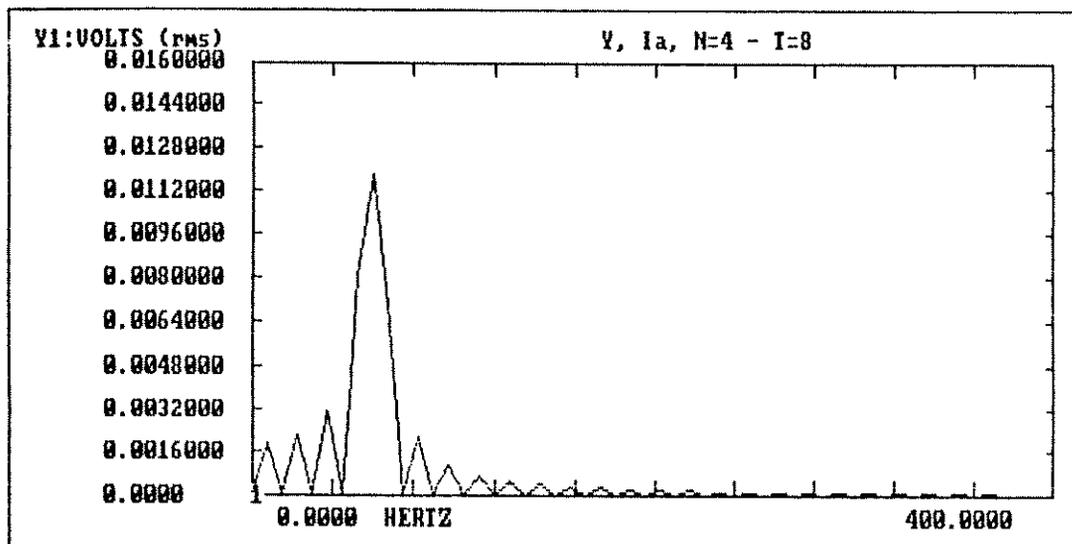


Figura AIII.2- Conteúdo harmônico da forma de onda da Figura 9.1, obtido por simulação, para $T = 8$ ciclos.

Alguns dos resultados obtidos nesta etapa são mostrados nas Figuras AIII.2 e AIII.3, com uma simulação que tem por base as expressões de cálculo das componentes harmônicas de ordem n da corrente, para uma das fases de conexão estrela a quatro condutores (equações 7.1 e 7.2).

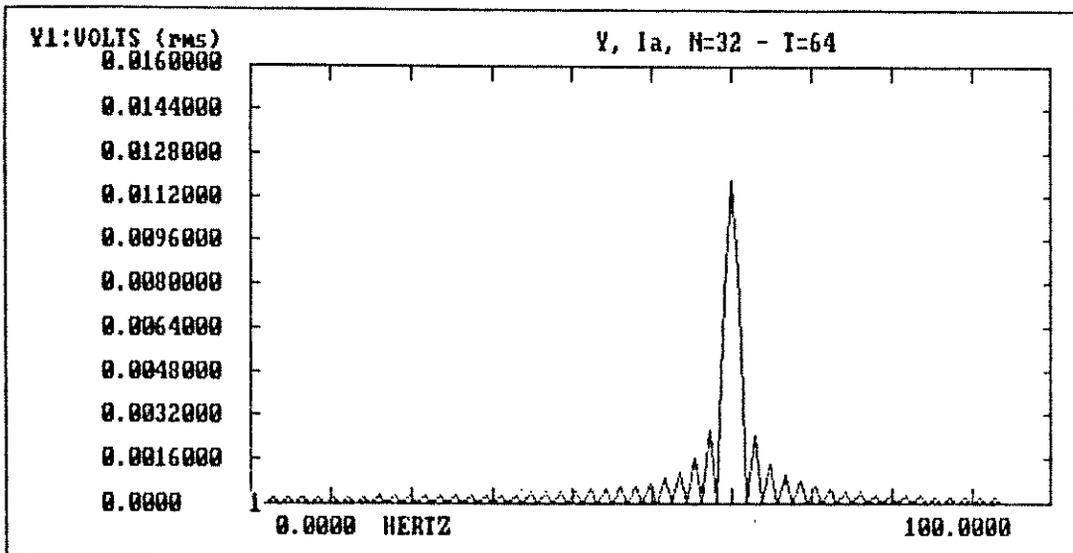


Figura AIII.3- Conteúdo harmônico da forma de onda da Figura 9.1, obtido por simulação, para $T = 64$ ciclos.

AIII.2. UM PROGRAMA SIMULADOR UTILIZANDO UMA TRANSFORMADA RÁPIDA DE FOURIER

O programa anterior apresenta limitações na sua utilização pois necessita das expressões deduzidas para cada forma de onda da corrente ou tensão.

Além disso, a saída gráfica do programa não apresenta o conteúdo harmônico em um diagrama de barras, o que impede a visualização das componentes harmônicas que possuem amplitudes nulas, pois o gráfico é uma envoltória do conteúdo harmônico.

Diante dessas limitações, partiu-se para o desenvolvimento de um outro programa simulador para o conteúdo harmônico em turbo pascal, utilizando uma Transformada Rápida de Fourier - FFT [16] , cujo fluxograma é mostrado na Figura AIII.4.

Assim esta rotina computacional utiliza como entrada de dados:

- a) tensão de alimentação (V_{AN} e V_{AB});
- c) frequência da fonte;
- d) resistência da carga;
- e) número de ciclos de controle T;
- f) número de ciclos de condução N e
- g) número de pontos a serem analisados.

Como saída os seguintes dados podem ser obtidos:

- a) formas de onda das tensões da fase ou de linha;
- b) formas de onda das correntes de fase ou de linha;
- c) forma de onda da corrente de neutro e
- d) conteúdo harmônico das correntes ou tensões.

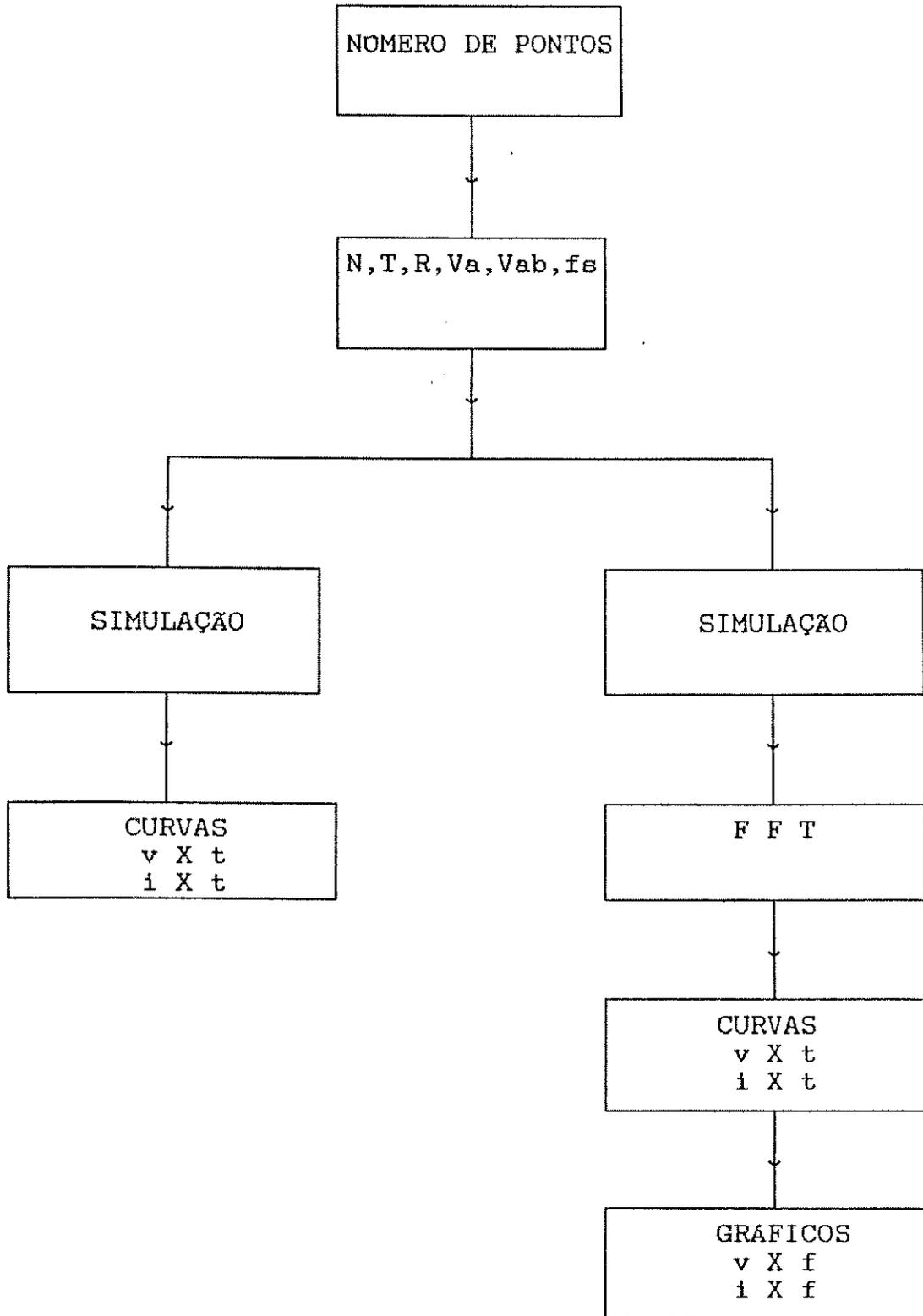


Figura AIII.1- Fluxograma do programa simulador utilizado no desenvolvimento da tese.

O programa permite utilizando-se a ramificação esquerda do fluxograma, a obtenção de uma saída gráfica simulando uma tela de osciloscópio, com a apresentação das formas de onda no tempo .

O tempo para a obtenção destes resultados com um computador PC - XT de 12 MHz com coprocessador é da ordem de 40 segundos em uma simulação com 512 pontos.

Nas mesmas condições, a ramificação direita do fluxograma tem um tempo de processamento um pouco mais lento (cerca de 1 minuto e 40 segundos) e permite a obtenção das curvas no tempo das tensões ou correntes e dos gráficos em diagrama de barras do conteúdo harmônico de cada forma de onda simulada.

A grande vantagem deste programa com relação ao anterior, reside no fato do mesmo operar com uma análise direta da forma de onda no tempo da corrente ou tensão, de maneira análoga ao analisador dinâmico de sinais.

Pra que o resultado do conteúdo harmônico seja consistente deve-se analisar um número mínimo de 512 pontos.

A confrontação entre os dados obtidos experimentalmente e os simulados comprovaram o bom desempenho do programa simulador na obtenção do conteúdo harmônico das formas de onda estudadas, conforme os resultados apresentados no capítulo 9.

O analisador dinâmico de sinais apresentou resultados inconsistentes quando o sistema operava com um período de controle de 256 ciclos , portanto os dados para este valor de T somente puderam ser obtidos por simulação.