

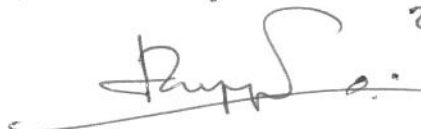
UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS

FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA

DEPARTAMENTO DE SISTEMAS E CONTROLE DE ENERGIA

Este exemplar corresponde à redação final da tese
defendida por Tyrone Dias de Oliveira e aprovada
pela Comissão Julgadora em 07/08/89

23/05/90



ANÁLISE E PROJETO DE AUTO-REGULAÇÃO PARA CIRCUITOS
TRIFÁSICOS TIRISTORIZADOS

AUTOR: Eng. Tyrone Dias de Oliveira *Tyrone*

ORIENTADOR: Prof. Dr. Daniel Wisnivesky *Daniel*

Tese apresentada à Comissão de Pós-Graduação
da Faculdade de Engenharia Elétrica/UNICAMP,
como parte dos requisitos para a obtenção do
Título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Julho de 1989

ABSTRACT

In this work we present a mathematical modelling and experimental results on the performance of a six pulse thyristor converter using a fast feed forward method based on the crossing cosine wave with a dc reference voltage to determine the firing time for each thyristor.

Unbalance mains phase voltage are corrected by a method which advances or delays the firing angle of each thyristor so as to keep the average output voltage constant.

The results obtained using the proposed method gives a 0.2 percent regulation for 10 percent amplitude variation of line voltage and 0.5 percent voltage variation for 10 percent voltage unbalanced between the three phases.

À minha família,
Ao Mauro Ricardo Brás Loureiro,
À Ednéa Aparecida Bughi (in memoriam)

AGRADECIMENTOS

A Daniel Wisnivesky pela dedicação à orientação e o auxílio prestado.

A Ernesto Ruppert pelo apoio e a valiosa colaboração para finalizar esse trabalho, os meus sinceros reconhecimento e gratidão.

A Antônio Carlos de Lira pela atenção e os esclarecimentos prestados durante a montagem dos circuitos.

A Masamiti Motoyama pelos serviços de almoxarife e pela sua boa vontade em auxiliar-me.

A todos os amigos que acompanharam-me nessa trajetória, a minha eterna lembrança.

Este trabalho teve o apoio financeiro do Conselho Nacional de Pesquisa (CNPq) e da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES).

ÍNDICE

CAPÍTULO I

INTRODUÇÃO	1
------------	---

CAPÍTULO II

ESTUDO DO CONTROLE	
II.1 - INTRODUÇÃO	7
II.2 - PRÍNCÍPIOS DE TEMPORIZAÇÃO DE PULSOS PARA ACIONAMENTO DE TIRISTORES	8
II.2.1 - Princípio da Onda Cossenoidal com uma Referência Constante	8
II.2.2 - Princípio do Controle Integral	12
II.3 - MÉTODO DE TEMPORIZAÇÃO DE PULSOS ATRAVÉS DA ONDA COSSENOIDAL APLICADO AO CONVERSOR AC-DC	15

CAPÍTULO III

ESTUDO DO "RIPPLE" DE CORRENTE	
III.1 - INTRODUÇÃO	29
III.2 - ANÁLISE PARA O CASO EQUILIBRADO	30
III.3 - ANÁLISE PARA O CASO DESEQUILIBRADO	33

CAPÍTULO IV

IMPLEMENTAÇÃO NUMÉRICA	
IV.1 - INTRODUÇÃO	42
IV.2 - DEFINIÇÕES	43
IV.3 - ANÁLISE DA VARIAÇÃO DE TENSÃO - CASO 1	45
IV.4 - ANÁLISE DO "RIPPLE" DE CORRENTE - CASO 1	50
IV.5 - ANÁLISE DA VARIAÇÃO DE TENSÃO - CASO 2	54
IV.6 - ANÁLISE DO "RIPPLE" DE CORRENTE - CASO 2	59

CAPÍTULO V

PROJETO E ANÁLISE DO CIRCUITO DE CONTROLE

V.1 - INTRODUÇÃO	63
V.2 - PROJETO I	64
V.2.1 - Filtros Butterworth para Sinais de Entrada	67
V.2.2 - Somadores	69
V.2.3 - Comparadores de Tensão	71
V.2.4 - Pulsador em D^0	73
V.2.5 - Comando para Acionamento	75
V.2.6 - Unidade de Gatilho	76
V.2.7 - Fonte de Referência	80
V.3 - PROJETO II	81
V.3.1 - Comparadores de Fases	85
V.3.2 - Detetor de Região Factível de Acionamento	86
V.3.3 - Seletor de Pulsos para Acionamento de Tiristores	87
V.3.4 - Filtros de Tensão e Somadores Trifásicos	88
V.3.5 - Inversores	88
V.3.6 - Somadores Simples	88
V.3.7 - Comparadores de Tensão	89
V.3.8 - Seletores de Pulsos e Gates - Amplificadores de Pulsos	89
V.4. - ANÁLISE DE SINAIS	90
V.4.1 - Inversores e Somadores Simples	90
V.4.2 - Comparadores de Tensão (+) e Tensão (-)	91
V.4.3 - Geradores de Pulso (+) e Pulso (-)	92
V.4.4 - Recortador de Pulso (+) e Pulso (-)	92
V.4.5 - Comparadores de Fases	93
V.4.6 - Detetor de Região Factível de Acionamento	93
V.4.7 - Seletor de Pulsos para Acionamento de Tiristor	93
V.4.8 - Seletores de Pulsos e Gates	94

CAPÍTULO VI

RESULTADOS EXPERIMENTAIS

VI.1 - INTRODUÇÃO	95
VI.2 - CIRCUITO DE POTÊNCIA	96
VI.3 - RESULTADOS UTILIZANDO O PROJETO I	97
VI.3.1 - Análise da Variação da Tensão Média Frente à Variação Trifásica	97
VI.3.2 - Ensaio 1	99
VI.3.3 - Ensaio 2	104
VI.4 - RESULTADOS UTILIZANDO O PROJETO II	109
VI.4.1 - Análise da Variação da Tensão Média Frente à Variação Trifásica	109
VI.4.2 - Ensaio 3	109
VI.5 - COMPORTAMENTO DO CIRCUITO PARA VARIAÇÕES RÁPIDAS NA REDE	112

CAPÍTULO VII -

CONCLUSÕES	113
------------	-----

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	115
----------------------------	-----

APÊNDICE A

Desenvolvimeto para o Valor Médio da Tensão Retificada	117
---	-----

APÊNDICE B

Desenvolvimento para a Corrente de Carga	123
--	-----

APÊNDICE C

Cálculo do Valor Quadrático Médio da Corrente de Carga	125
---	-----

APÊNDICE D

Desenvolvimento dos Coeficientes de Fourier para a Tensão Média Retificada	129
---	-----

APÊNDICE E

Programa Fortran para Cálculo do Valor Médio
da Tensão Retificada

136

APÊNDICE F

Componetes Eletrônicos Utilizados nos Circuitos
de Controle

142

CAPÍTULO I

INTRODUÇÃO

Os aceleradores circulares de elétrons [1], como os destinados para produção de luz síncrotron, utilizam diversos tipos de eletroímãs para manter os feixes focalizados e em uma órbita fechada.

Ímãs dipolares são usados para defletir o feixe de partículas e produzir a emissão de luz devida à aceleração exercida sobre os elétrons, enquanto que ímãs quadrupolares e sextupolares são necessários para focalizar o feixe e limitar a dispersão em energia dos elétrons.

Em razão das baixas distorções admissíveis na órbita dos elétrons, os valores dos campos magnéticos devem ser cuidadosamente calculados e os eletroímãs que geram esses campos magnéticos devem ser capazes de produzi-los com grande estabilidade no tempo e uniformidade no espaço.

A exigência de estabilidade no tempo do campo magnético se reflete em correspondentes exigências de precisão e estabilidade nas fontes de correntes que alimentam esses eletroímãs.

Dependendo da energia do feixe, as fontes de correntes podem chegar a valores de potência de centenas de Kw com correntes elétricas de centenas de amperes passando pelas bobinas.

Tipicamente a estabilidade e precisão requeridas são de 0,01%. Esses valores resultam do estudo teórico de estabilidade das órbitas supondo erros nos valores dos campos.

Por outra parte a constante de tempo do ímã, considerando-o como uma carga RL, é geralmente grande, tipicamente 1 seg., de forma que a própria carga serve, as vezes, de filtro para produzir um baixo "ripple" na

corrente.

Do ponto de vista da fonte de corrente existem dois aspectos a serem considerados: a carga RL e as variações nas tensões de alimentação de entrada. A carga RL apresenta uma inércia elétrica grande e sofre variações pequenas e lentas devidas, principalmente, às variações de temperaturas nas bobinas do ímã.

Considerando-se que carga de interesse é do tipo RL, a fonte de corrente é principalmente uma fonte de tensão com valor médio de tensão de saída praticamente constante e ajustado só em função das pequenas e lentas variações nos parâmetros da carga. Por outro lado, o sistema de controle do valor médio da tensão que é fornecida à carga deve ser suficientemente rápido para compensar qualquer perturbação que possa vir da linha de alimentação, seja na forma de variações rápidas da amplitude, de desequilíbrios ou variações de frequência da linha.

Na prática existem diversos esquemas de circuitos de potência, baseados em diferentes topologias, desenvolvidos para serem usados como fontes de correntes de alimentação para os eletroímãs dos aceleradores de partículas.

Alguns exemplos podem ser apresentados. Um circuito básico é mostrado em [2] e é constituído de um retificador de 12 pulsos com um filtro LC e um banco de transistores (operando em modo linear). O grau de regulação requerido é alcançado em três laços de realimentação:

- 1) Um laço de tensão que regula a tensão retificada à frente do filtro LC para compensar variações de tensão da linha.

- 2) Um laço de tensão que regula a ondulação da tensão retificada através de um banco de transistores.

- 3) Um laço de corrente que regula a corrente de saída.

Para esse método de controle, os dois

laços de tensão controlam os sinais de acionamento dos tiristores e o laço de corrente controla os sinais de comando para o banco de transistores em série. Os filtros LC são projetados para atenuar o "ripple" do retificador de tensão na frequência de 720 Hz.

Um outro exemplo que pode ser citado é o do Projeto Tristan (Laboratório Nacional para Física de Alta Energia, Ministério da Educação, Japão) [2],[3]. Nele uma estabilidade e um "ripple" de 10^{-4} para a corrente de carga é obtido a partir de uma fonte de tensão que é composta de um regulador de tensão indutivo, um retificador a diodos e uma unidade de transistores. O retificador não controlado converte a potência em DC que é fornecida aos eletroímãs via uma unidade de transistores.

O conversor convencional a tiristores não é usado porque transmite ruídos aos outros equipamentos. Em seu lugar um regulador de tensão indutivo e uma unidade de transistores são usados para controlar a tensão e a corrente, respectivamente.

A ponte não controlada emprega uma conexão em cascata de quatro pontes trifásicas. A tensão de saída é retificada em 24 pulsos e uma tensão DC é fornecida através do transistor.

O circuito de controle desse conversor consiste de um ACR (Regulador de Corrente Automático) que controla com precisão e estabilidade a corrente em um nível constante, um AVR (Regulador de Tensão Automático) e um M-AVR (Regulador Automático de Menor Tensão) que estabiliza a saída durante a flutuação da potência. O circuito ACR é um controlador proporcional devido à constante de tempo da carga ser grande; ele controla a corrente de base do transistor. O circuito AVR é usado para estabilizar a tensão em 0,5%. Quando a amostragem da corrente é alterada a tensão de entrada da ponte é, também, alterada, de modo a manter a tensão nos terminais do transistor constante.

O presente trabalho tem por objetivo estudar teórica e experimentalmente um sistema de controle de fonte de tensão que possa apresentar as características de regulação sugeridas para as fontes de alimentação dos ímãs anteriormente mencionados.

O sistema consiste em utilizar uma fonte trifásica de seis tiristores controlados pelo método da onda cossenoidal, melhorado, que se baseia , para definir o instante de disparo de cada tiristor, na interseção da onda cossenoidal da tensão fase-neutro com uma referência constante. O sistema tem a vantagem de definir o instante de disparo pulso a pulso e, em consequência, corrige "on line" as diversas variações das tensões de linha que possam vir a ocorrer.

Nesse trabalho tanto o estudo teórico quanto o experimental consideram a estabilidade do valor médio e os valores de "ripple" de corrente frente às diversas variações de amplitude de tensão da linha, causadas nas três fases simultaneamente ou por desequilíbrio entre as fases.

Apresenta-se, também, uma técnica para a modelagem de uma onda cossenoidal feita através de composição de amostragens de tensões de fase-neutro da alimentação do retificador, que melhora o desempenho do auto-controle. As ondas cossenoidais obtidas através dessa técnica são sensíveis às variações que cada fase pode apresentar e, também, às variações relativas que no conjunto das três possam ocorrer.

No primeiro capítulo apresenta-se um estudo detalhado do método de interseção da onda cossenoidal que utiliza o melhoramento proposto para as ondas cossenoidais; além de um modelamento matemático completo dos ângulos de acionamentos de todos os tiristores, assim como uma expressão para o valor médio da tensão retificada em termos dos desequilíbrios relativos das fases. A eficiência

desse controle é avaliada através de um estudo e de uma implementação numérica dos principais parâmetros que estão envolvidos no processo de retificação, a saber: tensão média retificada e "ripple" de corrente da carga. Para isso, no capítulo III conclui-se um modelamento matemático para o valor médio da tensão retificada através de uma série de Fourier expressa em termos das variações de tensões que podem ocorrer na alimentação do sistema.

De forma análoga ao valor médio da tensão retificada apresenta-se uma série de Fourier para a corrente de carga. Ainda no capítulo III, finalizando o estudo nele proposto, desenvolve-se uma expressão para o "ripple" de corrente em termos dos coeficientes das séries de Fourier da corrente de carga ou do valor médio da tensão retificada.

Uma visualização global do comportamento de um conversor trifásico de seis pulsos, que utiliza o método de controle da interseção da onda cossenoidal, é possibilitada através de uma implementação numérica que nos dá, sem dúvida, uma avaliação dos limites teóricos da precisão do valor médio retificado e do "ripple" de corrente alcançado utilizando-se determinado controle.

Esse trabalho apresenta um "software" que implementa numericamente a variação do valor médio da tensão retificada e o "ripple" de corrente para todas as possíveis configurações de desequilíbrios relativos entre fases que o sistema pode apresentar - numa faixa de até 20% do valor de tensão de pico de fase-neutro.

No capítulo IV apresentam-se os resultados dessa implementação numérica para dois casos distintos, a saber: para um controle através do método da interseção da onda cossenoidal utilizando as ondas cossenoidais convencionais e o mesmo controle utilizando uma onda cossenoidal com o melhoramento proposto. Esses resultados são comparados e discutidos.

No capítulo V apresenta-se dois circuitos de controle desenvolvidos para o método de controle de temporização de pulsos através da interseção da onda cossenoidal com uma referência constante. O primeiro circuito de controle apresentado trabalha com uma onda cossenoidal temporizadora (utilizando o melhoramento proposto) montada a partir de amostragens das tensões de fase-neutro da alimentação do sistema. No segundo circuito de controle a onda cossenoidal temporizadora é obtida amostrando-se a tensão retificada instantânea (não o valor médio). Esse melhoramento permite que o controle seja, também, sensível às diferentes quedas de tensões entre os terminais catodo-anodo dos tiristores, à fliação, etc.

Os resultados obtidos mostram-se compatíveis com os da análise numérica para a tensão média retificada e "ripple" de corrente.

Para atingir os níveis de regulação de corrente referidos aos eletroímãs mencionados acima é necessário utilizar uma segunda malha de controle lento.

II - CAPÍTULO

ESTUDO DO CONTROLE

II.1) INTRODUÇÃO

Nesse capítulo apresentam-se dois princípios de controle auto-regulado, destacando-se o princípio de controle através da interseção da onda cossenoidal com referência.

Apresenta-se também uma análise completa para um controle utilizando uma filosofia "Feedforward" [5], realizado através da interseção da onda cossenoidal com uma referência, que utiliza uma onda cossenoidal, com um melhoramento proposto. Essa análise baseia-se no desenvolvimento matemático feito para os cossenos dos ângulos de acionamentos dos tiristores e para o valor médio da tensão retificada, ambos feitos para um conversor de seis pulsos e em termos das variações percentuais que possam ocorrer nas fases de alimentação do conversor.

II-1) PRINCÍPIOS DE TEMPORIZAÇÃO DE PULSOS PARA ACIONAMENTO DE TIRISTORES

Com a finalidade de controlar a tensão de saída de um conversor polifásico deve-se voltar nossa atenção para o controle dos pulsos de acionamento dos tiristores. Muitos métodos alternativos existem para executar esse fim.

Nesse tópico apresenta-se alguns princípios de controle de temporização de pulsos para acionamento de tiristores [6],[7]; embora o tratamento não seja completo ele deve ser considerado como reflexo dos mais modernos princípios de controle auto-regulado.

II-1.1) Princípio da Interseção da Onda Cossenoidal com uma Referência Constante.

Se o ângulo de acionamento do tiristor responde a uma tensão de referência, de tal forma que o cosseno do ângulo de acionamento seja proporcional a esta tensão de referência, então para uma saída DC, com condução contínua, a relação resultante entre a tensão de referência e a tensão média dos terminais DC é linear.

A desejada resposta do ângulo de acionamento a uma tensão de referência pode ser obtida por meio da interseção da onda cossenoidal temporizadora com uma referência constante. A onda cossenoidal temporizadora é obtida, através de amostragem, da tensão de entrada AC do conversor.

O princípio básico é determinar o ponto de acionamento para cada tiristor através da interseção da onda cossenoidal temporizadora com a referência, isto é, quando:

$$V \cos \theta_i = V_R$$

onde:

V = valor de pico da amostra da tensão f-n de entrada (onda temporizadora)

V_R = valor da tensão de referência

θ_i = valor do ângulo no instante em que ocorre a interseção das tensões.

Por definição, neste instante, θ é o ângulo de acionamento do tiristor correspondente.

$$\cos \theta = \frac{V_R}{V}$$

Dado que a onda temporizadora no princípio de controle, através da onda cossenoidal, é amostrada das tensões de entrada do conversor, as variações das amplitudes dessas ondas correspondem às variações das tensões de entrada.

Na figura 11.1 pode-se observar as ilustrações das formas de ondas para o princípio de controle por interseção da onda cossenoidal para um conversor de três pulsos, acionando os tiristores em um ângulo de 30° . Nota-se que com a tensão de referência constante, a tensão média retificada no conversor teoricamente permanece constante. A razão para isto é que uma variação na amplitude da onda temporizadora - causada por uma correspondente variação da amplitude da tensão AC - resulta numa mudança de ângulo de acionamento, que mantém a tensão retificada média constante.

A tensão média retificada é expressa por:

$$\bar{V} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_{\text{máx}} \cos\theta \quad (2.1.1)$$

onde:

$V_{\text{máx}}$ é o valor de pico da tensão de fase com referência ao neutro.

θ é o ângulo de disparo do tiristor.

Como, na interseção

$$V_R = V_{\text{máx}} \cos\theta$$

$$\bar{V} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_R \quad (2.1.2)$$

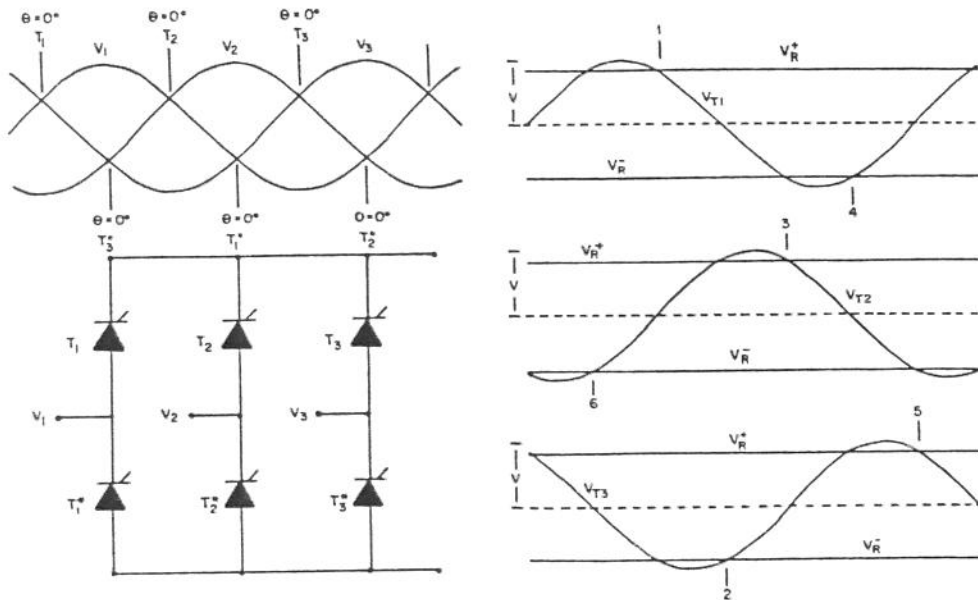


Fig. II.1 - Princípio de controle II.1.1 - $\theta = 90^\circ$

- $V \rightarrow$ Tensão de pico fase-neutro
- $V_R^+ \rightarrow$ Tensão de referência positiva
- $V_R^- \rightarrow$ Tensão de referência negativa
- $V_{T1} \rightarrow$ Onda cossenoidal temporizadora para o tiristor 3 e 3*
- $V_{T2} \rightarrow$ Onda cossenoidal temporizadora para o tiristor 1 e 1*
- $V_{T3} \rightarrow$ Onda cossenoidal temporizadora para o tiristor 2 e 2*

- 1 → Instante de acionamento para o tiristor 3*
- 2 → Instante de acionamento para o tiristor 2
- 3 → Instante de acionamento para o tiristor 1*
- 4 → Instante de acionamento para o tiristor 3
- 5 → Instante de acionamento para o tiristor 2*
- 6 → Instante de acionamento para o tiristor 1

Uma dificuldade prática com o princípio de controle através da interseção da onda cossenoidal surge com a presença de distorções ou "spikes" nas ondas das tensões de entrada. Esses "spikes" podem originar-se de perturbações externas no sistema de alimentação, ou podem ser um resultado da comutação própria do conversor, ocasionando falsa interseção das ondas temporizadoras com a tensão de referência, dando lugar a acionamentos incorretamente temporizados. De forma a superar essa dificuldade, a onda temporizadora deve ser obtida a partir das tensões de entrada do conversor através de um filtro de tensões que removam os "spikes" e libere a onda cossenoidal regular para o sistema de controle. Um projeto cuidadoso do circuito de acionamento, tal como foi implementado neste trabalho (descrito no capítulo V) permite a fonte de tensão operar sem perturbações para todos os ângulos de condução.

Deve-se notar, que uma importante consequência da aplicação desse princípio é a insensibilidade do controle às variações da frequência, visto que a onda temporizadora acompanha simultaneamente as variações das tensões da rede. Nota-se, também, que a utilização desse princípio, permite um controle rápido, pulso a pulso, na banda de frequência de trabalho, do valor médio da tensão retificada.

11-1.2) Princípio do Controle Integral

Um outro princípio de controle auto-regulado é o Princípio de Controle Integral. Para uma melhor análise desse princípio considere-se a fig 11-2, que mostra, em a) uma forma de onda típica da saída de um conversor de seis pulsos, operando em dois quadrantes com ângulos de acionamentos dos tiristores constantes, e em b) e c) que essa tensão de saída é composta de uma componente DC superposta a uma componente alternada do "ripple". Examinando a forma de onda da tensão vê-se que durante o intervalo entre dois pontos de acionamentos sucessivos, a integral tensão-tempo líquida para essa onda é zero; em outras palavras, as áreas das formas de ondas abaixo e acima do eixo de referência são exatamente iguais. Então, se essa onda for aplicada à entrada de um circuito integrador, sua saída será instantaneamente zero, a cada ponto de acionamento, como ilustrado em d).

A partir dessa análise pode-se sugerir que um simples princípio para temporização é gerar um pulso de acionamento, a cada momento que a integral da onda de tensão torna-se instantaneamente igual a zero. Desde então, por definição, a tensão média de saída é feita proporcional ao valor da tensão de referência, o "ripple" da onda de tensão pode ser obtido pela simples subtração da referência da onda de saída atual. Sendo assim pode-se assegurar que cada parte, e por conseguinte, todo "ripple" da tensão tem valor médio zero e também que, entre dois instantes de acionamento o valor médio da tensão da saída é igual a tensão de referência. Desta forma, um controle pulso a pulso é exercido sobre a forma de tensão da saída e de fato este princípio automaticamente provê um regulado controle em malha fechada da tensão de saída.

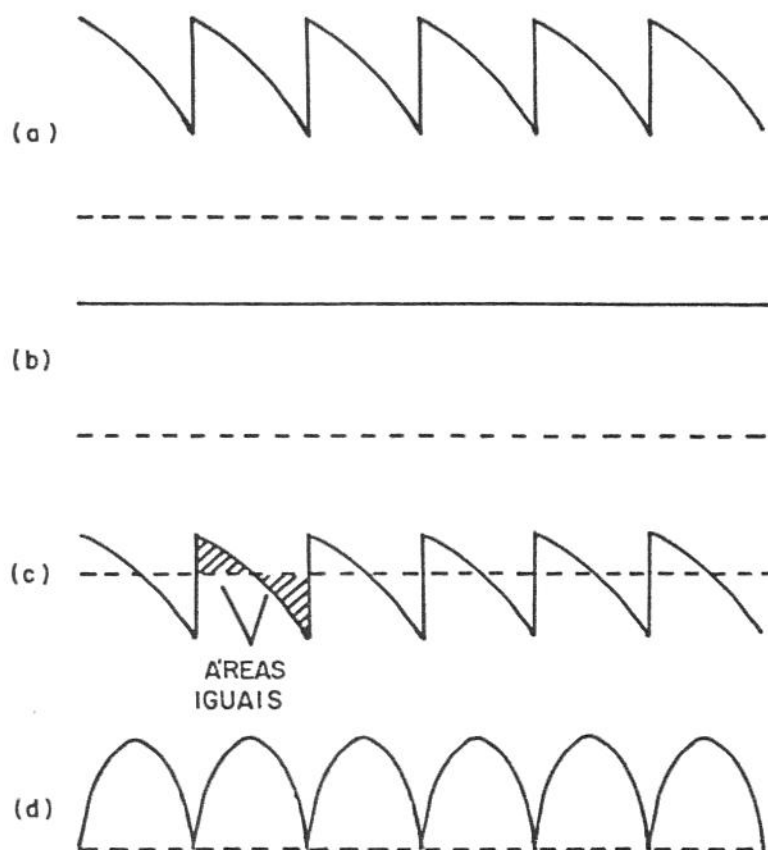


Fig.II-2 - Princ ípio de Controle integral

- a) Tensão na saída do retificador
- b) Componente contínua
- c) Componente AC da tensão retificada e ilustração do princípio do controle integral.
- d) Tensão na saída do integrador.

Nota-se nesse princípio de controle duas características importantes. A primeira deve-se ao fato do pulso de acionamento ser gerado quando a integral do "ripple" é zero, portanto, insensível a mudanças da frequência na fonte. Em outra palavras, embora a amplitude da onda da integral do "ripple" de tensão mude com a variação da frequência da fonte, seu valor zero sempre corresponde com o desejado instante de acionamento. A

segunda característica refere-se ao fato que quando "spikes" aparecerem na onda da tensão de saída do conversor, eles não causarão imediato ou drástico efeito sobre a temporização dos pulsos de acionamento, visto que o valor da integral do "ripple" da tensão de saída é fracamente influenciada por esses "spikes".

De fato, embora o princípio do controle integral apresentado seja teoricamente praticável, quando requerido para produzir um estado contínuo na saída, ele não mostra-se satisfatório devido ocasionar por si mesmo uma tensão de saída oscilante.

Para uma saída AC, pode-se mostrar matematicamente que embora esse controle de temporização de pulso opere, aparentemente, satisfatório para um número de sucessivos disparos, eventualmente, em um intervalo de tempo entre consecutivos disparos torna-se cada vez mais irregular, até finalmente o controle ser completamente perdido. Além disso, para uma saída DC fixa, esse controle integral mostra uma tendência, sobre certas condições, de passar a operar assimetricamente, com a temporização dos pulsos de acionamento dos tiristores ocorrendo em intervalos irregulares.

Então, de modo fazer o princípio de controle integral funcionar satisfatoriamente na prática, é necessário complementá-lo com uma realimentação estabilizadora que tenda a criar uma uniformização dos intervalos entre os pulsos de acionamento. Isso pode ser obtido, por exemplo, gerando um sinal analógico que seja uma medida da diferença entre o tempo decorrido desde o último pulso, e o tempo entre o último pulso e o seu pulso antecessor. Essa correção de sinal é adicionada no próprio sensor na integral do "ripple" de tensão e o pulso de acionamento gerado, quando a soma desses sinais torna-se instantaneamente zero.

11-2) MÉTODO DE TEMPORIZAÇÃO DE PULSOS ATRAVÉS DA INTERSEÇÃO DA ONDA COSSENOIDAL APLICADO AO CONVERSOR AC-DC

O controle aqui adotado tem por finalidade compensar rapidamente uma variação na tensão alternada de alimentação de modo que o retificador forneça uma tensão regulada. O princípio escolhido é o da interseção da onda cossenoidal com uma referência constante:

No caso do conversor de seis pulsos operar com ângulo de disparo θ , o valor da tensão retificada é dada pela expressão (2.1.1):

$$\bar{V} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_{\text{máx}_{f-n}} \cos\theta$$

onde $V_{\text{máx}_{f-n}}$ é o valor de pico da tensão de fase de entrada com referência ao neutro.

Na fig. 11.3 pode-se observar a relação existente entre os valores da tensão retificada de cada fase do secundário do transformador e a seqüência de disparos correspondentes a um ângulo θ igual a 45° , para o caso das tensões secundárias do transformador V_1, V_2, V_3 formarem um sistema de tensões trifásicas equilibradas, ou seja:

$$V_1 = V \sin(\omega t)$$

$$V_2 = V \sin(\omega t - 120^\circ) \quad (2.3.1)$$

$$V_3 = V \sin(\omega t - 240^\circ)$$

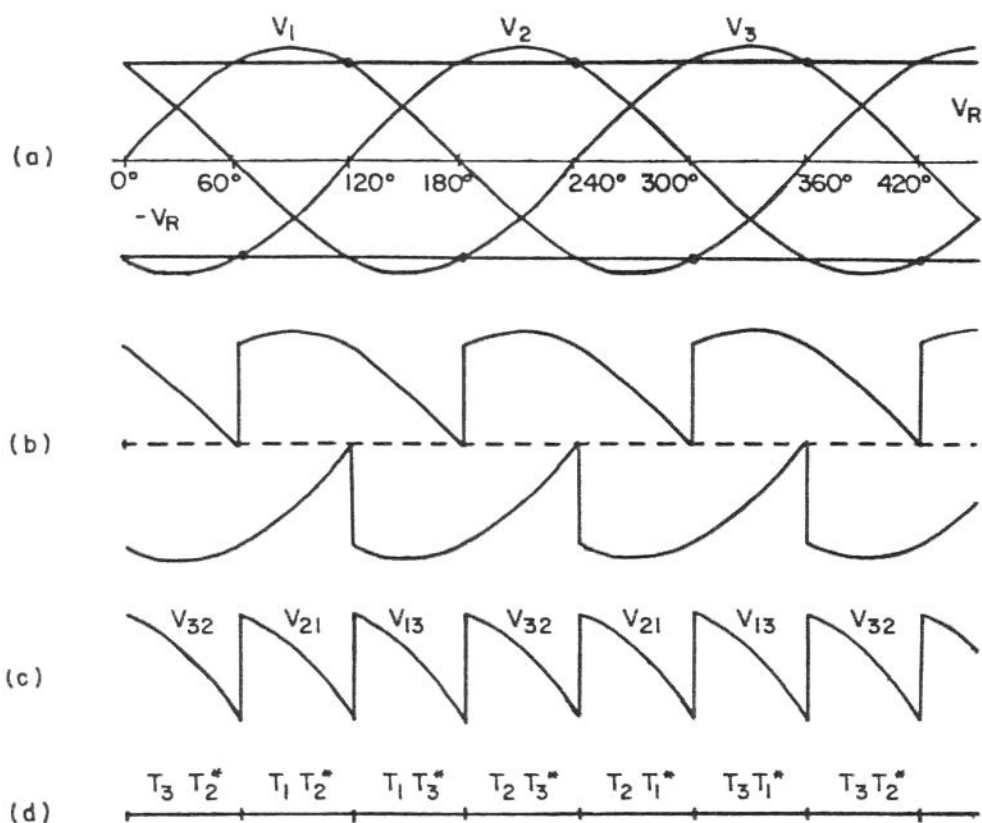


Fig. II-9 - Formas de ondas para conversor de seis pulsos - $\theta = 45^\circ$

- a) Tensões secundárias do transformador e tensão de referência.
- b) Tensão retificada fase-neutro e componente contínua.
- c) Tensão retificada nos terminais da carga e tensões secundárias do transformador.
- d) Período de condução nos tiristores.

Nota-se que cada tiristor entra em condução cada vez que o valor da tensão secundária do transformador atinge o valor de referência, desde que satisfaça a condição:

$$\frac{d|V(t)|}{dt} < 0 \quad (2.3.2)$$

a partir de uma ordem cíclica segundo o critério:

Valor da tensão secundária do transformador = V_R^- ou V_R^+

	V_1	Dispara	T_3	T_3^*
(2.3.3)	V_2	Dispara	T_1	T_1^*
	V_3	Dispara	T_2	T_2^*

Em consequência o método de controle do retificador consiste em comparar os valores das tensões de fases que alimentam o conversor com um valor de referência. Cada vez que ocorrer uma coincidência e a referida tensão de fase passar por uma região de derivada negativa, $d|V_i(t)|/dt < 0$, gera-se um disparo no "gate" do tiristor correspondente, segundo o quadro anterior.

Pode-se constatar que este método de controle é estável e auto-ajustável mediante a análise seguinte:

Seja V_R o valor de referência correspondente ao valor médio da tensão requerida na carga.

Comparando V_R com os valores correspondentes a $|V_1|$, $|V_2|$, $|V_3|$ resulta em um ângulo de atraso θ na condução de cada tiristor dado pela relação:

$$|V_i| = V_{\max_{f-n}} \cos(\theta) = V_R$$

ou

$$\cos(\theta) = \frac{V_R}{V_{\text{máx}}_{f-n}} \quad (2.3.4)$$

Quando a tensão máxima de cada fase aumenta

$$V_{\text{máx}}^*_{f-n} > V_{\text{máx}}_{f-n}$$

o ângulo de coincidência entre V_i^* e V_R aumenta, conforme mostra a fig. 11.2, de forma que resulta

$$\cos(\theta) = \frac{V_R}{V_{\text{máx}}^*_{f-n}} \quad (2.3.5)$$

A forma de onda da tensão de saída do conversor é, então:

$$V^* = \sqrt{3} V_{\text{máx}}^*_{f-n} \cos(\theta^* + \varphi) \quad -\frac{\pi}{6} < \varphi < \frac{\pi}{6}$$

e o valor médio $\bar{V}^*$,

$$\bar{V}^* = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_{\text{máx}}^*_{f-n} \cos(\theta^*) \quad (2.3.6)$$

$$\bar{V}^* = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_R$$

permanece constante. A figura 11.4 ilustra tal situação:

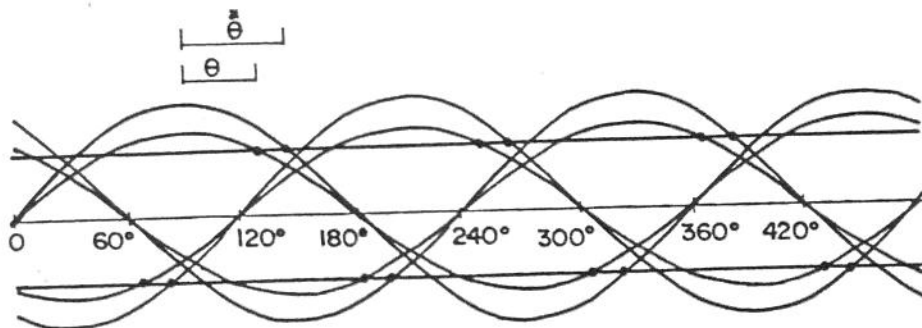


Fig. 11.4 - Auto-regulação do controle II-2

No caso real é frequente a existência de fatores perturbadores na forma da tensão de entrada, por exemplo, desequilíbrios entre as fases que produzem alterações no método de controle estudado. Esses desequilíbrios são analisados teoricamente e estudados na montagem de circuitos apropriados a tal finalidade. Outras perturbações, tais como existência de harmônicas não são analisadas aqui.

Analisa-se o caso das três tensões de fase não formarem um sistema trifásico equilibrado, como mostrado na fig. II.5 e descrito abaixo:

$$V_1 = (1+\epsilon_1)V\sin(\omega t)$$

$$V_2 = (1+\epsilon_2)V\sin(\omega t-120^\circ) \quad (2.3.7)$$

$$V_3 = (1+\epsilon_3)V\sin(\omega t-240^\circ)$$

onde ϵ_1 , ϵ_2 e ϵ_3 são valores percentuais de V , responsáveis pelos desequilíbrios das fases 1, 2 e 3, respectivamente, V é o valor de pico da tensão de fase com referência ao neutro.

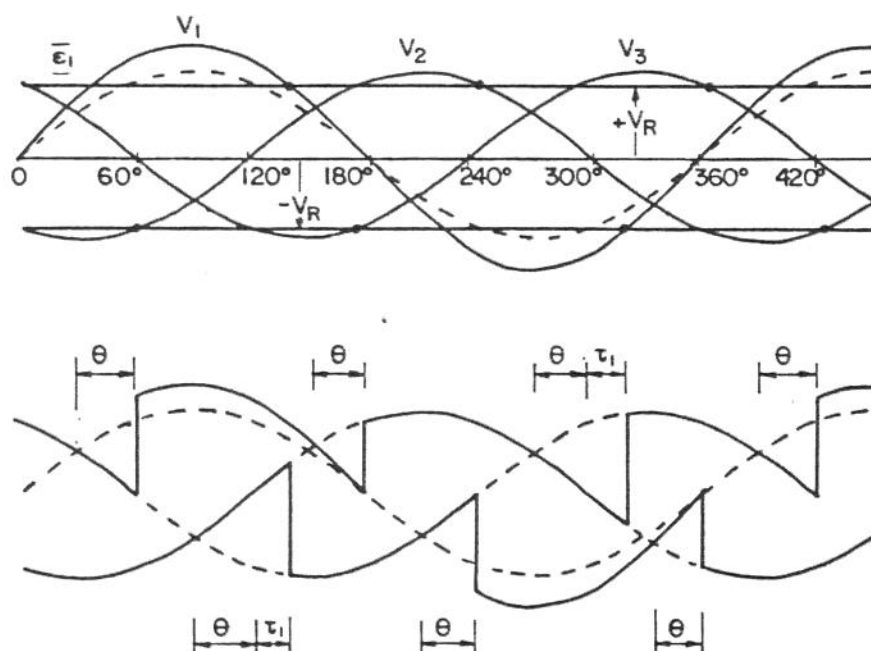


Fig. II.5 - Auto-regulação do controle II-2 sistema desequilibrado

Deve-se salientar que para essas condições de funcionamento, o auto-ajuste é menos eficiente que no caso de tensões equilibradas e a estabilidade mantém-se em torno do valor médio desejado.

Uma maneira mais eficiente de obter um melhor auto-ajuste, de modo a otimizar a regulação da tensão média retificada e obter uma regulação muito próxima a desejada, consiste utilizar "Tensões de Controle", que de uma forma simples tente compensar os desequilíbrios das fases e gerar comandos mais precisos para acionar os respectivos tiristores. Essas tensões podem ser descritas como:

$$\begin{aligned} V_1^* &= V_1 - \frac{1}{3}(V_1 + V_2 + V_3) \\ V_2^* &= V_2 - \frac{1}{3}(V_1 + V_2 + V_3) \\ V_3^* &= V_3 - \frac{1}{3}(V_1 + V_2 + V_3) \end{aligned} \quad (2.3.5)$$

onde V_1^* , V_2^* , V_3^* são as "Tensões de Controle" e V_1, V_2, V_3 são as tensões de fase que formam o sistema trifásico desequilibrado, que alimenta o conversor.

Os ângulos de acionamentos dos tiristores com esse recurso mais preciso de controle podem ser obtidos a partir das interseções de V_1^* , V_2^* , V_3^* com a tensão de referência V_R .

Sendo:

$$\begin{aligned} V_1 &= (1+\epsilon_1)V\text{sen}(\omega t) \\ V_2 &= (1+\epsilon_2)V\text{sen}(\omega t - 120^\circ) \\ V_3 &= (1+\epsilon_3)V\text{sen}(\omega t - 240^\circ) \end{aligned}$$

a soma do terno de tensões formado por V_1, V_2, V_3 será

$$V_1 + V_2 + V_3 = V [\epsilon_1 \text{sen}(\omega t) + \epsilon_2 \text{sen}(\omega t - 120^\circ) + \epsilon_3 \text{sen}(\omega t - 240^\circ)]$$

$$V_1 + V_2 + V_3 = V \left[\epsilon_1 \text{sen}(\omega t) - \sqrt{3} \epsilon_2 \cos(\omega t) - \frac{1}{2} \epsilon_2 \text{sen}(\omega t) + \right. \\ \left. + \frac{\sqrt{3}}{2} \epsilon_3 \cos(\omega t) - \frac{1}{2} \epsilon_3 \text{sen}(\omega t) \right]$$

então

$$V_1^* = V \left\{ \left[1 + \left(1 - \frac{1}{3}\right) \epsilon_1 + \frac{1}{6} (\epsilon_2 + \epsilon_3) \right] \text{sen}(\omega t) - \right. \\ \left. - \left[\frac{\sqrt{3}}{6} (\epsilon_3 - \epsilon_2) \right] \cos(\omega t) \right\} \quad (2.3.9)$$

A condição de disparo dada pela relação:

$$| V_1^* | = V_R \quad , \quad (2.3.10)$$

ocorre num ponto definido por $\omega t = \frac{\pi + \theta + \tau_1}{2}$, onde τ_1 é a correção no disparo dos tiristores T_3^* e T_3 devido a atuação da tensão de controle V_1^* , resultando:

$$| V_1^* | = \left| V \left\{ \left[1 + \left(1 - \frac{1}{3}\right) \epsilon_1 + \frac{1}{6} (\epsilon_2 + \epsilon_3) \right] \text{sen}\left(\frac{\pi}{2} + \theta + \tau_1\right) - \right. \right. \\ \left. \left. - \left[\frac{\sqrt{3}}{6} (\epsilon_3 - \epsilon_2) \right] \cos\left(\frac{\pi}{2} + \theta + \tau_1\right) \right\} \right| = V_R$$

ou mesmo,

$$| V_1^* | = \left| V \left\{ \left[1 + \left(1 - \frac{1}{3}\right) \epsilon_1 + \frac{1}{6} (\epsilon_2 + \epsilon_3) \right] \cos(\theta + \tau_1) - \right. \right. \\ \left. \left. - \left[\frac{\sqrt{3}}{6} (\epsilon_3 - \epsilon_2) \right] \text{sen}(\theta + \tau_1) \right\} \right| = V_R$$

para solucionar essa equação faça-se:

$$K_i \cos(\theta + \tau_i) + Q_i \sin(\theta + \tau_i) = \frac{V_R}{V} \quad (2.3.11)$$

onde

$$K_i = \left[1 + \left(1 - \frac{1}{3}\right) \varepsilon_i + \frac{1}{6}(\varepsilon_j + \varepsilon_k) \right]$$

$$Q_i = - \left[\frac{\sqrt{3}}{6}(\varepsilon_k - \varepsilon_j) \right]$$

resolvendo, temos:

$$Q_i \sin(\theta + \tau_i) = \frac{V_R}{V} - K_i \cos(\theta + \tau_i)$$

$$Q_i^2 \sin^2(\theta + \tau_i) = \frac{V_R^2}{V^2} - \frac{2V_R}{V} K_i \cos(\theta + \tau_i) + K_i^2 \cos^2(\theta + \tau_i)$$

ou

$$(Q_i^2 + K_i^2) \cos^2(\theta + \tau_i) - \frac{2V_R}{V} K_i \cos(\theta + \tau_i) + \frac{V_R^2}{V^2} - Q_i^2 = 0$$

que assume o seguinte resultado:

$$\cos(\theta + \tau_i) = \frac{\frac{V_R}{V} K_i \pm \sqrt{Q_i^2 K_i^2 + Q_i^4 + Q_i^2 \frac{V_R^2}{V^2}}}{(Q_i^2 + K_i^2)}$$

ou

$$\cos(\theta + \tau_i) = \frac{\frac{V_R}{V} K_i \pm \sqrt{K_i^2 + Q_i^2 + \frac{V_R^2}{V^2}} |Q_i|}{(Q_i^2 + K_i^2)} \quad (2.3.11)$$

Para τ_1

$$\cos(\theta + \tau_1) = \frac{\xi_{11} \pm \sqrt{\xi_{12}^2 - \frac{V_R^2}{V^2}}}{\xi_{11}} |\xi_{13}| \quad (2.3.13)$$

$$\begin{aligned} \xi_{11} &= \frac{V_R}{V} \left[1 + \frac{2}{3} \epsilon_1 + \frac{1}{6} (\epsilon_2 + \epsilon_3) \right] \\ \xi_{12} &= \left[1 + \frac{2}{3} \epsilon_1 + \frac{1}{6} (\epsilon_2 + \epsilon_3) \right]^2 + \frac{1}{12} [\epsilon_3 - \epsilon_2]^2 \\ \xi_{13} &= \frac{[\epsilon_3 - \epsilon_2]}{2\sqrt{3}} \end{aligned}$$

onde a opção pelo valor + ou - da raiz se dará em decorrência do valor assumido por Q_1

$$Q_1 > 0 \text{ corresponde } + \sqrt{\Delta}$$

$$Q_1 \leq 0 \text{ corresponde } - \sqrt{\Delta}$$

Como se trata de um sistema cíclico pode-se, por analogia, determinar $\cos(\theta + \tau_2)$ e $\cos(\theta + \tau_3)$ relativos as condições $|V_2^*| = V_R$ e $|V_3^*| = V_R$ respectivamente:

$$\cos(\theta + \tau_2) = \frac{\xi_{21} \pm \sqrt{\xi_{22}^2 - \frac{V_R^2}{V^2}}}{\xi_{22}} |\xi_{23}| \quad (2.3.14)$$

$$\begin{aligned} \xi_{21} &= \frac{V_R}{V} \left[1 + \frac{2}{3} \epsilon_2 + \frac{1}{6} (\epsilon_3 + \epsilon_1) \right] \\ \xi_{22} &= \left[1 + \frac{2}{3} \epsilon_2 + \frac{1}{6} (\epsilon_3 + \epsilon_1) \right]^2 + \frac{1}{12} [\epsilon_1 - \epsilon_3]^2 \\ \xi_{23} &= \frac{[\epsilon_1 - \epsilon_3]}{2\sqrt{3}} \end{aligned}$$

$$\cos(\theta + \tau_g) = \frac{\zeta_{g1} + \sqrt{\zeta_{g2}^2 - \frac{V_R^2}{V^2}}}{\zeta_{g2}} |\zeta_{g3}| \quad (2.3.15)$$

$$\begin{aligned} \zeta_{g1} &= \frac{V_R}{V} \left[1 + \frac{2}{3}\epsilon_g + \frac{1}{6}(\epsilon_1 + \epsilon_2) \right] \\ \zeta_{g2} &= \left[1 + \frac{2}{3}\epsilon_g + \frac{1}{6}(\epsilon_1 + \epsilon_2) \right]^2 + \frac{1}{12}[\epsilon_2 - \epsilon_1]^2 \\ \zeta_{g3} &= \frac{[\epsilon_2 - \epsilon_1]}{2\sqrt{3}} \end{aligned}$$

Para desenvolver analiticamente o valor da tensão média retificada $\bar{V}$, deve-se lembrar que, para um retificador a tiristores de ordem "p", esta é formada por "p" segmentos de senóides das tensões da alimentação, durante um período T.

Se ω é a frequência angular dessas tensões e $\varphi = \omega t$, para o caso de ocorrer um desequilíbrio entre as fases, estas tensões podem ser descritas por:

$$V_1 = (1 + \epsilon_1) V \sin(\varphi)$$

$$V_2 = (1 + \epsilon_2) V \sin(\varphi - 120^\circ)$$

$$V_3 = (1 + \epsilon_3) V \sin(\varphi - 240^\circ)$$

de onde temos:

$$V_{g2} = V_g - V_2$$

$$\begin{aligned} V_{g2} = V \left[(1 + \epsilon_g) \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \cos(\varphi) - \frac{1}{2} \sin(\varphi) \right) - \right. \\ \left. - (1 + \epsilon_2) \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} \cos(\varphi) - \frac{1}{2} \sin(\varphi) \right) \right] \end{aligned}$$

$$V_{32} = V \left\{ \left[1 + \frac{\varepsilon_3}{2} + \frac{\varepsilon_2}{2} \right] \sqrt{3} \cos(\varphi) + \left[\frac{\varepsilon_2}{2} - \frac{\varepsilon_3}{2} \right] \sin(\varphi) \right\} \quad (2.3.16)$$

$$-\frac{\pi}{6} + \theta + \tau_3 \leq \varphi \leq \frac{\pi}{6} + \theta + \tau_2$$

Por analogia, devido às características cíclicas das tensões, conclui-se que:

$$V_{21} = V \left\{ \left[1 + \frac{\varepsilon_2}{2} + \frac{\varepsilon_1}{2} \right] \sqrt{3} \cos(\varphi) + \left[\frac{\varepsilon_1}{2} - \frac{\varepsilon_2}{2} \right] \sin(\varphi) \right\} \quad (2.3.17)$$

$$-\frac{\pi}{6} + \theta + \tau_2 \leq \varphi \leq \frac{\pi}{6} + \theta + \tau_1$$

$$V_{13} = V \left\{ \left[1 + \frac{\varepsilon_1}{2} + \frac{\varepsilon_3}{2} \right] \sqrt{3} \cos(\varphi) + \left[\frac{\varepsilon_3}{2} - \frac{\varepsilon_1}{2} \right] \sin(\varphi) \right\} \quad (2.3.18)$$

$$-\frac{\pi}{6} + \theta + \tau_1 \leq \varphi \leq \frac{\pi}{6} + \theta + \tau_3$$

fazendo uma mudança de variável, de modo que as tensões tenham uma origem comum e fiquem seqüenciadas, definimos novas variáveis da seguinte forma:

$$\text{Para } V_{32}, \quad \varphi = \psi - \frac{\pi}{6} + \tau_3 + \theta$$

$$\text{Para } V_{21}, \quad \varphi = \psi - \frac{\pi}{6} + \tau_2 + \theta \quad (2.3.19)$$

$$\text{Para } V_{13}, \quad \varphi = \psi - \frac{5\pi}{6} + \tau_1 + \theta$$

Resumindo:

$$V_{32} = V \left\{ \left[1 + \frac{\epsilon_3}{2} + \frac{\epsilon_2}{2} \right] \sqrt{3} \cos(\psi + \frac{\pi}{6} + \tau_3 + \theta) + \left[\frac{\epsilon_2}{2} - \frac{\epsilon_3}{2} \right] \text{sen}(\psi - \frac{\pi}{6} + \tau_3 + \theta) \right\}$$

$$0 \leq \psi \leq \frac{\pi}{3} + \tau_2 - \tau_3$$

$$V_{21} = V \left\{ \left[1 + \frac{\epsilon_2}{2} + \frac{\epsilon_1}{2} \right] \sqrt{3} \cos(\psi - \frac{\pi}{2} + \tau + \theta) + \left[\frac{\epsilon_1}{2} - \frac{\epsilon_2}{2} \right] \text{sen}(\psi - \frac{\pi}{2} + \tau_3 + \theta) \right\}$$

$$\frac{\pi}{3} + \tau_2 - \tau_3 \leq \psi \leq \frac{2\pi}{6} + \tau_1 - \tau_3$$

$$V_{13} = V \left\{ \left[1 + \frac{\epsilon_1}{2} + \frac{\epsilon_3}{2} \right] \sqrt{3} \cos(\psi - \frac{5\pi}{6} + \tau_3 + \theta) + \left[\frac{\epsilon_3}{2} - \frac{\epsilon_1}{2} \right] \text{sen}(\psi - \frac{5\pi}{6} + \tau_3 + \theta) \right\}$$

$$\frac{2\pi}{3} + \tau_2 - \tau_3 \leq \psi \leq \pi$$

ou num intervalo de $0-2\pi$, temos:

$$V_{32} = V \left\{ \left[1 + \frac{\epsilon_3}{2} + \frac{\epsilon_2}{2} \right] \sqrt{3} \cos(\frac{\Psi}{2} - \frac{\pi}{6} + \tau_3 + \theta) + \left[\frac{\epsilon_2}{2} - \frac{\epsilon_3}{2} \right] \text{sen}(\frac{\Psi}{2} - \frac{\pi}{6} + \tau_3 + \theta) \right\} \quad (2.3.20)$$

$$0 \leq \psi \leq \frac{2\pi}{3} + 2\tau_2 - 2\tau_3$$

$$V_{21} = V \left\{ \left[1 + \frac{\epsilon_2}{2} + \frac{\epsilon_1}{2} \right] \sqrt{3} \cos(\frac{\Psi}{2} - \frac{\pi}{2} + \tau_3 + \theta) + \left[\frac{\epsilon_1}{2} - \frac{\epsilon_2}{2} \right] \text{sen}(\frac{\Psi}{2} - \frac{\pi}{2} + \tau_3 + \theta) \right\} \quad (2.3.21)$$

$$\frac{2\pi}{3} + 2\tau_2 - 2\tau_3 \leq \Psi \leq \frac{4\pi}{3} + 2\tau_1 - 2\tau_3$$

$$V_{19} = V \left\{ \left[1 + \frac{\epsilon_1}{2} + \frac{\epsilon_3}{2} \right] \sqrt{3} \cos \left(\frac{\Psi}{2} - \frac{5\pi}{6} + \tau_3 + \theta \right) + \right. \\ \left. + \left[\frac{\epsilon_3}{2} - \frac{\epsilon_1}{2} \right] \sin \left(\frac{\Psi}{2} - \frac{5\pi}{6} + \tau_3 + \theta \right) \right\} \quad (2.3.22)$$

$$\frac{4\pi}{3} + 2\tau_1 - 2\tau_3 \leq \Psi \leq 2\pi$$

Calculando $\bar{V}$ temos:

$$\bar{V} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} V_{pq}(\Psi) d\Psi \quad (2.3.23)$$

ou:

$$V = \frac{1}{2\pi} \left\{ \int_0^{\frac{2}{3}\pi + 2\tau_2 - 2\tau_3} V_{32}(\Psi) d\Psi + \int_{\frac{2}{3}\pi + 2\tau_2 - 2\tau_3}^{\frac{4}{3}\pi + 2\tau_1 - 2\tau_3} V_{21}(\Psi) d\Psi + \int_{\frac{4}{3}\pi + 2\tau_1 - 2\tau_3}^{2\pi} V_{19}(\Psi) d\Psi \right\}$$

Conforme desenvolvimento descrito no apêndice A, temos:

$$\bar{V} = \frac{V}{\pi} \left\{ \sqrt{3} \left(1 + \frac{\epsilon_2}{2} + \frac{\epsilon_4}{2} \right) \cos(\tau_3 + \theta) + \sqrt{3} \left(1 + \frac{\epsilon_1}{2} + \frac{\epsilon_3}{2} \right) \cos(\tau_2 + \theta) + \right. \\ + \sqrt{3} \left(1 + \frac{\epsilon_3}{2} + \frac{\epsilon_2}{2} \right) \cos(\tau_1 + \theta) - (\epsilon_3 - \epsilon_1) \sin(\tau_3 + \theta) + \\ \left. - (\epsilon_1 - \epsilon_3) \sin(\tau_2 + \theta) - (\epsilon_3 - \epsilon_2) \sin(\tau_1 + \theta) \right\} \quad (2.3.24)$$

Sem perda de generalidade pode-se considerar as expressões das tensões de entrada como dadas da seguinte forma:

$$\begin{aligned} V_1 &= (1 + \epsilon_1) V \sin(\varphi) \\ V_2 &= (1 + \epsilon_2) V \sin(\varphi - 120^\circ) \\ V_3 &= V \sin(\varphi - 240^\circ) \end{aligned} \quad \varphi = \omega t \quad (2.3.25)$$

Resultando:

$$\cos(\theta + \tau_1) = \frac{\frac{V_R}{V} \left[1 + \frac{2}{3} \varepsilon_1 + \frac{1}{6} \varepsilon_2 \right] + \sqrt{\left[1 + \frac{2}{3} \varepsilon_1 + \frac{1}{6} \varepsilon_2 \right]^2 + \frac{1}{12} \varepsilon_2^2} \frac{V_R^2}{V^2} \left[\frac{\varepsilon_2}{2\sqrt{3}} \right]}{\left[1 + \frac{2}{3} \varepsilon_1 + \frac{1}{6} \varepsilon_2 \right]^2 + \frac{1}{12} \varepsilon_2^2} \quad (2.3.26)$$

$$\cos(\theta + \tau_2) = \frac{\frac{V_R}{V} \left[1 + \frac{2}{3} \varepsilon_2 + \frac{1}{6} \varepsilon_1 \right] - \sqrt{\left[1 + \frac{2}{3} \varepsilon_2 + \frac{1}{6} \varepsilon_1 \right]^2 + \frac{1}{12} \varepsilon_1^2} \frac{V_R^2}{V^2} \left[\frac{\varepsilon_2}{2\sqrt{3}} \right]}{\left[1 + \frac{2}{3} \varepsilon_2 + \frac{1}{6} \varepsilon_1 \right]^2 + \frac{1}{12} \varepsilon_1^2} \quad (2.3.27)$$

$$\cos(\theta + \tau_3) = \frac{\frac{V_R}{V} \left[1 + \frac{1}{6} \varepsilon_1 + \frac{1}{6} \varepsilon_2 \right] + \sqrt{\left[1 + \frac{1}{6} \varepsilon_1 + \frac{1}{6} \varepsilon_2 \right]^2 + \frac{(\varepsilon_2 - \varepsilon_1)^2}{12}} \frac{V_R^2}{V^2} \left[\frac{\varepsilon_2 - \varepsilon_1}{2\sqrt{3}} \right]}{\left[1 + \frac{1}{6} \varepsilon_1 + \frac{1}{6} \varepsilon_2 \right]^2 + \frac{(\varepsilon_2 - \varepsilon_1)^2}{12}} \quad (2.3.28)$$

e para o valor médio a expressão:

$$\bar{V} = \frac{V}{\pi} \left\{ \begin{aligned} & \sqrt{3} \left(1 + \frac{\varepsilon_2}{2} + \frac{\varepsilon_1}{2} \right) \cos(\tau_3 + \theta) + \sqrt{3} \left(1 + \frac{\varepsilon_1}{2} \right) \cos(\tau_2 + \theta) + \\ & + \sqrt{3} \left(1 + \frac{\varepsilon_2}{2} \right) \cos(\tau_1 + \theta) + \varepsilon_1 \sin(\tau_3 + \theta) + \\ & - \varepsilon_1 \sin(\tau_2 + \theta) + \varepsilon_2 \sin(\tau_1 + \theta) \end{aligned} \right\} \quad (2.3.29)$$

Percebe-se que o valor médio da tensão retificada, diferentemente do caso equilibrado, depende do valor de pico das tensões de fases. Com o propósito de avaliar o valor da tensão média retificada frente as perturbações na entrada, faz-se um estudo a partir de uma formulação matemática desse valor, bem como de outros pertinentes através de uma implementação numérica em computador.

CAPÍTULO III

ESTUDO DO "RIPPLE" DE CORRENTE

III.1) INTRODUÇÃO

Apresenta-se nesse capítulo uma análise para o "ripple" de corrente de carga para um conversor de seis pulsos que opera com uma carga do tipo RL.

No caso de fases equilibradas o fator de "ripple" depende da relação R/L e do ângulo de condução dos tiristores.

Para o caso desse sistema operar desequilibrado será desenvolvido uma expressão para o "ripple" de corrente em termos dos coeficientes de uma série de Fourier, especialmente desenvolvida para o valor da tensão retificada; esses mesmos coeficientes são expressos a partir das variações percentuais das tensões de entrada do conversor, dadas por ϵ_1 , ϵ_2 , ϵ_3 .

Resta salientar que essa análise matemática, que fornece a série de Fourier para a tensão retificada, será retomada no capítulo IV como ferramenta básica para a implementação numérica do valor médio e "ripple" de corrente.

III.1) ANÁLISE PARA O CASO EQUILIBRADO

Sejam as tensões de entrada no conversor dadas pelas expressões (2.3.1):

$$\begin{aligned} V_1 &= V \sin(\varphi) \\ V_2 &= V \sin(\varphi - 120^\circ) \\ V_3 &= V \sin(\varphi - 240^\circ) \end{aligned} \quad \varphi = \omega t$$

A expressão para a corrente de carga no intervalo $\left[-\frac{\pi}{6} + \theta, \frac{\pi}{6} + \theta\right]$ pode ser obtida a partir de

$$V_{s2} = \sqrt{3} V \cos(\varphi) \quad (3.1.1)$$

Sendo o circuito formado por um indutor L e um resistor R , temos:

$$Ri + L \frac{di}{dt} = V$$

ou

$$Ri + \omega L \frac{di}{d\varphi} = V_{s2} = \sqrt{3} V \cos(\varphi)$$

Como podemos ver, no apêndice B, o resultado da equação diferencial é:

$$i(\varphi) = \frac{\sqrt{3}V}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}} \left\{ \cos(\varphi + \theta - \beta) + \left[\frac{\frac{\pi R}{\sigma \omega L}}{e^{\frac{\pi R}{\sigma \omega L}}} - \frac{\frac{\pi R}{\sigma \omega L}}{e^{-\frac{\pi R}{\sigma \omega L}}} \right] e^{\frac{R}{\omega L} \varphi} \right\}$$

onde:

$$\begin{aligned} \cos \beta &= \frac{R}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}} \\ \sin \beta &= \frac{\omega L}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}} \end{aligned} \quad (3.1.2)$$

Se $a = \frac{R}{\omega L}$ e $\frac{R}{\omega L} \ll 1$, pode-se aproximar expressões do tipo e^a por uma expressão em primeira ordem no parâmetro $\frac{R}{\omega L}$ dada por $(1+a)$, resultando:

$$i(\varphi) = \frac{\sqrt{3}V}{\omega L \sqrt{1 + \left(\frac{R}{\omega L}\right)^2}} \left\{ \cos(\varphi + \theta - \beta) + \frac{\sin(\beta - \theta)}{\left[1 + \frac{\pi R}{6\omega L}\right] - \left[1 - \frac{\pi R}{6\omega L}\right]} \left[1 - \frac{R}{\omega L}\varphi\right] \right\}$$

$$i(\varphi) = \frac{\sqrt{3}}{\omega L} V \left[1 - \frac{1}{2}\left(\frac{R}{\omega L}\right)^2\right] \left\{ \cos(\varphi + \theta - \beta) + \frac{3\omega L}{\pi R} \sin(\beta - \theta) \left[1 - \frac{R}{\omega L}\varphi\right] \right\}$$

como

$$\cos(\beta) = \frac{R}{\omega L \sqrt{1 + \left(\frac{R}{\omega L}\right)^2}} \cong \frac{R}{\omega L}$$

$$\sin(\beta) = \frac{\omega L}{\omega L \sqrt{1 + \left(\frac{R}{\omega L}\right)^2}} \cong 1$$

ou seja

$$i(\varphi) = \frac{\sqrt{3}V}{\omega L} \left\{ \cos(\varphi + \theta) \frac{R}{\omega L} + \sin(\varphi + \theta) + \frac{3\omega L}{\pi R} \left[\cos(\theta) \frac{R}{\omega L} \sin(\theta) \right] \left[1 - \frac{R}{\omega L}\varphi\right] \right\}$$

seguindo somente com os termos em primeira ordem no parâmetro $\frac{R}{\omega L}$

$$i(\varphi) = \frac{\sqrt{3}V}{R} \left\{ \frac{R}{\omega L} \sin(\varphi + \theta) + \frac{3}{\pi} \cos(\theta) - \frac{3R}{\pi\omega L} \varphi \cos(\theta) \right\}$$

ou

$$i(\varphi) = \frac{3\sqrt{3}V}{\pi R} \cos(\theta) \left\{ 1 + \frac{\pi R}{3\omega L \cos(\theta)} \left[\sin(\varphi + \theta) - \frac{3}{\pi} \sin(\theta) - \frac{3}{\pi} \varphi \cos(\theta) \right] \right\}$$

(3.1.3)

Da definição de "ripple" de corrente, temos:

$$r = \sqrt{\frac{\overline{i^2} - \overline{i}^2}{\overline{i^2}}} \quad (3.1.4)$$

sendo,

$$\overline{i^2} = \frac{3}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6}} i^2(\varphi) d\varphi \quad (3.1.5)$$

$$\overline{i} = \frac{3}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6}} i(\varphi) d\varphi \quad (3.1.6)$$

De acordo com o desenvolvimento feito no apêndice C,

$$\begin{aligned} \overline{i^2} &= \frac{3\sqrt{3}V\cos(\theta)}{\pi R} + Q \left\{ \left[\frac{3}{\pi} + \frac{\pi}{6} - \frac{\sqrt{3}}{4} \right] - \left[\frac{\pi}{36} + \frac{3}{\pi} - \sqrt{3} \right] \cos(\theta) \right\} \\ Q &= \frac{3}{\pi} \left[\frac{3\sqrt{3}}{\pi R} V\cos(\theta) \right]^2 \left[\frac{R\pi}{3\omega L\cos(\theta)} \right]^2 \end{aligned} \quad (3.1.7)$$

$$\overline{i} = \frac{3\sqrt{3}V}{\pi R} \cos(\theta) \quad (3.1.8)$$

então para o "ripple", teremos:

$$r = \frac{\frac{3\sqrt{3}V}{\pi R} \cos(\theta) + Q \left\{ \left[\frac{3}{\pi} + \frac{\pi}{6} - \frac{\sqrt{3}}{4} \right] - \left[\frac{\pi}{36} + \frac{3}{\pi} - \sqrt{3} \right] \cos^2(\theta) \right\} - \frac{3\sqrt{3}V}{\pi R} \cos(\theta)}{\left[\frac{3\sqrt{3}V}{\pi R} \cos(\theta) \right]^2} \quad (3.1.9)$$

e agrupando, resulta:

$$r = \frac{\pi}{3} \frac{R\pi}{\omega L\cos(\theta)} \sqrt{\left[\frac{3}{\pi} + \frac{\pi}{6} - \frac{\sqrt{3}}{4} \right] - \left[\frac{\pi}{36} + \frac{3}{\pi} - \sqrt{3} \right] \cos^2(\theta)} \quad (3.1.10)$$

III.2) ANÁLISE PARA O CASO DESEQUILIBRADO

No caso de tensões desequilibradas, o cálculo do "ripple" segue um mecanismo similar, todavia, no cálculo das integrais (2.3.22), deve-se tomar em conta os limites de cada intervalo de condução dos tiristores, que agora está definido pelo critério de controle, segundo o método indicado no capítulo II.3. Para isso, é conveniente representar as variáveis elétricas em série de Fourier.

Supondo-se que a corrente da carga seja descrita por uma série de Fourier:

$$i = i_o + \sum_{n=1}^{\alpha} A_n \cos n\Psi + \sum_{n=1}^{\alpha} B_n \sin n\Psi \quad (3.2.1)$$

A partir do Teorema de Parseval [8], obtém-se:

$$r^2 = \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\alpha} \frac{A_n^2 + B_n^2}{i_o^2} \quad (3.2.2)$$

onde A_n e B_n são coeficientes da série de Fourier para corrente. Esses mesmos coeficientes poderiam ser descritos a partir dos da série de Fourier desenvolvida para o valor da tensão retificada, convencionada $\bar{V}$, do tipo:

$$\bar{V} = V_o + \sum_{n=1}^{\alpha} a_n \cos n\Psi + \sum_{n=1}^{\alpha} b_n \sin n\Psi \quad (3.2.3)$$

Assim, e sabendo que para uma carga RL:

$$Ri + \omega L \frac{di}{d\Psi} = \bar{V} \quad (3.2.4)$$

$$Ri + \omega L \frac{di}{d\Psi} = V_0 + \sum_{n=1}^{\alpha} a_n \cos n\Psi + \sum_{n=1}^{\alpha} b_n \sin n\Psi$$

Tendo em mente que

$$i = i_0 + \sum_{n=1}^{\alpha} A_n \cos n\Psi + \sum_{n=1}^{\alpha} B_n \sin n\Psi$$

e

$$\frac{di}{dt} = - \sum_{n=1}^{\alpha} n A_n \sin n\Psi + \sum_{n=1}^{\alpha} n B_n \cos n\Psi \quad (3.2.5)$$

substituindo os termos na expressão do circuito dada anteriormente, encontra-se:

$$\begin{aligned} \sum_{n=1}^{\alpha} (RA_n + n\omega LB_n) \cos n\Psi + \sum_{n=1}^{\alpha} (RB_n - n\omega LA_n) \sin n\Psi &= \\ &= V_0 + \sum_{n=1}^{\alpha} a_n \cos n\Psi + \sum_{n=1}^{\alpha} b_n \sin n\Psi \end{aligned}$$

ou

$$\begin{cases} a_n = RA_n + n\omega LB_n \\ b_n = RB_n - n\omega LA_n \end{cases} \quad (3.2.6)$$

Matricialmente obtendo:

$$\begin{bmatrix} R & n\omega L \\ -n\omega L & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_n \\ B_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_n \\ b_n \end{bmatrix}$$

ou

$$\begin{bmatrix} A_n \\ B_n \end{bmatrix}^{-1} = \frac{1}{[R^2 + n^2 \omega^2 L^2]} \begin{bmatrix} R & -n\omega L \\ n\omega L & R \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} A_n \\ B_n \end{bmatrix} = \frac{1}{[R^2 + n^2 \omega^2 L^2]} \begin{bmatrix} R & -n\omega L \\ n\omega L & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_n \\ b_n \end{bmatrix}$$

então:

$$A_n = \frac{R a_n - n\omega L b_n}{[R^2 + n^2 \omega^2 L^2]} \quad (3.2.7)$$

$$B_n = \frac{R b_n + n\omega L a_n}{[R^2 + n^2 \omega^2 L^2]}$$

retornando à expressão (3.2.2) do "ripple" dada pelo Teorema de Parseval, encontra-se:

$$r^2 = \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{A_n^2 + B_n^2}{i_o^2},$$

ou

$$r^2 = \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{[R a_n - n\omega L b_n]^2 + [R b_n + n\omega L a_n]^2}{i_o^2 [R^2 + n^2 \omega^2 L^2]^2},$$

$$r^2 = \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{[a_n^2 + b_n^2] R^2 + [a_n^2 + b_n^2] [n\omega L]^2}{i_o^2 [R^2 + n^2 \omega^2 L^2]^2},$$

$$r^2 = \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{[a_n^2 + b_n^2]}{i_o^2 [R^2 + n^2 \omega^2 L^2]},$$

como $\frac{R}{\omega L} \ll 1$ e $i_o = \frac{V_o}{R}$

$$r^2 = \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\alpha} \frac{R^2}{\omega^2 L^2} \frac{\frac{1}{V_o^2} (a_n^2 + b_n^2)}{n^2} ,$$

$$r^2 = \frac{R^2}{2\omega^2 L^2 V_o^2} \sum_{n=1}^{\alpha} \frac{a_n^2 + b_n^2}{n^2} ,$$

Resultando:

$$r = \frac{R}{\sqrt{2}\omega L V_o^2} \sqrt{\sum_{n=1}^{\alpha} \frac{a_n^2 + b_n^2}{n^2}} \quad (3.2.8)$$

Com o "ripple" em termos dos coeficientes da série de Fourier para o valor da tensão retificada $\bar{V}$, resta-nos agora calcular esses mesmos coeficientes em termos das variações percentuais das tensões de entrada do conversor.

Conforme desenvolvimento analítico, feito no capítulo anterior, para o valor da tensão retificada de um conversor de seis pulsos, pode-se transcrever que:

$$V = V_{32}(\Psi) + V_{21}(\Psi) + V_{13}(\Psi) \quad (3.2.9)$$

$$0 \leq \Psi \leq 2\pi$$

onde V_{32} é definido em $0 \leq \Psi < \frac{2\pi}{3} + 2\tau_2 - 2\tau_3$

V_{21} é definido em $\frac{2\pi}{3} + 2\tau_2 - 2\tau_3 \leq \Psi < \frac{4\pi}{3} + 2\tau_1 - 2\tau_3$

V_{13} é definido em $\frac{4\pi}{3} + 2\tau_1 - 2\tau_3 \leq \Psi \leq 2\pi$,

Sem perda da generalidade, para os propósitos deste trabalho, pode-se redefinir o desenvolvimento em série de Fourier de $\bar{V}$ para um outro $\bar{V}^* = \bar{V}/V$, pois estuda-se as variações de $(\theta + \tau_i)$ para as variações relativas das tensões de entrada, sendo assim tem-se:

$$\bar{V}^* = \frac{V_{32}}{V}(\Psi) + \frac{V_{21}}{V}(\Psi) + \frac{V_{13}}{V}(\Psi) \quad (3.2.10)$$

definindo:

$$A_{32} = \left[\frac{\varepsilon_2}{2} - \frac{\varepsilon_3}{2} \right], \quad A_{21} = \left[\frac{\varepsilon_1}{2} - \frac{\varepsilon_2}{2} \right], \quad A_{31} = \left[\frac{\varepsilon_3}{2} - \frac{\varepsilon_1}{2} \right]$$

$$B_{32} = \left[1 + \frac{\varepsilon_3}{2} + \frac{\varepsilon_2}{2} \right], \quad B_{21} = \left[1 + \frac{\varepsilon_2}{2} + \frac{\varepsilon_1}{2} \right], \quad B_{13} = \left[1 + \frac{\varepsilon_1}{2} + \frac{\varepsilon_3}{2} \right]$$

$$\alpha_{32} = \frac{\pi}{6} + \tau_3 + \theta, \quad \alpha_{21} = \frac{\pi}{2} + \tau_3 + \theta, \quad \alpha_{13} = \frac{5\pi}{6} + \tau_3 + \theta$$

então:

$$\frac{V_{32}}{V} = A_{32} \sin\left(\frac{\Psi}{2} + \alpha_{32}\right) + B_{32} \cos\left(\frac{\Psi}{2} + \alpha_{32}\right) \quad (3.2.11)$$

$$0 \leq \Psi < \frac{2\pi}{3} + 2\tau_2 - 2\tau_3$$

$$\frac{V_{21}}{V} = A_{21} \sin\left(\frac{\Psi}{2} + \alpha_{21}\right) + B_{21} \cos\left(\frac{\Psi}{2} + \alpha_{21}\right) \quad (3.2.12)$$

$$\frac{2\pi}{3} + 2\tau_2 - 2\tau_3 \leq \Psi < \frac{4\pi}{3} + 2\tau_1 - 2\tau_3$$

$$\frac{V_{13}}{V} = A_{13} \sin\left(\frac{\Psi}{2} + \alpha_{13}\right) + B_{13} \cos\left(\frac{\Psi}{2} + \alpha_{13}\right) \quad (3.2.13)$$

$$\frac{4\pi}{3} \rightarrow 2\tau_1 - 2\tau_3 \leq \Psi \leq 2\pi$$

a série correspondente é:

$$\frac{\bar{V}}{V} = \frac{V_0}{V} + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos n\Psi + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin n\Psi \quad (3.2.14)$$

de acordo com o desenvolvido feito no capítulo II

$$\begin{aligned} \frac{V_0}{V} = \frac{1}{\pi} \left\{ \sqrt{3} \left(1 + \frac{\varepsilon_2}{2} + \frac{\varepsilon_1}{2} \right) \cos(\tau_3 + \theta) + \sqrt{3} \left(1 + \frac{\varepsilon_1}{2} + \frac{\varepsilon_3}{2} \right) \cos(\tau_2 + \theta) + \right. \\ \left. + \sqrt{3} \left(1 + \frac{\varepsilon_3}{2} + \frac{\varepsilon_2}{2} \right) \cos(\tau_1 + \theta) - (\varepsilon_3 - \varepsilon_1) \sin(\tau_3 + \theta) + \right. \\ \left. - (\varepsilon_1 - \varepsilon_3) \sin(\tau_2 + \theta) - (\varepsilon_3 - \varepsilon_2) \sin(\tau_1 + \theta) \right\} \end{aligned} \quad (3.2.15)$$

Conforme demonstrado no apêndice D, obtém-se:

$$\begin{aligned}
a_n = & \frac{1}{2\pi} \left\{ \frac{1}{\left(\frac{1}{2}+n\right)} \left\{ \left[\cos\left(\alpha_{32}\right) - \cos\left(\left(\frac{1}{2}+n\right)\left(\frac{2\pi}{3}+2\tau_2-2\tau_3\right)+\alpha_{32}\right) \right] A_{32} \right. \right. \\
& + \left[\cos\left(\left(\frac{1}{2}+n\right)\left(\frac{2\pi}{3}+2\tau_2-2\tau_3\right)+\alpha_{21}\right) - \cos\left(\left(\frac{1}{2}+n\right)\left(\frac{4\pi}{3}+2\tau_1-2\tau_3\right)+\alpha_{21}\right) \right] A_{21} \\
& + \left[\cos\left(\left(\frac{1}{2}+n\right)\left(\frac{4\pi}{3}+2\tau_1-2\tau_3\right)+\alpha_{13}\right) - \cos\left(\left(\frac{1}{2}+n\right)\left(2\pi\right)+\alpha_{13}\right) \right] A_{13} \\
& + \left[\sin\left(\left(\frac{1}{2}+n\right)\left(\frac{2\pi}{3}+2\tau_2-2\tau_3\right)+\alpha_{32}\right) - \sin\left(\alpha_{32}\right) \right] B_{32} \\
& + \left[\sin\left(\left(\frac{1}{2}+n\right)\left(\frac{4\pi}{3}+2\tau_1-2\tau_3\right)+\alpha_{21}\right) - \sin\left(\left(\frac{1}{2}+n\right)\left(\frac{2\pi}{3}+2\tau_2-2\tau_3\right)+\alpha_{21}\right) \right] B_{21} \\
& + \left. \left[\sin\left(\left(\frac{1}{2}+n\right)\left(2\pi\right)+\alpha_{13}\right) - \sin\left(\left(\frac{1}{2}+n\right)\left(\frac{4\pi}{3}+2\tau_1-2\tau_3\right)+\alpha_{13}\right) \right] B_{13} \right\} + \right. \\
& + \frac{1}{\left(\frac{1}{2}-n\right)} \left\{ \left[\cos\left(\alpha_{32}\right) - \cos\left(\left(\frac{1}{2}-n\right)\left(\frac{2\pi}{3}+2\tau_2-2\tau_3\right)+\alpha_{32}\right) \right] A_{32} \right. \\
& + \left[\cos\left(\left(\frac{1}{2}-n\right)\left(\frac{2\pi}{3}+2\tau_2-2\tau_3\right)+\alpha_{21}\right) - \cos\left(\left(\frac{1}{2}-n\right)\left(\frac{4\pi}{3}+2\tau_1-2\tau_3\right)+\alpha_{21}\right) \right] A_{21} \\
& + \left[\cos\left(\left(\frac{1}{2}-n\right)\left(\frac{4\pi}{3}+2\tau_1-2\tau_3\right)+\alpha_{13}\right) - \cos\left(\left(\frac{1}{2}-n\right)\left(2\pi\right)+\alpha_{13}\right) \right] A_{13} \\
& + \left[\sin\left(\left(\frac{1}{2}-n\right)\left(\frac{2\pi}{3}+2\tau_2-2\tau_3\right)+\alpha_{32}\right) - \sin\left(\alpha_{32}\right) \right] B_{32} \\
& + \left[\sin\left(\left(\frac{1}{2}-n\right)\left(\frac{4\pi}{3}+2\tau_1-2\tau_3\right)+\alpha_{21}\right) - \sin\left(\left(\frac{1}{2}-n\right)\left(\frac{2\pi}{3}+2\tau_2-2\tau_3\right)+\alpha_{21}\right) \right] B_{21} \\
& + \left. \left[\sin\left(\left(\frac{1}{2}-n\right)\left(2\pi\right)+\alpha_{13}\right) - \sin\left(\left(\frac{1}{2}-n\right)\left(\frac{4\pi}{3}+2\tau_1-2\tau_3\right)+\alpha_{13}\right) \right] B_{13} \right\} \right\} \\
& \qquad \qquad \qquad (3.2.16)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
b_n = & \frac{1}{2\pi} \left\{ \frac{1}{\left(\frac{1}{2}+n\right)} \left\{ \left[\sin(\alpha_{32}) - \sin\left(\left(\frac{1}{2}+n\right)\left(\frac{2\pi}{3}+2\tau_2-2\tau_3\right)+\alpha_{32}\right) \right] A_{32} \right. \right. \\
& + \left[\sin\left(\left(\frac{1}{2}+n\right)\left(\frac{2\pi}{3}+2\tau_2-2\tau_3\right)+\alpha_{21}\right) - \sin\left(\left(\frac{1}{2}+n\right)\left(\frac{4\pi}{3}+2\tau_1-2\tau_3\right)+\alpha_{21}\right) \right] A_{21} \\
& + \left[\sin\left(\left(\frac{1}{2}+n\right)\left(\frac{4\pi}{3}+2\tau_1-2\tau_3\right)+\alpha_{13}\right) - \sin\left(\left(\frac{1}{2}+n\right)(2\pi)+\alpha_{13}\right) \right] A_{13} \\
& - \left[\cos\left(\left(\frac{1}{2}+n\right)\left(\frac{2\pi}{3}+2\tau_2-2\tau_3\right)+\alpha_{32}\right) - \cos(\alpha_{32}) \right] B_{32} \\
& - \left[\cos\left(\left(\frac{1}{2}+n\right)\left(\frac{4\pi}{3}+2\tau_1-2\tau_3\right)+\alpha_{21}\right) - \cos\left(\left(\frac{1}{2}+n\right)\left(\frac{2\pi}{3}+2\tau_2-2\tau_3\right)+\alpha_{21}\right) \right] B_{21} \\
& - \left. \left[\cos\left(\left(\frac{1}{2}+n\right)(2\pi)+\alpha_{13}\right) - \cos\left(\left(\frac{1}{2}+n\right)\left(\frac{4\pi}{3}+2\tau_1-2\tau_3\right)+\alpha_{13}\right) \right] B_{13} \right\} - \right. \\
& - \frac{1}{\left(\frac{1}{2}-n\right)} \left\{ \left[\sin(\alpha_{32}) - \sin\left(\left(\frac{1}{2}-n\right)\left(\frac{2\pi}{3}+2\tau_2-2\tau_3\right)+\alpha_{32}\right) \right] A_{32} \right. \\
& + \left[\sin\left(\left(\frac{1}{2}-n\right)\left(\frac{2\pi}{3}+2\tau_2-2\tau_3\right)+\alpha_{21}\right) - \sin\left(\left(\frac{1}{2}-n\right)\left(\frac{4\pi}{3}+2\tau_1-2\tau_3\right)+\alpha_{21}\right) \right] A_{21} \\
& + \left[\sin\left(\left(\frac{1}{2}-n\right)\left(\frac{4\pi}{3}+2\tau_1-2\tau_3\right)+\alpha_{13}\right) - \sin\left(\left(\frac{1}{2}-n\right)(2\pi)+\alpha_{13}\right) \right] A_{13} \\
& - \left[\cos\left(\left(\frac{1}{2}-n\right)\left(\frac{2\pi}{3}+2\tau_2-2\tau_3\right)+\alpha_{32}\right) - \cos(\alpha_{32}) \right] B_{32} \\
& - \left[\cos\left(\left(\frac{1}{2}-n\right)\left(\frac{4\pi}{3}+2\tau_1-2\tau_3\right)+\alpha_{21}\right) - \cos\left(\left(\frac{1}{2}-n\right)\left(\frac{2\pi}{3}+2\tau_2-2\tau_3\right)+\alpha_{21}\right) \right] B_{21} \\
& - \left. \left[\cos\left(\left(\frac{1}{2}-n\right)(2\pi)+\alpha_{13}\right) - \cos\left(\left(\frac{1}{2}-n\right)\left(\frac{4\pi}{3}+2\tau_1-2\tau_3\right)+\alpha_{13}\right) \right] B_{13} \right\} \right\}
\end{aligned}$$

(3.2.17)

A partir dos resultados obtidos pelas expressões, (2.3.25), (2.3.26), (2.3.27), (2.3.28), (3.2.16), (3.2.17) e (3.2.8), é realizado uma análise do "ripple" de corrente e do valor médio da tensão retificada, através de uma implementação numérica em computador, para as condições de operação da ponte retificadora em desequilíbrio de fases.

IV CAPÍTULO

IMPLEMENTAÇÃO NUMÉRICA

VI.1) INTRODUÇÃO

Neste capítulo apresenta-se os resultados de uma implementação numérica, feita em computador digital, e em particular, o estudo sobre os valores da tensão média retificada do conversor trifásico, de seis pulsos e do "ripple" de corrente para uma carga RL definida, no caso de um sistema trifásico desequilibrado.

Os resultados obtidos, refletem o comportamento do processo de retificação, quando utiliza-se um controle auto-regulado, desenvolvido a partir de uma filosofia de controle "Feedforward" e do método da interseção da onda cossenoidal com uma referência constante, para gerar comandos de acionamentos dos tiristores.

IV.2) DEFINIÇÕES

Os resultados obtidos nessa implementação numérica referem-se:

- à variação da tensão média retificada das tensões desequilibradas, $(V-V_N)/V_N$, em relação ao valor médio retificado com tensões trifásicas nominais - em unidades do valor médio retificado com tensões trifásicas equilibradas nominais - para diferentes valores de desequilíbrios, onde:

V - Tensão média retificada para uma configuração de desequilíbrio de fases da entrada.

V_N - Valor médio retificado -com tensões trifásicas equilibradas nominais.

Essas medidas também avaliam $(I-I_N)/I_N$, a variação do valor da corrente de carga em relação ao valor de corrente(I_N) - quando com tensões trifásicas equilibradas nominais- em unidades de I_N .

- Ao "ripple" de corrente da carga, (R_p).

Essas variáveis são observadas para valores da tensão de referência(V_R), que variam de 1 a 0,1 em intervalos de 0,1. Para cada um desses valores de tensão de referência é observado o comportamento dos parâmetros de saída apresentados, mantendo-se, convencionalmente, fixa a fase 3 ($\epsilon_3=0$) e variando-se as fases 1 e 2, respectivamente, ϵ_1 e ϵ_2 , em incrementos de 0,02, de 0,00 a 0,20.

Com essas convenções objetiva-se analisar o comportamento do processo de retificação, a partir das variações relativas que podem ocorrer entre as três fases, considerando todas as possíveis configurações de desequilíbrios, que o mesmo pode apresentar, com um valor máximo de desequilíbrio entre fases de 20% da tensão nominal de pico de fase-neutro.

Nessa análise tem-se oportunidade de

comparar os resultados obtidos, utilizando o método de controle descrito no capítulo II, para os casos que utilizamos, como ondas temporizadoras, as tensões dos secundários dos transformadores ou, alternativamente, as "Tensões de Controle", ambas descritas também no capítulo II. Essa análise baseia-se na apresentação de resultados para ambos os casos.

Os resultados obtidos são também uma referência para a análise dos resultados experimentais, que é feita com a montagem dos circuitos descritos no capítulo seguinte; cujo o objetivo é mostrar a viabilidade de montagens de circuitos de controle, utilizando o método de controle descrito, tendo em vista um efetivo controle auto-regulado, rápido, seguro, garantindo uma alta estabilidade na tensão média retificada.

IV.3) ANÁLISE DA VARIAÇÃO DE TENSÃO - CASO 1

Os gráficos apresentados nesse tópico representam as variações da tensão média retificada $(V-V_N)/V_N$, para o caso das ondas temporizadoras serem as tensões secundárias do transformador.

Cada gráfico está relacionado à uma tensão de referência; apresenta-se três, que correspondem a $V_R = 1,00$, $V_R = 0,80$, $V_R = 0,60$. Esses gráficos são constituídos por uma família de curvas, cada curva está relacionada a um determinado valor de desequilíbrio na fase 1 ($\epsilon_1 > 0$). Essas curvas mostram os valores assumidos por $(V-V_N)/V_N$, em função dos valores de desequilíbrios da fase 2 (ϵ_2). Sendo que ϵ_1 e ϵ_2 assumem valores em uma faixa que vai de zero a vinte por cento do valor de pico da tensão de fase-neutro nominal.

Percebe-se que a curva $\epsilon_1 = 0$ divide a área do gráfico em duas áreas distintas, a saber: a área em que $\epsilon_1 > \epsilon_2$ e outra em que $\epsilon_2 > \epsilon_1$. No limite das duas áreas, a curva $\epsilon_1 = 0$ intercepta as outras $\epsilon_1 > 0$. Nesses pontos, os valores assumidos por $(V-V_N)/V_N$ são os mesmos relacionados às curvas $\epsilon_1 > 0$ quando ϵ_2 é zero.

Isso evidencia que o efeito no valor médio da tensão retificada - causado pela variação de uma única fase em respeito as demais - independe da fase que ocorre a variação e é o mesmo quando idêntica variação ocorre em duas fases.

A máxima variação no valor da tensão média retificada $(V-V_N)/V_N$ é de 0,0111 ($\epsilon_1 = 0,20$, $\epsilon_2 = 0,00$ e $\epsilon_1 = 0,20$, $\epsilon_2 = 0,20$). Na região $\epsilon_1 > \epsilon_2$ a medida que a fase 1 assume valores de desequilíbrios inferiores, a variação da tensão média diminui e tende a um mínimo de valor zero ($\epsilon_1 = 0,00$, $\epsilon_2 = 0,00$).

Para uma determinada curva $\epsilon_1 = \frac{te}{c}$, percebe-se que na região $\epsilon_1 > \epsilon_2$ seus valores máximos são iguais e ocorrem quando a curva toca o eixo das ordenadas ou a curva $\epsilon_1 = 0,00$. Os menores valores ocorrem na região mediana da curva. É fácil perceber que a variação no valor médio da tensão retificada é máximo quando o desequilíbrio ocorre em uma única fase, ou quando ocorre simultaneamente em duas fases. Desequilíbrios de fases simultâneos com diferentes valores acarretam uma menor variação no valor médio da tensão retificada.

Observando a região $\epsilon_2 > \epsilon_1$ nota-se que a ocorrência de desequilíbrios simultâneos de diferentes magnitudes alteram $(V-V_N)/V_N$ em valores distintos, dependendo da fase em que os mesmos ocorrem.

A análise feita anteriormente independe do valor da tensão de referência. Os valores de $(V-V_N)/V_N$ relacionados às origens das curvas $\epsilon_1 > 0$, bem como os relacionados a $\epsilon_1 = 0$ independe de V_R ; entretanto, para a ocorrência de desequilíbrios diferentes e simultâneos esses valores aumentam a medida que V_R diminui.

Varição de tensão - Caso 1

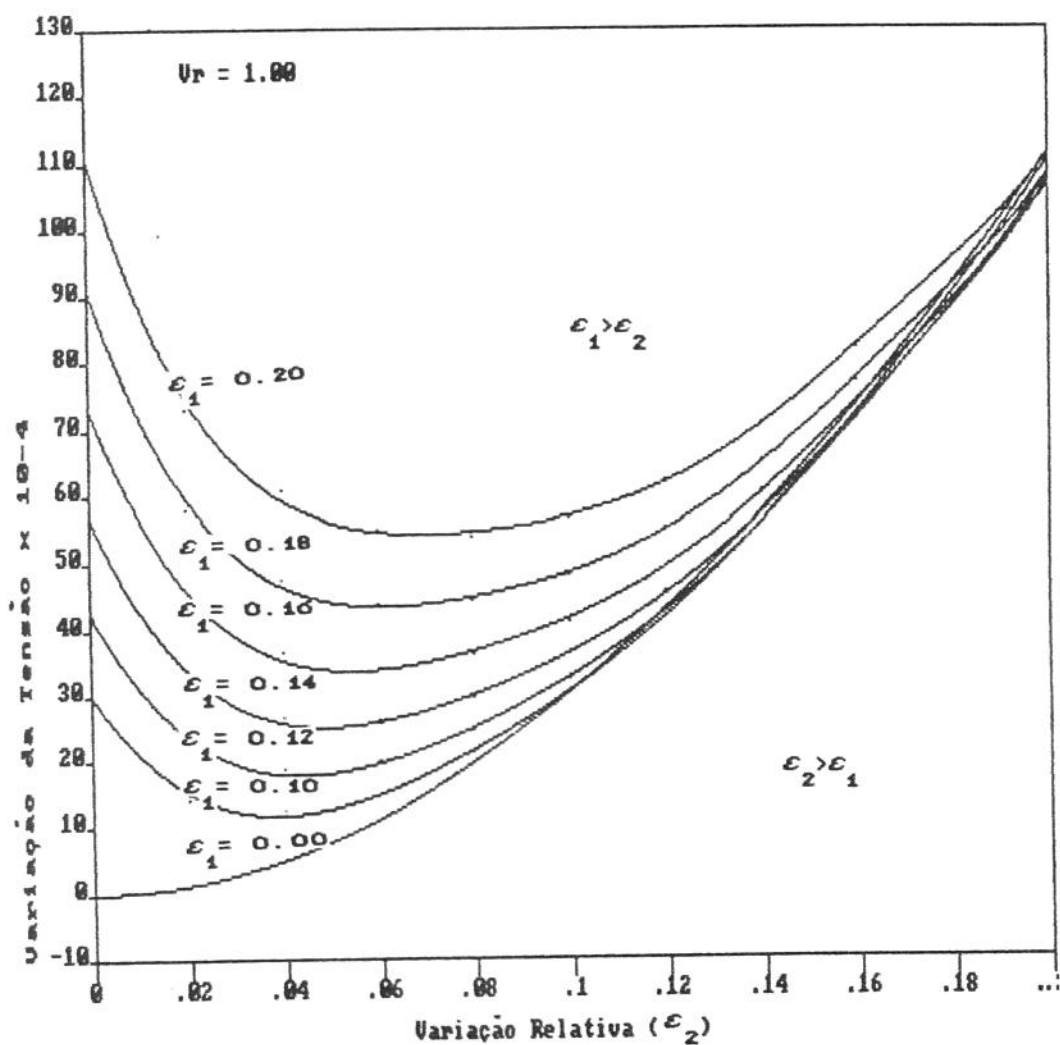


Fig. IV.1 - Variação da Tensão média
retificada - Caso 1 - $V_R = 1,00$

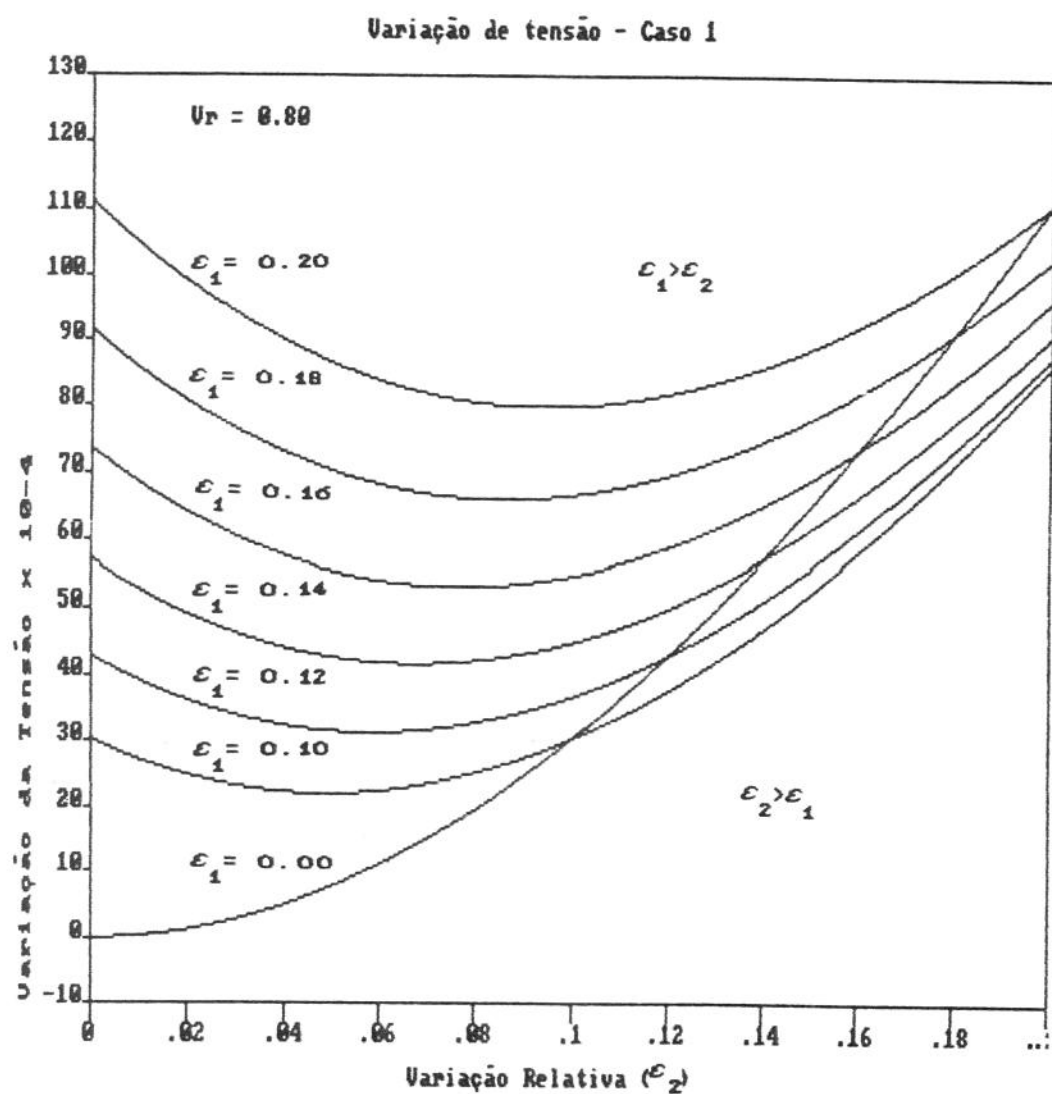


Fig. IV.2 - Variação da Tensão média
retificada - Caso 1 - $V_r = 0.80$

Variação de tensão - Caso 1

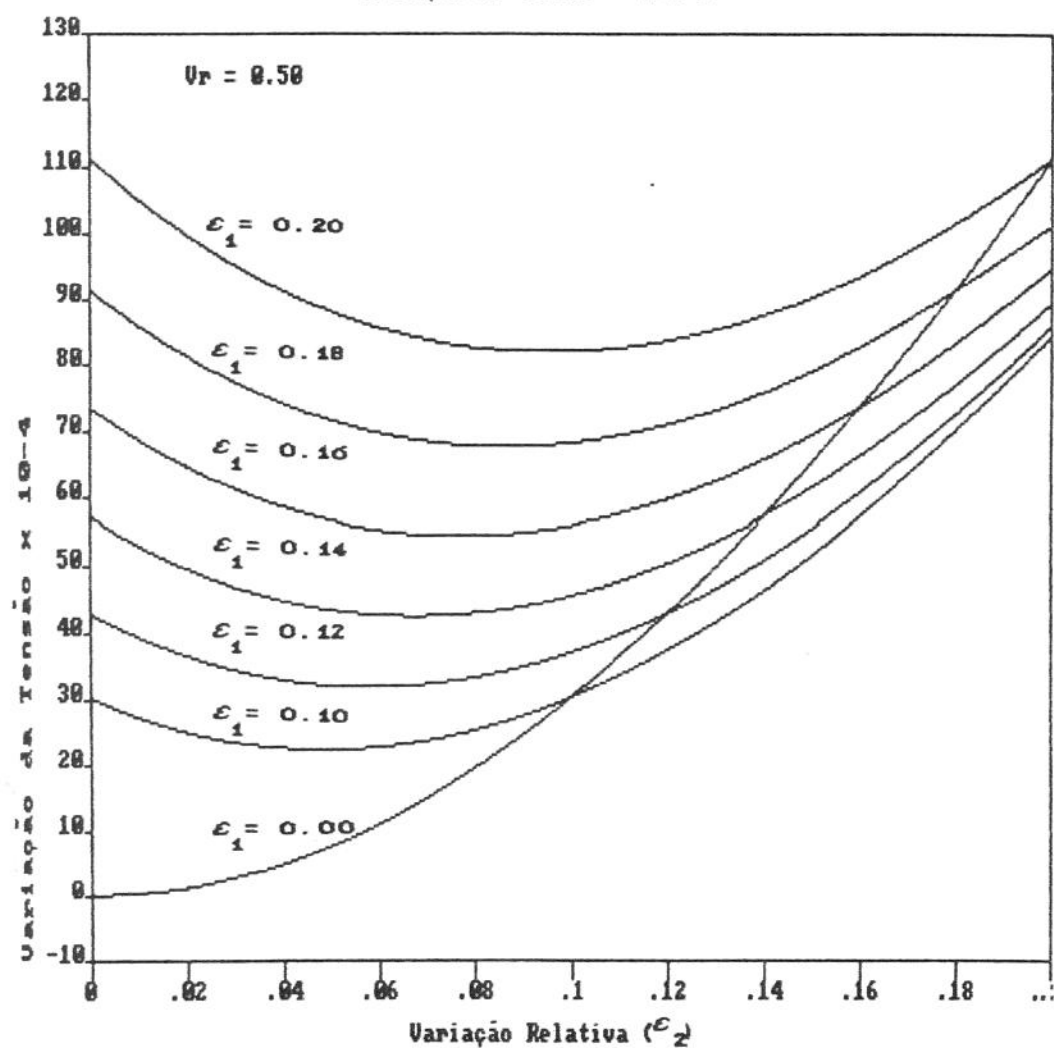


Fig. IV.2 - Variação da Tensão média
retificada - Caso 1 - $V_R = 0.50$

IV.4) ANÁLISE DO "RIPPLE" DE CORRENTE - CASO 1

De modo a complementar o estudo que também é feito nesse trabalho, onde se analisa o comportamento do conversor trifásico, apresenta-se a seguir os resultados pertinentes ao "ripple" de corrente da carga. Um dos objetivos dessa análise é avaliar os níveis do "ripple" de corrente para as mais diversas configurações de desequilíbrios que o sistema possa apresentar, utilizando a filosofia de controle apresentada anteriormente.

Os resultados apresentados foram obtidos com um controle da geração de pulsos de acionamento dos tiristores, que usa uma onda temporizadora simplesmente amostrada do secundário do transformador. Eles representam a resposta dinâmica do sistema para o "ripple", quando operando com tensões de referências $V_R = 1,00$, $V_R = 0,80$, $V_R = 0,50$.

Os gráficos são compostos por famílias de curvas ($\varepsilon_1 \geq 0$) que correspondem a desequilíbrios na fase 1, as abscissas correspondem aos desequilíbrios na fase 2 ($\varepsilon_2 > 0$). Para essa implementação, também, a fase 3 foi mantida fixa ($\varepsilon_3 = 0$), uma vez que o interesse é analisar os resultados decorrentes dos desequilíbrios relativos das fases.

Esses resultados mostram que o "ripple" de corrente é dependente da tensão de referência com que o conversor opera. Considerando a configuração de equilíbrio ($\varepsilon_1 = \varepsilon_2 = 0$) pode-se perceber que se $V_R = 1,00$ o "ripple" é de 0,00085, para $V_R = 0,80$ é de 0,00399 e se $V_R = 0,50$ torna-se 0,00905. Essa variação do "ripple" com a tensão de referência também ocorre quando o sistema opera com desequilíbrios de fases. Para um determinado valor de tensão de referência o "ripple" aumenta em função do aumento dos desequilíbrios relativos das fases.

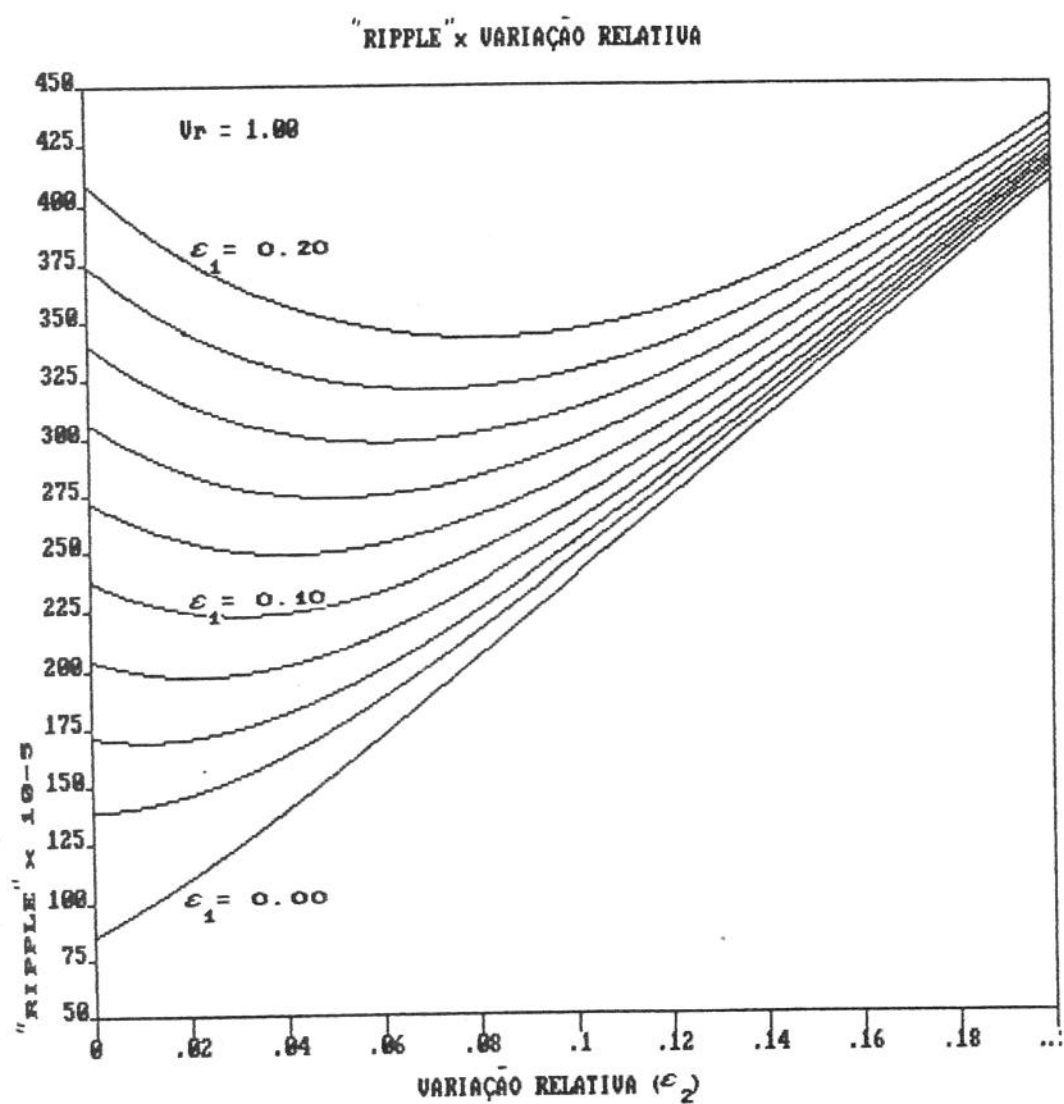


Fig. IV. 4- "Ripple" de corrente - Caso 1
 $V_R = 1.00$

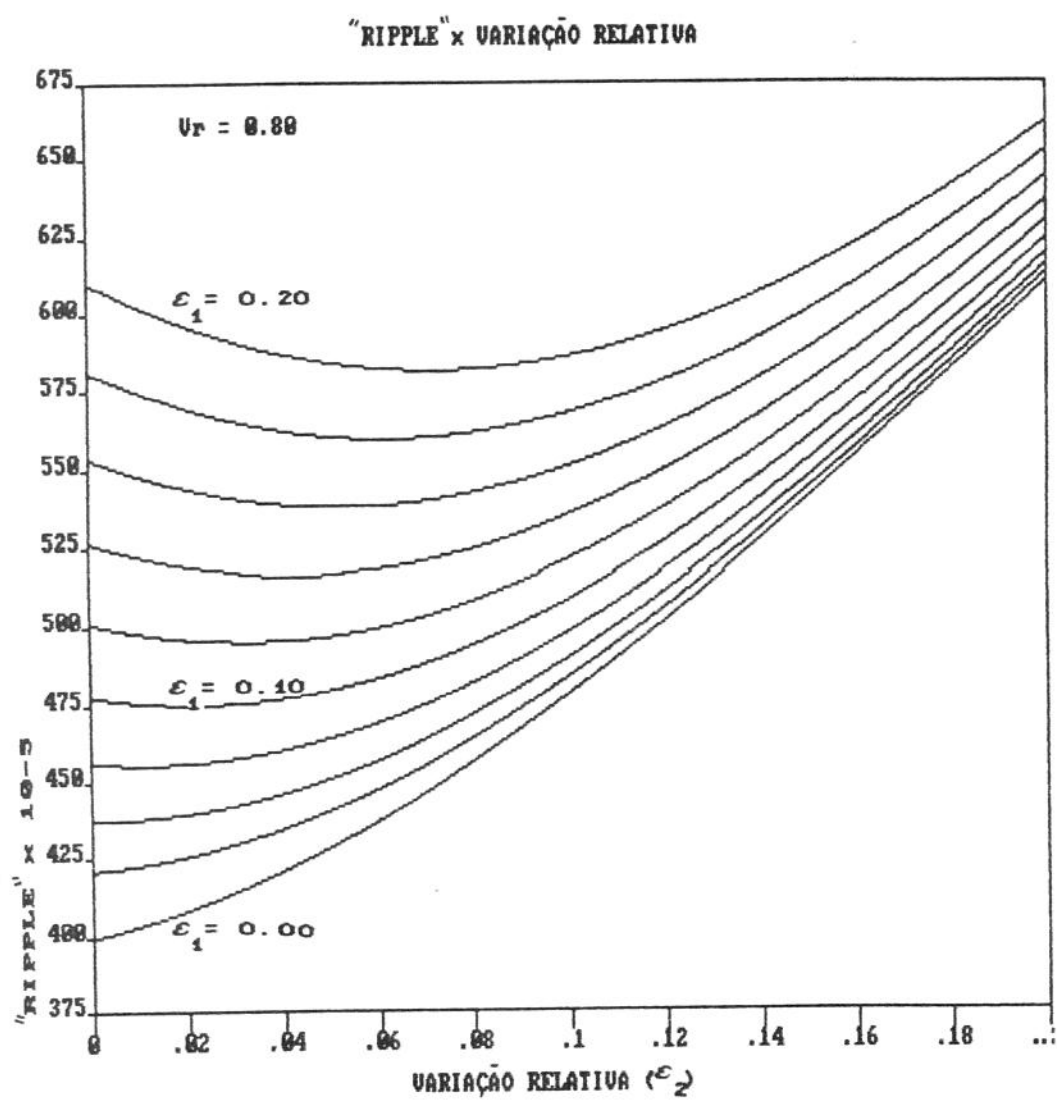


Fig. IV. 5- "Ripple" de corrente - Caso 1
 $V_R = 0.80$

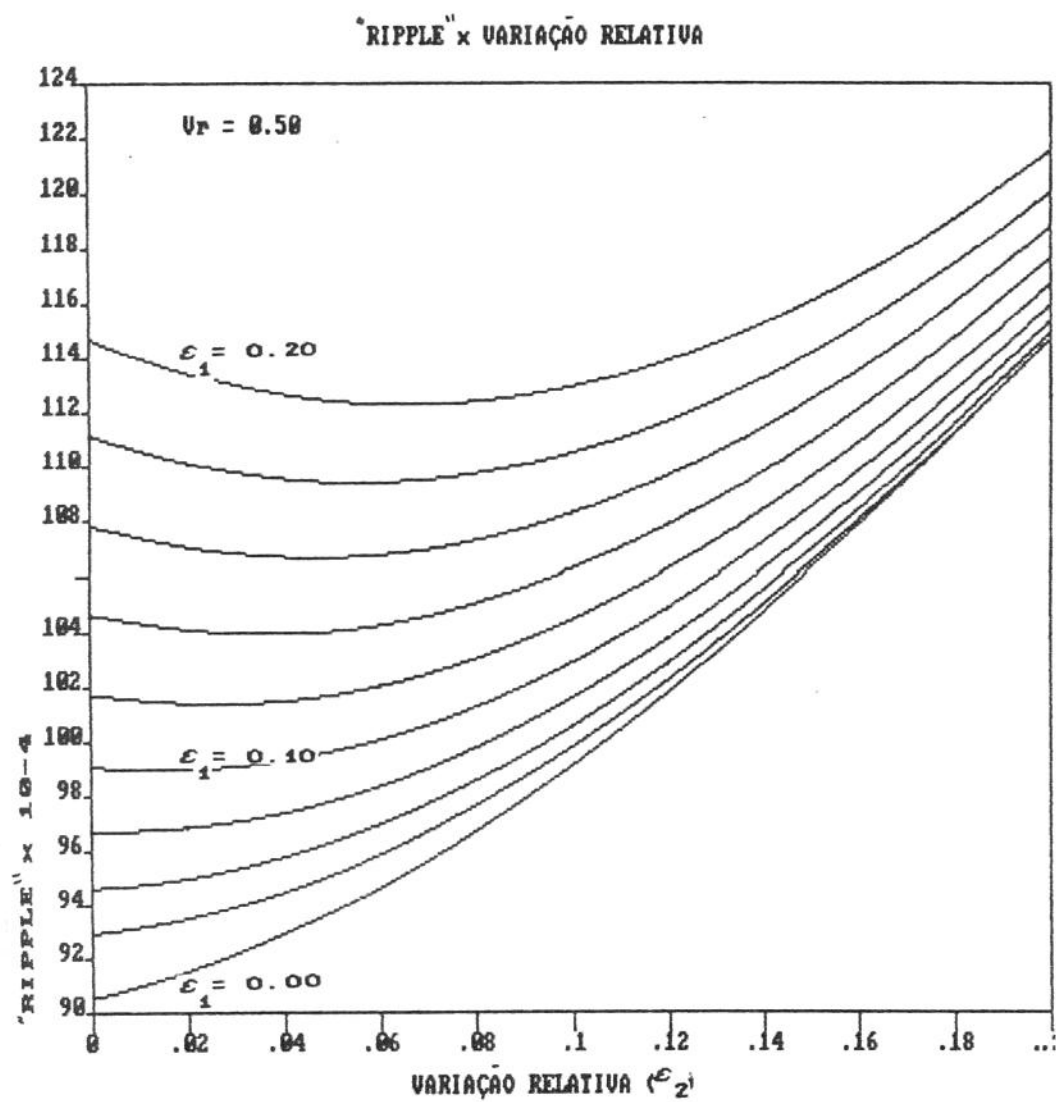


Fig. IV. 6- "Ripple" de corrente - Caso 1
 $V_r = 0.50$

IV.5) ANÁLISE PARA VARIAÇÃO DE TENSÃO - CASO 2

Na seqüência apresenta-se os gráficos relativos à análise da variação no valor médio da tensão retificada, $(V-V_N)/V_N$, para o caso das ondas temporizadoras serem as "Tensões de Controle".

Essa técnica de temporização de pulsos, descrita no capítulo II, tenta compensar os desequilíbrios das fases através de uma composição das amostragens das tensões das três fases (2.3.5); que se revela de grande valia quando comparada à da temporização utilizando amostragens as tensões do secundário do transformador - analisada em 4.2.

Os resultados obtidos pela implementação numérica da variação do valor médio da tensão retificada, utilizando essa técnica de temporização, são apresentados através de três gráficos que correspondem às tensões de referências $V_R = 1,00$, $V_R = 0,80$ e $V_R = 0,50$.

Os gráficos, como os outros apresentados nesse capítulo, compõem-se de uma família de curvas, sendo cada curva associada a um valor de desequilíbrio na fase 1 ($\varepsilon_1 > 0$).

Os valores de $(V-V_N)/V_N$ apresentados mostram-se significativamente variáveis em função da tensão de referência V_R . Os únicos valores que se mantêm independentes de V_R são os relacionados à curva $\varepsilon_1 = 0,00$ e os relacionados às origens das curvas $\varepsilon_1 > 0$.

Em relação à primeira técnica de temporização apresentada essa apresenta uma redução na variação da tensão média da ordem de 0,1, isso considerando para análise o ponto extremo inferior da curva $\varepsilon_1 = 0,20$ e

$V_R = 1,00$ - que é, sem dúvida, a pior configuração que o sistema pode apresentar. Para essas mesmas condições de operação percebe-se que enquanto no caso 1 $(V-V_N)/V_N$ encontra-se na faixa de 0,0111 a 0,0054, no caso 2 encontra-se na faixa de -0,0011 a 0,0004 passando por zero.

Comparando-se os três gráficos, cujos $V_R = 1,00$, $V_R = 0,80$, $V_R = 0,50$, percebe-se que a medida que ocorre a redução de V_R o controle torna-se mais eficiente, convergindo a variação da tensão média retificada a uma estreita faixa que se mantém entre 0,0004 e - 0,0005, o que evidencia uma superioridade na técnica por interseção da onda cossenoidal utilizando-se as "Tensões de Controle".

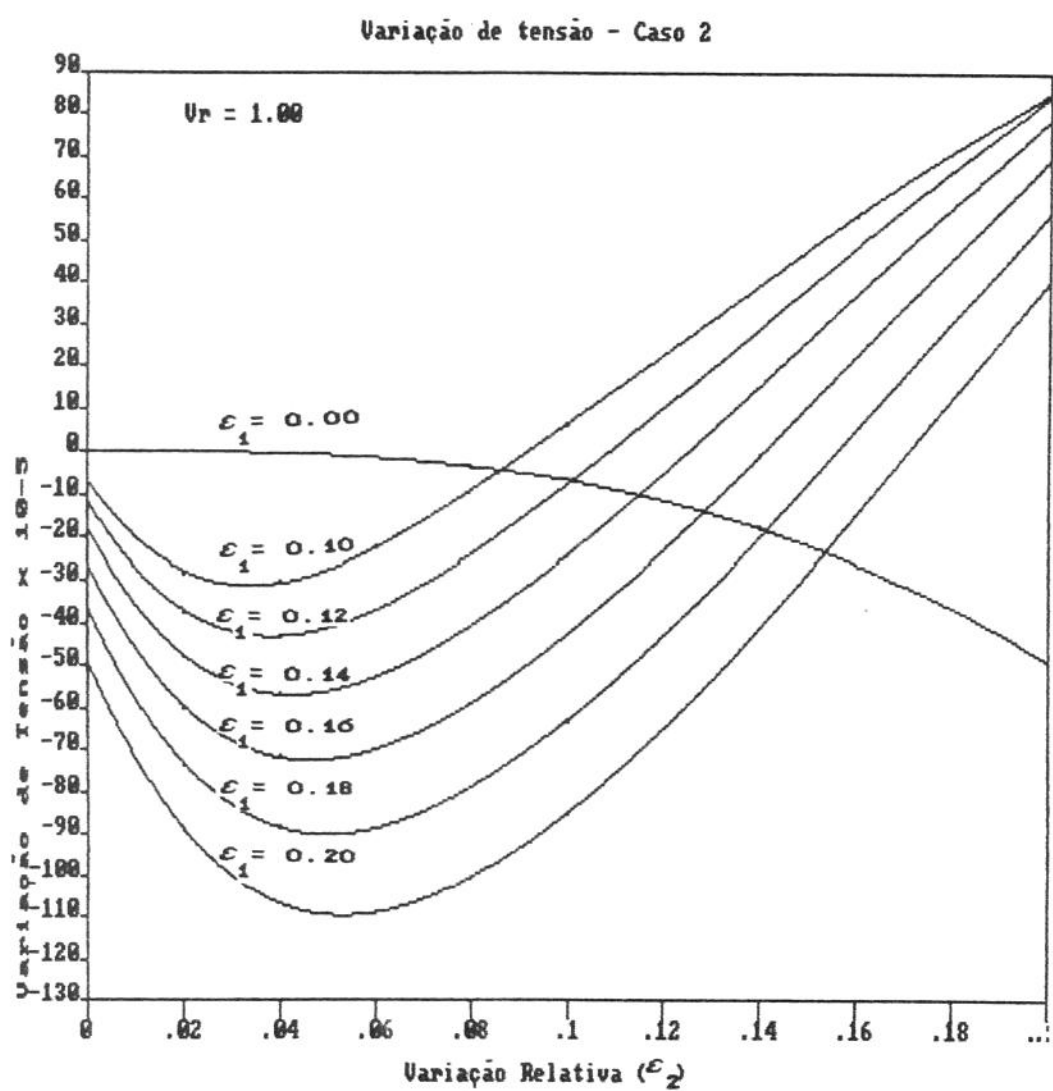


Fig. IV.7 - Variação da Tensão média
retificada - Caso 2 - $V_R = 1,00$

Variação de tensão - Caso 2

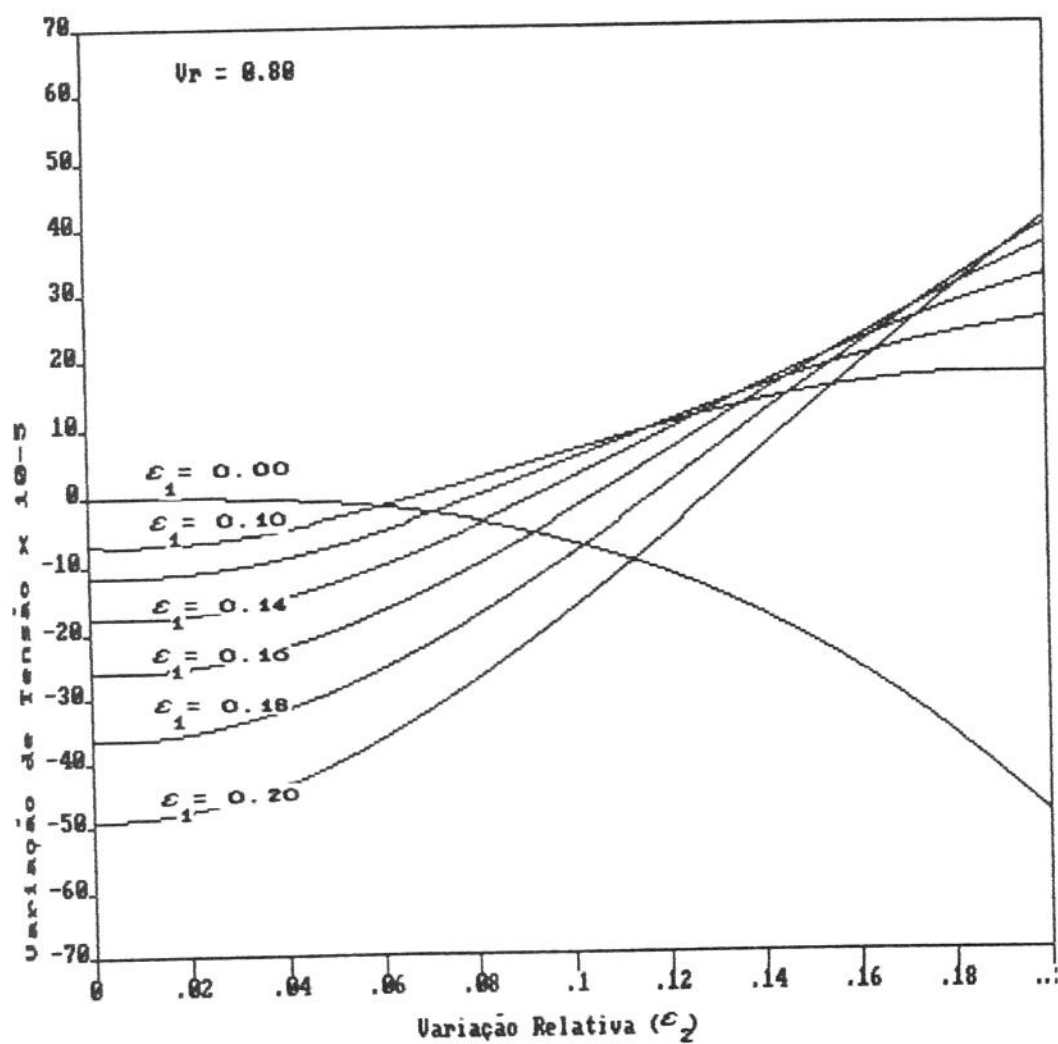


Fig. IV. 8 - Variação da Tensão média
retificada - Caso 2 - $V_R = 0,80$

Variação de tensão - Caso 2

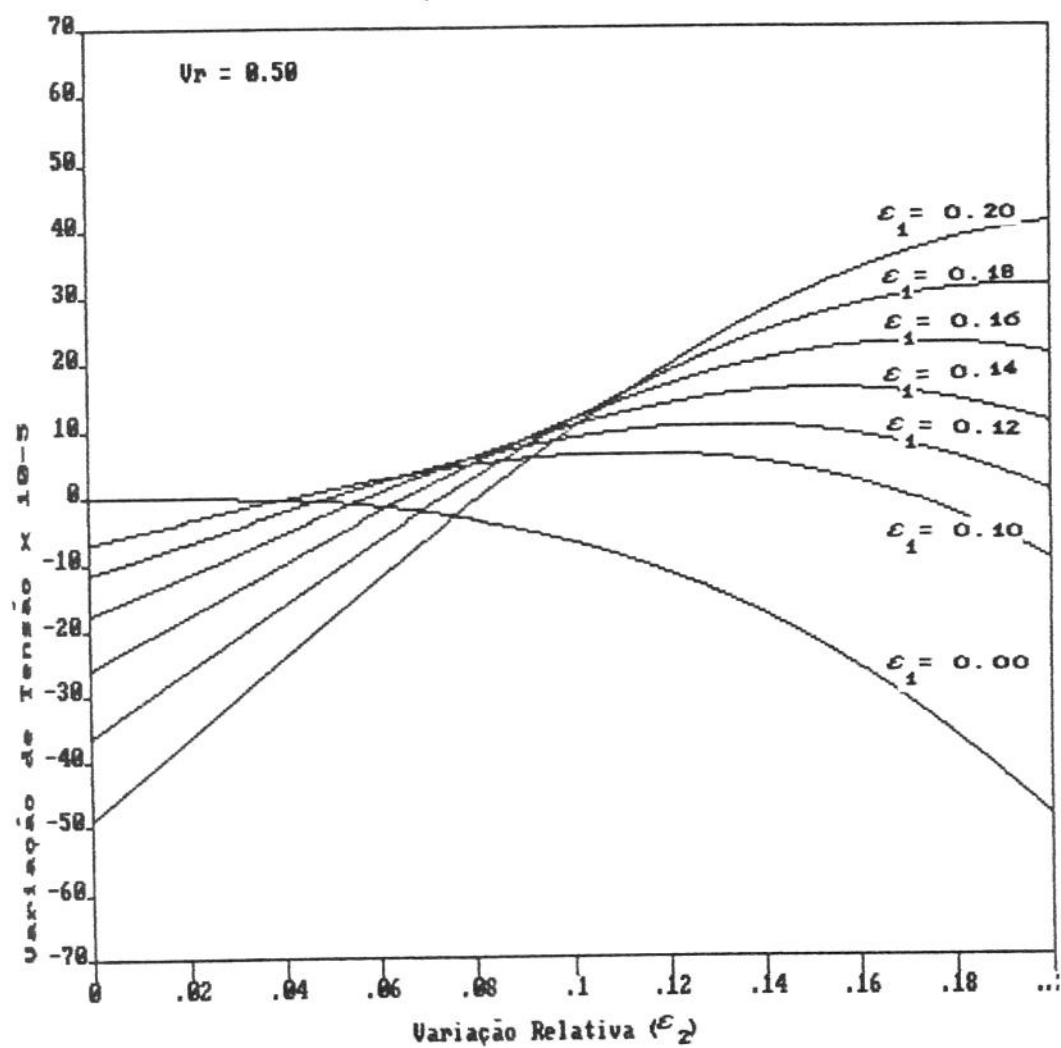


Fig. IV. p - Variação da Tensão média retificada - Caso 2 - $V_r = 0,50$

IV.6) ANÁLISE DO "RIPPLE" DE CORRENTE - Caso-2

Os resultados apresentados neste tópico são os representativos do "ripple" de corrente quando o conversor é controlado, utilizando-se uma onda temporizadora que tenta compensar os desequilíbrios das fases utilizando a técnica de "Tensões de Controle".

A apresentação destes resultados finaliza a abordagem, feita através de implementação numérica.

Os gráficos são estruturados da mesma forma que os outros apresentados anteriormente.

Os resultados aqui obtidos revelam que, também para efeito do "ripple" de corrente, o controle de temporização utilizando "Tensões de Controle" mostra-se mais eficiente que aquele que utiliza as tensões secundárias do transformador. Isto pode ser evidenciado comparando-se as figuras IV.10, IV.11 e IV.12 às IV.4, IV.5, IV.6.

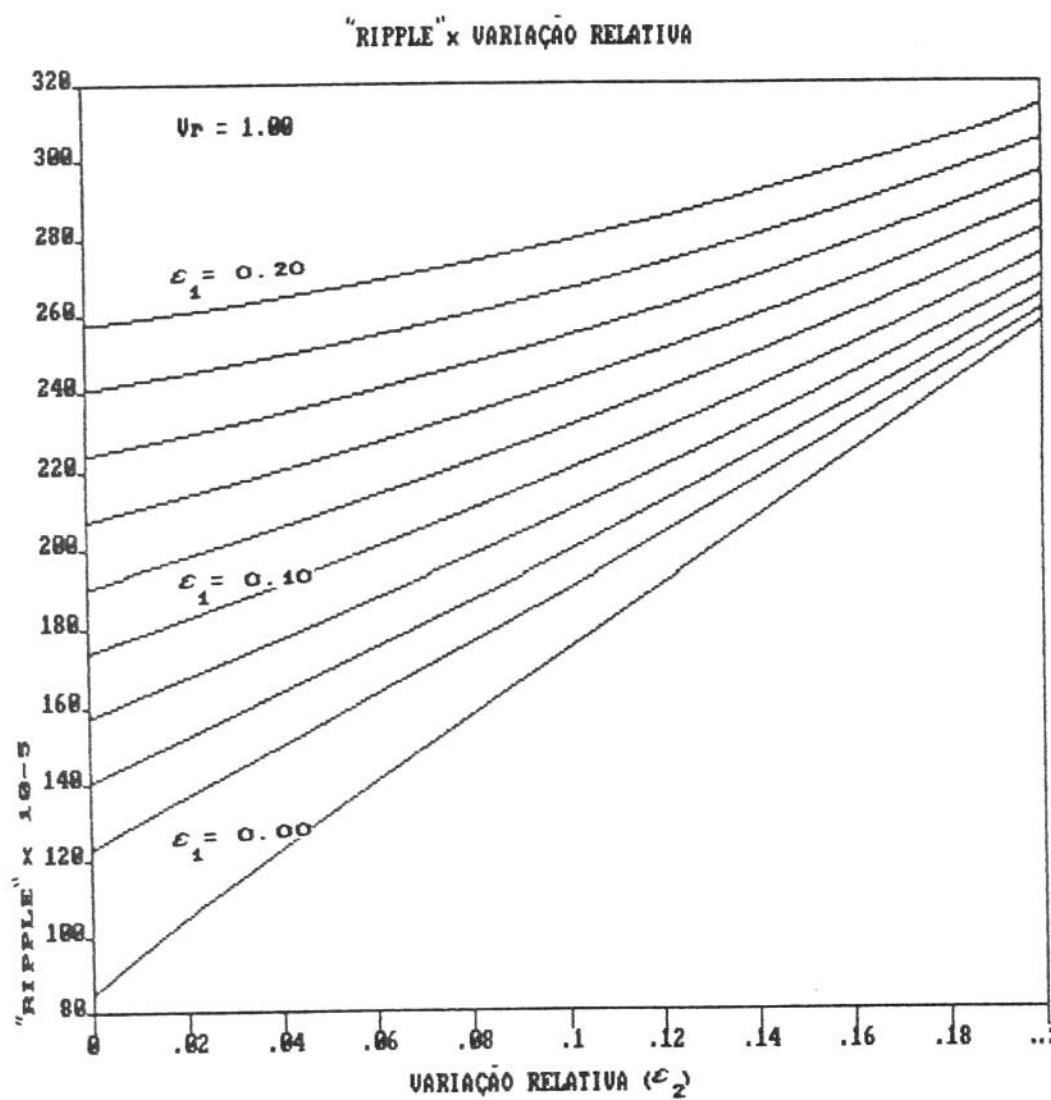


Fig. IV. 10- "Ripple" de corrente - Caso 2
 $V_R = 1.00$

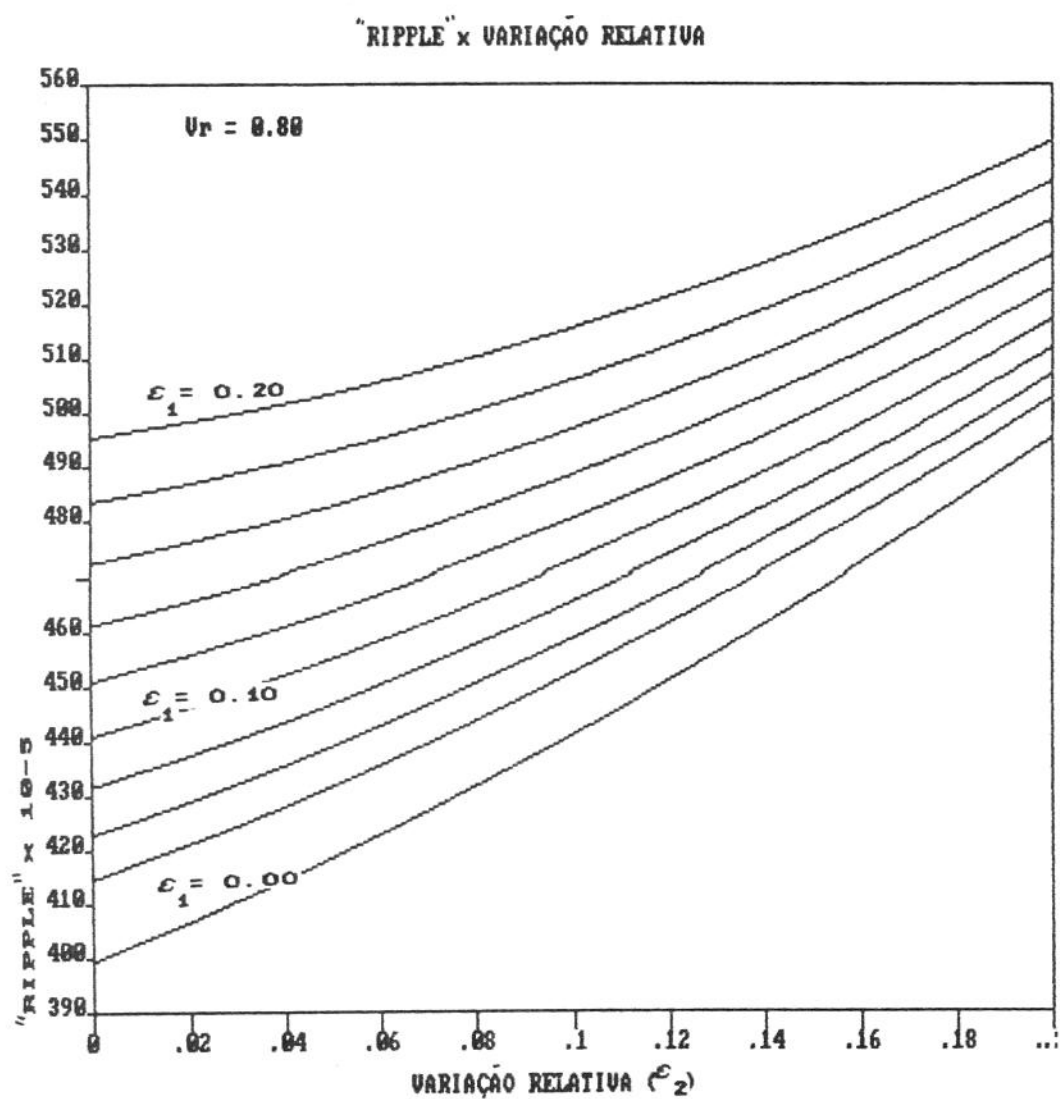


Fig. IV. 11- "Ripple" de corrente - Caso 2
 $V_r = 0.80$

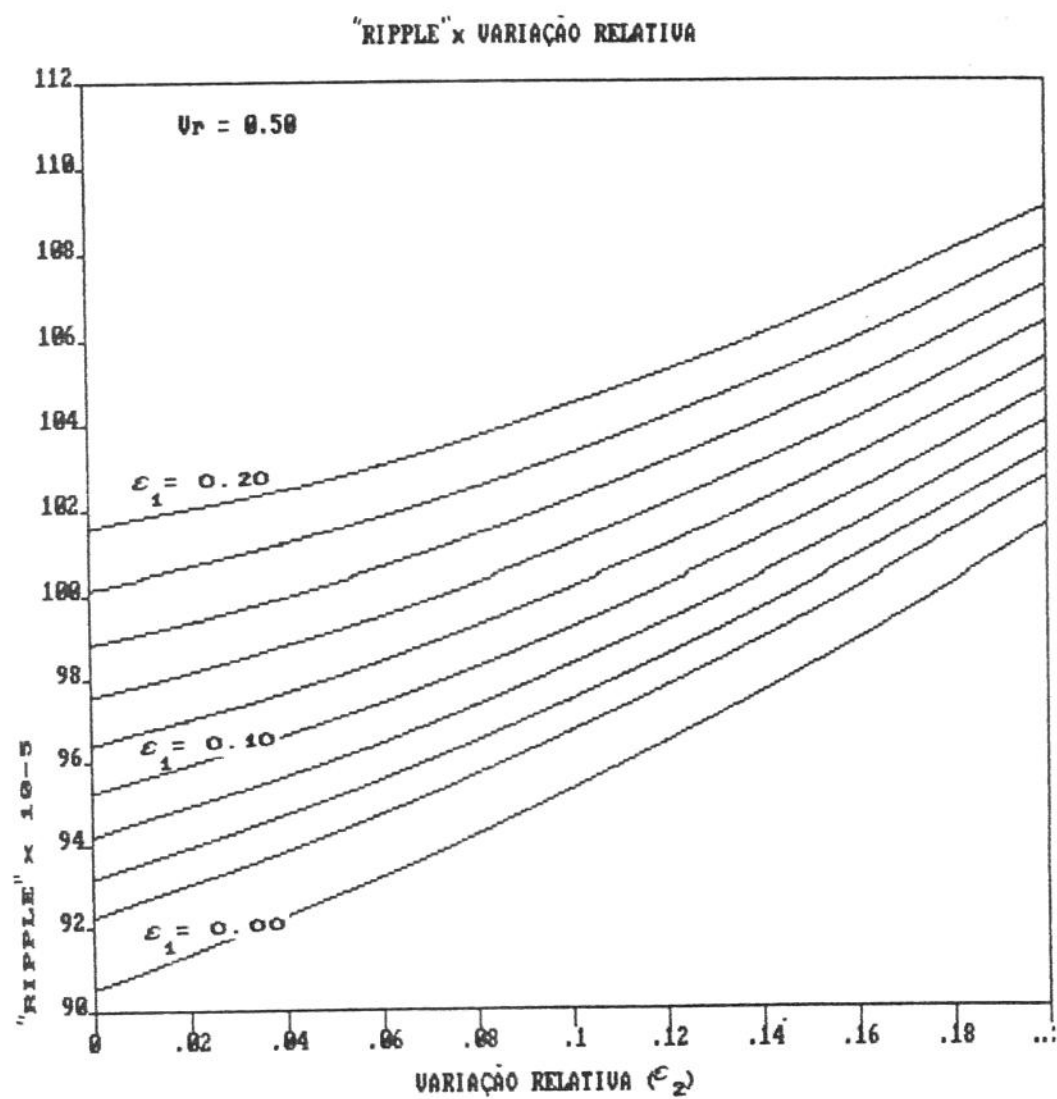


Fig. IV.12- "Ripple" de corrente - Caso 2
 $V_r = 0,50$

CAPÍTULO V

PROJETO E ANÁLISE DO CIRCUITO DE CONTROLE

V.1) INTRODUÇÃO

Neste capítulo são descritos e analisados os circuitos utilizados na realização do projeto de controle descrito no capítulo II, os quais deram base a análise experimental realizada neste trabalho. A saber, foram desenvolvidos dois projetos, que embora mantenham para si o mesmo método de controle através da interseção da onda cossenoidal conservando, também a mesma sequência de disparos dos tiristores(2.3.3), distinguem-se pela onda temporizadora.

O primeiro esquema fundamenta-se na comparação da tensão de referência com as "Tensões de Controle", descritas pelas expressões 2.3.5; criadas a partir das tensões de fase de entrada. Já no segundo caso, a comparação com a referência é feita a partir do sinal de saída do retificador, com o qual presumivelmente poder-se-ia obter uma regulação maior da saída, uma vez que a definição do instante do disparo levaria em consideração possíveis desigualdades entre os tiristores da ponte, fiação, etc.

V.2) PROJETO I

Como se pode perceber no esquema do controle, a partir da interseção da onda cossenoidal com uma tensão de referência, descrito na fig. V.1, as amostragens de tensão que formarão ondas temporizadoras são amostragens das tensões do secundário do transformador.

Devido ao circuito chaveado, presente no sistema, que gera um alto nível de distorções nas tensões de entradas, o primeiro estágio desse controle é a filtragem dessas amostragens de tensões, de modo a eliminar todas as suas impurezas, dando-lhes a forma de onda cossenoidal na frequência de 60 Hz.

Uma vez limpas, as tensões amostradas são utilizadas por um somador trifásico, cujo resultado é subtraído das tensões das três fases por um somador monofásico, de onde se obtém as "Tensões de Controle". As amostragens também são as variáveis de entrada do "Pulsador em 0°".

Utilizando-se dois comparadores, por fase, pode-se determinar o exato momento que o valor da onda temporizadora torna-se igual aos valores das tensões de referências positiva e negativa, alternadamente. Esse momento é definido como o instante de acionamento de um tiristor, determinado pelas expressões 2.3.3.

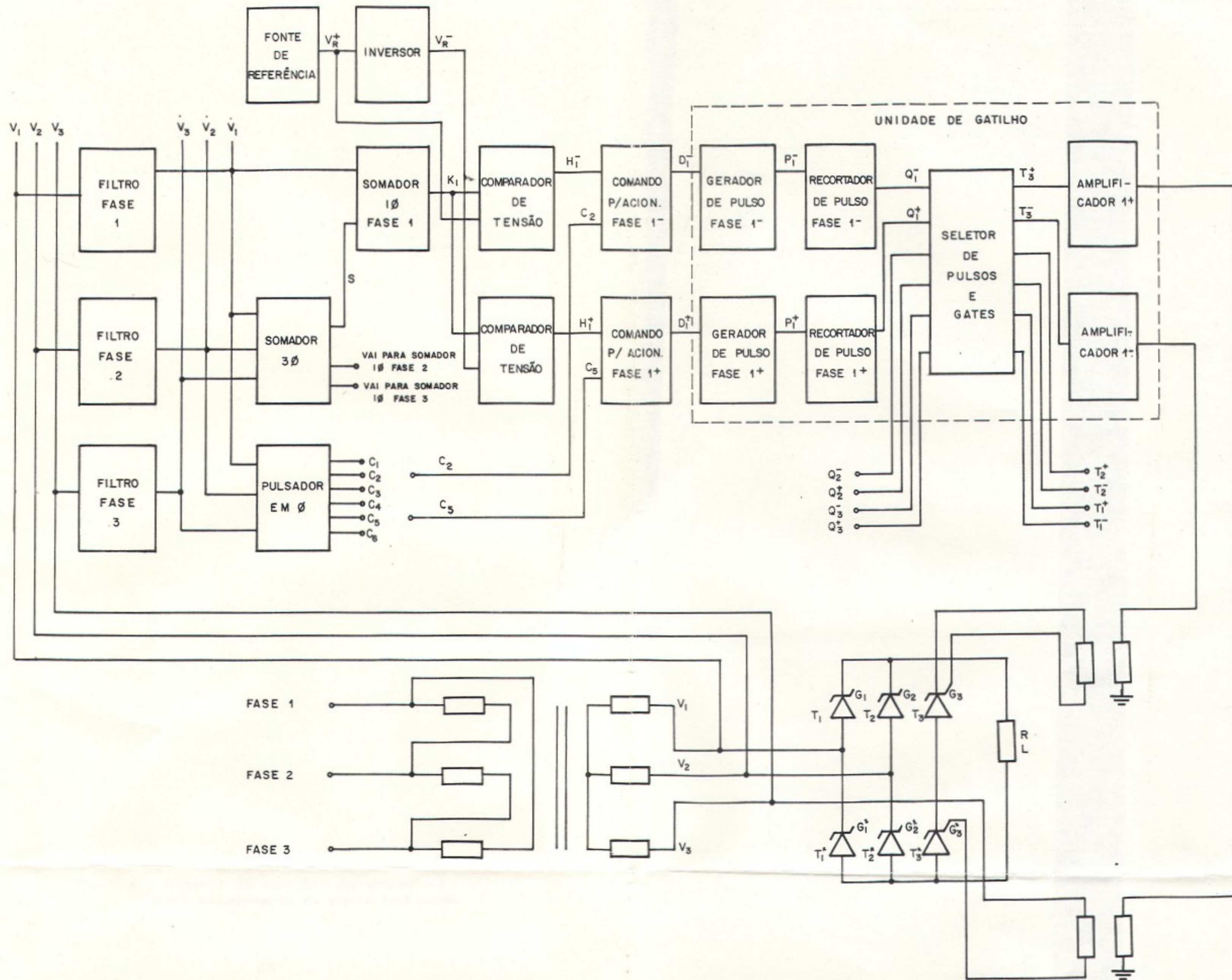
Utiliza-se duas unidades, por fase, de "Comando de Acionamento". Cada unidade relacionada a um único tiristor, assegurando o seu acionamento correto, tanto na ocorrência de uma interseção das ondas, quanto na sua ausência - quando a fase cai ao nível inferior ao da tensão de referência. A geração do pulso com uma duração determinada e a modelagem do mesmo em um trem de pulsos é realizada

pelo "Gerador de Pulsos" e "Recortador de Pulsos", respectivamente. Esses subsistemas são responsáveis pela precisa modelagem do pulso que, efetivamente, irá acionar o tiristor e que tem seu início coincidente com a interseção ocorrida nos "Comparadores de Tensão".

Na unidade de gatilho, posterior ao "Gerador de Pulsos" e ao "Recortador de Pulsos", tem-se o "Seletor de Pulsos e Gates", que recebe das três fases, os trens de pulsos para o acionamento dos tiristores; assim como os distribui aos devidos "Amplificadores de Pulsos", levando em consideração a origem dos pulsos, mantendo as condições de acionamento dadas pelas expressões 2.3.3. e fornecendo aos tiristores um pulso de reforço na ocorrência do acionamento do seu complementar. O circuito geral do esquema de controle e acionamento da ponte tiristorizada está indicado na fig. V.1.



Fig. V.1 - Esquema de circuito de controle-I
para acionamento de ponte trifásica



A seguir é feito a análise detalhada de cada um dos subsistemas indicados na fig. V.1:

V.2.1) FILTROS BUTTERWORTH PARA SINAIS DE ENTRADA

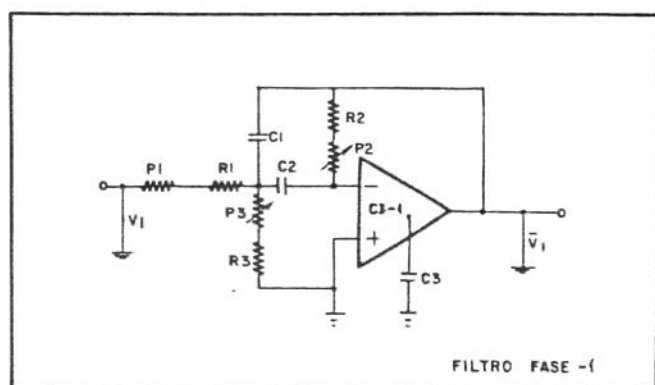


Fig. V. 2 - Filtro Butterworth

Na fig.V-2 que esquematiza o controle do conversor AC-DC trifásico, percebe-se que as variáveis de entrada são amostragens das tensões de fases; estas colhidas no secundário do transformador que alimenta diretamente a ponte de Graetz. As amostragens das tensões de entrada têm a finalidade de fornecer ao circuito de controle uma reprodução fiel das tensões que alimentam o conversor, assim como as possíveis variações de amplitudes na frequência nominal; ocasionando um controle efetivo e preciso, frente as variações rápidas e lentas da rede, no valor médio da tensão retificada. Como as amostragens de tensões apresentam um alto nível de distorções e harmônicas, devido ao circuito chaveado utilizado, elas são previamente filtradas.

A filtragem dá-se através de três filtros de tensões, um para cada fase, de segunda ordem, ativos, do tipo Butterworth, projetados para frequência de

ressonância " f_o " de 60 Hz, fator de qualidade "Q" igual a 1 e um ganho "H" de tensão a 60 Hz, também igual a 1. Para se obter uma maior precisão junto as variáveis de projeto " f_o ", "Q" e "H", foram inseridos no circuito, em série aos resistores projetados, um sensível potenciômetro para compensar as limitações do projeto, através de um ajuste fino nos mesmos.

O amplificador operacional adotado é o LM308H, utilizando um capacitor de 100pF no seu terminal 8, de modo a diminuir os ruídos nos terminais de saída.

O sinal obtido na saída de cada filtro é uma senóide na frequência de 60Hz de mesma amplitude da senóide de entrada da fase correspondente, porém defasado de 180° da mesma. No conjunto, as três senóides encontram-se defasadas de 120° uma das outras.

V.2.2) SOMADORES

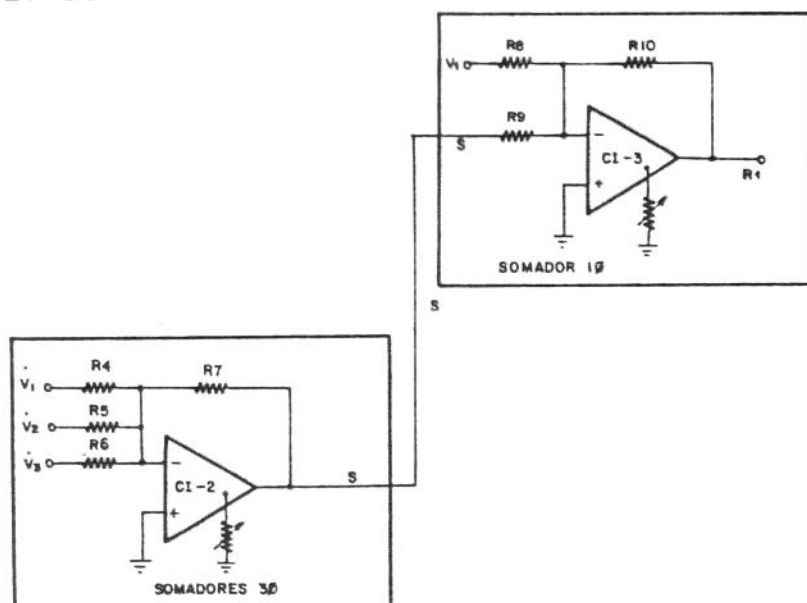


Fig. V.3 - Somadores

Conforme descrito no capítulo III o controle estudado utiliza uma componente de tensão resultante da soma das três fases, quando em desequilíbrio, para gerar uma correção no ângulo de acionamento dos tiristores.

No circuito de controle adotado, a unidade responsável por este evento situa-se após as unidades de filtragem dos sinais das três fases; os sinais filtrados são usados em um amplificador operacional que atua como somador trifásico, cujas resistências de entrada e saída mantém uma exata relação igual a três, proporcionando em sua saída um sinal cujo valor é igual ao terço da soma dos valores instantâneos de cada fase, defasados de 180° de seu respectivo sinal na entrada do somador.

O sinal de saída do somador trifásico, convencionado "Soma de Sinais", é usado em três outros amplificadores operacionais que, também, atuam como somadores, porém monofásico, e cujos resistores de entrada e

saída mantém uma relação igual a um. Em cada um desses somadores monofásicos, simultaneamente, é usado o sinal "Soma de Sinais" e o de saída dos filtros de tensões de uma das fases do circuito. O conjunto de amplificadores operacionais, assim montados na configuração de somadores, é tal, que tem-se como resultado final, na saída de cada somador monofásico, um sinal, denominado "Tensões de Controle", descrito pelas expressões 2.3.5, que é instantaneamente igual ao terço da soma dos sinais das três fases, subtraído do sinal de fase aplicado no somador monofásico.

Os amplificadores operacionais adotados para esses somadores são do tipo o LM308-H utilizado com um capacitor de 10 nF, conectado ao seu terminal 8.

V.2.3) COMPARADORES DE TENSÃO

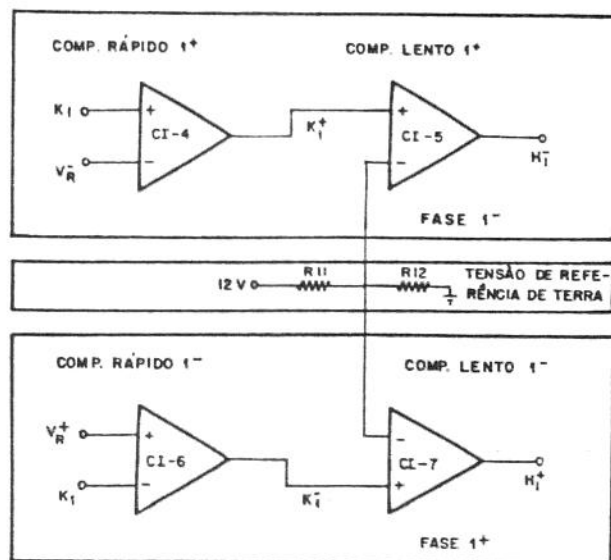


Fig. V. 4 - Comparadores de tensões

A partir do estágio anteriormente descrito começa o controle da geração e temporização de pulsos de comandos para o acionamento dos tiristores, propriamente dito, através da interseção de uma onda temporizadora com uma tensão de referência.

O controle por fase, é feito a partir de amplificadores operacionais com a função de comparadores de tensões, que utilizam correspondentemente os sinais "Tensões de Controle" e tensão de referência negativa ou positiva, conforme o caso.

O comparador de tensão adotado foi o LM308-H devido ao seu estável tempo de resposta, diferentemente do comparador de tensão do tipo CA 747, que tem seu tempo de resposta sensivelmente variável com o valor de pico da tensão senoidal, aplicada em um de seus terminais de entrada. A variação na diferença de tempo - marcada pelo momento que ocorre a interseção da onda cossenoidal com a referência e o momento que se obtém um sinal alto na saída

do comparador- é indesejável, pois insere a temporização dos pulsos um retardo, que é função exclusivamente do valor de pico da tensão comparada.

A adoção de um componente rápido no circuito de controle é inconveniente, pois insere no circuito de controle um componente muito sensível à ruídos, acarretando em sua saída um pulso descontínuo em suas extremidades, possibilitando a geração inconveniente de pulsos.

Para inibir este inconveniente uma nova comparação é feita utilizando-se um comparador de tensão, agora, lento, fazendo uma comparação do sinal obtido com o comparador rápido para o nível de terra. Dessa forma, é possível conseguir um controle livre de pulsos espúrios, que, como anteriormente foi mencionado, produzem uma operação irregular nesse sistema de controle.

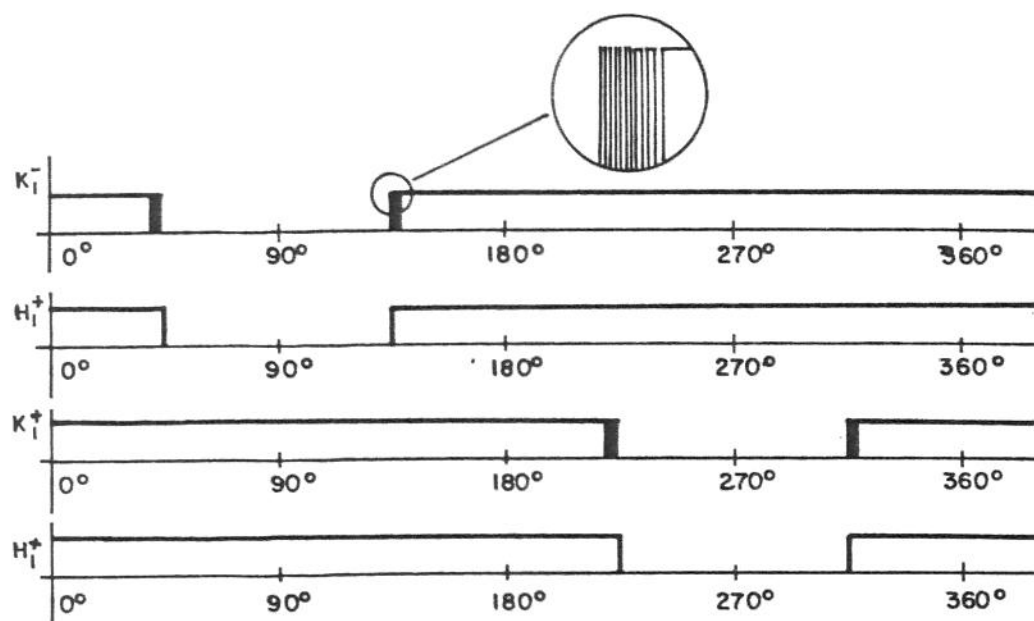


Fig. V.5 - Sinais nos Comparadores de Tensão

V.2.4) PULSADOR EM 0°

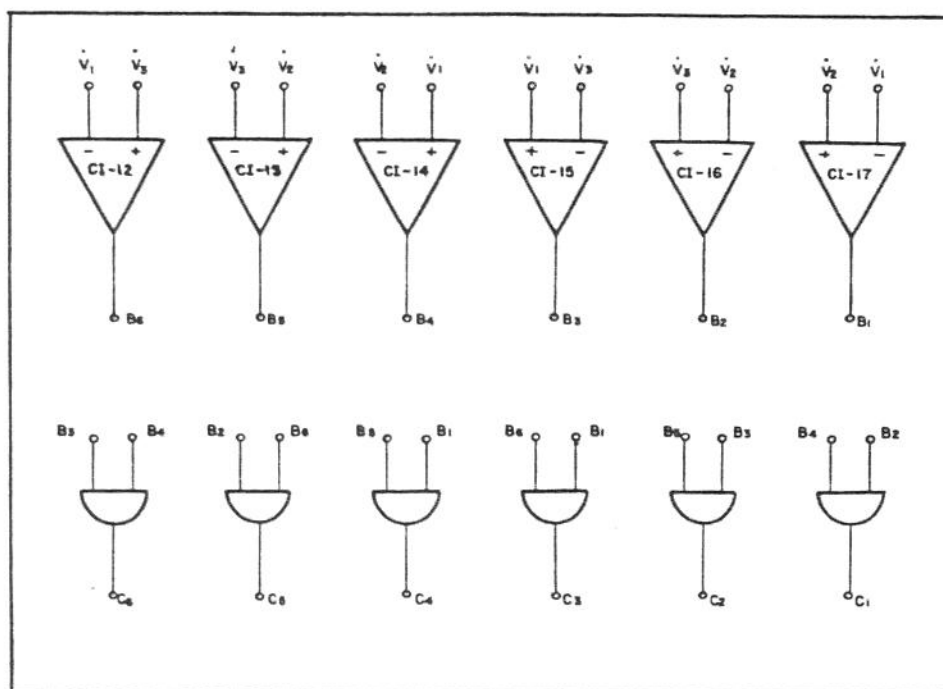


Fig. V.6 - Pulsador em 0°

Para garantir um controle estável e contínuo, mesmo no caso que $|V_R| > |V_i|$, onde V_i é a menor tensão de fase, foi projetado um circuito auxiliar para temporização do acionamento dos tiristores, que atuará somente na ausência de interseção das tensões V_R e V_i , criando um comando para acionamento dos tiristores em 0° .

O circuito auxiliar é identificado como "Pulsador em 0° " e seu resultado final são seis pulsos, $C_1, C_2, C_3, C_4, C_5, C_6$, mostrados na fig.V.7. Cada pulso identifica uma das seis regiões, do conjunto das três tensões de fase, com derivada negativa. Além disso, os pulsos, também, identificam a região que sua correspondente tensão de fase torna-se mais positiva que as outras.

O amp. op. utilizado é o LM311-N e as portas lógicas "END" são do tipo CD4071.

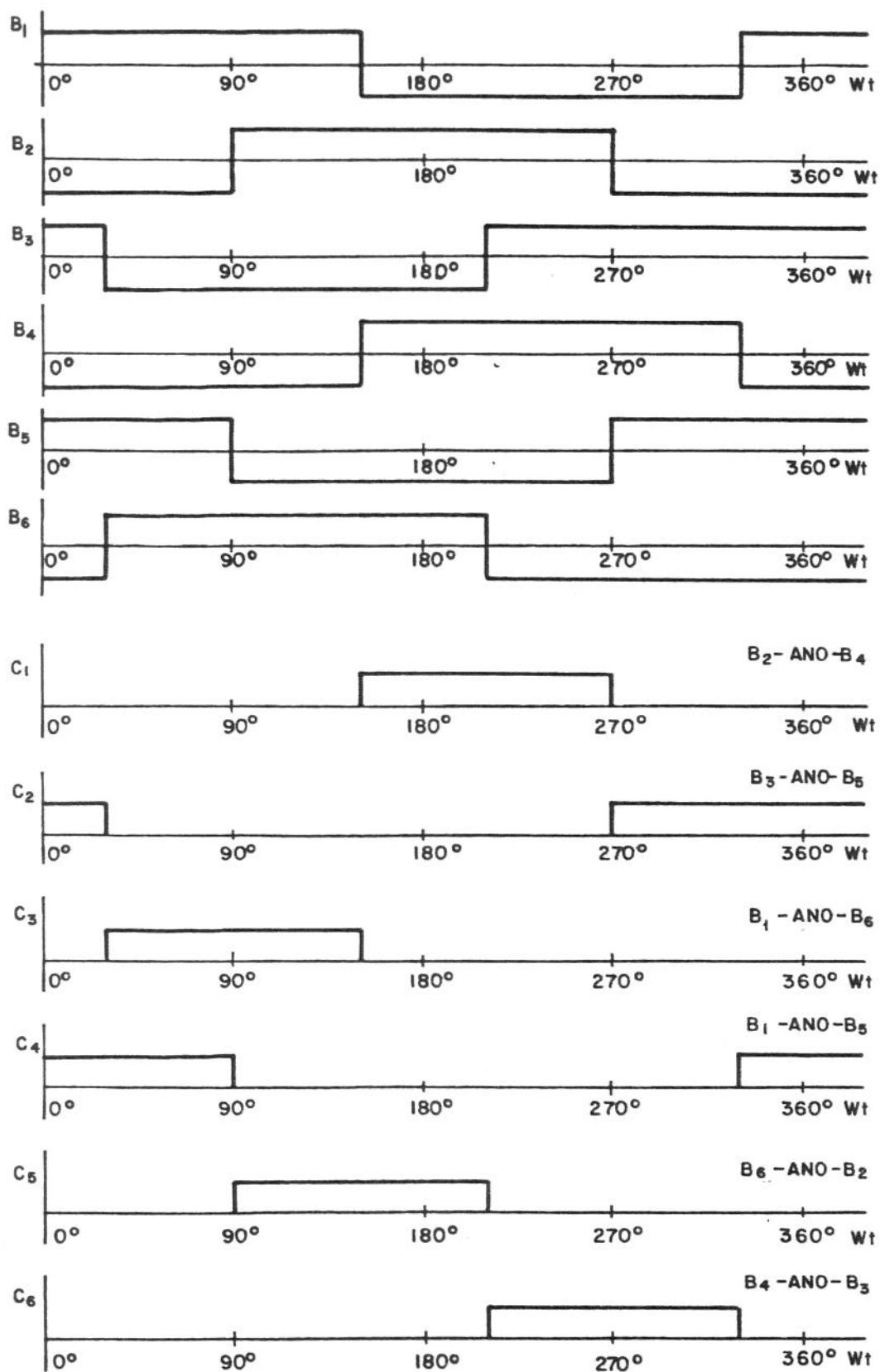


Fig. V.7 - Sinais do Pulsador em 0°

V.2.5) COMANDO PARA ACIONAMENTO

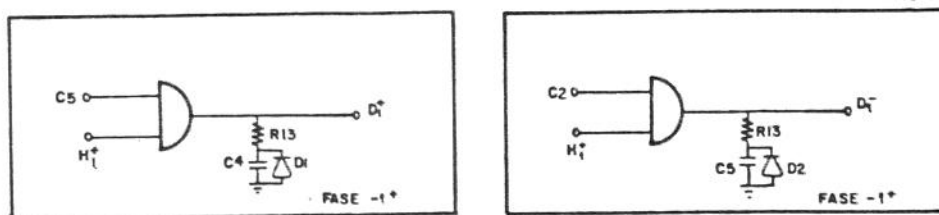


Fig. V.8 - Comando para Acionamento

Como pode-se ver da figura V.1, após a comparação de tensão tem-se o comando para acionamento da fase. Esse comando é feito utilizando-se duas portas lógicas "END" para cada fase.

Numa das entradas da porta lógica é usado o sinal de saída de um dos comparadores de tensão que carrega consigo a informação para o acionamento de um tiristor, que deve ser feito segundo a sequência de disparos descrita pelas expressões 2.3.3 no cap. II. Na outra entrada é usado o sinal de saída do "Pulsador em 0°".

Esta combinação de sinais atua de forma que, na ocorrência da interseção, persista o comando para o acionamento do tiristor e, na ausência da interseção, gere um comando para o acionamento do mesmo em 0°.

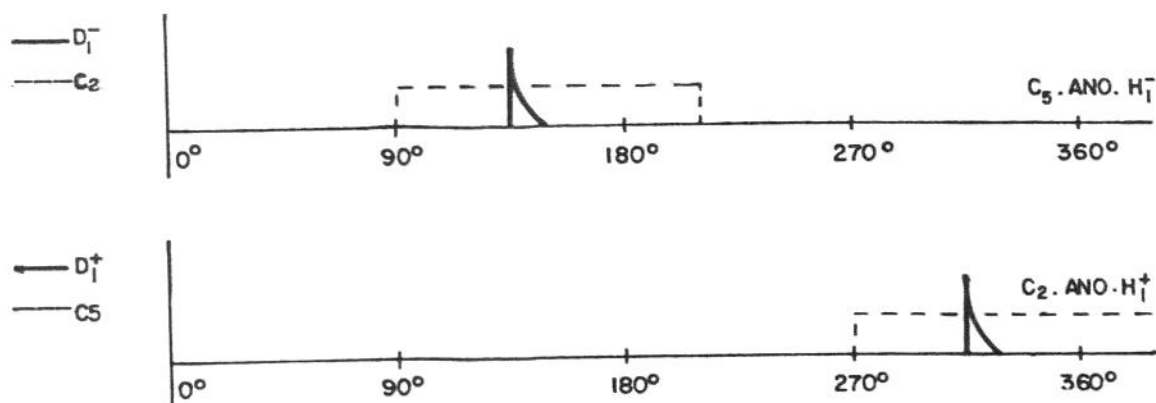


Fig. V.9 - Sinais de saída do Comando para Acionamento

V.2.6) UNIDADE DE GATILHO

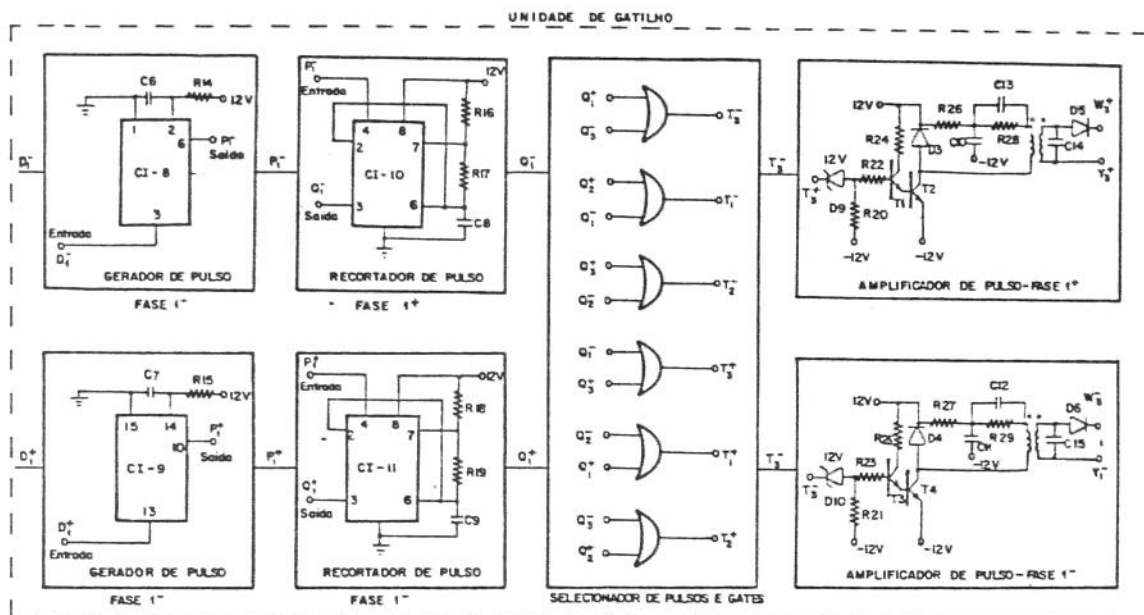


Fig. V.10 - Unidade de Gatilho

A partir do estágio de controle descrito anteriormente, tem-se determinado, num processo contínuo e dinâmico o instante que cada tiristor deve ser acionado.

Os sinais de comando para o acionamento dos tiristores, desenvolvidos até então, são utilizados pela "Unidade de Gatilho", que tem a função de criar pulsos de corrente, a partir desses sinais de comando, que irão acionar os tiristores. A saber essa unidade de gatilho é composta de:

- Gerador de pulsos,
- Recortador de pulsos,
- Seletor de pulsos e gates,
- Amplificador

Na unidade de gatilho o sinal de comando para o acionamento dos tiristores é utilizado, num primeiro estágio por um "Gerador de Pulsos", implantado no circuito através do uso de um multivibrador monoestável de precisão, CD4538M. Esse monoestável recebe o sinal de comando de acionamento dos tiristores em seu terminal "reset" e gera na sua saída um pulso de $560\mu s$.

O modo de satisfazer às exigências [9] de um pulso suficientemente longo, pequena indutância própria e pequena capacitância de acoplamento é usar um trem de pulsos de $10\mu s$ cada, em lugar de um pulso contínuo.

Durante o período de condução contínua, que em condições normais é de 120° , cada tiristor deve receber dois pulsos, separados aproximadamente 60° , sendo que o primeiro deve ocorrer no exato momento determinado pelo circuito de controle para o seu acionamento e o segundo é o mesmo determinado pelo circuito de controle para o acionamento do tiristor seguinte.

Uma outra forma de compreender o mecanismo de emissão de sinais aos tiristores é saber que cada sinal gerado é emitido ao tiristor correspondente, segundo a sequência de disparos descrita em (2.3.3) e, ao mesmo tempo, emitido um pulso de confirmação ao tiristor complementar. Esse mecanismo, além de reforçar a condução de cada tiristor, tem um importante papel na partida do conversor, quando é necessário o acionamento simultâneo de dois tiristores para iniciar a condução.

Como já citado anteriormente, o tiristor deve ser acionado por um trem de pulsos, totalizando $560\mu s$ de duração, em lugar de um pulso contínuo. Essa exigência é realizada através dos "Recortadores de Pulsos", que transforma o sinal criado pelo "Gerador de Pulsos" em uma série de pequenos pulsos de $10\mu s$ com intervalo de $5\mu s$. Em termos de circuito, o recortador de pulsos é o "timer"

LM555CN montado de forma a operar como um multivibrador livre.

A função dos "Selecionadores de Pulsos e Gates" é selecionar e enviar aos tiristores os dois trens de pulsos, explicados anteriormente, necessários para o correto acionamento de cada tiristor.

No estágio final da "Unidade de Gatilho" os "Amplificadores de Pulsos" dão a forma e intensidade [10] aos pulsos, além de proteger o circuito de controle, isolando-o do circuito de potência por meio dos transformadores de pulsos.

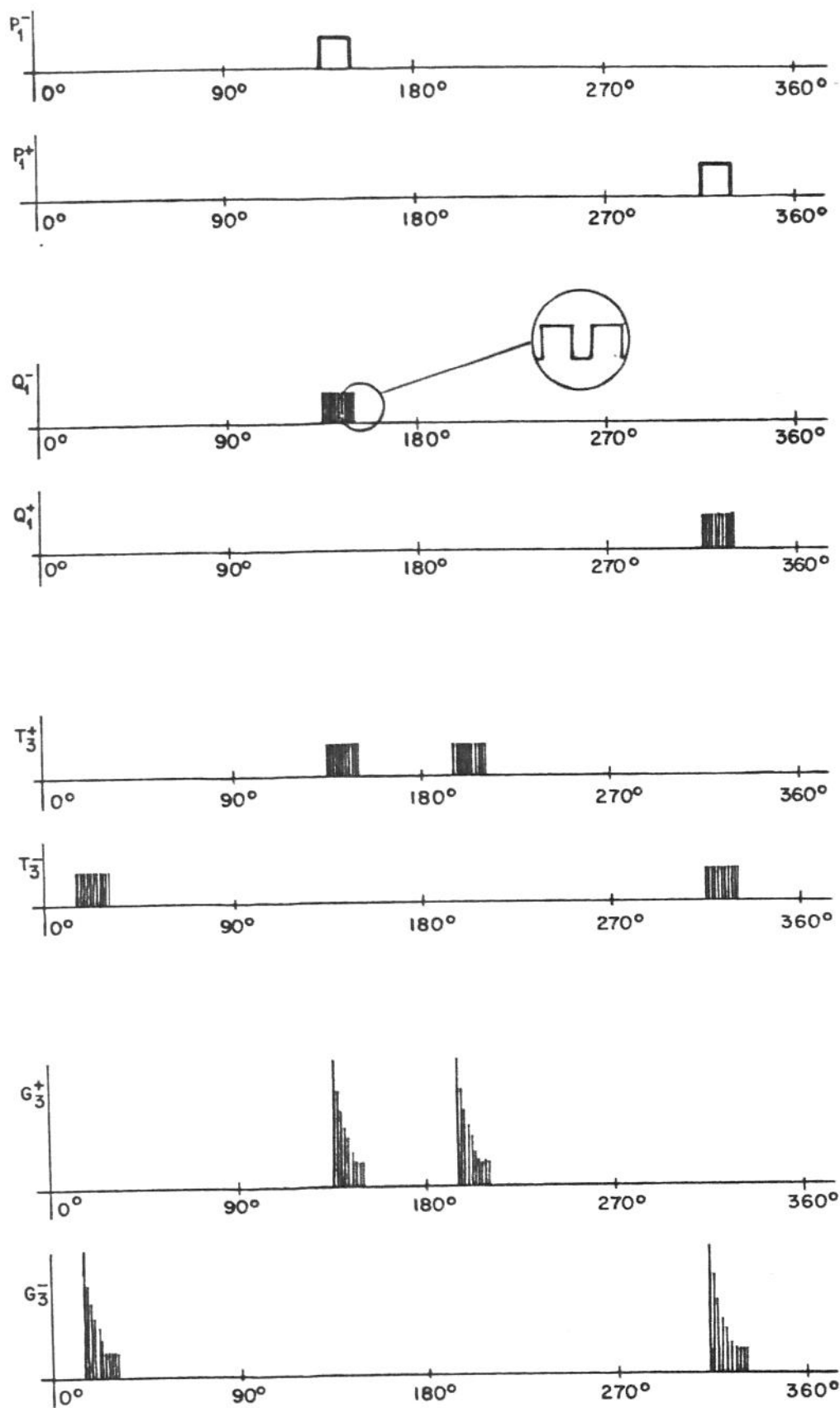


Fig. V. 11- Sinais da unidade de gatilho

V.2.7) FONTE DE REFERÊNCIA

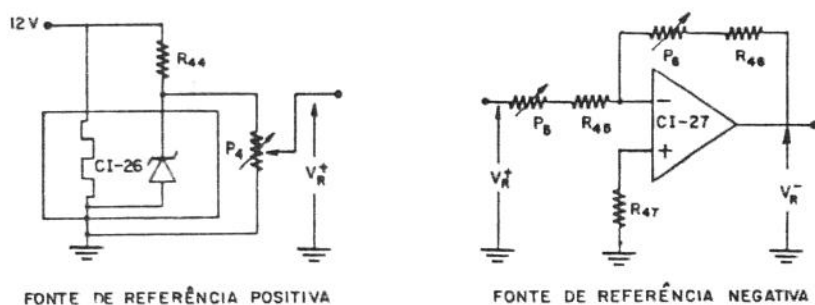


Fig. V. 12 - Fonte de tensões de referências

O circuito é dotado de uma fonte de tensão fornecedora de uma referência positiva e outra negativa, que mantêm uma relação linear com o valor médio da tensão retificada. A fonte utilizada de tensão é o regulador LM 3999, muito estável, tendo em seu circuito interno um zener monolítico de temperatura estabilizada.

A tensão de referência negativa é obtida na saída de inversor, montado com um amp. op. 311-N, resistores de metalfilme de 10k Ohm e potenciômetros precisos, de modo que a tensão negativa seja em módulo exatamente igual a positiva.

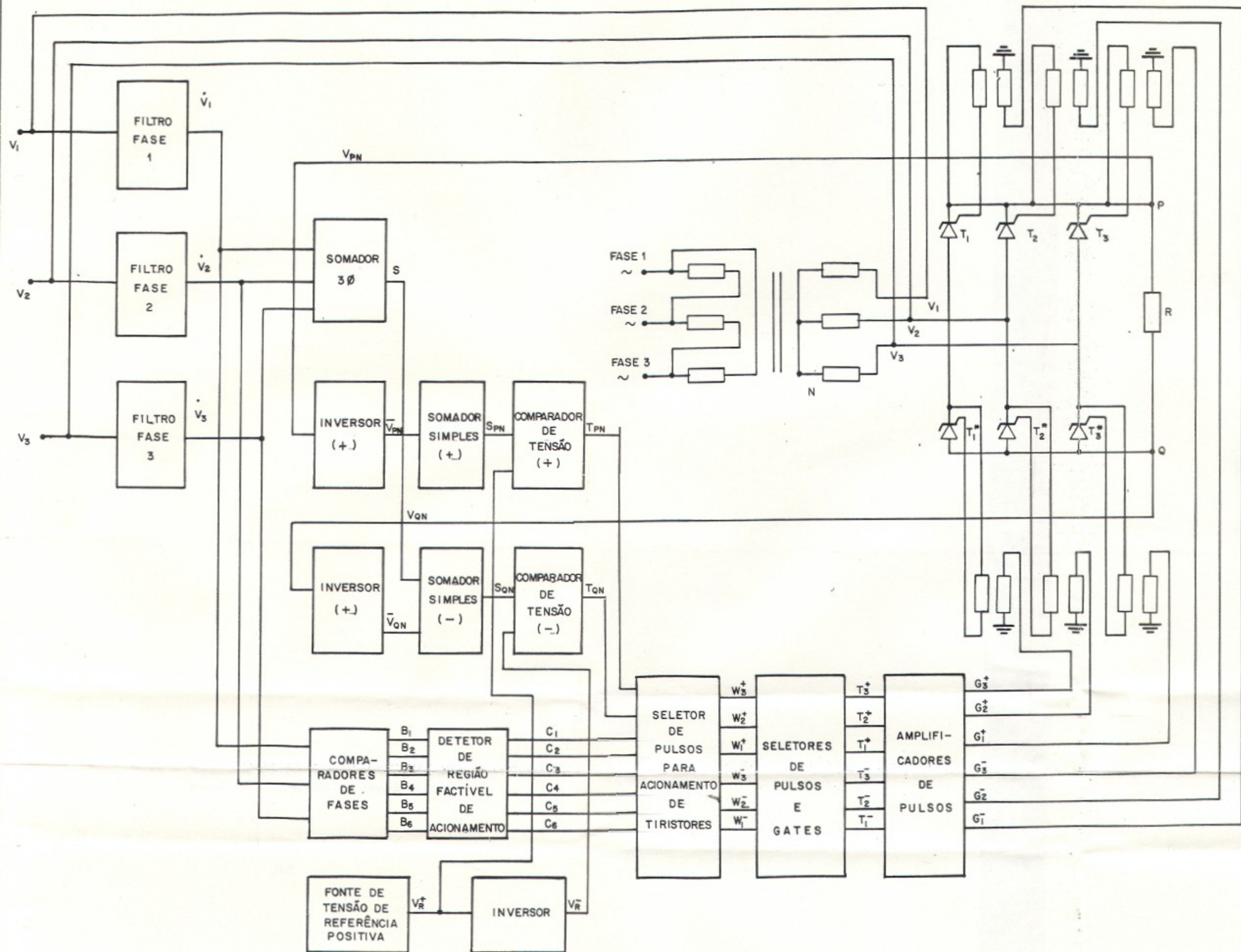
V.3) PROJETO II

Na tentativa de obter um controle mais preciso e estável, que fosse sensível também às quedas de tensões nos tiristores do retificador trifásico, foi desenvolvido um circuito de controle alternativo como mostra a figura V.13.

Sendo a filosofia de controle a mesma apresentada no cap.II e aplicada ao ProjetoI, muitas etapas desse processo de controle e circuito de controle, correspondentes, são iguais aos anteriormente apresentados. Nestas etapas dispensa-se comentários sendo os mesmos substituídos pelos seus diagramas descritivos e estudo dos seus sinais.



Fig. V.19 - Esquema do circuito de controle II
para acionamento da ponte trifásica



No segundo Projeto, como mostra a figura V.13, as amostragens das duas ondas temporizadoras são feitas a partir das tensões nos terminais "p" e "q" da carga, com referência ao neutro do secundário do transformador. As amostragens são simultaneamente invertidas e somadas com o sinal "Soma de Sinais" (5.1.2) pelos inversores e somadores simples, respectivamente. Dessa forma se tem, em cada saída dos somadores, uma onda temporizadora que carrega consigo uma informação com o mesmo teor das "Tensões de Controle"(2.3.5) utilizadas no Projeto anterior e descritas no capítulo II, porém, com a inovação de levar em consideração as diferentes quedas de tensões nos tiristores, fiação, etc..

Nesse circuito o exato momento de acionamento dos tiristores, dado pela interseção da onda temporizadora com uma tensão de referência é obtido por dois comparadores de tensões, ou seja comparador de tensão(+) e comparador de tensão(-), responsáveis pela temporização para o acionamento dos tiristores T_i^* e T_i , respectivamente.

O circuito mostra, somente, dois "Geradores de Pulsos", responsáveis pela produção dos pulsos de acionamentos referentes aos seis tiristores (suas saídas, Y_{pn} e Y_{qn} , carregam os sinais para o acionamento dos tiristores das três fases), esses mesmos sinais são modelados em forma de trem de pulsos pelos "Recortadores de Pulsos".

Um estágio para a identificação de fase e tiristor, realizado através de uma comparação dos sinais Y_{pn} e Y_{qn} com os do "Detetor de Região Factível de Acionamento" no "Seletor de Pulsos Para Acionamento de Tiristores", é necessário para identificarmos a qual tiristor está relacionado cada temporização, presente nos sinais de saída de cada comparador.

Nesse estágio de controle tem-se

selecionados por fase e tiristor as temporizações para o acionamento dos mesmos.

Os subsistemas denominados "Seletores de Pulsos e Tiristores" recebe das três fases os trens de pulsos para o acionamento dos tiristores , assim como os distribui aos devidos "Amplificadores de Pulsos"; levando em consideração a origem dos pulsos , mantendo as condições de acionamento dadas pelas expressões 2.3.3. e fornecendo aos tiristores um pulso de reforço na ocorrência do acionamento do seu complementar. Na sequência são descritos os subsistemas específicos desse Projeto II e indicados quais do Projeto I foram, no Projeto II, utilizados.

V.3.1) COMPARADORES DE FASES

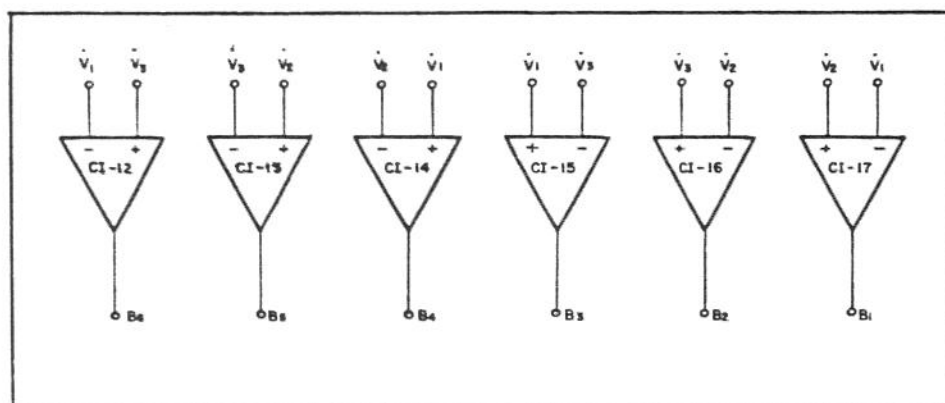


Fig. IV. 14 - Comparadores de Fases

No subsistema denominado "Comparadores de Fases" faz-se, combinatorialmente, comparações dos sinais de tensão das três fases de forma a obter, através de um sinal alto, a região em que cada uma das tensões de fases torna-se maior que a tensão de uma outra dada. Os sinais de saída, B_1 , B_2 , B_3 , B_4 , B_5 e B_6 , são idênticos aos sinais B_1 , B_2 , B_3 , B_4 , B_5 e B_6 do "Pulsador em 0" (5.1.4), mostradas na figura V.7.

V.3.2) DETETOR DE REGIÃO FACTÍVEL DE ACIONAMENTO

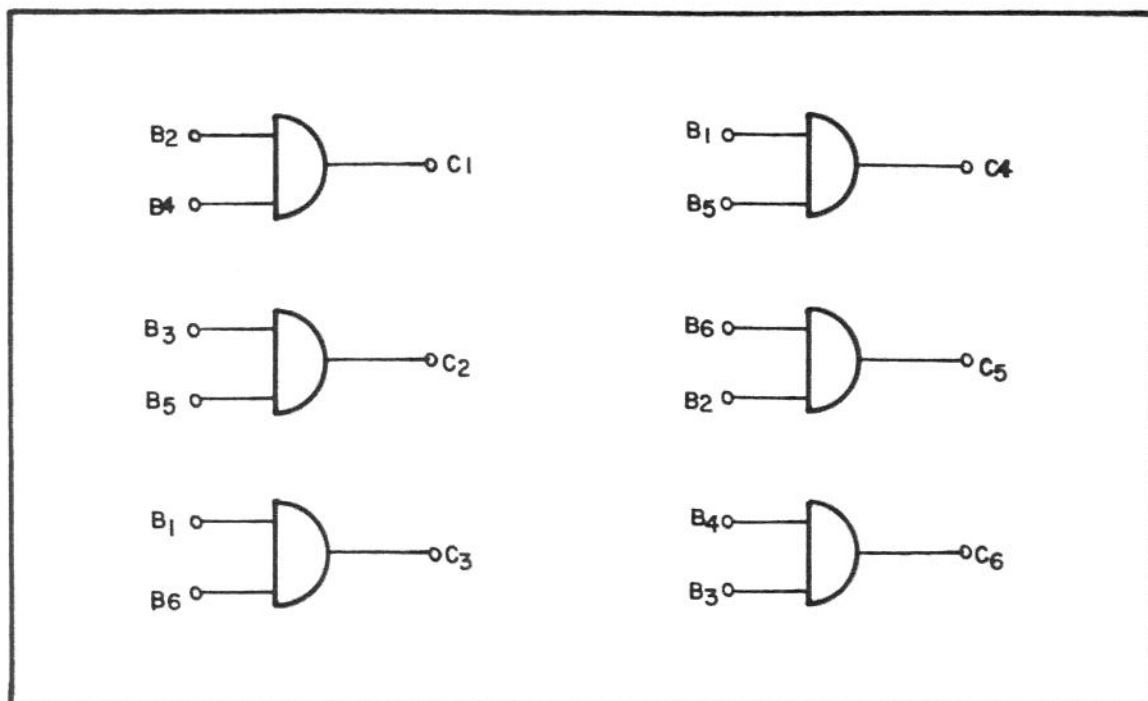


Fig. V.15 - Detetor de Região Factível de Acionamento.

O "Detetor de Região Factível de Acionamento" tem uma fundamental importância para assegurar a condição $|dV/dt| < 0$.

A partir de uma determinada combinação dos sinais de saída dos "Comparadores de Fases", B_1 , B_2 , B_3 , B_4 , B_5 , identifica-se a partir de um sinal alto a região de derivada negativa existente nas tensões das três fases.

Suas saídas são idênticas as saídas C_1 , C_2 , C_3 , C_4 , C_5 , C_6 , do "Pulsador em 0" (5.1.4), mostradas na fig.V.7.

V.3.3) SELETOR DE PULSOS PARA ACIONAMENTO DE TIRISTORES

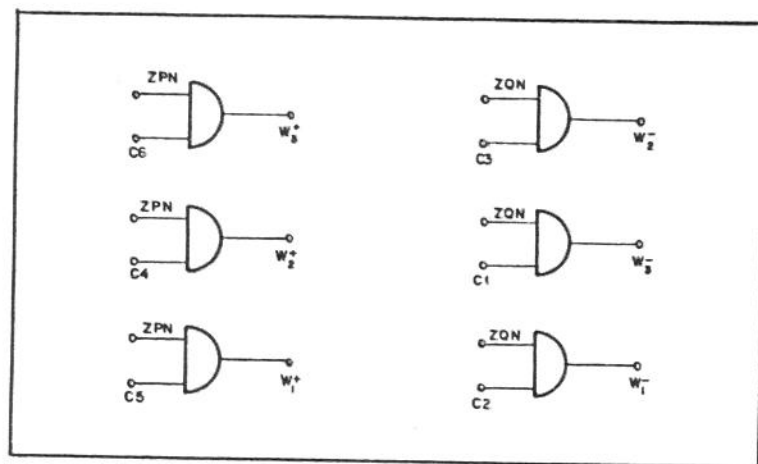


Fig. V.16 - Seletor de Pulsos Para
Acionamento de Tiristores

O estágio de controle, ora apresentado, seleciona individualmente - a partir dos conjuntos de três pulsos de acionamentos concentrados numa mesma onda, Z_{pn} ou Z_{qn} - os pulsos que acionam tiristores. Os seis pulsos que integram as saídas Z_{pn} e Z_{qn} passam a formar um conjunto de seis sinais independentes podendo, cada um agora, acionar exclusivamente o seu tiristor correspondente no instante determinado pela interseção da onda cossenoidal.

V.3.4) FILTROS DE TENSÕES E SOMADORES TRIFÁSICO.

A estrutura desses dispositivos de controle, bem como seus sinais, são idênticas as descritas anteriormente no Projeto I.

V.3.5) INVERSORES

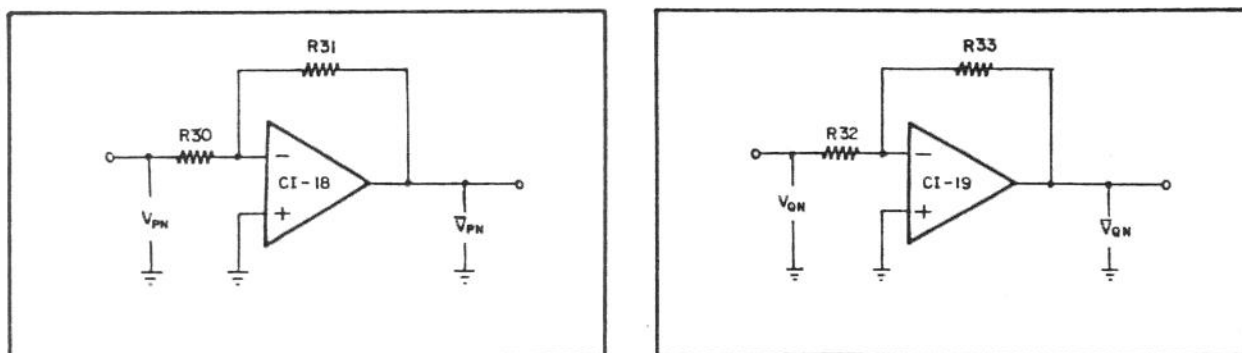


Fig. IV. 17 - Inversor(+), Inversor(-)

V.3.6) SOMADORES SIMPLES

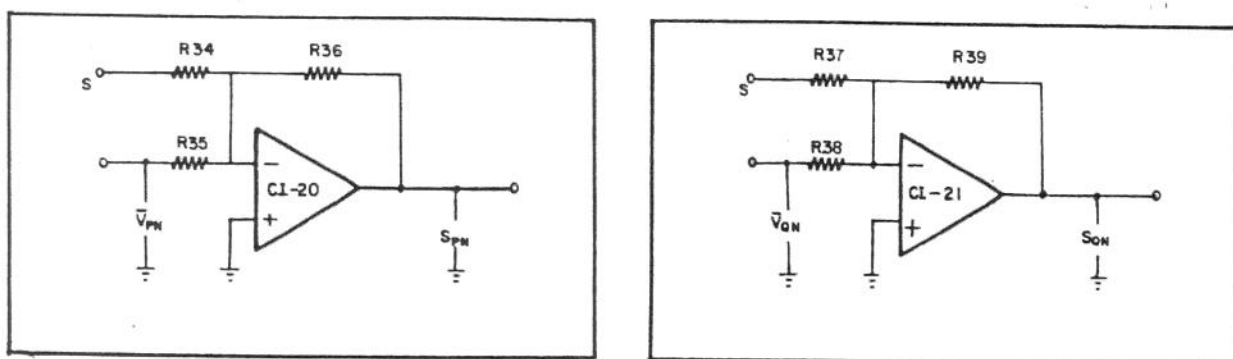


Fig. IV. 18 - Somador Simples (+),
Somador Simples (-)

V.3.7) COMPARADORES DE TENSÃO

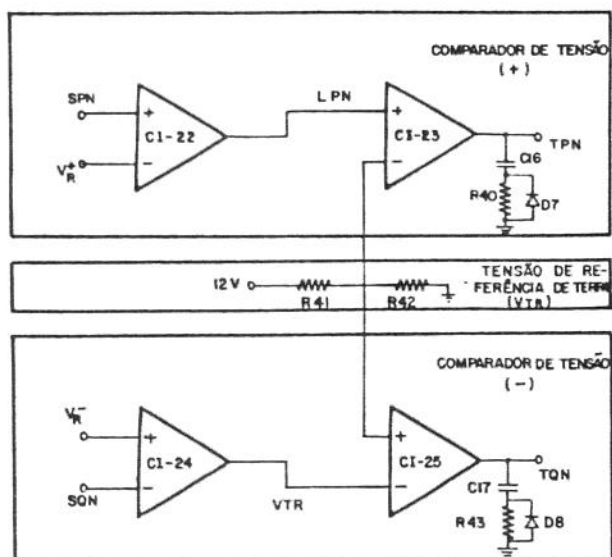


Fig. IV.19 - Comparadores de Tensões

V.3.8) SELETORES DE PULSOS E GATES - AMPLIFICADORES DE PULSOS

Esses subsistemas já foram descritos e analisados no Projeto de controle I, na "Unidade de Gatilho" (5.1.6), nesse mesmo capítulo.

V.4) ANÁLISE DE SINAIS

Neste tópico é realizada uma análise dos sinais envolvidos na geração dos pulsos para acionamento dos tiristores quando utiliza-se Projeto II.

Como as amostragens das ondas temporizadoras são registradas nos terminais "p" e "q" da carga com respeito ao neutro do secundário do transformador e as mesmas correspondem às tensões retificadas, a forma da onda temporizadora variará conforme o ângulo de acionamento dos tiristores.

Faz-se a análise para uma onda temporizadora com um ângulo de condução $\theta = 45^\circ$. Essa análise estende-se a todos os ângulos de uma extensa faixa angular para θ de 0 a $\frac{\pi}{2}$.

Como a análise é feita com as tensões de fases equilibradas, a saída no somador trifásico é nula.

V.4.1) INVERSORES E SOMADORES SIMPLES

As saídas nos somadores simples(+) e simples(-) para $\theta = 45^\circ$ e fases equilibradas são :

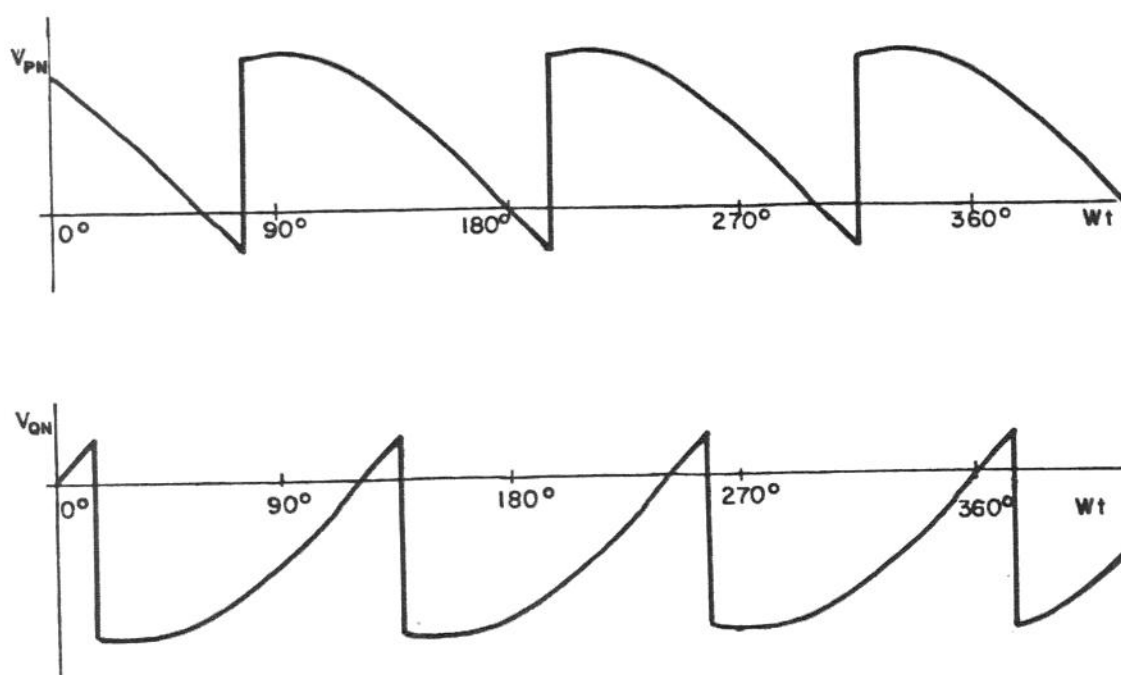


Fig. V. 20 - Sinais de saída dos Somadores
Simplex(+) e Simplex(-)

V.4.2) COMPARADORES DE TENSÃO(+) E TENSÃO(-)

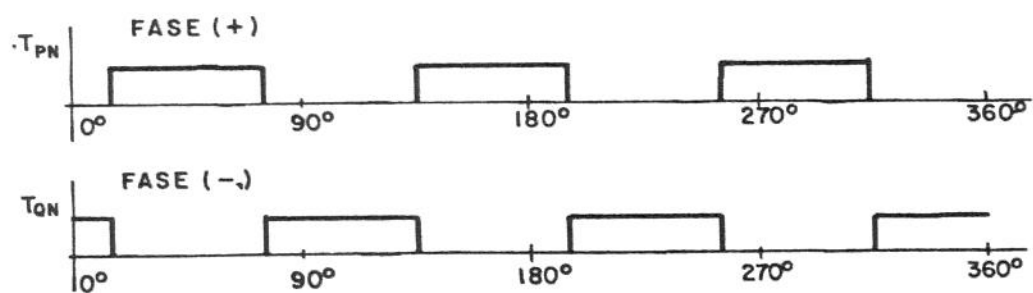


Fig. V. 21 - Sinais de saída nos Comparadores
de Tensão(+) e Tensão(-)

V.4.3) GERADORES DE PULSO(+) E PULSO(-)

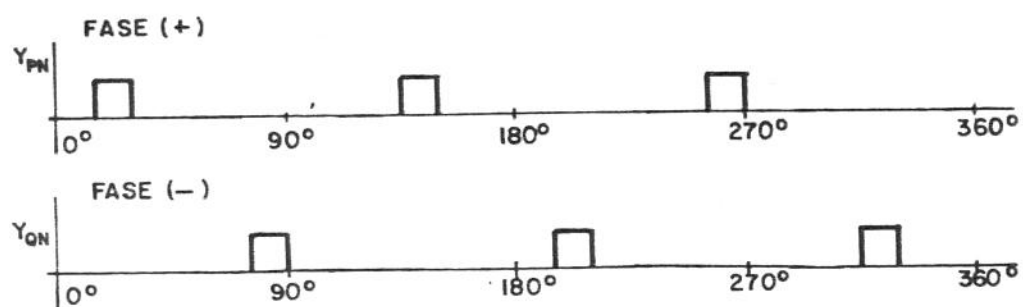


Fig. V. 21 - Sinais de Saída no gerador de Pulso(+) e Pulso(-)

V.4.4) RECORTADORES DE PULSO(+) E PULSO(-)

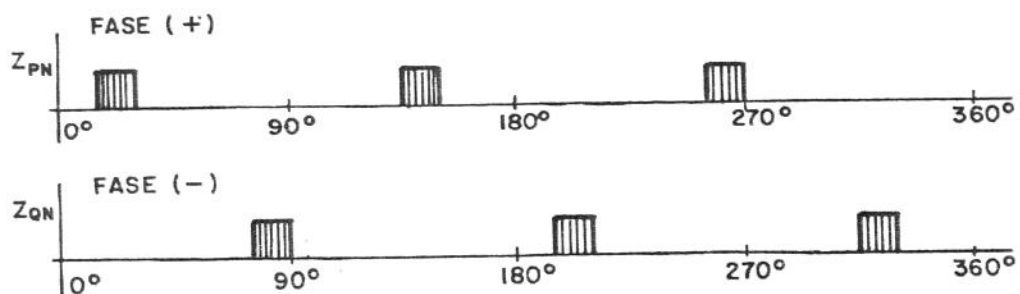


Fig. V. 22 - Sinais de Saída nos Recortadores de Pulso(+) e Pulso(+).

V.4.5) COMPARADORES DE FASES

Idênticas as saídas B_1 , B_2 , B_3 , B_4 , B_5 , B_6 , descritas na fig.V.7.

V.4.6) DETETOR DE REGIÃO FACTÍVEL DE ACIONAMENTO

Idênticas as saídas C_1 , C_2 , C_3 , C_4 , C_5 , C_6 , descritas na fig.V.7.

V.4.7) SELETOR DE PULSOS PARA ACIONAMENTO DE TIRISTORES

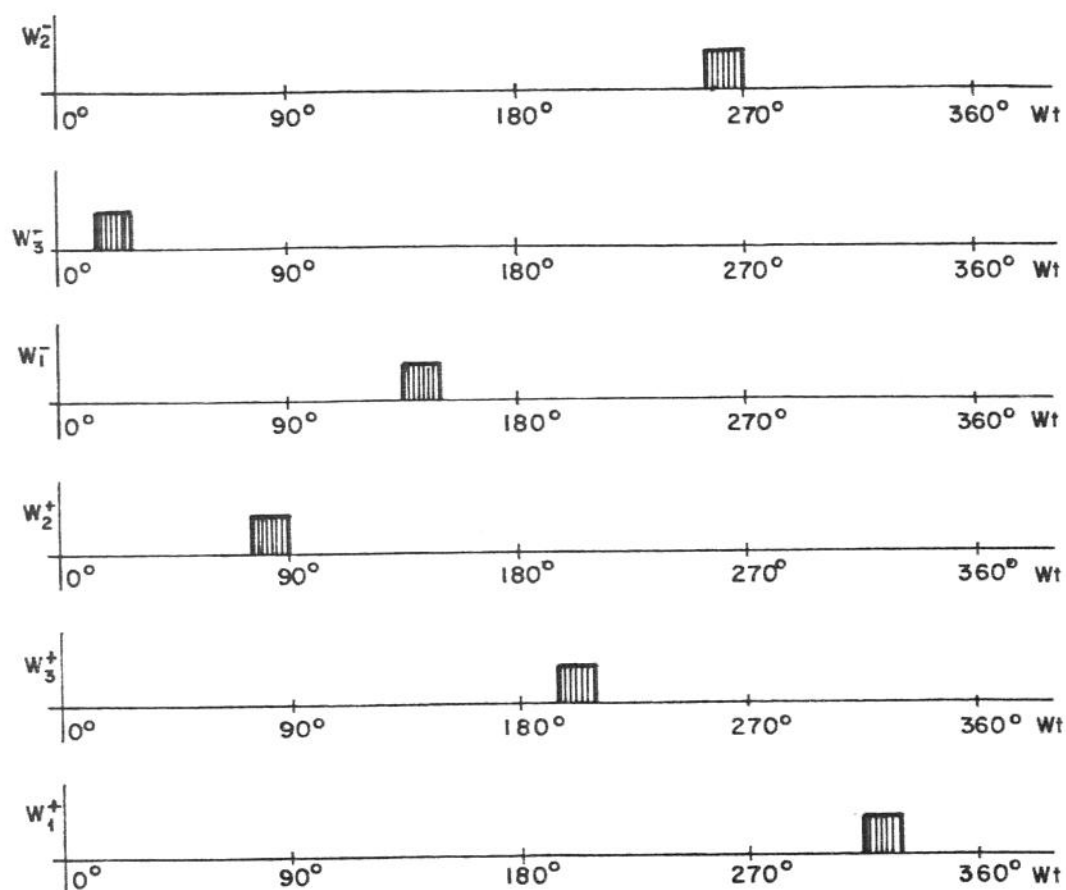


Fig. V.23 - Sinais de saída do Seletor de Pulsos
Para Acionamento de Tiristores

V.4.8) SELETORES DE PULSOS E GATES

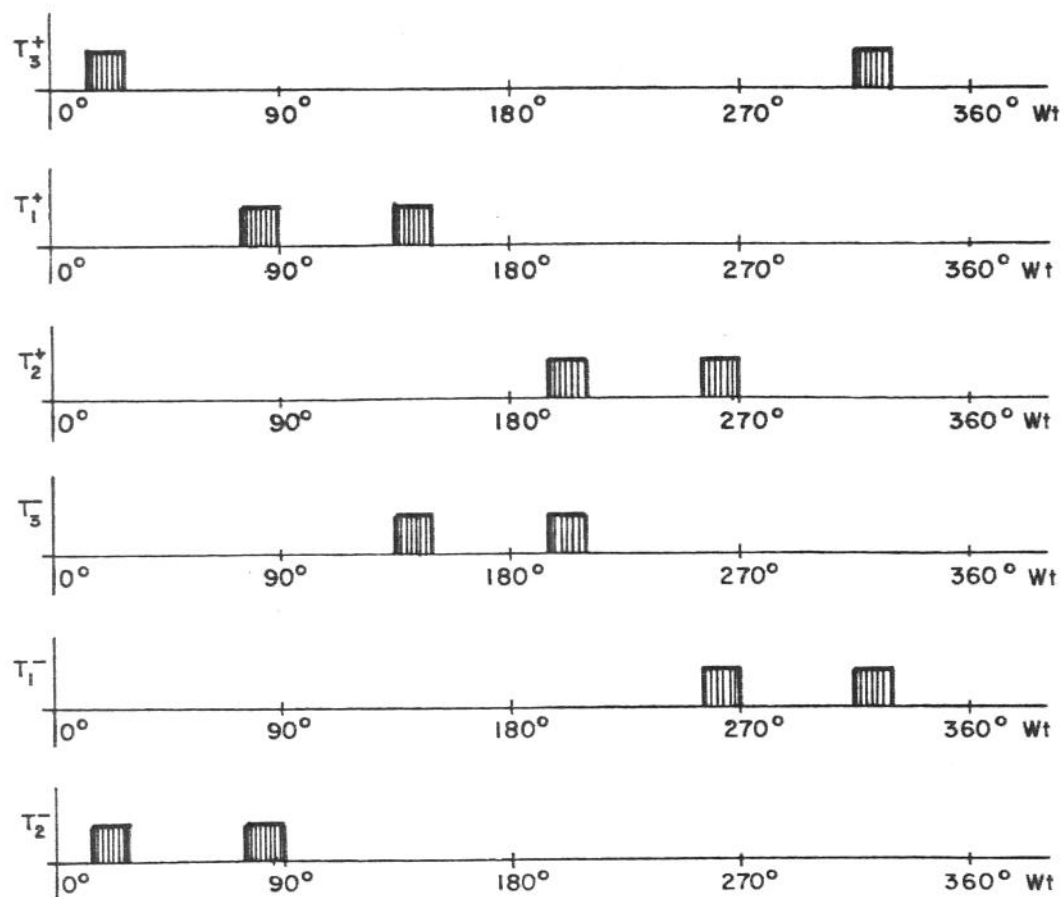


Fig. V. 24- Seletores de Pulsos e Gates

CAPÍTULO VI

RESULTADOS EXPERIMENTAIS

VI.1) INTRODUÇÃO

Neste capítulo são apresentados os resultados obtidos a partir da montagem em laboratório de um retificador trifásico e dos circuitos de controle já apresentados.

As medidas referem-se à variação da tensão média retificada e "ripple" de corrente ambas tomadas para uma tensão de referência $V_R = 0,80$ e $V_R = 0,50$. Cada gráfico é composto de três curvas que referem-se às variações relativas da tensão na fase 1, ou seja $\epsilon_1 = 0,00$, $\epsilon_1 = 0,10$, $\epsilon_1 = 0,20$. Em ambos gráficos as abscissas são a variação relativa da tensão na fase 2; a fase 3 foi mantida em seu valor nominal. As variações relativas das tensões nas fases 1 e 2 foram calculadas tomando-se como base o valor nominal da fase 3.

Para se obter os desequilíbrios nas fases na entrada do retificador foram alterados, através de manejo em auto-transformadores, as tensões no primário do transformador que alimenta o retificador trifásico.

Foram feitos três ensaios, obtendo-se resultados para o controle utilizando ondas temporizadoras diferentes :

- No primeiro utilizou-se as amostragens do secundário do transformador.
- No segundo utilizou-se "Tensões de Controle".

- No terceiro utilizou-se a tensão retificada instantânea do conversor.

O primeiro e segundo ensaio foram realizados utilizando-se o Projeto I, para o terceiro ensaio utilizou-se o Projeto II, ambos descritos no capítulo V.

VI.2) CIRCUITO DE POTÊNCIA.

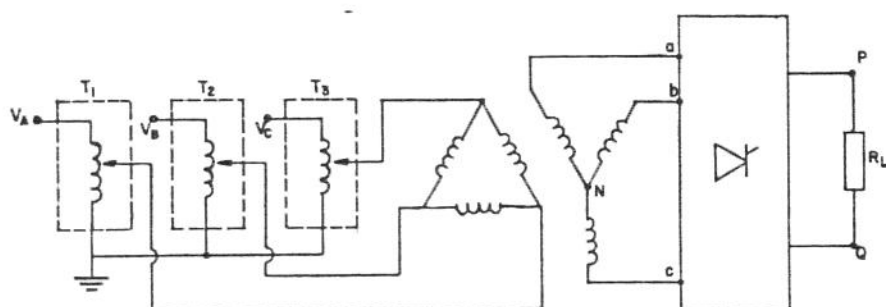


Fig. VI.1 - Circuito de Potência

O circuito de potência utilizado pode ser visualizado a partir da fig.VI.1. Compõe-se de três auto-transformadores monofásicos (T_1 , T_2 , T_3) com as entradas ligadas em Y (aterrado) e alimentadas pela rede, suas saídas são conectadas em um transformador trifásico com o primário ligado em Δ e secundário em Y. O conversor é um retificador trifásico de seis pulsos totalmente controlado, montado com tiristores do tipo TIC 216-N. A carga RL utilizada tem valores de $R = 1,998$ e $L = 42.4$ mH. O valor da tensão de fase-neutro nominal no secundário do transformador é de 4.04 V (RMS).

VI.3) RESULTADOS UTILIZANDO O PROJETO I

VI.3.1) ANÁLISE DA VARIAÇÃO DA TENSÃO MÉDIA PARA VARIAÇÃO TRIFÁSICA

A fig. VI.2 apresenta a variação no valor médio da tensão retificada quando as três fases de alimentação do retificador são simultaneamente alteradas. Cada curva está relacionada a um valor de tensão de referência V_R , foram plotadas três, $V = 0,97$, $V = 0,80$, $V = 0,50$. A abscissa desse gráfico corresponde às variações relativas do valor RMS das três fases, tomando-se como base o valor RMS nominal 4,04. As maiores variações ocorrem para $\epsilon = 0,20$ e são de $-0,0019$ quando $V = 0,50$, $0,0029$ quando $V = 0,80$. Esses valores são inteiramente aceitáveis, estando bem próximo à precisão das medidas efetuadas.

TRÊS FASES VARIAM SIMULTANEAMENTE

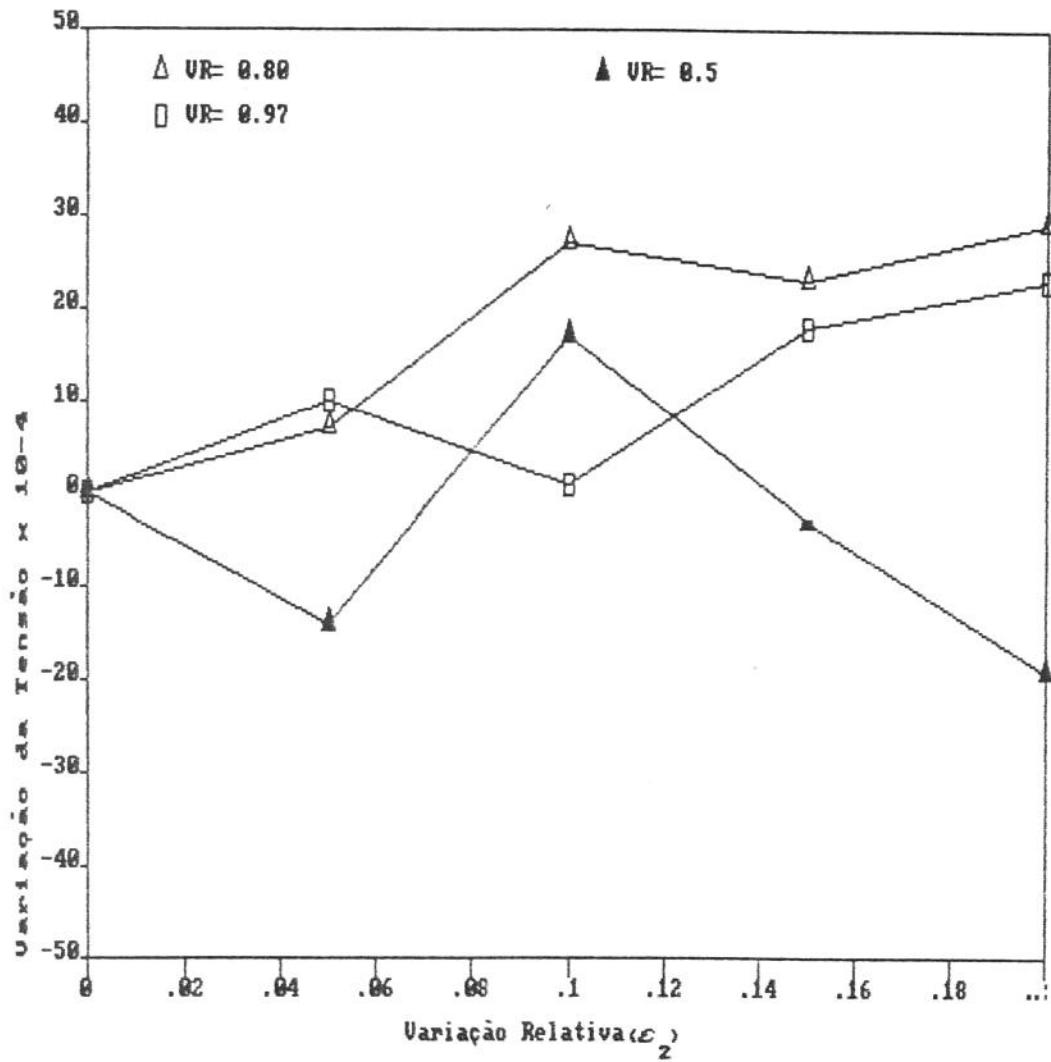


Fig. VI.9 - Variação de tensão para
variação 3ϕ - projeto 1

VI.3.2) ENSAIO 1.

As figuras VI.3 a VI.6 apresentam os resultados para a variação do valor médio da tensão retificada e "ripple" de corrente, obtidos utilizando o Projeto I com tensões do secundário do transformador como ondas temporizadoras dos pulsos de acionamento dos tiristores.

As três curvas presentes nos gráficos correspondem a análise do comportamento dos parâmetros em questão, quando a fase 1 assume a configuração de equilíbrio ($\epsilon_1 = 0,00$) e de desequilíbrios ($\epsilon_1 = 0,10$, $\epsilon_1 = 0,20$).

Das figs. VI.3 e VI.4 vê-se que os resultados obtidos para a variação da tensão média, considerando seus módulos, situam-se dentro de uma faixa que é inferior a da implementação numérica (fig.IV.2 e IV.3). Considerando a fig.VI.9 as máximas variações ocorrem quando $\epsilon_2 = 0,20$ e são de $-0,0055$ quando $\epsilon_1 = 0,00$, $0,0080$ quando $\epsilon_2 = 0,20$. Se considerarmos para análise a região até $\epsilon_1 = \epsilon_2 = 0,10$ a máxima variação da tensão média, alcançada, é de $0,0050$.

A faixa em que situam-se os resultados para o "ripple" de corrente, na fig.VI.5, é de 224×10^{-5} a 316×10^{-5} que difere da encontrada na simulação numérica de um fator próximo a $0,5$. As diferenças nos valores do "ripple" são compreensíveis, pois além dos erros provenientes das precisões de R, L e aparelho de medida, acresce que, na implementação numérica considera-se a relação $R/WL \ll 1$.

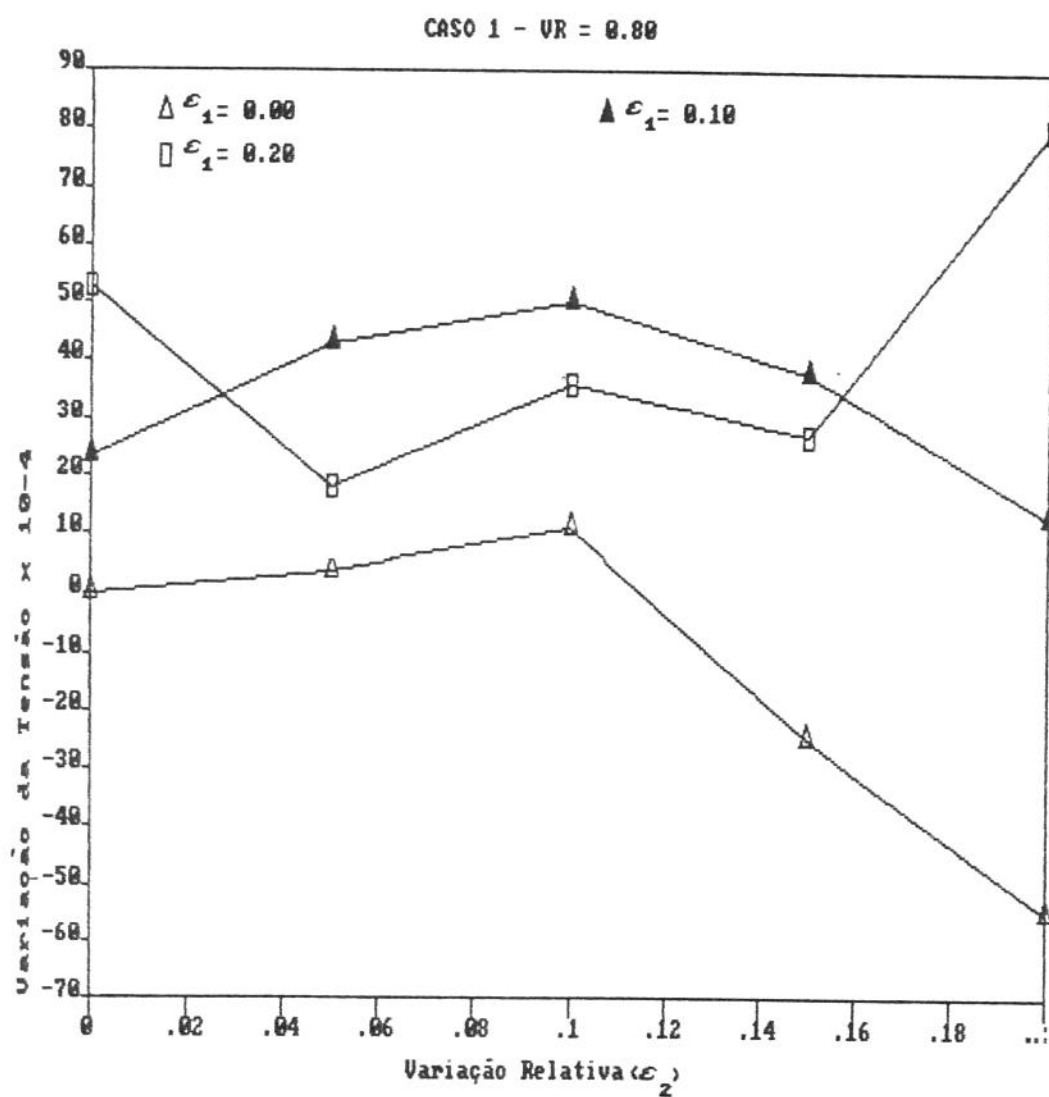


Fig. VI.9 - Variação de Tensão - Ensaio 1
 $V_R = 0.80$

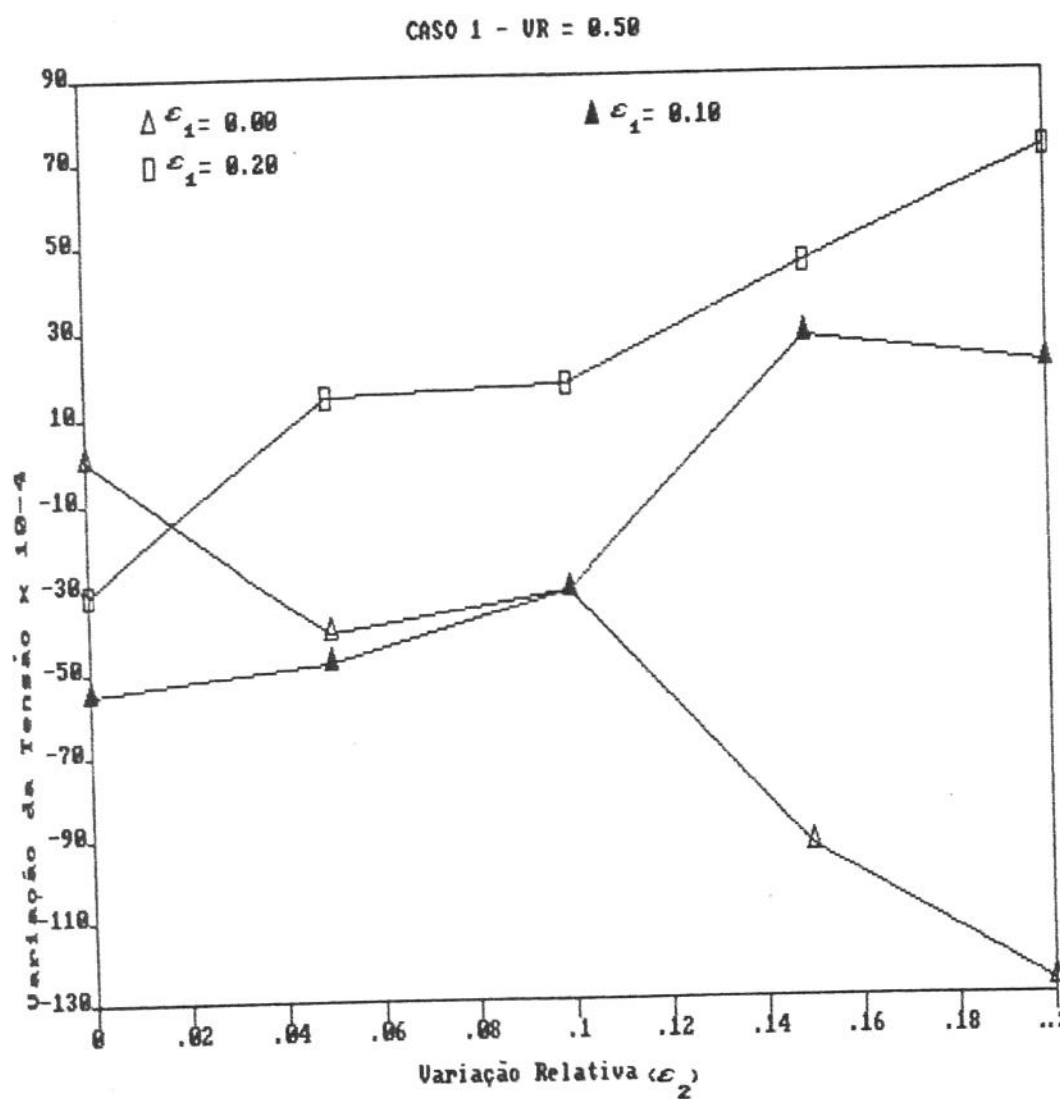


Fig. VI.4 - Variação de Tensão - Ensaio 1
 $V_R = 0.50$

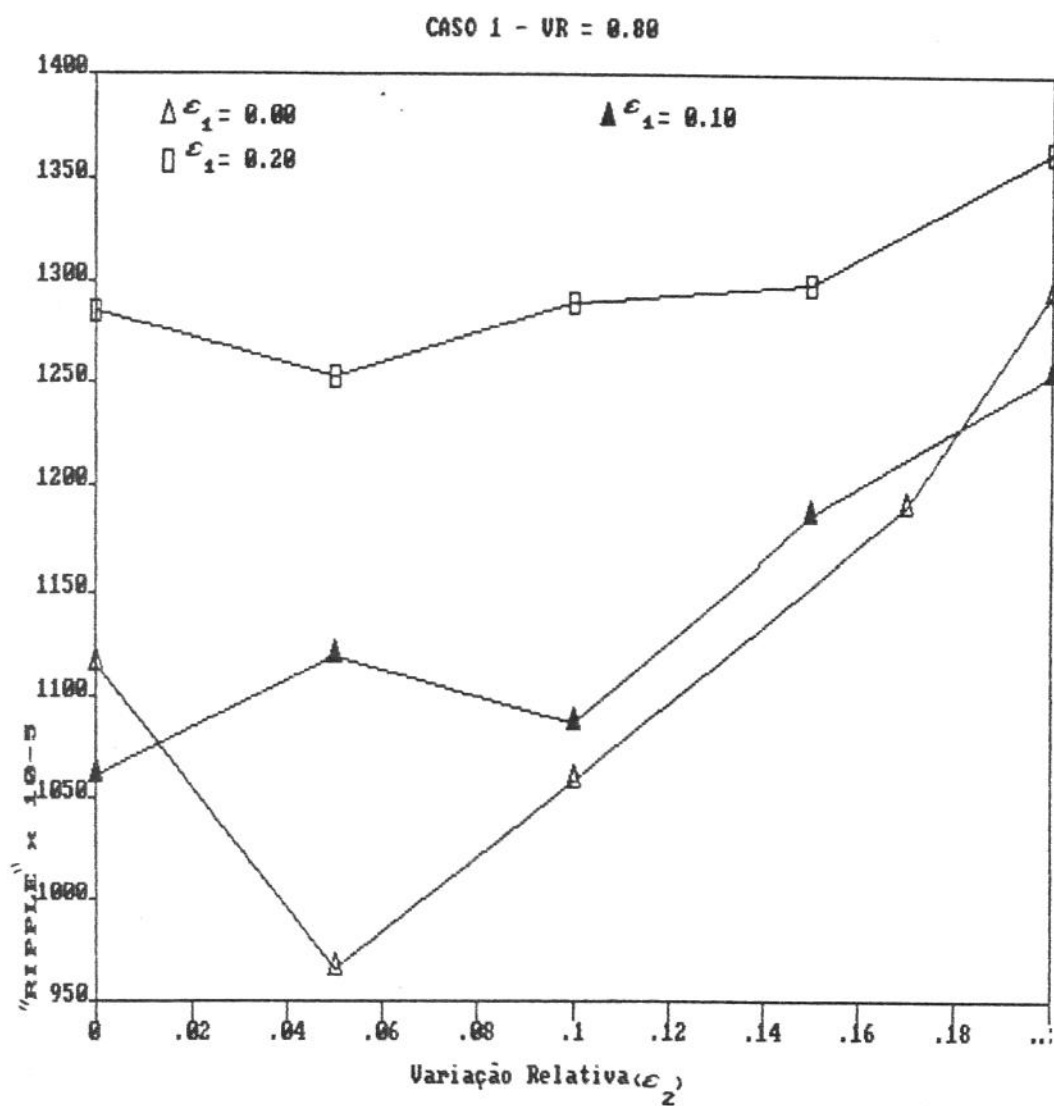


Fig. VI.5 - "Ripple" de Corrente - Ensaio 1
 $V_R = 0.80$.

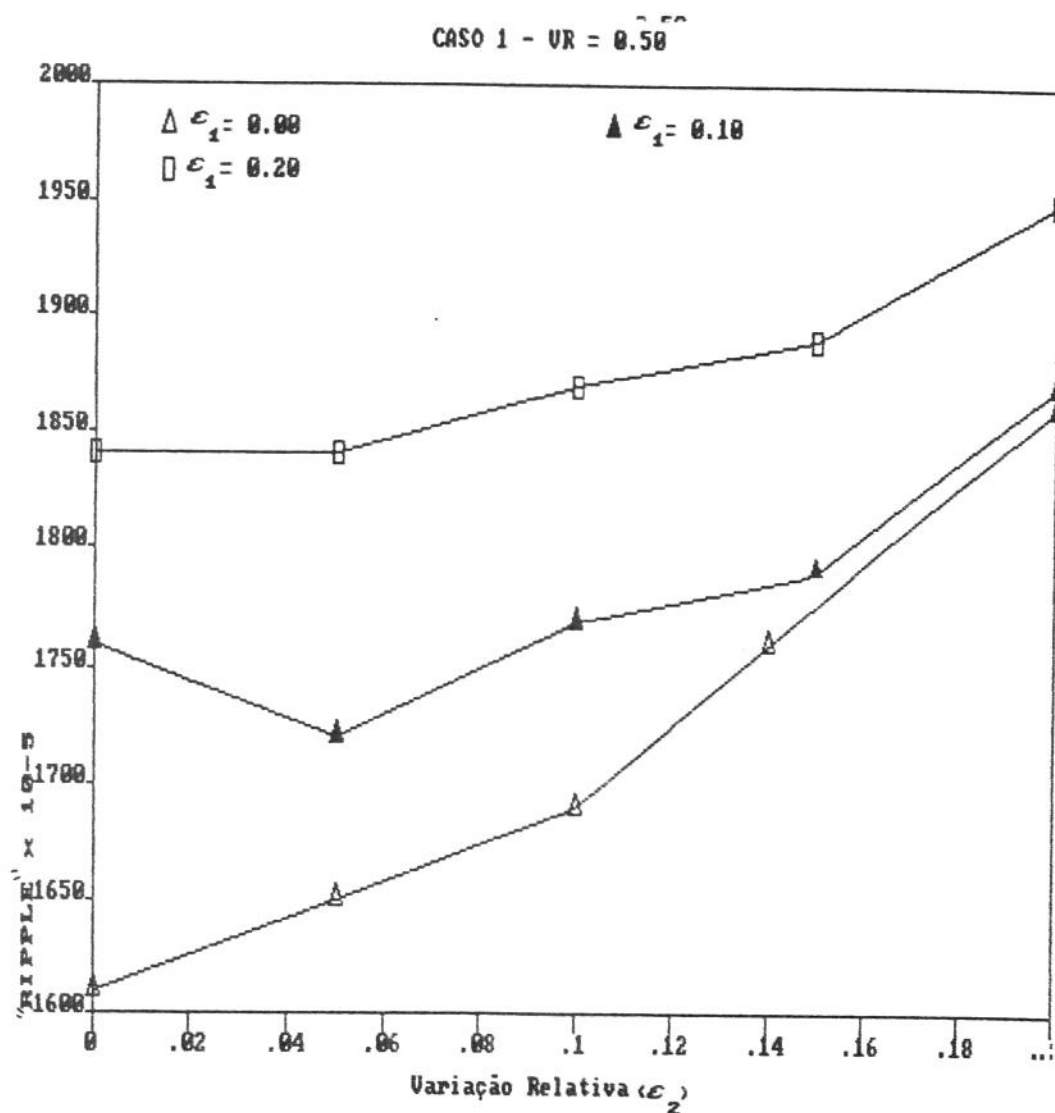


Fig. VI.6 - "Ripple" de Corrente - Ensaio 1
 $V_R = 0,50$.

VI.3.3) ENSAIO 2

As figuras VI.7 a VI.10 mostram os resultados obtidos com o Projeto 1 quando utilizamos as "Tensões de Controle" (2.3.5) como onda temporizadora dos pulsos de acionamento dos tiristores.

Para se obter experimentalmente "Tensões de Controle", é necessário implementarmos um somador trifásico para somarmos instantaneamente as amostragens das tensões do secundário do transformador. A obtenção desse somador em laboratório foi possível utilizando-se um amp. op. 308-H. Deve-se ressaltar que os resultados da soma por ele efetuado são da ordem de 100mV (p-p) para situação de desequilíbrio entre fases da ordem de 20%. Os resultados para o "ripple" de corrente não alteram-se significativamente quando comparados com os obtidos no ensaio 1.

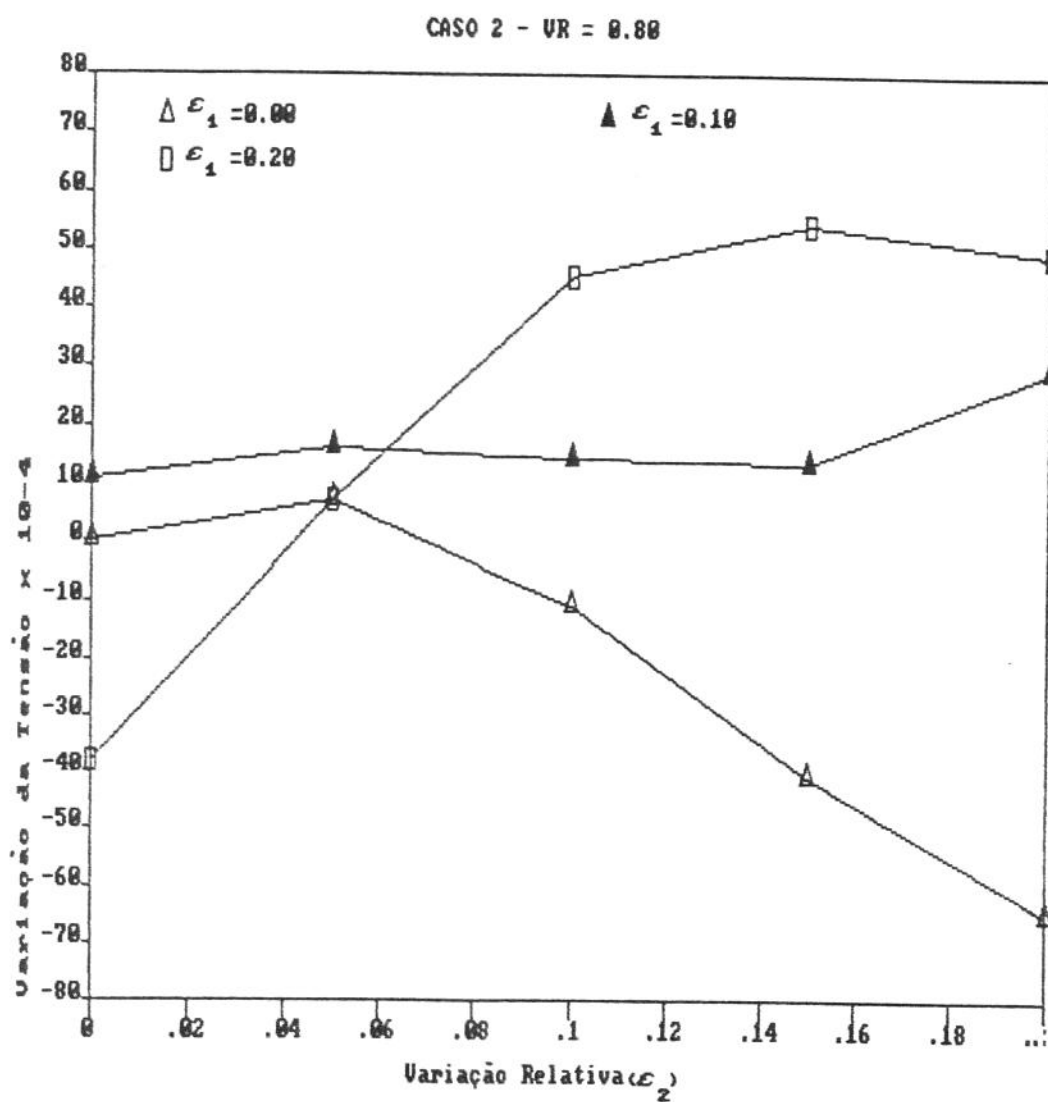


Fig. VI.7 - Variação de Tensão - Ensaio 2
 $V_R = 0.80$

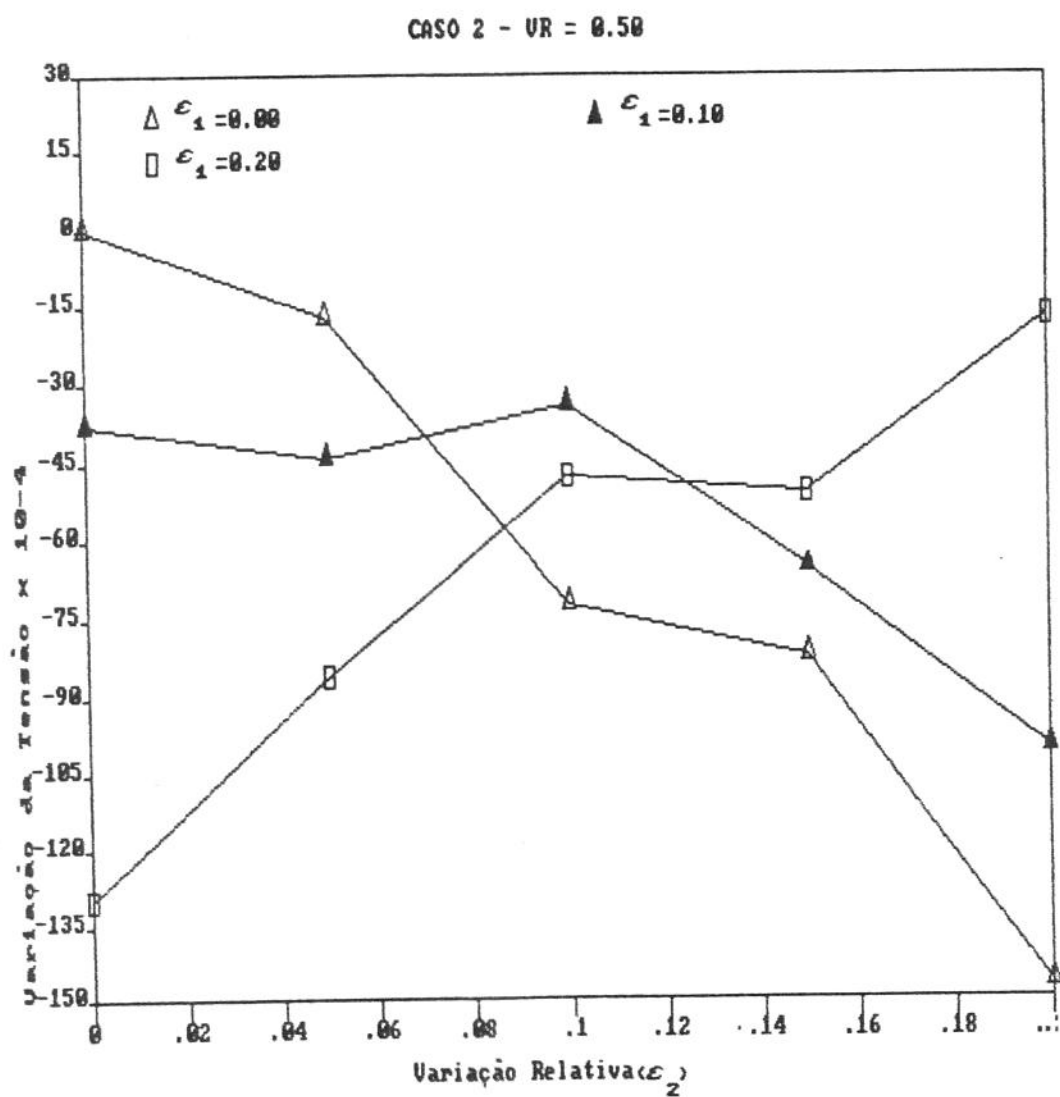


Fig. VI.8 - Variação de Tensão - Ensaio 2
 $V_R = 0.50$

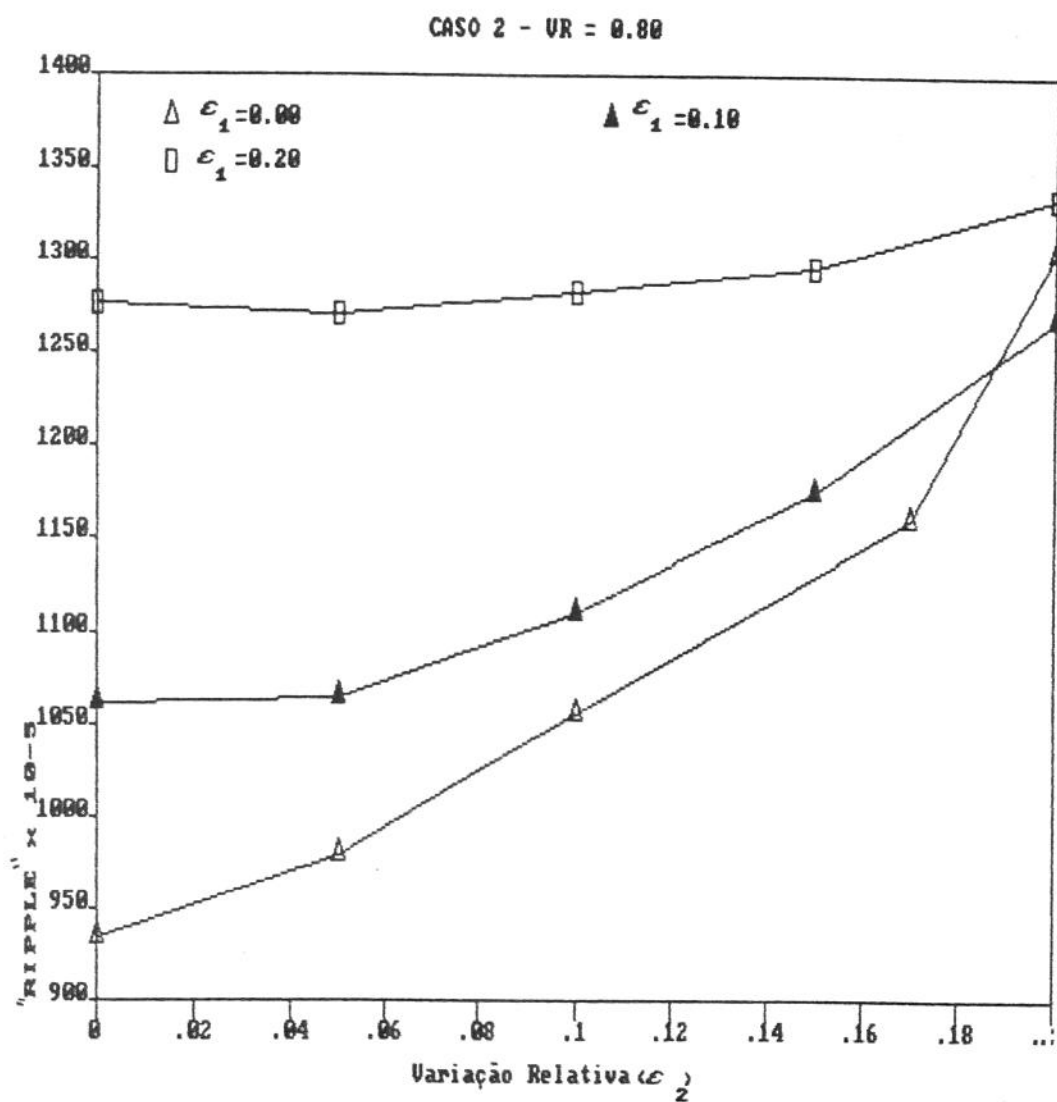


Fig. VI.9 - "Ripple" de corrente - Ensaio 2
 $V_R = 0.80$

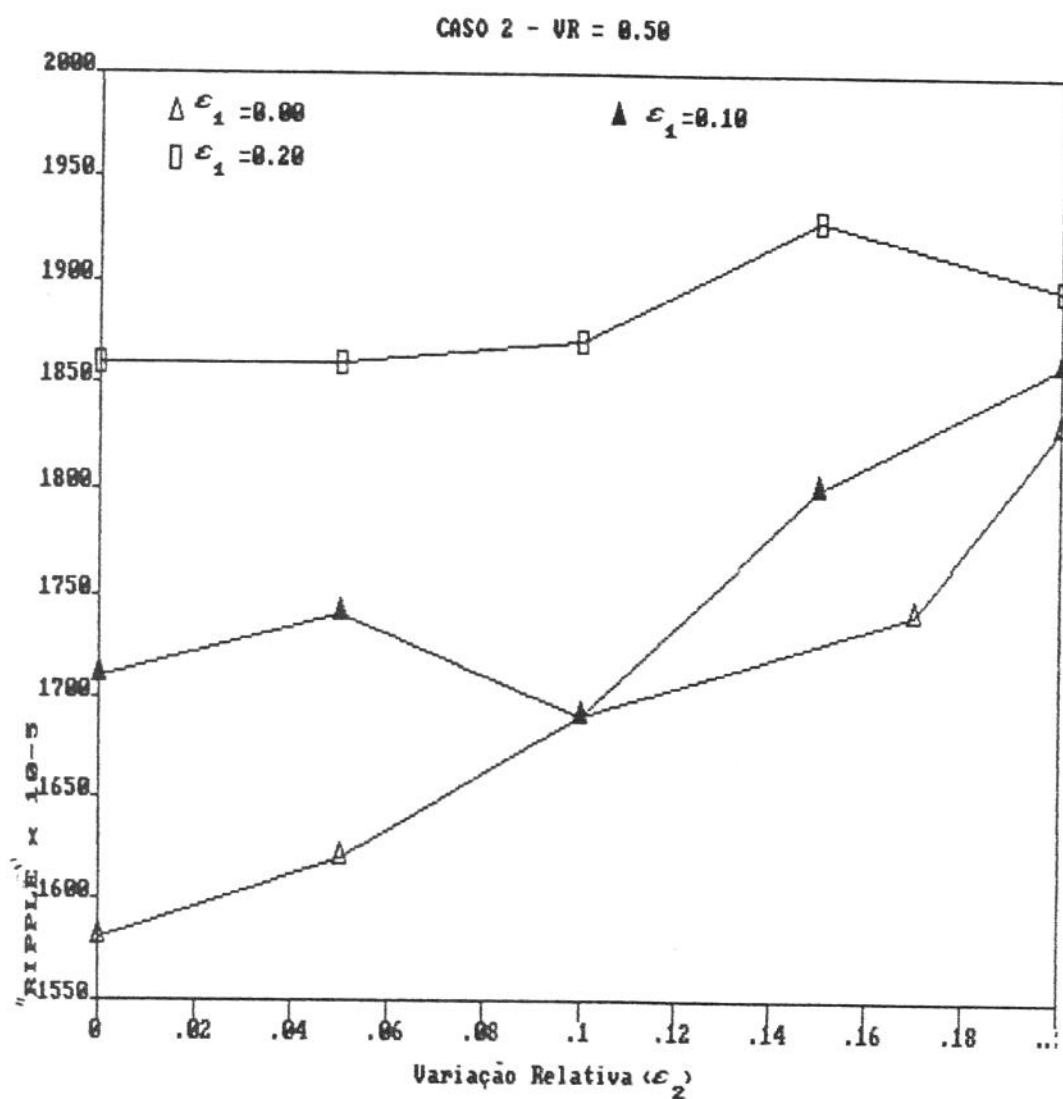


Fig. VI.10 - "Ripple" de corrente - Ensaio 2
 $V_R = 0.50$

VI.4) RESULTADOS UTILIZANDO O PROJETO II

VI.4.1) ANÁLISE DA VARIAÇÃO DA TENSÃO MÉDIA PARA VARIAÇÃO TRIFÁSICA

A fig. VI.11 apresenta os resultados para a variação do valor médio da tensão retificada quando as três fases são simultaneamente alteradas, o procedimento para obtenção desses resultados é o mesmo adotado com o Projeto I (fig.VI.2).

Os máximos valores obtidos são de 0,188 ($\epsilon_{1,2,3} = 0,20$, $V_R = 0,80$) e $-0,0172$ ($\epsilon_{1,2,3} = 0,20$, $V_R = 0,50$), mesmo considerando para a análise a região de desequilíbrios até 0,10 para $\epsilon_{1,2,3}$ vê-se que os valores máximos de variação da tensão média é da ordem de $\pm 0,01$. Esse valor é considerado alto para o tipo de variação ocorrido nas fases, ele evidencia um desempenho indesejável para o Projeto II.

VI.4.2) ENSAIO 3

Com o Projeto II obtém-se resultados para a variação da tensão média retificada que situam-se numa faixa de 0 a 0,0138 quando ocorrem variações nas fases na alimentação do retificador de até 20%, tomando-se como base o valor RMS da tensão nominal. Esses valores são apresentados na fig. VI-12; muito embora a motivação para a montagem experimental desse circuito tenha sido a de se obter um controle da tensão média com uma estabilidade melhor que a obtida com o Projeto I - pois se faz um controle pulso a pulso a partir da tensão retificada instantânea - encontra-se resultados médios com precisões inferiores.

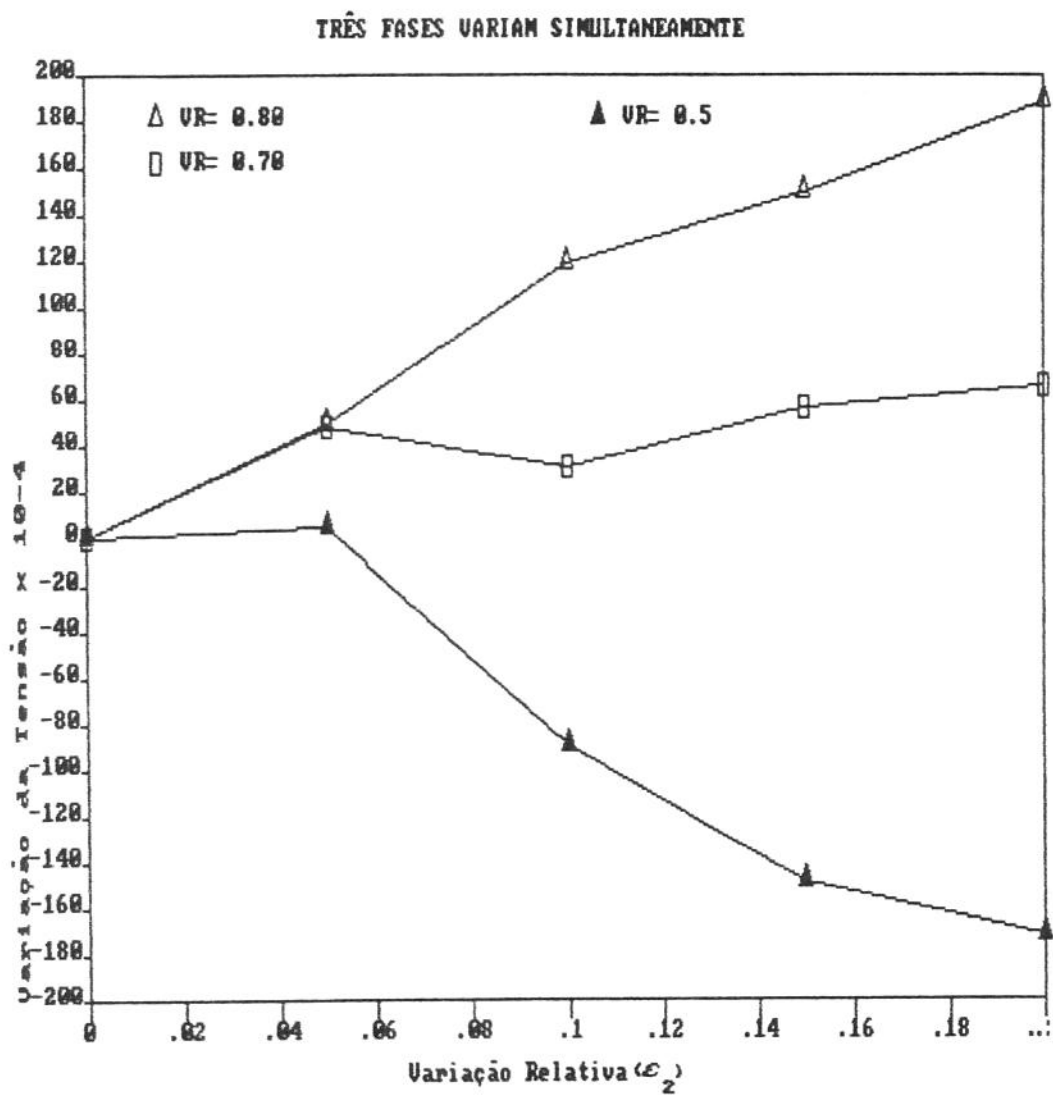


Fig. VI.11 - Variação de Tensão para
variação 3 ϕ - projeto 2

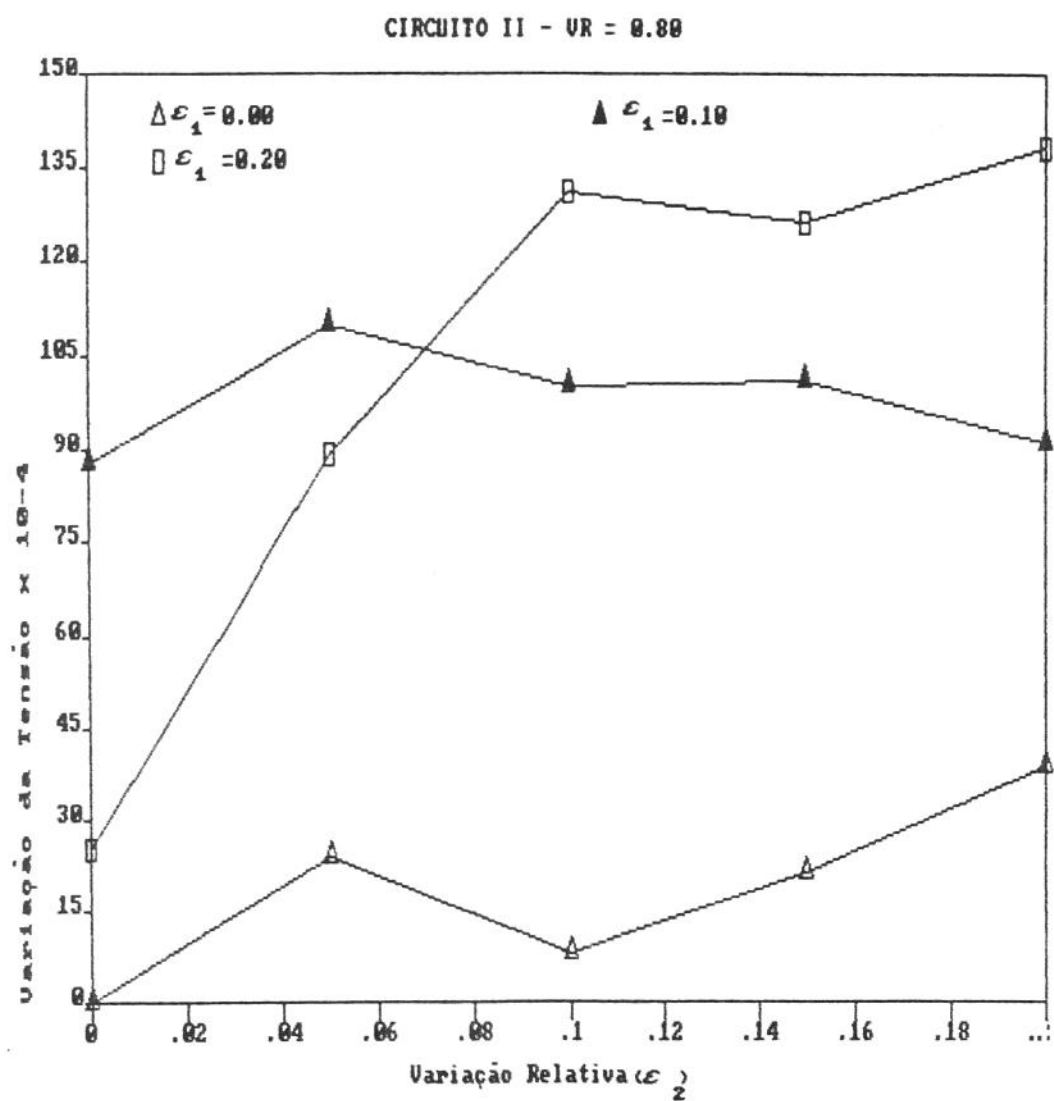


Fig. VI. 12 - Variação da Tensão - ensaio 3

VI.5) COMPORTAMENTO DO CIRCUITO PARA VARIAÇÕES RÁPIDAS NA REDE.

A análise quantitativa do desempenho dos circuitos de controle frente às variações rápidas na rede não foi possível apresentar, devido às limitações dos equipamentos do laboratório em simular tais variações e quantificá-las. A única possível foi a qualitativa, obtida variando-se um dos auto-transformadores rapidamente em limites supostos de 20% do valor RMS de tensão nominal. Os resultados averiguados para as variações da tensão média mostram-se compatíveis aos apresentados anteriormente nesse capítulo.

CAPÍTULO VII

CONCLUSÃO

Muitos trabalhos têm sido publicados [2],[3],[4],[11] de forma a apresentar as mais recentes tecnologias visando obter fontes de correntes, de alta estabilidade, para aceleradores circulares de elétrons.

Este trabalho pretendeu mostrar uma outra abordagem, alternativa, para o controle da corrente DC na qual dividimos o processo de controle de correntes com alta estabilidade em duas partes: uma que aborda o controle de corrente focalizando a atenção para as variações de tensões rápidas ocorridas na alimentação e outra que focaliza a atenção para as variações lentas - em geral devidas às variações de temperatura na carga. O trabalho voltou a atenção para o primeiro caso. A estabilidade aceita para o primeiro estágio de controle situa-se em torno de $\pm 0.5\%$ para variações na rede em torno de $\pm 10\%$.

Basicamente, o trabalho abordou o controle de pulsos de acionamentos de tiristores através da interseção da onda cossenoidal, apresentando uma alternativa, para melhoramento da onda temporizadora dos pulsos. Essa técnica fornece uma estabilidade para a tensão média retificada dez vezes melhor que o processo convencional. A tentativa de implementação desse controle em laboratório com circuitos analógicos mostrou-se ineficiente - quando se almeja estabilidades da ordem de 0.05% -, devido às grandezas envolvidas no processo de modelagem da "Tensão de Contrôlo" serem, provavelmente, muito próximas aos valores das harmônicas presentes nas tensões de fase que

alimentam o conversor. Outros fatores tais como precisão da fonte de referência, o processo de filtragem das ondas e os comparadores de tensões contribuíram para isso.

Soma, no entanto, ao resultado final dessa pesquisa uma contribuição - na medida que apresentamos uma abordagem que envolve estudo teórico, implementação numérica e montagens experimentais - na qual se encara o problema de controlar correntes com alta estabilidade, analisando-o por partes. Além disso, fornece software - mediante um simples modelamento dos cossenos dos ângulos de disparos dos tiristores - para a análise da variação do valor médio da tensão retificada e "ripple" de corrente para um retificador trifásico.

Como proposta para futuros trabalhos fica a implementação do controle descrito no capítulo II, , através de um controle em tempo real realizado por computador; também, a de estender o estudo realizado à análise de harmônicas na linha e de sua influência no valor médio da tensão retificada quando se utiliza um controle de pulsos de acionamento de tiristores através da interseção da onda cossenoidal.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Panofsky, Wolfgang K. H. Needs Versus Means in High-Energy Physics. Physics Today, June 1980.
- [2] Lawrence Berkeley Laboratory. 1-2 GeV Synchrotron Radiation Source - Conceptual Design Report, University of California Pub-5172 rev., Berkeley, July 1986.
- [3] Kihara, M. PhD.; Hashimoto, H.; Yoshida, S.; Tanaka, T.; Magnets and Power Supply System of "Photon Factory", Hitachi Review, vol.34(1985). No 3.
- [4] Kumagai, N. PhD.; Ogawa, S.; Koseki, S., D.Eng.; Nagasaka, S.. High Stability Power Sources for Bending and Quadrupole Magnets of TRISTAN Project, Hitachi Review, vol.34 (1985). No 3.
- [5] Isermann, Rolf. Digital Control Systems. Springer-Verlag, Berlin, Germany. 1981. Cap.17.
- [6] Oliveira, José C. & Oliveira, Aloísio. Transmissão de Energia Elétrica em Corrente Contínua, Curso de Extensão. Universidade Federal de Uberlândia. 1985.
- [7] Pelly, B.R. Thyristor Phase-Controlled Converters and Cycloconverters. John Wiley & Sons. Pittsburgh, Pennsylvania. 1971.
- [8] Edwards, R. E. Fourier Series - A Modern Introduction. Hall, Rinehart and Winston, Inc., U.S.A., 1967.

- [9] Hempel, Hans-Peter. Power Semiconductor Handbook. Dr Fritz Martin GmbH & CO. KG. Nuremberg. 1980.
- [10] General Electric Company. SCR Manual Sixth Edition, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, 1982.
- [11] European Organization for Nuclear Research, The Lep Main Ring, EERP-CERN-LEP/84-01. June 1984.
- [12] Dewan, S.B. & Straughen, A., Power Semiconductor Circuits. John Wiley & Sons, Inc. Toronto, Canadá, 1975.
- [13] Barbi, Ivo, Eletrônica de Potência, Editora da UFSC, Florianópolis-S.C.. 1986.
- [14] Segulier, Guy. L'Electronique de Puissance, Imprimerie Jouve, Paris. 1974.

APÊNDICE A

DESENVOLVIMENTO PARA O VALOR MÉDIO DA TENSÃO RETIFICADA

Definindo,

$$V_{32} = V \left\{ A_{32} \operatorname{sen} \left(\frac{\Psi}{2} + \alpha_{32} \right) + B_{32} \cos \left(\frac{\Psi}{2} + \alpha_{32} \right) \right\}$$

$$0 \leq \Psi < \frac{2\pi}{3} + 2\tau_2 - 2\tau_3$$

$$V_{21} = V \left\{ A_{21} \operatorname{sen} \left(\frac{\Psi}{2} + \alpha_{21} \right) + B_{21} \cos \left(\frac{\Psi}{2} + \alpha_{21} \right) \right\}$$

$$\frac{2\pi}{3} + 2\tau_1 - 2\tau_3 \leq \Psi < \frac{4\pi}{3} + 2\tau_1 - 2\tau_3$$

$$V_{13} = V \left\{ A_{13} \operatorname{sen} \left(\frac{\Psi}{2} + \alpha_{13} \right) + B_{13} \cos \left(\frac{\Psi}{2} + \alpha_{13} \right) \right\}$$

$$\frac{4\pi}{3} + 2\tau_1 - 2\tau_3 \leq \Psi \leq 2\pi$$

Onde:

$$A_{32} = \left[\frac{\varepsilon_2}{2} - \frac{\varepsilon_3}{2} \right], \quad A_{21} = \left[\frac{\varepsilon_1}{2} - \frac{\varepsilon_2}{2} \right], \quad A_{31} = \left[\frac{\varepsilon_3}{2} - \frac{\varepsilon_1}{2} \right]$$

$$B_{32} = \left[1 + \frac{\varepsilon_3}{2} + \frac{\varepsilon_2}{2} \right], \quad B_{21} = \left[1 + \frac{\varepsilon_2}{2} + \frac{\varepsilon_1}{2} \right], \quad B_{13} = \left[1 + \frac{\varepsilon_1}{2} + \frac{\varepsilon_3}{2} \right]$$

$$\alpha_{32} = -\frac{\pi}{6} + \tau_3 + \theta, \quad \alpha_{21} = -\frac{\pi}{2} + \tau_3 + \theta, \quad \alpha_{13} = -\frac{5\pi}{6} + \tau_3 + \theta$$

Da definição do valor médio [12]

$$\bar{V} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} V_{pq}(\Psi) d\Psi$$

ou

$$V = \frac{1}{2\pi} \left\{ \int_0^{\frac{2}{3}\pi + 2\tau_2 - 2\tau_3} V_{32}(\Psi) d\Psi + \int_{\frac{2}{3}\pi + 2\tau_2 - 2\tau_3}^{\frac{4}{3}\pi + 2\tau_1 - 2\tau_3} V_{21}(\Psi) d\Psi + \int_{\frac{4}{3}\pi + 2\tau_1 - 2\tau_3}^{2\pi} V_{13}(\Psi) d\Psi \right\}$$

onde:

$$\int_0^{\frac{2}{3}\pi + 2\tau_2 - 2\tau_3} V_{32}(\Psi) d\Psi = \int_0^{\frac{2}{3}\pi + 2\tau_2 - 2\tau_3} A_{32} \operatorname{sen}\left(\frac{\Psi}{2} + \alpha_{32}\right) d\Psi + \int_0^{\frac{2}{3}\pi + 2\tau_2 - 2\tau_3} B_{32} \cos\left(\frac{\Psi}{2} + \alpha_{32}\right) d\Psi$$

$$\int_{\frac{2}{3}\pi + 2\tau_2 - 2\tau_3}^{\frac{4}{3}\pi + 2\tau_1 - 2\tau_3} V_{21}(\Psi) d\Psi = \int_{\frac{2}{3}\pi + 2\tau_2 - 2\tau_3}^{\frac{4}{3}\pi + 2\tau_1 - 2\tau_3} A_{21} \operatorname{sen}\left(\frac{\Psi}{2} + \alpha_{21}\right) d\Psi + \int_{\frac{2}{3}\pi + 2\tau_2 - 2\tau_3}^{\frac{4}{3}\pi + 2\tau_1 - 2\tau_3} B_{21} \cos\left(\frac{\Psi}{2} + \alpha_{21}\right) d\Psi$$

$$\int_{\frac{4}{3}\pi + 2\tau_1 - 2\tau_3}^{2\pi} V_{13}(\Psi) d\Psi = \int_{\frac{4}{3}\pi + 2\tau_1 - 2\tau_3}^{2\pi} A_{13} \operatorname{sen}\left(\frac{\Psi}{2} + \alpha_{13}\right) d\Psi + \int_{\frac{4}{3}\pi + 2\tau_1 - 2\tau_3}^{2\pi} B_{13} \cos\left(\frac{\Psi}{2} + \alpha_{13}\right) d\Psi$$

$$\text{Se } u = \frac{\Psi}{2}, \quad du = \frac{d\Psi}{2}, \quad a = \frac{x}{2}, \quad b = \frac{y}{2}$$

$$\int_y^x A_{pq} \operatorname{sen} \left(\frac{\Psi}{2} + \alpha_{pq} \right) d\Psi = \int_a^b 2A_{pq} \operatorname{sen} (u + \alpha_{pq}) du$$

$$= 2A_{pq} \left[\cos (a + \alpha_{pq}) - \cos (b + \alpha_{pq}) \right]$$

$$\int_y^x B_{pq} \cos \left(\frac{\Psi}{2} + \alpha_{pq} \right) d\Psi = \int_a^b 2B_{pq} \cos (u + \alpha_{pq}) du$$

$$= 2B_{pq} \left[\operatorname{sen} (b + \alpha_{pq}) - \operatorname{sen} (a + \alpha_{pq}) \right]$$

Substituindo-se os índices adequadamente para o cálculo das integrais anteriores e somando-se todos os termos, tem-se:

$$\begin{aligned} \bar{V} = \frac{V}{2\pi} \left\{ \right. & 2A_{32} \left[\cos (\alpha_{32}) - \cos \left(\frac{\pi}{3} + \tau_1 - \tau_3 + \alpha_{32} \right) \right] + \\ & + 2B_{32} \left[\operatorname{sen} \left(\frac{\pi}{3} + \tau_1 - \tau_3 + \alpha_{31} \right) - \operatorname{sen} (\alpha_{32}) \right] + \\ & + 2A_{21} \left[\cos \left(\frac{\pi}{3} + \tau_2 - \tau_3 + \alpha_{21} \right) - \cos \left(\frac{2\pi}{3} + \tau_1 - \tau_3 + \alpha_{21} \right) \right] + \\ & + 2B_{21} \left[\operatorname{sen} \left(\frac{2\pi}{3} + \tau_1 - \tau_3 + \alpha_{21} \right) - \operatorname{sen} \left(\frac{\pi}{3} + \tau_2 - \tau_3 + \alpha_{21} \right) \right] + \\ & + 2A_{13} \left[\cos \left(\frac{2\pi}{3} + \tau_1 - \tau_3 + \alpha_{13} \right) - \cos (\pi + \alpha_{13}) \right] + \\ & + 2B_{13} \left[\operatorname{sen} (\pi + \alpha_{13}) - \operatorname{sen} \left(\frac{2\pi}{3} + \tau_1 - \tau_3 + \alpha_{13} \right) \right] \left. \right\} \end{aligned}$$

Substituindo os valores de $\alpha_{32}, \alpha_{21}, \alpha_{13}$

$$\begin{aligned} \bar{V} = \frac{V}{2\pi} \left\{ A_{32} \left[\cos \left(\frac{\pi}{\sigma} + \tau_3 + \theta \right) - \cos \left(\frac{\pi}{\sigma} + \tau_2 + \theta \right) \right] + \right. \\ + B_{32} \left[\sin \left(\frac{\pi}{\sigma} + \tau_2 + \theta \right) - \sin \left(\frac{\pi}{\sigma} + \tau_3 + \theta \right) \right] + \\ A_{21} \left[\cos \left(\frac{\pi}{\sigma} + \tau_2 + \theta \right) - \cos \left(\frac{\pi}{\sigma} + \tau_1 + \theta \right) \right] + \\ + B_{21} \left[\sin \left(\frac{\pi}{\sigma} + \tau_1 + \theta \right) - \sin \left(\frac{\pi}{\sigma} + \tau_2 + \theta \right) \right] + \\ A_{13} \left[\cos \left(\frac{\pi}{\sigma} + \tau_1 + \theta \right) - \cos \left(\frac{\pi}{\sigma} + \tau_3 + \theta \right) \right] + \\ \left. + B_{13} \left[\sin \left(\frac{\pi}{\sigma} + \tau_3 + \theta \right) - \sin \left(\frac{\pi}{\sigma} + \tau_1 + \theta \right) \right] \right\} \end{aligned}$$

Desenvolvendo os senos e cossenos,

$$\begin{aligned} \bar{V} = \frac{V}{2\pi} \left\{ A_{32} \left[\left[\cos(\tau_3 + \theta) \frac{\sqrt{3}}{2} + \sin(\tau_3 + \theta) \left(-\frac{1}{2} \right) \right] - \right. \right. \\ \left. \left. - \left[\cos(\tau_2 + \theta) \frac{\sqrt{3}}{2} + \sin(\tau_2 + \theta) \left(\frac{1}{2} \right) \right] \right] + \right. \\ + A_{21} \left[\left[\cos(\tau_2 + \theta) \frac{\sqrt{3}}{2} + \sin(\tau_2 + \theta) \left(-\frac{1}{2} \right) \right] - \right. \\ \left. \left. - \left[\cos(\tau_1 + \theta) \frac{\sqrt{3}}{2} + \sin(\tau_1 + \theta) \left(\frac{1}{2} \right) \right] \right] + \right. \\ + A_{13} \left[\left[\cos(\tau_1 + \theta) \frac{\sqrt{3}}{2} + \sin(\tau_1 + \theta) \left(-\frac{1}{2} \right) \right] - \right. \\ \left. \left. - \left[\cos(\tau_3 + \theta) \frac{\sqrt{3}}{2} + \sin(\tau_3 + \theta) \left(\frac{1}{2} \right) \right] \right] + \right. \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& + B_{32} \left[\left[\text{sen}(\tau_2 + \theta) \frac{\sqrt{3}}{2} + \cos(\tau_2 + \theta) \left(\frac{1}{2} \right) \right] - \right. \\
& \quad \left. - \left[\text{sen}(\tau_3 + \theta) \frac{\sqrt{3}}{2} + \cos(\tau_3 + \theta) \left(-\frac{1}{2} \right) \right] \right] + \\
& + B_{21} \left[\left[\text{sen}(\tau_1 + \theta) \frac{\sqrt{3}}{2} + \cos(\tau_1 + \theta) \left(\frac{1}{2} \right) \right] - \right. \\
& \quad \left. - \left[\text{sen}(\tau_2 + \theta) \frac{\sqrt{3}}{2} + \cos(\tau_2 + \theta) \left(-\frac{1}{2} \right) \right] \right] + \\
& + B_{13} \left[\left[\text{sen}(\tau_3 + \theta) \frac{\sqrt{3}}{2} + \cos(\tau_3 + \theta) \left(-\frac{1}{2} \right) \right] - \right. \\
& \quad \left. - \left[\text{sen}(\tau_1 + \theta) \frac{\sqrt{3}}{2} + \cos(\tau_1 + \theta) \left(-\frac{1}{2} \right) \right] \right] \left. \right\}
\end{aligned}$$

Reorganizando obtém-se,

$$\begin{aligned}
\bar{V} = \frac{V}{2\pi} \left\{ \right. & \cos(\tau_3 + \theta) \left[\sqrt{3}(A_{32} - A_{13}) + B_{32} + B_{13} \right] + \\
& + \cos(\tau_2 + \theta) \left[\sqrt{3}(A_{21} - A_{32}) + B_{21} + B_{32} \right] + \\
& + \cos(\tau_1 + \theta) \left[\sqrt{3}(A_{13} - A_{21}) + B_{13} + B_{21} \right] - \\
& - \text{sen}(\tau_3 + \theta) \left[(A_{32} - A_{13}) + \sqrt{3}(B_{32} + B_{13}) \right] - \\
& - \text{sen}(\tau_2 + \theta) \left[(A_{21} - A_{32}) + \sqrt{3}(B_{21} + B_{32}) \right] - \\
& - \text{sen}(\tau_1 + \theta) \left[(A_{13} - A_{21}) + \sqrt{3}(B_{13} + B_{21}) \right] \left. \right\}
\end{aligned}$$

Como

$$\sqrt{3}(A_{32} - A_{13}) + B_{32} + B_{13} = 2\sqrt{3}\left[1 + \frac{\varepsilon_2}{2} + \frac{\varepsilon_1}{2}\right]$$

$$\sqrt{3}(A_{21} - A_{32}) + B_{21} + B_{32} = 2\sqrt{3}\left[1 + \frac{\varepsilon_1}{2} + \frac{\varepsilon_3}{2}\right]$$

$$\sqrt{3}(A_{13} - A_{21}) + B_{13} + B_{21} = 2\sqrt{3}\left[1 + \frac{\varepsilon_3}{2} + \frac{\varepsilon_2}{2}\right]$$

$$A_{32} + A_{13} + \sqrt{3}(B_{32} - B_{13}) = 2\left[\varepsilon_2 - \varepsilon_1\right]$$

$$A_{21} + A_{32} + \sqrt{3}(B_{21} - B_{32}) = 2\left[\varepsilon_1 - \varepsilon_3\right]$$

$$A_{13} + A_{21} + \sqrt{3}(B_{13} - B_{21}) = 2\left[\varepsilon_3 - \varepsilon_2\right]$$

Resultando :

$$\bar{V} = \frac{V}{\Pi} \left\{ \begin{aligned} &\sqrt{3}\left(1 + \frac{\varepsilon_2}{2} + \frac{\varepsilon_1}{2}\right) \cos(\tau_3 + \theta) + \sqrt{3}\left(1 + \frac{\varepsilon_1}{2} + \frac{\varepsilon_3}{2}\right) \cos(\tau_2 + \theta) + \\ &+ \sqrt{3}\left(1 + \frac{\varepsilon_3}{2} + \frac{\varepsilon_2}{2}\right) \cos(\tau_1 + \theta) - (\varepsilon_3 - \varepsilon_1) \sin(\tau_3 + \theta) + \\ &- (\varepsilon_1 - \varepsilon_3) \sin(\tau_2 + \theta) - (\varepsilon_3 - \varepsilon_2) \sin(\tau_1 + \theta) \end{aligned} \right\}$$

APÊNDICE B

DESENVOLVIMENTO PARA DA CORRENTE DE CARGA

Pode-se escrever [13] que,

$$Ri + \omega L \frac{di}{d\varphi} = V_{s2} = \sqrt{3} V \cos(\varphi)$$

Seja a solução dessa equação diferencial, do tipo:

$$i(\varphi) = i_h(\varphi) + i_p(\varphi) \quad , \quad \varphi = \omega t$$

e

$$i_h(\varphi) = K_1 e^{-\frac{R}{\omega L} \varphi}$$

$$i_p(\varphi) = K_2 \operatorname{sen} \varphi + K_3 \cos \varphi$$

onde,

$$K_2 = \frac{\sqrt{3}}{\omega L} V \left[\frac{1}{R^2 / \omega^2 L^2 + 1} \right]$$

$$K_3 = \frac{\sqrt{3}}{\omega L} V \left[\frac{R / \omega^2 L^2}{R^2 / \omega^2 L^2 + 1} \right]$$

Daí,

$$i(\varphi) = K_1 e^{-\frac{R}{\omega L} \varphi} + \sqrt{3} V \left\{ \frac{\omega L}{\omega^2 L^2 + R^2} \operatorname{sen} \varphi + \frac{R}{\omega^2 L^2 + R^2} \cos \varphi \right\}$$

$$-\frac{\pi}{6} + \theta \leq \varphi \leq \frac{\pi}{6} + \theta$$

Sendo,

$$i\left(-\frac{\pi}{6}+\theta\right) = i\left(\frac{\pi}{6}+\theta\right)$$

$$K_1 \left\{ e^{-\frac{R}{\omega L} \left[-\frac{\pi}{6} + \theta \right]} - e^{-\frac{R}{\omega L} \left[\frac{\pi}{6} + \theta \right]} \right\} =$$

$$= \frac{\sqrt{3}V}{\omega^2 L^2 + R^2} \left\{ \omega L \left[\sin\left(\frac{\pi}{6} + \theta\right) - \sin\left(-\frac{\pi}{6} + \theta\right) \right] + R \left[\cos\left(\frac{\pi}{6} + \theta\right) - \cos\left(-\frac{\pi}{6} + \theta\right) \right] \right\}$$

ou

$$K_1 \left\{ e^{-\frac{R}{\omega L} \left[-\frac{\pi}{6} + \theta \right]} - e^{-\frac{R}{\omega L} \left[\frac{\pi}{6} + \theta \right]} \right\} = \frac{\sqrt{3}V}{\omega^2 L^2 + R^2} \left[\omega L \cos\theta - R \sin\theta \right]$$

que é igual,

$$K_1 e^{-\theta} \left\{ e^{\frac{\pi R}{\omega L}} - e^{-\frac{\pi R}{\omega L}} \right\} = \frac{\sqrt{3}V}{\sqrt{\omega^2 L^2 + R^2}} \sin(\beta - \theta)$$

onde,

$$\cos\beta = \frac{R}{\sqrt{\omega^2 L^2 + R^2}}, \quad \sin\beta = \frac{\omega L}{\sqrt{\omega^2 L^2 + R^2}}$$

da expressão acima temos,

$$K_1 = \frac{\sqrt{3}V}{\sqrt{\omega^2 L^2 + R^2}} \sin(\beta - \theta) \frac{e^{\theta}}{e^{\frac{\pi R}{\omega L}} - e^{-\frac{\pi R}{\omega L}}}$$

resultando,

$$i(\varphi) = \frac{\sqrt{3}V}{\sqrt{\omega^2 L^2 + R^2}} \left\{ \sin(\beta - \theta) \frac{e^{\frac{R}{\omega L} \varphi}}{e^{\frac{\pi R}{\omega L}} - e^{-\frac{\pi R}{\omega L}}} + \cos(\varphi + \theta - \beta) \right\}$$

$$\frac{\pi}{6} \leq \varphi - \theta \leq \frac{\pi}{6}$$

APENDICE C

CÁLCULO DO VALOR QUADRÁTICO MÉDIO DA CORRENTE

Da definição da corrente de carga,

$$i(\varphi) = \frac{3\sqrt{3}V}{\pi R} \cos(\theta) \left\{ 1 + \frac{\pi R}{3\omega L \cos(\theta)} \left[\sin(\varphi + \theta) - \frac{3}{\pi} \sin(\theta) - \frac{3}{\pi} \varphi \cos(\theta) \right] \right\}$$

temos,

$$i^2(\varphi) = \left[\frac{3\sqrt{3}V}{\pi R} \cos(\theta) \right]^2 \left\{ 1 + \frac{2\pi R}{3\omega L \cos(\theta)} \left[\sin(\varphi + \theta) - \frac{3}{\pi} \sin(\theta) - \frac{3}{\pi} \varphi \cos(\theta) \right] + \left[\frac{\pi R}{3\omega L \cos(\theta)} \right]^2 \left[\sin(\varphi + \theta) - \frac{3}{\pi} \sin(\theta) - \frac{3}{\pi} \varphi \cos(\theta) \right]^2 \right\}$$

Da definição de valor médio,

$$\begin{aligned} \overline{i^2}(\varphi) = \frac{3}{\pi} \left[\frac{3\sqrt{3}V}{\pi R} \cos(\theta) \right]^2 & \left\{ \int_{-\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6}} d\varphi + \right. \\ & + \left[\frac{2\pi R}{3\omega L \cos(\theta)} \right] \int_{-\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6}} \left[\sin(\varphi + \theta) - \frac{3}{\pi} \sin(\theta) - \frac{3}{\pi} \varphi \cos(\theta) \right] d\varphi + \end{aligned}$$

$$+ \left[\frac{\pi R}{3\omega L \cos(\theta)} \right]^2 \int_{-\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6}} \left[\sin(\varphi + \theta) - \frac{3}{\pi} \sin(\theta) - \frac{3}{\pi} \varphi \cos(\theta) \right]^2 d\varphi \left. \vphantom{\int} \right\}$$

analisando termo a termo,

$$\int_{-\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6}} \varphi = \frac{\pi}{3}$$

$$\left[\frac{2\pi R}{3\omega L \cos(\theta)} \right] \int_{-\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6}} \left[\sin(\varphi + \theta) - \frac{3}{\pi} \sin(\theta) - \frac{3}{\pi} \varphi \cos(\theta) \right] d\varphi = 0$$

para solucionarmos

$$\left[\frac{\pi R}{3\omega L \cos(\theta)} \right]^2 \int_{-\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6}} \left[\sin(\varphi + \theta) - \frac{3}{\pi} \sin(\theta) - \frac{3}{\pi} \varphi \cos(\theta) \right]^2 d\varphi$$

desenvolvemos o produto notável e $\sin(\varphi + \theta)$,

$$\begin{aligned} \left[\frac{\pi R}{3\omega L \cos(\theta)} \right]^2 \int_{-\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6}} & \left[\left(\frac{3}{\pi} \right)^2 \varphi^2 \cos^2 \theta - \frac{6}{\pi} \varphi \sin \varphi \cos^2 \theta - \frac{6}{\pi} \varphi \cos \varphi \sin \theta \cos \theta + \right. \\ & + \sin^2(\varphi + \theta) + \frac{18}{\pi^2} \varphi \cos \theta \sin \theta - \frac{6}{\pi} \sin \varphi \sin \theta \cos \theta - \\ & \left. - \frac{6}{\pi} \cos \varphi \sin^2 \theta + \left(\frac{3}{\pi} \right)^2 \sin^2 \theta \right] d\varphi \end{aligned}$$

resolvendo por partes,

$$\int_{-\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6}} \left[\left(\frac{3}{\pi} \right)^2 \varphi^2 \cos^2 \theta \, d\varphi \right] = \frac{\pi}{36} \cos^2 \theta$$

$$\int_{-\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6}} \frac{6}{\pi} \varphi \operatorname{sen} \varphi \cos^2 \theta \, d\varphi = \frac{6}{\pi} \left(1 - \frac{6}{\pi} \sqrt{3} \right) \cos^2 \theta$$

$$\int_{-\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6}} \frac{6}{\pi} \varphi \cos \varphi \operatorname{sen} \theta \cos \theta \, d\varphi = 0$$

$$\int_{-\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6}} \frac{18}{\pi} \varphi \operatorname{sen} \theta \cos \theta \, d\varphi = 0$$

$$\int_{-\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6}} \frac{6}{\pi} \operatorname{sen} \varphi \operatorname{sen} \theta \cos \theta \, d\varphi = 0$$

$$\int_{-\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6}} \operatorname{sen}^2 (\varphi + \theta) \, d\varphi = \left(\frac{\pi}{6} - \frac{\sqrt{3}}{4} \right)$$

$$\int_{-\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6}} \frac{6}{\pi} \cos \varphi \operatorname{sen}^2 \theta \, d\varphi = \frac{6}{\pi} \operatorname{sen}^2 \theta$$

$$\int_{-\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6}} \left(\frac{3}{\pi} \right)^2 \operatorname{sen}^2 \theta \, d\varphi = \frac{3}{\pi} \operatorname{sen}^2 \theta$$

reunindo os termos,

$$\left[\frac{\Pi R}{3\omega L \cos(\theta)} \right]^2 \int_{-\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6}} \left[\sin(\varphi + \theta) - \frac{3}{\Pi} \sin(\theta) - \frac{3}{\Pi} \varphi \cos(\theta) \right]^2 d\varphi =$$

$$\left[\frac{\Pi R}{3\omega L \cos(\theta)} \right]^2 \left\{ \left[\frac{\Pi}{36} \cos^2 \theta \right] - \left[\frac{6}{\Pi} \left(1 - \frac{6}{\Pi} \sqrt{3} \right) \cos^2 \theta \right] + \right.$$

$$\left. + \left[\frac{\Pi}{6} - \frac{\sqrt{3}}{4} \right] + \left[\frac{3}{\Pi} \sin^2 \theta \right] \right\}$$

portanto,

$$\overline{i^2}(\varphi) = \frac{3\sqrt{3} V \cos(\theta)}{\Pi R} + Q \left\{ \left[-\frac{3}{\Pi} + \frac{\Pi}{6} - \frac{\sqrt{3}}{4} \right] - \left[-\frac{\Pi}{36} + \frac{3}{\Pi} - \sqrt{3} \right] \cos(\theta) \right\}$$

$$Q = \frac{3}{\Pi} \left[\frac{3\sqrt{3}}{\Pi R} V \cos(\theta) \right]^2 \left[\frac{\Pi R}{3\omega L \cos(\theta)} \right]^2$$

APÊNDICE D

DESENVOLVIMENTO DOS COEFICIENTES DE FOURIER PARA A TENSÃO MÉDIA RETIFICADA

Sendo,

$$y(\Psi) = \overline{V}^* = V_{s2}^*(\Psi) + V_{21}^*(\Psi) + V_{1s}^*(\Psi)$$

onde

$$V_{s2}^*(\Psi) = A_{s2} \sin\left(\frac{\Psi}{2} + \alpha_{s2}\right) + B_{s2} \cos\left(\frac{\Psi}{2} + \alpha_{s2}\right) \\ 0 \leq \Psi < \frac{2\pi}{3} + 2\tau_2 - 2\tau_s$$

$$V_{21}^*(\Psi) = A_{21} \sin\left(\frac{\Psi}{2} + \alpha_{21}\right) + B_{21} \cos\left(\frac{\Psi}{2} + \alpha_{21}\right) \\ \frac{2\pi}{3} + 2\tau_2 - 2\tau_s \leq \Psi < \frac{4\pi}{3} + 2\tau_1 - 2\tau_s$$

$$V_{1s}^*(\Psi) = A_{1s} \sin\left(\frac{\Psi}{2} + \alpha_{1s}\right) + B_{1s} \cos\left(\frac{\Psi}{2} + \alpha_{1s}\right) \\ \frac{4\pi}{3} + 2\tau_1 - 2\tau_s \leq \Psi \leq 2\pi$$

Da definição [14] obtém-se,

$$A_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{\tau} y(\Psi) \cos n\varphi \, d\varphi$$

e

$$B_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{\tau} y(\Psi) \sin n\varphi \, d\varphi$$

então,

$$a_n = \frac{2}{2\pi} \left\{ \int_0^{\frac{2\pi}{9} + 2\tau_2 - 2\tau_9} V_{92}^*(\Psi) \cos n\Psi \, d\Psi + \int_{\frac{2\pi}{9} + 2\tau_2 - 2\tau_9}^{\frac{4\pi}{9} + 2\tau_1 - 2\tau_9} V_{21}^*(\Psi) \cos n\Psi \, d\Psi + \int_{\frac{4\pi}{9} + 2\tau_1 - 2\tau_9}^{2\pi} V_{19}^*(\Psi) \cos n\Psi \, d\Psi \right\}$$

genericamente,

$$\int_a^b V_{pq}^*(\Psi) \cos n\Psi \, d\Psi = \left\{ \int_a^b A_{pq} \sin\left(\frac{\Psi}{2} + \alpha_{pq}\right) \cos n\Psi \, d\Psi + \int_a^b B_{pq} \cos\left(\frac{\Psi}{2} + \alpha_{pq}\right) \cos n\Psi \, d\Psi \right\}$$

$$\text{lembrando que } \cos(a)\sin(b) = \frac{1}{2} \left[\sin(a+b) - \sin(a-b) \right]$$

$$\cos(a)\cos(b) = \frac{1}{2} \left[\sin(a+b) - \sin(a-b) \right]$$

$$\begin{aligned} \int_a^b V_{pq}^*(\Psi) \cos n\Psi \, d\Psi = & \left\{ \left[\int_a^b \frac{1}{2} A_{pq} \sin\left[\left(\frac{1}{2}+n\right)\Psi + \alpha_{pq}\right] \, d\Psi \right] + \right. \\ & + \left[\int_a^b \frac{1}{2} A_{pq} \sin\left[\left(\frac{1}{2}-n\right)\Psi + \alpha_{pq}\right] \, d\Psi \right] + \\ & + \left[\int_a^b \frac{1}{2} B_{pq} \cos\left[\left(\frac{1}{2}+n\right)\Psi + \alpha_{pq}\right] \, d\Psi \right] + \\ & \left. + \left[\int_a^b \frac{1}{2} B_{pq} \cos\left[\left(\frac{1}{2}-n\right)\Psi + \alpha_{pq}\right] \, d\Psi \right] \right\} \end{aligned}$$

resolvendo as integrais,

$$\begin{aligned}
 \int_a^b V_{pq}^*(\Psi) \cos n\Psi \, d\Psi = & \left\{ \frac{A_{pq}}{2\left(\frac{1}{2}+n\right)} \left[\cos\left[\left(\frac{1}{2}+n\right)a + \alpha_{pq}\right] - \right. \right. \\
 & \left. \left. - \cos\left[\left(\frac{1}{2}+n\right)b + \alpha_{pq}\right] \right] + \right. \\
 & + \frac{A_{pq}}{2\left(\frac{1}{2}-n\right)} \left[\cos\left[\left(\frac{1}{2}-n\right)a + \alpha_{pq}\right] - \right. \\
 & \left. \left. - \cos\left[\left(\frac{1}{2}-n\right)b + \alpha_{pq}\right] \right] + \right. \\
 & + \frac{B_{pq}}{2\left(\frac{1}{2}+n\right)} \left[\sin\left[\left(\frac{1}{2}+n\right)b + \alpha_{pq}\right] - \right. \\
 & \left. \left. - \sin\left[\left(\frac{1}{2}+n\right)a + \alpha_{pq}\right] \right] + \right. \\
 & \left. + \frac{B_{pq}}{2\left(\frac{1}{2}-n\right)} \left[\sin\left[\left(\frac{1}{2}-n\right)b + \alpha_{pq}\right] - \right. \right. \\
 & \left. \left. - \sin\left[\left(\frac{1}{2}-n\right)a + \alpha_{pq}\right] \right] \right\}
 \end{aligned}$$

substituindo os índices "pq" por "32", "24", "13" e os seus correspondentes limites "a" e "b", tem-se :

$$\begin{aligned}
a_n = & \frac{1}{2\pi} \left\{ \frac{1}{\left(\frac{1}{2}+n\right)} \left\{ \left[\cos(\alpha_{92}) - \cos\left(\left(\frac{1}{2}+n\right)\left(\frac{2\pi}{3}+2\tau_2-2\tau_3\right)+\alpha_{92}\right) \right] A_{92} \right. \right. \\
& + \left[\cos\left(\left(\frac{1}{2}+n\right)\left(\frac{2\pi}{3}+2\tau_2-2\tau_3\right)+\alpha_{21}\right) - \cos\left(\left(\frac{1}{2}+n\right)\left(\frac{4\pi}{3}+2\tau_1-2\tau_3\right)+\alpha_{21}\right) \right] A_{21} \\
& + \left[\cos\left(\left(\frac{1}{2}+n\right)\left(\frac{4\pi}{3}+2\tau_1-2\tau_3\right)+\alpha_{19}\right) - \cos\left(\left(\frac{1}{2}+n\right)(2\pi)+\alpha_{19}\right) \right] A_{19} \\
& + \left[\sin\left(\left(\frac{1}{2}+n\right)\left(\frac{2\pi}{3}+2\tau_2-2\tau_3\right)+\alpha_{92}\right) - \sin(\alpha_{92}) \right] B_{92} \\
& + \left[\sin\left(\left(\frac{1}{2}+n\right)\left(\frac{4\pi}{3}+2\tau_1-2\tau_3\right)+\alpha_{21}\right) - \sin\left(\left(\frac{1}{2}+n\right)\left(\frac{2\pi}{3}+2\tau_2-2\tau_3\right)+\alpha_{21}\right) \right] B_{21} \\
& \left. + \left[\sin\left(\left(\frac{1}{2}+n\right)(2\pi)+\alpha_{19}\right) - \sin\left(\left(\frac{1}{2}+n\right)\left(\frac{4\pi}{3}+2\tau_1-2\tau_3\right)+\alpha_{19}\right) \right] B_{19} \right\} + \right. \\
& + \frac{1}{\left(\frac{1}{2}-n\right)} \left\{ \left[\cos(\alpha_{92}) - \cos\left(\left(\frac{1}{2}-n\right)\left(\frac{2\pi}{3}+2\tau_2-2\tau_3\right)+\alpha_{92}\right) \right] A_{92} \right. \\
& + \left[\cos\left(\left(\frac{1}{2}-n\right)\left(\frac{2\pi}{3}+2\tau_2-2\tau_3\right)+\alpha_{21}\right) - \cos\left(\left(\frac{1}{2}-n\right)\left(\frac{4\pi}{3}+2\tau_1-2\tau_3\right)+\alpha_{21}\right) \right] A_{21} \\
& + \left[\cos\left(\left(\frac{1}{2}-n\right)\left(\frac{4\pi}{3}+2\tau_1-2\tau_3\right)+\alpha_{19}\right) - \cos\left(\left(\frac{1}{2}-n\right)(2\pi)+\alpha_{19}\right) \right] A_{19} \\
& + \left[\sin\left(\left(\frac{1}{2}-n\right)\left(\frac{2\pi}{3}+2\tau_2-2\tau_3\right)+\alpha_{92}\right) - \sin(\alpha_{92}) \right] B_{92} \\
& + \left[\sin\left(\left(\frac{1}{2}-n\right)\left(\frac{4\pi}{3}+2\tau_1-2\tau_3\right)+\alpha_{21}\right) - \sin\left(\left(\frac{1}{2}-n\right)\left(\frac{2\pi}{3}+2\tau_2-2\tau_3\right)+\alpha_{21}\right) \right] B_{21} \\
& \left. + \left[\sin\left(\left(\frac{1}{2}-n\right)(2\pi)+\alpha_{19}\right) - \sin\left(\left(\frac{1}{2}-n\right)\left(\frac{4\pi}{3}+2\tau_1-2\tau_3\right)+\alpha_{19}\right) \right] B_{19} \right\} \right\}
\end{aligned}$$

$$b_n = \frac{2}{2\pi} \left\{ \int_0^{\frac{2\pi}{9} + 2\tau_2 - 2\tau_9} V_{92}^*(\Psi) \operatorname{sen} n\Psi \, d\Psi + \int_{\frac{2\pi}{9} + 2\tau_2 - 2\tau_9}^{\frac{4\pi}{9} + 2\tau_1 - 2\tau_9} V_{21}^*(\Psi) \operatorname{sen} n\Psi \, d\Psi + \int_{\frac{4\pi}{9} + 2\tau_1 - 2\tau_9}^{2\pi} V_{19}^*(\Psi) \operatorname{sen} n\Psi \, d\Psi \right\}$$

genericamente,

$$\int_a^b V_{pq}^*(\Psi) \operatorname{sen} n\Psi \, d\Psi = \left\{ \int_a^b A_{pq} \operatorname{sen} \left(\frac{\Psi}{2} + \alpha_{pq} \right) \operatorname{sen} n\Psi \, d\Psi + \right. \\ \left. + \int_a^b B_{pq} \cos \left(\frac{\Psi}{2} + \alpha_{pq} \right) \operatorname{sen} n\Psi \, d\Psi \right\}$$

$$\text{lembrando que } \cos(a)\operatorname{sen}(b) = \frac{1}{2} \left[\operatorname{sen}(a+b) - \operatorname{sen}(a-b) \right]$$

$$\operatorname{sen}(a)\operatorname{sen}(b) = \frac{1}{2} \left[\cos(a-b) - \cos(a+b) \right]$$

$$\int_a^b V_{pq}^*(\Psi) \operatorname{sen} n\Psi \, d\Psi = \left\{ \left[\int_a^b \frac{1}{2} A_{pq} \cos \left[\left(\frac{1}{2} - n \right) \Psi + \alpha_{pq} \right] \, d\Psi \right] - \right. \\ - \left[\int_a^b \frac{1}{2} A_{pq} \cos \left[\left(\frac{1}{2} + n \right) \Psi + \alpha_{pq} \right] \, d\Psi \right] + \\ + \left[\int_a^b \frac{1}{2} B_{pq} \operatorname{sen} \left[\left(\frac{1}{2} + n \right) \Psi + \alpha_{pq} \right] \, d\Psi \right] - \\ \left. - \left[\int_a^b \frac{1}{2} B_{pq} \operatorname{sen} \left[\left(\frac{1}{2} - n \right) \Psi + \alpha_{pq} \right] \, d\Psi \right] \right\}$$

resolvendo as integrais,

$$\int_a^b V_{pq}^*(\Psi) \sin m\Psi \, d\Psi = \left\{ \frac{A_{pq}}{2\left(\frac{1}{2}-n\right)} \left[\sin\left[\left(\frac{1}{2}-n\right)b + \alpha_{pq}\right] - \sin\left[\left(\frac{1}{2}-n\right)a + \alpha_{pq}\right] \right] - \frac{A_{pq}}{2\left(\frac{1}{2}+n\right)} \left[\sin\left[\left(\frac{1}{2}+n\right)b + \alpha_{pq}\right] - \sin\left[\left(\frac{1}{2}+n\right)a + \alpha_{pq}\right] \right] + \frac{B_{pq}}{2\left(\frac{1}{2}+n\right)} \left[\cos\left[\left(\frac{1}{2}+n\right)a + \alpha_{pq}\right] - \cos\left[\left(\frac{1}{2}+n\right)b + \alpha_{pq}\right] \right] - \frac{B_{pq}}{2\left(\frac{1}{2}-n\right)} \left[\cos\left[\left(\frac{1}{2}-n\right)a + \alpha_{pq}\right] - \cos\left[\left(\frac{1}{2}-n\right)b + \alpha_{pq}\right] \right] \right\}$$

substituindo os índices "pq" por "32", "21", "13" e os seus correspondentes limites "a" e "b", temos :

$$\begin{aligned}
b_n = & \frac{1}{2\pi} \left\{ \frac{1}{\left(\frac{1}{2}+n\right)} \left\{ \left[\sin(\alpha_{32}) - \sin\left(\left(\frac{1}{2}+n\right)\left(\frac{2\pi}{3}+2\tau_2-2\tau_3\right)+\alpha_{32}\right) \right] A_{32} \right. \right. \\
& + \left[\sin\left(\left(\frac{1}{2}+n\right)\left(\frac{2\pi}{3}+2\tau_2-2\tau_3\right)+\alpha_{21}\right) - \sin\left(\left(\frac{1}{2}+n\right)\left(\frac{4\pi}{3}+2\tau_1-2\tau_3\right)+\alpha_{21}\right) \right] A_{21} \\
& + \left[\sin\left(\left(\frac{1}{2}+n\right)\left(\frac{4\pi}{3}+2\tau_1-2\tau_3\right)+\alpha_{13}\right) - \sin\left(\left(\frac{1}{2}+n\right)(2\pi)+\alpha_{13}\right) \right] A_{13} \\
& + \left[\cos\left(\left(\frac{1}{2}+n\right)\left(\frac{2\pi}{3}+2\tau_2-2\tau_3\right)+\alpha_{32}\right) - \cos(\alpha_{32}) \right] B_{32} \\
& + \left[\cos\left(\left(\frac{1}{2}+n\right)\left(\frac{4\pi}{3}+2\tau_1-2\tau_3\right)+\alpha_{21}\right) - \cos\left(\left(\frac{1}{2}+n\right)\left(\frac{2\pi}{3}+2\tau_2-2\tau_3\right)+\alpha_{21}\right) \right] B_{21} \\
& + \left. \left[\cos\left(\left(\frac{1}{2}+n\right)(2\pi)+\alpha_{13}\right) - \cos\left(\left(\frac{1}{2}+n\right)\left(\frac{4\pi}{3}+2\tau_1-2\tau_3\right)+\alpha_{13}\right) \right] B_{13} \right\} + \right. \\
& + \frac{1}{\left(\frac{1}{2}-n\right)} \left\{ \left[\sin(\alpha_{32}) + \sin\left(\left(\frac{1}{2}-n\right)\left(\frac{2\pi}{3}+2\tau_2-2\tau_3\right)+\alpha_{32}\right) \right] A_{32} \right. \\
& + \left[\sin\left(\left(\frac{1}{2}-n\right)\left(\frac{4\pi}{3}+2\tau_1-2\tau_3\right)+\alpha_{21}\right) - \sin\left(\left(\frac{1}{2}-n\right)\left(\frac{2\pi}{3}+2\tau_2-2\tau_3\right)+\alpha_{21}\right) \right] A_{21} \\
& + \left[\sin\left(\left(\frac{1}{2}-n\right)(2\pi)+\alpha_{13}\right) - \sin\left(\left(\frac{1}{2}-n\right)\left(\frac{4\pi}{3}+2\tau_1-2\tau_3\right)+\alpha_{13}\right) \right] A_{13} \\
& + \left[\cos\left(\left(\frac{1}{2}-n\right)\left(\frac{2\pi}{3}+2\tau_2-2\tau_3\right)+\alpha_{32}\right) - \cos(\alpha_{32}) \right] B_{32} \\
& + \left[\cos\left(\left(\frac{1}{2}-n\right)\left(\frac{4\pi}{3}+2\tau_1-2\tau_3\right)+\alpha_{21}\right) - \cos\left(\left(\frac{1}{2}-n\right)\left(\frac{2\pi}{3}+2\tau_2-2\tau_3\right)+\alpha_{21}\right) \right] B_{21} \\
& + \left. \left[\cos\left(\left(\frac{1}{2}-n\right)(2\pi)+\alpha_{13}\right) - \cos\left(\left(\frac{1}{2}-n\right)\left(\frac{4\pi}{3}+2\tau_1-2\tau_3\right)+\alpha_{13}\right) \right] B_{13} \right\} \right\}
\end{aligned}$$

APÊNDICE E

PROGRAMA FORTRAN PARA CÁLCULO DO VALOR MÉDIO DA TENSÃO RETIFICADA E "RIPPLE" DE CORRENTE

DADOS DE ENTRADA

0.20,0.18,0.16,0.14,0.12,0.10,0.08,0.06,0.04,0.02,0.00,
0.20,0.18,0.16,0.14,0.12,0.10,0.08,0.06,0.04,0.02,0.00,
1.00,0.90,0.80,0.70,0.60,0.50,0.40,0.30,0.20,0.10,

```

    RAIZ1 = SQRT( (1.+(2./3.)*E1(J)+E2(L)/6.)*2 + E2(L)**2/12.
*      - VR(1)**2)
    DEN01 = ( (1. + (2./3.)*E1(J) + E2(L)/6.)*2 + E2(L)**2/12.)
    COST1 = VR(1)/(1+E1(J))
    SENT1 = SQRT(1-COST1**2)
    IF (COST1.NE.0) TANT1 = SENT1/COST1
C  CALCULA COS( TETA + DELTA2 )
    COST2 = VR(1)/(1+E2(L))
    SENT2 = (1-COST2**2)**0.5
    IF(COST2.NE.0) TANT2 = SENT2/COST2
C  CALCULA COS( TETA + DELTA3 )
    COST3 = VR(1)
    SENT3 = (1-COST3**2)**0.5
    IF(COST3.NE.0) TANT3 = SENT3/COST3
C  CALCULA (TETA + DELTA1), (TETA + DELTA2) , (TETA + DELTA3)
    IF(COST1.NE.0) T1(J,L) = ATAN(TANT1)
    IF(COST1.EQ.0) T1(J,L) = PI/2.
    IF(COST2.NE.0) T2(J,L) = ATAN(TANT2)
    IF(COST2.EQ.0) T2(J,L) = PI/2.
    IF(COST3.NE.0) T3(J,L) = ATAN(TANT3)
    IF(COST3.EQ.0) T3(J,L) = PI/2.
C  CALCULA OS COEFICIENTES DAS TENSES DE ENTRADA
    A32 = E2(L)/2.
    A21 = (E1(J)-E2(L))/2.
    A13 = -E1(J)/2.
    B32 = 3.**0.5*(E2(L)/2. + 1.)
    B21 = 3.**0.5*(1. + (E1(J)+E2(L))/2.)
    B13 = 3.**0.5*(E1(J)/2. + 1.)
C  CALCULA A CONSTANTE DE FASE DA TENSO NA FORMA REDUZIDA
    130 ALFA1(J,L) = -PI/6. + T3(J,L)
    ALFA2(J,L) = -PI/2. + T3(J,L)
    ALFA3(J,L) = -5*PI/6. + T3(J,L)
C  CALCULA V(0)
    V01 = (COS(ALFA1(J,L))
*      - COS(PI/3.+T2(J,L)-T3(J,L)+ALFA1(J,L)))*A32
    V02 = (COS(PI/3.+T2(J,L)-T3(J,L)+ALFA2(J,L))
*      - COS(2.*PI/3.+T1(J,L)-T3(J,L)+ALFA2(J,L)))*A21
    V03 = (COS(2.*PI/3.+T1(J,L)-T3(J,L)+ALFA3(J,L))
*      - COS(PI + ALFA3(J,L)))*A13
    V04 = (SIN(PI/3.+T2(J,L)-T3(J,L)+ALFA1(J,L))
*      - SIN(ALFA1(J,L)))*B32
    V05 = (SIN(2.*PI/3.+T1(J,L)-T3(J,L)+ALFA2(J,L))
*      - SIN(PI/3.+T2(J,L)-T3(J,L)+ALFA2(J,L)))*B21
    V06 = (SIN(PI+ALFA3(J,L))
*      - SIN(2.*PI/3.+T1(J,L)-T3(J,L) +ALFA3(J,L)))*B13
    V0(J,L) = (1./PI)*( V01 + V02 + V03 + V04 + V05 + V06 )
    DI(J,L) = (V0(J,L) - 3.*3.**0.5*VR(1)/PI)
*      /(3.*3.**0.5*VR(1)/PI)
135 CONTINUE
140 CONTINUE
C  CALCULA MATRIZ DOS COEFICIENTES DE FOURIER
    J0 = 1
    DO 170 JP = 1,66,6
    DO 160 L = 1,11
    DO 150 M = 1,6
    A32 = E2(L)/2.

```

```

    DIMENSION VR(11),E1(11),E2(11),T1(11,11),T2(11,11),T3(11,11),
    *ALFA1(11,11),ALFA2(11,11),ALFA3(11,11),VO(11,11),DI(11,11),
    *A(66,11),B(66,11),DADOS(5),RLI(11,11)
    REAL L1
    READ(060,2) (VR(N),N=1,10)
    WRITE(1,40) (VR(N),N=1,10)
    WRITE(39,40) (VR(N),N=1,10)
    READ(060,2) (E1(N),N=1,11)
    WRITE(1,50) (E1(N),N=1,11)
    WRITE(39,50) (E1(N),N=1,11)
    READ(060,2) (E2(N),N=1,11)
    WRITE(1,60) (E2(N),N=1,11)
    WRITE(39,60) (E2(N),N=1,11)
    READ(060,4) (DADOS(N),N=1,2)
    WRITE(1,5) (DADOS(N),N=1,2)
    WRITE(39,5) (DADOS(N),N=1,2)
    WRITE(1,80)
    WRITE(39,80)
    WRITE(1,85)
    WRITE(39,85)
1  FORMAT(10I3)
2  FORMAT(11F5.2)
3  FORMAT(12E10.4)
4  FORMAT(5F10.8)
5  FORMAT(2X,'RES. =',F10.8,5X,'IND. =',F10.8)
40 FORMAT(2X,'VR =',10F5.2)
50 FORMAT(2X,'E1 =',11F5.2)
60 FORMAT(2X,'E2 =',11F5.2)
80 FORMAT(2X,'/,/,/,/,/' RESULTADOS ',/,/,/,/)
85 FORMAT('1')
    PI = 3.14159274
C  INICIALIZA PROGRAMA
    DO 95 N = 1,11
    DO 90 NN = 1,11
    T1(N,NN) = 0.
    T2(N,NN) = 0.
    T3(N,NN) = 0.
    ALFA1(N,NN) = 0.
    ALFA2(N,NN) = 0.
    ALFA3(N,NN) = 0.
    VO(N,NN) = 0.
90 CONTINUE
95 CONTINUE
    DO 200 I = 1,10
    DO 140 J = 1,11
    DO 135 L = 1,11
    A(J,L) = 0.
    B(J,L) = 0.
C  CALCULA COS( TETA + DELTA1 )
    ANUM12 = E2(L)/(2.*3.**0.5)

```

```

A21 = (E1(J0)- E2(L))/2.
A13 = -E1(J0)/2.
B32 = 3.*0.5*(E2(L)/2. + 1)
B21 = 3.*0.5*(1.+(E1(J0)+E2(L))/2.)
B13 = 3.*0.5*(E1(J0)/2.+1)
J1 = M + JP - 1

```

C CALCULA An

```

PART1= 1./(M+0.5)
FOUA1= ( COS(ALFA1(J0,L))
* - COS( (M+0.5)*(2.*PI/3.+2.*T2(J0,L)-2.*T3(J0,L))
* + ALFA1(J0,L)) )*A32
FOUA2= ( COS( (M+0.5)*(2.*PI/3.+2.*T2(J0,L)-2.*T3(J0,L))
* + ALFA2(J0,L)) - COS( (0.5+M)*(4.*PI/3.+2.*T1(J0,L)
* -2.*T3(J0,L)) + ALFA2(J0,L)) )*A21
FOUA3= ( COS( (M+0.5)*(4.*PI/3.+2.*T1(J0,L)-2.*T3(J0,L))
* + ALFA3(J0,L)) - COS( (0.5+M)*(2.*PI) + ALFA3(J0,L)) )*A13
FOUA4= ( SIN( (M+0.5)*(2.*PI/3.+2.*T2(J0,L)-2.*T3(J0,L))
* + ALFA1(J0,L)) - SIN(ALFA1(J0,L)) )*B32
FOUA5= ( SIN( (M+0.5)*(4.*PI/3.+2.*T1(J0,L)-2.*T3(J0,L))
* + ALFA2(J0,L)) - SIN( (M+0.5)*(2.*PI/3.+2.*T2(J0,L)
* -2.*T3(J0,L)) + ALFA2(J0,L)) )*B21
FOUA6= ( SIN( (M+0.5)*(2.*PI) + ALFA3(J0,L))
* - SIN( (M+0.5)*(4.*PI/3.+2.*T1(J0,L)-2.*T3(J0,L))
* + ALFA3(J0,L)) )*B13
PART2= 1./(0.5-M)
FOUA7= ( COS(ALFA1(J0,L))
* - COS( (0.5-M)*(2.*PI/3.+2.*T2(J0,L)-2.*T3(J0,L))
* + ALFA1(J0,L)) )*A32
FOUA8= ( COS( (0.5-M)*(2.*PI/3.+2.*T2(J0,L)-2.*T3(J0,L))
* + ALFA2(J0,L)) - COS( (0.5-M)*(4.*PI/3.+2.*T1(J0,L)
* -2.*T3(J0,L)) + ALFA2(J0,L)) )*A21
FOUA9= ( COS( (0.5-M)*(4.*PI/3.+2.*T1(J0,L)-2.*T3(J0,L))
* + ALFA3(J0,L)) - COS( (0.5-M)*(2.*PI) + ALFA3(J0,L)) )*A13
FOUA10= ( SIN( (0.5-M)*(2.*PI/3.+2.*T2(J0,L)-2.*T3(J0,L))
* + ALFA1(J0,L)) - SIN(ALFA1(J0,L)) )*B32
FOUA11= ( SIN( (0.5-M)*(4.*PI/3.+2.*T1(J0,L)-2.*T3(J0,L))
* + ALFA2(J0,L)) - SIN( (0.5-M)*(2.*PI/3.+2.*T2(J0,L)
* -2.*T3(J0,L)) + ALFA2(J0,L)) )*B21
FOUA12= ( SIN( (0.5-M)*(2.*PI) + ALFA3(J0,L))
* - SIN( (0.5-M)*(4.*PI/3.+2.*T1(J0,L)-2.*T3(J0,L))
* + ALFA3(J0,L)) )*B13
A(J1,L) = 1./(2.*PI)*(PART1*(FOUA1+FOUA2+FOUA3+FOUA4+FOUA5+FOUA6)
* + PART2*(FOUA7+FOUA8+FOUA9+FOUA10+FOUA11+FOUA12) )

```

C CALCULA Bn

```

FOUB1= ( SIN( ALFA1(J0,L))
* - SIN( (M+0.5)*(2.*PI/3.+2.*T2(J0,L)-2.*T3(J0,L))
* + ALFA1(J0,L)) )*A32
FOUB2= ( SIN( (M+0.5)*(2.*PI/3.+2.*T2(J0,L)-2.*T3(J0,L))
* + ALFA2(J0,L)) - SIN( (0.5+M)*(4.*PI/3.+2.*T1(J0,L)
* -2.*T3(J0,L)) + ALFA2(J0,L)) )*A21
FOUB3= ( SIN( (M+0.5)*(4.*PI/3.+2.*T1(J0,L)-2.*T3(J0,L))
* + ALFA3(J0,L)) - SIN( (0.5+M)*(2.*PI) + ALFA3(J0,L)) )*A13
FOUB4= ( COS(ALFA1(J0,L))
* - COS( (M+0.5)*(2.*PI/3.+2.*T2(J0,L)-2.*T3(J0,L))
* + ALFA1(J0,L)) )*B32

```

```

FOUB5= ( COS( (M+0.5)*(2.*PI/3.+2.*T2(J0,L)-2.*T3(J0,L))
* + ALFA2(J0,L)) - COS( (M+0.5)*(4.*PI/3.+2.*T1(J0,L)
* -2.*T3(J0,L)) + ALFA2(J0,L)) )*B21
FOUB6= ( COS( (M+0.5)*(4.*PI/3.+2.*T1(J0,L)-2.*T3(J0,L))
* + ALFA3(J0,L)) - COS( (M+0.5)*(2.*PI) + ALFA3(J0,L)) )*B13
FOUB7= (-SIN(ALFA1(J0,L))
* + SIN( (0.5-M)*(2.*PI/3.+2.*T2(J0,L)-2.*T3(J0,L))
* + ALFA1(J0,L)) )*A32
FOUB8= ( SIN( (0.5-M)*(4.*PI/3.+2.*T1(J0,L)-2.*T3(J0,L))
* + ALFA2(J0,L)) - SIN( (0.5-M)*(2.*PI/3.+2.*T2(J0,L)
* -2.*T3(J0,L)) + ALFA2(J0,L)) )*A21
FOUB9= ( SIN( (0.5-M)*(2.*PI) + ALFA3(J0,L))
* - SIN( (0.5-M)*(4.*PI/3.+2.*T1(J0,L)-2.*T3(J0,L))
* + ALFA3(J0,L)) )*A13
FOUB10= (- COS(ALFA1(J0,L))
* + COS( (0.5-M)*(2.*PI/3.+2.*T2(J0,L)-2.*T3(J0,L))
* + ALFA1(J0,L)) )*B32
FOUB11=(- COS( (0.5-M)*(2.*PI/3.+2.*T2(J0,L)-2.*T3(J0,L))
* + ALFA2(J0,L)) + COS( (0.5-M)*(4.*PI/3.+2.*T1(J0,L)
* -2.*T3(J0,L)) + ALFA2(J0,L)) )*B21
FOUB12=(- COS( (0.5-M)*(4.*PI/3.+2.*T1(J0,L)-2.*T3(J0,L))
* + ALFA3(J0,L)) + COS( (0.5-M)*(2.*PI) + ALFA3(J0,L)) )*B13
B(J1,L) = 1./(2.*PI)*(PART1*(FOUB1+FOUB2+FOUB3+FOUB4+FOUB5+FOUB6)
* + PART2*(FOUB7+FOUB8+FOUB9+FOUB10+FOUB11+FOUB12) )
150 CONTINUE
160 CONTINUE
JO = J1/6 + 1
170 CONTINUE
C IMPRIME COEFICIENTES DE FOURIER (An)
WRITE(1,17)
WRITE(1,18) (E2(N),N =1,11)
18 FORMAT(22X,11('E2=',F5.2,2X))
17 FORMAT('1',2X,'A1-COEFICIENTES DE FOURIER ',///)
JIN = 1
DO 20 J2 = 1,66,6
DO 19 M = 1,6
J1 = J2+M-1
WRITE(1,27) VR(1),E1(JIN),(A(J1,L),L=1,11)
19 CONTINUE
JIN = JIN + 1
C IMPRIME COEFICIENTES DE FOURIER (Bn)
WRITE(1,22)
20 CONTINUE
WRITE(1,21)
21 FORMAT('1','B1-COEFICIENTES DE FOURIER ')
22 FORMAT(/)
WRITE(1,18) (E2(J), J=1,11)
JON = 1
DO 25 J2 = 1,66,6
DO 24 M = 1,6
J1 = J2+M-1
WRITE(1,27) VR(1),E1(JON),(B(J1,L),L=1,11)
24 CONTINUE
JON = JON + 1
WRITE(1,22)

```

```

25 CONTINUE
26 FORMAT(14X,'VO=',5X,11F10.6)
27 FORMAT(2X,'VR=',F5.2,2X,'E1=',F5.2,X,11F10.6)
28 FORMAT(2X,'VR=',F5.2,4X,'Rp=',5X,11F10.6)
29 FORMAT(2X,'E1=',F5.2,4X,'DI=',5X,11F10.6)
  PI = 3.14159274
C INICIALIZA CALCULO DO RIPPLE
C VALORES DE ENTRADA
C   VELOCIDADE ANGULAR (rd/s)
  W = 4*PI*60
C   RESISTENCIA DO IMA (ohm)
  R1 = DADOS(1)
C   INDUTANCIA DO IMA (henry)
  L1 = DADOS(2)
C   CALCULA GAMA
  GAMA = R1/(W*L1)
  DO 195 JJ = 1,11
  DO 190 LL = 1,11
    RLI(JJ,LL) = 0.
190 CONTINUE
195 CONTINUE
  J = 1
  DO 280 JP = 1,66,6
  DO 270 L = 1,11
    RL2 = 0.
    R20L = 0.
    DO 260 M = 1,6
      C CALCULA SOMATORIO DO RIPPLE PARA RETIFICADOR
      J1 = JP + M - 1
      RL2 = R20L + ( A(J1,L)**2 + B(J1,L)**2 )/(M**2)
      R20L = RL2
260 CONTINUE
      C CALCULA O RIPPLE PARA RETIFICADOR
      RLI(J,L) = GAMA/(2*0.5*VO(J,L))*SQRT(RL2)
270 CONTINUE
      J = J + 1
280 CONTINUE
C IMPRIME RIPPLE -VARIACAO DA TENSAO MEDIA RETIFICADA
C   VALOR DA TENSAO MEDIA RETIFICADA
  WRITE(39,85)
  WRITE(39,18) (E2(L),L=1,11)
  DO 286 J = 1, 11
    WRITE(39,28) VR(J),(RLI(J,L),L = 1,11)
    WRITE(39,29) E1(J),(DI(J,L), L = 1,11)
    WRITE(39,26) (VO(J,L), L = 1,11)
286 CONTINUE
200 CONTINUE
  END

```

APÊNDICE-F

COMPONENTES ELETRÔNICOS UTILIZADOS NOS CIRCUITOS DE CONTROLE

RESISTORES

$R_1 = 12K\Omega$	$R_{19} = 1.8K\Omega$	$R_{25} = 1K\Omega$	$R_{37} = 10K\Omega$
$R_2 = 12K\Omega$	$R_{14} = 62K\Omega$	$R_{26} = 68\Omega-1W$	$R_{38} = 10K\Omega$
$R_3 = 27K\Omega$	$R_{15} = 62K\Omega$	$R_{27} = 68\Omega-1W$	$R_{39} = 10K\Omega$
$R_4 = 9.99K\Omega$	$R_{16} = 5.6K\Omega$	$R_{28} = 68//68\Omega$	$R_{40} = 1.8K\Omega$
$R_5 = 9.99K\Omega$	$R_{17} = 5.6K\Omega$	$R_{29} = 68//68\Omega$	$R_{41} = 10K\Omega$
$R_6 = 9.99K\Omega$	$R_{18} = 5.6K\Omega$	$R_{30} = 10K\Omega$	$R_{42} = 10K\Omega$
$R_7 = 3.33K\Omega$	$R_{19} = 5.6K\Omega$	$R_{31} = 10K\Omega$	$R_{43} = 1.8K\Omega$
$R_8 = 10K\Omega$	$R_{20} = 10K\Omega$	$R_{32} = 10K\Omega$	$R_{44} = 1K\Omega$
$R_9 = 10K\Omega$	$R_{21} = 10K\Omega$	$R_{33} = 10K\Omega$	$R_{45} = 10K\Omega$
$R_{10} = 10K\Omega$	$R_{22} = 2.7K\Omega$	$R_{34} = 10K\Omega$	$R_{46} = 10K\Omega$
$R_{11} = 10K\Omega$	$R_{23} = 2.7K\Omega$	$R_{35} = 10K\Omega$	$R_{47} = 10K\Omega$
$R_{12} = 10K\Omega$	$R_{24} = 1K\Omega$	$R_{36} = 10K\Omega$	

POTENCIÔMETROS

$P_1 = 1K\Omega$
$P_2 = 1K\Omega$
$P_3 = 1K\Omega$
$P_4 = 5K\Omega$
$P_5 = 5K\Omega$
$P_6 = 5K\Omega$

CAPACITORES

$C_1 = 220\mu F$	$C_6 = 10nF$	$C_{11} = 10nF$	$C_{16} = 100nF$
$C_2 = 220\mu F$	$C_7 = 10nF$	$C_{12} = 2.2\mu F$	$C_{17} = 100nF$
$C_3 = 100pF$	$C_8 = 1nF$	$C_{13} = 2.2\mu F$	
$C_4 = 100pF$	$C_9 = 1nF$	$C_{14} = 15nF$	
$C_5 = 100pF$	$C_{10} = 10nF$	$C_{15} = 15nF$	

DIODOS

$D_1 = 1N4148$	$D_4 = 1N4004$	$D_7 = 1N4148$	$D_{10} = 1N759-12V$
$D_2 = 1N4148$	$D_5 = 1N4004$	$D_8 = 1N4148$	
$D_3 = 1N4004$	$D_6 = 1N4004$	$D_9 = 1N759-12V$	

TRANSISTORES

$T_1 = 2N2222$
$T_2 = 2N2222$
$T_3 = 2N2222$
$T_4 = 2N2222$

CIRCUITOS INTEGRADOS

$CI_1 = LM308-H$	$CI_8 = CD4538$	$CI_{15} = LM311-N$	$CI_{22} = LM311-N$
$CI_2 = LM308-H$	$CI_9 = CD4538$	$CI_{16} = LM311-N$	$CI_{29} = CA 747$
$CI_3 = LM308-H$	$CI_{10} = LM555$	$CI_{17} = LM311-N$	$CI_{24} = LM311-N$
$CI_4 = LM311-N$	$CI_{11} = LM555$	$CI_{18} = LM318-H$	$CI_{25} = CA 747$
$CI_5 = CA 747N$	$CI_{12} = LM311-N$	$CI_{19} = LM318-H$	$CI_{26} = LM3999$
$CI_6 = LM311-N$	$CI_{13} = LM311-N$	$CI_{20} = LM318-H$	$CI_{27} = LM311-N$
$CI_7 = CA 747$	$CI_{14} = LM311-N$	$CI_{21} = LM318-H$	

LM3999 Precision Reference

General Description

The LM3999 is a precision, temperature-stabilized monolithic zener offering temperature coefficients a factor of ten better than high quality reference zeners. Constructed on a single monolithic chip is a temperature stabilizer circuit and an active reference zener. The active circuitry reduces the dynamic impedance of the zener to about 0.5Ω and allows the zener to operate over 0.5 mA to 10 mA current range with essentially no change in voltage or temperature coefficient. Further, a new subsurface zener structure gives low noise and excellent long term stability compared to ordinary monolithic zeners.

The LM3999 reference is exceptionally easy to use and free of the problems that are often experienced with ordinary zeners. There is virtually no hysteresis in reference voltage with temperature cycling. Also, the LM3999 is free of voltage shifts due to stress on the leads. Finally, since the unit is temperature stabilized, warm up time is fast.

The LM3999 can be used in almost any application in place of ordinary zeners with improved performance.

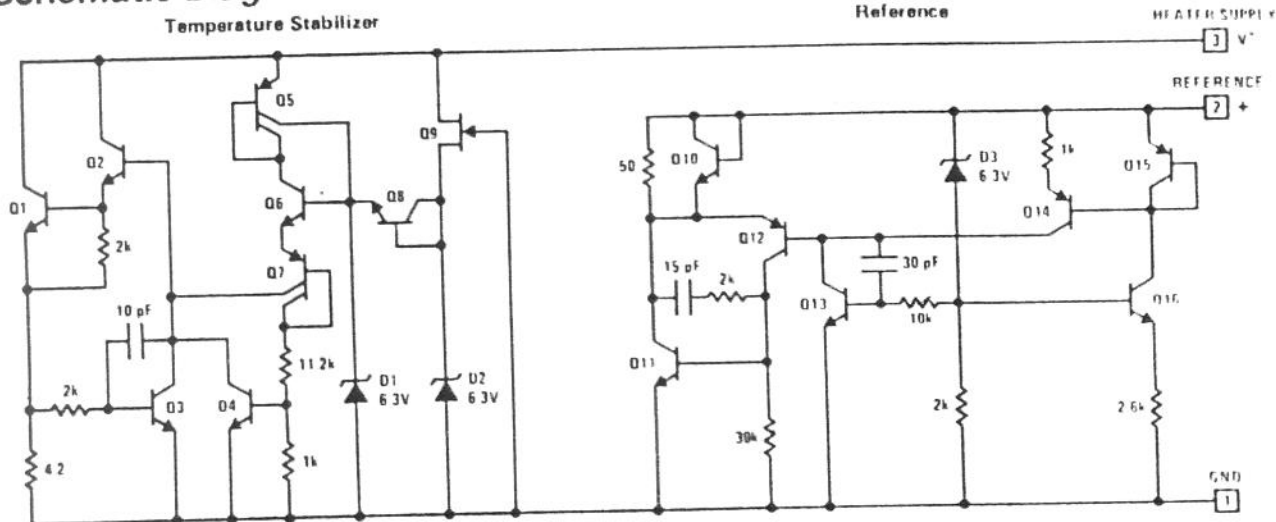
Some ideal applications are analog to digital converters, precision voltage or current sources or precision power supplies. Further, in many cases, the LM3999 can replace references in existing equipment with a minimum of wiring changes.

The LM3999 is packaged in a standard TO-92 package and is rated from 0°C to $+70^\circ\text{C}$.

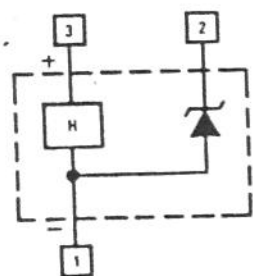
Features

- Guaranteed $0.0005\%/^\circ\text{C}$ temperature coefficient
- Low dynamic impedance — 0.5Ω
- Initial tolerance on breakdown voltage — 5%
- Sharp breakdown at $400\mu\text{A}$
- Wide operating current — $500\mu\text{A}$ to 10 mA
- Wide supply range for temperature stabilizer
- Low power for stabilization — 400 mW at 25°C
- Long term stability — 20 ppm

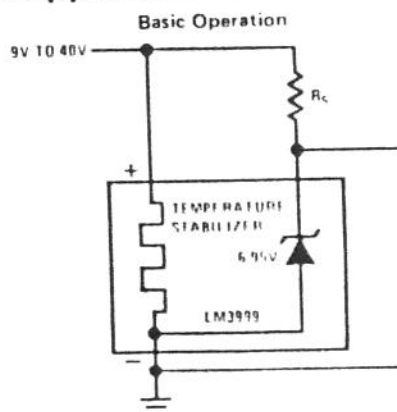
Schematic Diagram



Functional Block Diagram



Typical Applications



Absolute Maximum Ratings

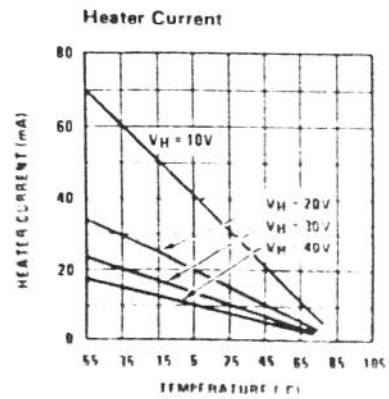
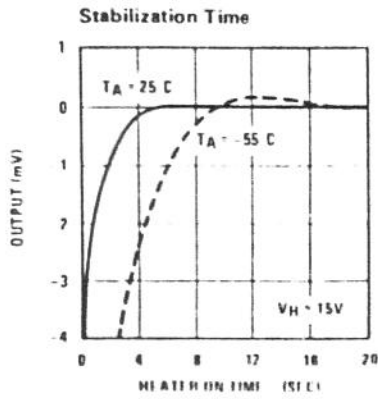
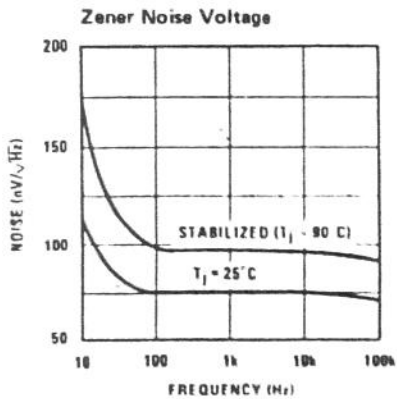
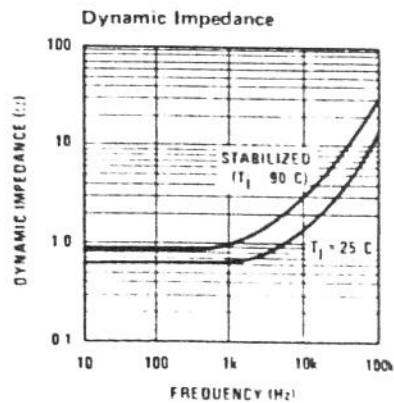
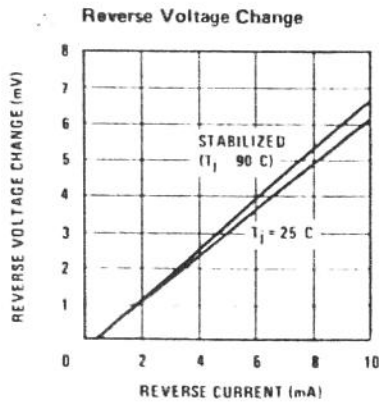
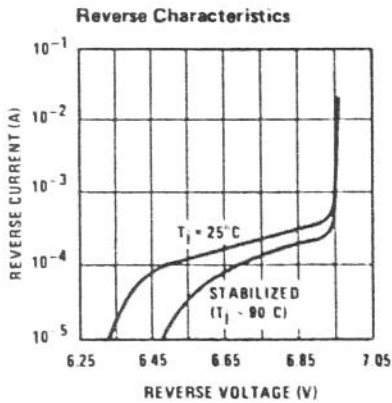
Temperature Stabilizer Voltage	36V
Reverse Breakdown Current	20 mA
Forward Current	0.1 mA
Operating Temperature Range	0° C to +70° C
Storage Temperature Range	55° C to +150° C
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300° C

Electrical Characteristics (Note 1)

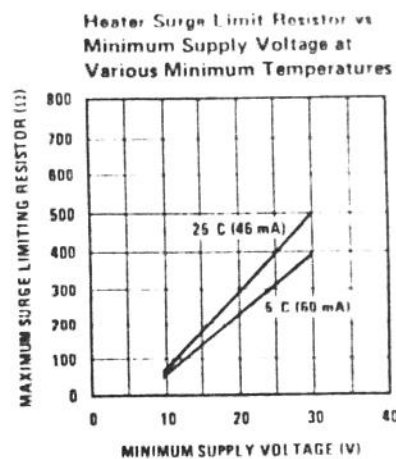
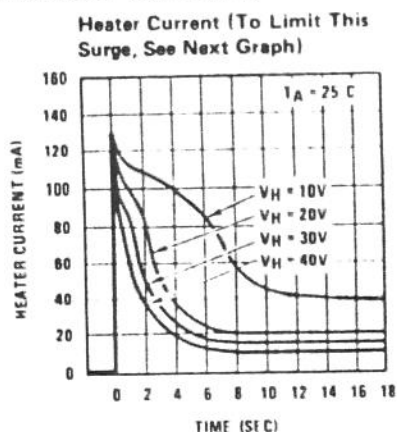
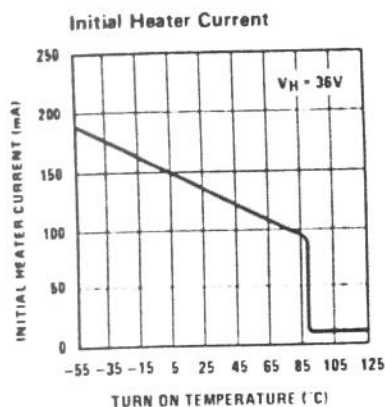
PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Reverse Breakdown Voltage	$0.6\text{ mA} \leq I_R \leq 10\text{ mA}$	6.6	6.95	7.3	V
Reverse Breakdown Voltage Change With Current	$0.6\text{ mA} \leq I \leq 10\text{ mA}$		6	20	mV
Reverse Dynamic Impedance	$I_R = 1\text{ mA}$		0.6	2.2	Ω
Reverse Breakdown Temperature Coefficient	$0^\circ\text{C} \leq T_A \leq 70^\circ\text{C}$		0.0002	0.0005	%/C
RMS Noise	$10\text{ Hz} \leq f \leq 10\text{ kHz}$		7		μV
Long Term Stability	Stabilized, $22^\circ\text{C} \leq T_A \leq 28^\circ\text{C}$, 1000 Hours, $I_R = 1\text{ mA} \pm 0.1\%$		20		ppm
Temperature Stabilizer	$T_A = 25^\circ\text{C}$, Still Air, $V_S = 30\text{V}$		12	18	mA
Temperature Stabilizer Supply Voltage				36	V
Warm-Up Time to 0.05%	$V_S = 30\text{V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$		5		Seconds
Initial Turn-on Current	$9 \leq V_S \leq 40$, $T_A = 25^\circ\text{C}$		140	200	mA

Note 1: These specifications apply for 30V applied to the temperature stabilizer and $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +70^\circ\text{C}$

Typical Performance Characteristics

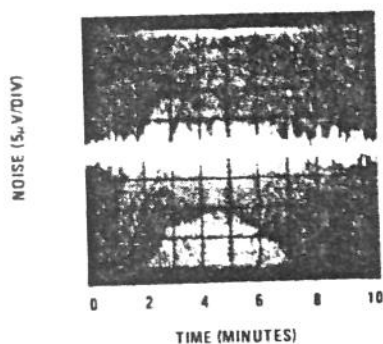


Typical Performance Characteristics (Continued)

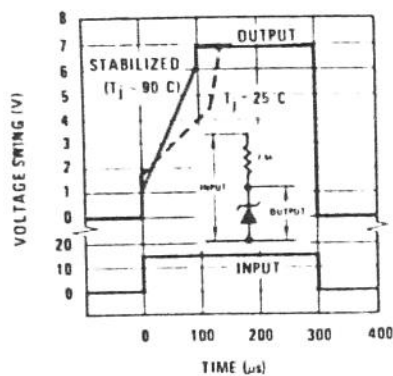


*Heater must be bypassed with a 2 μF tantalum capacitor if resistors are used

Low Frequency Noise Voltage

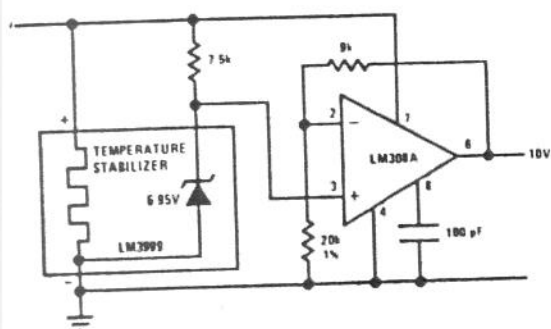


Response Time

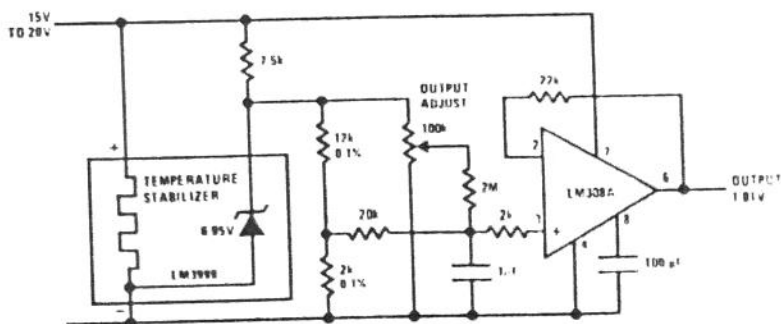


Typical Applications (Continued)

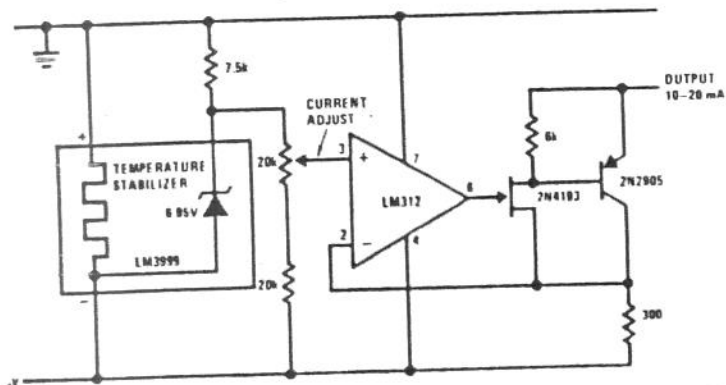
Buffered Reference With Single Supply



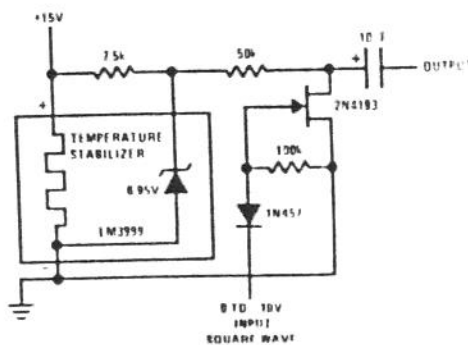
Voltage Reference



Negative Current Source



Square Wave Voltage Reference



DUAL PRECISION MONOSTABLE MULTIVIBRATOR

The HEF4538B is a dual retriggerable resettable monostable multivibrator. Each multivibrator has an active LOW trigger/retrigger input (I_0), an active HIGH trigger/retrigger input (I_1), an overriding active LOW direct reset input ($\bar{C}_D$), an output (O) and its complement ($\bar{O}$), and two pins (C_{TC} , R_{TC}) for connecting the external timing components C_t and R_t . Typical pulse width variation over temperature range is $\pm 0.2\%$.

The HEF4538B may be triggered by either the positive or the negative edges of the input pulse and will produce an accurate output pulse with a pulse width range of $10\ \mu\text{s}$ to infinity. The duration and accuracy of the output pulse are determined by the external timing components C_t and R_t . The output pulse width (T) is equal to $R_t \times C_t$. The linear design techniques in LOC MOS guarantee precise control of the output pulse width.

A LOW level at $\bar{C}_D$ terminates the output pulse immediately. The minimum reset pulse width depends on the value of the external timing capacitor C_t .

Schmitt-trigger action in the trigger inputs makes the circuit highly tolerant to slower rise and fall times.

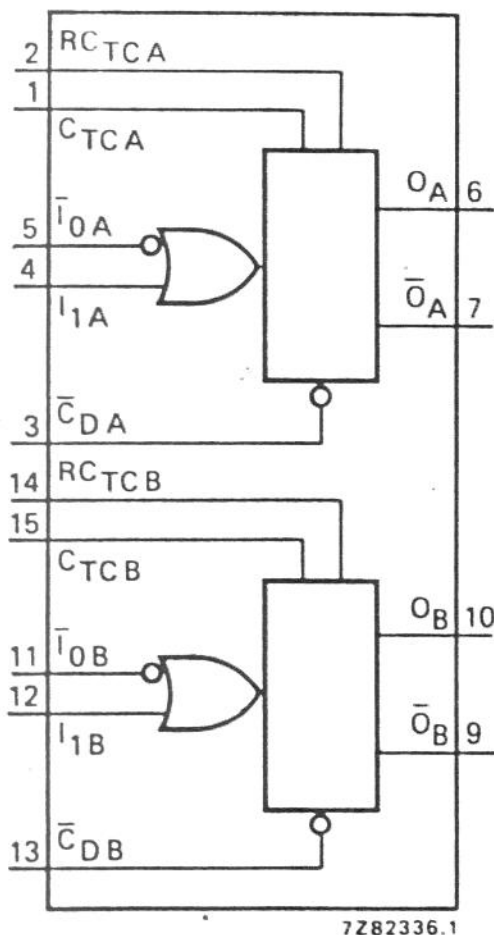


Fig. 1 Functional diagram.

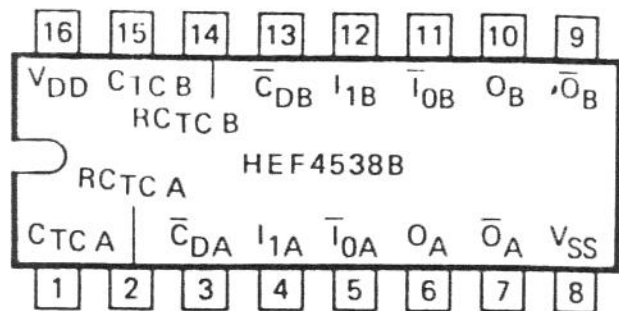


Fig. 2 Pinning diagram.

HEF4538BP : 16-lead DIL; plastic (SOT-38Z).

HEF4538BD : 16-lead DIL; ceramic (cerdip) (SOT-74).

HEF4538BT : 16-lead mini-pack; plastic (SO-16; SOT-109A).

PINNING

$\bar{I}_{0A}, \bar{I}_{0B}$	input (HIGH to LOW triggered)
I_{1A}, I_{1B}	input (LOW to HIGH triggered)
$\bar{C}_{DA}, \bar{C}_{DB}$	direct reset input (active LOW)
O_A, O_B	output
$\bar{O}_A, \bar{O}_B$	complementary output (active LOW)

$C_{TC A}, C_{TC B}$ external capacitor connections*

$R_{TC A}, R_{TC B}$ external capacitor/
resistor connections

* Always connected to ground.

FAMILY DATA; I_{DD} LIMITS category MSI: see Family specifications.

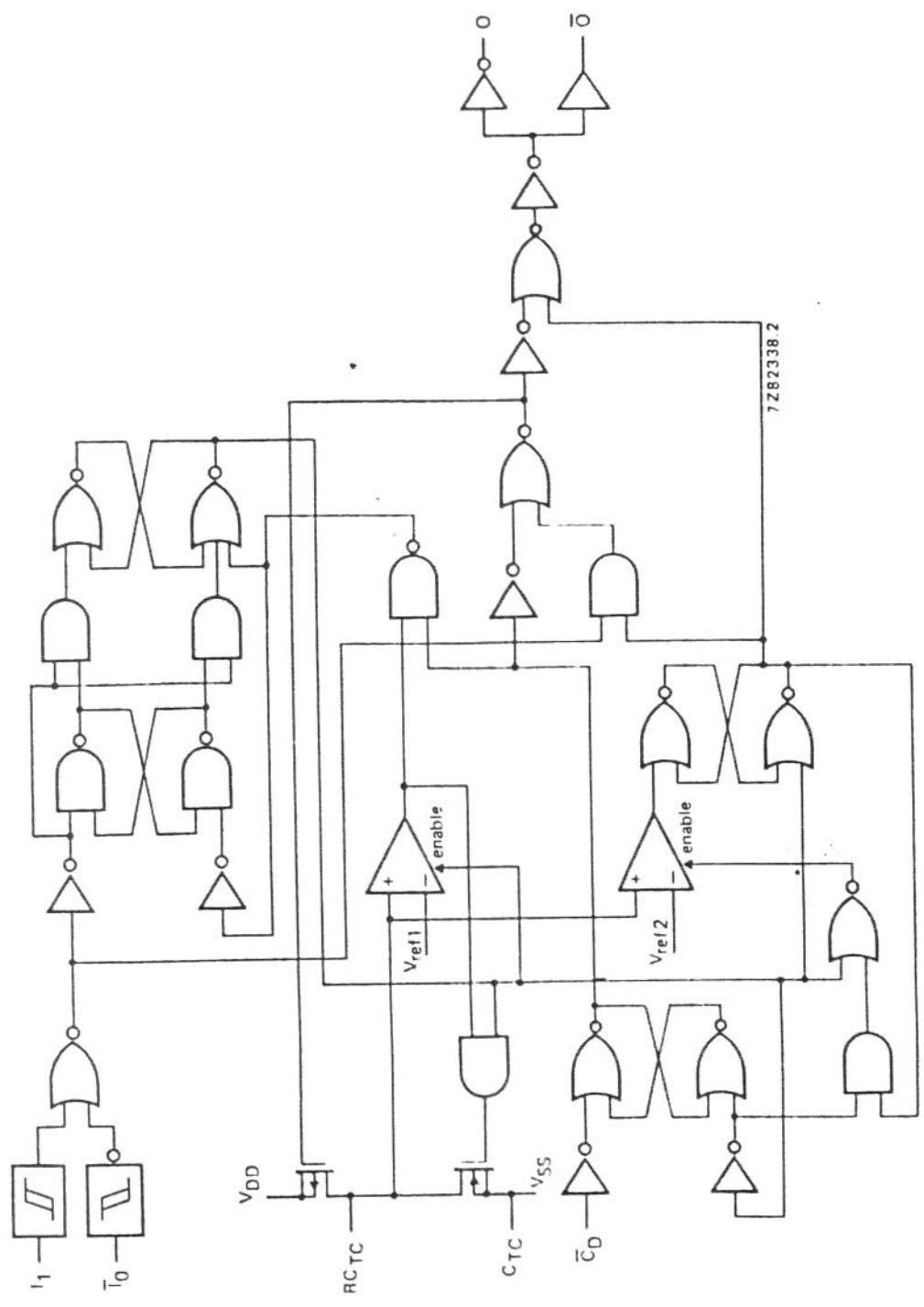


Fig. 3 Logic diagram.

FUNCTION TABLE

inputs			outputs	
$\bar{I}_0$	I_1	$\bar{C}_D$	O	$\bar{O}$
$\backslash$	L	H		
H	$\swarrow$	H		
X	X	L	L	H

H = HIGH state (the more positive voltage)

L = LOW state (the less positive voltage)

X = state is immaterial

$\int$ = positive-going transition

$\searrow$ = negative-going transition

$\sqcap$ = positive output pulse

$\sqcup$ = negative output pulse

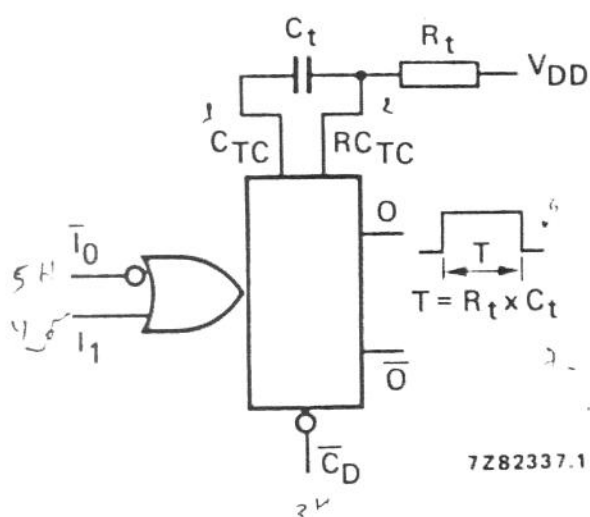


Fig. 4 Connection of the external timing components R_t and C_t .

D.C. CHARACTERISTICS

$$V_{SS} = 0 \text{ V}$$

	V_{DD} V	symbol	T_{amb} (°C)					
			-40		+ 25		+ 85	
			typ.	max.	typ.	max.	typ.	max.
Supply current active state (see note)	5	I_D			55			μA
	10				150			μA
	15				220			μA
Input leakage current (pins 2 and 14)	15	$\pm I_{IN}$				300		1000 nA

Note

Only one monostable is switching: current present during output pulse (output O is HIGH).