

TESE
254

VALBERTO FERREIRA DA SILVA

ASPECTOS OPERACIONAIS DE CONVERSORES
DE POTÊNCIA

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

EFEI — 1980

ASPECTOS OPERACIONAIS DE CONVERSORES DE POTÊNCIA

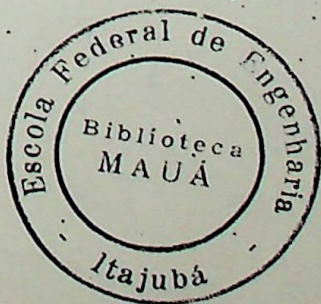
TRABALHO APRESENTADO COMO PARTE DOS REQUISITOS
À OBTENÇÃO DO TÍTULO DE MESTRE EM ENGENHARIA

AUTOR: Valberto Ferreira da Silva
ORIENTADOR: Ignácio Sérgio Miranda Ferreira
CO-ORIENTADOR: Felício Barbosa Monteiro

E F E I , 1980

AGRADECIMENTOS

O autor agradece aos professores Ignácio Sêrgio H. Ferreira, Laércio Caidêira, Felício Barbosa Monteiro, Czesław L. Barczak, José Carlos de Oliveira e José Policarpo G. de Abreu pela confiança e incentivo dispensados ao longo desses quatro anos de EFEI.



AGRADECIMENTO ESPECIAL

A meus pais,
por tudo.

RESUMO

Este trabalho apresenta a parte de operação do sistema de controle de tensão em sistemas de energia elétrica, com ênfase na análise de estabilidade de tensão, sendo tratada a questão da convergência dos algoritmos.

É apresentado o modelo de um sistema de energia elétrica que permite a análise de estabilidade de tensão em sistemas de energia elétrica, com ênfase na análise de estabilidade de tensão, sendo tratada a questão da convergência dos algoritmos.

Com o intuito de proporcionar uma análise mais detalhada da questão da convergência dos algoritmos, são apresentados os resultados de simulações realizadas com o auxílio de um computador digital, sendo analisada a influência de diversos parâmetros no processo de convergência.

Os resultados obtidos, bem como as conclusões, são apresentados no capítulo de conclusões, sendo discutidas as implicações da análise de estabilidade de tensão em sistemas de energia elétrica.

No capítulo de conclusões, são discutidas as implicações da análise de estabilidade de tensão em sistemas de energia elétrica, sendo discutidas as implicações da análise de estabilidade de tensão em sistemas de energia elétrica, sendo discutidas as implicações da análise de estabilidade de tensão em sistemas de energia elétrica.

Os resultados obtidos, bem como as conclusões, são apresentados no capítulo de conclusões, sendo discutidas as implicações da análise de estabilidade de tensão em sistemas de energia elétrica.

No capítulo de conclusões, são discutidas as implicações da análise de estabilidade de tensão em sistemas de energia elétrica, sendo discutidas as implicações da análise de estabilidade de tensão em sistemas de energia elétrica.

Os resultados obtidos, bem como as conclusões, são apresentados no capítulo de conclusões, sendo discutidas as implicações da análise de estabilidade de tensão em sistemas de energia elétrica.

No capítulo de conclusões, são discutidas as implicações da análise de estabilidade de tensão em sistemas de energia elétrica, sendo discutidas as implicações da análise de estabilidade de tensão em sistemas de energia elétrica.

BRASÍLIA, 1961.

VALDIRIO FERREIRA DA SILVA

A minha esposa Neuza Maria e
minhas filhas Liria e Livia,
dedico.

P R E F Á C I O

Com o presente trabalho procura-se cobrir a parte de operação estática dos conversores. Devido ao rápido avanço da eletrônica de potência na década passada, somente trataremos com os conversores tiristorizados.

O conversor é analisado dentro de uma sistemática que permite considerá-lo como sendo composto de uma parte DC e de uma parte AC.

Como sabido, a principal finalidade do conversor tiristorizado é transformar grandezas alternadas para grandezas contínuas controladas. Assim uma carga conectada ao conversor estará "enxergando" uma tensão DC variável e uma corrente contínua. Ao mesmo tempo a fonte AC de alimentação "enxergará" uma potência ativa e uma reativa consumidas, pelo conversor.

Com essas diretrizes, o Cap.1 procura relacionar em termos da tensão contínua e corrente contínua, o sentido dos fluxos de potências.

Do Cap.2 ao Cap.5, estuda-se os principais parâmetros do conversor sob ponto de vista DC. Procura-se relacionar, em função de cada tipo de conversor, a tensão retificada a vazio, a queda de tensão devido à comutação, a corrente contínua, a redução da tensão retificada devido ao atraso no disparo para os tiristores, a tensão retificada útil, o circuito equivalente DC e a característica de regulação com os parâmetros do transformador com os ângulos de disparo e comutação.

Nestes capítulos, sob o ponto de vista AC, objetiva-se especificar a potência do transformador em função da potência DC fornecida à carga, e as correntes eficazes do primário e secundário em função da corrente contínua do lado DC.

No Cap.6, estuda-se a composição harmônica das correntes e tensões retificadas para os conversores até doze pulsos.

No Cap.7, apresenta-se o Conversor Semi-Controlado, dentro do mesmo esquema dos capítulos de 2 a 5.

Finalmente no Cap.8, estuda-se alguns dos principais problemas envolvendo a operação de transformadores para conversores.

Itajubá, 1980.

VALBERTO FERREIRA DA SILVA

ÍNDICE

CAPÍTULO 1 - CONVERSORES TIRISTORIZADOS

	<u>PÁG.</u>
1.1 - Generalidades	01
1.2 - A conversão de potência na ponte trifásica tiristorizada	03

CAPÍTULO 2 - RETIFICADORES DE POTÊNCIA

2.1 - Introdução	05
2.2 - Retificação de meia-onda	05
2.2.1 - Carga resistiva	05
2.2.2 - Carga RC	06
2.2.3 - Carga RL	06
2.2.4 - Carga RL com diodo de descarga	07
2.2.5 - Carga RL com força contra-eletromotriz	08
2.2.6 - Carga resistiva com força contra-eletromotriz	08
2.2.7 - Carga indutiva com força contra-eletromotriz	09
2.3 - Circuitos monofásicos de alta potência	09
2.4 - Retificação trifásica de potência	17
2.4.1 - Retificador trifásico em estrela	17
2.4.2 - A ponte trifásica	20
2.4.3 - Retificador trifásico não controlado com reatância de igualação (IPT)	28
2.4.4 - Tabela comparativa entre retificadores	33

CAPÍTULO 3 - CONVERSORES DE FASE-CONTROLADA

3.1 - Generalidades	34
3.2 - Conversores controlados de meia-onda	34
3.2.1 - Carga resistiva	34
3.2.2 - Carga indutiva	34
3.2.3 - Carga RL	35
3.2.4 - Carga resistiva com força contra-eletromotriz	36
3.2.5 - Carga indutiva com força contra-eletromotriz	36
3.3 - Conversor controlado de onda completa monofásico	36
3.4 - A ponte trifásica tiristorizada	43
3.5 - Conversor de doze fases através de conexões de pontes trifásicas tiristorizadas	56

CAPÍTULO 4 - INVERSORES CONTROLADOS PELA REDE

4.1 - Generalidades	62
4.2 - Inversor monofásico controlado pela rede	62
4.3 - A ponte trifásica tiristorizada inversora	66

CAPÍTULO 5 - CONVERSORES COM TRANSFORMADOR INTERFASE

5.1 - O conversor de dupla estrela com transformador interfase	71
5.2 - Conversores de doze pulsos com IPT	77
5.2.1 - O conversor duplo hexafásico com IPT	77
5.2.2 - O conversor de duas pontes com IPT	82

CAPÍTULO 6 - ANÁLISE DE HARMÔNICAS EM CIRCUITOS CONVERSORES TIRISTORIZADOS

6.1 - A definição da função de chaveamento ON-OFF.	87
---	----

6.2 - Análise harmônica dos conversores de três pulsos de dois quadrantes	87
6.2.1 - Análise harmônica de tensão	87
6.2.2 - Análise harmônica de corrente	90
6.3 - Análise harmônica de conversores de seis pulsos de dois quadrantes	92
6.3.1 - Análise harmônica de tensão	95
6.3.2 - Análise harmônica de corrente	96
6.4 - Análise harmônica de conversores de doze pulsos de dois quadrantes	98
6.4.1 - Análise harmônica de tensão	98
6.4.2 - Análise harmônica de corrente	101

CAPÍTULO 7 - CONVERSORES SEMI-CONTROLADOS.

7.1 - Generalidades	103
7.2 - O conversor trifásico estrela com diodo free-wheeling	103
7.3 - A ponte monofásica semi-controlada	109
7.3.1 - A ponte monofásica tiristorizada com free-wheeling	109
7.3.2 - A ponte monofásica semi-controlada	113
7.4 - A ponte trifásica semi-controlada	115
7.4.1 - A ponte trifásica tiristorizada com free-wheeling	115
7.4.2 - A ponte trifásica semi-controlada	119
7.4.2.1 - A ponte trifásica semi-controlada com $\alpha < 60^\circ$	119
7.4.2.2 - A ponte trifásica semi-controlada com $\alpha > 60^\circ$	122
7.5 - A aplicação da ponte trifásica tiristorizada com by-pass para transmissão em corrente contínua	125

CAPÍTULO 8 - TRANSFORMADORES PARA RETIFICADORES

8.1 - Conexão monofásica de meia-onda	127
8.2 - Conexão trifásica de três pulsos com o secundário em estrela	128
8.3 - Conexão de seis pulsos com dupla estrela secundária	131
8.4 - Conexão de três pulsos com secundário em zig-zag	136
8.5 - Conexão tipo ponte trifásica	137
8.6 - Indutância de dispersão do transformador computada sob o ponto de vista da energia armazenada no campo de dispersão	138
8.7 - Indutância da barra DC	144
8.8 - Perdas por corrente eddy em transformadores para retificação	149
8.8.1 - Determinação das perdas por corrente eddy pela forma de onda	149
8.8.2 - Determinação das perdas por corrente eddy pela análise harmônica	155
8.9 - Correção das perdas em transformadores para a retificação	156
8.10 - Transformadores interfase para conversores	158
8.10.1 - Transformadores interfase para conversores de seis pulsos	158
8.10.1 - Transformadores interfase para conversores de doze pulsos	165

Considerações Finais

Lista de Abreviaturas

Bibliografia

CAPÍTULO 1

CONVERSORES TIRISTORIZADOS

1.1 - GENERALIDADES

A eletrônica de potência pode ser considerada como a união dos ramos da Eletrônica, Controle e Potência. A área de Eletrônica consiste de componentes e circuitos, para processar ou executar uma informação recebida; a área de controle ocupa-se da estabilidade e resposta que o sistema de potência fornece e a área de Potência consiste dos equipamentos estáticos e rotativos para geração, transmissão, distribuição e utilização da potência elétrica gerada.

O termo Conversor é considerado atualmente com um termo geral para descrever qualquer dispositivo conversor de potência, através de dispositivos eletrônicos de potência. O conversor pode ser considerado como tendo os seguintes sub-grupos:

- Retificador: converte potência ac para potência dc.
- Conversor de fase controlada: converte potência ac para potência dc, diferindo do retificador, por controlar valores médios e eficazes.
- Conversor de ciclo ou conversor de frequência: converte um valor de frequência para outro.
- Inversor de fase controlada: converte potência dc para potência ac, através de valores médios e eficazes controlados.

A operação de um conversor pode ser explicada em termos dos terminais dc de saída (Fig.1.1.a) e em relação aos 4 quadrantes do gráfico $V_{dc} \times I_{dc}$ da Fig.1.1.b. Os quadrantes representam as seguintes operações:

- Quadrante I: Tensão dc e corrente dc positivas. O fluxo de potência é do terminal ac para o terminal dc (Fig.1.1.a). O retificador e o conversor de fase controlada de um quadrante operam nessa região.

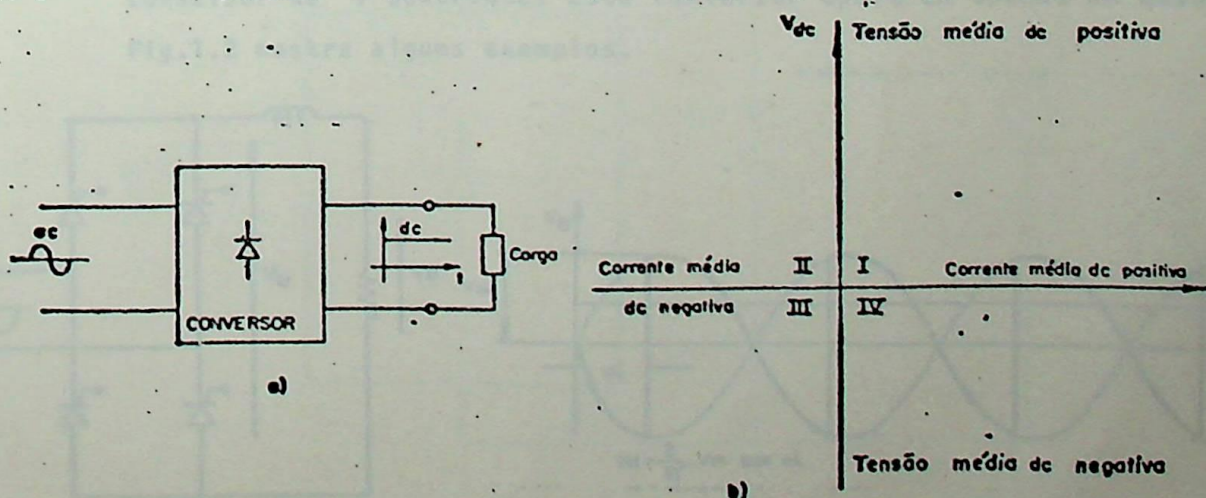


FIG. 1.1 - QUADRANTES DE OPERAÇÃO DO CONVERSOR

- Quadrante II e IV: Ou a tensão dc ou a corrente dc, apenas uma, será negativa, o que acarreta que o fluxo de potência será do terminal dc para o terminal ac (Fig. 1.1.a). Em relação aos tiristores, uma linha ac provoca uma comutação natural significando que quando a tensão dc for negativa, existirá uma inversão denominada síncrona. Essa denominação é para diferenciar o processo do de comutação forçada. O inversor controlado opera nessa região.

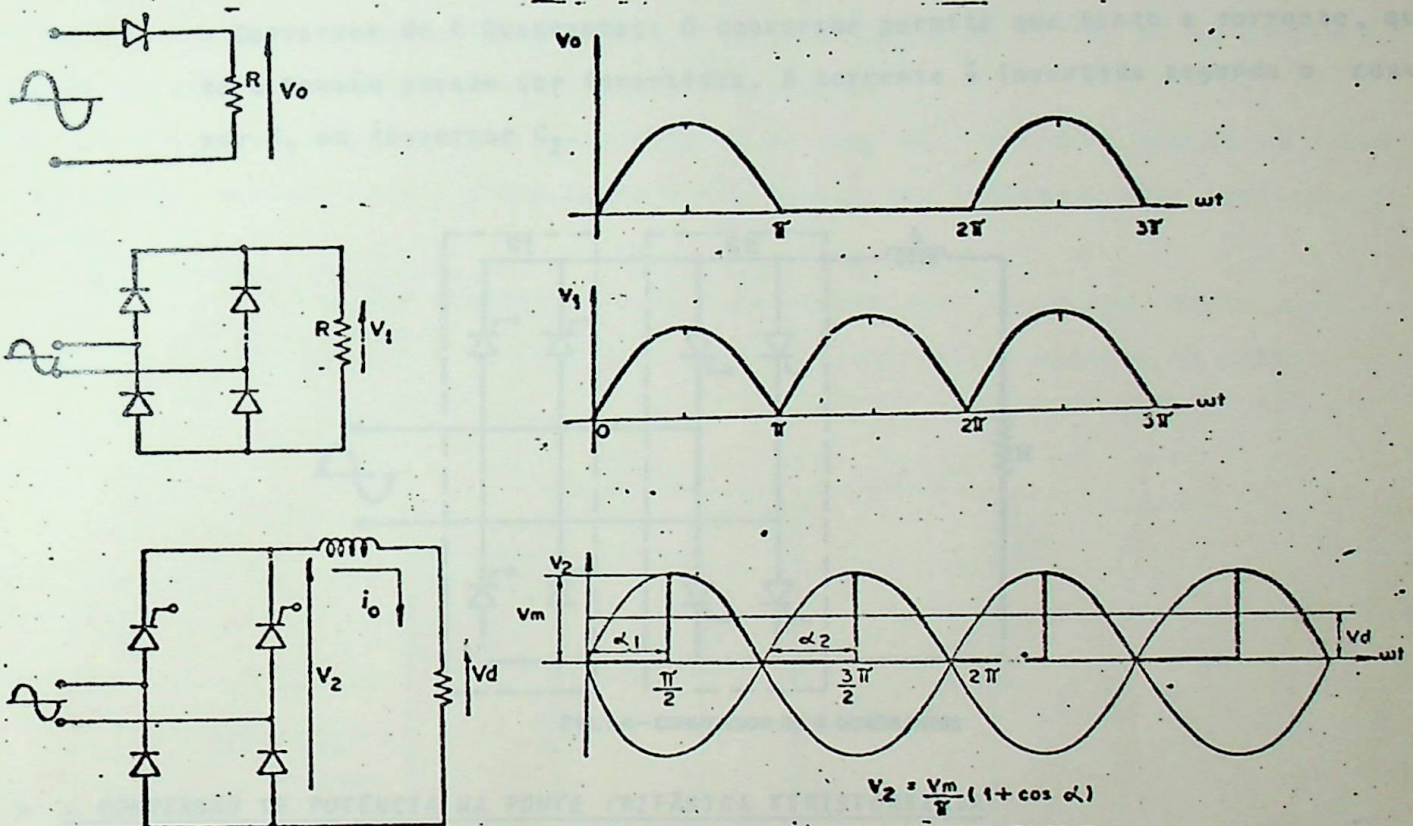


FIG. 1.2—CIRCUITOS E FORMAS DE ONDAS DO CONVERSOR DE 1 QUADRANTE

Quadrante III: O fluxo de potência continua dos terminais ac para os do terminal dc.

Os grupos conversores, fisicamente, podem ser considerados como:

Conversor de 1 Quadrante: Este conversor opera em apenas um quadrante. A

Fig. 1.2 mostra alguns exemplos.

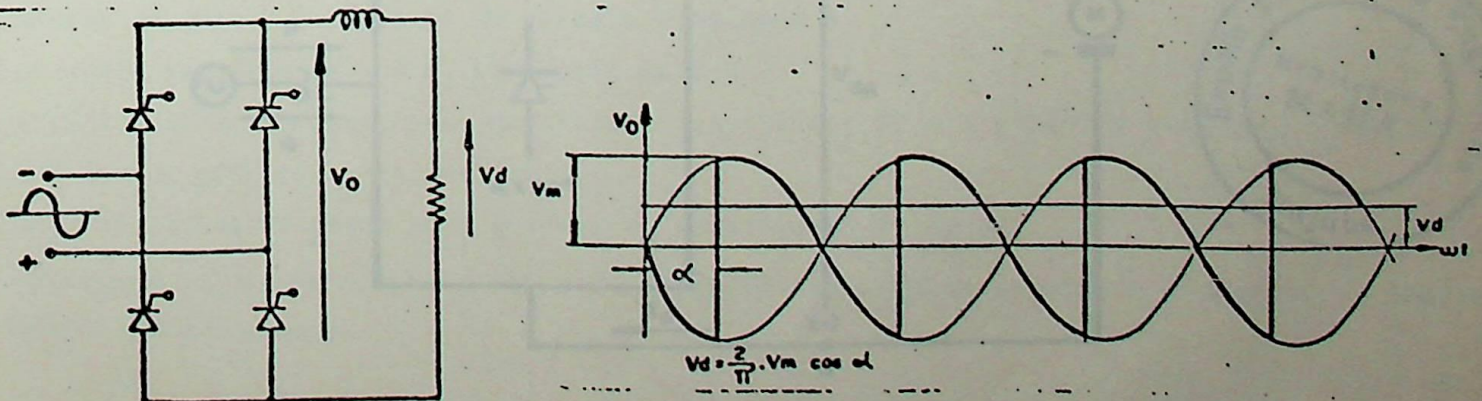


FIG. 1.3—CONVERSOR DE 2 QUADRANTES

Conversor de 2 Quadrantes: Observemos neste conversor que seu circuito difere do conversor tiristorizado de um quadrante, fisicamente, pela substituição dos dois diodos inferiores por SCRs, como mostrado na Fig.1.3.

No caso anterior (Fig.1.2) havia uma descontinuidade devido ao bloqueio dos diodos, o que não ocorre no caso do circuito da Fig.1.3, conforme veremos no Cap.3.

- Conversor de 4 Quadrantes: O conversor permite que tanto a corrente, quanto a tensão possam ser invertidas. A corrente é invertida segundo o conversor C_1 ou conversor C_2 .

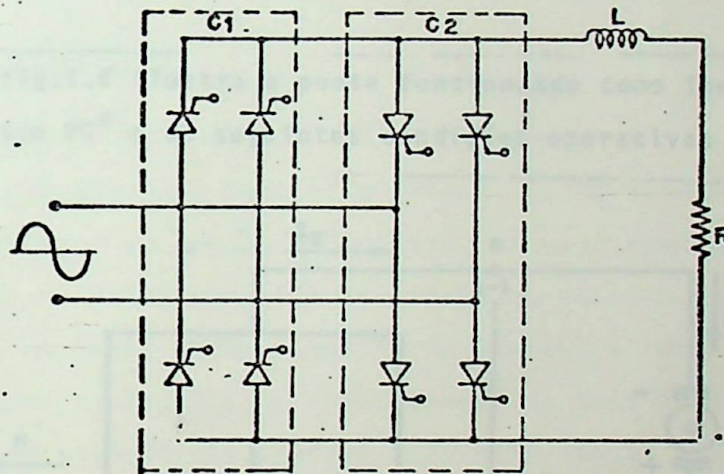


FIG.1.4—CONVERSOR DE 4 QUADRANTES

1.2 - CONVERSÃO DE POTÊNCIA NA PONTE TRIFÁSICA TIRISTORIZADA

Como será visto posteriormente no item 3.9, a ponte trifásica tiristorizada é composta de seis SCR's e possui dois polos, que são os terminais de saída. Esses polos são denominados de polo P e polo N.

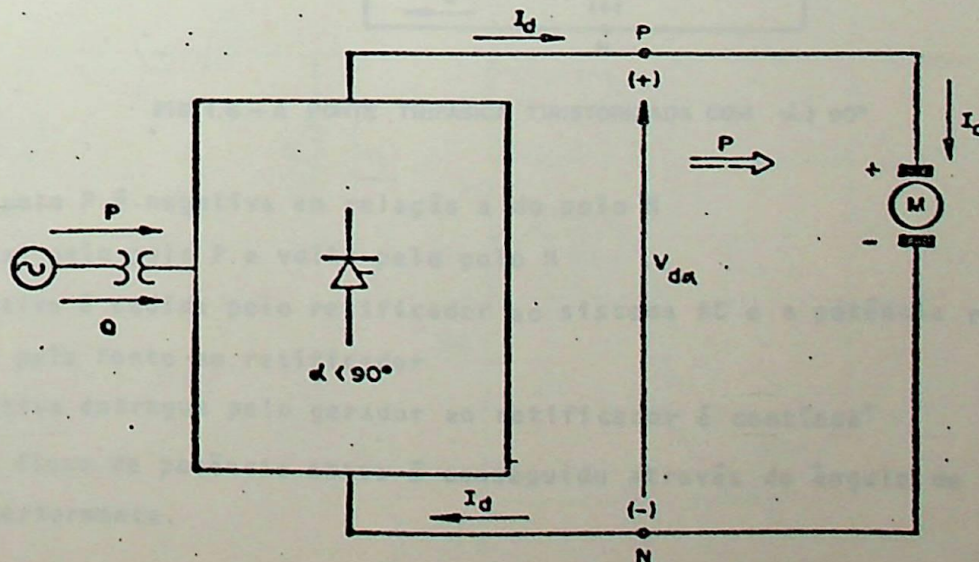


FIG. 1.5— A PONTE TRIFÁSICA TIRISTORIZADA COM $\alpha < 90^\circ$



Na Fig.1.5 vemos a ponte trifásica tiristorizada operando com um ângulo de disparo α menor que 90° . Nestas condições teremos que:

- a tensão do polo P é positiva em relação a tensão do polo N
- a corrente sai pelo polo P e volta pelo polo N
- a potência ativa é cedida pela fonte AC para a carga e a potência reativa também é cedida pela fonte AC
- a potência transmitida do retificado para a carga é puramente ativa, porém contínua
- a potência ativa recebida pelo retificador é alternada
- a potência reativa recebida pelo retificado do sistema AC é devido a que há um curto nos terminais do secundário do transformador e aos harmônicos injetados pelo conversor no sistema AC.

A fig.1.6 ilustra a ponte funcionando como inversora. Neste caso o ângulo de disparo é maior que 90° e as seguintes condições operativas ocorrem na ponte:

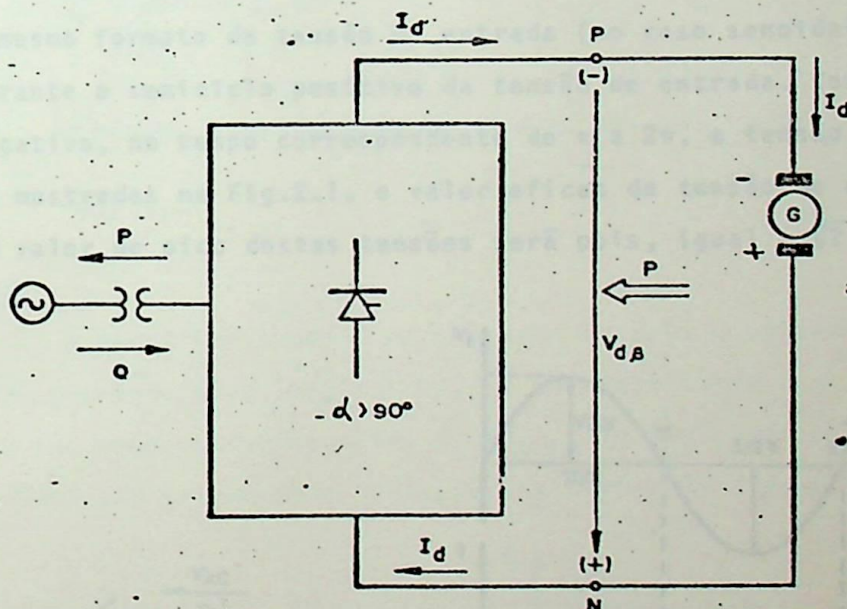


FIG. 1.6 — A PONTE TRIFÁSICA TIRISTORIZADA COM $\alpha > 90^\circ$

- a tensão do polo P é negativa em relação a do polo N
- a corrente sai pelo polo P e volta pelo polo N
- a potência ativa é cedida pelo retificador ao sistema AC e a potência reativa, continua sendo cedida pela fonte ao retificador
- a potência ativa entregue pelo gerador ao retificador é contínua

A mudança do fluxo de potência ativa é conseguido através do ângulo de disparo α , conforme veremos posteriormente.

CAPÍTULO 2.

RETIFICADORES DE POTENCIA

2.1 - INTRODUÇÃO

Os retificadores são considerados como dispositivos de conversão de potência ac para potência dc. Em termos das regiões de operações ou quadrantes de operações são definidos com operando somente no 1º Quadrante, ou seja, não podem inverter nem correntes nem tensões e, em consequência não podem inverter o fluxo de potência. Os dispositivos semicondutores dos retificadores são os diodos de potência.

2.2 - RETIFICAÇÃO DE MEIA-ONDA

2.2.1 - Carga Resistiva

Em um circuito resistivo (Fig.2.1), as formas de ondas de tensões e correntes terão o mesmo formato da tensão de entrada (no caso senoidais). Neste caso, o diodo só conduzirá durante o semiciclo positivo da tensão de entrada. Como o diodo não conduzirá no semiciclo negativo, no tempo correspondente de π a 2π , a tensão de saída V_0 será nula. Nas formas de ondas mostradas na Fig.2.1, o valor eficaz da tensão de entrada e de saída está indicado por V . O valor de pico destas tensões será pois, igual a $\sqrt{2} V$.

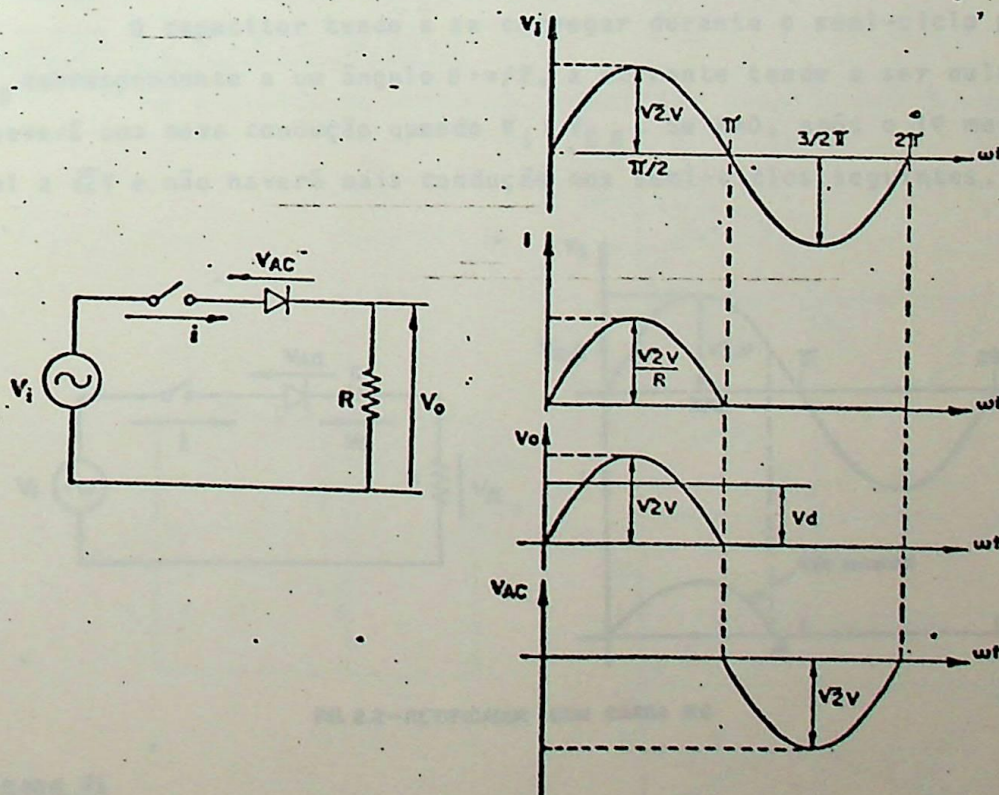


FIG. 2.1 - RETIFICADOR COM CARGA RESISTIVA

O valor médio ou dc da tensão de saída será:

$$V_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2} \cdot V \cdot \text{sen. } \omega t \cdot d\omega t = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot V \quad (2.1)$$

e o valor eficaz da tensão retificada será:

$$V_R = \left[\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} 2 \cdot V^2 \cdot \text{sen}^2 \omega t \cdot d\omega t \right]^{1/2} = \frac{V}{\sqrt{2}} \quad (2.2)$$

A tensão de ripple é dada por:

$$V_{RI} = \left[V_R^2 - V_0^2 \right]^{1/2} = 1,211 \cdot V_0 \quad (2.3)$$

e o fator de ripple da tensão será:

$$K_V = \frac{V_{RI}}{V_0} = 1,211 \quad (2.4)$$

O máximo valor da tensão de pico reversa será:

$$V_{\text{máx.rev}} = \sqrt{2} \cdot V$$

2.2.2 - Carga RC

O capacitor tende a se carregar durante o semi-ciclo positivo e após um valor de $V_{C\beta}$ correspondente a um ângulo $\beta > \pi/2$, a corrente tende a ser nula, como mostrado na Fig. 2.2. Só haverá uma nova condução quando $V_i > V_{C\beta}$. Se $R=0$, após o 1º meio ciclo positivo, V_C será igual a $\sqrt{2}V$ e não haverá mais condução nos semi-ciclos seguintes.

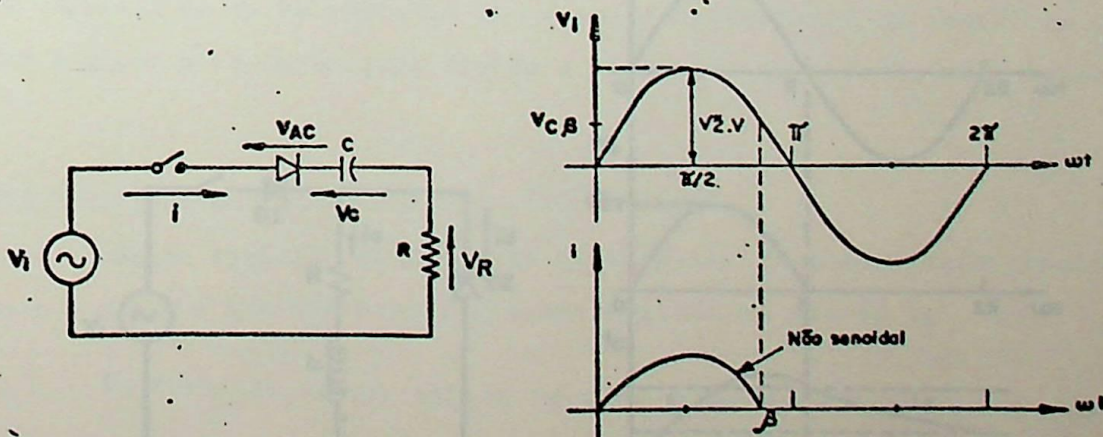


FIG. 2.2 - RETIFICADOR COM CARGA RC

2.2.3 - Carga RL

Observemos na Fig 2.3.c que i não inverte o seu sentido e que na tensão V_0 , a área S_1 corresponde a energia cedida pela bobina durante o semi-ciclo negativo. Essa

energia foi armazenada durante o semi-ciclo positivo.

Caso $\omega L \gg R$ (Fig.2.3.a), o formato de i será o mostrado, que   coseno

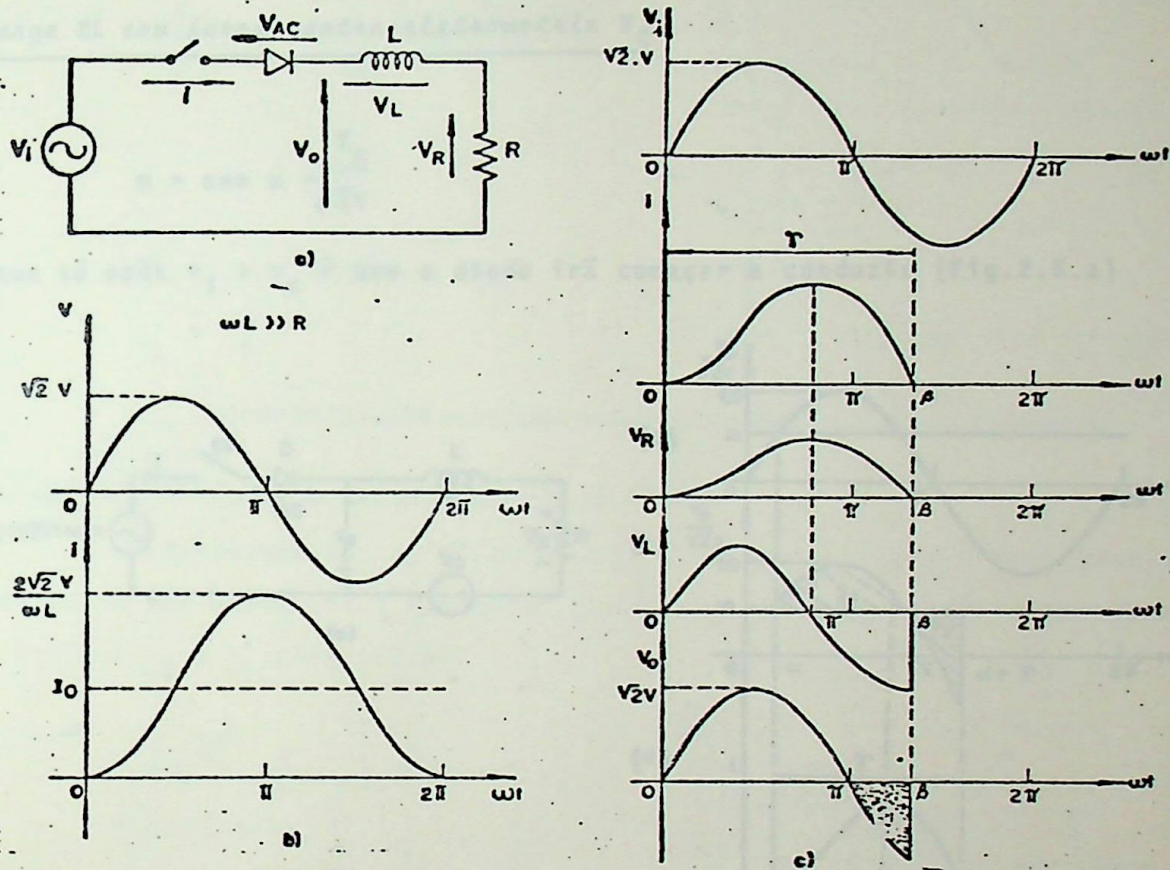


FIG. 2.3—RETIFICADOR COM CARGA RL

2.2.4 - Carga RL com diodo de descarga

No circuito RL anterior, vimos que existia uma descontinuidade na corren

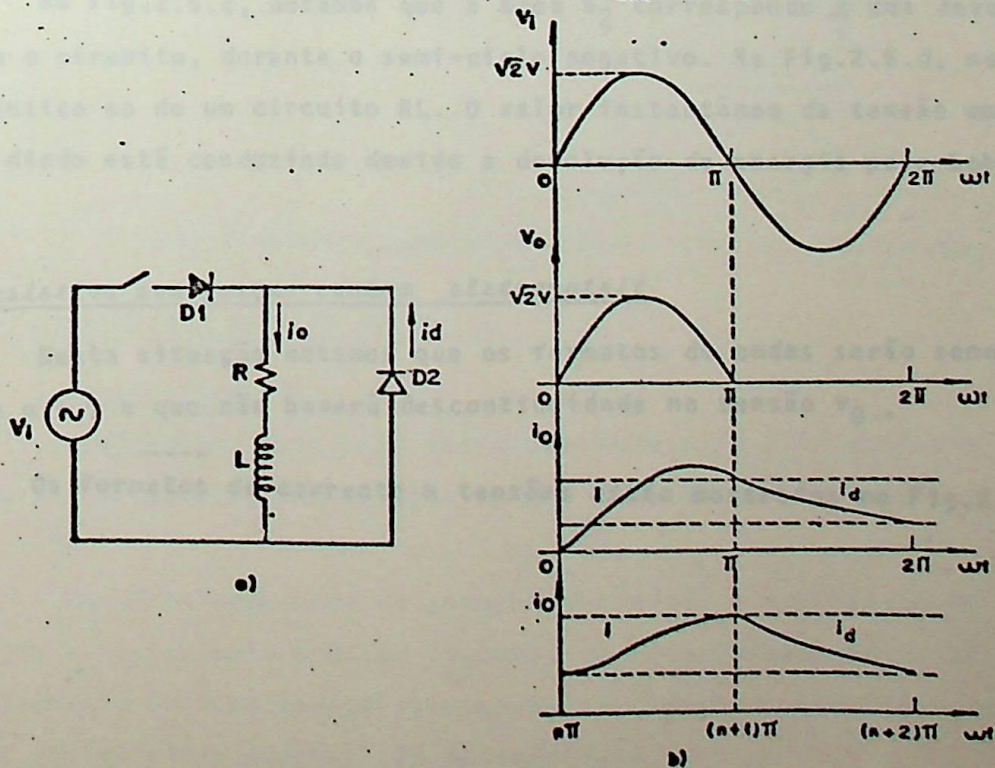


FIG. 2.4—RETIFICADOR COM CARGA RL E DIODO DE DESCARGA

te, dando origem a elevado fator de ripple. No circuito da Fig.2.4.a o diodo de descarga ou de caminho livre, elimina a descontinuidade, além de reduzir o fator ripple. Após vários ciclos, o formato da corrente i_0 será o mostrado na Fig.2.4.b

2.2.5 - Carga RL com força-contratromotriz V_C

Definindo,

$$m = \sin \alpha = \frac{V_C}{\sqrt{2}V}$$

observamos que só após $v_1 > v_C$ é que o diodo irá começar a conduzir (Fig.2.5.a)

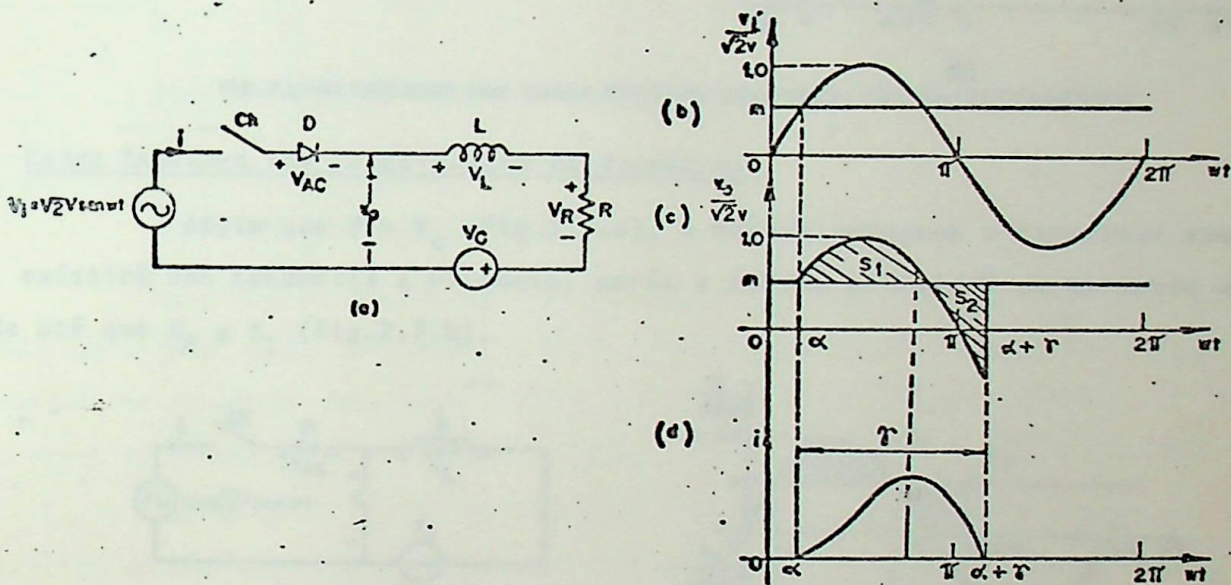


FIG. 2.5 - RETIFICADOR COM CARGA RL E FORÇA-CONTRA-ELETROMOTRIZ

Na Fig.2.5.c, notamos que a área S_2 corresponde a uma devolução de energia da bobina para o circuito, durante o semi-ciclo negativo. Na Fig.2.5.d, notamos que o formato de i é idêntico ao de um circuito RL. O valor instantâneo da tensão em S_2 é o da tensão v_1 , pois o diodo está conduzindo devido a devolução de energia pela bobina.

2.2.6 - Carga resistiva com força- contra eletromotriz

Nesta situação notamos que os formatos de ondas serão senoidais, só haverá condução de α a $\alpha + \gamma$ e que não haverá descontinuidade na tensão v_0 .

Os formatos de corrente e tensões estão mostrados na Fig.2.6.

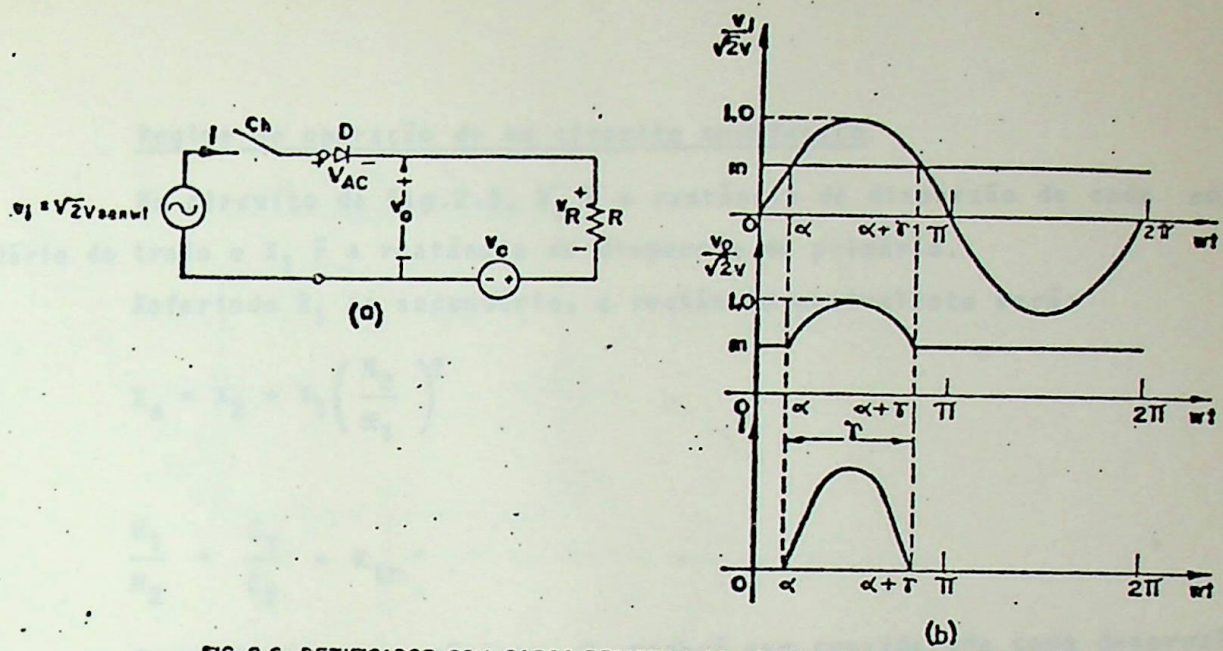


FIG. 2.6—RETIFICADOR COM CARGA RESISTIVA COM FORÇA-CONTRA-ELETROMOTRIZ

2.2.1 - Carga Indutiva com força-contrat eletromotriz

Assim que $V > V_c$ (Fig.2.7.a), a bobina começará a armazenar energia. Quando $V < V_c$ existirá uma tendência a bloqueio, porém a bobina entregará ao circuito a energia armazenada até que $S_2 \leq S_1$ (Fig.2.7.b).

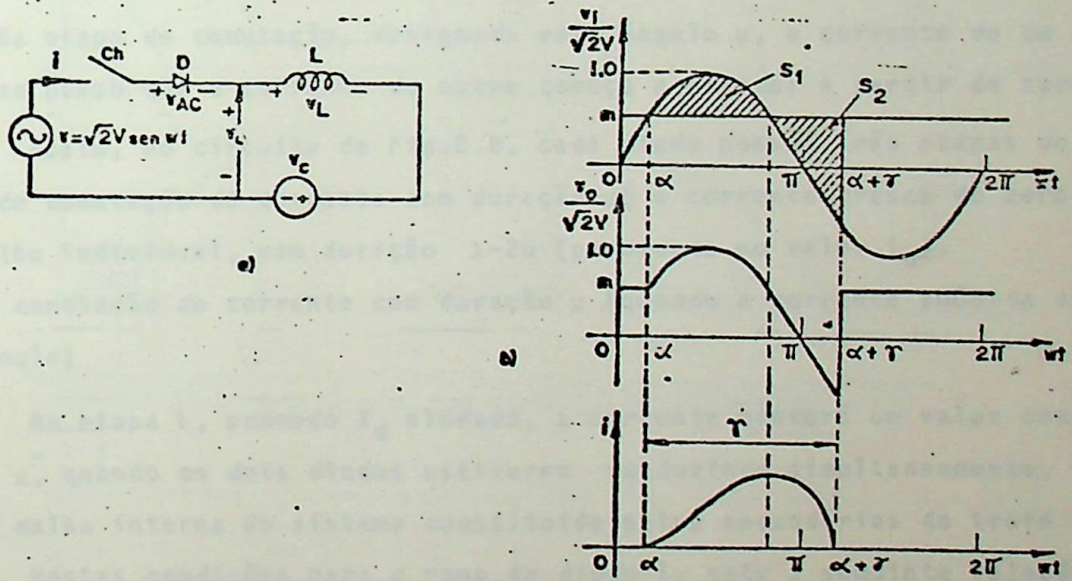


FIG. 2.7—RETIFICADOR COM CARGA INOUTIVA E FORÇA-CONTRA-ELETROMOTRIZ

2.3 - CIRCUITOS MONOFÁSICOS DE ALTA POTÊNCIA

Generalidades

A diferença principal dos dispositivos de alta potência em relação aos de baixa potência é a influência dos parâmetros dos transformadores nos processos de variação da corrente.

Em transformadores de pequena potência, a indutância de dispersão é desprezível em relação à resistência ôhmica. Contudo, em transformadores de alta potência, as indutâncias de dispersão influem consideravelmente no regime de operação dos conversores, ao passo que as suas resistências ôhmicas são desprezíveis.

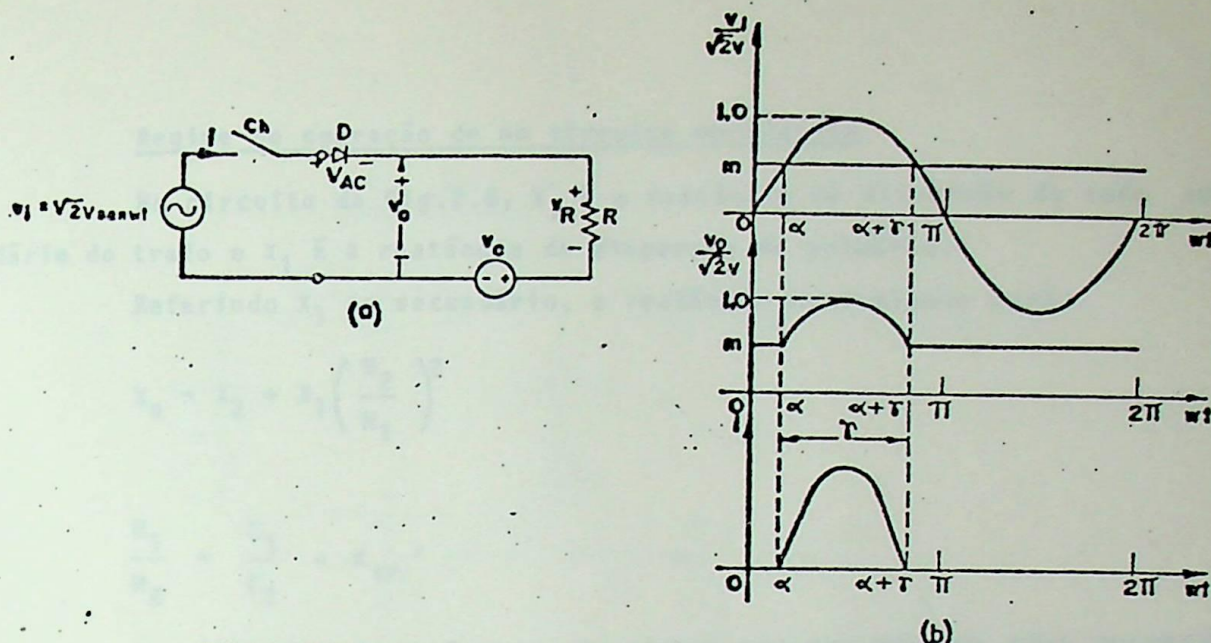


FIG. 2.6—RETIFICADOR COM CARGA RESISTIVA COM FORÇA-CONTRA-ELETROMOTRIZ

2.2.7 - Carga Indutiva com força-contrá eletromotriz

Assim que $V > V_c$ (Fig.2.7.a), a bobina começará a armazenar energia. Quando $V < V_c$ existirá uma tendência a bloqueio, porém a bobina entregará ao circuito a energia armazenada até que $S_2 \leq S_1$ (Fig.2.7.b).

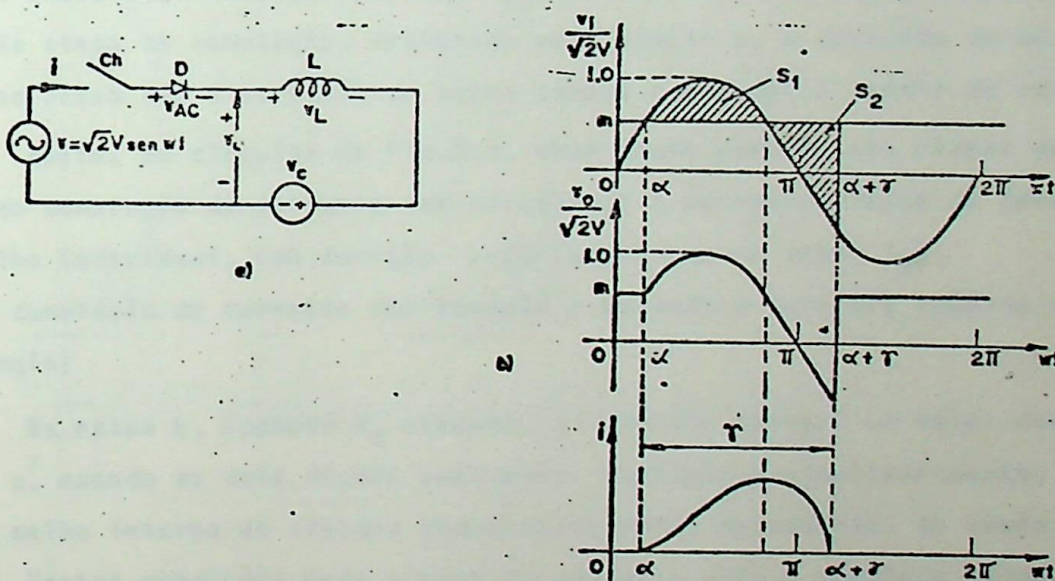


FIG. 2.7—RETIFICADOR COM CARGA INDUTIVA E FORÇA-CONTRA-ELETROMOTRIZ

2.3 - CIRCUITOS MONOFÁSICOS DE ALTA POTÊNCIA

Generalidades

A diferença principal dos dispositivos de alta potência em relação aos de baixa potência é a influência dos parâmetros dos transformadores nos processos de variação da corrente.

Em transformadores de pequena potência, a indutância de dispersão é desprezível em relação à resistência ôhmica. Contudo, em transformadores de alta potência, as indutâncias de dispersão influem consideravelmente no regime de operação dos conversores, ao passo que as suas resistências ôhmicas são desprezíveis.

Regime de operação de um circuito monofásico

No circuito da Fig.2.8, X_2 é a reatância de dispersão de cada enrolamento do secundário do trafo e X_1 é a reatância de dispersão do primário.

Referindo X_1 ao secundário, a reatância equivalente será:

$$X_a = X_2 + X_1 \left(\frac{N_2}{N_1} \right)^2 \quad (2.7)$$

onde:

$$\frac{N_1}{N_2} = \frac{E_1}{E_2} = K_{tr} \quad (2.8)$$

Para finalidades práticas, R_d poderá ser considerada como desprezível se $X_d > 5 R_d$.

Fenômeno do Overlap ou Comutação de Correntes

Na Fig.2.8, a presença da reatância X_a , impede que a transição da corrente de um diodo para outro seja instantâneo. Este processo é conhecido como Overlap ou Comutação de Correntes. Na etapa de comutação, designada pelo ângulo μ , a corrente de um dos diodos tende a zero, ao passo que a corrente do outro começa a crescer a partir de zero.

Assim, no circuito da Fig.2.8, cada diodo possui três etapas de trabalho

- a) etapa inicial de comutação da corrente com duração μ (a corrente cresce de zero a I_d).
- b) etapa de trabalho individual, com duração $\lambda - 2\mu$ (permanece no valor I_d).
- c) etapa final de comutação de corrente com duração μ (quando a corrente anódica cai de I_d para um valor nulo)

Na etapa b, supondo X_d elevado, a corrente manterá um valor constante I_d . Mas etapas a e c, quando os dois diodos estiverem conduzindo simultaneamente, "existirá um curto" na malha interna do sistema constituída pelos secundários do trafo mais os diodos (Fig.2.8.c). Nestas condições para o ramo do diodo 1, vale a seguinte relação, admitindo que a comutação seja tal que o diodo 1 comece a bloquear e o diodo 2 a conduzir,

$$e_{2a} - L_c \frac{di_{d1}}{dt} = v_p - v_n \quad (2.9)$$

No ramo do diodo 2, que está começando a conduzir,

$$e_{2b} - L_c \frac{di_{d2}}{dt} = v_p - v_n \quad (2.10)$$

Como na comutação,

$$i_{d1} + i_{d2} = I_d \quad (2.11)$$

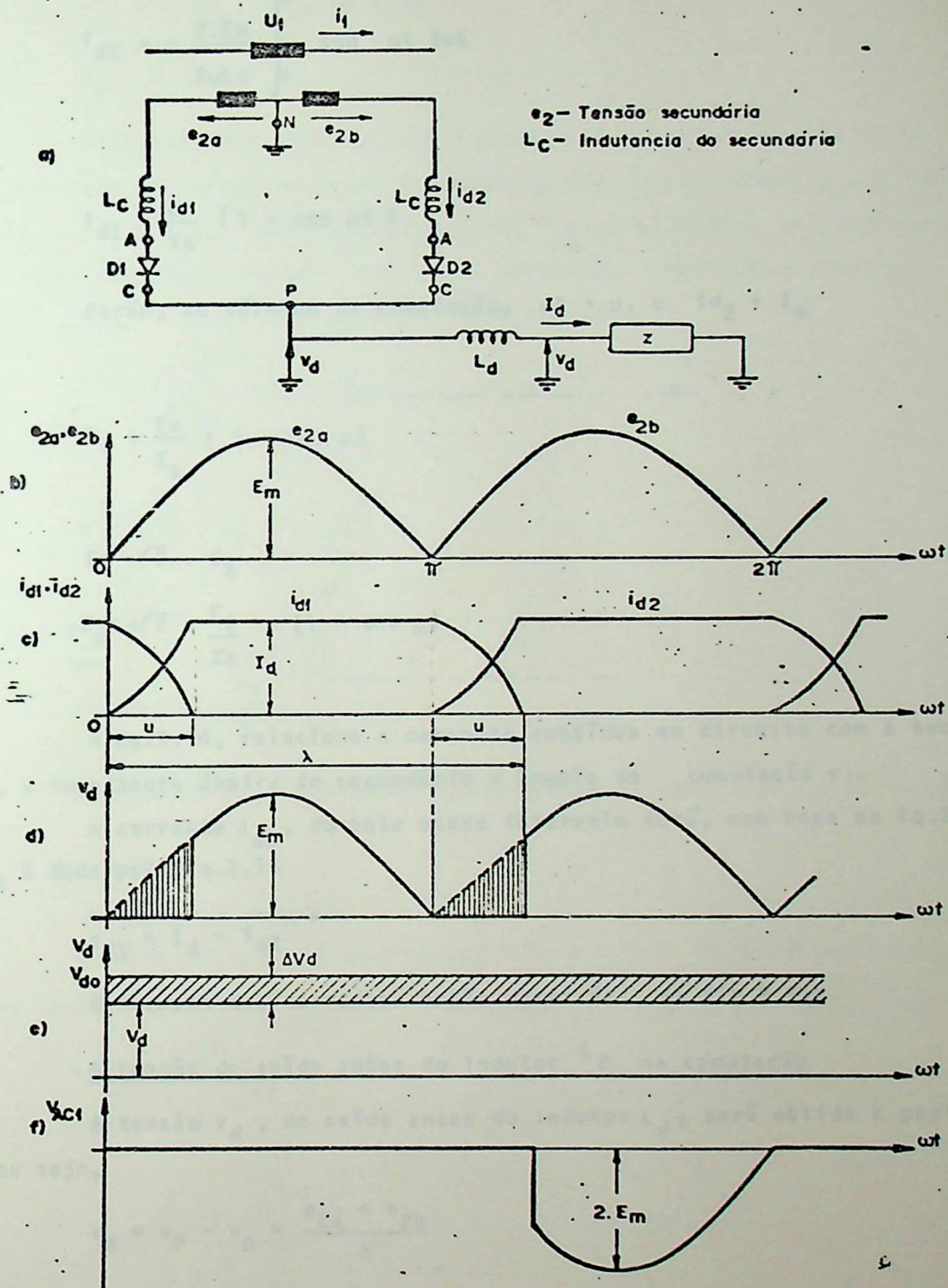


FIG. 2.8 - CIRCUITO DE POTENCIA MONOFÁSICO

Que derivada nos fornece,

$$\frac{di_{d1}}{dt} = - \frac{di_{d2}}{dt}$$

(2.12)

Substituindo (2.12) em (2.9) e subtraindo (2.10) de (2.9),

$$i_{d2} = - \frac{2 \cdot E_m}{2\omega L_c} \int_{\pi}^{\omega t} \text{sen } \omega t \, d\omega t$$

Logo

$$i_{d2} = \frac{E_m}{X_a} (1 - \cos \omega t) \quad (2.13)$$

Porém, ao término da comutação, $\omega t = \mu$, e $i_{d2} = I_d$

Logo

$$I_d = \frac{E_m}{X_a} (1 - \cos \mu)$$

como

$$E_m = \sqrt{2} \cdot E_2$$

$$I_d = \sqrt{2} \cdot \frac{E_2}{X_a} \cdot (1 - \cos \mu) \quad (2.14)$$

A Eq.2.14, relaciona a corrente contínua no circuito com a tensão eficaz do secundário, a impedância ôhmica do secundário e ângulo de comutação μ .

A corrente i_{d2} , durante esse intervalo será, com base na Eq.2.11, lembrando que i_{d2} é dada pela Eq.2.13

$$i_{d1} = I_d - i_{d2} \quad (2.15)$$

O formato das correntes estão mostradas, na Fig.2.8.c.

A tensão de saída antes do indutor L_d na comutação

A tensão v_d , de saída antes do indutor L_d , será obtida a partir da Eq.2.9 e Eq.2.10, ou seja,

$$v_d = v_p - v_n = \frac{e_{2a} + e_{2b}}{2} \quad (2.16)$$

A Eq.2.16 estabelece uma regra geral: "durante a comutação, em qualquer, tipo de circuito, a tensão do polo positivo, polo P, da ponte em relação ao neutro do transformador, será a semi-soma das tensões das fases envolvidas na comutação".

Obs: isto também é válido para o polo N

A queda de tensão devido a comutação

Como e_{2a} e e_{2b} estão defasados de 180° ,



$$e_{2a} = -e_{2b}, \text{ logo na Eq.2.16,}$$

$$v_d = 0$$

Isto significa que durante a comutação a tensão no polo P da fonte será nula, e que no circuito $s\bar{o}$ existe em fluxo de corrente devido ao indutor L_d . A forma de onda de v_d é mostrada na Fig.2.8.d. A área hachurada nesta figura significa que uma parcela da tensão do secundário do transformador não está sendo utilizada. Esta queda pode ser calculada através da Eq.2.17, pois a queda de tensão é a área hachurada.

$$\Delta V_d = \frac{1}{\pi} \int_{\mu}^{\pi+\mu} e_{2b} \cdot d\omega t \quad (2.17)$$

Logo,

$$\Delta V_d = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot E_2 (1 - \cos \mu) \quad (2.18)$$

Dividindo (2.18) por (2.14),

$$\Delta V_d = I_d \cdot \frac{X_a}{\pi} \quad (2.19)$$

A Eq.2.19 é um modo mais fácil de calcularmos a queda de tensão devido a comutação.

A tensão DC a vazio

Se não existisse a comutação, toda a tensão do secundário seria aproveitada pela carga. Logo, a tensão DC a vazio seria,

$$V_{do} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} e_{2a} \cdot d\omega t$$

$$V_{do} = \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot E_2}{\pi} \quad (2.20)$$

A tensão "útil" de saída

A tensão real de saída, após o indutor, considerando a queda de tensão, o retificador será,

$$V_d = V_{do} - \Delta V_d \quad (2.21)$$

$$V_d = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot E_2 - \frac{I_d \cdot X_a}{\pi} \quad (2.22)$$

O gráfico da Fig.2.8.e ilustra a Eq.2.21

A característica de regulação

A característica de regulação é a relação entre a tensão "útil" de saída DC e a corrente DC pela carga. Em termos de gráfico ela pode se sintetizada pela Fig.2.9 , onde,

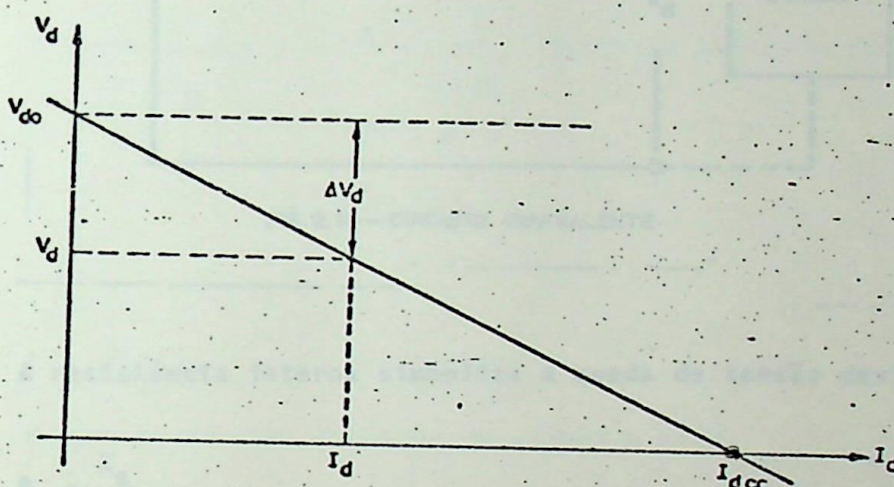


FIG. 2.9 - CARACTERÍSTICA DE REGULAÇÃO

$$I_{dcc} = 2\sqrt{2} \frac{E_2}{X_a} \quad (2.23)$$

A vantagem desse gráfico é que é possível obter-se a tensão de saída \bar{u} til a partir de uma corrente requerida pela carga. Poderemos também obter a queda de tensão DC no retificador.

A tensão entre anodo e catodo do diodo

Essa tensão, para o diodo 1, está mostrada na Fig.2.8.f, e pode ser compreendida como:

- de 0 a $\pi + \mu$ o diodo 1 está conduzindo, portanto a sua tensão entre anodo e catodo é a própria queda de tensão (idealmente nula)
- de $\pi + \mu$ a 2π , o diodo 1 não mais conduz, conseqüentemente o seu anodo está a um potencial e_{2b} . Logo a tensão entre anodo e catodo será, $e_{2b} - e_{2a}$, cujo valor máximo será $2E_m$.

O circuito equivalente

Em termos de "DC" o circuito retificador é na realidade uma fonte DC com uma resistência interna, tal como na Fig.2.10, onde R_c é a resistência de comutação:

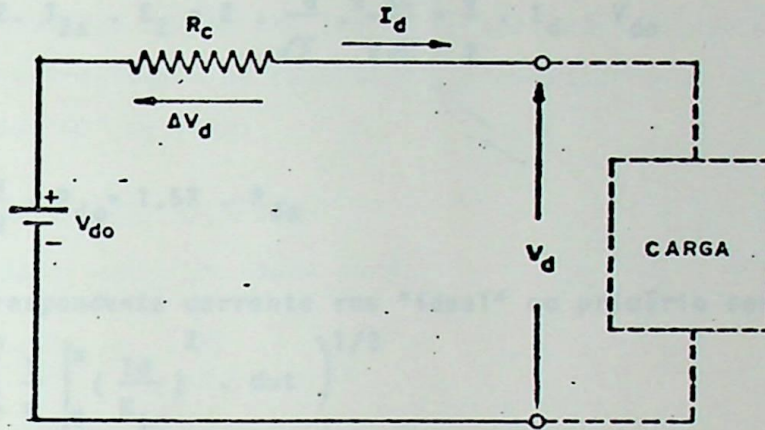


FIG. 2.10 - CIRCUITO EQUIVALENTE

A resistência interna simboliza a queda de tensão devido a comutação, e

é dada por:

$$R_c = \frac{X_a}{\pi} \quad (2.24)$$

A especificação do transformador

As formas de ondas da corrente no secundário do transformador são mostradas na Fig.2.11.a e Fig.2.11.b. Essas correntes na realidade são obtidas a partir da Fig.2.8. A corrente no primário será a diferença de i_{d1} e i_{d2} e terá o formato da Fig.2.11.c, visto que $i_{d1} = i_{2a}$ e $i_{d2} = i_{2b}$.

O ângulo $\Delta\mu$, correspondente a corrente primária nula é dado pela Eq.2.25, e corresponde no secundário a,

$$\Delta\mu = \text{arc cos} (\cos^2 \mu/2) \quad (2.25)$$

ao instante em que $i_{d1} = i_{d2}$.

Para o cálculo das correntes (rms), idealiza-se as correntes da Fig.2.11 como sendo retangulares. Desse modo, a corrente eficaz no secundário será,

$$I_{2a} = \left(\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi I_d^2 \cdot d\omega t \right)^{1/2}$$

ou

$$I_{2a} = I_{2b} = \frac{I_d}{\sqrt{2}} \quad (2.26)$$

Portanto, a potência total do secundário será,

$$P_2 = 2 \cdot I_{2a} \cdot E_2 = 2 \cdot \frac{I_d}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\pi V_{do}}{2\sqrt{2}} = \frac{\pi}{2} \cdot I_d \cdot V_{do}$$

ou

$$P_2 = \frac{\pi}{2} \cdot P_{do} = 1,57 \cdot P_{do} \quad (2.27)$$

A correspondente corrente rms "ideal" no primário será,

$$I_1 = \left(\frac{1}{\pi} \int_0^\pi \left(\frac{I_d}{K_{tr}} \right)^2 \cdot d\omega t \right)^{1/2}$$

ou

$$I_1 = \frac{I_d}{K_{tr}} \quad (2.28)$$

A correspondente potência do primário será,

$$P_1 = I_1 \cdot E_1 = \frac{I_d}{K_{tr}} \cdot E_2 \cdot K_{tr} = I_d \cdot \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \cdot V_{do}$$

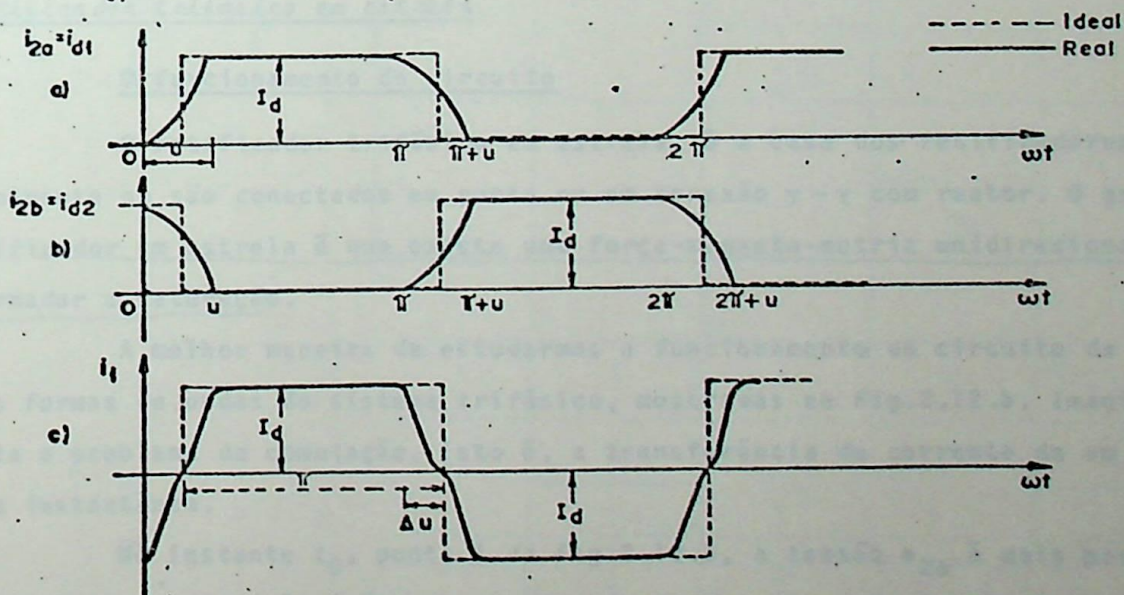


FIG. 2.11 - CORRENTES NO TRANSFORMADOR

$$P_1 = 1,11 \cdot P_{do} \quad (2.29)$$

A potência total do transformador será:

$$P_{tr} = \frac{P_1 + P_2}{2} = 1,34 \cdot P_{do} \quad (2.30)$$

A Eq.2.30 nos indica que devido as correntes no transformador serem não senoidais no primário e unidirecionais no secundário, é necessário um fator de conversão de potência "DC" para potência "AC" de 1,34.

A especificação do diodo

A corrente média do diodo será,

$$I_{(av)} = \frac{\pi}{2\pi} \cdot I_d = \frac{I_d}{2} \quad (2.31)$$

A corrente eficaz pelo diodo será,

$$I_{(rms)} = \frac{I_d}{\sqrt{2}} \quad (2.32)$$

A máxima tensão reversa será,

$$V_{RRM} = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot E_2 \quad (2.33)$$

2.4 - RETIFICAÇÃO TRIFÁSICA DE POTÊNCIA

2.4.1 - Retificador trifásico em estrela

O funcionamento do circuito

O retificador trifásico em estrela, é a base dos retificadores de potência, que atualmente ou são conectados em ponte ou em conexão $\gamma - \gamma$ com reator. O grande problema do retificador em estrela é que existe uma força-magneto-motriz unidirecional, que leva o transformador a saturação.

A melhor maneira de estudarmos o funcionamento do circuito da Fig.2.12.a é através das formas de ondas do sistema trifásico, mostradas na Fig.2.12.b. Imaginaremos, que não exista o problema da comutação, isto é, a transferência de corrente de um diodo para outro seja instantânea.

No instante t_0 , ponto 1 da Fig.2.12.b, a tensão e_{2a} é mais positiva que e_{2c} , conseqüentemente o diodo D_1 irá começar a conduzir uma corrente I_d . No instante t_1 , ponto 2, a tensão e_{2b} torna-se mais positiva que e_{2a} e o diodo D_2 entra conduzindo, bloqueando o diodo D_1 . O diodo D_2 conduzirá durante 120° , até o ponto 3, ponto no qual a tensão e_{2c} torna-se mais positiva que e_{2b} . Neste instante o diodo D_3 entra conduzindo e há bloqueio do diodo D_2 . O diodo D_3 conduzirá durante 120° .

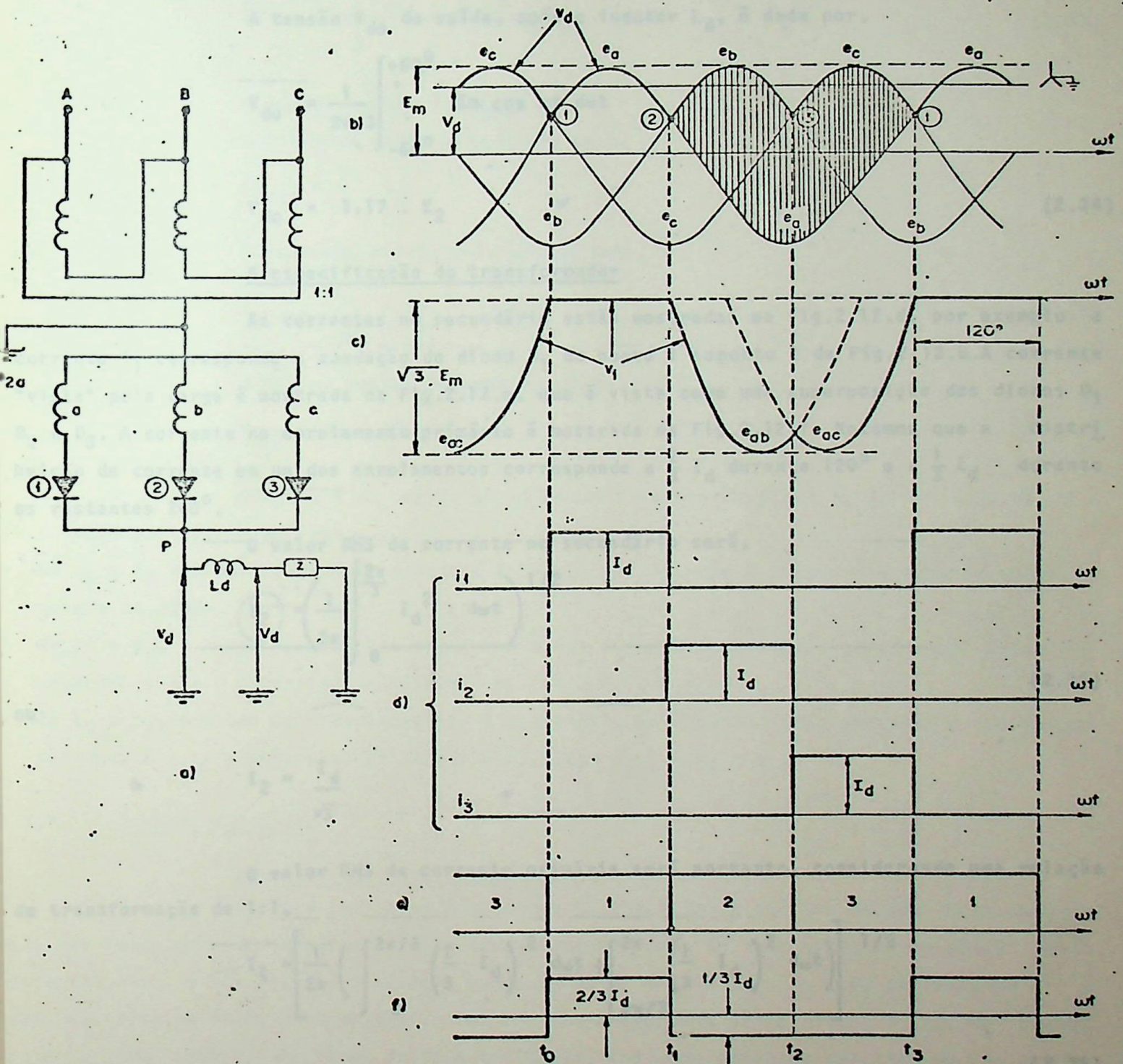


FIG. 2.12— RETIFICADOR EM ESTRELA

A tensão de saída

A tensão de saída, antes do indutor L_d , é a parte superior da forma de onda trifásica mostrada na Fig.2.12.b.

A tensão V_{do} de saída, após o indutor L_d , é dada por,

$$V_{do} = \frac{1}{2\pi/3} \int_{-60^\circ}^{+60^\circ} \text{Em } \cos \omega t \, d\omega t$$

$$V_{do} = 1,17 \cdot E_2 \quad (2.34)$$

A especificação do transformador

As correntes no secundário estão mostradas na Fig.2.12.d, por exemplo a corrente i_1 corresponde a condução do diodo D_1 do ponto 1 ao ponto 2 da Fig.2.12.b. A corrente "vista" pela carga é mostrada na Fig.2.12.e, que é vista como uma superposição dos diodos D_1 , D_2 e D_3 . A corrente no enrolamento primário é mostrada na Fig.2.12.f. Notamos que a distribuição de corrente em um dos enrolamentos corresponde a $\frac{2}{3} I_d$ durante 120° e a $\frac{1}{3} I_d$ durante os restantes 240° .

O valor RMS da corrente no secundário será,

$$I_2 = \left(\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} I_d^2 \, d\omega t \right)^{1/2}$$

$$(2.35)$$

$$I_2 = \frac{I_d}{\sqrt{3}}$$

O valor RMS da corrente primária será portanto, considerando uma relação de transformação de 1:1,

$$I_1 = \left[\frac{1}{2\pi} \left(\int_0^{2\pi/3} \left(\frac{2}{3} I_d \right)^2 \, d\omega t + \int_{2\pi/3}^{2\pi} \left(\frac{1}{3} I_d \right)^2 \, d\omega t \right) \right]^{1/2}$$

$$(2.36)$$

$$I_1 = \frac{\sqrt{2}}{3} \cdot I_d$$

Portanto as potências primária e secundária serão;

$$P_1 = 3 \cdot E_1 \cdot I_1 = 1,21 \cdot P_{do} \quad (2.37)$$

$$P_2 = 3 \cdot E_2 \cdot I_2 = 1,48 \cdot P_{do} \quad (2.38)$$

A potência total do transformador será,

$$P_{tr} = \frac{P_1 + P_2}{2} = 1,34 \cdot P_{do} \quad (2.40)$$

A especificação do diodo

A corrente média pelo diodo será,

$$I_{(av)} = \frac{1}{3} \cdot I_d$$

A corrente eficaz pelo diodo será,

$$I_{(rms)} = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot I_d \quad (2.41)$$

A máxima tensão reversa no diodo será,

$$V_{RRM} = \sqrt{3} \cdot \sqrt{2} \cdot E_2 = \sqrt{6} \cdot E_2 \quad (2.42)$$

O formato da tensão entre anodo e catodo do diodo 1, mostrado na Fig.2 .

12.c pode ser entendida como:

- de t_0 a t_1 o diodo D_1 conduz, portanto a tensão entre anodo e catodo é a própria queda de tensão no diodo.
- de t_1 a t_2 , o diodo D_1 está bloqueado e o diodo D_2 está conduzindo, portanto o potencial do anodo é e_a e o potencial do catodo é e_b . Logo $V_{ac1} = e_a - e_b$.
- de t_2 a t_3 , o diodo D_1 está bloqueado e o diodo D_3 está conduzindo, portanto o potencial do anodo é e_a e o potencial do catodo é e_c . Logo $V_{ac1} = e_a - e_c$.

1.4.2 - A ponte trifásica

Princípio de funcionamento

A ponte trifásica é mostrada na Fig.2.13. A análise do seu funcionamento pode ser feita considerando-se que este circuito é composto de duas estrelas em série. Sendo assim com base na Fig.2.13.b, a estrela composta pelos diodos D_1 , D_3 , D_5 corresponde a parte superior da forma de onda trifásica. A estrela composta pelos diodos D_2 , D_4 , D_6 corresponde a parte inferior de forma de onda trifásica. Conforme vimos no circuito da Fig.2.12.a existe condução de um dos diodos se o seu potencial de anodo for maior que o potencial das outras duas fases.

Do mesmo modo os diodos ímpares só não irão conduzir se a tensão (potencial) de seu anodo for maior que a tensão das outras duas fases. Os pontos inícios de condução são: diodo 1 - ponto 1; diodo 3 - ponto 3; diodo 5 - ponto 5. A tabela 2.1 resume estas condições.

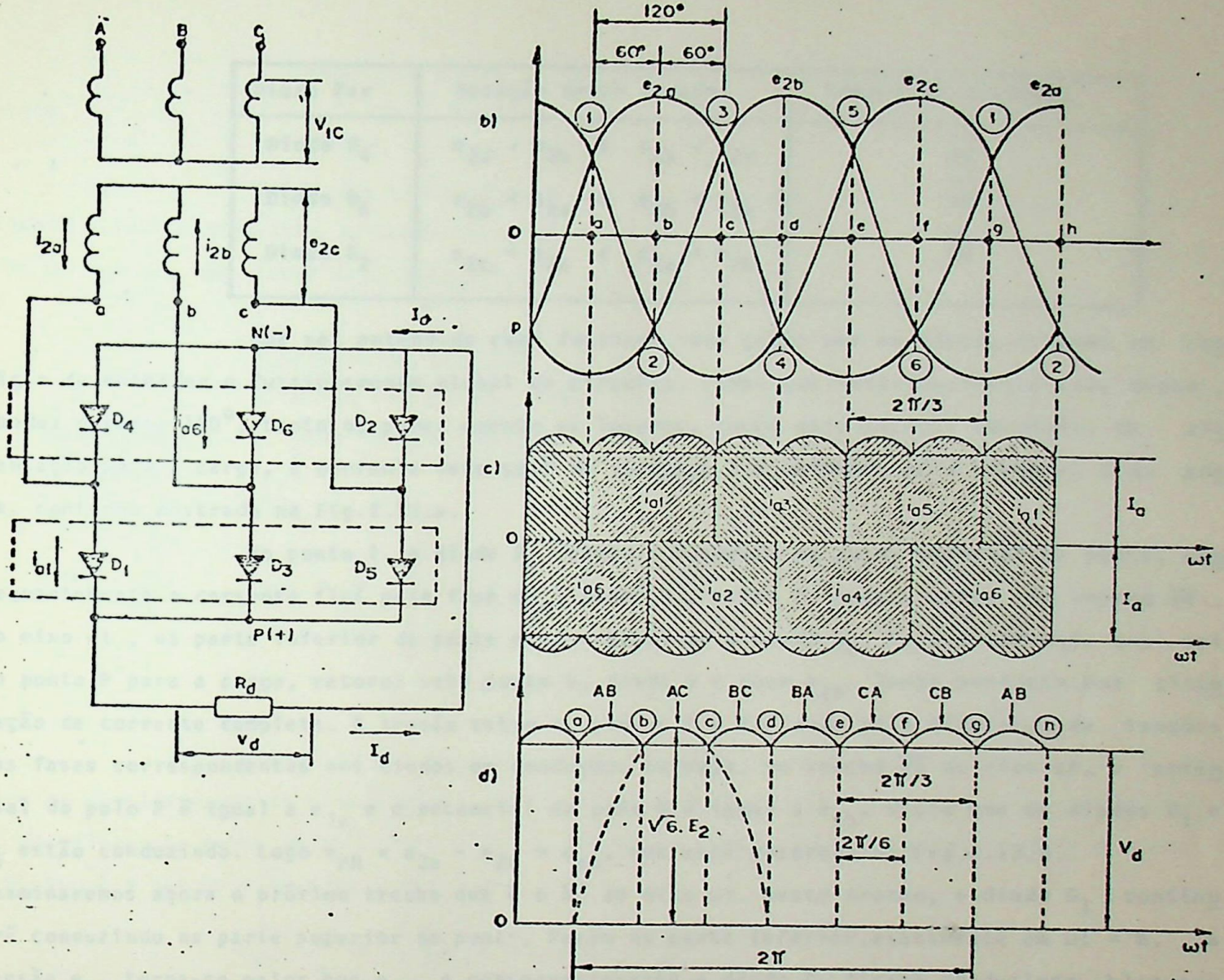


FIG. 2.13 - RETIFICADOR EM PONTE

Tabela 2.1

Diodo Impar	Relação entre tensão	Trecho de Condução
Diodo D ₁	$e_{2a} > e_{2b}$ e $e_{2a} > e_{2c}$	13
Diodo D ₃	$e_{2b} > e_{2a}$ e $e_{2c} > e_{2b}$	35
Diodo D ₅	$e_{2c} > e_{2a}$ e $e_{2c} > e_{2b}$	51

Do mesmo modo para os diodos pares, só existirá condução quando o potencial da fase do anodo estiver a um potencial menor que o das outras duas fases. Os pontos inícios de condução são: diodo 2 - ponto 2; diodo 4 - ponto 4; diodo 6 - ponto 6. A tabela 2.2 ilustra as condições de condução para os diodos pares.

Tabela 2.2

Diodo Par	Relação entre tensões	Trecho de condução
Diodo D_4	$e_{2a} < e_{2b}$ e $e_{2a} < e_{2c}$	$\overline{46}$
Diodo D_6	$e_{2b} < e_{2a}$ e $e_{2b} < e_{2c}$	$\overline{62}$
Diodo D_2	$e_{2c} < e_{2a}$ e $e_{2a} < e_{2b}$	$\overline{24}$

Uma vez entendido como funciona cada grupo par ou ímpar, estamos em condição de entender o funcionamento global do circuito. Vimos que individualmente cada diodo, conduz durante 120° , tanto os pares quanto os ímpares. Porém para existir condições de alimentação para a carga, a corrente deve sair do terminal P e retornar pelo terminal N da ponte, conforme mostrado na Fig. 2.13.a.

No ponto 1, o diodo D_1 começa a conduzir na parte superior da ponte, consequentemente a corrente flui pela fase e_{2a} , diodo D_1 , ponto P para a carga. No trecho \overline{ab} , do eixo ωt , na parte inferior da ponte está conduzindo o diodo D_6 . Logo a corrente que sai do ponto P para a carga, retorna pelo ponto N, diodo 6 e fase e_{2b} . Temos portanto uma circulação de corrente completa. A tensão entre os pontos P e N é dada pela diferença de tensões das fases correspondentes aos diodos em condução, ou seja, no trecho \overline{ab} do eixo ωt , o potencial do polo P é igual a e_{2a} e o potencial do polo N é igual a e_{2b} , visto que os diodos D_1 e D_6 estão conduzindo. Logo $v_{PN} = e_{2a} - e_{2b} = e_{ab}$, que está mostrado na Fig. 2.13.d. Examinaremos agora o próximo trecho que é o \overline{bc} do eixo ωt . Neste trecho, o diodo D_1 continuará conduzindo na parte superior da ponte. Porém na parte inferior, exatamente em $\omega t = b$, a tensão e_{2c} torna-se maior que e_{2b} , e consequentemente o diodo D_2 ficará conduzindo, bloqueando o diodo D_6 que estava conduzindo. Deste modo no trecho \overline{bc} os diodos que estão conduzindo são D_1 e D_2 e a tensão entre os pontos P e N será igual a $v_{PN} = e_{2a} - e_{2c} = e_{ac}$ que é mostrado na Fig. 2.13.d.

Tabela 2.3

Trecho	Duração em graus	Diodos que conduzem	Tensão de saída (v_{PN} antes do indutor)
ab	60°	$D_1 - D_6$	e_{AB}
bc	60°	$D_1 - D_2$	e_{AC}
cd	60°	$D_3 - D_2$	e_{BC}
de	60°	$D_3 - D_4$	e_{BA}
ef	60°	$D_5 - D_4$	e_{CA}
fg	60°	$D_5 - D_6$	e_{CB}
gh	60°	$D_1 - D_6$	e_{AB}

A Tabela 2.3 resume de um modo sintético as condições de operações da ponte.

Vemos que existe sempre dois diodos conduzindo, um par e outro ímpar. Também existe a comutação de correntes (por enquanto é suposta ideal) sempre entre diodos pares ou ímpares, mas nunca existindo entre um par e um ímpar.

A tensão "DC" a vazio

A tensão retificada, sem filtro e sem comutação, é mostrada na Fig.2.13. O valor médio ou DC dessa tensão, aplicada a carga é igual a,

$$V_{do} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/m}^{\pi/m} \sqrt{2} \cdot E_{2L} \cdot \cos \omega t \, d\omega t \quad (2.43)$$

A Eq.2.43 é igual para qualquer tipo de retificador. Essa equação é obtida ao considerarmos um eixo que passa pelo centro do pulso retificado, deslocando a senoide em relação ao tempo de 90° . Para a ponte, m que é o número de pulsos retificados é igual a 6, E_{2L} é a tensão eficaz na linha. Logo,

$$V_{do} = \frac{m}{\pi} \sqrt{2} \cdot E_{2L} \cdot \sin \pi/m \quad (2.44)$$

A Eq. 2.44 é portanto o resultado da Eq.2.43 e é a partir dela que iremos obter o V_{do} da ponte. Como E_{2L} é igual a $\sqrt{3}$ vezes a tensão da fase,

$$E_{2L} = \sqrt{3} \cdot E_2$$

$$V_{do} = \frac{6}{\pi} \cdot \sqrt{2} \cdot \sqrt{3} \cdot E_2 \cdot \sin \pi/6$$

$$V_{do} = 2,34 \cdot E_2 \quad (2.45)$$

O efeito da comutação

Como existe um valor considerável de indutância nos enrolamentos do transformador, a transferência de corrente de um diodo para outro não será instantânea. O efeito prático da indutância produz:

- queda de tensão "DC"
- o circuito "AC" durante a comutação "enxerga" o transformador como um curto, logo existirá um consumo elevado de potência reativa.

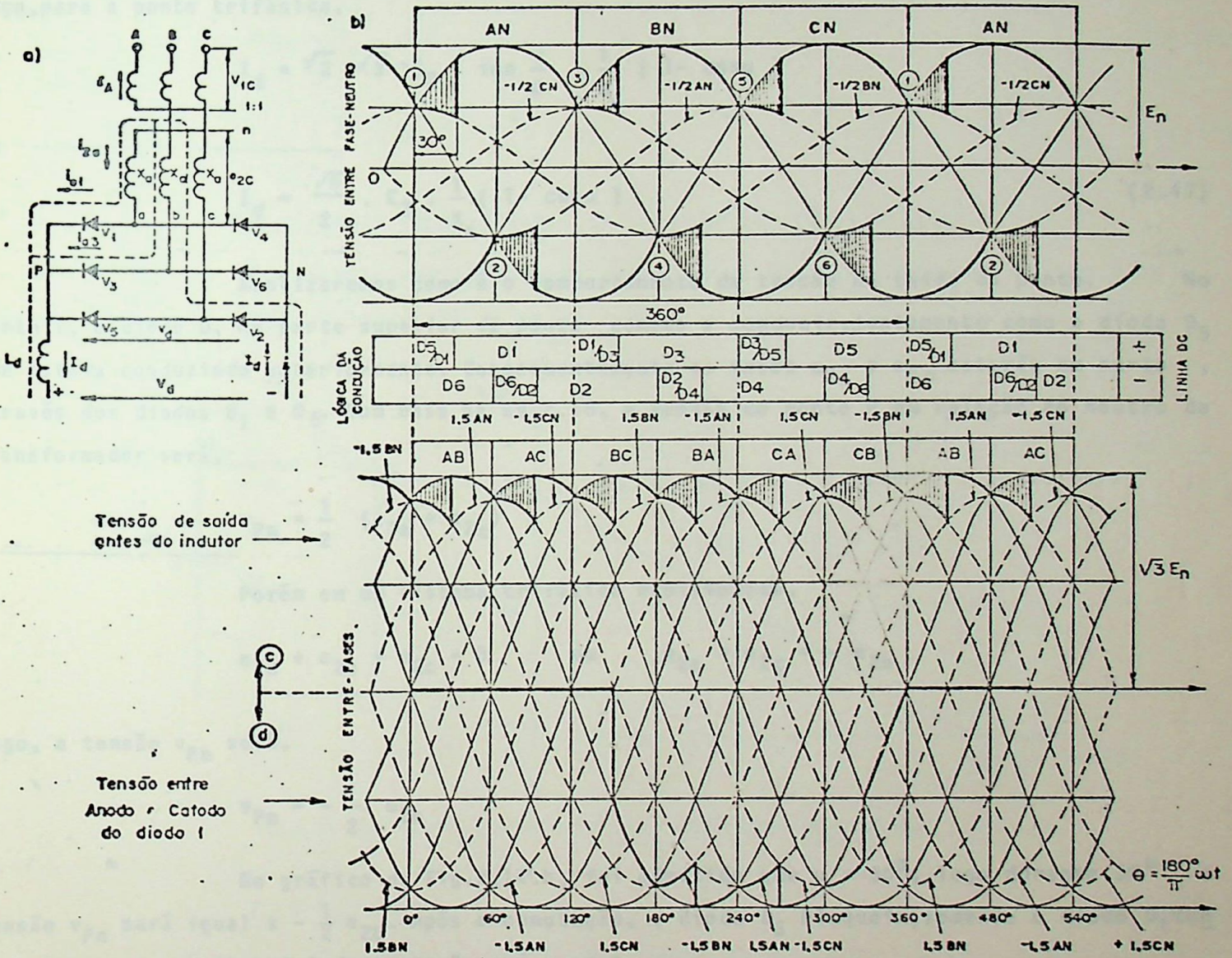


FIG. 2.14 - O EFEITO DA COMUTAÇÃO ($\mu = 30^\circ$)

A fórmula geral que fornece a corrente contínua em função dos parâmetros do transformador e do ângulo de comutação é dado pela Eq .2.46, ou seja:

$$I_d = \sqrt{2} E_{2L} \cdot \text{sen } \pi / m \cdot \frac{1}{X_a} (1 - \cos \mu) \tag{2.46}$$

onde:

- m - número de pulsos retificados
- X_a - impedância do transformador referida ao secundário

E_{2L} - tensão eficaz na linha

μ - ângulo de comutação

E_2 - tensão eficaz na fase

Logo, para a ponte trifásica,

$$I_d = \sqrt{2} \cdot \sqrt{3} \cdot E_2 \cdot \sin \frac{\pi}{6} \cdot \frac{1}{X_a} (1 - \cos \mu)$$

ou

$$I_d = \frac{\sqrt{6}}{2} \cdot E_2 \cdot \frac{1}{X_a} (1 - \cos \mu) \quad (2.47)$$

Analizaremos como é o comportamento da tensão de saída da ponte. No ponto 1, o diodo D_1 na parte superior da ponte começa a conduzir, juntamente com o diodo D_5 que estava conduzindo anteriormente. Consequentemente as fases e_{2a} e e_{2c} estarão em curto, através dos diodos D_1 e D_5 . Com base na Eq.2.16, a tensão do ponto P em relação ao neutro do transformador será,

$$v_{pn} = \frac{1}{2} (e_{2a} + e_{2c})$$

Porém em um sistema trifásico equilibrado,

$$e_{2a} + e_{2b} + e_{2c} = 0 \quad \text{ou} \quad e_{2a} + e_{2c} = -e_{2b}$$

Logo, a tensão v_{pn} será,

$$v_{pn} = -\frac{1}{2} e_{2b}$$

No gráfico da Fig.2.14.b, foi admitido que $\mu = 30^\circ$, logo durante 30° a tensão v_{pn} será igual a $-\frac{1}{2} e_{2b}$. Após a comutação, o diodo D_5 bloqueia, somente o diodo D_1 conduz, logo o novo potencial do ponto P será $v_p = e_{2a}$.

Do mesmo modo, existirão comutações nos pontos 2,3,4,5 e 6, fornecendo um total de seis comutações durante o período de 360° . As áreas hachuradas na Fig.2.14.b, representam as quedas de tensões devidas a comutação. Essas seis áreas computadas no período total, fornecerão a queda de tensão DC no circuito.

A tensão útil "DC" fornecida a carga está mostrada na Fig.2.14.c. E esta tensão que após "filtrada" pelo indutor L_d , será transformada em tensão contínua V_d .

A fórmula geral para o total da queda de tensão devido a comutação é dada pela Eq.2.48, ou seja,

$$\Delta V_d = \frac{I_d \cdot X_a}{\frac{2\pi}{m}} \quad (2.48)$$

Como para a ponte $m = 6$,

$$\Delta V_d = \frac{3}{\pi} \cdot I_d \cdot X_a \quad (2.49)$$

Se R_c for a resistência de comutação,

$$\Delta V_d = R_c \cdot I_d \quad (2.50)$$

$$R_c = \frac{3}{\pi} \cdot X_a \quad (2.51)$$

O circuito equivalente - característica de regulação

O circuito equivalente da ponte trifásica está mostrado na Fig.2.15.a

Com base neste circuito, a tensão DC de saída será,

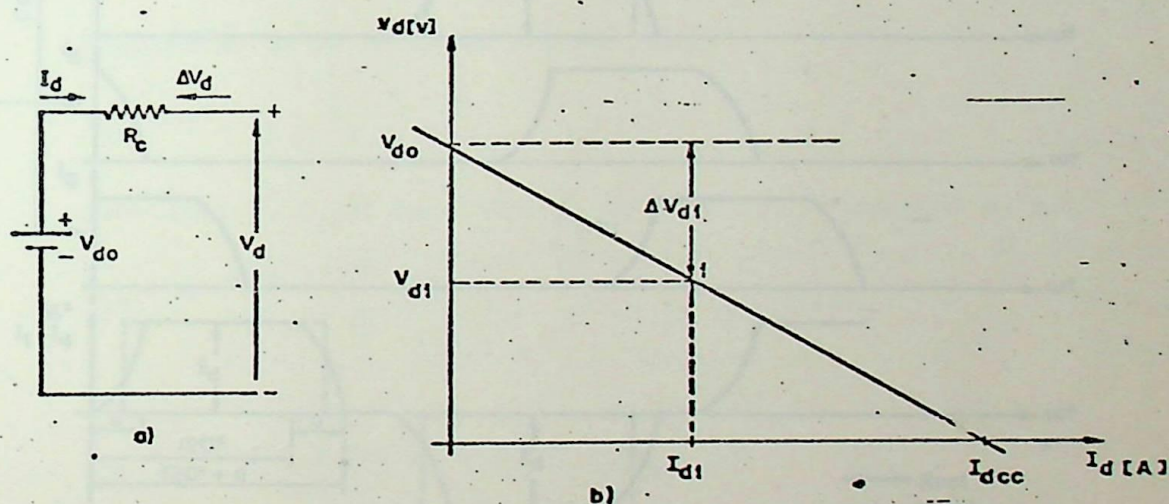


FIG. 2.15 - a) CIRCUITO EQUIVALENTE b) CARACTERÍSTICA DE REGULAÇÃO

$$V_d = V_{do} - \Delta V_d = V_{do} - R_c \cdot I_d \quad (2.52)$$

Logo o valor de $I_{d_{cc}}$ será,

$$I_{d_{cc}} = \frac{2,34 \cdot E_2}{R_c} \quad (2.53)$$

O traçado da característica de regulação já foi explicado no item 2.3.

A especificação do diodo

Conforme vimos, cada diodo conduz durante um ângulo igual a $120^\circ + \mu$, como nos mostra a Fig.2.14.a. E é com base nesta figura que as correntes pelos diodos são plotadas na Fig.2.16. Devido a comutação, a transferência de corrente de um diodo para outro não é instantânea e sim com o formato da Fig.2.16. Como existe a cada 60° , uma comutação de corren

tes, ora nos diodos pares, ora nos diodos ímpares, a corrente de um diodo ímpar para a de um diodo par será defasada de 60° . É claro que a defasagem de correntes de mesmo grupo, par ou ímpar são defasadas de 120° .

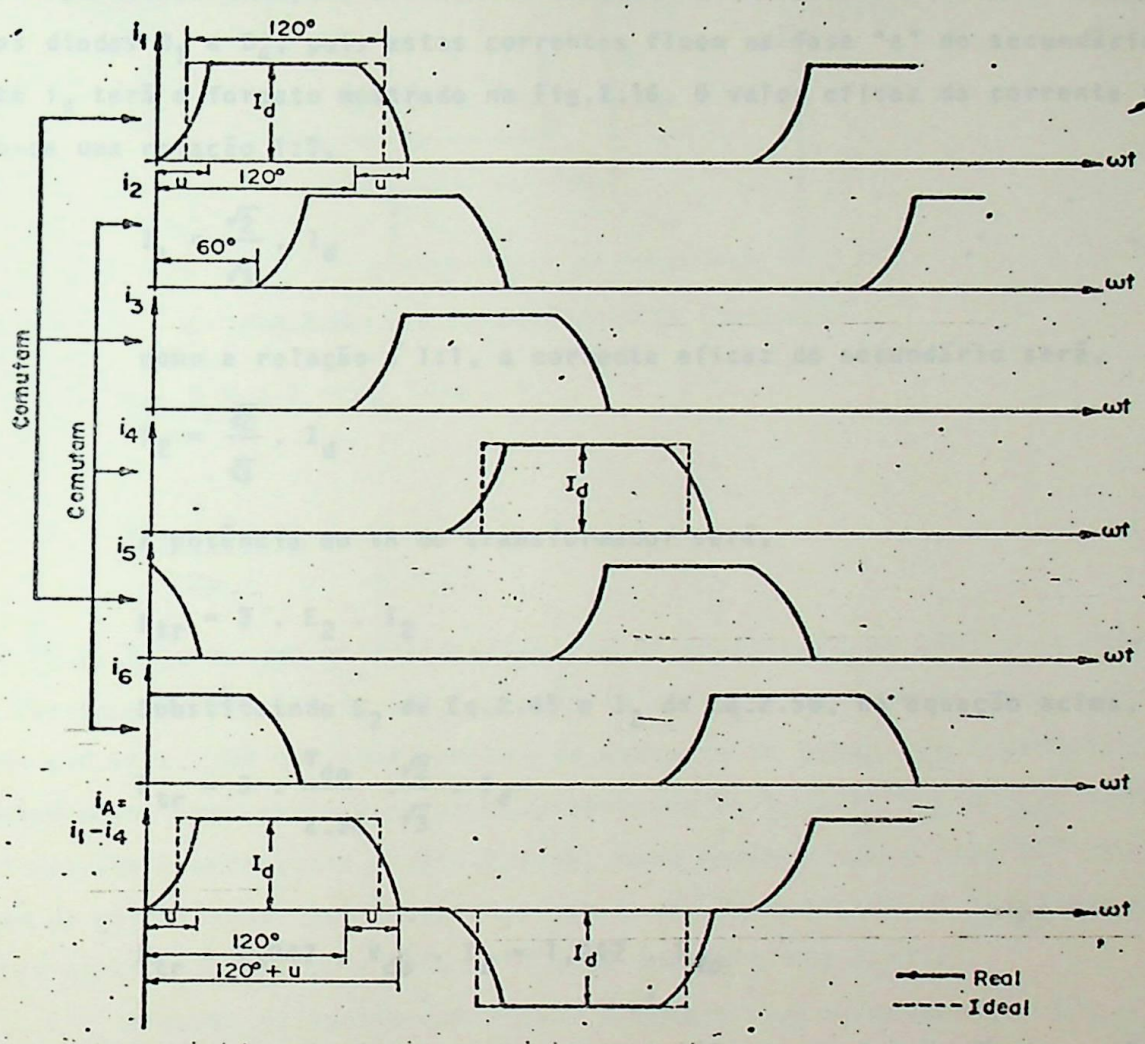


FIG.2.16 - CARACTERÍSTICA NOS DIODOS E TRANSFORMADOR PARA $u = 30^\circ$

Considerando-se a forma idealizada de corrente, esta terá um tempo de duração de 120° e amplitude I_d . Desse modo o valor médio será,

$$I_{(av)} = \frac{I_d}{3} \tag{2.54}$$

E o valor rms será,

$$I_{(av)} = \frac{I_d}{\sqrt{3}} \tag{2.55}$$

A máxima tensão reversa, por sua vez será,

$$V_{RRM} = \sqrt{3} \cdot \sqrt{2} \cdot E_2 = \sqrt{6} \cdot E_2 \tag{2.56}$$

A especificação do transformador

A corrente no primário será a diferença das correntes refletidas do secundário correspondente. Exemplo: a corrente da fase "a" do primário será a diferença das correntes dos diodos D_1 e D_4 , pois estas correntes fluem na fase "a" do secundário. Desse modo a corrente i_A terá o formato mostrado na Fig.2.16. O valor eficaz da corrente i_A , será considerando-se uma relação 1:1,

$$I_A = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot I_d \quad (2.57)$$

como a relação é 1:1, a corrente eficaz do secundário será,

$$I_2 = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot I_d \quad (2.58)$$

A potência em VA do transformador será,

$$P_{tr} = 3 \cdot E_2 \cdot I_2$$

Substituindo E_2 da Eq.2.45 e I_2 da Eq.2.58, na equação acima,

$$P_{tr} = 3 \cdot \frac{V_{do}}{2.34} \cdot \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot I_d$$

Logo,

$$P_{tr} = 1,047 \cdot V_{do} \cdot I_d = 1,047 \cdot P_{do} \quad (2.59)$$

2.4.3 - Retificador Trifásico não controlado com reatância de igualação (conexão Y-Y com reator)

O funcionamento do circuito

No circuito da Fig.2.17.a os dois conjuntos de enrolamento secundário estão defasados de 180° , de tal modo que um conjunto de enrolamentos alimenta diodos com números pares e o outro conjunto alimenta diodos com números ímpares. Os neutros O_1 e O_2 estão ligados pelas reatâncias de igualação x , em cujo ponto médio está o potencial zero. Como em um mesmo grupo, ou par ou ímpar, as fases estão defasadas de 120° e como a tensão dos secundários de cada grupo estão defasados de 180° , existirá um intervalo de 60° entre as pulsões (pontos máximos) dos dois grupos. A Fig.2.17.b ilustra o fato.

A influência da reatância de igualação está ilustrada na Fig.2.18. Seja por exemplo, o intervalo ab da Fig.2.17.b, no qual a tensão e_{2y} é maior que e_{2a} . Essa ddp entre as tensões dará origem momentaneamente a uma corrente de circulação i (Fig.2.18), que produzirá quedas de tensões nas reatâncias de igualação. Essas quedas são tais que U_{c1} se

A especificação do transformador

A corrente no primário será a diferença das correntes refletidas do secundário correspondente. Exemplo: a corrente da fase "a" do primário será a diferença das correntes dos diodos D_1 e D_4 , pois estas correntes fluem na fase "a" do secundário. Desse modo a corrente i_A terá o formato mostrado na Fig.2.16. O valor eficaz da corrente i_A , será considerando-se uma relação 1:1,

$$I_A = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot I_d \quad (2.57)$$

como a relação é 1:1, a corrente eficaz do secundário será,

$$I_2 = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot I_d \quad (2.58)$$

A potência em VA do transformador será,

$$P_{tr} = 3 \cdot E_2 \cdot I_2$$

Substituindo E_2 da Eq.2.45 e I_2 da Eq.2.58, na equação acima,

$$P_{tr} = 3 \cdot \frac{V_{do}}{2.34} \cdot \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot I_d$$

Logo,

$$P_{tr} = 1,047 \cdot V_{do} \cdot I_d = 1,047 \cdot P_{do} \quad (2.59)$$

2.4.3 - Retificador Trifásico não controlado com reatância de igualação (conexão Y-Y com reator)

O funcionamento do circuito

No circuito da Fig.2.17.a os dois conjuntos de enrolamento secundário estão defasados de 180° , de tal modo que um conjunto de enrolamentos alimenta diodos com números pares e o outro conjunto alimenta diodos com números ímpares. Os neutros O_1 e O_2 estão ligados pelas reatâncias de igualação x , em cujo ponto médio está o potencial zero. Como em um mesmo grupo, ou par ou ímpar, as fases estão defasadas de 120° e como a tensão dos secundários de cada grupo estão defasados de 180° , existirá um intervalo de 60° entre as pulsações (pontos máximos) dos dois grupos. A Fig.2.17.b ilustra o fato.

A influência da reatância de igualação está ilustrada na Fig.2.18. Seja por exemplo, o intervalo ab da Fig.2.17.b, no qual a tensão e_{2y} é maior que e_{2a} . Essa ddp entre as tensões dará origem momentaneamente a uma corrente de circulação i (Fig.2.18), que produzirá quedas de tensões nas reatâncias de igualação. Essas quedas são tais que U_{c1} se

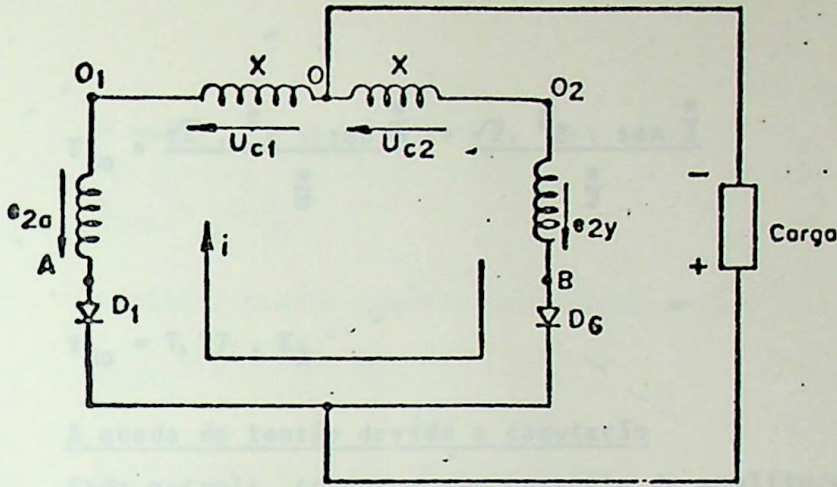


FIG.2.18 - EFEITO DO REATOR DE IGUALAÇÃO

$$e_{2a} + x \cdot i = e_{2y} - x \cdot i$$

$$\frac{e_{2y} - e_{2a}}{2x} = i$$

que a própria Eq.(2.60). Devido as características de construção do núcleo da reatância de igualação, a corrente de circulação que é a própria corrente de magnetização, corresponde aproximadamente a 0,5% a 1,5% do valor nominal da corrente de carga I_d . É suficiente que i atinja os valores acima para que nas reatâncias originem as tensões U_{c1} e U_{c2} , indicadas pelas ordenadas das áreas hachuradas da Fig.2.17.b, onde notamos que a cada 60° as tensões U_{c1} e U_{c2} invertem de polaridades. Isto significa que a tensão aplicada na reatância $U_c (=U_{01} - U_{02})$ terá o seu sentido invertido a cada 60° , como mostra a Fig.2.17.g.

A curva da tensão retificada é aquela que corresponde a $E'_{2a \bar{x}}$, com uma pulsação de 60° , ou seja, com frequência tripla da rede (Fig.2.17.b).

A duração das correntes anódicas é de 120° , com amplitude igual a $I_d/2$.

Na curva da corrente retificada I_d (Fig.2.17.e), não entrarão as correntes alternadas que possuem defasamentos de 180° de um grupo para outro.

A curva da corrente primária da fase A está mostrada na Fig.2.17.f,. É construída de acordo com as correntes i_{2a} e i_{2x} que circulam pelos enrolamentos O_1 e O_2 , colocados no mesmo ramo do núcleo.

A tensão retificada a vazio

O circuito da Fig.2.17.a opera como uma dupla estrela trifásica; logo $n = 3$ e E_{2L} é tomada na fase. Desta forma, na Eq. (2.43),

$$V_{do} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{m}}^{+\frac{\pi}{m}} \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot E_2 \cdot \cos \omega t \, d\omega t \quad (2.62)$$

$$V_{do} = \frac{\sqrt{2} \cdot E_2 \cdot \sin \frac{\pi}{m}}{\frac{\pi}{m}} = \frac{\sqrt{2} \cdot E_2 \cdot \sin \frac{\pi}{3}}{\frac{\pi}{3}}$$

$$V_{do} = 1,17 \cdot E_2 \quad (2.63)$$

A queda de tensão devido a comutação

Cada estrela, conduz a uma corrente de amplitude $I_d/2$. Da Eq.2.48, a queda de tensão será dada por,

$$\Delta V_d = \frac{I_d}{2} \cdot \frac{X_a}{2\pi/3} = \frac{3}{4\pi} \cdot X_a \cdot I_d \quad (2.64)$$

A característica externa do retificador

A tensão útil DC será,

$$V_d = 1,17 \cdot E_2 - \frac{3}{4\pi} \cdot X_a \cdot I_d \quad (2.65)$$

Ao reduzirmos I_d abaixo de I_{dcrit} , o regime de operação do retificador é o de uma estrela hexafásica onde I_{dcrit} é aproximadamente igual à corrente de magnetização das reatâncias de igualação. A corrente contínua I_d será obtida da Eq.2.46; fazendo-se $I_d = I_d/2$. Logo,

$$I_d = \sqrt{6} \cdot E_2 \cdot \frac{1}{X_a} (1 - \cos \mu) \quad (2.65.a)$$

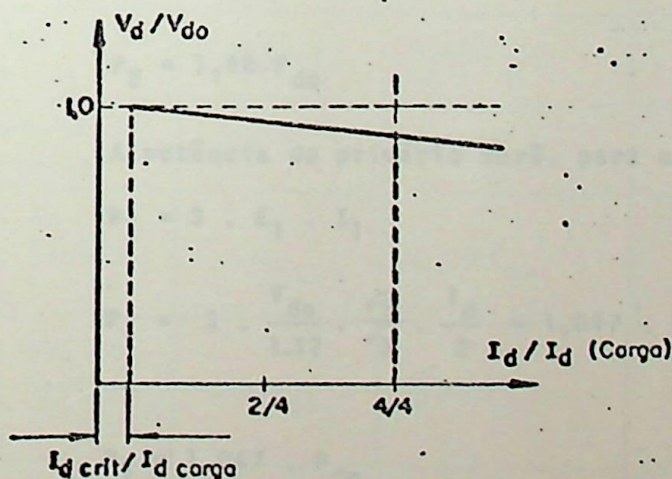


FIG. 2.19 - CARACTERÍSTICA EXTERNA

A especificação do diodo

Devido a corrente de circulação, cada diodo em cada estrela conduzirá uma corrente de amplitude $I_d/2$ com duração de $120^\circ + \mu$. Logo o valor médio, ideal, da corrente no diodo será,

$$I_{(av)} = \frac{I_d}{4} \quad (2.66)$$

O valor rms da corrente no diodo será,

$$I_{rms} = \frac{I_d}{2 \cdot \sqrt{2}} \quad (2.67)$$

A máxima tensão reversa pelo diodo será,

$$V_{RRM} = \sqrt{3} \cdot \sqrt{2} \cdot E_2 \quad (2.68)$$

A especificação do transformador

A corrente primária está mostrada na Fig.2.17.f. Para esse formato de corrente, a corrente eficaz será dada por,

$$I_{A-} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot \frac{I_d}{2} \quad (2.69.a)$$

A corrente eficaz do secundário será,

$$I_2 = \frac{I_d}{2 \cdot \sqrt{3}} \quad (2.69.b)$$

Portanto a potência "AC" do secundário será,

$$\begin{aligned} P_2 &= 2 \cdot 3 \cdot E_2 \cdot I_2 \\ &= 6 \cdot \frac{V_{do}}{1.17} \cdot \frac{I_d}{2\sqrt{3}} = 1,48 \cdot V_{do} \cdot I_d \end{aligned}$$

ou

$$P_2 = 1,48 \cdot P_{do} \quad (2.70)$$

A potência do primário será, para uma relação 1:1,

$$P_1 = 3 \cdot E_1 \cdot I_1$$

$$P_1 = 3 \cdot \frac{V_{do}}{1.17} \cdot \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot \frac{I_d}{2} = 1,047 \cdot V_{do} \cdot I_d$$

ou

$$P_1 = 1,047 \cdot P_{do} \quad (2.71)$$

Logo a potência total AC será,

$$P_{tr} = \frac{P_1 + P_2}{2} = \frac{1,48 + 1,047}{2} \cdot P_{do}$$

ou

$$P_{tr} = 1,264 \cdot P_{do} \quad (2.72)$$



2.4.4 - Tabela comparativa entre retificadores

Nome do Circuito	Estrela	Ponte Trifásica	Conexão Y-Y com reator	Estrela Hexafásica
Número de diodos	3	6	6	6
Número de pulsos	3	6	6	6
Corrente de Pico no Diodo	I_d	I_d	$0,5 \cdot I_d$	I_d
Corrente Média no Diodo	$0,33 I_d$	$0,333 I_d$	$0,167 I_d$	$0,167 I_d$
Corrente Secundária no Trafo em RMS	$0,577 I_d$	$0,816 I_d$	$0,289 I_d$	$0,408 I_d$
Corrente Primária do Trafo em RMS	$0,471 I_d$	$0,816 I_d / K_t$	$0,289 I_d / K_t$	$0,577 I_d / K_t$
Tensão de Ripple Dc, Pico a Pico	$0,605 V_d$	$0,140 V_d$	$0,140 V_d$	$0,140 V_d$
Tensão de Pico Inversa no Diodo	$2,904 V_d$	$1,047 V_d$	$2,904 V_d$	$2,904 V_d$
Tensão RMS do Primário (Δ)	$0,855 K_t V_d$	$0,428 V_d K_t$	$0,855 V_d K_t$	$0,740 V_d K_t$
Tensão RMS de Cada Secundário	$0,855 V_d$	$0,428 V_d$	$0,855 V_d$	$0,740 V_d$
Potência do Primário (Volts-Amperes)	$1,209 P_{do}$	$1,047 P_{do}$	$1,047 P_{do}$	$1,283 P_{do}$
Potência do Secundário (Volts-Amperes)	$1,481 P_{do}$	$1,047 P_{do}$	$1,481 P_{do}$	$1,814 P_{do}$
Potência Submetida a todos os Diodos	$2,049 P_{do}$	$2,094 P_{do}$	$2,094 P_{do}$	$2,094 P_{do}$

CAPÍTULO 3

CONVERSORES DE FASE-CONTROLADA

3.1 - GENERALIDADES

Conversores de fase-controlada são os dispositivos para converter potência AC para DC. Diferem dos retificadores, pois podem controlar os valores médios das correntes e tensões.

3.2 - CONVERSORES CONTROLADOS DE MEIA-ONDA

3.2.1 - Carga Resistiva

Na Fig.3.1, o SCR só irá conduzir quando o pulso de gate for aplicado. A tensão v_0 automaticamente assumirá o valor $\sqrt{2} V_m \sin \alpha$, onde α é o ângulo de disparo. Por ser a carga resistiva, v_0 e i terão o formato de onda semelhante.

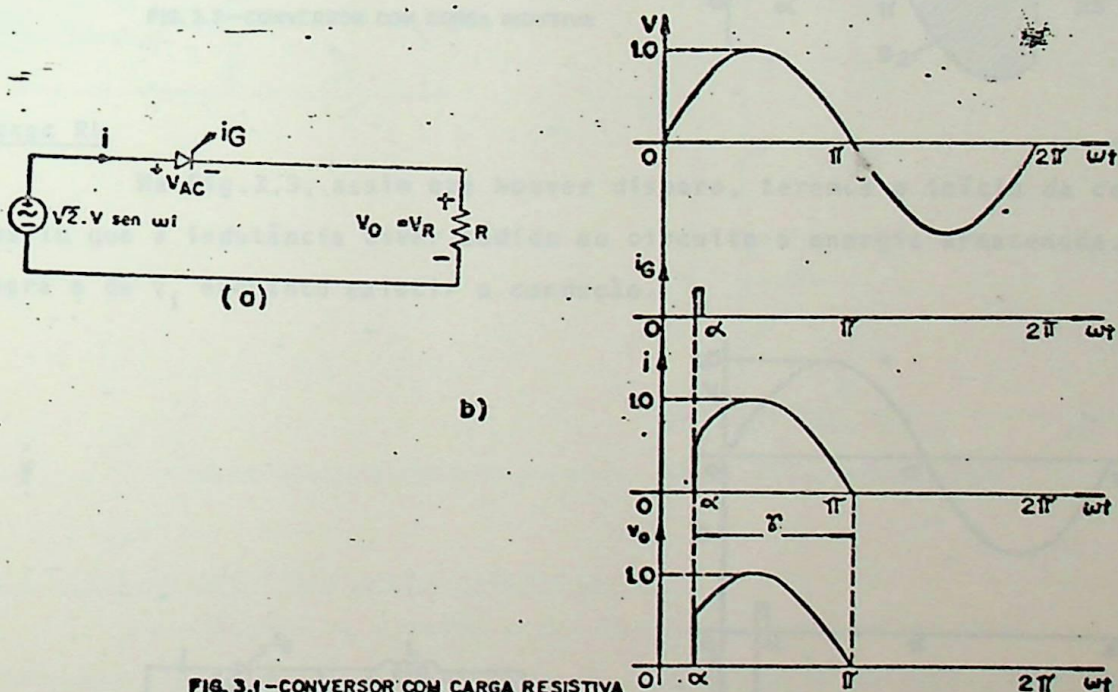


FIG. 3.1 - CONVERSOR COM CARGA RESISTIVA

3.2.2 - Carga Indutiva

Assumindo uma bobina ideal, teremos na Fig.3.2 que,

$$\beta = 2\pi - \alpha$$

$$S_1 = S_2$$

A condução começará assim que existir o disparo e só terminará quando a bobina tiver cedido ao circuito a energia armazenada. O valor médio da tensão será nula.

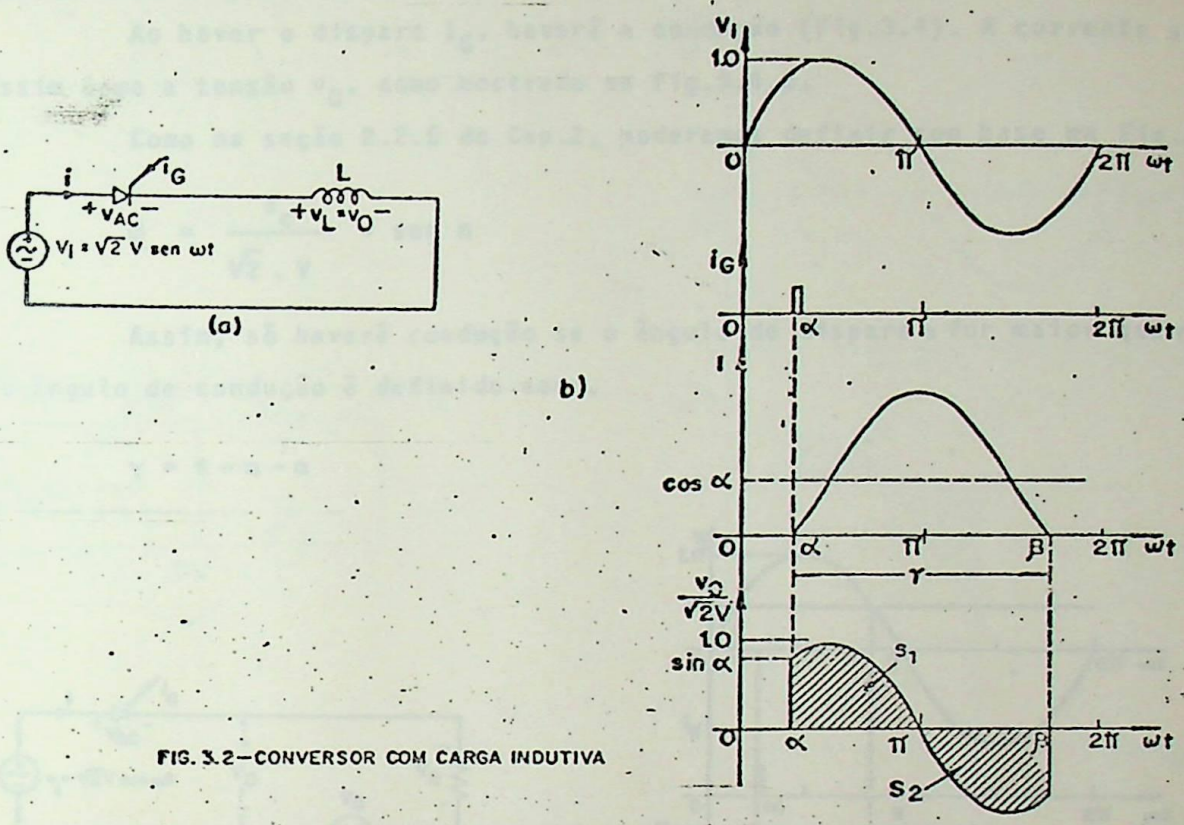


FIG. 3.2—CONVERSOR COM CARGA INDUTIVA

3.2.3 - Carga RL

Na Fig.3.3, assim que houver disparo, teremos o início da condução, que irá cessar assim que a indutância tiver cedido ao circuito a energia armazenada. A forma de onda de v_0 será a de v_i enquanto existir a condução.

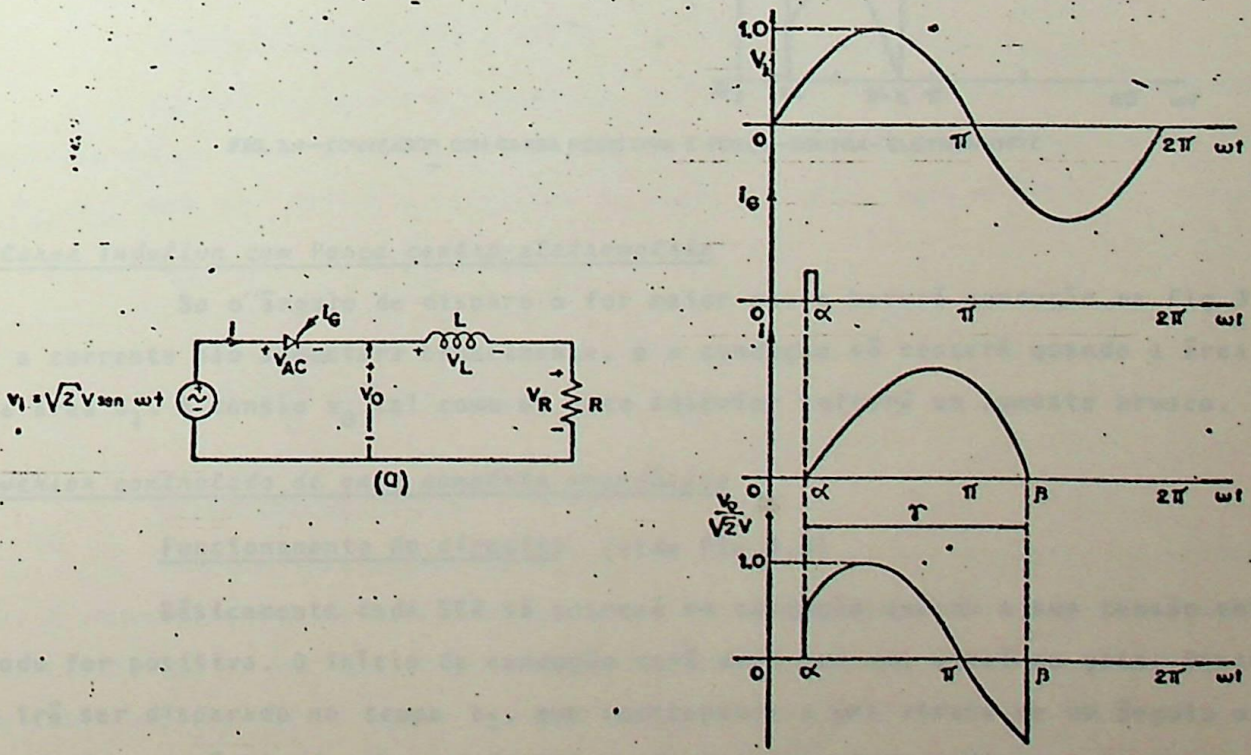


FIG. 3.3—CONVERSOR COM CARGA RL

3.2.4 - Carga Resistiva com Força contra - eletromotriz

Ao haver o disparo I_G , haverá a condução (Fig.3.4). A corrente sobe rapidamente, assim como a tensão v_0 , como mostrado na Fig.3.4.b.

Como na seção 2.2.5 do Cap.2, poderemos definir com base na Fig.3.4,

$$m = \frac{V_c}{\sqrt{2} \cdot V} = \text{sen } \eta$$

Assim, só haverá condução se o ângulo de disparo α for maior que η . Por outro lado, o ângulo de condução é definido como,

$$\gamma = \pi - \eta - \alpha$$

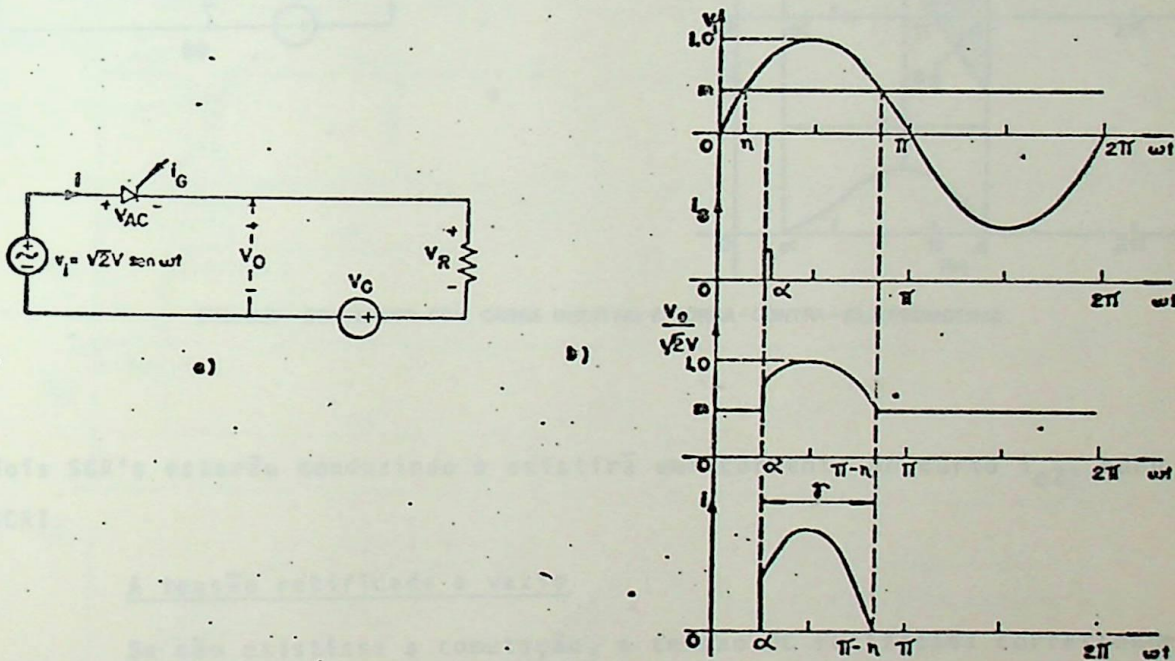


FIG. 3.4 - CONVERSOR COM CARGA RESISTIVA E FORÇA-CONTRA-ELETROMOTRIZ

3.2.5 - Carga Indutiva com Força contra-eletromotriz

Se o ângulo de disparo α for maior que η haverá condução na Fig.3.5. Neste caso a corrente não aumentará bruscamente, e a condução só cessará quando a área S_2 for igual a área S_1 . A tensão v_0 tal como no caso anterior sofrerá um aumento brusco.

3.3 - Conversor controlado de onda completa monofásico

Funcionamento do circuito (vide Fig.3.6)

Básicamente cada SCR só entrará em condução quando a sua tensão entre a anodo e catodo for positiva. O início da condução será dada por uma sinal no gate. Desse modo o SCR 1 só irá ser disparado no tempo t_1 , que corresponde a uma atraso de um ângulo α em relação ao ponto de referência de disparo do SCR 1. Assim que existe o disparo do SCR 1, em virtude da indutância L_c do secundário do transformador, existirá um ângulo de comutação " μ "

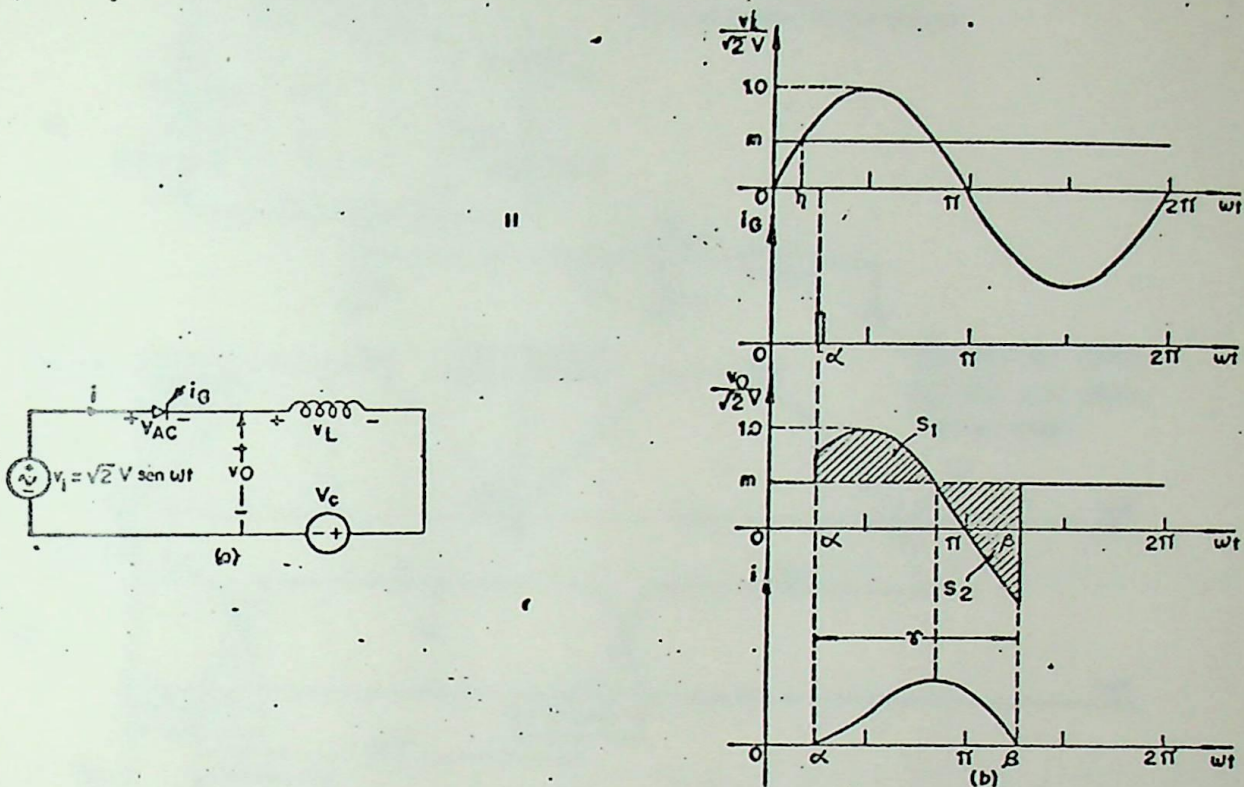


FIG. 3.5-- CONVERSOR COM CARGA INDUTIVA E FORÇA-CONTRA-ELETROMOTRIZ

no qual os dois SCR's estarão conduzindo e existirá uma corrente de curto i_{c2} , que tende a bloquear SCR1.

A tensão retificada a vazio

Se não existisse a comutação, a tensão DC retificada corresponderia às tensões senoidais de entrada, e que significaria um valor de tensão contínua após o indutor L_d igual a $V_{do} \cdot V_{do}$ pode ser obtida a partir da Eq. 2.44, ou seja, para $m = 2$ e $E_{2L} = E_2$,

$$V_{do} = \frac{2}{\pi} \cdot \sqrt{2} \cdot E_2 \cdot \sin \frac{\pi}{2}$$

(3.1)

$$V_{do} = \frac{2 \sqrt{2}}{\pi} \cdot E_2$$

As quedas de tensões

Existem duas quedas de tensões na operação normal de qualquer circuito tiristorizado. A primeira queda de tensão é devido ao atraso do ângulo de disparo α . A área S_1 da Fig. 3.6.e indica que em relação ao ângulo de disparo $\alpha = 0^\circ$, existe uma parcela da tensão v_{2a} que não está sendo aproveitada para a retificação. Dessa maneira a tensão DC útil para a retificação, sem considerarmos a queda devido a comutação, é dada por,

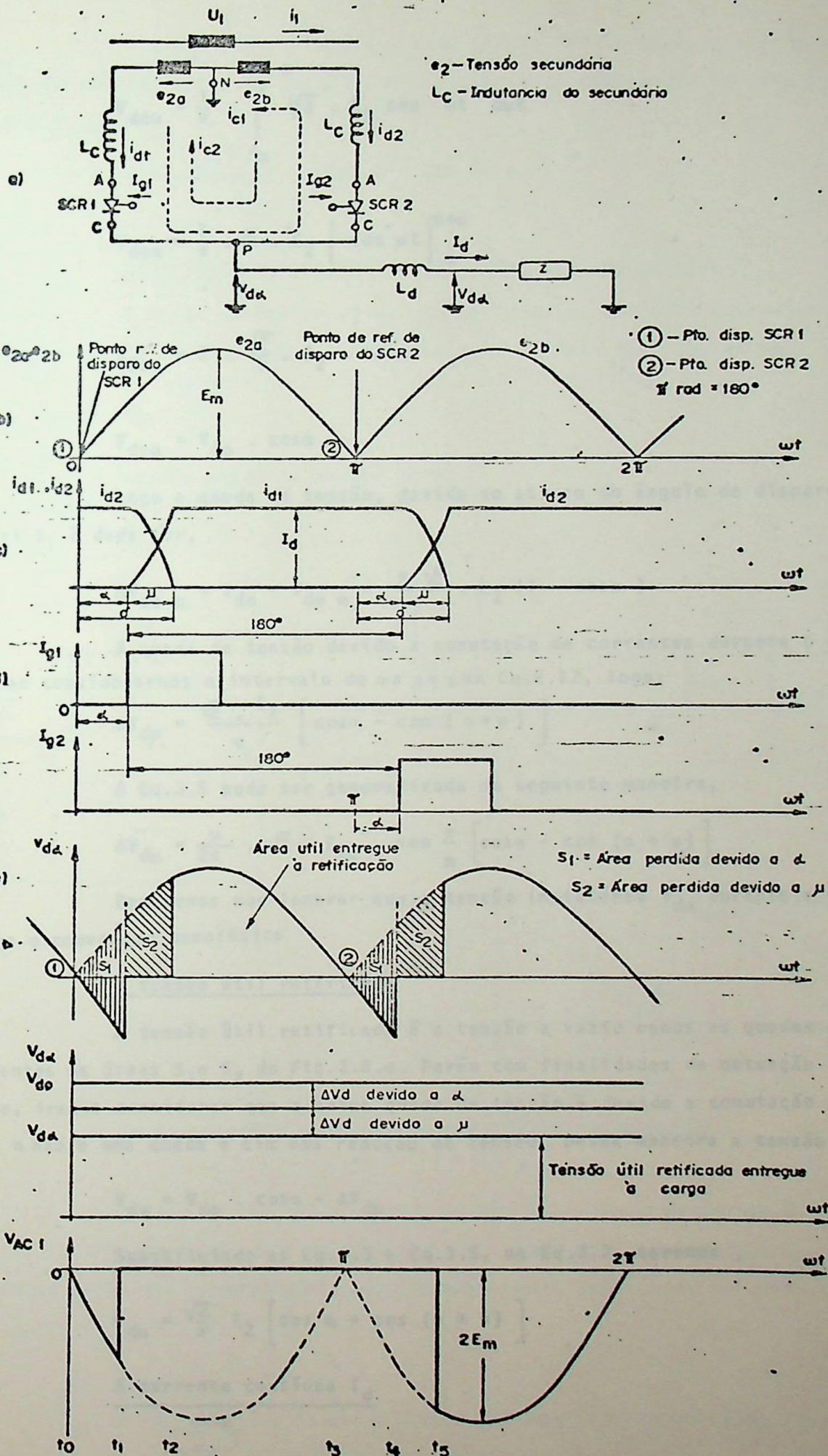


FIG. 36-CONVERSOR DE POTENCIA MONOFÁSICO

$$V_{do\alpha} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} \sqrt{2} \cdot E_2 \cdot \sin \omega t \, d\omega t$$

ou

$$V_{do\alpha} = \frac{1}{\pi} \cdot \sqrt{2} \cdot E_2 \left[-\cos \omega t \right]_{\alpha}^{\pi+\alpha}$$

Logo,

$$V_{do\alpha} = 2 \cdot \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot E_2 \cdot \cos \alpha \quad (3.2)$$

ou

$$V_{do\alpha} = V_{do} \cdot \cos \alpha \quad (3.3)$$

Logo a queda de tensão, devido ao atraso do ângulo de disparo, correspondente a área S_1 é dada por,

$$\Delta V_{do\alpha} = V_{do} - V_{do\alpha} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot E_2 (1 - \cos \alpha) \quad (3.4)$$

A queda de tensão devido a comutação de correntes durante o ângulo μ será obtida, ao considerarmos o intervalo de α a $\alpha + \mu$ na Eq.2.17, logo;

$$\Delta V_{d\mu} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot E_2 \left[\cos \alpha - \cos (\alpha + \mu) \right] \quad (3.5)$$

A Eq.3.5 pode ser generalizada da seguinte maneira,

$$\Delta V_{d\mu} = \frac{m}{2\pi} \cdot \sqrt{2} \cdot E_{2L} \cdot \sin \frac{\pi}{m} \left[\cos \alpha - \cos (\alpha + \mu) \right] \quad (3.6)$$

Deveremos nos lembrar que a tensão instantânea $v_{d\alpha}$ durante a comutação μ é nula, para o conversor monofásico

A tensão útil retificada

A tensão útil retificada é a tensão a vazio menos as quedas de tensões correspondentes às áreas S_1 e S_2 da Fig.3.6.e. Porém com finalidades de obtenção do circuito equivalente, iremos considerar que a única queda de tensão é devido a comutação μ . A queda da tensão por α não é uma queda e sim uma redução de tensão. Dessa maneira a tensão "DC" útil será,

$$V_{d\alpha} = V_{do} \cdot \cos \alpha - \Delta V_{d\mu} \quad (3.7)$$

Substituindo as Eq.3.3 e Eq.3.5, na Eq.3.7, teremos ,

$$V_{d\alpha} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot E_2 \left[\cos \alpha + \cos (\alpha + \mu) \right] \quad (3.8)$$

A corrente contínua I_d

A corrente contínua I_d , pode ser obtida de um modo semelhante a Eq.2.14, simplesmente ao considerarmos na Eq.2.13, um intervalo de integração em relação ao eixo ωt de α a $\alpha + \mu$. Logo,

$$I_d = \frac{\sqrt{2} \cdot E_2}{X_a} \cdot [\cos \alpha - \cos (\alpha + \mu)] \quad (3.9)$$

O circuito equivalente - característica de regulação

O único parâmetro ainda não definido no circuito equivalente da Fig.3.7. a foi a resistência de comutação R_c . Essa resistência é dada tal como na Eq.2.24, ou seja,

$$R_c = \frac{X_a}{\pi} \quad (3.10)$$

Logo a queda de tensão será,

$$\Delta V_d = R_c \cdot I_d \quad (3.11)$$

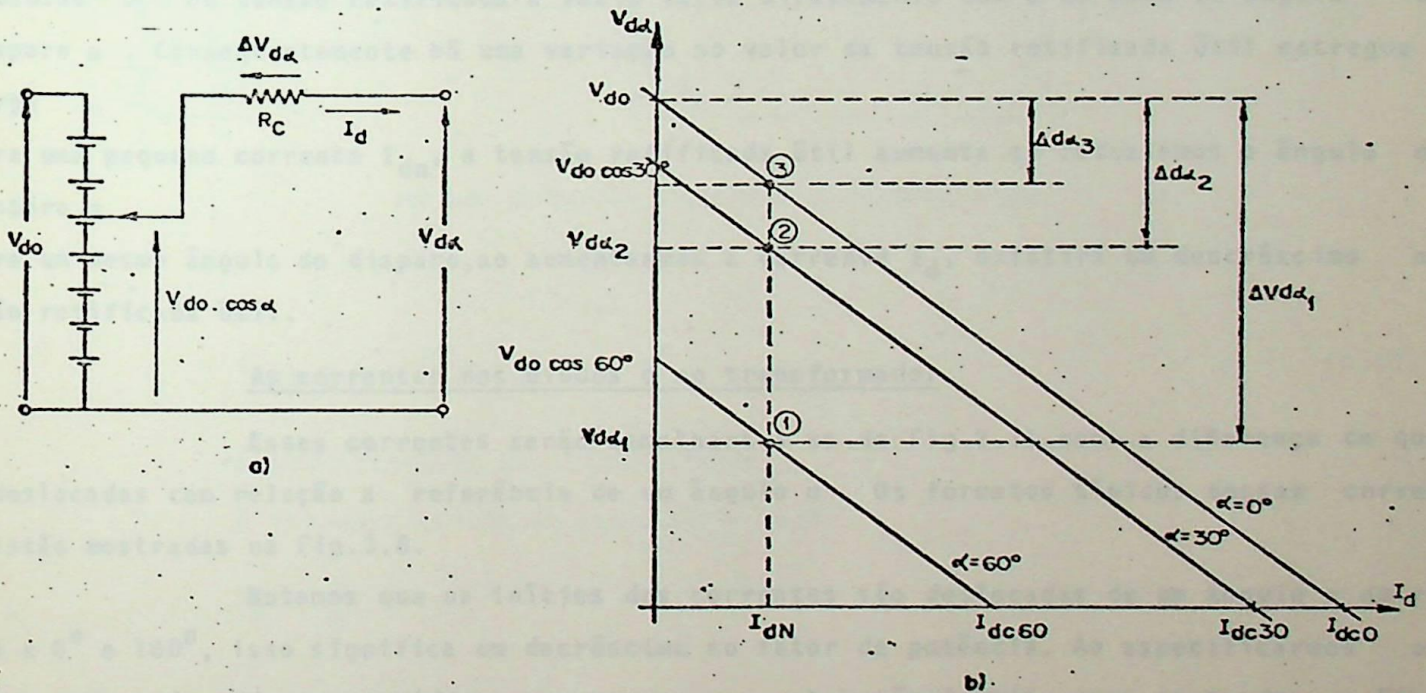


FIG. 3.7— a) CIRCUITO EQUIVALENTE . b) CARACTERÍSTICA DE REGULACÃO

Vemos, da Fig.3.7.a, que a tensão DC a vazio devida ao ângulo α é a tensão contínua retificada de entrada do circuito. A tensão útil de saída é V_{da} . Esses parâmetros já foram definidos anteriormente. Uma maneira mais prática de obtermos V_{da} é com base na Fig.3.7.a, ou seja,

$$V_{da} = V_{do} \cdot \cos \alpha - R_c \cdot I_d \quad (3.12)$$

A Eq. 3.12 é a característica de regulação do circuito. Se plotada no

gráfico $V_{d\alpha} : I_d$ o seu aspecto será como mostrado na Fig.3.7.b. É de grande utilidade pois para uma corrente I_d e um ângulo de disparo α conhecidos, poderemos determinar diretamente o valor da tensão de saída $V_{d\alpha}$. Por exemplo: se a corrente contínua exigida pela carga for I_{dn} , se o ângulo de disparo for $\alpha = 60^\circ$, a tensão útil de saída será $V_{d\alpha 1}$. Se reduzirmos o ângulo de disparo para 30° a tensão de saída aumentará para o valor de $V_{d\alpha 2}$. Concluimos pois, que ao reduzirmos o ângulo de disparo, a queda de tensão devido a comutação é reduzida, tal como mostrada na Fig.3.7.b.

Conclusões Importantes

As seguintes conclusões podem ser obtidas com relação ao circuito da Fig 3.6.a e também com base na Fig.3.7:

- durante a comutação a tensão $V_{d\alpha}$ é nula
- há um curto-circuito no secundário do transformador durante a comutação, logo o sistema AC "enxerga" o retificador como uma carga indutiva
- a tensão "DC" ou tensão retificada a vazio varia diretamente com o co-seno do ângulo de disparo α . Consequentemente há uma variação no valor da tensão retificada útil entregue à carga
- para uma pequena corrente I_{dn} , a tensão retificada útil aumenta ao reduzirmos o ângulo de disparo α
- para um mesmo ângulo de disparo, ao aumentarmos a corrente I_d , existirá um decréscimo na tensão retificada útil.

As correntes nos diodos e no transformador

Essas correntes serão semelhantes as da Fig.2.11, com a diferença de que são deslocadas com relação a referência de um ângulo α . Os formatos típicos dessas correntes estão mostradas na Fig.3.8.

Notamos que os inícios das correntes são deslocadas de um ângulo α em relação a 0° e 180° , isso significa um decréscimo no fator de potência. Ao especificarmos os SCR's e o transformador, consideraremos que as correntes são ideais, como mostradas na Fig. 3.8.

A especificação do SCR

A corrente média do SCR será,

$$I_{(av)} = \frac{I_d}{2} \quad (3.13)$$

A corrente eficaz do SCR será,

$$I_{(rms)} = \frac{I_d}{\sqrt{2}} \quad (3.14)$$

A máxima tensão reversa será,

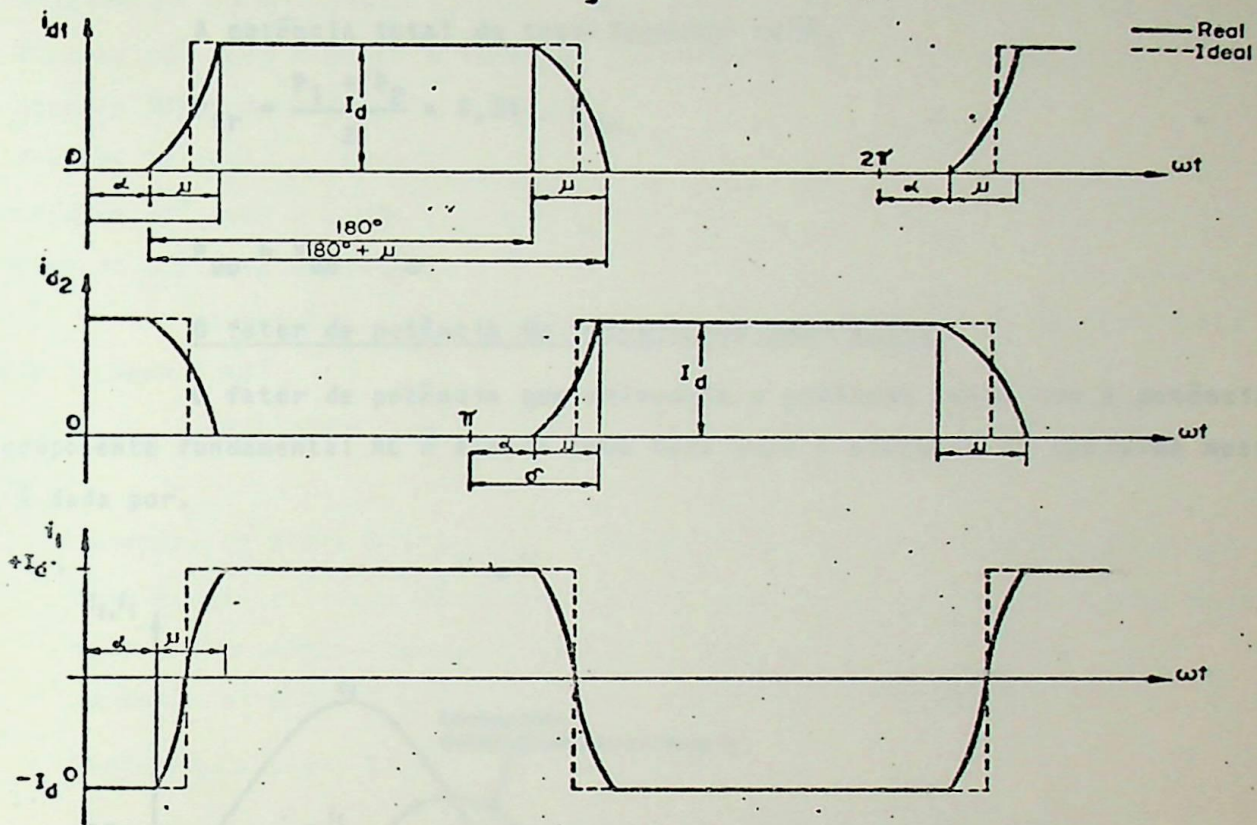


FIG. 3.8— CORRENTES NOS DIODOS E TRANSFORMADOR

$$V_{RRM} = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot E_2 \quad (3.15)$$

A especificação do transformador

A corrente eficaz do secundário será,

$$I_2 = \frac{I_d}{\sqrt{2}} \quad (3.16)$$

A corrente eficaz do primário, para uma relação 1:1 será,

$$I_1 = I_d \quad (3.17)$$

A potência do secundário será,

$$P_2 = E_2 \cdot I_2 = 1,57 \cdot P_{do} \quad (3.18)$$

A potência do primário será,

$$P_1 = E_1 \cdot I_1 = 1,11 \cdot P_{do} \quad (3.19)$$

A potência total do transformador será,

$$P_{tr} = \frac{P_1 + P_2}{2} = 1,34 \cdot P_{do} \quad (3.20)$$

onde

$$P_{do} = V_{do} \cdot I_d \quad (3.21)$$

O fator de potência do retificador monofásico

O fator de potência que relaciona a potência ativa com a potência total, onde a componente fundamental AC é tomada como base para o circuito AC conforme mostrada na Fig.3.9, é dada por,

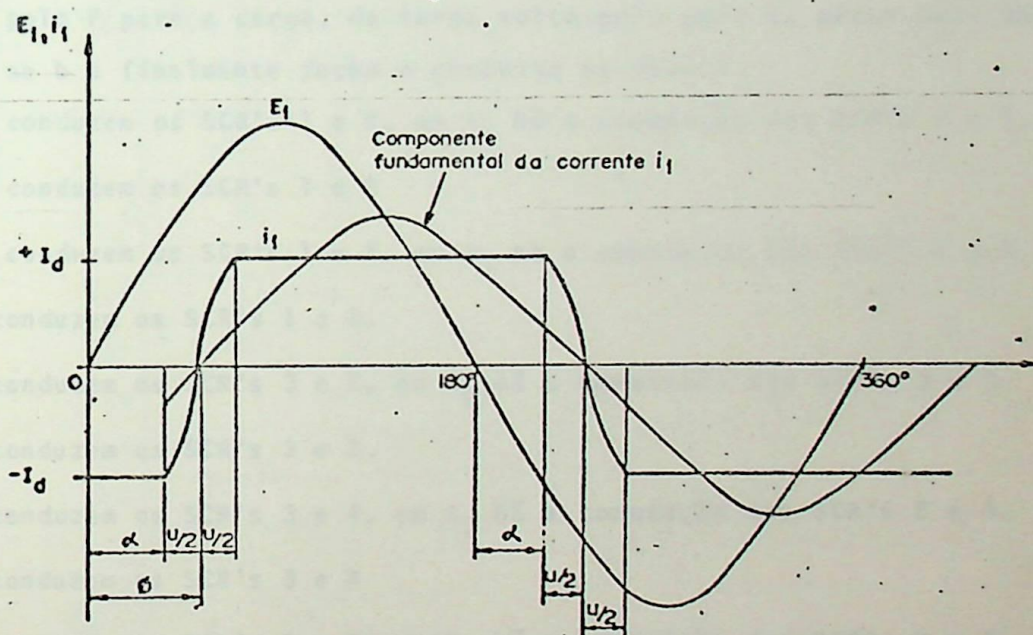


FIG. 3.9 - O FATOR DE POTENCIA MONOFÁSICO

$$\cos \phi = \cos (\alpha + \mu/2) \quad (3.22)$$

É interessante observarmos que na Eq.3.22, desprezamos os demais harmônicos de corrente que influem na potência reativa.

3.4 - A PONTE TRIFÁSICA TIRISTORIZADA

O funcionamento da ponte sem ângulo de comutação

O circuito da ponte trifásica tiristorizada está mostrado na Fig.3.10.a. No regime de retificação a ponte trabalha com um ângulo de disparo α menor ou igual a 90° . Os pontos referenciais para os disparos dos SCR's são os pontos 1,2,3,4,5,6. A partir desses

pontos marca-se o ângulo de disparo α para os respectivos SCR's. Exemplo: para $\alpha = 30^\circ$,

SCR 1 - dispara 30° após o ponto 1, logo a corrente de gate é como mostrado na Fig.3.10.c

SCR 2 - dispara 30° após o ponto 2, com uma corrente mostrada na Fig.3.10.c.

SCR 3 - dispara 30° após o ponto 3.

SCR 4 - dispara 30° após o ponto 4.

SCR 5 - dispara 30° após o ponto 5.

SCR 6 - dispara 30° após o ponto 6.

A sequência do disparo é mostrada na Fig.3.10.c. Notamos que o intervalo entre cada disparo é 60° .

Analizemos como é feito o fluxo de corrente na ponte. Seja o intervalo t_0 a t_{13} ,

$t_0 - t_1$ - conduzem os SCR's 5 e 6, logo a corrente sai da fase c, passa pelo SCR 5, sai do polo P para a carga, da carga volta pelo polo N, passa pelo SCR 6, passa pela fase b e finalmente fecha o circuito na fase c.

$t_1 - t_2$ - conduzem os SCR's 1 e 6, em t_1 há a comutação dos SCR's 5 e 1.

$t_2 - t_3$ - conduzem os SCR's 1 e 6

$t_3 - t_4$ - conduzem os SCR's 1 e 2, em t_3 há a comutação dos SCR's 2 e 6.

$t_4 - t_5$ - conduzem os SCR's 1 e 2.

$t_5 - t_6$ - conduzem os SCR's 3 e 2, em t_5 há a comutação dos SCR's 3 e 1.

$t_6 - t_7$ - conduzem os SCR's 3 e 2.

$t_7 - t_8$ - conduzem os SCR's 3 e 4, em t_7 há a comutação dos SCR's 2 e 4.

$t_8 - t_9$ - conduzem os SCR's 3 e 4

$t_9 - t_{10}$ - conduzem os SCR's 5 e 4, em t_9 há a comutação dos SCR's 3 e 5.

$t_{10} - t_{11}$ - conduzem os SCR's 5 e 4

$t_{11} - t_{12}$ - conduzem os SCR's 5 e 6, em t_{11} há a comutação dos SCR's 4 e 6.

$t_{12} - t_{13}$ - conduzem os SCR's 5 e 6.

Notamos que a cada 60° ocorre uma comutação, ora com os SCR's pares ora com os SCR's ímpares, alternadamente. A Fig.3.10.d, que é a lógica da condução resume os intervalos analisados acima.

A tensão retificada a vazio

A tensão v_{da} é a tensão que após a filtragem dará origem a tensão retificada a vazio $V_{do\alpha}$. Portanto para analisarmos $V_{do\alpha}$ basta simplesmente analisarmos v_{da} . A tensão v_{da} é a tensão entre o polo P e o polo N. Vejamos como podemos obter v_{da} nos intervalos

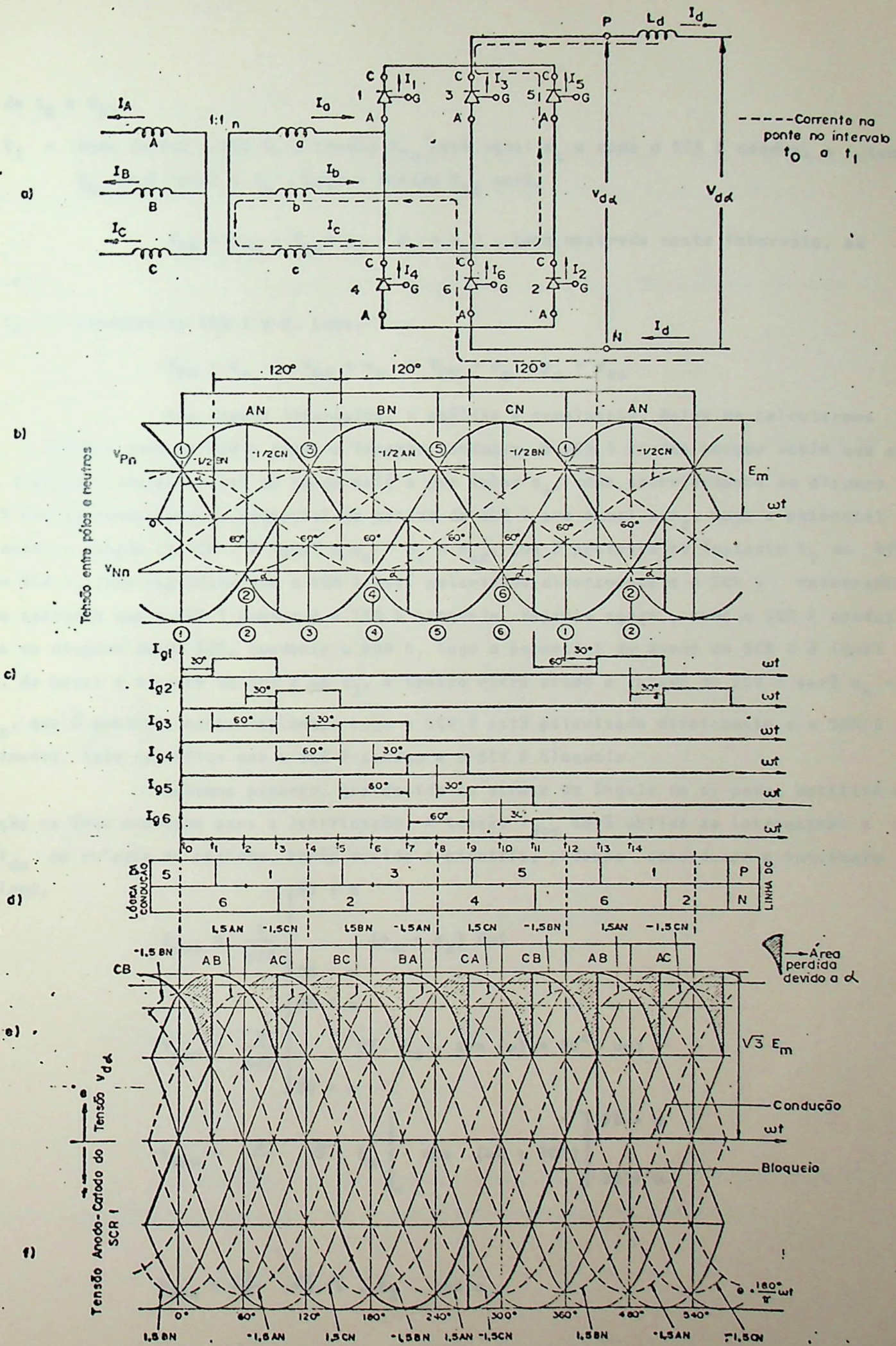


FIG. 3.10— A FONTE TRIFÁSICA TIRISTORIZADA SEM COMUTAÇÃO PARA $\alpha = 30^\circ$

los de t_0 a t_{13} .

t_0 t_1 - como conduz o SCR 5, a tensão V_{PN} será igual e_c e como o SCR 6 conduz, a tensão V_{Nn} será igual a e_b . Logo a tensão V_{PN} será,

$$V_{PN} = V_{Pn} - V_{Nn} = e_c - e_b = e_{cb}, \text{ como mostrada neste intervalo, na Fig}$$

3.10.e.

t_1 t_2 - conduzem os SCR 1 e 6. Logo,

$$V_{Pn} = e_a, \quad V_{Nn} = e_c \quad \text{e} \quad V_{PN} = e_a - e_c = e_{ac}$$

Nos demais intervalos, a análise é semelhante. Antes de calcularmos o $V_{do\alpha}$, vejamos como os SCR's pares e ímpares conduzem. O SCR 1 conduz porque assim que existe o disparo o seu potencial de anodo está a uma valor e_a , como anteriormente ao disparo o SCR 5 estava conduzindo, o potencial do catodo do SCR 1 era igual a e_c . Logo o potencial entre anodo e cotodo do SCR 1 é igual a $e_a - e_c = e_{ac}$, que é positiva no instante t_1 do disparo do SCR 1. Isto significa que o SCR 1 está polarizado diretamente e o SCR 5 reversamente o que acarreta que o SCR 1 conduz e o SCR 5 bloqueie. Vejamos agora, como o SCR 2 conduz. Antes do disparo desse SCR, conduzia o SCR 6, logo o potencial do anodo do SCR 2 é igual a e_b . Ao haver o disparo do SCR 2 em t_3 , a tensão entre anodo e catodo do SCR 2 será $e_b - e_c = e_{bc}$, que é positivo neste instante. Logo o SCR 2 está polarizado diretamente e o SCR 6 reversamente. Isto significa que o SCR 2 conduz e o SCR 6 bloqueia.

Notamos potanto, que devido ao atraso do ângulo de disparo, existirá uma redução na área entregue para a retificação. A tensão $V_{do\alpha}$ será obtida ao integarmos a tensão V_{da} em relação ao período. Porém devido a simetria, podemos considerar o intervalo t_1 t_3 , logo,

$$V_{do\alpha} = \frac{1}{\pi/3} \int_{30+\alpha}^{90+\alpha} (e_a - e_b) dt$$

$$V_{do\alpha} = \frac{1}{\pi/3} \int_{30+\alpha}^{90+\alpha} \sqrt{3} \cdot E_m \cdot \sin(\omega t + 30^\circ) dt$$

$$V_{do\alpha} = \frac{3}{\pi} \cdot \sqrt{3} \cdot E_m \left[-\cos(\omega t + 30^\circ) \right]_{30+\alpha}^{90+\alpha}$$

ou

$$V_{do\alpha} = \frac{3}{\pi} \cdot \sqrt{3} \cdot \sqrt{2} \cdot E_2 \cdot \cos \alpha$$

e

$$V_{do\alpha} = 2,34 \cdot E_2 \cos\alpha \tag{3.23}$$

O valor $V_{do\alpha}$ é o valor médio das tensões entre o polo P e o polo N. Portanto $V_{do\alpha}$ é um valor contínuo, após o indutor L_d e está indicado na Fig.3.10.e.

O funcionamento com o ângulo de comutação

Devido a indutância do transformador, a transferência de corrente de um SCR para outro não é instantânea.

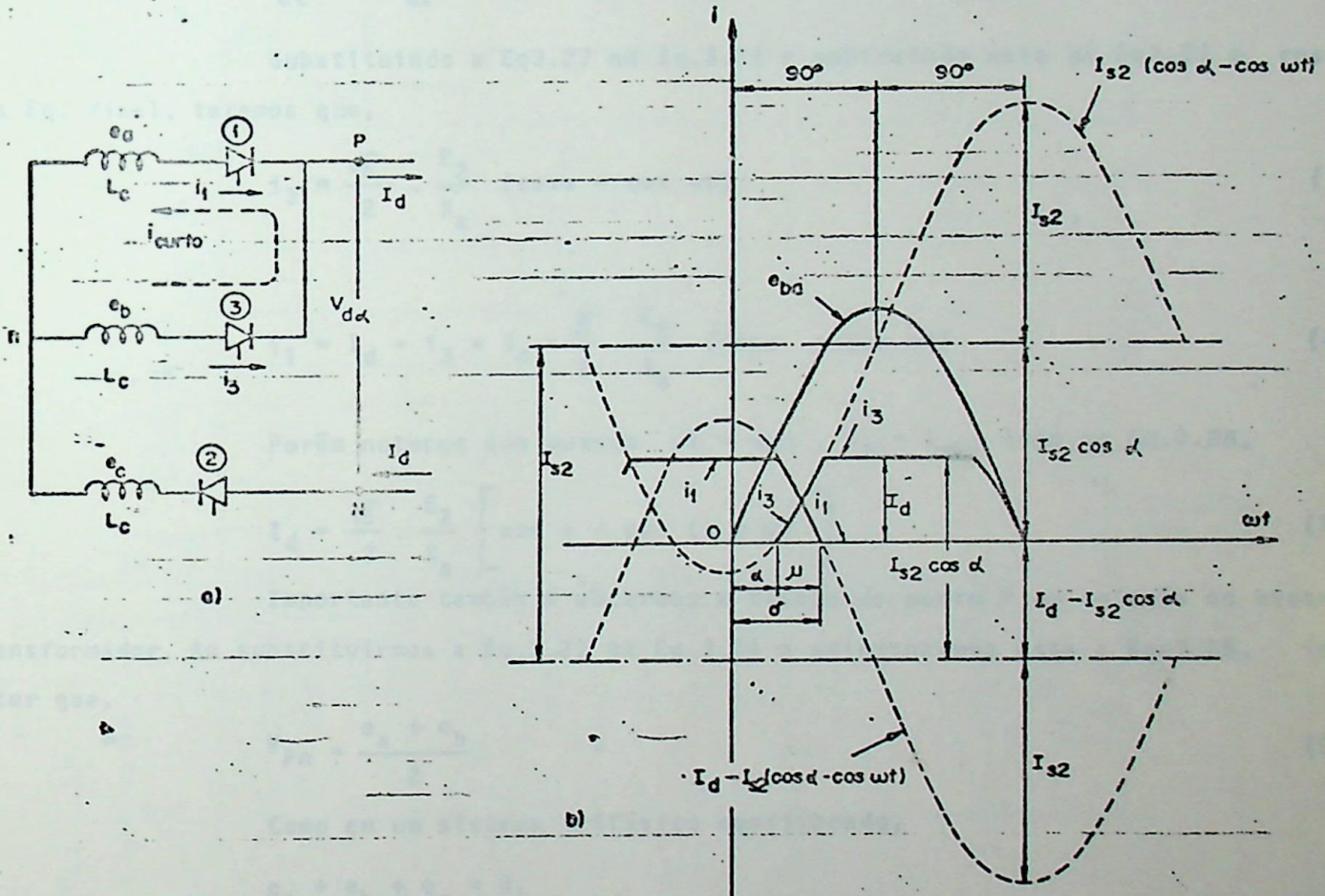


FIG. 3.11 - O EFEITO DA CÔMUTACÃO DE CORRENTE

Examinaremos por exemplo a comutação entre os SCR's 1 e 3. A Fig.3.11.. a mostra o circuito equivalente para esta condição de operação. No ramo do SCR 1,

$$e_a - L_c \cdot \frac{di_1}{dt} = V_{pn} \tag{3.24}$$

No ramo do SCR 3,

$$e_b - L_c \frac{di_3}{dt} = v_{Pn} \quad (3.25)$$

No ponto P,

$$i_1 + i_3 = I_d \quad (3.26)$$

Derivando a Eq.3.26,

$$\frac{di_1}{dt} = - \frac{di_3}{dt} \quad (3.27)$$

Substituindo a Eq.3.27 na Eq.3.24 e subtraindo esta da Eq.3.25 e resolvendo a Eq. final, teremos que,

$$i_3 = \frac{\sqrt{6}}{2} \cdot \frac{E_2}{X_a} (\cos \alpha - \cos \omega t) \quad (3.28)$$

$$i_1 = I_d - i_3 = I_d - \frac{\sqrt{6}}{2} \cdot \frac{E_2}{X_a} (\cos \alpha - \cos \omega t) \quad (3.29)$$

Porém notamos que quando $\omega t = \alpha + \mu$, $i_3 = I_d$, logo na Eq.3.28,

$$I_d = \frac{\sqrt{6}}{2} \cdot \frac{E_2}{X_a} \left[\cos \alpha - \cos (\alpha + \mu) \right] \quad (3.30)$$

Importante também é obtermos a tensão do ponto P em relação ao neutro do transformador. Ao substituirmos a Eq.3.27 na Eq.3.24 e adicionarmos esta a Eq.3.25, iremos obter que,

$$v_{Pn} = \frac{e_a + e_b}{2} \quad (3.31)$$

Como em um sistema trifásico equilibrado,

$$e_a + e_b + e_c = 0,$$

$$v_{Pn} = -\frac{e_c}{2} \quad (3.32)$$

Como regra geral, para obtermos o potencial do polo P ou do polo N em relação ao neutro do transformador, é só considerarmos que:

"A tensão v_{Pn} ou v_{Nn} será igual a $-\frac{1}{2}$ da tensão da fase que não está comutando".

Analizemos como aplicação da regra acima, o intervalo t_0 a t_2 . No intervalo t_1 a t_0 ainda não foi dado o disparo para o SCR 1, portanto,

$$v_{Pn} = e_c$$

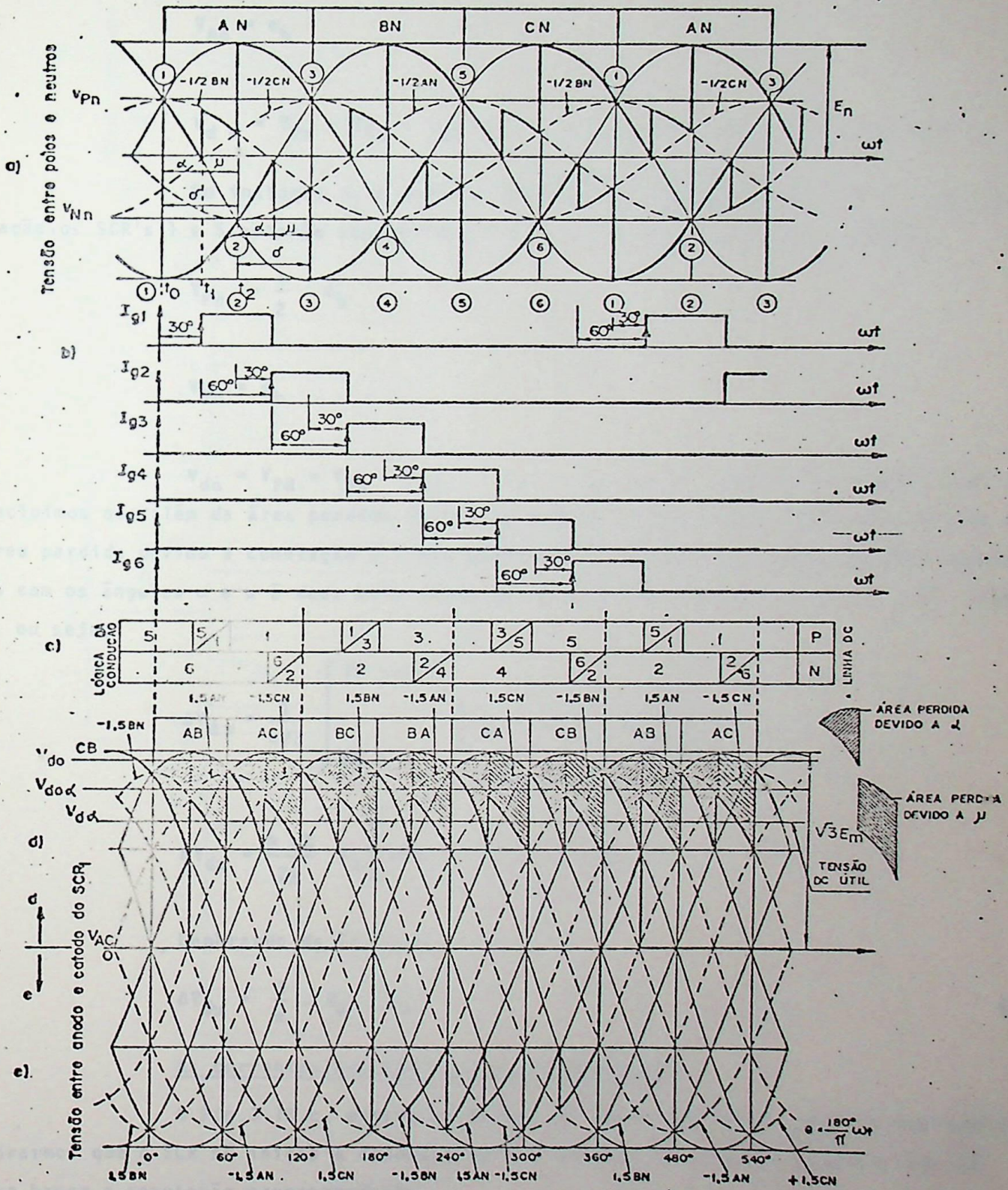


FIG. 3.12— A PONTE TRIFÁSICA TIRISTORIZADA COM COMUTAÇÃO $\alpha = 30^\circ$, $\mu = 30^\circ$

$$V_{Nn} = e_b$$

logo,

$$V_{d\alpha} = V_{Pn} = V_{Pn} - V_{Nn} = e_c - e_b, \text{ que } \bar{e} \text{ mostrada na Fig.3.12.d.}$$

No instante t_1 é enviado um sinal de disparo para o SCR 1, logo devido a comutação, os SCR's 1 e 5 estarão conduzindo, Portanto no intervalo t_1 t_2 teremos,

$$V_{Pn} = \frac{1}{2} \cdot e_b$$

$$V_{Nn} = e_b$$

logo,

$$V_{d\alpha} = V_{PN} = V_{Pn} - V_{Nn} = -1,5 \cdot e_b, \text{ que } \bar{e} \text{ mostrada na Fig.3.12.d. Portan}$$

to concluímos que além da área perdida devido ao atraso do ângulo de disparo α , existe também uma área perdida devido a comutação μ . Uma expressão analítica que relaciona essa queda de tensão com os ângulos α e μ é dada pela integral da área hachurada devida a μ , no intervalo t_1 t_2 , ou seja,

$$\Delta V_{d\mu} = \frac{1}{\pi/3} \int_{30+\alpha}^{30+\alpha+\mu} [e_{ab} - (1,5 \cdot e_b)] d\omega t$$

$$\Delta V_{d\mu} = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} E_2 [\cos\alpha - \cos(\alpha + \mu)] \quad (3.33)$$

Lembrando da Eq.3.30,

$$\Delta V_{d\mu} = \frac{3}{\pi} \cdot X_a \cdot I_d \quad (3.34)$$

As correntes nos SCR's e no transformador

A Fig.3.13.c, mostra as formas de ondas nos SCR's. Para a sua análise é sõ lembrarmos que o SCR sõ inicia a condução ao ser dado um sinal para o gate e que sõ blo queia ao haver a comutação correspondente.

A corrente nas fases do secundário serão dadas por,

$$i_a = I_1 - I_4$$

$$i_b = I_3 - I_6$$

$$i_c = I_5 - I_2$$



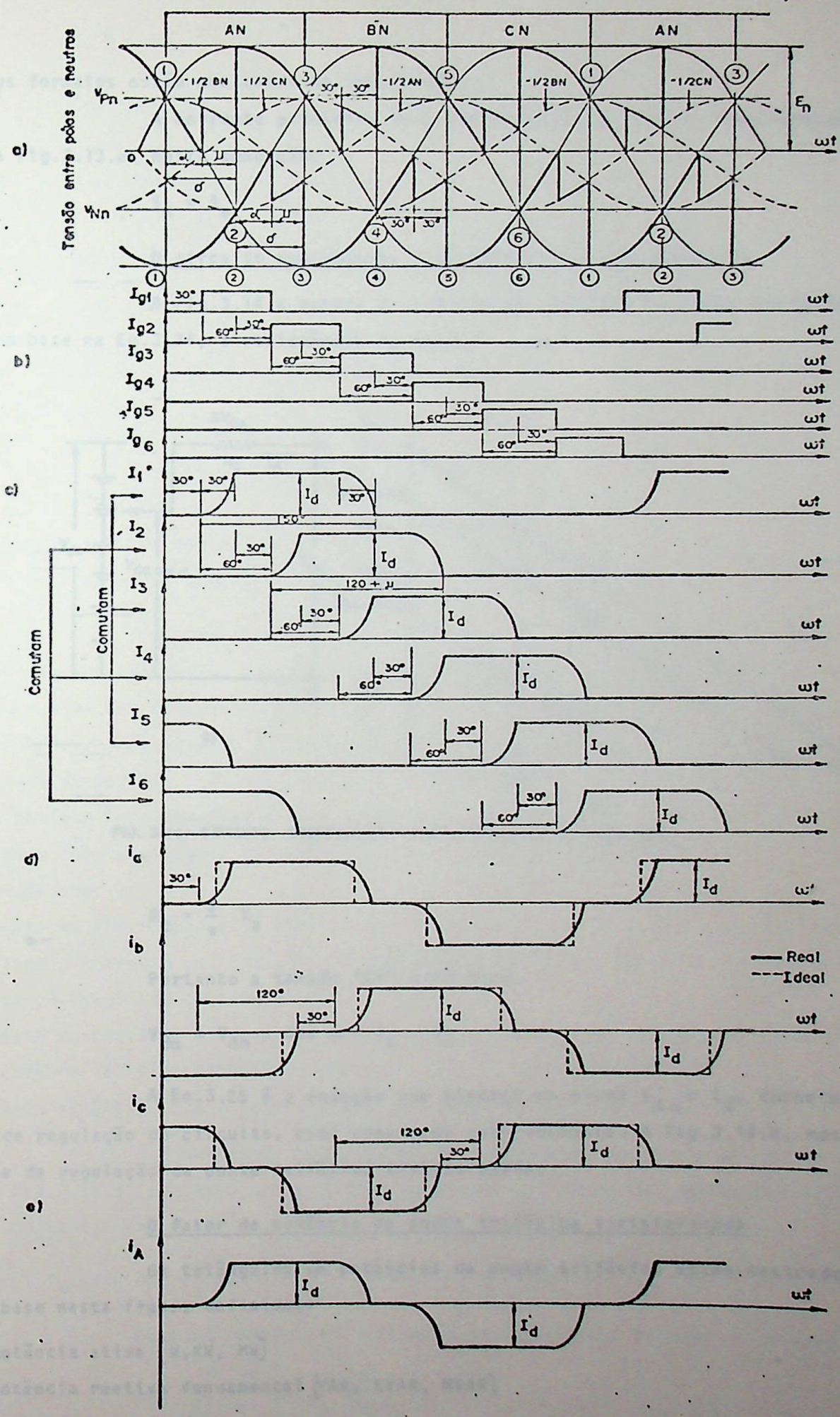


FIG. 3.13— CORRENTES NA PONTE TRIFÁSICA TIRISTORIZADA $\alpha = 30^\circ, \mu = 30^\circ$

e os seus formatos estão mostrados na Fig.3.13.d.

A corrente primária, para uma relação de 1:1 do transformador está mostrada na Fig.3.13.e. Nesta condição,

$$I_A = I_a$$

O circuito equivalente - característica de regulação

A Fig.3.14.a mostra o circuito equivalente da ponte trifásica tiristorizada. Com base na Eq.3.34, a resistência R_c será,

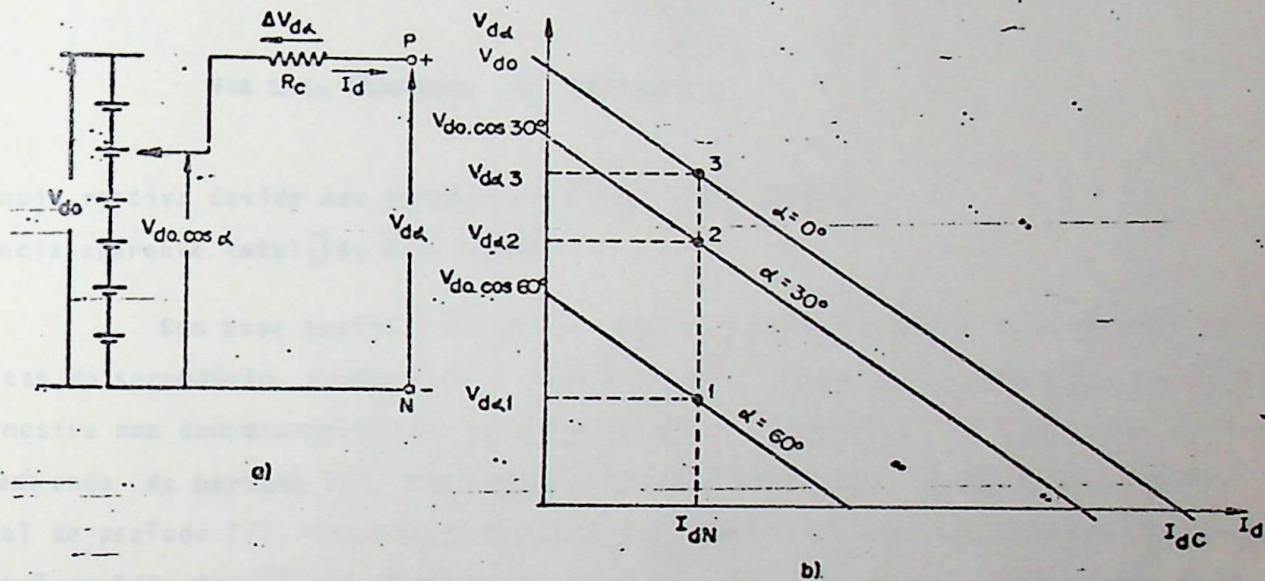


FIG. 3.14 - CIRCUITO EQUIVALENTE - CARACTERÍSTICA DE REGULAÇÃO

$$R_c = \frac{3}{\pi} X_a \quad (3.35)$$

Portanto a tensão "DC" útil será,

$$V_{d\alpha} = V_{d0} \cdot \cos \alpha - R_c \cdot I_d \quad (3.36)$$

A Eq.3.26 é a equação que plotada no plano $V_{d\alpha} \times I_d$, fornece a característica de regulação do circuito, como comentada anteriormente. A Fig.3.14.b, mostra a característica de regulação da ponte trifásica tiristorizada.

O fator de potência da ponte trifásica tiristorizada

Os triângulos de potências da ponte trifásica estão mostrados na Fig.3.

15. Com base nesta figura definimos:

AB - potência ativa [W, KW, MW]

BC - potência reativa fundamental [VAR, KVAR, MVAR]

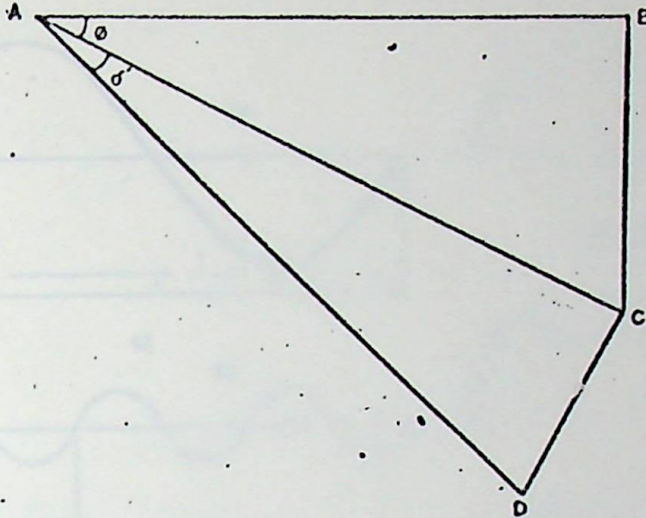


FIG 3.15- TRIANGULOS DE POTÊNCIAS

CD - potência reativa devido aos harmônicos [VAR, KVAR, MVAR]

AD - potência aparente total [VA, KVA, MVAR]

Com base nestes triângulos, vemos que é necessário calcularmos as correntes harmônicas do secundário. Porém antes, conceituaremos o que sejam correntes harmônicas. A Fig.3.16a mostra uma componente alternada de período T, frequência f e amplitude A. A Fig.3.16.b mostra uma onda de período T/3, frequência 3f e amplitude A/3. A Fig.3.16.c mostra uma onda senoidal de período T/5, frequência 5f, amplitude A/5. A Fig.3.16.d mostra uma onda senoidal de período T/7, frequência 7f e amplitude A/7. A Fig.3.16.e é a própria Fig.3.16.a. Vejamos agora como são alguns formatos típicos de correntes compostas a partir dessas componentes harmônicas:

- a corrente da Fig.3.16.f é a soma das correntes da Fig.3.16.e e mais a corrente da Fig.3.16.b, logo a corrente da Fig.3.16.f é composta de uma corrente 3^a harmônica mais uma corrente de 1^a harmônica (fundamental).
- a corrente da Fig.3.16.g, conforme observamos é composta de uma corrente fundamental somada com uma de terceira harmônica, somadas a uma de quinta harmônicas.
- a corrente da Fig.3.16.h é composta das correntes harmônicas de 1^a, 3^a, 5^a e 7^a harmônicos

Sem entrarmos em detalhes de deduções, as correntes do secundário, mostradas na Fig.3.13.d, ao serem consideradas puramente retangulares, podem ser decompostas nas seguintes correntes harmônicas:

$$i_a = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \cdot I_d \left(\cos \omega t - \frac{1}{5} \cos 5 \omega t + \frac{1}{7} \cos 7 \omega t - \frac{1}{11} \cos 11 \omega t + \frac{1}{13} \cos 13 \omega t + \dots \right) \quad (3.37)$$

Logo as componentes eficazes das correntes harmônicas serão,

$$I_{1a} = \frac{2\sqrt{3}}{\sqrt{2}\pi} \cdot I_d = \frac{\sqrt{6}}{\pi} \cdot I_d \quad (3.38.a)$$

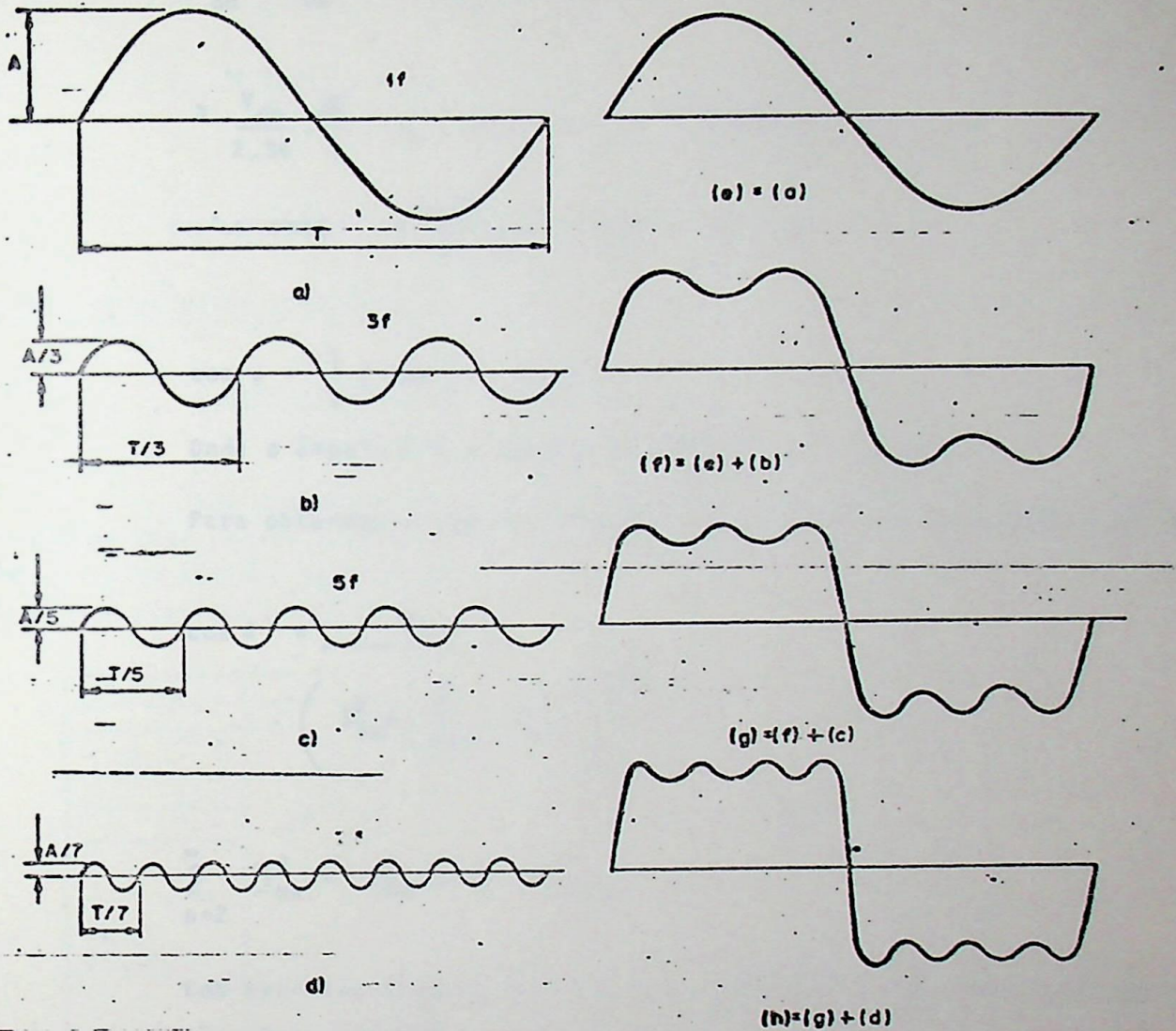


FIG. 3.16 - HARMÔNICAS

$$I_{5a} = \frac{I_{1a}}{5} \quad (3.38.b)$$

$$I_{7a} = \frac{I_{1a}}{7} \quad (3.38.c)$$

$$I_{11a} = \frac{I_{1a}}{11} \quad (3.38.d)$$

Para obtermos o $\cos \phi$, denominado de fator de deslocamento, basta considerarmos que a potência ativa "AC" é igual a potência P_d . Logo,

$$P_{AC} = P_d$$

ou

$$3 \cdot E_2 \cdot I_{1a} \cdot \cos \phi = V_{d\alpha} \cdot I_d$$

Embora não tenhamos deduzido, a tensão $V_{d\alpha}$ pode também se expressa como,

$$V_{d\alpha} = V_{do} \cdot \frac{\cos \alpha + \cos \delta}{2} \quad (3.39)$$

Logo,

$$3 \cdot \frac{V_{do}}{2.34} \cdot \frac{\sqrt{6}}{\pi} \cdot I_d \cdot \cos \phi = V_{do} \cdot \frac{\cos \alpha + \cos \delta}{2} \cdot I_d$$

$$\therefore \cos \phi = \frac{2.34 \cdot \pi}{6 \cdot \sqrt{6}} (\cos \alpha + \cos \delta) \quad (3.40)$$

ou

$$\cos \phi = \frac{1}{2} (\cos \alpha + \cos \delta) \quad (3.41)$$

Onde o ângulo δ é o ângulo de extinção e vale $\alpha + \mu$.

Para obtermos o $\cos \delta'$, denominado de fator de distorção é só aplicarmos

a Eq.3.42,

$$\cos \delta' = \frac{I_{1a}}{\left(I_{1a}^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_{na}^2 \right)^{1/2}} \quad (3.42)$$

onde

$$\sum_{n=2}^{\infty} I_{na}^2 = I_{5a}^2 + I_{7a}^2 + I_{11a}^2 + \dots$$

Com base nos ângulos ϕ e δ' , que agora são conhecidos poderemos calcular as componentes dos triângulos, ou seja,

$$\overline{AB} = P_d = V_{d\alpha} \cdot I_d \quad (3.43)$$

$$\overline{BC} = Q_l = P_d \cdot \operatorname{tg} \phi \quad (3.44)$$

$$\overline{CD} = Q_h = \frac{P_d}{\cos \phi} \cdot \operatorname{tg} \delta' \quad (3.45)$$

$$\overline{AD} = \frac{P_d}{\cos \phi \cdot \cos \delta'} \quad (3.46)$$

Da Eq.3.46, definimos o fator de potência do conversor como,

$$f_p = \cos \phi \cdot \cos \delta' \quad (3.47)$$

A especificação dos SCR's e transformador

Os SCR's são especificados do mesmo modo que os diodos da ponte trifásica retificadora (ver o item 2.4.2). Para o transformador poderemos considerar dois modos:

1º modo

$$I_2 = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot I_d \tag{3.48}$$

$$P_{tr} = 1,047 \cdot P_{do} \tag{3.49}$$

2º modo

Através dos triângulos de potências, como mostrado acima.

3.5 CONVERSOR DE 12 FASES ATRAVÉS DE CONEXÕES DE PONTES TRIFÁSICAS TIRISTORIZADAS

O funcionamento do circuito

Uma das maneiras de conseguirmos um retificador dodecafásico é através da conexão de duas pontes trifásicas tiristorizadas em série. A Fig. 3.17.a mostra um arranjo típico para um sistema industrial e a Fig. 3.17.b mostra a disposição para um sistema de transmissão em corrente contínua.

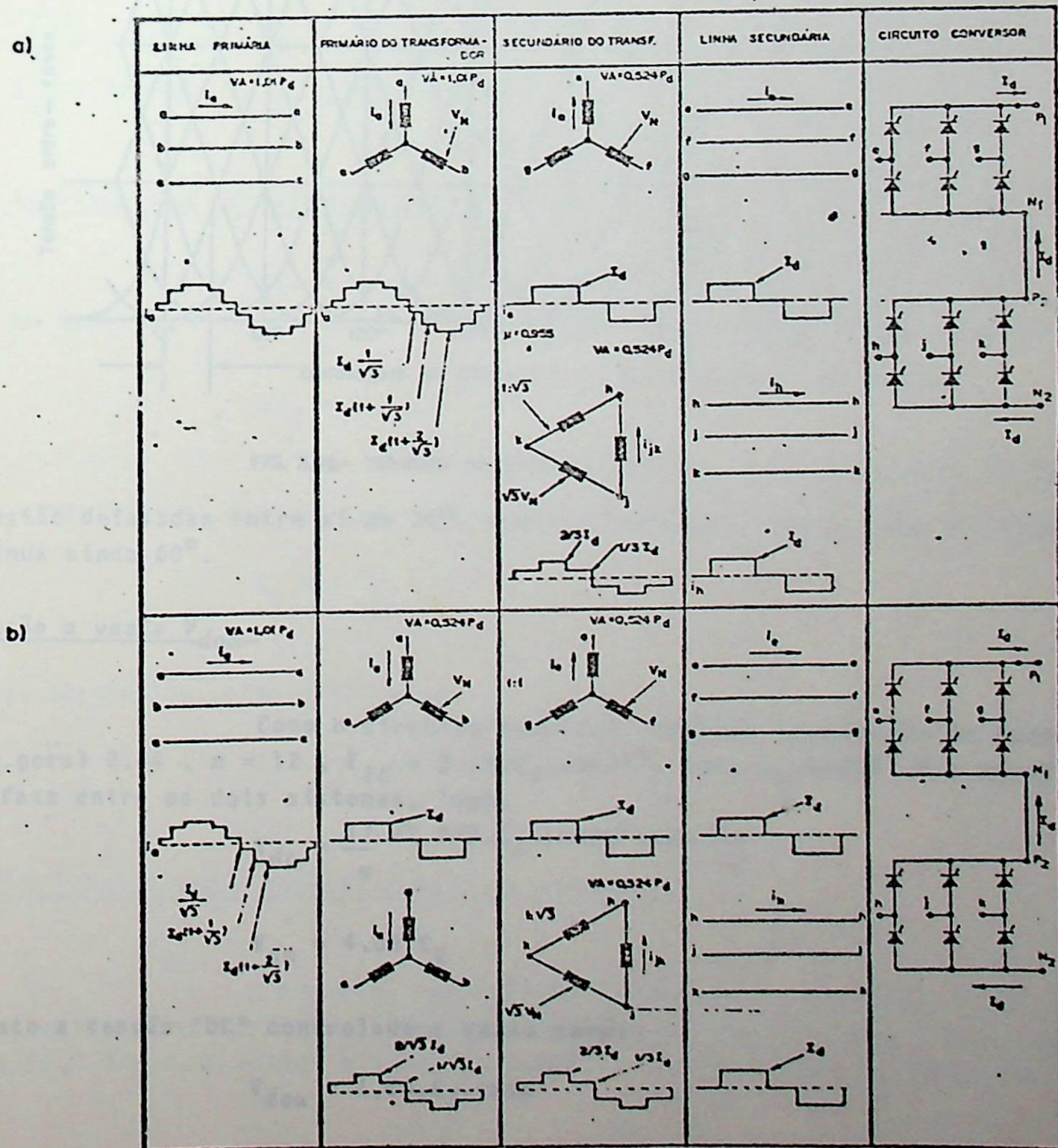


Fig 3.17- CONVERSOES DE 12 PULSOS COM PONTES

Em ambos os casos, a tensão retificada final \bar{v} é a soma das tensões retificadas de cada ponte. Uma forma de onda típica da tensão total de saída $v_{d\alpha}$ está mostrada na Fig. 3.18. Nesta figura notamos que as tensões entre fases de cada sistema trifásico estão defasadas entre si de 30° . Isto acarreta que os trens de pulsos de uma ponte para ou

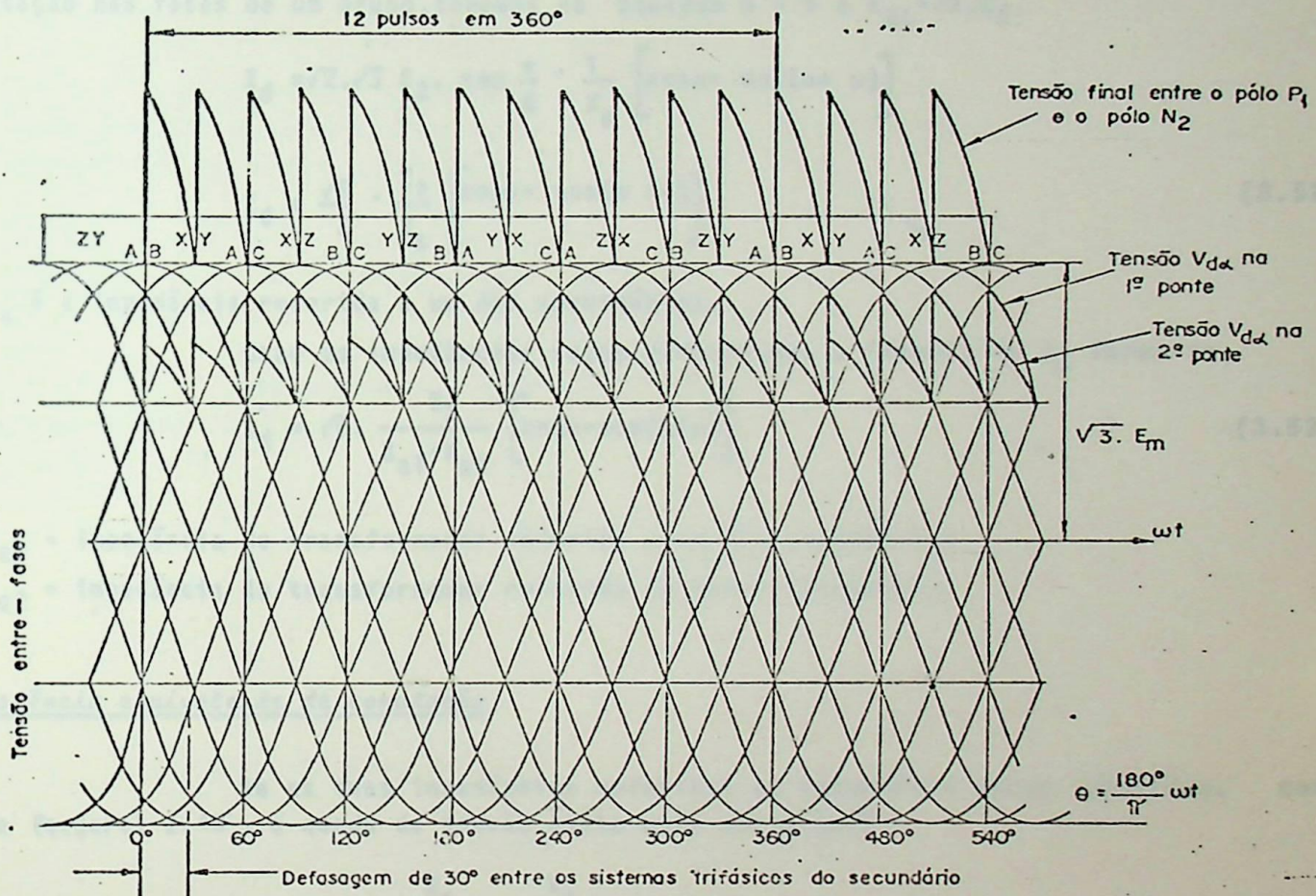


FIG. 3.18- TENSÕES DE SAÍDA: DAS PONTES, $\alpha = 30^\circ, \mu = 30^\circ$ (VIDE FIG. 3.11)

tra estão defasadas entre si de 30° , porém a defasagem entre cada pulso de um mesmo grupo continua ainda 60° .

A tensão a vazio v_{do}

Como o circuito funciona igual uma combinação de duas pontes em série, na Eq. geral 2.44, $m = 12$, $E_{2L} = 2\sqrt{3}.E_2.\text{sen}75^\circ$, onde $E_2.\text{sen}75^\circ$ é a resultante das tensões fase-fase entre os dois sistemas, logo,

$$V_{do} = \frac{12}{\pi} \sqrt{2} \cdot 2\sqrt{3} \cdot E_2 \cdot \text{sen}75^\circ \cdot \text{sen} \frac{\pi}{12}$$

ou

$$V_{do} = 4,68 \cdot E_2 \tag{3.50}$$

Portanto a tensão "DC" controlada a vazio será:

$$V_{do\alpha} = 4,68 \cdot E_2 \cdot \text{cos}\alpha \tag{3.51}$$

A corrente I_d

Se as duas impedâncias referidas ao secundário do transformador forem iguais, com base na Eq. geral 2.46 e lembrando-nos que esta equação foi deduzida para a comutação nas fases de um grupo, teremos na equação $m = 6$ e $E_{2L} = \sqrt{3} \cdot E_2$.

$$I_d = \sqrt{2} \cdot \sqrt{3} E_2 \cdot \text{sen } \frac{\pi}{6} \cdot \frac{1}{X_a} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \mu)]$$

ou

$$I_d = \frac{\sqrt{6}}{2} \cdot \frac{E_2}{X_a} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \mu)] \quad (3.52)$$

Onde X_a é a impedância referida a um dos secundários.

Caso as impedâncias sejam diferentes, a fórmula de I_d torna-se,

$$I_d = \sqrt{6} \cdot \frac{E_2}{X_{a1} + X_{a2}} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \mu)] \quad (3.53)$$

Onde X_{a1} = impedância do transformador referida a um dos secundários

X_{a2} = impedância do transformador referida ao outro secundário

A resistência equivalente de comutação

Se as duas impedâncias referidas ao secundário forem idênticas, com base na Eq. geral 2.48, a queda de tensão vista pela carga será:

$$\Delta V_d = 2 \cdot I_d \cdot \frac{X_a}{\frac{2\pi}{6}} = 6 \frac{X_a}{\pi} \cdot I_d \quad (3.54)$$

Logo, a resistência equivalente de comutação será:

$$R_c = 6 \frac{X_a}{\pi} \quad (3.55)$$

Caso as reatâncias sejam diferentes,

$$R_c = \frac{3}{\pi} (X_{a1} + X_{a2}) \quad (3.55.a)$$

Circuito equivalente - Característica de regulação

O circuito equivalente é idêntico ao da Fig. 3.14, as diferenças es são nos valores dos parâmetros indicados no circuito que são fornecidos pelas equações 3.50 e Eq. 3.55. A Fig. 3.19 mostra o circuito equivalente deste tipo de conversor.

A corrente I_d .

Se as duas impedâncias referidas ao secundário do transformador fo
rem iguais, com base na Eq. geral 2.46 e lembrando-nos que esta equação foi deduzida para
a comutação nas fases de um grupo, teremos na equação $m = 6$ e $E_{2L} = \sqrt{3} \cdot E_2$.

$$I_d = \sqrt{2} \cdot \sqrt{3} E_2 \cdot \text{sen} \frac{\pi}{6} \cdot \frac{1}{X_a} \left[\cos \alpha - \cos(\alpha + \mu) \right]$$

ou

$$I_d = \frac{\sqrt{6}}{2} \cdot \frac{E_2}{X_a} \left[\cos \alpha - \cos(\alpha + \mu) \right] \quad (3.52)$$

Onde X_a é a impedância referida a um dos secundários.

Caso as impedâncias sejam diferentes, a fórmula de I_d torna-se,

$$I_d = \sqrt{6} \cdot \frac{E_2}{X_{a1} + X_{a2}} \left[\cos \alpha - \cos(\alpha + \mu) \right] \quad (3.53)$$

Onde X_{a1} - impedância do transformador referida a um dos secundários

X_{a2} - impedância do transformador referida ao outro secundário

A resistência equivalente de comutação

Se as duas impedâncias referidas ao secundário forem idênticas, com
base na Eq. geral 2.48, a queda de tensão vista pela carga será:

$$\Delta V_d = 2 \cdot I_d \cdot \frac{X_a}{\frac{2\pi}{6}} = 6 \frac{X_a}{\pi} \cdot I_d \quad (3.54)$$

Logo, a resistência equivalente de comutação será:

$$R_c = 6 \frac{X_a}{\pi} \quad (3.55)$$

Caso as reatâncias sejam diferentes,

$$R_c = \frac{3}{\pi} (X_{a1} + X_{a2}) \quad (3.55.a)$$

Circuito equivalente - Característica de regulação

O circuito equivalente é idêntico ao da Fig. 3.14, as diferenças es
tão nos valores dos parâmetros indicados no circuito que são fornecidos pelas equações 3.50
a Eq. 3.55. A Fig. 3.19 mostra o circuito equivalente deste tipo de conversor.

$$P_{22} = 3(\sqrt{3} \cdot E_2) \cdot I_{22} = 3 \cdot \sqrt{3} \cdot \frac{V_{do}}{4,68} \cdot I_d \frac{\sqrt{2}}{3} = 0,522 \cdot P_{do} \quad (3.60)$$

Portanto a potência total do secundário será:

$$P_2 = P_{21} + P_{22} = 1,045 \cdot P_d \quad (3.61)$$

Antes de obtermos a corrente eficaz primária, deveremos observar da Fig.3.17.a, que existe a relação de $1:\sqrt{3}$ do primário para o secundário em triângulo. Na prática, essa relação se traduz por,

3:5 - com um erro de 4%

4:7 - com um erro de 1%

7:12 - com um erro de 1%

Observamos então que a corrente refletida no enrolamento primário de vido ao secundário em triângulo deverá ser multiplicada por $\sqrt{3}$. Logo o valor RMS da corrente total primária será:

$$I_1 = \left\{ \frac{1}{\pi} \left[\frac{1}{3} \cdot \frac{2\pi}{6} + \frac{2\pi}{6} \left(1 + \frac{1}{\sqrt{3}}\right)^2 + \frac{2\pi}{6} \left(1 + \frac{2}{\sqrt{3}}\right)^2 \right] \right\}^{1/2}$$

ou

$$I_1 = 1,58 \cdot I_d \quad (3.62)$$

Portanto a potência primária será:

$$P_1 = 3 \cdot E_1 \cdot I_1 = 3 \cdot \frac{V_{do}}{4,68} \cdot 1,58 \cdot I_d = 1,01 \cdot P_d \quad (3.63)$$

A potência total do transformador será então:

$$P_{tr} = \frac{P_1 + P_2}{2} = \frac{1,01 + 1,045}{2} \cdot P_d = 1,028 P_d \quad (3.64)$$

Para transmissão em corrente contínua

Neste caso, para o transformador em YY, as potências primárias e secundárias secundárias serão:

$$P_{21} = 0,524 P_d \quad (3.65)$$

$$P_{11} = 0,524 P_d \quad (3.66)$$

Logo:

$$P_{tr1} = 0,524 P_d \quad (3.67)$$

$$P_{22} = 3(\sqrt{3} \cdot E_2) \cdot I_{22} = 3 \cdot \sqrt{3} \cdot \frac{V_{do}}{4,68} \cdot I_d \frac{\sqrt{2}}{3} = 0,522 \cdot P_{do} \quad (3.60)$$

Portanto a potência total do secundário será:

$$P_2 = P_{21} + P_{22} = 1,045 \cdot P_d \quad (3.61)$$

Antes de obtermos a corrente eficaz primária, deveremos observar da Fig.3.17.a, que existe a relação de $1:\sqrt{3}$ do primário para o secundário em triângulo. Na prática, essa relação se traduz por,

3:5 - com um erro de 4%

4:7 - com um erro de 1%

7:12 - com um erro de 1%

Observamos então que a corrente refletida no enrolamento primário devido ao secundário em triângulo deverá ser multiplicada por $\sqrt{3}$. Logo o valor RMS da corrente total primária será:

$$I_1 = \left\{ \frac{1}{\pi} \left[\frac{1}{3} \cdot \frac{2\pi}{6} + \frac{2\pi}{6} \left(1 + \frac{1}{\sqrt{3}}\right)^2 + \frac{2\pi}{6} \left(1 + \frac{2}{\sqrt{3}}\right)^2 \right] \right\}^{1/2}$$

ou

$$I_1 = 1,58 \cdot I_d \quad (3.62)$$

Portanto a potência primária será:

$$P_1 = 3 \cdot E_1 \cdot I_1 = 3 \cdot \frac{V_{do}}{4,68} \cdot 1,58 \cdot I_d = 1,01 \cdot P_d \quad (3.63)$$

A potência total do transformador será então:

$$P_{tr} = \frac{P_1 + P_2}{2} = \frac{1,01 + 1,045}{2} \cdot P_d = 1,028 P_d \quad (3.64)$$

Para transmissão em corrente contínua

Neste caso, para o transformador em YY, as potências primárias e secundárias secundárias serão:

$$P_{21} = 0,524 P_d \quad (3.65)$$

$$P_{11} = 0,524 P_d \quad (3.66)$$

Logo:

$$P_{tr1} = 0,524 P_d \quad (3.67)$$

Os valores RMS das correntes primária e secundária serão dadas pela Eq. 3.57.

Para o transformador em $Y\Delta$, a corrente secundária continuará sendo dada pela Eq. 3.58 e consequentemente P_{22} continuará sendo dada pela Eq. 3.60. A corrente eficaz do primário, considerando a relação $1/\sqrt{3}$, será:

$$I_{12} = I_d \cdot \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \quad (3.68)$$

Consequentemente a potência primária será:

$$P_{12} = 3 \cdot E_2 \cdot I_{12} = 3 \cdot \frac{V_{do}}{4,68} \cdot I_d \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} = 0,522 P_d \quad (3.69)$$

Logo:

$$P_{tr2} = 0,522 P_d \quad (3.70)$$

CAPÍTULO 4

INVERSORES CONTROLADOS PELA REDE

4.1 - GENERALIDADES

Os inversores controlados pela rede, destinam-se a transformar uma potência DC em uma potência AC. Contudo neste tipo de inversor deverá sempre existir uma tensão AC aplicada ao conversor. Em termos de circuitos, os inversores são os mesmos dos conversores, com a diferença de que o ângulo de disparo α é maior que 90° .

4.2 - INVERSOR MONOFÁSICO CONTROLADO PELA REDE

Funcionamento do circuito

No circuito da Fig.4.1 as referências de disparos para os SCR's 1 e 2, são respectivamente, os pontos 1 e 2. Se $\alpha = 120^\circ$ e $\mu = 40^\circ$, isso significa que só a 120° do ponto 1 é que haverá o disparo para o SCR 2. O ângulo de comutação $\mu = 40^\circ$, significa que haverá um intervalo de 40° para que a transferência de corrente de um SCR para outro se processe.

O funcionamento do circuito é idêntico ao do conversor monofásico. Nota-se que com $\alpha > 90^\circ$, no caso da Fig.4.1 ($\alpha = 120^\circ$) a tensão do polo P, torna-se negativa, ao passo que no conversor monofásico a tensão do polo P era positiva.

É importante observarmos que na forma de onda entre anodo e catodo do SCR 1, o tempo $\Delta t = \gamma$ terá que ser obrigatoriamente maior que o tempo t_{off} do SCR, caso contrário o SCR poderá disparar espureamente.

As convenções para o inversor

No conversor com $\alpha < 90^\circ$, convencionamos que α era o ângulo de disparo, μ o de comutação e δ o de extinção. Ao trabalharmos com $\alpha > 90^\circ$, adotamos a seguinte nomenclatura:

- μ - ângulo de comutação
- γ - ângulo de extinção
- β - ângulo de ignição

Da Fig.4.1, vemos que existem as seguintes relações entre os ângulos no conversor como retificador e os ângulos no conversor como inversor:

$\alpha + \beta = 180^\circ$ (4.1)

$\delta + \gamma = 180^\circ$ (4.2)

Conforme notamos, os ângulos na retificação são marcados com sentido de atraso e os ângulos na inversão são marcados com sentido de avanço.

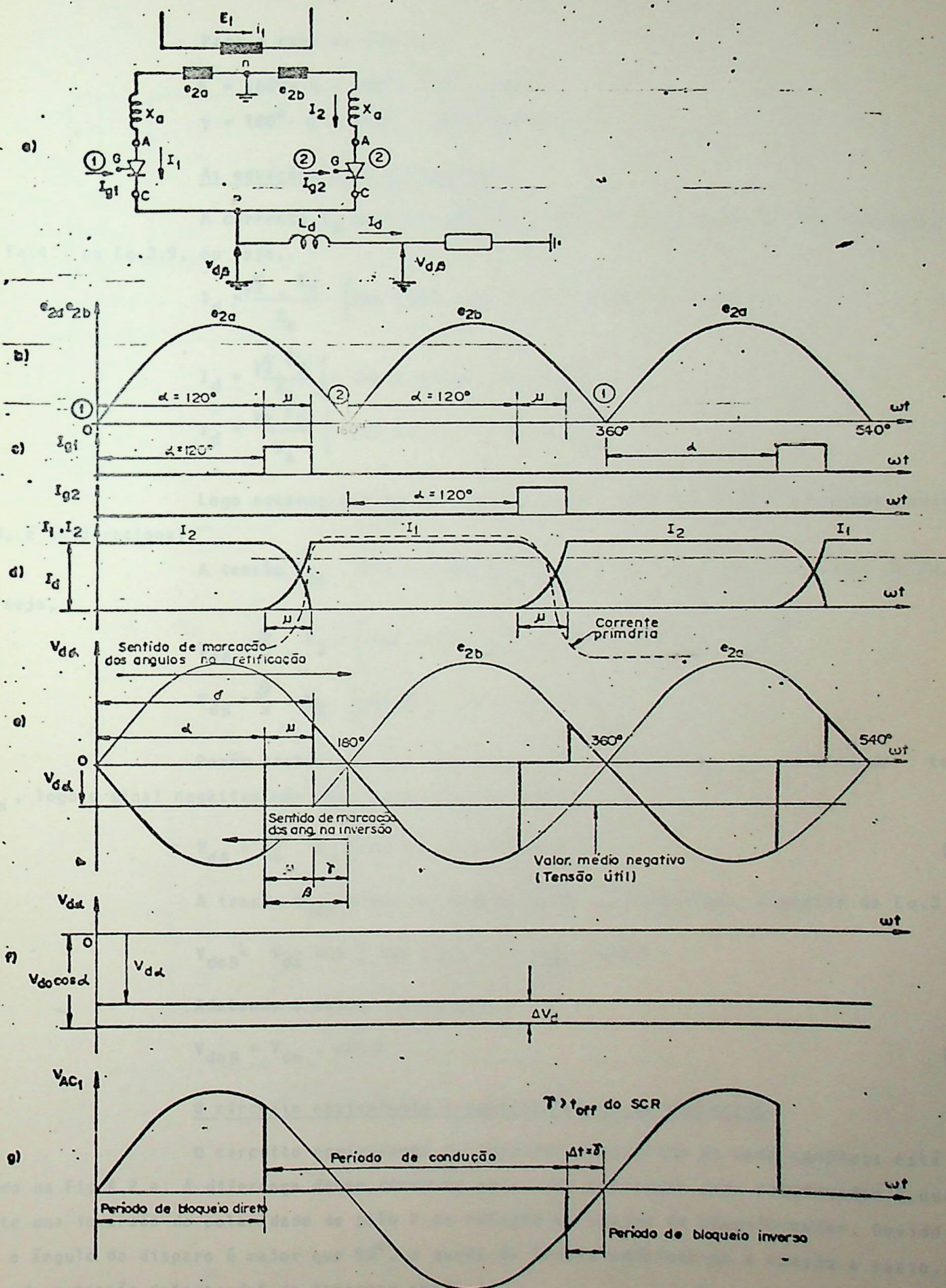


FIG. 4.1 - O INVERSOR MONOFÁSICO, $\alpha = 120^\circ$, $\mu = 40^\circ$

Para o caso da Fig.4.1,

$$\beta = 180^\circ - \alpha = 180^\circ - 120^\circ = 60^\circ$$

$$\gamma = 180^\circ - \delta = 180^\circ - (120^\circ + 40^\circ) = 20^\circ$$

As equações para o inversor

A corrente I_d pode ser obtida a partir da Eq.3.9, ao substituirmos da Eq.4.1 na Eq.3.9, ou seja,

$$I_d = \frac{\sqrt{2} \cdot E_2}{X_a} \left[\cos (180 - \beta) - \cos (180 - \beta + \mu) \right]$$

$$I_d = \frac{\sqrt{2} \cdot E_2}{X_a} \left[-\cos \beta + \cos (\beta + \mu) \right]$$

$$I_d = \frac{\sqrt{2} \cdot E_2}{X_a} \left[\cos (\beta - \mu) - \cos \beta \right] \quad (4.3)$$

Logo notamos que I_d não inverte o seu sentido, o que é correto, pois o SCR, é unidirecional.

A tensão $V_{d\beta}$, é a tensão de saída, e pode ser obtida através da Eq.3.8,

ou seja,

$$V_{d\beta} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot E_2 \cdot \left[\cos (180 - \beta) + \cos (180 - \beta + \mu) \right]$$

$$V_{d\beta} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot E_2 \left[\cos (\beta - \mu) + \cos \beta \right]$$

Porém adotaremos por convenção que a tensão $V_{d\beta}$ é a inversa da tensão $V_{d\alpha}$, logo o sinal negativo não mais existirá, portanto,

$$V_{d\beta} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot E_2 \left[\cos (\beta - \mu) + \cos \beta \right] \quad (4.4)$$

A tensão $V_{do\beta}$ a vazio, também pode ser calculada, a partir da Eq.3.3

$$V_{do\beta} = V_{do} \cos (180 - \beta) = -V_{do} \cdot \cos \beta$$

Adotando a nossa convenção,

$$V_{do\beta} = V_{do} \cdot \cos \beta \quad (4.5)$$

O circuito equivalente - característica de regulação

O circuito equivalente do inversor monofásico de onda completa está mostrado na Fig.4.2.a. A diferença desse circuito para o do conversor como retificador é que existe uma inversão de polaridade do polo P em relação ao neutro do transformador. Devido a que o ângulo de disparo é maior que 90° , a queda de tensão adiciona-se a tensão a vazio. Desse modo a tensão de "entrada" do inversor será,

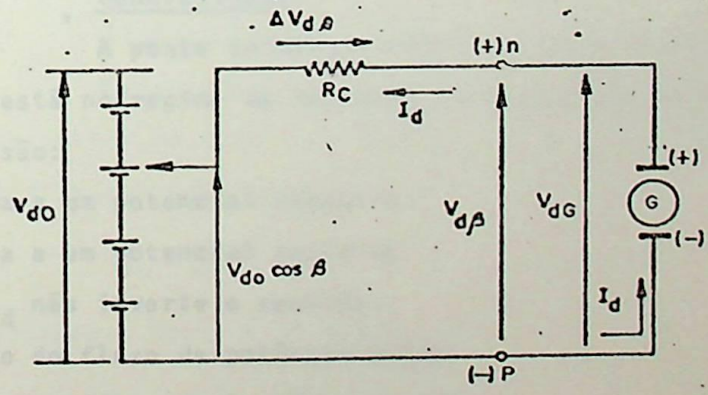
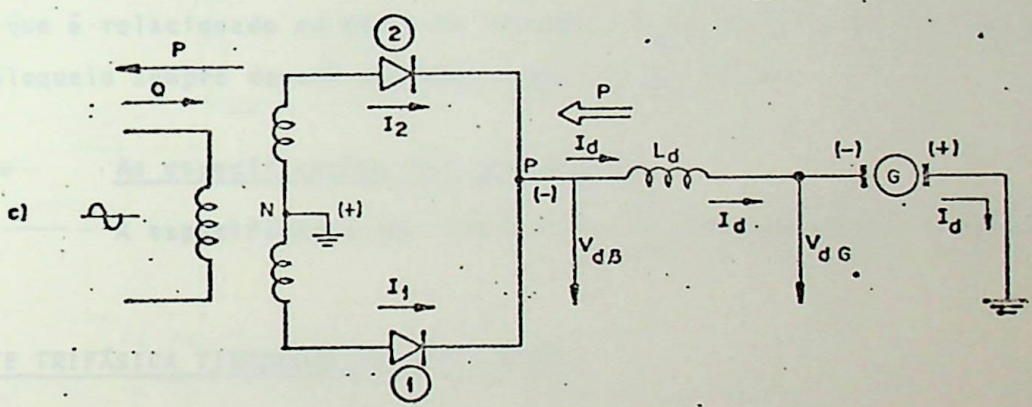
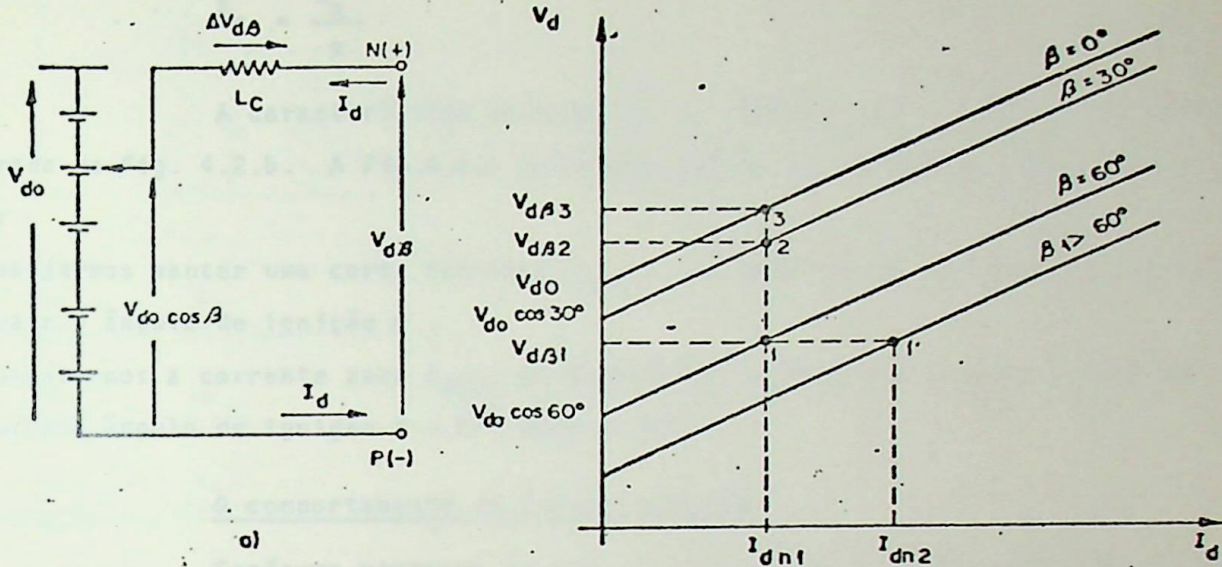


FIG. 4.2 - a) CIRCUITO EQUIVALENTE b) CARACTERÍSTICA DE REGULAÇÃO c) INTERPRETAÇÃO FÍSICA DO INVERSOR

$$V_{dB} = \Delta V_{dB} + V_{do} \cdot \cos B$$

ou

$$V_{dB} = R_c \cdot I_d + V_{do} \cdot \cos B$$

onde,

(4.6)



$$R_c = \frac{X_a}{\pi} \quad (4.7)$$

A característica externa (é na verdade uma característica de entrada) está mostrada na Fig. 4.2.b. A Fig.4.2.c está intimamente relacionada com a Fig.4.2.b, então vejamos:

- se desejarmos manter uma certa corrente I_{dn1} , ao aumentarmos a tensão do gerador, devemos reduzir o ângulo de ignição β .
- se aumentarmos a corrente para I_{dn2} , se desejarmos manter uma tensão constante V_{db1} devemos reduzir o ângulo de ignição $\beta = 60^\circ$ para $\beta = \beta_1$.

O comportamento do SCR na inversão

Conforme mostrado na Fig. 4.1.a, o SCR na maior parte no estado de bloqueio, deve bloquear uma tensão direta entre anodo e catodo. Existe uma restrição no bloqueio reverso que é relacionado ao tempo de bloqueio t_{off} do SCR. Em outras palavras, o tempo de Δt de bloqueio sempre deverá ser maior que o t_{off} do SCR.

As especificações dos componentes

A especificação dos SCR's e do transformador será idêntica a feita no item 3.3.

4.3 - A PONTE TRIFÁSICA TIRISTORIZADA INVERSORA

Generalidades

A ponte trifásica tiristorizada, quando operada com um ângulo de disparo maior que 90° , está no regime de inversão. Conforme já dissemos no item 4.2, as características principais são:

- o polo P fica a um potencial negativo
- o polo N fica a um potencial positivo
- a corrente I_d não inverte o sentido
- há a inversão do fluxo de potência ativa
- os novos ângulos de controle são γ, μ, β

Na Fig.4.4 as formas de onda de tensão são para $\beta = 60^\circ$ e $\mu = 30^\circ$. Para obtermos as formas de onda é só procedermos como indicado no item 3.4. Notamos, que na Fig.4.4.a que a tensão V_{Nn} torna-se positiva e que a tensão V_{Pn} torna-se negativa. Na Fig.3.4.d, observamos que a tensão retificada (antes do filtro) também inverte de sentido. Consequentemente a tensão retificada após o filtro também inverterá o sentido.

As formas de ondas das correntes são mostradas na Fig.4.5. É bom lembrarmos contudo, que as comutações só ocorrem entre SCR's ímpares ou entre SCR's pares.

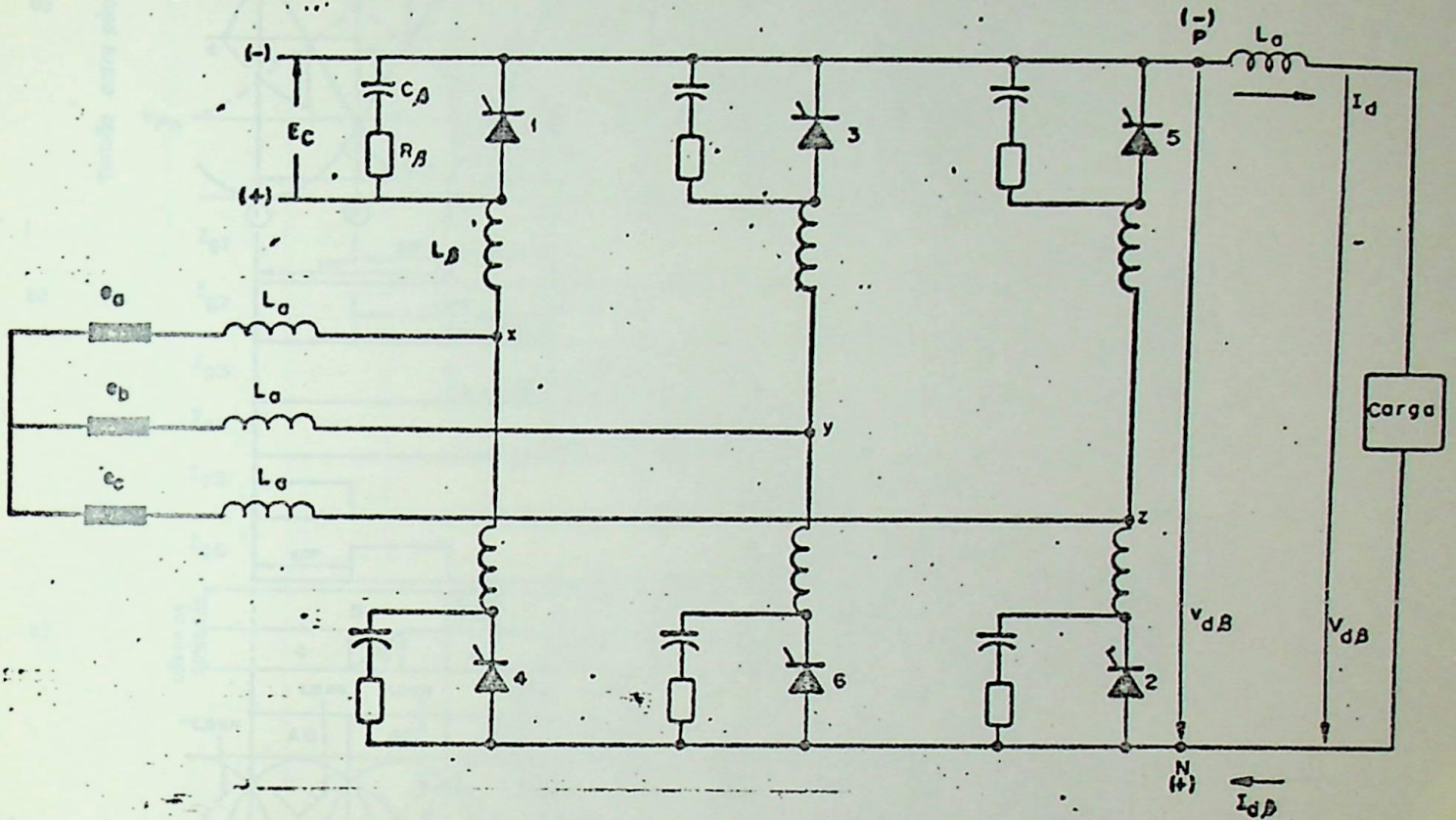


FIG. 4.3 - A PONTE TRIFÁSICA TIRISTORIZADA COMO INVERSORA

As correntes no transformador são defasadas entre si de 120° , o que confirma o caráter "AC" do inversor sob o ponto de vista de conversão de potência ativa.

As equações da ponte como inversora

Essas equações podem ser obtidas a partir das equações do item 3.4, com as considerações feitas no item 4.2. Deste modo, teremos que,

- a tensão retificada a vazio será,

$$V_{do} = 2,34 \cdot E_2 \quad (4.8)$$

- a tensão retificada a vazio controlada será,

$$V_{do\beta} = V_{do} \cdot \cos \beta \quad (4.9)$$

- a corrente contínua será,

$$I_d = \frac{\sqrt{6}}{2} \cdot \frac{E_2}{X_s} [\cos \gamma - \cos \beta] \quad (4.10)$$

onde

$$\gamma = \beta - \mu \quad (4.11)$$

- a tensão "útil" DC de entrada da ponte em termos de γ e β é,

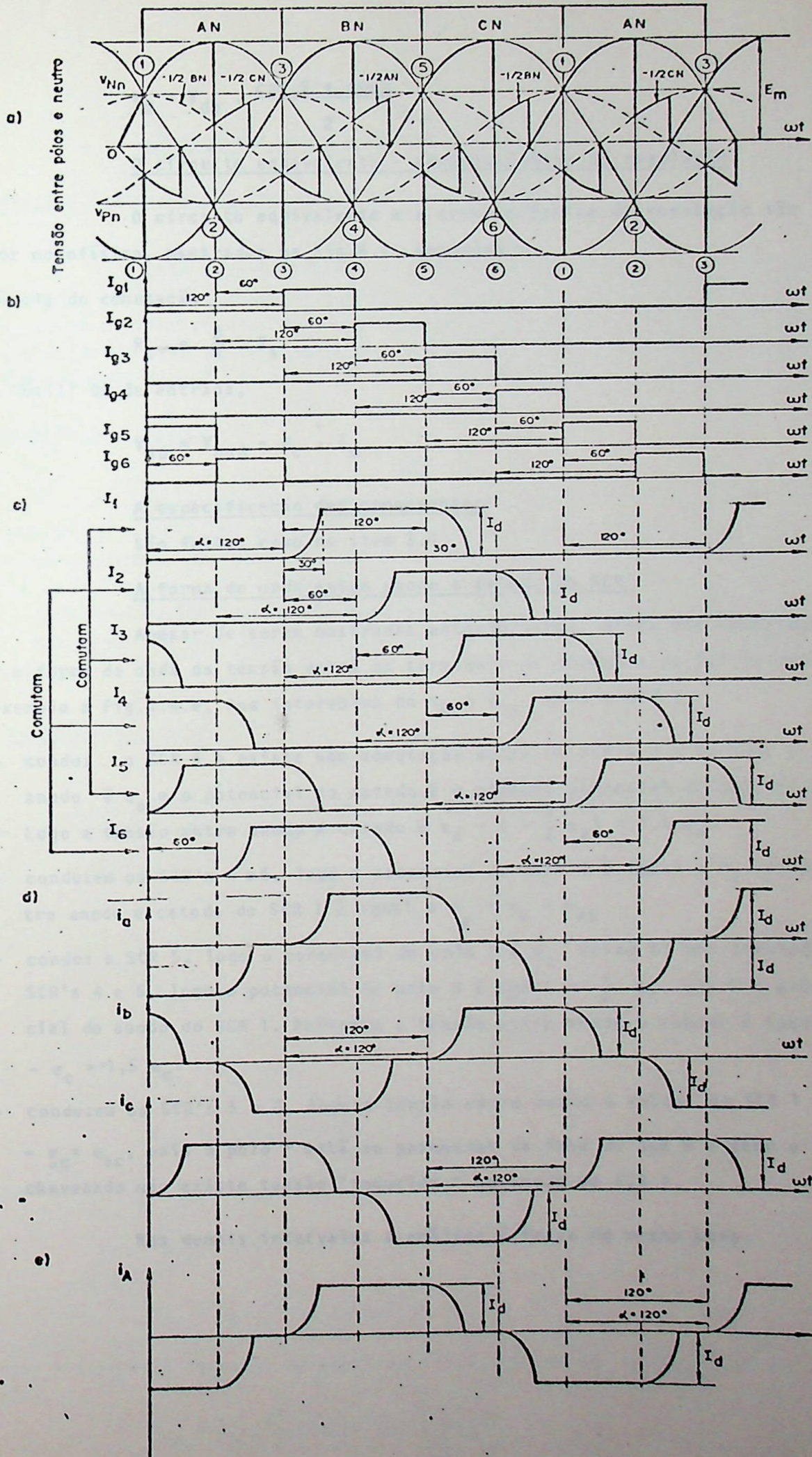


FIG. 4.5 — FORMAS DE ONDAS DAS CORRENTES NA PONTE TRIFÁSICA INVERSA $\alpha = 120^\circ$ $\mu = 30^\circ$

$$V_d = V_{do} \cdot \frac{\cos \beta + \cos \gamma}{2} \quad (4.12)$$

O circuito equivalente - característica de regulação

O circuito equivalente e a característica de regulação são idênticos ao do inversor monofásico, mostrados na Fig.4.2. Resumindo:

- resistência de comutação

$$R_c = \frac{3}{\pi} \cdot X_a \quad (4.13)$$

- tensão "útil" DC de entrada,

$$V_{dB} = V_{do\beta} - R_c \cdot I_d \quad (4.14)$$

A especificação dos componentes

São feitas como no item 3.4.

A forma de onda entre anodo e catodo do SCR

Apesar de serem mostradas anteriormente, ainda não comentamos como podemos obter a forma de onda da tensão entre os terminais de potência do SCR na ponte. Analizemos por exemplo a Fig.4.4.e, nos intervalos de t_0 a t_{12} para o SCR 1,

- t_0 t_1 - conduz o SCR 4 e existe uma comutação entre os SCR's 3 e 5. Logo o potencial do anodo é e_a e o potencial do catodo é o próprio potencial do polo P que é $-\frac{1}{2} e_a$. Logo a tensão entre anodo e catodo é $e_a - (-\frac{1}{2} e_a) = 1,5 e_a$.
- t_1 t_2 - conduzem os SCR's 4 e 5, logo o potencial do polo P é igual a e_c . Então a tensão entre anodo e catodo do SCR 1 é igual a $e_a - e_c = e_{ac}$.
- t_2 t_3 - conduz o SCR 5, logo o potencial do polo P é e_c . Porém há uma comutação entre os SCR's 4 e 6, logo o potencial do polo N é igual a $-\frac{1}{2} e_c$, que é o próprio potencial do anodo do SCR 1. Portanto a tensão entre anodo e catodo é igual a $-0,5 e_c - e_c = -1,5 e_c$.
- t_3 t_4 - conduzem os SCR's 5 e 6, logo a tensão entre anodo e catodo do SCR 1 é igual a $e_a - e_c = e_{ac}$, pois o polo P está ao potencial da fase do SCR 5 e como o SCR 4 não está chaveando não existe tensão "induzida" no anodo do SCR 1.

Nos demais intervalos a análise é feita do mesmo modo.

CAPÍTULO 5

CONVERSORES COM TRANSFORMADOR INTERFASE

5.1 O conversor dupla estrêla com transformador interfase

Este tipo de conexão está mostrada na Fig.5.1. O funcionamento básico deste circuito já foi discutido na capítulo 2 deste bloco. É um conversor de seis pulsos retificados com a particularidade de que cada estrêla funciona independentemente, ou seja, cada estrêla retifica três pulsos. Porém na saída, é como se existisse uma superposição desses pulsos deslocados de 60° . De agora em diante denominaremos o transformador interfase de IPT.

O funcionamento do circuito

Os pontos 1, 3 e 5 indicados na Fig. 5.1.b são as referências para os disparos dos SCR's 1,3 e 5. Os pontos 2,4 e 6 são as referências para o disparo dos SCR's 2,4 e 6 respectivamente. Conforme notamos na figura 5.1.c os SCR's ímpares são disparados a cada 120° e os SCR'S pares são também disparados a cada 120° . A defasagem entre o disparo de um SCR ímpar para um SCR par é 60° . Observamos portanto que a cada 60° há o disparo alternativo, ora de um SCR par, ora de um SCR ímpar. As Figs.5.1.c e 5.1.d ilustram o que acabamos de comentar.

A tensão de saída $v_{d\alpha}$

Conforme as equações 2.61, a tensão $v_{d\alpha}$ será para um intervalo sem comutação, por exemplo intervalo $t_a t_b$ da fig.5.1.a,

$$v_{d\alpha} = V_p - V_n = \frac{1}{2} (e_{2a} + e_{2y} - x_i + x_i)$$

ou

$$v_{d\alpha} = \frac{1}{2} (e_{2a} + e_{2y}) \quad (5.1)$$

Porém,

$$e_{2a} = E_m \text{sen} \omega t$$

e

$$e_{2y} = E_m \text{sen}(\omega t + 60^\circ)$$

Logo a resultante entre e_{2a} e e_{2y} dividido por dois, será:

$$v_{d\alpha} = E_m \text{sen} 60^\circ \text{sen}(\omega t + 30^\circ)$$

ou

$$v_{d\alpha} = E_m \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \text{sen}(\omega t + 30^\circ)$$

Vejamos como testar essa equação. No ponto de interseção de e_{2y} com e_{2a} , $\omega t = 60^\circ$, logo na equação acima,

$$v_{d\alpha} = E_m \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \text{sen}(60^\circ + 30^\circ) = E_m \frac{\sqrt{3}}{2}$$

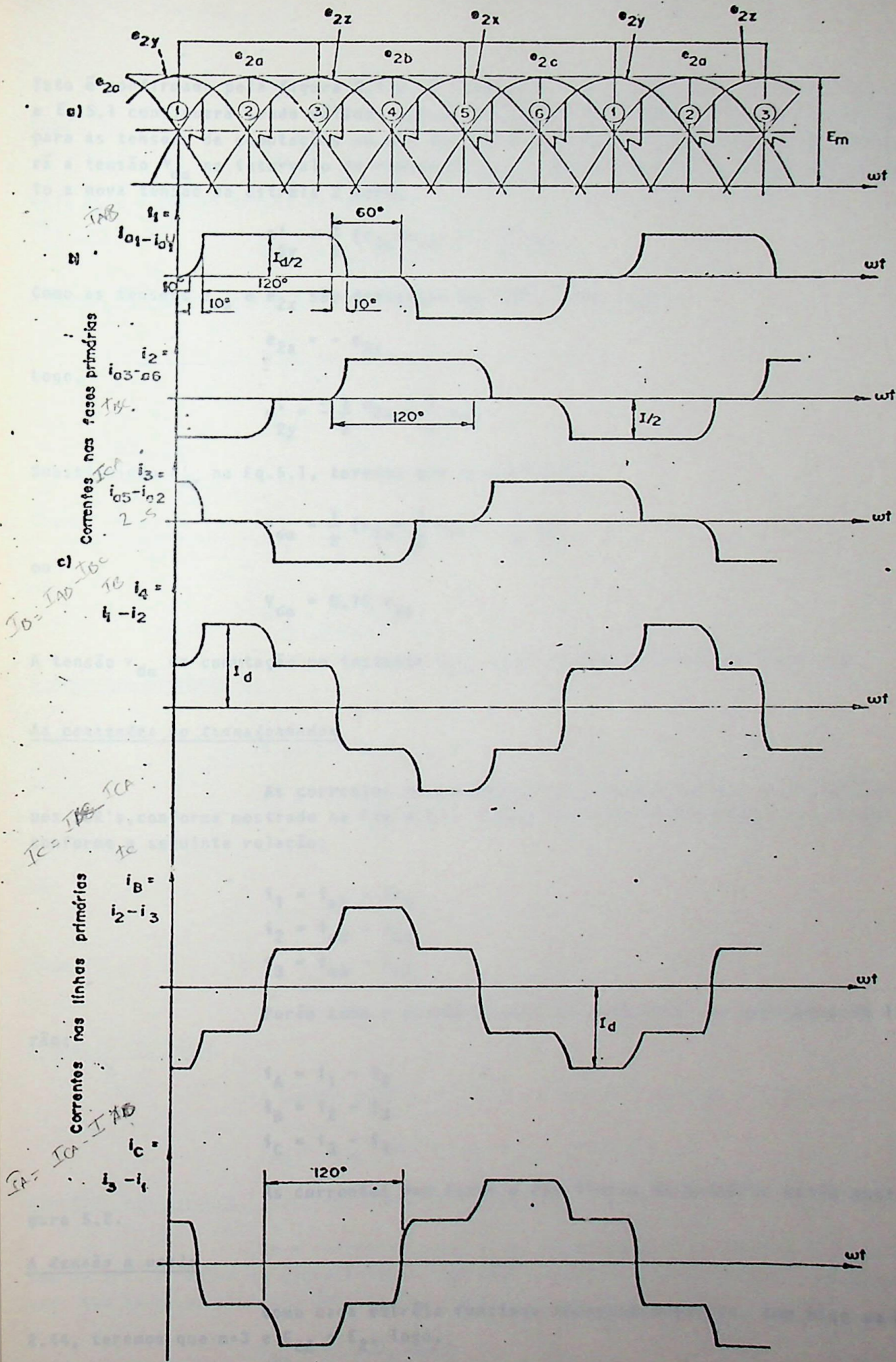


FIG.5.2 — CORRENTES NO TRANSFORMADOR DO CONVERSOR DUPLA ESTRELA COM IPT, $\alpha = 10^\circ$, $\mu = 10^\circ$

Isto é confirmado pela figura 5.1.e. A equação 5.1 está mostrada na Fig.5.1.e. Na comutação a Eq.5.1 continuará sendo válida, apenas deveremos nos lembrar da regra geral de comutação para as tensões de comutações em uma das estrêlas. Vejamos de um modo mais prático, como será a tensão v_{da} no intervalo de comutação $t_b t_c$. No instante t_b há o disparo do SCR 2, portanto a nova tensão da estrêla 2 será,

$$e'_{2y} = \frac{1}{2} (e_{2y} + e_{2z}) = -\frac{1}{2} e_{2x}$$

Como as tensões e_{2a} e e_{2x} são defasadas de 180° , temos que:

$$e_{2a} = -e_{2x}$$

Logo,

$$e'_{2y} = -\frac{1}{2} e_{2x} = \frac{1}{2} e_{2a}$$

Substituindo e'_{2y} na Eq.5.1, teremos que na comutação,

$$v_{da} = \frac{1}{2} (e_{2a} + \frac{1}{2} e_{2a}) = \frac{3}{4} e_{2a}$$

ou

$$V_{da} = 0,75 e_{2a}$$

A tensão v_{da} na comutação no instante $t_b t_c$ está também mostrada na Fig.5.1.e.

As correntes no transformador

As correntes no secundário do transformador são idênticas as correntes nos SCR's, conforme mostrado na Fig.5.1.d. Estas correntes refletem-se nas fases primárias conforme a seguinte relação:

$$i_1 = i_{a1} - i_{a4}$$

$$i_2 = i_{a3} - i_{a6}$$

$$i_3 = i_{a5} - i_{a2}$$

Porém como o primário está em triângulo, as correntes de linhas serão:

$$i_A = i_1 - i_2$$

$$i_B = i_2 - i_3$$

$$i_C = i_3 - i_1$$

As correntes das fases e das linhas do primário estão mostradas na figura 5.2.

A tensão a vazio

Como cada estrêla funciona independentemente, com base na Eq. geral 2.44, teremos que $m=3$ e $E_{2L} = E_2$, logo,

$$V_{do} = \frac{m}{\pi} \sqrt{2} \cdot E_{2L} \cdot \sin \frac{\pi}{m}$$

$$V_{do} = \frac{3}{\pi} \sqrt{2} \cdot E_2 \cdot \sin \frac{\pi}{3}$$

Logo,

$$V_{do} = 1,17E_2 \quad (5.2)$$

Onde E_2 é a tensão eficaz em cada secundário. Portanto a tensão a vazio controlada $V_{do\alpha}$, se rá,

$$V_{do\alpha} = V_{do} \cdot \cos\alpha \quad (5.3)$$

A queda de tensão devido a comutação

À partir da equação geral 2.48,

$$\Delta V_d = \frac{I_d^* \cdot X_a}{\frac{2\pi}{m}}$$

Logo,

$$\Delta V_d = \frac{I_d}{2} \cdot \frac{X_a}{2\pi/m}$$

ou

$$\Delta V_d = \frac{3}{4\pi} \cdot I_d \cdot X_a \quad (5.4)$$

A corrente contínua I_d

À partir da Eq. geral 2.46, teremos que $I_d^* = \frac{I_d}{2}$, logo:

$$I_d^* = \frac{\sqrt{2} \cdot E_{2\ell} \cdot \sin \pi/m}{X_a} [\cos\alpha - \cos(\alpha + \mu)]$$

ou

$$\frac{I_d}{2} = \frac{\sqrt{2} \cdot E_2}{X_a} \cdot \sin \pi/3 [\cos\alpha - \cos(\alpha + \mu)]$$

logo,

$$I_d = \sqrt{6} \cdot \frac{E_2}{X_a} \cdot [\cos\alpha - \cos(\alpha + \mu)] \quad (5.5)$$

A tensão "DC" útil

A tensão DC útil, depois do indutor, entregue à carga será;

$$V_{d\alpha} = V_{do\alpha} - \Delta V_d = V_{do} \cdot \cos\alpha - \frac{3}{4\pi} \cdot I_d \cdot X_a \quad (5.6)$$

Circuito equivalente - Característica de regulação

Se a corrente I_d cai a um valor abaixo da corrente crítica de excitação do IPT, o regime do circuito será o de uma estrêla hexafásica. Nestas condições teremos, que da Eq. geral 2.44, $m=6$, $E_{2\ell} = E_2$, logo:

$$V_{do} = \frac{6}{\pi} \sqrt{2} \cdot E_2 \cdot \sin \frac{\pi}{6}$$

$$V_{d0} = 1,35 \cdot E_2$$

(5.7)

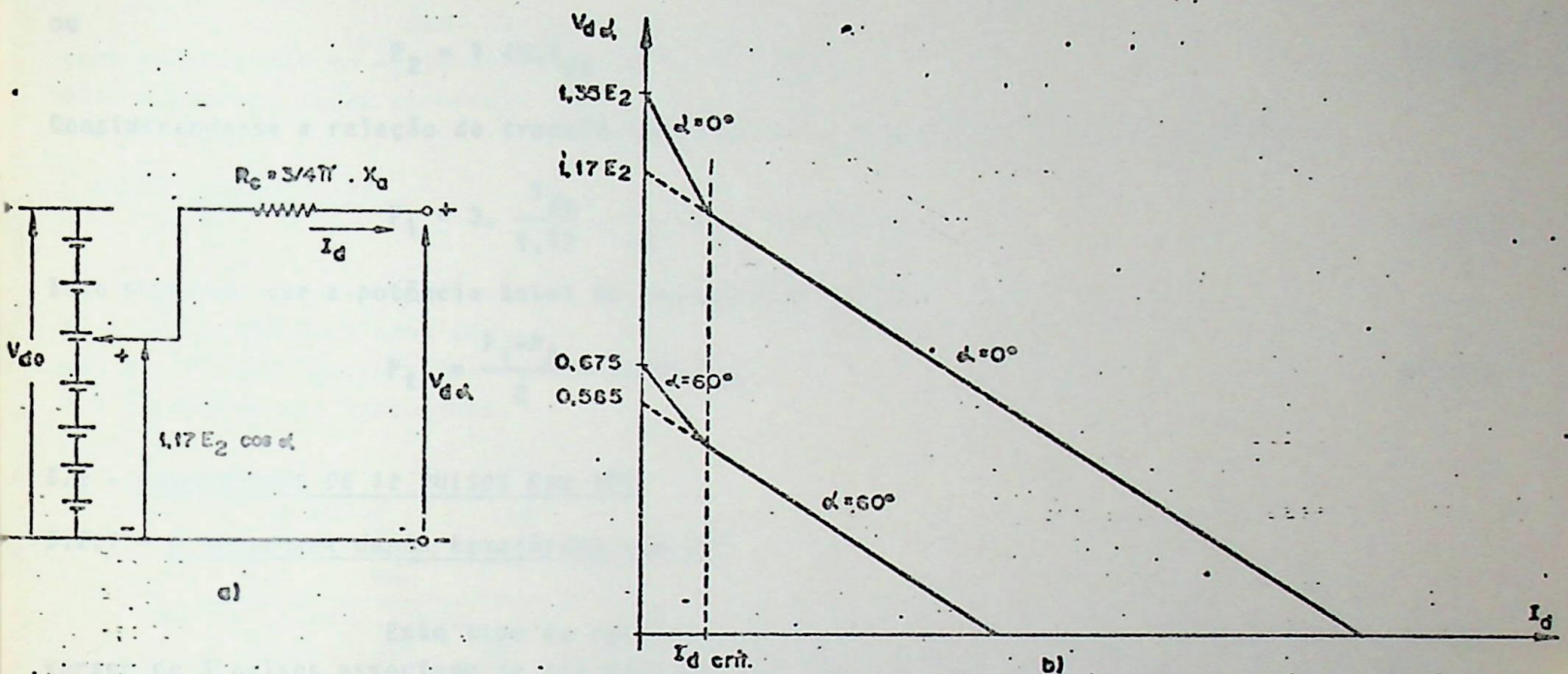


FIG.5.3 — a) CIRCUITO EQUIVALENTE b) CARACTERÍSTICA DE REGULAÇÃO

A característica de regulação é obtida a partir da Eq.5.6, e a sua análise é feita como as anteriormente mostradas. O circuito equivalente, também como base na Eq.5.6 é mostrado na Fig.5.3.a.

A especificação do transformador

Com base na figura 5.1.d para a corrente do secundário e Fig.5.2.b para a corrente do primário, teremos que o valor eficaz da corrente no secundário será com base na Eq.2.69.b,

$$I_2 = \frac{1}{\sqrt{3}} \left(\frac{I_d}{2} \right)$$

ou

$$I_2 = \frac{1}{2\sqrt{3}} \cdot I_d \quad (5.8)$$

A tensão eficaz no secundário será:

$$E_2 = \frac{V_{d0}}{1,17} \quad (5.9)$$

No enrolamento primário a corrente será com base na equação 2.69.b.

$$I_1 = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot \frac{I_d}{2} = \frac{1}{\sqrt{6}} \cdot I_d \quad (5.10)$$

Portanto a potência total do secundário será,

$$P_2 = 2.3.E_2.I_2$$

ou

$$P_2 = 1.48.V_{do}.I_d = 1.48.P_{do} \tag{5.11}$$

Considerando-se a relação de transformação de 1:1, a potência do primário será:

$$P_1 = 3. \frac{V_{do}}{1.17} \cdot \frac{1}{\sqrt{6}} .I_d = 7.047.P_{do} \tag{5.12}$$

Isto significa que a potência total do transformador será:

$$P_{tr} = \frac{P_1+P_2}{2} = 1.264 P_{do} \tag{5.13}$$

5.2 - CONVERSORES DE 12 PULSOS COM IPT

5.2.1 - O conversor duplo hexafásico com IPT

Este tipo de conversor está mostrado na Fig.5.4. É basicamente um conversor de 3 pulsos associado de tal modo que dois de 3 pulsos resultam em um de 6 pulsos e finalmente os dois de 6 pulsos resultam em um de 12 pulsos. Isto só é possível devido a presença dos IPT's no circuito.

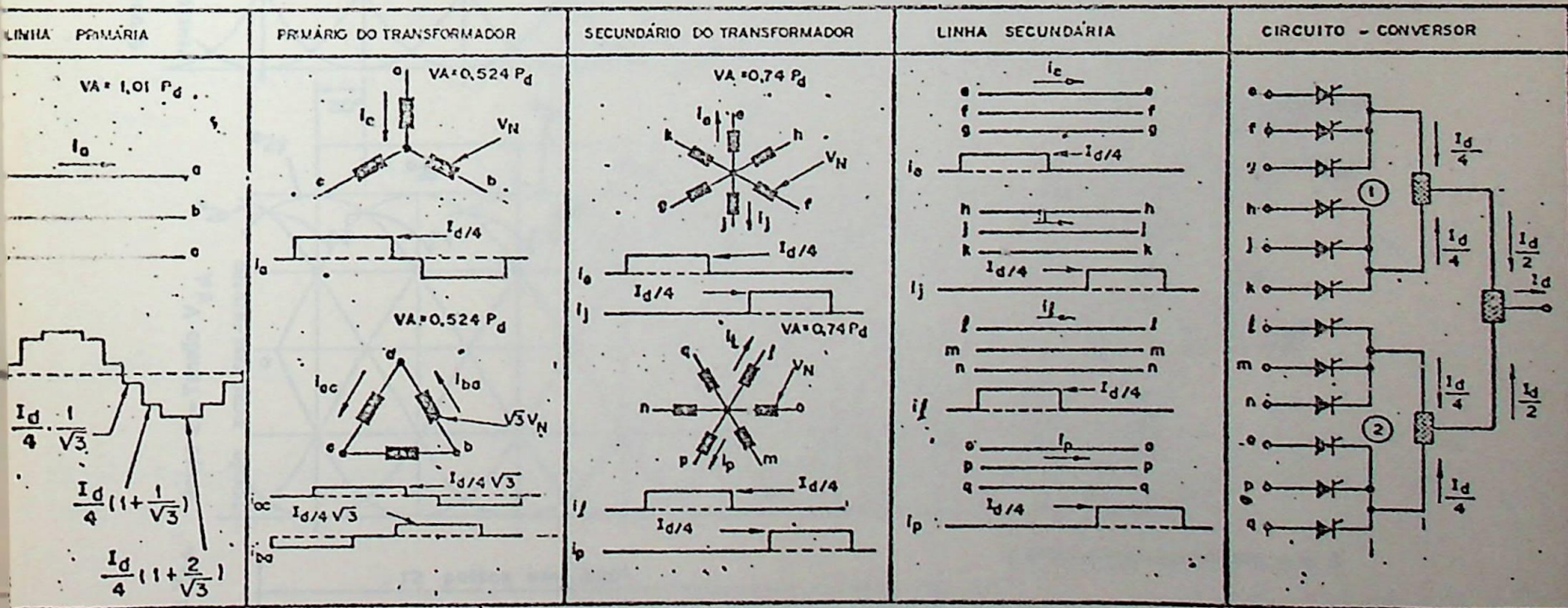


FIG. 5.4 — O CONVERSOR DUPLO HEXAFÁSICO COM IPT

O funcionamento do circuito

Cada conjunto(efg,hjk) e (lmn,opq) funcionam independentemente, tal como o conversor de dupla estrela com IPT mostrado na Fig.5.1. É claro que os pulsos desses dois conjuntos devem apresentar uma defasagem de 30° entre si.

A tensão de saída v_{da}

A tensão de saída v_{da} é na realidade a Eq.5.1, disfarçada, ou seja, e_{1a} é na realidade a semi-soma das tensões dos grupos 1 e 2. Por sua vez as tensões dos grupos 1 e 2, são iguais a semi-soma das respectivas tensões das estrelas secundárias. A Fig. 5.5 ilustra o que comentamos.

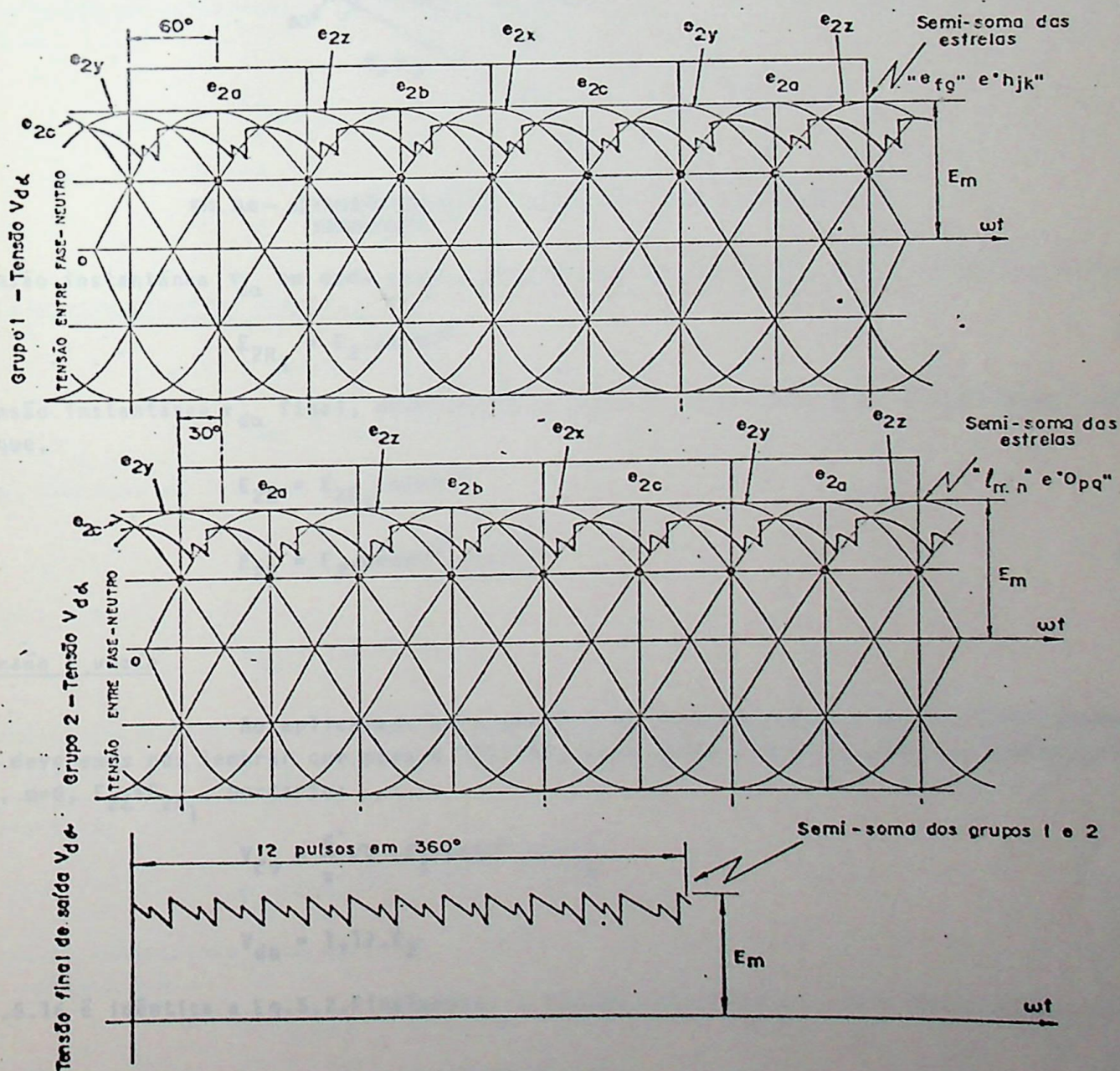


FIG. 5.5 - TENSÕES DE SAÍDAS NO CONVERSOR DUPLO HEXAFÁSICO COM IPT. $\alpha = 10^\circ, \mu = 10^\circ$

Se quisermos obter a tensão instantânea $v_{d\alpha}$ e sō considerarmos os diagramas vetoriais da Fig.5.6, ou seja:

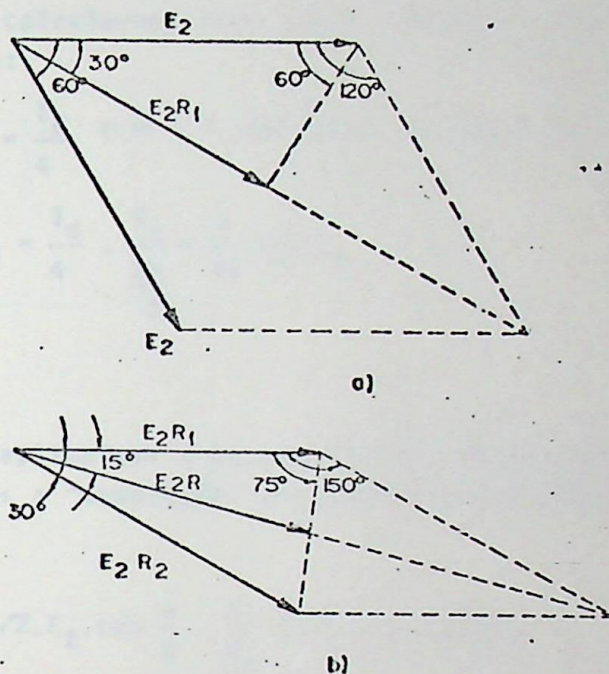


FIG. 5.6- a) TENSÃO RESULTANTE EM UM DOS GRUPOS E TENSÃO FINAL RESULTANTE.

A tensão instantânea $v_{d\alpha}$ em cada grupo, desprezando a comutação, é dada pela Fig.5.6.a, tal que

$$E_{2R1} = E_2 \cdot \text{sen}60^\circ \quad (5.14)$$

A tensão instantânea $v_{d\alpha}$ final, desprezando o intervalo da comutação, é dada pela Fig.5.6.b tal que,

$$E_{2R} = E_{2R1} \cdot \text{sen}75^\circ$$

ou

$$E_{2R} = E_2 \cdot \text{sen}60^\circ \cdot \text{sen}75^\circ \quad (5.15)$$

A tensão a vazio

Ao aplicarmos a Eq. geral 2.44 para obtermos a tensão retificada a vazio, deveremos nos lembrar que para o "IPT 3"; cada grupo funciona como uma ponte trifásica. Logo, $m=6$, $E_{2L} = E_{2R1}$, portanto:

$$V_{do} = \frac{6}{\pi} \sqrt{2} \cdot E_2 \text{sen}60^\circ \cdot \text{sen} \frac{\pi}{6}$$

ou

$$V_{do} = 1,17 \cdot E_2 \quad (5.16)$$

A Eq.5.16 é idêntica a Eq.5.2. Finalmente, a tensão retificada a vazio controlada, será:

$$V_{do\alpha} = V_{do} \cdot \text{cosa} = 1,17 \cdot E_2 \cdot \text{cosa} \quad (5.17)$$

A queda de tensão devido a comutação

Ao calcularmos esta queda, deveremos nos lembrar que esta é uma que da vista pela carga, logo:

$$I_d^* = \frac{I_d}{4} \text{ e } m = 3, \text{ portanto com base na Eq. geral 2.48,}$$

$$\Delta V_d = \frac{I_d}{4} \cdot \frac{X_a}{\frac{2\pi}{3}} = \frac{3}{8\pi} \cdot X_a \cdot I_d \quad (5.18)$$

A corrente contínua I_d

Ao aplicarmos a Eq. geral 2.46, deveremos nos lembrar que esta fórmula foi deduzida ao aplicarmos a "comutação" nas fases conectadas aos diodos. Logo, $m=3, E_{2\ell}=E_2$, portanto,

$$\frac{I_d}{4} = \sqrt{2} \cdot E_2 \cdot \text{sen} \frac{\pi}{3} \cdot \frac{1}{X_a} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \mu)]$$

ou

$$I_d = 2\sqrt{6} \cdot \frac{E_2}{X_a} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \mu)] \quad (5.19)$$

Circuito equivalente - Característica de regulação

A tensão DC controlada útil é,

$$V_{d\alpha} = V_{do\alpha} - R_c \cdot I_d$$

Porém, com base na Eq. 5.18,

$$R_c = \frac{3}{8} \cdot \frac{X_a}{\pi} \quad (5.20)$$

Logo:

$$V_{d\alpha} = 1,17 \cdot E_2 \cdot \cos \alpha - R_c \cdot I_d \quad (5.21)$$

O circuito equivalente e a característica de regulação são baseadas na Eq. 5.21. Tal como no item 5.1, se a corrente I_d cair a um valor abaixo da corrente de excitação do IPT, o regime de operação do circuito será o de uma estrela dodecafásica. Logo nestas condições, a tensão a vazio será:

$$V_{do} = \frac{12 \cdot \sqrt{2} \cdot E_2 \cdot \text{sen} \frac{\pi}{12}}{\pi} = 1,394 \cdot E_2 \quad (5.22)$$

O circuito equivalente está mostrado na Fig. 5.7.a e a característica de regulação está mostrada na Fig. 5.7.b

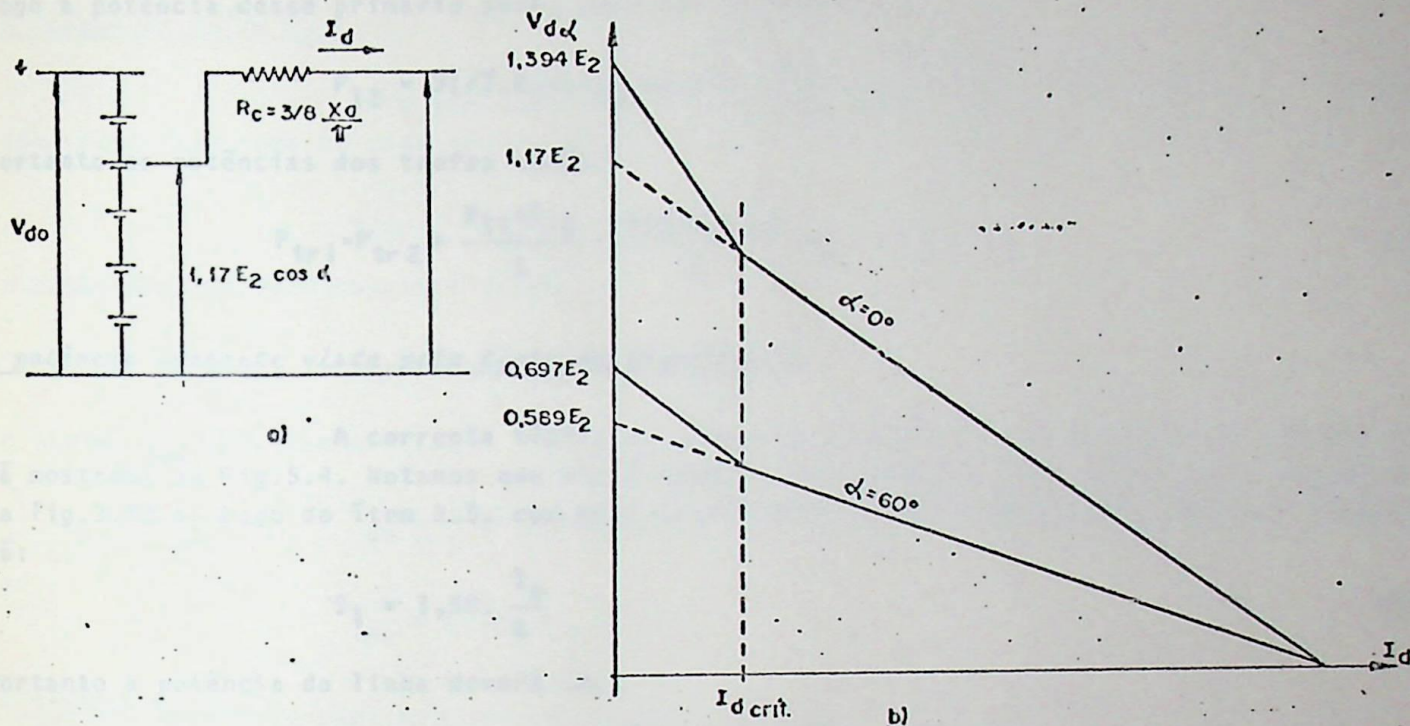


FIG. 5.7— a) CIRCUITO EQUIVALENTE b) CARACTERÍSTICA DE REGULAÇÃO

A especificação do transformador

A corrente eficaz de cada secundário será:

$$I_2 = \left(\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi/3} \left(\frac{I_d}{4} \right)^2 \cdot d\omega t \right)^{1/2}$$

ou

$$I_2 = \frac{I_d}{4} \cdot \frac{1}{\sqrt{3}} = 0,144 \cdot I_d \quad (5.23)$$

Portanto a potência de cada secundário será,

$$P_{21} = P_{22} = 6 \cdot E_2 \cdot I_2 = 6 \cdot \frac{V_{d0}}{1,17} \cdot 0,144 \cdot I_d = 0,74 \cdot P_d \quad (5.24)$$

A corrente do primário do trafo em estrêla será:

$$I_{11} = \frac{I_d}{4} \cdot \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \quad (5.25)$$

Portanto, a potência primária desse trafo será, para uma relação 1:1,

$$P_{11} = 3 \cdot E_1 \cdot I_{11} = 3 \cdot \frac{V_{d0}}{1,17} \cdot \frac{I_d}{4} \cdot \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} = 0,523 \cdot P_d \quad (5.26)$$

No trafo com o primário conectado em triângulo, o valor RMS da corrente será.

$$I_{12} = \frac{I_d}{4\sqrt{3}} \cdot \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \quad (5.27)$$

Logo a potência desse primário será, para uma relação $\sqrt{3}:1$,

$$P_{12} = 3(\sqrt{3}.E_1).I_{12} = 3.\sqrt{3} \cdot \frac{V_{do}}{1.17} \cdot \frac{I_d}{4\sqrt{3}} \cdot \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} = 0,523.P_d \quad (5.28)$$

Portanto as potências dos trafos serão:

$$P_{tr1} = P_{tr2} = \frac{P_{11} + P_{12}}{2} = \frac{0,74 + 0,523}{2} P_d = 0,632.P_d \quad (5.29)$$

A potência aparente vista pela linha de alimentação

A corrente típica de linha do sistema de alimentação do conversor está mostrada na Fig.5.4. Notamos que ela é idêntica a corrente do primário do transformador da Fig.3.17.a. Logo do item 3.5. com base na Eq.3.62, o valor eficaz da corrente primária será:

$$I_1 = 1,58 \cdot \frac{I_d}{4} \quad (5.30)$$

Portanto a potência da linha deverá ser,

$$P_{AC} = 3.E_1.I_1 = 3 \cdot \frac{V_{do}}{1,17} \cdot 1,58 \cdot \frac{I_d}{4} = 1,013.P_d \quad (5.31)$$

5.2.2 - O conversor de duas pontes com IPT

Este tipo de conversor está mostrado na Fig.5.8. É um conversor de doze pulsos. Basicamente é composto de dois conversores de seis pulsos, no caso a ponte trifásica tiristorizada, conectados através de um IPT.

O funcionamento do circuito

O funcionamento da ponte já foi estudado no item 3.4 e a particularidade a ser notada é que os dois sistemas de pulsos devem apresentar uma defasagem de 30° entre si.

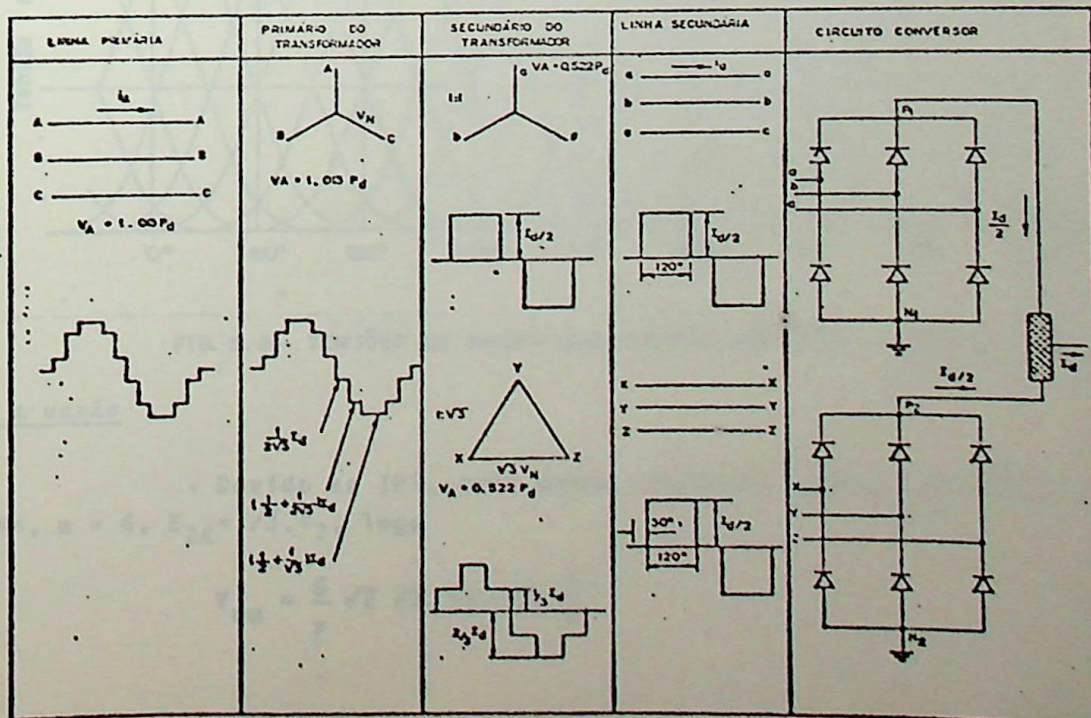


FIG. 5.8 - O CONVERSOR DODECAFÁSICO COM DUAS PONTES E IPT



A tensão de saída v_{da}

Esta tensão devido a presença do IPT é igual a semi-soma das duas tensões fase-fase, uma de cada ponte. Em outras palavras, se a tensão fase-fase da ponte 1 for

$$e_{1FF} = \sqrt{2} \cdot \sqrt{3} \cdot E_2 \cdot \text{sen} \omega t$$

e a tensão fase-fase da ponte 2 for,

$$e_{2FF} = \sqrt{2} \cdot \sqrt{3} \cdot E_2 \cdot \text{sen}(\omega t + 30^\circ)$$

A tensão v_{da} resultante será:

$$v_{da} = \frac{1}{2} (e_{1FF} + e_{2FF}) = \sqrt{2} \cdot \sqrt{3} \cdot E_2 \cdot \text{sen} 75^\circ \cdot \text{sen}(\omega t + 15^\circ) = 2,1,673 \cdot E_2 \text{sen}(\omega t + 15^\circ)$$

ou

$$v_{da} = 2,366 \cdot E_2 \cdot \text{sen}(\omega t + 15^\circ) \tag{5.32}$$

A tensão v_{da} típica para este conversor está mostrado na Fig.5.9.

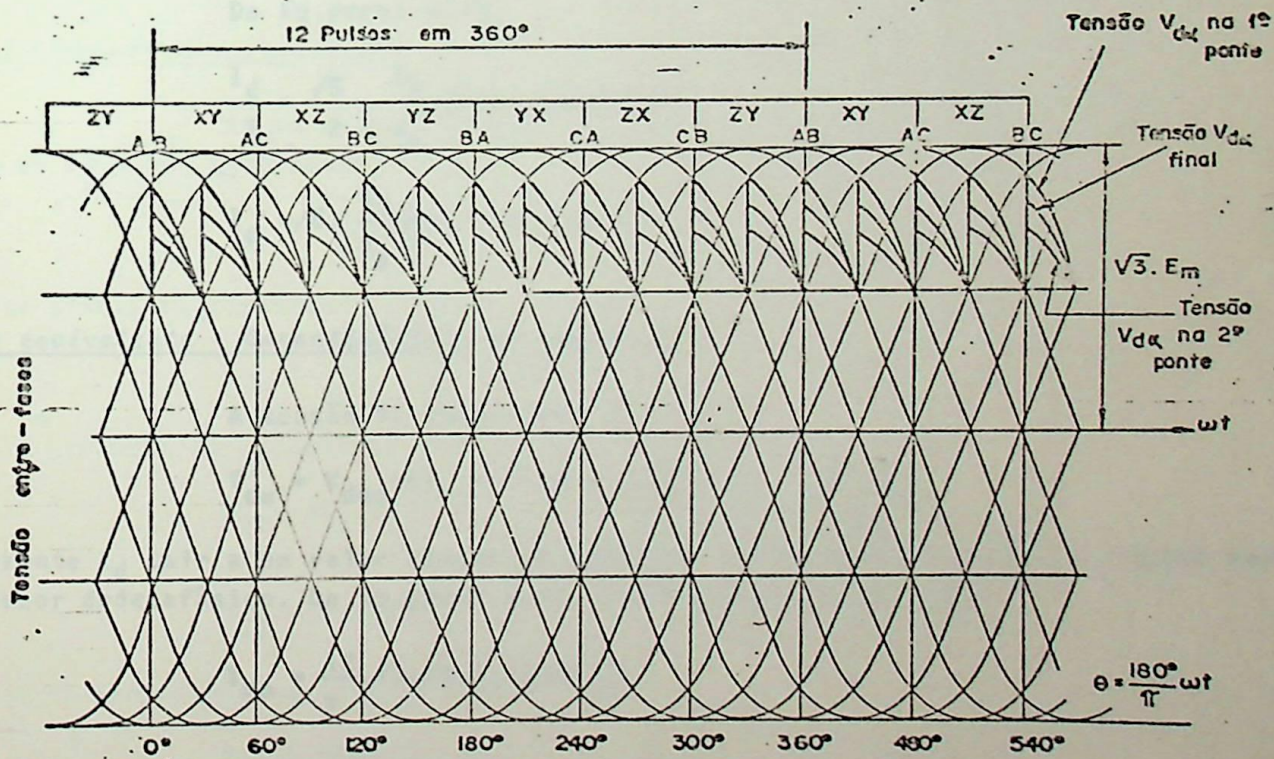


FIG. 5.9- TENSÕES DE SAIDAS DAS PONTES COM IPT $\alpha = 30^\circ, \mu = 30^\circ$

A tensão a vazio

Devido ao IPT, cada ponte funciona independentemente, portanto da Eq. geral 2.44, $m = 6, E_{2L} = \sqrt{3} \cdot E_2$, logo

$$V_{do} = \frac{6}{\pi} \sqrt{2} \sqrt{3} \cdot E_2 \cdot \text{sen} \frac{\pi}{6}$$

ou

$$V_{do} = 2,34 \cdot E_2 \quad (5.33)$$

A Eq. 5.33 é a própria tensão a vazio da ponte. A tensão DC a vazio controlada, será portanto,

$$V_{do\alpha} = V_{do} \cdot \cos\alpha \quad (5.34)$$

A queda de tensão devido a comutação

Neste caso, para utilizarmos a Eq. geral 2.48, $I_d^* = \frac{I_d}{2}$ e $m = 6$

$$\Delta V_d = \frac{I_d}{2} \cdot \frac{X_a}{2\pi/6} = \frac{3}{2} \cdot \frac{X_a}{\pi} \quad (5.35)$$

Consequentemente a resistência equivalente de comutação será,

$$R_c = \frac{3}{2} \cdot \frac{X_a}{\pi} \quad (5.36)$$

A corrente contínua I_d

Da Eq. geral 2.46,

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

ou

$$I_d = \sqrt{6} \cdot \frac{E_2}{X_a} [\cos\alpha - \cos(\alpha + \mu)] \quad (5.37)$$

Circuito equivalente - Característica de regulação

A tensão DC controlada útil é:

$$V_{da} = V_{do\alpha} - \Delta V_d = 2,34 \cdot E_2 \cdot \cos\alpha - \frac{3}{2} \cdot \frac{X_a}{\pi} \cdot I_d \quad (5.38)$$

Se a corrente I_d cair a um valor abaixo da corrente de excitação do IPT, o regime será o de um conversor dodecafásico. Da Eq. geral 2.44, $m=12$ e $E_{2\ell} = \sqrt{3} \cdot E_2$, logo:

$$V_{do} = \frac{12}{\pi} \cdot \sqrt{2} \cdot \sqrt{3} \cdot E_2 \cdot \sin \frac{\pi}{12}$$

ou

$$V_{do} = 2,422 \cdot E_2 \quad (5.39)$$

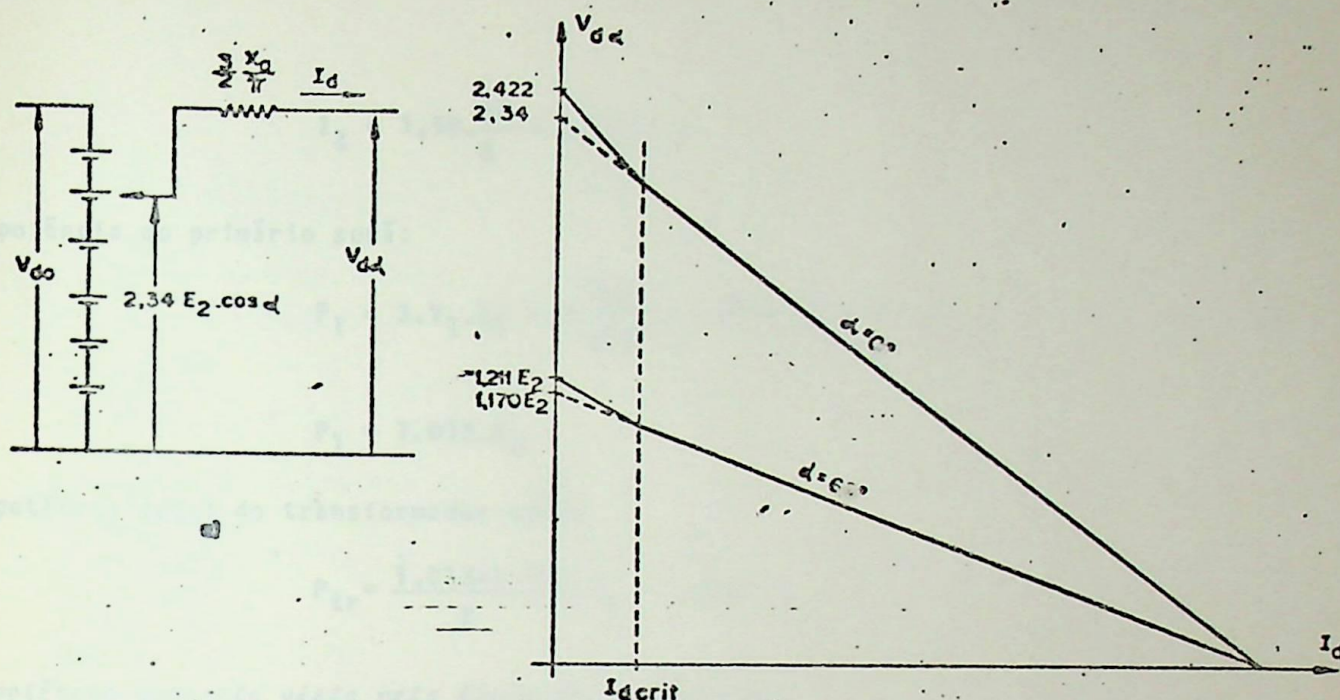


FIG. 5.10— a) CIRCUITO EQUIVALENTE b) CARACTERÍSTICA DE REGULAÇÃO

A Fig.5.10.a nos mostra o circuito equivalente e a Fig.5.10.b a característica de regulação

A especificação do transformador

As correntes no circuito têm o mesmo formato das correntes da Fig.3.17. Portanto da Eq.3.57, a corrente eficaz do secundário em estrela será:

$$I_{21} = \frac{I_d}{2} \cdot \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \quad (5.40)$$

A corrente eficaz do secundário em triângulo será:

$$I_{22} = \frac{I_d}{2} \cdot \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \quad (5.41)$$

Portanto a potência do secundário em estrela será:

$$P_{21} = 3E_2 \cdot I_{21} = 3 \cdot \frac{V_{do}}{2.34} \cdot \frac{I_d}{2} \cdot \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} = 0,522 \cdot V_{do} \cdot I_d$$

ou

$$P_{21} = 0,522 \cdot P_d \quad (5.42)$$

A potência do secundário em triângulo será:

$$P_{22} = 3(\sqrt{3} \cdot E_2) \cdot I_{22} = 3 \cdot 3 \cdot \frac{V_{do}}{2.34} \cdot \frac{I_d}{2} \cdot \frac{\sqrt{2}}{3} = 0,522 \cdot V_{do} \cdot I_d$$

ou

$$P_{22} = 0,522 \cdot P_d \quad (5.43)$$

Consequentemente a potência total do secundário será:

$$P_2 = P_{22} + P_{21} = 1,045 P_d \quad (5.44)$$

A corrente eficaz do primário, com base na Eq.3.62, será:

$$I_1 = 1,58 \cdot \frac{I_d}{2} = 0,790 \cdot I_d \quad (5.45)$$

A potência do primário será:

$$P_1 = 3 \cdot V_1 \cdot I_1 = 3 \cdot \frac{V_{do}}{2,34} \cdot 0,790 \cdot I_d = 1,013 \cdot V_{do} \cdot I_d$$

ou

$$P_1 = 1,013 \cdot P_d \quad (5.46)$$

A potência total do transformador será:

$$P_{tr} = \frac{1,013 + 1,045}{2} P_d = 1,029 \cdot P_d \quad (5.47)$$

A potência aparente vista pela linha de alimentação

A corrente injetada pelo conversor de 12 pulsos no sistema é idêntico à da fase primária. Logo,

$$P_{AC} = P_1 = 1,013 \cdot P_d \quad (5.48)$$

CAPÍTULO 6

ANÁLISE DE HARMÔNICOS EM CIRCUITOS CONVERSORES TIRISTORIZADOS

"Este capítulo visa apresentar um método geral de análise de harmônicos da tensão DC de saída e das correntes de circuitos conversores tiristorizados".

6.1 - A DEFINIÇÃO DA FUNÇÃO DE CHAVEAMENTO ON-OFF

Na Fig. 6.1 admitamos que com $\alpha=0^\circ$ o SCR seja disparado. Consequentemente o SCR irá conduzir de 0° a 180° . Define-se a função de chaveamento ON-OFF como sendo de amplitude unitária quando o SCR conduz e tendo amplitude nula quando o SCR bloqueia. Resumindo:

$$F(\omega t) \begin{cases} 1 & - 0 \leq \omega t < 180^\circ \\ 0 & - 180 \leq \omega t < 360^\circ \end{cases} \quad (6.1)$$

Onde:

$F(\omega t)$ é denominada de função de chaveamento ON-OFF.

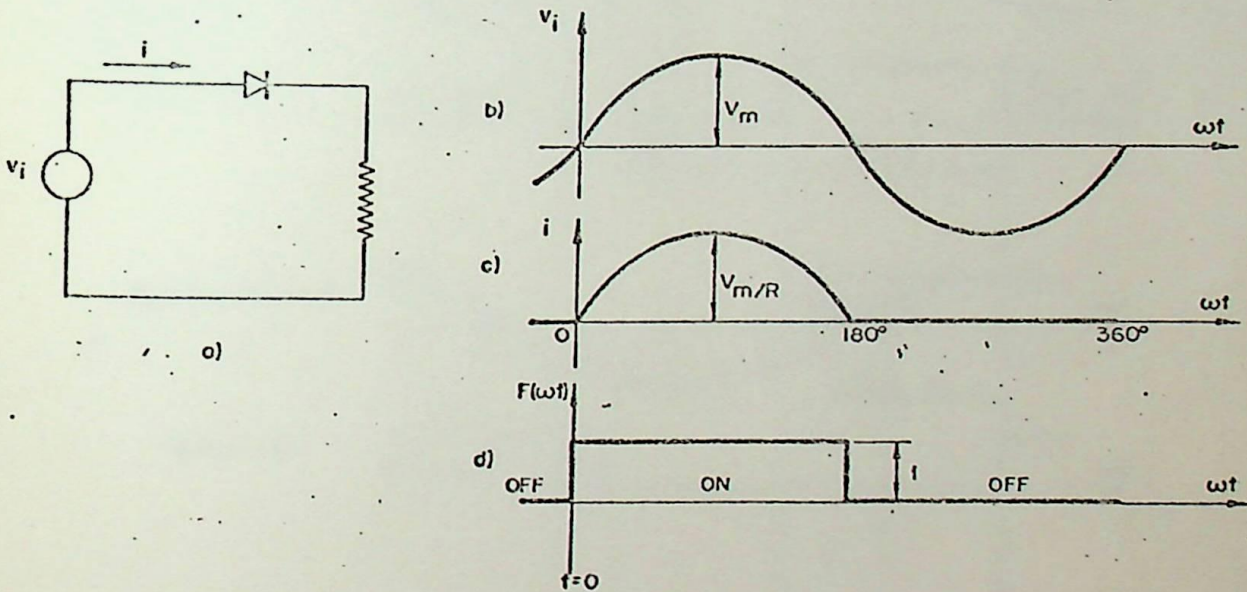


FIG. 6.1- DEFINIÇÃO DA FUNÇÃO DE CHAVEAMENTO

6.2 - ANÁLISE HARMÔNICA DOS CONVERSORES DE TRÊS PULSOS DE DOIS QUADRANTES

6.2.1 - Análise harmônica de tensão

Para um sistema trifásico equilibrado, as tensões aplicadas aos SCR's terão as seguintes relações:

$$\begin{aligned} v_{s1} &= E_m \operatorname{sen} \omega t \\ v_{s2} &= E_m \operatorname{sen} \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ v_{s3} &= E_m \operatorname{sen} \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) \end{aligned} \quad (6.2)$$

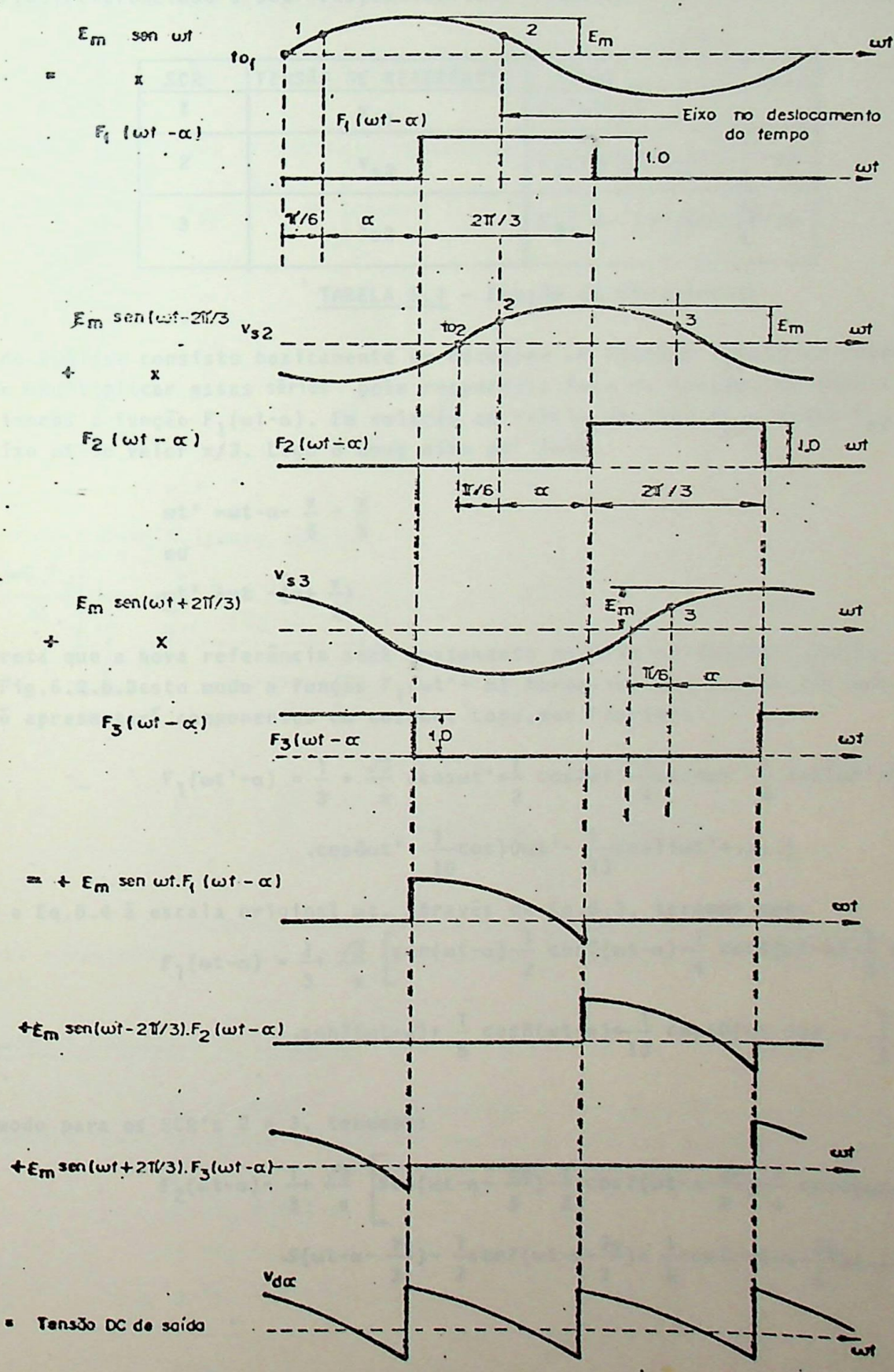
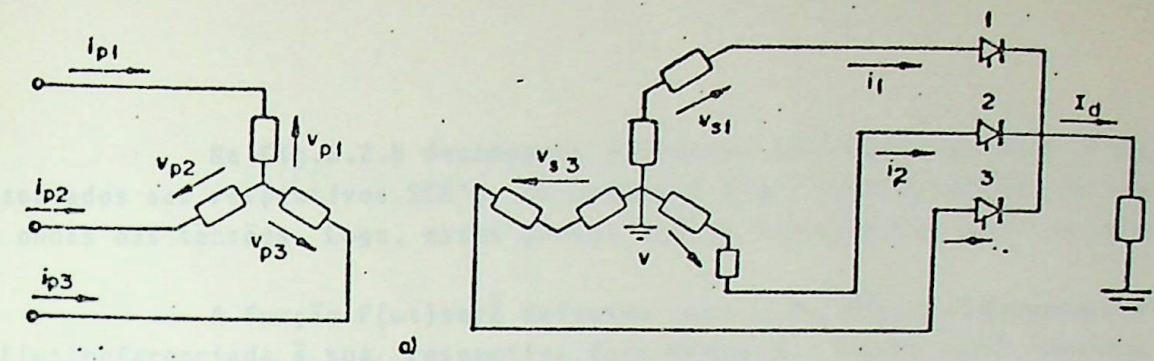
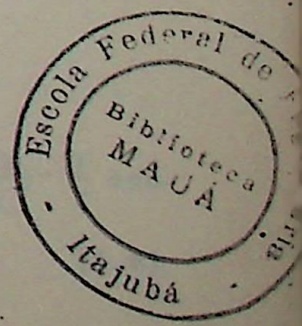


FIG. 6.2 - TENSÕES NO CONVERSOR DE TRÊS PULSOS



Na Fig.6.2.b decompos o sistema trifásico em três sistemas monofásicos, associados aos respectivos SCR's. Os pontos 1, 2 e 3 são os pontos de interseção das formas de ondas das tensões. Logo, esses pontos são as referências para os disparos dos SCR's.

A função $F(\omega t)$ será definida para cada SCR, conseqüentemente cada SCR terá uma $F(\omega t)$ referenciada à sua respectiva fase de tensão. Desse modo teremos a seguinte tabela:

SCR	TENSÃO DE REFERÊNCIA	$F(\omega t)$
1	v_{s1}	$F_1(\omega t - \alpha)$
2	v_{s2}	$F_2(\omega t - \alpha) = F_1(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \alpha)$
3	v_{s3}	$F_3(\omega t - \alpha) = F_1(\omega t + \frac{2\pi}{3} - \alpha)$

TABELA 6.1 - Função de Chaveamento

O método de análise consiste basicamente em decompor as funções $F_i(\omega t)$ nas respectivas séries de Fourier e multiplicar essas séries pela respectiva fase de tensão, obtendo a tensão DC final. Analisemos a função $F_1(\omega t - \alpha)$. Em relação ao início da fase v_{s1} , ponto t_{01} , iremos deslocar o eixo ωt do valor $\pi/3$. Logo o novo eixo $\omega t'$ será:

$$\omega t' = \omega t - \alpha - \frac{\pi}{6} - \frac{\pi}{3}$$

ou

$$\omega t' = \omega t - (\alpha + \frac{\pi}{2}) \quad (6.3)$$

Isto acarreta que a nova referência será exatamente no meio da função $F_1(\omega t)$, conforme mostrado na Fig.6.2.b. Deste modo a função $F_1(\omega t' - \alpha)$ tornou-se uma função par, que em termos de Fourier, só apresentará componentes em coseno. Logo, por Fourier:

$$F_1(\omega t' - \alpha) = \frac{1}{3} + \frac{\sqrt{3}}{\pi} \left(\cos \omega t' + \frac{1}{2} \cos 2\omega t' - \frac{1}{4} \cos 4\omega t' - \frac{1}{5} \cos 5\omega t' + \frac{1}{7} \cos 7\omega t' + \frac{1}{8} \cos 8\omega t' - \frac{1}{10} \cos 10\omega t' - \frac{1}{11} \cos 11\omega t' + \dots \right) \quad (6.4)$$

Referindo a Eq.6.4 à escala original ωt , através da Eq.6.3, teremos que:

$$F_1(\omega t - \alpha) = \frac{1}{3} + \frac{\sqrt{3}}{\pi} \left[\cos(\omega t - \alpha) - \frac{1}{2} \cos 2(\omega t - \alpha) - \frac{1}{4} \cos 4(\omega t - \alpha) - \frac{1}{5} \cos 5(\omega t - \alpha) - \frac{1}{7} \cos 7(\omega t - \alpha) + \frac{1}{8} \cos 8(\omega t - \alpha) + \frac{1}{10} \cos 10(\omega t - \alpha) + \dots \right] \quad (6.5)$$

Do mesmo modo para os SCR's 2 e 3, teremos:

$$F_2(\omega t - \alpha) = \frac{1}{3} + \frac{\sqrt{3}}{\pi} \left[\cos(\omega t - \alpha - \frac{2\pi}{3}) - \frac{1}{2} \cos 2(\omega t - \alpha - \frac{2\pi}{3}) - \frac{1}{4} \cos 4(\omega t - \alpha - \frac{2\pi}{3}) - \frac{1}{5} \cos 5(\omega t - \alpha - \frac{2\pi}{3}) - \frac{1}{7} \cos 7(\omega t - \alpha - \frac{2\pi}{3}) + \frac{1}{8} \cos 8(\omega t - \alpha - \frac{2\pi}{3}) + \dots \right] \quad (6.6)$$

e

$$F_3(\omega t - \alpha) = \frac{1}{3} + \frac{\sqrt{3}}{\pi} \left[\begin{aligned} &\text{sen}(\omega t - \alpha + \frac{2\pi}{3}) - \frac{1}{2} \cos 2(\omega t - \alpha + \frac{2\pi}{3}) - \frac{1}{4} \cos 4(\omega t - \alpha + \frac{2\pi}{3}) - \frac{1}{5} \text{sen} 5(\omega t - \\ & - \alpha + \frac{2\pi}{3}) - \frac{1}{7} \text{sen} 7(\omega t - \alpha + \frac{2\pi}{3}) + \frac{1}{8} \cos 8(\omega t - \alpha + \frac{2\pi}{3}) + \dots \end{aligned} \right] \quad (6.7)$$

A tensão DC de saída será portanto:

$$v_d = E_m \cdot \text{sen} \omega t \cdot F_1(\omega t - \alpha) + E_m \cdot \text{sen}(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \cdot F_2(\omega t - \alpha) + E_m \cdot \text{sen}(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \cdot F_3(\omega t - \alpha) \quad (6.8)$$

que efetuada e manipulada trigonometricamente nos levará a:

$$v_{da} = \frac{3\sqrt{3} \cdot E_m}{2\pi} \left[\begin{aligned} &\cos \alpha + \left(\frac{1}{2^2} + \frac{1}{4^2} - \frac{2}{2 \cdot 4} \cos 2\alpha \right)^{1/2} \text{sen}(3\omega t + \gamma_3) + \\ & + \left(\frac{1}{5^2} + \frac{1}{7^2} - \frac{2}{5 \cdot 7} \cos 2\alpha \right)^{1/2} \text{sen}(6\omega t + \gamma_6) + \\ & + \left(\frac{1}{8^2} + \frac{1}{10^2} - \frac{2}{8 \cdot 10} \cos 2\alpha \right)^{1/2} \text{sen}(9\omega t + \gamma_9) + \dots \end{aligned} \right] \quad (6.9)$$

Generalizando a Eq. 6.9, iremos obter:

$$v_{da} = \frac{3\sqrt{3} \cdot E_m}{2\pi} \left[\begin{aligned} &\underbrace{\cos \alpha}_{\text{Termo DC}} + \underbrace{\sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{1}{(3n-1)^2} + \frac{1}{(3n+1)^2} - \frac{2 \cos 2\alpha}{(3n-1)(3n+1)} \right)^{1/2} \text{sen}(3n\omega t + \gamma_{3n})}_{\text{Componentes AC de Ripple}} \end{aligned} \right] \quad (6.10)$$

Onde:

$$\gamma_{3n} = -\frac{n\pi}{2} + \text{tg}^{-1} \frac{\frac{\cos(3n+1)\alpha}{3n+1} - \frac{\cos(3n-1)\alpha}{3n-1}}{\frac{\text{sen}(3n+1)\alpha}{3n+1} - \frac{\text{sen}(3n-1)\alpha}{3n-1}} \quad (6.11)$$

e n varia de 1 a ∞ .

Concluimos que a tensão DC de saída será constituída de uma componente contínua proporcional a $\cos \alpha$ e de uma série convergente de harmônicos de frequências múltiplas de 3.

6.2.2 - Análise harmônica de corrente

As correntes decompostas por cada secundário estão mostradas na Fig. 6.3. As funções $F(\omega t)$ continuam a serem as mesmas da análise harmônica de tensão.

As correntes secundárias serão dadas por:

$$\begin{aligned} i_1 &= I_d \cdot F_1(\omega t - \alpha) \\ i_2 &= I_d \cdot F_2(\omega t - \alpha) \\ i_3 &= I_d \cdot F_3(\omega t - \alpha) \end{aligned} \quad (6.12)$$

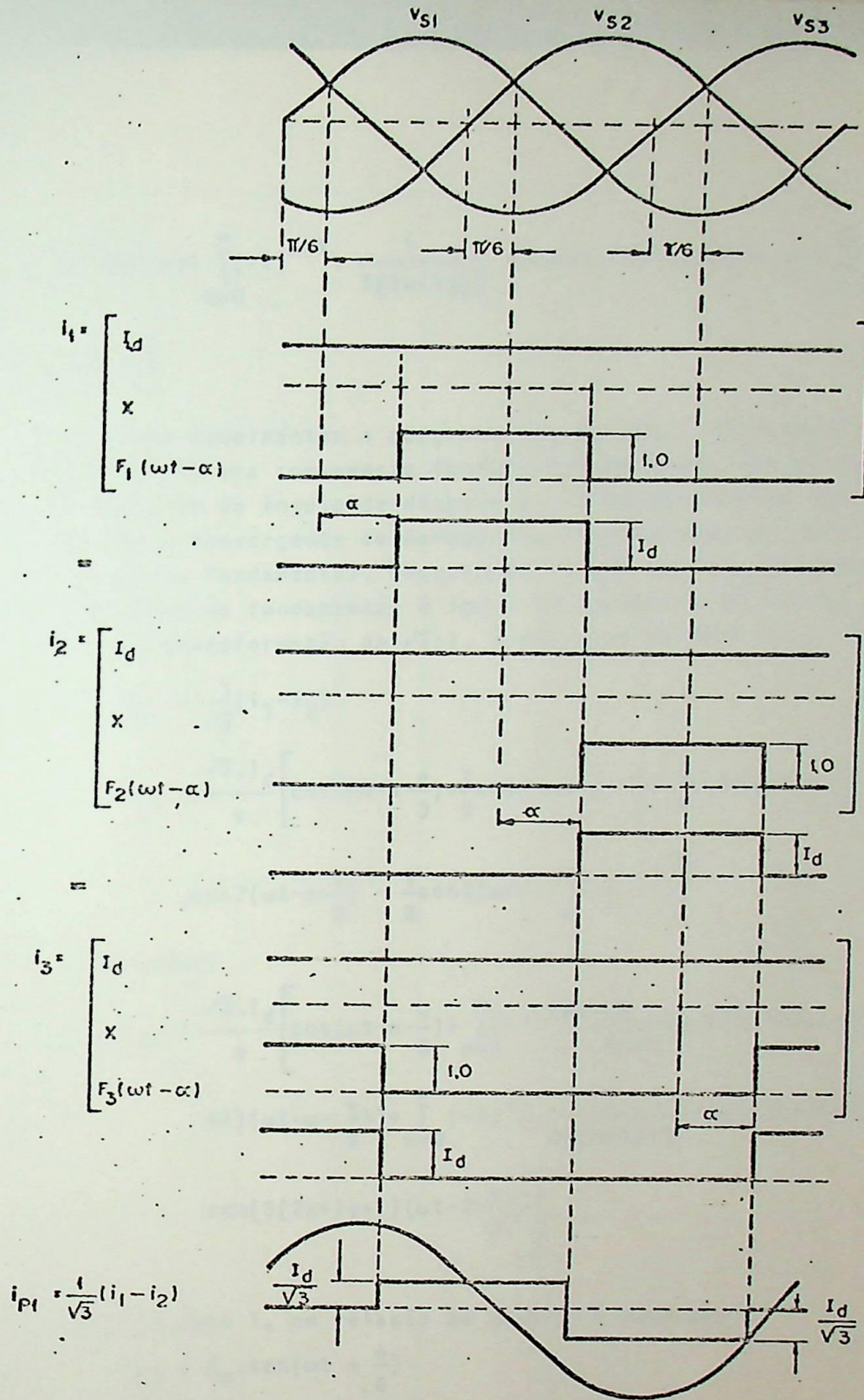


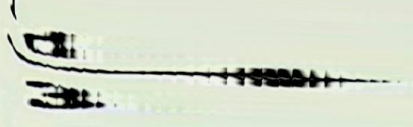
FIG. 6.3—CORRENTE NO CONVERSOR DE TRÊS PULSOS

Substituindo $F_1(\omega t - \alpha)$ da Eq.6.5 em i_1 , Eq.6.12, teremos que:

$$i_1 = \underbrace{\frac{I_d}{3}}_{\text{Componente DC}} + \underbrace{\frac{\sqrt{3} \cdot I_d}{\pi}}_{\text{Componente fundamental}} \left[\underbrace{\left[\sin(\omega t - \alpha) - \frac{1}{2} \cos 2(\omega t - \alpha) - \frac{1}{4} \cos 4(\omega t - \alpha) - \frac{1}{5} \sin 5(\omega t - \alpha) - \frac{1}{7} \sin 7(\omega t - \alpha) + \dots \right]}_{\text{Componentes harmônicas superpostas}} \right] \quad (6.13)$$

Generalizando a Eq.6.13, obteremos que:

11



$$\frac{\sqrt{3}}{4} \cdot I_d \left[\sin(\omega t - \alpha) + \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^{n+1} \cdot \frac{1}{3(2n+1)} \right]$$

$$\sin(3(2n+1)(\omega t - \alpha))$$

As correntes i_2 e i_3 serão semelhantes a i_1 . A corrente secundária contém uma componente atrasada em fase com a tensão secundária do ângulo de condução α e uma série convergente de harmônicas de frequência fundamental. O valor eficaz da corrente ativa é amplitude da fundamental $I_d/3$. Uma relação de transformação de

$$i_{p1} = \frac{1}{\sqrt{3}}(i_1 - i_2)$$

$$i_{p1} = \frac{\sqrt{3} \cdot I_d}{\pi} \left[\cos(\omega t - \alpha) + \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^{n+1}}{3(2n+1)} \cos(3(2n+1)(\omega t - \alpha)) \right]$$

$$\cos(7(\omega t - \alpha - \frac{\pi}{3})) - \dots$$

que se realiza nos fornece:

$$i_{p1} = \frac{\sqrt{3} \cdot I_d}{\pi} \left[\cos(\omega t - \alpha) + \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^{n+1}}{3(2n+1)} \cos(3(2n+1)(\omega t - \alpha - \frac{\pi}{3})) \right]$$

$$\sin(3(2n+1)(\omega t - \alpha - \frac{\pi}{3}))$$

tensão do primário, fase 1, em relação a tensão secundária correspondente.

$$v_{p1} = E_m \cdot \sin(\omega t + \alpha)$$

$$= E_m \cdot \cos(\omega t - \alpha)$$

Assim, vemos que a corrente primária de fase 1 em relação a tensão primária fase 1 contém uma série convergente de harmônicas de frequência fundamental. A corrente secundária correspondente.

ANÁLISE HARMÔNICA DE CONVERSORES

Os conversores de potência são geralmente ligados em uma conexão de dois grupos de conversores em ponte. A Fig. 5.5 mostra conversores de seis pulsos em ponte. As correntes que são indicadas

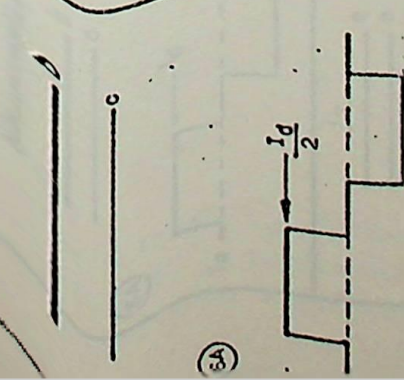
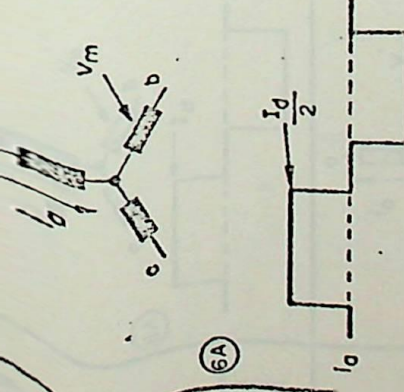
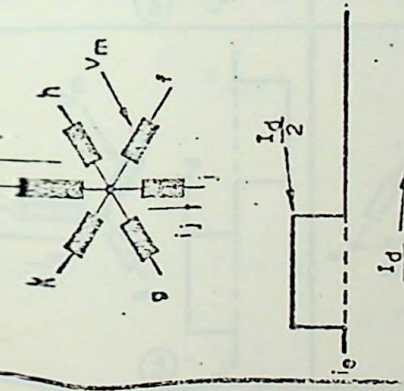
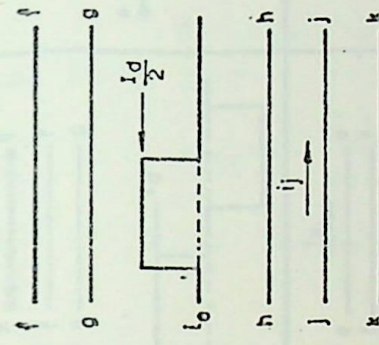
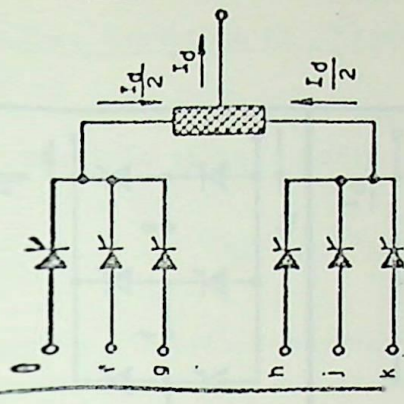
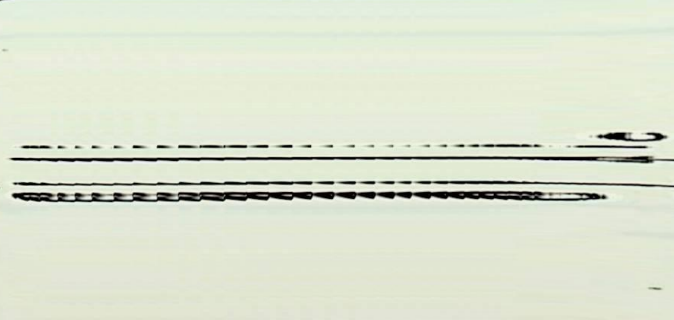
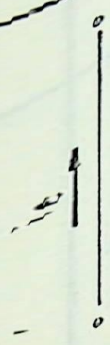
CIRCUITO CONVERSOR DE GRUPO DE 2 CUADRANTES, TIPO FT. CENTRAL

LÍNEAS DO SECUNDÁRIO

SECUNDÁRIO DO TRANSFORMADOR

VA 1,40

RELEVANTE



(6A)

(6A)

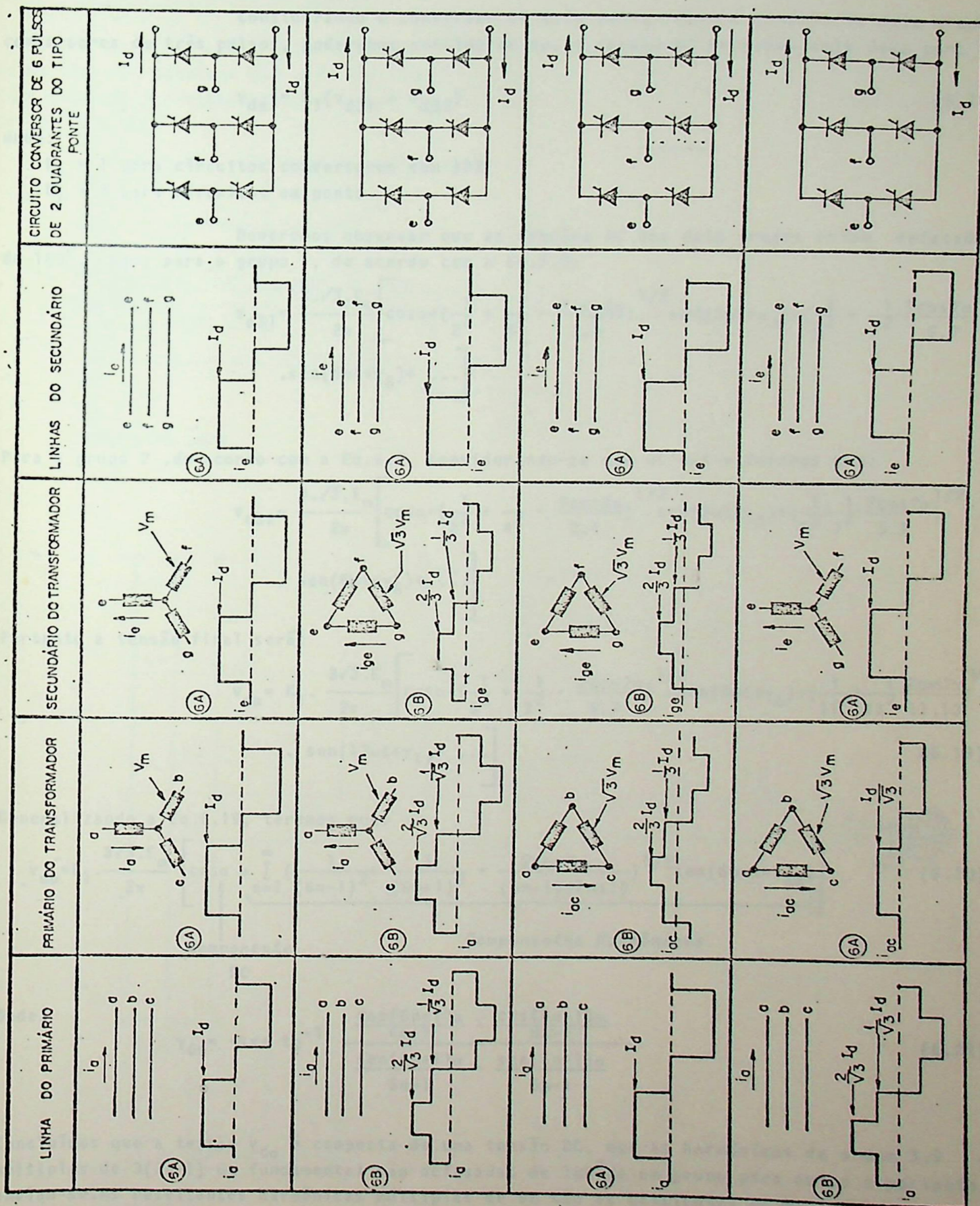


FIG. 6.5— CONVERSORES DE SEIS PULSOS COM PONTES

6.3.1 - Análise harmônica de tensão

Considerando o conversor de seis pulsos como a conexão de dois grupos conversores de três pulsos, poderemos considerar que a tensão DC de saída seja dada por:

$$v_{d\alpha} = K_1 (v_{d31} + v_{d32}) \quad (6.18)$$

onde:

$K_1 = 1$ para circuitos conversores com IPT

$K_1 = 2$ para circuitos em ponte

Deveremos observar que as tensões AC dos dois grupos estão defasados de 180° . Logo, para o grupo 1, de acordo com a Eq.6.9:

$$v_{d31} = \frac{3\sqrt{3} \cdot E_m}{2\pi} \left[\cos\alpha + \left(\frac{1}{2^2} + \frac{1}{4^2} - \frac{2\cos 2\alpha}{2 \cdot 4} \right)^{1/2} \cdot \text{sen}(3\omega t + \gamma_3) + \left(\frac{1}{5^2} + \frac{1}{7^2} - \frac{2\cos 2\alpha}{5 \cdot 7} \right)^{1/2} \cdot \text{sen}(5\omega t + \gamma_5) + \dots \right]$$

Para o grupo 2, de acordo com a Eq.6.9, considerando-se que $\omega t' = \omega t - \pi$, teremos que:

$$v_{d32} = \frac{3\sqrt{3} \cdot E_m}{2\pi} \left[\cos\alpha - \left(\frac{1}{2^2} + \frac{1}{4^2} - \frac{2\cos 2\alpha}{2 \cdot 4} \right)^{1/2} \cdot \text{sen}(3\omega t + \gamma_3) + \left(\frac{1}{5^2} + \frac{1}{7^2} - \frac{2\cos 2\alpha}{5 \cdot 7} \right)^{1/2} \cdot \text{sen}(5\omega t + \gamma_5) + \dots \right]$$

Portanto a tensão final será:

$$v_{d\alpha} = K_1 \cdot \frac{3\sqrt{3} \cdot E_m}{2\pi} \left[\cos\alpha + \left(\frac{1}{5^2} + \frac{1}{7^2} - \frac{2\cos 2\alpha}{5 \cdot 7} \right)^{1/2} \cdot \text{sen}(6\omega t + \gamma_6) + \left(\frac{1}{11^2} + \frac{1}{13^2} - \frac{2\cos 2\alpha}{11 \cdot 13} \right)^{1/2} \cdot \text{sen}(12\omega t + \gamma_{12}) + \dots \right] \quad (6.19)$$

Generalizando a Eq.6.19, teremos que:

$$v_{d\alpha} = K_1 \cdot \frac{3\sqrt{3} \cdot E_m}{2\pi} \left[\underbrace{\cos\alpha}_{\text{Componente DC}} + \underbrace{\sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{1}{(6n-1)^2} + \frac{1}{(6n+1)^2} - \frac{2\cos 2\alpha}{(6n-1)(6n+1)} \right)^{1/2} \cdot \text{sen}(6n\omega t + \gamma_{6n})}_{\text{Componentes Harmônicas}} \right] \quad (6.20)$$

Onde:

$$\gamma_{6n} = -n\pi + \text{tg}^{-1} \frac{\frac{\cos(6n+1)\alpha}{6n+1} - \frac{\cos(6n-1)\alpha}{6n-1}}{\frac{\text{sen}(6n+1)\alpha}{6n+1} - \frac{\text{sen}(6n-1)\alpha}{6n-1}} \quad (6.21)$$

Concluimos que a tensão $v_{d\alpha}$ é composta de uma tensão DC, que as harmônicas de ordem 3, 9 e múltiplas de $3(2n-1)$ da fundamental são defasadas de 180° de um grupo para outro e portanto, anulam-se. As resultantes harmônicas múltiplas de $6n$ são as existentes na tensão $v_{d\alpha}$.

6.3.2 - Análise harmônica da corrente

A análise harmônica de corrente deve considerar corrente do tipo 6A ou do tipo 6B, devido a que cada tipo tem a sua própria função de chaveamento. A Fig.6.6.a indica a função $F_1(\omega t)$ para corrente tipo 6A e a Fig.6.6.b indica a função $F_1(\omega t)$ para correntes do tipo 6B.

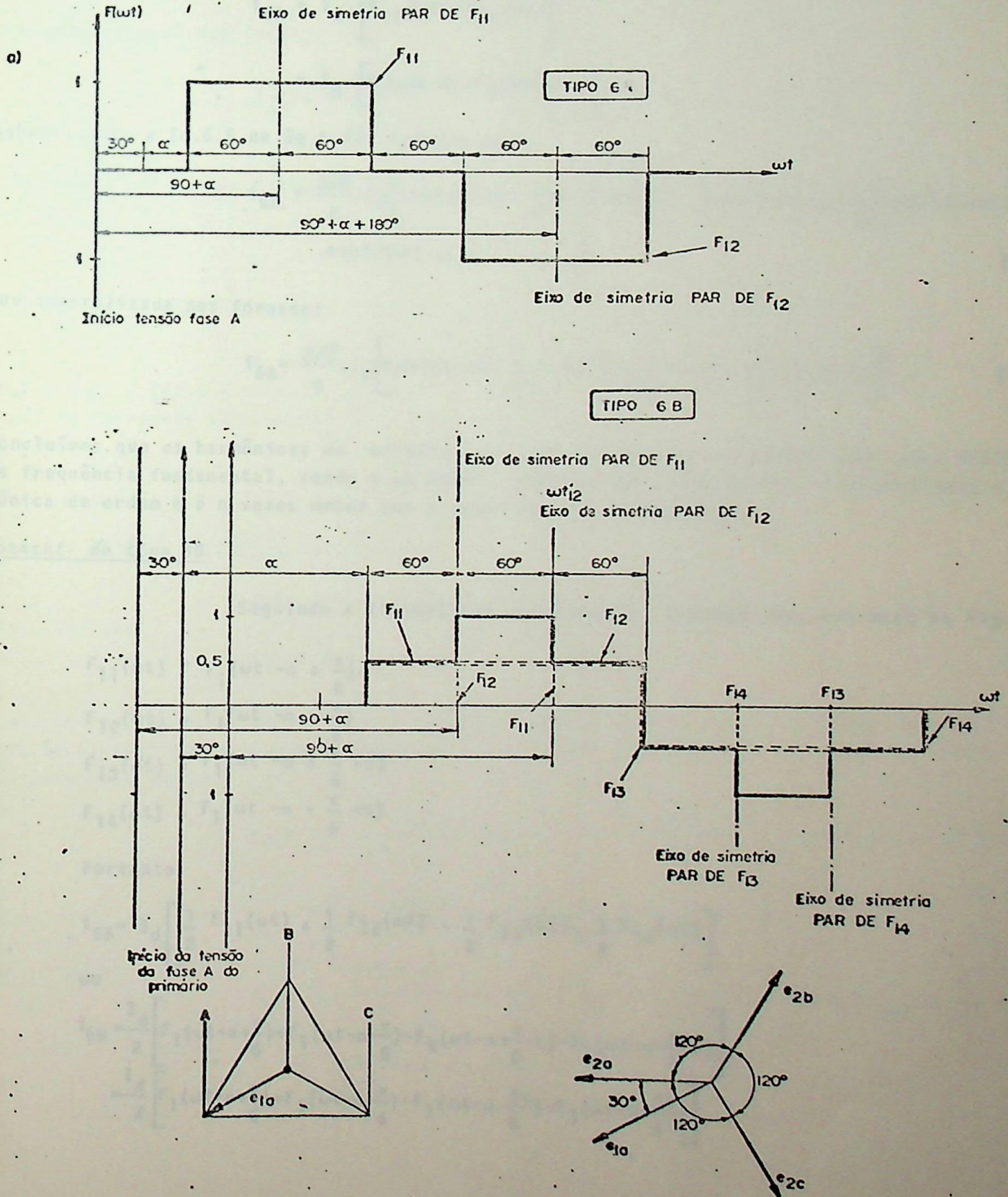


FIG. 6.6 — DECOMPOSIÇÃO DA FUNÇÃO DE CHAVEAMENTO PARA CONVERSORES DE SEIS PULSOS

Corrente do tipo 6A

No mecanismo de análise, deve ser respeitado a ordem de operações que seguimos no item 6.2.1. para obtermos $F_1(\omega t - \alpha)$. Desse modo o primeiro passo é colocar o eixo de simetria par a $90^\circ + \alpha$ de um eixo ωt , obtemos então a Eq.6.4. O segundo passo é tornarmos a referenciar ao antigo eixo, através da Eq.6.3(ou análoga). Obtemos finalmente a Eq.6.5.

Com essa sistemática a corrente i_{6A} será:

$$\begin{aligned} i_{6A} &= I_d [F_{11}(\omega t) - F_{12}(\omega t)] \\ &= I_d [F_1(\omega t - \alpha) - F_1(\omega t - \alpha - \pi)] \end{aligned} \quad (6.22)$$

Substituindo a Eq.6.5 na Eq.6.22, teremos que:

$$\begin{aligned} i_{6A} &= \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \cdot I_d \left[\text{sen}(\omega t - \alpha) - \frac{1}{5} \text{sen}5(\omega t - \alpha) - \frac{1}{7} \text{sen}7(\omega t - \alpha) + \frac{1}{11} \text{sen}11(\omega t - \alpha) + \frac{1}{13} \right. \\ &\quad \left. \cdot \text{sen}13(\omega t - \alpha) + \dots \right] \end{aligned} \quad (6.23)$$

Que generalizada nos fornece:

$$i_{6A} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \cdot I_d \left[\text{Sen}(\omega t - \alpha) + \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n \left(\frac{1}{6n \pm 1} \text{sen}(6n \pm 1)(\omega t - \alpha) \right) \right] \quad (6.24)$$

Concluimos que as harmônicas de correntes do tipo 6A possuem frequência múltiplas de $(6n \pm 1)$, da frequência fundamental, sendo n um número inteiro que varia de 1 a ∞ . A amplitude da harmônica de ordem n é n vezes menor que a amplitude da fundamental.

Corrente do tipo 6B

Seguindo a sistemática apresentada, teremos que, com base na Fig.6.6.B.

$$\begin{aligned} F_{11}(\omega t) &= F_1(\omega t - \alpha + \frac{\pi}{6}) \\ F_{12}(\omega t) &= F_1(\omega t - \alpha - \frac{\pi}{6}) \\ F_{13}(\omega t) &= F_1(\omega t - \alpha + \frac{\pi}{6} - \pi) \\ F_{14}(\omega t) &= F_1(\omega t - \alpha - \frac{\pi}{6} - \pi) \end{aligned}$$

Portanto:

$$i_{6B} = I_d \left[\frac{1}{2} F_{11}(\omega t) + \frac{1}{2} F_{12}(\omega t) - \frac{1}{2} F_{13}(\omega t) - \frac{1}{2} F_{14}(\omega t) \right]$$

ou

$$\begin{aligned} i_{6B} &= \frac{I_d}{2} \left[F_1(\omega t - \alpha + \frac{\pi}{6}) + F_1(\omega t - \alpha - \frac{\pi}{6}) - F_1(\omega t - \alpha + \frac{\pi}{6} - \pi) - F_1(\omega t - \alpha - \frac{\pi}{6} - \pi) \right] \\ &= \frac{I_d}{2} \left[F_1(\omega t - \alpha + \frac{\pi}{6}) + F_1(\omega t - \alpha - \frac{\pi}{6}) - F_1(\omega t - \alpha - \frac{5\pi}{6}) - F_1(\omega t - \alpha + \frac{5\pi}{6}) \right] \end{aligned} \quad (6.25)$$

Substituindo $F_1(\omega t - \alpha)$ e demais F_1 deslocados em relação ao eixo ωt , teremos que:

$$i_{6B} = \frac{3 \cdot I_d}{\pi} \left[\begin{aligned} &\text{sen}(\omega t - \alpha) + \frac{1}{5} \text{sen}5(\omega t - \alpha) + \frac{1}{7} \text{sen}7(\omega t - \alpha) + \frac{1}{11} \text{sen}11(\omega t - \alpha) + \frac{1}{13} \text{sen}13(\omega t - \alpha) + \dots \end{aligned} \right] \quad (6.26)$$

Que generalizada nos fornece:

$$i_{6B} = \frac{3 \cdot I_d}{\pi} \left[\text{sen}(\omega t - \alpha) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{(6n+1)} \text{sen}(6n+1)(\omega t - \alpha) \right] \quad (6.27)$$

Concluimos que as correntes do tipo 6B diferem sô em amplitude e fase das correntes do tipo 6A.

6.4 - ANÁLISE HARMÔNICA DE CONVERSORES DE DOZE PULSOS DE DOIS QUADRANTES*

A configuração de conversores de doze pulsos são mostradas nas Figs. 6.7 e 6.8. A Fig. 6.7 retrata conversores com IPT e a Fig. 6.8 retrata conversores com pontes. As correntes típicas são indicadas por 12A ou 12B.

6.4.1 - Análise harmônica de tensão

A tensão nominal DC será obtida de dois grupos conversores de seis pulsos, tal que:

$$v_{dk} = K_2 (v_{d\alpha_1} + v_{d\alpha_2}) \quad (6.28)$$

Como existe uma defasagem de 30° entre as tensões fase-fase dos dois grupos, a Eq. 6.28 será obtida ao considerarmos que a tensão do grupo 2 está defasada 30° da tensão do grupo 1. Desse modo pela Eq. 6.19:

$$v_{d\alpha} = K_2 \cdot \frac{3\sqrt{3} \cdot E_m}{2\pi} \left[\begin{aligned} &\left(\cos\alpha - \left(\frac{1}{5^2} + \frac{1}{7^2} - \frac{2\cos 2\alpha}{5 \cdot 7} \right)^{1/2} \text{sen}(6\omega t + \gamma_6) + \dots \right) + \left(\cos\alpha - \left(\frac{1}{5^2} + \frac{1}{7^2} - \frac{2\cos 2\alpha}{5 \cdot 7} \right)^{1/2} \text{sen}\left(6\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) + \gamma_6\right) + \dots \right) \end{aligned} \right]$$

ou

$$v_{d\alpha} = K_3 \cdot \frac{3\sqrt{3} \cdot E_m}{2\pi} \left[\begin{aligned} &\cos\alpha + \left(\frac{1}{11^2} + \frac{1}{13^2} - \frac{2\cos 2\alpha}{11 \cdot 13} \right)^{1/2} \text{sen}(12\omega t + \gamma_{12}) + \left(\frac{1}{23^2} + \frac{1}{25^2} - \frac{2\cos 2\alpha}{23 \cdot 25} \right)^{1/2} \text{sen}(24\omega t + \gamma_{24}) + \dots \end{aligned} \right] \quad (6.29)$$

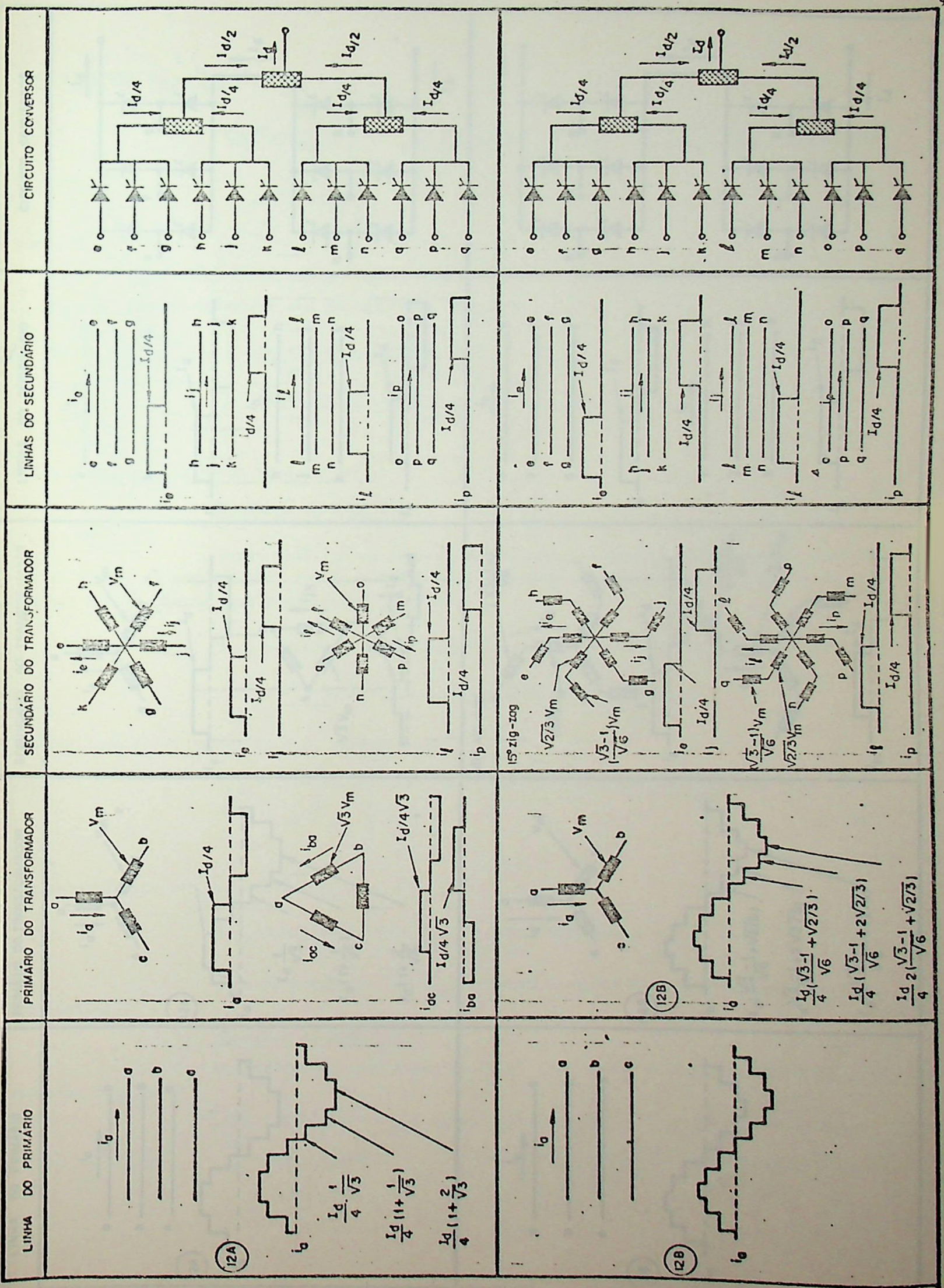


FIG. 6.7 - CONVERSOR COM 12T

CIRCUITO CONVERSOR

LINHAS DO SECUNDÁRIO

SECUNDÁRIO DO TRANSFORMADOR

PRIMÁRIO DO TRANSFORMADOR

LINHA DO PRIMÁRIO

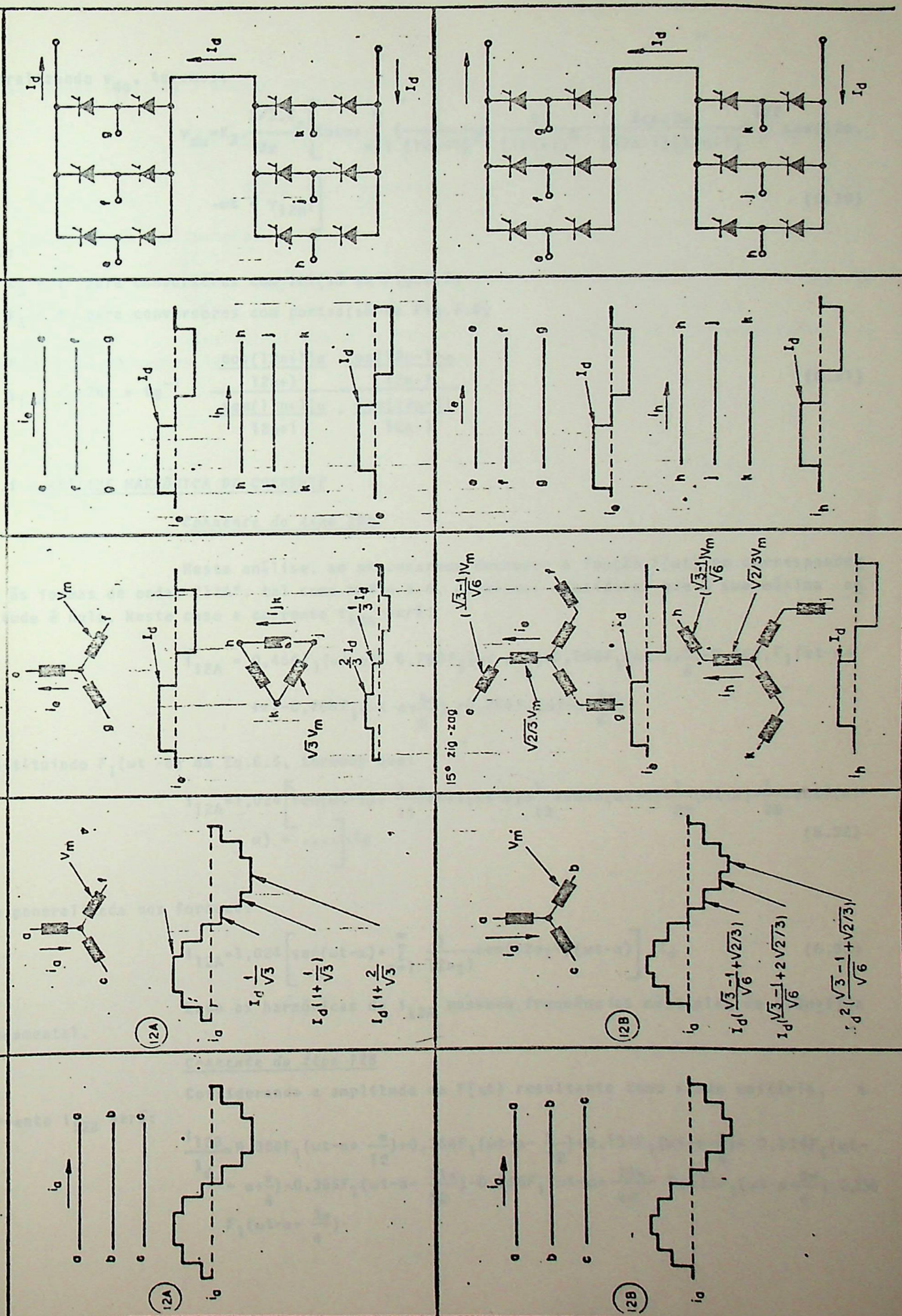


FIG. 6.8 - CONVERSORES DE DOZE PULSOS COM PONTES

Generalizando $v_{d\alpha}$, teremos:

$$v_{d\alpha} = K_3 \cdot \frac{3\sqrt{3} \cdot E_m}{2\pi} \left[\cos\alpha + \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{1}{(12n-1)^2} - \frac{1}{(12n+1)^2} - \frac{2\cos 2\alpha}{(12n-1)(12n+1)} \right)^{1/2} \sin(12n \cdot \omega t + \gamma_{12n}) \right] \quad (6.30)$$

Onde:

$K_3 = 1$ para conversores com IPT (sô da Fig. 6.7)

$K_3 = 4$ para conversores com pontes (sô da Fig. 6.8)

$$\gamma_{12n} = -2n\pi + \operatorname{tg}^{-1} \frac{\frac{\cos(12n+1)\alpha}{12n+1} - \frac{\cos(12n-1)\alpha}{12n-1}}{\frac{\sin(12n+1)\alpha}{12n+1} - \frac{\sin(12n-1)\alpha}{12n-1}} \quad (6.31)$$

6.4.2 - ANÁLISE HARMÔNICA DE CORRENTE

Corrente do tipo 12A

Nesta análise, ao procurarmos decompor a função $F(\omega t)$ em corresponden-
tes às formas de ondas "12A", tal como na Fig. 6.6, deveremos considerar que a sua máxima am-
plitude é nula. Neste caso a corrente i_{12A} será:

$$i_{12A} = 0,464 F_1(\omega t - \alpha) + 0,268 F_1(\omega t - \alpha - \frac{\pi}{6}) + 0,268 F_1(\omega t - \alpha + \frac{\pi}{6}) - 0,464 F_1(\omega t - \alpha + \pi) - 0,268 F_1(\omega t - \alpha - \frac{5\pi}{6}) - 0,268 F_1(\omega t - \alpha - \frac{5\pi}{6})$$

Substituindo $F_1(\omega t - \alpha)$ da Eq. 6.5, teremos que:

$$i_{12A} = 1,024 \left[\sin(\omega t - \alpha) + \frac{1}{11} \sin 11(\omega t - \alpha) + \frac{1}{13} \sin 13(\omega t - \alpha) + \frac{1}{23} \sin 23(\omega t - \alpha) + \frac{1}{25} \sin 25(\omega t - \alpha) + \dots \right] \cdot I_d \quad (6.32)$$

Que generalizada nos fornece:

$$i_{12A} = 1,024 \left[\sin(\omega t - \alpha) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{12n+1} \sin(12n+1)(\omega t - \alpha) \right] \cdot I_d \quad (6.33)$$

Logo as harmônicas de i_{12A} possuem frequências múltiplas de $(12n+1)$ da fundamental.

Corrente do tipo 12B

Considerando a amplitude da $F(\omega t)$ resultante como sendo unitária, a corrente i_{12B} será:

$$\begin{aligned} \frac{i_{12B}}{I_d} = & 0,366 F_1(\omega t - \alpha + \frac{\pi}{12}) + 0,366 F_1(\omega t - \alpha - \frac{\pi}{12}) + 0,134 F_1(\omega t - \alpha + \frac{\pi}{4}) + 0,134 F_1(\omega t - \\ & - \alpha + \frac{\pi}{4}) - 0,366 F_1(\omega t - \alpha - \frac{11\pi}{12}) - 0,366 F_1(\omega t - \alpha + \frac{11\pi}{12}) - 0,134 F_1(\omega t - \alpha + \frac{3\pi}{4}) - 0,134 \\ & F_1(\omega t - \alpha - \frac{3\pi}{4}) \end{aligned}$$

Substituindo $F_1(\omega t - \alpha)$ e demais deslocamentos, da Eq. 6.5, teremos:

$$\frac{I_{12B}}{I_d} = 0,99 \left| \sin(\omega t - \alpha) - \frac{1}{11} \sin 11(\omega t - \alpha) - \frac{1}{13} \sin 13(\omega t - \alpha) + \frac{1}{23} \sin 23(\omega t - \alpha) + \frac{1}{25} \sin 25(\omega t - \alpha) + \dots \right| \quad (6.34)$$

Que generalizada nos fornece:

$$\frac{I_{12B}}{I_d} = 0,99 \left| \sin(\omega t - \alpha) + \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n \frac{1}{12n+1} \sin(12n+1)(\omega t - \alpha) \right| \quad (6.35)$$

Concluimos que as correntes do tipo 12B sã diferem em amplitude e fase (180°) das correntes 12A.

CAPÍTULO 7

CONVERSORES SEMI-CONTROLADOS

7.1 - Generalidades

Um diodo conectado a saída de um conversor normal, em paralelo com os pólos desse conversor, bypassa a corrente de carga durante os intervalos em que a tensão dos pólos está negativa. Isto é, o diodo em paralelo com o conversor, também denominado de diodo "Free-Wheeling" fica polarizado diretamente e conduz. Uma outra maneira de conseguirmos uma ação semelhante é conectando na parte superior de um conversor SCR's, e na parte inferior diodos de potência (ou vice-versa). Tanto o circuito com o diodo em paralelo, quanto o com diodos na parte inferior são conhecidos como conversores semi-controlados.

Basicamente as vantagens dos conversores semi-controlados são:

- a) O ripple da tensão direta é menor que sob operação regular, comparado com base na mesma redução de tensão devido ao ângulo de disparo α . Em termos práticos, se a tensão de saída útil aproxima-se de zero devido ao controle de fase, a tensão ripple também aproxima-se de zero para circuito semi-controlados e aproxima-se do máximo para circuitos totalmente controlados.
- b) Em conversores semi-controlados, a componente reativa da potência de entrada é menor que sob condição regular, quando comparada com base na mesma redução de tensão devido ao ângulo de disparo α .
- c) É um conversor mais econômico, por utilizar diodos em lugar de SCR's.

A principal desvantagem é que não pode inverter o fluxo de potência ativa.

7.2 - O conversor trifásico em estrela com diodo free-wheeling

O FUNCIONAMENTO DO CIRCUITO

Neste tipo de circuito, só existe a ação do diodo D_4 (diodo free-wheeling) se o ângulo de disparo α for maior que 30° , pois nesta condição a tensão fase-neutro ficará negativa e polarizará diretamente o diodo 4, que, assim irá conduzir uma corrente.

Vejamos o funcionamento do circuito da Fig. 7.1, para um ângulo de disparo α igual a 80° . Em ωt_1 a tensão e_{2c} torna-se nula, a partir desse instante começa a crescer negativamente. Isto significa que o pólo P estará a um potencial inferior ao do neutro do transformador. Portanto o diodo D_4 estará diretamente polarizado. Devido a indutância do secundário L_c a transferência de corrente do SCR 3 para o diodo D_4 não será instantânea. Porém a tensão entre o pólo P e o neutro n será nula, pois admitiremos o diodo como sendo ideal. Esta comutação será mostrada na Fig. 7.1.d e possui um ângulo igual a μ_0 . Terminada a comutação apenas o diodo D_4 permanecerá conduzindo, conseqüentemente a tensão V_{da} será nula.

No instante ωt_2 é disparado o SCR1, com $\alpha = 80^\circ$. Isto acarretará que o potencial do pólo P seja mais positivo que o neutro do transformador. Logo a tendência natural é bloquear o diodo D_4 , o que é feito através de uma comutação de correntes entre o SCR1 e o diodo 4, como mostrado na Fig. 7.1.d. Esta nova comutação possui um ângulo denominado de

OBS: ONDE SE LÊ FREE-WHEELING, DEVE-SE LER FREE-WHEELING.

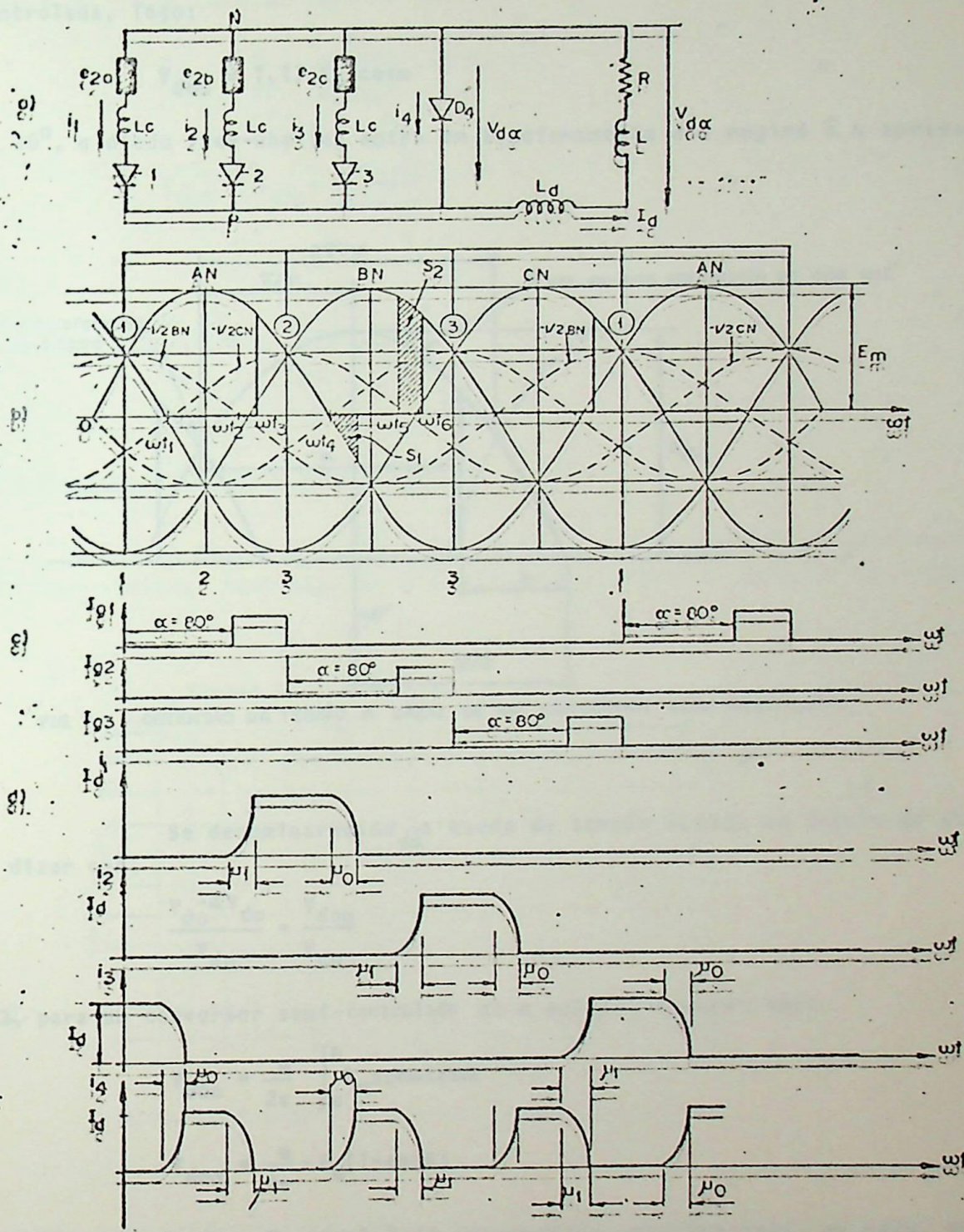


FIG. 7.1 - CONVERSOR TRIFÁSICO EM ESTRELA COM DIODO FREE-WHELING, $\alpha = 80^\circ$

μ_1 : No instante ωt_3 a comutação μ_1 termina e só o SCR 1 conduz.
 Em ωt_4 a tensão e_{2a} começa a tornar-se negativa e consequentemente existirá uma comutação com ângulo μ_0 entre o SCR₁ e o diodo 4.

A tensão controlada a vazio

Se o ângulo α for menor que 30° , o regime de operação será o de uma

estrêla controlada, logo:

$$V_{do\alpha} = 1,17 \cdot E_2 \cdot \cos\alpha \quad (7.1)$$

Quando $\alpha > 30^\circ$, o diodo free-wheeling entra em funcionamento e o regime é o apresentado anteriormente.

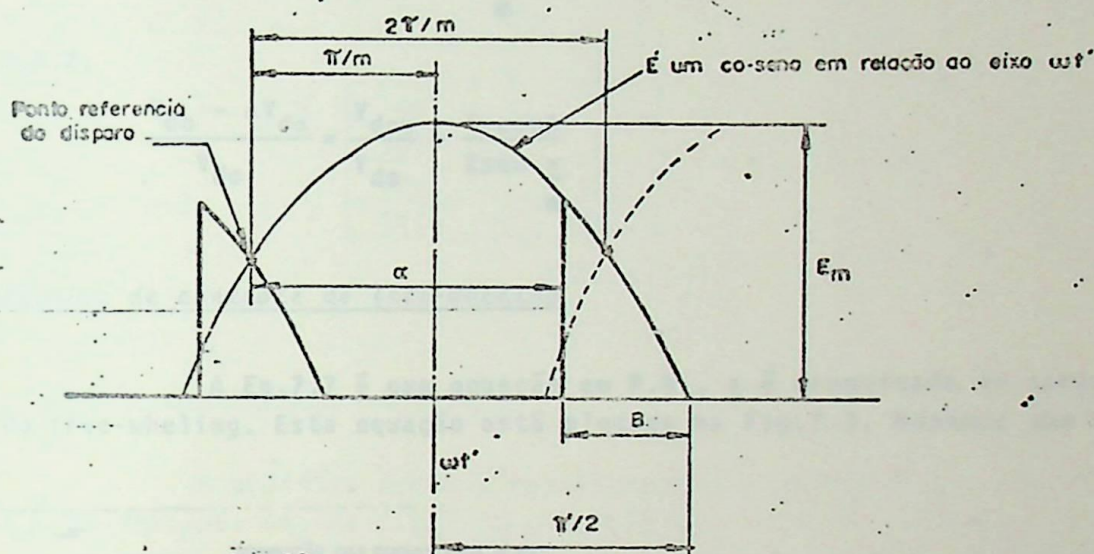


FIG. 7.2 - OBTENÇÃO DA TENSÃO A VAZIO DE UM CONVERSOR SEMI-CONTROLADO

Se denominarmos ΔV_{da} a queda de tensão devido ao ângulo de disparo α , poderemos dizer que,

$$\frac{V_{do} - \Delta V_{da}}{V_{do}} = \frac{V_{do\alpha}}{V_{do}} \quad (7.2)$$

Da Fig. 7.2, para um conversor semi-controlado de m pulsos, teremos que:

$$V_{do\alpha} = \frac{m}{2\pi} \int_0^B E_m \sin \omega t' dt' \quad (7.3)$$

Se $\alpha = 0^\circ$, poderemos deduzir a Eq. geral 2.44 apresentada anteriormente, ou seja, para o eixo $\omega t'$, a tensão da Fig. 7.2 será um cosseno, logo:

$$V_{do} = \frac{1}{2\pi/m} \int_{-\pi/m}^{\pi/m} E_m \cos \omega t' dt'$$

ou

$$V_{do} = \frac{m}{\pi} \cdot E_m \cdot \sin \frac{\pi}{m} \quad (7.4)$$

Da Eq. 7.4, teremos que:

$$E_m = \frac{V_{do}}{\frac{m}{\pi} \cdot \sin \frac{\pi}{m}} \quad (7.5)$$

Substituindo a Eq.7.5 na Eq.7.3, teremos que:

$$V_{d\alpha} = \frac{m}{2\pi} \cdot \frac{V_{do}}{\frac{m}{\pi} \cdot \text{sen} \frac{\pi}{m}} \cdot (1 - \cos B)$$

ou

$$V_{d\alpha} = V_{do} \cdot \frac{1 - \cos B}{2 \text{sen} \frac{\pi}{m}} \tag{7.6}$$

Logo na Eq.7.2,

$$\frac{V_{do} \cdot \Delta V_{d\alpha}}{V_{do}} = \frac{V_{d\alpha}}{V_{do}} = \frac{1 - \cos B}{2 \text{sen} \frac{\pi}{m}} \tag{7.7}$$

A característica de controle do free-wheeling

A Eq.7.7 é uma equação em P.U., e é denominada de característica de controle do free-wheeling. Esta equação está plotada na Fig.7.3. Notamos que existem separa

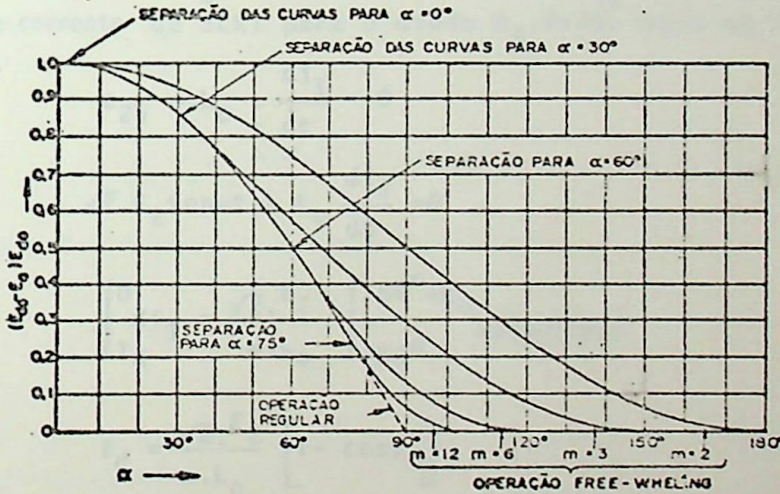


FIG.7.3- CARACTERÍSTICA DE CONTROLE DO FREE-WHEELING

ções nas curvas para certos valores de α. Isto é devido a que o ângulo de disparo, para possa existir a ação do free-wheeling, varia de acordo com o número de pulsos retificados. Os ângulos de disparo α em função do tipo de circuito estão mostrados na tabela 7.1

α	n
0°	2
30°	3
60°	6
75°	12

TABELA 7.1

Uma relação interessante é a que existe entre α e β . Da Fig.7.2, temos que:

$$\alpha + \beta = \frac{\pi}{m} + \frac{\pi}{2} \quad (7.8)$$

A tabela 7.2 fornece os valores de $\alpha + \beta$ em função do número de pulsos retificados.

$\alpha + \beta$	m
180°	2
150°	3
120°	6
105°	12

TABELA 7.2

A corrente contínua na primeira comutação

O objetivo agora é equacionarmos a corrente I_d em função do ângulo de comutação μ_0 . No instante ωt_4 da Fig.7.1, a tensão e_{2a} torna-se nula e começa a haver a transferência de corrente do SCR1 para o diodo D_4 . Desse modo no ramo do SCR1:

$$e_{2a} - L_c \cdot \frac{di_1}{dt} = 0$$

ou

$$\sqrt{2} \cdot E_2 \cdot \text{sen} \omega t - L_c \frac{di_1}{dt} = 0$$

Integrando:

$$\int_{I_d}^0 di_1 = \frac{\sqrt{2} \cdot E_2}{\omega \cdot L_c} \int_{180^\circ}^{180^\circ + \mu_0} \text{sen} \omega t \cdot d\omega t$$

Logo,

$$I_d = \frac{\sqrt{2} \cdot E_2}{\omega \cdot L_c} [1 - \cos \mu_0] \quad (7.8)$$

A corrente contínua na segunda comutação

O cálculo de I_d em função de μ_1 é obtido do mesmo modo, ou seja,

$$\int_0^{I_d} di_1 = \frac{\sqrt{2} \cdot E_2}{\omega \cdot L_c} \int_{30^\circ + \alpha}^{30^\circ + \alpha + \mu_1} \text{sen} \omega t \cdot d\omega t$$

ou

$$I_d = \frac{\sqrt{2} \cdot E_2}{\omega \cdot L_c} [\cos(\alpha + 30^\circ) - \cos(\alpha + \mu_1 + 30^\circ)] \quad (7.9)$$

A queda de tensão devido a comutação

A área S_2 é a área perdida na retificação devido a comutação " μ_1 ". Co

mo a queda de tensão ΔV_d é uma tensão contínua que representa todas as áreas S_2 em um período, teremos que a equação geral da queda de tensão será:

$$\Delta V_d = p \cdot f \cdot L_c \cdot I_d \quad (7.10)$$

onde:

p é o número de vezes que a corrente cresce por ciclo, considerando-se as fases do conversor. A equação 7.10 é na realidade uma integral do tipo volt.seg. Sabemos que:

$$\int_{t_0}^{t_1} e \cdot dt = L \cdot \Delta I \quad (7.11)$$

onde:

e é a tensão aplicada ao indutor

L é a indutância

ΔI a máxima variação de corrente

Aplicando a Eq.7.11, a um sistema retificador, teremos que:

$$\int_{t_5}^{t_6} e \cdot dt = \omega \cdot L_c \cdot I_d \quad (7.12)$$

visto que a indutância L_c do secundário sente a variação de corrente de 0 a I_d , durante a comutação. Logo:

$$\frac{1}{2\pi} \int_{\omega t_5}^{\omega t_6} e \cdot d\omega t = f \cdot L_c \cdot I_d \quad (7.13)$$

Da definição de valor médio, considerando-se que:

$$\Delta V_d = \frac{1}{2\pi} \int_{\omega t_5}^{\omega t_6} e \cdot d\omega t \quad (7.14)$$

Teremos na Eq.7.13, se considerarmos que existe três comutações μ_1 no período 2π , $p=3$; logo para o conversor em estrêla:

$$\Delta V_d = 3 \cdot f \cdot L_c \cdot I_d \quad (7.15)$$

A característica de regulação

A tensão útil DC, será:

$$V_{d\alpha} = V_{do\alpha} - \Delta V_d = V_{do} \frac{1 - \cos B}{2 \sin \frac{\pi}{3}} - 3 \cdot f \cdot L_c \cdot I_d$$

ou

$$V_{d\alpha} = V_{do} \frac{1 - \cos B}{\sqrt{3}} - 3 \cdot f \cdot L_c \cdot I_d \quad (7.16)$$

A especificação do transformador para free-wheeling

Se idealizarmos a corrente pelo SCR como retangular, de amplitude I_d e tempo de duração B , teremos que o valor eficaz da corrente do secundário será:

$$I_2 = I_d \left(\frac{B}{2\pi} \right)^{1/2} \quad (7.17)$$

Portanto a potência do secundário será:

$$P_2 = 3 \cdot I_2 \cdot E_2 = 3 \cdot I_d \left(\frac{B}{2\pi} \right)^{1/2} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{2\pi}{3} \cdot \frac{V_{d\alpha}}{1-\cos B}$$

Pois E_2 é obtido da Eq. geral 7.3. Logo,

$$P_2 = \frac{(B \cdot \pi)^{1/2}}{1-\cos B} \cdot V_{d\alpha} \cdot I_d$$

Logo,

$$P_2 = \frac{(B \cdot \pi)^{1/2}}{1-\cos B} \cdot P_{d\alpha} \quad (7.18)$$

Se o primário estiver em estrela, $P_1 = P_2$, então:

$$P_{tr} = P_1 = P_2 = \frac{(B \cdot \pi)^{1/2}}{1-\cos B} \cdot P_{d\alpha} \quad (7.19)$$

7.3 - A PONTE MONOFÁSICA SEMI-CONTROLADA

7.3.1 - A ponte monofásica tiristorizada com free-wheeling

O FUNCIONAMENTO DO CIRCUITO

No instante anterior a ωt_0 , como a tensão e_{2b} é mais positiva que a tensão e_{2a} , os SCR's 2 e 3 estarão conduzindo. No instante ωt_0 a tensão e_{2b} começa a tornar-se negativa, isto é acarreta que o potencial do pólo N estará a um valor mais positivo que o do pólo P. Portanto o diodo D_5 estará diretamente polarizado, e haverá uma comutação entre os SCR's 3 e 4 e o diodo D_5 . Estas comutações estão mostradas na Fig. 7.4.d. Após a comutação somente o diodo D_5 estará conduzindo, o que colocará a ponte em curto. No instante ωt_1 são disparados simultaneamente os SCR's 1 e 4 e o respectivo circuito equivalente está mostrado na figura 7.4.f. Como a tensão e_{2a} está a um maior potencial que a tensão e_{2b} , e existirá uma corrente de circulação que tende a bloquear o diodo D_5 . Em $\omega t_1 + \mu_1$ findará a comutação e somente os SCR's 1 e 4 estarão conduzindo, tal como mostrado na Fig. 7.4.d. A partir de ωt_2 a tensão e_{2a} começa a ficar negativa, isto significa que o diodo D_5 está começando a ficar diretamente polarizado. O circuito equivalente para esta situação está mostrada na Fig. 7.4.f. Concluímos portanto que existirá uma corrente de circulação que tende a bloquear os SCR's 1 e 4. Após a comutação somente o diodo D_5 estará conduzindo. o funcionamento do circuito, nos outros semi-ciclos é semelhante. Como as tensões e_{2a} e e_{2b} estão defasadas de 180° , a tensão $v_{d\alpha}$ será $2 \cdot e_{2a}$ quando os SCR's 1 e 4 estão conduzindo e igual a $2 \cdot e_{2b}$ quando os SCR's 2 e 3 estão conduzindo. A tensão $v_{d\alpha}$ será nula quando o diodo D_5 está conduzindo. Concluímos também que a comutação ocorre sempre entre dois SCR's de ramos diferentes e o diodo free-wheeling.

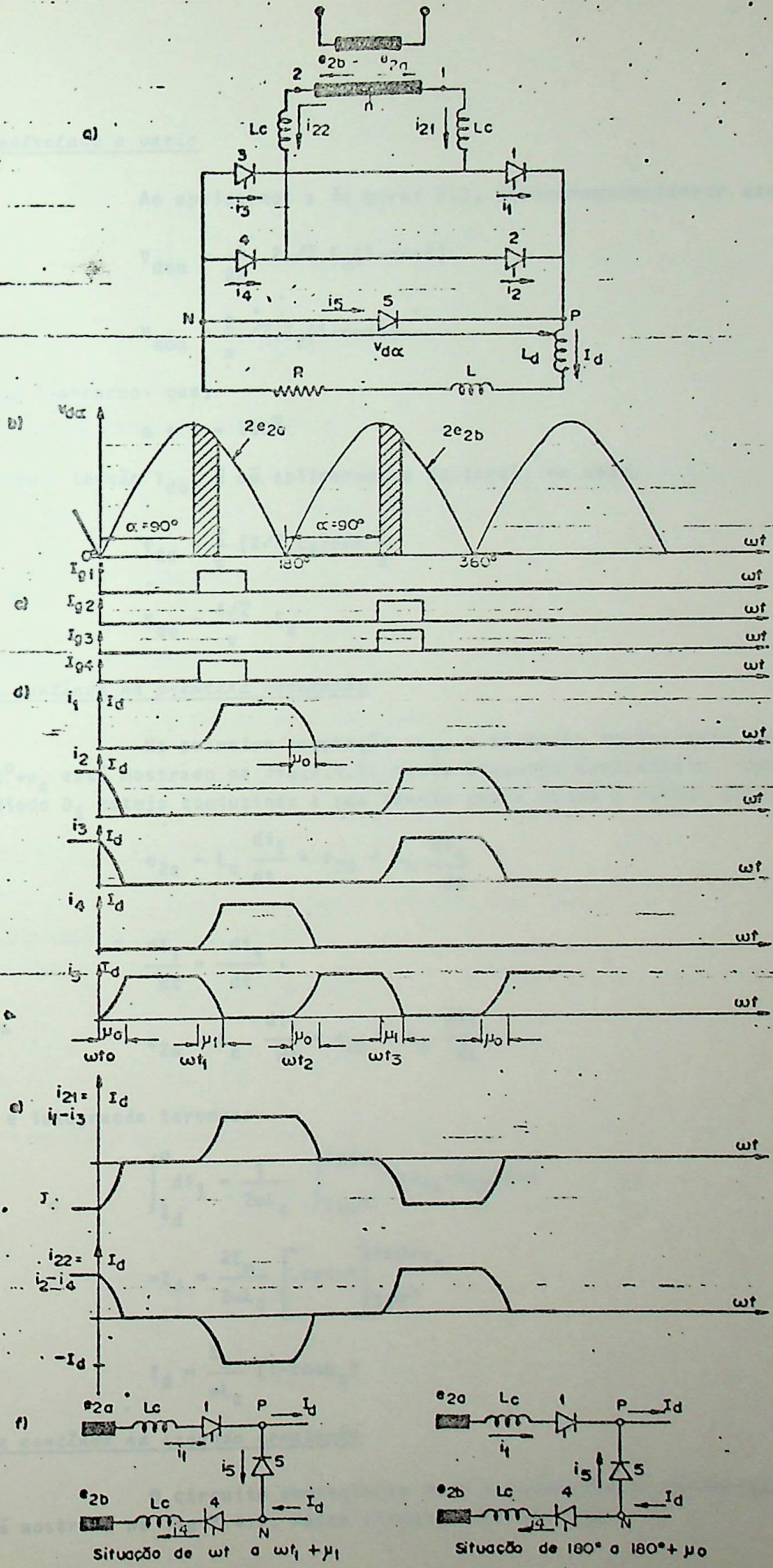


FIG. 7.4 - A PONTE TIRISTORIZADA MONOFÁSICA COM FREE-WHEELING, $\alpha = 90^\circ$

A tensão controlada a vazio

Logo,

Ao aplicarmos a Eq. geral 7.3, deveremos considerar que $m=2, E_m=2\sqrt{2}.E_2$,

$$V_{do\alpha} = \frac{2}{2\pi} \cdot 2\sqrt{2}.E_2(1-\cos B)$$

ou

$$V_{do\alpha} = \frac{2}{\pi} \sqrt{2}.E_2(1-\cos B) \quad (7.20)$$

É importante lembrarmos que,

$$\alpha + B = 180^\circ \quad (7.21)$$

Se desejarmos a tensão V_{do} , é só aplicarmos a Eq. geral, ou seja:

$$V_{do} = \frac{2}{\pi} (2\sqrt{2}.E_2) \sin \frac{\pi}{2}$$

ou

$$V_{do} = \frac{4\sqrt{2}}{\pi} .E_2 \quad (7.22)$$

A corrente contínua na primeira comutação

Na primeira comutação. μ_0 , o circuito equivalente para os instantes de 180° a $180^\circ + \mu_0$ está mostrado na Fig. 7.4.f. Neste circuito equivalente, considerando que enquanto o diodo D_5 esteja conduzindo a sua tensão entre anodo e catodo seja nula, teremos que,

$$e_{2a} - L_c \frac{di_1}{dt} = e_{2b} + L_c \frac{di_4}{dt}$$

com:

$$\frac{di_1}{dt} = -\frac{di_4}{dt},$$

$$e_{2a} - L_c \frac{di_1}{dt} = e_{2b} + L_c \frac{di_1}{dt}$$

Agrupando e integrando teremos:

$$\int_{I_d}^0 di_1 = \frac{1}{2\omega L_c} \int_{180^\circ}^{180^\circ + \mu_0} (e_{2a} - e_{2b}) d\omega t$$

$$-I_d = \frac{2E_m}{2\omega L_c} \left[-\cos \omega t \right]_{180^\circ}^{180^\circ + \mu_0}$$

ou

$$I_d = \frac{E_m}{\omega L_c} (1 - \cos \mu_0) \quad (7.23)$$

A corrente contínua na segunda comutação

O circuito equivalente para a comutação de correntes durante o intervalo μ_1 está mostrado na Fig. 7.4.f. Neste circuito teremos que:

$$e_{2a} - L_c \cdot \frac{di_1}{dt} = e_{2b} + L_c \cdot \frac{di_1}{dt}$$

ou

$$\int_0^{I_d} di_1 = \frac{1}{2\omega L_c} \int_{\alpha}^{\alpha+\mu_1} (e_{2a} - e_{2b}) d\omega t$$

ou

$$I_d = \frac{E_m}{\omega L_c} [\cos\alpha - \cos(\alpha + \mu_1)] \quad (7.24)$$

A queda de tensão devido a comutação

Da Eq. geral 7.11, teremos que, como a corrente em cada secundário comuta apenas uma vez com $v_{d\alpha} > 0$, teremos que $m=2$. Logo:

$$\Delta V_d = 2 \cdot f \cdot L_c \cdot I_d \quad (7.25)$$

A característica de regulação

A tensão útil DC será:

$$V_{d\alpha} = V_{d0\alpha} - \Delta V_d = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot E_2 (1 - \cos B) - 2f \cdot L_c \cdot I_d \quad (7.26)$$

A especificação do transformador

Considerando as correntes como ideais retangulares, o valor eficaz da corrente secundária será:

$$I_2 = \frac{1}{\pi} \int_0^B I_d^2 \cdot d\omega t$$

ou

$$I_2 = I_d \left(\frac{B}{\pi} \right)^{1/2} \quad (7.27)$$

A potência secundária, considerando-se que E_2 é obtida a partir da Eq. 7.20, será:

$$P_2 = 2 \cdot I_2 \cdot E_2 = 2 \cdot I_d \left(\frac{B}{\pi} \right)^{1/2} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\pi}{2} \cdot \frac{V_{d0\alpha}}{1 - \cos B}$$

ou

$$P_2 = \frac{(B \cdot \pi / 2)^{1/2}}{1 - \cos B} \cdot V_{d0\alpha} \cdot I_d$$

ou

$$P_2 = \frac{(B \cdot \pi / 2)^{1/2}}{1 - \cos B} \cdot P_{d\alpha} \quad (7.28)$$

7.3.2 - A ponte monofásica semi-controlada

O FUNCIONAMENTO DO CIRCUITO

Neste tipo de circuito, os dois SCR's são conectados a fase e_{2a} e os dois diodos são conectados a fase e_{2b} . No instante anterior a ωt_0 estão conduzindo o SCR3 e o diodo 2. Em ωt_0 a tensão e_{2b} torna-se menor que a tensão e_{2a} , provocando que o potencial do pólo N seja maior que o do pólo P. Como a fase e_{2b} é a mais negativa, o diodo D_4 ficará polarizado diretamente e forçará uma comutação de corrente com o SCR3, tendendo a bloqueá-lo. Após a comutação os diodos D_2 e D_4 estarão conduzindo. A Fig.7.5.d. mostra essas correntes.

Em ωt_1 é enviado um pulso para disparar o SCR1. Como a tensão e_{2a} é mais positiva que a tensão e_{2b} , haverá uma comutação entre o SCR1 e o diodo D_2 , com uma tendência ao bloqueio de D_2 . Este ângulo de comutação é denominado de μ_1 . Ao terminar a comutação, conduzem o SCR1 e o diodo D_4 , portanto a tensão v_{da} será $2 \cdot e_{2a}$. O circuito equivalente para esta comutação está mostrado na Fig.7.5.f.

A partir de ωt_2 a tensão e_{2a} torna-se negativa, isto significa que o diodo D_2 ficará novamente polarizado direto, pois a tensão de anodo e_{2b} está a um potencial maior que e_{2a} . Logo existirá uma nova comutação entre o SCR1 e o diodo D_2 . O circuito equivalente é o mesmo da comutação anterior.

A análise para os demais intervalos é feita da mesma maneira.

A tensão controlada a vazio

As equações de tensões são as mesmas do correspondente item 7.3.1, isto é, continuam válidas as Eqs.7.20 a 7.22.

A corrente contínua na primeira comutação

No circuito da Fig.7.5.f, para o intervalo de 180° a $180^\circ + \mu_0$, teremos;

$$e_{2a} - L_c \frac{di_1}{dt} = e_{2b} - L_c \frac{d}{dt} (i_2 - I_d)$$

$$i_1 + i_2 = I_d$$

Logo,

$$\frac{di_2}{dt} = - \frac{di_1}{dt}$$

substituindo na primeira relação,

$$2 \cdot L_c \cdot \frac{di_1}{dt} = e_{2a} - e_{2b}$$

Reagrupando e integrando, teremos:

$$\int_{I_d}^0 di_1 = \frac{1}{2\omega L_c} \int_{180^\circ}^{180^\circ + \mu_0} 2 \cdot E_m \cdot \sin \omega t \, d\omega t$$

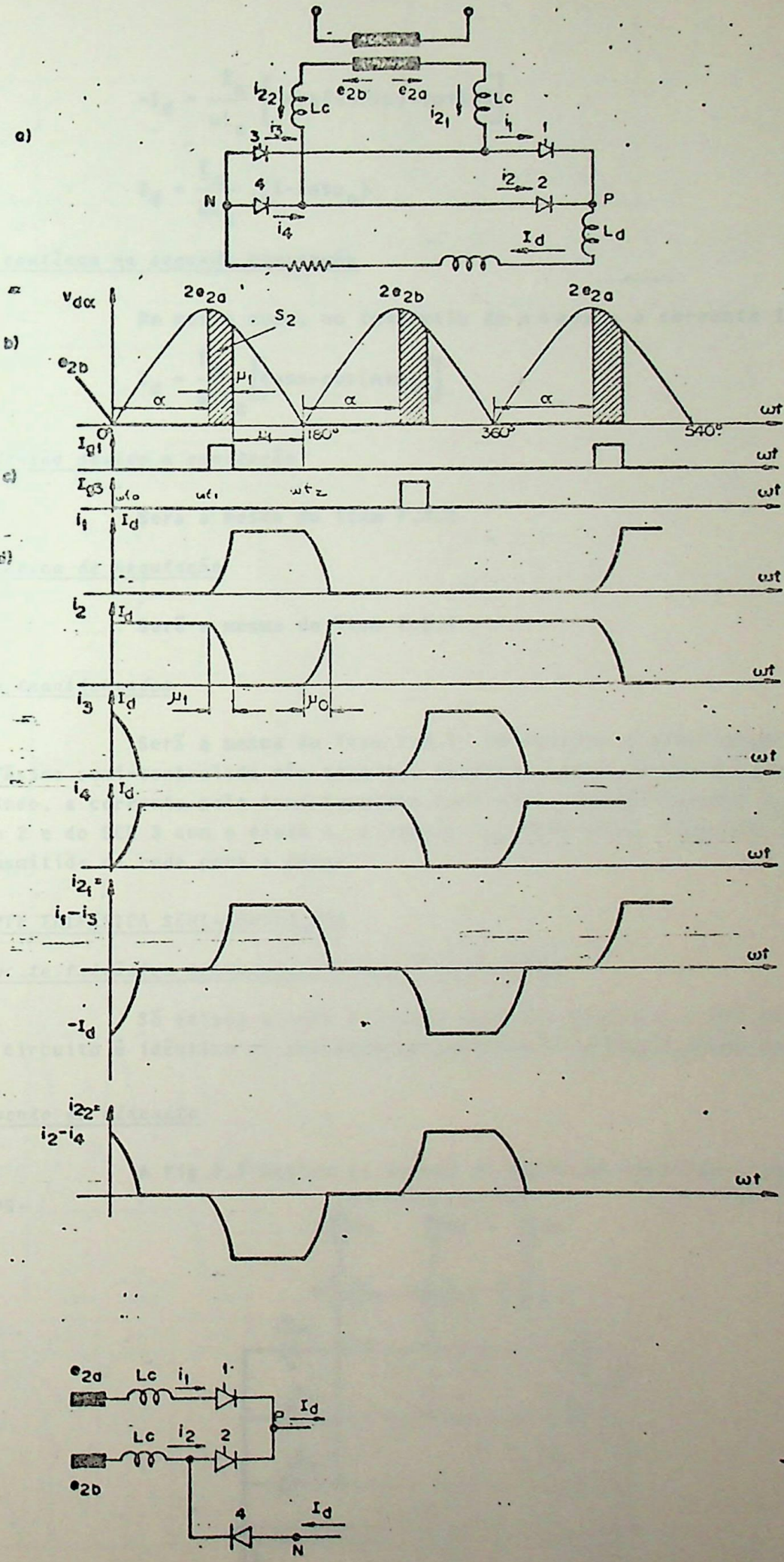
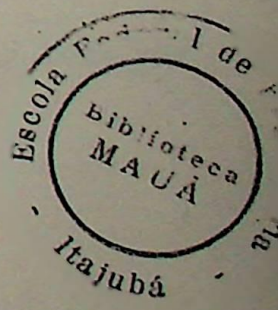


FIG. 7.3 - A PONTE MONOFÁSICA SEMI-CONTROLADA, $\alpha = 90^\circ$



$$-I_d = \frac{E_m}{\omega L_c} [-\cos(180+\mu) + \cos 180]$$

ou

$$I_d = \frac{E_m}{\omega L_c} \cdot (1 - \cos \mu_0) \tag{7.29}$$

A corrente contínua na segunda comutação

Do mesmo modo, no intervalo de α a $\alpha + \mu_1$, a corrente I_d será:

$$I_d = \frac{E_m}{\omega \cdot L_c} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \mu_1)] \tag{7.30}$$

A queda de tensão devido a comutação

Será a mesma do item 7.3.1

A característica de regulação

Será a mesma do item 7.3.1

Potência do transformador

Será a mesma do item 7.3.1. Um detalhe a observarmos a respeito da ponte monofásica semi-controlada não inverter potência ativa, é que quando os dois diodos estão conduzindo, a corrente pelo transformador será nula. Também durante a comutação do SCR1 com o diodo 2 e do SCR 3 com o diodo 4, a tensão $v_{d\alpha}$ será nula, logo não existirá nenhuma potência transmitida da rede para a carga.

7.4 - A PONTE TRIFÁSICA SEMI-CONTROLADA

7.4.1 - A ponte trifásica tiristorizada com free-wheeling

Só existe a ação do diodo free-wheeling se $\alpha > 60^\circ$. Caso $\alpha < 60^\circ$ o funcionamento do circuito é idêntico ao estudado no capítulo 3. A Fig.7.6 mostra este tipo de conversor.

O funcionamento do circuito

A Fig.7.7 mostra as formas de ondas de corrente e tensão na ponte com free-wheeling.

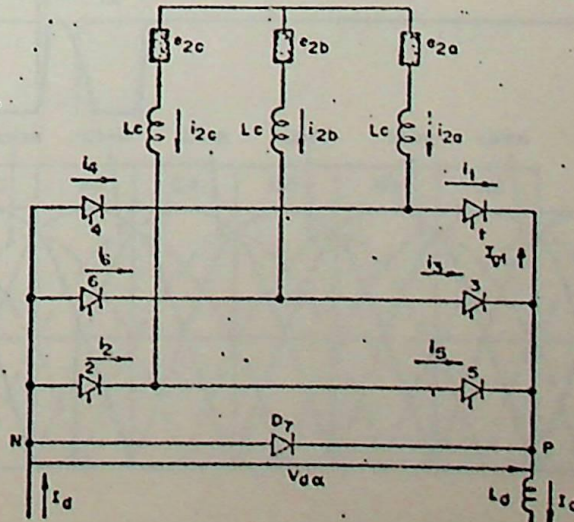


FIG. 7.6 - A PONTE TRIFÁSICA COM FREE-WHEELING

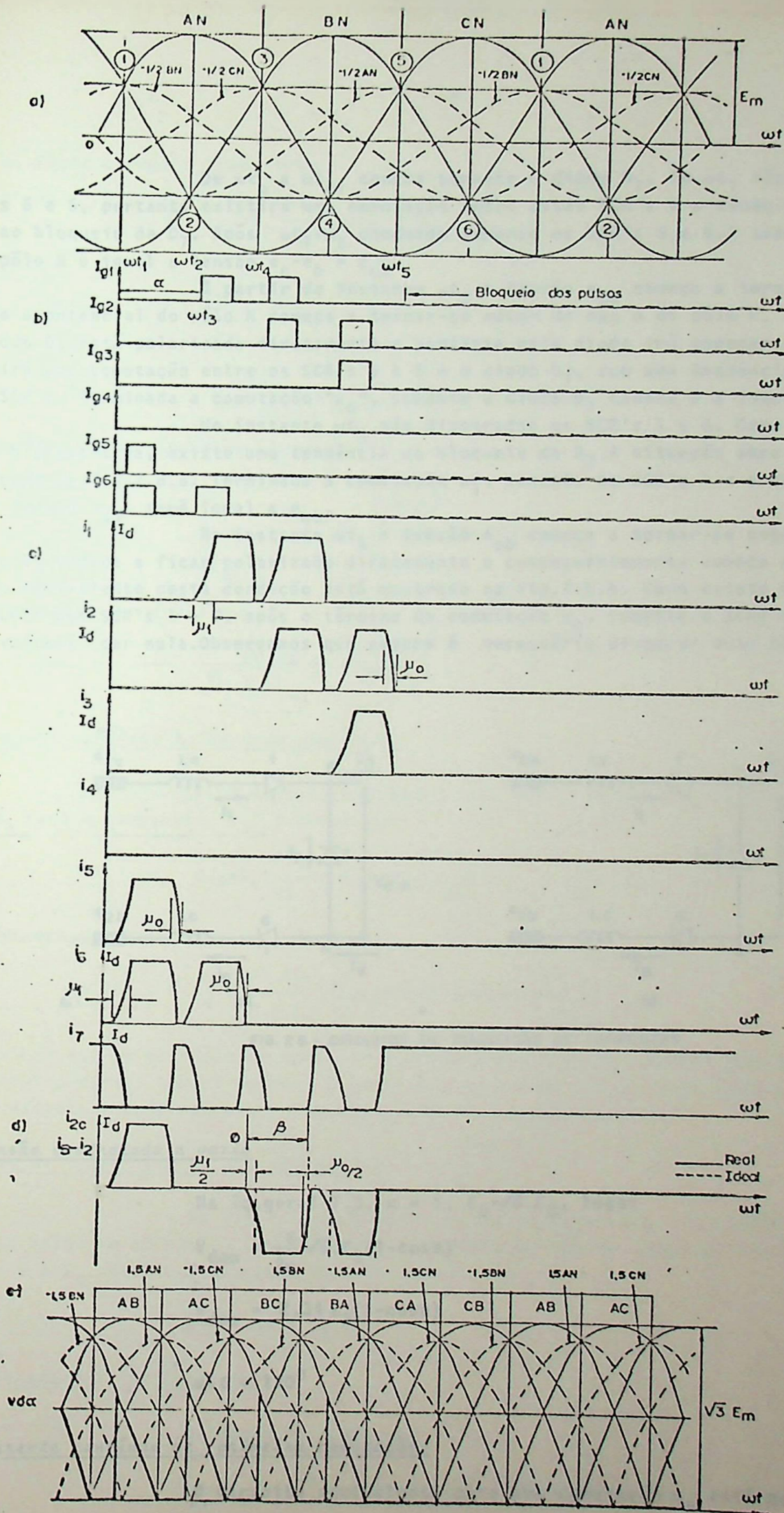


FIG. 7.7-FORMAS DE ONDAS NA PONTE TRIFÁSICA COM FREE-WHEELING, $\alpha = 70^\circ$

De ωt_0 a ωt_{01} conduz somente o diodo D_7 . Em ωt_1 são disparados os SCR's 6 e 5, portanto existirá uma comutação entre esses SCR's e o diodo D_7 , com uma tendência ao bloqueio de D_7 . Após $\omega t_1 + \mu_1$ conduzem somente os SCR's 5 e 6. A tensão entre o pólo P e o pólo N é igual a tensão $e_c - e_b = e_{cb}$.

A partir do instante ωt_2 a tensão e_{cb} começa a tornar-se negativa, portanto o potencial do pólo N começa a tornar-se maior do que o do pólo P. Isto significa que o diodo D_7 está polarizado diretamente e portanto este diodo irá começar a conduzir. Logo existirá uma comutação entre os SCR's 6 e 5 e o diodo D_7 , com uma tendência ao bloqueio desses SCR's. Terminada a comutação " μ_0 ", somente o diodo D_7 conduz e a tensão $v_{d\alpha}$ será nula.

No instante ωt_3 são disparados os SCR's 1 e 6. Como a tensão entre o pólo N é positiva, existe uma tendência ao bloqueio de D_7 . A situação para este instante está mostrado na Fig.7.8.a. Terminada a comutação μ_1 , somente os SCR's 1 e 6 conduzem. Neste caso a tensão $v_{d\alpha}$ será igual a e_{ab} .

No instante ωt_4 a tensão e_{ab} começa a tornar-se negativa, portanto o diodo D_7 começa a ficar polarizado diretamente e conseqüentemente começa a conduzir. O circuito equivalente nesta condição está mostrado na Fig.7.8.b. Como existe uma tendência ao bloqueio dos SCR's 1 e 6, após o término da comutação μ_0 , somente o SCR7 conduz. A tensão $v_{d\alpha}$ voltará ser nula. Observamos que sempre é necessário disparar dois SCR's simultaneamente.

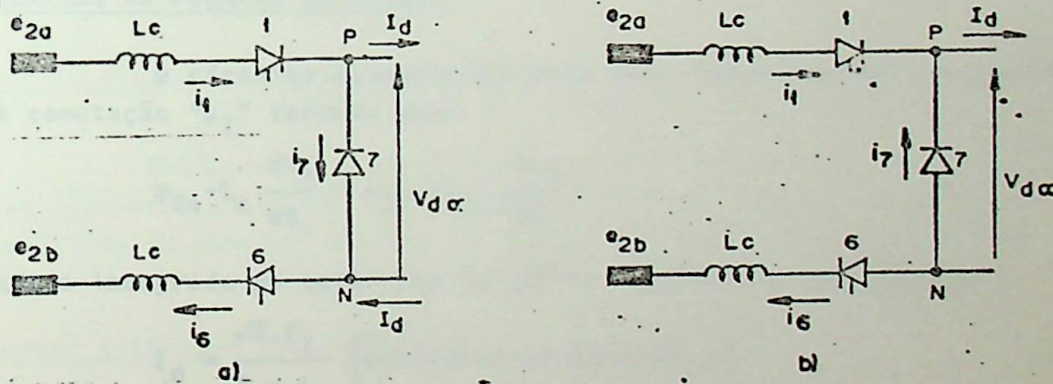


FIG. 7.8 - CIRCUITOS DE COMUTAÇÃO DE CORRENTES

A tensão controlada a vazio

Na Eq. geral 7.3, $m = 6$, $E_m = \sqrt{6} \cdot E_2$, logo:

$$V_{d0\alpha} = \frac{6}{2\pi} \sqrt{6} \cdot E_2 (1 - \cos B)$$

ou

$$V_{d0\alpha} = 2,34 E_2 (1 - \cos B) \tag{7.31}$$

onde:

$$\alpha + \beta = 120^\circ \tag{7.32}$$

A corrente contínua na primeira comutação-

O circuito equivalente para uma comutação μ_0 está mostrado na figura

7.8.b. Neste circuito temos que:

$$e_{2a} - L_c \frac{di_1}{dt} = e_{2b} + L_c \frac{di_6}{dt}$$

como,

$$\frac{di_1}{dt} = \frac{di_6}{dt}$$

$$2L_c \frac{di_1}{dt} = e_{2a} - e_{2b} = \sqrt{6} \cdot E_2 \cdot \text{sen}(\omega t + 30^\circ)$$

Integrando a equação acima, teremos:

$$\int_{I_d}^0 di_1 = \frac{\sqrt{6} \cdot E_2}{2\omega L_c} \int_{150^\circ}^{150+\mu^\circ} \text{sen}(\omega t + 30^\circ) d\omega t$$

que resolvida nos fornecerá:

$$I_d = \frac{\sqrt{6} \cdot E_2}{2 \cdot \omega \cdot L_c} (1 - \cos \mu_0) \quad (7.33)$$

A corrente contínua na segunda comutação

O circuito equivalente para esta comutação está mostrado na figura 7.8.a. Para a comutação " μ_1 " teremos que:

$$e_{2a} - L_c \frac{di_1}{dt} = e_{2b} + L_c \cdot \frac{di_6}{dt}$$

que desmembrada e integrada no intervalo de $30^\circ + \alpha$ a $30^\circ + \alpha + \mu_1$, nos fornece:

$$I_d = \frac{\sqrt{6} \cdot E_2}{2 \cdot \omega \cdot L_c} [\cos(60 + \alpha) - \cos(60 + \alpha + \mu_1)] \quad (7.34)$$

Concluimos que na obtenção da corrente I_d para comutações μ_0 , sempre aparece o termo $1 - \cos \mu_0$. Nas comutações μ_1 , sempre aparece o termo $\cos(\alpha_f + \alpha) - \cos(\alpha_f + \alpha + \mu_1)$; onde α_f é o ângulo mínimo de disparo para o conversor funcionar como free-wheeling.

A queda de tensão devido a comutação

Da Fig.7.7.c, observamos que por exemplo, a corrente i_1 cresce de 0 a I_d duas vezes em um ciclo. Como são seis correntes, o número total de crescimento de correntes de 0 a I_d , será $P = 12$. Logo na Eq.7.10;

$$\Delta V_d = 12 \cdot f \cdot L_c \cdot I_d \quad (7.35)$$

A característica de regulação

A tensão útil DC será:

$$V_{d\alpha} = V_{do\alpha} - \Delta V_d = 2,34 \cdot E_2 (1 - \cos B) - 12 \cdot f \cdot L_c \cdot I_d \quad (7.36)$$

A especificação do transformador

A corrente no enrolamento secundário está mostrado na Fig.7.7.d. Nota-se que além de ser uma corrente alternada (não senoidal) é também uma corrente pulsante. Idé-ntificando esta corrente, o seu valor eficaz será:

$$I_2 = \left[\frac{1}{\pi} \cdot 2 \cdot I_d^2 \left(B + \frac{\mu_0 - \mu_1}{2} \right) \right]^{1/2}$$

ou

$$I_2 = I_d \left(\frac{2B + \mu_0 - \mu_1}{\pi} \right)^{1/2} \quad (7.37)$$

A potência do secundário será:

$$P_2 = 3 \cdot I_2 \cdot E_2$$

$$= 3 \cdot I_d \left(\frac{2B + \mu_0 - \mu_1}{\pi} \right)^{1/2} \cdot \frac{V_{dca}}{2,34} \cdot \frac{i}{1 - \cos \beta}$$

$$= 1,283 \cdot \left(\frac{2B + \mu_0 - \mu_1}{\pi} \right)^{1/2} \cdot \frac{P_{da}}{1 - \cos \beta} \quad (7.38)$$

onde:

μ_0 e μ_1 estão em radianos.

7.4.2 - A ponte trifásica semi-controlada

Tal como no caso anterior, se o ângulo de disparo α for menor ou igual a 60° esse conversor apresenta uma característica de funcionamento. Se α for maior que 60° , a característica da ponte é semelhante a da ponte com diodo free-wheeling. A Fig.7.9 mostra esse conversor.

7.4.2.1 - A ponte trifásica semi-controlada com $\alpha < 60^\circ$

O FUNCIONAMENTO DO CIRCUITO

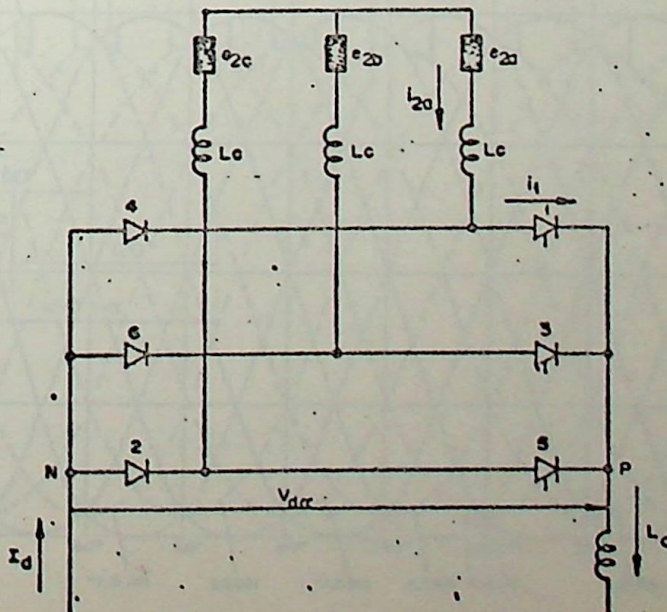


FIG. 7.9 - A PONTE TRIFÁSICA SEMI-CONTROLADA.

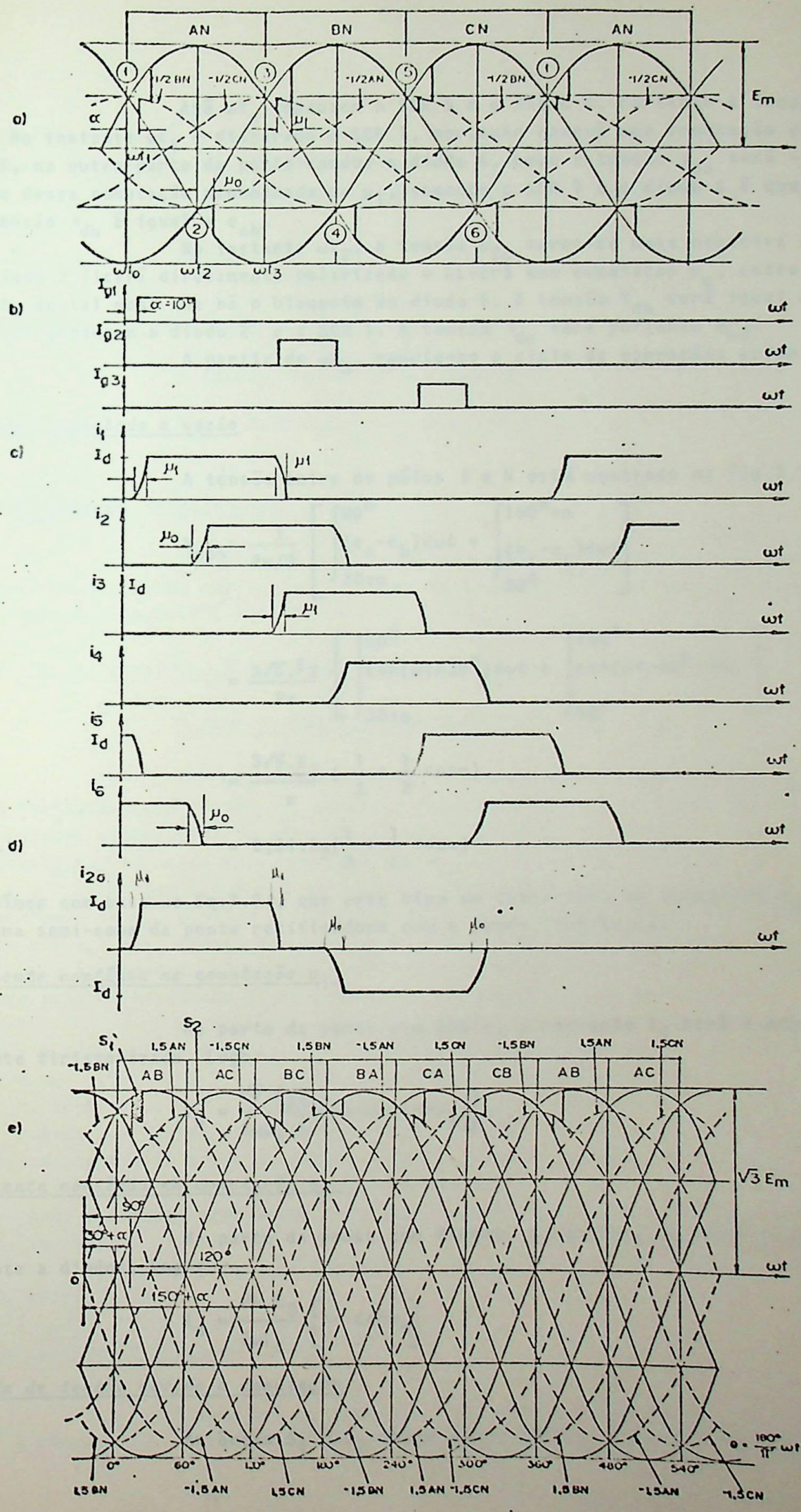


FIG. 7.10 — A PONTE TRIFÁSICA SEMI-CONTROLADA PARA $\alpha < 60^\circ$, $\alpha = 10^\circ$, $\mu_1 = 10^\circ$, $\mu_0 = 15^\circ$

Até ωt_0 conduzem o SCR 5 e o diodo 6. Portanto a tensão, v_{da} é igual a e_{cb} . No instante ωt_1 é disparado o SCR 1, portanto haverá uma comutação entre este SCR e o SCR 5, na outra parte da ponte conduz o diodo 6. Logo a tensão v_{da} será $-1.5e_b$. Após o término dessa comutação denominada de μ_1 , somente o SCR 1 e o diodo 6 é que conduzem. Portanto a tensão v_{da} é igual a e_{ab} .

No instante ωt_2 , a tensão e_{2c} torna-se mais negativa que e_{2b} , portanto o diodo 2 ficará diretamente polarizado e haverá uma comutação μ_0 , entre esse diodo e o diodo 6, de tal modo que há o bloqueio do diodo 6. A tensão v_{da} será igual a $1.5e_a$. Após a comutação conduzem o diodo 2 e o SCR 1. A tensão v_{da} será portanto e_{ac} .

A partir de ωt_3 , repete-se o ciclo de operações acima.

A tensão controlada a vazio

A tensão entre os polos P e N está mostrado na Fig.7.10.e. A vazio, a tensão $v_{do\alpha}$ será:

$$\begin{aligned} v_{do\alpha} &= \frac{1}{2\pi/3} \left[\int_{30+\alpha}^{90^\circ} (e_a - e_b) d\omega t + \int_{90^\circ}^{150^\circ+\alpha} (e_a - e_c) d\omega t \right] \\ &= \frac{3\sqrt{6}.E_2}{2\pi} \left[\int_{30+\alpha}^{90^\circ} \text{sen}(\omega t + 30^\circ) d\omega t + \int_{90^\circ}^{150^\circ} \text{sen}(\omega t - 30^\circ) d\omega t \right] \\ &= \frac{3\sqrt{6}.E_2}{\pi} \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos\alpha \right) \\ &= 2,34.E_2 \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos\alpha \right) \end{aligned} \quad (7.39)$$

Concluimos com base na Eq.7.39, que este tipo de conversor, em termos de $v_{do\alpha}$, se comporta, como uma semi-soma da ponte retificadora com a ponte trifásica.

A corrente contínua na comutação μ_1

Na parte da ponte com SCR's, a corrente I_d será a mesma da ponte totalmente tiristorizada. Logo:

$$I_d = \frac{\sqrt{6}.E_2}{2\omega L_c} \left[\cos\alpha - \cos(\alpha + \mu_1) \right] \quad (7.40)$$

A corrente contínua na comutação μ_0

Na parte da ponte com diodos, a corrente I_d será a mesma da ponte totalmente a diodos. Logo:

$$I_d = \frac{\sqrt{6}.E_2}{2\omega L_c} \left[1 - \cos\mu_0 \right] \quad (7.41)$$

A queda de tensão devido a comutação

As áreas S_1 e S_2 devem de ser iguais, visto que é a mesma corrente I_d

que passa pelo secundário do transformador. Portanto os Volts segundos da Eq.7.12 são iguais tanto na comutação μ_1 , quanto na comutação μ_0 .

A queda de tensão devido a comutação, com base na Eq.7.10, será:

$$\Delta V_d = 6.f.L_c \cdot I_d \quad (7.42)$$

A característica de regulação

A tensão "DC" útil de saída será:

$$V_{d\alpha} = 2,34.E_2 \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos\alpha \right) - 6.f.L_c \cdot I_d \quad (7.43)$$

A especificação do transformador

Idealizando a corrente secundária para retangular, a potência do transformador e as correntes rms serão as mesmas do transformador da ponte totalmente trifásicas, se considerarmos que $\alpha=0^\circ$.

7.4.2.2 - A ponte trifásica semi-controlada com $\alpha > 60^\circ$

O FUNCIONAMENTO DO CIRCUITO (Vide Fig.7.11)

Até ωt_0 conduzem o SCR 5 e o diodo 6. Logo a tensão $v_{d\alpha}$ é igual a e_{cb} . No instante ωt_1 a tensão e_{cb} começa a tornar-se negativa, o que em outras palavras, significa colocar o potencial do pólo N a um valor acima do potencial do pólo P. Ao mesmo tempo, a tensão e_{2c} torna-se mais negativa que e_{2b} . Portanto existirá uma comutação entre os diodos 6 e 2, com uma tendência ao bloqueio do diodo 6. Notamos, que durante esta comutação denominada de μ_0 , o diodo 2 e o SCR 5 estão conduzindo, e isto efetivamente coloca em curto os pólos P e N, provocando com que $v_{d\alpha}$ seja nulo. Após a comutação μ_0 , somente o diodo 2 e o SCR 5 conduzem, o que ainda curto circuita os terminais da ponte. Como consequência final não existe circulação de correntes nos enrolamentos do transformador.

No instante ωt_2 é disparado o SCR1, e existirá uma comutação entre o SCR 1 e o SCR 5, com uma tendência ao bloqueio do SCR 5. Esta comutação é denominada de μ_1 . Como durante " μ_1 " o SCR 5 e o diodo D_2 continuam a conduzir, a tensão $v_{d\alpha}$ ainda será nula. Após " μ_1 ", conduzem o SCR 1 e o diodo D_2 , logo $v_{d\alpha}$ será igual a e_{ac} . No instante ωt_3 , a tensão e_{ac} começa a ficar negativa e a tensão e_a começa a tornar-se mais negativa que e_{2c} . Logo existirá uma comutação entre os diodos D_4 e D_2 , com uma tendência ao bloqueio de D_2 . Como o SCR 1 e o diodo D_4 conduzem durante essa comutação, μ_0 , a ponte estará novamente curto-circuitada. Após essa comutação conduzem o SCR 1 e o diodo 4, o que efetivamente coloca a ponte em curto ainda.

A partir do instante da condução do SCR 1 e do diodo 4, o processo de operação se repetirá.

A tensão controlada a vazio

A tensão $v_{d\alpha}$ pode ser obtida de dois modos. O primeiro modo é considerado a Fig.7.11.e. Integrando a tensão e_{ac} de $30^\circ + \alpha$ a 210° , teremos que:

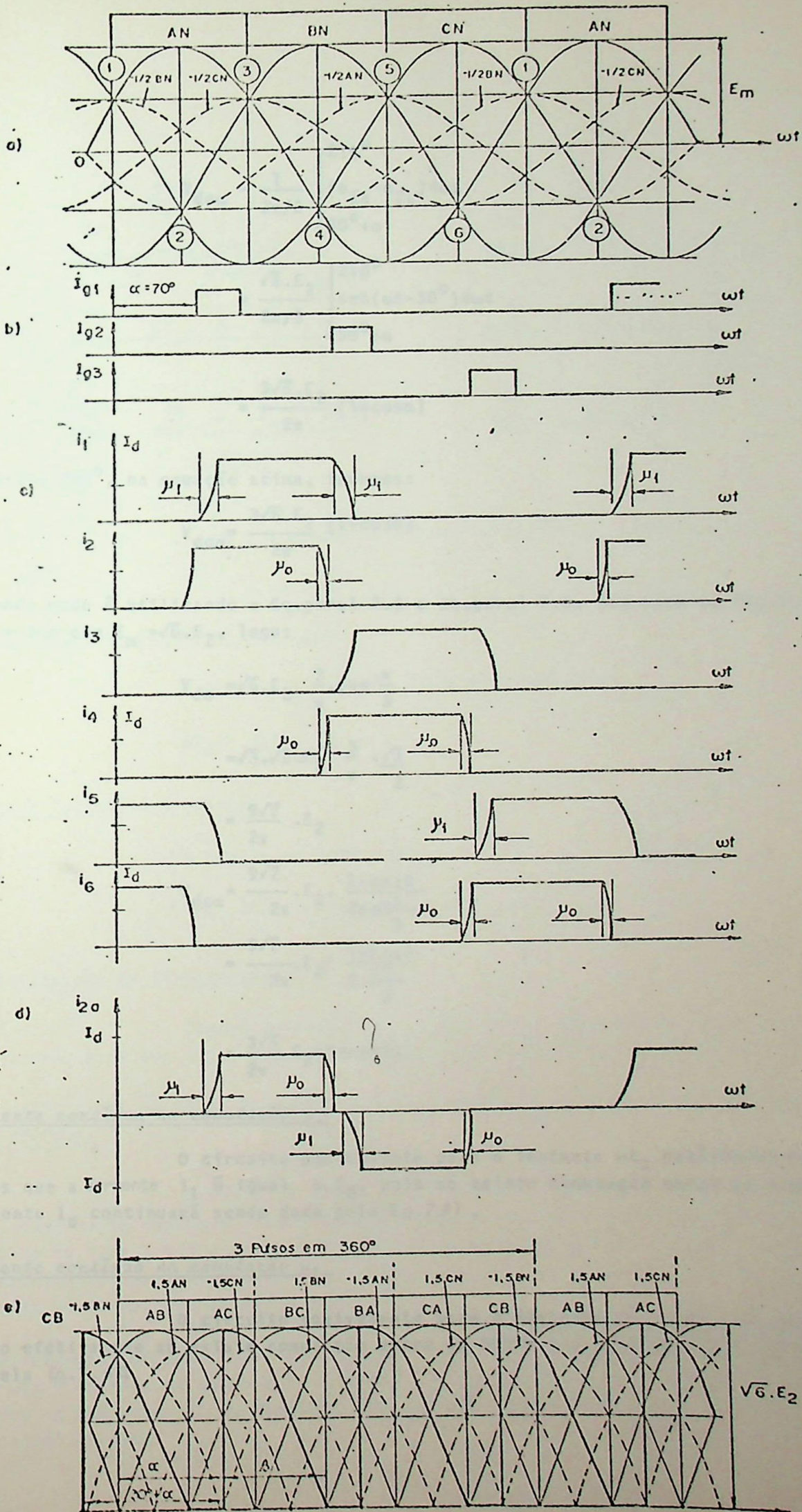


FIG. 7.11 - A FONTE TRIFÁSICA SEMI-CONTROLADA PARA $\alpha > 60^\circ$

$$\begin{aligned}
 V_{do\alpha} &= \frac{1}{2\pi/3} \int_{30^\circ+\alpha}^{210^\circ} (e_{2a} - e_{2c}) d\omega t \\
 &= \frac{\sqrt{6} \cdot E_2}{2\pi/3} \int_{30^\circ+\alpha}^{210^\circ} \text{sen}(\omega t - 30^\circ) d\omega t \\
 &= \frac{3\sqrt{6} \cdot E_2}{2\pi} (1 + \cos\alpha)
 \end{aligned} \tag{7.44}$$

Como $\alpha + \beta = 180^\circ$, na equação acima, teremos:

$$V_{do\alpha} = \frac{3\sqrt{6} \cdot E_2}{2\pi} (1 - \cos\beta) \tag{7.45}$$

O segundo modo é utilizando a Eq. geral 7.5 e Eq. geral 7.6. Com base na Fig. 7.11.e, vemos, que $m = 3$ e que $E_m = \sqrt{6} \cdot E_2$, logo:

$$\begin{aligned}
 V_{do} &= \sqrt{6} \cdot E_2 \cdot \frac{3}{\pi} \cdot \text{sen} \frac{\pi}{3} \\
 &= \sqrt{3} \cdot \sqrt{2} \cdot E_2 \cdot \frac{3}{\pi} \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \\
 &= \frac{9\sqrt{2}}{2\pi} \cdot E_2
 \end{aligned} \tag{7.46}$$

Então:

$$\begin{aligned}
 V_{do\alpha} &= \frac{9\sqrt{2}}{2\pi} \cdot E_2 \cdot \frac{1 - \cos\beta}{2 \text{sen} \frac{\pi}{3}} \\
 &= \frac{9\sqrt{2}}{2\pi} \cdot E_2 \cdot \frac{1 - \cos\beta}{2 \cdot \frac{\sqrt{3}}{2}} \\
 &= \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} \cdot E_2 (1 - \cos\beta)
 \end{aligned} \tag{7.47}$$

A corrente contínua na comutação μ_0

O circuito equivalente para o instante ωt_3 está mostrado na Fig. 7.12.b. Notamos que a corrente i_1 é igual a I_d , pois só existe comutação entre os diodos 2 e 4. Logo a corrente I_d continuará sendo dada pela Eq. 7.41.

A corrente contínua na comutação μ_1

O circuito equivalente para o instante ωt_1 está mostrado na Fig. 7.12.a. Como efetivamente só existe comutação entre os SCR's 1 e 5, a corrente I_d continuará ser dada pela Eq. 7.40.

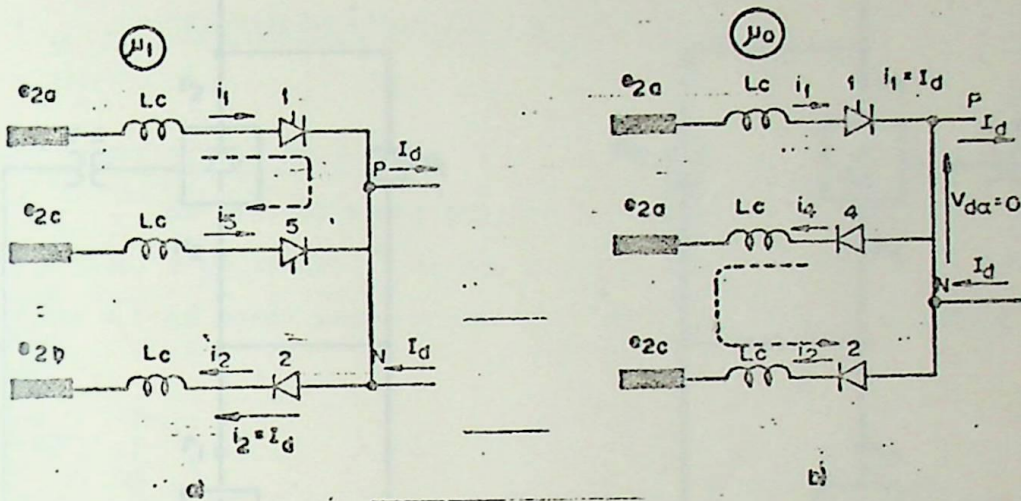


FIG. 7.12 - CIRCUITOS EQUIVALENTES a) PARA μ_1 , b) PARA μ_0

A queda de tensão devido a comutação

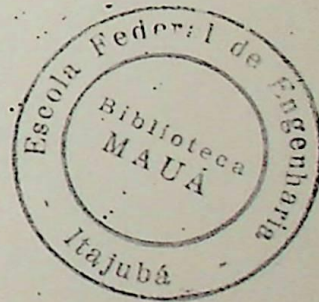
A queda ΔV_d , continuará a ser dada por:

$$\Delta V_d = 6 \cdot f \cdot L_c \cdot I_d \tag{7.48}$$

A característica de regulação

A tensão DC útil será:

$$V_{da} = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} E_2 (1 - \cos \beta) - 6 \cdot f \cdot L_c \cdot I_d \tag{7.49}$$



A especificação do transformador

Como o transformador pode operar com a ponte com $\alpha=0^\circ$, a sua especificação também pode ser feita com base no transformador para a ponte totalmente controlada.

7.5 - A APLICAÇÃO DA PONTE TRIFÁSICA TIRISTORIZADA COM BY-PASS PARA TRANSMISSÃO EM CORRENTE CONTÍNUA

A Fig. 7.13 mostra um circuito típico para transmissão em corrente contínua. Cada ponte contém um diodo by-pass. A operação da ponte com diodo free-wheeling foi discutida no item 7.4.1 e respectivas formas de ondas foram mostradas na Fig. 7.7.e. No caso para transmissão por DC, o SCR que funciona como free-wheeling só deve ser disparado quando realmente se desejar by-passar a ponte.

Com relação a Fig. 7.7, até o instante ωt_5 a ponte operaria normalmente sem free-wheeling (neste caso não existiria a corrente i_7 e respectivas comutações). No instante ωt_5 é enviado um pulso para o disparo do SCR 7 e ao mesmo tempo são bloqueados os pulsos para os SCR's de 1 a 6. Portanto após a comutação μ_0 , apenas o SCR 7 estará conduzindo, by-passando a ponte.

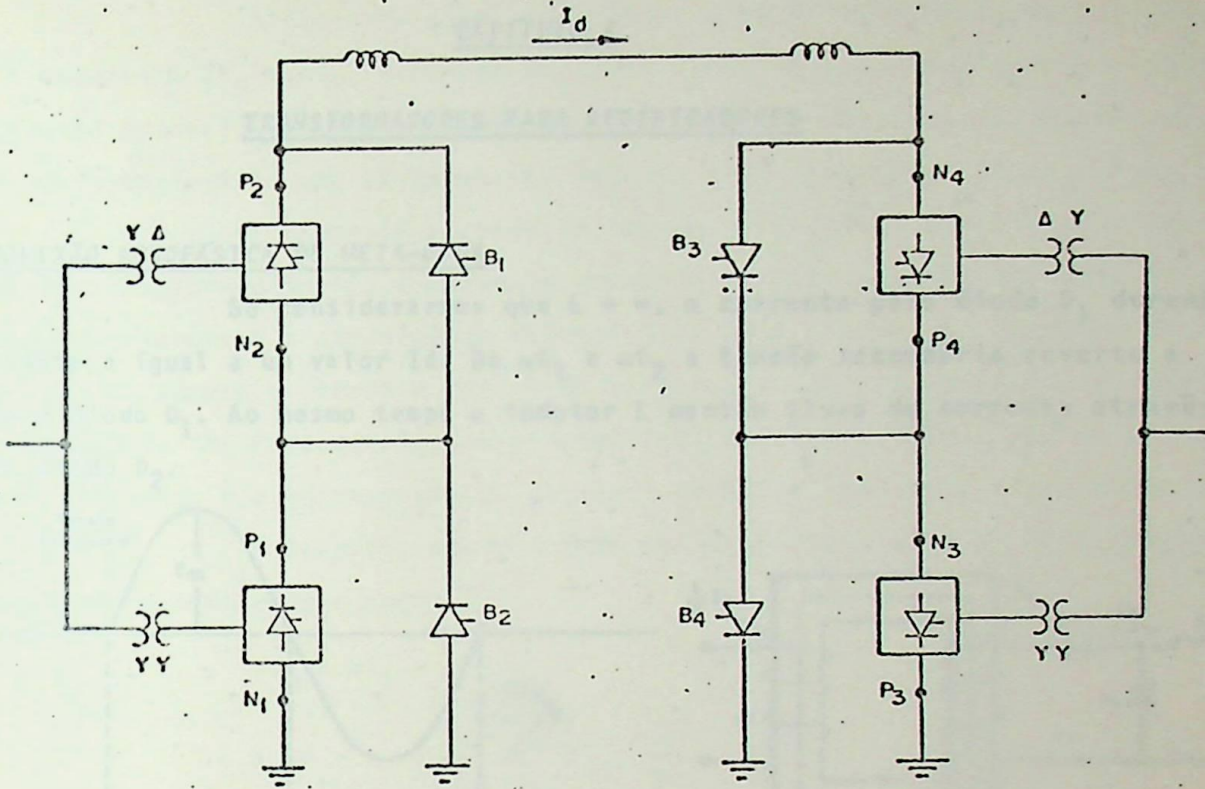


FIG.7.13 — APLICAÇÃO DA PONTE TRIFÁSICA COM "BY-PASS"

CAPÍTULO 8

TRANSFORMADORES PARA RETIFICADORES

8.1 - CONEXÃO MONOFÁSICA DE MEIA-ONDA

Se considerarmos que $L \rightarrow \infty$, a corrente pelo diodo D_1 durante ω_0 a ω_1 será constante e igual a um valor I_d . De ω_1 a ω_2 a tensão secundária reverte a polaridade bloqueando o diodo D_1 . Ao mesmo tempo o indutor L mantém fluxo de corrente através do resistor R e do diodo D_2 .

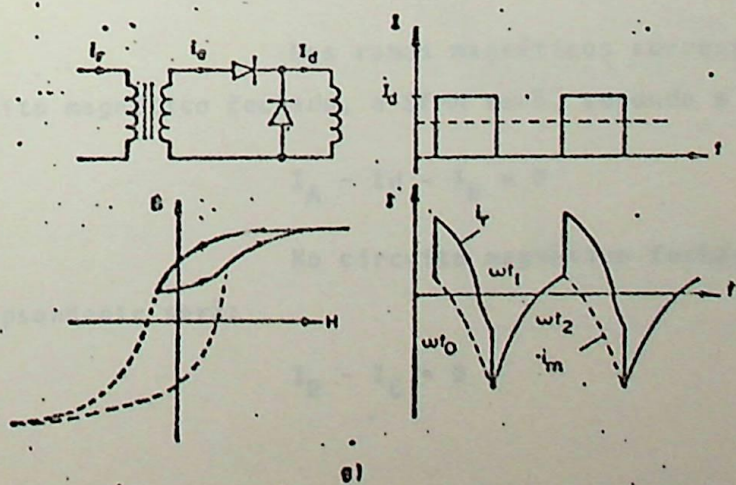
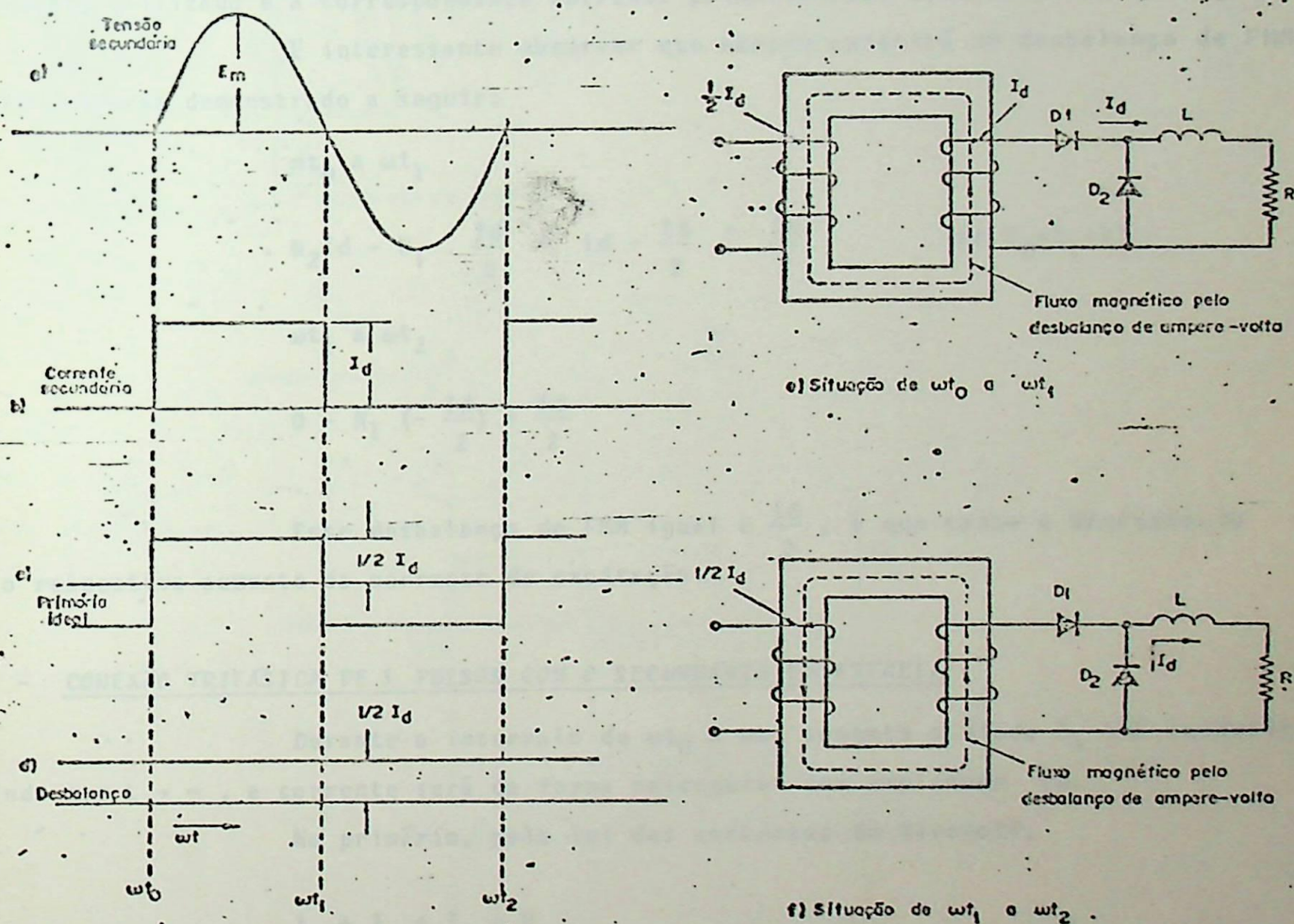


FIG. 8.1 - A CONEXÃO DE MEIA-ONDA

A corrente pelo enrolamento secundário será a corrente pelo diodo D_1 durante o intervalo ωt_0 a ωt_1 , conforme mostrado na Fig.8.1.b. Esta corrente será refletida no enrolamento primário, e como o primário está ligado a um sistema AC, a corrente refletida deve ser obrigatoriamente uma corrente AC, durante o período total de ωt_0 a ωt_2 .

A corrente secundária tem um valor médio igual a $\frac{I_d}{2}$ e se considerarmos a relação de transformação 1:1, a corrente primária deverá ser uma corrente AC com amplitude $I_d/2$. Em outras palavras a corrente de magnetização deve conter uma corrente DC de amplitude $I_d/2$ com sentido oposto a corrente refletida para que a corrente total no primário não possua nenhuma componente DC. Para que isso seja possível, a característica B/H do material é assimétricamente utilizado e a correspondente corrente primária real está mostrada na Fig.1.8.g.

É interessante observar que sempre existirá um desbalanço de FMM igual a $I_d/2$ conforma demonstrado a seguir:

ωt_0 a ωt_1

$$N_2 I_d - N_1 \cdot \frac{I_d}{2} = I_d - \frac{I_d}{2} = \frac{I_d}{2} \quad (\text{se } N_2 = N_1 = 1)$$

ωt_1 a ωt_2

$$0 - N_1 \left(-\frac{I_d}{2}\right) = \frac{I_d}{2}$$

Esse desbalanço de FMM igual a $\frac{I_d}{2}$, é que causa a saturação do núcleo, com o respectivo aumento da corrente de excitação.

8.2 - CONEXÃO TRIFÁSICA DE 3 PULSOS COM O SECUNDÁRIO EM ESTRELA

Durante o intervalo de ωt_0 a ωt_1 somente o diodo D_1 irá conduzir. Admitindo que $L \rightarrow \infty$, a corrente será de forma retangular com amplitude I_d .

No primário, pela lei das correntes de Kirchoff,

$$I_A + I_B + I_C = 0 \quad (8.1)$$

Nos ramos magnéticos correspondentes às fases A e B, no correspondente circuito magnético fechado, a Σ FMM será, supondo a relação de transformação de 1:1;

$$I_A - I_d - I_B = 0 \quad (8.2)$$

No circuito magnético fechado correspondente as fases A e B, a FMM correspondente será;

$$I_B - I_C = 0 \quad (8.3)$$

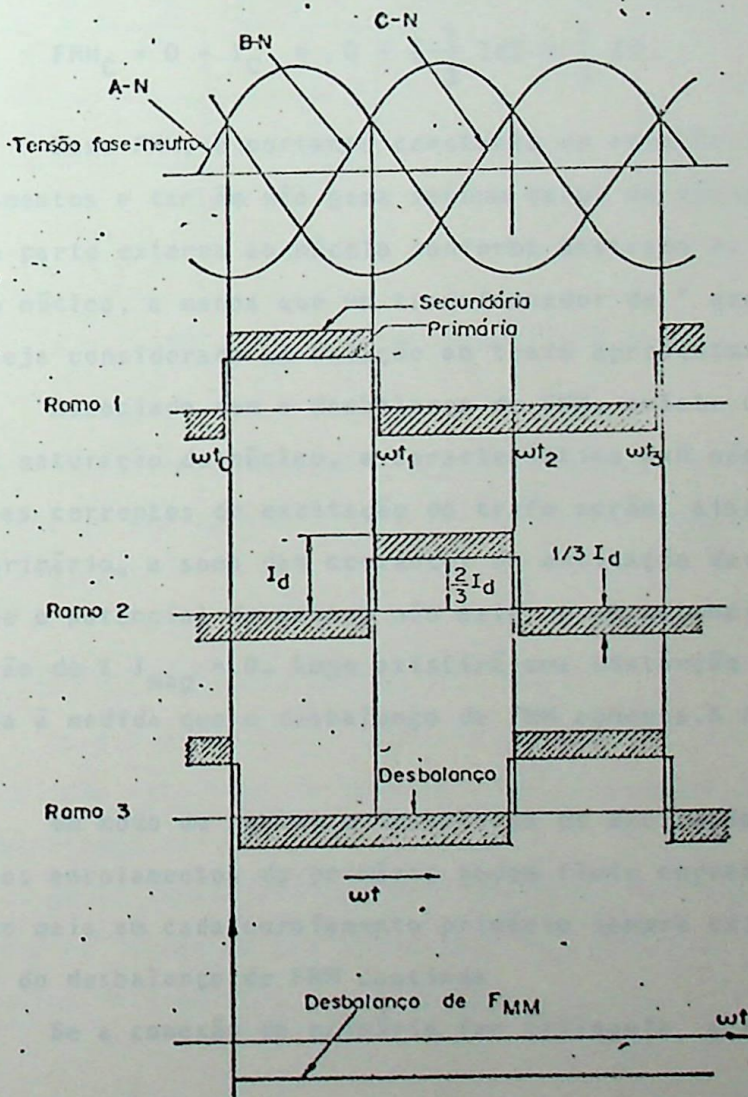
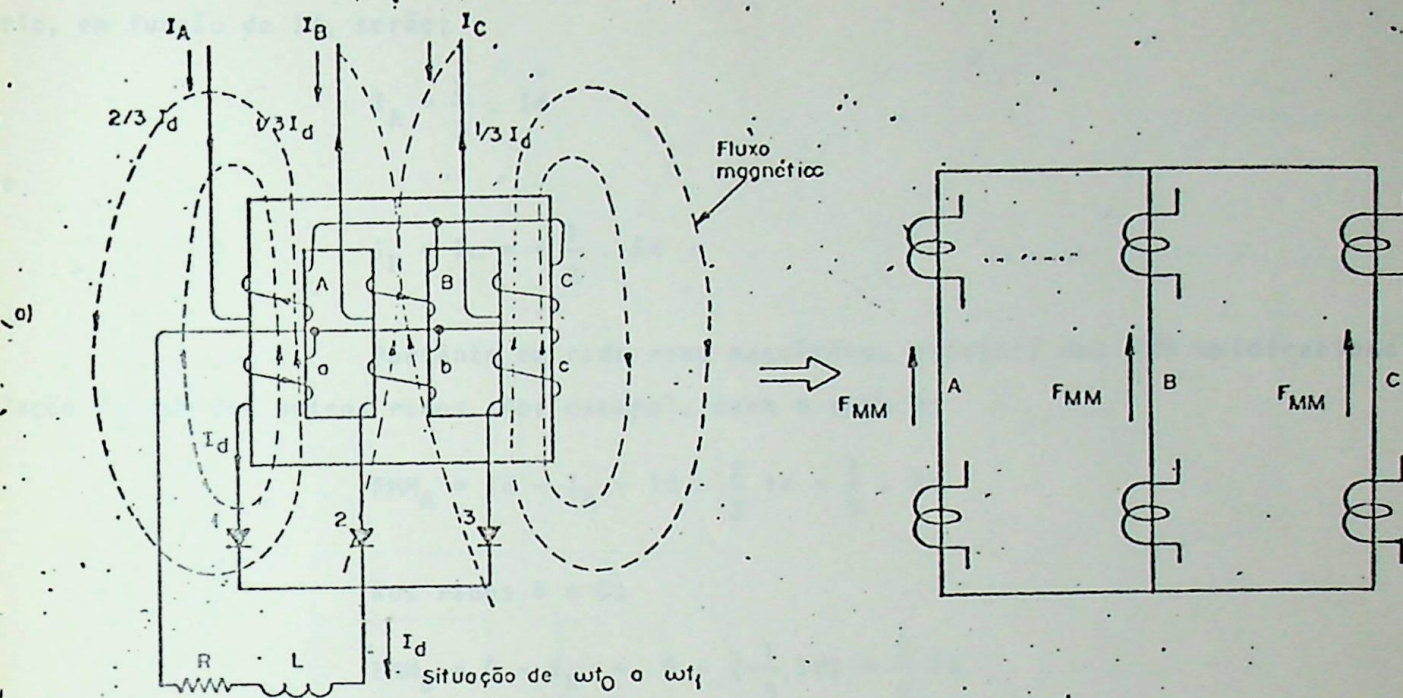


FIG. 8.2 - A CONEXÃO EM ESTRELA

Resolvendo o sistema de equações de 8.1 à 8.3, as correntes do primário, em função de I_d , serão;

$$I_A = \frac{2}{3} \cdot I_d \quad (8.4)$$

$$I_B = I_C = -\frac{1}{3} \cdot I_d \quad (8.5)$$

Portanto em cada ramo magnético, existirá uma FMM unidirecional em relação as FMM dos outros ramos. Por exemplo, para o ramo A;

$$FMM_A = I_d - I_A = I_d - \frac{2}{3} I_d = \frac{1}{3} \cdot I_d \quad (8.6)$$

Nos ramos B e C;

$$FMM_B = 0 - I_B = 0 - \left(-\frac{1}{3} I_d\right) = \frac{1}{3} I_d \quad (8.7)$$

$$FMM_C = 0 - I_C = 0 - \left(-\frac{1}{3} I_d\right) = \frac{1}{3} I_d$$

Essa FMM, é portanto constante em relação ao tempo, e não induz nenhuma tensão nos enrolamentos e também não gera nenhum calor no núcleo. O fluxo produzido por essa FMM, retorna pela parte externa ao núcleo conforma mostrado na Fig.8.2, e não produz uma elevada saturação do núcleo, a menos que um transformador de "quatro ramos" ou um banco de trafos monofásicos seja considerado em relação ao trafo apresentado.

Associado com o desbalanço de FMM, existe o fenômeno do "desbalanço de excitação". Devido a saturação do núcleo, a característica $B \times H$ não é utilizada simetricamente e como consequência as correntes de excitação do trafo serão ainda mais deformadas. Como não existe retorno no primário, a soma das correntes de excitação deve ser obrigatoriamente nula. Isto só é possível se o potencial do neutro não está a um potencial nulo e sim num potencial que satisfaz a condição de $\sum I_{mag} = 0$. Logo existirá uma distorção da tensão no secundário que será mais pronunciada à medida que o desbalanço de FMM aumenta. A Fig.8.3 ilustra este fenômeno.

Um modo de anular o desbalanço de excitação é conectando o primário em triângulo, pois nos enrolamentos do primário podem fluir correntes deformadas (em relação a senoidal) e além do mais em cada enrolamento primário sempre existirá uma tensão AC aplicada. Porém o problema do desbalanço de FMM continua.

Se a conexão do primário for triângulo, a distribuição de correntes será a da Fig.8.4.

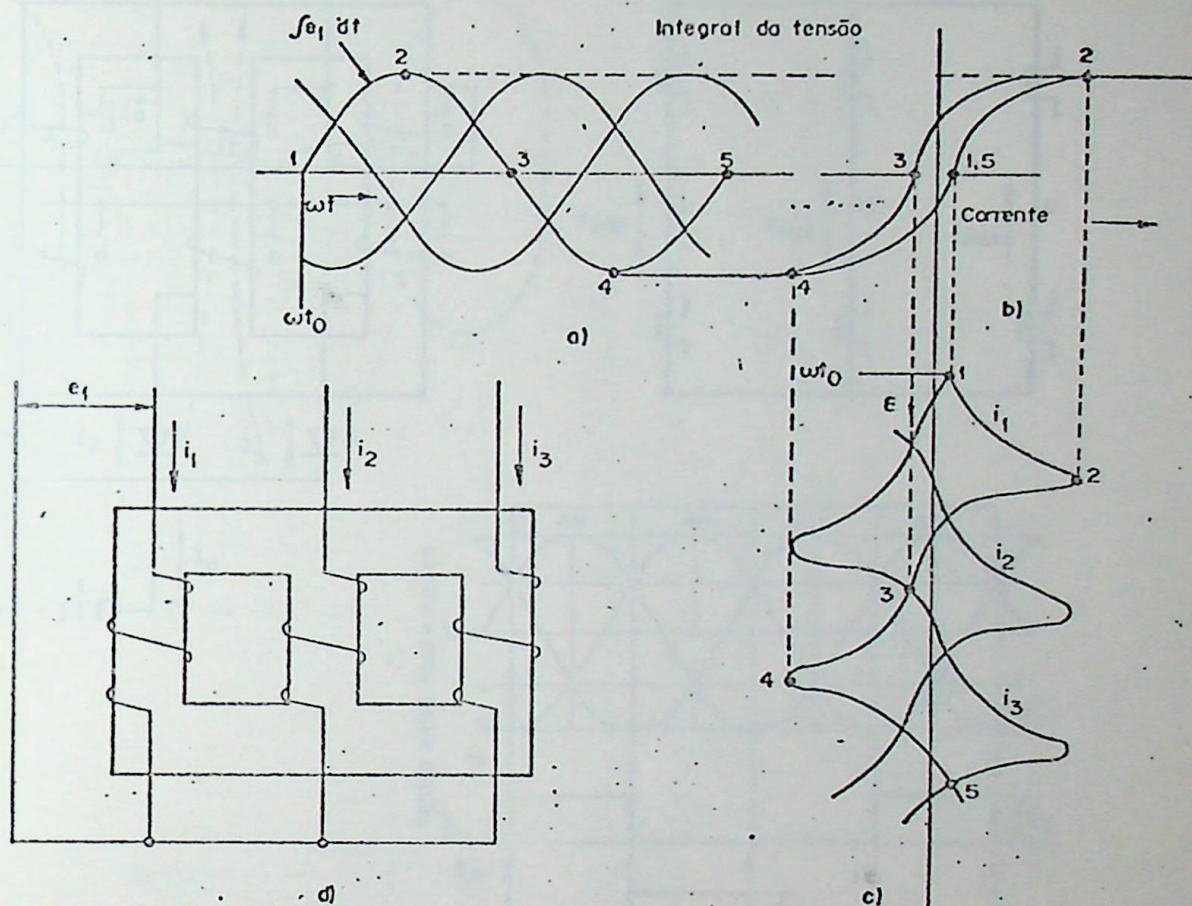


FIG. 8.3— O DESBALANÇO DE EXCITAÇÃO

A análise da distribuição de correntes nos enrolamentos pode ser feita como a anterior. Nota-se que apesar da conexão triângulo existe ainda um desbalanço de FMM conforme mostrado na Fig.8.4.

8.3 - CONEXÃO DE 6 PULSOS COM DUPLA ESTRELA SECUNDÁRIA

Caso o primário se encontre em estrela, a distribuição de correntes está mostrado na Fig.8.5. Com este tipo de conexão o transformador irá apresentar um novo fenômeno chamado de "desbalanço AC"

Ao se considerar que cada diodo conduz durante 60° , a distribuição de correntes durante cada 60° serão em amplitude como mostradas na Fig.8.5, que é a mesma distribuição para o circuito do item 8.2, ou seja, de ωt_0 a ωt_1 ,

$$I_A = \frac{2}{3} I_d$$

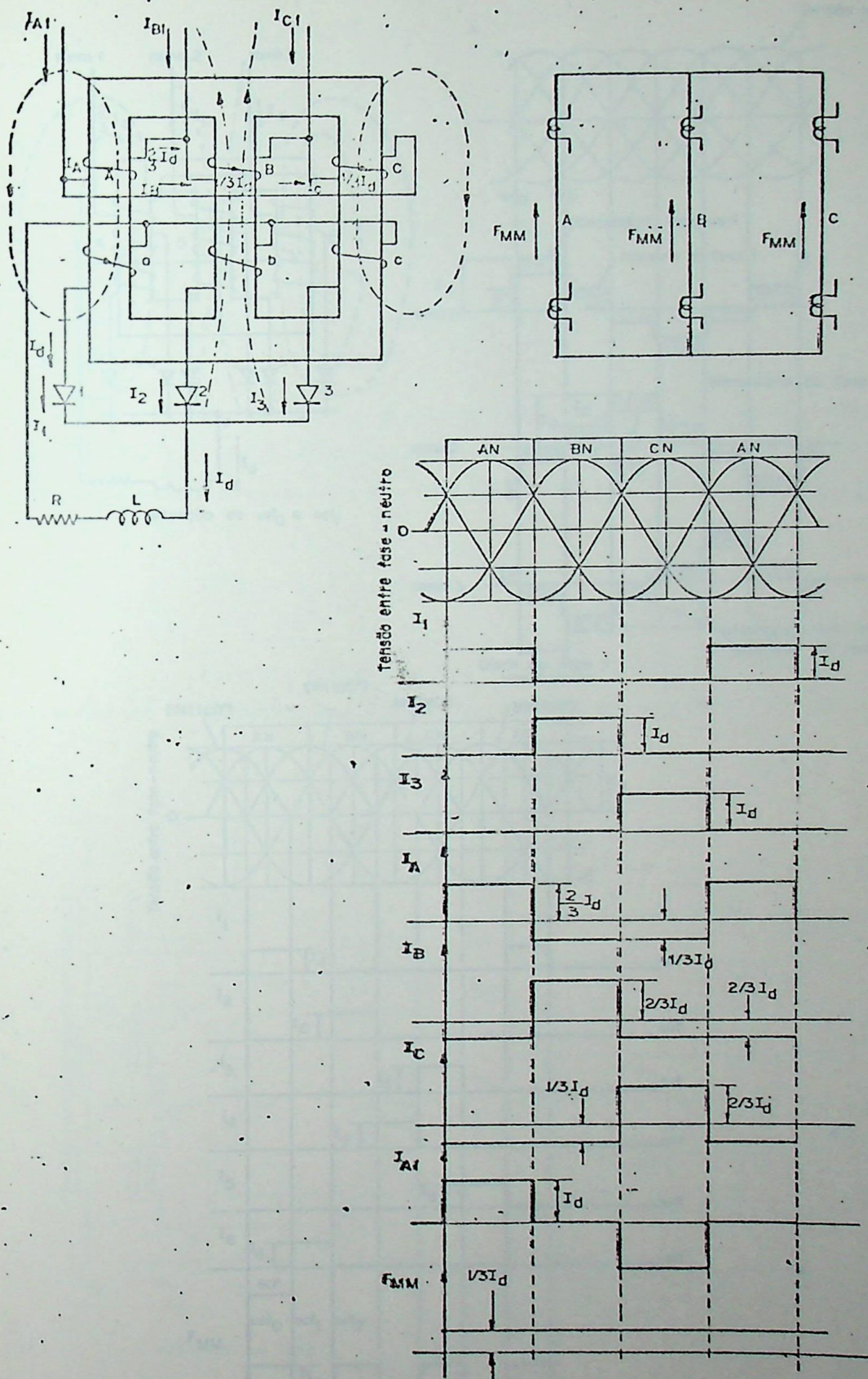


FIG. 8.4—A CONEXÃO EM ESTRELA COM PRIMÁRIO EM Δ

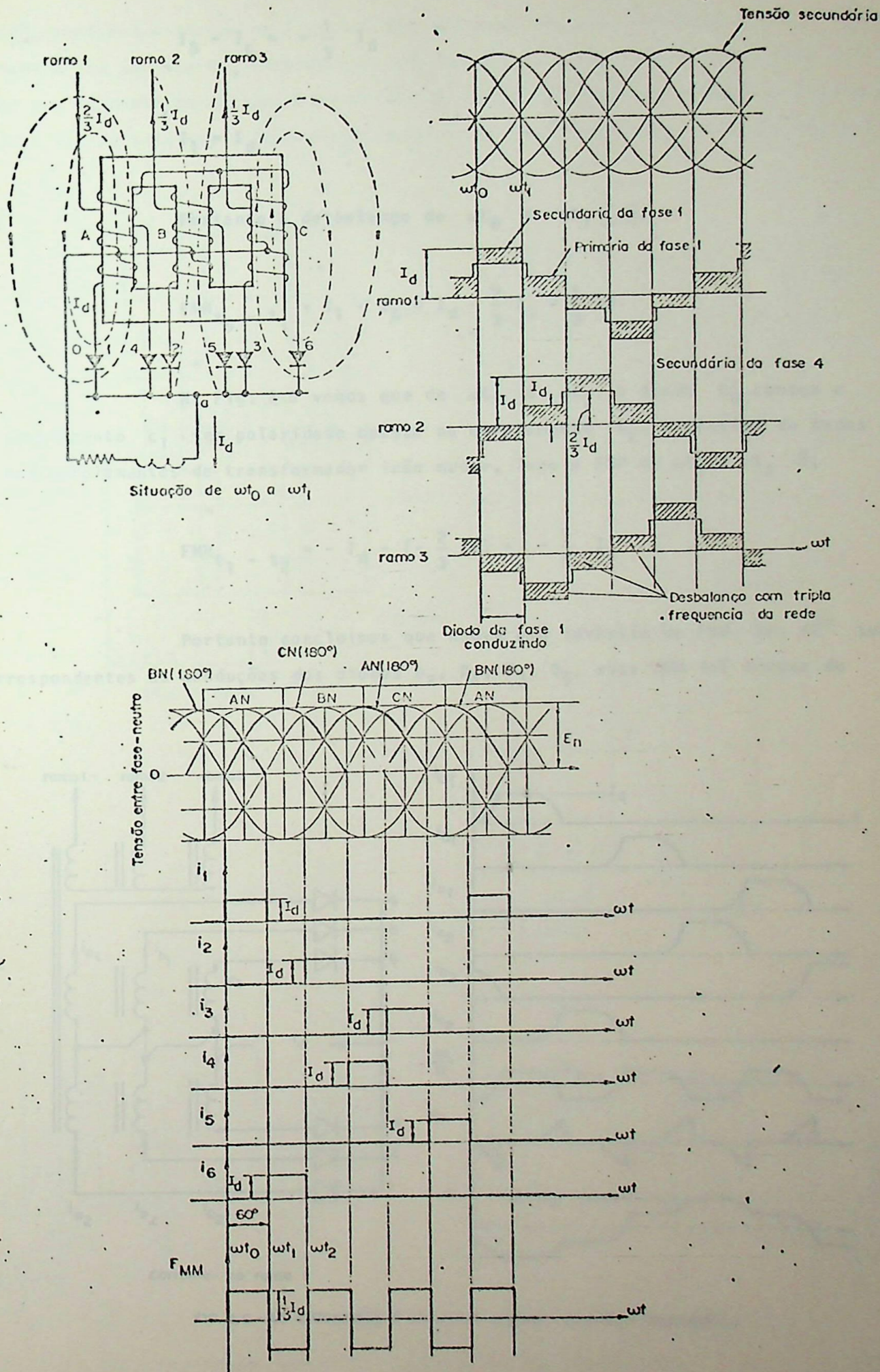


FIG. 8.5 - A CONEXÃO EM DUPLA ESTRELA SECUNDÁRIA

$$I_B - I_C = -\frac{1}{3} I_d$$

$$I_1 = I_d$$

Portanto o desbalanço de ωt_0 a ωt_1 é,

$$FMM_{t_0 - t_1} = I_1 - I_A = I_d - \frac{2}{3} I_d = \frac{1}{3} I_d \tag{8.8}$$

Na Fig. 8.5 vemos que de ωt_1 a ωt_2 , o diodo D_6 começa a conduzir. Como o enrolamento c_1 tem polaridade oposta ao enrolamento a_2 , o sentido de todas as correntes nos enrolamentos do transformador irão mudar, logo a FMM de ωt_1 a ωt_2 é,

$$FMM_{t_1 - t_2} = -I_d - (-\frac{2}{3} I_d) = -\frac{1}{3} I_d \tag{8.9}$$

Portanto concluímos que houve uma inversão da FMM. Nos 60° subsequentes correspondentes as conduções dos diodos D_2, D_4, D_3, D_5 , essa MM irá trocar de sentido

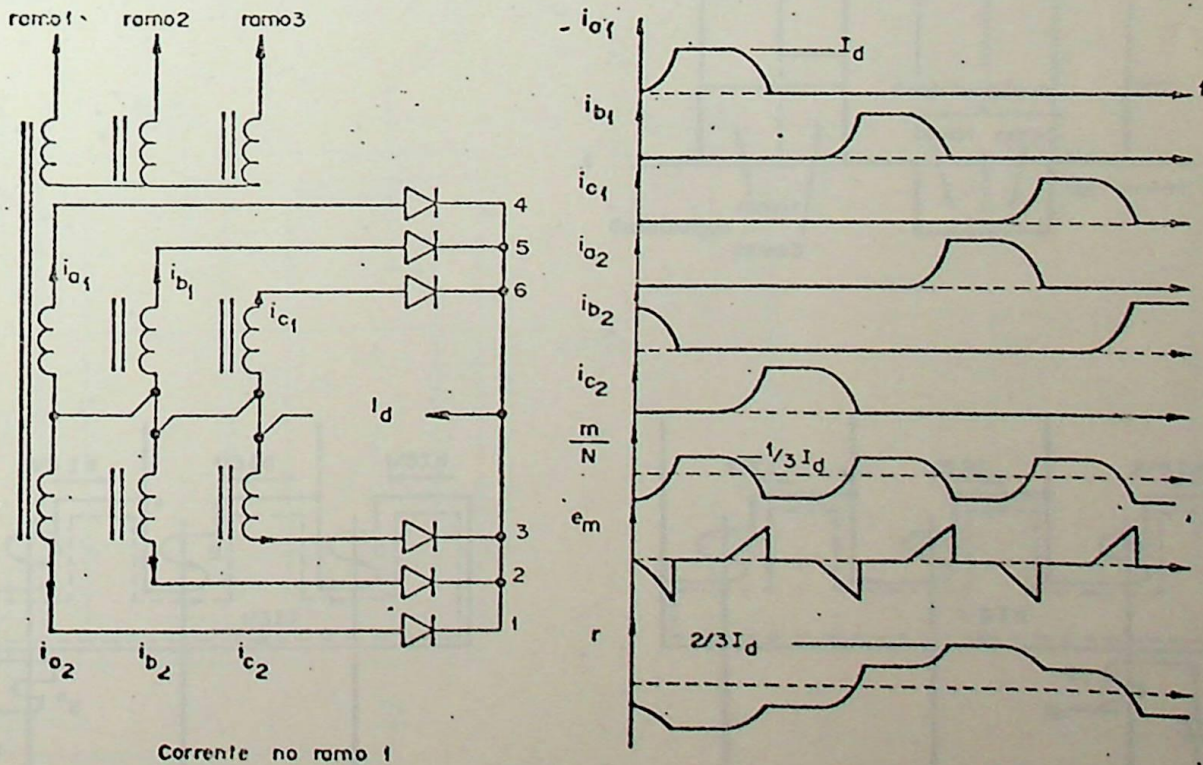


FIG. 8.6-AS CORRENTES E FMM NA DUPLA ESTRELA SECUNDÁRIA

a cada 60° , conforme mostrado na Fig. 8.5. Consequentemente essa FMM possui uma frequência tripla da rede e irá induzir nos enrolamentos uma tensão de terceira harmônica além de aumentar as perdas por Foucault no núcleo. Essa tensão de terceira harmônica aumenta o ângulo de comutação, pois ela se adiciona a fase correspondente ao diodo que entra em bloqueio. A Fig. 8.6.

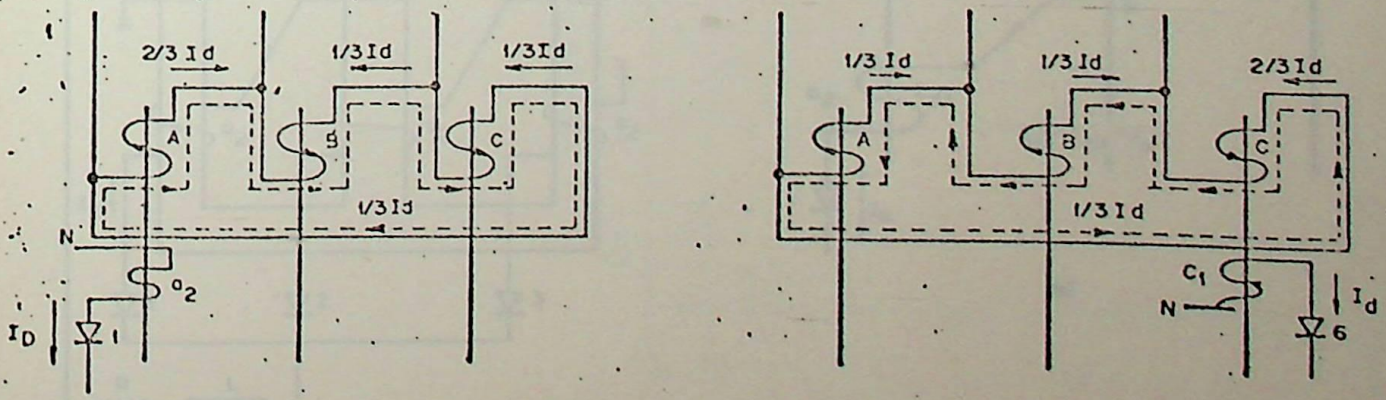
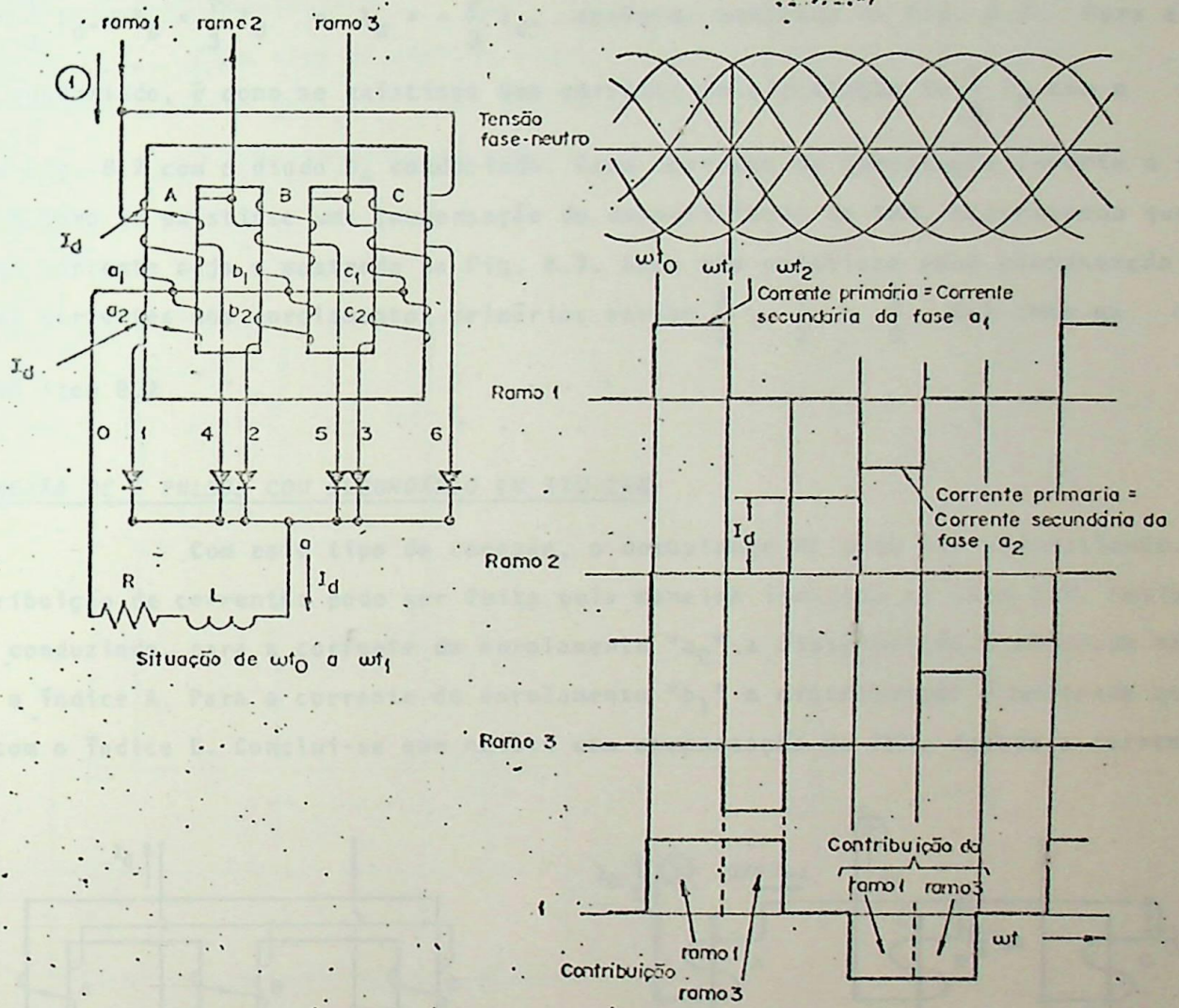


FIG. 8.7 - A CONEXÃO DUPLA ESTRELA SECUNDÁRIA COM PRIMÁRIO EM Δ

dos diodos fluir sempre em dois enrolamentos de polaridades opostas. As correntes pelos diodos possuem amplitude I_d com uma duração de 120° , cada.

Se o primário for conectado em triângulo, a distribuição de correntes ainda será a da Fig. 8.8, contudo o fenômeno do "desbalanço de excitação" será anulado.

8.5 - CONEXÃO TIPO PONTE TRIFÁSICA

Este tipo de conexão também compensa o desbalanço de FMM. A análise da distribuição de corrente pode ser feita como nos itens anteriores.

O funcionamento do circuito é baseado em conduzir o diodo impar para a

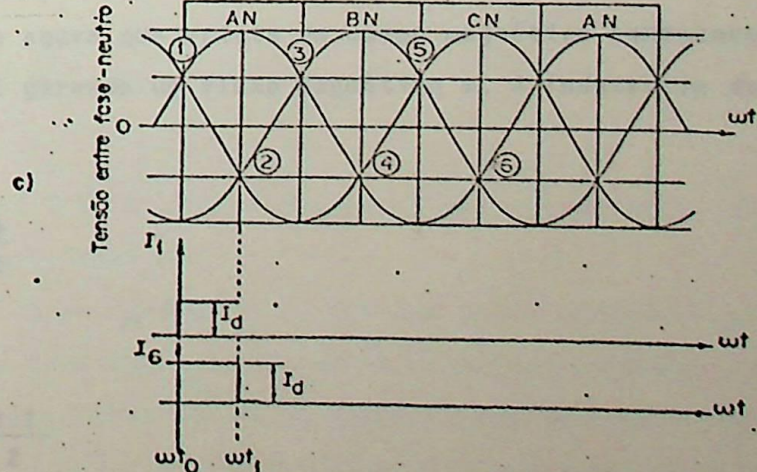
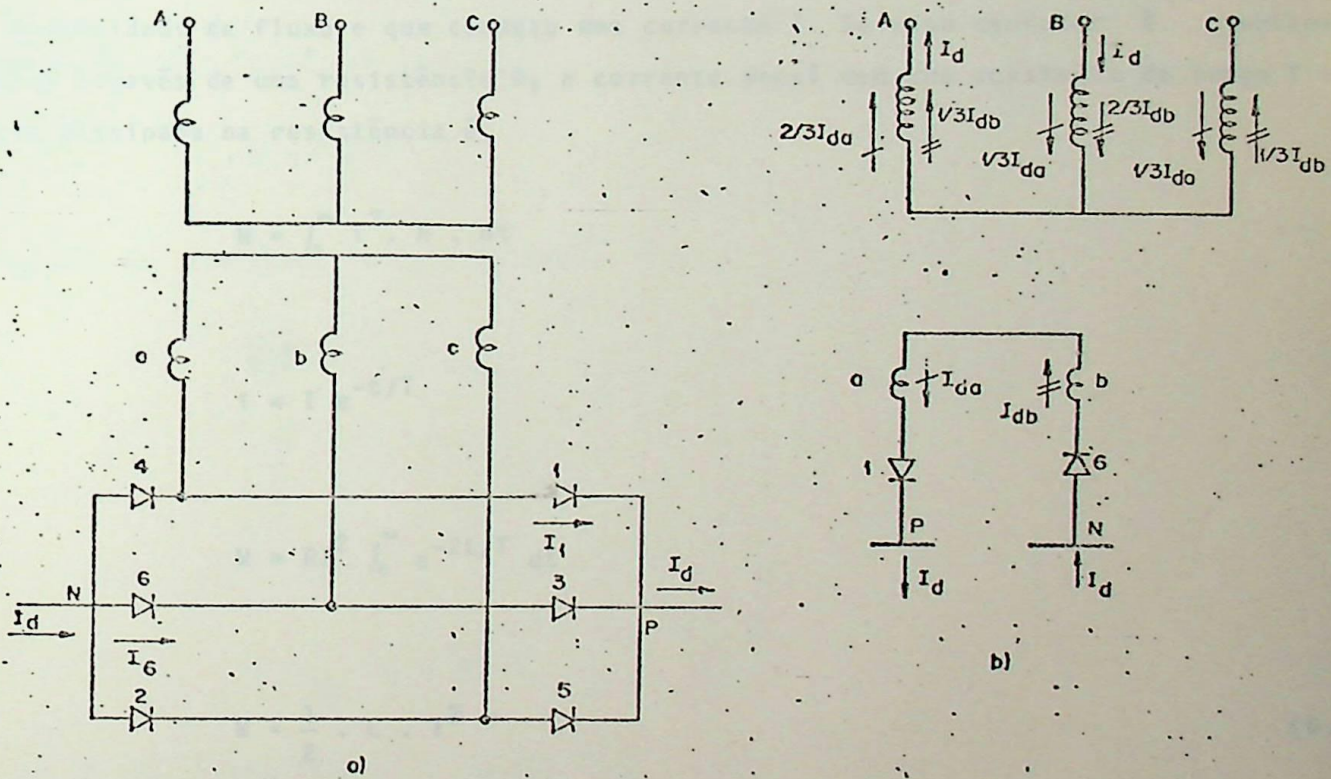


FIG. 8.9 - A FONTE TRIFÁSICA

tensão de fase mais positiva e conduzir o diodo par para a tensão de fase mais negativa. Assim de ωt_0 a ωt_1 , conduz o diodo 1 para a tensão AN (mais positiva) e o diodo 6 para a tensão BN (mais negativa).

Para o diodo 1 conduzindo a distribuição de correntes é mostrada na Fig. 8.9.b com as correntes no primário com o índice "a". Para o diodo 6 conduzindo a distribuição de corrente é mostrado com o índice b. Dessa maneira concluímos que existe uma compensação de FMM devido a que os enrolamentos "a" e "b" conduzem correntes em sentidos opostos.

8.6 - INDUTÂNCIA DE DISPERSÃO DO TRANSFORMADOR COMPUTADO SOB O PONTO DE VISTA DA ENERGIA ARMAZENADA NO CAMPO DE DISPERSÃO

Seja um condutor com uma indutância L, com uma relação linear entre corrente e densidade de fluxo e que conduza uma corrente I. Se esse condutor é subitamente descarregado através de uma resistência R, a corrente decai com uma constante de tempo $T = L/R$ e a energia dissipada na resistência é,

$$W = \int_0^{\infty} i^2 \cdot R \cdot dt$$

como,

$$i = I e^{-t/T}$$

logo,

$$W = RI^2 \int_0^{\infty} e^{-2t/T} dt$$

então,

$$W = \frac{1}{2} \cdot L \cdot I^2 \tag{8.10}$$

Admita-se agora que exista um campo magnético homogêneo, no qual existem N espiras com uma corrente I gerando um fluxo magnético ϕ . A indutância dessas espiras será expressa por

$$L = N \cdot \frac{\phi}{I} \tag{8.11}$$

substituindo L em (8.10),

$$W = \phi \cdot \frac{N \cdot I}{2} \tag{8.12}$$

Defina-se agora os seguintes parâmetros,

A - área reta do campo

B - densidade de fluxo

H - intensidade do campo elétrico

l - comprimento do campo

v - volume do campo

μ_0 - permeabilidade magnética

com base nas definições, as seguintes relações são válidas,

$$\phi = A B \quad (8.13)$$

$$NI = H l \quad (8.14)$$

Substituindo (8.13) e (8.14) em (8.12),

$$W = \frac{B \cdot H \cdot V}{2} \quad (8.15)$$

Se o campo não for homogêneo, a Eq. 8.15 será,

$$W = \frac{1}{2} \int B \cdot H \cdot dV \quad (8.16)$$

Se

$$B = \mu_0 \cdot H,$$

$$W = \frac{1}{2} \cdot \mu_0 \int H^2 \cdot dV \quad (8.17)$$

Com base em (8.10), a indutância L será,

$$L = \frac{\mu_0}{I^2} \int H^2 \cdot dV \quad (8.18)$$

A Eq. 8.18 é a relação fundamental para obter-se o valor da indutância da energia armazenada no campo magnético.

Embora no transformador, as tensões sejam induzidas pela corrente de excitação e corrente de carga, a indutância será computada somente durante o período de comutação de correntes dos diodos que o trafo alimenta. Isto é possível desde que o fluxo principal ocupa o núcleo, enquanto que o fluxo de dispersão passa pelos enrolamentos e "gaps", o que praticamente não gera interferência entre esses dois fluxos magnéticos.

A Fig. 8.10 mostra um trafo monofásico ou uma perna de um trafo trifásico.

A excitação total dos enrolamentos primário ou secundário é dada por NI . Esta excitação é absorvida ao longo da dimensão l , desde que o caminho do fluxo de dispersão é através do núcleo. Partindo de dentro do enrolamento interno em sentido ao externo, o campo aumenta linearmente desde que mais enrolamentos contribuem para a excitação. O campo H , é constante no "gap" e é reduzido no enrolamento externo, visto que mais enrolamentos contribuem com correntes de polaridade oposta à interna.

De acordo com a Eq. 8.18, a indutância de dispersão será,

$$L = \frac{\mu_0}{I^2} \ell \cdot \pi \cdot d_m \cdot \int_{R_1}^{R_2} H^2 \cdot dR \quad (8.19)$$

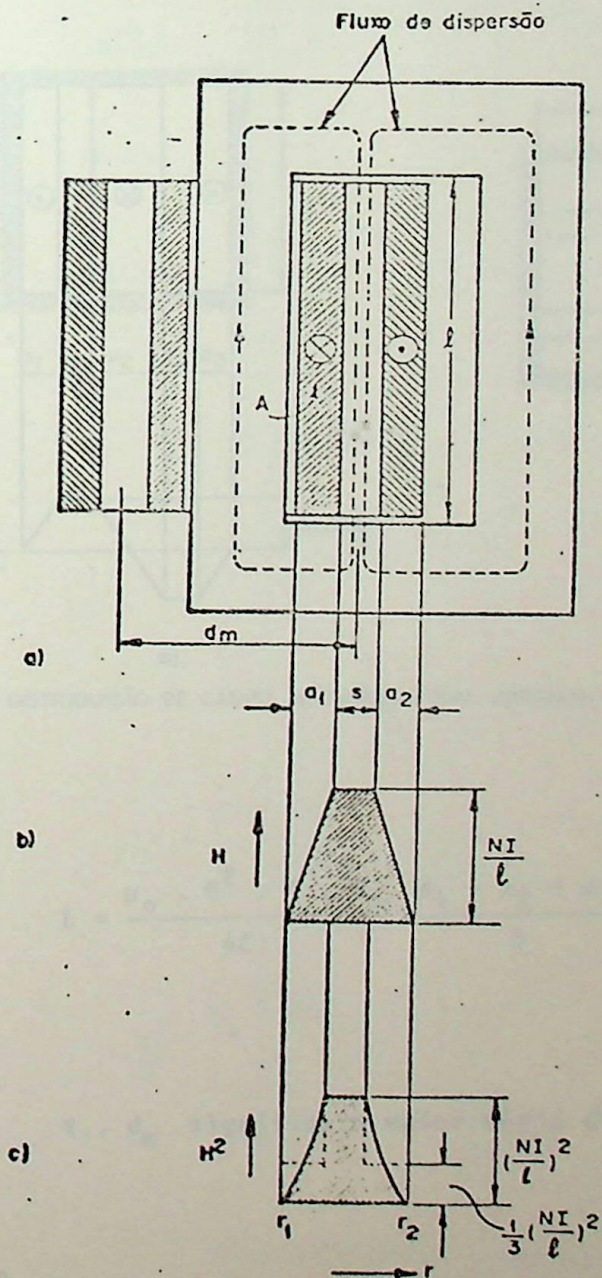


FIG. 8. 10-DISTRIBUIÇÃO DE CAMPO MAGNÉTICO NO TRANSFORMADOR

onde

$$\int_{R_1}^{R_2} H^2 dR = \left(\frac{N \cdot I}{2}\right)^2 \left(\frac{a_1 + a_2}{3} + s\right) \quad (8.20)$$

logo,

$$L = \frac{\mu_0 \cdot \nu \cdot d_m}{2} \cdot N^2 \cdot \left(\frac{a_1 + a_2}{3} + s\right) \quad (8.21)$$

Para um arranjo dos enrolamentos, tal como o da Fig. 8.11, a indutância

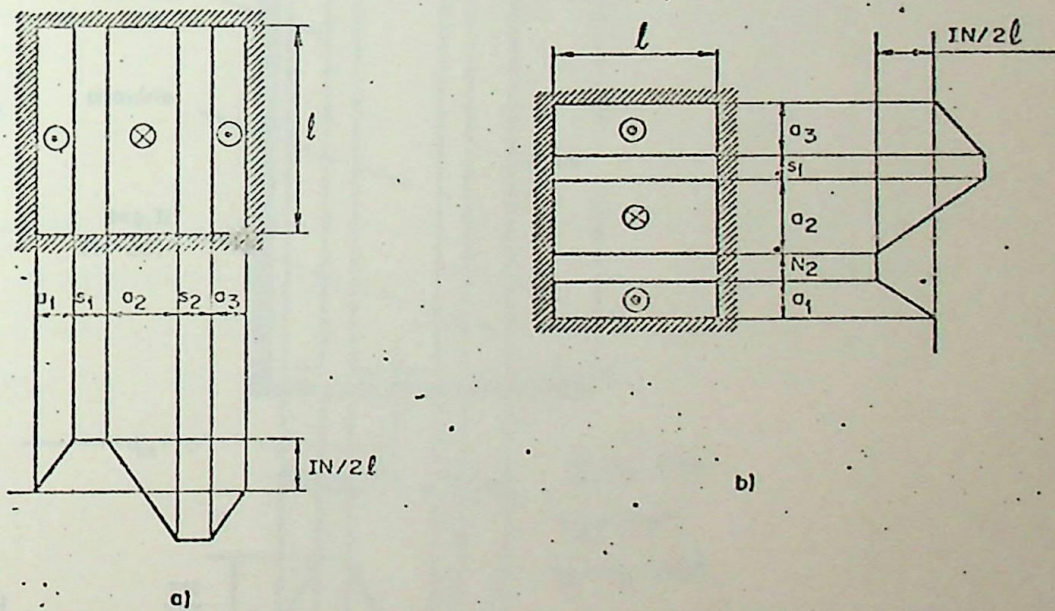


FIG. 8.11 - DISTRIBUIÇÃO DE CAMPO MAGNÉTICO COM ARRANJO DIFERENTE DOS ENROLAMENTOS

cia será dada por,

$$L = \frac{\mu_0 \cdot N^2 \cdot \nu \cdot d_m}{4l} \left(\frac{a_1 + a_2 + a_3}{3} + s_1 + s_2\right) \quad (8.22)$$

onde,

$\nu \cdot d_m$ significa o valor médio da circunferência do fluxo de dispersão.

EXEMPLO DE APLICAÇÃO

A Fig. 8.12 mostra a área reta dos enrolamentos de um ramo de um transformador trifásico. Determine a contribuição do transformador à indutância de comutação L_c , para as seguintes condições:

- a) os dois enrolamentos secundários em cada perna são conectados em série e os enrolamentos das três fases em estrela, alimentando uma conexão de 3 pulsos.
- b) o transformador alimenta uma conexão dupla-estrela com um transformador inter-fase.
- c) os dois enrolamentos em cada ramo são usados para duas pontes trifásicas distintas porém com comutação simultânea.

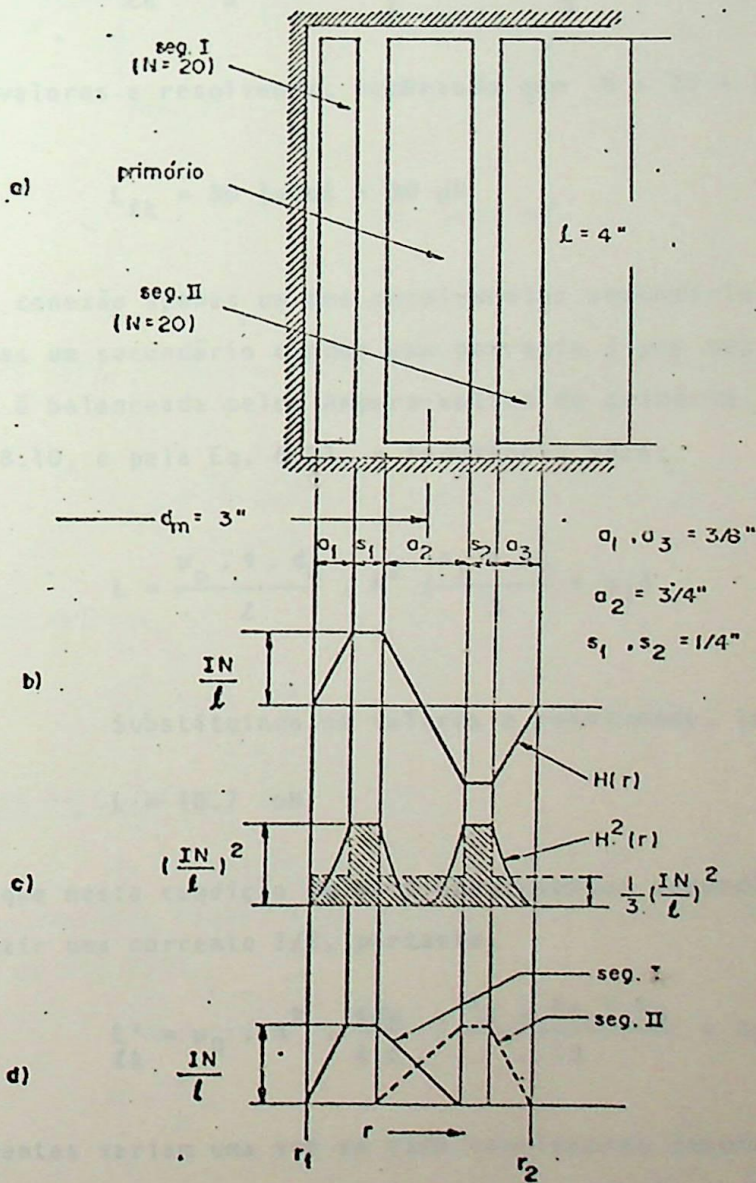


FIG. 8. 12 - EXEMPLO DE APLICAÇÃO

d) os dois enrolamentos secundários estão em zig-zag, alimentando uma conexão de 3 pulsos.

SOLUÇÕES

a) os enrolamentos secundários em série conduzem uma corrente I e os Ampere-voltas são supostos balanceados pelos Ampere-voltas dos primários. Sob esta condição o campo H como função de R (raio) é mostrado na Fig. 8.12.b. Logo como base na Eq. 8.20,

$$\int_{R_1}^{R_2} H^2 \cdot dR = \left(\frac{NI}{2}\right)^2 \left(\frac{a_1 + a_2 + a_3}{3} + s_1 + s_2\right)$$

A indutância $L_{\ell k}$ será,

$$L_{\ell k} = \mu_0 \cdot N^2 \cdot \frac{\pi d_m}{\ell} \left(\frac{a_1 + a_2 + a_3}{3} + s_1 + s_2\right)$$

Substituindo os valores e resolvendo, lembrando que $N = 20 + 20 = 40$

$$L_{\ell k} = 30 \text{ } [\mu\Omega s] = 30 \text{ } \mu\text{H}$$

b) Neste tipo de conexão apenas um dos enrolamentos secundário está envolvido na comutação. Portanto apenas um secundário conduz uma corrente I por vez na comutação e supõe-se que essa corrente é balanceada pelos Ampere-voltas do primário. Logo o circuito se comporta como o da Fig. 8.10, e pela Eq. 8.21, a indutância será,

$$L = \frac{\mu_0 \cdot \pi \cdot d_m}{\ell} \cdot N^2 \left(\frac{a_1 + a_2}{3} + s_1\right)$$

Substituindo os valores e resolvendo, lembrando que neste caso $N = 20$,

$$L = 18.7 \text{ } \mu\text{H}$$

c) Admitindo-se que nesta condição os dois enrolamentos secundários estejam em paralelo, cada um irá conduzir uma corrente $I/2$, portanto,

$$L'_{\ell k} = \mu_0 \cdot N^2 \cdot \frac{\pi d_m}{4 \ell} \left(\frac{a_1 + a_2 + a_3}{3} + s_1 + s_2\right)$$

Porém as correntes variam uma vez em cada enrolamento secundário, o que no total irá produzir duas variações por cada comutação, logo a indutância final de dispersão será,

$$L_{\ell k} = \mu_0 \cdot N^2 \cdot \frac{\pi d_m}{2 \ell} \left(\frac{a_1 + a_2 + a_3}{3} + s_1 + s_2\right)$$

Cujo valor numérico é,

$$L_{Lk} = 15 \mu H$$

d) No Zig-Zag, duas fases conduzem a corrente na comutação, tal como mostrado na figura auxiliar. Por exemplo, na perna A do trafo (vide Fig.1.8) apenas o secundário I está

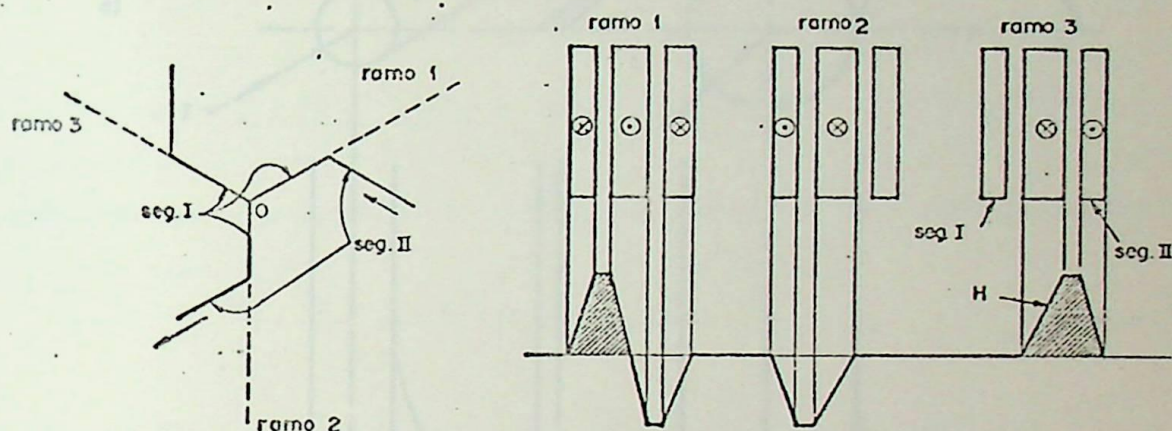


FIG. AUXILIAR

conduzindo e na perna B apenas o secundário II está conduzindo, isto para o diodo D_1 conduzindo. Logo,

$$L_{Lk} = \frac{\mu_0 \cdot \nu \cdot dm}{l} \cdot N^2 \left(\frac{a_1 + a_3}{3} + \frac{a_2}{2} + s_1 + s_2 \right) \quad (8.24)$$

Substituindo os valores,

$$L_{Lk} = 34 \mu H$$

8.7 - INDUTÂNCIA DA BARRA DC

As barras DC ou "DC bus bars" de conversores contribuem também para a indutância de comutação total. Para o caso de dois condutores em paralelo, o campo magnético é mostrado na Fig.8.13.

A indutância é definida por,

$$L = \frac{\phi}{I}$$

onde:

ϕ - fluxo total que a braça o "loop" dos condutores

I - corrente que o condutor conduz

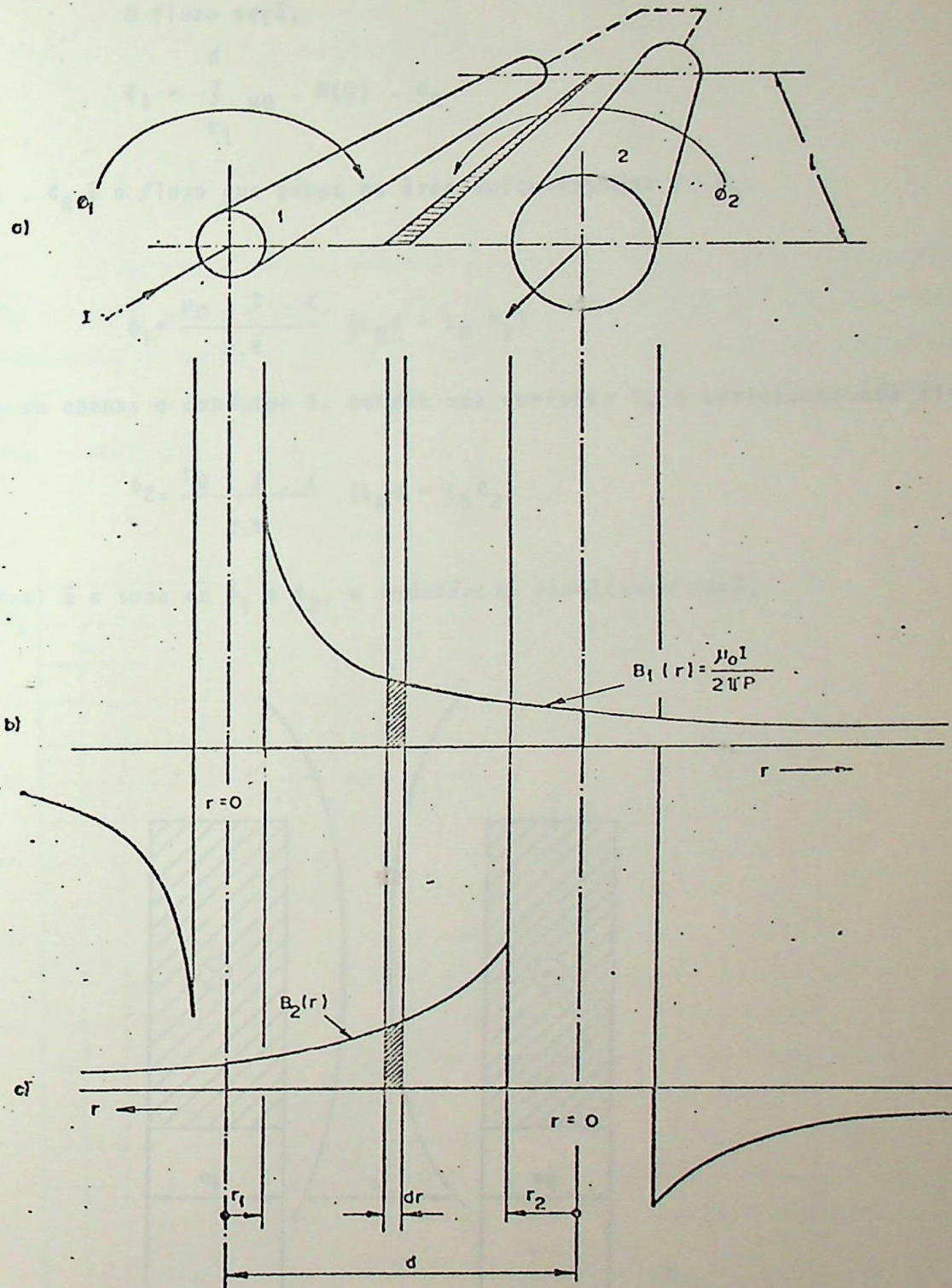


FIG. 8.13 - O CAMPO MAGNÉTICO EM BARRAS DC

Se apenas o condutor 1 conduz a corrente I , o campo H será,

$$H(r) = \frac{I}{2\pi \cdot r}$$

que está mostrado na Fig. 8.13.b.

O fluxo será,

$$\phi_1 = \int_{r_1}^d \mu_0 \cdot H(R) \cdot dR$$

Onde $\mu_0 \cdot H(R) \cdot dR$ é o fluxo que passa na área infinitesimal dR .

Então,

$$\phi_1 = \frac{\mu_0 \cdot I \cdot \ell}{2 \cdot \pi} (L_N d - L_N R_1)$$

Do mesmo modo, se apenas o condutor 2, conduz uma corrente I, o correspondente fluxo será,

$$\phi_2 = \frac{\mu_0 \cdot I \cdot \ell}{2 \cdot \pi} (L_N d - L_N R_2)$$

Como o fluxo real é a soma de ϕ_1 e ϕ_2 , a indutância resultante será,

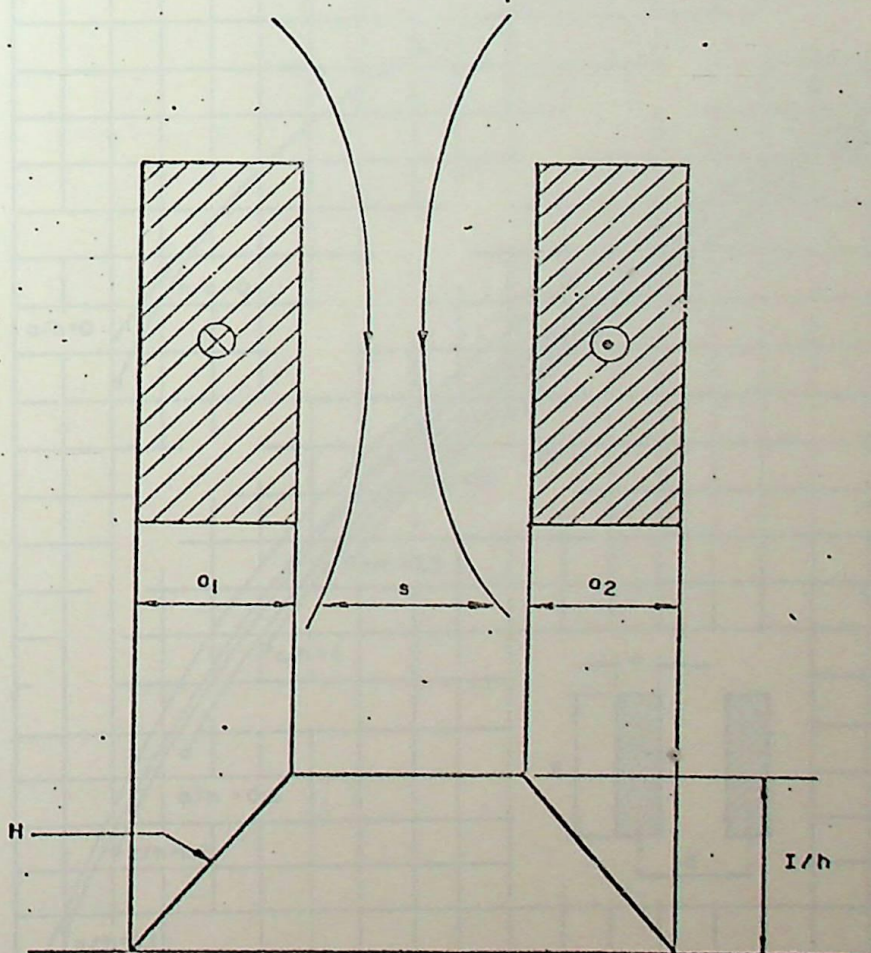


FIG. 8.14 - ARRANJO COM BARRAS RETANGULARES

$$L = \frac{\mu_0}{4} \cdot \ell L_N \frac{d}{(R_1 \cdot R_2)^{1/2}} \quad (23)$$

Se $R_1 = R_2$,

$$L = \frac{\mu_0}{4} \cdot \ell L_N \frac{d}{R} \quad (23)$$

Um outro arranjo comum é o de barras retangulares conforme mostrado Fig.8.14. Se for assumido que a distância entre essas barras é pequena em comparação a altura, o comportamento do campo magnético é similar ao do campo de dispersão de um trafo. Aproximações neste caso, em relação a Eq.8.21 é que o comprimento da barra substitui ℓ e h substitui o ℓ do trafo. Logo,

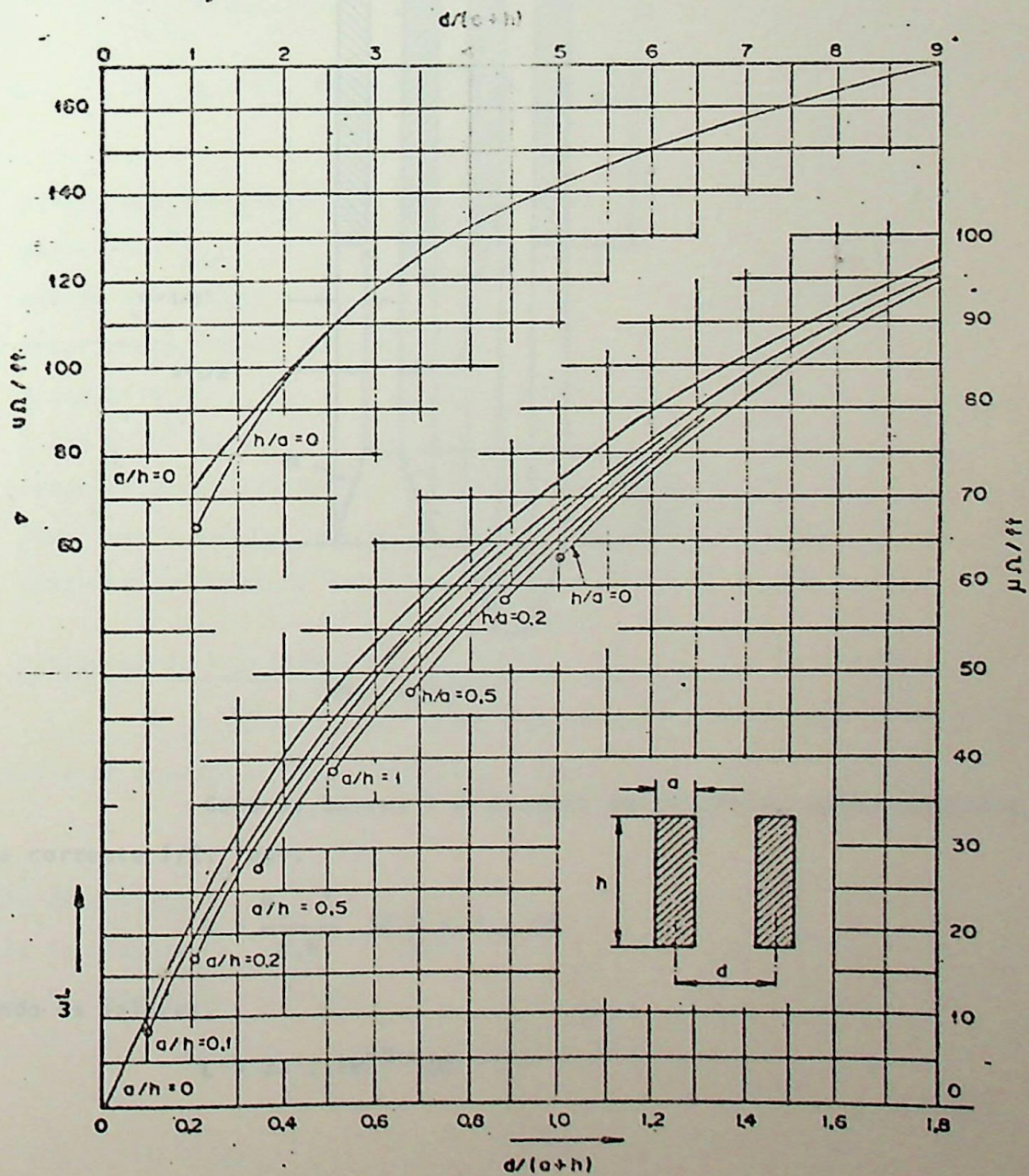


FIG. 8.15 - A INDUTANCIA PARA BARRAS RETANGULARES

$$L = \frac{\mu_0 \cdot \ell}{h} \left(\frac{a_1 + a_2}{3} + s \right) \quad (8)$$

Se a distância em relação as barras for considerável em relação a altura, a Eq.8.24 já se torna muito imprecisa, sendo pois necessário recorrer ao gráfico Fig.8.15.

EXEMPLO DE APLICAÇÃO

Determine a indutância do sistema abaixo;

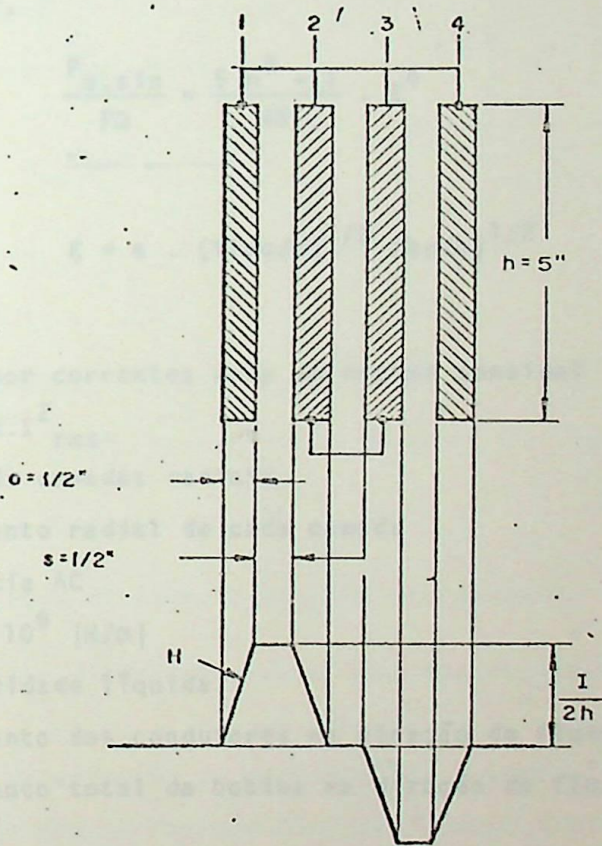


FIG. AUXILIAR

Como as barras 1 e 4 estão em paralelo, assim como 2 e 3, cada uma conduz uma corrente $I/2$, logo,

$$L = \frac{\mu_0 \cdot \ell}{4 \cdot h} \left(4 \frac{a}{3} + 2 \cdot s \right)$$

Substituindo os valores,

$$L = 32 \cdot 10^{-3} \mu\text{H}$$

8.8 - PERDAS POR CORRENTE EDDY EM TRANSFORMADORES PARA RETIFICADORES

Existem dois métodos para a obtenção das perdas por corrente eddy transformadores para retificadores quando este conduz as correntes pulsadas originadas do sistema de retificação. O primeiro é baseado na análise do formato da onda de corrente e o segundo baseia-se na composição harmônica da corrente retificada.

As perdas reais em transformadores para retificadores, que conduzem correntes pulsadas, são mais altas que as obtidas nos testes padrões AC. Isso é devido sobretudo a que existe um aumento nas perdas devido as correntes Eddy.

A fórmula básica que determina as perdas por corrente Eddy em regime sinusoidal é dada por,

$$\frac{P_{e, \sin}}{P_{\Omega}} = \frac{5 m^2 - 1}{45} \cdot \xi^4 \quad (8.2)$$

$$\xi = a \cdot (\sqrt{f} \mu_0 / \rho)^{1/2} (hr/h)^{1/2} \quad (8.2)$$

onde;

- $P_{e, \sin}$ - perdas por correntes eddy em regime sinusoidal
- P_{Ω} - perdas $R \cdot I_{rms}^2$
- m - número de camadas radiais
- a - comprimento radial de cada camada
- f - frequência AC
- μ_0 - 1.256×10^6 |H/m|
- ρ - resistividade líquida
- hr - comprimento dos condutores na direção do fluxo de dispersão
- h - comprimento total da bobina na direção do fluxo de dispersão

8.8.1 - DETERMINAÇÃO DAS PERDAS POR CORRENTES EDDY PELA FORMA DE ONDA

A idéia básica deste método é determinar uma equação semelhante a Eq. 8.25, equação esta corrigida para correntes pulsadas, tal como a da Fig.8.16,

onde;

- μ - ângulo de comutação
- α - ângulo de disparo
- γ - ângulo de comutação teórico

A Eq.8.25, pode ser rescrita como,

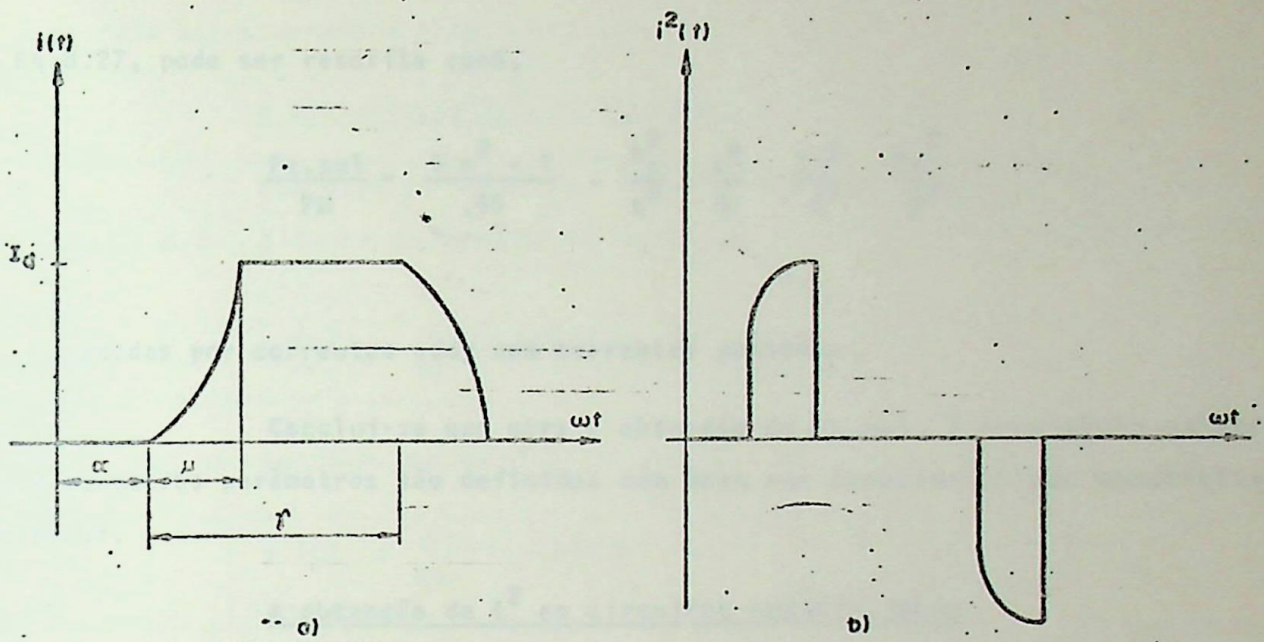


FIG. 8.15 - $i(t)$ e $i^2(t)$

$$\frac{P_{e, \sin}}{P\Omega} = \underbrace{\frac{5 m^2 - 1}{45} \cdot \frac{hr^2}{h^2} \cdot \frac{a^4}{4}}_{(1)} \cdot \underbrace{4 \pi^2 \cdot f^2}_{(2)} \cdot \underbrace{\frac{\mu_0^2}{D^2}}_{(3)} \quad (8.2)$$

os três fatores no lado direito da equação representam,

- 1 - a influência das dimensões geométricas dos enrolamentos onde as perdas por correntes eddy ocorrem.
- 2 - a influência da variação da corrente com o tempo.
- 3 - caracterização dos parâmetros físicos do material.

Seja $i(t)$ uma corrente periódica de forma arbitrária, I sendo o seu valor rms. Seja também, a derivada de $i(t)$

$$i'(t) = \frac{d}{dt} i(t) \quad (8.2)$$

e I' o valor rms de $i'(t)$

Pode-se demonstrar que;

$$\omega^2 = 4 \cdot \pi^2 \cdot f^2 = \frac{I'^2}{I^2}$$

onde;

ω - frequência angular

I - valor eficaz de $i(t)$

Logo a Eq.8.27, pode ser rescrita como,

$$\frac{P_{e,pul}}{P\Omega} = \frac{5 m^2 - 1}{.45} \cdot \frac{h_r^2}{h^2} \cdot \frac{a^4}{4} \cdot \frac{I^2}{I^2} \cdot \frac{\mu_0^2}{p^2} \quad (8.2)$$

onde;

$P_{e,pul}$ - perdas por correntes eddy com correntes pulsadas.

Conclui-se que para a obtenção de $P_{e,pul}$, é necessário calcular-se I , pois os outros parâmetros são definidos com base nas características construtivas transformador.

A obtenção de I^2 em circuitos retificadores

Para uma corrente típica, originada do regime de retificação, nos enrolamentos do transformador, a equação de $i(t)$ pode ser escrita como:

na comutação de início de condução (μ) - $f_c \cdot I_d$

na condução de apenas um diodo - I_d

na comutação de término de condução - $(1 - f_c) \cdot I_d$

onde;

$$f_c = \frac{\cos \alpha - \cos \omega t}{\cos \alpha - \cos(\alpha + \mu)} \quad (8.30)$$

f_c é a função de comutação

Logo o seu valor RMS será,

$$I^2 = \frac{I_d^2}{\gamma} \left[\int_{\mu}^{\alpha + \mu} f_c^2 \cdot d\omega t + (\gamma - \mu) + \int_{\alpha}^{\alpha + \mu} (1 - f_c)^2 d\omega t \right] \quad (8.3)$$

Se

$$\Psi(\alpha, \mu) = \frac{1}{\gamma} \int_{\mu}^{\alpha + \mu} (f_c - f_c^2) d\omega t \quad (8.3)$$

A Eq. de I será;

$$I^2 = I_d^2 \cdot \frac{\gamma}{\gamma} \left[1 - \frac{2 \cdot \gamma}{\gamma} \cdot \Psi(\alpha, \mu) \right] \quad (8.3)$$

Observa-se na Eq.8.33 que;

1 - é a parcela correspondente ao valor RMS de uma corrente puramente retangular de am

tude I_d com duração γ em relação ao período

2 - é a parcela correspondente a correção devido a comutação

A obtenção de I'^2 em circuitos retificadores

Com base na Fig.8.16, sô existe derivada da corrente durante os intervalos de comutação μ . A derivada de $i(t)$ na comutação do início da condução será;

$$i'(t) = \frac{d}{dt} (fc \cdot I_d) = \frac{\omega \cdot I_d}{\cos \alpha - \cos(\alpha + \mu)} \sin \omega t \quad (8.3)$$

A derivada de $i(t)$ na comutação de término de condução será;

$$i'(t) = \frac{d}{dt} (1 - fc) I_d = - \frac{\omega \cdot I_d}{\cos \alpha - \cos(\alpha + \mu)} \sin \omega t \quad (8.3)$$

Logo o valor RMS de $i(t)$ será:

$$I'^2 = \omega^2 \cdot I_d^2 \cdot \frac{2}{\pi} \cdot \frac{\frac{1}{4} |\sin 2\alpha - \sin 2(\alpha + \mu)| + \frac{\mu}{2}}{|\cos \alpha - \cos(\alpha + \mu)|^2} \quad (8.3)$$

$$\zeta(\alpha, \mu) = \frac{\frac{1}{4} |\sin 2\alpha - \sin 2(\alpha + \mu)| + \frac{\mu}{2}}{|\cos \alpha - \cos(\alpha + \mu)|^2} \quad (8.3)$$

Resulta que;

$$I'^2 = \frac{2}{\pi} \omega^2 \cdot I_d^2 \cdot \zeta(\alpha, \mu) \quad (8.3)$$

As tabelas de 1 a 3 a seguir relacionam em função do circuito retificador as diversas correções a serem efetuadas como tratadas anteriormente. As tabelas de 4 a 6 relacionam $\psi(\alpha, \mu)$ e $\zeta(\alpha, \mu)$ com os ângulos de comutação e de disparo.

Tabela 8.1

Sistemas de Dois Pulsos				
	Com comutação instantânea	Correção para a comutação	I'^2	Fator de correção $\frac{P_{epul}}{P_{esin}}$
Monofásico	$\frac{1}{2} I_d^2$	$1 - 2\psi(\alpha, \mu)$	$\frac{4}{\pi} \omega^2 I_d^2 \times \zeta(\alpha, \mu)$	$\frac{8}{\pi} \frac{\zeta(\alpha, \mu)}{1 - 2\psi(\alpha, \mu)}$
Onda Completa	I_d^2	$1 - 4\psi(\alpha, \mu)$	$\frac{4}{\pi} \omega^2 I_d^2 \times \zeta(\alpha, \mu)$	$\frac{4}{\pi} \frac{\zeta(\alpha, \mu)}{1 - 4\psi(\alpha, \mu)}$

Tabela 8.2

Sistemas de 6 pulsos

	I^2 com Comutação Instantânea	Correção para a Comutação	I^2	Fator de correção $\frac{P_{e, puls}}{P_{e, sin}}$
Estrela Simples	$\frac{1}{3}I_d^2$	$1 - 3\psi(\alpha, \mu)$	$\frac{2}{\pi}\omega^2 I_d^2 \times \zeta(\alpha, \mu)$	$\frac{6}{\pi} \frac{\zeta(\alpha, \mu)}{1 - 3\psi(\alpha, \mu)}$
Dupla estrela com conexão Y	$\frac{2}{3}I_d^2$	$1 - 3\psi(\alpha, \mu)$	$\frac{2}{\pi}\omega^2 I_d^2 \times \zeta(\alpha, \mu)$	$\frac{3}{\pi} \frac{\zeta(\alpha, \mu)}{1 - 3\psi(\alpha, \mu)}$
Conexão Δ	$\frac{2}{3}I_d^2$	$1 - 3\psi(\alpha, \mu)$	$\frac{2}{3\pi}\omega^2 I_d^2 \zeta(\alpha, \mu)$	$\frac{3}{\pi} \frac{\zeta(\alpha, \mu)}{1 - 3\psi(\alpha, \mu)}$

Tabela 8.4

Função $\psi(\alpha, \mu) \times 100$

Ângulo de Comutação μ	Ângulo de Controle de Fase α												
	0°	5°	10°	15°	20°	25°	30°	40°	50°	60°	70°	80°	90°
5°	0.37	0.45	0.46	0.46	0.46	0.46	0.46	0.46	0.46	0.46	0.46	0.46	0.46
10°	0.74	0.88	0.91	0.91	0.92	0.92	0.92	0.92	0.92	0.93	0.93	0.93	0.93
15°	1.11	1.29	1.34	1.36	1.37	1.38	1.38	1.38	1.39	1.39	1.39	1.39	1.39
20°	1.48	1.69	1.76	1.80	1.81	1.82	1.83	1.84	1.84	1.85	1.85	1.85	1.85
25°	1.86	2.08	2.18	2.23	2.25	2.27	2.28	2.29	2.30	2.31	2.31	2.31	2.31
30°	2.23	2.47	2.59	2.65	2.69	2.71	2.73	2.75	2.76	2.76	2.76	2.76	2.76
35°	2.60	2.86	2.99	3.07	3.12	3.15	3.17	3.20	3.21	3.22	3.22	3.22	3.22
40°	2.98	3.25	3.40	3.49	3.54	3.58	3.61	3.64	3.66	3.67	3.67	3.67	3.67
45°	3.36	3.64	3.80	3.90	3.97	4.01	4.05	4.09	4.11	4.12	4.12	4.12	4.12
50°	3.74	4.03	4.20	4.31	4.39	4.44	4.48	4.52	4.56	4.57	4.57	4.56	4.56
55°	4.12	4.41	4.60	4.72	4.80	4.87	4.91	4.97	5.00	5.01	5.01	4.99	4.99
60°	4.50	4.80	5.00	5.13	5.23	5.29	5.34	5.41	5.44	5.45	5.44	5.41	5.41
65°	4.88	5.19	5.40	5.54	5.64	5.71	5.77	5.84	5.88	5.88	5.86	5.81	5.81
70°	5.27	5.59	5.80	5.95	6.06	6.14	6.20	6.27	6.31	6.31	6.27	6.20	6.20
75°	5.66	5.98	6.20	6.36	6.48	6.56	6.62	6.70	6.73	6.72	6.67	6.56	6.56
80°	6.05	6.37	6.60	6.77	6.89	6.98	7.05	7.12	7.15	7.12	7.05	6.89	6.89
85°	6.44	6.77	7.00	7.18	7.30	7.40	7.46	7.54	7.56	7.51	7.40	7.18	7.18
90°	6.83	7.16	7.40	7.58	7.71	7.80	7.88	7.95	7.95	7.88	7.71	7.41	7.41

Tabela 8.3

Sistemas de 12 Pulsos

	I^2 com Comutação Instantânea	Correção para a Comutação	I^2	Fator de correção $\frac{P_{e, \text{puls}}}{P_{e, \text{sin}}}$
Conexão do pri mário em Y ou Δ	$\frac{4 + 2\sqrt{3}}{12} I_d^2$	$1 - \frac{12}{4 + 2\sqrt{3}} \Psi(\alpha, \mu)$ $= 1 - 1.6\Psi(\alpha, \mu)$	$\frac{1}{\pi} \omega^2 I_d^2 \chi \zeta(\alpha, \mu)$	$\frac{1.6}{\pi} \frac{\zeta(\alpha, \mu)}{1 - 1.6\Psi(\alpha, \mu)}$
Conexão do se cundário em Y ou Δ	$\frac{4 + 2\sqrt{3}}{36} I_d^2$			$\frac{6}{\pi} \frac{\zeta(\alpha, \mu)}{1 - 3\Psi(\alpha, \mu)}$

Tabela 8.5

Função $\zeta(\alpha, \mu)$

Ângulo Comuta	Ângulo de Controle de Fase α												
	0°	5°	10°	15°	20°	25°	30°	40°	50°	60°	70°	80°	90°
5°	15.3	11.9	11.6	11.5	11.5	11.5	11.5	11.5	11.5	11.5	11.5	11.5	11.5
10°	7.63	6.20	5.93	5.84	5.80	5.77	5.76	5.74	5.74	5.73	5.73	5.73	5.73
15°	5.08	4.26	4.04	3.95	3.90	3.87	3.86	3.84	3.83	3.82	3.82	3.82	3.82
20°	3.80	3.27	3.09	3.00	2.95	2.92	2.91	2.89	2.87	2.87	2.87	2.87	2.87
25°	3.04	2.66	2.51	2.43	2.38	2.35	2.33	2.31	2.30	2.30	2.29	2.29	2.29
30°	2.52	2.24	2.11	2.04	2.00	1.97	1.95	1.93	1.92	1.91	1.91	1.91	1.91
35°	2.16	1.94	1.83	1.76	1.72	1.70	1.68	1.66	1.65	1.64	1.64	1.64	1.64
40°	1.88	1.70	1.61	1.55	1.52	1.49	1.47	1.45	1.44	1.43	1.43	1.43	1.43
45°	1.65	1.52	1.44	1.39	1.35	1.33	1.31	1.29	1.28	1.28	1.27	1.28	1.28
50°	1.49	1.37	1.30	1.25	1.22	1.20	1.18	1.16	1.15	1.15	1.15	1.15	1.15
55°	1.35	1.25	1.18	1.14	1.11	1.09	1.08	1.06	1.05	1.04	1.04	1.05	1.05
60°	1.23	1.14	1.08	1.05	1.02	1.00	0.99	0.97	0.96	0.96	0.96	0.97	0.97
65°	1.13	1.05	1.00	0.97	0.94	0.92	0.91	0.89	0.89	0.88	0.89	0.90	0.90
70°	1.04	0.97	0.93	0.90	0.87	0.86	0.84	0.83	0.82	0.82	0.83	0.84	0.84
75°	0.96	0.91	0.86	0.84	0.81	0.80	0.79	0.77	0.77	0.77	0.78	0.80	0.80
80°	0.90	0.84	0.81	0.78	0.76	0.75	0.74	0.72	0.72	0.72	0.74	0.76	0.76
85°	0.84	0.79	0.76	0.73	0.71	0.70	0.69	0.68	0.68	0.69	0.70	0.73	0.73
90°	0.78	0.74	0.71	0.69	0.67	0.66	0.65	0.64	0.64	0.65	0.67	0.71	0.71

É interessante observar que se $\mu = 0^\circ$, $\tau(\alpha, \mu) = 0$ e consequentemente $P_{e,pul}$ tenderia a infinito.

8.8.2 - DETERMINAÇÃO DAS PERDAS POR CORRENTES EDDY PELA ANÁLISE HARMÔNICA

A idéia básica deste método é obter-se a composição harmônica das correntes pulsadas e através da Eq.8.25 aplicada a cada componente harmônica obter a perda total.

Da definição do valor rms de uma corrente de forma arbitrária em termos de harmonica, tem-se que,

$$I^2 = I_1^2 + \dots + I_n^2 \tag{8.38}$$

$$P = P_1 + \dots + P_n \tag{8.39}$$

Onde a Eq.8.39 indica que a perda total devido a uma corrente de forma arbitrária é igual a soma das perdas devido as harmônicas simples.

A análise harmônica e perdas totais com comutação instântanea

Conforme foi visto no Cap.6, para uma onda retangular, a relação entre a corrente eficaz de 1ª harmônica e o valor RMS total, em função do tipo de circuito retificador é dada por,

$$\frac{I_1}{I} = \begin{cases} \frac{2\sqrt{2}}{\pi} = 0,90 & \text{- dois pulsos} \\ \frac{3}{\pi} = 0,955 & \text{- seis pulsos} \\ \frac{6\sqrt{2}}{\pi(3+1)} = 0,988 & \text{- doze pulsos} \end{cases} \tag{8.40}$$

As harmônicas tem a ordem $nq \pm 1$ e as suas respectivas amplitudes são I_1/n , q é o número de pulsos dos circuito retificador.

As perdas $R \cdot I^2$ são;

$$RI^2 = P_\Omega = P_1 \cdot (1 + \dots + \frac{1}{n^2}) \tag{8.41}$$

Com base na Eq.8.27, a perda por corrente eddy é proporcional ao quadrado da frequência. Logo para as n-ésimas harmônicas,

$$P_{e,pul} = K_1 \cdot P_1 + \dots + n^2 \cdot K_1 \frac{P_1}{n^2} = \sum_{n=1}^{\infty} K_1 \cdot P_1 = \infty \tag{8.42}$$

Onde;

$P_{e',pul}$ - perdas por corrente eddy para correntes pulsadas, sem considerar a comutação

$$K_1 = \frac{P_{e,sin}}{P_\Omega} \quad (\text{à frequência fundamental})$$

e

$$K_n = n^2 \cdot K_1$$

As perdas reais devido a comutação

Essas perdas são calculadas através do fator $\zeta_n(\alpha, \mu)$ que leva em conta a redução do valor RMS real em relação ao RMS teórico. Desse modo,

$$P_\Omega = P_1 + \dots + \zeta_n^2(\alpha, \mu) \cdot \frac{P_1}{n^2} + \dots$$

$$P_\Omega = P_1 \left(1 + \dots + \frac{\zeta_n^2(\alpha, \mu)}{n^2} \right) \quad (8.43)$$

Para as perdas eddy, que são proporcionais ao quadrado da frequência,

$$P_{e,pul} = K_1 \cdot P_1 + \dots + n^2 \cdot K_1 \cdot \zeta_n^2(\alpha, \mu) \cdot \frac{P_1}{n^2}$$

$$P_{e,pul} = K_1 \cdot P_1 \left(1 + \dots + \zeta_n^2(\alpha, \mu) \right) \quad (8.44)$$

A $P_{e,sin}$ real, lembrando que como a senóide é fundamental em relação aos harmônicos com mesmo valor RMS, é dada por,

$$P_{e,sin} = K_1 \cdot P_1 \left(1 + \dots + \frac{\zeta_n^2(\alpha, \mu)}{n^2} \right) \quad (8.45)$$

Logo;

$$\frac{P_{e,pul}}{P_{e,sin}} = \frac{1 + \dots + \zeta_n^2(\alpha, \mu)}{1 + \dots + \frac{\zeta_n^2(\alpha, \mu)}{n^2}} \quad (8.46)$$

Os valores de $\zeta_n(\alpha, \mu)$ são obtidos de cartas para cada circuito retificador (vide IEC - International Electrotechnical Commission - 'Recommendations for Mercury - arc converters' - IEC 61.84, Sec 342, 1957)

8.9 - CORREÇÃO DAS PERDAS EM TRANSFORMADORES PARA RETIFICAÇÃO

Devido a natureza pulsante das correntes retificadas, as perdas obtidas em transformadores pelos testes clássicos AC devem ser corrigidas.

As perdas existentes são devidas a R e as correntes eddy. Ao se t
o transformador com grandezas AC existem dois erros, que necessitam ser corrigido e que

Erro positivo - os valores RMS reais são menores que aqueles obtidos em teste.

Erro negativo - as perdas eddy reais são maiores que as obtidas em teste devido a que
aparecem as harmônicas de ordem superior a fundamental.

Atualmente os sistemas retificadores são baseados em três tipos de
nexões:

- ponte trifásica (6 pulsos)
- dupla estrela com transformador interface (6 pulsos)
- conexão y-y e y-Δ de duas pontes trifásicas (12 pulsos)

Com base em que uma forma de onda típica, como a da Fig.8.16.a, as
das $R \cdot I^2$ reais a partir das perdas $R I_{SC}^2$ do ensaio clássico AC são obtidas partindo da Eq.

Para sistemas de 6 pulsos (correção do erro positivo)

$$R \cdot I_{pul}^2 = |1 - 3 \Psi(\alpha, \mu)| \cdot R \cdot I_{SC}^2 \quad (8)$$

Do mesmo modo para as perdas por corrente eddy reais, a partir das
das eddy do ensaio de curto $P_{e,sc}$ serão;

$$P_{e,pul} = K_{pul} \cdot P_{e,sc} (1 - 3 \Psi(\alpha, \mu)) \quad (8)$$

A constante K_{pul} é obtida do seguinte modo:

se K_1 é a relação entre $P_{e,sc}$ e $R \cdot I_{SC}^2$, à frequência fundamental, tem-se que;

$$P_{e,sc} = K_1 R \cdot I_{SC}^2 = K_1 \cdot P_{sc} = K_1 (I_1^2 + \dots + I_n^2) \quad (8)$$

como as perdas por eddy dependem da frequência;

$$P_{e,pul} = K_1 P_1 + \dots + n^2 K_1 P_n = K_1 (I_1^2 + \dots + n^2 \cdot I_n^2) \quad (8)$$

Se;

$$K_{pul} = \frac{P_{e,pul}}{P_{e,sc}} \quad (8)$$

A partir das Eq.8.49 e Eq. 8.50, K_{pul} será;

$$K_{pul} = \frac{I_1^2 + \dots + n^2 I_n^2}{I_1^2 + \dots + I_n^2} \quad (8)$$

Se;

$$\zeta(\alpha, \mu) = \frac{\text{valor atual do n-ésimo harmônico}}{\text{valor teórico da n-ésima harmônica}}$$

A Eq.8.52 será;

$$K_{pul} = \frac{1 + \dots + \zeta_{\mu}^2 (\alpha, \mu)}{1 + \dots + \frac{\zeta_{\mu}^2 (\alpha, \mu)}{n^2}} \quad (8)$$

Do mesmo modo para sistemas de 12 pulsos, com transformador com um primário e dois secundários;

$$R I_{pul}^2 = 1 - 1.6 \psi(\alpha, \mu) \quad (8)$$

$$P_{e,pul} = K_{pul} \cdot P_{e,sc} (1 - 3 \psi(\alpha, \mu)) \quad (8)$$

As perdas totais serão, conseqüentemente;

$$P_{tot pul} = R I_{pul}^2 + P_{e,pul} \quad (8)$$

8.10 - TRANSFORMADORES INTERFASE (IPT) PARA CONVERSORES

8.10.1 - Transformadores interfase para conversores de seis pulsos

As características dos circuitos conversores foram mostradas no Cap. 5. Seja o conversor de seis pulsos mostrado na Fig.8.17.a. As defasagens entre as tensões dos grupos secundários estão mostradas na Fig.8.17.b. A Fig.8.17.c mostra as formas de ondas das tensões e as defasagens existentes.

Com base na Fig.8.17.b, podemos definir as equações de tensões dos dois secundários como:

"Grupo a"

$$\begin{aligned} e_{1n} &= E_m \cdot \text{sen} (\omega t + 150^\circ) \\ e_{2n} &= E_m \cdot \text{sen} (\omega t + 30^\circ) \\ e_{3n} &= E_m \cdot \text{sen} (\omega t - 90^\circ) \end{aligned} \quad (8)$$

"Grupo b"

$$\begin{aligned} e'_{1n} &= E_m \cdot \text{sen} (\omega t + 90^\circ) \\ e'_{2n} &= E_m \cdot \text{sen} (\omega t - 30^\circ) \\ e'_{3n} &= E_m \cdot \text{sen} (\omega t - 150^\circ) \end{aligned} \quad (8)$$

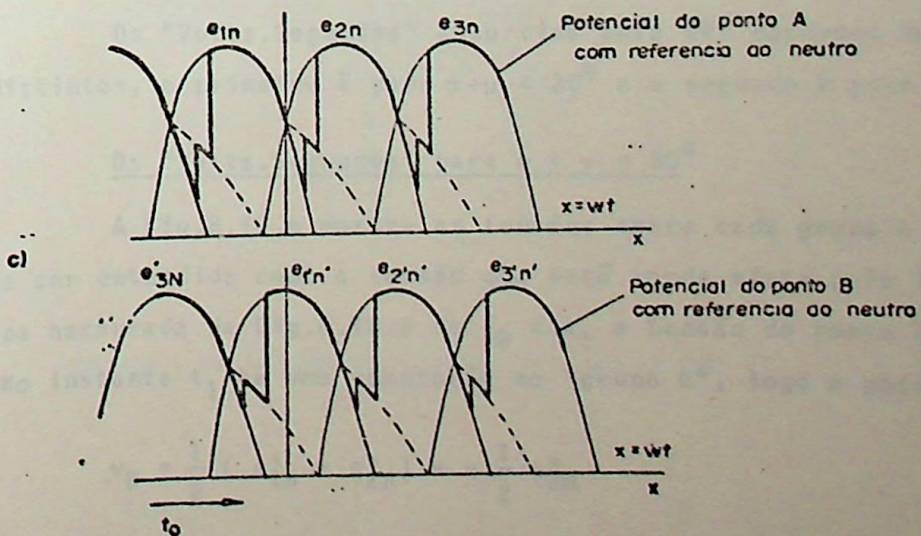
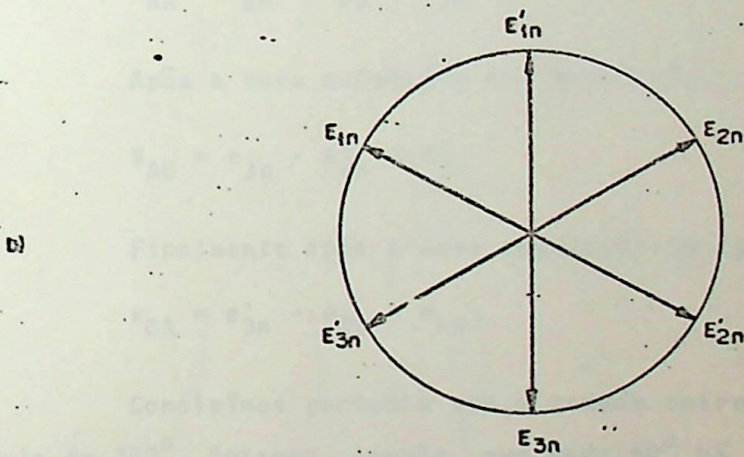
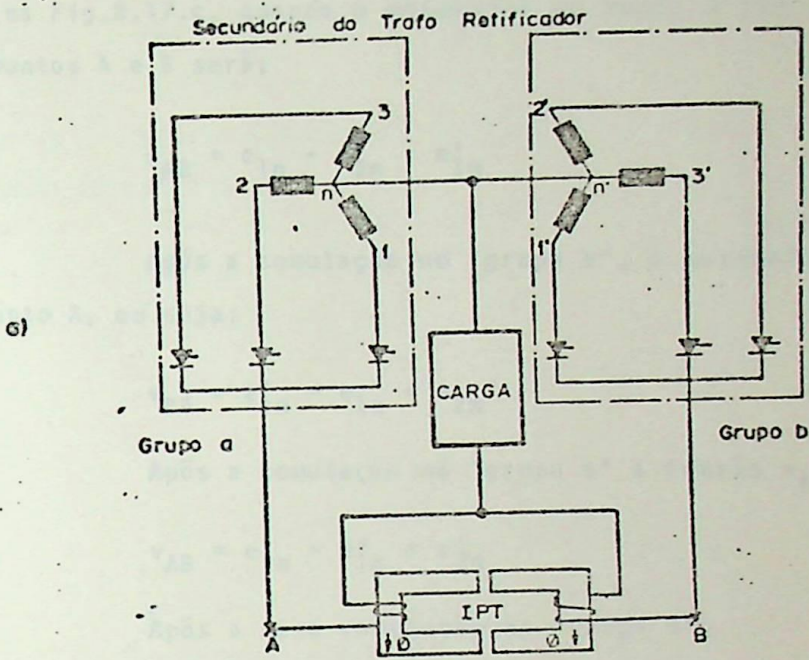


FIG. 8.17 - CIRCUITO E FORMAS DE ONDAS NO CONVERSOR DE SEIS PULSOS COM IPT

A tensão aplicada ao IPT é a diferença das tensões entre os pontos A e B. Com base na Fig.8.17.c, quando o potencial do ponto A for e_{1n} e o do ponto B for e'_{3n} , a ddp entre os pontos A e B será;

$$v_{AB} = e_{1n} - e'_{3n} = e'_{1n}$$

Após a comutação no "grupo b", o potencial do ponto B tornar-se-á maior que o do ponto A, ou seja;

$$v_{BA} = e'_{1n} - e_{1n} = e_{2n}$$

Após a comutação no "grupo a" a tensão v_{AB} será;

$$v_{AB} = e_{2n} - e'_{1n} = e'_{2n}$$

Após a nova comutação no "grupo b";

$$v_{BA} = e'_{2n} - e_{2n} = e_{3n}$$

Após a nova comutação no "grupo a";

$$v_{AB} = e_{3n} - e'_{2n} = e'_{3n}$$

Finalmente após a nova comutação no "grupo b";

$$v_{BA} = e'_{3n} - e_{3n} = e_{1n}$$

Concluimos portanto que a tensão entre os pontos A e B varia seis vezes no intervalo de 360° . Notamos também, que cada 60° há uma inversão de polaridade entre esses pontos. Logo a frequência do IPT será três vezes a frequência da rede.

Os "Volts.Segundos" absorvido pelo IPT dependem dos ângulos α e μ . Existem dois casos distintos, o primeiro é para $\alpha + \mu < 30^\circ$ e o segundo é para $\alpha + \mu > 30^\circ$.

Os "Volts.Segundos" para $\alpha + \mu < 30^\circ$

A Fig.8.18.a mostra as tensões entre cada grupo e respectivo neutro. A superposição pode ser entendida como a tensão que está sendo vista pelo IPT. No intervalo correspondente a área hachurada da Fig.8.18.a de t_0 a t_1 a tensão do ponto A é e_{2n} e a tensão do ponto B é e'_{1n} . No instante t_1 há uma comutação no "grupo b", logo o potencial B será;

$$v_B = \frac{1}{2} (e'_{1n} + e_{2n}) = -\frac{1}{2} e'_{3n}$$

Portanto o intervalo de comutação t_1 a t_2 , a tensão v_{AB} será, com base

nas Eq. 8.57 e Eq. 8.58;

$$v_{AB} = e_{2n} - \left(-\frac{1}{2} e_{3n}' \right) = \frac{E_m}{2} \cdot \text{sen} (\omega t + 30^\circ) \quad (8.59)$$

Após a comutação, intervalo t_2 a t_3 , a tensão do ponto A continuará a ser e_{2n} e a tensão do ponto B será e_{2n}' .

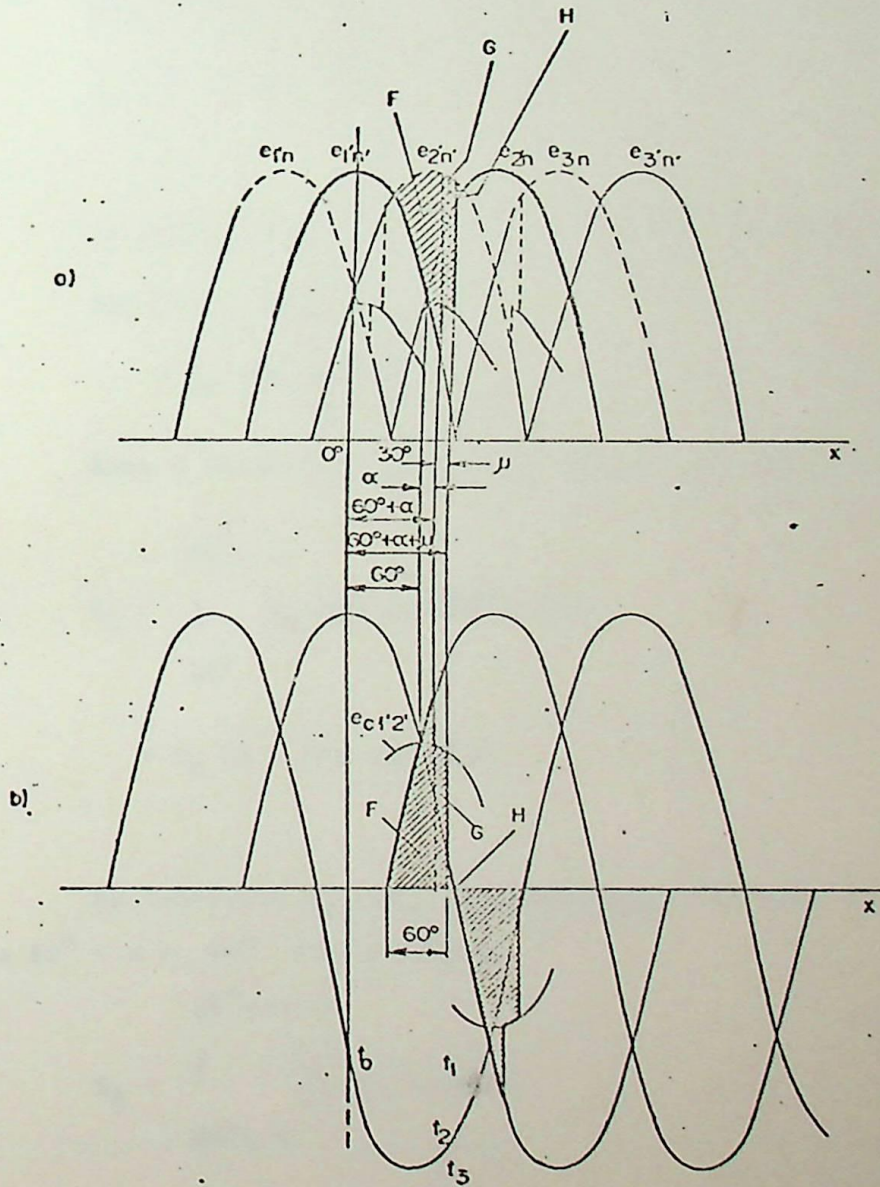


FIG. 8.18 - VOLT. SEGUNDO NO IPT COM $\alpha + \mu \neq 30^\circ$

Concluimos que existem três áreas distintas:

- a área F para o intervalo t_0 a t_1
- a área G para o intervalo t_1 a t_2
- a área H para o intervalo t_2 a t_3

Essas áreas deverão ser absorvidas pelo IPT sob a forma de "Volts. Segundos". Na Fig. 8.18.b vemos a tensão v_{AB} plotada. Notamos que as áreas indicadas nesta figura continuam a ser idênticas as áreas indicadas na Fig. 8.18.a.

Desse modo, a área total S_T será a soma das áreas F, G e H. Logo,

$$S_T = S_F + S_G + S_H \quad (8.60)$$

A área F

Conforme dissemos no intervalo t_0 a t_1 a tensão v_{AB} será;

$$\begin{aligned} v_{AB} &= e_{2n} - e_{1n} = e_{2n}' \\ &= E_m \text{ sen } (\omega t - 30^\circ) \end{aligned}$$

Como o intervalo t_0 a t_1 corresponde ao intervalo de 30° a $60^\circ + \alpha$, temos que;

$$\begin{aligned} S_F &= \int_{30^\circ}^{60^\circ + \alpha} E_m \text{ sen } (\omega t - 30^\circ) d\omega t \\ &= E_m |1 - \cos (\alpha + 30^\circ)| \end{aligned} \quad (8.61)$$

A área G

No intervalo t_1 a t_2 , a tensão v_{AB} será dada pela Eq. 8.59. Este intervalo corresponde a $60^\circ + \alpha$ a $60^\circ + \alpha + \mu$, logo,

$$\begin{aligned} S_G &= \int_{60^\circ + \alpha}^{60^\circ + \alpha + \mu} \frac{E_m}{2} (\omega t + 30^\circ) \\ &= \frac{E_m}{2} |\text{sen } (\alpha + \mu) - \text{sen } \alpha| \end{aligned} \quad (8.62)$$

A área H

No intervalo de t_2 a t_3 , o intervalo de integração, de $60^\circ + \alpha + \mu$ a 90° . Logo;

$$\begin{aligned}
 S_H &= \int_{60^{\circ} + \alpha}^{90^{\circ}} (e_{2n} - e'_{2n})^{-} d\omega t \\
 &= \int_{60^{\circ} + \alpha}^{90^{\circ}} E_m \text{sen} (\omega t + 90^{\circ}) d\omega t \\
 &= E_m |1 - \text{sen} (60^{\circ} + \alpha + \mu)| \quad (8.63)
 \end{aligned}$$

Substituindo as Eq.8.61, Eq.8.62 e Eq.8.63 na Eq. 8.60, encontraremos

que;

$$S_T = E_m |2 - \cos(\alpha + \mu) - \text{sen} (60^{\circ} + \alpha + \mu)| + \frac{E_m}{2} |\text{sen} (\alpha + \mu) - \text{sen} \alpha| \quad (8.64)$$

A unidade da Eq.8.64 é |Volt.Radiano|

Os "Volts.Segundos" para $\alpha + \mu > 30^{\circ}$

Quando $\alpha + \mu > 30^{\circ}$, as tensões aplicada ao IPT e a "área" absorvida pelo IPT são mostradas na Fig.8.19. Notamos que não existe a área II.

Seguindo a mesma sistemática, no intervalo t_0 a t_1 , teremos;

$$\begin{aligned}
 S_F &= \int_{\alpha + \mu}^{60^{\circ} + \alpha} E_m \text{sen} (\omega t - 30^{\circ}) d\omega t \\
 &= E_m |\cos (\alpha + \mu - 30^{\circ}) - \cos (\alpha + 30^{\circ})| \quad (8.65)
 \end{aligned}$$

No intervalo t_1 a t_2 teremos;

$$\begin{aligned}
 S_G &= \int_{60^{\circ} + \alpha}^{90^{\circ}} \frac{E_m}{2} \text{sen} (\omega t + 30^{\circ}) d\omega t \\
 &= \frac{E_m}{2} |\text{sen} (\alpha + \mu) - \text{sen} \alpha|
 \end{aligned}$$

A área total será portanto;

$$\begin{aligned}
 S_T &= S_F + S_G = \\
 &= E_m |\cos(\alpha + \mu - 30^{\circ}) - \cos(\alpha + 30^{\circ})| + \frac{E_m}{2} |\text{sen} (\alpha + \mu) - \text{sen} \alpha| \quad (8.67)
 \end{aligned}$$

A unidade da Eq.8.67 é Volt. radiano .

Transformando as Eq.8.64 e Eq8.67 para Volt.Segundo e em função do v_a

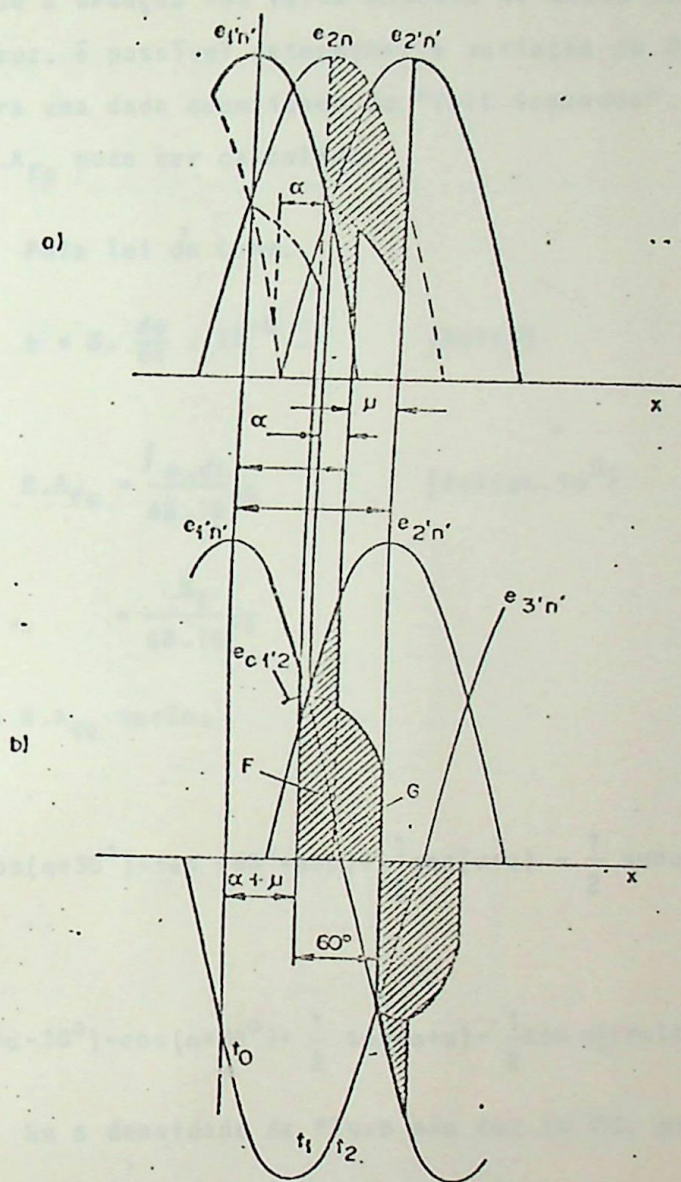


FIG. 8.19— VOLT. SEGUNDO NO IPT COM $\alpha + \mu > 30^\circ$

or eficaz da tensão secundária, teremos que para;

$$\alpha + \mu < 30^\circ$$

$$S_T = 3,75 \cdot 10^{-3} \cdot E_2 \left| 2 - \cos(\alpha + 30^\circ) - \sin(60^\circ + \alpha + \mu) + \frac{1}{2} \sin(\alpha + \mu) - \frac{1}{2} \cdot \sin \alpha \right| \quad (8.68)$$

$$\alpha + \mu > 30^\circ$$

$$S_T = 3,75 \cdot 10^{-3} \cdot E_2 \left| \cos(\alpha + \mu - 30^\circ) - \cos(\alpha + 30^\circ) + \frac{1}{2} \sin(\alpha + \mu) - \frac{1}{2} \sin \alpha \right| \quad (8.69)$$

As unidades das Eq.8.68 e Eq.8.69 estão em |Volts.Segundo| .

Os "Volts.Segundos" das Eq.8.68 e Eq.8.69 devem ser obtidos pelos enro

amentos do IPT, porque a dedução foi feita baseada na queda total de tensão através do IPT. e usarmos a lei de Leuz, é possível determinar a variação da densidade de fluco produzida no circuito magnético para uma dada quantidade de "Volt.Segundos". Resumindo, um valor de ΔB po e ser estimado e o $N.A_{fe}$ pode ser calculado.

Pela lei de Lenz,

$$e = N \cdot \frac{d\phi}{dt} \cdot 10^{-8} \quad |\text{Volts}| \quad (8.70)$$

$$N.A_{fe} = \frac{\int e \cdot dt}{\Delta B \cdot 10^{-5}} \quad |\text{Voltas.in}^2|$$

$$= \frac{S_T}{\Delta B \cdot 10^{-5}} \quad (8.71)$$

e $B=16$ Kilogauss, os $N.A_{fe}$ serão;

$$\alpha + \mu \leq 30^\circ$$

$$N.A_{fe} = 3,63 \cdot E_2 \left| 2 - \cos(\alpha + 30^\circ) + \sin(60^\circ + \alpha + \mu) + \frac{1}{2} \sin(\alpha + \mu) - \frac{1}{2} \sin \alpha \right| |\text{Voltas.in}^2| \quad (8.72)$$

$$\alpha + \mu > 30^\circ$$

$$N.A_{fe} = 3,63 \cdot E_2 \left| \cos(\alpha + \mu - 30^\circ) - \cos(\alpha + 30^\circ) + \frac{1}{2} \sin(\alpha + \mu) - \frac{1}{2} \sin \alpha \right| |\text{Voltas.in}^2| \quad (8.73)$$

Se a densidade de fluco não for 16 KG, as Eq.8.72 e Eq.8.73, devem ser corrigidas segundo;

$$(N.A_{fe})_2 = \frac{16}{\Delta B_2} \cdot (N.A_{fe})_1 \quad |\text{Voltas.in}^2| \quad (8.74)$$

8.10.2 - Transformadores interfase para conversores de doze pulsos

O IPT para um conversor de doze pulsos está mostrado na Fig.8.20.a. A Fig.8.20.b mostra as tensões dos pontos C e D em relação ao ponto N_1 .

Para a obtenção dos $N.A_{fe}$, deverão ser considerados os casos para $\alpha + \mu < 15^\circ$ e $\alpha + \mu > 15^\circ$. A Fig.8.21 ilustra esses casos. Notamos que a tensão entre os pontos C e D possui uma frequência seis vezes maior que a das rede. Sem entrarmos em detalhes das deduções, pois a sistemática é a mesma do item anterior, teremos,

$$\alpha + \mu < 15^\circ$$

$$N.A_{fe} = 6,51 \cdot E_2 \left| 2 - \cos(\alpha + 15^\circ) + \cos(165^\circ + \alpha + \mu) \right| + 1,69 \cdot E_2 \left| \sin(\alpha + \mu) - \sin \alpha \right| |\text{Voltas.in}^2| \quad (8.75)$$

$\alpha + \mu > 15^\circ$

$$A_{ef} = 6,51 \cdot E_2 |\cos(\alpha + \mu - 15^\circ) - \cos(\alpha + 15^\circ)| + 1,69 \cdot E_2 |\sin(\alpha + \mu) - \sin \alpha| |Volts \cdot in^2| \quad (8.76)$$

As Eq.8.75 e Eq.8.76 foram deduzidas para $\Delta B = 8KG$. Caso ΔB seja diferente desse valor;

$$(H \cdot A_{fe})_2 = \frac{8}{\Delta B_2} (H \cdot A_{fe})_1 |Volts \cdot in^2| \quad (8.77)$$

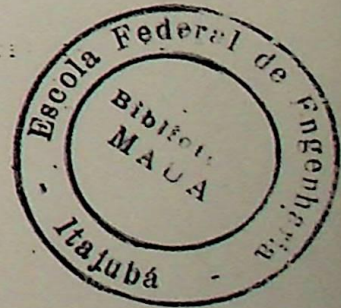
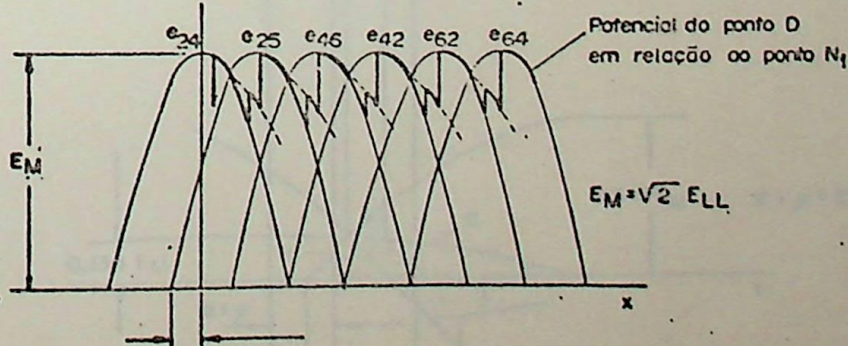
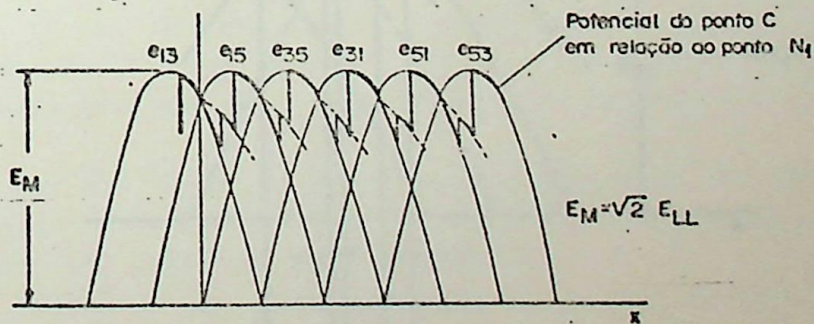
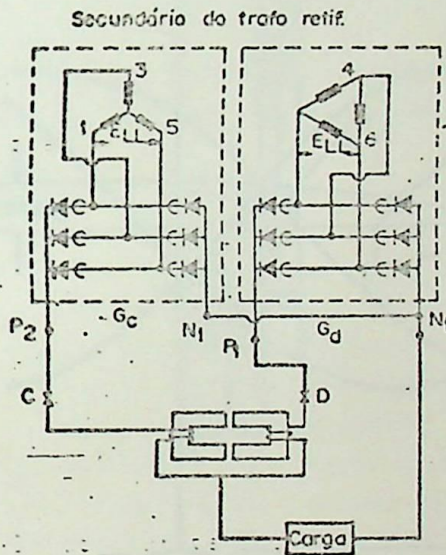


FIG. 8.20- CIRCUITO E FORMAS DE ONDAS NO CONVERSOR DE DOZE PULSOS COM IPT

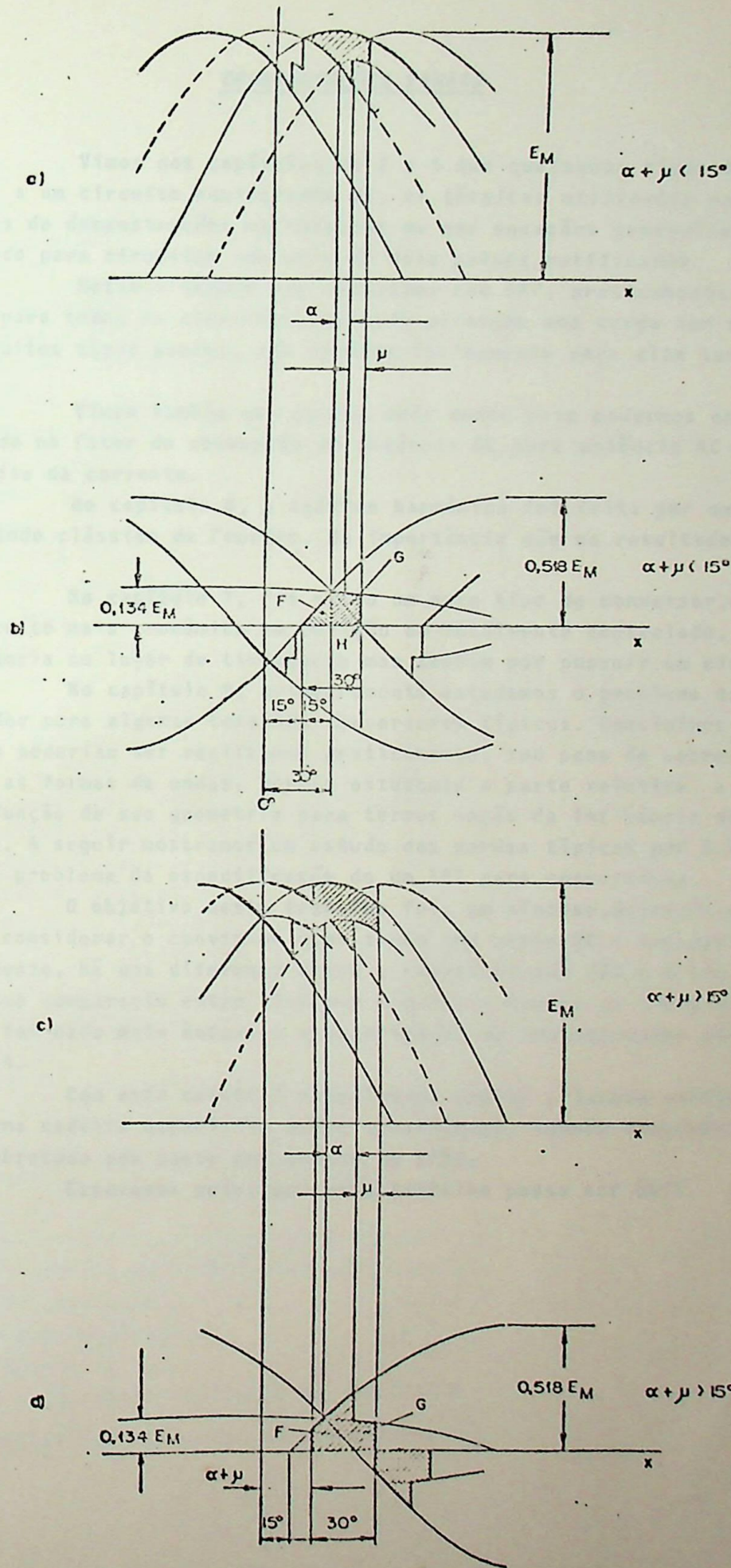


FIG. B. 21 — VOLT. SEGUNDO ABSORVIDO NO IPT

CONSIDERAÇÕES FINAIS

Vimos nos capítulos de 2 a 5 que quaisquer tipos de conversores podem ser reduzidos a um circuito equivalente DC. As técnicas utilizadas para essa redução foram feitas através de demonstrações matemáticas ou por equações generalizadas que são de grande valia, sobretudo para circuitos com mais de doze pulsos retificados.

Notamos também que circuitos com IPT, praticamente mantêm o mesmo nível de tensão DC para todos os circuitos. Contudo permitem uma carga com uma maior corrente contínua. Os circuitos tipos pontes, são caracteristicamente para alta tensão e baixa corrente.

Vimos também que existem dois modos para podermos especificar o transformador. Um baseado no fator de conversão de potência DC para potência AC e outro com base na análise harmônica da corrente.

No capítulo 6, a análise harmônica foi feita por um método, muito mais poderoso que o método clássico de Fourier. De importância são os resultados em equações generalizadas.

No capítulo 7, foi visto um novo tipo de conversor, que é o Semi-controlado que é um circuito mais econômico em relação ao totalmente controlado, não são por utilizar diodos de potência no lugar de tiristores mas também por possuir um circuito de controle mais simples.

No capítulo 8, primeiramente estudamos o problema da distribuição de MM no transformador para algumas conexões conversores típicos. Concluímos que alguns tipos, e conversores não poderiam ser realizados praticamente, sob pena de sobreaquecer o transformador e distorcer as formas de ondas. Depois estudamos a parte relativa a indutância do transformador em função de sua geometria para termos noção da influência da indutância no processo da comutação. A seguir mostramos um estudo das perdas típicas por $R.I^2$ e correntes eddy. Finalmente vimos o problema da especificação de um IPT para conversores.

O objetivo deste trabalho foi, em síntese, desenvolver as equações para a que pudéssemos considerar o conversor como tendo uma parte DC e uma parte AC. Conforme comentamos anteriormente, há uma diferença entre o conversor com IPT e o sem IPT. Intencionalmente não foi feita uma comparação entre eles por não estar dentro da linha deste trabalho. Da mesma maneira, não foi dada mais ênfase a especificação do transformador pelo segundo modo explicado no item 3.4.

Com este material objetivamos cobrir a lacuna existente nos cursos de graduação, de uma cadeira específica sobre conversores. Também esperamos que alguns itens mereçam pesquisas, sobretudo por parte dos alunos da EFEI.

Esperamos pois, que este trabalho possa ser útil.

LISTA DE ABREVIATURAS

- Eq. - equação
Fig. - figura
 L_{FF} - fase-fase ou linha
 F_N - fase-neutro
 E - valor eficaz da tensão
 E_m - valor máximo da tensão
 v_i - valor instantâneo da tensão
 i - valor instantâneo da corrente
índice 2 - designa secundário
índice 1 - designa primário
AC - valor alternado
DC - valor contínuo
RMS,rms - valor eficaz
AVG,av - valor médio ou contínuo
 I_d - corrente contínua
 I_1, I_2 - valor eficaz da corrente
 V_{PN} - tensão entre o pólo positivo e o pólo negativo do conversor
 V_{Pn} - tensão entre o pólo positivo do conversor e o neutro do transformador
 V_{Nn} - tensão entre o pólo negativo do conversor e o neutro do transformador
 V_d - tensão útil retificada, sem ângulo de disparo
 $V_{d\alpha}$ - tensão útil retificada com ângulo de disparo ($\alpha < 90^\circ$)
 $V_{d\alpha}$ - tensão retificada instantânea ($\alpha < 90^\circ$)
 ΔV_d - queda de tensão no conversor
 V_{do} - tensão retificada a vazio
 $V_{do\alpha}$ - tensão retificada a vazio com ângulo de disparo ($\alpha < 90^\circ$)
 $V_{do\beta}$ - tensão retificada a vazio com ângulo de disparo ($\alpha > 90^\circ$)
 V_{dB} - tensão retificada útil com ângulo de disparo ($\alpha > 90^\circ$)
 V_{RRM} - máxima tensão reversa
 P - potência aparente
 P_{tr} - potência aparente do transformador
 P_{do} - máxima potência DC entregue à carga
 μ - ângulo de comutação
 α - ângulo de disparo
 β - ângulo de ignição
 X_a - impedância do transformador referida ao secundário
 L_c - indutância do transformador referida ao secundário
 R_c - resistência de comutação
 n - número de pulsos retificados
FMM - força magneto-motriz
IPT - transformador interfase (reatância de igualação)

OBS: Outros parâmetros são definidos no próprio texto.

BIBLIOGRAFIA

- [1] - Kimbark, E.W. - *Direct Current Transmission*, John Wiley and Sons INC, 1971 ✓
- [2] - Schaefer, J. - *Rectifiers Circuits: Theory and Design*, John Wiley and Sons INC, 1965 ✓
- [3] - Pelly, B.R. - *Thyristor Phase-Controlled Converters and Cycloconverters*, John Wiley and Sons INC, 1971 ✓
- [4] - Davis, R.M. - *Power Diode and Thyristor Circuits*, IEE Monography 5.7. Peter Peregrinus Ltd, 1971.
- [5] - Cory, B.J e outros - *High Voltage direct current convertors and systems*, Macdonald and Co Ltd., 1965,
- [6] - Chauprade, R. - *Commande electronique des moteurs a courant continu*, Edition Eyrolles, 1975
- [7] - Motto, J.W. e outros - *Introduction to solid state power electronics*, Westinghouse Electric Corporation, 1977.
- [8] - Moltgen, G. - *Line commutated thyristor convertors* - Siemens, Pitman Publishers, 1972.
- [9] - Martin, J.C. - *Teoria, Cálculo y Construcción de transformadores*, La Escuela Del Técnico Electricista, Tomo VII, Editorial Labor, 1969.
- [10] - Harnden, J.D. - Golden, F.B e outros - *Power semiconductor applications*, Vol. I, IEEE Press, 1972.
- [11] - Hsu, H.P. - *Análise de Fourier*, LTC, 1972,
- [12] - Prothri, T.B - *Design and specification considerations for construction of large industrial Rectifiers and their associated facilities*, IEEE in IGA - Vol. IA-11, nº 2, 1975.
- [13] - Newell, W.E. - *Power Electronics, Emerging from Limbo*, IEEE on IGA - Vol IA-10, nº 1, 1974.
- [14] - Tschappu, F - *Fields of application and limitation of the modern SCR power control with a view to the influence on the measurement energym Landis and Gye Review*, nº2, 1979
- [15] - Lijoim, A.L - *A Megawatt converter with ride-through fault capability*, IEEE on IGA, Vol. IA 11, nº 3, 1975.
- [16] - Zielke, R.A - *50 Kw thyristor controlled power convertors*, IEEE on IGA, Vol. IA-11, nº3, 1975.
- [17] - Cavendish, L.F - Zielke, R.A - *One year operating experience of large electromechanical SCR, rectifiers* - IEEE on IGA, Vol. IA-13, Nº2, 1977.
- [18] - Evans, R.D. - Muller, H.N - *Harmonics in the AC circuits of grid-controlled rectifiers and inverters*, AIEE Transac., 1939, Vol. 58, pag. 861.
- [19] - Doroost, I.K. - *extended regulation curves for 6-phase double-way and double-woye rectifiers*, AIEE Transactions, May 1953, pag. 192.
- [20] - Crepaz, S - *eddy-current losses in rectifier transformes*, IEEE on PAS, Vol. PAS-89, nº7, 1970.
- [21] - Acosta, O.N. - *Interphase transformer for mutiple connected power rectifiers*, IEEE on IGA, Vol. 1- nº6, 1965.
- [22] - Bradburym I.J. - *converter valves for HVDC applications*, Transmission and Distribution, Vol. 30, nº 2, 1978.