


UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS

Este exemplar corresponde à redação final da tese defendida por Angelo José Junqueira Rezek e aprovada pela Comissão Julgadora em 17/05/1991.

Orientador 

MODELAGEM E IMPLEMENTAÇÃO DE SISTEMAS
MULTICONVERSORES

TESE SUBMETIDA A UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS PARA A OBTENÇÃO DO TÍTULO DE DOUTOR EM ENGENHARIA ELÉTRICA NA ÁREA DE AUTOMAÇÃO.

ANGELO JOSÉ JUNQUEIRA REZEK 

ORIENTADOR: PROF. DR. MAURO SÉRGIO MISKULIN 

FEE - UNICAMP - 1991

PC/9105513

UNICAMP
BIBLIOTECA CENTRAL

À minha querida Mãe, pela amizade, compreensão, incentivo e apoio em todos os momentos e ao meu querido Pai que, embora ausente, permanecerá sempre em minha lembrança.

AGRADECIMENTOS

Ao Professor Mauro Sérgio Miskulin, orientador do trabalho, que sempre demonstrou grande interesse, amizade e compreensão, além do apoio técnico imprescindível.

Aos Professores Jocélio Souza de Sá, José Policarpo Gonçalves de Abreu, João Roberto Cogo e Hector Arango da área de sistemas industriais da EFEI, pelo apoio e incentivo na realização deste trabalho.

Ao Professor José Carlos Goulart de Siqueira da EFEI e Engenheiro Giovanni Henrique Faria Floriano pela orientação na utilização do programa de transformada rápida de Fourier.

Aos Professores Carlos Alberto Mohallem Guimarães e José Augusto Lamôglia da EFEI que auxiliaram na implementação da parte prática em laboratório.

Ao Professor Maurílio Pereira Coutinho, diretor do Centro de Processamento de Dados da EFEI e funcionários deste órgão pelas facilidades concedidas para a utilização do computador e sistema gráfico.

Aos funcionários do laboratório de eletrotécnica Luís Otávio Medeiros e João Cândido Correa pelo auxílio na montagem experimental.

Às datilógrafas Janice Duarte Vianna e Ana Maria Tavares, pela dedicação e eficiência na datilografia dos originais.

Aos desenhistas Sebastião Andrade e Argemiro dos Santos.

À CAPES pelo suporte financeiro na concessão do auxílio deslocamento e auxílio tese.

S I M B O L O G I A

A_0, A_1, A_2, A_3, A_4	= "Taps" do primeiro enrolamento do secundário do transformador protótipo delta zigue-zague
B_0, B_1, \dots, B_{10}	= "Taps" do primário do transformador protótipo delta zigue-zague
a, b, c,	= Terminais do delta do secundário do transformador estrela/delta estendido
C_0, C_1, C_2, C_3, C_4	= "Taps" do segundo enrolamento do secundário do transformador protótipo delta zigue-zague
DA	= Defasamento Angular
DZ	= Transformador delta zigue-zague
DC	= Corrente Contínua
e_{an}, e_{bn}, e_{cn}	= Forças eletromotrizes de alimentação da ponte conversora
E_m	= Valor máximo da tensão fase-neutro de alimentação da ponte conversora
f	= Frequência do sistema elétrico alimentador
H_1, H_2, H_3	= Terminais do primário do transformador alimentador do conversor

i_a, i_b, i_c	= Correntes nas fases a, b e c de <u>ali</u> <u>menta</u> ção da ponte conversora no lado do secundário do transformador <u>alimen</u> <u>tador</u>
$i_1, i_2, i_3, i_4, i_5, i_6, i_7, i_8$	= Correntes nos semicondutores 1 a 8
I_d	= Corrente contínua do lado DC
$I_{d1}, I_{d2}, I_{d3}, I_{d4}$	= Correntes de contribuições dos conver sores de seis pulsos operando em para lelo
$I_{b2a2}, I_{c2b2}, I_{a2c2}$	= Correntes no secundário do transforma dor Y/ Δ - interior do delta
I_{b2a2}'	= Corrente referida ao primário do trans formador Y/ Δ
I_{pDE1}	= Corrente no primário do transformador delta estendido + 15°
I_{pDE2}	= Corrente no primário do transformador delta estendido - 15°
I_{pDZ1}	= Corrente no primário do transformador delta zigue-zague + 15°
I_{pDZ2}	= Corrente no primário do transformador delta zigue-zague - 15°
I_{pY}	= Corrente no primário do transformador Y/Y

I_{P}^D	= Corrente no primário do transformador Δ/Y
I_{Ap}^{C1}	= Corrente na fase a do primário do transformador alimentador do conversor de 12 pulsos 1
I_{Ap}^{C2}	= Corrente na fase a do primário do transformador alimentador do conversor de 12 pulsos 2
I_{Ap}^{DEF}	= Corrente na fase a do primário do transformador defasador T
I_A, I_B, I_C	= Correntes nas fases A,B,C de alimentação do sistema conversor
I_{s2}	= Corrente auxiliar durante o processo de comutação
K_1, K_2	= "Taps" dos dois enrolamentos do secundário do transformador delta zig-zague
L_c	= Indutância de Comutação
L_d	= Indutância do indutor de alisamento
N_1, N_2, N_3	= Números de espiras respectivamente do primário (N_1) e secundário (N_2 e N_3), para os transformadores delta zig-zague e delta estendido

N	= Polo negativo do conversor
n	= Neutro do secundário do transformador alimentador do conversor
P	= Polo positivo do conversor
q	= Número inteiro variável de 1 a ∞ (q = 1,2,3,4...)
RCE	= Resistência Equivalente de Comutação
T	= Transformador defasador delta zigzag
UAC	= Tensão anodo catodo no semicondutor considerado
UPn	= Tensão polo positivo neutro do conversor
UNn	= Tensão polo negativo neutro do conversor
UPN	= Tensão de saída polo positivo polo negativo do conversor
U_p	= Tensão de saída do conversor durante a comutação
Xc	= Reatância da comutação
Xd	= Reatância do indutor de alisamento

X_1, X_2, X_3	= Terminais do secundário do transformador alimentador do conversor
YY; Y Δ	= Transformadores estrela estrela, estrela delta
α	= Ângulo de disparo dos tiristores principais (1 a 6)
μ	= Ângulo de comutação
δ	= Ângulo igual à soma do ângulo de disparo e de comutação $\delta = \alpha + \mu$
δ'	= Ângulo de disparo dos tiristores auxiliares (7 e 8)

R E S U M O

Inicialmente serão estudadas as diversas topologias de conversores de seis pulsos, porque os sistemas multiconversores são formados pela associação em série ou em paralelo destes conversores.

Programas de simulação digital com saída gráfica foram de senvolvidos para a obtenção das formas de onda de correntes e tensões do sistema conversor em diversos pontos, em condições ideais e não ideais de operação. Um programa de Transformada Rápida de Fourier foi utilizado para a análise harmônica e de terminação do fator de potência do sistema conversor.

Transformadores especiais foram utilizados para a alimentação dos conversores. Um protótipo de Laboratório de 24 pulsos foi implementado e os resultados experimentais e de simulação comparados.

A B S T R A C T

Initially, several topologies of six-pulse converters will be studied, because multiconverter systems are formed by the series or parallel association of these converters.

Digital simulation programs with graphic output have been developed to obtain current and voltage waveforms in several points of the converter system in ideal and non ideal operating conditions. A Fast Fourier Transform program has been used for the harmonic and power factor analysis of the converter system.

Special transformers have been used to supply the converters. A Laboratory 24-pulse prototype thyristorized converter has been implemented and the experimental results have been compared with simulations.

ÍNDICE

CAPÍTULO I - INTRODUÇÃO.....	01
CAPÍTULO II - SISTEMAS CONVERSORES DE SEIS PULSOS	03
2.1 - INTRODUÇÃO	03
2.2 - ESTRUTURAS DOS CONVERSORES TOTALMENTE E SEMI-CONTROLADOS	03
2.3 - COMUTAÇÃO ENTRE OS SEMICONDUTORES	06
2.3.1 - Cálculo da Corrente de Comutação entre os Tiristores	06
2.3.2 - Comutação entre Diodos	10
2.4 - PROGRAMA DE SIMULAÇÃO UTILIZADO	11
2.5 - RESULTADOS OBTIDOS	14
2.5.1 - Formas de Onda para Conversor Totalmente Controlado	14
2.5.2 - Formas de Onda para Conversor Semi-Controlado	19
2.6 - UTILIZAÇÃO DE DIODO DE LIVRE CIRCULAÇÃO	26
2.7 - A PONTE TRIFÁSICA COM OITO TIRISTORES	28
2.7.1 - Introdução	28
2.7.2 - Princípio de Funcionamento	28
2.7.3 - Formas de Onda Obtidas através da Simulação	29
2.7.4 - Fator de Potência e Harmônicas de Corrente	33
2.8 - TABELA COMPARATIVA PARA CONVERSORES DE SEIS PULSOS	36
CAPÍTULO III - TRANSFORMADORES DEFASADORES PARA SISTEMAS MULTICONVERSORES	37
3.1 - INTRODUÇÃO	37

3.2 - TRANSFORMADOR DELTA ZIGUE-ZAGUE.....	37
3.2.1 - Mudança do Defasamento Angular com a Utilização de "tap's" no Secundário.....	37
3.2.1.1 - Diagrama Fasorial para um transformador D/Z.....	37
3.2.1.2 - Obtenção dos "tap's" da Conexão Secundária.....	39
3.2.2 - Protótipo Utilizado em Laboratório.....	42
3.3 - TRANSFORMADOR DELTA ESTENDIDO.....	43
3.3.1 - Diagrama Fasorial.....	43
3.3.2 - Cálculo do Número de Espiras N_2 e N_3 em Função de N_1	46
 CAPÍTULO IV - CONVERSORES DE DOZE PULSOS.....	 50
4.1 - INTRODUÇÃO.....	50
4.2 - EQUACIONAMENTO E FORMAS DE ONDA PARA O CONVERSOR DE DOZE PULSOS COM A UTILIZAÇÃO DE TRANSFORMADORES Y/Y E Y/ Δ	50
4.2.1 - Equacionamento e Formas de Onda de Correntes e Tensões.....	50
4.2.2 - Formas de Onda de Correntes e Tensões.....	56
4.2.3 - Conversor Semicontrolado.....	59
4.3 - CONVERSOR DE DOZE PULSOS COM A UTILIZAÇÃO DE TRANSFORMADORES DELTA ESTENDIDO $\pm 15^\circ$	61
4.3.1 - Equacionamento e Esquema de Ligação.....	61
4.4 - CONVERSOR DE DOZE PULSOS COM A UTILIZAÇÃO DE TRANSFORMADORES DELTA/ZIGUE-ZAGUE $\pm 15^\circ$	69
4.4.1 - Equacionamento e Esquema de Ligação do Transformador Delta/Zigue-Zague.....	69
4.5 - CONVERSOR DE DOZE PULSOS COM A UTILIZAÇÃO DE PONTES DE OITO TIRISTORES (SCR's).....	76

4.6 - OPERAÇÃO ASSIMÉTRICA DO CONVERSOR DE DOZE PULSOS COM A UTILIZAÇÃO DE PONTES CONVENCIONAIS E PON- TES DE OITO TIRISTORES	78
4.6.1 - A operação assimétrica do conversor de doze pulsos com pontes convencionais	78
4.6.2 - A operação assimétrica do conversor de doze pulsos com pontes de oito tiristores	80
4.6.2.1 - Formas de onda	80
4.6.2.2 - A Estratégia de disparo	83
4.6.3 - Análise harmônica e fator de potência	85
 CAPÍTULO V - SISTEMAS CONVERSORES DE VINTE E QUATRO E QUARENTA E OITO PULSOS	90
5.1 - SISTEMAS CONVERSORES DE VINTE E QUATRO PULSOS	90
5.1.1 - Sistema conversor de vinte e quatro pulsos com transformador defasador	90
5.1.1.1 - Transformador defasador - Δ/Z	91
5.1.2 - Conversor de vinte e quatro pulsos com a utilização de transformadores delta/zigue-zague.....	95
5.1.3 - Conversor de vinte e quatro pulsos com a utilização de transformadores delta estendido.....	99
5.2 - SISTEMA CONVERSOR DE QUARENTA E OITO PULSOS	104
5.3 - O EFEITO DA COMUTAÇÃO COMO FATOR DE REDUÇÃO DAS HARMÔNICAS PRESENTES	109
 CAPÍTULO VI - OPERAÇÃO EM PARALELO E EM CONDIÇÕES NÃO IDEAIS DOS CONVERSORES	112
6.1 - OPERAÇÃO EM PARALELO DOS CONVERSORES	112

6.1.1 - Introdução	112
6.1.2 - Característica Tensão de Saída x Corrente de Conversor de Seis Pulsos.....	115
6.2 - OPERAÇÃO DOS CONVERSORES EM CONDIÇÕES NÃO IDEAIS.....	115
CAPÍTULO VII - VERIFICAÇÕES EXPERIMENTAIS EM LABORATÓRIO.....	130
CAPÍTULO VIII - CONCLUSÕES.....	153
ANEXO A-I - OPERAÇÃO ASSIMÉTRICA DO CONVERSOR DE DOZE PULSOS COM PONTES DE OITO TIRISTORES.....	156
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	159

CAPÍTULO I

INTRODUÇÃO

Os sistemas multiconversores são formados pela associação em série ou em paralelo de sistemas conversores de seis pulsos.

O aumento do número de pulsos possibilita a eliminação de harmônicos característicos e pretende-se modelar conversores de seis, doze, vinte e quatro e quarenta e oito pulsos.

O conversor de doze pulsos é formado pela associação de dois conversores de seis pulsos alimentados por transformadores cujas tensões de saída estão defasadas de trinta graus entre si. Esta defasagem pode ser obtida por transformadores convencionais por exemplo Y/Y e Y/ Δ . Pode ser obtida também por transformadores delta estendido $\pm 15^\circ$, cuja primeira aplicação em HVDC foi realizada no projeto 500[MW], Vindhychal, Índia.

Os conversores de vinte e quatro e quarenta e oito pulsos necessitam de transformadores especiais não convencionais que introduzam as necessárias defasagens de 15° e $7,5^\circ$ respectivamente.

Pretende-se modelar os sistemas multiconversores com a implementação de programas de simulação digital com saída gráfica ("Plotter") para a obtenção de correntes e tensões em diversos pontos do sistema conversor. As formas de onda das correntes simuladas serão amostradas por intermédio de um programa de transformada rápida de Fourier ("FFT") para obtenção do espectro harmônico e comprovação da eliminação de harmônicas características de menor ordem.

A operação dos conversores em condições não ideais será também analisada, como por exemplo desequilíbrios nas reatâncias de comutação e ângulos de disparo, obtendo-se então o espectro har

mônico da corrente de alimentação, onde aparecerão as harmônicas não características.

A implementação de um protótipo de vinte e quatro pulsos com a utilização de transformadores especiais introduzindo a necessária defasagem de quinze graus será feita para conversores não controlados (ã diodos) e controlados (ã tiristor).

CAPÍTULO II

SISTEMAS CONVERSORES DE SEIS PULSOS

2.1 - INTRODUÇÃO

Serão analisadas diversas topologias existentes para os conversores de seis pulsos totalmente controlados, semi-controlados e com a utilização de diodos de livre circulação. A ponte trifásica com oito tiristores será também apresentada e as formas de onda de tensões e correntes serão obtidas através de programas de simulação digital desenvolvidos para cada caso.

Uma tabela comparativa será apresentada com diversas grandezas dos conversores, como fator de potência e tensão média de saída.

Na ponte totalmente controlada de seis pulsos, tem-se os tiristores como responsáveis pela retificação da tensão, com a grande vantagem de que a tensão de saída pode ser convenientemente controlada por intermédio da alteração do ângulo de disparo. Neste caso a tensão de saída pode apresentar um valor médio positivo (funcionamento como retificador) ou negativo (funcionamento como inversor). Já no conversor semi-controlado, que possui também diodos, tem-se a possibilidade de operação apenas como retificador, e o controle da tensão de saída também é feito através da variação do ângulo de disparo dos tiristores da ponte.

2.2 - ESTRUTURAS DOS CONVERSORES TOTALMENTE E SEMI-CONTROLADOS

A Figura 2.1 ilustra uma ponte conversora trifásica totalmente controlada onde tiristores aparecem numerados na ordem em que os mesmos entram em condução.

Na Figura 2.1, tem-se:

$e_{an}; e_{bn}; e_{cn}$ - forças eletromotrizes de alimentação da ponte conversora

X_d - reatância do indutor de alisamento

X_c - reatância de comutação

I_d - corrente no lado DC

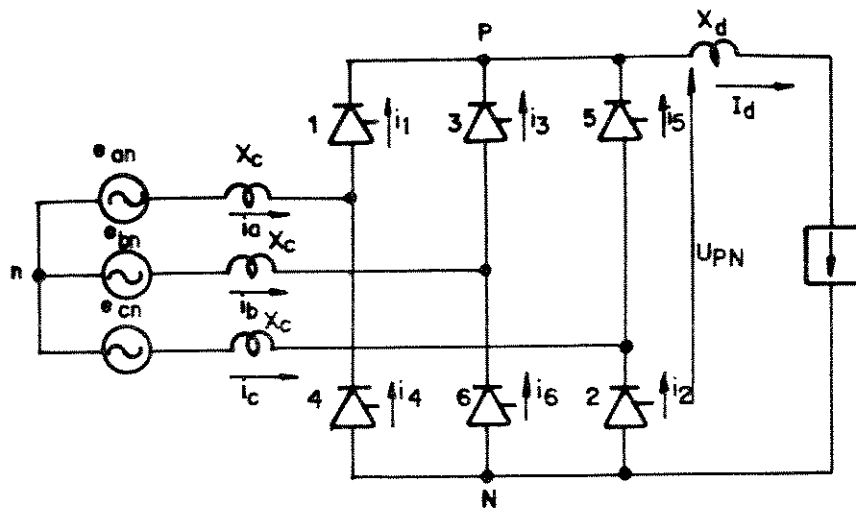


Figura 2.1 - Ponte conversora controlada de 6 pulsos - grandezas relevantes.

U_{P_n} - tensão polo positivo neutro

U_{N_n} - tensão polo negativo neutro

i_1 - corrente no tiristor 1

i_2 - corrente no tiristor 2

i_3 - corrente no tiristor 3

i_4 - corrente no tiristor 4

i_5 - corrente no tiristor 5

- i_6 - corrente no tiristor 6
 i_a - corrente na fase a de alimentação da ponte conversora
 i_b - corrente na fase b de alimentação da ponte conversora
 i_c - corrente na fase c de alimentação da ponte conversora
 I_d - corrente contínua no lado DC
 U_{AC1} - tensão anodo-catodo no tiristor 1

Os valores das forças eletromotrizes são dadas por:

$$e_{an} = E_m \operatorname{sen}\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \quad (2.1)$$

$$e_{bn} = E_m \operatorname{sen}\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \quad (2.2)$$

$$e_{cn} = E_m \operatorname{sen}\left(\omega t - \frac{7\pi}{6}\right) \quad (2.3)$$

Sendo E_m : valor máximo da tensão fase neutro de alimentação da ponte conversora.

A Figura 2.2 ilustra uma ponte conversora semi-controlada em que os três tiristores do polo negativo foram substituídos por diodos, elementos semicondutores não controlados.

As grandezas elétricas indicadas são as mesmas mencionadas na Figura 2.1 apenas que para os elementos 4,6 e 2 tem-se diodos em substituição aos tiristores.

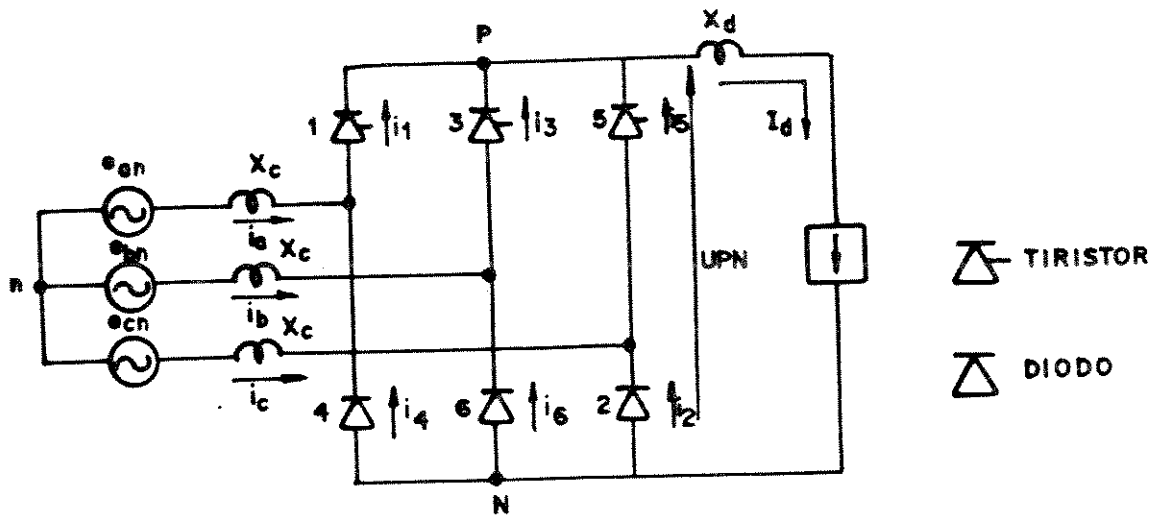


Figura 2.2 - Estrutura da ponte conversora semi-controlada.

2.3 - COMUTAÇÃO ENTRE OS SEMICONDUTORES

A comutação da corrente de um semicondutor para outro não é instantânea na ponte conversora, dando origem ao ângulo de comutação .

Tem-se comutação entre tiristores (pontes totalmente e semi-controlada) e entre diodos (apenas na ponte semi-controlada).

2.3.1 - Cálculo da corrente de comutação entre tiristores [14]

O efeito da resistência de comutação não será considerado. A reatância de comutação equivalente, vista dos terminais do conversor, inclui a reatância do transformador alimentador e a do sistema, sendo devida principalmente ao primeiro. A Figura 2.3 ilustra o sistema conversor de 6 pulsos, considerando-se o efeito da reatância de comutação.

A Figura 2.4 ilustra o circuito da ponte conversora durante a comutação do tiristor 5 para o tiristor 1.

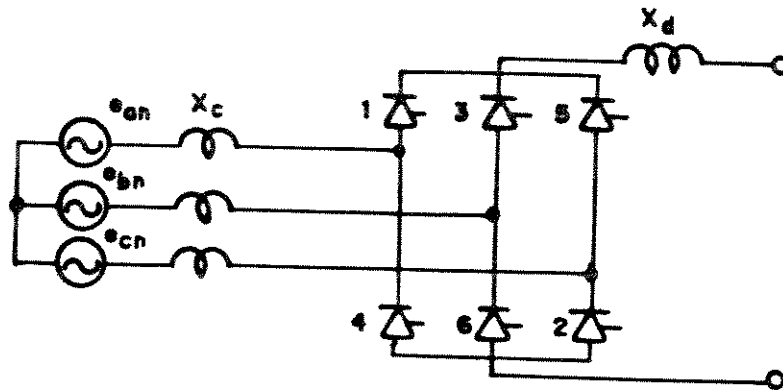


Figura 2.3 - Representação do sistema conversor de 6 pulsos, considerando-se o efeito da reatância de comutação.

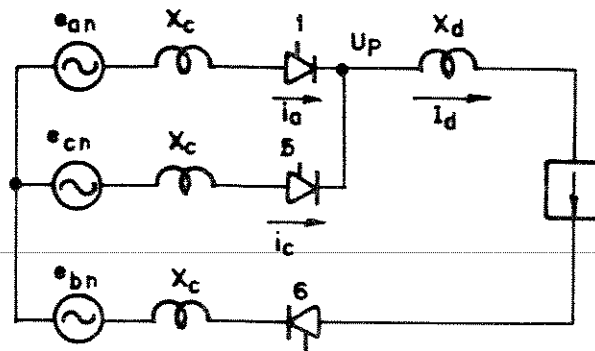


Figura 2.4 - Circuito equivalente da ponte conversora durante a comutação do tîristor 5 para o tîristor 1.

Na Figura 2.4 tem-se:

X_c - reatância de comutação

X_d - reatância do indutor de alisamento.

Durante a comutação, pode-se escrever:

$$e_{an} - e_{cn} = L_c \frac{d i_a}{dt} - L_c \frac{d i_c}{dt} \quad (2.4)$$

Sendo L_c - Indutância de comutação.

Também:

$$e_{ac} = \sqrt{3} E_m \text{sen} \omega t \quad (2.5)$$

$$i_a + i_c = I_d \quad (2.6)$$

Derivando membro a membro, resulta:

$$\frac{d i_c}{dt} = - \frac{d i_a}{dt} \quad (2.7)$$

Substituindo (2.7) em (2.4):

$$\sqrt{3} E_m \text{sen} \omega t = 2L_c \frac{d i_a}{dt} \quad (2.8)$$

Integrando membro a membro:

$$\begin{aligned} \int 2L_c d i_a &= \int \sqrt{3} E_m \text{sen} \omega t dt \\ 2L_c i_a &= - \frac{\sqrt{3} E_m}{\omega} \text{cos} \omega t + c \end{aligned} \quad (2.9)$$

Mas $i_a = 0$ para $\omega t = \alpha$, logo:

$$\begin{aligned} 0 &= - \frac{\sqrt{3} E_m}{\omega} \text{cos} \alpha + c \\ c &= \frac{\sqrt{3} E_m}{\omega} \text{cos} \alpha \end{aligned} \quad (2.10)$$

Substituindo em (2.9):

$$2L_c i_a = \frac{\sqrt{3} E_m}{\omega} (\text{cos} \alpha - \text{cos} \omega t)$$

Logo:

$$i_a = \frac{\sqrt{3} E_m}{2X_c} (\text{cos} \alpha - \text{cos} \omega t) \quad (2.11)$$

Definindo:

$$I_{s2} = \frac{\sqrt{3}E}{2X_C} \quad (2.12)$$

Resulta:

$$i_a = I_{s2} (\cos \alpha - \cos \omega t) \quad (2.13)$$

$$i_c = I_d - i_a$$

$$i_c = I_d - I_{s2} (\cos \alpha - \cos \omega t) \quad (2.14)$$

A Figura 2.5 ilustra a comutação do tiristor 1 para o ti
ristor 5.

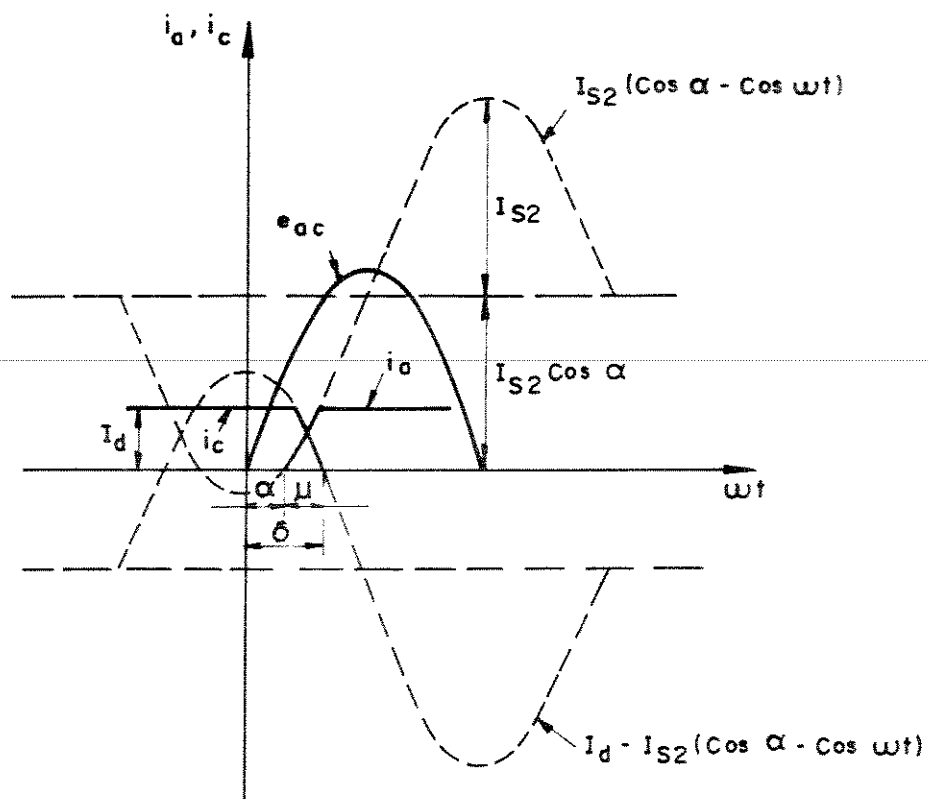


Figura 2.5 - Comutação do tiristor 5 para o tiristor 1.

Na Figura (2.5) tem-se:

i_a : corrente no tiristor 1

i_c : corrente no tiristor 5

I_d : corrente contínua no lado DC

α : ângulo de disparo

μ : ângulo de comutação

O ângulo δ é igual à soma dos ângulos de disparo (α) e do ângulo de comutação (μ).

$$\delta = \alpha + \mu \quad (2.15)$$

Da Figura (2.4) pode-se escrever:

$$U_p = e_{an} - L_c \frac{d i_a}{dt} \quad (2.16)$$

$$U_p = e_{cn} - L_c \frac{d i_c}{dt} \quad (2.17)$$

Somando as equações (2.16) e (2.17), resulta:

$$2U_p = e_{an} + e_{cn} - L_c \left(\frac{d i_a}{dt} + \frac{d i_c}{dt} \right) \quad (2.18)$$

$$U_p = \frac{e_{an} + e_{cn}}{2}$$

Mas:

$$e_{an} + e_{bn} + e_{cn} = 0 \quad (\text{para sistema equilibrado}) \quad (2.19)$$

Logo:

$$U_p = -\frac{1}{2} e_{bn} \quad (2.20)$$

2.3.2 - Comutação entre diodos

A Figura 2.6 ilustra a comutação entre os diodos 2 e 6.

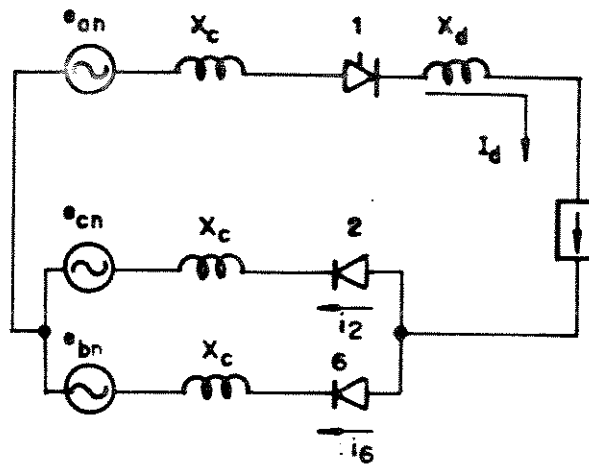


Figura 2.6 - Comutação entre os diodos 2 e 6.

Os ângulos de comutação entre tiristores e entre diodos não são necessariamente iguais e podem ser calculados para regime de condução contínua através das equações deduzidas anteriormente. Para $\omega t = \delta$, $i_c = 0$, então da equação (2.14), tem-se:

$$I_d = I_{S2} (\cos \alpha - \cos \delta)$$

$$I_{S2} = \frac{\sqrt{3}E_m}{2X_c}$$

$$\delta = \cos^{-1} \left[\cos \alpha - \frac{I_d}{I_{S2}} \right] \quad (2.21)$$

Para ponte a diodos basta fazer $\alpha = 0^\circ$ na equação (2.21).

2.4 - PROGRAMA DE SIMULAÇÃO UTILIZADO

A lógica do programa utilizado consiste basicamente na determinação dos tiristores ou diodos em condução uma vez que os mesmos obedecem a uma ordem cíclica de condução na ponte. As tensões de saída (U_{P_n} ; U_{N_n} e U_{P_N}) em função dos semicondutores em condução são apresentadas a seguir:

TENSÃO U_{P_n}
Semicondutores em Condução

1

TENSÃO U_{P_n}

U_{AN}

3	U_{BN}
5	U_{CN}
1,3	$-\frac{1}{2} U_{CN}$
1,5	$-\frac{1}{2} U_{BN}$
3,5	$-\frac{1}{2} U_{AN}$
TENSÃO U_{N_n}	TENSÃO U_{N_n}

Semicondutores em Condução

2	U_{CN}
4	U_{AN}
6	U_{BN}
2,4	$-\frac{1}{2} U_{BN}$
2,6	$-\frac{1}{2} U_{AN}$
4,6	$-\frac{1}{2} U_{CN}$

A tensão de saída é dada por:

$$U_{PN} = U_{P_n} - U_{N_n} \quad (2.22)$$

A tensão de saída em função dos semicondutores em condução pode ser obtida, conforme ilustrado a seguir:

Semicondutores em Condução	Tensão de Saída
1,2	U_{AC}
1,2,3	$-\frac{3}{2} U_{CN}$
2,3	U_{BC}
2,3,4	$\frac{3}{2} U_{BN}$
3,4	U_{BA}

3, 4, 5	$-\frac{3}{2} U_{AN}$
4, 5	U_{CA}
4, 5, 6	$\frac{3}{2} U_{CN}$
5, 6	U_{CB}
5, 6, 1	$-\frac{3}{2} U_{BN}$
6, 1	U_{AB}
6, 1, 2	$\frac{3}{2} U_{AN}$

O fluxograma básico do programa utilizado é apresentado na Figura 2.7, onde:

U_v - tensão anodo-catodo do semiconductor selecionado.

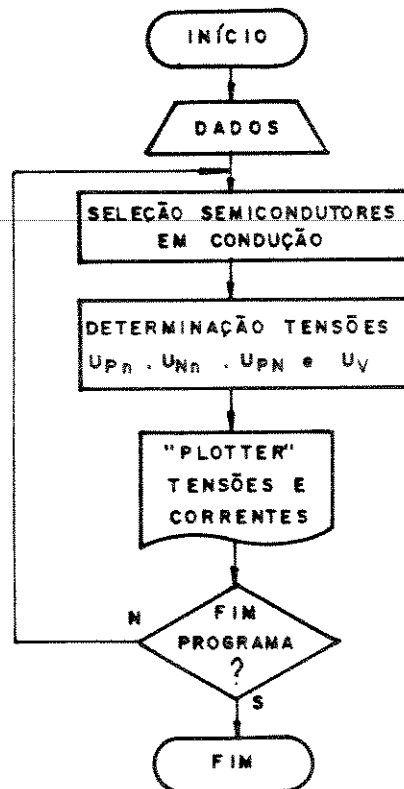


Figura 2.7 - Fluxograma básico do programa desenvolvido.

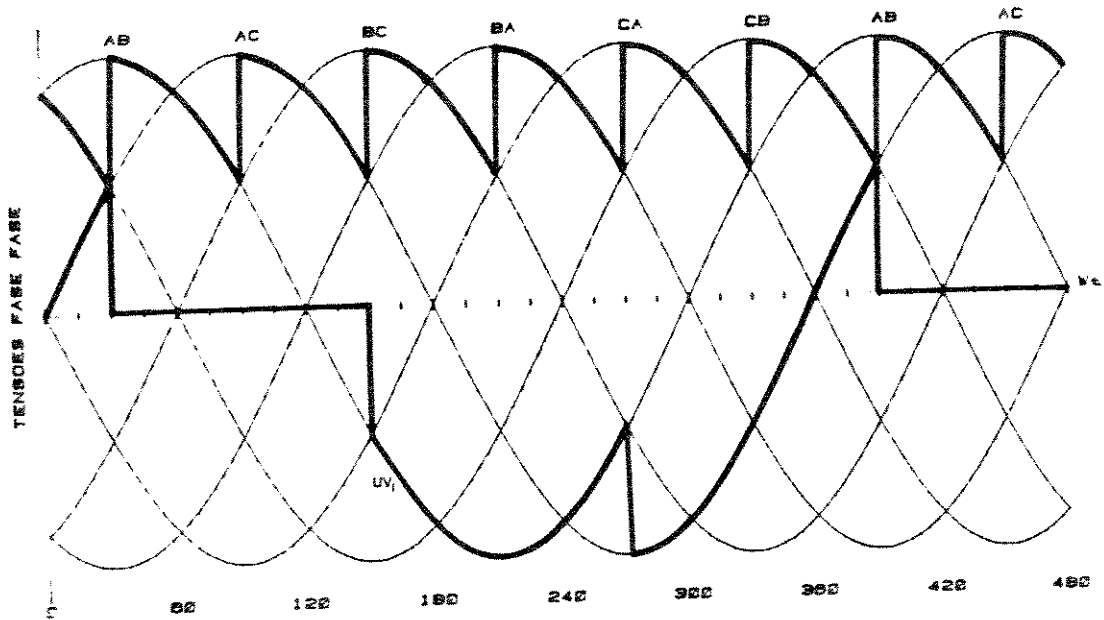
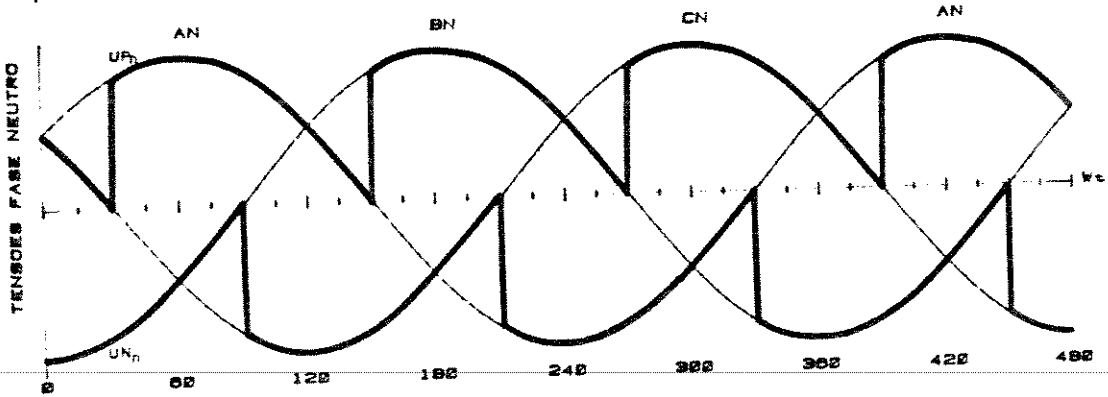
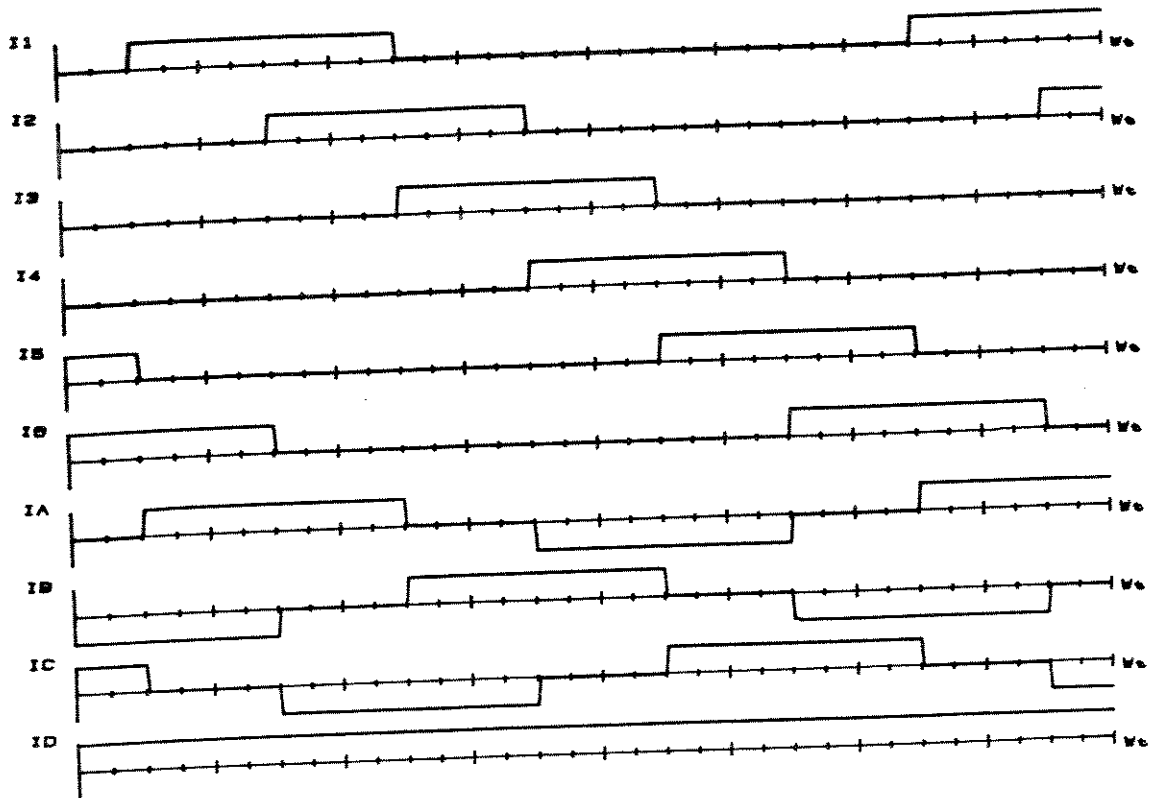
2.5 - RESULTADOS OBTIDOS

As formas de onda serão obtidas supondo-se regime de condução contínua, para os conversores totalmente e semi-controlados.

2.5.1 - Formas de onda para conversor totalmente controlado

As Figuras (2.8) e (2.9) ilustram as formas de onda de correntes e tensões para a ponte conversora funcionando como retificadora, com ângulo de disparo 30° e ângulos de comutação respectivamente 0° e 15° .

As Figuras (2.10) e (2.11) ilustram as formas de onda de correntes e tensões para a ponte conversora funcionando como inversora, com ângulo de disparo 150° e ângulos de comutação respectivamente 0° e 15° .



2.8 - Formas de onda para conversor totalmente controlado $\alpha = 30^\circ$ $\mu = 0^\circ$

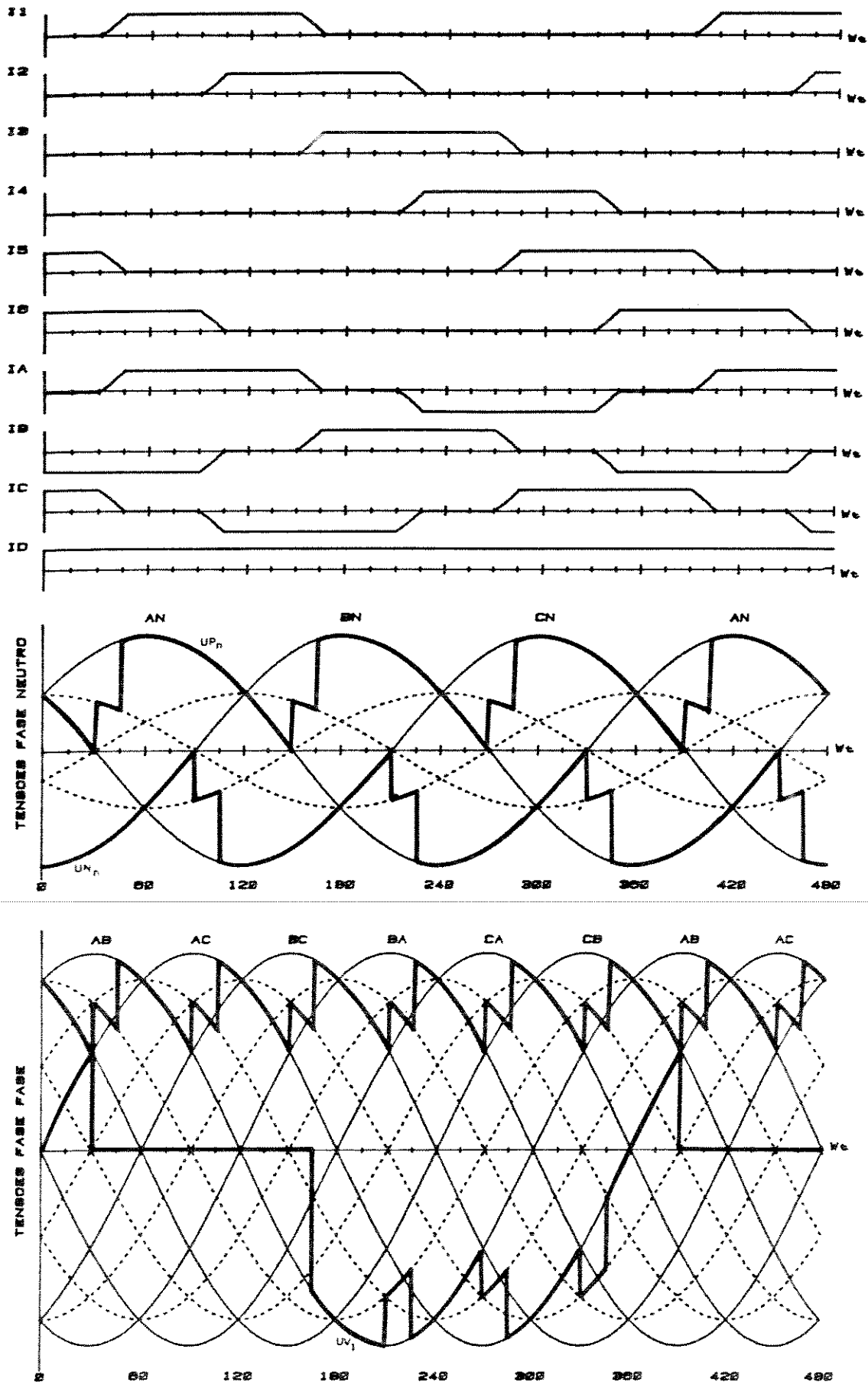


Figura 2.9 - Formas de onda para conversor totalmente controlado. $\alpha = 30^\circ$ $\mu = 15^\circ$

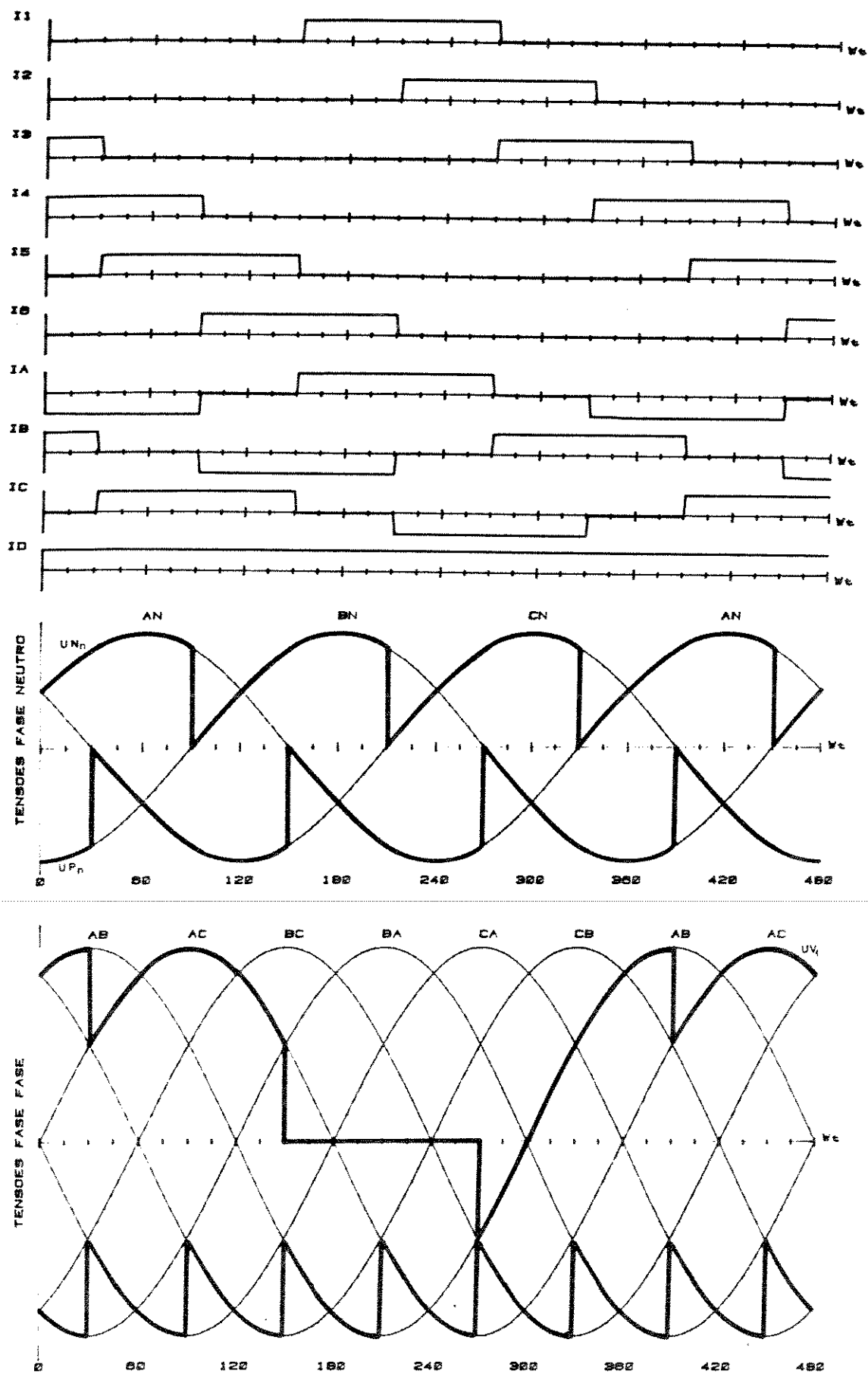


Figura 2.10 - Formas de onda para conversor totalmente controlado. $\alpha = 150^\circ$ $\mu = 0^\circ$

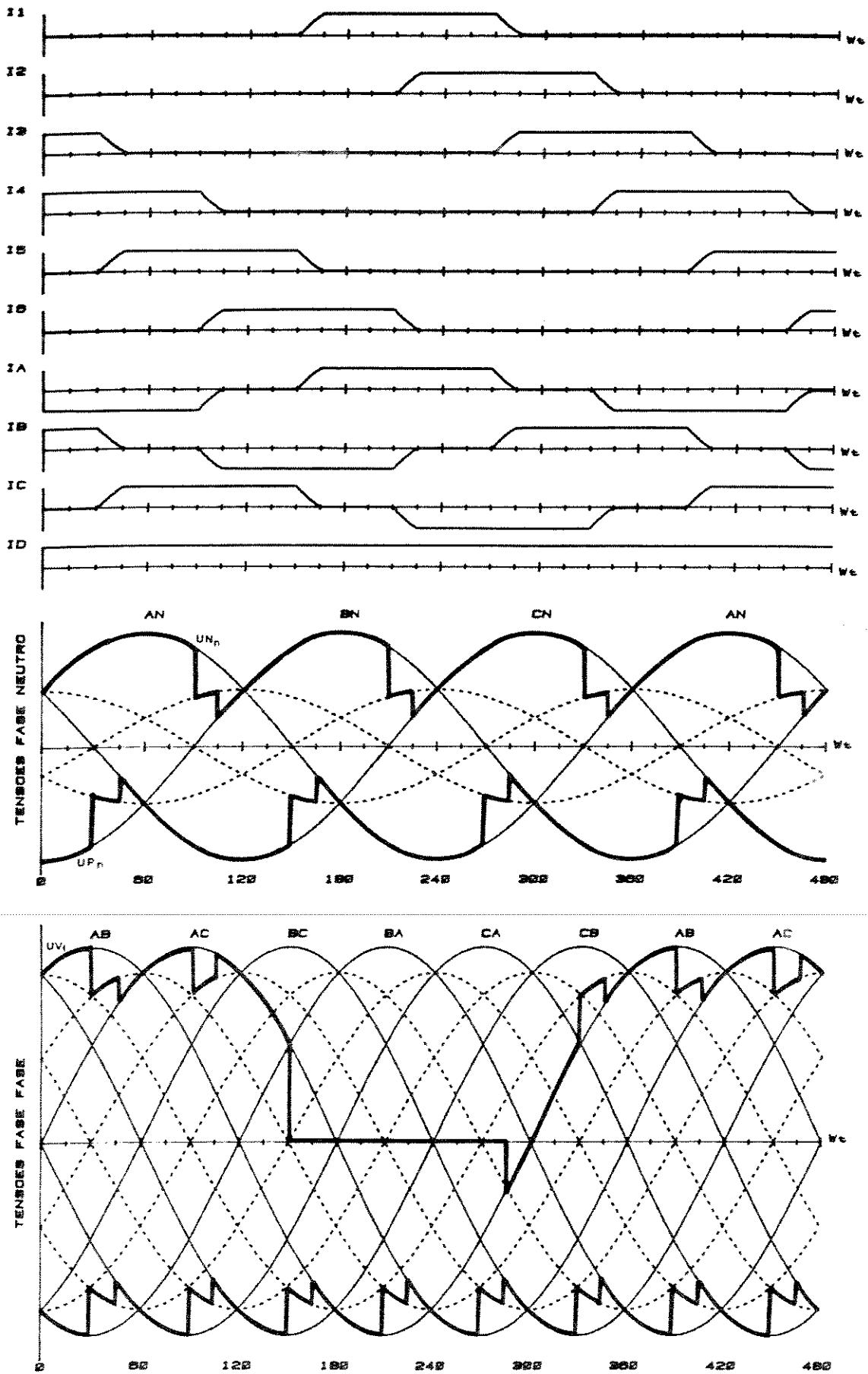


Figura 2.11 - Formas de onda para conversor totalmente controlado. $\alpha = 150^\circ$. $\mu = 15^\circ$

2.5.2 - Formas de onda para conversor semi-controlado

A corrente I_d de saída será suposta contínua, o que equivale a dizer que mesmo que a tensão de saída da ponte se anule, elementos semicondutores atuarão como "free-wheeling", havendo, portanto a manutenção da corrente. É o caso, por exemplo, da condução simultânea dos semicondutores 1,4; 3,6 e 5,2 durante intervalos de tempo definidos, e que se verificam para alguns ângulos de disparos.

A ponte conversora funciona somente como retificadora, o que equivale a dizer que o valor médio da tensão de saída é sempre positivo. O efeito da comutação será desprezado.

As figuras 2.12, 2.13, 2.14, 2.15, 2.16 e 2.17 ilustram as formas de onda de correntes e tensões para o conversor semi-controlado para ângulos de disparo respectivamente 0° , 30° , 60° , 90° , 120° e 150° , e ângulo de comutação 0° .

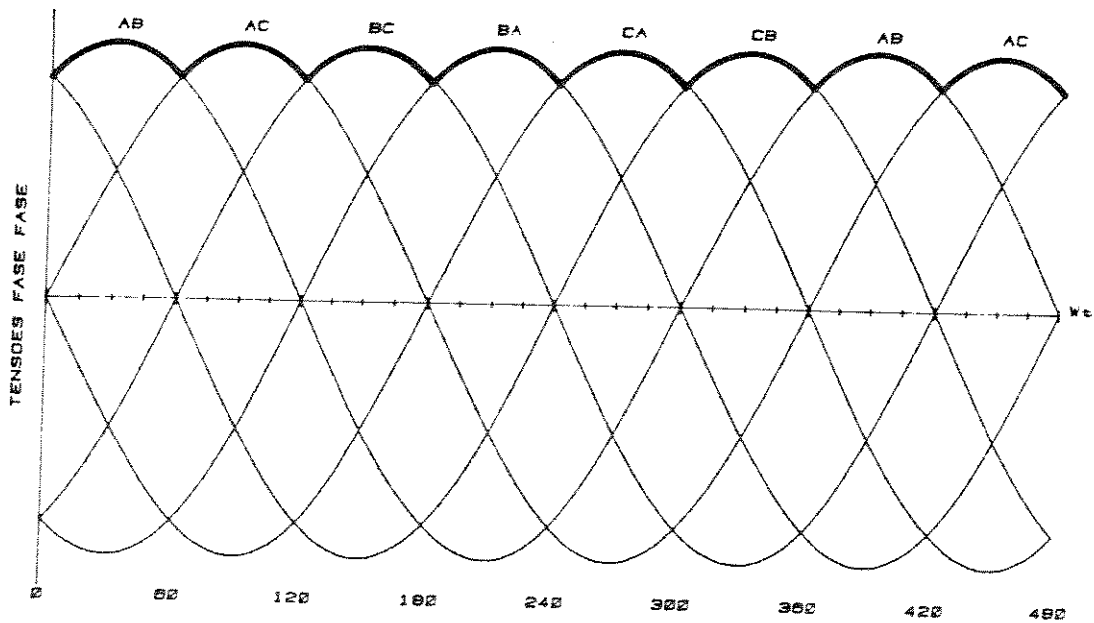
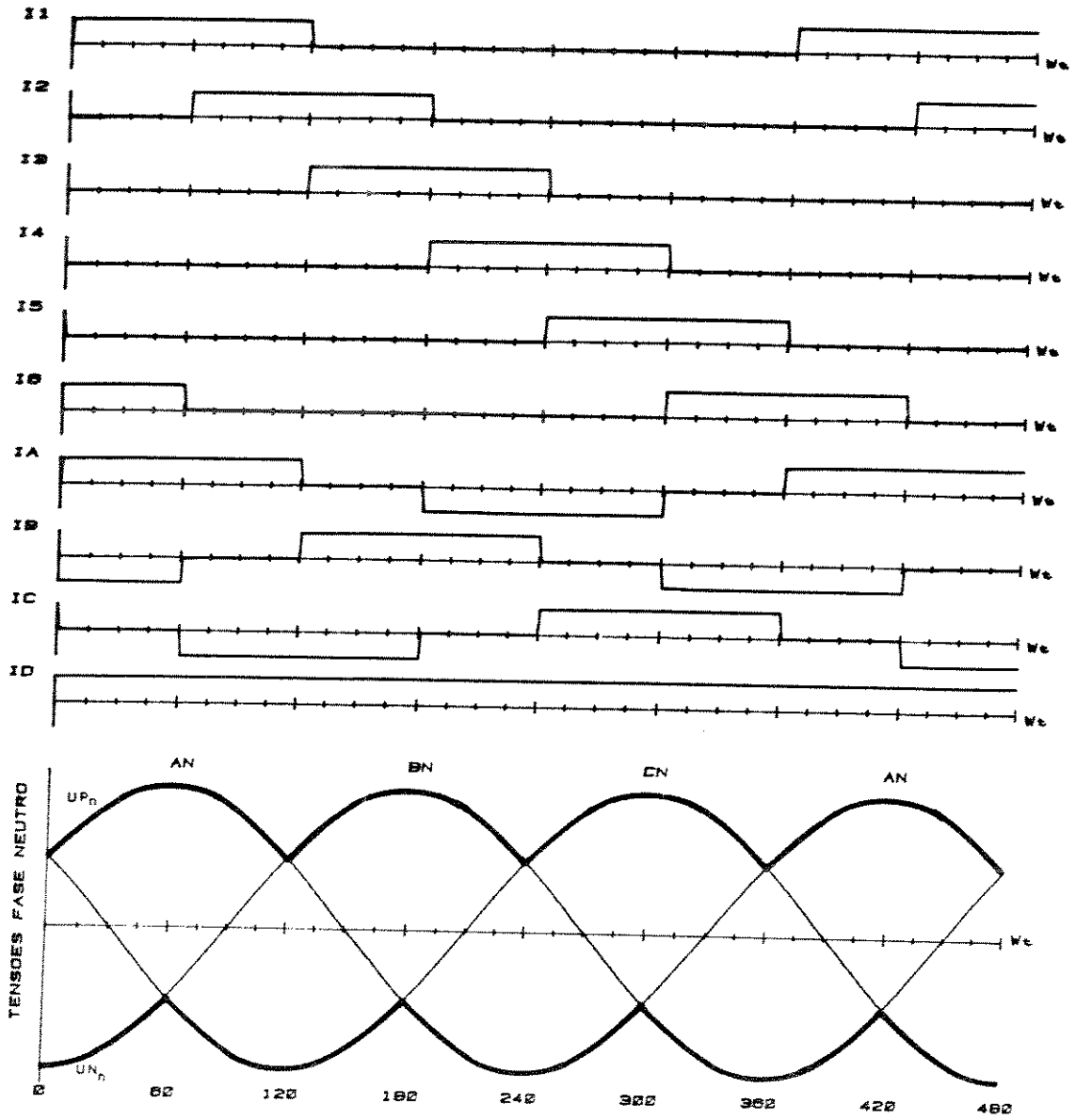


Figura 2.12 - Formas de onda para conversor semi-controlado. $\alpha = 0^\circ$ $\mu = 0^\circ$

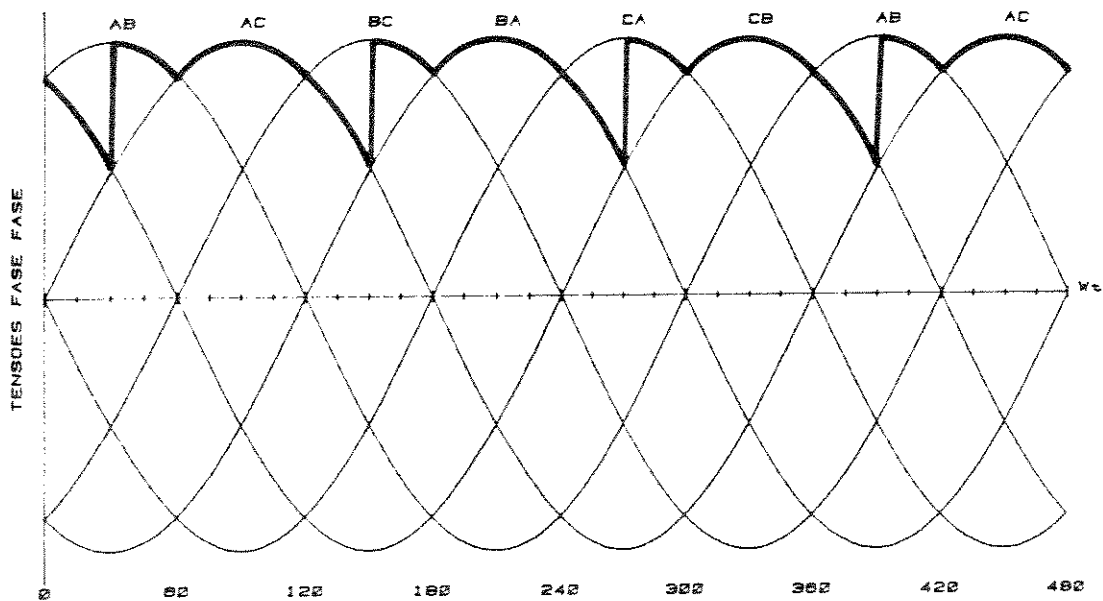
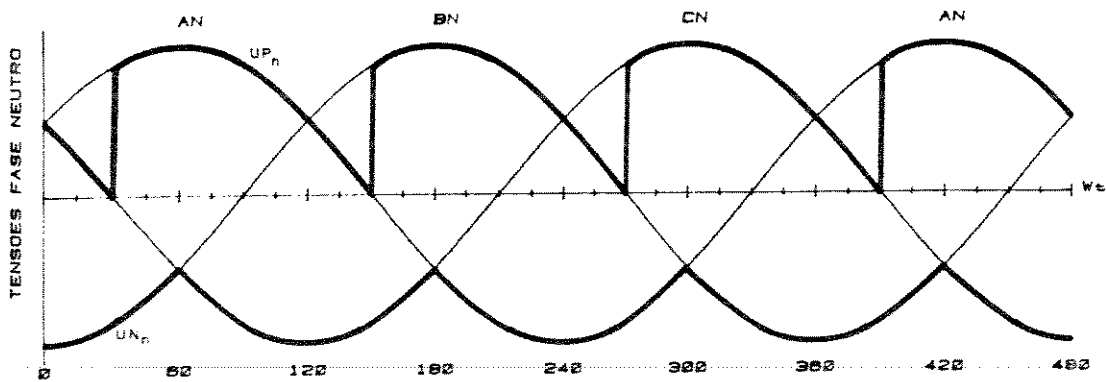
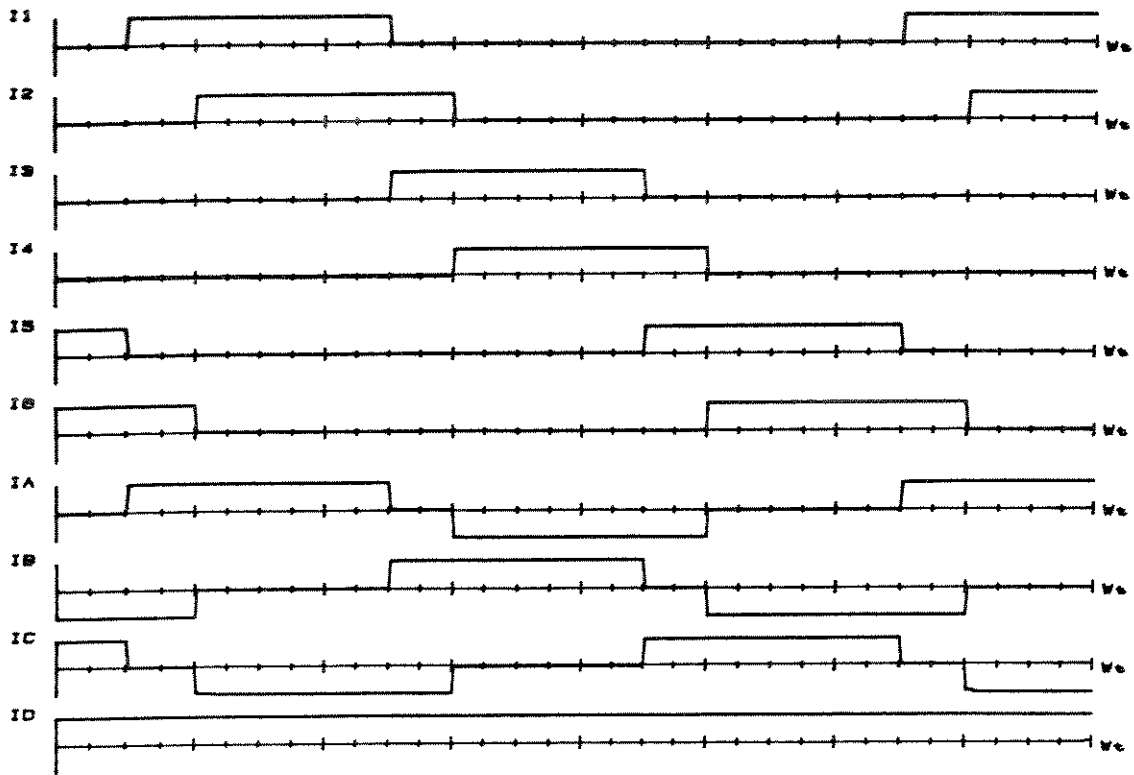


Figura 2.13 - Formas de onda para conversor semi-controlado. $\alpha = 30^\circ$ $\mu = 0^\circ$

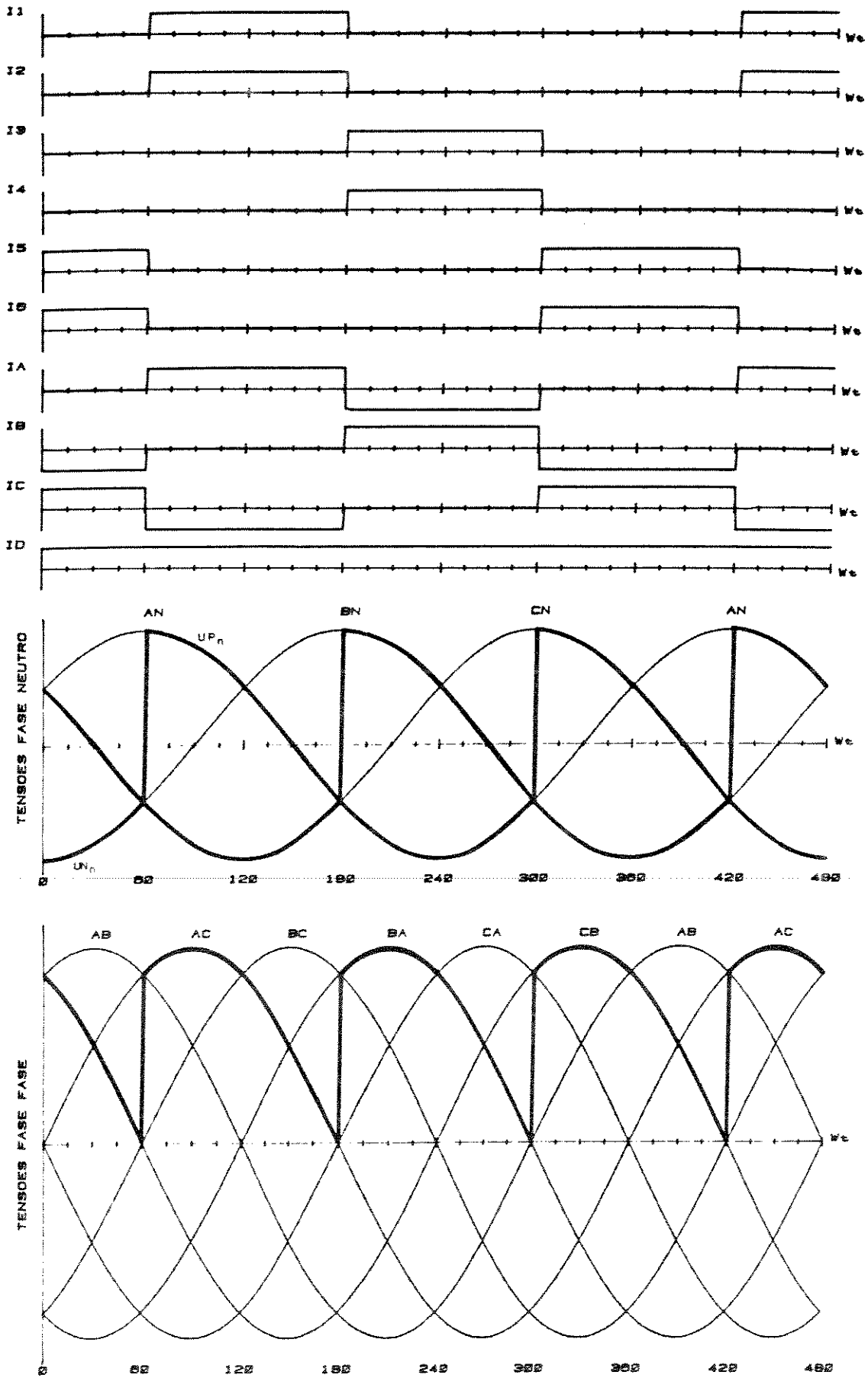


Figura 2.14 - Formas de onda para conversor semi-controlado.
 $\alpha = 60^\circ$ $\mu = 0^\circ$

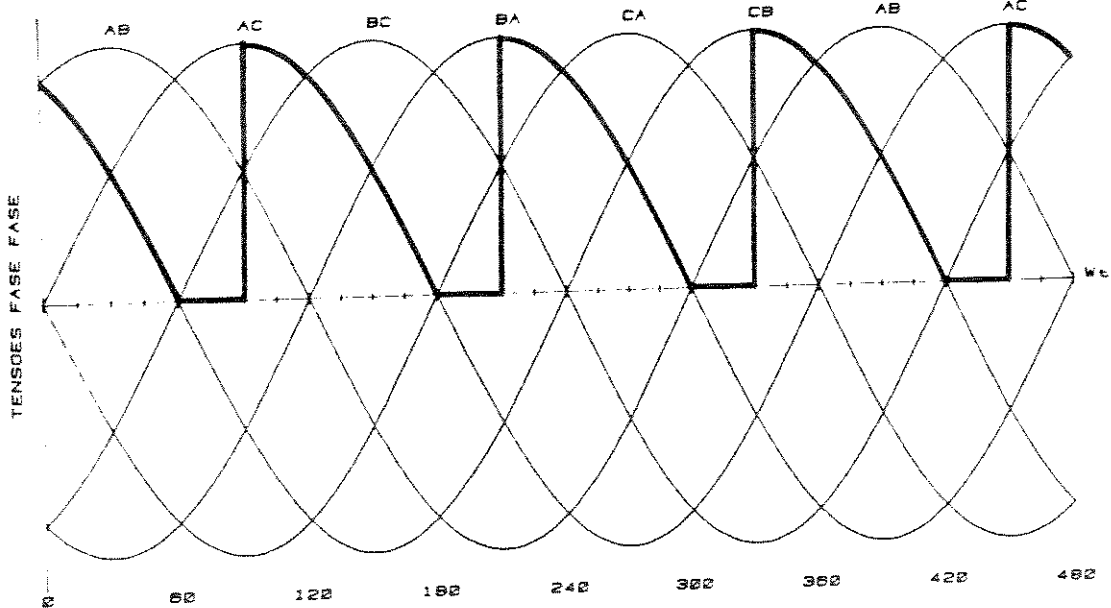
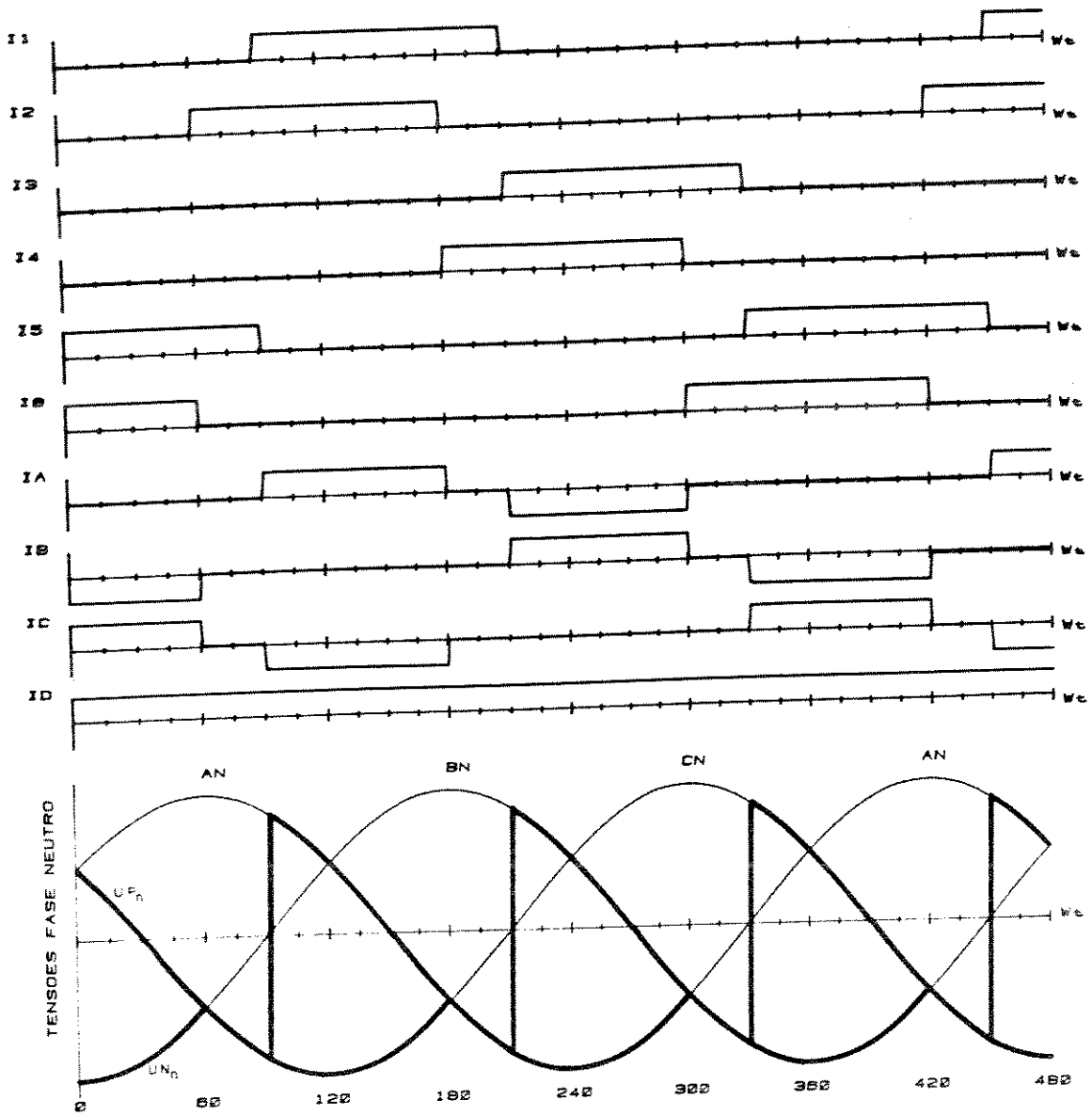


Figura 2.15 - Formas de onda para conversor semi-controlado. $\alpha = 90^\circ$ $\mu = 0^\circ$

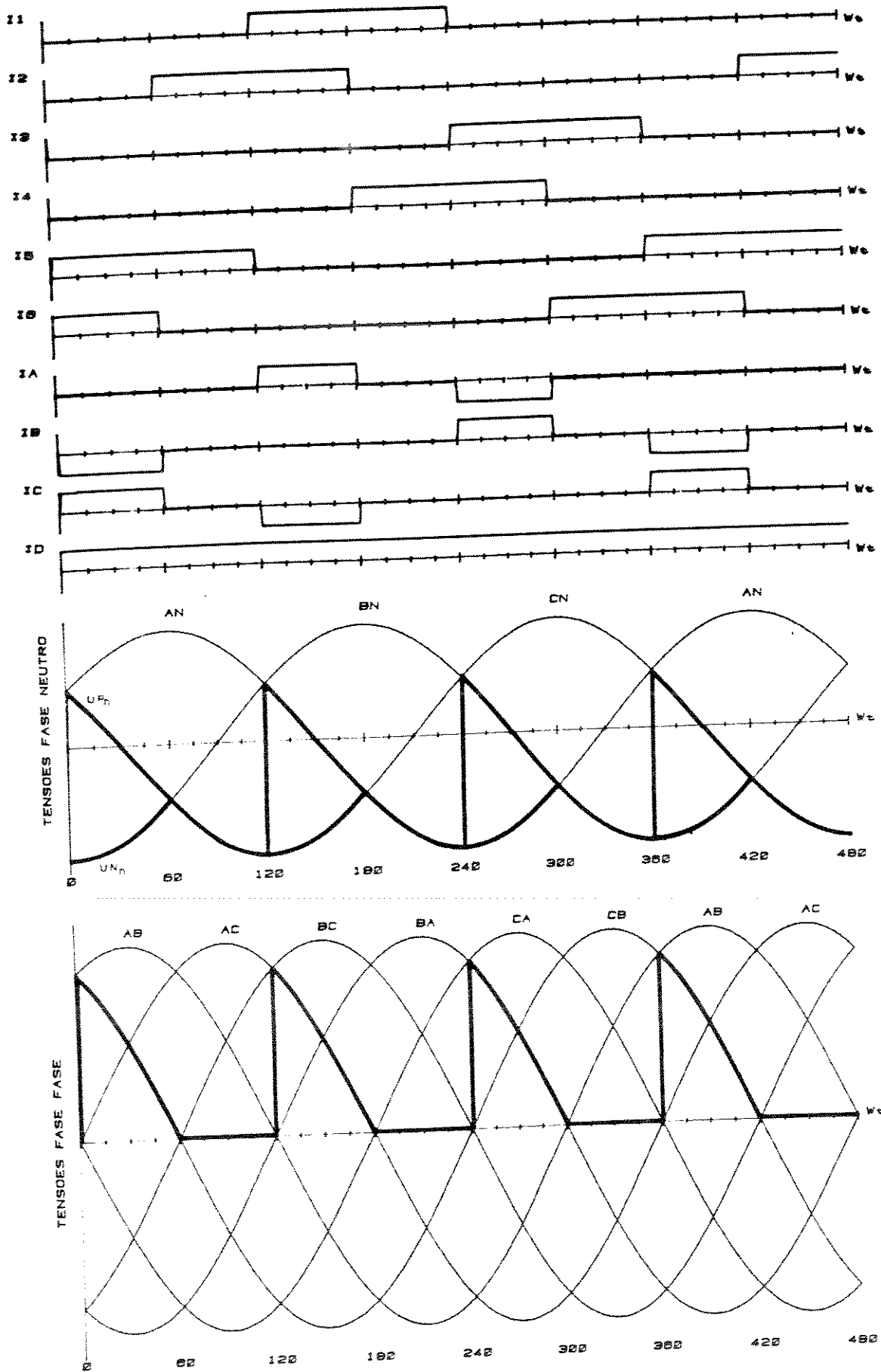


Figura 2.16 - Formas de onda para conversor semi-controlado. $\alpha = 120^\circ$ $\mu = 0^\circ$

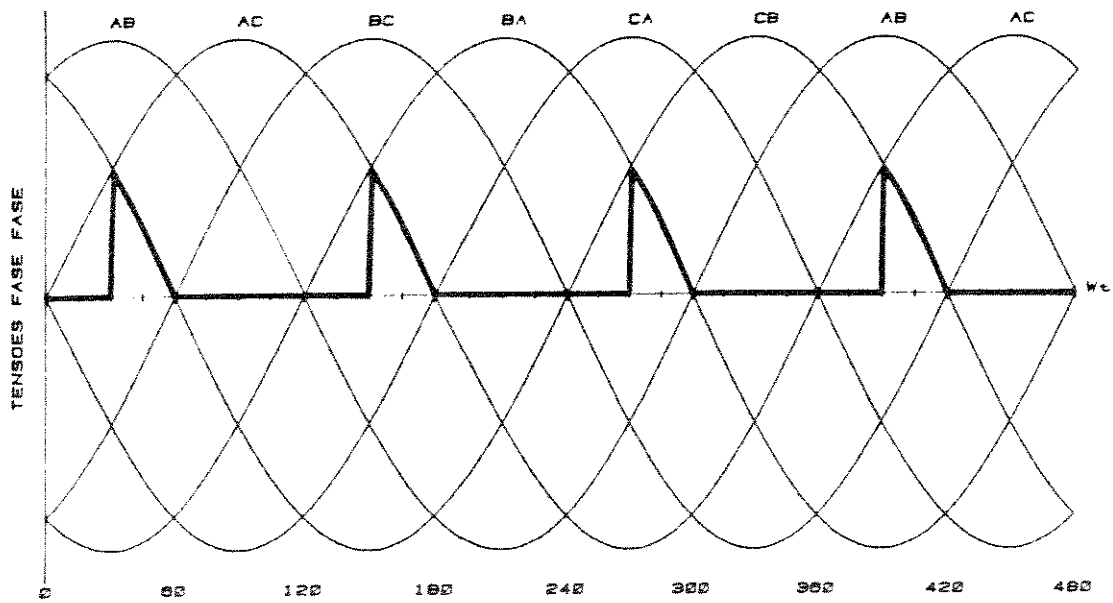
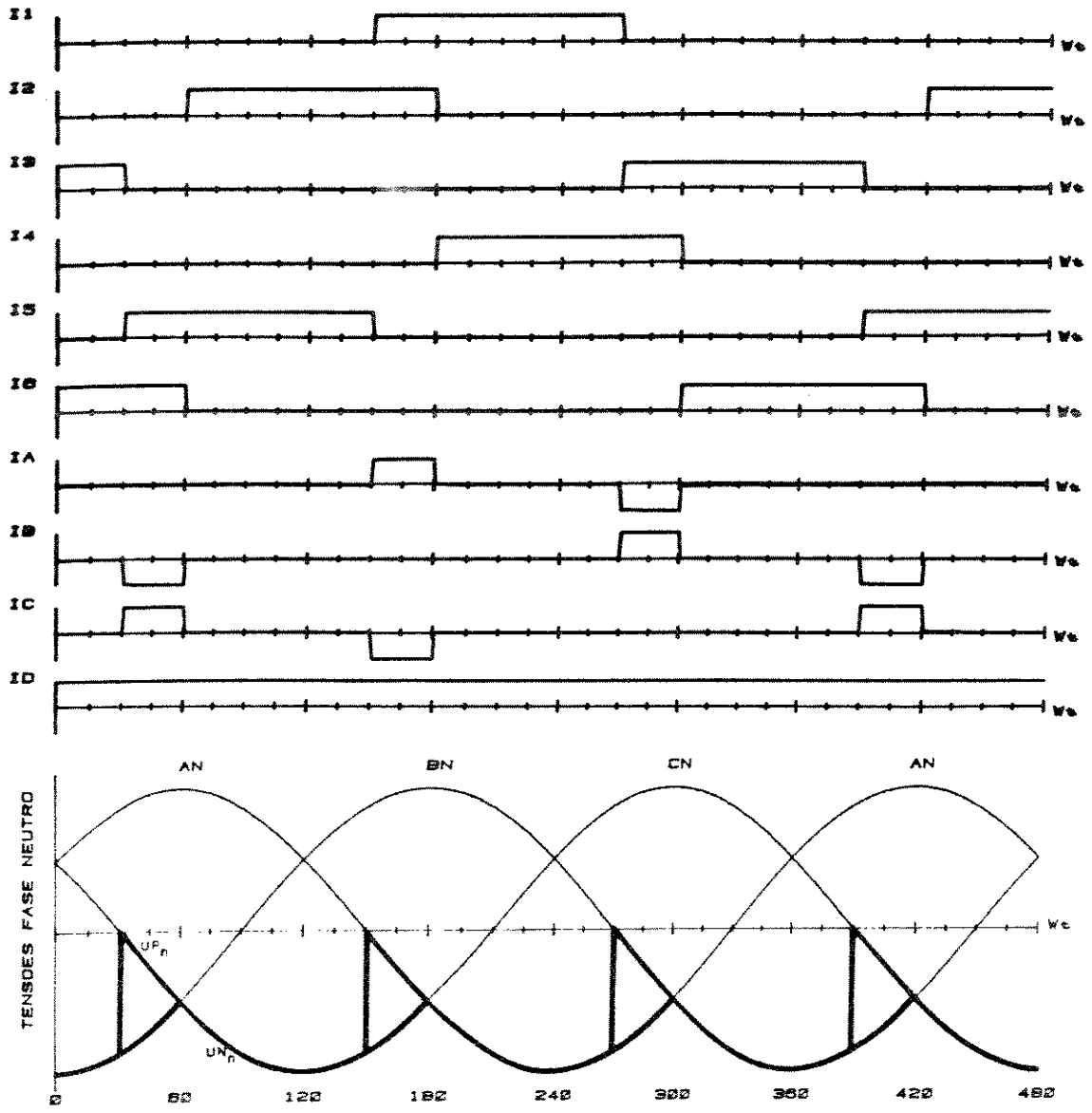


Figura 2.17 - Formas de onda para conversor semi-controlado. $\alpha = 150^\circ$ $\mu = 0^\circ$

2.6 - UTILIZAÇÃO DE DIODO DE LIVRE CIRCULAÇÃO

A Figura (2.18) ilustra a estrutura de ponte conversora com a utilização de diodo de livre circulação.

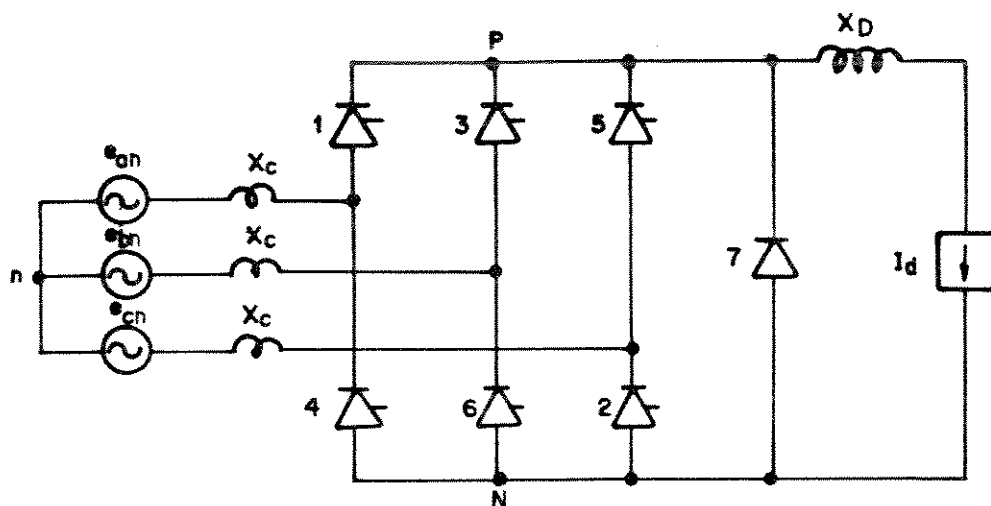


Figura 2.18 - Estrutura da ponte conversora.

Quando a tensão do polo P torna-se menor que a tensão do polo N há a condução do diodo 7.

A Figura (2.19) ilustra as formas de onda de correntes e tensões para ângulo de disparo 75° e ângulo de comutação 0° .

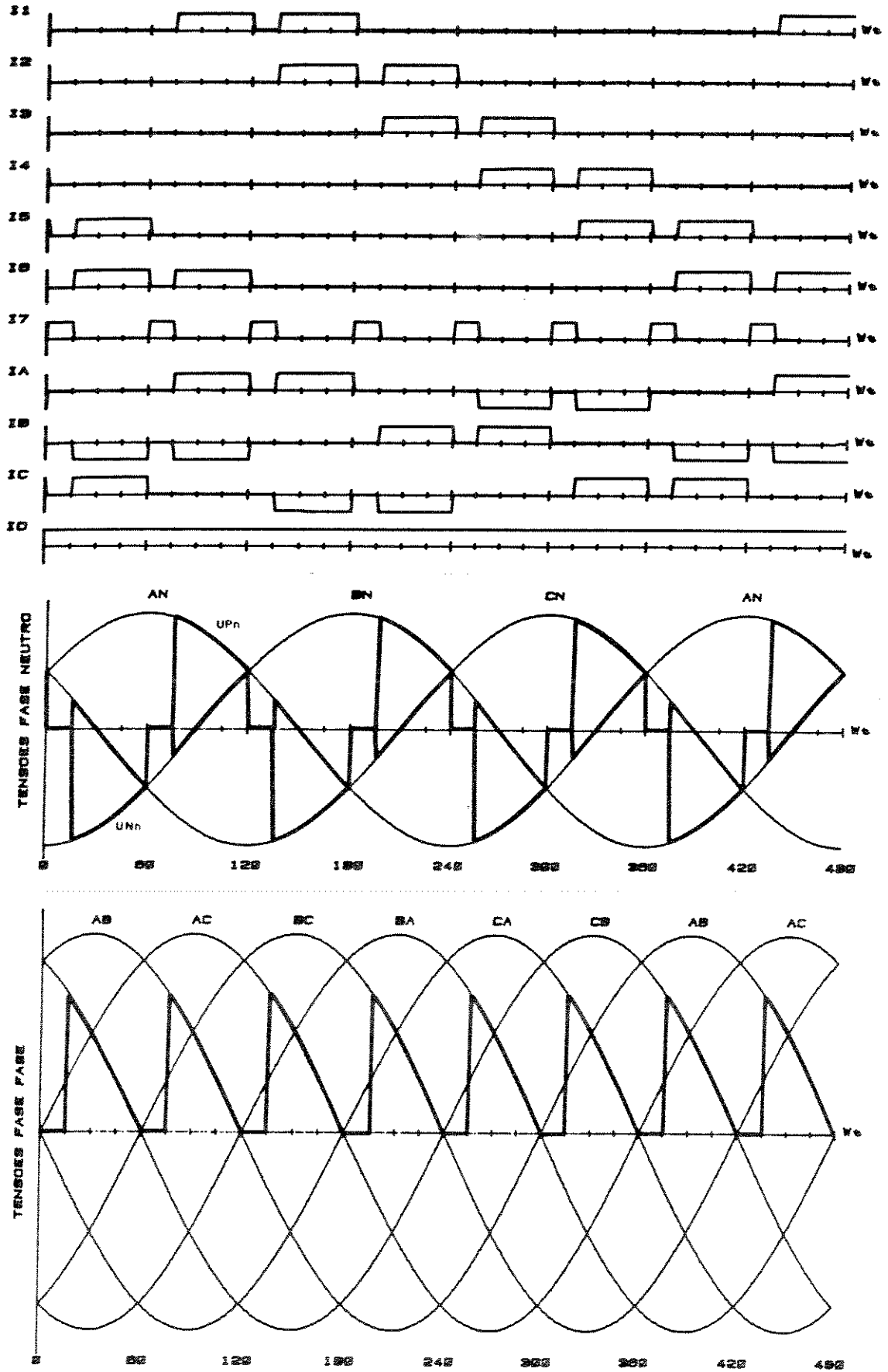


Figura 2.19 - Formas de onda para conversor com utilização de diodo de livre circulação.

$$\alpha = 75^\circ \quad \mu = 0^\circ$$

2.7 - A PONTE TRIFÁSICA COM OITO TIRISTORES

2.7.1 - Introdução

A ponte trifásica com oito tiristores apresenta uma topologia que inclui dois tiristores (SCR's) entre o neutro do secundário do transformador de alimentação e os polos de retificação da ponte. Isto permite que além do ângulo de disparo (α) dos tiristores principais, exista um ângulo de disparo (δ) dos tiristores auxiliares, de modo que haverá uma melhoria no fator de potência do conversor, para α variando entre 30° a 150° .

2.7.2 - Princípio de funcionamento

A Figura (2.20) ilustra o circuito da ponte com oito tiristores, na qual nota-se que os tiristores 7 e 8 são conectados ao polo P e polo N, respectivamente.

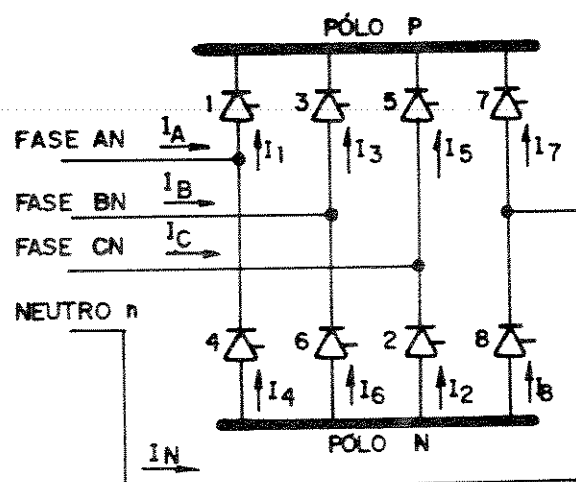


Figura 2.20 - A ponte tiristorizada com oito tiristores.

Onde:

U_{Pn} - tensão polo P - neutro

U_{Nn} - tensão polo N - neutro

U_{PN} - tensão entre polos

O ângulo de disparo α é contado a partir do instante no qual a tensão de anodo-catodo dos tiristores principais (1,2,3,4, 5,6) torna-se positiva, o que corresponde aos instantes de cruzamento das tensões fase-neutro. O ângulo de disparo δ' , segundo Stefanovic, V.R., [32], é contado a partir do instante no qual a tensão de anodo-catodo dos tiristores auxiliares também torna-se positiva, o que ocorre quando as tensões fase-neutro passam por zero, sendo que no sentido crescente é definido a referência para o tiristor T_8 , e decrescente para o tiristor T_7 . Estes pontos de referência estão indicados na Figura (2.21) nas tensões fase-neutro.

2.7.3 - Formas de ondas obtidas através da simulação

A Figura (2.21) ilustra para α igual a 60° e δ' igual a 0° as formas de onda das correntes nos tiristores, nas linhas e no neutro, além das tensões entre polo P e neutro, polo N e neutro e tensão entre pólos (U_{PN}). A Figura (2.22) mostra as mesmas formas de onda, para α igual a 110° e δ' igual a 0° . A Figura (2.23) ilustra estas mesmas ondas para α igual a 150° e δ' igual a 90° .

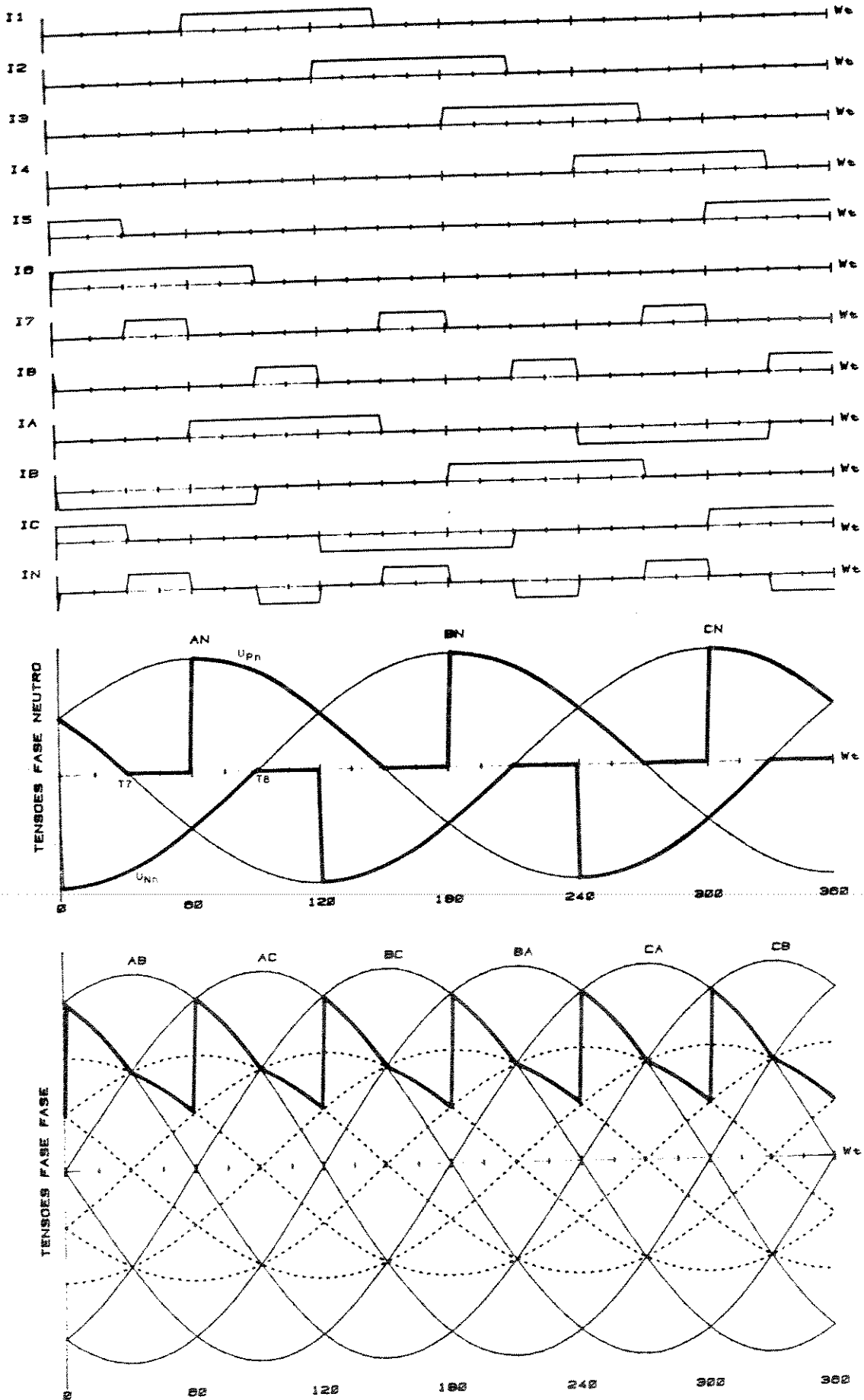


Figura 2.21 - Formas de onda para ponte com 8 tiristor
res. $\alpha = 60^\circ$ $\delta' = 0^\circ$

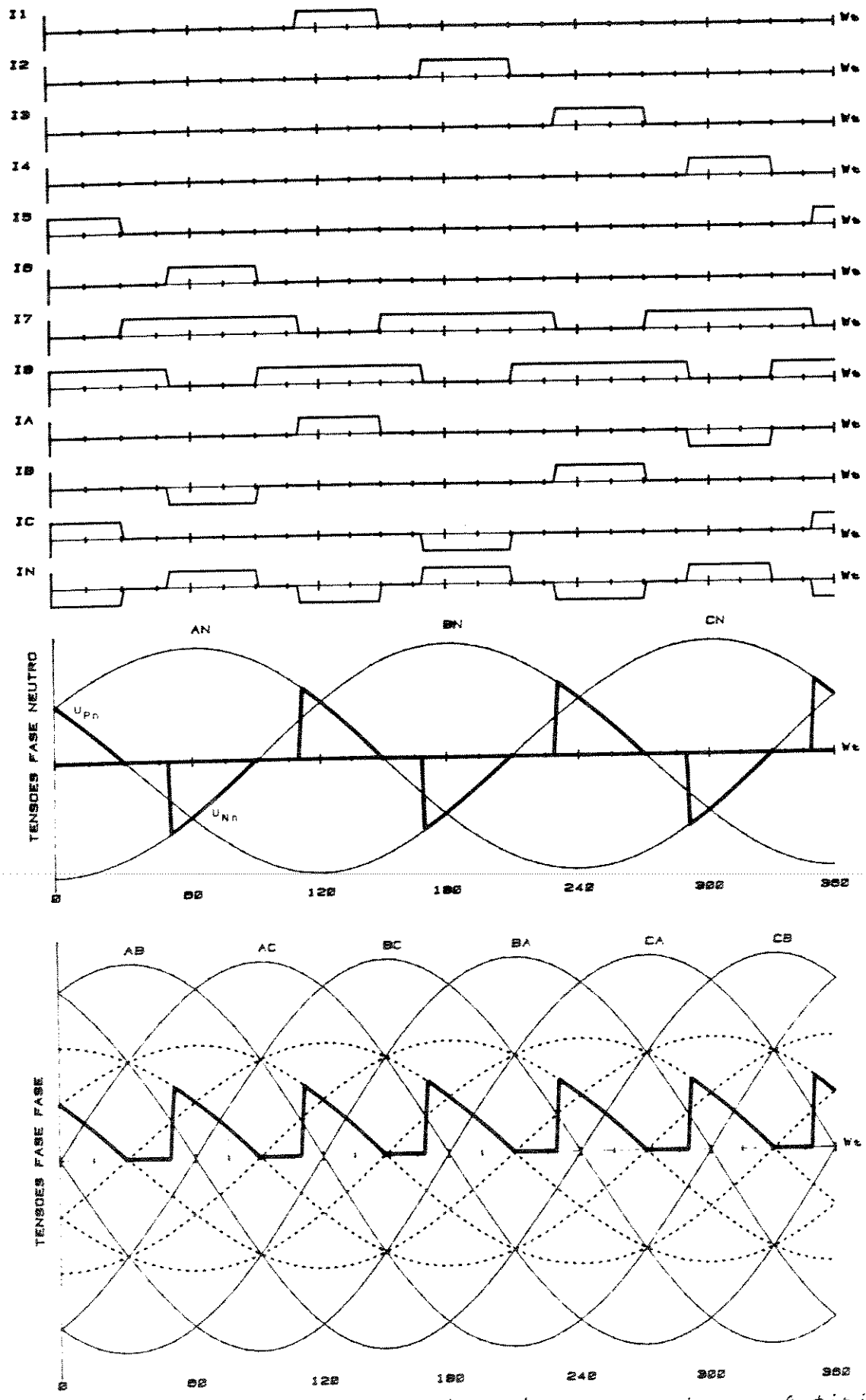


Figura 2.22 - Formas de onda para ponte com 8 tiristo_{res}. $\alpha = 110^\circ$ $\epsilon' = 0^\circ$

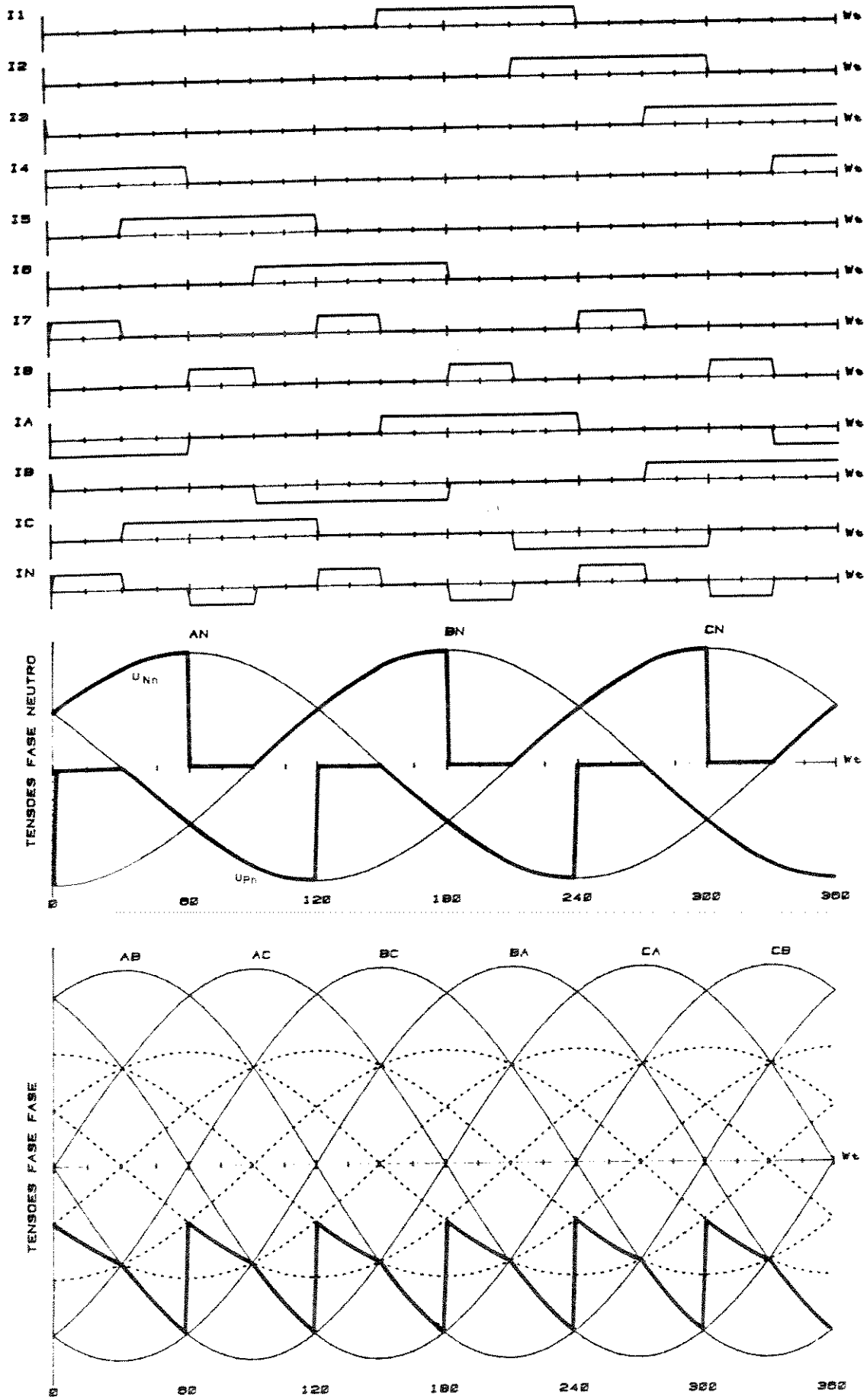


Figura 2.23 - Formas de onda para ponte com 8 tirísto
res. $\alpha = 150^\circ$ $\delta' = 90^\circ$

2.7.4 - Fator de potência e harmônicas de corrente

Uma vez obtidas as formas de onda das correntes de linhas, torna-se fácil obter o seu espectro harmônico através da utilização do programa, desenvolvido por Siqueira, J.C.G., [31], de Transformada Rápida de Fourier. A Figura (2.24) ilustra os espectros harmônicos para valores de α iguais a 60° e 110° e para δ' igual a 0° .

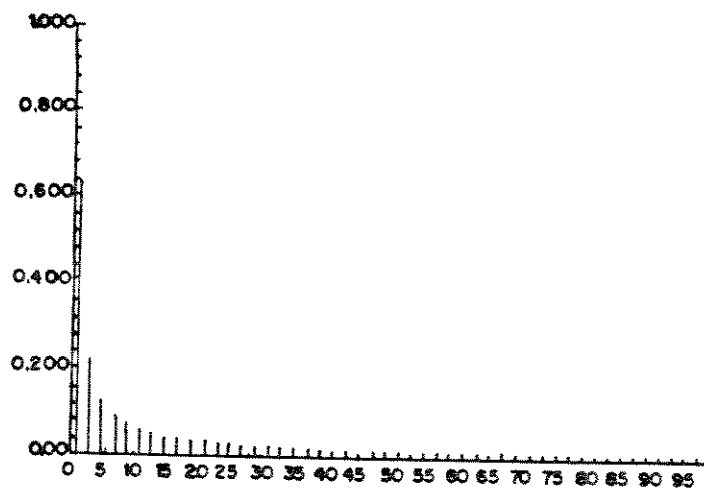


Figura 2.24(a) - Espectro harmônico da corrente de alimentação $\alpha = 60^\circ$ $\delta' = 0^\circ$.

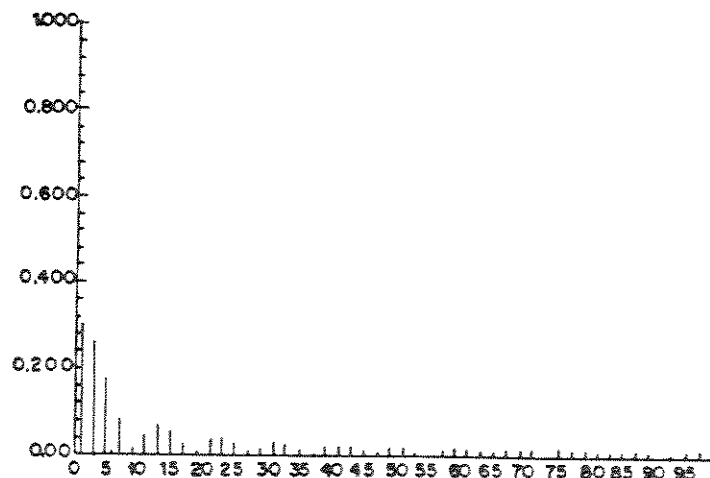


Figura 2.24(b) - Espectro harmônico da corrente de alimentação $\alpha = 110^\circ$ $\delta' = 0^\circ$.

O fator de potência segundo Schaefer, J., [30], é dado por:

$$F_p = \cos \phi \cdot F_D \quad (2.23)$$

onde,

ϕ - deslocamento entre a componente fundamental da corrente e a tensão da rede, fase-neutro

$$F_D - \text{fator de distorção} \quad \therefore \quad F_D = \frac{I_1}{I} \quad (2.24)$$

onde,

I_1 - valor RMS da fundamental da corrente

I - valor RMS total da corrente

Com base no critério do mesmo valor médio da tensão de saída, a Tabela 2.1 ilustra o fator de potência para a ponte com oito tiristores e para a ponte convencional (GRAETZ).

Para a ponte convencional, o fator de potência, também segundo Schaefer, J., [30], é dado por:

$$F_p = \cos \alpha \cdot 0,955 \quad (2.25)$$

TABELA 2.1 - Tabela comparativa entre a ponte com oito tiristores e a ponte convencional, com critério do mesmo valor médio da tensão retificada.

PONTE COM OITO TIRISTORES					PONTE CONVENCIONAL	
α	δ'	$\cos\phi$	I_1/I	F_p	α	F_p
45°	0°	0,791	0,944	0,746	43,31°	0,695
60°	0°	0,710	0,914	0,649	54,69°	0,552
90°	0°	0,497	0,794	0,394	73,20°	0,276
110°	0°	0,341	0,679	0,231	82,22°	0,129
120°	0°	0,259	0,596	0,154	85,55°	0,074
45°	30°	0,701	0,963	0,675	49,44°	0,621
60°	30°	0,497	0,965	0,480	59,96°	0,478
90°	30°	0,247	0,916	0,226	77,78°	0,202

Através da análise da Tabela 2.1, observa-se que existe uma melhoria no fator de potência para a ponte de oito tiristores, quando comparado com o da ponte convencional, com o critério de mesmo valor médio.

Contudo há o aparecimento de harmônicos não característicos na corrente de alimentação I_A , da ponte com oito tiristores. Os harmônicos característicos obedecem à relação $6k \pm 1$ ($k=1,2,3$) sendo portanto 59, 79, 119, 139, 179, 199, ...

Para $\delta' = 0^\circ$, equivale a substituição dos tiristores T_7 e T_8 por diodos.

2.8 - TABELA COMPARATIVA PARA CONVERSORES DE SEIS PULSOS

A Tabela 2.2 ilustra o valor médio da tensão de saída \bar{V}_o e o fator de potência FP para as diversas configurações dos conversores de seis pulsos apresentados anteriormente, como totalmente controlado, com a utilização de diodo de livre circulação, com diodos de ponto neutro e semicontrolado.

Na Tabela 2.2 tem-se: [10]

U - valor de tensão fase-fase de alimentação do conversor

TABELA 2.2 - Quadro comparativo do funcionamento dos diferentes conversores trifásicos.

α		0	$\frac{\pi}{6}$	$\frac{\pi}{3}$	$\frac{2\pi}{3}$	$\frac{5\pi}{6}$	π
PONTE TOTALMENTE CONTROLADA	\bar{V}_o	$\frac{3}{\pi} \sqrt{2} U \cos \alpha$					
	FP	$\frac{3}{\pi} \cos \alpha$					
PONTE COM DIODO DE RODA LIVRE	\bar{V}_o	$\frac{3}{\pi} \sqrt{2} U \cos \alpha$	$\frac{3}{\pi} \sqrt{2} U [1 + \cos(\alpha + \frac{\pi}{3})]$				
	FP	$\frac{3}{\pi} \cos \alpha$	$\frac{\sqrt{6}}{\pi} \frac{1 + \cos(\alpha + \frac{\pi}{3})}{(4/3 - 2\alpha/\pi)^{1/2}}$				
PONTE COM DIODO DE PONTO NEUTRO	\bar{V}_o	$\frac{3}{\pi} \sqrt{2} U \cos \alpha$	$\frac{\sqrt{3}}{\pi} \sqrt{2} U [1 + \cos(\alpha + \pi/6)]$				
	FP	$\frac{3}{\pi} \cos \alpha$	$\frac{\sqrt{2}}{\pi} \frac{1 + \cos(\alpha + \pi/6)}{(5/6 - \alpha/\pi)^{1/2}}$				
PONTE MISTA OU SEMICONTROLADA	\bar{V}_o	$\frac{3}{\pi} \sqrt{2} U \frac{(1 + \cos \alpha)}{2}$					
	FP	$\frac{3}{2\pi} (1 + \cos \alpha)$	$\frac{\sqrt{6}}{2\pi} \frac{1 + \cos \alpha}{\sqrt{1 - \alpha/\pi}}$				

CAPÍTULO III

TRANSFORMADORES DEFASADORES PARA SISTEMAS MULTICONVERSORES

3.1 - INTRODUÇÃO

Os sistemas conversores de doze pulsos são alimentados por transformadores cujas tensões de saída estão defasadas de 30° entre si. Pode-se utilizar transformadores $Y/Y(0^\circ)$ e $Y/\Delta(30^\circ)$ ou dois transformadores delta estendido $\pm 15^\circ$ ou ainda transformadores delta zigue-zague $\pm 15^\circ$. Para sistemas conversores de vinte e quatro pulsos e quarenta e oito pulsos as defasagens necessárias são respectivamente 15° e $7,5^\circ$.

Pretende-se neste capítulo apresentar os transformadores especiais que promovam estas defasagens não convencionais (diferentes de 30°).

3.2 - TRANSFORMADOR DELTA ZIGUE-ZAGUE3.2.1 - Mudança do defasamento angular com a utilização de "taps" no secundário

3.2.1.1 - Diagrama fasorial para um transformador D/Z

Seja um transformador D/Z 0° . A Figura (3.1(a)), ilustra. O diagrama fasorial respectivo é mostrado na Figura (3.1(b)).

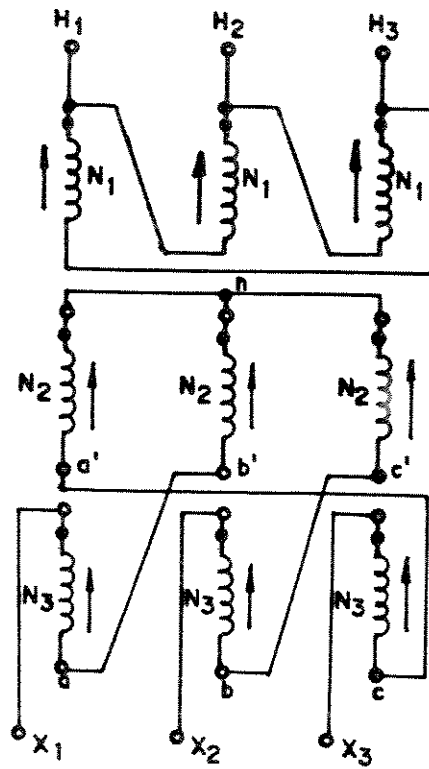


Figura 3.1(a) - Transformador Dz0
Diagrama de Conexões.

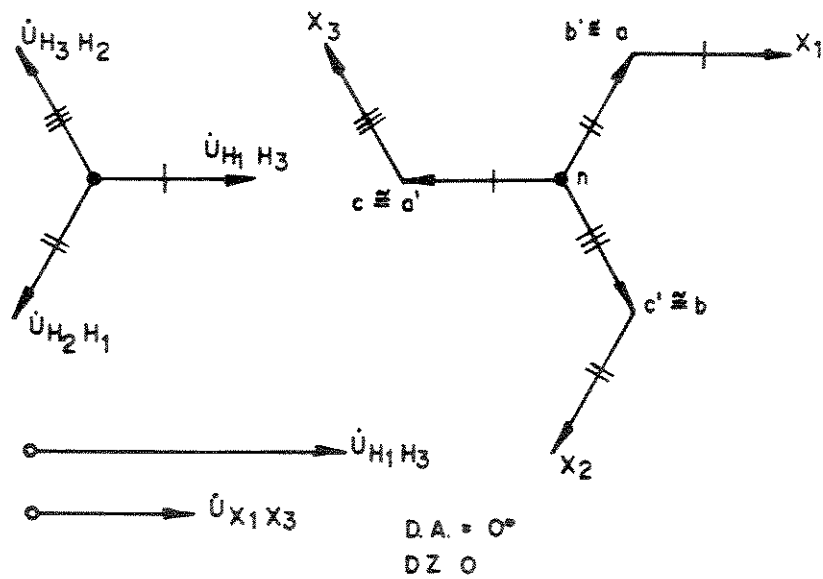


Figura 3.1(b) - Transformador Dz0
Diagrama de fasores. Verificação do D.A.

3.2.1.2 - Obtenção dos "Taps" da Conexão Secundária

Seja o diagrama fasorial de uma das fases da conexão secundária, por exemplo a fase a, mostrada na Figura (3.1(b)).

Mantendo-se a tensão secundária constante, os "taps" dos enrolamentos da conexão "zig-zag", serão determinados para que se consiga a variação do defasamento de 15° em 15° .

A Figura (3.2) ilustra:

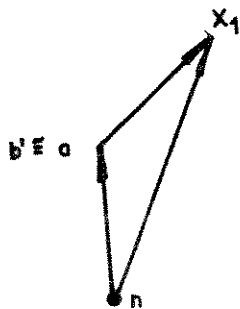


Figura 3.2 - Diagrama fasorial da fase a do secundário
para $N_2 = N_3 = N$

1º CASO: Transformador DZ- 15°

Por intermédio da Figura (3.3) pode-se determinar os "taps" necessários:

Tomando:

$$\overline{an} = R$$

$$\overline{ax_1} = R$$

$$\overline{nx_1} = \overline{nx_1} = \sqrt{3} \cdot R$$

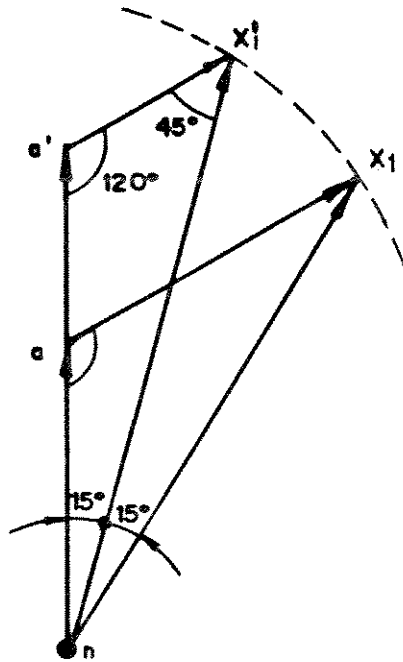


Figura 3.3 - Alteração do defasamento angular para $D/Z - 15^\circ$.

Aplicando a lei dos senos no triângulo $a'nx_1'$, vem:

$$\frac{\overline{a'x_1'}}{\text{sen}15^\circ} = \frac{\overline{na'}}{\text{sen}45^\circ} = \frac{\overline{nx_1'}}{\text{sen}120^\circ}$$

$$\frac{\overline{a'x_1'}}{\text{sen}15^\circ} = \frac{\overline{nx_1'}}{\text{sen}120^\circ} = \frac{\sqrt{3} \cdot R}{\text{sen}120^\circ}$$

$$\overline{a'x_1'} = \frac{\text{sen}15^\circ}{\text{sen}120^\circ} \times \sqrt{3} \cdot R$$

$$\overline{a'x_1'} = 0,5175 R$$

(3.1)

Também:

$$\frac{\overline{na'}}{\text{sen}45^\circ} = \frac{\overline{nx_1'}}{\text{sen}120^\circ} = \frac{\sqrt{3} \cdot R}{\text{sen}120^\circ}$$

$$\overline{n_a'} = \frac{\text{sen}45^\circ}{\text{sen}120^\circ} \times \sqrt{3}.R$$

$$\overline{n_a'} = 1,4142 R \quad (3.2)$$

Chamando de 1º enrolamento da conexão "zig-zag" aquele correspondente a tensão n_a' e de 2º enrolamento o correspondente a tensão $a'x_1'$, os "Taps" necessários foram já determinados.

Assim:

"tap" 1º enrolamento: 141,42%

"tap" 2º enrolamento: 51,76%

2º CASO: Transformador $DZ+15^\circ$

Procedendo de maneira análoga à obtenção de $DZ-15^\circ$, os "taps" correspondentes são:

"tap" 1º enrolamento: 51,76%

"tap" 2º enrolamento: 141,42%

3º CASO: Transformador $DZ+30^\circ$

"tap" 1º enrolamento: 0%

"tap" 2º enrolamento: 173,21%

A Tabela 3.1 ilustra os "taps" calculados para uma variação do defasamento de -15° até 30° , que serão utilizados em sistema conversor de vinte e quatro pulsos.

TABELA 3.1 - "Taps" necessários para variação do defasamento angular de -15° até 30° .

D.A.	TAP 1º ENR.	TAP 2º ENR.
-15°	141,42% N	51,76% N
0°	100 % N	100 % N
15°	51,76% N	141,42% N
30°	0 % N	173,21% N

OBS: A tensão em N espiras é igual a 1/3 da tensão U_{x1x2} .

3.2.2 - Protótipo utilizado em laboratório

A Figura (3.4) ilustra o protótipo utilizado em laboratório.

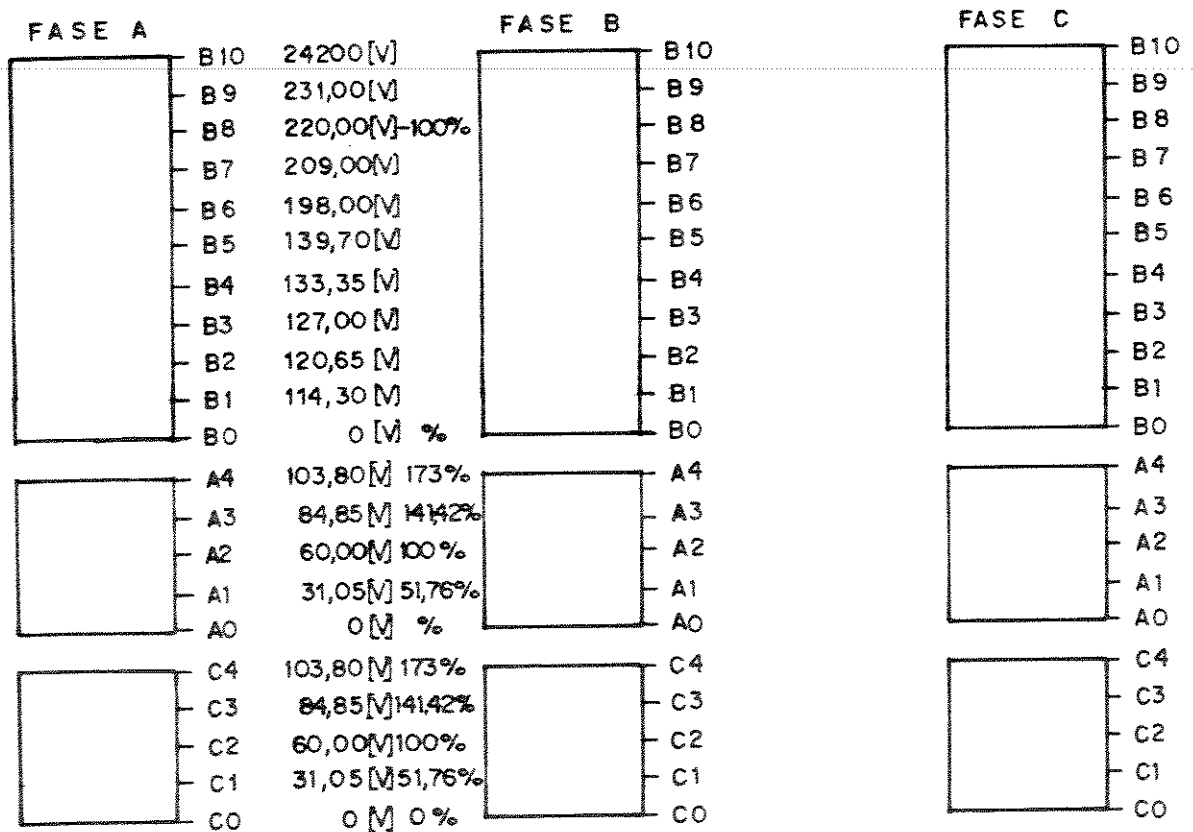


Figura 3.4 - Protótipo utilizado em laboratório com os respectivos "taps".

Além dos quatro "taps" dos dois enrolamentos da conexão secundária zigue-zague, o protótipo possui ainda "taps" no primário. Desta forma pode-se além de variar a defasagem da tensão secundária de 15° em 15° conforme mostrado na Tabela 3.1, alterar também a magnitude da tensão secundária. O "tap" primário nominal é o B8, para tensão de alimentação 220[V] e tensão secundária 180[V].

As ligações para se conseguir os defasamentos -15° , 0° , 15° e 30° estão apresentados na Tabela 3.2 a seguir.

A tensão de entrada foi de 220[V] e a tensão de saída de 180[V].

3.3 - TRANSFORMADOR DELTA ESTENDIDO

3.3.1 - Diagrama Fasorial

A Figura (3.5) ilustra o transformador estrela/delta estendido.

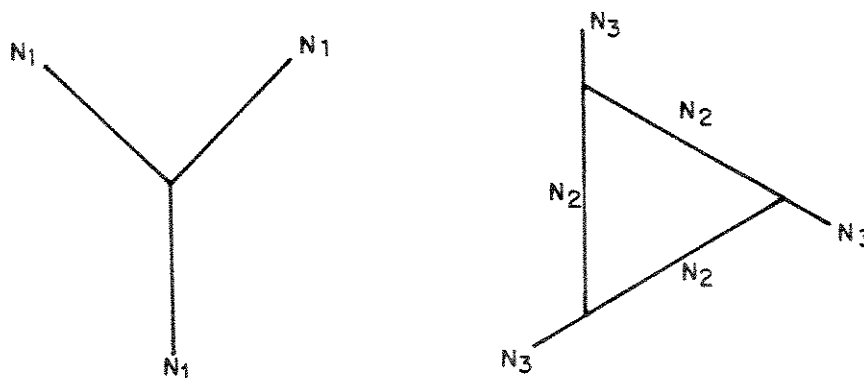


Figura 3.5 - Transformador estrela/delta estendido.

Onde: N_1 - número de espiras no primário

N_2, N_3 - número de espiras do secundário

TABELA 3.2 - Ligações necessárias para os defasamentos:
 -15° , 0° , 15° , 30° .

-15°			0°			15°			30°		
FASE A	FASE B	FASE C	FASE A	FASE B	FASE C	FASE A	FASE B	FASE C	FASE A	FASE B	FASE C
B8	B0	-	B8	B0	-	B8	B0	-	B8	B0	-
-	B8	B0	-	B8	B0	-	B8	B0	-	B8	B0
B0	-	B8	B0	-	B8	B0	-	B8	B0	-	B8
C0	A0	-	C0	A0	-	C0	A0	-	C0	A0	-
-	C0	A0	-	C0	A0	-	C0	A0	-	C0	A0
A0	-	C0	A0	-	C0	A0	-	C0	A0	-	C0
A3	A3	A3	A2	A2	A2	A1	A1	A1	A0	A0	A0
C1	C1	C1	C2	C2	C2	C3	C3	C3	C4	C4	C4

saída

A Figura (3.6) ilustra as ligações do transformador delta estendido.

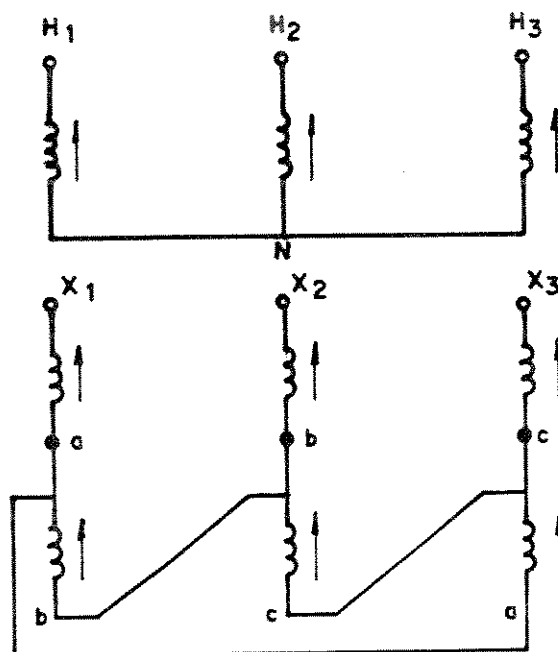


Figura 3.6 - Ligações do transformador delta estendido.

O diagrama fasorial é apresentado na Figura (3.7).

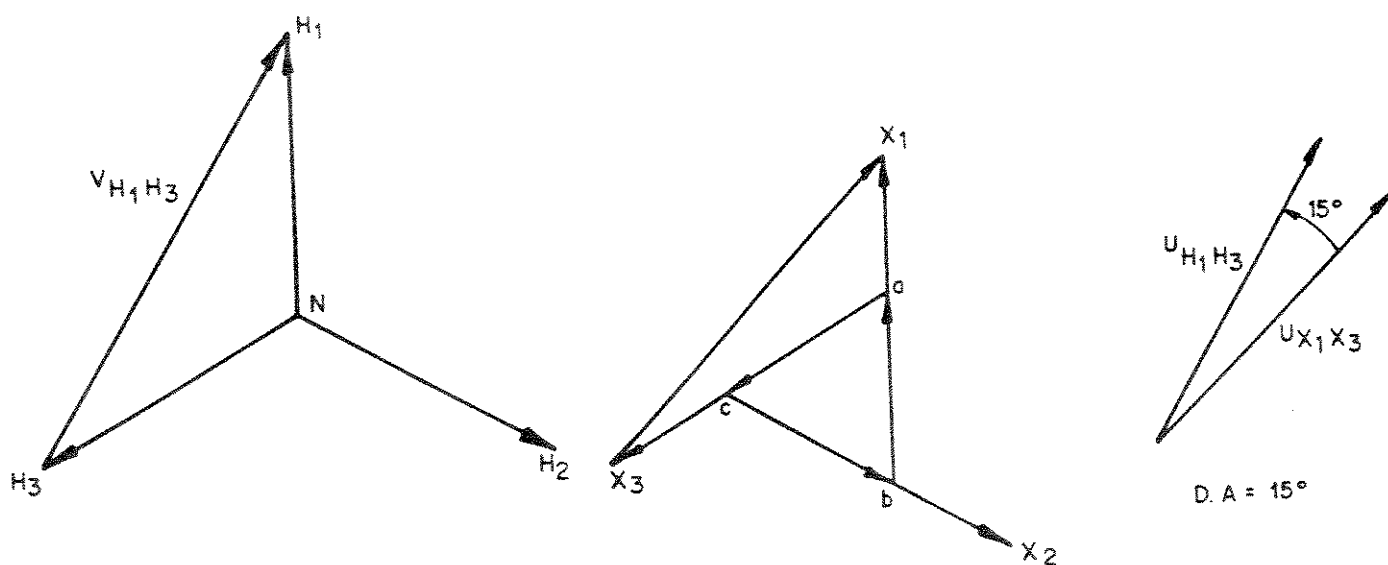


Figura 3.7 - Diagrama fasorial para transformador delta estendido.

O defasamento angular foi considerado igual a 15° , mas para isto é necessário se calcular convenientemente as espiras N_2 e N_3 em função de N_1 , o que será feito a seguir.

3.3.2 - Cálculo do número de espiras N_2 e N_3 em função de N_1

O diagrama fasorial do secundário é representado na Figura (3.8).

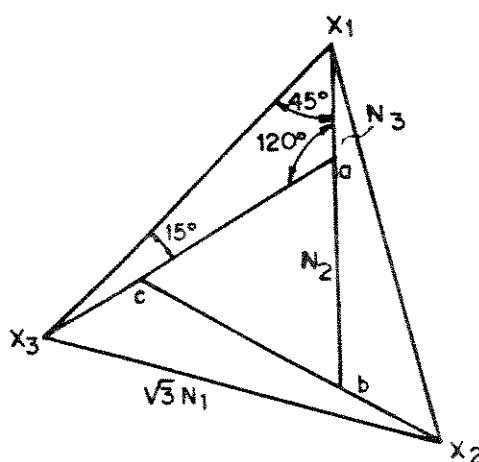


Figura 3.8 - Representação do diagrama fasorial do secundário do transformador delta estendido.

Para que se tenha relação de transformação 1:1, deve-se ter:

$$\overline{X_3 X_1} = \sqrt{3} N_1 \quad (3.3)$$

Aplicando a lei dos senos no triângulo a $X_1 X_3$, tem-se:

$$\frac{\overline{X_3 X_1}}{\text{sen}120^\circ} = \frac{\overline{a X_3}}{\text{sen}45^\circ} = \frac{\overline{a X_1}}{\text{sen}15^\circ}$$

Mas,

$$\overline{X_3 X_1} = \sqrt{3} N_1 \quad (3.4)$$

$$\overline{aX_3} = N_2 + N_3 \quad (3.5)$$

$$\overline{aX_1} = N_3 \quad (3.6)$$

Logo:

$$\frac{\sqrt{3} N_1}{\text{sen}120^\circ} = \frac{N_3}{\text{sen}15^\circ}$$

$$N_3 = \frac{\text{sen}15^\circ}{\text{sen}120^\circ} \sqrt{3} N_1$$

$$N_3 = 0,5176 N_1 \quad (3.7)$$

Também,

$$\frac{\sqrt{3} N_1}{\text{sen}120^\circ} = \frac{N_2 + N_3}{\text{sen}45^\circ}$$

$$N_2 + N_3 = \frac{\text{sen}45^\circ}{\text{sen}120^\circ} \sqrt{3} N_1$$

$$N_2 + N_3 = 1,4142 N_1$$

$$N_2 = 0,8966 N_1 \quad (3.8)$$

Estes cálculos estão de acordo com a referência [7].

Para que se obtenha o defasamento angular -15° , basta se inverter a sequência de fases de alimentação do primário.

Os transformadores delta zigue-zague e delta estendido apresentados serão utilizados nos sistemas multiconversores de doze e vinte e quatro pulsos que serão abordados nos capítulos a seguir.

Para o sistema multiconversor de quarenta e oito pulsos será utilizado um transformador defasador delta / zigue-zague $7,5^\circ$ (D/Z- $7,5^\circ$).

A Figura (3.9) ilustra:

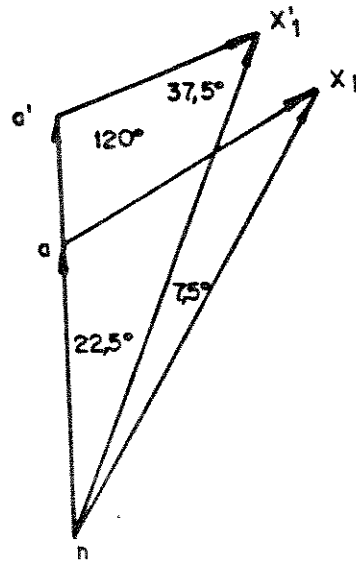


Figura 3.9 - Obtenção de defasamento angular de $7,5^\circ$ através de transformador D/Z.

Analogamente no caso da obtenção do defasamento de 15° (Figura 3.3).

$$\overline{an} = R$$

$$\overline{aX_1} = R$$

$$\overline{nX_1} = \overline{nX_1'} = \sqrt{3} R$$

Aplicando a lei dos senos ao triângulo $a' n X_1'$, vem:

$$\frac{\overline{a'X_1'}}{\text{sen}22,5^\circ} = \frac{\overline{na'}}{\text{sen}57,5^\circ} = \frac{\overline{nX_1'}}{\text{sen}120^\circ}$$

$$\overline{a'X_1'} = \frac{\text{sen}22,5^\circ}{\text{sen}120^\circ} \cdot \sqrt{3} R$$

$$\overline{a'X_1} = 0,7653R \quad (3.9)$$

$$\overline{na'} = \frac{\text{sen}37,5^\circ}{\text{sen}120^\circ} \sqrt{3} R$$

$$\overline{na'} = 1,2175 R \quad (3.10)$$

Logo os "taps" serão:

"tap" 1º enrolamento: 121,75%

"tap" 2º enrolamento: 76,53%

CAPÍTULO IV

CONVERSORES DE DOZE PULSOS

4.1 - INTRODUÇÃO

O conversor de doze pulsos é formado pela associação em série ou em paralelo de dois conversores de seis pulsos. Para a transmissão em corrente contínua de grandes potências em alta tensão o arranjo série é preferencialmente utilizado, possibilitando, desta forma, um aumento na tensão de transmissão. Os harmônicos de menor ordem também são eliminados, como, por exemplo, o 5º e o 7º. Consegue-se desta maneira uma economia na instalação dos filtros.

A operação em doze pulsos é conseguida pela utilização de transformadores alimentadores com diferença de defasamento angular de 30° entre si.

4.2 - EQUACIONAMENTO E FORMAS DE ONDA PARA O CONVERSOR DE DOZE PULSOS COM A UTILIZAÇÃO DE TRANSFORMADORES Y/Y E Y/ Δ

4.2.1. Equacionamento e Formas de Onda de Correntes e Tensões

A Figura 4.1. ilustra a configuração necessária para a obtenção de um sistema conversor de doze pulsos. As pontes são alimentadas por intermédio de dois transformadores cujas tensões de saída estão defasadas de 30° entre si.

(veja figura a seguir)

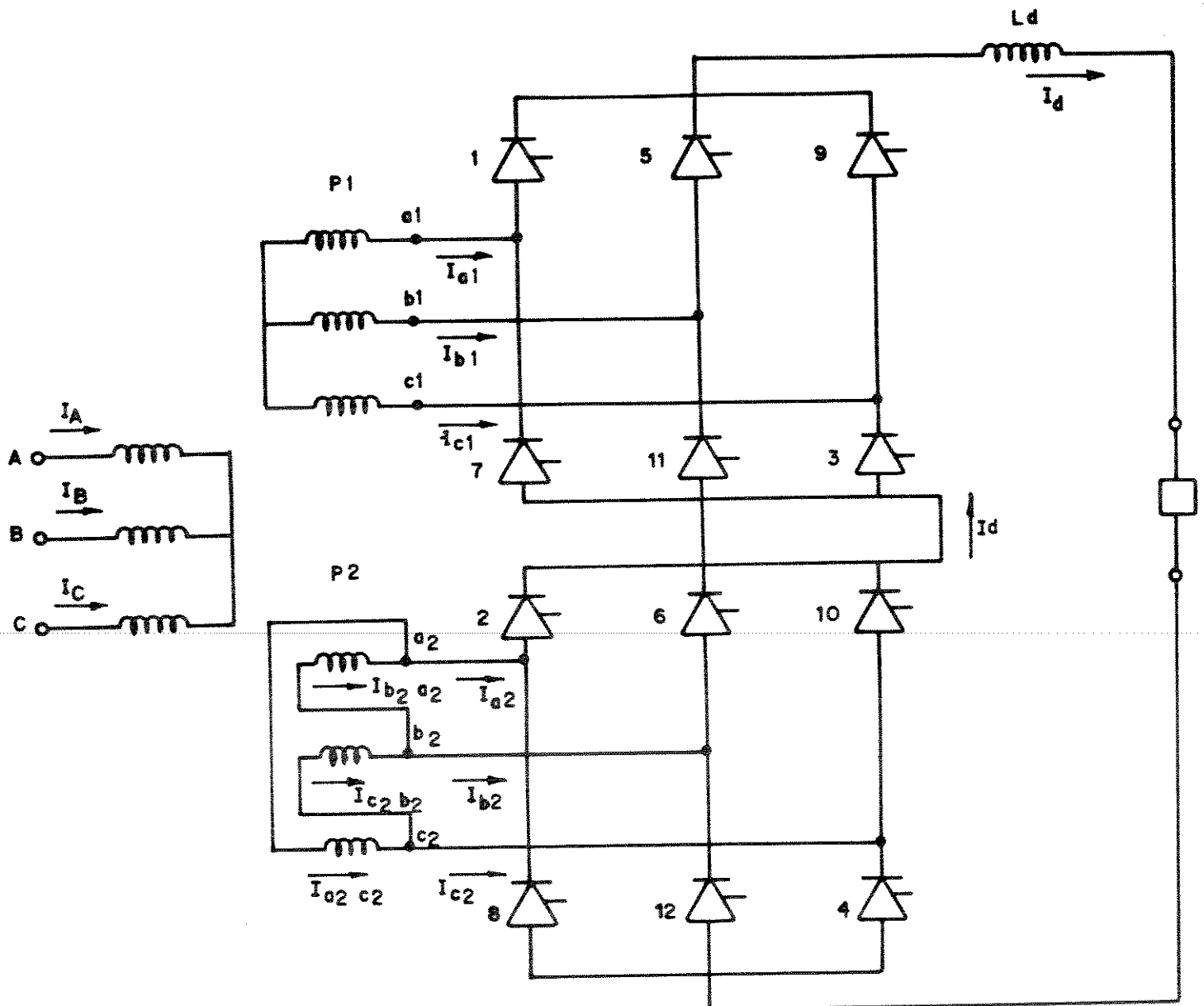


Figura 4.1 - Conversor de 12 Pulsos

Na Figura 4.1. também estão numerados os tiristores, na sequência em que os mesmos entram em condução.

Adotando por conveniência uma relação de espiras igual a 1:1 para o transformador Y/Y e $1:\sqrt{3}$ para o transformador Y/ Δ tem-se:

$$I_A = I_{a_1} + (I_{b_2 a_2}) \sqrt{3} \quad (4.1)$$

$$I_B = I_{b_1} + (I_{c_2 b_2}) \sqrt{3} \quad (4.2)$$

$$I_C = I_{c_1} + (I_{a_2 c_2}) \sqrt{3} \quad (4.3)$$

As correntes I_{a_1} , I_{b_1} e I_{c_1} são apresentadas na Figura 4.2, para ângulo de disparo α igual a 0° e ângulo de comutação μ também igual a 0° .

Na Figura 4.3 são apresentadas as correntes no secundário do transformador Y/ Δ .

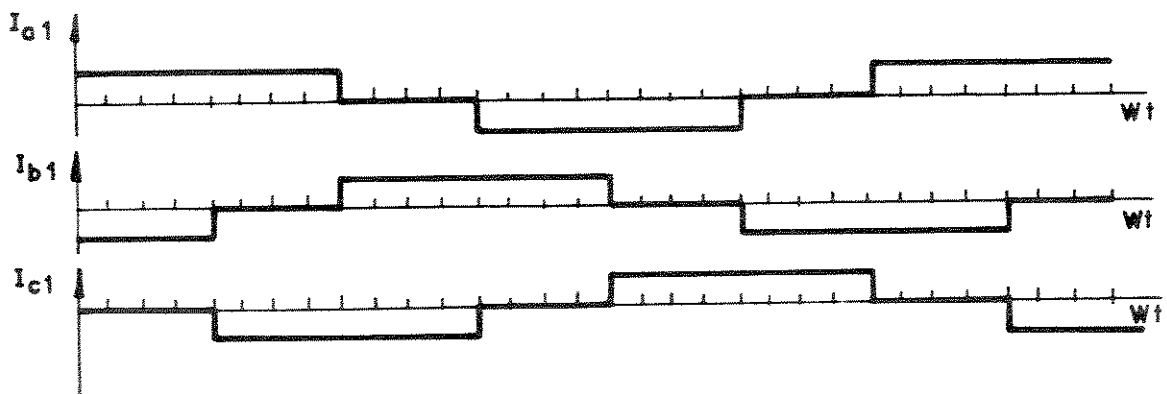


Figura 4.2 - Correntes no Secundário do Transformador Y/Y $\alpha = 0^\circ$, $\mu = 0^\circ$.

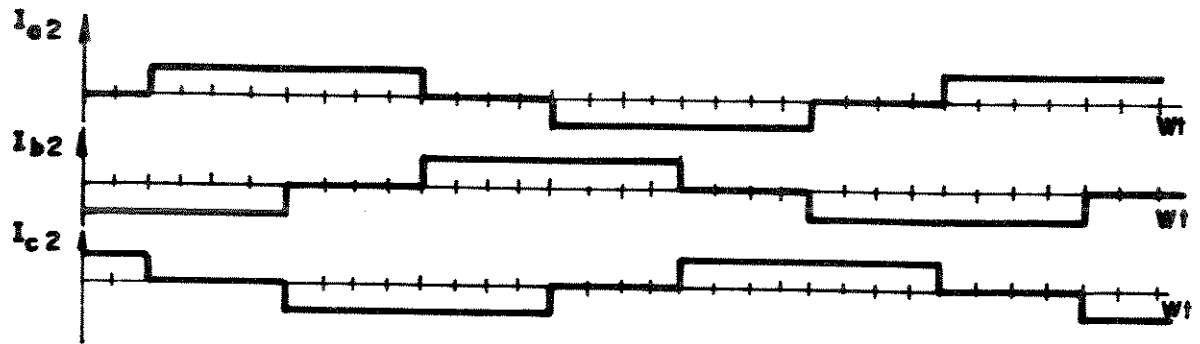


Figura 4.3 - Correntes no Secundário do transformador
 Y/Δ $\alpha = 0^\circ$, $\mu = 0^\circ$.

Pode-se perceber que as correntes da Figura 4.3. estão atrasadas de 30° com relação às da Figura 4.2..

Equacionando - se as correntes da ponte P_2 , tem-se:

$$I_{a_2} = I_{b_2}a_2 - I_{a_2}c_2 \quad (4.4)$$

$$I_{b_2} = I_{c_2}b_2 - I_{b_2}a_2 \quad (4.5)$$

$$I_{c_2} = I_{a_2}c_2 - I_{c_2}b_2 \quad (4.6)$$

(4.5) - (4.4) resulta:

$$I_{b_2} - I_{a_2} = -2I_{b_2}a_2 + I_{c_2}b_2 + I_{a_2}c_2$$

Mas:

$$I_{b_2}a_2 + I_{c_2}b_2 + I_{a_2}c_2 = 0$$

logo:

$$I_{c_2}b_2 + I_{a_2}c_2 = -I_{b_2}a_2 \quad (4.7)$$

$$I_{b_2} - I_{a_2} = -3I_{b_2 a_2}$$

$$I_{b_2 a_2} = \frac{I_{a_2} - I_{b_2}}{3} \quad (4.8)$$

Analogamente:

$$I_{c_2 b_2} = \frac{I_{b_2} - I_{c_2}}{3} \quad (4.9)$$

$$I_{a_2 c_2} = \frac{I_{c_2} - I_{a_2}}{3} \quad (4.10)$$

A corrente $I_{b_2 a_2}'$ referida ao primário dada por:

$$I_{b_2 a_2}' = \sqrt{3} I_{b_2 a_2} \quad (4.11)$$

A Figura 4.4. ilustra as formas de onda de I_{a_2} , I_{b_2} e $I_{b_2 a_2}'$.

A corrente de linha no primário do transformador pode ser obtida como:

$$I_A = I_{a_1} + \sqrt{3} (I_{b_2 a_2}') \quad (4.12)$$

ou

$$I_A = I_{a_1} + I_{b_2 a_2}' \quad (4.13)$$

(veja figura a seguir)

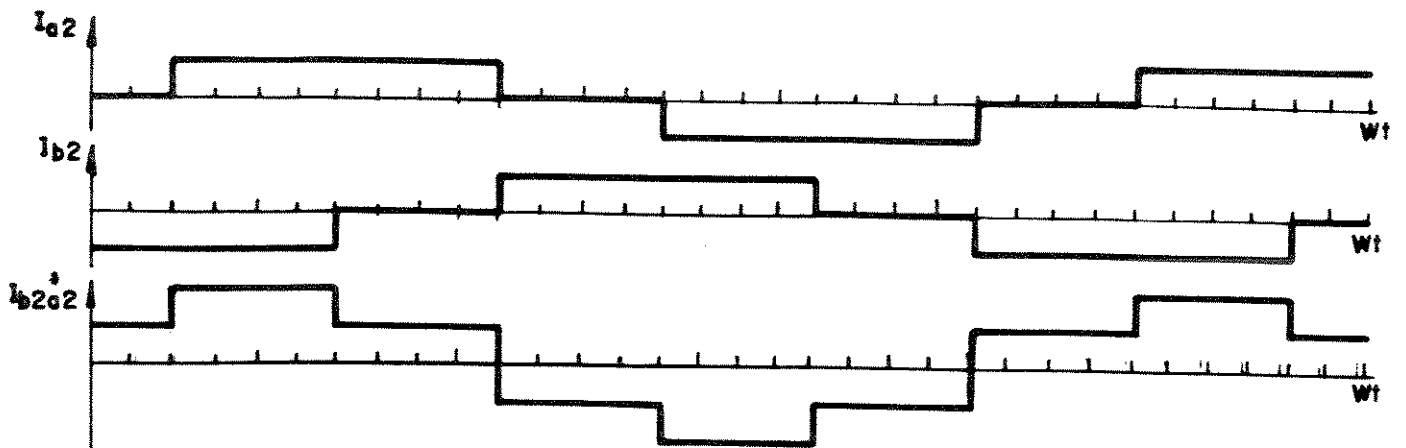


Figura 4.4 - Correntes I_{a_2} , I_{b_2} e $I_{b_2a'_2}$
 $\alpha = 0^\circ$, $\mu = 0^\circ$.

A corrente I_A dada pela soma de I_{a_1} e $I_{b_2a'_2}$ é ilustrada na Figura 4.5.

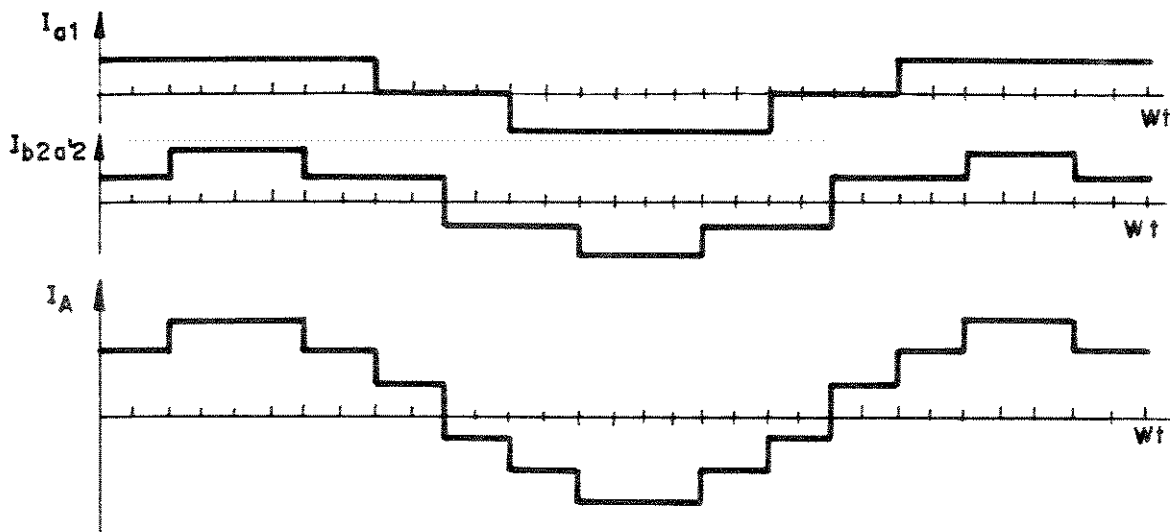


Figura 4.5 - Correntes I_{a_1} , $I_{b_2a'_2}$ e I_A $\alpha = 0^\circ$, $\mu = 0^\circ$

A corrente I_A ilustrada na Figura 4.5 possui harmônicos característicos obedecendo a relação $12q \pm 1$, sendo $q = 1, 2, 3, 4, \dots$

Logo aparecerão apenas os harmônicos 11, 13, 25, 25, ..., sendo eliminados portanto o 5º e 7º harmônicos.

4.2.2. Formas de Onda de Correntes e Tensões

A tensão de saída do conversor de doze pulsos pode ser obtida pela soma das formas de onda de tensões das duas pontes conversoras. As Figuras 4.6 e 4.7. ilustram as formas de onda de tensões e correntes do conversor de doze pulsos, respectivamente para os ângulos de disparo 30° e 150° e ângulo de comutação de 15° . Tem-se para o ângulo de disparo de 30° o conversor funcionando como retificador e para o ângulo de disparo de 150° o conversor funcionando como inversor.

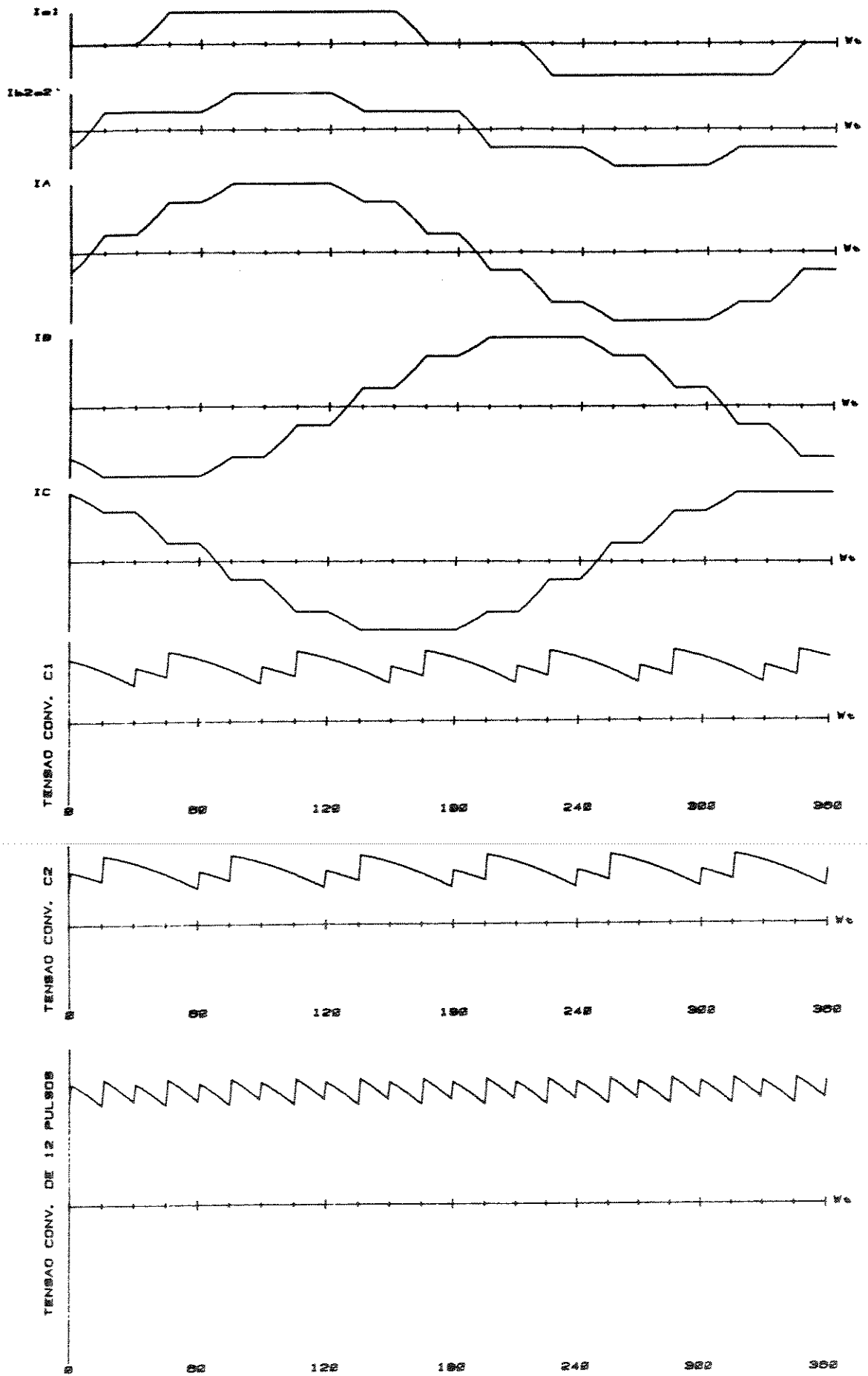


Figura 4.6 - Formas de onda para conversor de 12 pulsos
 $\alpha = 30^\circ$, $\mu = 15^\circ$.

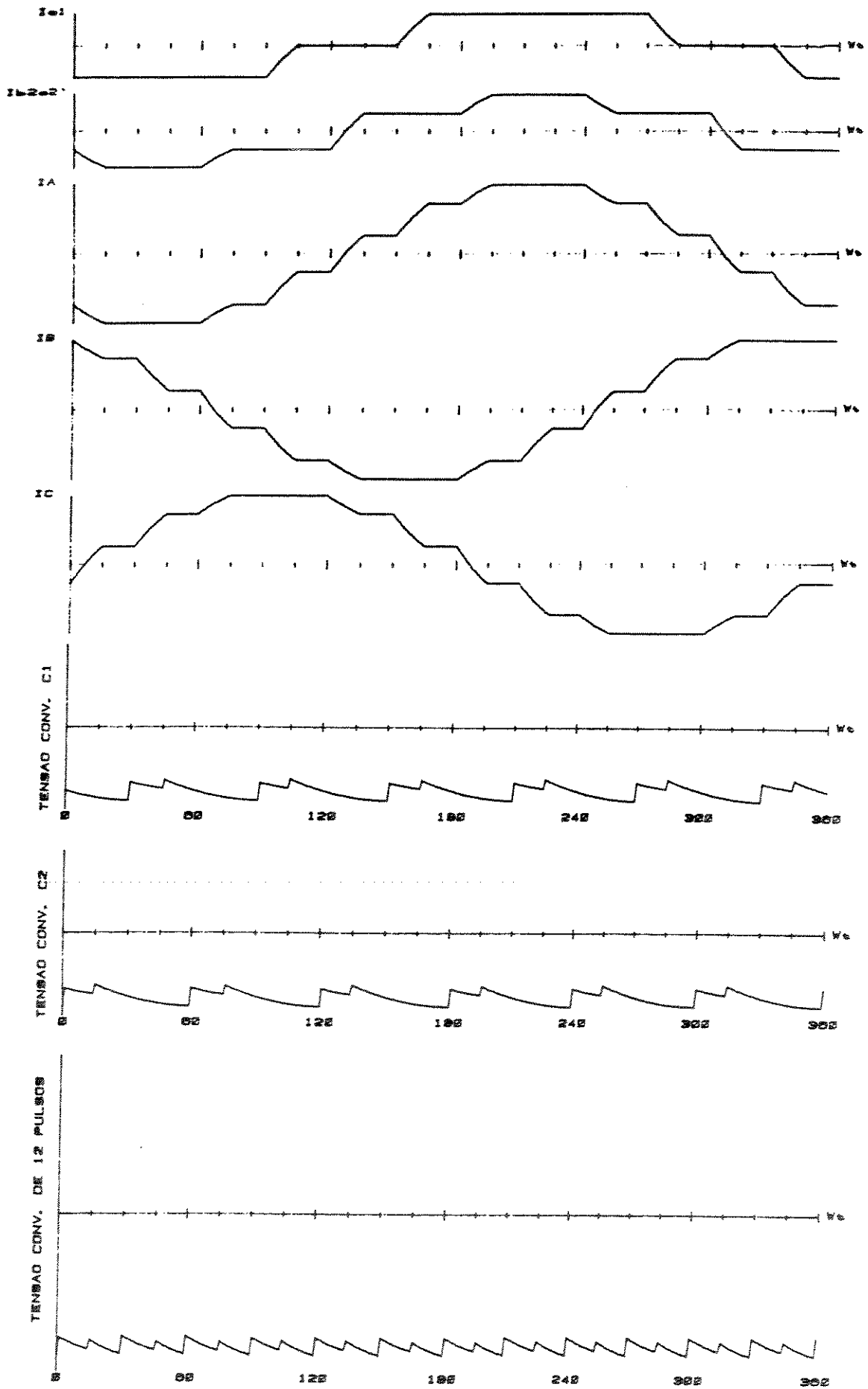


Figura 4.7 - Formas de onda para conversor de 12 pulsos
 $\alpha = 150^\circ$, $\mu = 15^\circ$.

4.2.3 - Conversor Semicontrolado

A Figura 4.8. ilustra o conversor semicontrolado em que uma das pontes totalmente controlada foi substituída por uma ponte não controlada a diodos.

A Figura 4.9. ilustra as formas de onda de tensões e correntes do conversor semicontrolado para ângulo de disparo 30° e ângulo de comutação 0° .

O Conversor semicontrolado tornou-se um conversor de seis pulsos, como pode ser constatado na Figura 4.9. Isto ocorre para qualquer ângulo de disparo α diferente de 0° .

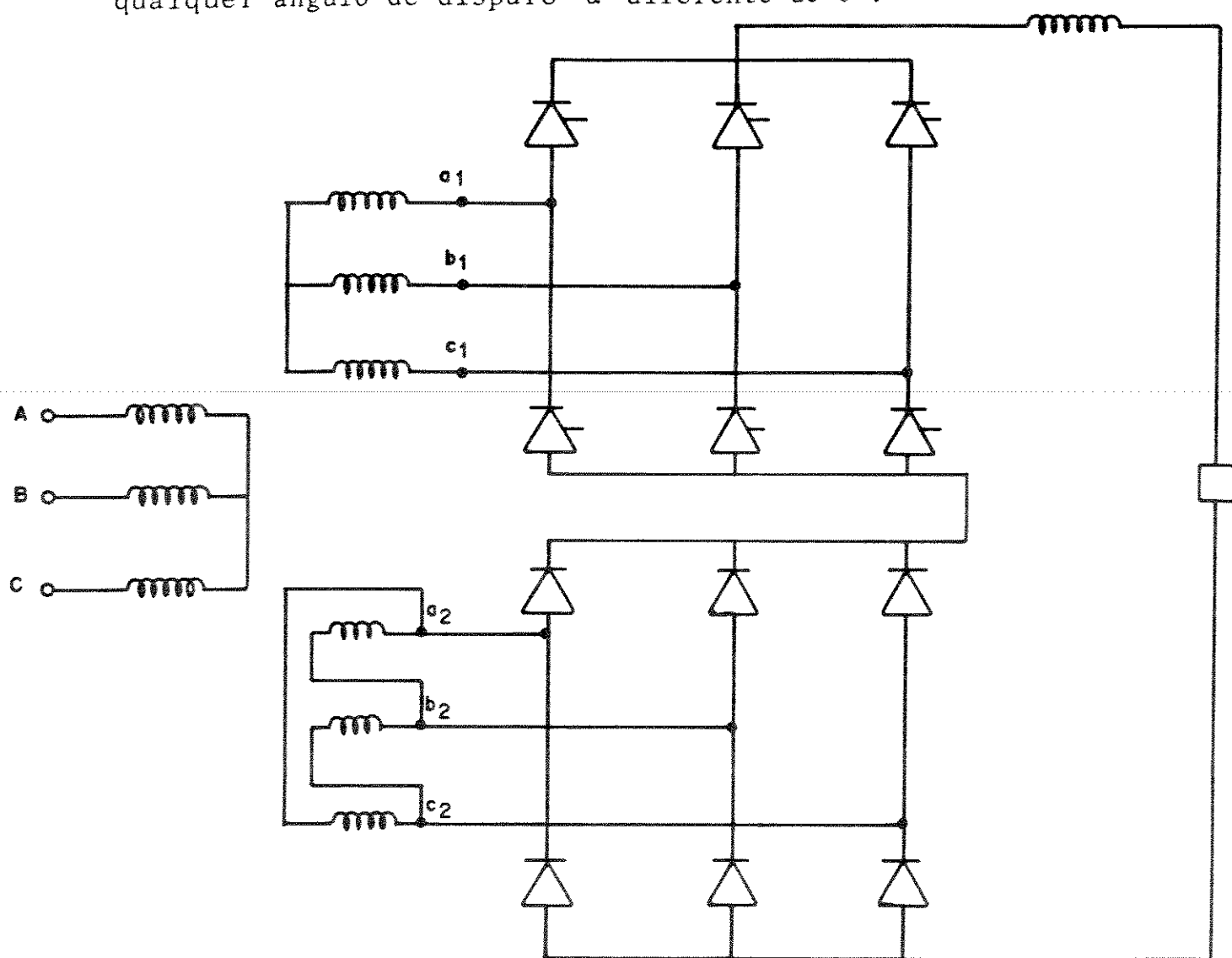


Figura 4.8 - Conversor semicontrolado.

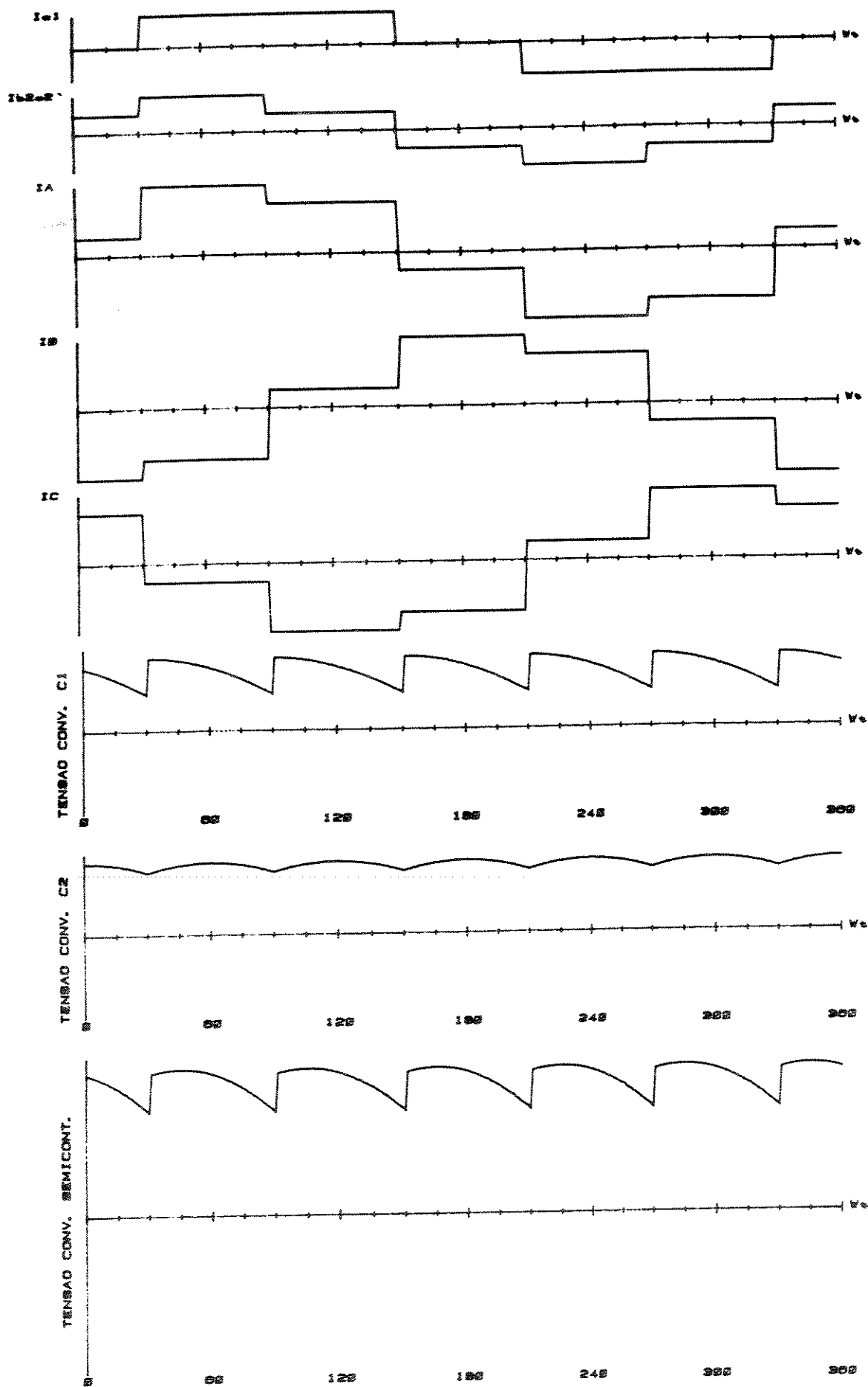


Figura 4.9 - Formas de onda para conversor semi-controlado
 $\alpha = 30^\circ$, $\mu = 0^\circ$.

4.3. CONVERSOR DE DOZE PULSOS COM A UTILIZAÇÃO DE TRANSFORMADORES DELTA ESTENDIDO $\pm 15^\circ$

4.3.1. Equacionamento e Esquema de Ligação

A figura 4.10. ilustra o esquema de ligação do conversor de doze pulsos com a utilização de transformadores delta estendido $\pm 15^\circ$, onde são mostradas as correntes nos tiristores, nos primários e secundários dos transformadores delta estendido $\pm 15^\circ$ e nas linhas de alimentação.

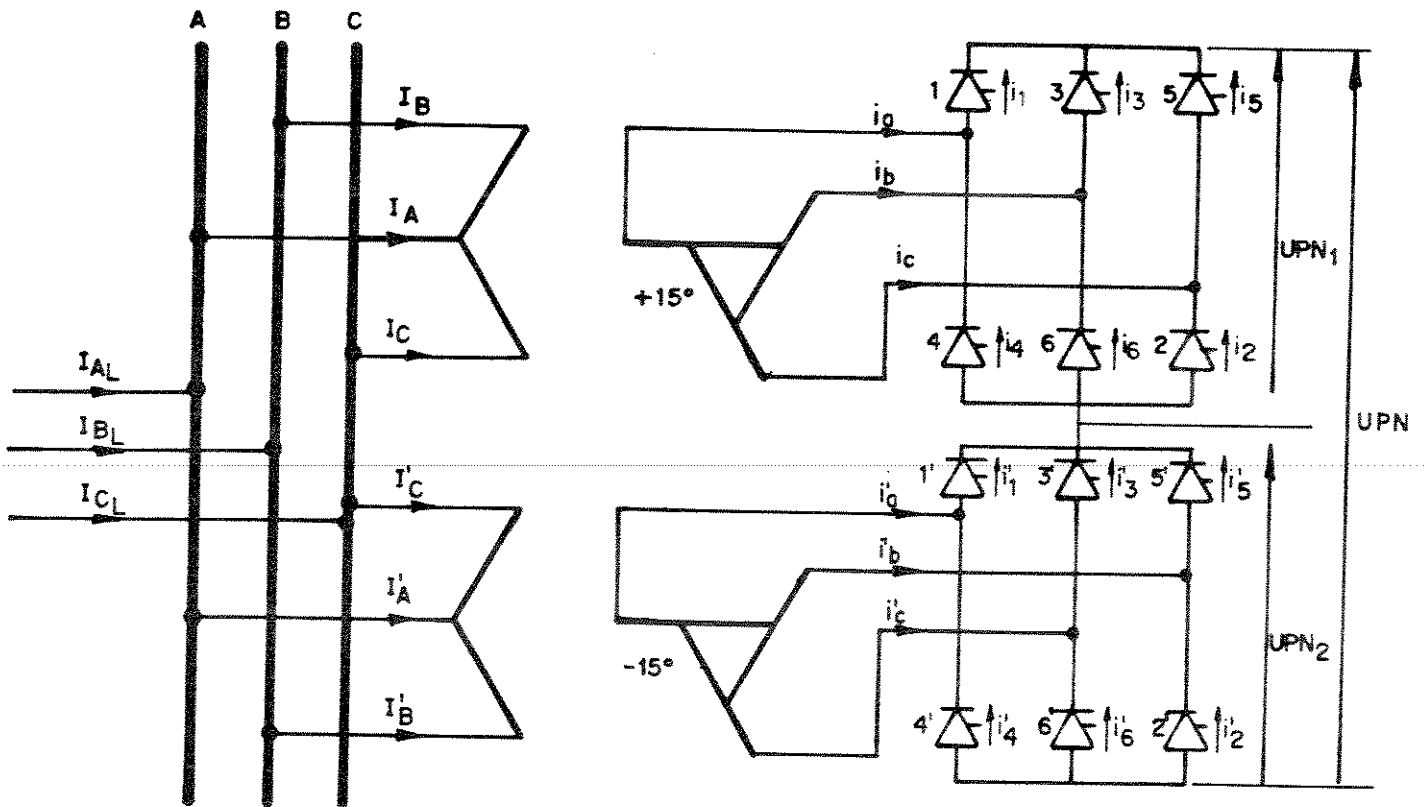


Figura 4.10 - Conversor de doze pulsos com a utilização de transformadores delta estendido $\pm 15^\circ$.

A Figura 4.11. ilustra o diagrama de conexões do transformador delta estendido conforme mostrado no Capítulo III.

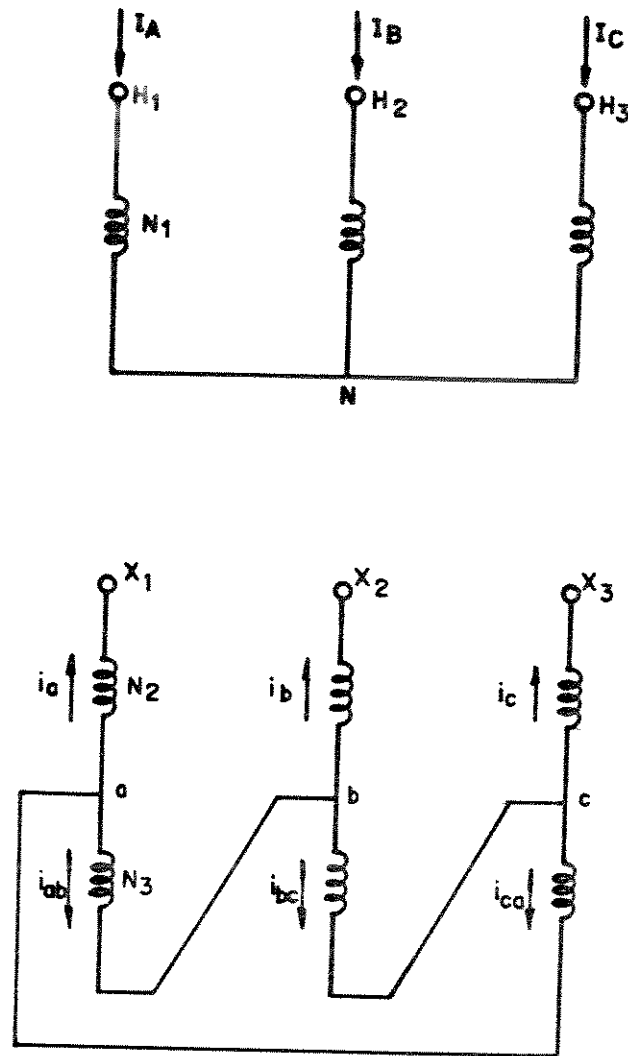


Figura 4.11 - Diagrama de conexões para transformador delta estendido.

Tem-se do Capítulo III, para transformador delta estendido 15° .

$$N_2 = 0,518 N_1$$

$$N_3 = 0,897 N_1$$

Fazendo o balanço de força magnetomotriz na primeira coluna do núcleo e desprezando-se a corrente de magnetização, tem-se:

$$N_1 I_A - N_2 i_a + N_3 i_{ab} = 0 \quad (4.14)$$

$$\text{Mas } i_{ab} = \frac{i_b - i_a}{3}$$

Logo

$$N_1 I_A - 0,518 N_1 i_a + 0,897 N_1 \frac{i_b - i_a}{3} = 0$$

$$I_A - 0,518 i_a + 0,299 i_b - 0,299 i_a = 0$$

$$I_A - 0,817 i_a + 0,299 i_b = 0$$

$$I_A = 0,817 i_a - 0,299 i_b \quad (4.15)$$

Desta forma a corrente do primário foi obtida em função das correntes do secundário.

Analogamente

$$I_B = 0,817 i_b - 0,299 i_c \quad (4.16)$$

$$I_C = 0,817 i_c - 0,299 i_a \quad (4.17)$$

$$\text{Sendo } i_a = I_1 - I_4 \quad (4.18)$$

$$i_b = I_3 - I_6 \quad (4.19)$$

$$i_c = I_5 - I_2 \quad (4.20)$$

Fazendo o balanço de força magnetomotriz para o transformador estrela/delta - estendido - 15° , resulta:

$$I'_A = 0,817 i'_a - 0,299 i'_b \quad (4.21)$$

$$I'_B = 0,817 i'_c - 0,299 i'_a \quad (4.22)$$

$$I'_C = 0,817 i'_b - 0,299 i'_c \quad (4.23)$$

Sendo

$$i'_a = I'_1 - I'_4 \quad (4.24)$$

$$i'_b = I'_5 - I'_2 \quad (4.25)$$

$$i'_c = I'_3 - I'_6 \quad (4.26)$$

As correntes de alimentação são obtidas

$$I_{A_L} = I_A + I'_A \quad (4.27)$$

$$I_{B_L} = I_B + I'_B \quad (4.28)$$

$$I_{C_L} = I_C + I'_C \quad (4.29)$$

A Figura 4.12 ilustra as formas de onda das correntes I_p^{DE1} , I_p^{DE2} , I_{A_L} , I_{B_L} , I_{C_L} , e as tensões UPN_1 , UPN_2 , e UP_N para ângulo de disparo $\alpha = 0^\circ$ e ângulo de comutação $\mu = 0^\circ$.

(veja figura a seguir)

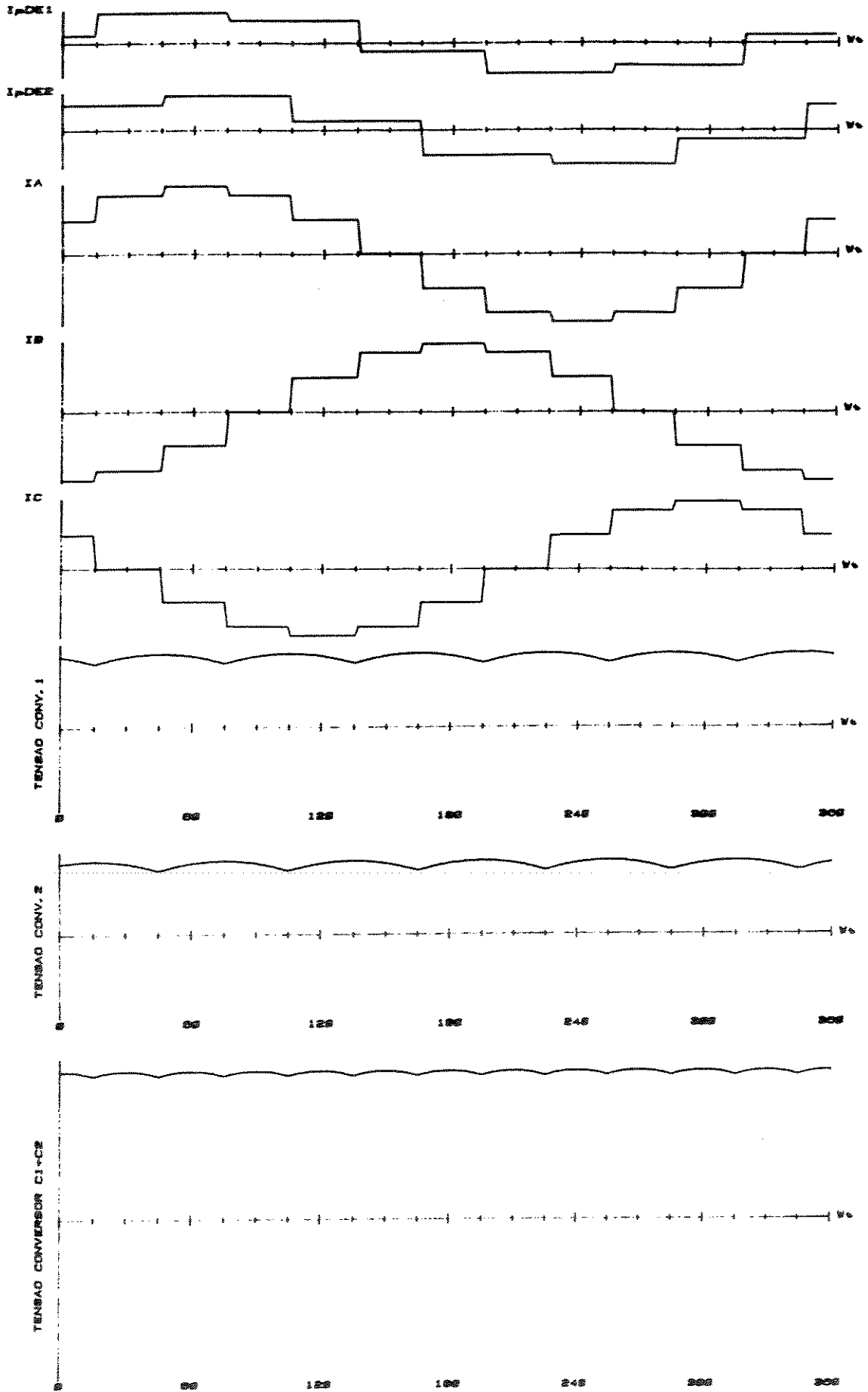


Figura 4.12 - Formas de onda para conversor de doze pulsos com transformadores delta estendido $\alpha = 0^\circ$, $\mu = 0^\circ$.

A Figura 4.13 ilustra as formas de onda de tensões e correntes do conversor de doze pulsos com transformadores delta estendido para ângulo de disparo $\alpha = 30^\circ$ e ângulo de comutação $\mu = 15^\circ$. Neste caso o conversor funciona como retificador. O funcionamento como inversor é ilustrado na figura 4.14., onde são mostradas as formas de onda de correntes e tensões para ângulo de disparo $\alpha = 150^\circ$ e ângulo de comutação $\mu = 15^\circ$.

(veja figura a seguir)

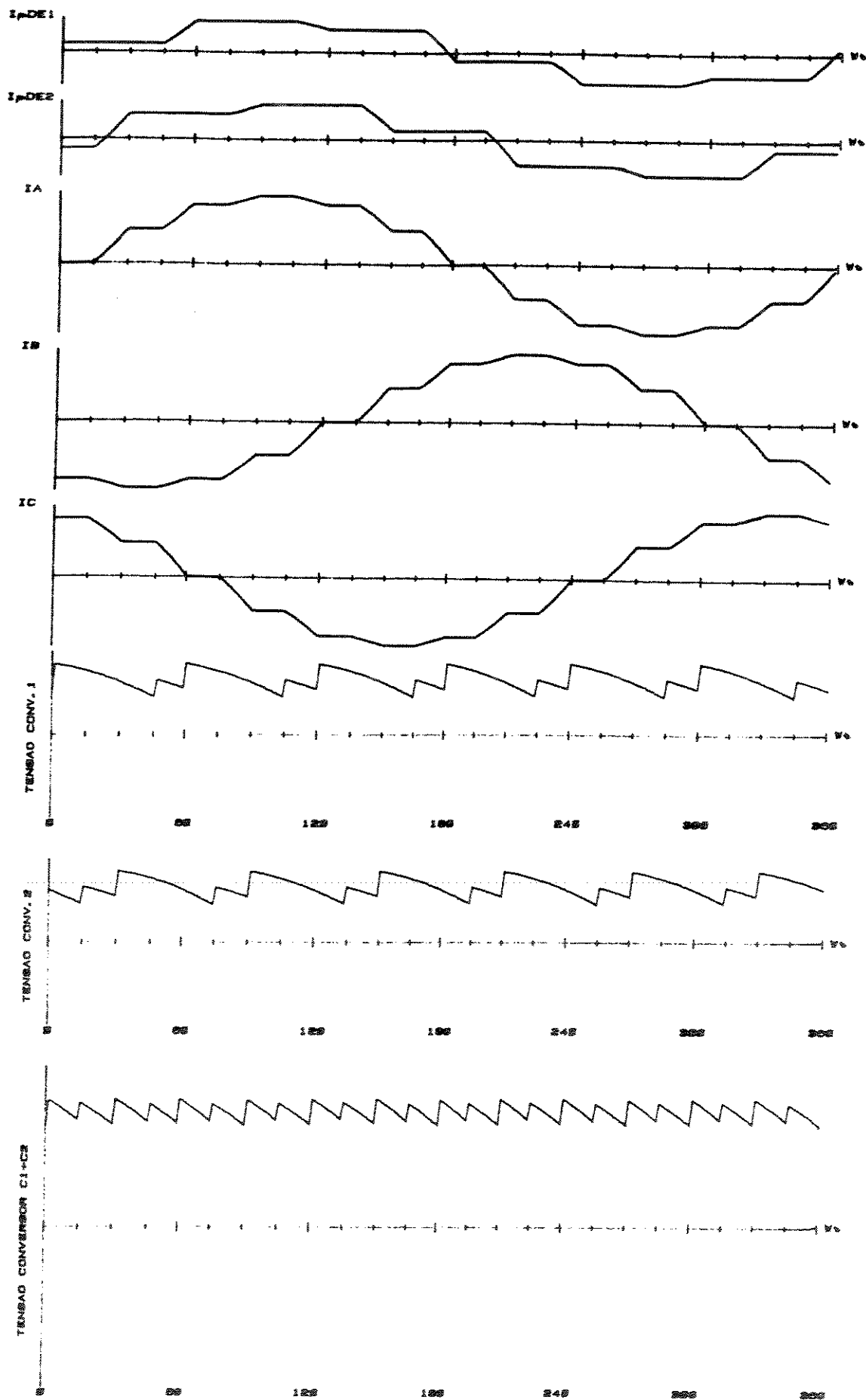


Figura 4.13 - Formas de onda para conversor de doze pulsos com transformadores delta estendido $\alpha = 30^\circ$, $\mu = 15^\circ$.

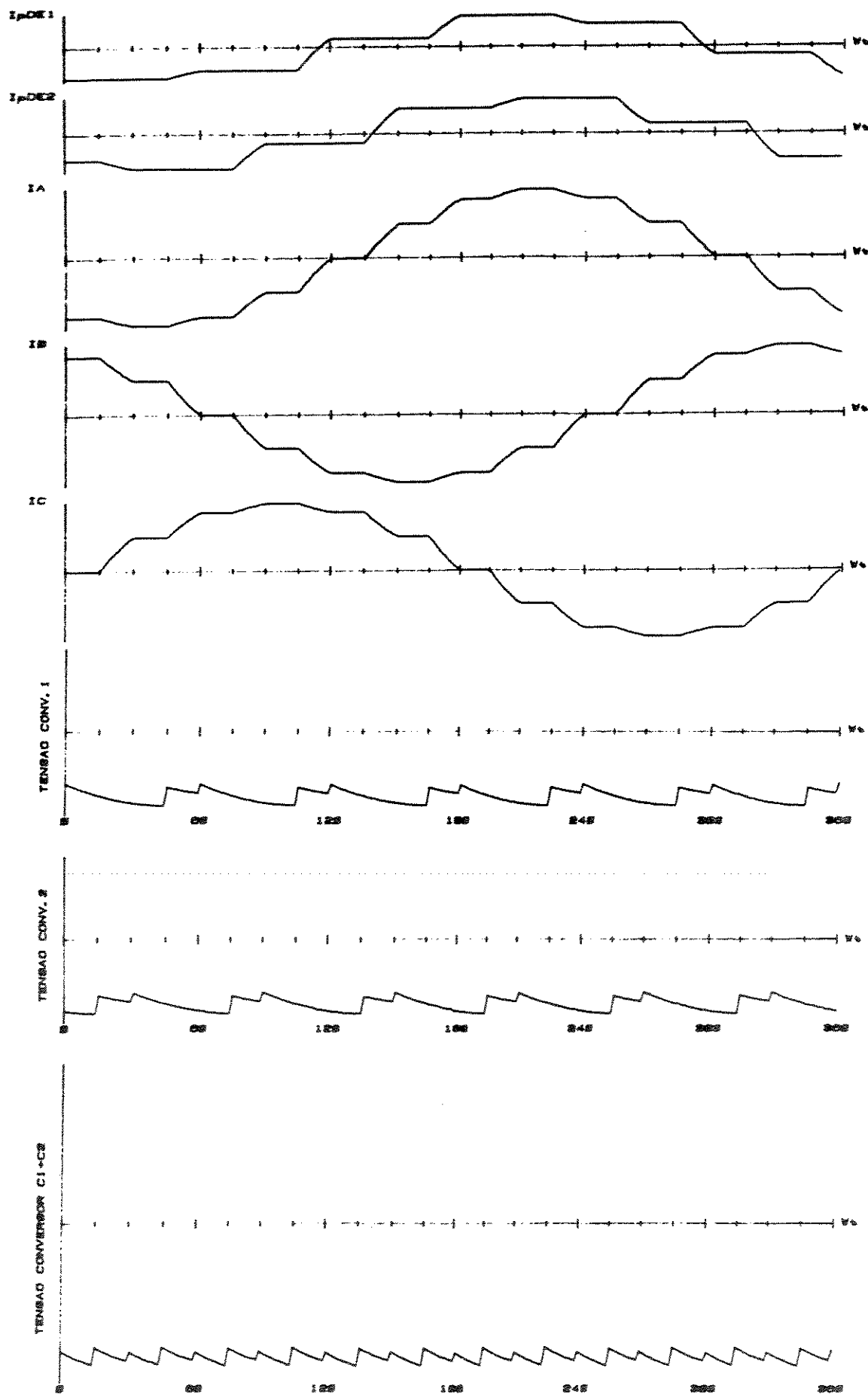


Figura 4.14 - Formas de onda para conversor de doze pulsos com transformadores delta estendido $\alpha = 150^\circ$, $\mu = 15^\circ$.

4.4 CONVERSOR DE DOZE PULSOS COM A UTILIZAÇÃO DE TRANSFORMADORES DELTA/ZIGUE-ZAGUE $\pm 15^\circ$

4.4.1 - Equacionamento e esquema de ligação do transformador delta/zigue-zague.

A Figura 4.15 ilustra o transformador delta/zigue - zague onde são mostradas as correntes no primário e secundário.

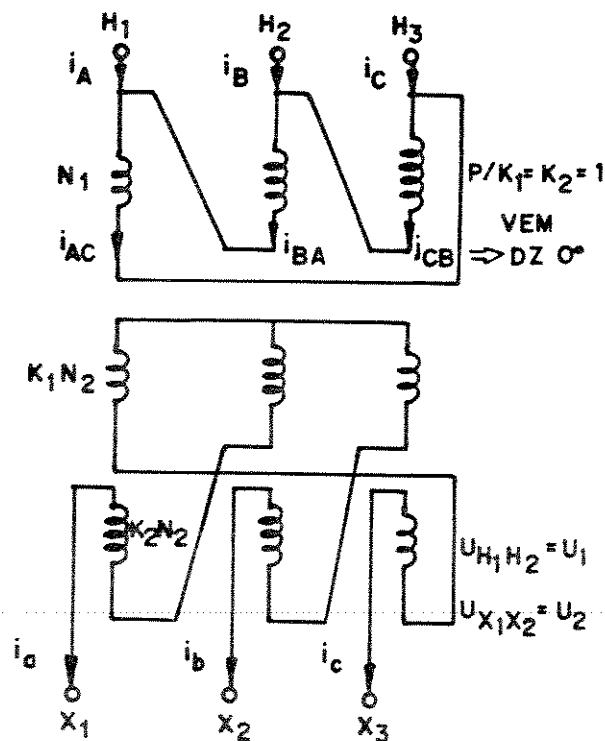


Figura 4.15 - Transformador delta/zigue-zague.

Fazendo o balanço de forças magnetomotrizes nas 1ª e 2ª colunas do núcleo, vem:

$$N_1 i_{AC} - k_2 N_2 i_a + k_1 N_2 i_c = 0 \quad (4.30)$$

$$N_1 i_{BA} - k_2 N_2 i_b + k_1 N_2 i_a = 0 \quad (4.31)$$

Para se obter $Dz 15^\circ$, tem-se

$$k_1 = 0,5176$$

$$k_2 = 1,4142$$

Para a obtenção de relação de transformação 1:1, ou seja, $U_1 = U_2$, deve-se ter:

$$N_1 = 3N_2 \quad (4.32)$$

Das equações (4.30) e (4.31), resulta:

$$3i_{AC} - 1,4141i_a + 0,5176i_c = 0 \quad (4.33)$$

$$-3i_{BA} + 1,4142i_b - 0,5176i_a = 0 \quad (4.34)$$

Somando (4.33) e (4.34):

$$3(i_{AC} - i_{BA}) = 1,9318i_a - 1,4142i_b - 0,5176i_c$$

Como:

$$i_A = i_{AC} - i_{BA}$$

Resulta:

$$3i_A = 1,9318i_a - 1,4142i_b - 0,5176i_c$$

$$i_A = 0,6439i_a - 0,4714i_b - 0,1715i_c \quad (4.35)$$

Para se obter $\Delta Z - 15^\circ$ tem-se

$$k_1 = 1,4142 \quad (4.36)$$

$$k_2 = 0,5176 \quad (4.37)$$

Substituindo (4.36) e (4.37) nas equações 4.30 e 4.31, resulta

$$N_1 i_{AC} - 0,5176N_2 i_a + 1,4142N_2 i_c = 0 \quad (4.38)$$

$$N_1 i_{BA} - 0,5176N_2 i_b + 1,4142N_2 i_a = 0 \quad (4.39)$$

Mas $N_1 = 3N_2$ logo

$$3N_2 i_{AC} - 0,5176N_2 i_a + 1,4142N_2 i_c = 0$$

$$3N_2 i_{BA} - 0,5176N_2 i_b + 1,4142N_2 i_a = 0$$

$$3i_{AC} - 0,5176i_a + 1,4142i_c = 0 \quad (4.40)$$

$$-3i_{BA} + 0,5176i_b - 1,4142i_a = 0 \quad (4.41)$$

Somando-se (4.40) e (4.41)

$$3(i_{AC} - i_{BA}) - 1,9318i_a + 0,5176i_b + 1,4142i_c = 0$$

$$3i_A = 1,9318i_a - 0,5176i_b - 1,4142i_c$$

$$i_A = 0,6439i_a - 0,1715i_b - 0,4714i_c \quad (4.42)$$

A Figura 4.16 ilustra o conversor de doze pulsos com a utilização de transformadores delta/zigue-zague $\pm 15^\circ$.

As correntes I_{pDZ1} , I_{pDZ2} , I_A , I_B , I_C e as tensões UPN_1 , UPN_2 e UPN serão mostradas a seguir.

A Figura 4.17. ilustra as formas de onda de tensões e correntes indicadas na Figura 4.16. para ângulo de disparo $\alpha = 0^\circ$ e ângulo de comutação $\mu = 0^\circ$. A Figura 4.18. ilustra as formas de onda de correntes e tensões para $\alpha = 30^\circ$ e $\mu = 15^\circ$ e a Figura 4.19 para $\alpha = 150^\circ$ e $\mu = 15^\circ$.

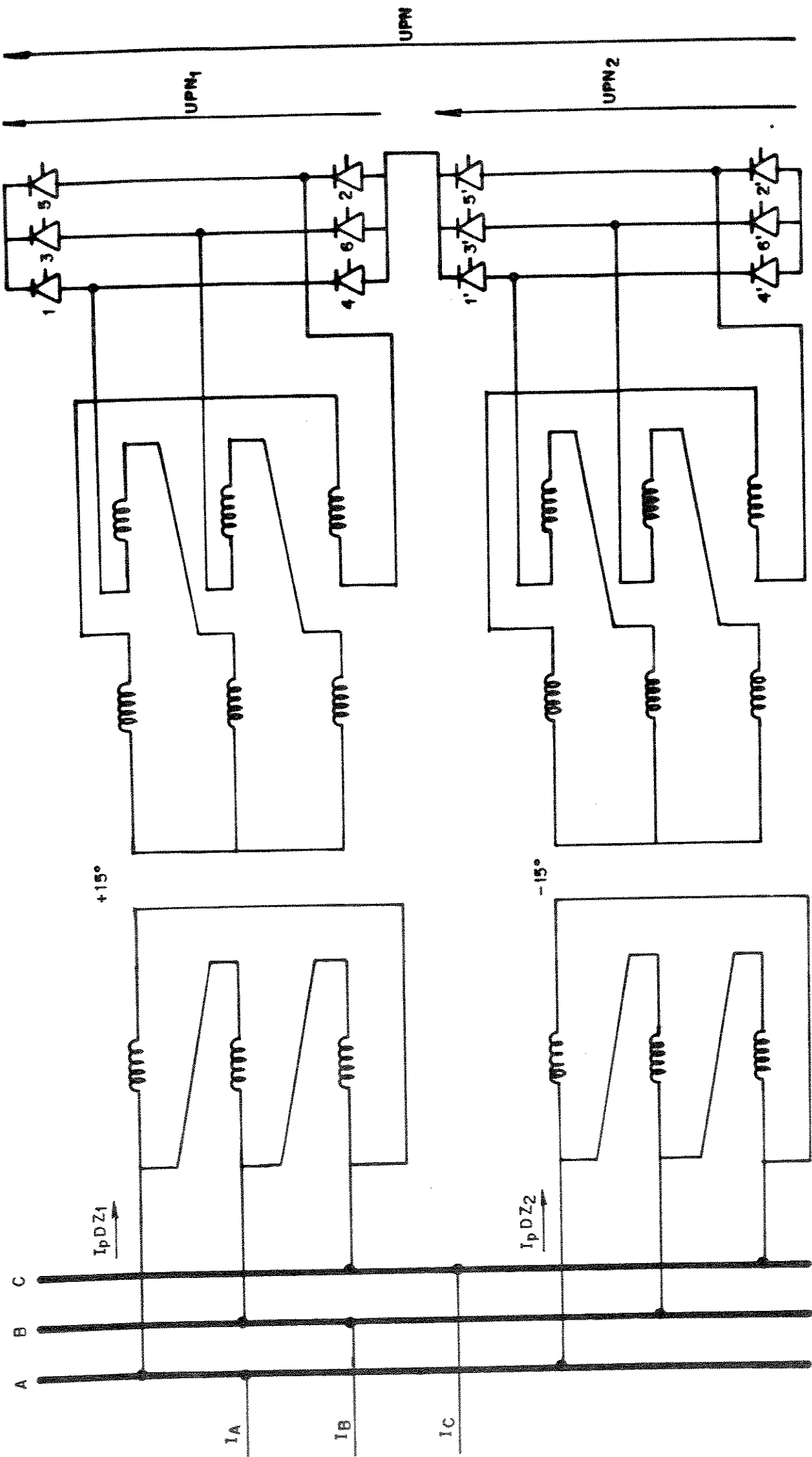


Figura 4.16 - Conversor de doze pulsos com a utilização de transformadores delta/zigue-zague $+ 150$.

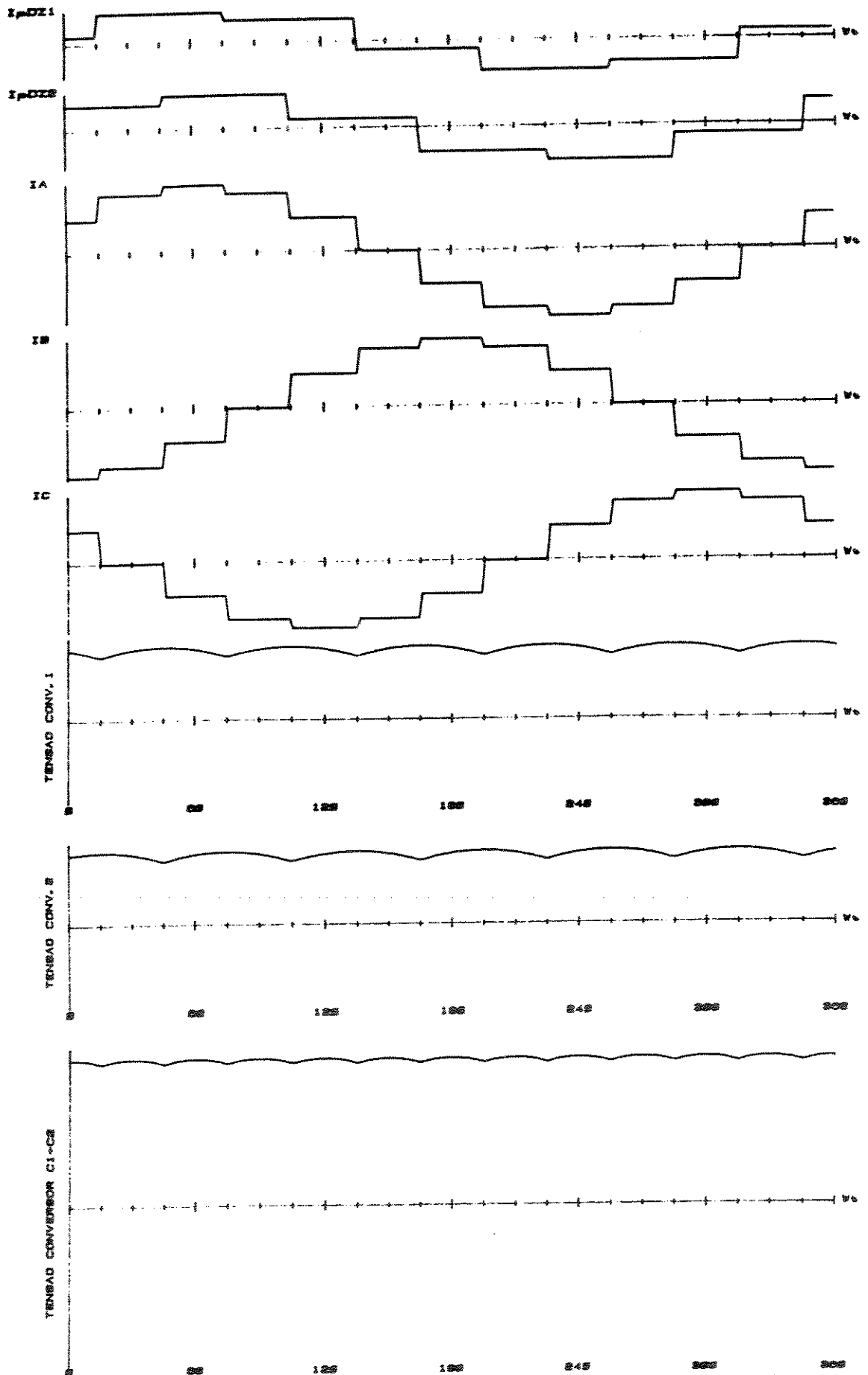


Figura 4.17 - Formas de onda de correntes e tensões para conversor de doze pulsos com a utilização de transformadores delta/zigue-zague $\pm 15^\circ$.
 $\alpha = 0^\circ$, $\mu = 0^\circ$.

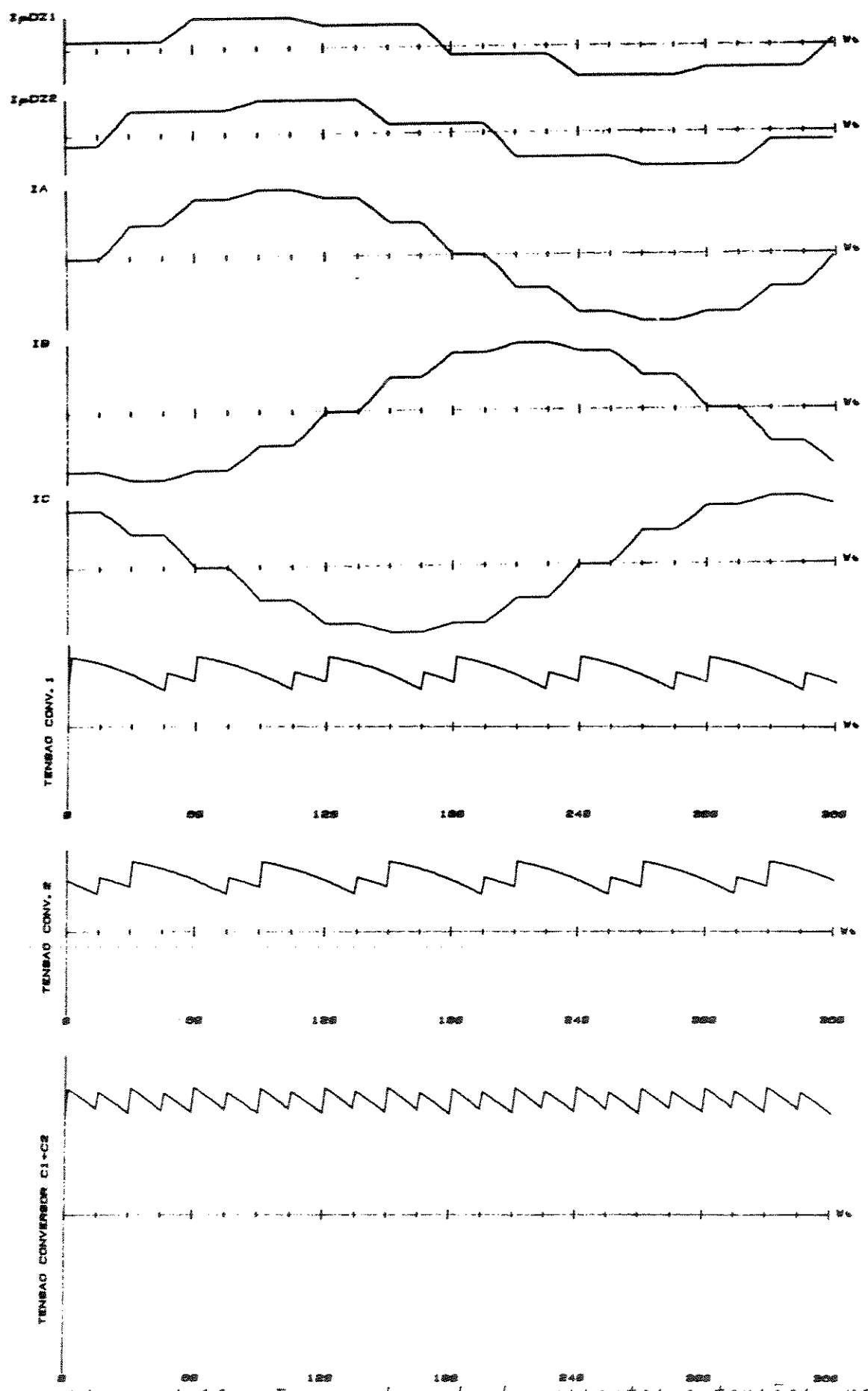


Figura 4.18 - Formas de onda de correntes e tensões para conversor de doze pulsos com a utilização de transformadores delta/zigue-zague + 15°. $\alpha = 30^\circ$, $\mu = 15^\circ$.

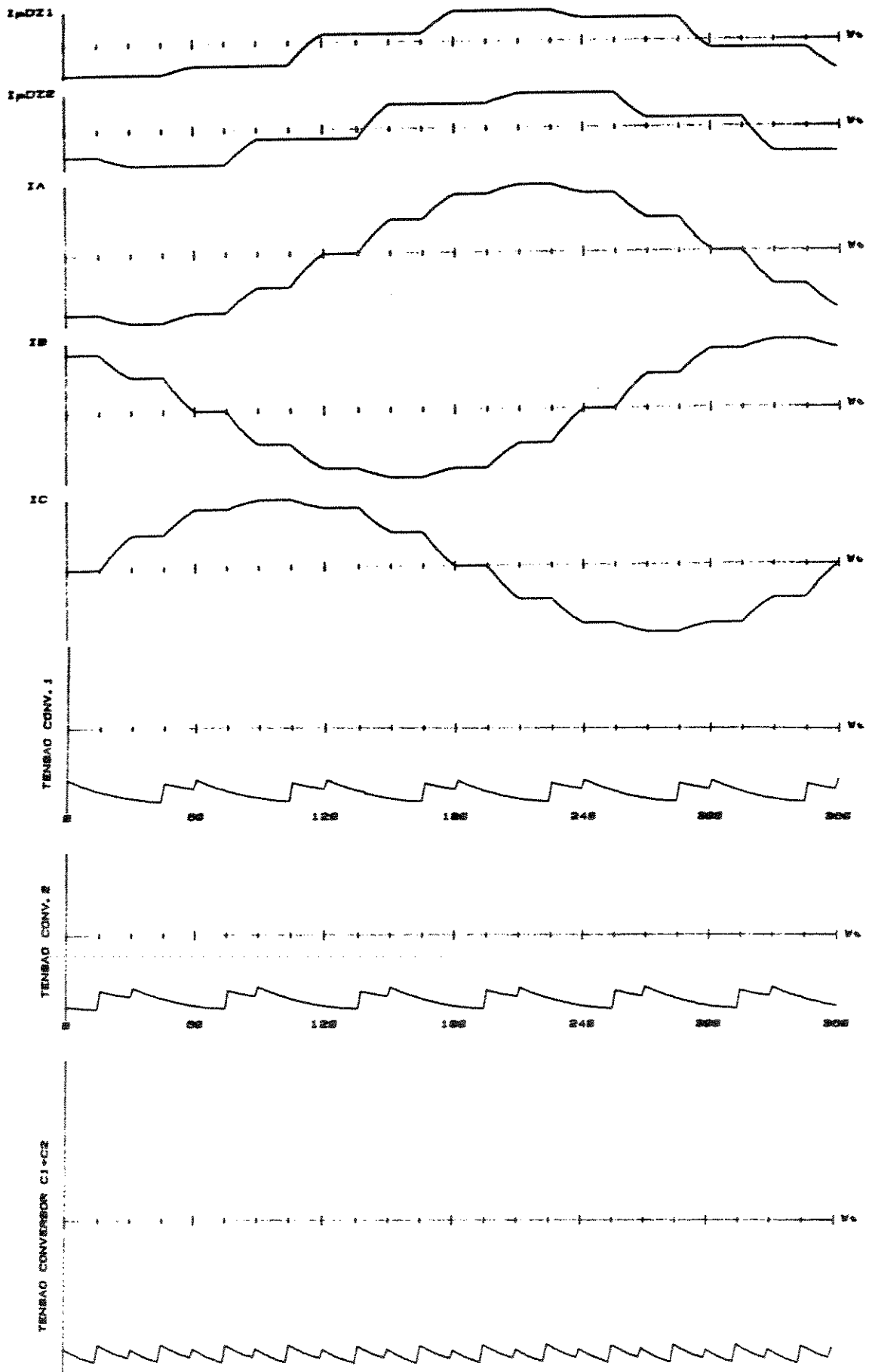


Figura 4.19 - Formas de onda de correntes e tensões para conversor de doze pulsos com a utilização de transformadores delta/zigue-zague $\pm 15^\circ$.

$$\alpha = 150^\circ, \mu = 15^\circ.$$

4.5 - CONVERSOR DE DOZE PULSOS COM A UTILIZAÇÃO DE PONTES DE OITO TIRISTORES (SCR's)

A Figura 4.20 ilustra o conversor de doze pulsos com pontes de oito SCR's. O sistema convencional pode ser obtido pela exclusão dos SCR's auxiliares.

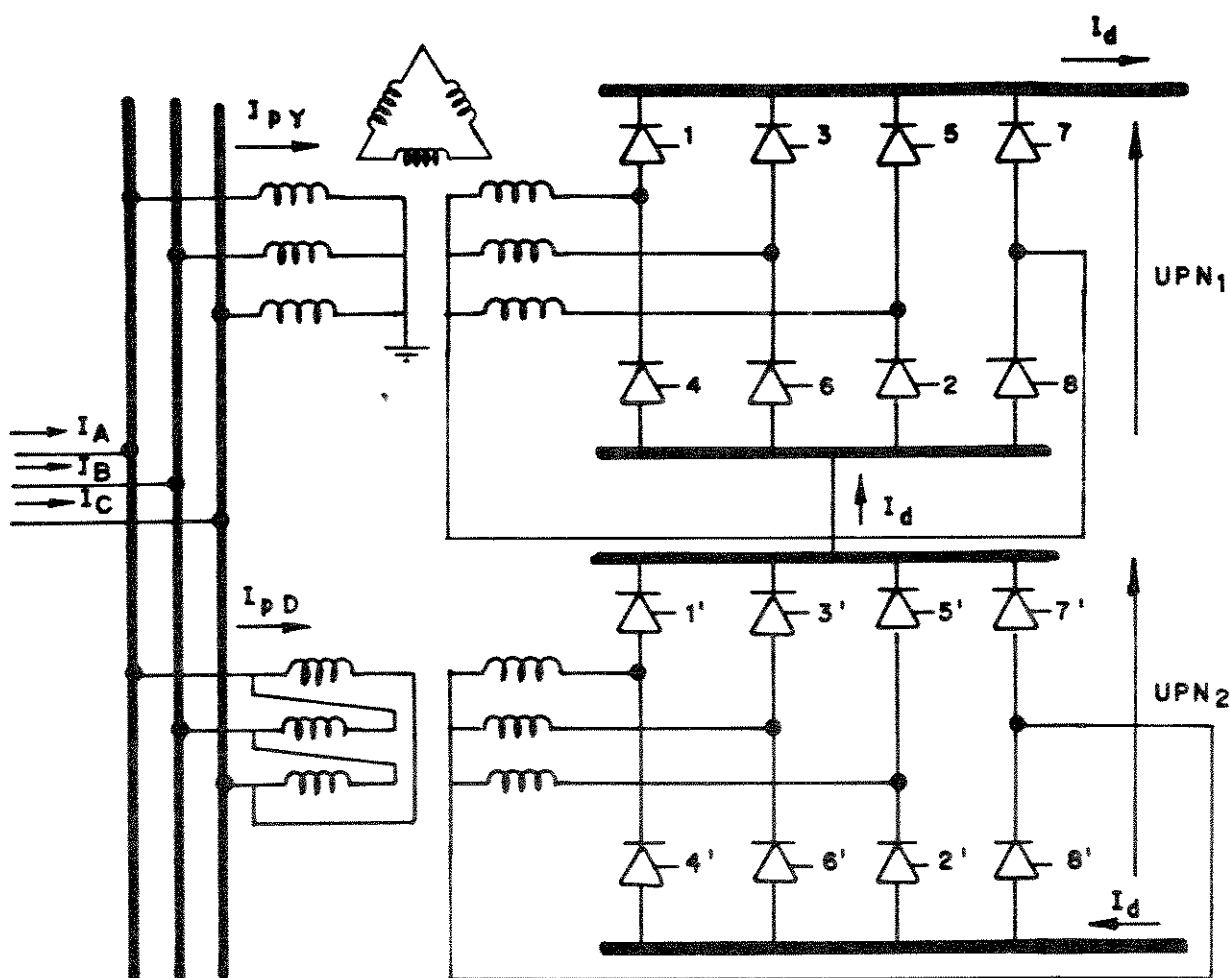


Figura 4.20 - O conversor de doze pulsos com a utilização de pontes de oito tiristores.

A Figura 4.21. ilustra as formas de onda de correntes I_{pY} , I_{pD} , I_A , I_B , I_C e das tensões UPN_1 , UPN_2 e UPN mostradas na Figura 4.20, para ângulos de disparo α_1 e α_2 iguais a 41° e δ_1' e δ_2' iguais a 0° .

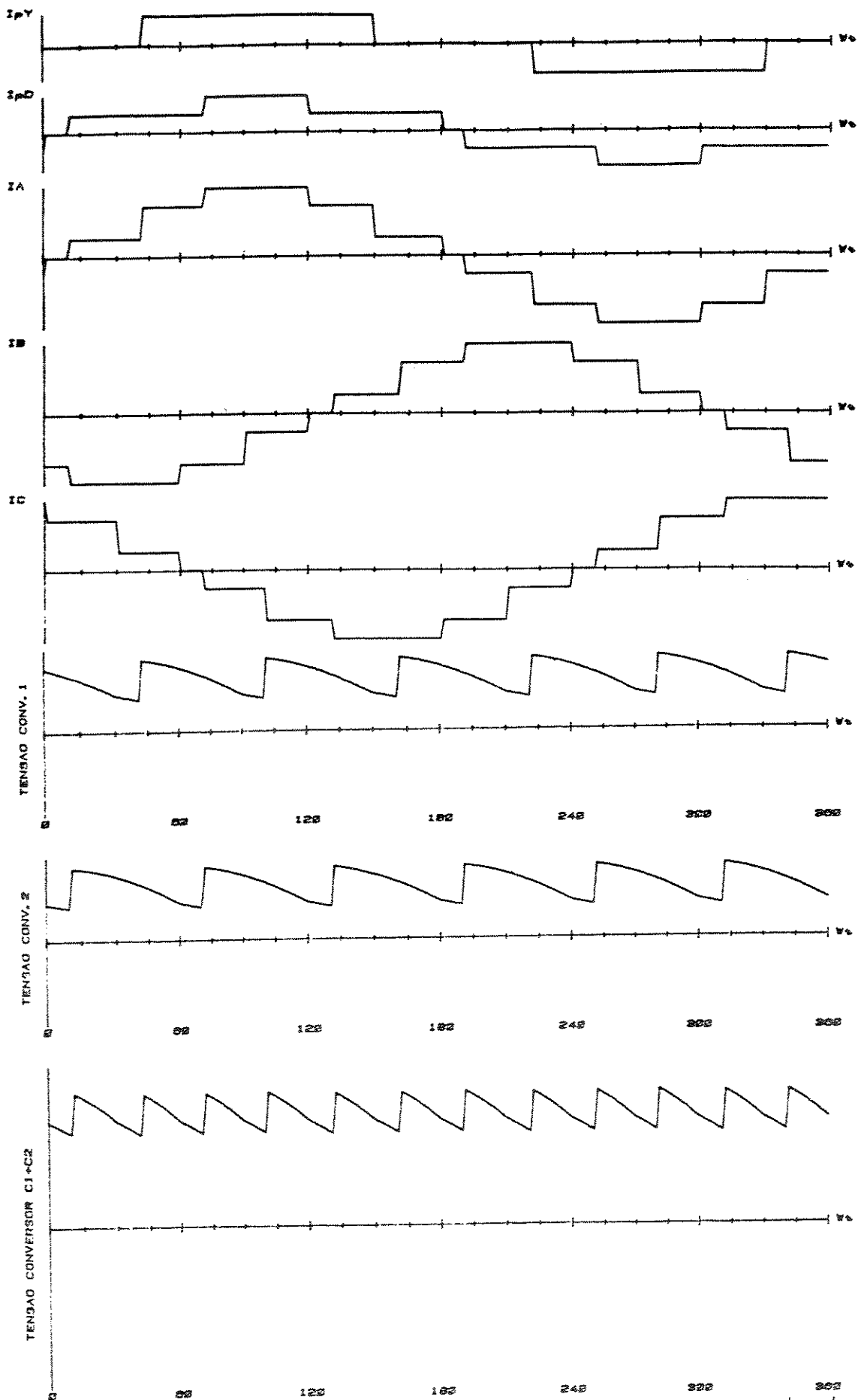


Figura 4.21 - Formas de onda para conversor de doze pulsos com pontes de oito SCR's - $\alpha_1 = \alpha_2 = 41^\circ$; $\delta_1' = \delta_2' = 0^\circ$.

4.6 - OPERAÇÃO ASSIMÉTRICA DO CONVERSOR DE DOZE PULSOS COM A UTILIZAÇÃO DE PONTES CONVENCIONAIS E PONTES DE OITO TIRISTORES

4.6.1 - A operação assimétrica do conversor de doze pulsos com pontes convencionais

A Figura 4.22 ilustra as formas de onda de tensões e correntes para o conversor de doze pulsos, com pontes convencionais, nas quais o ângulo de disparo de uma das pontes é variável. No caso da Figura 4.22. $\alpha_1 = 0^\circ$ e $\alpha_2 = 43^\circ$.

(veja figura a seguir)

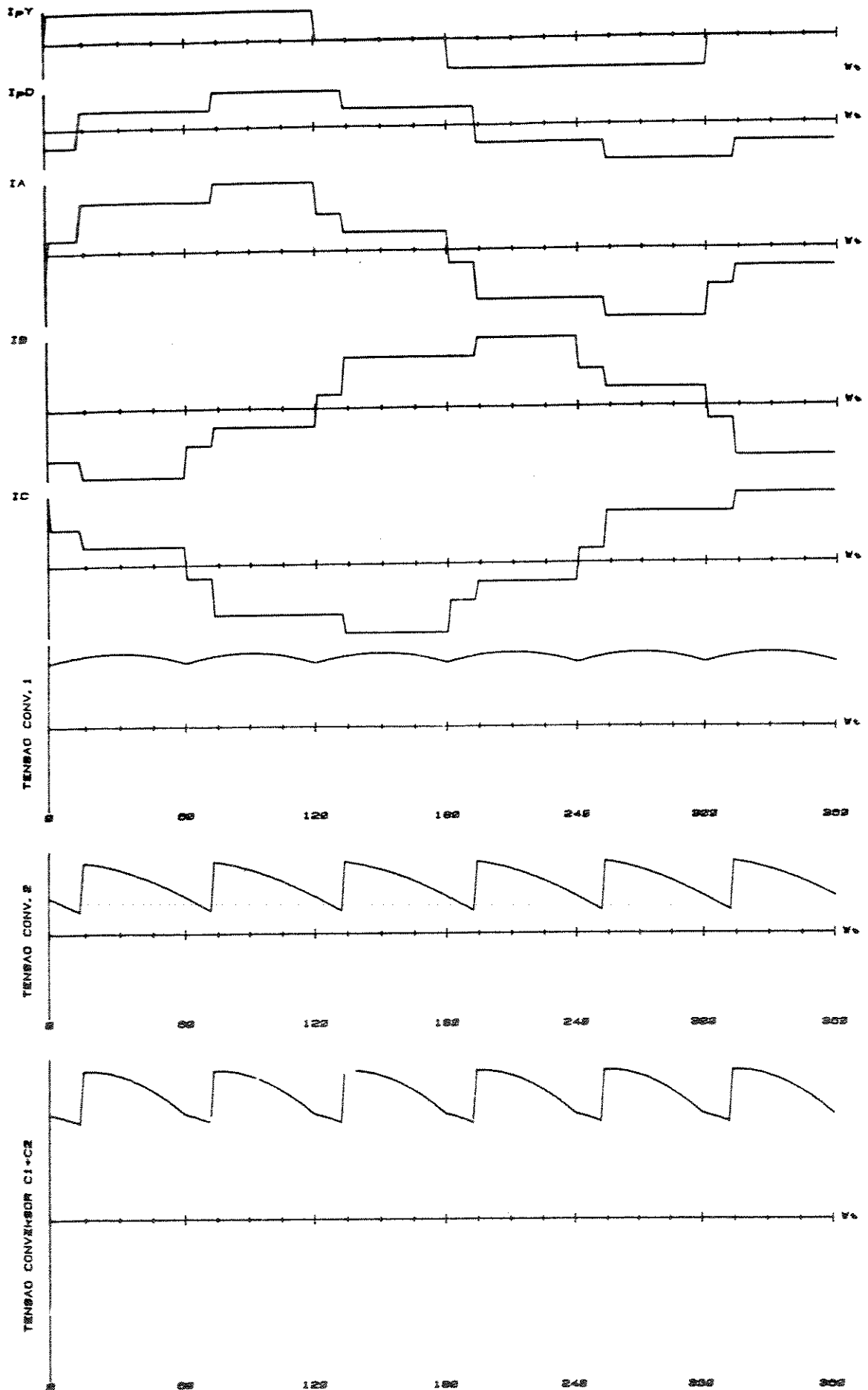


Figura 4.22 - Formas de onda para conversor de doze pulsos com pontes convencionais - $\alpha_1 = 0^\circ$, $\alpha_2 = 43^\circ$.

4.6.2 - A Operação Assimétrica do Conversor de Doze Pulsos com Pontes de Oito Tiristores

4.6.2.1 - Formas de onda

A Figura 4.23. mostra as formas de ondas para α_1 igual a 0° , α_2 igual a 65° e $\delta_2 = 0$, caracterizando a operação como retificadora. A Figura 4.24. retrata as ondas anteriores para α_1 igual a 160° , α_2 igual a 145° e δ_2' igual a 92° , caracterizando a operação como inversora.

(veja figura a seguir)

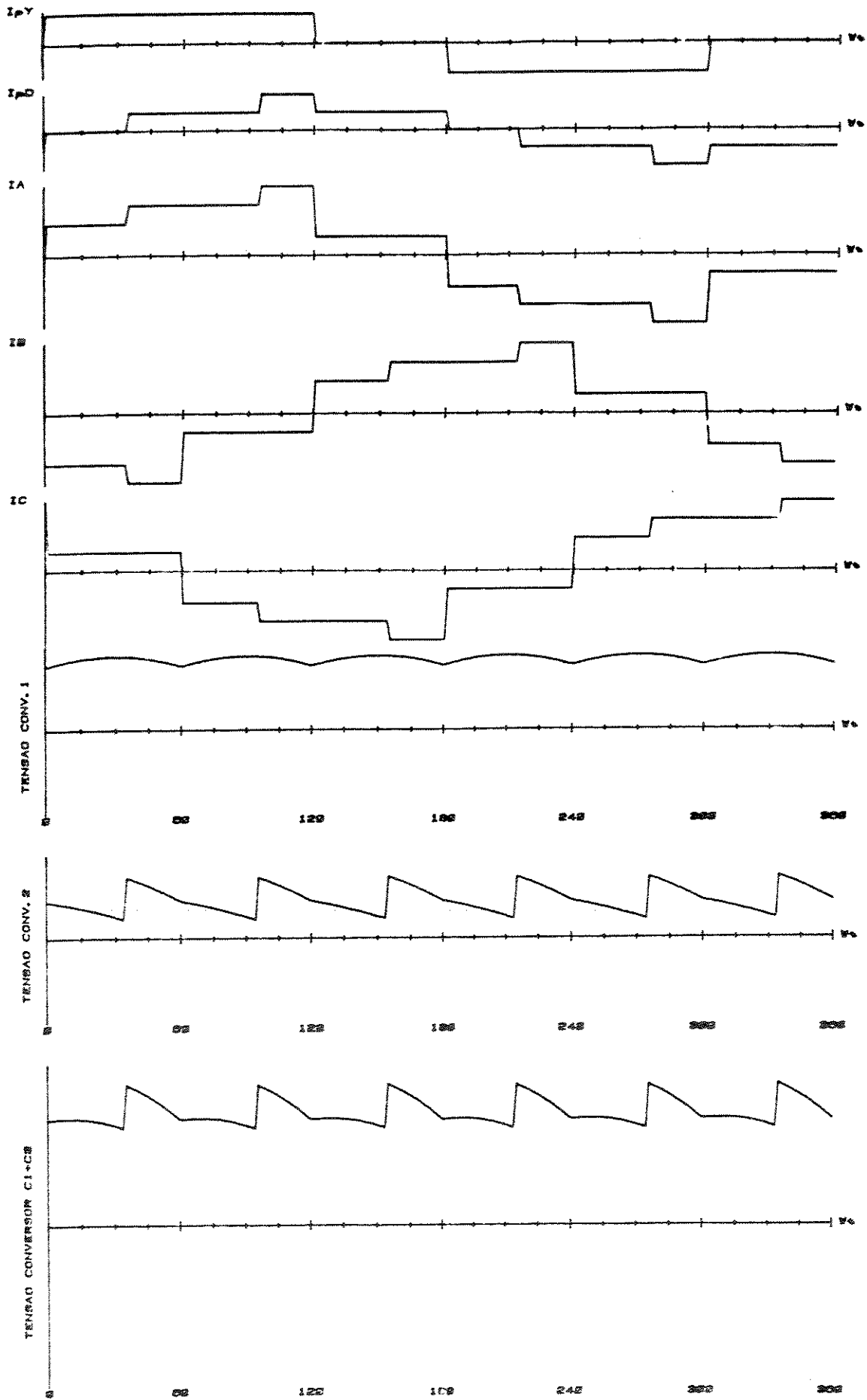


Figura 4.23 - Formas de onda para conversor de doze pulsos com pontes de oito SCR's - $\alpha_1 = 0^\circ$, $\alpha_2 = 65^\circ$, $\delta_2' = 0^\circ$.

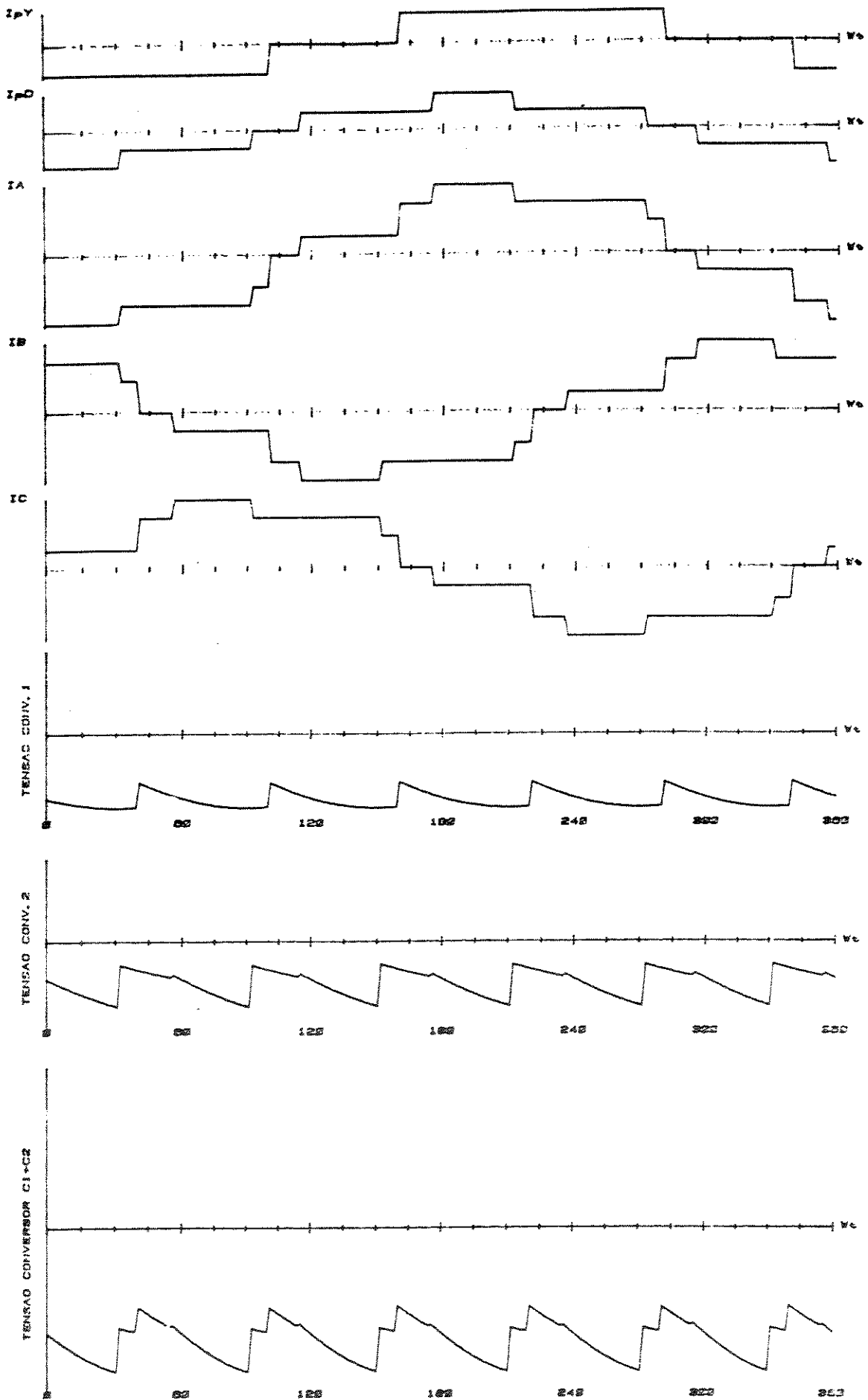


Figura 4.24 - Formas de onda para conversor de doze pulsos com pentes de oito SCR's - $\alpha_1 = 160^\circ$, $\alpha_2 = 145^\circ$, $\delta_2' = 92^\circ$.

4.6.2.2 - A Estratégia de Disparo (ANEXO A-I)

Baseado no critério de mesmo valor médio da tensão DC do Conversor de Doze Pulsos Simétrico, procura-se calcular os ângulos de disparo dos SCR's principais e auxiliares. Basicamente tem-se os seguintes modos de operação típicos:

Modo 1

Fixa-se o ângulo de disparo α_1 da ponte 1 em 0° . Calcula-se inicialmente o ângulo de disparo α_2 da ponte 2. Caso α_2 seja menor que 30° , não existe disparo dos SCR's auxiliares.

Modo 2

Define-se o ângulo α_1 em 0° . Calcula-se o ângulo α_2 de maneira convencional. Caso α_2 seja maior que 30° , o ângulo δ_2' deve ser fixado 0° . A seguir recalcula-se α_2 , pela equação 4.43. ou seja

$$\alpha_2 = \cos^{-1} [2 \cdot \sqrt{3} \cdot \cos \alpha_c - (1 + \sqrt{3})] - 30^\circ \quad (4.43)$$

onde

α_c - ângulo de disparo das pontes convencionais, na operação simétrica. Deve ser notado que a faixa de variação de α_2 deve ser entre 30° e 150° .

Modo 3

Define-se novamente α_1 em 0° . Caso α_2 de 4.43. não seja possível de ser calculado, fixa-se então α_2 em 145° (α crítico) e calcula-se δ_2' pela equação 4.44.

$$\delta_2' = \cos^{-1} [2 \cdot \sqrt{3} \cdot \cos \alpha_c - (\sqrt{3} + \cos 175^\circ)] \quad (4.44)$$

E a faixa de variação de δ_2' deve ser, $0^\circ < \delta_2' < 120^\circ$.

Modo 4

Caso δ_2' do Modo 3 for maior que 120° , a estratégia recomendada é a de se fixar δ_2' em 120° e α_2 em 145° e calcular α_1 pela equação 4.45).

$$\alpha_1 = \cos^{-1} \left[\frac{-(\cos 120^\circ + \cos 175^\circ) + 2\sqrt{3} \cdot \cos \alpha_c}{\sqrt{3}} \right] \quad (4.45)$$

Deve-se notar que neste caso a ponte 2 trabalha como inversora.

Modo 5

Neste modo, a operação da ponte 1 deve ser no modo inversora convencional, isto é, com α_1 igual a 160° . Fixa-se então δ_2' em 0° e calcula-se α_2 pela equação 4.46.

$$\alpha_2 = \cos^{-1} [2 \cdot \sqrt{3} \cdot \cos \alpha_c - \sqrt{3} \cdot \cos 160^\circ - 1] - 30^\circ \quad (4.46)$$

Modo 6

Caso α_2 calculado pela equação 4.46. seja maior que 145° , fixa-se α_2 em 145° e calcula-se δ_2' pela equação 4.47.

$$\delta_2' = \cos^{-1} [2 \cdot \sqrt{3} \cdot \cos \alpha_c - (\cos 175^\circ + \sqrt{3} \cdot \cos 160^\circ)] \quad (4.47)$$

Modo 7

Como a ponte 2 ainda deve operar como inversora, caso δ_2' calculado pela equação 4.47. seja maior que 120° , calcula-se α_2 pela equação convencional 4.48.. Neste caso não pode haver disparo dos SCR's auxiliares.

$$\alpha_2 = \cos^{-1} [2 \cdot \cos \alpha_c - \cos \alpha_1] \quad (4.48)$$

4.6.3 - Análise harmônica e fator de potência

As Figuras 4.25 e 4.26 mostram os espectros harmônicos para pontes convencionais operando respectivamente nos modos simétrico e assimétrico para $\alpha_1 = \alpha_2 = 30^\circ$ no primeiro caso e $\alpha_1 = 0^\circ$, $\alpha_2 = 43^\circ$ no segundo caso.

As Figuras 4.27 e 4.28 ilustram os espectros harmônicos para pontes com oito tiristores também operando nos modos simêtrico e assimétrico para $\alpha_1 = \alpha_2 = 41^\circ$ e $\delta_1' = \delta_2' = 0^\circ$; $\alpha_1 = 0^\circ$, $\alpha_2 = 65^\circ$ e $\delta_2 = 0^\circ$.

A corrente de saída do lado DC foi considerada 1 [pu].

(veja figura a seguir)

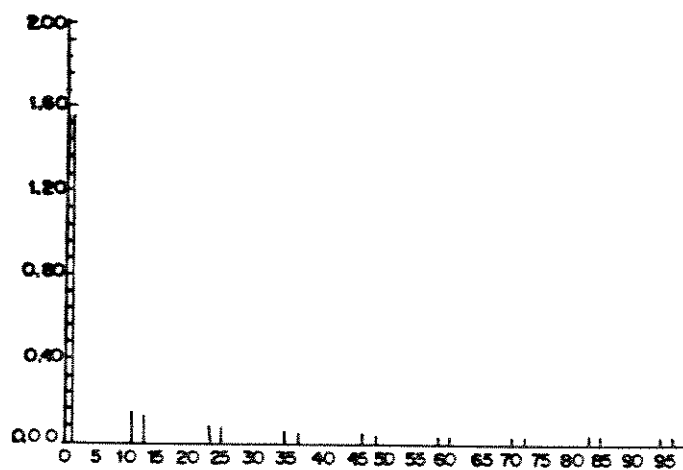


Figura 4.25 - Espectro harmônico: $\alpha_1 = \alpha_2 = 30^\circ$

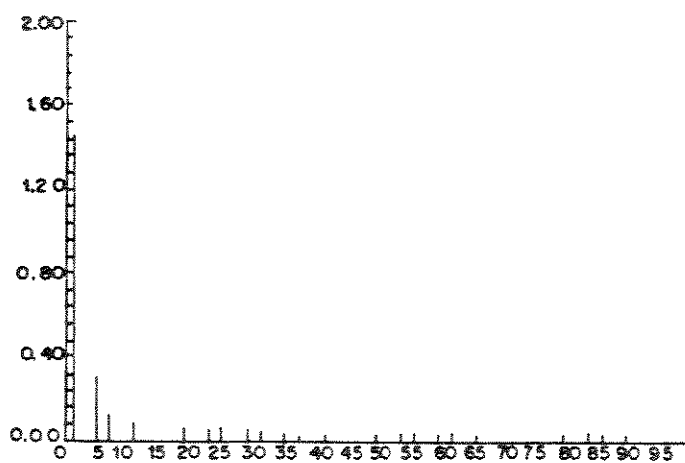


Figura 4.26 - Espectro harmônico: $\alpha_1 = 0^\circ$; $\alpha_2 = 43^\circ$

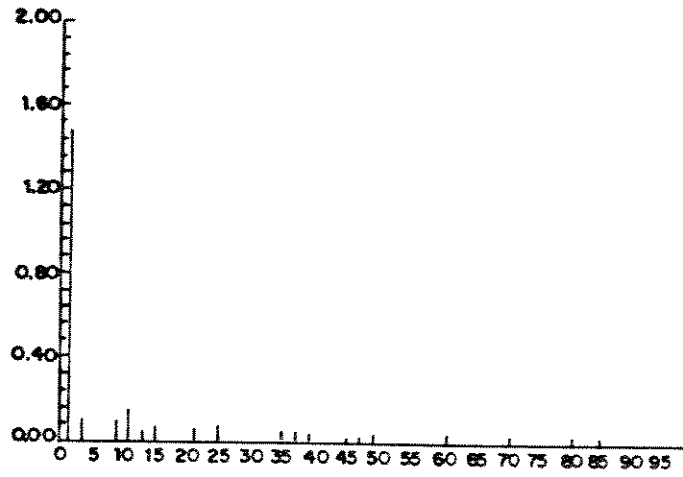


Figura 4.27 - Espectro harmônico: $\alpha_1 = \alpha_2 = 41^\circ$; $\delta_1' = \delta_2' = 0^\circ$

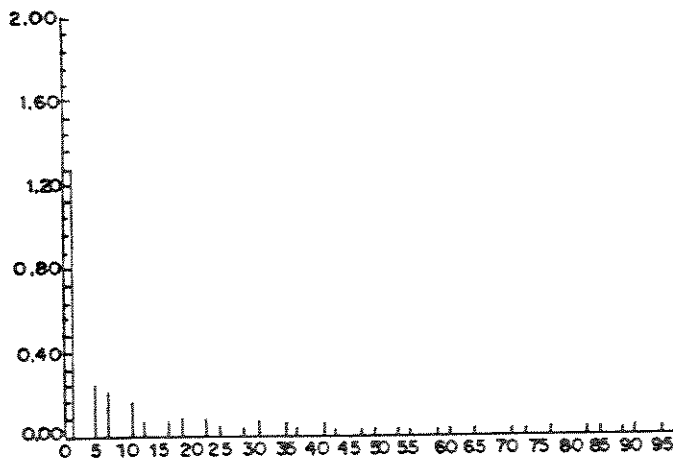


Figura 4.28 - Espectro harmônico: $\alpha_1 = 0^\circ$; $\alpha_2 = 65^\circ$; $\delta_2' = 0^\circ$

Para o cálculo do fator de potência, F_p , utilizou-se a equação 4.49.

$$F_p = \cos\phi \cdot \frac{I_1}{I} \quad (4.49)$$

onde:

- ϕ - ângulo de fase da componente fundamental em relação a tensão fase-neutro no barramento de alimentação.
- I_1 - valor eficaz da componente fundamental da corrente de alimentação (I_A).
- I - valor eficaz total da corrente de alimentação.

Os valores acima são obtidos dos respectivos espectros harmônicos.

A tabela 4.1 apresenta um quadro comparativo para os diversos modos de operação do conversor de doze pulsos. Observa-se a melhoria do fator de potência do conversor de Doze Pulsos com pontes de oito SCR's, com operação no modo assimétrico. Nesta tabela os ângulos α_1 , α_2 , δ'_1 , δ'_2 e ϕ são dados em graus.

12 PULSOS CONVENCIONAL SIMÉTRICO						12 PULSOS CONVENCIONAL ASSIMÉTRICO						12 PULSOS COM OITO TIRISTORES SIMÉTRICO						12 PULSOS COM OITO TIRISTORES ASSIMÉTRICO					
α_1	α_2	θ	I_1/I	fp	α_1	α_2	θ	I_1/I	fp	α_1	δ_1	α_2	δ_2	θ	I_1/I	fp	α_1	δ_1	α_2	δ_2	θ	I_1/I	fp
0	0	0	0,99	0,99	0	0	0	0,99	0,99	0	—	0	—	0	0,99	0,99	0	—	0	—	0	0,99	0,99
10	10	10	0,99	0,975	0	14,16	7,28	0,985	0,977	10	—	10	—	10,00	0,99	0,975	0	—	14,16	—	7,28	0,985	0,977
20	20	20	0,99	0,930	0	26,43	14,15	0,963	0,934	20	—	20	—	20,00	0,99	0,930	0	—	26,43	—	14,15	0,963	0,934
30	30	30	0,99	0,857	0	42,94	21,84	0,973	0,903	30	—	30	—	30,00	0,99	0,857	0	—	44,95	0	18,26	0,963	0,915
40	40	40	0,99	0,758	0	57,85	29,12	0,981	0,857	40,92	0	40,92	0	35,62	0,991	0,806	0	—	64,49	0	21,02	0,961	0,897
50	50	50	0,99	0,636	0	73,40	37,08	0,979	0,781	53,49	0	53,49	0	41,95	0,983	0,731	0	—	90,35	0	21,69	0,962	0,894
60	60	60	0,99	0,495	0	90,00	45,35	0,963	0,677	67,64	0	67,64	0	48,98	0,968	0,635	0	—	145	5	6,11	0,940	0,935
70	70	70	0,99	0,339	0	108,41	54,53	0,933	0,541	84,05	0	84,05	0	57,06	0,946	0,515	0	—	145	63,32	40,32	0,943	0,719
80	80	80	0,99	0,172	0	130,74	65,32	0,895	0,374	104,36	0	104,36	0	67,26	0,897	0,347	0	—	145	97,72	61,02	0,941	0,456
89,87	89,87	89,87	0,99	0,002	0	174,72	89,63	0,243	0,002	145	0	145	0	87,65	0,534	0,022	29,74	—	145	120	49,59	0,965	0,626
100	100	100	0,99	-0,172	160	53,67	106,87	0,936	-0,272	145	45,93	145	45,93	110,50	0,911	-0,319	160	—	58,48	0	110,82	0,919	-0,327
120	120	120	0,99	-0,495	160	93,45	126,96	0,981	-0,590	145	82,52	145	82,52	128,85	0,975	-0,611	160	—	145	26,88	146,84	0,950	-0,795
130	130	130	0,99	-0,636	160	110,23	135,38	0,979	-0,697	145	96,72	145	96,72	135,91	0,988	-0,710	160	—	145	66,58	144,41	0,981	-0,798
140	140	140	0,99	-0,758	160	126,32	143,29	0,963	-0,772	145	109,30	145	109,30	142,25	0,992	-0,784	160	—	145	91,69	147,75	0,977	-0,826
150	150	150	0,99	-0,857	160	142,40	151,06	0,981	-0,859	150	—	150	—	150,00	0,99	-0,857	160	—	145	112,00	151,83	0,983	-0,867
160	160	160	0,99	-0,930	160	160	160	0,99	-0,930	160	—	160	—	160,00	0,99	-0,930	160	—	160	—	160,00	0,99	-0,930

TABELA 4.1- QUADRO COMPARATIVO PARA CONVERSOR DE DOZE PULSOS

CAPÍTULO V

SISTEMAS CONVERSORES DE VINTE E QUATRO E QUARENTA
E OITO PULSOS

5.1 - SISTEMAS CONVERSORES DE VINTE E QUATRO PULSOS5.1.1 - Sistema Conversor de vinte e quatro pulsos com transformador defasador

A figura 5.1. ilustra uma possível configuração para um sistema conversor de vinte e quatro pulsos.

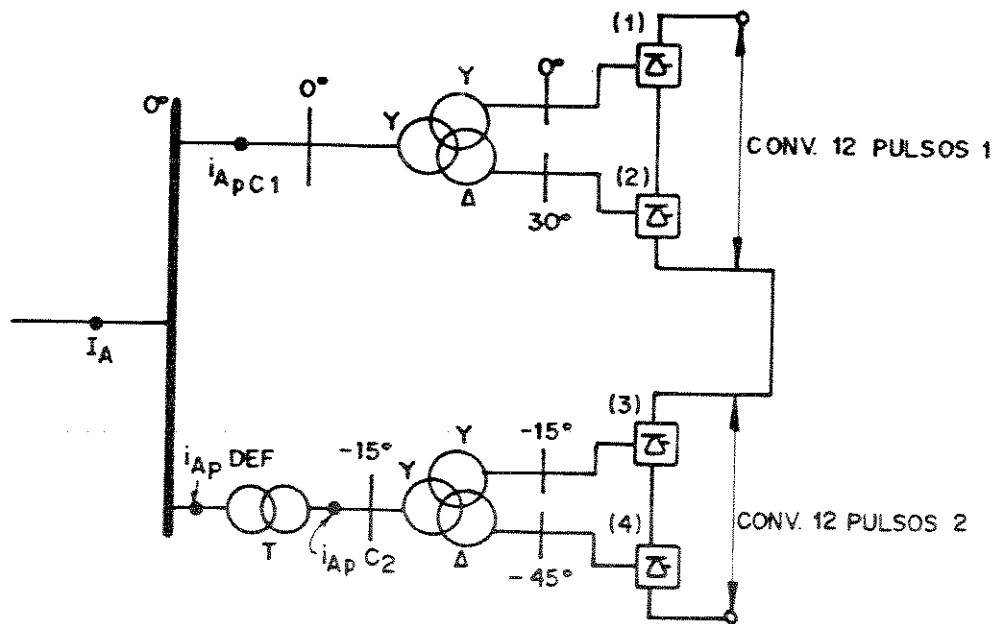


Figura 5.1 - Sistema conversor de vinte e quatro pulsos.

Na figura 5.1, tem-se:

- $i_{A_P C_1}$ - corrente no primário do transformador dos conversores (1) e (2);
- $i_{A_P C_2}$ - corrente no primário do transformador dos conversores (3) e (4);
- $i_{A_P DEF}$ - corrente no primário do transformador defasador "T";

I_A

- corrente da linha na fase a de alimentação do sistema conversor de 24 pulsos.

Utilizou-se o arranjo sêrie, com dois transformadores de três circuitos Y/Y Δ e, um transformador defasador delta/zigue-zague que promove a necessária defasagem de 15 $^\circ$.

5.1.1.1 - Transformador Defasador - Δ/Z

A Figura 5.2. ilustra o transformador defasador $\Delta/z + 15^\circ$.

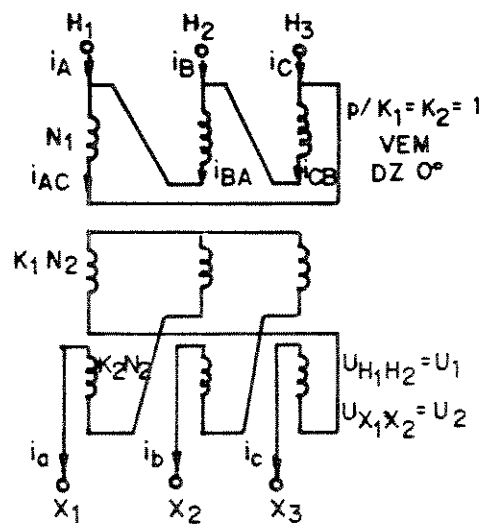


Figura 5.2 - Transformador defasador $\Delta/z + 15^\circ$.

Para a obtenção de quinze graus de defasagem deve-se ter

$$K_1 = 0,5176$$

$$K_2 = 1,4142$$

Fazendo o balanço de força magnetomotriz nas 1 $^\text{a}$ e 2 $^\text{a}$ colunas do núcleo vem (Capítulo III):

$$i_A = 0,6439i_a - 0,4714i_b - 0,1715i_c \quad (5.1)$$

Mas, da Figura 5.1., tem-se:

$$I_A = i_{A_pDEF} + i_{A_pC1} \quad (5.2)$$

A Figura 5.3. ilustra as formas de onda de I_{A_pC1} , I_{A_pC2} ,

e I_A para ângulo de disparo 0 e ângulo de comutação 0° .

São ilustradas também as tensões dos conversores 1 e 2 e a tensão de saída do conversor de 24 pulsos.

A Figura 5.4. ilustra as mesmas formas de onda anteriores para ângulo de disparo 0° e ângulo de comutação 15° .

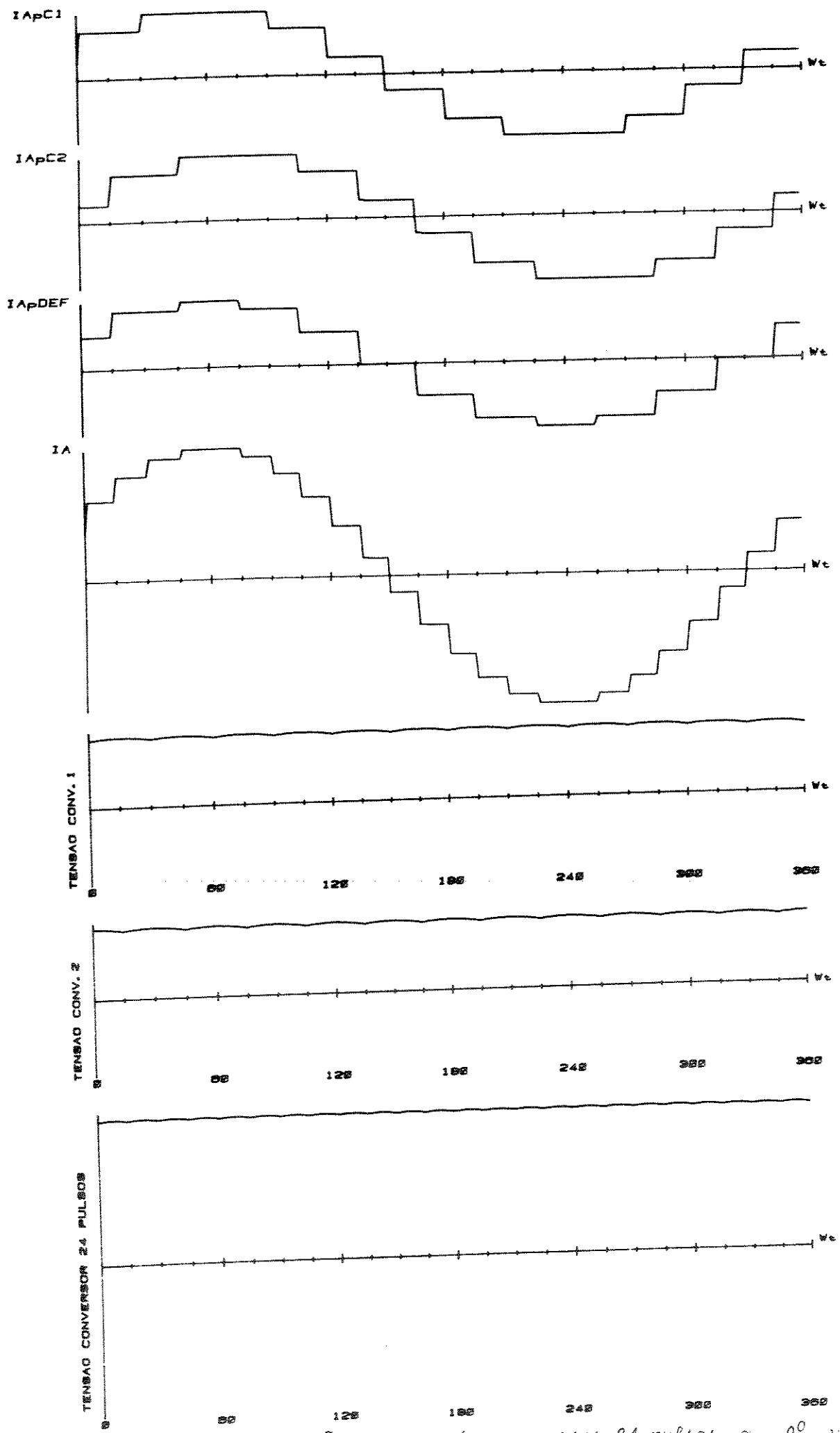


Figura 5.3 - Tensões e correntes-conversor 24 pulsos $\alpha = 0^\circ$; $\mu = 0^\circ$.

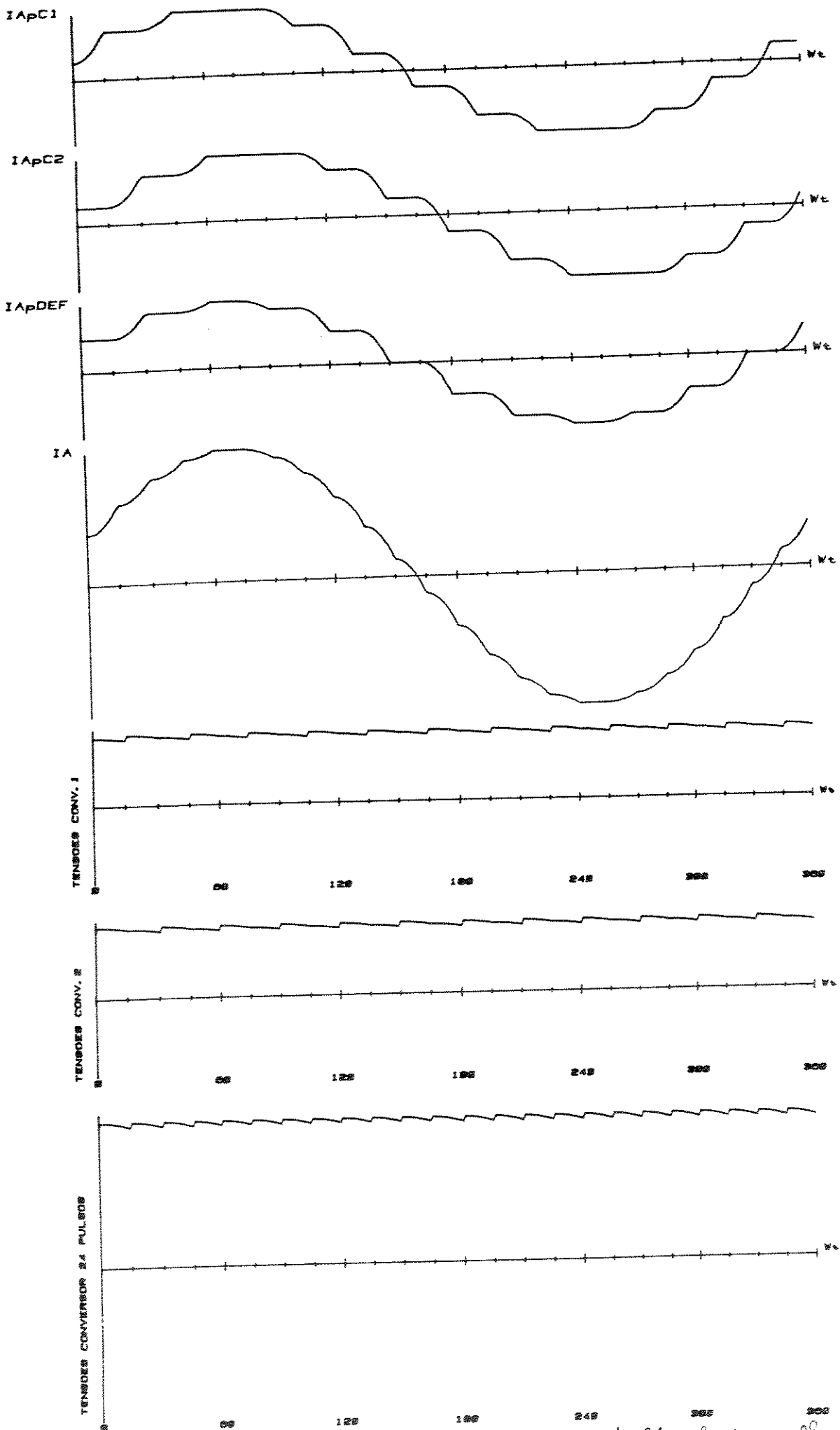


Figura 5.4 - Tensões e correntes-conversor de 24 pulsos $\alpha = 0^\circ$; $\mu = 15^\circ$.

5.1.2 - Conversor de vinte e quatro pulsos com a utilização de transformadores delta/zigue-zague.

A figura 5.5. ilustra um sistema conversor de vinte e quatro pulsos que utiliza quatro transformadores delta/zigue - zague, $\Delta Z-15^\circ$, $\Delta Z0^\circ$, $\Delta Z15^\circ$, $\Delta Z30^\circ$. Este sistema foi o utilizado nas verificações experimentais em laboratório.

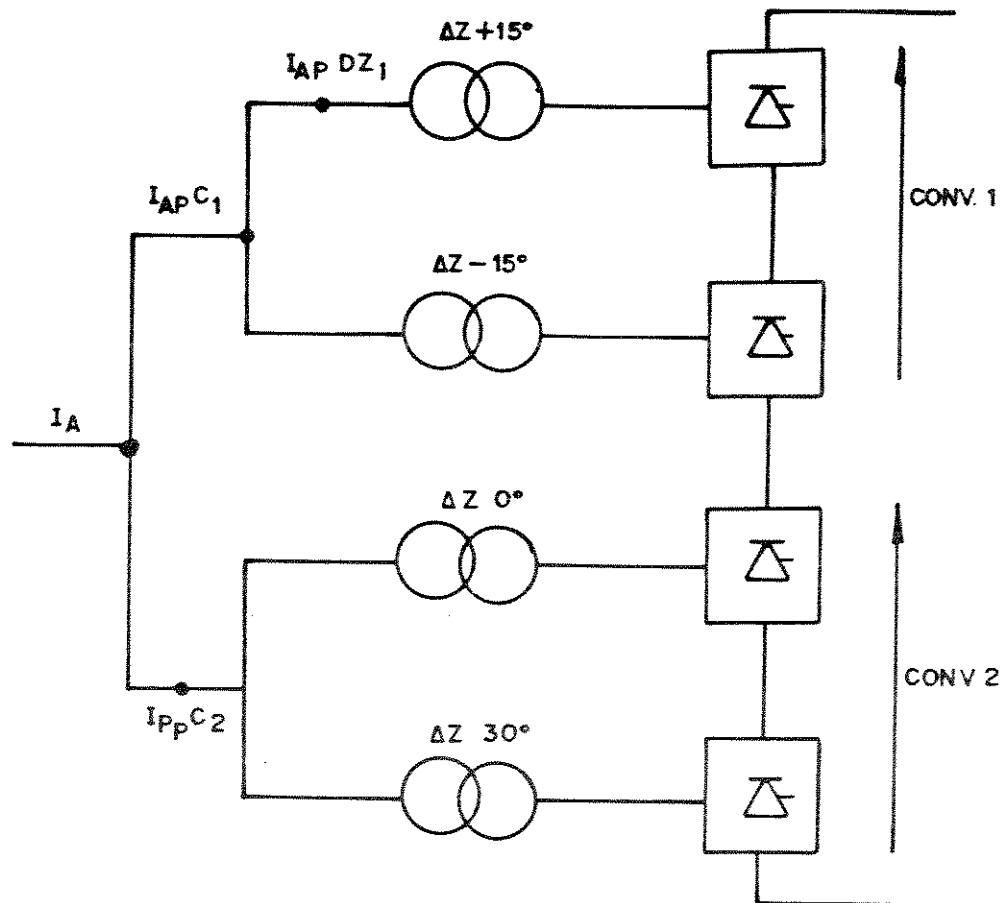


Figura 5.5 - Sistema conversor de vinte e quatro pulsos com a utilização de transformadores delta/zigue-zague.

A configuração série foi utilizada na figura 5.5.

Tem-se:

$I_{AP DZ1}$

- corrente na fase a do primário do transformador $\Delta Z+15^\circ$;

- $I_{A_P C1}$ - corrente na fase a de alimentação do conversor de doze pulsos 1;
- $I_{A_P C2}$ - corrente na fase a de alimentação do conversor de doze pulsos 2;
- I_A - corrente na fase a de alimentação do conversor de vinte e quatro pulsos.

A Figura 5.6. ilustra as formas de onda das correntes $I_{A_P DZ1}$, $I_{A_P C1}$, $I_{A_P C2}$ e I_A para ângulo de disparo 0° e ângulo de comutação 0° . São ilustradas também as tensões dos conversores 1 e 2 (doze pulsos) e a tensão de saída do conversor de vinte e quatro pulsos.

A Figura 5.7. ilustra as formas de onda anteriores para ângulo de disparo 0° e ângulo de comutação 15° .

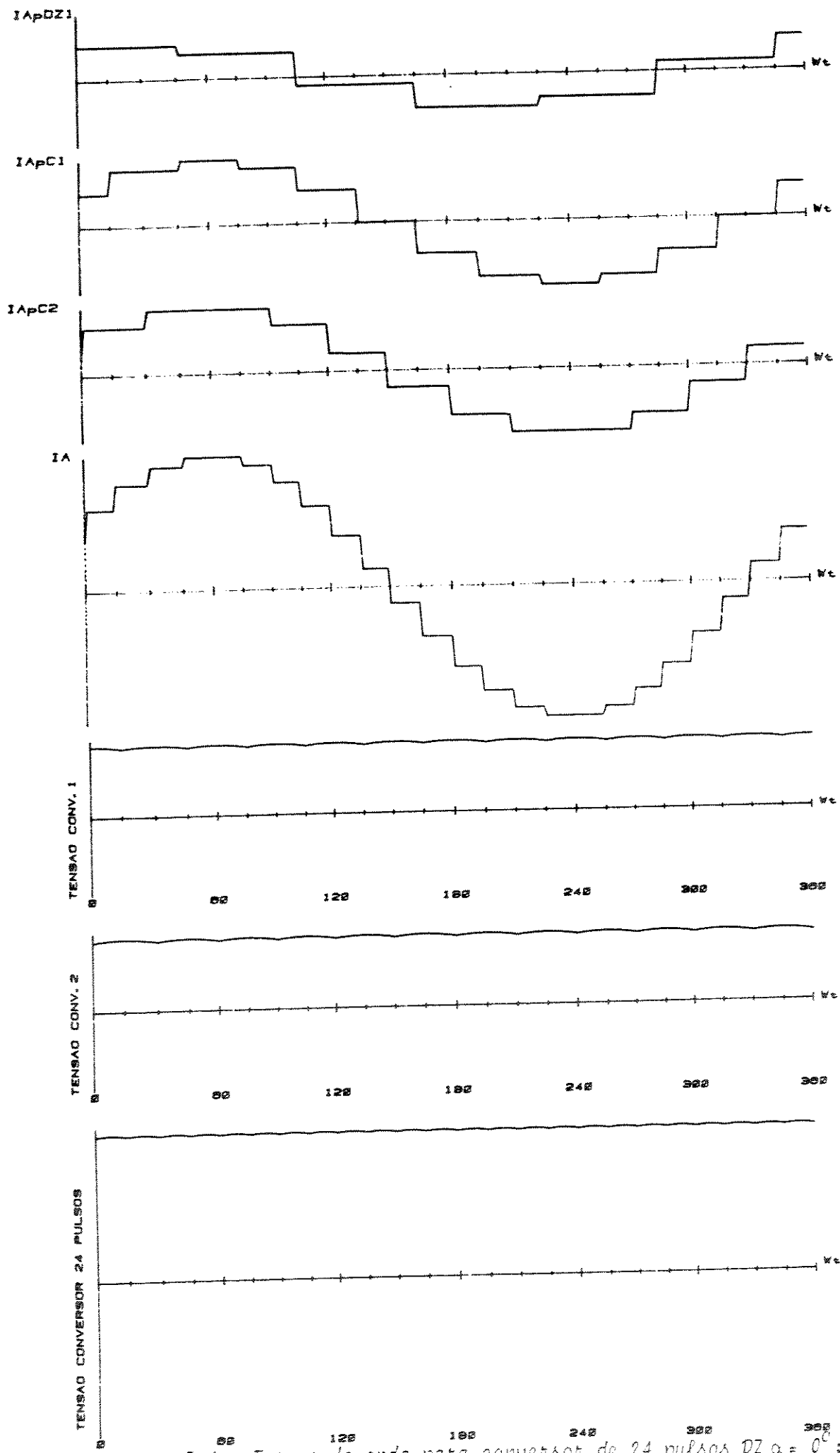


Figura 5.6 - Formas de onda para conversor de 24 pulsos DZ $\alpha = 0^\circ$; $\mu = 0^\circ$

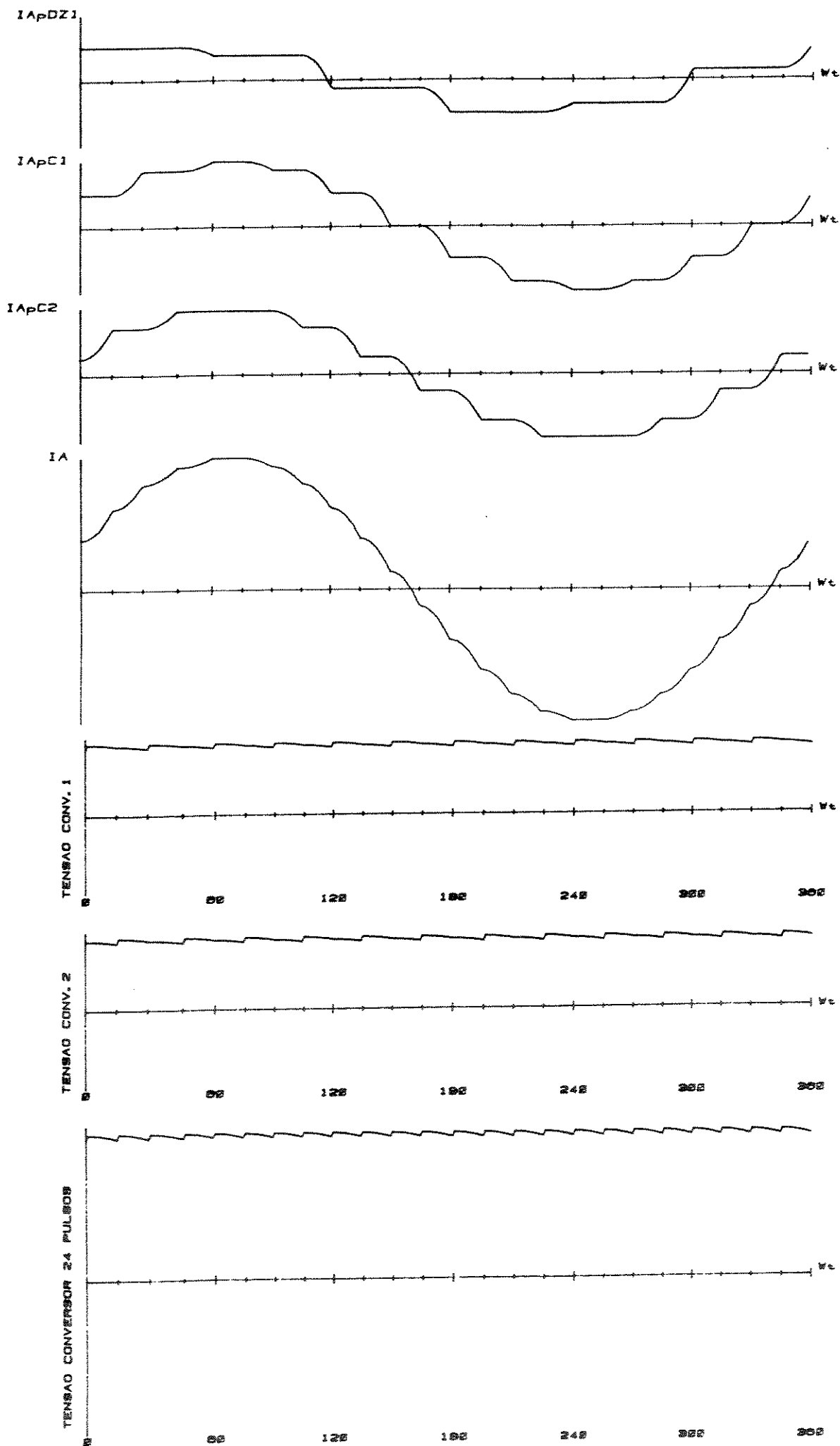


Figura 5.7 - Formas de onda para conversor de 24 pulsos DZ $\alpha = 0^\circ$; $\mu = 15^\circ$.

5.1.3 - Conversor de vinte e quatro pulsos com a utilização de transformadores delta estendido.

A Figura 5.8. ilustra o sistema conversor de vinte e quatro pulsos com a utilização de transformadores delta estendido $+ 15^{\circ}$ e estrela-estrela 0° , estrela-delta 30° .

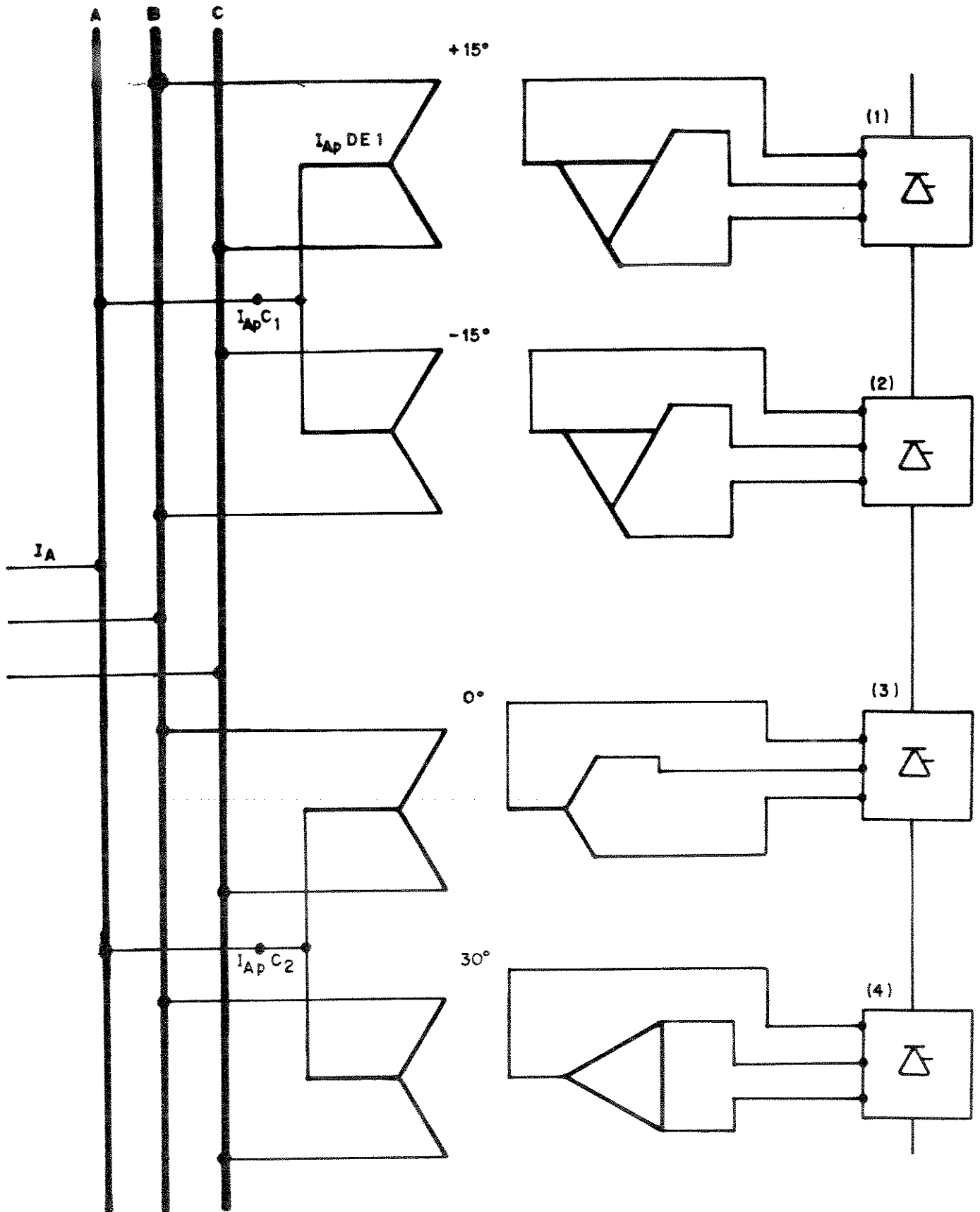


Figura 5.8 - Sistema conversor de vinte e quatro pulsos com transformadores delta estendido $\pm 15^\circ$ e estrela-estrela e estrela-delta.

As correntes indicadas na figura 5.8. são:

- $I_{A_P DE1}$ - corrente na fase a do primário do transformador delta estendido $+15^\circ$;
- $I_{A_P C1}$ - corrente na fase a de alimentação do conversor de doze pulsos formado pelos conversores (1) e (2);
- $I_{A_P C2}$ - corrente na fase a de alimentação do conversor de doze pulsos formado pelos conversores (3) e (4);
- I_A - corrente na fase a de alimentação do conversor de vinte e quatro pulsos.

As figuras 5.9. e 5.10. ilustram as formas de onda de correntes e tensões do conversor de vinte e quatro pulsos da figura 5.8. para ângulo de disparo 0° e ângulos de comutação respectivamente 0° e 15° .

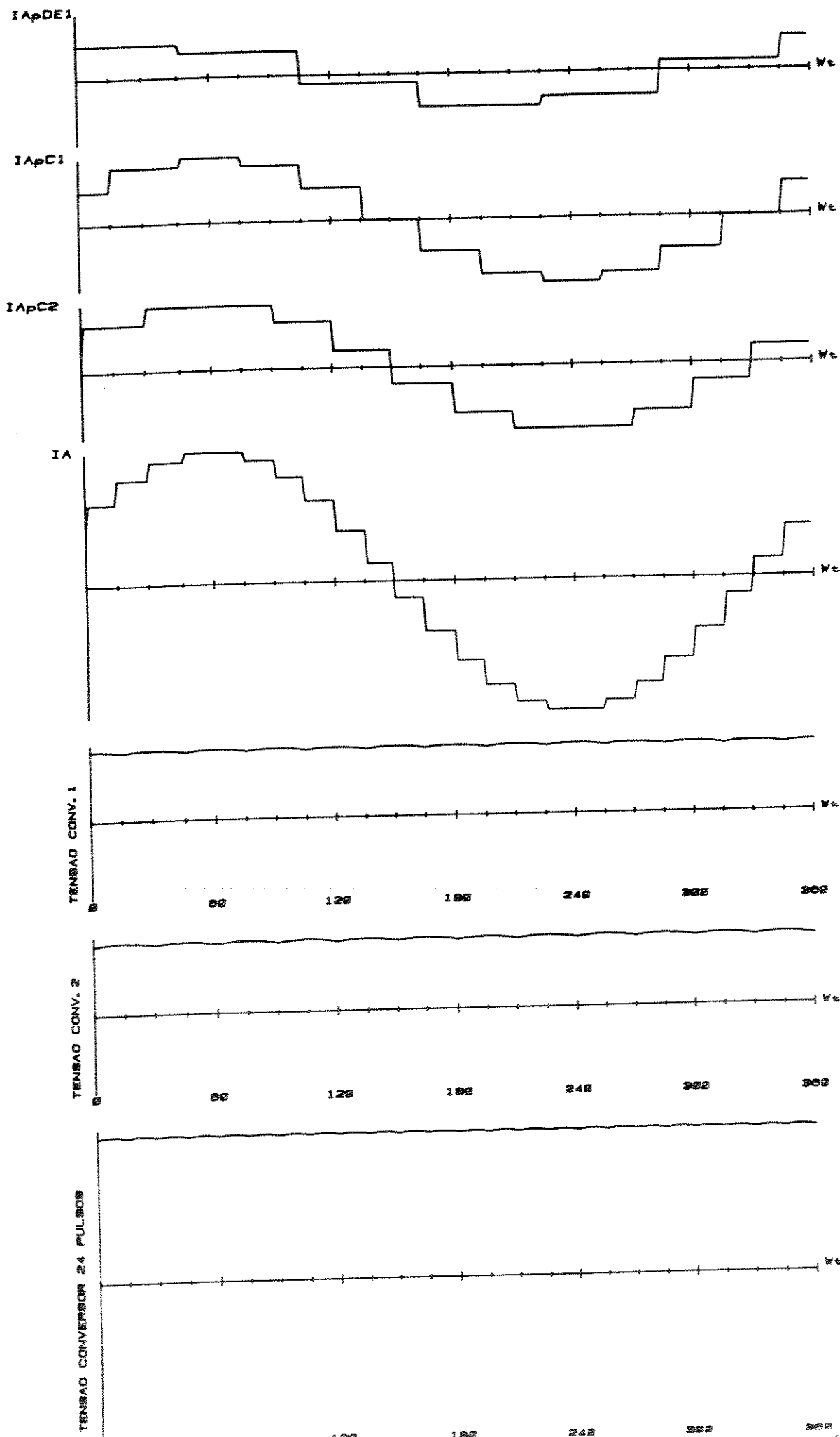


Figura 5.9 - Formas de onda para conversor de 24 pulsos DE $\pm 15^\circ$ $\alpha = 0^\circ$; $\mu = 0^\circ$.

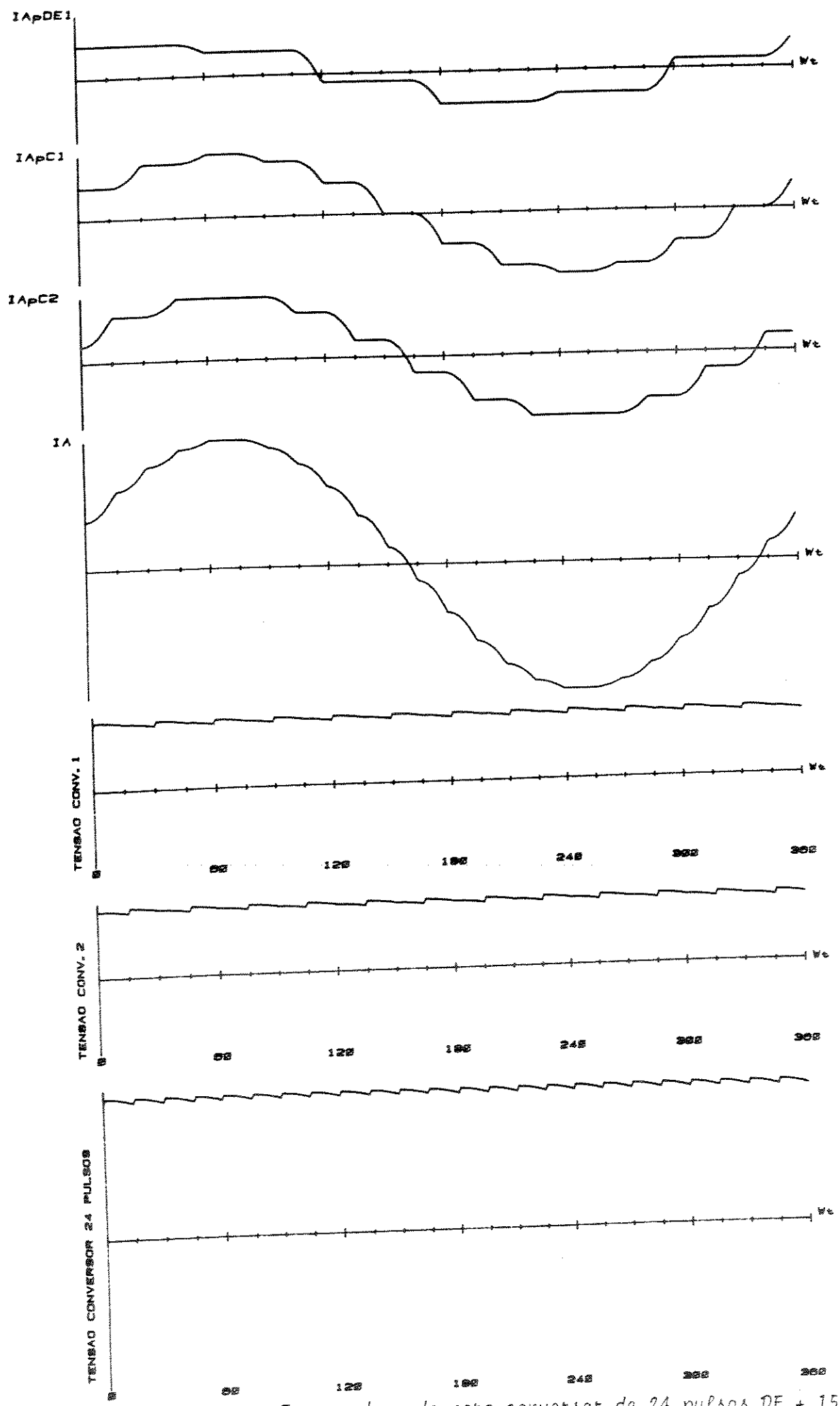


Figura 5.10 - Formas de onda para conversor de 24 pulsos DE $\pm 15^\circ$ $\alpha=0^\circ$; $\mu=15^\circ$.

5.2 - SISTEMA CONVERSOR DE QUARENTA E OITO PULSOS

A figura 5.11. ilustra um sistema conversor de 48 pulsos.

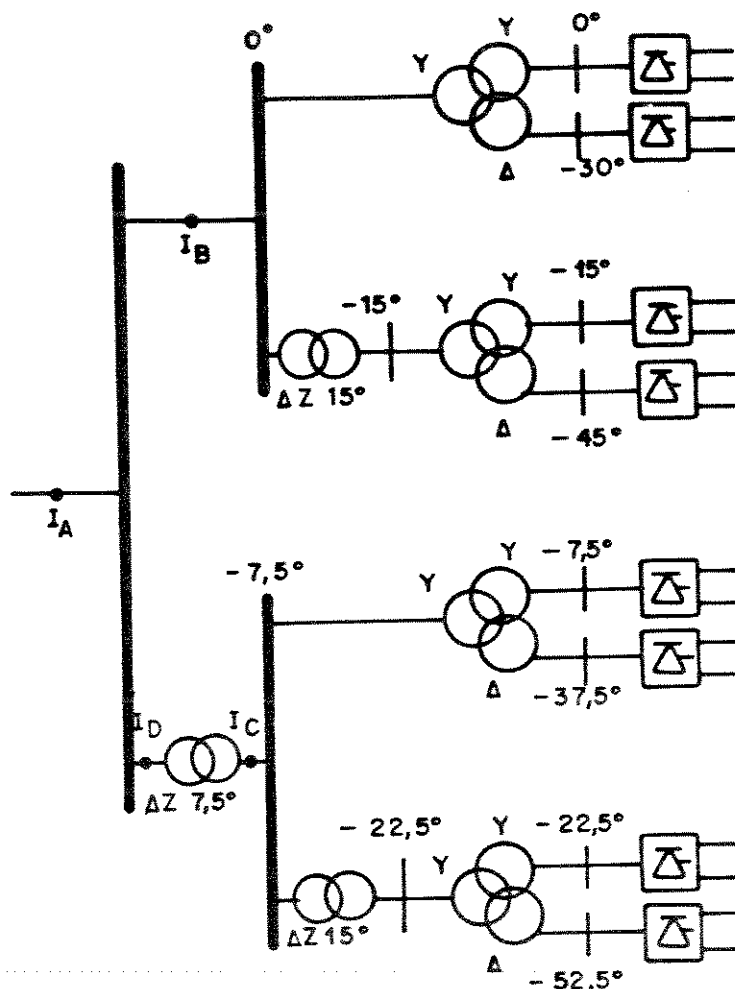


Figura 5.11 - Sistema conversor de quarenta e oito pulsos.

A ligação dos conversores pode ser feita em série ou para lelo e será considerado o conversor operando em condições equilibradas, ou seja, mesmo ângulo de comutação e correntes nos conversores de seis pulsos.

Para se obter $\Delta Z 7,5^\circ$, deve-se ter para o transformador ΔZ da figura 5.11., conforme as equações (3,9) e (3,10),

$$K_1 = 1,2175$$

$$K_2 = 0,7654$$

Equacionamento análogo ao do conversor de 24 pulsos, resulta, para o transformador $\Delta Z 7,5^\circ$

$$i_A = \frac{1}{3} (1,9829i_a - 1,2175i_b - 0,7654i_c)$$

$$i_A = 0,6609i_a - 0,4058i_b - 0,2551i_c$$

Na Figura 5.11. tem-se:

$$i_a = I_{C_a} \quad \text{fase a}$$

$$i_b = I_{C_b} \quad \text{fase b}$$

$$i_c = I_{C_c} \quad \text{fase c}$$

$$i_A = I_D$$

(5.3)

(5.4)

A corrente de linha (fase a) é dada por

$$I_A = I_B + I_D$$

As correntes I_B , I_C , I_D e I_A são ilustradas nas figuras 5.12., 5.13. e 5.14. para ângulo de disparo 30° e ângulos de comutação respectivamente 0° , 5° e 7° .

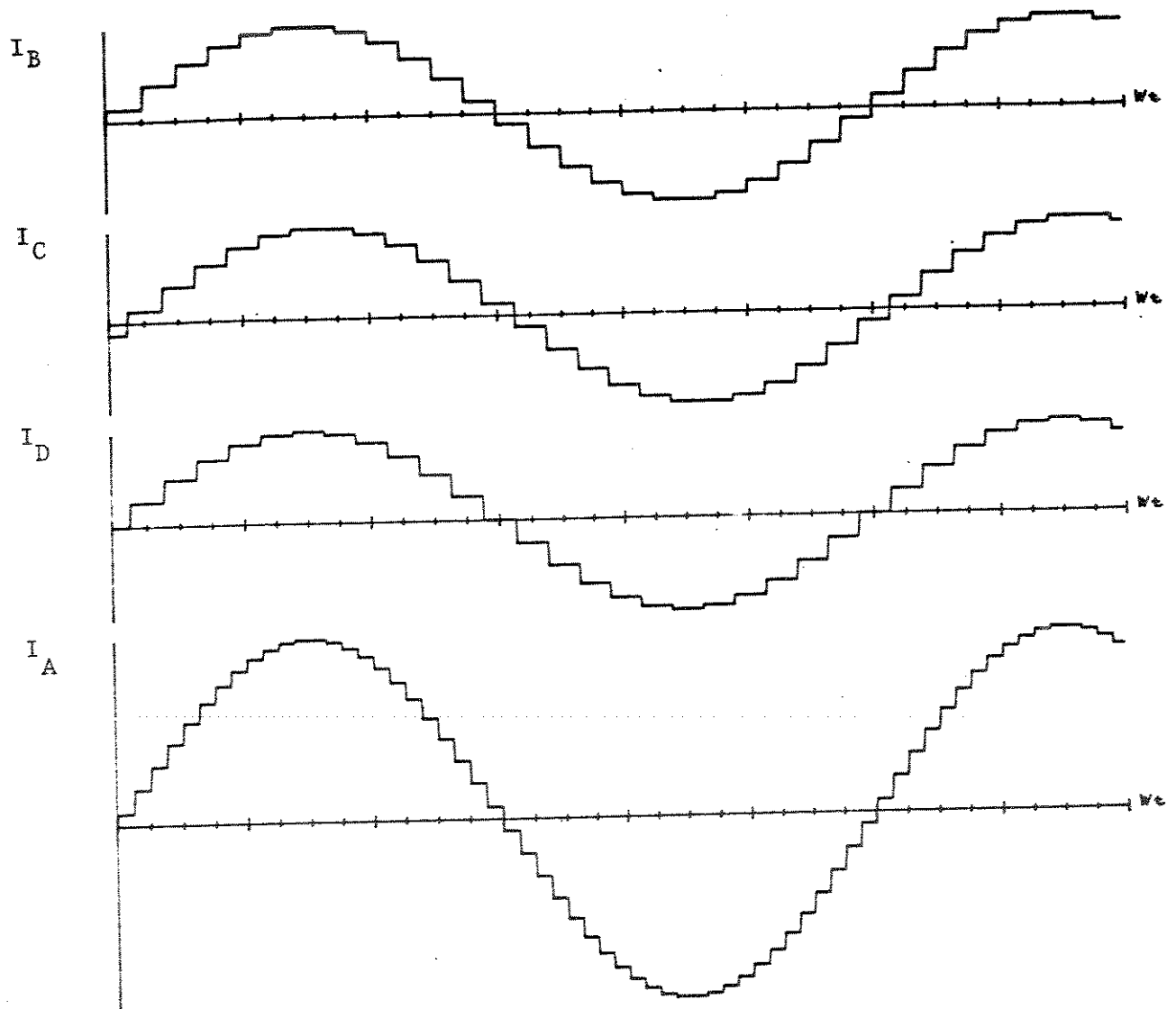


Figura 5.12 - Formas de onda de correntes conversor 48 pulsos $\alpha = 30^\circ$; $\mu = 0^\circ$.

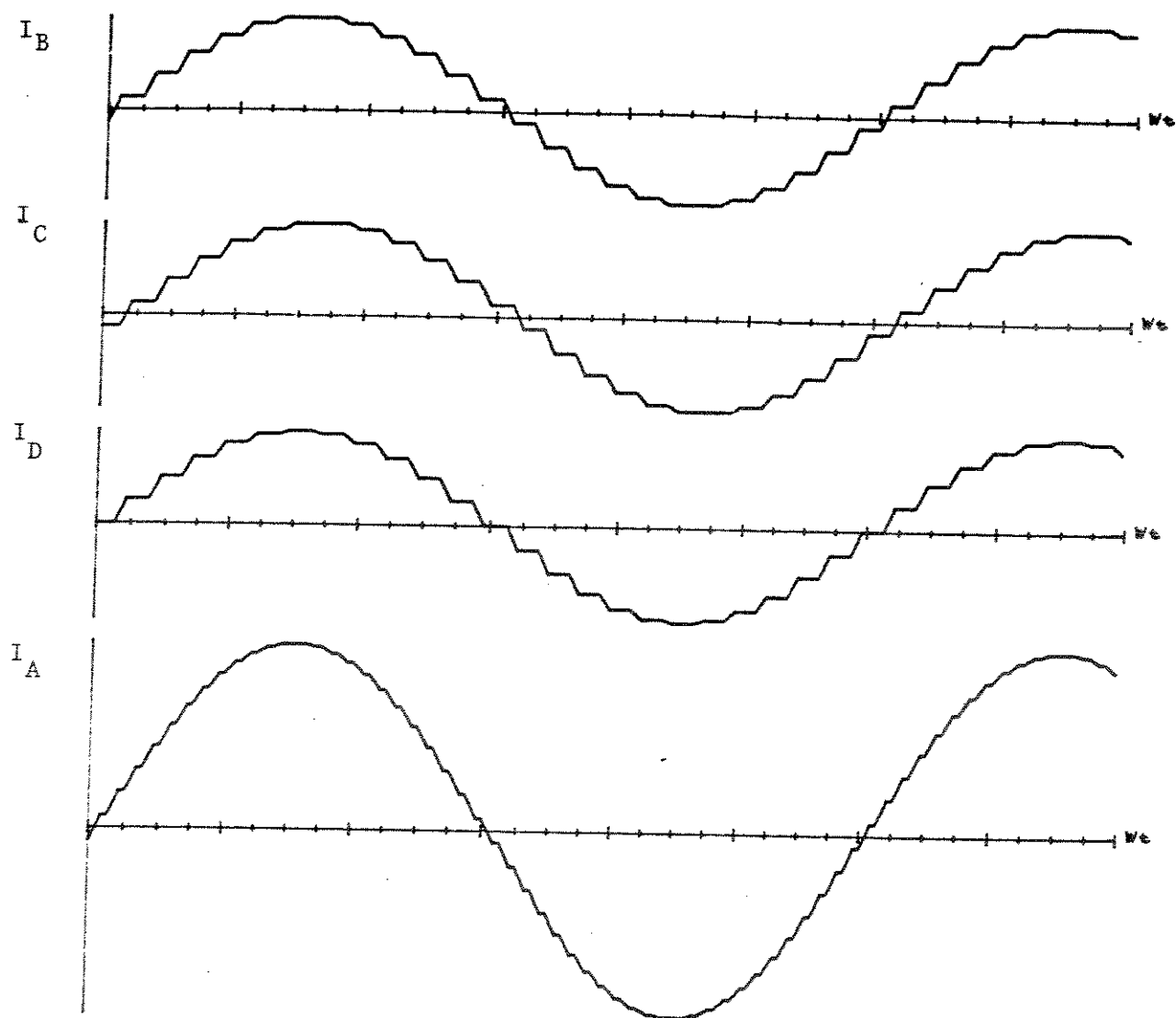


Figura 5.13 - Formas de onda de correntes conversor 48 pulsos $\alpha = 30^\circ$; $\mu = 5^\circ$.

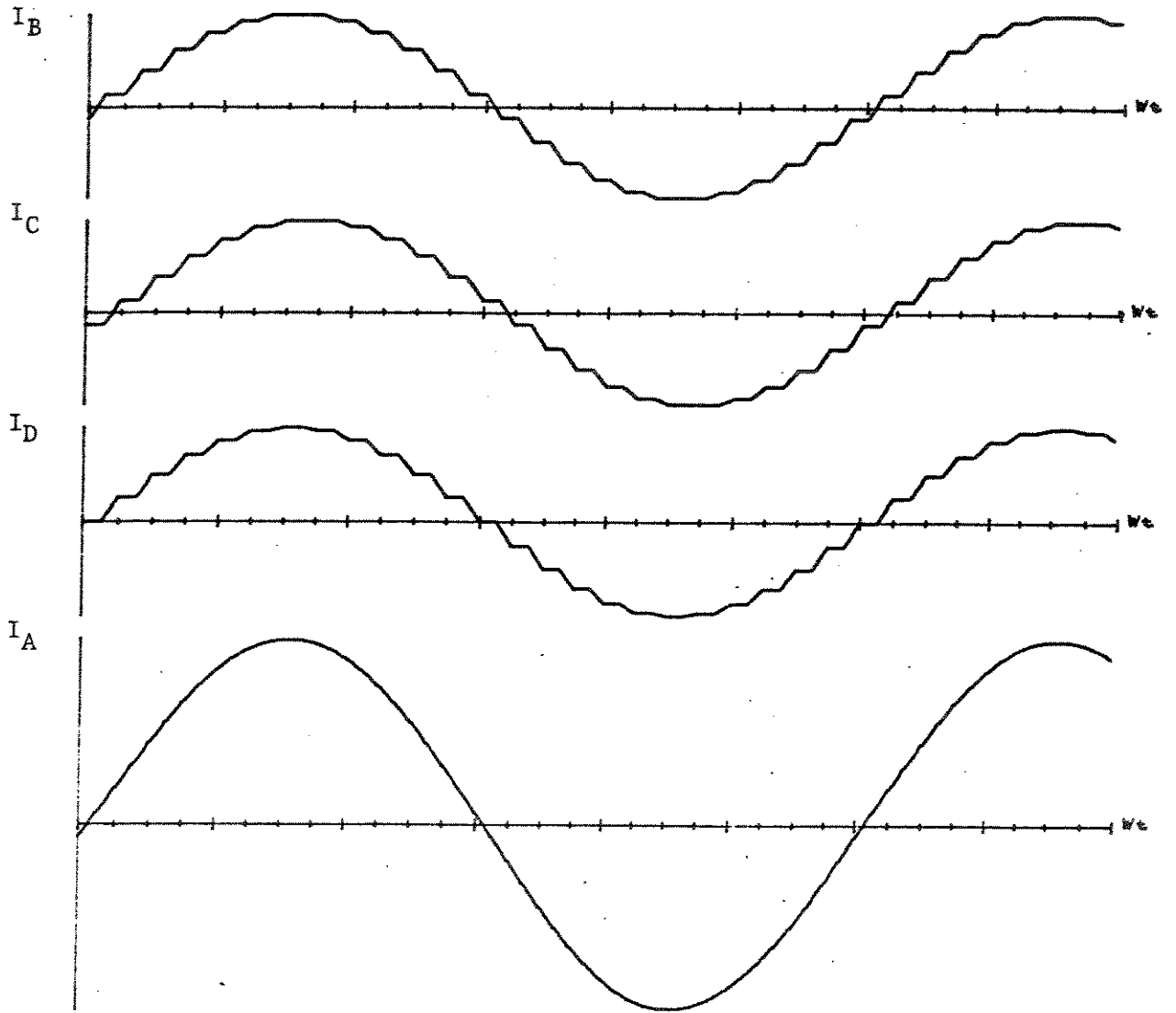


Figura 5.14 - Formas de onda de correntes conversor 48 pulsos $\alpha = 30^\circ$; $\mu = 7^\circ$.

5.3. O EFEITO DA COMUTAÇÃO COMO FATOR DE REDUÇÃO DAS HARMÔNICAS PRESENTES

A comutação faz com que as harmônicas presentes sejam atenuadas.

Tem-se segundo UHLMANN [33], as seguintes expressões que permitam calcular o fator de redução das harmônicas, em sistemas multiconversores.

$$H = \left[\frac{\text{sen}(n+1)\mu}{n+1} \right] \quad (5.5)$$

$$K = \left[\frac{\text{sen}(n-1)\mu}{n-1} \right] \quad (5.6)$$

$$\frac{I_n}{I_{n_0}} = \frac{\sqrt{H^2 + K^2 - 2HK \cos(2\alpha + \mu)}}{(\cos\alpha - \cos\delta)} \quad (5.7)$$

onde:

n - Ordem da harmônica considerada;

μ - Ângulo de comutação;

α - Ângulo de disparo;

δ - Ângulo igual à soma de α e de μ . ($\delta = \alpha + \mu$);

I_n - Valor eficaz da componente harmônica de ordem n ;

I_{n_0} - Valor eficaz da componente harmônica de ordem n para ângulo de comutação 0° .

Para $n = 1$ a expressão 5.7 não é válida e segundo [21]

$$H_1 = \cos 2\alpha - \cos 2\delta \quad (5.8)$$

$$K_1 = \text{sen} 2\delta - \text{sen} 2\alpha - 2\mu \quad (5.9)$$

$$\frac{I_1}{I_{10}} = \frac{\sqrt{H_1^2 + K_1^2}}{4(\cos \alpha - \cos \delta)} \quad (5.10)$$

Onde

I_1 - Valor eficaz da componente fundamental;

I_{10} - Valor eficaz da componente fundamental para ângulo de comutação 0° .

Para ângulo de comutação de 15° e ângulo de disparo 0° tem-se a seguinte tabela 5.1. comparativa para os fatores de redução das harmônicas considerando-se as expressões 5.7 e 5.10 e também os resultados obtidos através de um programa de Transformada Rápida de Fourier ("FFT") para 256 amostras.

TABELA 5.1: Fatores de redução de harmônicas $\alpha = 0^\circ$; $\mu = 15^\circ$.

n (ordem da harmônica)	Programa "FFT" Fator Redução IN / INO	Expressões Fator Redução IN / INO
1	0,9981	0,9980
11	0,7899	0,7899
13	0,7175	0,7174
23	0,3457	0,3453
25	0,2927	0,2922

Considerou-se na tabela comparativa da tabela 5.1. o conversor de doze pulsos 1 da Figura 5.1., mas para as harmônicas 23 e 25 os resultados também são válidos para o conversor de vinte e quatro pulsos.

Pode-se perceber que também a componente fundamental da corrente de alimentação do conversor é ligeiramente reduzida devido

ã comutação.

A boa precisão do programa de transformada rápida de Fourier pode ser comprovada observando-se os resultados da tabela 5.1., pois até a terceira casa decimal os valores obtidos através das expressões exatas foram coincidentes com aqueles obtidos através do programa "FFT", para duzentas e cinquenta e seis amostras.

CAPÍTULO VI

OPERAÇÃO EM PARALELO E EM CONDIÇÕES NÃO
IDEAIS DOS CONVERSORES

6.1 - OPERAÇÃO EM PARALELO DOS CONVERSORES6.1.1 - Introdução

A operação em paralelo dos conversores é utilizada quando é necessário uma elevada corrente de saída. É o caso, por exemplo de processos eletroquímicos de extração de metais, tais como alumínio e magnésio e também produção de elementos como cloro e hidrogênio. Um transformador de interfase será necessário devido à de fasagem da tensão de saída dos conversores quando se eleva o número de pulsos para eliminação de harmônicas.

6.1.2 - Característica Tensão de saída X Corrente do Conversor de seis pulsos

O circuito equivalente para a ponte retificadora é apresentado na Figura 6.1. [14]

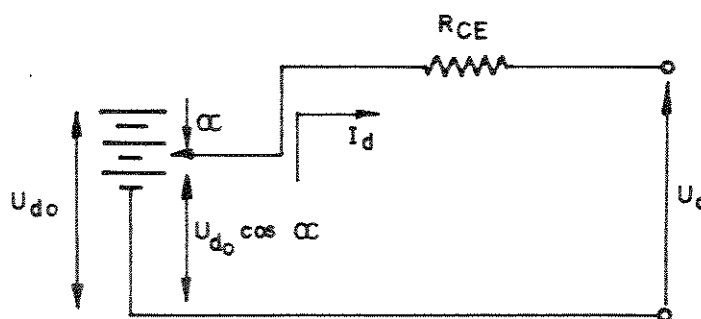


Figura 6.1 - Circuito equivalente para a ponte retificada
na considerando-se o efeito da comutação.

Onde:

- U_{d0} - Valor médio da tensão de saída para ângulo de disparo zero graus e ângulo de comutação zero graus;
 α - Ângulo de disparo;
 I_d - Corrente contínua do lado DC;
 R_{CE} - Resistência de comutação equivalente;
 U_d - Tensão de saída do lado DC.

Tem-se segundo [14]

$$R_{CE} = \frac{3X_c}{\pi} \quad (6.1)$$

Sendo:

- X_c - Reatância de dispersão por fase do transformador alimentador do conversor.

A característica $U_d \times I_d$ será, portanto:

$$U_d = U_{d0} \cos \alpha - R_{CE} I_d \quad (6.2)$$

A Figura 6.2. ilustra a característica $U_d \times I_d$.

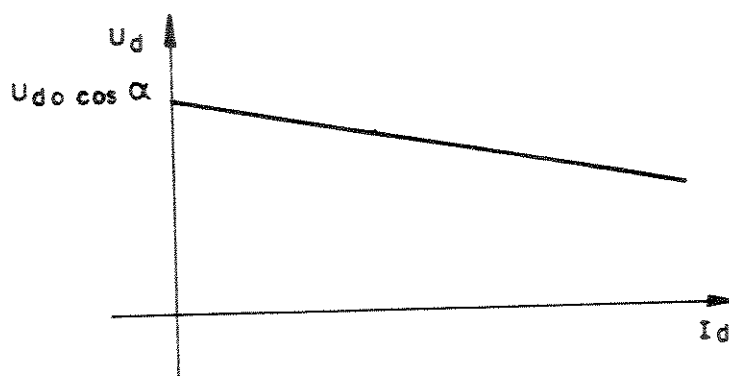


Figura 6.2 - Característica $U_d \times I_d$ para conversor de seis pulsos.

A Figura 6.3. ilustra duas pontes conversoras de seis pul

so conectadas em paralelo formando um sistema conversor de doze pulsos.

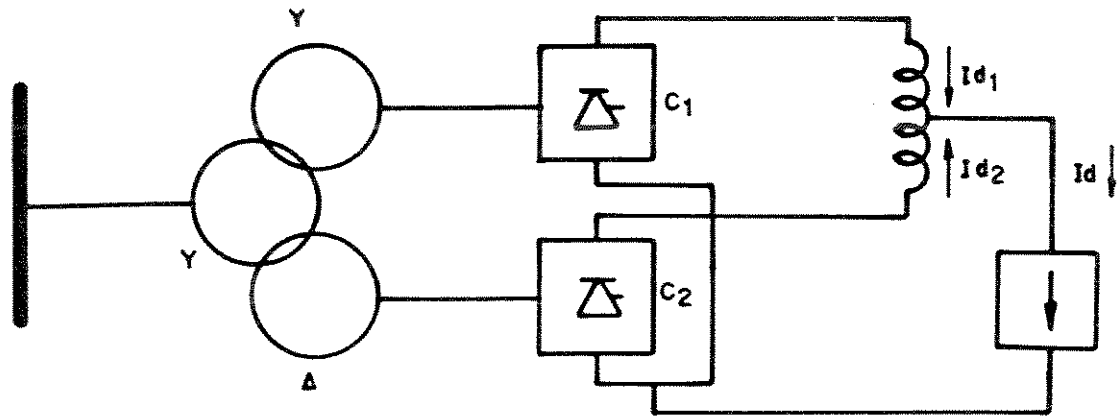


Figura 6.3 - Conversor de doze pulsos formado pela associação de dois conversores de seis pulsos em paralelo.

Onde:

I_{d1} - Contribuição de corrente do conversor C_1 ;

I_{d2} - Contribuição de corrente do conversor C_2 .

$$I_d = I_{d1} + I_{d2} \quad (6.3)$$

Estas contribuições de correntes podem ser determinadas a partir da característica $U_{d1} \times I_{d1}$ e $U_{d2} \times I_{d2}$ dos dois conversores, conforme ilustrado na figura 6.4.

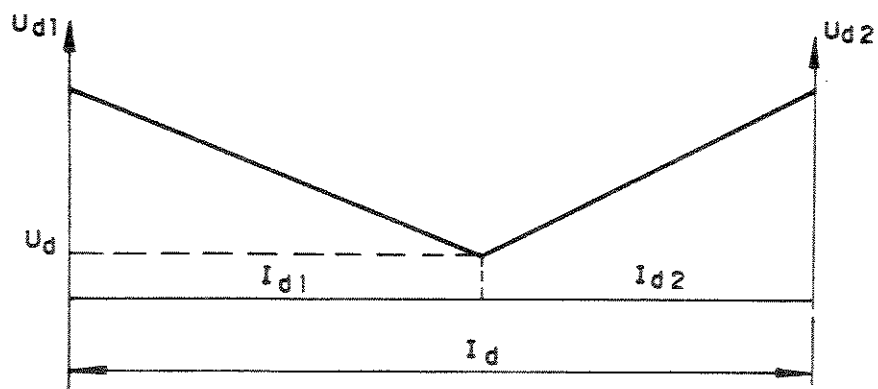


Figura 6.4 - Distribuição de correntes entre dois conversores de seis pulsos operando em paralelo.

O transformador de interfase é ilustrado na figura 6.5.

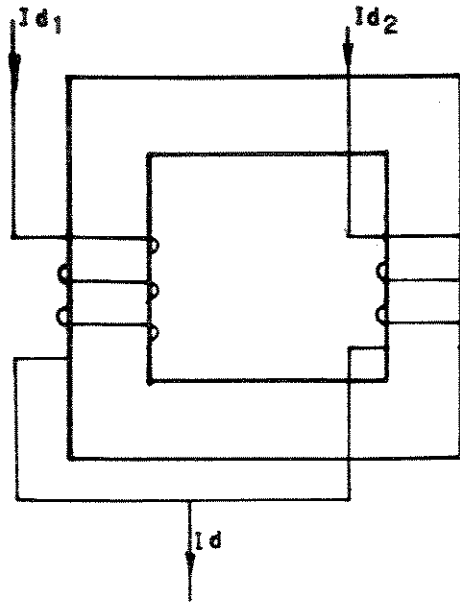


Figura 6.5 - Transformador de interfase.

6.2 - OPERAÇÃO DOS CONVERSORES EM CONDIÇÕES NÃO IDEAIS

Seja o caso de dois conversores de seis pulsos formando um sistema de doze pulsos operando com a distribuição de correntes.

$$I_{d1} = 0,75 I_d \quad (6.4)$$

$$I_{d2} = 0,25 I_d \quad (6.5)$$

Seja $\mu_1 = 15^\circ$ o ângulo de comutação da 1ª ponte. Seja também $\alpha_1 = \alpha_2 = 0^\circ$.

Tem-se do Capítulo II

$$I_{d1} = I_s 2_1 (\cos \alpha_1 - \cos \delta_1) \quad (6.6)$$

$$\text{Logo } I_s 2_1 = \frac{0,75 I_d}{\cos 0^\circ - \cos 15^\circ}$$

Sendo $I_d = 1$ (pu), tem-se:

$$I_{S2_1} = \frac{0,75}{1 - 0,966}$$

$$I_{S2_1} = 22,01 \quad (6.7)$$

Da característica $U_{d_1} \times I_{d_1}$ e $U_{d_2} \times I_{d_2}$ dos dois conversores tem-se:

$$U_{d_1} = U_{d_0} - \frac{3X_{C1}}{\pi} 0,75 I_d \quad (\text{para o 1º conversor})$$

$$U_{d_2} = U_{d_0} - \frac{3X_{C2}}{\pi} 0,25 I_d \quad (\text{para o 2º conversor})$$

Resulta

$$X_{C2} = 3X_{C1} \quad (6.8)$$

mas
$$I_{S2_2} = \frac{\sqrt{3} E_m}{2 X_{C2}} \quad (\text{do Capítulo II})$$

e
$$I_{S2_1} = \frac{\sqrt{3} E_m}{2 X_{C1}}$$

Como $X_{C2} = 3X_{C1}$, resulta

$$I_{S2_2} = \frac{1}{3} I_{S2_1}$$

$$I_{S2_2} = 7,33 \quad (6.9)$$

Logo $0,25 = 7,33 (\cos 0 - \cos \delta_2)$ resulta:

$$\delta_2 = 15^\circ, \text{ mas } \alpha_2 = 0^\circ. \quad \text{Logo } \mu_2 = 15^\circ$$

A Figura 6.6. ilustra as formas de onda de correntes para o conversor de doze pulsos com a distribuição de correntes $I_1 = 0,75 I_d$; $I_2 = 0,25 I_d$; $\alpha_1 = \alpha_2 = 0^\circ$; $\mu_1 = \mu_2 = 15^\circ$.

(Veja figura a seguir)

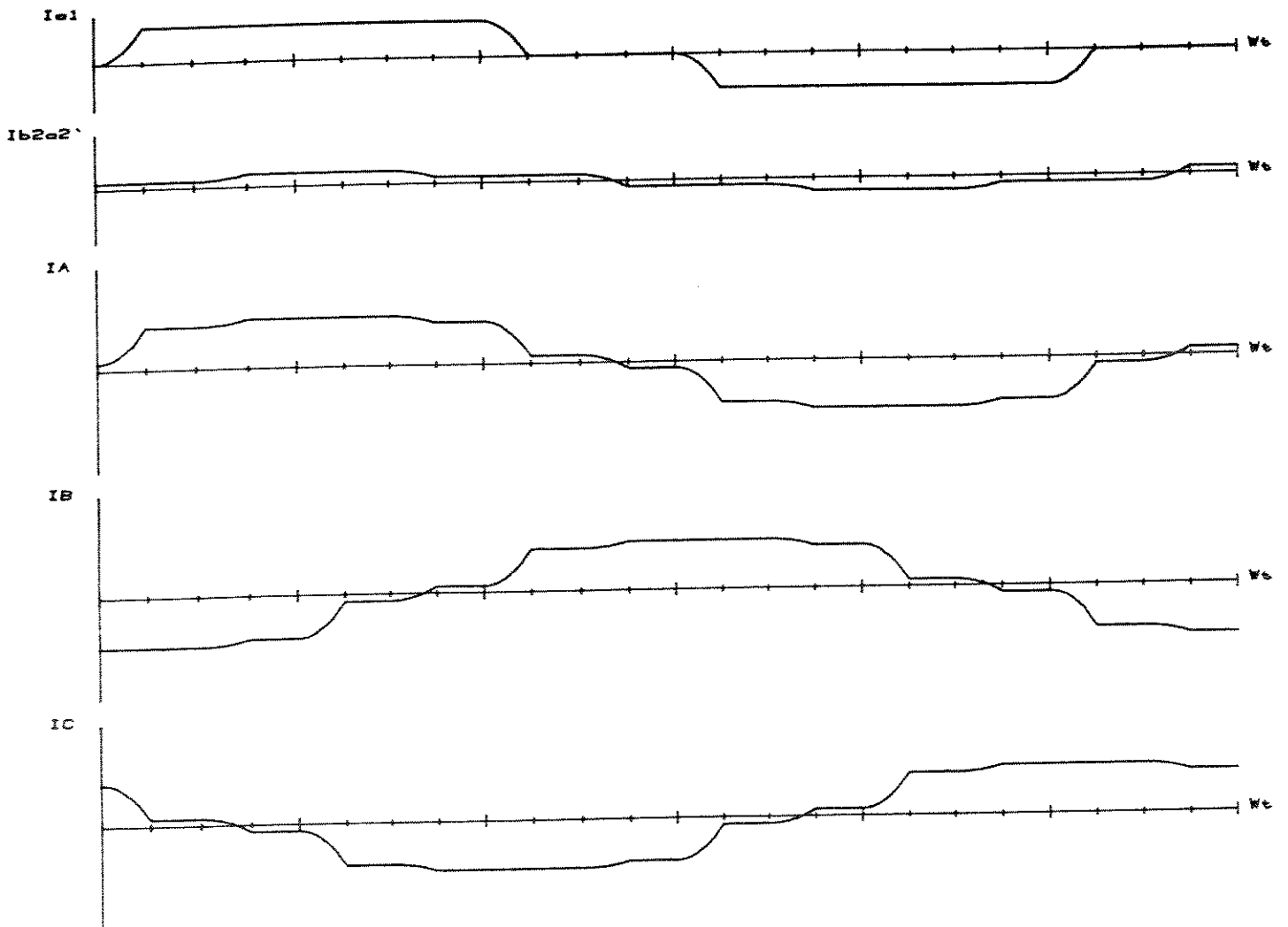


Figura 6.6 - Formas de ondas de correntes para conversor de doze pulsos com a distribuição de correntes:
 $I_1 = 0,75 I_d$; $I_2 = 0,25 I_d$; $\alpha_1 = \alpha_2 = 0^\circ$; $\mu_1 = \mu_2 = 15^\circ$.

A corrente de carga I_d foi considerada igual a 1 [pu].

A figura 6.7. ilustra o espectro harmônico da corrente de alimentação I_A .

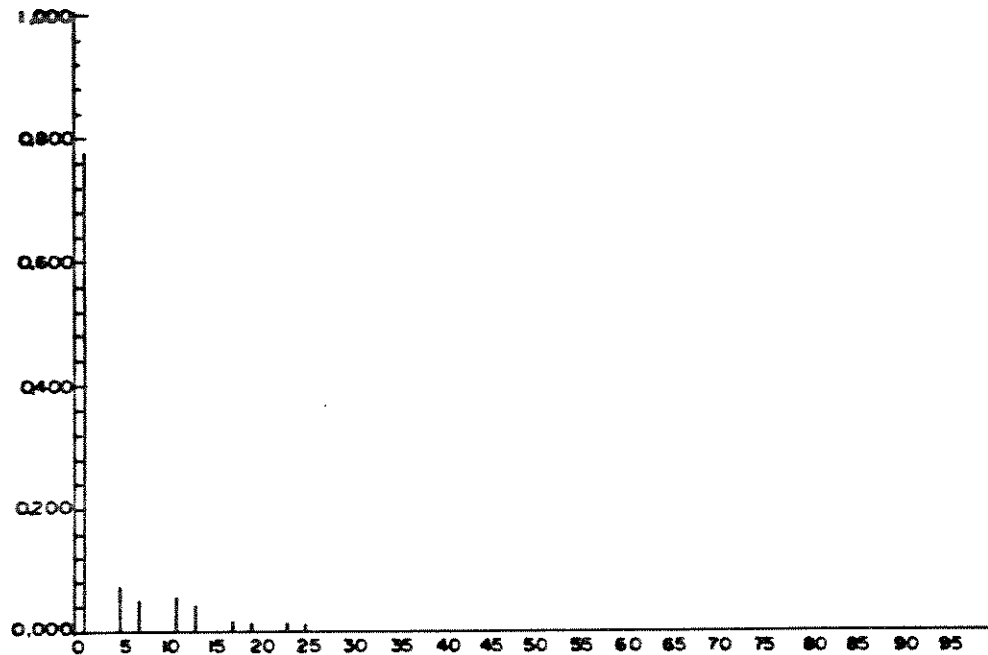


Figura 6.7 - Espectro harmônico da corrente de alimentação I_A da figura 6.6.

Para a configuração série deste conversor de doze pulsos ter-se-ia a corrente nos conversores iguais a 1 [pu]. Entretanto os ângulos de comutação são diferentes.

Para o 1º conversor: $\alpha_1 = 0^\circ$; $\mu_1 = 17^\circ$; $I_1 = I_d = 1$ [pu].

O ângulo de comutação do 2º conversor será calculado através da equação 6.6.

$$1 = 7,33 (\cos 0 - \cos \hat{\epsilon}_2)$$

$$\hat{\epsilon}_2 = 30,3$$

Logo $\mu_2 = 30,3^\circ$.

A figura 6.8. ilustra as formas de onda de correntes e tensões para o conversor de doze pulsos no qual $\alpha_1 = \alpha_2 = 0^\circ$; $\mu_1 = 17^\circ$; $\mu_2 = 30,3^\circ$.

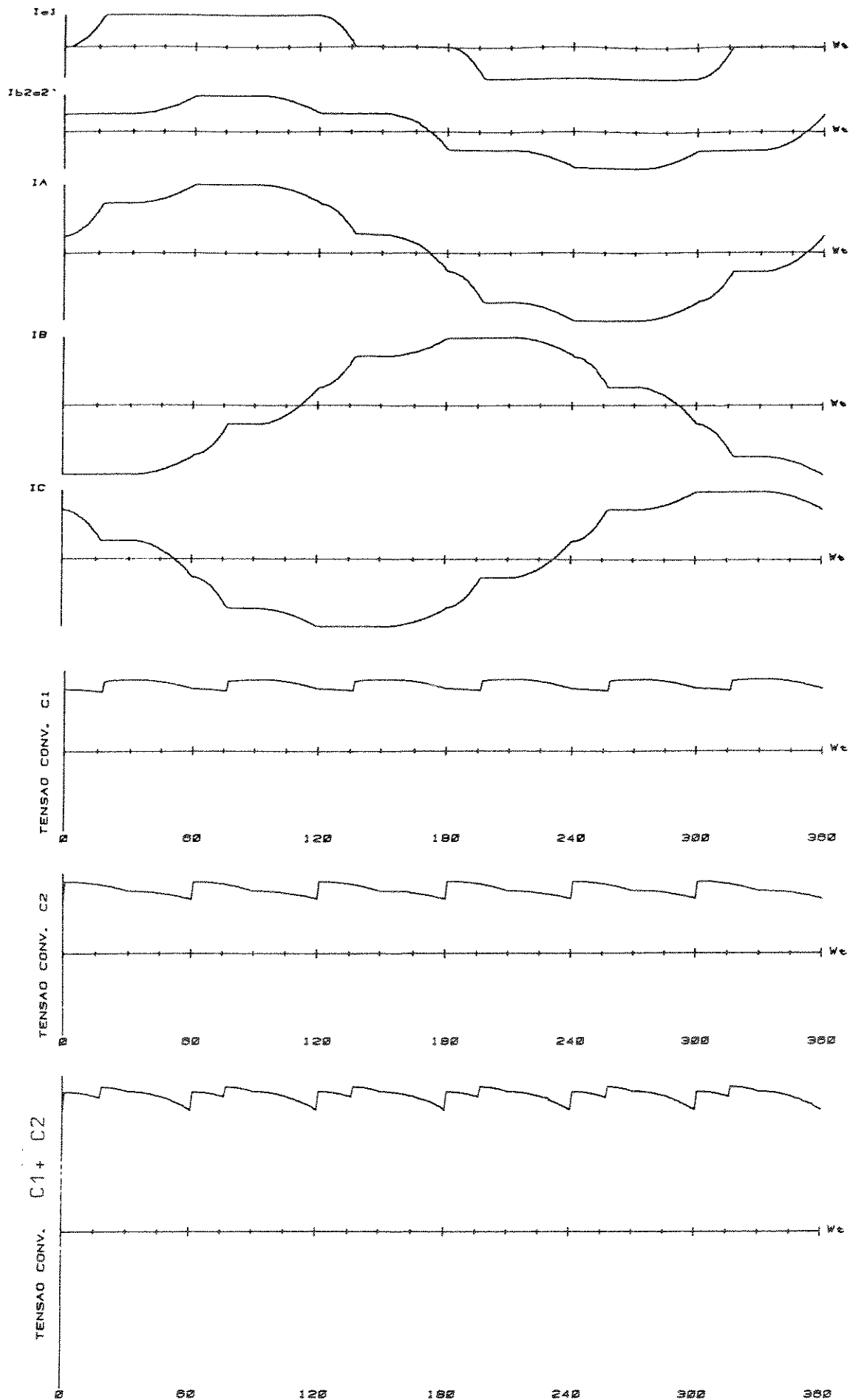


Figura 6.8 - Formas de onda para conversores de 12 pulsos formado por dois conversores de seis pulsos em série. $\alpha_1 = 0^\circ$; $\mu_1 = 17^\circ$; $\alpha_2 = 0^\circ$; $\mu_2 = 30^\circ$.

A Figura 6.9. ilustra o espectro harmônico da corrente de alimentação I_A .

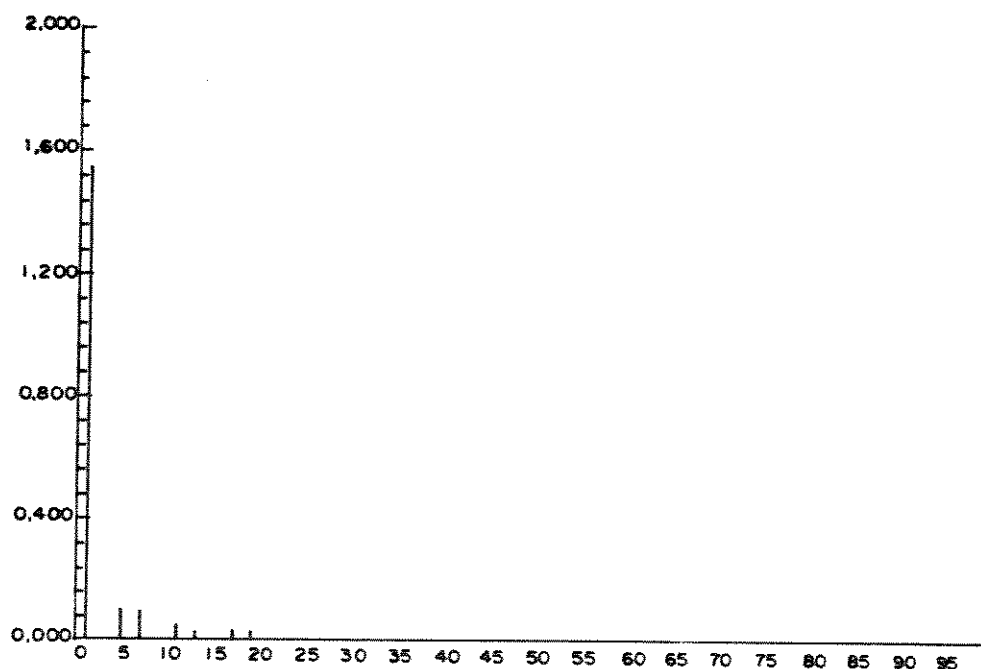


Figura 6.9 - Espectro harmônico da corrente de alimentação I_A da figura 6.8.

Para a análise de operação do conversor de vinte e quatro pulsos nas configurações série e paralelo em condições não ideais o procedimento de análise será análogo ao apresentado para o conversor de doze pulsos.

Seja o conversor de vinte e quatro pulsos com a utilização de transformadores delta estendido mostrado na figura 6.10.

(Veja figura a seguir)

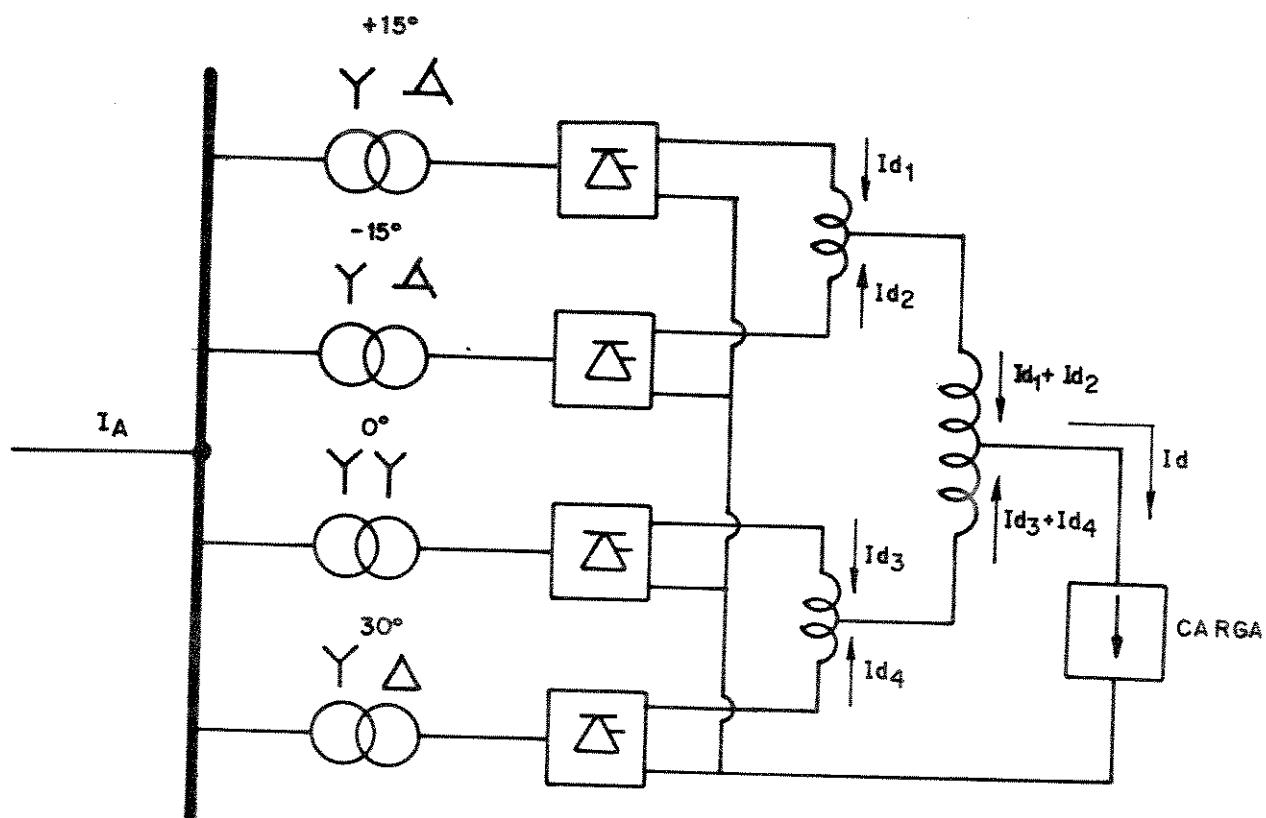


Figura 6.10 - Configuração paralela do conversor de vinte e quatro pulsos com a utilização de transformadores delta estendido.

Seja a distribuição de correntes

$$I_{d_1} = 0,15 I_d \quad (6.10)$$

$$I_{d_2} = 0,20 I_d \quad (6.11)$$

$$I_{d_3} = 0,30 I_d \quad (6.12)$$

$$I_{d_4} = 0,35 I_d \quad (6.13)$$

Analogamente ao conversor de doze pulsos para ângulos de

disparo $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha_3 = \alpha_4 = 0^\circ$ e $\mu_1 = 15^\circ$, ter-se-ia $\mu_2 = \mu_3 = \mu_4 = 15^\circ$.

A Figura 6.11. ilustra as formas de onda de correntes.

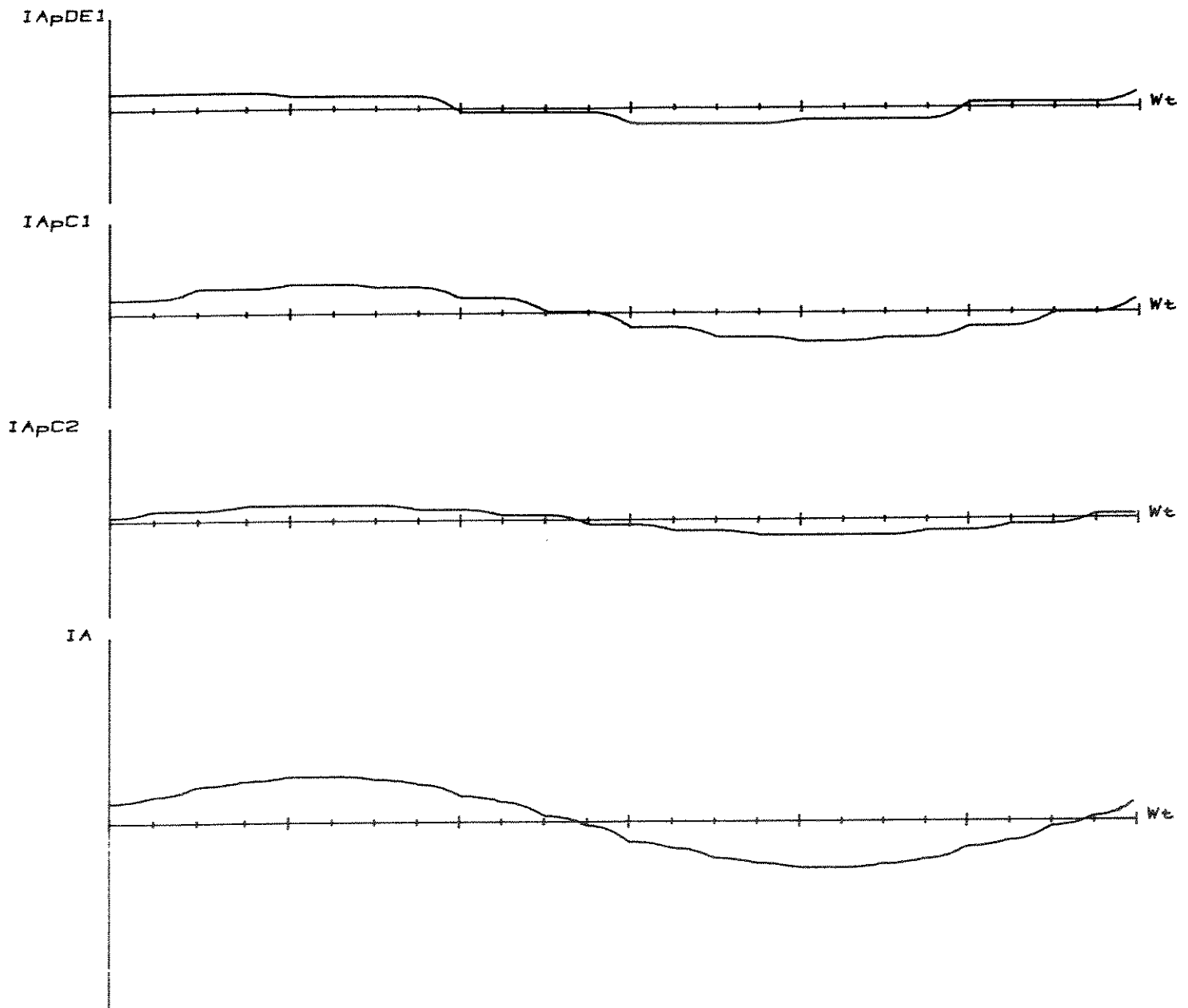


Figura 6.11 - Formas de onda de correntes do conversor de vinte e quatro pulsos na operação em paralelo das pontes conversoras $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha_3 = \alpha_4 = 0^\circ$; $\mu_1 = \mu_2 = \mu_3 = \mu_4 = 15^\circ$; $I_{d1} = 0,15I_d$; $I_{d2} = 0,20I_d$; $I_{d3} = 0,30I_d$; $I_{d4} = 0,35I_d$.

O espectro harmônico da corrente de alimentação I_A é mostrado na Figura 6.12.

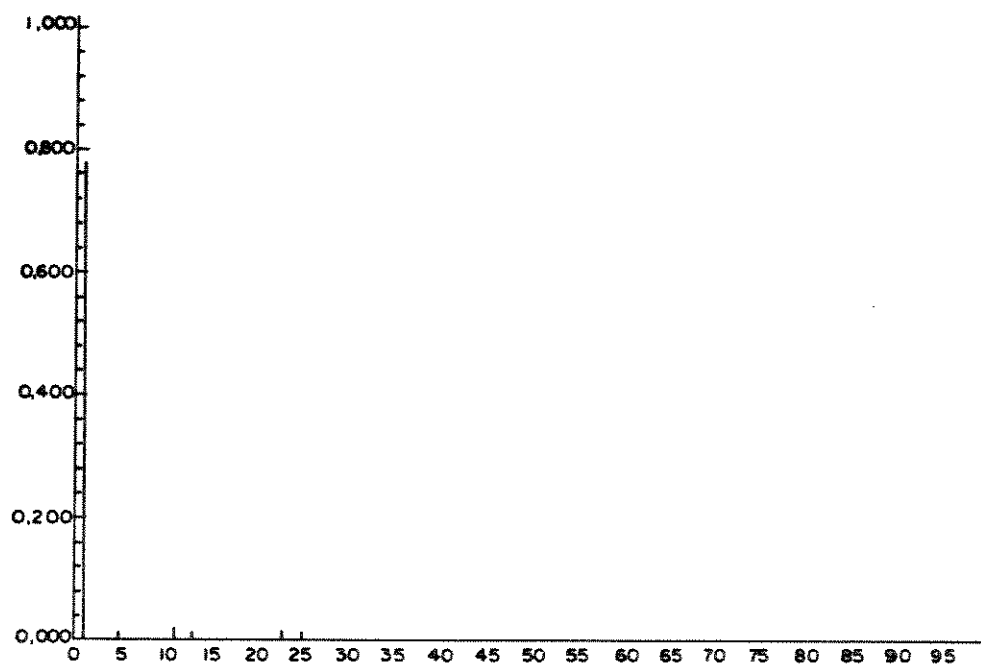


Figura 6.12 - Espectro harmônico da corrente de alimentação I_A da figura 6.11.

Para a operação em série dos conversores e procedendo analogamente como no caso do conversor de doze pulsos, os ângulos de comutação serão:

$$\mu_1 = 39,40^\circ \quad \text{e} \quad I_{S2_1} = 4,40 \quad (6.14)$$

$$\mu_2 = 33,96^\circ \quad \text{e} \quad I_{S2_2} = 5,86 \quad (6.15)$$

$$\mu_3 = 27,58^\circ \quad \text{e} \quad I_{S2_3} = 8,80 \quad (6.16)$$

$$\mu_4 = 25,50^\circ \quad \text{e} \quad I_{S2_4} = 10,26 \quad (6.17)$$

A Figura 6.13. ilustra as formas de onda de correntes e tensões para o conversor de vinte e quatro pulsos na configura-

ção série no qual $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha_3 = \alpha_4 = 0^\circ$, $\mu_1 = 39,40^\circ$, $\mu_2 = 33,16^\circ$,
 $\mu_3 = 27,58^\circ$, $\mu_4 = 25,50^\circ$.

(Veja figura a seguir)

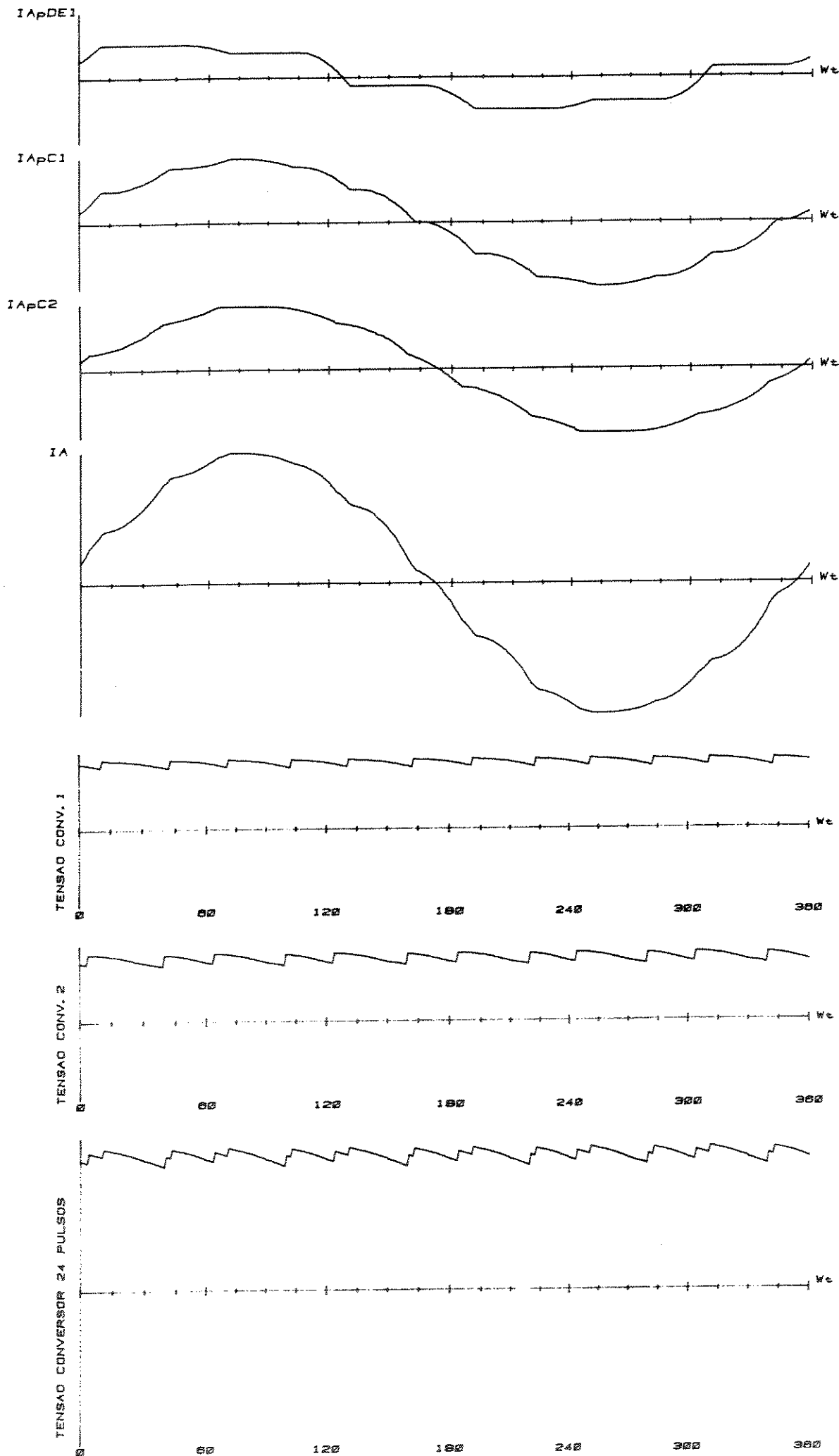


Figura 6.13 - Formas de onda de correntes e tensões para conversor de 24 pulsos na configuração série - DE.

A Figura 6.14. ilustra o espectro harmônico da corrente de alimentação I_A .



Figura 6.14 - Espectro harmônico da corrente de alimentação I_A da Figura 6.13.

CAPÍTULO VII

VERIFICAÇÕES EXPERIMENTAIS EM LABORATÓRIO

A Figura 7.1. ilustra o sistema conversor tiristorizado de vinte e quatro pulsos utilizando transformadores delta/zigue - zague implementado em laboratório.

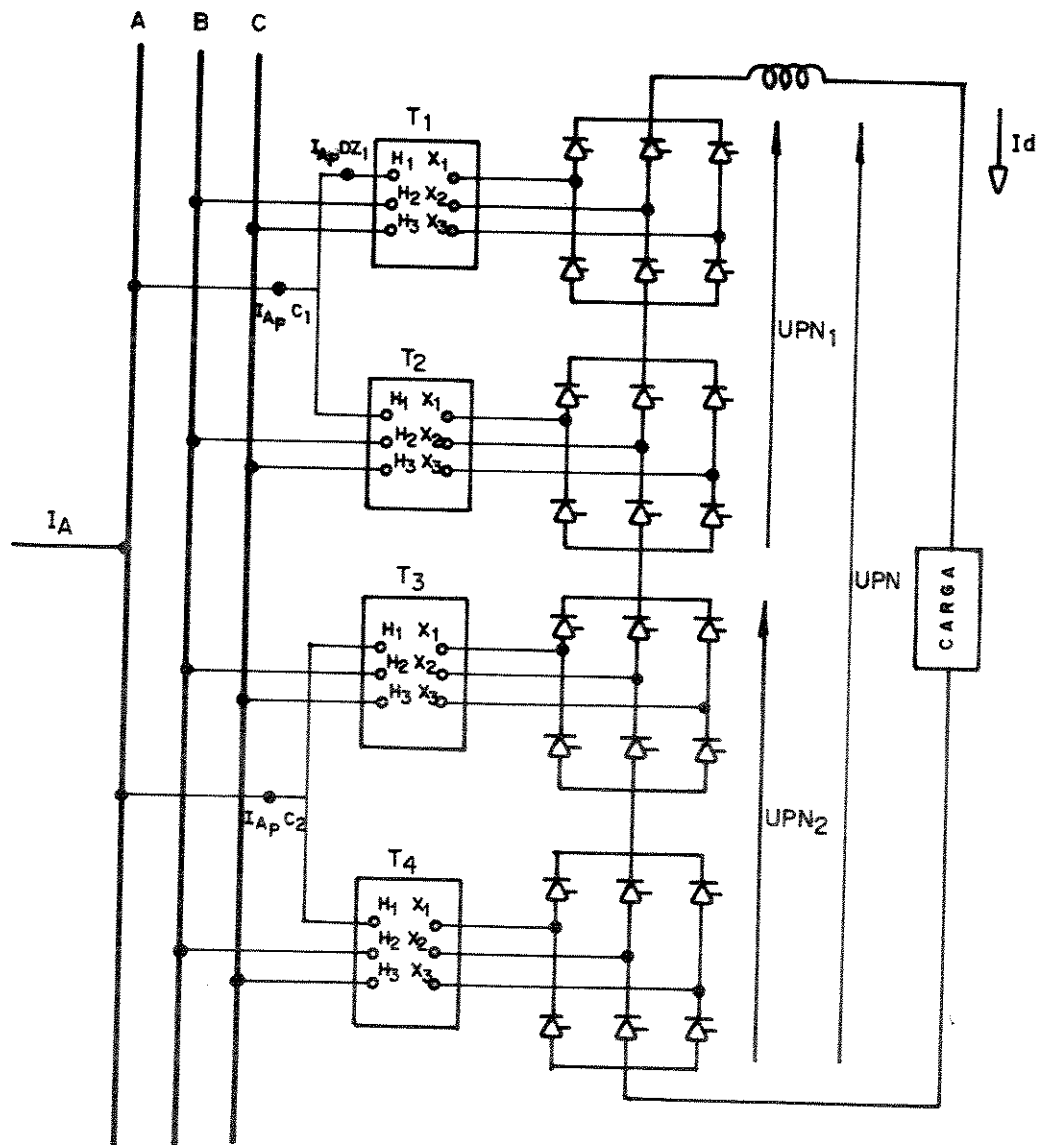


Figura 7.1 - Sistema conversor tiristorizado de 24 pulsos. Utilizando transformadores delta zigue-zague.

Tem-se na Figura 7.1.

T_1 - Transformador $\Delta Z + 15^\circ - DZ_1$

T_2 - Transformador $\Delta Z - 15^\circ - DZ_2$

T_3 - Transformador $\Delta Z \quad 0^\circ - DZ_3$

T_4 - Transformador $\Delta Z \quad 30^\circ - DZ_4$

Serão ilustradas nas figuras a seguir as formas de onda de correntes $I_{A_p DZ_1}$; $I_{A_p C_1}$; $I_{A_p C_2}$ e I_A e das tensões UPN_1 ; UPN_2 e UPN para ângulos de disparo respectivamente 0° ; 30° e 60° , onde poderão ser comparados os resultados experimentais e simulados.

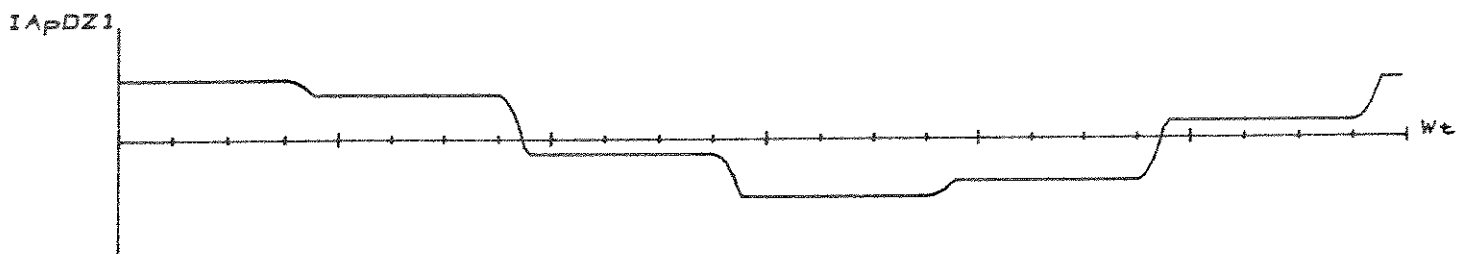
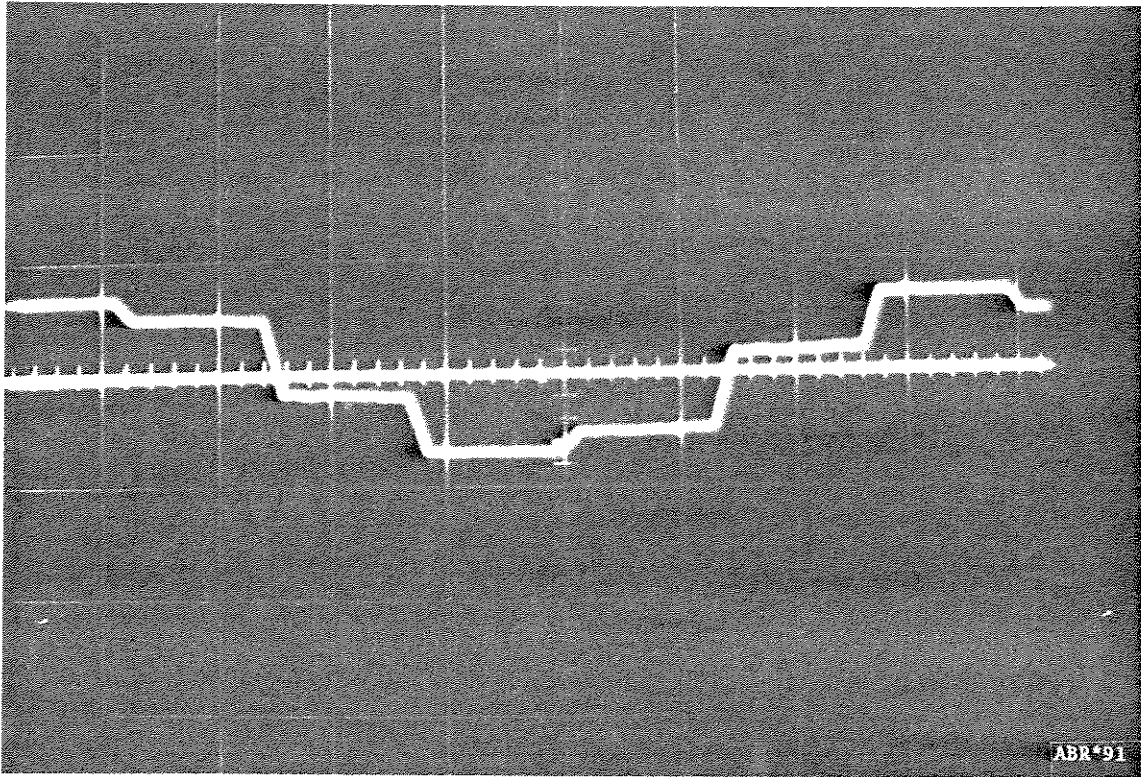


Figura 7.1 - Corrente $I_{A_p DZ_1}$ $\alpha_1 = 0^\circ$; $\mu_1 = 8^\circ$
experimental e simulada.

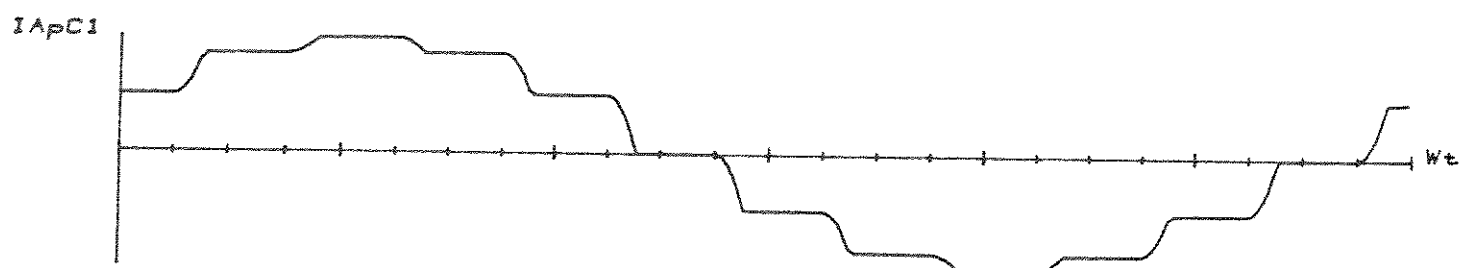
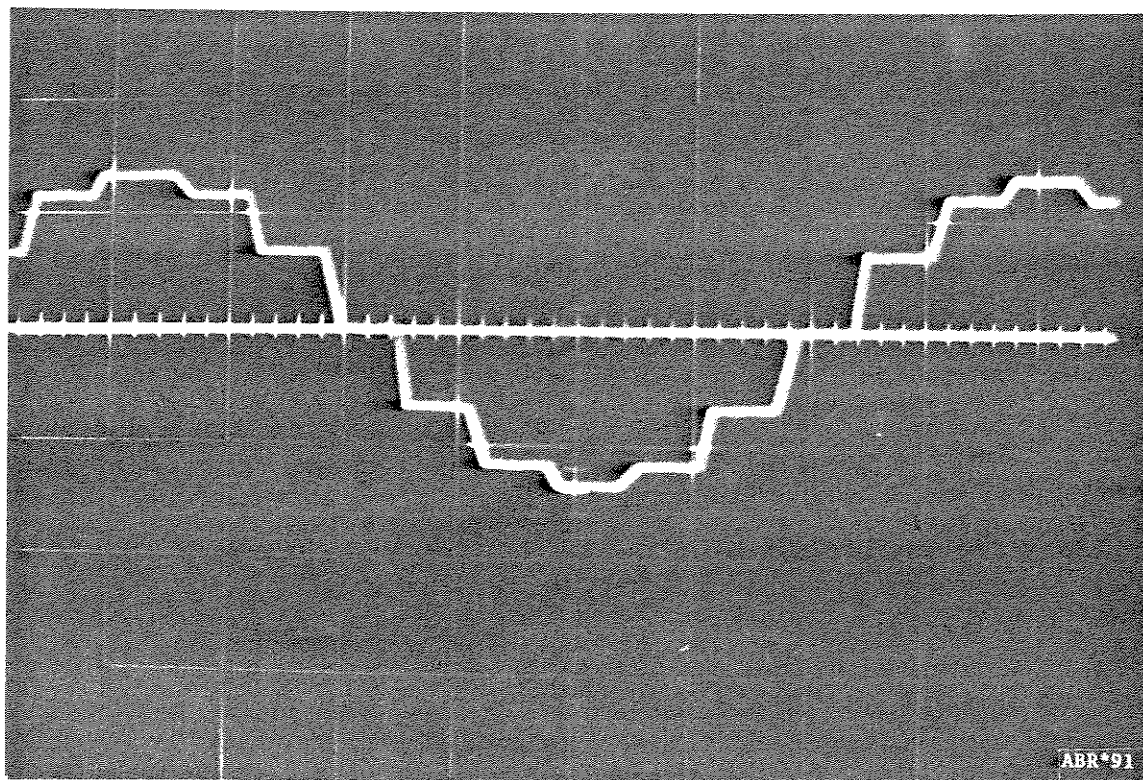


Figura 7.2 - Corrente I_{ApC1} $\alpha_1 = 0^\circ$; $\mu_1 = 8^\circ$
experimental e simulada.

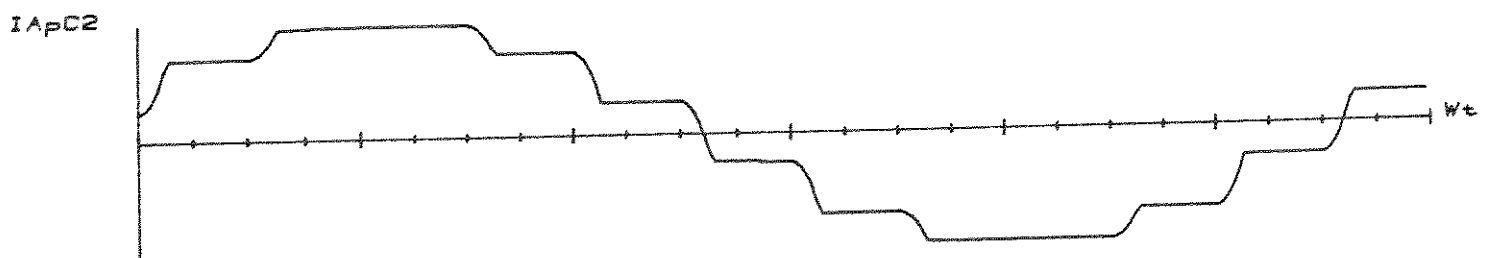
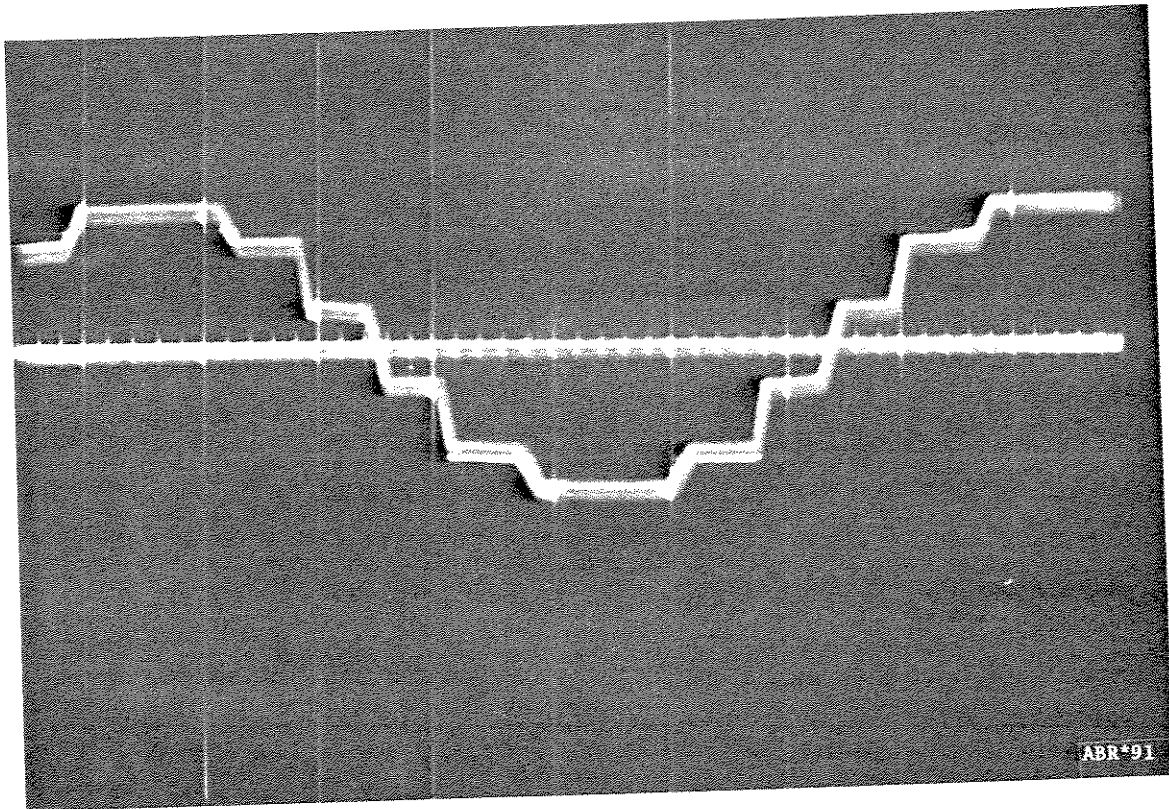


Figura 7.3 - Corrente I_{ApC2} $\alpha_1 = 0^\circ$; $\mu_1 = 8^\circ$
experimental e simulada.

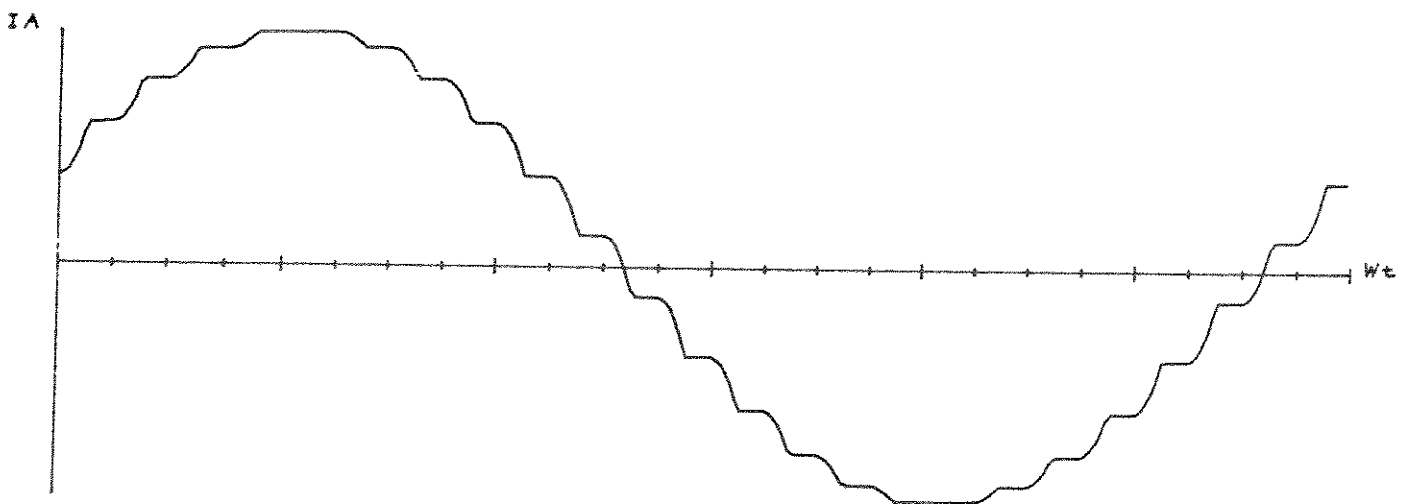
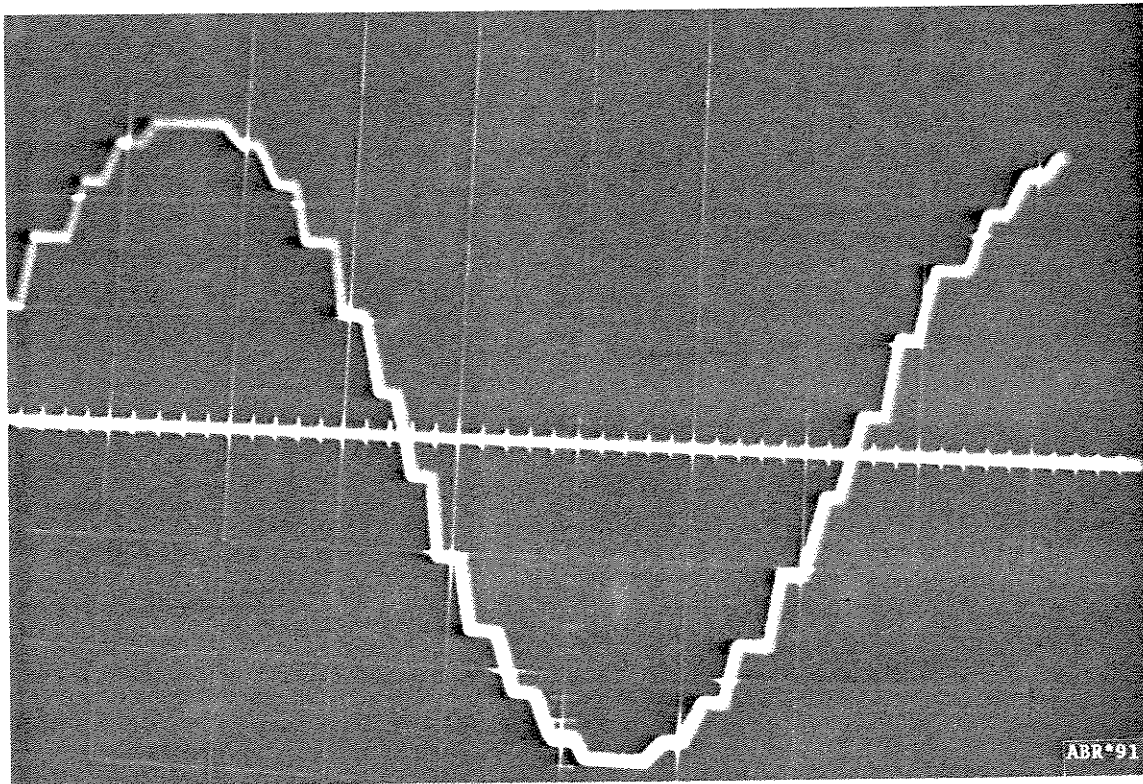


Figura 7.4 - Corrente I_A $\alpha_1 = 0^\circ$; $\mu_1 = 8^\circ$
experimental e simulada.

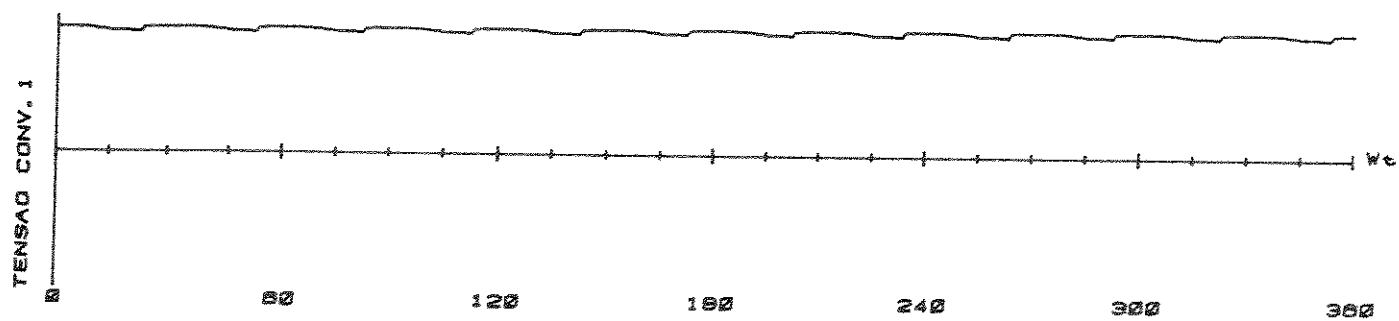
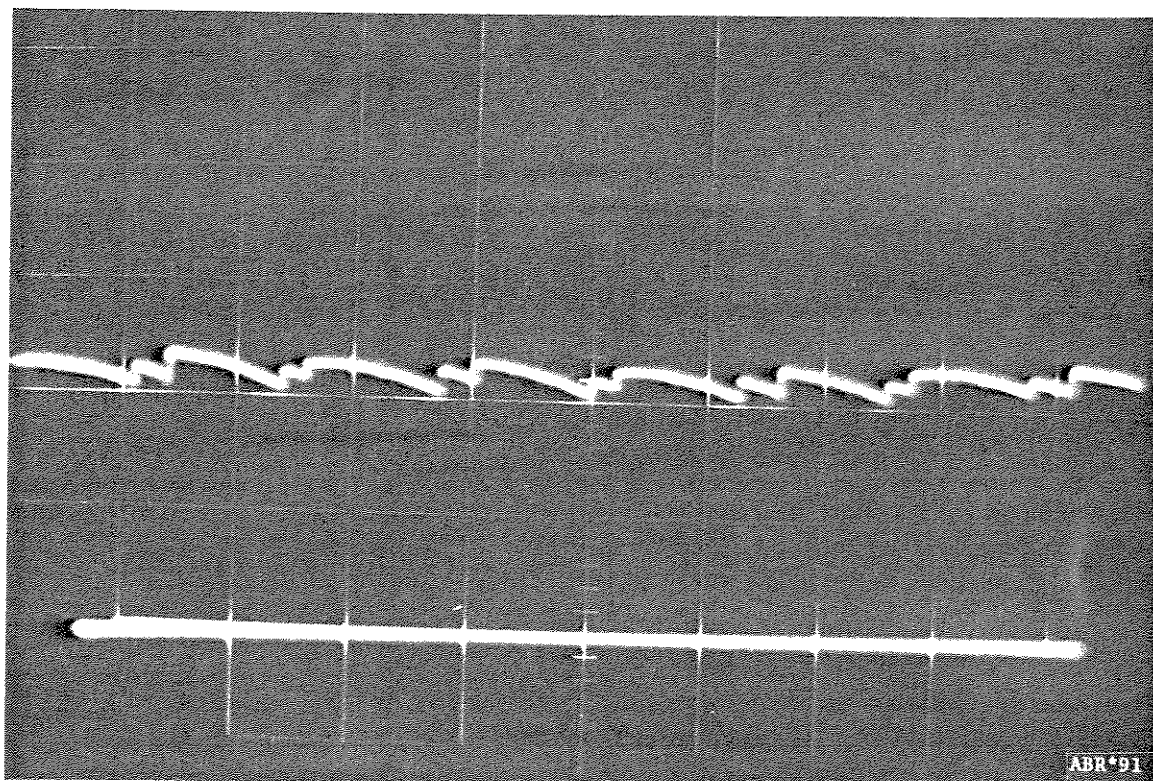


Figura 7.5 - Tensão UPN_1 , $\alpha_1 = 0^\circ$; $\mu_1 = 8^\circ$
experimental e simulada.

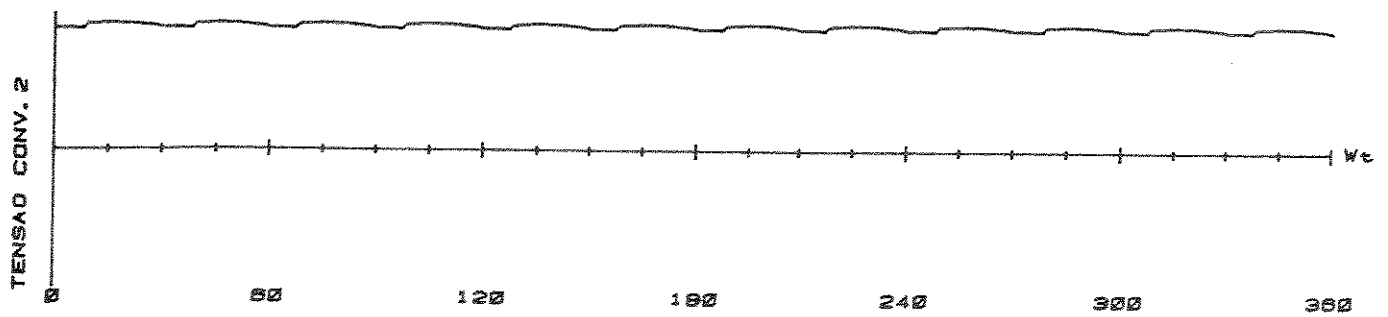
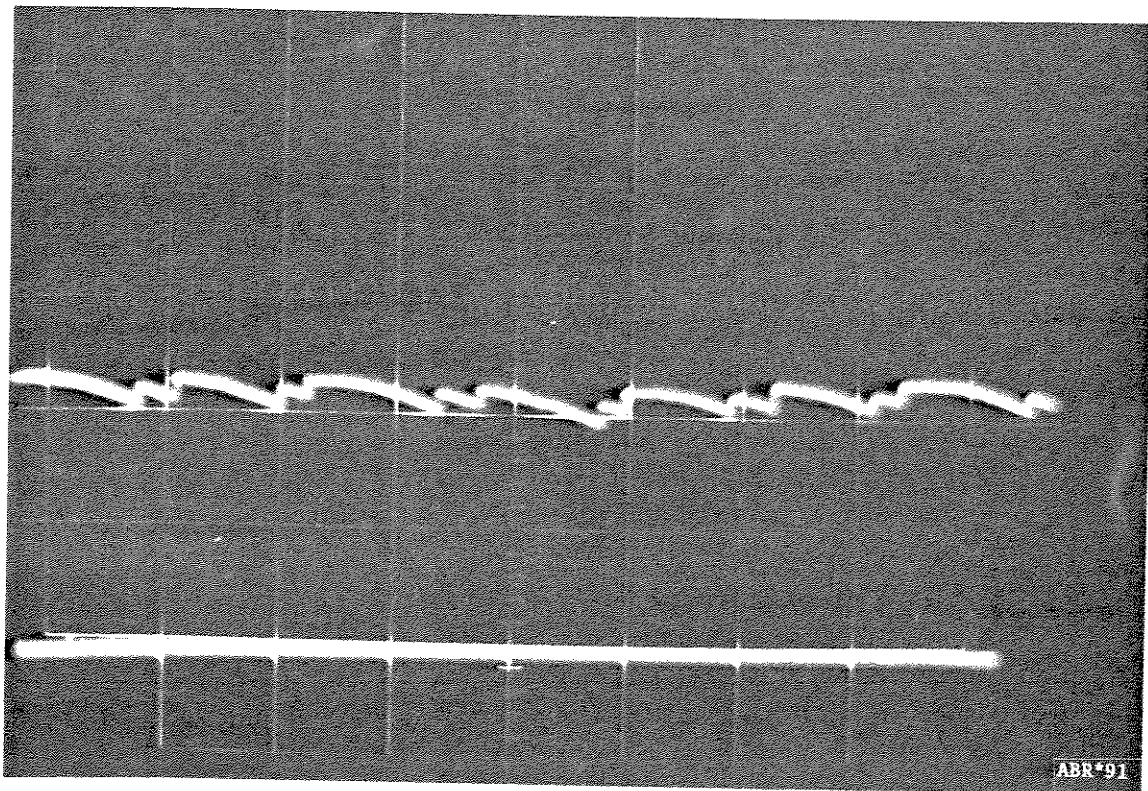


Figura 7.6 - Tensão UPN_2 $\alpha_1 = 0^\circ$; $\mu_1 = 8^\circ$
experimental e simulada.

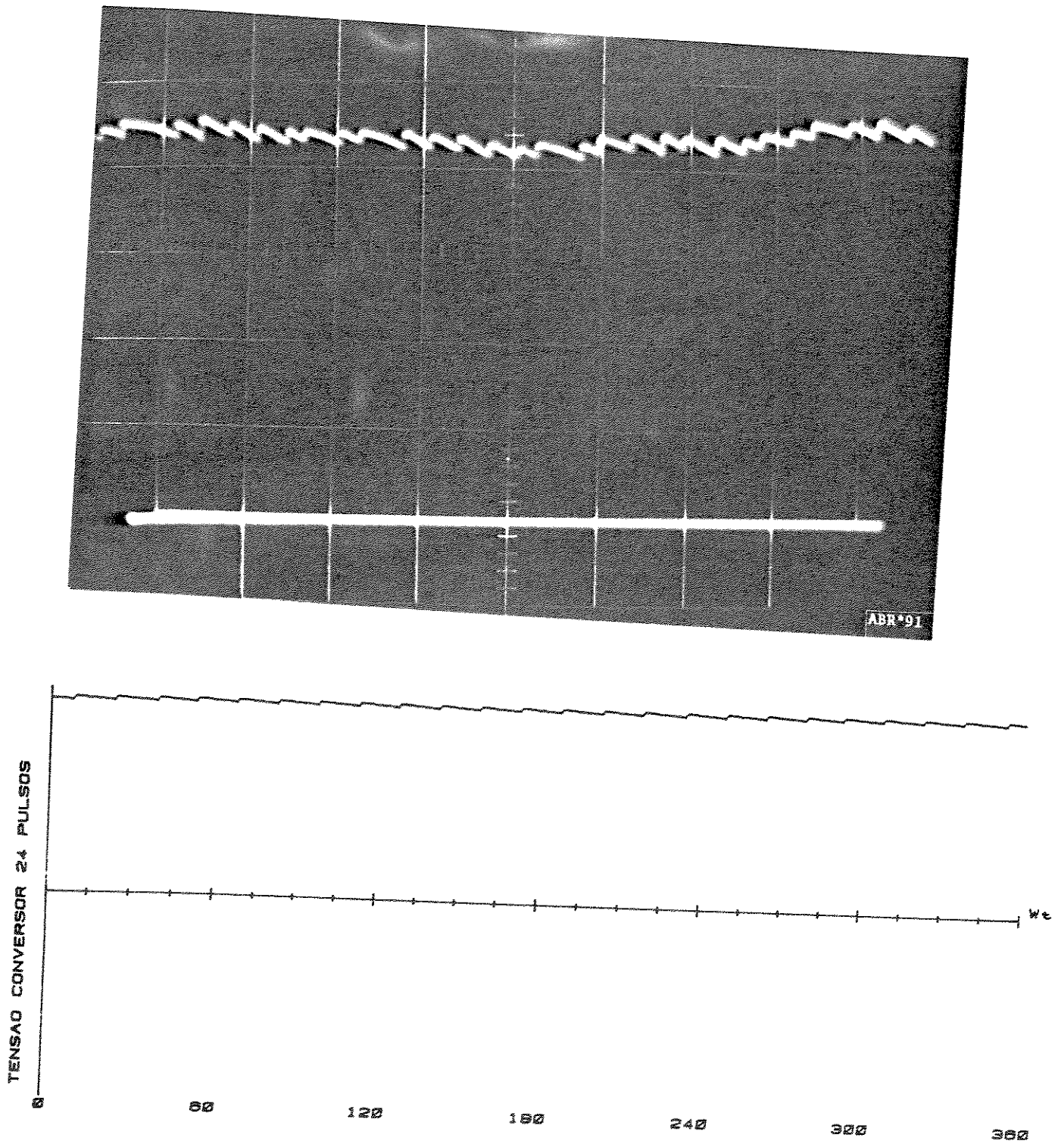


Figura 7.7 - Tensão UPN $\alpha_1 = 0^\circ$; $\mu_1 = 8^\circ$
experimental e simulada.

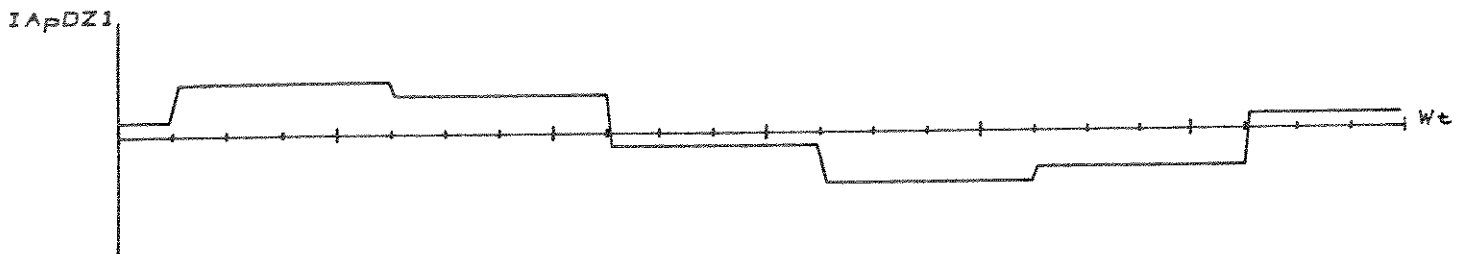
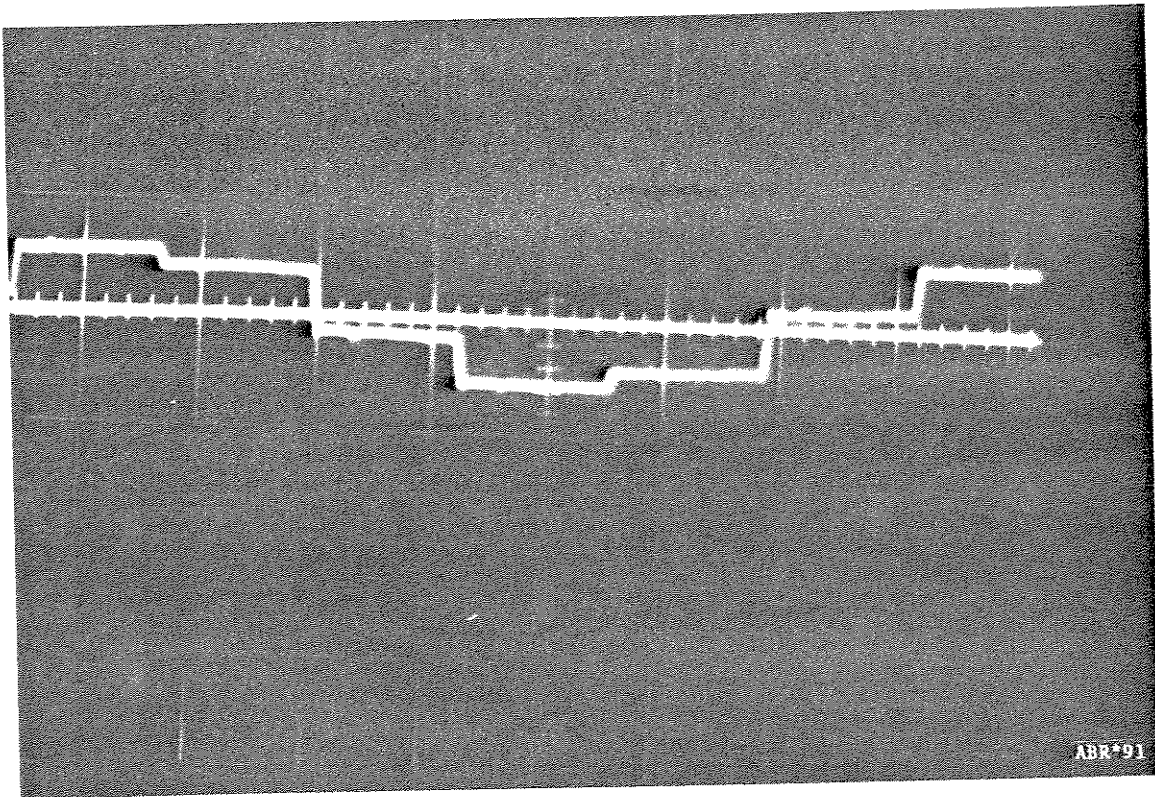


Figura 7.8 - Corrente $I_{A_p}^{DZ_1}$ $\alpha_2 = 30^\circ$; $\mu_2 = 1,5^\circ$
experimental e simulada.

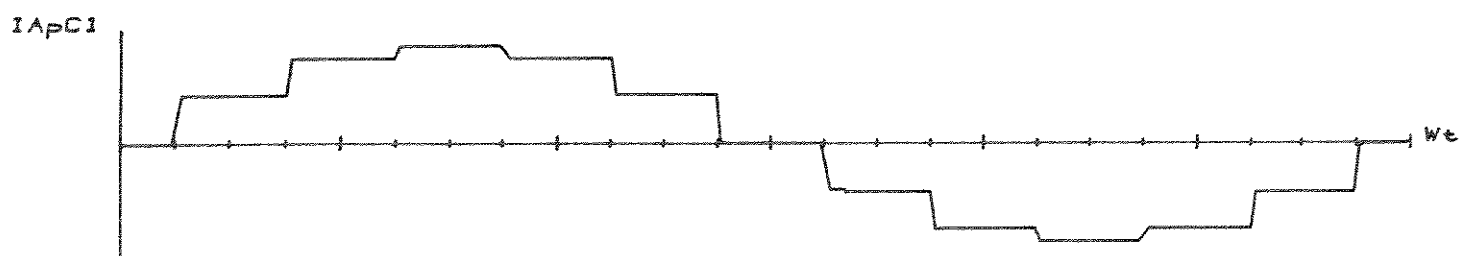
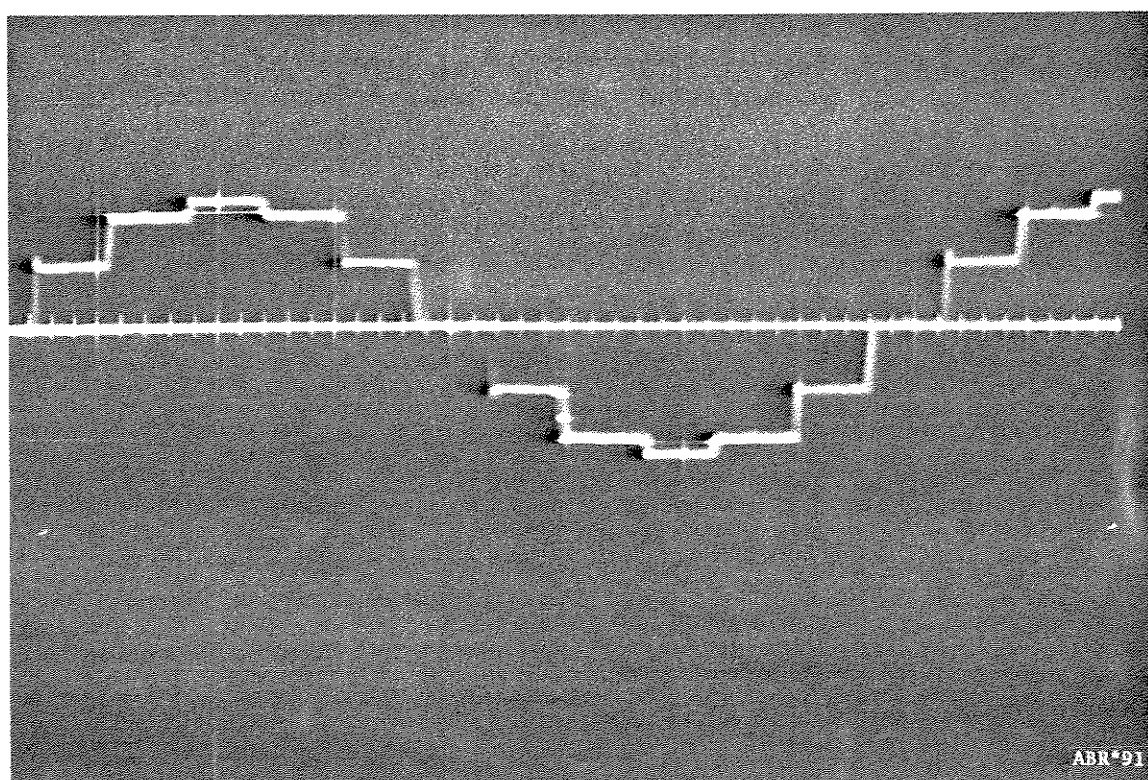


Figura 7.9 - Corrente $I_{A_p C_1}$ $\alpha_2 = 30^\circ$; $\mu_2 = 1,5^\circ$
experimental e simulada.

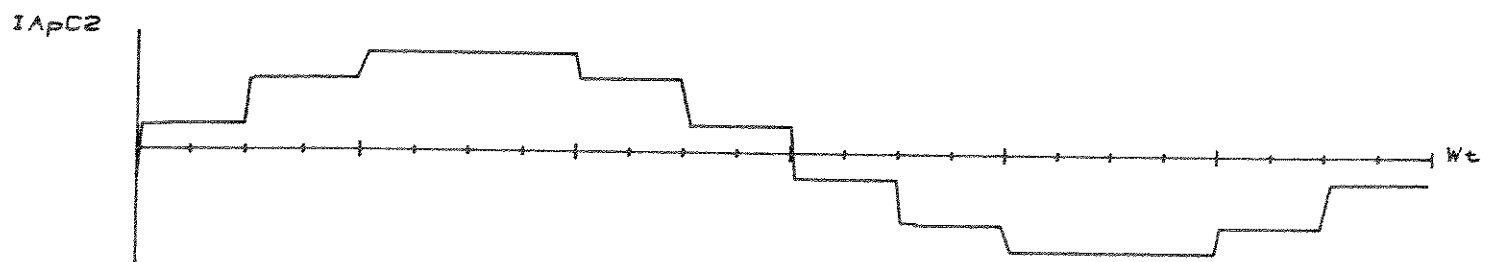
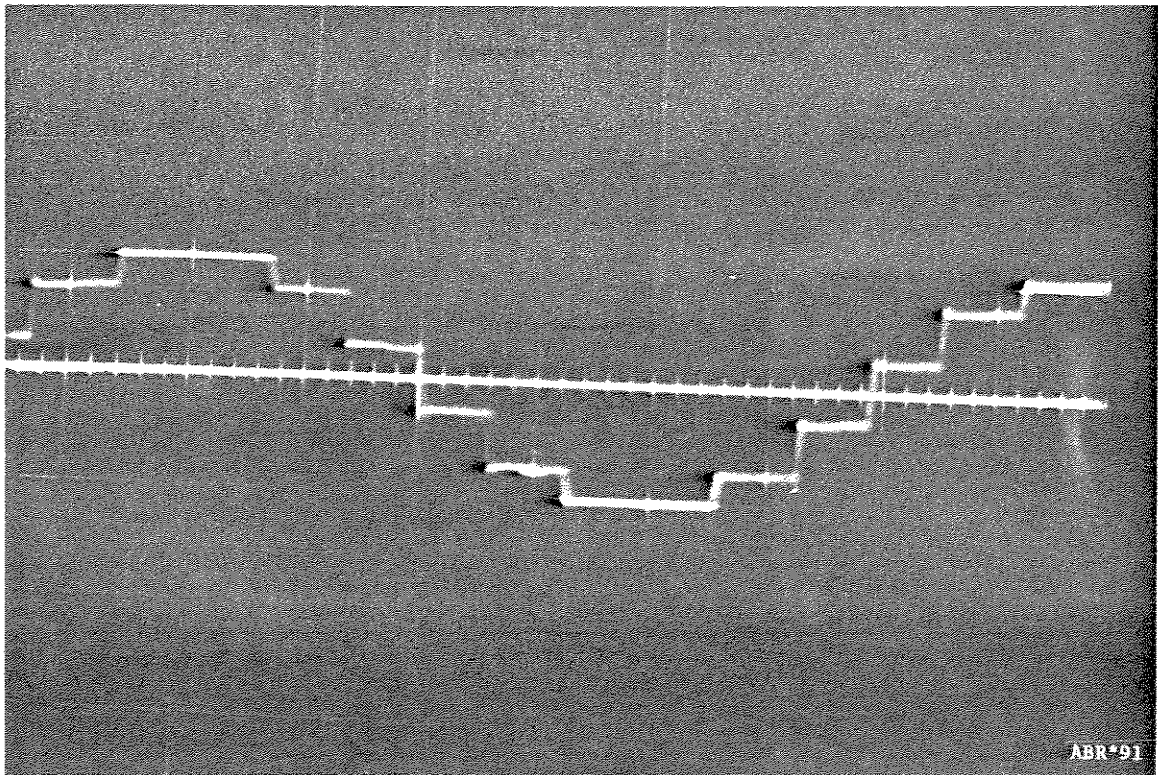


Figura 7.10 - Corrente I_{ApC2} $\alpha_2 = 30^\circ$; $\mu_2 = 1,5^\circ$
experimental e simulada.

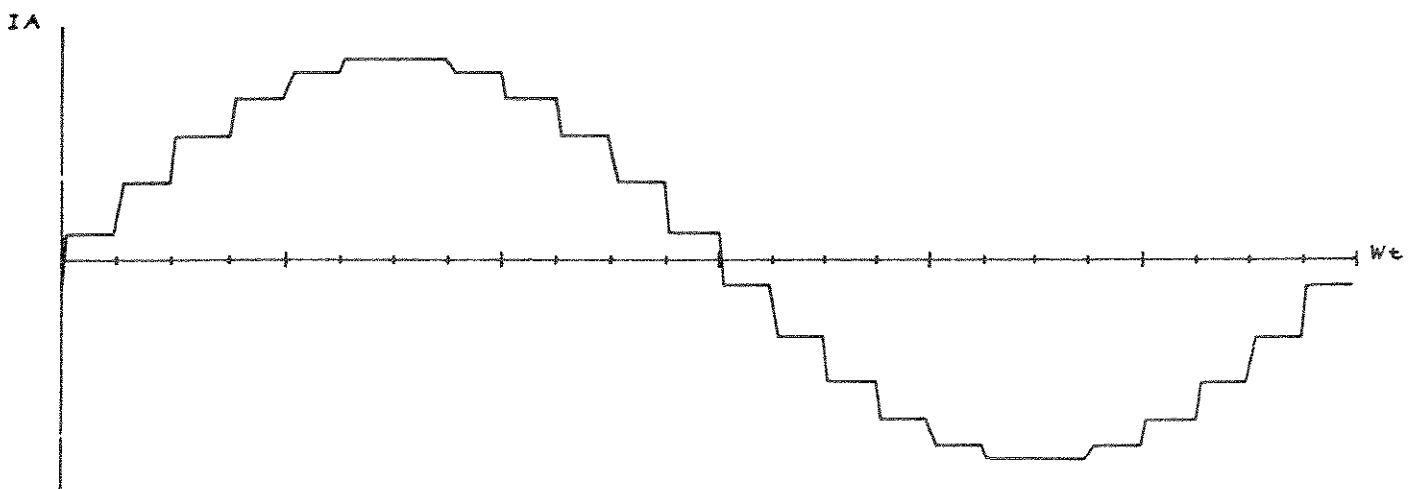
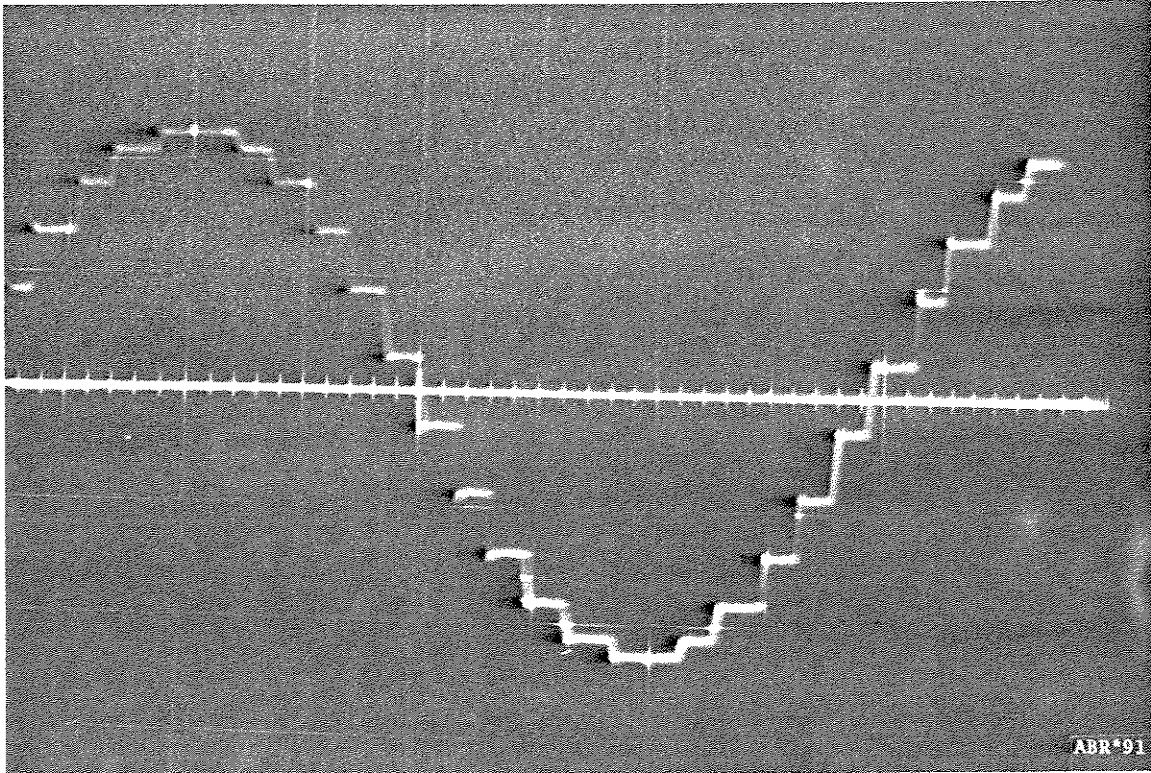


Figura 7.11 - Corrente I_A $\alpha_2 = 30^\circ$; $\mu_2 = 1,5^\circ$
experimental e simulada.

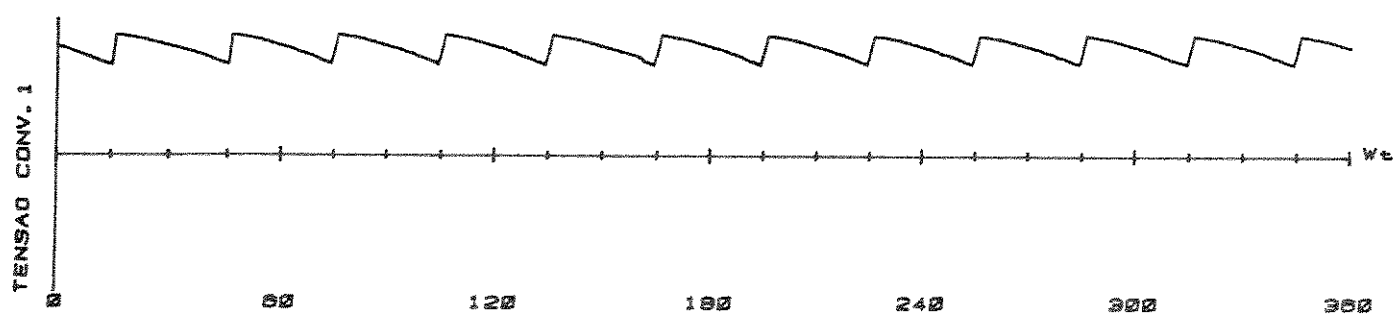
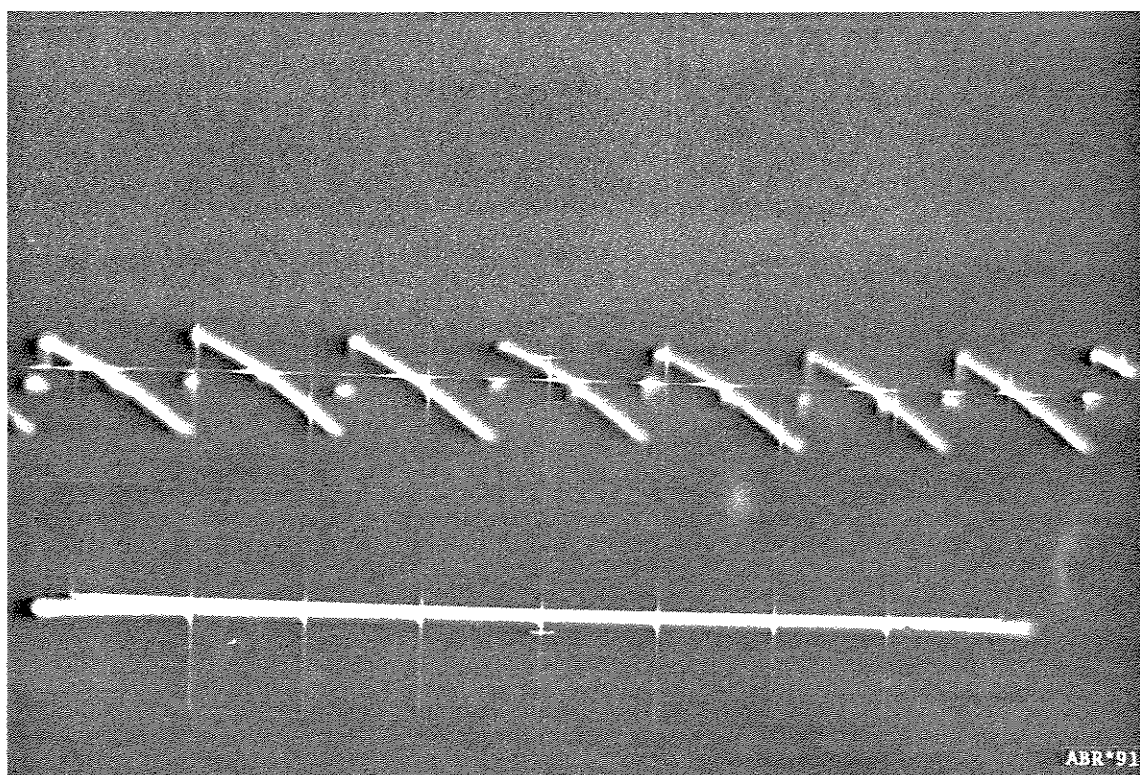


Figura 7.12 - Tensão UPN_1 $\alpha_2 = 30^\circ$; $\mu_2 = 1,5^\circ$
experimental e simulada.

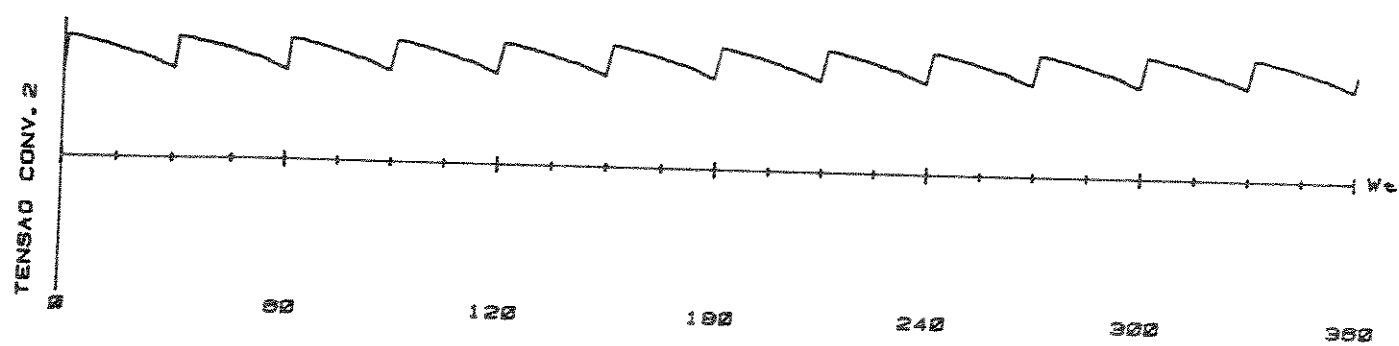
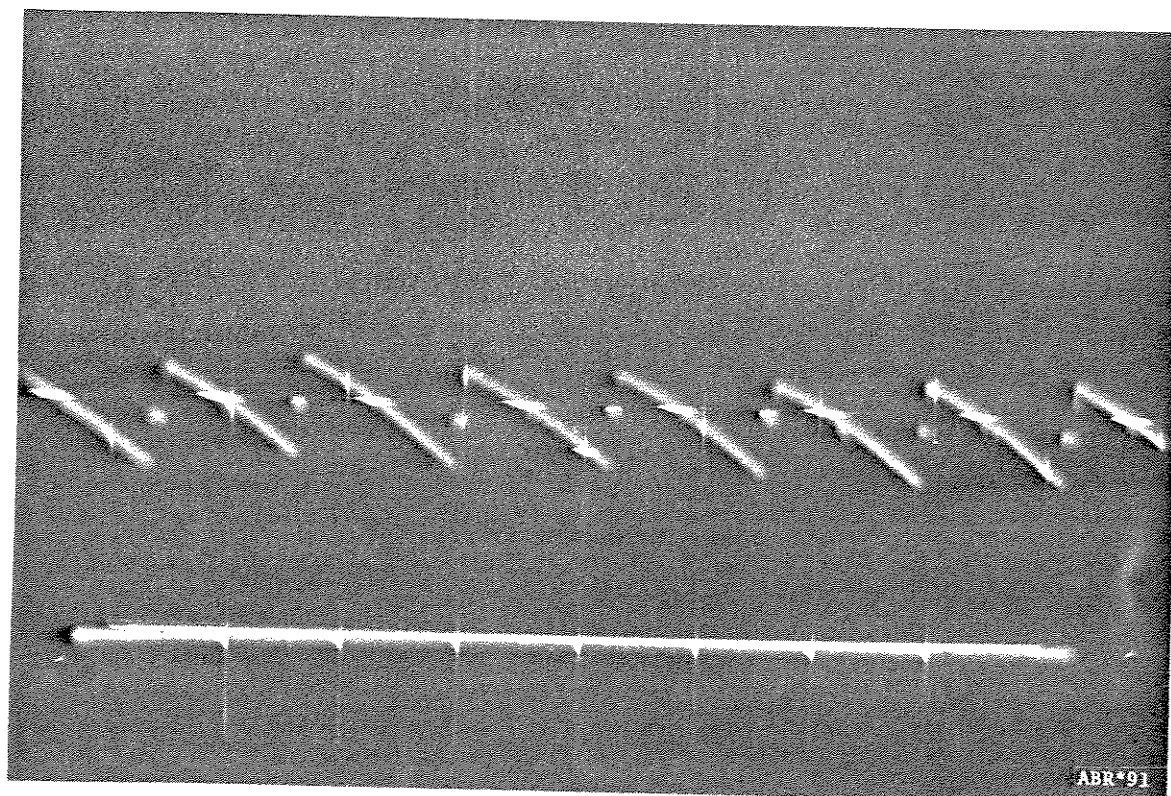


Figura 7.13 - Tensão UPN_2 $\alpha_2 = 30^\circ$; $\nu_2 = 1,5^\circ$
experimental e simulada.

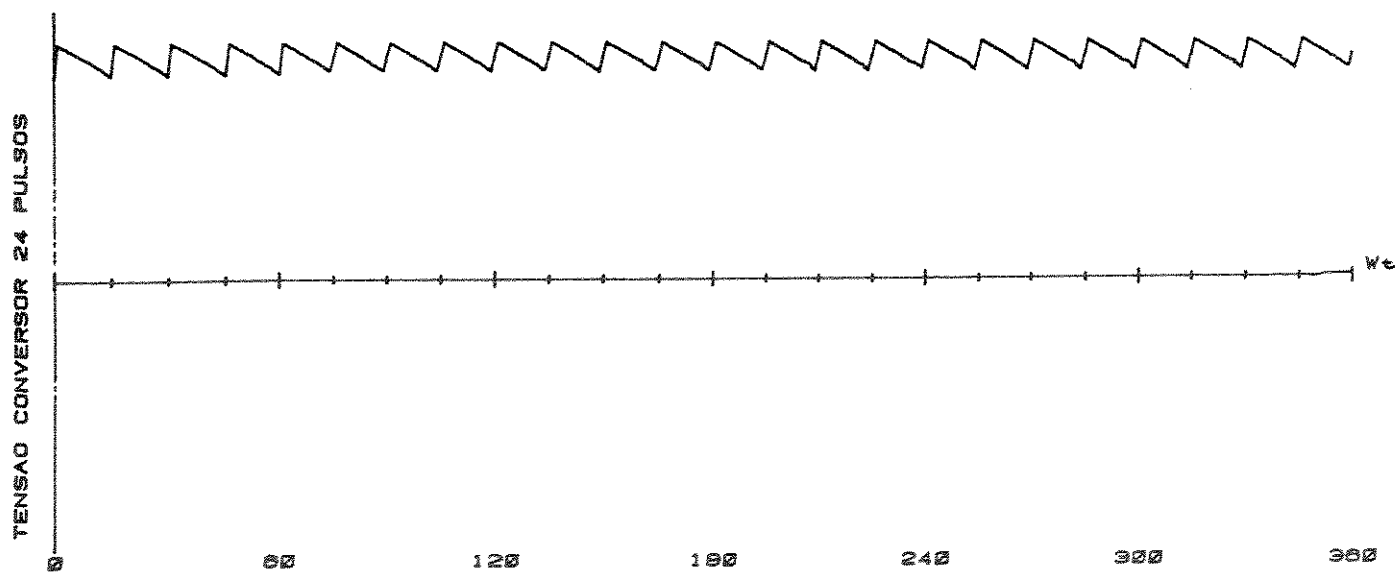
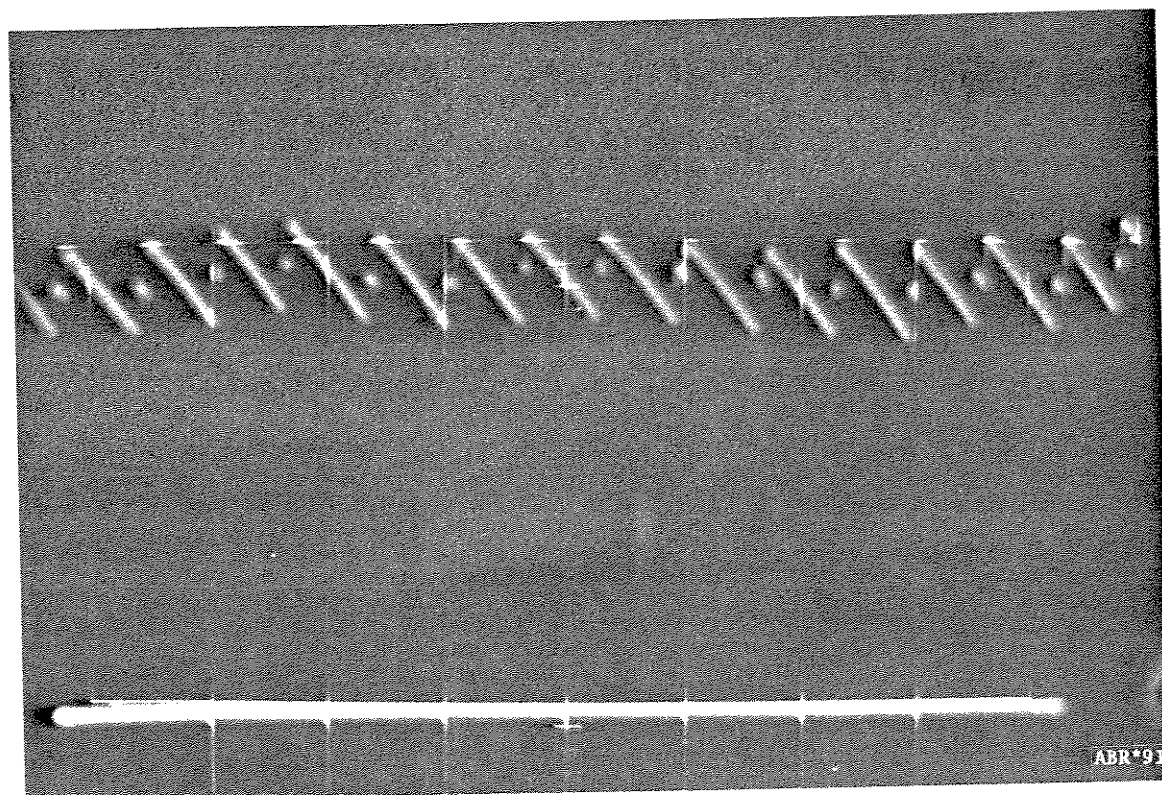


Figura 7.14 - Tensão UPN $\alpha_2 = 30^\circ$; $\mu_2 = 1,5^\circ$
experimental e simulada.

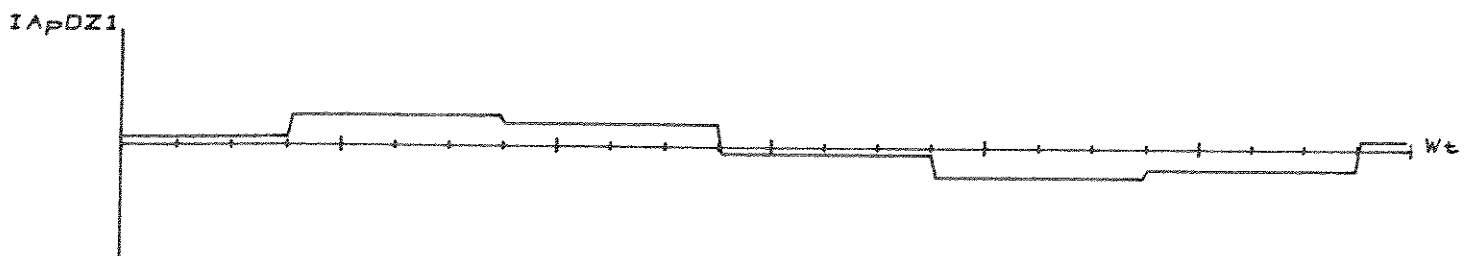
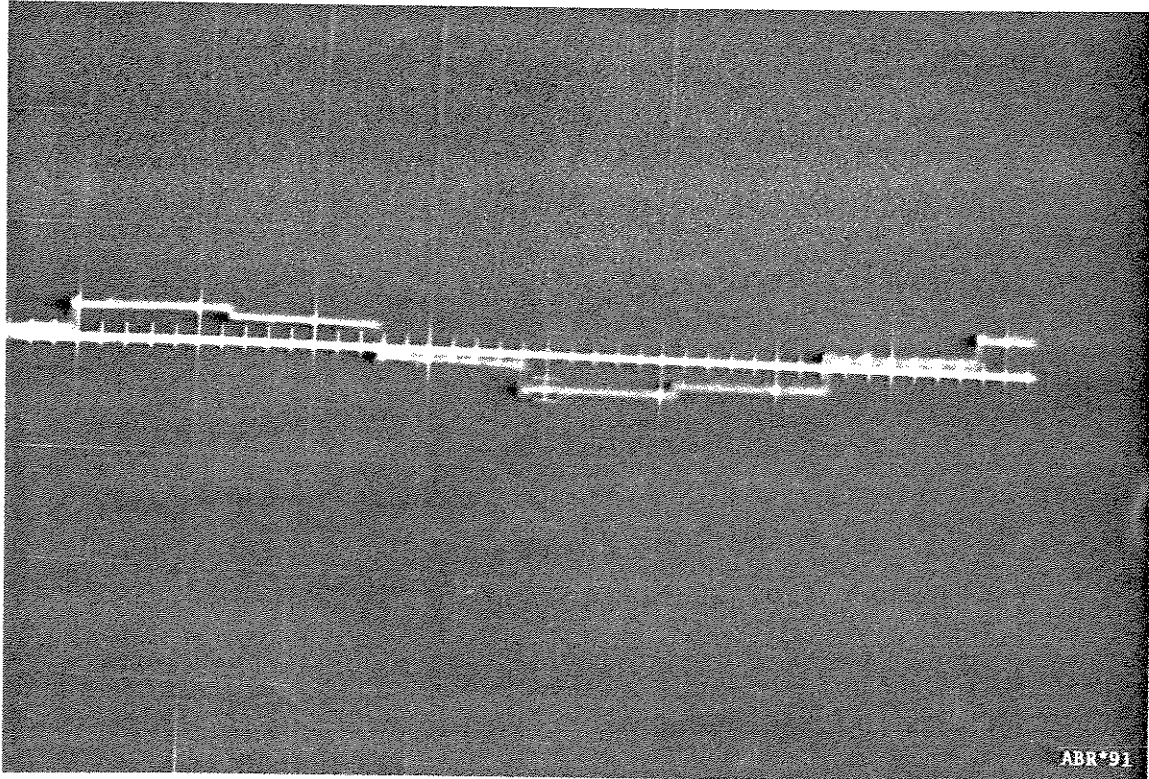


Figura 7.15 - Corrente I_{ApDZ1} $\alpha_3 = 60^\circ$; $\mu_3 = 0^\circ$
experimental e simulada.

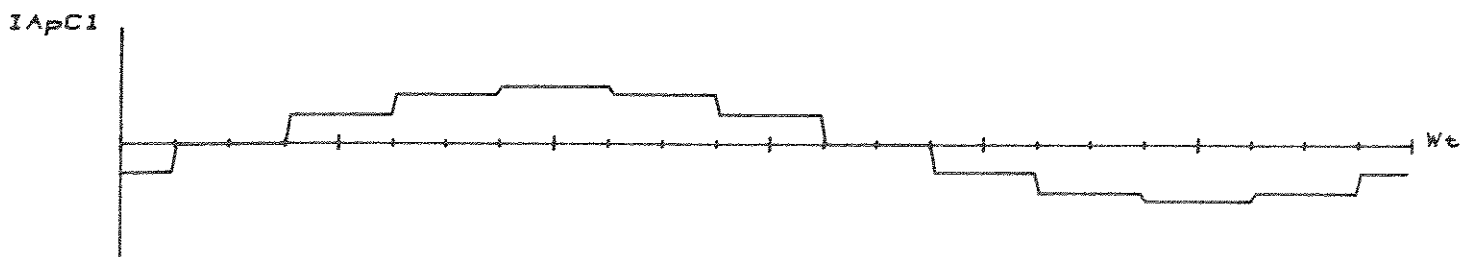
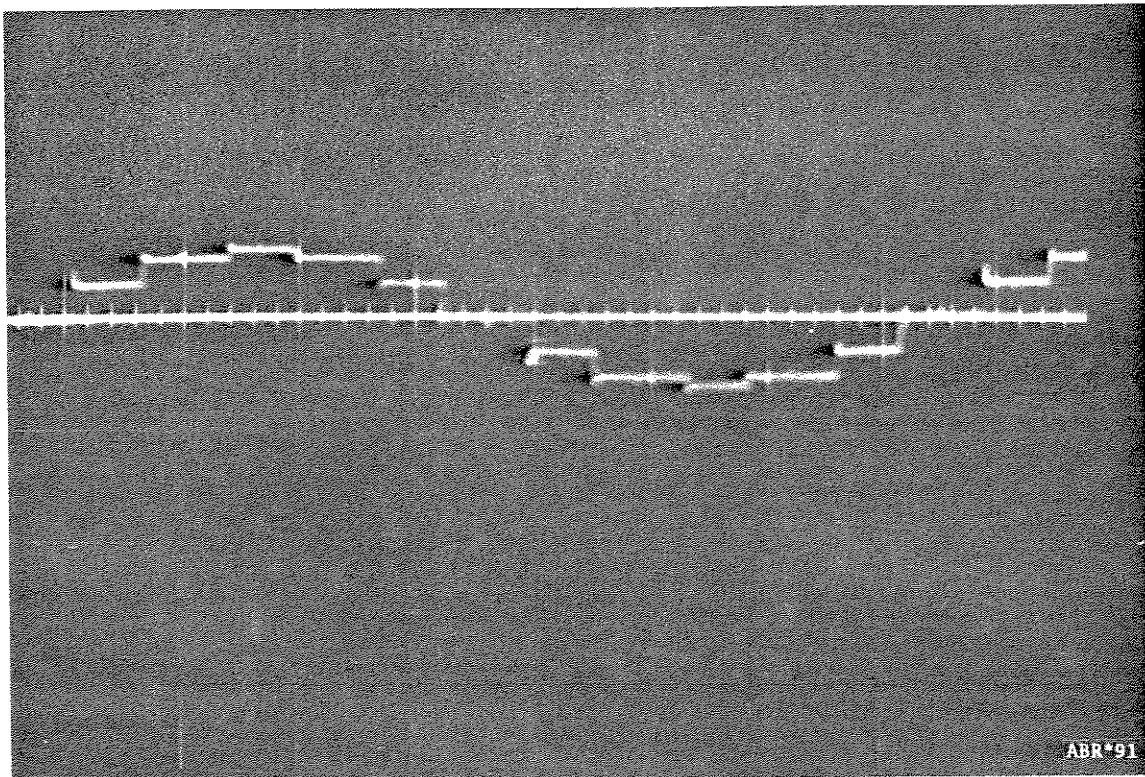


Figura 7.16 - Corrente I_{ApC1} $\alpha_3 = 60^\circ$; $\mu_3 = 0^\circ$
experimental e simulada.

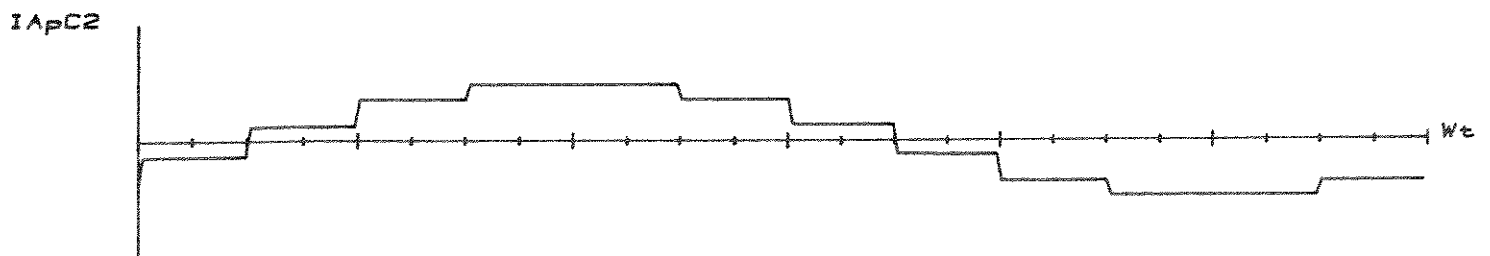
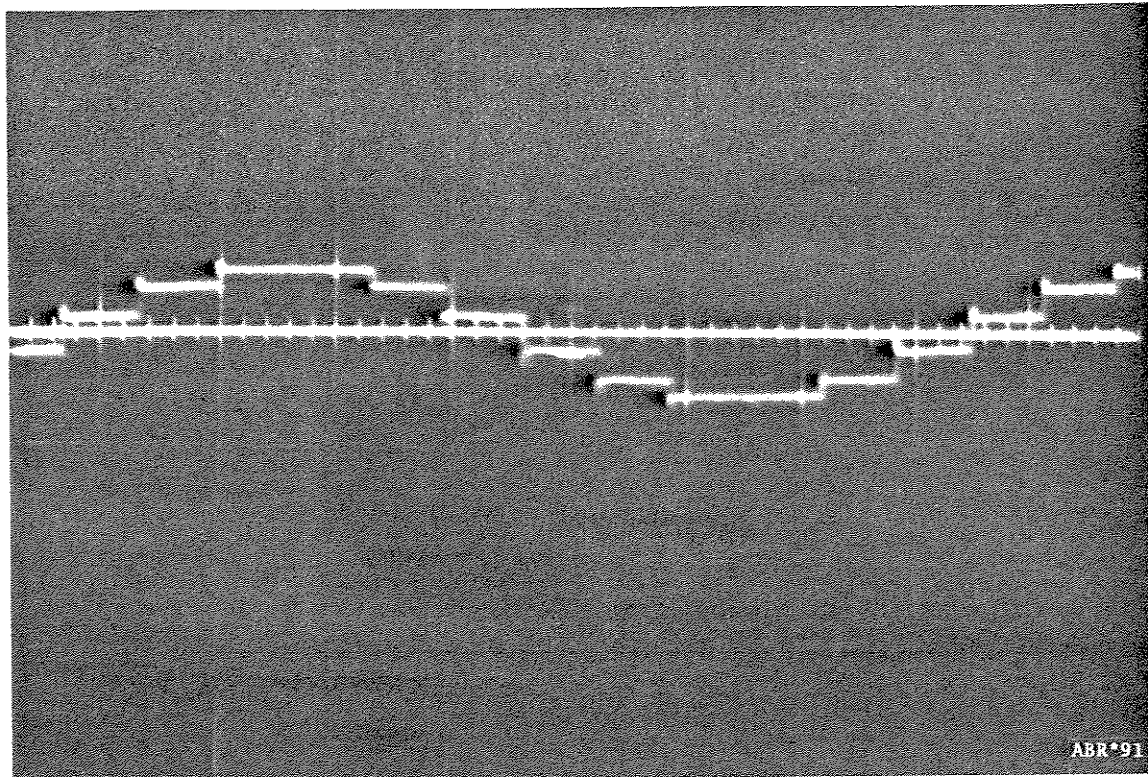


Figura 7.17 - Corrente $I_{Ap}C_2$ $\alpha_3 = 60^\circ$; $\mu_3 = 0^\circ$
experimental e simulada.

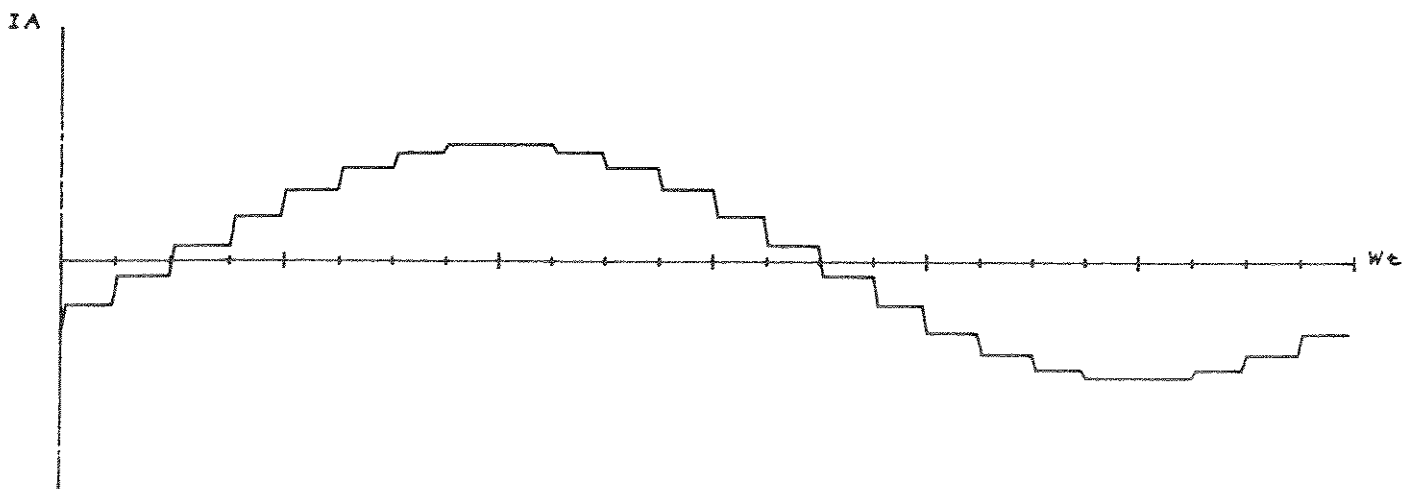
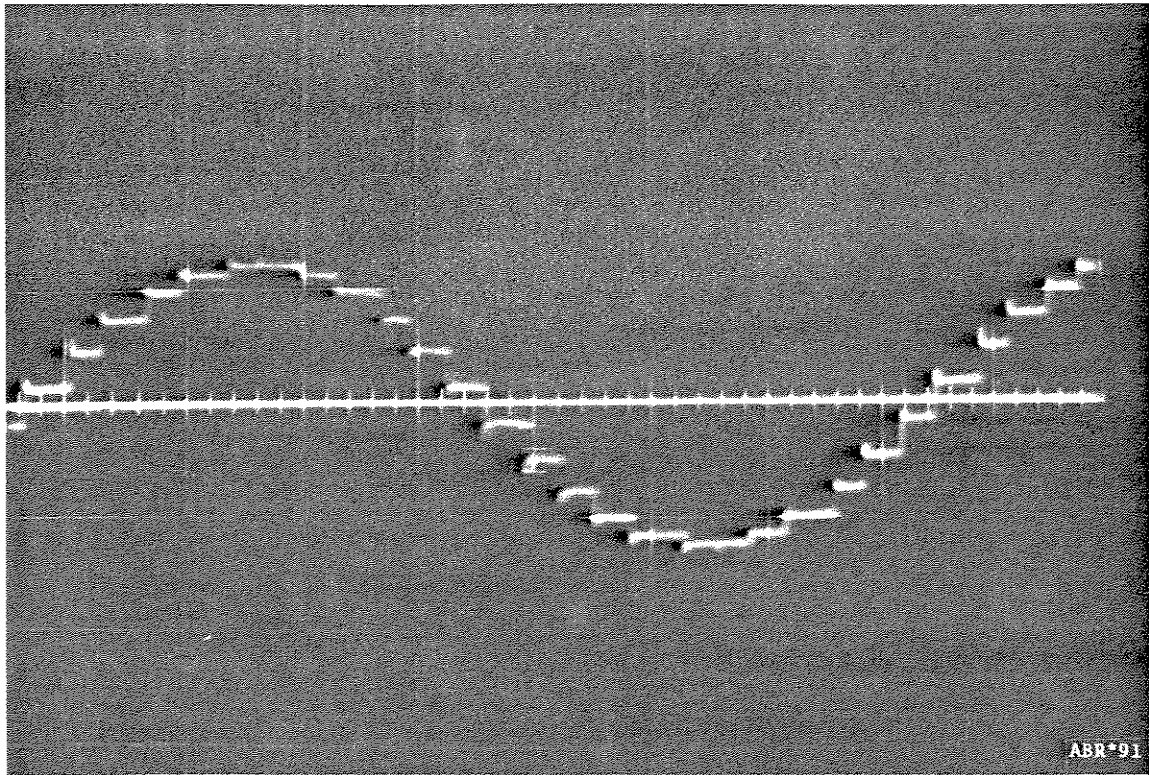


Figura 7.18 - Corrente I_A $\alpha_3 = 60^\circ$; $\mu_3 = 0^\circ$
experimental e simulada.

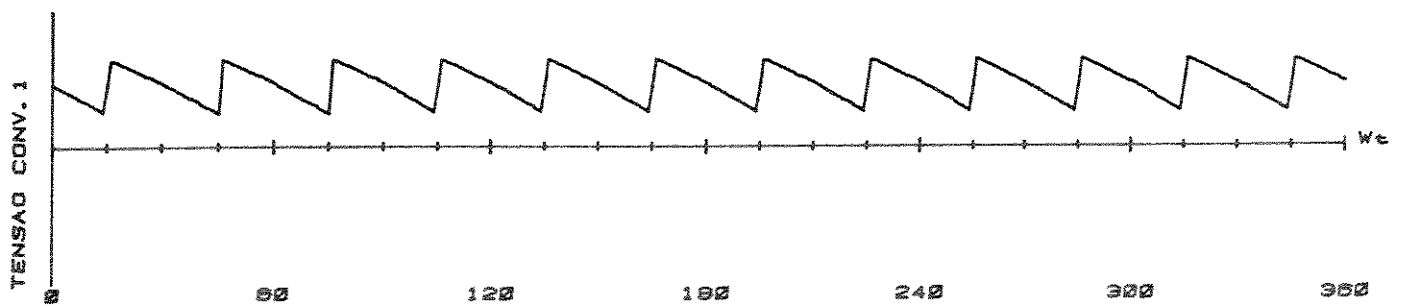
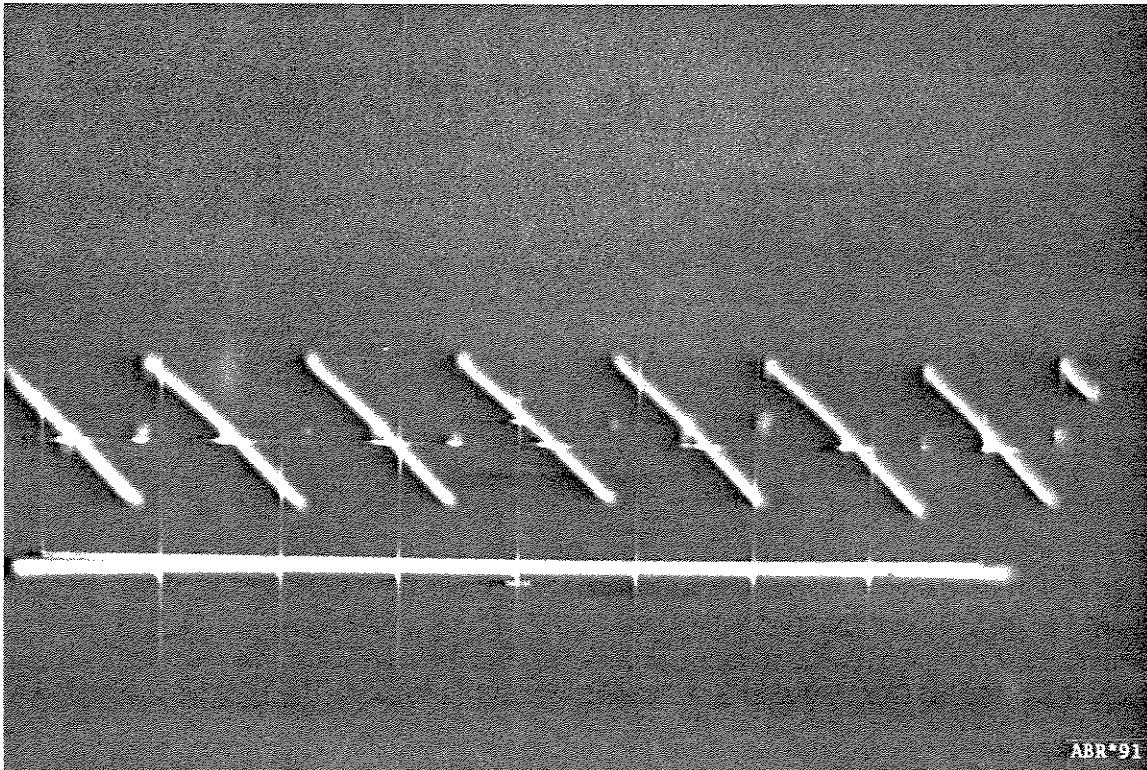


Figura 7.19 - Tensão UPN_1 $\alpha_3 = 60^\circ$; $\nu_3 = 0^\circ$
experimental e simulada.

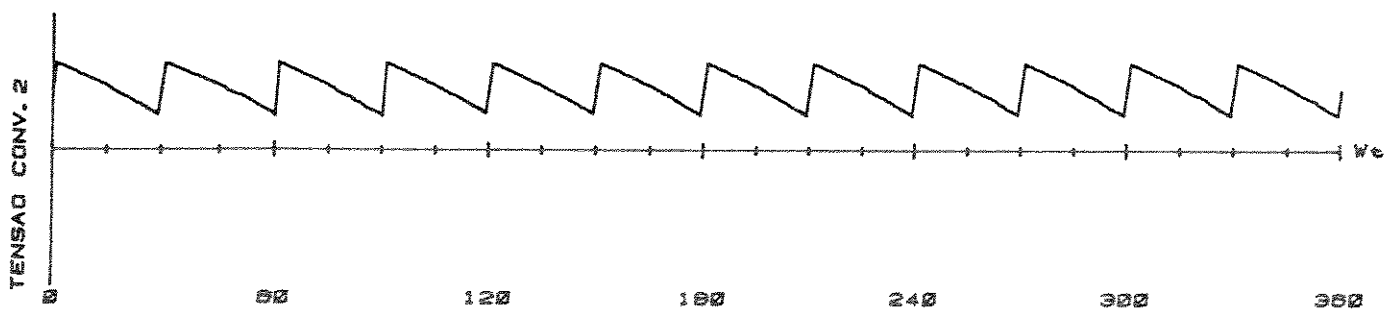
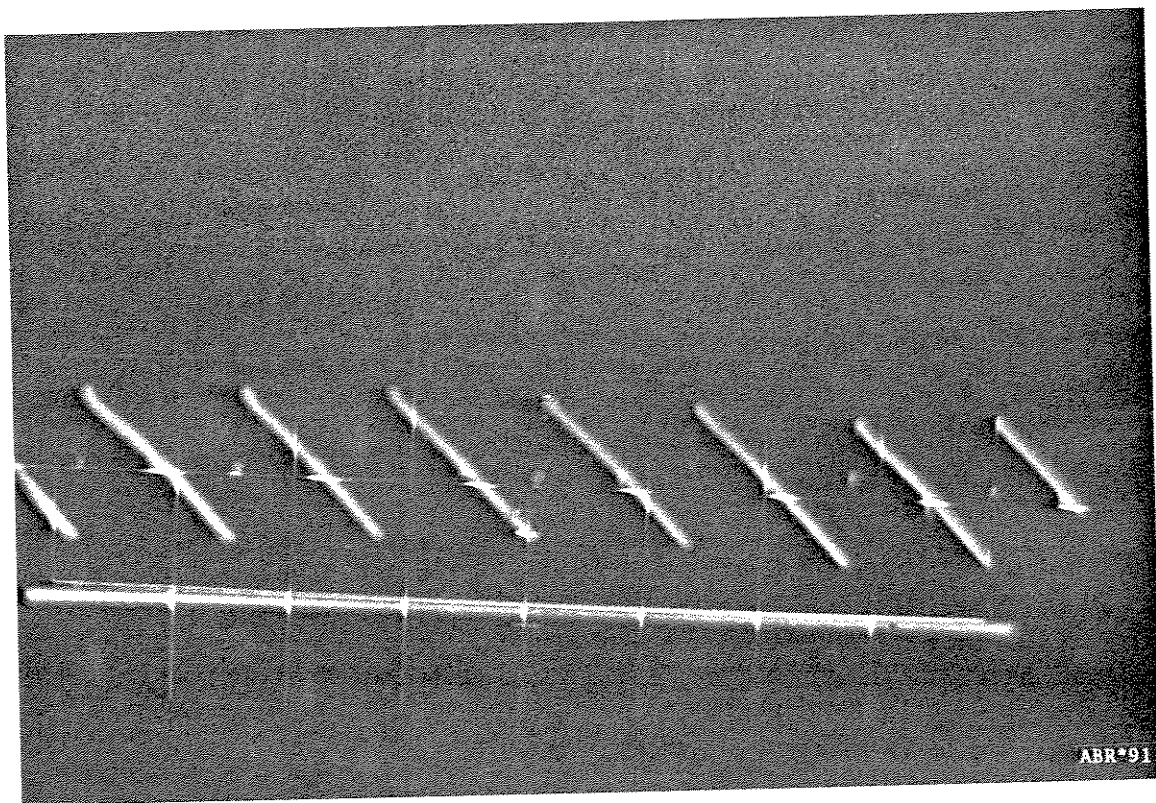


Figura 7.20 - Tensão UPN_2 $\alpha_3 = 60^\circ$; $\mu_3 = 0^\circ$
experimental e simulada.

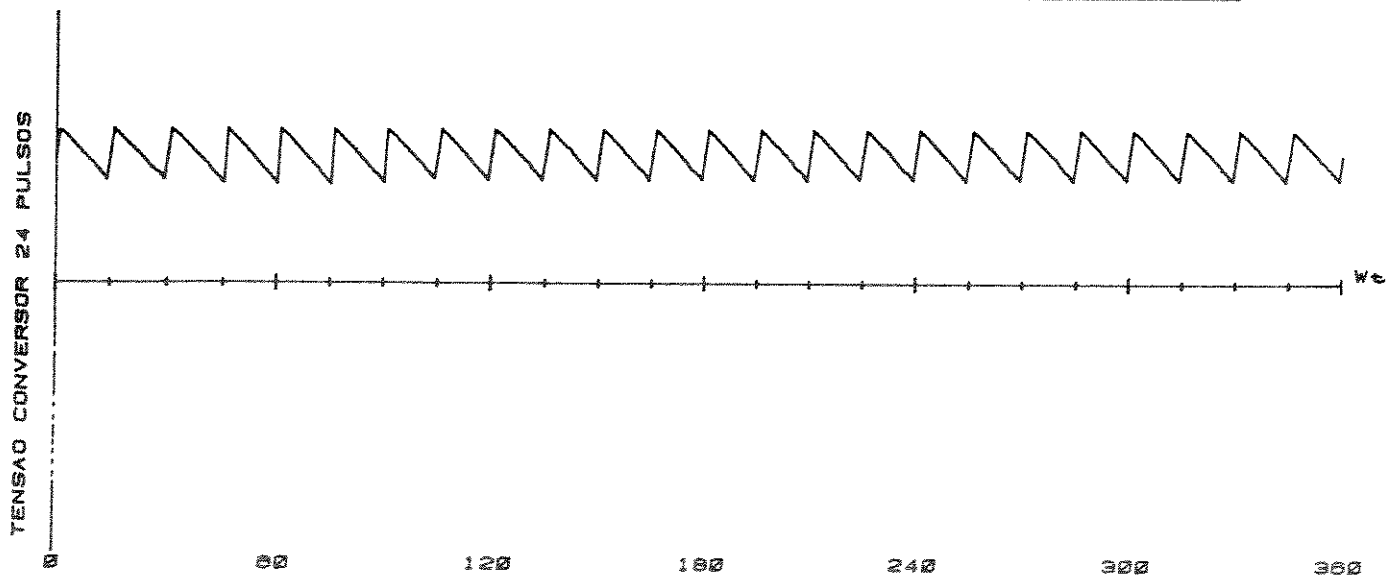
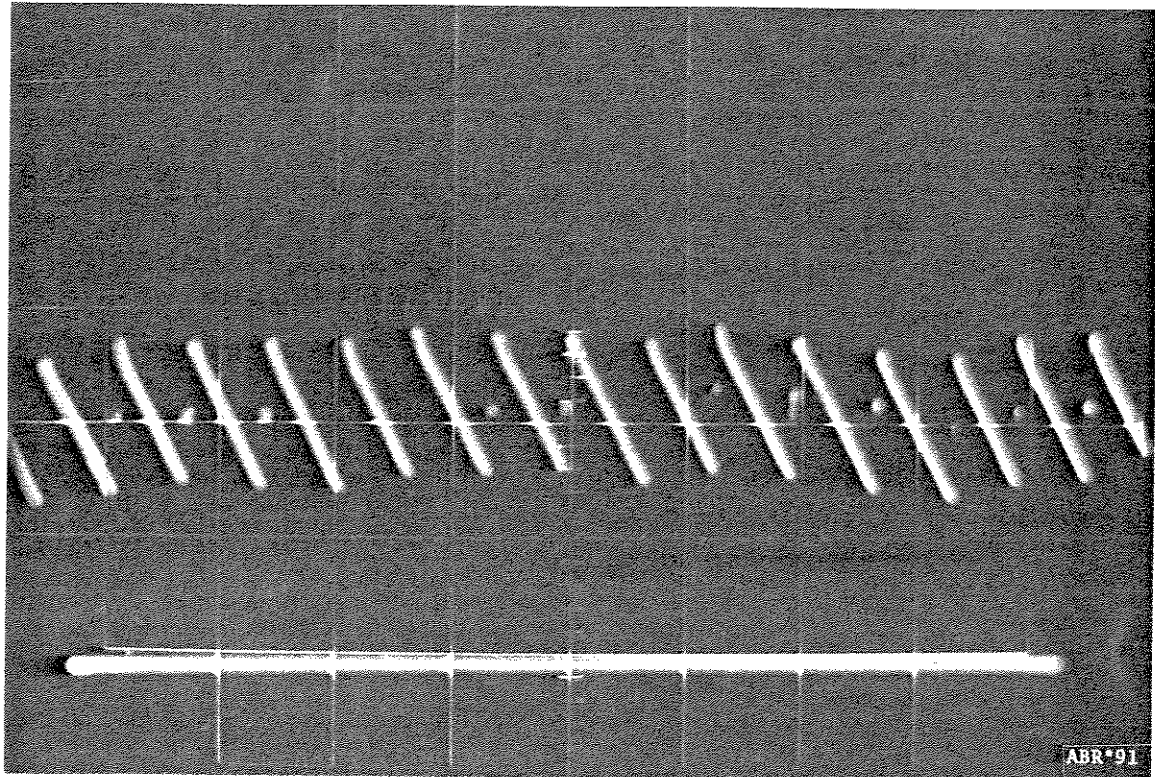


Figura 7.21 - Tensão UPN $\alpha_3 = 60^\circ$; $\mu_3 = 0^\circ$
experimental e simulada.

CAPÍTULO VIII

CONCLUSÕES GERAIS

No Capítulo II foram apresentadas as diversas topologias de conversores de seis pulsos como totalmente controlados, semi-controlados, com a utilização de diodo de livre circulação e a ponte conversora com a utilização de oito tiristores. No caso do segundo e terceiro tipo de pontes mencionadas acima, ocorre o funcionamento apenas como retificador. Houve uma melhoria do fator de potência quando se utilizou a ponte conversora com oito tiristores, mas harmônicos não característicos apareceram na corrente de alimentação.

O Capítulo III descreveu os transformadores especiais para conversores, podendo-se citar os do tipo delta estendido e delta/zigue-zague. Consegue-se por intermédio destes transformadores defasagens diferentes de 30° , que são utilizadas nos sistemas multiconversores de vinte e quatro pulsos (15°) e quarenta e oito pulsos ($7,5^\circ$).

Os conversores de doze pulsos formados pela associação de dois conversores de seis pulsos em série foram abordados no Capítulo IV. Esta configuração é utilizada em sistemas HVDC (Transmissão de Energia Elétrica em Corrente Contínua em Alta Tensão). A defasagem necessária de trinta graus na tensão de alimentação dos conversores foi conseguida com a utilização de transformadores Y/Y Δ ; delta estendido $\pm 15^\circ$ e delta/zigue-zague $\pm 15^\circ$. A operação assimétrica propiciou uma melhoria do fator de potência, sendo esta mais pronunciada quando se utilizou pontes de oito ti

ristores.

No Capítulo V foram analisados os conversores de vinte e quatro e quarenta e oito pulsos onde pode-se observar uma evidente melhoria na corrente de alimentação, com a eliminação de harmônicas características de menor ordem. Esta melhoria é mais acentuada quando se considera o efeito da comutação, com a redução das harmônicas presentes. A corrente de alimentação foi a mesma independente do tipo de conversor utilizado.

Os conversores operando em paralelo e em condições não ideais foram estudados no Capítulo VI. Harmônicas não características apareceram na corrente de alimentação quando se considerou transformadores alimentadores com diferentes reatâncias e também contribuições de correntes desiguais dos conversores, na operação em paralelo.

No Capítulo VII foram apresentados os resultados experimentais em Laboratório, onde houve boa aproximação com aqueles obtidos através da simulação, validando a modelagem adotada.

O programa de transformada rápida de Fourier utilizado apresentou boa precisão para duzentos e cinquenta e seis amostras consideradas.

Elaborou-se um manual de utilização para os programas de simulação desenvolvidos e os mesmos vem sendo utilizados sem problemas nos cursos de graduação e pós-graduação da EFEI.

Para futuros trabalhos, pode-se sugerir o desenvolvimento de um sistema de controle de corrente dos conversores, e ainda a análise de faltas dos lados CA (corrente alternada) e CC (corrente contínua), como curto-circuitos, falhas de disparo e de comutação.

Espera-se com este trabalho, haver dado uma contribuição ao estudo dos sistemas multiconversores.

A N E X O A-I

OPERAÇÃO ASSIMÉTRICA DO CONVERSOR DE DOZE PULSOS COM PONTES DE OITO TIRISTORES

A tensão de saída da ponte com oito tiristores é dada pela equação abaixo [32]

$$U_{PN} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} \left[E_2 \cos(\alpha + \pi/6) + \cos\delta' \right] \quad (\text{AI.1})$$

Sendo:

U_{PN} - tensão de saída da ponte polo-positivo, polo-negativo

E_2 - tensão fase-fase do secundário do transformador alimentador do conversor

α - ângulo de disparo dos tiristores principais (1 e 6)

δ' - ângulo de disparo dos tiristores auxiliares (7 e 8)

Para a ponte convencional com seis tiristores, tem-se (14)

$$U_{PN} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} E_2 \cos\alpha_c \quad (\text{AI.2})$$

Para os modos de operação descritos no Capítulo IV, na operação assimétrica do conversor de doze pulsos com pontes de oito tiristores, tem-se:

Modo 2: $\alpha_1 = 0^0$; $\delta'_2 = 0$ calcula-se α_2

$$\begin{aligned}
2 \frac{3\sqrt{2}}{\pi} E_2 \cos\alpha_c &= E_2 \frac{\sqrt{6}}{\pi} \left[\cos(\alpha_2 + \pi/6) + 1 \right] + E_2 \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cos\alpha_1 \\
2\sqrt{3} \cos\alpha_c &= \cos(\alpha_2 + \pi/6) + 1 + \sqrt{3} \\
\alpha_2 &= \cos^{-1} \left[2\sqrt{3} \cos\alpha_c - (1 + \sqrt{3}) \right] - 30^\circ \quad (\text{AI.3})
\end{aligned}$$

Modo 3: $\alpha_1 = 0^\circ$; $\alpha_2 = 145^\circ$ calcula-se δ'_2

$$\begin{aligned}
2 \frac{3\sqrt{2}}{\pi} E_2 \cos\alpha_c &= E_2 \frac{\sqrt{6}}{\pi} \left[\cos(175^\circ) + \cos\delta'_2 \right] + E_2 \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \\
2\sqrt{3} \cos\alpha_c &= \cos 175^\circ + \cos\delta'_2 + \sqrt{3} \\
\delta'_2 &= \cos^{-1} \left[2\sqrt{3} \cos\alpha_c - (\sqrt{3} + \cos 175^\circ) \right] \quad (\text{AI.4})
\end{aligned}$$

Modo 4: $\alpha_2 = 145^\circ$; $\delta'_2 = 120^\circ$ calcule-se α_1

$$\begin{aligned}
2 \frac{3\sqrt{2}}{\pi} E_2 \cos\alpha_c &= E_2 \frac{\sqrt{6}}{\pi} \left[\cos 175^\circ + \cos 120^\circ \right] + E_2 \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cos\alpha_1 \\
2\sqrt{3} \cos\alpha_c &= \cos 175^\circ + \cos 120^\circ + \sqrt{3} \cos\alpha_1 \\
\alpha_1 &= \cos^{-1} \left[\frac{-(\cos 120^\circ + \cos 175^\circ) + 2\sqrt{3} \cos\alpha_c}{\sqrt{3}} \right] \quad (\text{AI.5})
\end{aligned}$$

Modo 5: $\alpha_1 = 160^\circ$; $\delta'_2 = 0$ calcula-se α_2

$$\begin{aligned}
2 \frac{3\sqrt{2}}{\pi} E_2 \cos\alpha_c &= E_2 \frac{\sqrt{6}}{\pi} \left[\cos(\alpha_2 + \pi/6) + 1 \right] + \frac{3\sqrt{2}}{\pi} E_2 \cos 160^\circ \\
2\sqrt{3} \cos\alpha_c &= \cos(\alpha_2 + \pi/6) + \sqrt{3} \cos 160^\circ + 1 \\
\alpha_2 &= \cos^{-1} \left[2\sqrt{3} \cos\alpha_c - \sqrt{3} \cos 160^\circ - 1 \right] - 30^\circ \quad (\text{AI.6})
\end{aligned}$$

Modo 6: $\alpha_1' = 160^\circ$; $\alpha_2 = 145^\circ$ calcula-se δ_2'

$$2\sqrt{3} \cos\alpha_c = \cos 175^\circ + \cos\delta_2' + \sqrt{3} \cos 160^\circ$$

$$\delta_2' = \cos^{-1} \left[2\sqrt{3} \cos\alpha_c - (\cos 175^\circ + \sqrt{3} \cos 160^\circ) \right] \quad (\text{AI.7})$$

Modo 7: $2\frac{3\sqrt{2}}{\pi} E_2 \cos\alpha_c = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} E_2 \cos\alpha_1 + \frac{3\sqrt{2}}{\pi} E_2 \cos\alpha_2$

$$\alpha_2 = \cos^{-1} \left[2\cos\alpha_c - \cos\alpha_1 \right] \quad (\text{AI.8})$$

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Abreu, J.P.G.; Rezek, A.J.J.; Coan, R.J.P.; "Variação do Deslocamento Angular de um Transformador através da Mudança de "tap's" sem alteração do nível de Tensão", Anais 6º CBA, Vol. 2, pp 870-874, 1986.
- [2] Abreu, J.P.G.; Rezek, A.J.J.; Arango, H.; Oliveira, J. C.; Miskulin, M.S.; "Autotransformador com Controle de Módulo e de Fase de Tensão (ADZ) Aplicado a Sistemas Multi-conversores", Anais 8º CBA, Vol.2, pp. 1058-1062, 1990.
- [3] Abreu, J.P.G.; Rezek, A.J.J.; Oliveira, J.C.; Miskulin M.S.; Arango, H.; "Harmonics Elimination in Multiconverter Systems by Using a Special Autotransformer (ADZ)", Artigo aceito para publicação Proceedings AMSE-France.
- [4] Acosta, O.N.; "Interphase Transformer for Multiple Connected Power Rectifiers", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IGA-1, nº6, pp 423-428, Nov/Dec 1965
- [5] Bird, B.M.; King, K.G.; "An Introduction to Power Electronics", John Wiley & Sons, 1983.
- [6] Bühler, H.; "Electrónica Industrial", Colección Ciencia Electrónica, GG, Barcelona, 1985.
- [7] Carlsson, L; "Extended Delta Converter Transformers for 12-Pulse Operation in HVDC Projects", Seminário sobre Transmissão de Energia Elétrica por Corrente Contínua, Rio de Janeiro, Brasil, Abril, 1986.
- [8] Datta, S.K.; "Power Electronics & Controls", Reston Publishing Company, Inc, 1985.
- [9] Gualda, J.A.; Martínez, S.; Martínez, P.M.; "Electronica Industrial: Tecnicas da Potencia, Marcombo S.A., Barcelona, 1982.

- [10] Guazzelli, M.B.P.; "Eletrônica de Potência", Editora da UNICAMP, Campinas, 1988.
- [11] Grundmark, B. Jorendal, G.; "Transformers for HVDC Instalations", Asea Journal, pp 26-31, 4-1987.
- [12] Guimarães, C.A.M.; "Um sistema de chaveamento Point on Wave baseado em microcomputador", dissertação de mestrado, UFSC, abril, 1986.
- [13] Howald, E.; Petterson, K.; Spatny, W.; "Thyristor Converters for Aluminium Smelting", ABB Review, pp 3-10, 10-1989.
- [14] Kimbark, E.W.; "Direct Current Transmission", Vol. I, Wiley-Interscience, New York, 1971.
- [15] Miskulin, M.S.; Rezek, A.J.J.; Abreu, J.P.G.; "Modelagem de Sistemas Multiconversores", Anais V Seminário Interno de Pesquisa da EFEI, pp 496-501, Editora da EFEI, outubro/90.
- [16] Moltgen, G.; "Line Commutated Thyristor Converters", Siemens Aktiengesellschaft, Pitman Publishing, London, 1972.
- [17] Moore, A.H.; "Parallel Operation of Electrochemical Rectifiers", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA 15, nº6, pp 656-663, Nov/Dec, 1979.
- [18] Pelly, B.R.; "Thyristor Phase Controlled Converters and Cycloconverters, wiley - Interscience, New York, 1971.
- [19] Projeto e Implementação de um Simulador de Sistema de Transmissão em Corrente Contínua, Convênio EFEI - FINEP, Coordenador: Prof. João Roberto Cogo.
- [20] Ramshaw, R.; "Electronica de Potencia", Marcombo S.A., Barcelona, 1973.
- [21] Rezek, A.J.J.; "Análise em Regime Permanente e Transitório de um Sistema de Conversão de Energia Elétrica AC/DC", dissertação de mestrado, EFEI, junho, 1986.

- [22] Rezek, A.J.J.; Miskulin, M.S.; "Modelagem de Sistemas Multi conversores", Publicação FEE-UNICAMP, 04/1989.
- [23] Rezek, A.J.J.; Miskulin, M.S.; Abreu, J.P.G.; "Projeto Auxiliado por Computador Aplicado à Eletrônica de Potência", Anais II SEP, UFSC, pp 102-109, 1989.
- [24] Rezek, A.J.J.; Miskulin, M.S.; Abreu, J.P.G.; "Modelagem Assistida por Computador de Conversores Estáticos Tiristorizados Totalmente e Semi-Controlados", Trabalho apresentado no IX ENPEL, UNICAMP, 25-30 Junho, 1990.
- [25] Rezek, A.J.J.; Silva, V.F.; Silva, L.E.B.; Abreu, J. P. G.; Miskulin, M.S.; "Digital Simulation of Six and Twelve-Pulse Converters with a Modified Thyristor Bridge", Anais IV Congresso Latinoamericano de Controle Automático, Vol.1, pp 455-460, Puebla, México, 1990.
- [26] Rezek, A.J.J.; Silva, V.F.; Miskulin, M.S.; Abreu, J. P. G.; Silva, L.E.B.; "Operação Assimétrica do Conversor de Doze Pulsos com a utilização de Pontes de Oito Tiristores (SCR's)", Anais III SEP, UFSC, pp 158-167, 1990.
- [27] Rezek, A.J.J.; Miskulin, M.S.; Abreu, J.P.G.; "O Conversor de Doze Pulsos: Análise, Formas de Onda e Eliminação de Harmônicos Característicos", Anais 42ª Reunião Anual da SBPC, UFRS, pp 139-140, 1990.
- [28] Sá, J.S.; "Conversão Estática", Curso de Engenharia de Sistemas Elétricos (CESE), Convênio EFEI/ELETROBRÁS.
- [29] Séguier, G.; "Electronica de Potencia - Los Convertidores estáticos de energía, conversion alterna - contínua", Colección Ciencia Electrónica, GG, México, 1986.
- [30] Schaefer, J.; "Rectifier Circuits: Theory and Design", John Wiley and Sons, 1965.

- [31] Siqueira, J.C.G.; Floriano, G.H.F.; "Análise Harmônica de Funções Periódicas através da Transformada Rápida de Fourier". Publicação Interna, EFEI/CPq - DET, 1987.
- [32] Stefanovic, V.R.; "Power Factor Improvement with a Modified Phase Controlled Converter", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-15, nº 2, pp 193-201, 1979.
- [33] Uhlmann, E.; "Power Transmission by Direct Current" Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg, New York, 1975.