

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS  
FACULDADE DE ENGENHARIA DE CAMPINAS  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

Este exemplar corresponde à redação final da Tese  
defendida por Jorge Edwin Benavides Silva e  
aprovada pela Comissão Julgadora em 14 Fev. 1986.

Sigmar M. Deckmann

REDUÇÃO DE FLUTUAÇÕES DE TENSÃO  
POR COMPENSAÇÃO REATIVA USANDO  
REATOR CONTROLADO POR TIRISTORES

JORGE EDWIN BENAVIDES SILVA

Orientador:

Prof. Dr. Sigmar M. Deckmann

118/85

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

Esta pesquisa teve o apoio financeiro da Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de São Paulo-FAPESP - Projeto nº 84/2970-2.

## AGRADECIMENTOS

Ao meu orientador Sigmar M. Deckmann,  
por seu exemplar entusiasmo e dedicação.

Aos meus professores da UNICAMP, por  
ter contribuído no meu aperfeiçoamento.

À Universidade de Tarapaca de Arica -  
Chile, por ter permitido minha permanência na  
UNICAMP.

À Sílvia, por ter realizado eficien-  
temente o trabalho de datilografia.

*Este trabajo está dedicado  
a mi esposa Anita y a mis  
hijos Jerónimo y Diego, que  
me dieron la mejor ayuda:  
su compañía y su amor.*

## RESUMO

O objetivo deste trabalho é contribuir para a redução do problema das flutuações de tensão, responsáveis pelo efeito de cintilação luminosa. A solução consiste no controle rápido do fluxo de potência reativa, utilizando um compensador estático baseado em reator controlado por tiristores (RCT).

São propostos e desenvolvidos dois esquemas de controle, direto e realimentado, sendo possível também combinar as vantagens de ambos, mediante o controle híbrido. São processados em forma discreta no tempo, os sinais de tensão, corrente e ângulo, obtidos de uma carga variável.

Com a implementação de um equipamento experimental foram obtidos resultados que permitem concluir que os critérios estabelecidos e os métodos utilizados são apropriados para a redução eficiente das flutuações de tensão.

## SUMMARY

The goal of this work is to contribute for the reduction of the voltage fluctuation problem producing lamp-flicker. The solution is obtained by a fast control of reactive power flow, using thyristor controlled reactor based static compensators.

Both, feedback and feedforward control schemes are proposed, and through hybrid control is it possible to take advantage of the two control methods. Voltage, current and angle information of a variable load perturbation are processed in a discrete time way.

With the experimental equipment implementation, results were obtained showing that the adopted criteria and the used methods lead to a suitable voltage fluctuation reduction.

## ÍNDICE

	Página
INTRODUÇÃO GERAL.....	01
<u>CAPÍTULO 1: COMPENSAÇÃO REATIVA DE FLUTUAÇÕES DE TENSÃO..</u>	03
1.1. INTRODUÇÃO.....	03
1.2. PROBLEMAS RELACIONADOS COM O CONTROLE DE POTÊNCIA REATIVA.....	03
1.3. O PROBLEMA DAS FLUTUAÇÕES RÁPIDAS DE TENSÃO E SOLUÇÕES.....	05
1.3.1. CARACTERÍSTICAS DO PROBLEMA.....	05
1.3.2. TIPOS DE CARGAS QUE GERAM "FLICKER".....	08
1.3.3. OS DIFERENTES TIPOS DE COMPENSADORES NA REDUÇÃO DO "FLICKER".....	09
1.4. CRITÉRIOS ADOTADOS PARA A IMPLEMENTAÇÃO DO COMPENSADOR.....	10
1.5. RESUMO.....	12
<u>CAPÍTULO 2: O PROJETO DOS CIRCUITOS DIRETAMENTE ASSOCIADOS AO REATOR CONTROLADO.....</u>	13
2.1. INTRODUÇÃO.....	13
2.2. CARACTERÍSTICAS PRINCIPAIS DO RCT.....	13
2.2.1. CORRENTES INSTANTÂNEAS.....	15
2.2.2. AMPLITUDE DA COMPONENTE FUNDAMENTAL DA CORRENTE, SUSCEPTÂNCIA E POTÊNCIA REATIVA.....	16
2.2.3. VALOR RMS DA CORRENTE E PERDAS NO RCT.....	18
2.2.4. AMPLITUDE DAS HARMÔNICAS DA CORRENTE NO RCT.....	19
2.3. O CIRCUITO DE DISPARO DOS TIRISTORES.....	22
2.4. LINEARIZAÇÃO, PONTO DE OPERAÇÃO E FAIXA DE CONTROLE DO RCT.....	24
2.4.1. ESQUEMA BÁSICO NO CASO DE DOIS REATORES.....	24
2.4.2. LINEARIZAÇÃO E PONTO DE OPERAÇÃO NO CASO DE UM REATOR.....	26
2.4.3. LIMITES DO CONTROLE.....	29
2.5. RESUMO.....	29

<u>CAPÍTULO 3: O CONTROLE EM MALHA FECHADA.....</u>	33
3.1. INTRODUÇÃO.....	33
3.2. CONVERSORES CA/CC PARA A AMOSTRA DE TENSÃO.....	35
3.2.1. CONVERSÃO CA/CC PELO MÉTODO DOS DOIS INTE- GRADORES.....	35
3.2.2. CONVERSÃO CA/CC POR AMOSTRAGEM DOS PICOS...	36
3.3. DETETOR E AMPLIFICADOR DO ERRO.....	38
3.4. O CONTROLADOR DE MALHA FECHADA.....	39
3.4.1. OBTENÇÃO DO SINAL PROPORCIONAL.....	39
3.4.2. OBTENÇÃO DO SINAL SOMATÓRIA DO ERRO.....	39
3.4.3. OBTENÇÃO DO SINAL DIFERENÇA DO ERRO.....	41
3.5. AMOSTRA DE TENSÃO E PULSOS DE SINCRONISMO.....	41
3.6. RESUMO.....	44
 <u>CAPÍTULO 4: O CONTROLE DIRETO (FEEDFORWARD).....</u>	 47
4.1. INTRODUÇÃO.....	47
4.2. DETERMINAÇÃO DO SINAL PARA O CONTROLE DIRETO DO RCT	50
4.3. DESCRIÇÃO DO MÉTODO IMPLEMENTADO.....	53
4.4. OBTENÇÃO, FILTRAGEM E RETIFICAÇÃO DA AMOSTRA DE CORRENTE.....	55
4.5. OBTENÇÃO DA COMPONENTE ATIVA DA CORRENTE.....	58
4.6. OBTENÇÃO DA COMPONENTE REATIVA DA CORRENTE.....	60
4.6.1. MEDIÇÃO DO ÂNGULO $\phi$ .....	60
4.6.2. OBTENÇÃO DA TANGENTE DE $\phi$ .....	61
4.6.3. PRIMEIRO MÉTODO PARA OBTER A COMPONENTE REA- TIVA.....	61
4.6.4. SEGUNDO MÉTODO PARA OBTER A COMPONENTE REA- TIVA.....	61
4.7. ESTÁGIO FINAL NA GERAÇÃO DO SINAL DE CONTROLE.....	65
4.8. RESUMO.....	65
 <u>CAPÍTULO 5: SIMULAÇÃO DAS FLUTUAÇÕES E AVALIAÇÃO DO DESEM-   PENHO DO COMPENSADOR.....</u>	 68
5.1. INTRODUÇÃO.....	68
5.2. CARACTERÍSTICAS DO CIRCUITO DE POTÊNCIA.....	68

	Página
5.2.1. OS ELEMENTOS DO CIRCUITO DE POTÊNCIA.....	68
5.2.2. MEDIÇÃO DOS VALORES NOMINAIS NO CIRCUITO DE POTÊNCIA.....	71
5.2.3. MEDIÇÃO DE HARMÔNICOS NO CIRCUITO DE POTÊNCIA.....	73
5.3. O SISTEMA DE CONTROLE DOS RCT.....	75
5.4. GERAÇÃO DAS FLUTUAÇÕES E SUA MEDIÇÃO.....	79
5.4.1. GERAÇÃO E MEDIÇÃO DE FLUTUAÇÕES SENOIDAIS..	79
5.4.2. GERAÇÃO E MEDIÇÃO DE FLUTUAÇÕES ALEATÓRIAS.	82
5.5. AVALIAÇÃO DO COMPENSADOR COM CONTROLE EM MALHA FECHADA.....	82
5.5.1. DESEMPENHO DO COMPENSADOR COM CONTROLE REALIMENTADO PARA FLUTUAÇÕES SENOIDAIS.....	84
5.5.2. DESEMPENHO DO COMPENSADOR COM CONTROLE REALIMENTADO PARA FLUTUAÇÕES ALEATÓRIAS.....	86
5.6. AVALIAÇÃO DO COMPENSADOR COM CONTROLE DIRETO.....	86
5.6.1. DESEMPENHO DO COMPENSADOR COM CONTROLE DIRETO PARA FLUTUAÇÕES SENOIDAIS.....	87
5.6.2. DESEMPENHO DO COMPENSADOR COM CONTROLE DIRETO PARA FLUTUAÇÕES ALEATÓRIAS.....	87
5.7. AVALIAÇÃO DO COMPENSADOR COM CONTROLE HÍBRIDO.....	89
5.7.1. DESEMPENHO DO COMPENSADOR COM CONTROLE HÍBRIDO PARA FLUTUAÇÕES SENOIDAIS.....	89
5.7.2. DESEMPENHO DO COMPENSADOR COM CONTROLE HÍBRIDO PARA FLUTUAÇÕES ALEATÓRIAS.....	91
5.8. RESUMO.....	91
CONCLUSÃO GERAL.....	95
APÊNDICE A.....	98
APÊNDICE B.....	103
BIBLIOGRAFIA.....	106

## INTRODUÇÃO GERAL

Atualmente, têm alcançado grande interesse os aspectos relativos às diversas perturbações provocadas pela operação de cargas nos sistemas de potência. Um tipo importante de perturbação são as flutuações rápidas de tensão introduzidas nos sistemas de distribuição por cargas variáveis, especialmente os fornos a arco. Quando essas flutuações provocam uma variação perceptível na intensidade luminosa das lâmpadas, se produz o efeito chamado "flicker" ou cintilação, que constitui a principal consequência das flutuações de tensão. A sensibilidade ao problema depende da frequência do fenômeno, sendo maior nas proximidades de 10 Hz, porém pode estender-se até os 30 Hz. Logo, sua solução exigirá uma grande velocidade na correção, nos padrões usuais dos sistemas de potência.

O desenvolvimento de equipamentos estáticos de potência em geral, e dos compensadores de reativos em particular, constitui na atualidade uma melhor possibilidade de reduzir eficientemente o problema das flutuações de tensão, utilizando o controle rápido do fluxo da potência reativa.

O objetivo deste trabalho é fazer uma contribuição na solução do problema exposto implementando um compensador estático de reativos, de caráter experimental, para reduzir as flutuações de tensão e o equipamento adicional requerido para poder testar e avaliar o seu desempenho.

Para conseguir esse objetivo geral, é preciso desenvolver os aspectos de simulação física das flutuações de tensão, métodos de controle do compensador estático e métodos de medição apropriados das magnitudes elétricas requeridas no controle.

O capítulo 1 é o resultado da revisão preliminar dos antecedentes bibliográficos que permitem definir as bases e critérios para desenvolver os diversos aspectos do protótipo.

No capítulo 2 é feita uma análise das características relevantes do RCT e, a partir destas, o projeto e implemen

tação dos circuitos que estão diretamente associados ao RCT e que conseguem adaptá-lo ao sistema de controle, realizando as funções de linearização, de definição do ponto de operação e de geração dos pulsos de disparo dos tiristores.

No capítulo 3 é desenvolvido o sistema de controle em malha fechada, cuja principal vantagem é a precisão na redução das flutuações, porém limitado em velocidade. São levados em conta os aspectos de medição da tensão, sincronismo do sistema e implementação prática do controlador.

No capítulo 4 são apresentados os fundamentos do controle direto ("feed forward"), que tem sua principal vantagem na maior velocidade atingível. É proposto um esquema de medição e processamento dos sinais para ser utilizado no controle direto e são desenvolvidos os diferentes estágios deste esquema.

No capítulo 5 é apresentado o circuito de potência utilizado nos testes do compensador. São considerados os aspectos relativos à simulação e medição das flutuações de tensão com características senoidais e aleatórias para, finalmente, fazer a avaliação do compensador com controle em malha fechada, direto e híbrido, que combina as vantagens dos dois métodos de controle.

Nas conclusões gerais são apresentadas as dificuldades encontradas, os aspectos críticos na implementação e as principais fontes de erro detectadas no sistema desenvolvido. Também é feito um resumo dos resultados obtidos e finalmente, são apresentadas as sugestões consideradas importantes em futuros trabalhos no tema.

## CAPÍTULO 1

### COMPENSAÇÃO REATIVA DE FLUTUAÇÕES DE TENSÃO

#### 1.1. INTRODUÇÃO

O objetivo deste capítulo é apresentar os aspectos preliminares que foram considerados para implementar um protótipo experimental de compensador estático de reativos para a redução de flutuações de tensão em sistemas de suprimento elétrico.

Como o controle de reativos é utilizado para resolver diversos problemas de sistemas de potência, são discutidas as características e efeitos próprios do problema das flutuações de tensão diferenciando-o dos restantes.

Também são indicados os tipos de cargas que, por suas características, provocam flutuações de tensão. São comentados os aspectos dos fornos a arco que o tornam uma das cargas mais problemáticas.

É feito um resumo comparativo dos diferentes tipos de compensadores de reativos, para poder selecionar o mais conveniente segundo as características do problema das flutuações de tensão.

Os aspectos anteriores, abordados de forma sumária, conduzem às conclusões mais relevantes, obtidas na revisão bibliográfica sobre o tema para, finalmente, estabelecer os critérios gerais adotados na implementação do protótipo.

#### 1.2. PROBLEMAS RELACIONADOS COM O CONTROLE DE POTÊNCIA REATIVA

O controle de potência reativa tem sido utilizado na solução de diversos problemas nos sistemas de potência [1] - [6], entre os quais se destacam:

- (a) Correção do fator de potência;
- (b) Melhoramento da regulação de tensão;
- (c) Correção do desequilíbrio nas cargas;
- (d) Redução das flutuações rápidas de tensão;
- (e) Redução das perdas de transmissão;
- (f) Controle da tensão;
- (g) Aumento da estabilidade dinâmica;
- (h) Melhoramento da estabilidade transitória;
- (i) Redução de transitórios de tensão;
- (j) Compensação de conversores em sistemas H.V.D.C.

Os problemas (a) até (d) referem-se principalmente às cargas e aos sistemas de distribuição. De (e) até (j) são problemas nos sistemas de geração e transmissão. Todos eles interessam na avaliação da qualidade do serviço, da confiabilidade do sistema, na otimização dos recursos e, portanto, nos aspectos econômicos da utilização eficiente dos sistemas de potência.

É importante o fato que embora a solução de todos estes problemas tenham em comum o controle da potência reativa, cada um deles tem suas características próprias e, em geral, a solução ótima de um não é a melhor para outro. Por exemplo, não é possível manter simultaneamente constantes a tensão e o fator de potência numa carga variável [1].

Às vezes, a solução de um problema pode até piorar outro aspecto do sistema; isto ocorre no caso do melhoramento da estabilidade dinâmica por controle de reativos que pode gerar grandes oscilações de tensão na fase de estabilização do sistema [7].

Dois problemas que podem ser solucionados ao mesmo tempo são o melhoramento do fator de potência e o equilíbrio de cargas [8].

A regulação de tensão nas cargas, quando é feita monofasicamente por injeção de potência reativa, produzirá uma diminuição parcial dos desequilíbrios e um grau de melhoramento do fator de potência que pode ser menor ou maior que o desejável.

O caso das flutuações de tensão será discutido no

item seguinte.

Para resolver os problemas indicados anteriormente, tem sido utilizados os seguintes tipos de equipamentos de compensação de reativos:

- Capacitores chaveados mecanicamente;
- Reatores chaveados mecanicamente;
- Compensadores síncronos (C.S.);
- Reatores saturáveis (R.S.);
- Reatores saturáveis com compensação de harmônicos (R.S.C.H.);
- Capacitores chaveados por tiristores (C.C.T.);
- Reatores controlados por tiristores (R.C.T.);
- Capacitores série.

Também tem sido propostos novos métodos de geração e controle de potência reativa que ainda não tem sido utilizado na prática [9].

As vantagens e desvantagens de cada equipamento dependem da aplicação específica. No seguinte item serão apresentados estes aspectos para o caso da redução das flutuações de tensão.

### 1.3. O PROBLEMA DAS FLUTUAÇÕES RÁPIDAS DE TENSÃO E SOLUÇÕES

#### 1.3.1. CARACTERÍSTICAS DO PROBLEMA

O problema de interesse neste trabalho são as flutuações rápidas de tensão produzidas por cargas variáveis. Os termos "voltage flicker", "lamp flicker" ou simplesmente "flicker", são usados para descrever o mesmo problema, embora na maioria das vezes, quando se fala em "flicker" é para se referir às consequências perceptíveis, especificamente na mudança da intensidade das lâmpadas, produzidas pelas flutuações de tensão [10]. Em geral, as flutuações de tensão podem provocar problemas em outros equipamentos tais como aparelhos de televisão e computadores, porém nesses e outros casos é economicamente factível intro

duzir localmente reguladores eletrônicos de tensão nas fontes de alimentação, o que evidentemente não é possível no caso das lâmpadas por sua natureza dispersa, de ação individual e baixo custo [11].

Pela natureza do efeito "flicker", sua descrição depende de fatores fisiológicos, ambientais e subjetivos e sua quantificação tem que ser feita estatisticamente. Tem sido demonstrado que o olho humano é sensível ao "flicker" na faixa de frequência de 0,5 a 25 Hz e que a sensibilidade é máxima aproximadamente para 10 Hz. Na fig. 1.1 são mostradas curvas do limiar de percepção para flutuações senoidais e quadradas, como também a curva de sensibilidade normalizada do sistema lâmpada - olho - cérebro [12].

A possibilidade de reduzir eficientemente as flutuações de tensão por controle de potência reativa, segue as mesmas bases estabelecidas para o problema de regulação de tensão. Isto é, a forte dependência entre a tensão e o fluxo de potência reativa [13], e que pode ser confirmado pelas análises feitas no item 4.2.

Teoricamente a flutuação da tensão é um problema de regulação de tensão; na prática é um caso muito extremo que requer uma análise e soluções próprias. Se pode estabelecer uma diferenciação conceitual entre os problemas de regulação e flutuação de tensão baseado no fato que as conseqüências adversas deste último ocorrem na faixa de frequência já dita e que variações muito pequenas da tensão (até 0,25%) podem ser perceptíveis nessa faixa, embora sejam toleráveis do ponto de vista da regulação. Em resumo, pelos antecedentes disponíveis se pode considerar que o problema das flutuações (e sua principal conseqüência, o efeito "flicker") existe quando a frequência das variações está na faixa de 0,5 a 25 Hz, e então, variações mais lentas serão consideradas problema de regulação de tensão. A importância desta diferenciação é que permitirá otimizar a solução do ponto de vista econômico, já que os equipamentos para reduzir as flutuações rápidas, sendo um problema mais crítico, tem custo maior (ver itens 3.3, 4.2 e 4.7).

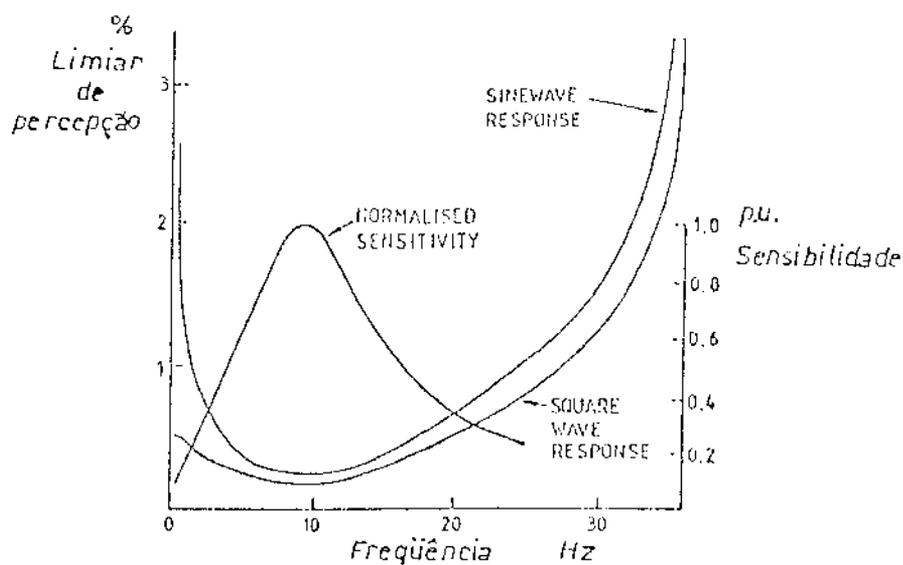


FIG.1.1. LIMIAR DE PERCEPÇÃO E SENSIBILIDADE NORMALIZADA DO SISTEMA LÂMPADA - OLHO - CÉREBRO.

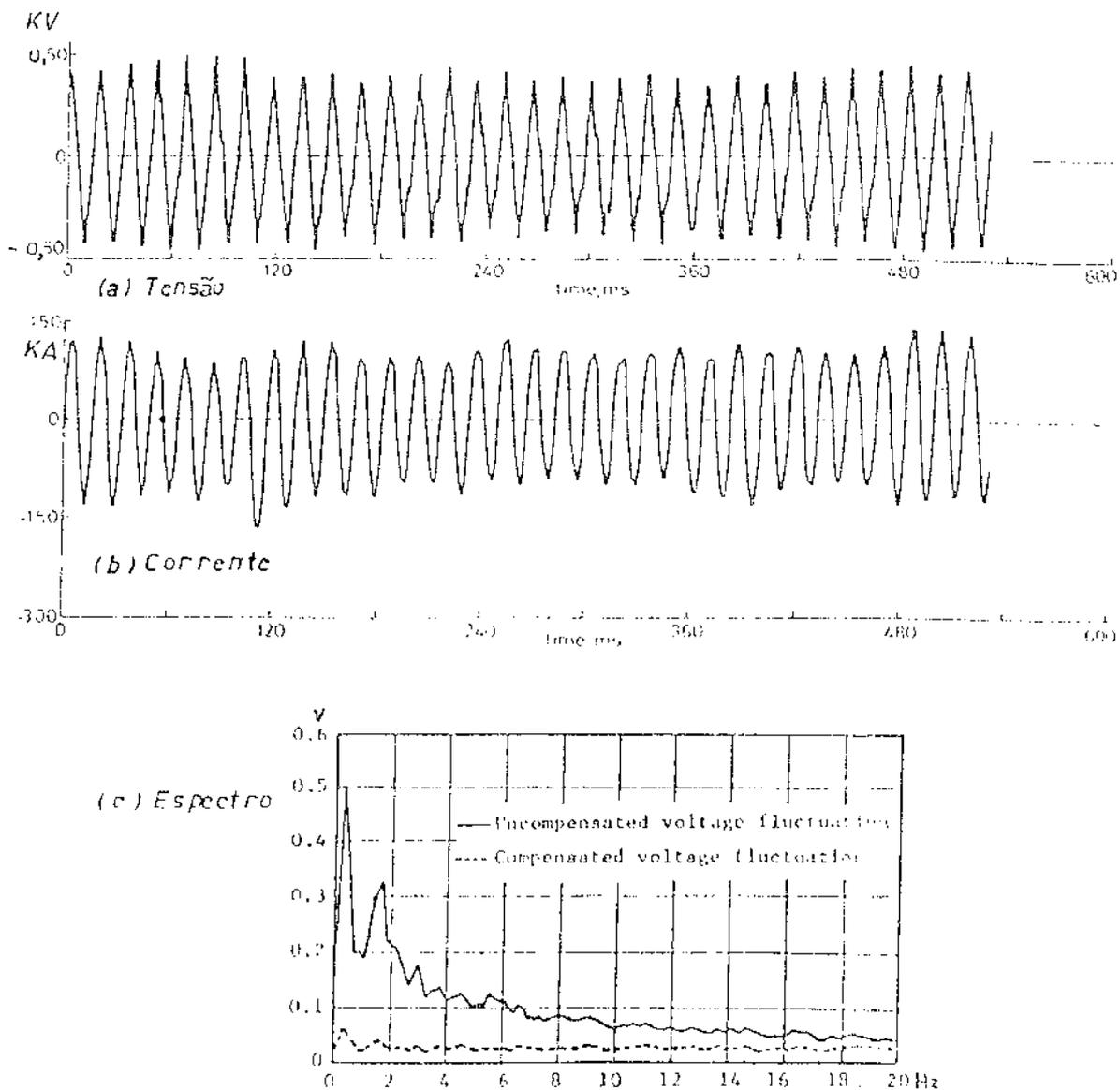


FIG.1.2. FORMAS TÍPICAS DA TENSÃO, CORRENTE E ESPECTRO DAS FLUTUAÇÕES DE TENSÃO PRODUZIDAS POR UM LÍMBO A ARCO.

### 1.3.2. TIPOS DE CARGAS QUE GERAM "FLICKER"

Toda carga variável pode gerar "flicker", e o problema será maior na medida em que aumenta a amplitude e rapidez da variação da demanda, especialmente de potência reativa, ainda que em alguns casos, o efeito da variação da potência ativa também pode ser importante (ver item 4.2).

Nas referências [2] e [10] são indicados como cargas problemas as seguintes:

- Fornos a arco;
- Soldadoras a arco;
- Soldadoras de ponto;
- Laminadoras;
- Compressores e bombas;
- Serras;
- Tração elétrica de C.A.;
- Grupos elevadores;
- Bate-estacas, etc.

Também são mencionadas outras cargas que têm ciclos de trabalho na faixa de segundos e até minutos, que na realidade produzem degraus de variação na tensão que podem ser perceptíveis dado que a sensibilidade para formas quadradas de variação se mantém praticamente constantes nas frequências baixas [12] (fig. 1.1).

Não obstante, como indicado em inumeráveis referências, na prática as cargas que produzem os maiores problemas são os fornos a arco. Isto é devido a vários fatores:

- As elevadas potências que cada unidade pode atingir (dezenas de MVA);
- Os baixos fatores de potência;
- As grandes e rápidas variações de potência, tanto ativa, como reativa;
- As características aleatórias das flutuações geradas;
- O espectro das flutuações atinge a faixa de maior sensibilidade visual.

Os fornos a arco, por sua natureza, também geram harmônicos (não-linearidade) e desequilíbrios (funcionamento de cada fase relativamente independente). Embora estes problemas não estejam associados ao "flicker", eles introduzem dificuldades adicionais na sua solução. Estes e outros aspectos que caracterizam os fornos a arco são analisados em [14] - [18]. Na fig. 1.2 estão reproduzidos gráficos característicos de flutuações, seu espectro de frequência e forma de onda da corrente para um forno a arco.

### 1.3.3. OS DIFERENTES TIPOS DE COMPENSADORES NA REDUÇÃO DO "FLICKER"

Os elementos de potência dos diferentes tipos de compensadores têm as características comparativas indicadas na tabela 1.1, resumida de [19]. As siglas referem-se aos tipos mencionados no item 1.2.

CARACTERÍSTICA	R.C.T	C.C.T	R.S.	R.S.C.H	C.S.
VELOCIDADE DE RESPOSTA	3	1	3	3	0
ATUAÇÃO MONOFÁSICA	3	3	3	0	0
CONTROLE CONTÍNUO	3	1	3	3	3
EXATIDÃO NA COMPENSAÇÃO	3	2	2	2	2
FLEXIBILIDADE NO CONTROLE	3	2	0	0	2
POSSIBILIDADE DE EQUILIBRAR FASES	3	1	1	1	1
MANUTENÇÃO	3	3	3	3	0
PERDAS	2	3	2	2	1
HARMÔNICOS	0	3	0	2	3
FATOR DE POTÊNCIA	1	3	0	1	3

(3 - EXCELENTE; 2 - BOM; 1 - LIMITADO; 0 - POBRE)

TABELA 1.1 - RESUMO DAS CARACTERÍSTICAS DOS EQUIPAMENTOS DE COMPENSAÇÃO DE REATIVOS

O R.C.T tem todas as características desejáveis para a redução do "flicker", que são as 5 primeiras da tabela, e também tem vantagens em outros exceto em relação às perdas, à geração de harmônicos e ao fator de potência. Precisamente nestes aspectos o melhor é o C.C.T. A maneira lógica de aproveitar as máximas vantagens dos dois tipos é utilizar uma solução mixta R.C.T - C.C.T. Nesse caso, o dimensionamento do R.C.T será o mínimo necessário para reduzir as flutuações de maior frequência. Os diversos estágios do C.C.T entrarão ou sairão quando os limites do R.C.T sejam atingidos devido às variações maiores e mais lentas da tensão [20]. Superados os problemas da maior complexidade do controle, esta solução é a mais atrativa de todas.

Para melhorar as características do R.C.T, em relação aos harmônicos gerados, se utilizam filtros, que também são aproveitados para aumentar o fator de potência. Também tem sido propostos métodos não convencionais de redução de harmônicos, alterando a configuração básica e o controle dos ângulos de disparo dos tiristores [21], [22], [23].

A parte do controle de reativos, outra solução do problema das flutuações é o aumento do nível de curto-circuito do suprimento de energia, que tem a vantagem de melhorar a qualidade do sistema, permitindo futuras expansões. Sua grande desvantagem é o elevado custo.

#### 1.4. CRITÉRIOS ADOTADOS PARA A IMPLEMENTAÇÃO DO COMPENSADOR

Considerando os aspectos apresentados nos itens anteriores, serão estabelecidos os critérios nos quais foi baseada a implementação do compensador para reduzir flutuações de tensão.

Neste trabalho é dada uma forte ênfase ao controle do compensador, nos métodos de medição das grandezas requeridas e à forma de levar ao plano prático estas funções. Foi escolhido este enfoque por considerar que estes aspectos são decisivos na efetividade atingível. Com esta ênfase é maior a possibilidade de dar uma contribuição real e efetiva, já que na biblio-

grafia consultada existe uma grande reserva na revelação de aspectos práticos de medição e controle. Por último, se considerou desnecessária a reprodução de assuntos ou análises amplamente divulgadas.

O objetivo proposto para o compensador é reduzir as flutuações de tensão na faixa de 0,5 até 25 Hz. Para conseguir a maior eficiência nesta função é necessário isolar o problema, já que atender qualquer outra função simultânea implica em compromisso que limitará o desempenho no objetivo principal. Não obstante, na medida em que a redução das flutuações for lograda, em geral se terá melhoras no equilíbrio de fases, na regulação de tensão e no fator de potência, embora estas melhoras adicionais não obedeçam especificações determinadas. Se for desejado será possível utilizar métodos complementares conhecidos para atingir especificações rigorosas.

A alternativa de realizar um controle para conseguir simultaneamente o equilíbrio das cargas e reduzir flutuações é muito atrativa e teoricamente factível, mas na prática isto implica em sacrificar a velocidade de compensação pela necessidade de processar a informação das 3 fases para o controle decidir sua atuação. Se tem que considerar que as medições requerem algum tempo pelo caráter periódico das variáveis, e que a informação das 3 fases é mais demorada de se obter.

Um dos aspectos que tem sido quase ignorado, particularmente no caso do R.C.T, é o fato que o controle é discreto no tempo e com intervalos de atuação variáveis em geral. Ou seja, não é possível ter um fluxo de reativos qualquer num instante arbitrário do tempo (embora seja possível definir a potência reativa instantânea [24]). Isto invalida qualquer tentativa de fazer uma análise contínua das variações de tensão, quando sua frequência é uma fração importante da frequência da rede. O caráter discreto é levado em conta no tratamento dos sinais no controle implementado.

Pelo dito até agora, foi decidido o controle independente de cada fase e a implementação monofásica do protótipo (existe uma vantagem de custo, mas isto não foi uma limitação im

posta). O caso trifásico se obteria simplesmente pela reprodução do protótipo em todos os seus aspectos.

Outro critério adotado foi a flexibilidade geral na operação, dotando o protótipo de métodos alternativos de medição, controle e atuação na compensação. Este critério permite avaliar objetivamente os diferentes métodos e detectar os pontos mais críticos no processo de compensação de flutuações.

A maior prioridade foi a velocidade dos processos envolvidos, evitando atrasos até onde fosse possível. Isto levou à escolha do R.C.T. como elemento atuador e do processamento analógico dos sinais, orientando a seleção de alternativas para cada estágio.

Por último, foi introduzido o conceito de referência de tensão flutuante que, quando utilizado, permite evitar a saturação e perda do controle do compensador na ocorrência de variações grandes de tensão no longo prazo. Isto permite reduzir a capacidade nominal aos requerimentos das flutuações rápidas.

### 1.5. RESUMO

Da revisão e análises da bibliografia, foram estabelecidas as bases para enfrentar a implementação do protótipo de compensador estático para a redução de flutuações de tensão.

Os critérios estabelecidos são a consideração do problema isolado, sua correção por fase (e implementação do protótipo monofásico), a flexibilidade do equipamento e a prioridade de na velocidade de atuação.

Foi escolhido o R.C.T. por ser o tipo de compensador que reúne todas as vantagens para sua aplicação ao problema de interesse, devendo ser levado em conta o caráter discreto no tempo do seu controle.

Nos capítulos seguintes são aplicados estes conceitos ao projeto do compensador nos seus aspectos de medição, controle e atuação.

## CAPÍTULO 2

### O PROJETO DOS CIRCUITOS DIRETAMENTE ASSOCIADOS AO REATOR CONTROLADO POR TIRISTORES

#### 2.1. INTRODUÇÃO

O objetivo deste capítulo é descrever o projeto dos circuitos requeridos para adaptar o R.C.T ao sinal resultante do sistema de controle, isto é, satisfazer a relação:

$$I_{RCT} = I_{RCO} - K_1 V_{con} \quad (2.1)$$

Onde:  $I_{RCT}$  = Componente fundamental da corrente no reator;  
 $I_{RCO}$  = Corrente no reator no ponto de operação;  
 $V_{con}$  = Tensão de controle.

Os aspectos a considerar no projeto do bloco de adaptação da fig. 2.1 são:

- Linearização da característica do R.C.T;
- Ponto de operação do R.C.T;
- Faixa de controle (limites);
- Circuito de disparo dos tiristores;
- Acoplamento isolante dos pulsos de disparo.

O presente capítulo começa pela revisão das principais características do R.C.T.

#### 2.2. CARACTERÍSTICAS PRINCIPAIS DO R.C.T

As principais estruturas básicas de R.C.T são apresentadas na fig. 2.2. A estrutura (A) é a mais utilizada, tem a vantagem do menor custo e a desvantagem do maior conteúdo de harmônicos na corrente em relação a (B). A estrutura (C) tem características intermediárias; na realidade (A) e (B) são casos par-

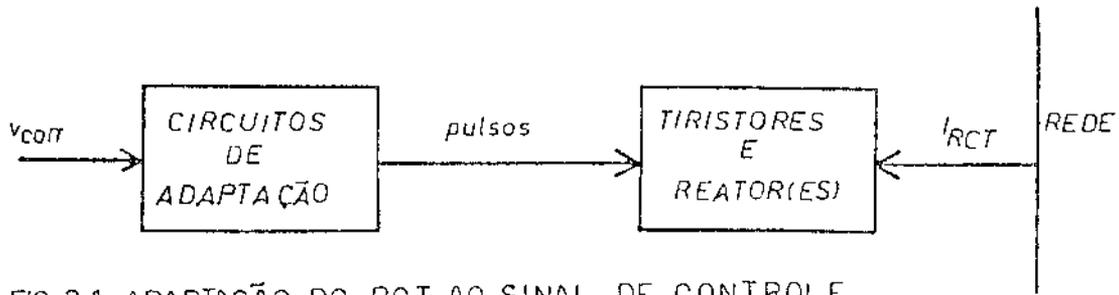


FIG. 2.1 ADAPTAÇÃO DO RCT AO SINAL DE CONTROLE.

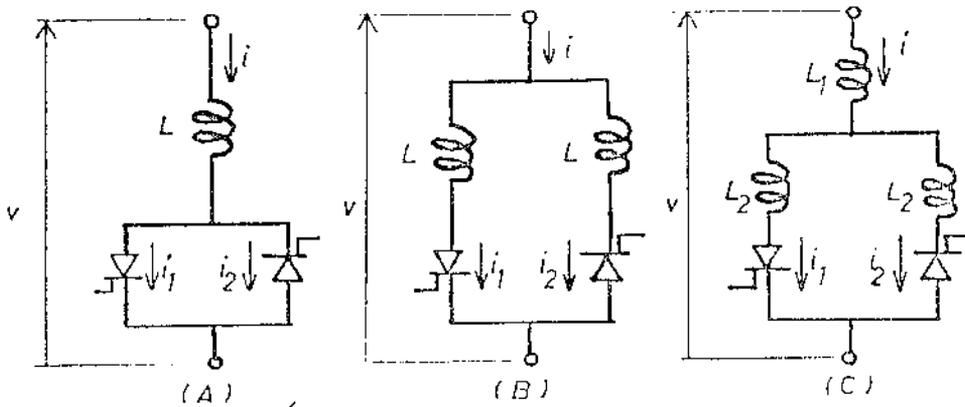


FIG. 2.2. ESTRUTURAS BÁSICAS DE RCT.

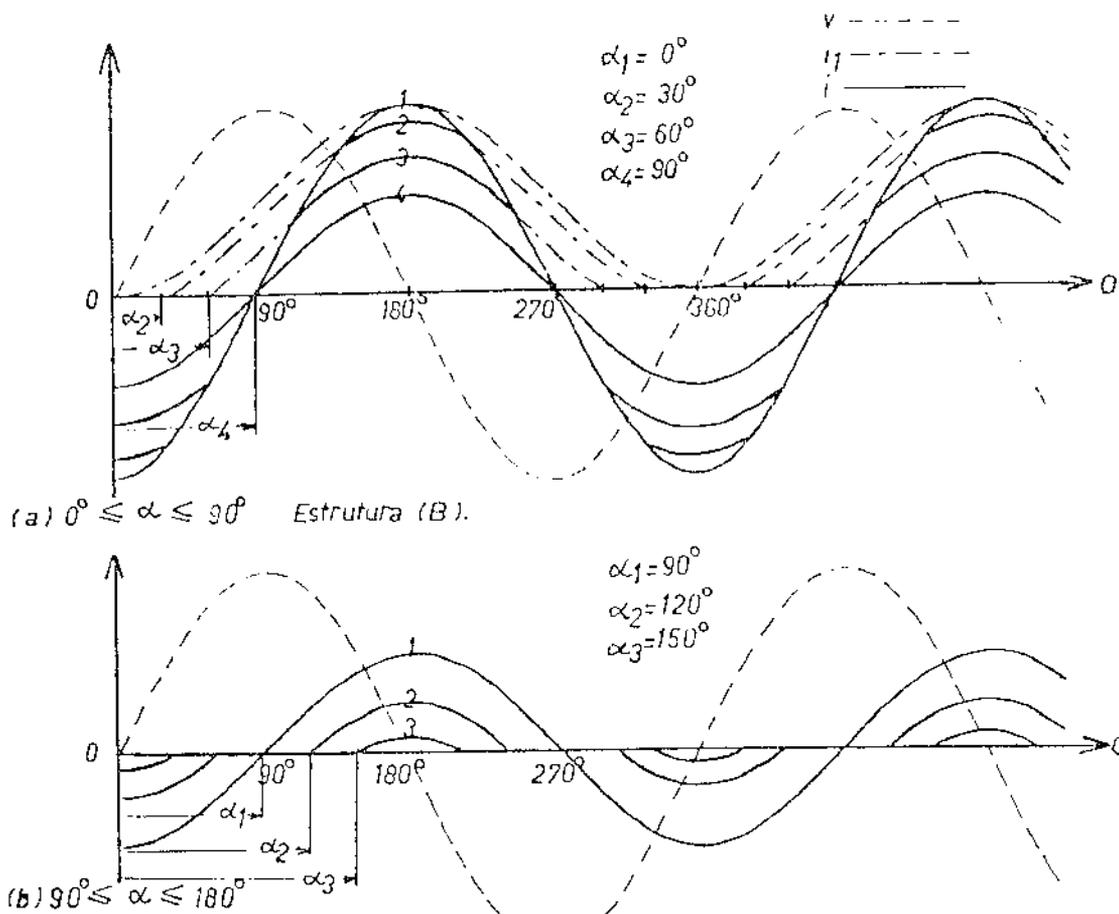


FIG. 2.3 CORRENTE INSTANTÂNEA PARA DIVERSOS VALORES DE  $\alpha$ .

ticulares de (C). Em [21] é feita uma análise comparativa detalhada dessas estruturas. No que segue sãõ serão considerados os aspectos mais relevantes para (A) e (B).

### 2.2.1. CORRENTES INSTANTÂNEAS

Assumindo  $V = V_M \text{ sen } \theta$ ,  $\theta = \omega t$ , e desprezando as perdas nos reatores, se terá para (A) ou (B) [25]:

$$i_1 = \frac{V_M}{\omega L} (\cos \alpha - \cos \theta); \quad \alpha < \theta < 2\pi - \alpha \quad (2.2)$$

$$i_2 = \frac{V_M}{\omega L} (-\cos \alpha - \cos \theta); \quad \pi - \alpha < \theta < 3\pi - \alpha \quad (2.3)$$

$$i_1 = i_2 = 0; \quad \text{fora dos limites acima.}$$

A diferença é que os limites normais de  $\alpha$  são: para (A)  $90^\circ < \alpha < 180^\circ$ , e para (B)  $0^\circ < \alpha < 180^\circ$ .

Para (A) a condução é descontínua (exceto no limite  $\alpha = 90^\circ$ ). O mesmo é válido para (B) se  $90^\circ < \alpha < 180^\circ$ , e nos dois casos a corrente total  $i$  sãõ pode assumir os seguintes valores:  $i = i_1$ ,  $i = i_2$  ou  $i = 0$ . Não entanto, se  $0^\circ < \alpha < 90^\circ$ , a estrutura (B) terá condução contínua e, como  $i = i_1 + i_2$ , num ciclo se produzirão os casos indicados na tabela 2.1. A fig. 2.3 mostra a corrente  $i$  para diversos valores de ângulo de disparo.

$\theta$	OBSERVAÇÃO	$i \cdot (\omega L/V_M)$
0 até $\alpha$	$i_1 = 0$	$-\cos \alpha - \cos \theta$
$\alpha$ até $\pi - \alpha$	—	$-2 \cos \theta$
$\pi - \alpha$ até $\pi + \alpha$	$i_2 = 0$	$\cos \alpha - \cos \theta$
$\pi + \alpha$ até $2\pi - \alpha$	—	$-2 \cos \theta$
$2\pi - \alpha$ até $2\pi + \alpha$	$i_1 = 0$	$-\cos \alpha - \cos \theta$

TABELA 2.1. CORRENTE NA ESTRUTURA (B) PARA CONDUÇÃO CONTÍNUA.

Considerando as perdas, a eq. (2.2) se transforma em |26|:

$$i_1(\theta) = I_M \left[ \text{sen}(\theta - \psi) - \text{sen}(\alpha - \psi) \cdot e^{-\left(\frac{\theta - \alpha}{\text{tg}\psi}\right)} \right] \quad (2.4)$$

Onde:  $I_M = V_M / \sqrt{(\omega L)^2 + R^2}$

$$\psi = \text{arctg}(\omega L/R)$$

R = resistência do reator

Por simetria:  $i_2(\theta) = -i_1(\theta - \pi)$  (2.5)

A eq. (2.4) é válida para  $\alpha < 0 < \gamma$ , onde  $\gamma$  é o chamado ângulo de extinção (valor de  $\theta$  que faz  $i_1 = 0$ ), então de (2.4) para  $i_1(\gamma) = 0$  se tem:

$$\text{sen}(\alpha - \psi) e^{-\left(\frac{\gamma - \alpha}{\text{tg}\psi}\right)} = \text{sen}(\gamma - \psi) \quad (2.6)$$

A fig. 2.4 mostra a diferença entre a corrente com perdas para  $\text{tg}\psi = 20$  e a ideal ( $R = 0$ ) com  $\alpha = 115^\circ$ , e na fig. 2.5 se tem o ângulo de extinção como função de  $\alpha$  e  $\psi$ .

Em casos práticos  $\text{tg}\psi$  é grande, podendo-se assumir que a forma da corrente instantânea é a ideal.

### 2.2.2. AMPLITUDE DA COMPONENTE FUNDAMENTAL DA CORRENTE, SUSCEPTÂNCIA E POTÊNCIA REATIVA

A partir das eqs. (2.2) e (2.3), a amplitude da fundamental da corrente é |25|:

$$I_f(\alpha) = \frac{V_M}{\omega L} \frac{1}{\pi} [2(\pi - \alpha) + \text{sen } 2\alpha] \quad (2.7)$$

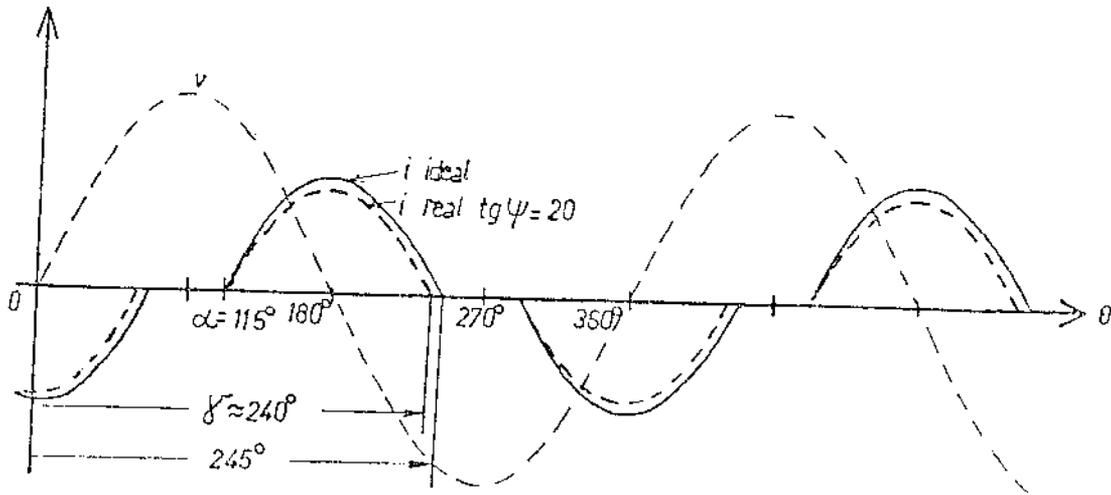


FIG. 2.4. CORRENTE NO RCT CONSIDERANDO AS PERDAS,  $\psi = 87,1^\circ$ .

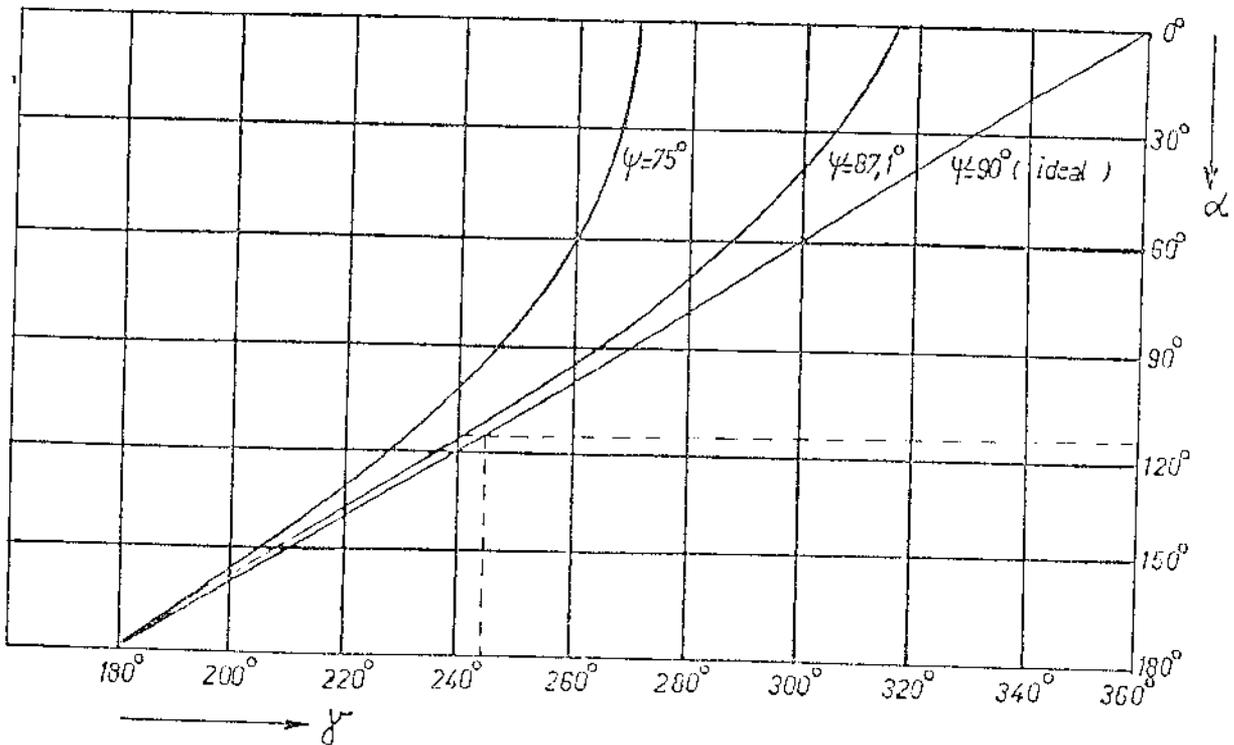


FIG. 2.5. ÂNGULO DE EXTINÇÃO COMO FUNÇÃO DE  $\alpha$  E  $\psi$ .

Para maior simplicidade das equações, é definido o ângulo de meia condução como  $\beta = \pi - \alpha$ . Definindo também a função seguinte:

$$f_1(\beta) = (2\beta - \text{sen } 2\beta)/\pi \quad (2.8)$$

$$\text{Se tem: } I_f(\beta) = I(90^\circ) \cdot f_1(\beta) \quad ; \quad I(90^\circ) = V_M B(90^\circ) \quad (2.7')$$

$$B(\beta) = V(90^\circ) \cdot f_1(\beta) \quad ; \quad B(90^\circ) = 1/\omega L \quad (2.9)$$

$$Q(\beta) = Q(90^\circ) \cdot f_1(\beta) \quad ; \quad Q(90^\circ) = V_M^2 B(90^\circ)/2 \quad (2.10)$$

Que são a amplitude da fundamental da corrente, a susceptância e a potência reativa, respectivamente. Pode-se demonstrar que o anterior é válido para as duas estruturas (Apêndice B).

### 2.2.3. VALOR RMS DA CORRENTE E PERDAS NO RCT

A partir da eq. (2.2), o valor RMS da corrente no reator para a estrutura (A) é dado por [27]:

$$I_A^2 = I^2(90^\circ) \cdot f_2(\beta) \quad (2.11)$$

$$\text{Onde: } f_2(\beta) = [\beta(1 + 2 \cos^2 \beta) - 1,5 \text{ sen } 2\beta]/\pi \quad (2.11')$$

E para cada reator da estrutura (B):

$$I_B^2 = I^2(90^\circ) \cdot f_2(\beta)/2 \quad (2.12)$$

As perdas totais nos RCT são  $P_A = RI_A^2$  e  $P_B = 2RI_B^2$ , nos dois casos então se terá:

$$P(\beta) = RI^2(90^\circ) \cdot f_2(\beta) \quad (2.13)$$

A relação P/Q como função de  $\beta$  será, a partir das eqs. (2.10) e (2.13):

$$\frac{P(\beta)}{Q(\beta)} = \frac{2}{\operatorname{tg} \psi} \frac{f_2(\beta)}{f_1(\beta)} \quad (2.14)$$

Cujos valores para Q máximo são:

$$(P/Q)_A = 1/\operatorname{tg} \psi \quad ; \quad \beta = 90^\circ$$

$$(P/Q)_B = 3/\operatorname{tg} \psi \quad ; \quad \beta = 180^\circ$$

Se projetadas para ter as mesmas perdas relativas, então (B) deverá ter uma capacidade nominal total 3 vezes maior que (A). Este aspecto é uma desvantagem de (B).

A fig. 2.6 mostra a forma de variação de  $I_f$ , B, Q e P com  $\beta$  (ou  $\alpha$ ).

#### 2.2.4. AMPLITUDE DAS HARMÔNICAS DA CORRENTE NO RCT

A n-ésima harmônica (n ímpar) da corrente no caso (A) tem amplitude  $|25|$ :

$$I_n = I(90^\circ) \left[ \frac{4}{\pi} \cdot \frac{\operatorname{sen}(n+1)\alpha}{2(n+1)} + \frac{\operatorname{sen}(n-1)\alpha}{2(n-1)} - \frac{\cos \alpha \operatorname{sen} \alpha}{n} \right] \quad (2.15)$$

Na fig. 2.7 se tem o valor das amplitudes das harmônicas em relação ao valor máximo da fundamental como função de  $\alpha$ . Para a estrutura (B), e na faixa  $90^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ$ , esses mesmos

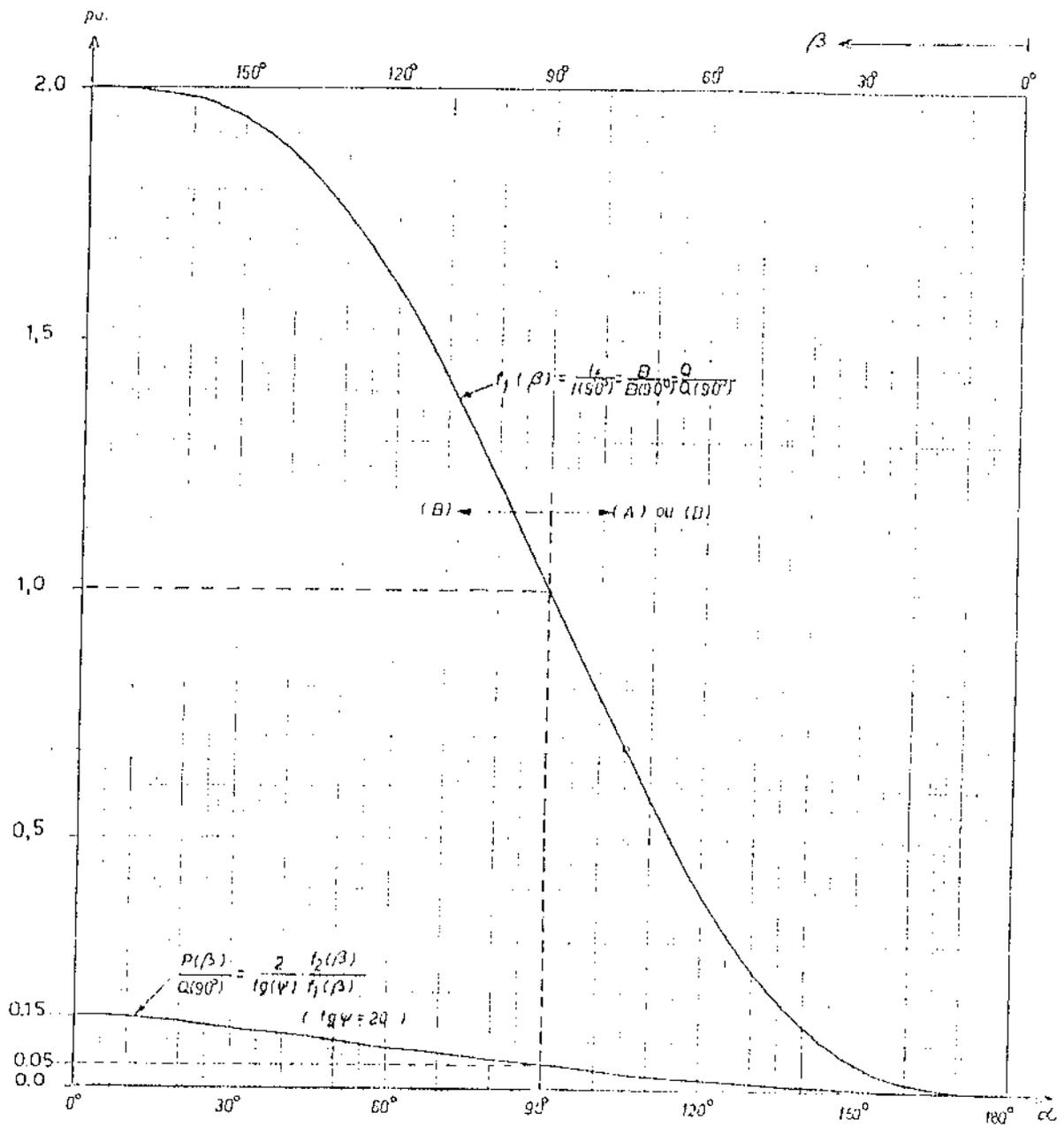


FIG. 2.6. VARIACÃO DA COMPONENTE FUNDAMENTAL DA CORRENTE, A SUSCEPTÂNCIA, A POTÊNCIA REATIVA E AS PERDAS NO RCT.

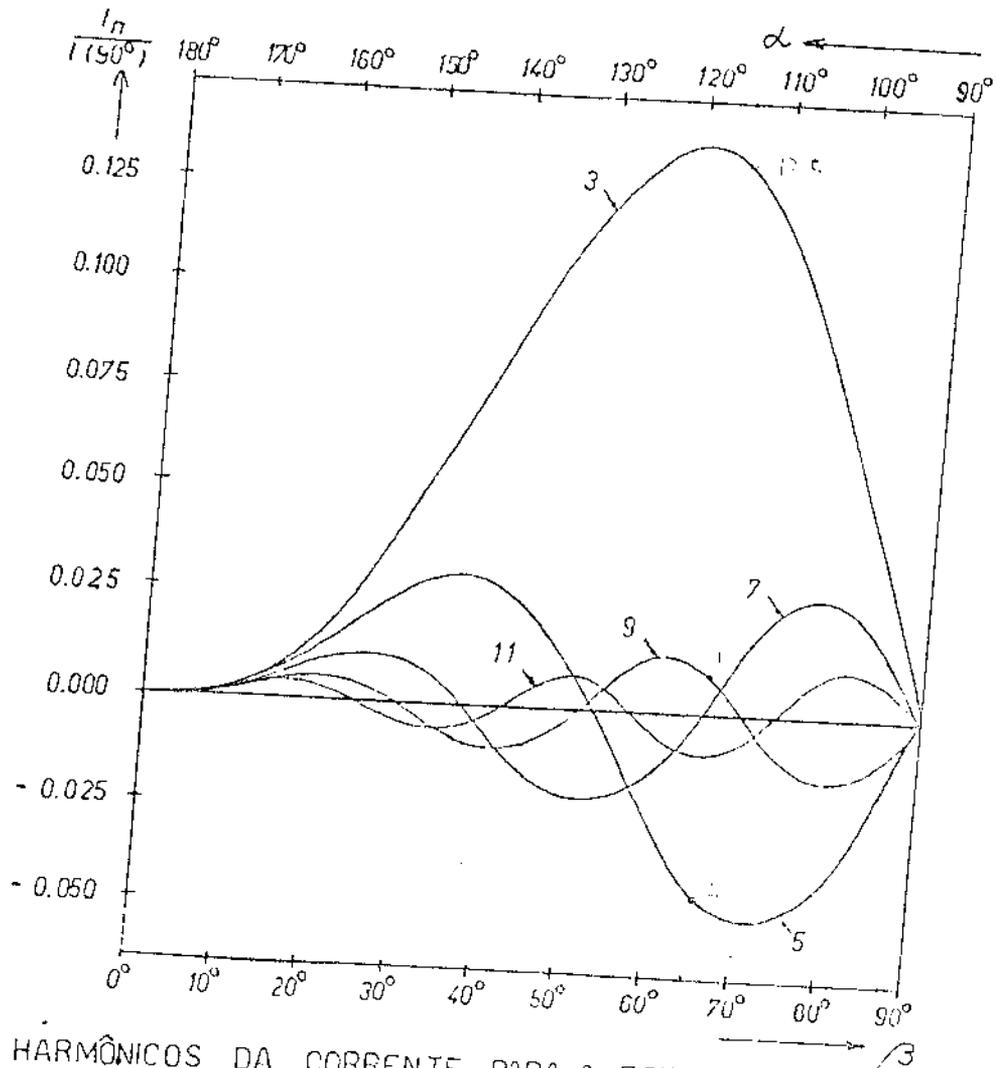


FIG. 2.7. HARMÔNICOS DA CORRENTE PARA A ESTRUTURA (A).

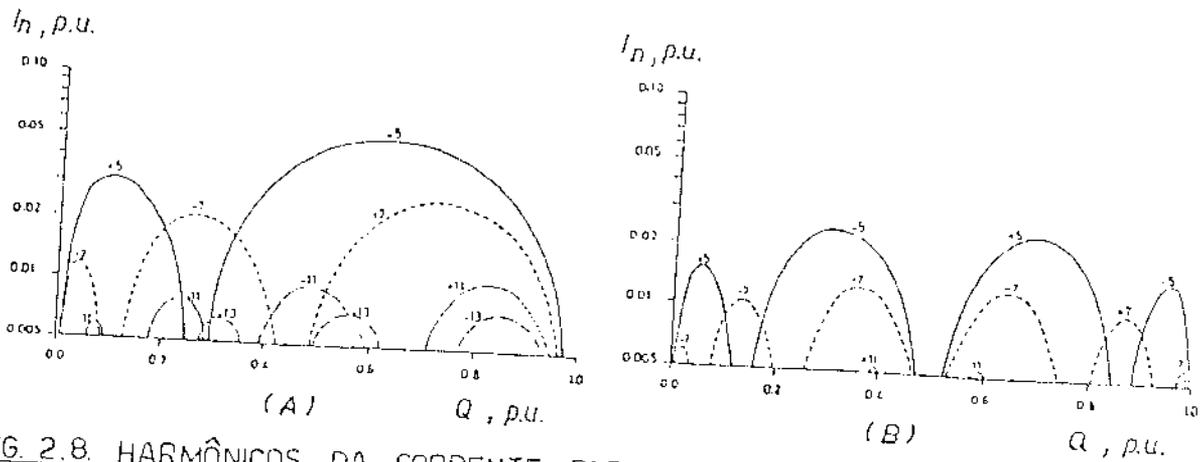


FIG. 2.8. HARMÔNICOS DA CORRENTE PARA ESTRUTURAS (A) E (B) EM FUNÇÃO DE Q (CONEXÃO DELTA).

valores caem à metade já que a fundamental máxima é o dobro.

Na fig. 2.8 é feita uma comparação geral  $|21|$  entre os casos (A) e (B), onde se tem as harmônicas da corrente de linha como função da potência reativa (conexão delta equilibrada). O menor conteúdo de harmônicas é a principal vantagem da estrutura (B).

Pelo interesse que apresenta se implementará o controle para trabalhar com a estrutura (A), (B) ou ainda (C).

### 2.3. O CIRCUITO DE DISPARO DOS TIRISTORES

Começa-se pelo circuito de disparo já que suas características e as do RCT vão definir as restantes funções indicadas no item 2.1.

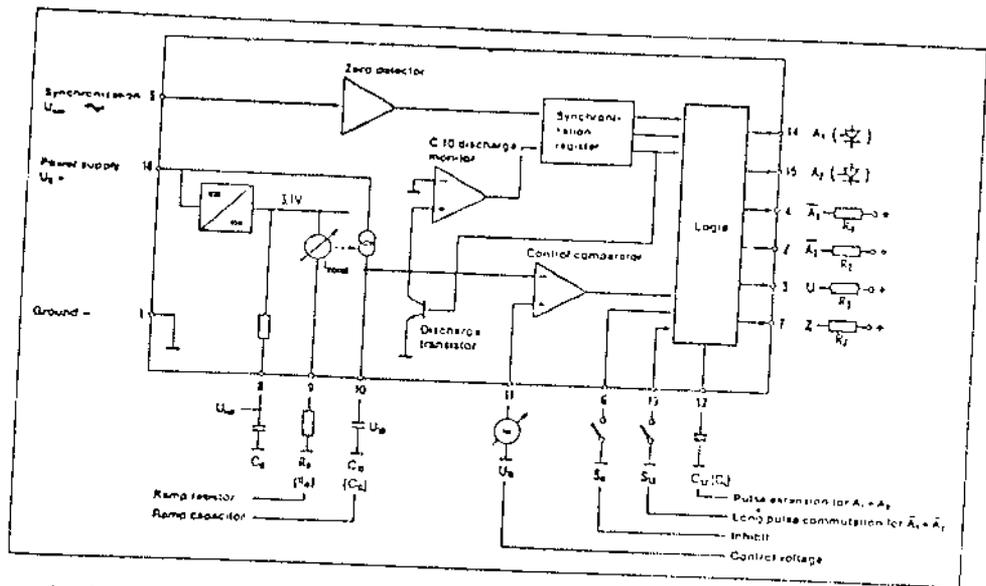
Será utilizado o circuito de disparo integrado TCA - 780 [28], cujo diagrama de blocos e sinais principais são apresentados na fig. 2.9.

O circuito requer uma amostra da tensão da rede para sincronismo e uma tensão de controle  $V_c$  de valor positivo entre zero e  $V_r$ .  $V_r$  é a amplitude da rampa que é gerada internamente e fica definida pelos componentes externos  $C_r$  e  $R_r$ . O cruzamento de  $V_c$  e a rampa gera o pulso que define o ângulo de disparo  $\alpha$ . O mesmo circuito proporciona o pulso complementar em  $\pi + \alpha$ .

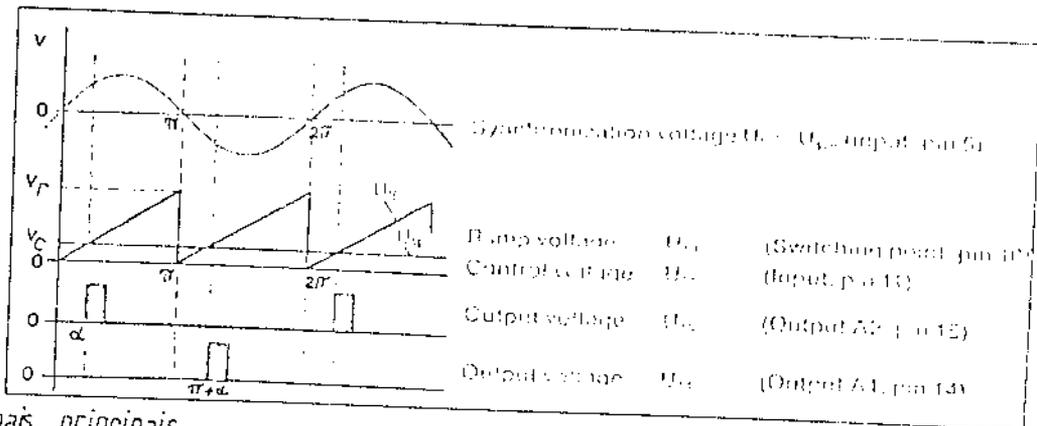
No que segue, a equação do circuito de disparo que vai interessar é:

$$\alpha = \pi (V_c/V_r) \quad (2.16)$$

A fig. 2.10 mostra o circuito de disparo completo e o método de acoplamento que foi escolhido (acopladores ópticos), cuja função é isolar eletricamente o controle do circuito de potência.



(a) Diagrama de blocos.



(b) Sinais principais.

FIG. 2.9. CIRCUITO DE DISPARO INTEGRADO TCA-780.

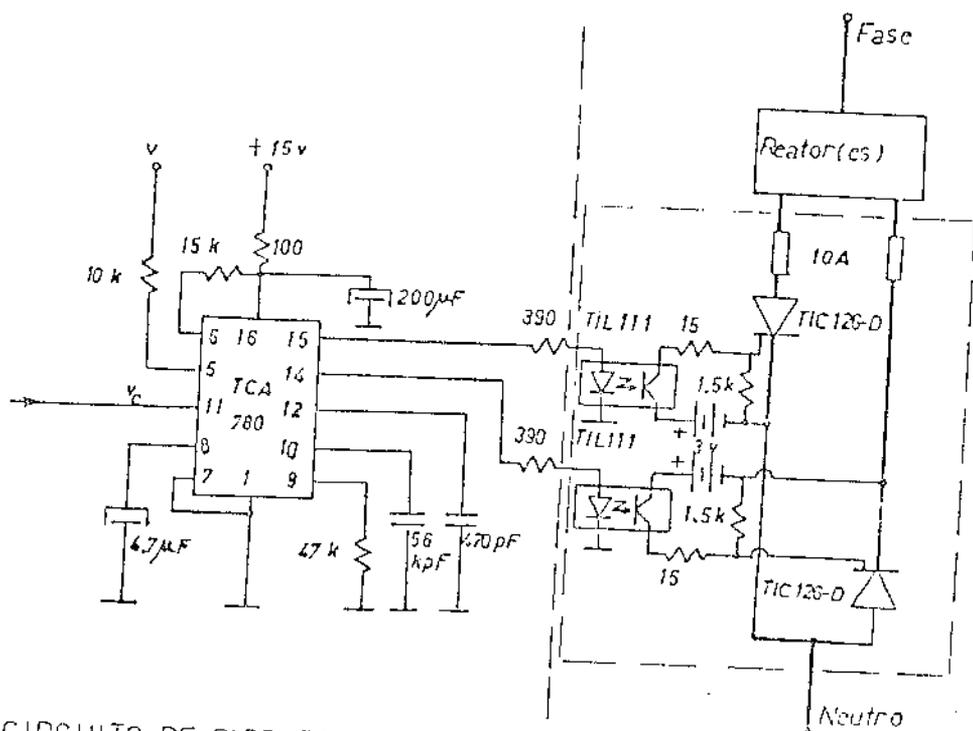


FIG. 2.10. CIRCUITO DE DISPARO E ACOPLAMENTO DOS PULSOS.

## 2.4. LINEARIZAÇÃO, PONTO DE OPERAÇÃO E FAIXA DE CONTROLE DO RCT

Como a componente fundamental da corrente varia de forma não linear, é preciso introduzir um estágio de linearização para o controle. Além disso, como o circuito de disparo requer uma tensão positiva mesmo que o sinal de controle seja negativo, se requer somar uma tensão fixa para definir o ponto de operação. Por último, é preciso limitar os valores de  $\alpha$  para manter o reator trabalhando numa faixa apropriada. Esses objetivos são alcançados com o sistema cujo esquema geral é mostrado na fig. 2.11.

### 2.4.1. ESQUEMA BÁSICO NO CASO DE DOIS REATORES

Na fig. 2.11 a chave CH adapta o circuito a cada estrutura. No caso da estrutura (B), a escolha lógica do ponto de operação é  $\alpha = 90^\circ$ . Nesse caso, como a característica mostrada na fig. 2.6 é muito aproximadamente linear numa ampla região em torno de  $90^\circ$ , não se vai linearizar. Tudo o que é preciso então, é somar  $V_r/2$  a  $V_{con}/2$  (no somador (4)) para definir o ponto de operação já dito.

O objetivo do limitador (5) em geral é evitar que  $V_c$  seja menor que zero ou maior que  $V_r$ . Não obstante, é possível fixar uma faixa mais estreita se é desejado. No item 2.4.3 se apresentará o circuito detalhado deste estágio.

Pelo dito acima e pela eq. (2.16) do TCA - 780, se terá então para a faixa normal:

$$V_c = (V_{con} + V_r)/2 ; \alpha = \pi(1 + V_{con}/V_r)/2$$

Substituindo  $\alpha$  na eq. (2.8), se chega a:

$$I_f(V_{con}) = I(90^\circ) \cdot f_3(V_{con}) \quad (2.17)$$

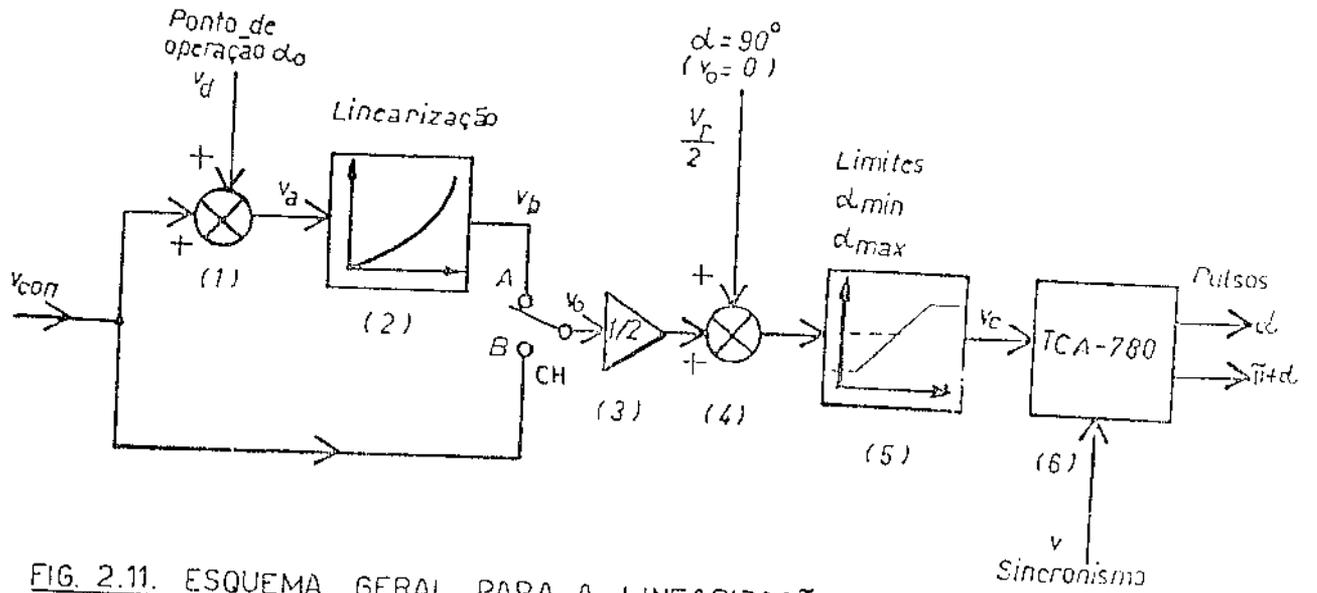


FIG. 2.11. ESQUEMA GERAL PARA A LINEARIZAÇÃO, O AJUSTE DO PONTO DE OPERAÇÃO E DA FAIXA DE CONTROLE DO RCT.

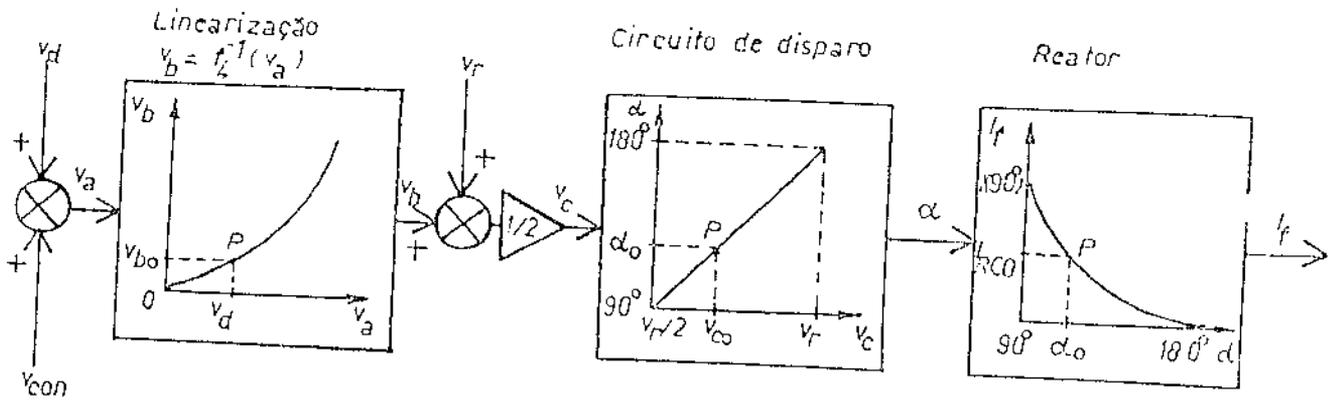


FIG. 2.12. DIAGRAMA SIMPLIFICADO DO PROCESSO DE LINEARIZAÇÃO

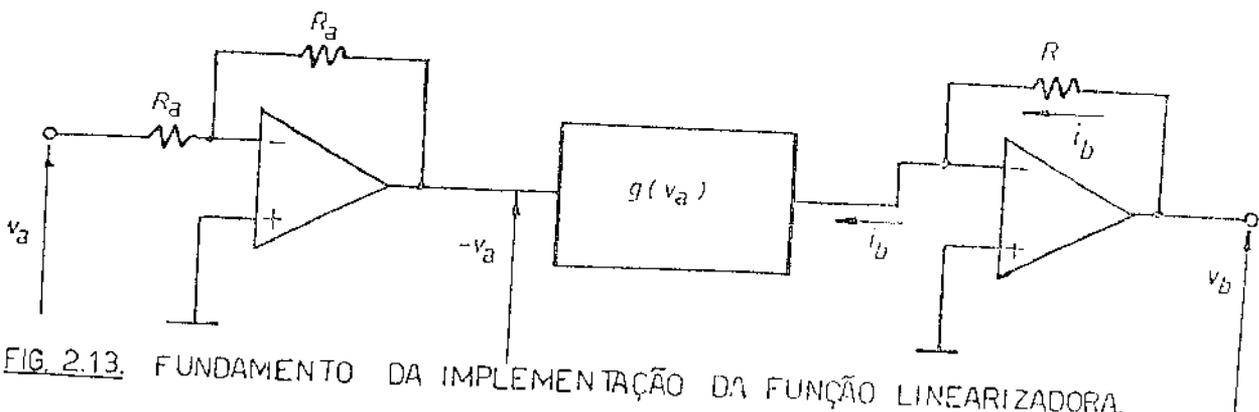


FIG. 2.13. FUNDAMENTO DA IMPLEMENTAÇÃO DA FUNÇÃO LINEARIZADORA.

Onde:  $f_3(V_{con}) = 1 - \left( \frac{V_{con}}{V_r} + \frac{1}{\pi} \operatorname{sen} \pi \frac{V_{con}}{V_r} \right)$

A eq. (2.17) satisfaz aproximadamente (2.1) numa região em torno de  $90^\circ$ , já que  $f_3$  tem a mesma forma de  $f_1$  (na fig. 2.6) ao fazer escalamentos apropriados e deslocar a origem.

#### 2.4.2. LINEARIZAÇÃO E PONTO DE OPERAÇÃO NO CASO DE UM REATOR

Na estrutura (A)  $\alpha$  pode variar de  $90^\circ$  até  $180^\circ$ , logo o ponto de operação deve ficar nessa faixa. A região mais útil é perto de  $90^\circ$  pelo menor conteúdo de harmônicas e a maior variação da corrente com  $\alpha$ . O ponto de operação então é fixado em torno de  $120^\circ$ . Nessas condições já não é possível assumir linearidade, principalmente pela assimetria à esquerda e direita do ponto de operação. No esquema da fig. 2.11 uma tensão fixa somada a  $V_{con}$  em (1) define o ponto de operação.

Para CH na posição (A), a eq. (2.17) segue sendo válida trocando  $V_{con}$  por  $V_b$ , e se deseja que:

$$I_f = I(90^\circ) (1 - K_2 V_a) \quad (2.18)$$

Logo:  $K_2 V_a = \frac{V_b}{V_r} + \frac{1}{\pi} \operatorname{sen} \pi \frac{V_b}{V_r}$

Escolhendo por simplicidade  $K_2 = 1/V_r$ , se terá:

$$V_a = f_4(V_b) \quad (2.19)$$

Onde:  $f_4(V_b) = V_b + \frac{V_r}{\pi} \operatorname{sen} \pi \frac{V_b}{V_r} \quad (2.20)$

A fig. 2.12 mostra o processo de linearização da característica do reator (relação entre  $I_f$  e  $V_a$ ). A função  $f_4(V_b)$  é a inversa da função que deve ser implementada. A tensão fixa

$V_r$  permite ter  $\alpha = 90^\circ$  para  $V_b$  (ou  $V_a$ ) zero, enquanto que  $V_d$  desloca o ponto de operação a P. Logo, o ângulo de disparo no ponto de operação é:

$$\alpha_o = \pi(1 + V_{bo}/V_r)/2$$

Para obter na prática um bloco cuja função seja  $V_b = f_4^{-1}(V_a)$ , se vai adotar o esquema da fig. 2.13. Para que a eq. (2.19) seja satisfeita:

$$i_b = \frac{1}{R} f_4^{-1}(V_a) \quad (2.21)$$

Então, a rede no bloco do meio deve ter uma condutância não linear cuja variação é dada por:

$$g(V_a) = \frac{1}{RV_a} f_4^{-1}(V_a) \quad (2.21')$$

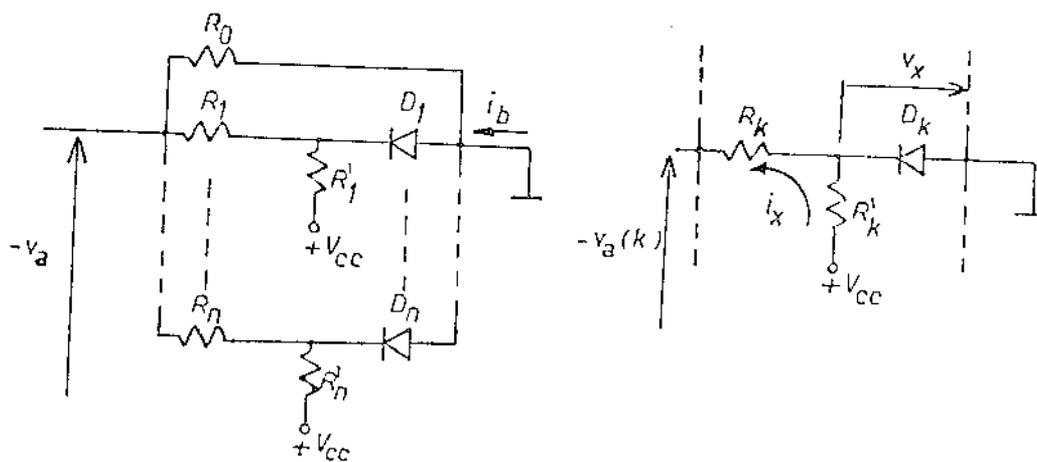
A função  $g(V_a)$  pode ser implementada linearizando-se por partes com uma rede de resistores e diodos como é mostrado na fig. 2.14 (a). Sejam  $V_b(k)$  e  $V_b(k+1)$  dois valores para os quais a função linearizada seja exata, e nesse intervalo seja  $G_k$  a condutância total da rede dada por:

$$G_k = \sum_{i=0}^k \frac{1}{R_i} \quad ; \quad k = 0, 1, 2, \dots, n \quad (2.22)$$

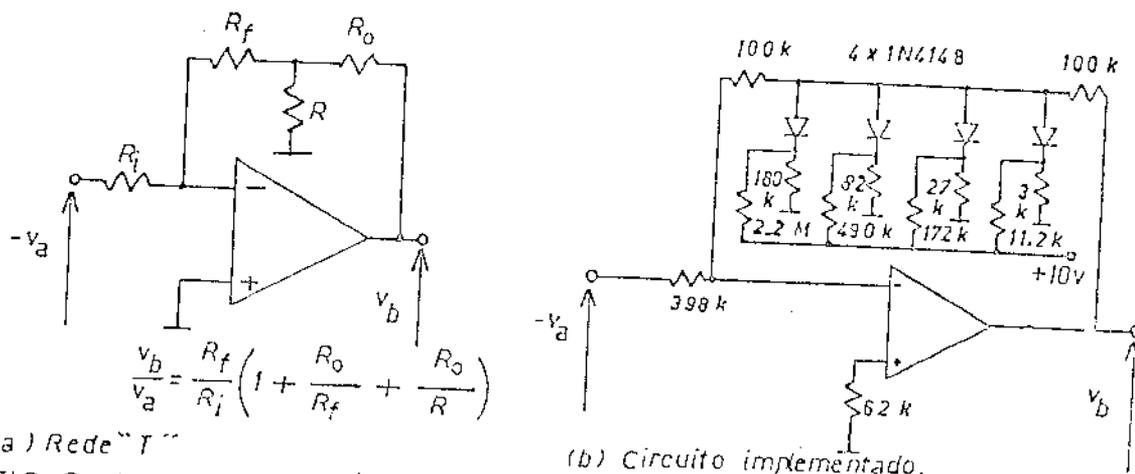
Para isto terão que conduzir apenas os diodos de 1 até  $k$ . A mesma condutância  $G_k$  no intervalo  $(k, k+1)$  é obtida por:

$$G_k = \frac{1}{R} \frac{V_b(k+1) - V_b(k)}{V_a(k+1) - V_a(k)} \quad (2.23)$$

E cada  $R_k$  será então calculada como:



(a) Rede linear por partes para  $g(v_a)$ . (b) Ajuste dos joelhos.  
 FIG. 2.14. PRIMEIRO MÉTODO DE LINEARIZAÇÃO.



(a) Rede "T"  
 (b) Circuito implementado.  
 FIG. 2.15. SEGUNDO MÉTODO DE LINEARIZAÇÃO.

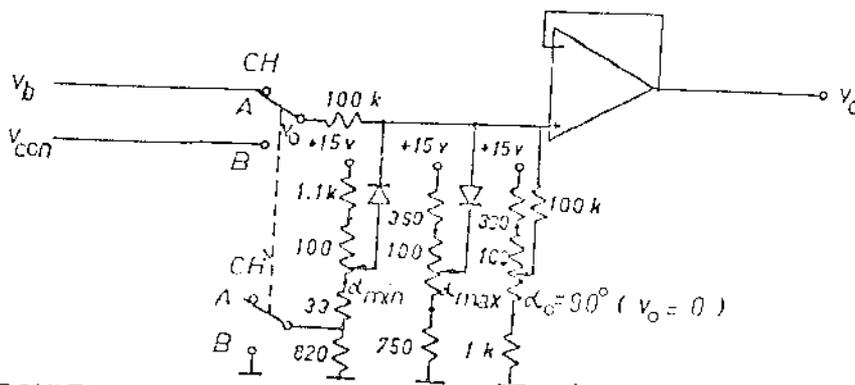


FIG. 2.16. CIRCUITO LIMITADOR.

$$R_k = 1/(G_k - G_{k-1}) \quad (2.24)$$

As  $R'_k$  se tem que calcular para que cada diodo  $D_k$  comece a conduzir à tensão  $V_a(k)$ . Na fig. 2.14(b)  $V_x$  é o limiar de condução do diodo, então:

$$R'_k = R_k \frac{V_{cc} + V_x}{V_a(k) - V_x} \quad (2.25)$$

Com as eqs. (2.20) até (2.25) são calculados os valores das  $R_k$  e  $R'_k$ . A implementação foi feita escolhendo  $V_{cc} = 15$ ,  $V_r = 10$ ,  $V_x = 0,5$ ,  $\Delta V_b(k) = 1$  volts,  $n = 8$ .

Foi implementado um segundo método de linearização baseado na rede T cujo circuito básico [29] é o da fig. 2.15 (a). Para ter o ganho variável se utiliza uma rede de resistores e diodos similar à anterior, indicada na fig. 2.15(b).

### 2.4.3. LIMITES DO CONTROLE

Para assegurar o trabalho normal do reator e/ou para limitar a operação do reator numa faixa restrita, se deve utilizar um circuito limitador para  $V_c$  e, portanto, para  $\alpha$ . Essa função foi indicada pelo bloco (5) na fig. 2.11 e implementada juntamente com os blocos (3) e (4), como mostrado na fig. 2.16. Para adequar o circuito às estruturas (A) ou (B), a chave  $CH'$  sincronizada com  $CH$  troca o resistor que define o limite inferior de  $V_c$ .

### 2.5. RESUMO

A implementação das funções indicadas no item 2.1 mediante o esquema geral da fig. 2.11, foi descrita por partes no item 2.4. Os circuitos detalhados estão no apêndice A.

Para o compensador (circuitos dos módulos 6 e 9

no apêndice) se utilizou o segundo método de linearização, e para o simulador das flutuações (circuitos dos módulos 7 e 10) se utilizou o primeiro método.

Os resultados da linearização estão na fig. 2.17, onde se pode apreciar que as duas soluções são satisfatórias.

Na fig. 2.18 serão apresentados oscilogramas da corrente no RCT para diferentes valores de  $\alpha$ .

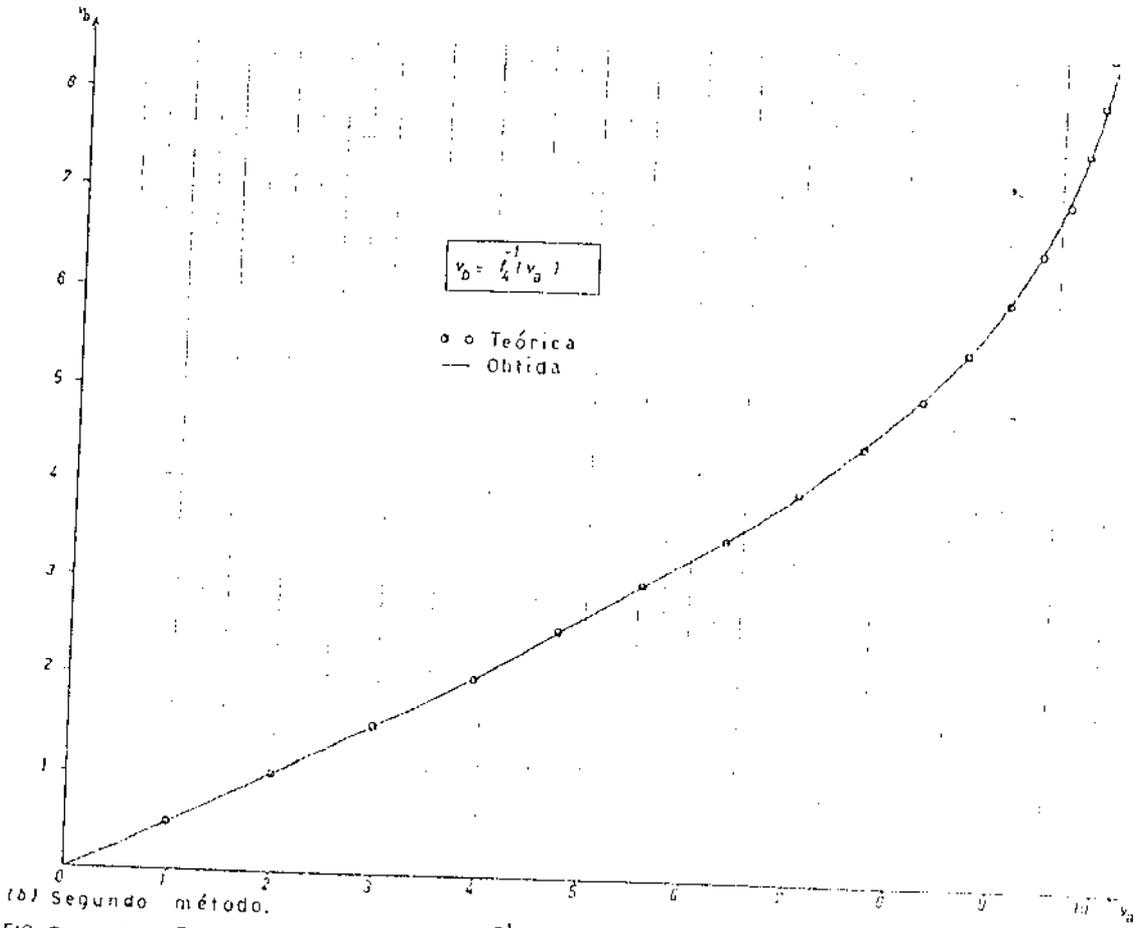
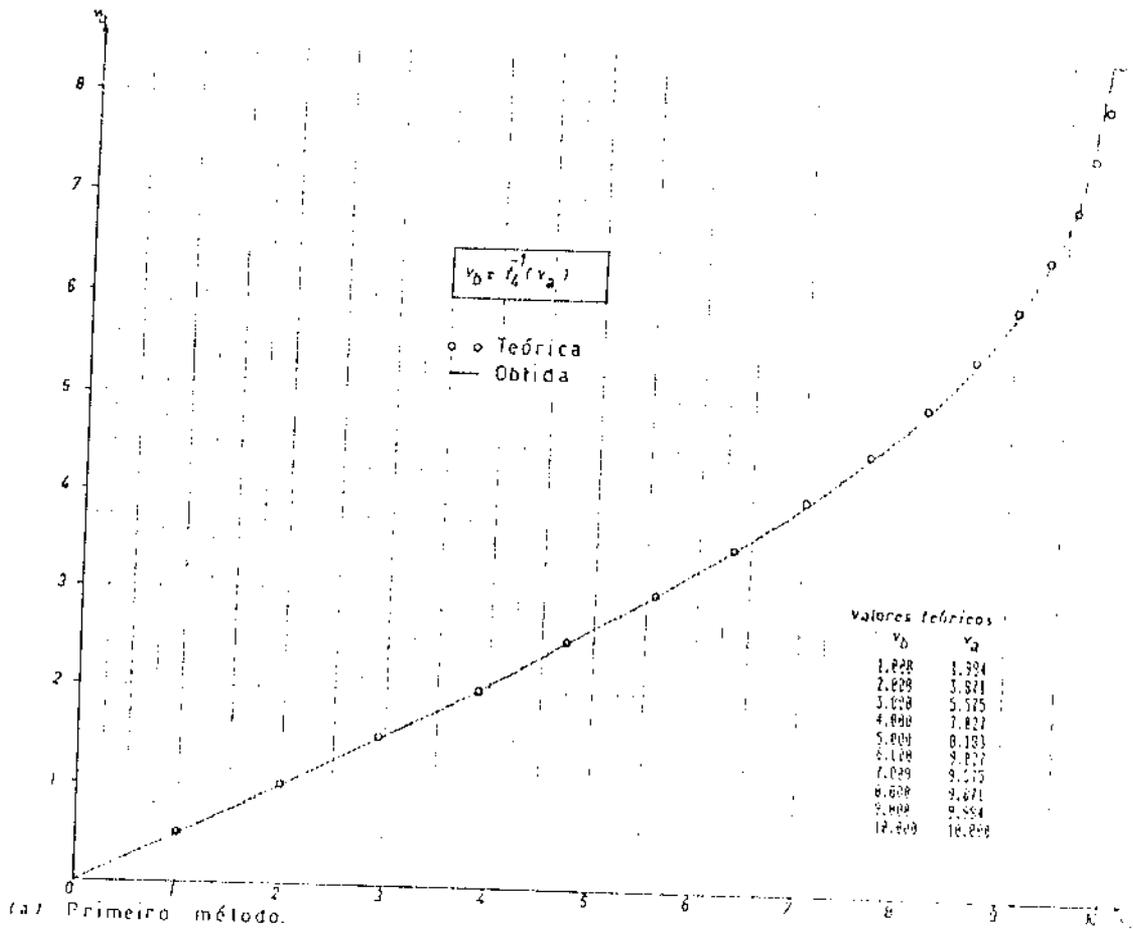
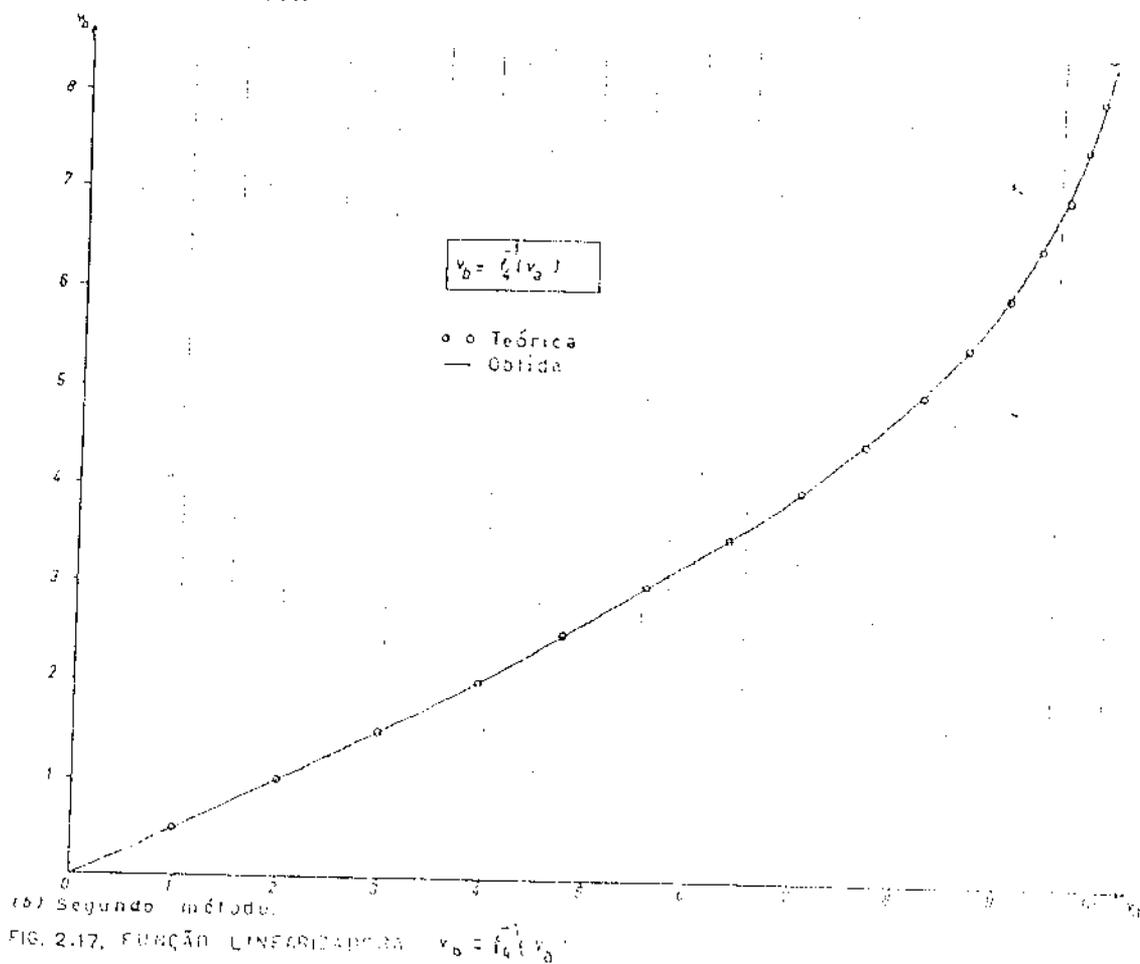
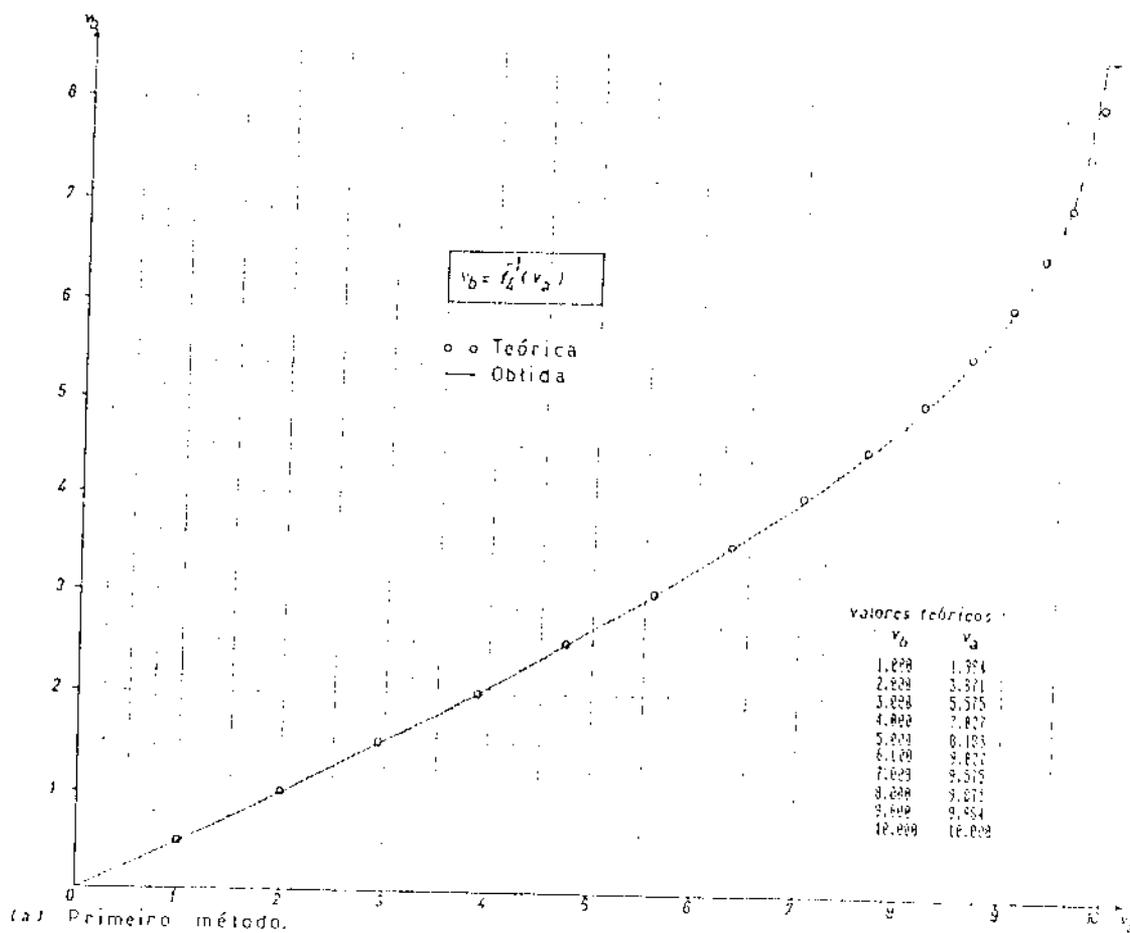


FIG. 2.17. FUNÇÃO LINEARIZADA  $v_b = f_4^{-1}(v_a)$ .



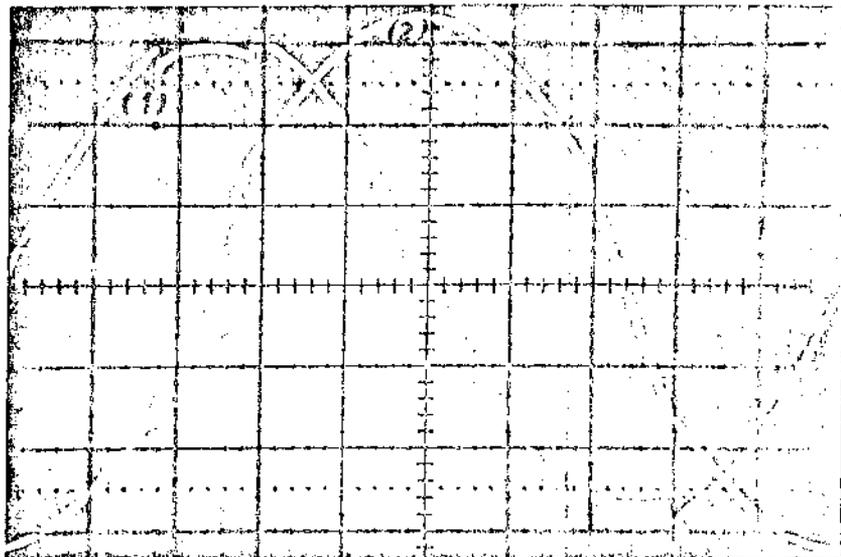
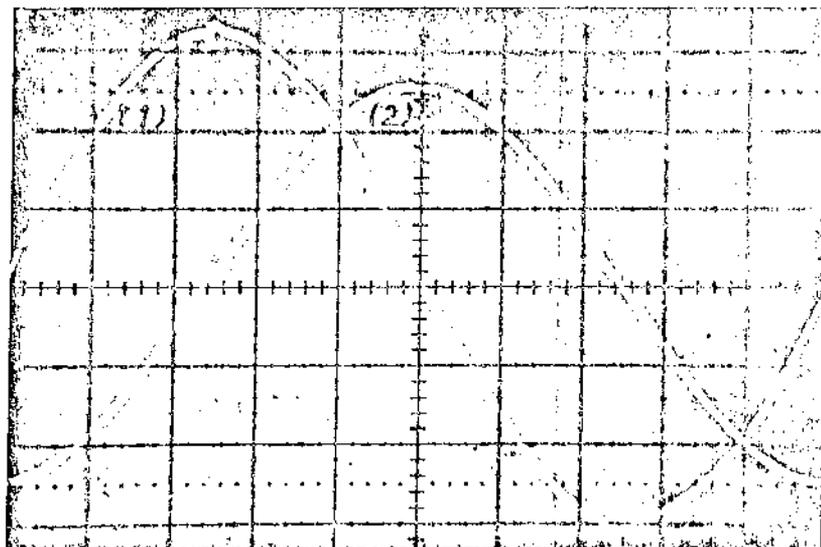
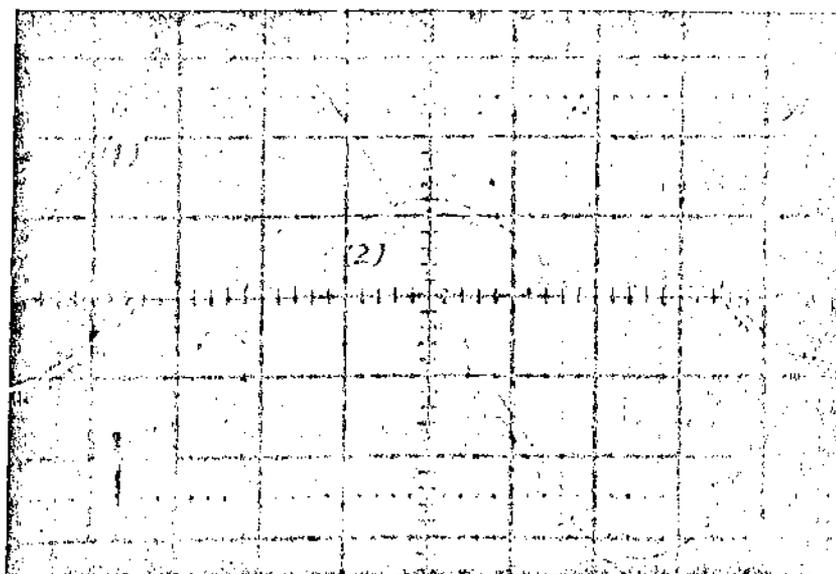
(a)  $\alpha = 65^\circ$ (b)  $\alpha = 90^\circ$ (c)  $\alpha = 115^\circ$ 

FIG. 2.18. OSCILOGRAMAS DA TENSÃO E CORRENTE NO RCT.  
 (1)  $v_{ca}$  sec. do T.R. 2 v/div. (2)  $v_f$  sec. do T.C. 0,2 v/div.

## CAPÍTULO 3

### O CONTROLE EM MALHA FECHADA

#### 3.1. INTRODUÇÃO

No presente capítulo é apresentado o projeto do sistema de controle em malha fechada do RCT para a redução das flutuações de tensão e cujo esquema geral é mostrado na fig. 3.1.

O objetivo é obter um sinal de controle apropriado na entrada do atuador representado pelo bloco (B) na fig. 3.1, cujos detalhes foram analisados no capítulo 2. O que caracteriza o controle em malha fechada é que o sinal de controle é função do erro, ou seja, da diferença entre o valor desejado e o valor atual da variável controlada que é a tensão da rede.

Pela característica periódica da variável a controlar e pela forma como ela é afetada pelo RCT, o controle é discreto. Isto é, a ação do controle ocorre em forma periódica em intervalos discretos do tempo. Logo, a medição também pode ser discretizada no tempo, sendo atualizada periodicamente. O intervalo natural mínimo de amostragem e de atuação é meio período (8,33 ms para frequência de 60 Hz), o que vai ser adotado permitindo assim a maior velocidade na resposta do controle.

Os aspectos levados em conta no presente capítulo são:

- Obtenção e filtragem da amostra de tensão;
- Geração dos pulsos auxiliares para o sincronismo do sistema;
- Conversão ca/cc da amostra de tensão;
- Considerações sobre a referência e obtenção do sinal de erro;
- Implementação prática do controlador.

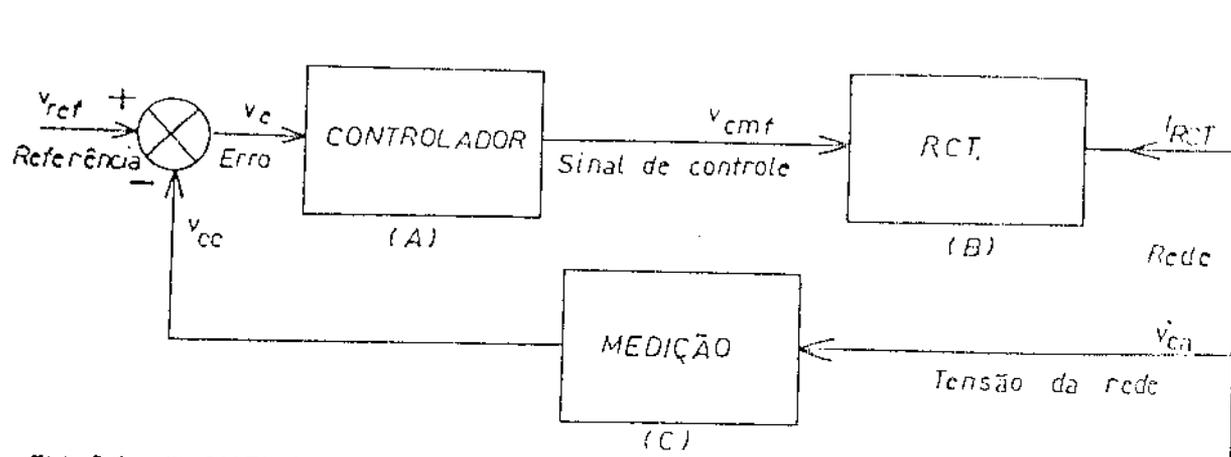


FIG. 3.1. ESQUEMA GERAL DO CONTROLE EM MALHA FECHADA.

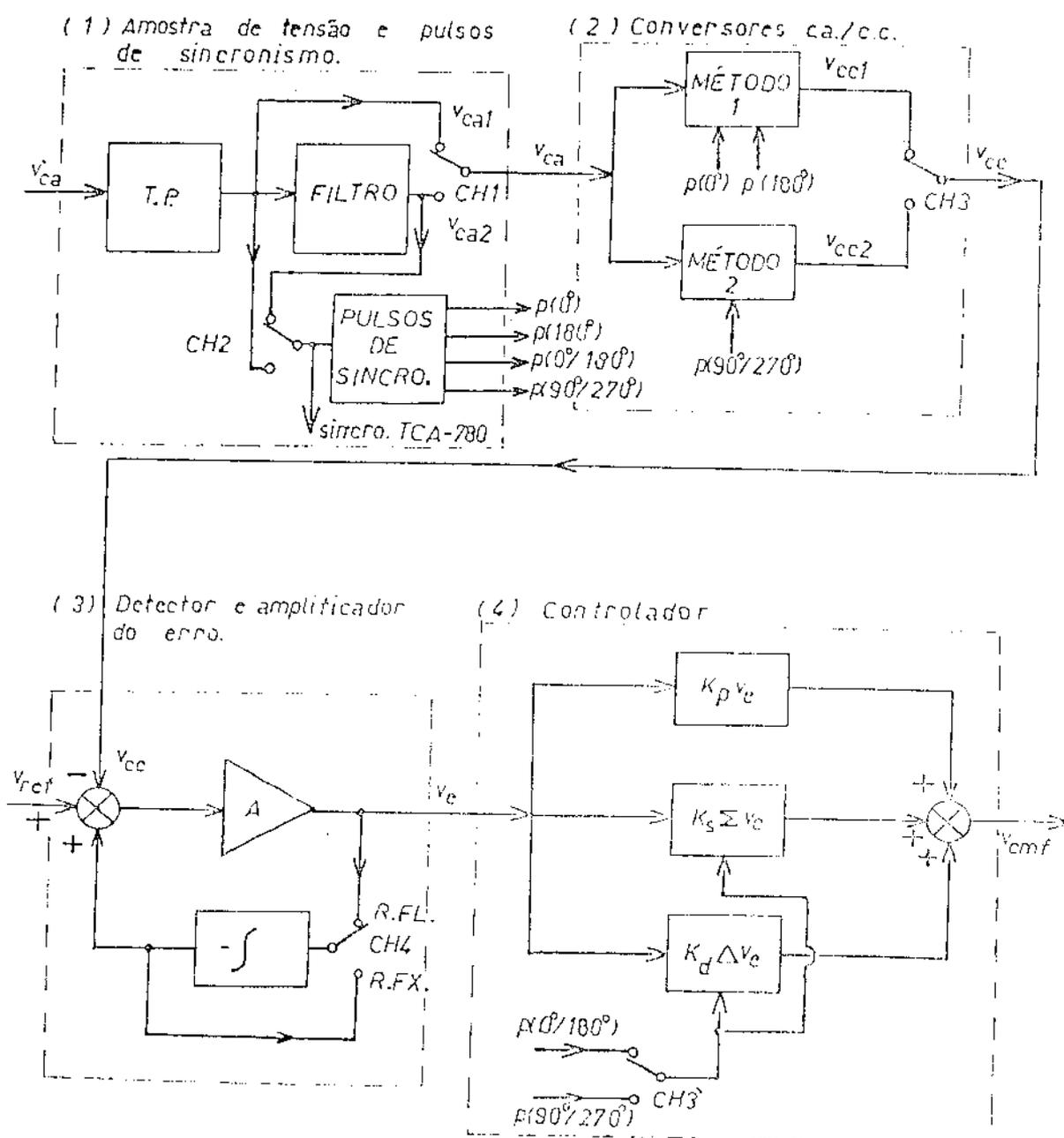


FIG. 3.2. DIAGRAMA DE BLOCOS DO SISTEMA IMPLEMENTADO.

Na fig. 3.2 é mostrado o diagrama de blocos do sistema que foi implementado. Dado o caráter experimental do equipamento, o controle tem opções a serem selecionadas pelas chaves indicadas no diagrama. No que segue é feita a análise dos diversos blocos. As funções dos blocos indicados por (1) na fig. 3.2 serão analisadas ao final.

### 3.2. CONVERSORES CA/CC PARA A AMOSTRA DE TENSÃO

Idealmente, a informação de interesse da tensão da rede é o valor RMS de sua fundamental. Então, é preciso obter um valor de tensão contínua que seja, com boa aproximação, proporcional ao valor RMS. A tensão tem que ser atualizada o mais rapidamente possível para evitar atraso excessivo no controle.

Essa função é realizada pelos chamados conversores ca/cc da amostra de tensão. Foram implementados dois métodos diferentes para fazer a conversão.

#### 3.2.1. CONVERSÃO CA/CC PELO MÉTODO DOS DOIS INTEGRADORES

Neste método [30] são feitas duas integrais da tensão c.a. Na primeira é imposto o valor zero para a integral em  $\omega t = 0, 2\pi, \dots, 2k\pi$ , e na segunda o mesmo mas em  $\omega t = \pi, 3\pi, \dots, (2k+1)\pi$  ( $k$  inteiro). Então, se:

$$V_{ca} = V_M \text{ sen } \theta, \quad \theta = \omega t$$

As duas integrais serão:

$$V_{i1} = K \int_{2k\pi}^{\theta} V_M \text{ sen } \theta \, d\theta = KV_M (1 - \cos \theta) \quad (3.1)$$

$$V_{i2} = K \int_{(2k+1)\pi}^{\theta} V_M \text{ sen } \theta \, d\theta = KV_M (-1 - \cos \theta) \quad (3.2)$$

Fazendo a diferença entre as duas integrais:

$$V_{cc} = V_{i1} - V_{i2} = 2 K V_M \quad (3.3)$$

Ou seja, será obtida uma tensão contínua cujo valor é proporcional ao dobro da amplitude da tensão alternada que se deseja medir. O valor  $V_{cc}$  é atualizado a cada meio período e requer pulsos para zerar os integradores nos instantes indicados acima. Pode-se demonstrar que o método fornece a informação com um atraso que flutua de  $90^\circ$  até  $180^\circ$ , e que ele é bastante insensível à presença de harmônicos na tensão da rede, não sendo requerida filtragem prévia.

O circuito mostrado na fig. 3.3, é baseado nos integradores não inversores  $A_1$  e  $A_2$  seguido pelo amplificador diferencial  $A_3$ . A equação de cada integrador é [29]:

$$V_i = \frac{2}{RC} \int V_{ca} dt \quad (3.4)$$

Onde  $V_i$  é a saída e  $V_{ca}$  a entrada do integrador. Os valores de R e C foram escolhidos para que a saída  $V_{ccl}$  seja igual à saída no segundo método de conversão, em regime e sem distorção.

O potenciômetro de 100 Ohms na entrada dos integradores e os dois de 47 K $\Omega$  nos pinos de compensação dos amplificadores permitem equilibrar o circuito, aspecto que é imprescindível no método.

Os transistores FET em paralelo com os capacitores dos integradores descarregam estes ao receber os pulsos  $p(0^\circ)$  ou  $p(180^\circ)$  do estágio de sincronismo.

### 3.2.2. CONVERSÃO CA/CC POR AMOSTRAGEM DOS PICOS

No segundo método é feita a amostragem e retenção do valor de pico da tensão c.a. retificada. O valor é atualizado então em  $\omega t = \pi/2, 3\pi/2, \dots (2k+1)\pi/2$ . Teoricamente o método

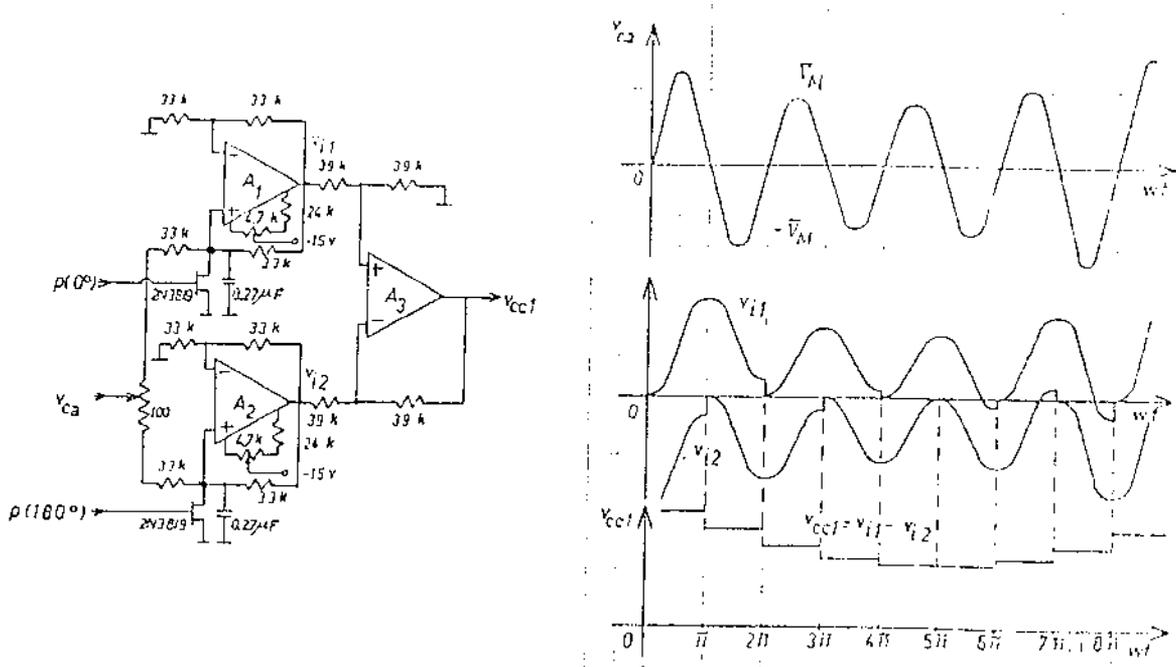


FIG. 3.3. CONVERSÃO ca./c.c. POR DOIS INTEGRADORES.

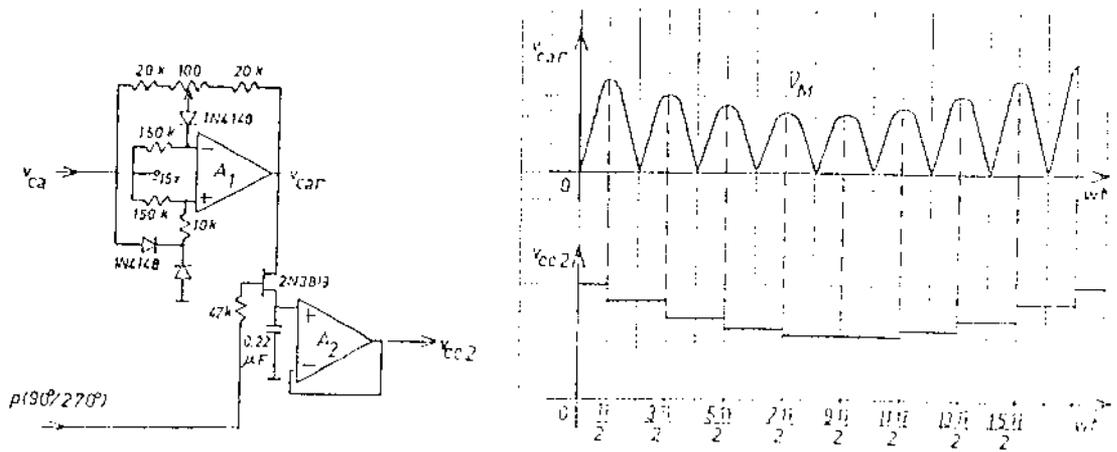


FIG. 3.4. CONVERSÃO ca./c.c. POR AMOSTRAGEM DOS PICOS.

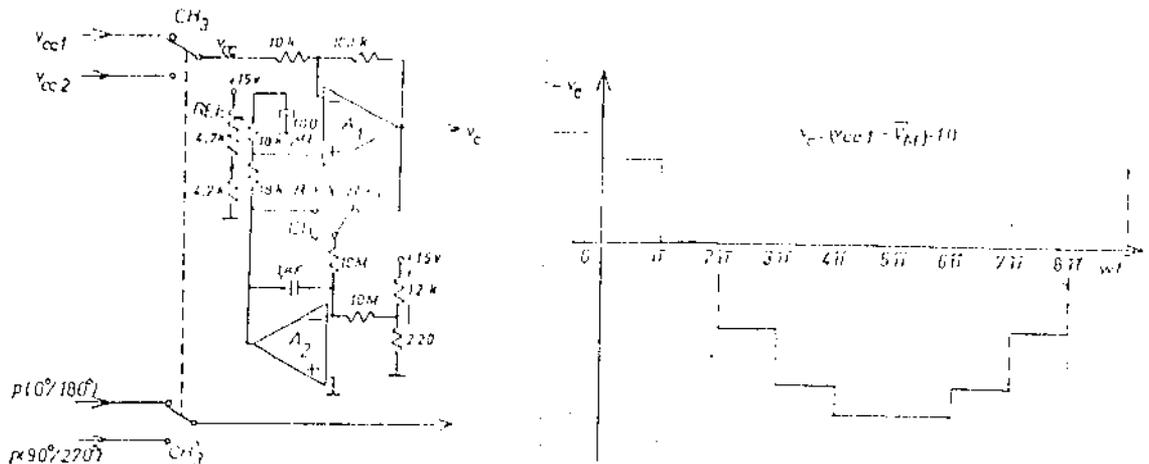


FIG. 3.5. DETEÇÃO E AMPLIFICAÇÃO DO ERRO.

tem um atraso menor que o anterior para o efeito do controle do RCT, se bem que é muito sensível à presença de harmônicos na tensão o que obriga introduzir filtragem, aspecto que é analisado no item 3.5.

Na fig. 3.4 é mostrado o circuito utilizado e as formas de onda. O retificador de onda completa  $A_1$  [29] tem ajuste de balanço pelo potenciômetro de 100 Ohms. O pulso de sincronismo  $p(90^\circ/270^\circ)$  aplicado na porta do transistor FET do circuito amostrador-segurador  $A_2$  atualiza o valor da tensão  $V_{cc2}$  na saída do conversor.

### 3.3. DETETOR E AMPLIFICADOR DO ERRO

O objetivo deste estágio é obter o erro, ou seja, a diferença amplificada  $V_e$  entre uma tensão contínua de referência  $V_{ref}$  e o sinal  $V_{cc}$  obtido no conversor ca/cc.

Se a referência for estritamente constante, o compensador assumiria a função de regulador de tensão, tentando eliminar não só as flutuações locais rápidas da tensão como também, as variações lentas gerais do sistema. Se estas últimas forem grandes, o compensador pode saturar e ficar sem controle, eliminando a efetividade na redução das flutuações rápidas de menor magnitude ("flicker"). Uma solução do anterior é sobredimensionar o compensador. Outra solução mais razoável é ter uma referência flutuante igual ao valor médio de longo prazo da tensão da rede, o que permitirá manter o RCT trabalhando sempre em torno do seu ponto de operação na redução das flutuações rápidas. Neste último caso, se é necessário compensar as variações lentas da tensão, se podem utilizar os métodos tradicionais de regulação (bancos de capacitores chaveados, transformadores com taps, etc.) com as vantagens de menor custo e distorção.

A solução implementada, mantendo o critério de flexibilidade para um equipamento experimental, permite ter referência constante (R.FX) ou flutuante (R.FI) como mostrado no circuito da fig. 3.5. O ganho do estágio  $A_1$  é 10. O integrador

$\Lambda_2$  na realimentação com constante de tempo de 10 seg., que é muito maior que o período da menor frequência de variação que se deseja eliminar, faz com que o valor médio do erro amplificado na saída  $V_e$ , seja zero quando a CH4 está na posição de referência flutuante. A chave CH3 permite selecionar um dos métodos de conversão ca/cc; a CH3, sincronizada com a anterior, seleciona entre os pulsos  $p(0^\circ/180^\circ)$  e  $p(90^\circ/270^\circ)$  que são requeridos para sincronizar os estágios do controlador, como se verá no próximo item.

### 3.4. O CONTROLADOR DE MALHA FECHADA

O controlador é do tipo proporcional, integral e derivativo (P.I.D) que na sua versão discreta combina 3 sinais:

- i - O valor do erro,  $V_e$ ;
- ii - O valor da soma acumulada dos erros,  $\Sigma V_e$ ;
- iii - O valor da diferença entre as duas últimas magnitudes do erro,  $\Delta V_e$ ;

cuja soma ponderada constitui a tensão de controle em malha fechada  $V_{cmf}$ :

$$V_{cmf} = K_p V_e + K_s \Sigma V_e + K_d \Delta V_e \quad (3.5)$$

#### 3.4.1. OBTENÇÃO DO SINAL PROPORCIONAL

É simplesmente o produto da constante ajustável  $K_p$  (ganho) pelo erro  $V_e$ . É obtida pelo circuito da fig. 3.6 (a).

#### 3.4.2. OBTENÇÃO DO SINAL SOMATÓRIA DO ERRO

É utilizado o circuito da fig. 3.7(a). O circuito amostrador-segurador  $\Lambda_2$  armazena a soma dos erros com sinal negativo. Essa soma é realimentada à entrada não inversora do ampli-

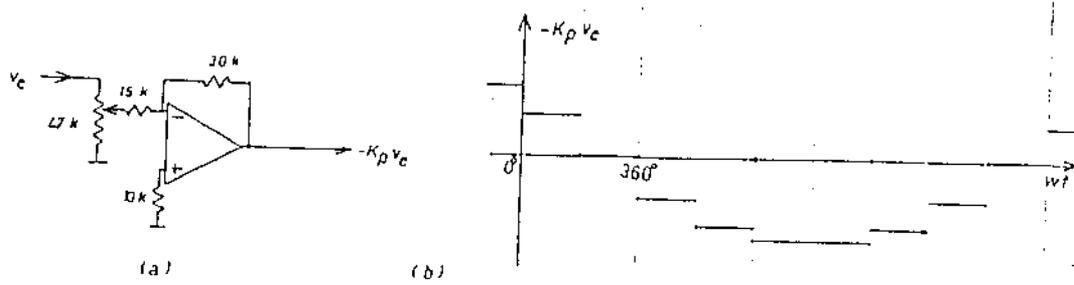


FIG. 3. 6. OBTENÇÃO DO SINAL PROPORCIONAL.

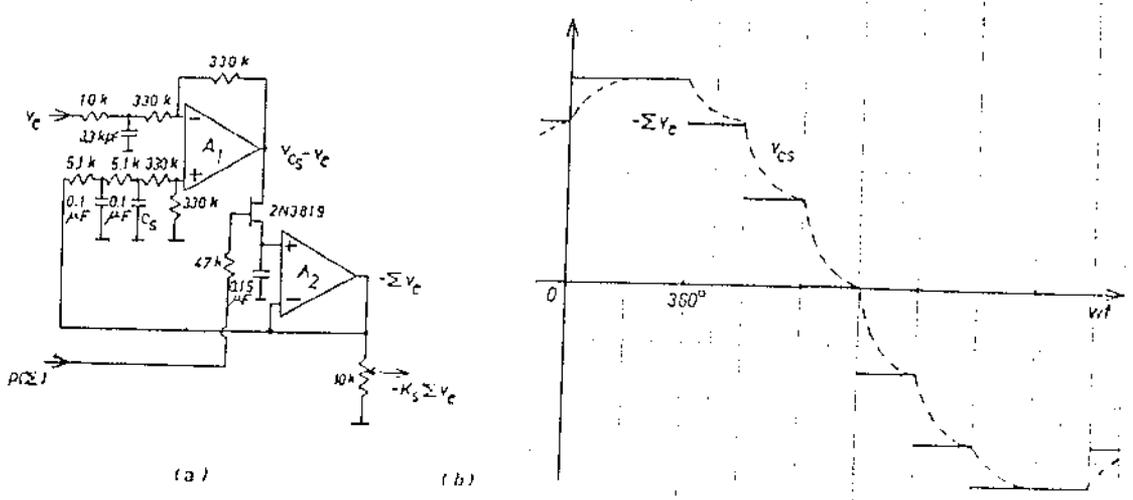


FIG. 3. 7. OBTENÇÃO DO SINAL SOMATORIA DO ERRO.

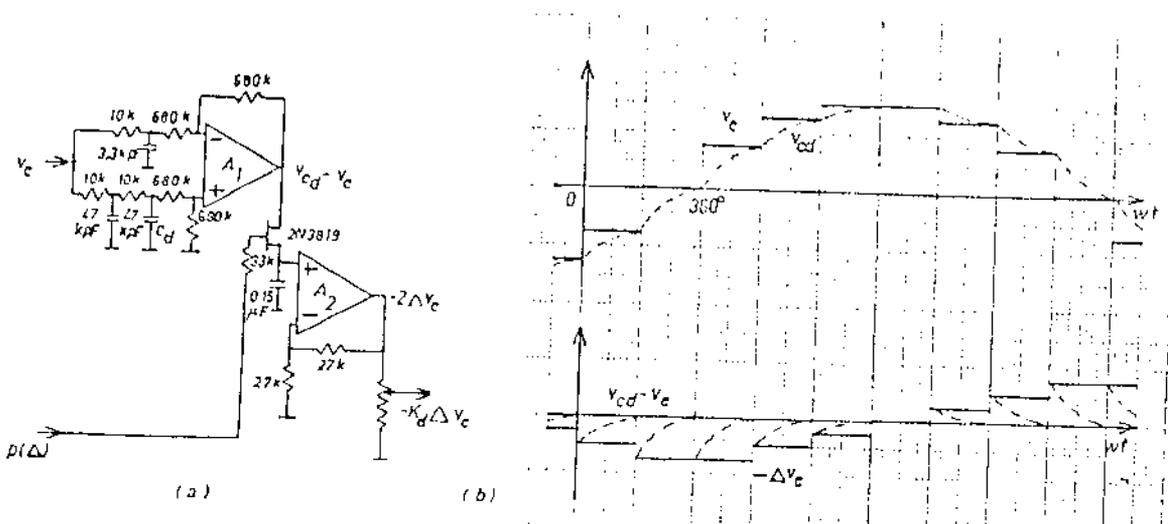


FIG. 3. 8. OBTENÇÃO DO SINAL DIFERENÇA DO ERRO.

ficador  $A_1$ . Ao chegar o pulso de atualizações  $p(\Sigma)$  na porta do FET, o capacitor do amostrador se vai carregar com a soma (negativa) da anterior soma acumulada e o valor atual do erro. O atraso introduzido pela rede RC na entrada inversora de  $A_1$ , impede que o valor da soma anterior seja modificado no instante de atualização do amostrador-segurador. A constante de tempo da rede RC deve permitir que o valor da nova soma seja atingido em  $C_s$  antes do próximo instante de amostragem e atualização. Os sinais deste estágio são apresentados na fig. 3.7(b).

### 3.4.3. OBTENÇÃO DO SINAL DIFERENÇA DO ERRO

O método é similar ao anterior, o circuito é mostrado na fig. 3.8(a). Ao ocorrer a atualização do valor do erro, ele é aplicado diretamente à entrada inversora de  $A_1$ . Na entrada não inversora está presente o valor anterior do erro, a rede de retardo RC impede que o novo valor apareça instantaneamente nesta última entrada ( $C_d$ ).

A saída de  $A_1$  então vai ter nesse instante a diferença (com sinal negativo) entre o valor atual do erro e o anterior. Essa diferença é amostrada mediante o pulso  $p(\Delta)$  e retida no capacitor na entrada do seguidor com ganho (amostrador-segurador  $A_2$ ). A constante de tempo da rede de retardo permite a  $C_d$  atingir o valor de regime igual ao erro do período já descrito antes da próxima amostragem. Os sinais do circuito são os da fig. 3.8(b). O pulso  $p(\Delta)$  é o mesmo  $p(\Sigma)$  do estágio anterior e os dois têm que ser  $p(0^\circ/180^\circ)$  ou  $p(90^\circ/270^\circ)$ , descritos no próximo item, de acordo ao método de conversão ca/cc que seja utilizado.

### 3.5. AMOSTRA DE TENSÃO E PULSOS DE SINCRONISMO

A amostra de tensão da rede é obtida pelo transformador de potencial T.P. da fig. 3.9. Como o valor  $V_{cc}$  obtido nos dois conversores é igual ao valor de pico da amostra (se não houver distorção na tensão), foi escolhida por simplicidade na interpretação das magnitudes e compatibilidade com os amplifica-

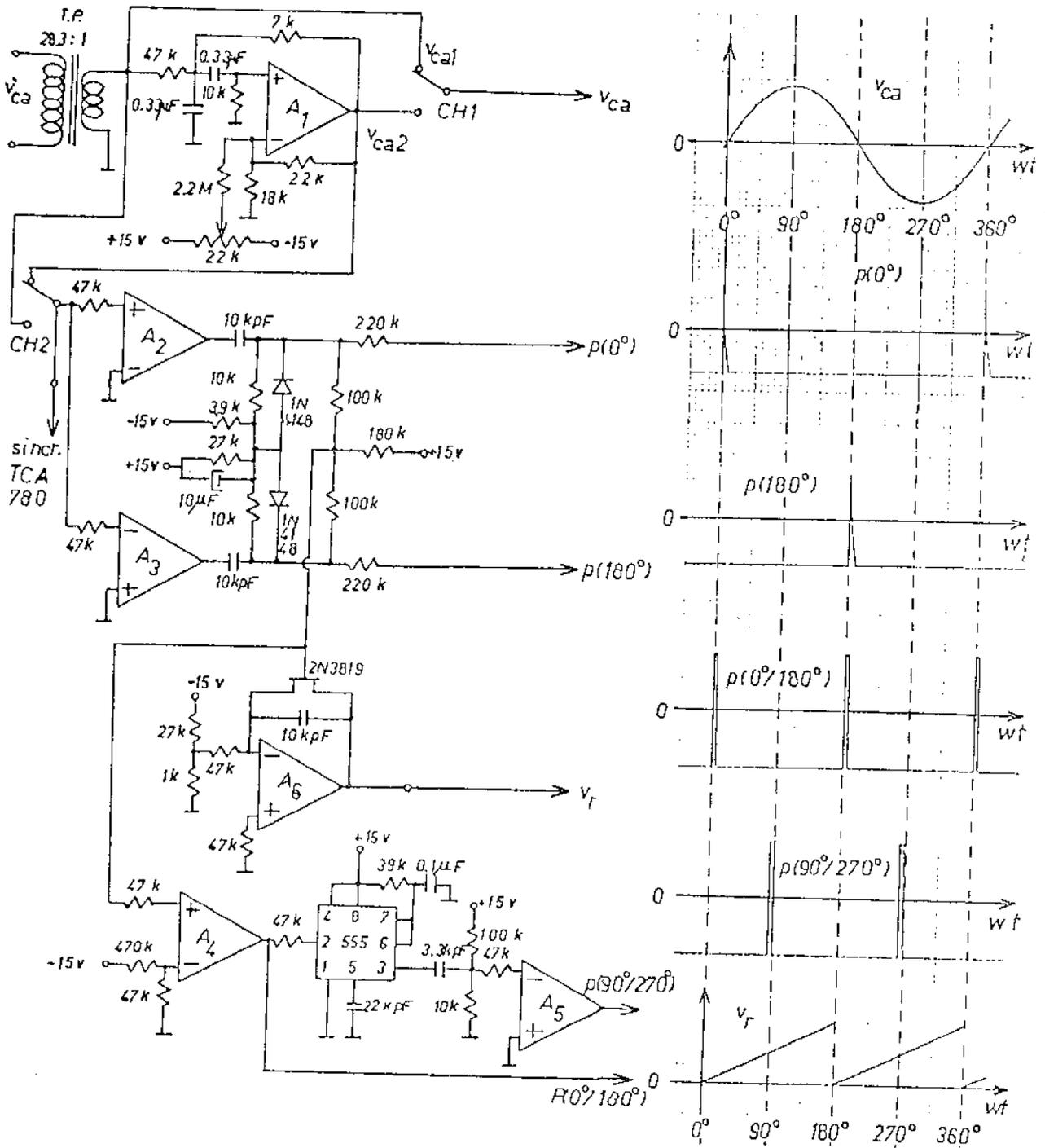


FIG. 3.9. OBTENÇÃO DA AMOSTRA DE TENSÃO E PULSOS DE SINCRONISMO.

dores, a seguinte relação:

$$\frac{V_{1RMS}}{V_{2MAX}} = 20 \quad (3.6)$$

Onde:  $V_{1RMS}$  = valor eficaz da tensão  $V'_{ca}$  no primário do T.P.  
(rede)

$V_{2MAX}$  = valor de pico da tensão  $V_{ca}$  no secundário do T.P.  
(controle)

Logo, a relação de transformação do T.P. é:

$$\frac{V'_{ca}}{V_{ca}} = 20 \cdot \sqrt{2} = 28,28 \quad (3.7)$$

Como o amplificador de erro tem ganho 10, 1 volt de sinal de erro  $V_e$  na entrada do controlador, equivale a 2 volts RMS de erro na tensão da rede.

Se a tensão da rede tem harmônicas, é preciso filtrar a amostra para reduzir suas amplitudes por duas razões:

- a) Minimizar o erro na detecção dos cruzamentos por zero da fundamental da tensão, da qual vai depender a exatidão da geração dos pulsos de sincronismo e da sincronização do circuito integrado de disparo TCA - 780.
- b) Reduzir os erros na conversão ca/cc baseado no método de detecção dos valores de pico.

Na implementação do filtro se tem um compromisso na escolha do  $Q$ . Os fatores em conflito são a efetividade na eliminação das harmônicas, que melhora com  $Q$  alto, e o atraso e amortecimento das variações de tensão devidas à resposta dinâmica do filtro, o que piora com  $Q$  alto.

Foi escolhido um filtro passa faixa com as seguintes características:

frequência de ressonância	$f_o = 60 \text{ Hz}$
fator de qualidade	$Q = 2,55$
ganho (ressonância)	$G = 1,0$

Para o circuito selecionado [31], os valores calculados dos componentes (feitos os ajustes práticos) são os indicados na fig. 3.9 ( $A_1$ ).

A chave CH1 permite introduzir ou eliminar o filtro na tensão que vai à entrada dos conversores ca/cc. A chave CH2 faz o mesmo para a amostra de tensão utilizada na geração dos pulsos de sincronismos e na sincronização do TCA - 780.

Os comparadores  $A_2$  e  $A_3$ , seguidos por redes diferenciadoras RC, permitem obter os pulsos em  $2k\pi$  e  $(2k+1)\pi$  chamados  $p(0^\circ)$  e  $p(180^\circ)$  respectivamente, que são requeridos pelo conversor ca/cc de dois integradores.

$A_4$  junta os pulsos anteriores, produzindo os pulsos chamados  $p(0^\circ/180^\circ)$  requeridos nos dois amostradores-seguradores do controlador quando é utilizado o primeiro método de conversão ca/cc.

O C.I. 555 na configuração monoestável [32], gera uma onda quadrada que começa com o pulso  $p(0^\circ/180^\circ)$  e tem duração fixa de 4,167 msec. (1/4 ciclo). A derivada da saída do 555 é aperfeiçoada e amplificada em  $A_5$ , cuja saída fornece os pulsos que ocorrem nos picos positivos e negativos da tensão da rede. Estes pulsos são chamados  $p(90^\circ/270^\circ)$  e são requeridos pelo segundo conversor ca/cc (detector de pico), como também nos circuitos amostradores-seguradores do controlador quando é utilizado esse conversor.

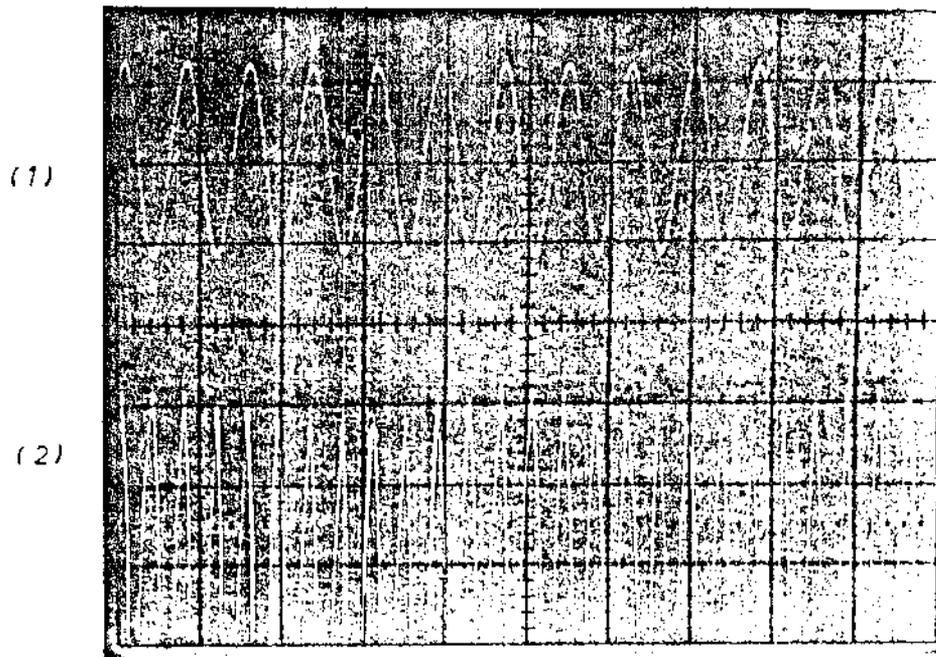
### 3.6. RESUMO

Neste capítulo foi apresentado o controle em malha fechada do compensador. Foi feita a análise dos diferentes estágios, suas características e fundamentos na sua implementação circuital. O circuito completo do sistema está no apêndice A

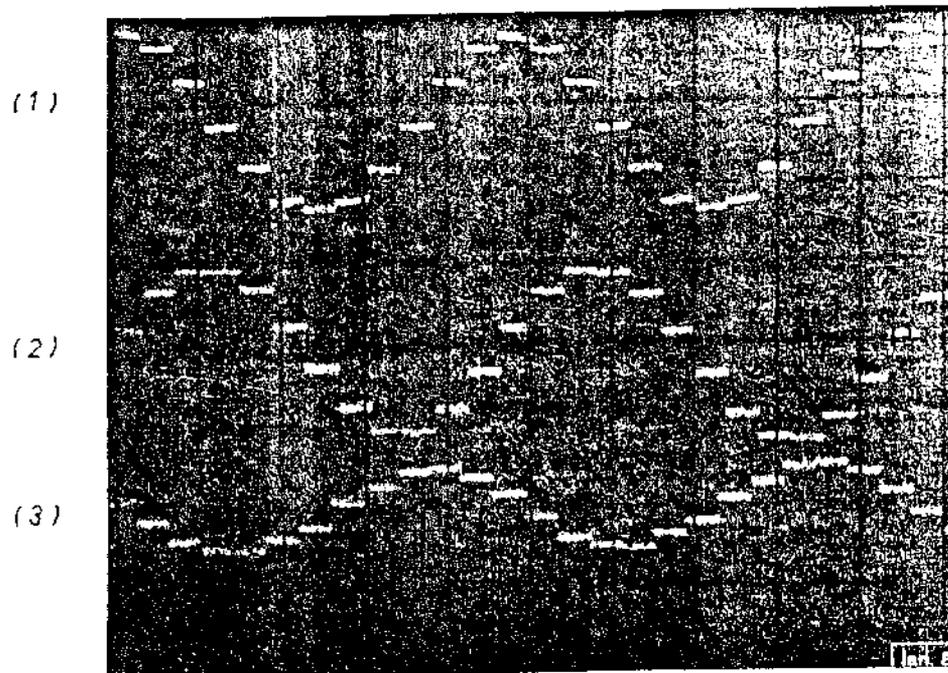
e corresponde aos módulos 1, 2 e 3 do compensador.

A avaliação do seu comportamento geral é feita nos testes descritos no capítulo 5, observações de interesse são apresentadas nas conclusões gerais.

Finalmente, na fig. 3.10 são mostrados oscilogramas dos sinais mais importantes obtidos dos estágios discutidos neste capítulo.



(a) Amostra da tensão da rede com flutuações. (x: 20 ms/div).  
 (1)  $v_{ca}$ , 5 v/div. (2) Picos de  $v_{ca}$  retificada, 0.5 v/div.



(b) Sinais do controlador (y: 2v/div., x: 20 ms/div.):  
 (1) proporcional, (2) somatoria, (3) diferença

FIG. 3.10. OSCILOGRAMAS DE ALGUNS SINAIS NO CONTROLE REALIMENTADO.

## CAPÍTULO 4

### O CONTROLE DIRETO (FEEDFORWARD)

#### 4.1. INTRODUÇÃO

No controle em malha fechada ou realimentado, a ação corretiva do sistema é função do erro da própria variável controlada. No caso do controle P.I.D. o sinal de controle é proporcional à soma ponderada do erro, sua integral e sua derivada. Cada parcela dessa soma tem uma forma de atuar característica:

- O sinal proporcional tem atuação instantânea, mas mantém um erro em regime.
- O sinal integral atua com atraso e consegue zerar o erro de regime.
- O sinal derivativo tem atuação antecipativa e não faz nenhum efeito em regime.

A combinação dos três sinais permite aproveitar as vantagens de cada um deles; a ponderação apropriada vai depender das características do sistema controlado.

Os sistemas de controle realimentado, pela sua natureza, perdem gradualmente a efetividade na medida em que a frequência das flutuações (perturbações) começa a ser uma fração importante da frequência da rede (e portanto, da frequência com que é possível medir e corrigir mediante o RCT). Especificamente, no controle implementado consegue-se anular praticamente as flutuações de 1 Hz, porém, em 30 Hz já não se tem um efeito corretivo importante.

A possibilidade de aumentar a velocidade do controle e conseguir uma redução significativa das flutuações na faixa de frequências de interesse, é utilizar o controle direto [8], [33] (Em inglês feedforward. Em português também tem sido utilizados os nomes de controle em malha aberta [27], o controle com malha de antecipação [26]).

No controle direto, o sinal que produz a ação corretiva é o resultado de um processo de cálculo feito sobre as variáveis ou perturbações responsáveis pelas flutuações, levando em conta as características do sistema e a forma como ele é afetado pelas perturbações e pela própria ação corretiva. O esquema geral mostra-se na fig. 4.1.

Em forma geral, o que acontecerá é que as variações na tensão da rede, provocadas pela carga, serão anuladas produzindo o efeito contrário mediante o RCT. O sinal de controle direto não depende da variável controlada (tensão da rede) portanto esta não precisa ser medida nem realimentada.

Teoricamente o controle direto é ideal, porém, existem diversos fatores práticos que limitam sua efetividade real, que são:

- As inexatidões nas medições;
- As inexatidões no processo de cálculo;
- A rapidez limitada para conseguir as medições e fazer os cálculos;
- A rapidez limitada na ação corretiva do RCT (só é possível atuar uma vez a cada meio ciclo);
- As variações dos parâmetros do sistema.

Todos esses fatores produzem um erro na correção, porém, se os cálculos são feitos analogicamente, os resultados serão obtidos em forma praticamente instantânea. Também, como se verá no próximo item, o efeito das variações dos parâmetros da rede é parcialmente cancelado. Os efeitos indesejados dos restantes fatores poderão ser reduzidos somente pelas precauções na implementação.

A principal vantagem do controle direto é a rapidez. Outra característica favorável é que sua ação é intrinsecamente estável.

Finalmente, o controle direto só vai compensar as flutuações provocadas pela carga que é monitorada. Logo, ele não vai corrigir o efeito de outras cargas nem as variações gerais da tensão do sistema. Uma alternativa para resolver isto é utili-

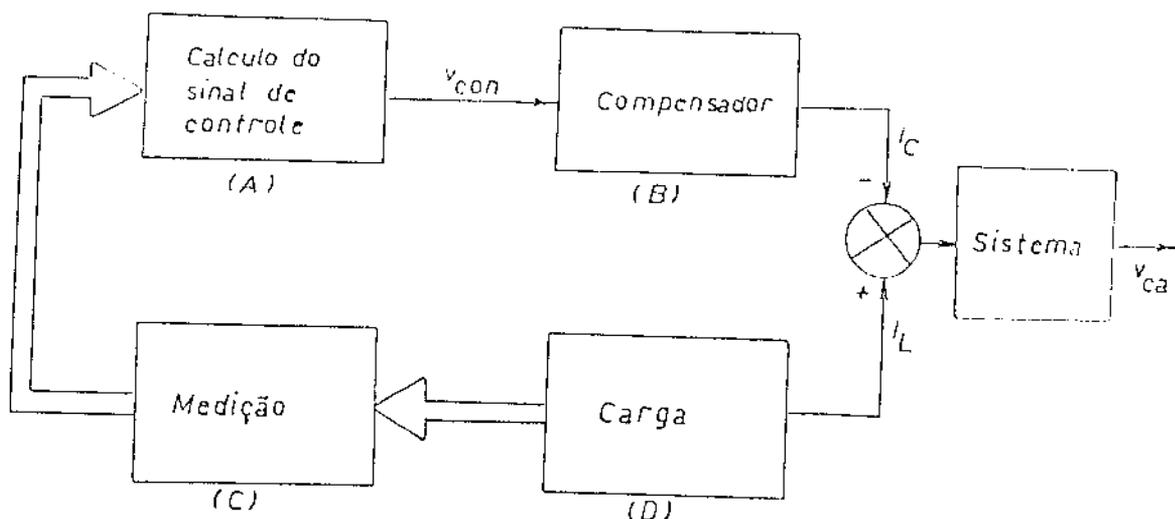
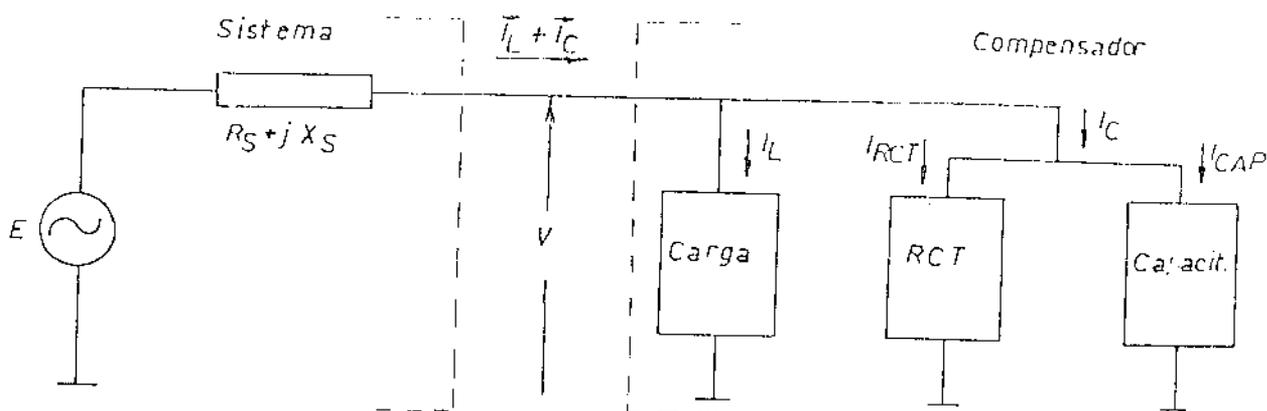
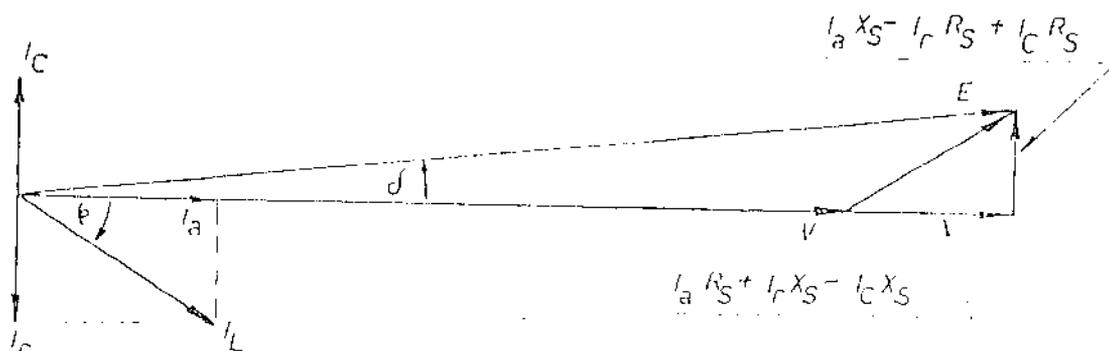


FIG. 4.1. ESQUEMA GERAL DO CONTROLE DIRETO.



(a) Circuito equivalente.



(b) Diagrama fasorial.

FIG. 4.2. SISTEMA - CARGA - COMPENSADOR.

zar um controle híbrido (direto mais realimentado) o que também traz a redução dos erros na faixa de frequência em que o controle realimentado tem bom desempenho.

#### 4.2. DETERMINAÇÃO DO SINAL PARA O CONTROLE DIRETO DO RCT

A análise que segue tem o objetivo de determinar as variáveis que devem ser medidas pelo bloco (C) e os cálculos que devem ser feitos pelo bloco (A) da fig. 4.1, para gerar o sinal de controle  $V_{con}$ .

Será considerado o equivalente estático da fig. 4.2. Estritamente, a utilização deste equivalente não é totalmente correta, dado que o sistema em geral vai estar num regime transitório.

A validade aproximada da análise melhora pela própria efetividade da compensação, ou seja, na medida que o controle consegue eliminar as flutuações de tensão, mais perto do regime permanente vai ficar o sistema.

Do diagrama fasorial obtém-se a relação de magnitude:

$$V = E - (I_a R_s + I_r X_s - I_c X_s) - (I_a X_s - I_r R_s + I_c R_s) \operatorname{tg}(\delta/2) \quad (4.1)$$

Como  $\delta$  é pequeno se pode desprezar o segundo termo, então:

$$V \cong E - I_a R_s - I_r X_s + I_c X_s \quad (4.2)$$

Poderia-se projetar o controle sem fazer a aproximação anterior, mas a complexidade do processo de cálculo seria bem maior, e portanto também aumentarão os erros nos resultados obtidos analogicamente.

O erro na aproximação feita é a diferença entre (4.1) e (4.2), ou seja:

$$\text{Erro} = -(X_s I_a - R_s I_R) \cdot \text{tg}(\delta/2) \quad (4.3)$$

Onde  $I_R$  é a corrente reativa total. Do diagrama fasorial se tem:

$$(X_s I_a - R_s I_R) = E \text{ sen } \delta \quad (4.4)$$

Das eqs. (4.3) e (4.4) segue-se:

$$\text{Erro} = -E \text{ sen } \delta \text{ tg}(\delta/2) \quad (4.5)$$

Na tabela 4.1 está o erro como porcentagem de E em função do ângulo  $\delta$ , de onde se deduz a validade prática da aproximação feita.

$\delta$ (°)	0	5	10	15	20	25	30
- Erro (% de E)	0	0,380	1,519	3,407	6,031	9,361	13,397

TABELA 4.1. - ERRO DO VALOR APROXIMADO DE V.

Assumindo E constante, e definindo cada variável de (4.2) como a soma dos seus valores no ponto de operação e suas variações como segue:

$$\left. \begin{aligned} V &= V_o + \Delta V \\ I_a &= I_{ao} + \Delta I_a \\ I_r &= I_{ro} + \Delta I_r \\ I_c &= I_{co} + \Delta I_c \end{aligned} \right\} \quad (4.6)$$

Teremos as seguintes equações que definem o equilíbrio e as variações respectivamente:

$$V_o = E - I_{ao} R_s - I_{ro} X_s + I_{co} X_s \quad (4.7)$$

$$\Delta V = - \Delta I_a R_s - \Delta I_r X_s + \Delta I_c X_s \quad (4.8)$$

O compensador tem que manter a tensão na carga fixa no valor  $V_o$ , ou seja  $\Delta V$  deve ser zero, então da eq. (4.8) segue-se:

$$\Delta I_c = \Delta I_r + \Delta I_a \left( \frac{R_s}{X_s} \right) \quad (4.9)$$

$\Delta I_c$  representa a variação da corrente reativa que deve suprir o compensador para anular a variação de tensão provocada por  $\Delta I_L = \Delta I_a + j\Delta I_r$ .

De outro lado, a corrente do compensador é:

$$I_c = I_{CAP} - I_{RCT} \quad (4.10)$$

Da eq. (4.10) e a (2.1) que representa a característica global do RCT e circuitos associados, se chega a:

$$I_c = I_{CAP} - I_{RCO} + K_1 V_{con} \quad (4.11)$$

No ponto de operação do RCT  $V_{con} = 0$ , logo:

$$I_{CO} = I_{CAP} - I_{RCO} \quad (4.12)$$

$$\Delta I_c = K_1 V_{con} \quad (4.13)$$

Finalmente, das eqs. (4.9) e (4.13) é obtida a equação do controle para o RCT:

$$V_{con} = \frac{1}{K_1} \left[ \Delta I_r + \Delta I_a \left( \frac{R_s}{X_s} \right) \right] \quad (4.14)$$

Um fato importante na eq. (4.14) é que a parcela

do controle devido às variações da componente reativa, que é a mais importante, não depende dos parâmetros da rede. Isto ocorre porque a possível variação de parâmetros produz um efeito oposto da mesma magnitude na ação da corrente do RCT.

O controle de acordo à eq. (4.14) vai eliminar as flutuações em torno do valor médio dado pela eq. (4.7). Se terá o grau de liberdade adicional na escolha de  $I_{CAP}$  (e, portanto, de  $I_{CO}$ ), por exemplo para ter um valor desejado de  $V_o$  ou  $\cos \phi_o$ .

#### 4.3. DESCRIÇÃO DO MÉTODO IMPLEMENTADO

A obtenção do sinal de controle  $V_{con}$  de acordo à eq. (4.14) exige medir, idealmente sem atraso, as componentes ativa e reativa da corrente. Esta medição tem que ter validade no intervalo de cada meio ciclo em que é decidido o ângulo de disparo  $\alpha$  do RCT. Se vai projetar o controle para a estrutura (A) do item 2.2 (um reator), porque ela permite dispor de maior tempo para fazer as medições que decidirão o ângulo de disparo e a corrente  $I_c$ .

O diagrama de blocos completo do sistema implementado está na fig. 4.3. Sua estrutura foi definida pelo critério da maior simplicidade possível para reduzir ao mínimo as fontes de erro, dado que praticamente todos os estágios de processamento dos sinais são críticos e responsáveis da exatidão atingível.

No diagrama o T.C. (1) seguido pelos filtros e amplificador (2), permitem obter a amostra  $K_i i_f$  da corrente de carga  $i_L$ , que logo é retificada em onda completa por (3) que fornece  $K_i i_{fr}$ . Isto permitirá trabalhar com sinais positivos.

O amostrador-segurador (4) obtém e atualiza o valor da corrente em  $\omega t = \pi/2, 3\pi/2, \dots, (2k+1)\pi/2$ , que corresponde teoricamente à componente ativa  $I_a$ .

O bloco (5) é um gerador de rampa sincronizado pelo cruzamento por zero da tensão da rede, seguido pelo amostrador-segurador (6) que obtém em  $\omega t = \phi, \pi + \phi, \dots, k\pi + \phi$  uma ten

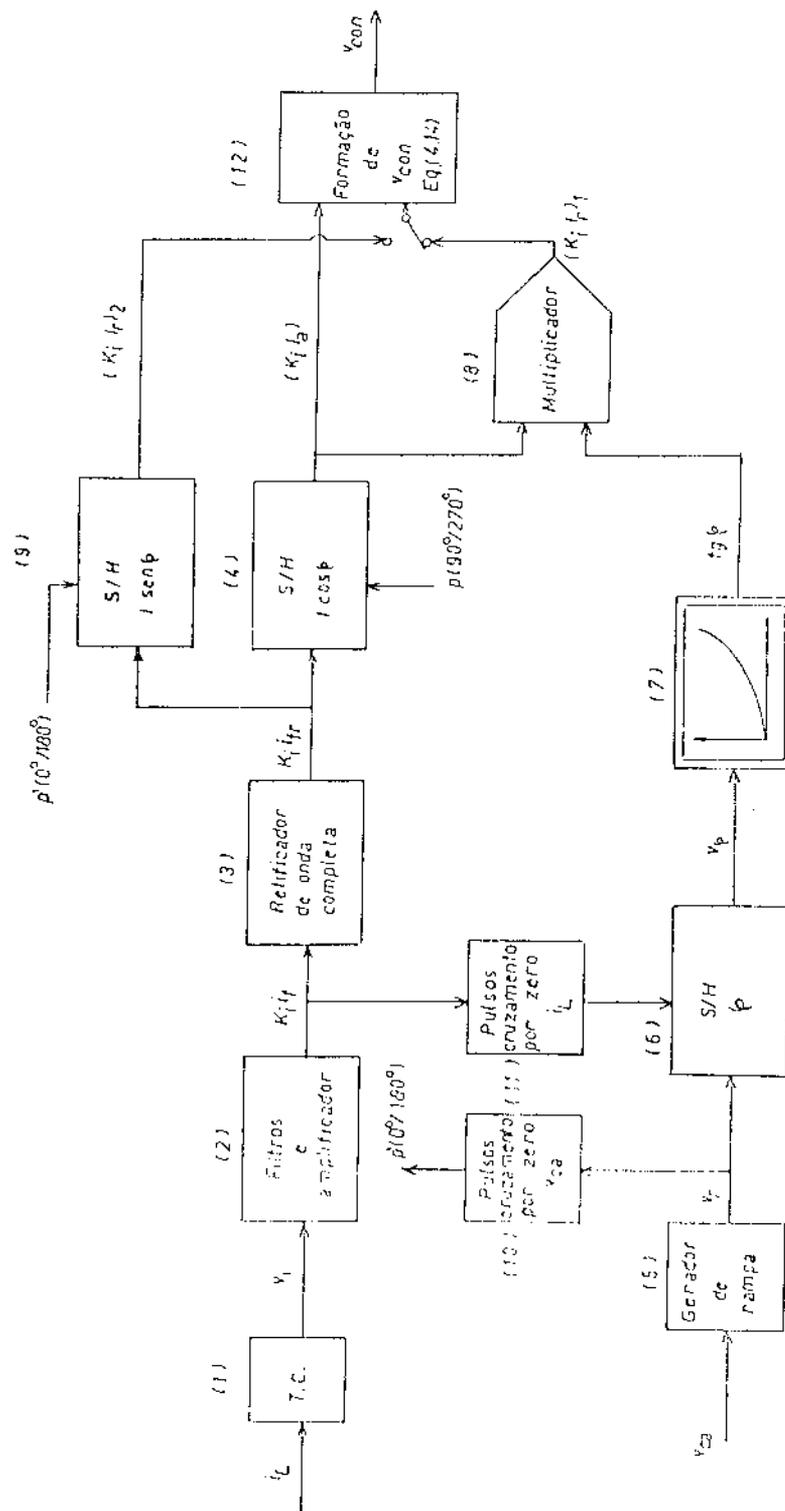


FIG. 4.3. DIAGRAMA DE BLOCOS DO SISTEMA DE CONTROLE DIRETO IMPLEMENTADO.

são contínua  $V_\phi$ , proporcional ao ângulo  $\phi$ . Essa tensão vai à entrada do bloco não linear (7) que fornece o valor da tangente de  $\phi$ .

O multiplicador (8) faz o produto entre as saídas dos blocos (4) e (7), o resultado então é uma medida da componente reativa da corrente. Estritamente esta medição é válida no instante  $\omega t = \pi/2$  (no primeiro meio ciclo), como o RCT vai atuar entre  $\pi/2$  e  $\pi$ , conclui-se que a medição tem validade no próprio meio ciclo da atuação.

Para fins de comparação, implementou-se um segundo método, bem mais simples do que o anterior, para obter a componente reativa da corrente. É o bloco (9), que amostra e segura o valor da corrente retificada em  $\omega t = 0, \pi, \dots, k\pi$ . É fácil verificar que neste método a informação com que atua o RCT está atrasada em meio período.

Os blocos (10) e (11) fornecem pulsos de sincronismo na ocorrência dos cruzamentos por zero da tensão e corrente respectivamente.

O bloco (12) permite ajustar as medições obtidas pelo procedimento descrito à eq. (4.14), ou seja, permite obter a soma ponderada e amplificada das variações dos sinais proporcionais às componentes ativa e reativa da corrente na carga.

A seguir os diversos blocos são discutidos em maior detalhe.

#### 4.4. OBTENÇÃO, FILTRAGEM E RETIFICAÇÃO DA AMOSTRA DE CORRENTE

Para obter a amostra da corrente na carga utilizou-se um transformador de corrente de relação 170. O secundário foi carregado com o resistor  $R_{TC}$  de 10 Ohms (fig. 4.4), logo o sinal de tensão obtida é:

$$V_i = 0,059i_L \quad (4.15)$$

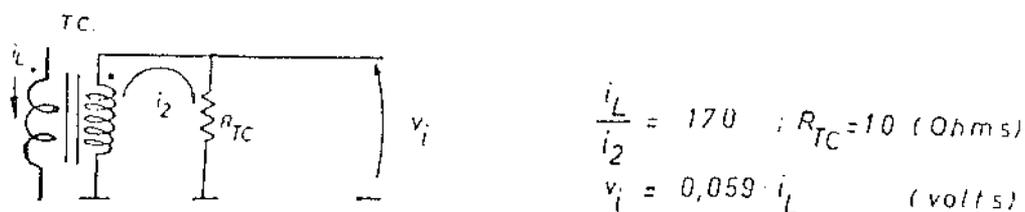
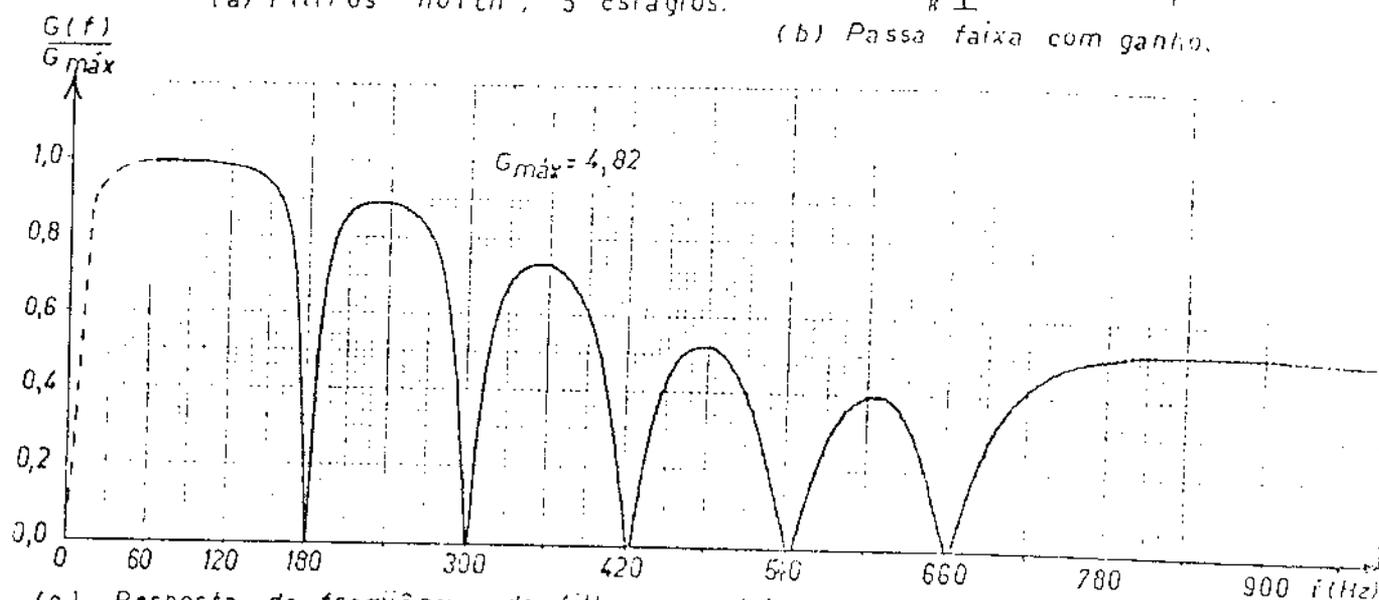
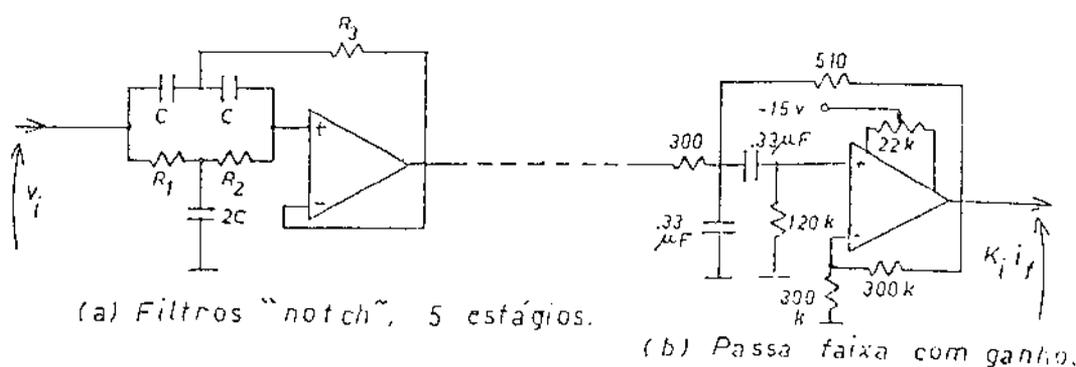


FIG. 4.4. O TRANSFORMADOR DE CORRENTE.



(c) Resposta de freqencia do filtro completo.

FIG. 4.5. O FILTRO PARA A AMOSTRA DE CORRENTE.

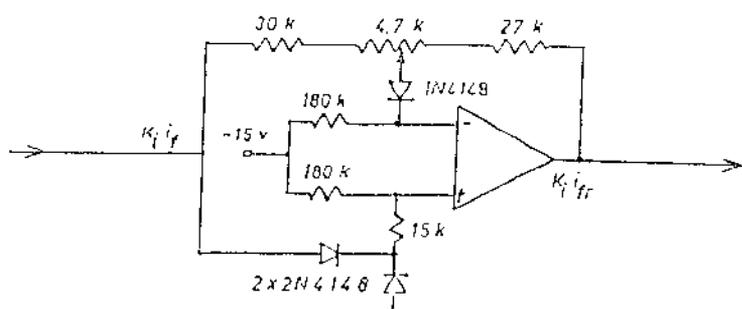


FIG. 4.6. O RETIFICADOR PARA A AMOSTRA DE CORRENTE.

As cargas que geram flutuações rápidas de tensão, especialmente os fornos a arco, têm suas correntes distorcidas; portanto, é preciso filtrar o sinal  $V_i$  para eliminar as principais harmônicas. Para introduzir o menor atraso possível foram utilizadas 5 filtros "notch" (elimina-faixa) em cascata, todos eles com Q relativamente alto e sintonizados às harmônicas ímpares da 3.<sup>a</sup> até a 11.<sup>a</sup>. O circuito utilizado para cada filtro é mostrado na fig. 4.5 (a). Os valores das componentes do circuito foram obtidos das equações do filtro [31] e ajustados praticamente resultando os valores indicados na tabela 4.2. O ganho de cada estágio é um.

HARMÔNICA	3. <sup>a</sup>	5. <sup>a</sup>	7. <sup>a</sup>	9. <sup>a</sup>	11. <sup>a</sup>
$f_o$  Hz	180	300	420	540	660
C  MF	0,1	0,1	0,047	0,033	0,022
$R_1, R_3$  Ohms	510	300	560	750	750
$R_2$  KOhms	155	108	112	94	165
Q	8,7	9,5	7	5,6	7,4

TABELA 4.2. - DADOS DOS FILTROS "NOTCH".

O sinal à saída da cadeia de filtros "notch" tem ainda os seguintes problemas:

- Se produz uma defasagem total (atraso) de 7 graus para o fundamental;
- O ruído de alta frequência não é eliminado e pode constituir uma fonte de erro importante;
- A amplitude da saída é pequena demais para seguir o processamento com bom grau de precisão.

Para resolver estes aspectos foi agregado o filtro passa-faixa mostrado na fig. 4.5(b), cujas características são:

$$f_o = 101 \text{ Hz}$$

$$Q = 0,15$$

$$G = 4,82$$

O Q tem que ser pequeno para não comprometer a resposta dinâmica do filtro completo, o valor acima foi um resultado de compromisso verificado experimentalmente. A frequência de ressonância foi escolhida para eliminar o atraso dos filtros "notch" em 60 Hz. O ganho indicado é para 101 Hz e é praticamente o mesmo em 60 Hz. Esse ganho fixa o limite máximo da corrente na carga (primário do T.C.) que não satura os amplificadores operacionais, e que é:

$$I_L = \frac{V_{SAT} \cdot (i_L/i_2)}{G \cdot \sqrt{2} \cdot R_{TC}} = 30 \text{ [AMP RMS]}$$

Onde:  $V_{SAT}$  = tensão de saturação dos amplificadores operacionais

$(i_1/i_2)$  = relação do T.C.

G = ganho do filtro passa-faixa

$R_{TC}$  = resistência no secundário do T.C.

Ao passa-faixa foi agregado o ajuste do nível c.c. mediante o potenciômetro de 22 K $\Omega$ .

A resposta de frequência (amplitude) do filtro completo é mostrada na fig. 4.5(c).

O sinal  $K_i i_f$  na saída do filtro é senoidal. Pela conveniência e possibilidade de processar a informação de corrente somente com valores de sinal positivo, é agregado em continuação do filtro um retificador de onda completa da fig. 4.6, similar ao do item 3.2.2.

#### 4.5. OBTENÇÃO DA COMPONENTE ATIVA DA CORRENTE

O procedimento utilizado é mostrado na fig. 4.7. Consiste em armazenar no amostrador-segurador o valor do sinal de corrente filtrada e retificada  $K_i i_{fr}$  nos instantes  $\omega t = \pi/2$ ,

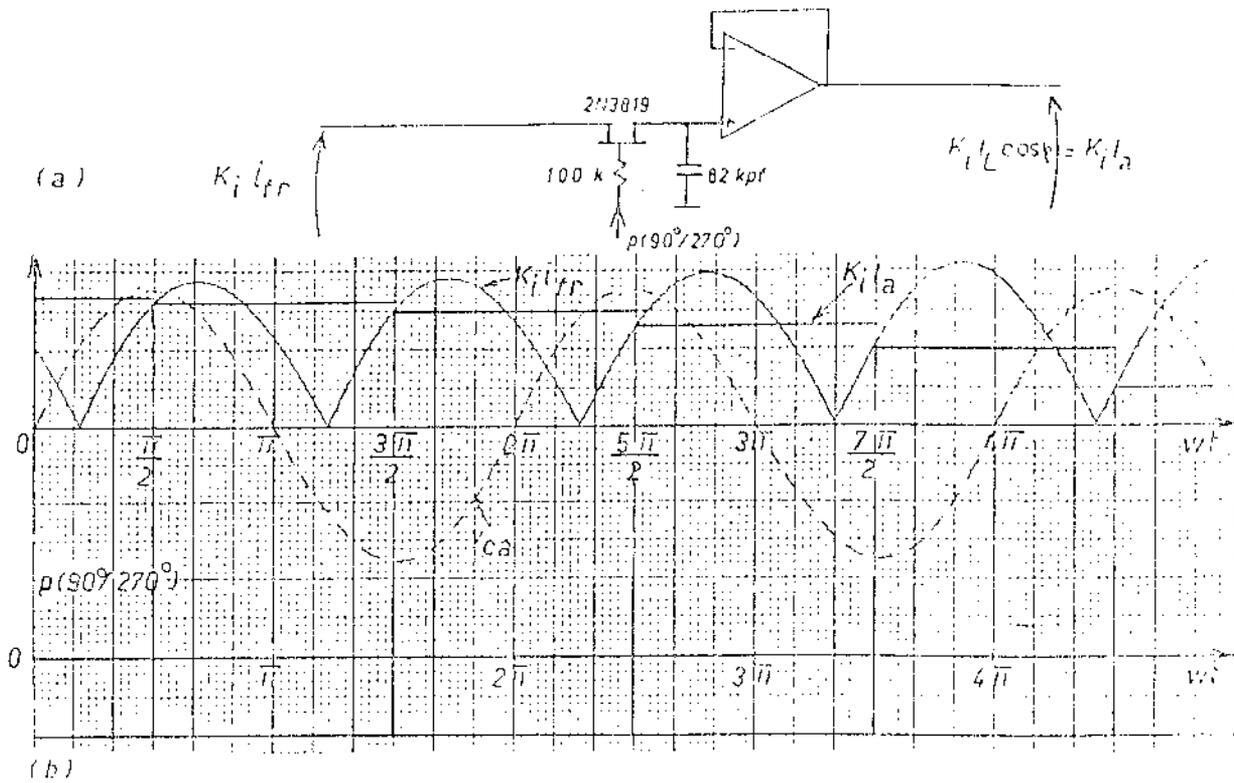


FIG. 4.7. OBTENÇÃO DA COMPONENTE ATIVA DA CORRENTE.

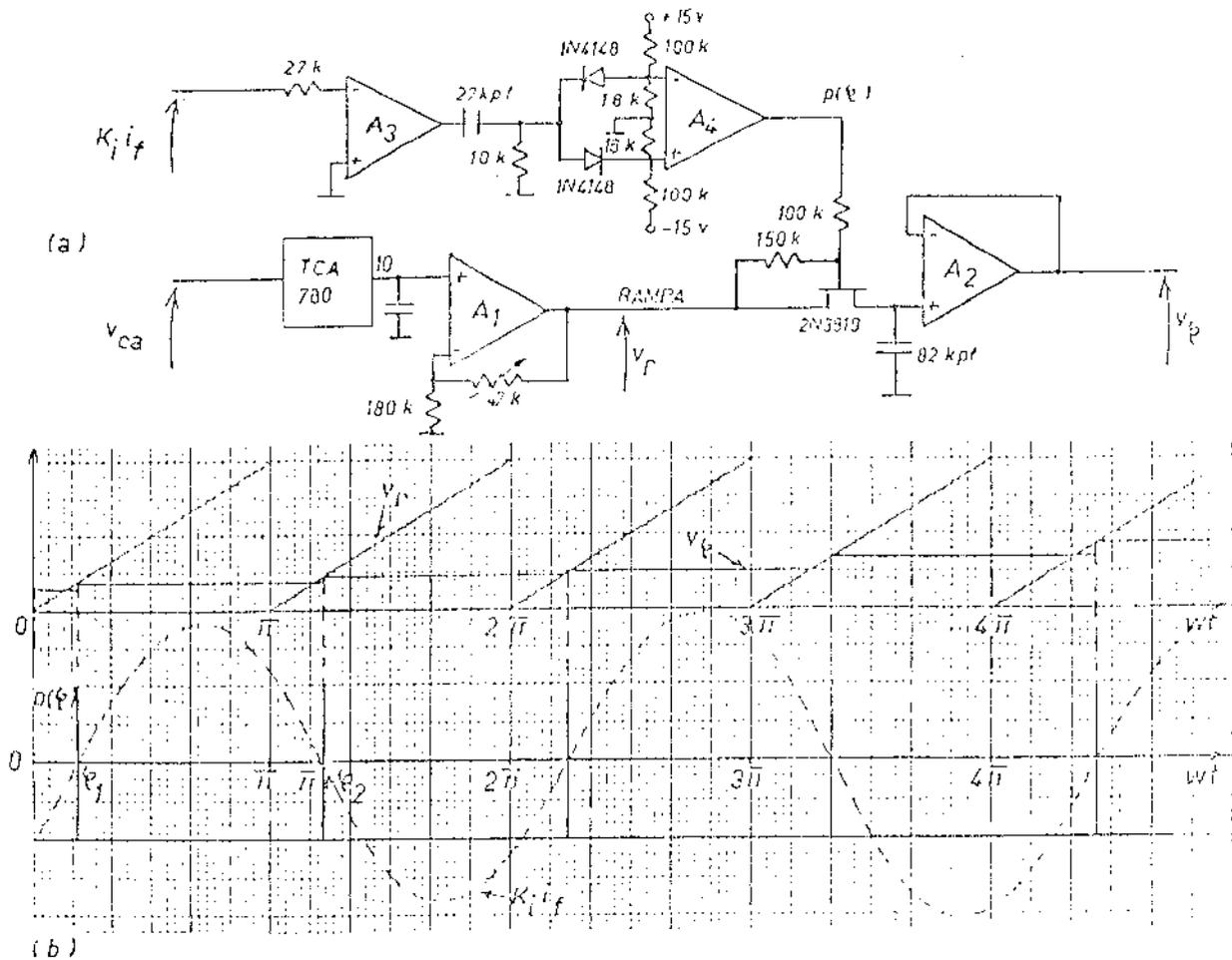


FIG. 4.8. MEDIÇÃO DO ÂNGULO  $\phi$ .

$3\pi/2, \dots, (2k+1)\pi/2$  mediante os pulsos de sincronismo  $p(90^\circ/270^\circ)$ , descritos no item 3.5, aplicados na porta do FET.

#### 4.6. OBTENÇÃO DA COMPONENTE REATIVA DA CORRENTE

No item 4.3 foram explicados de forma geral os dois métodos utilizados para obter um sinal proporcional à amplitude da componente reativa da corrente. Na continuação é apresentada a implementação prática dos diversos estágios.

##### 4.6.1. MEDIÇÃO DO ÂNGULO $\phi$

É utilizada a rampa sincronizada com a tensão da rede, gerada pelo circuito de disparo TCA - 780 do compensador (pino 10). Na fig. 4.8(a), o seguidor com ganho variável  $A_1$  evita carregar o TCA - 780 e permite ajustar a amplitude da rampa  $V_r$  em 10 volts. O amostrador-segurador  $A_2$  armazena e atualiza o valor instantâneo da rampa para  $\omega t = \phi, \pi + \phi, \dots, k\pi + \phi$  mediante o pulso  $p(\phi)$ . Este pulso é obtido por  $A_3$  e  $A_4$ . A entrada ao detector de cruzamento por zero  $A_3$  é o sinal de corrente filtrada  $K_i i_f$ , e sua saída é uma onda quadrada que é derivada na rede RC.  $A_4$  consegue que tanto os pulsos positivos quanto os negativos na saída da rede RC, sejam transformados em pulsos que vão de -15 V a +15 V aproximadamente.

A tensão  $V_\phi$  obtida neste estágio é:

$$V_\phi = V_r (\phi/\pi) \quad (4.16)$$

Fornecendo a medição de ângulo requerida no seguinte estágio.

#### 4.6.2. OBTENÇÃO DA TANGENTE DE $\phi$

É utilizado o amplificador não linear da fig. 4.9 (a) baseado na rede T, similar ao da fig. 2.15, para gerar uma tensão de valor  $\text{tg}\phi$  a partir da tensão  $V_\phi$ . A característica obtida é mostrada na fig. 4.9(b), onde os pontos destacados correspondem aos valores exatos.

#### 4.6.3. PRIMEIRO MÉTODO PARA OBTER A COMPONENTE REATIVA

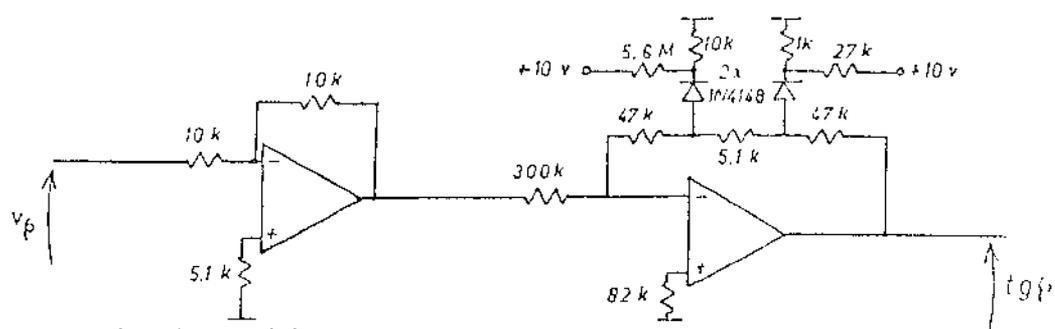
No primeiro método é feito o produto dos sinais da componente ativa da corrente e da  $\text{tg}\phi$  obtidas nos estágios anteriores. Para isto foi implementado um multiplicador de acordo ao circuito da fig. 4.10(a). O circuito é um multiplicador-divisor log-antilog [34], cuja saída  $V_4$  é:

$$V_4 = V_1 V_2 / V_3$$

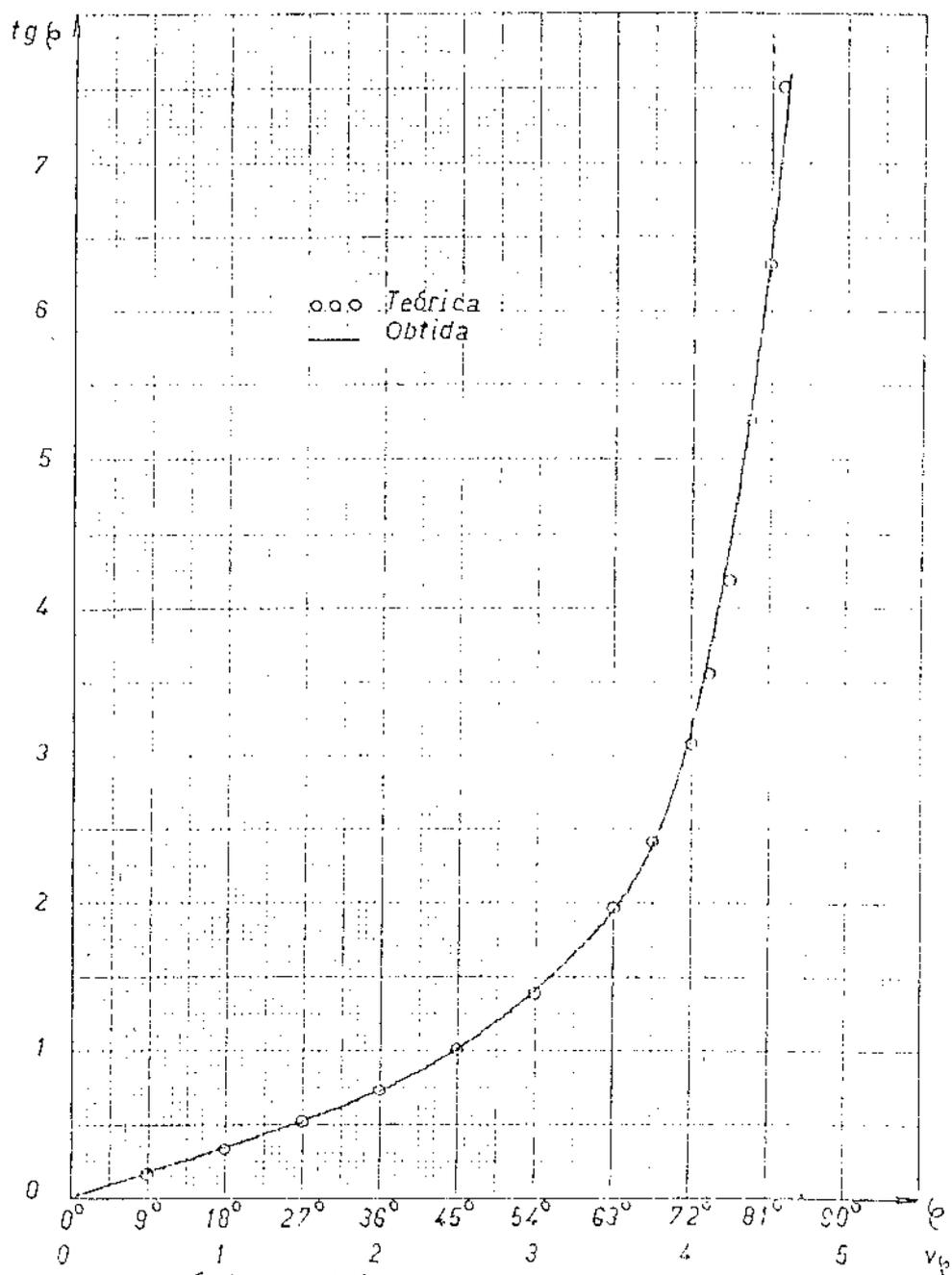
As entradas  $V_1$  e  $V_2$  correspondem a uma fração dos sinais a serem multiplicados, e que são obtidos nos divisores à esquerda. Os capacitores de 47 kpf nas entradas são para eliminação de ruído nos instantes de amostragem.  $V_3$  é obtido como uma fração da tensão regulada de 10 volts. O potenciômetro de 100 Ohms permite ajustar o ganho do multiplicador. A linearidade obtida é mostrada na fig. 4.10(b).

#### 4.6.4. SEGUNDO MÉTODO PARA OBTER A COMPONENTE REATIVA

No segundo método, o amostrador-segurador da fig. 4.11(a) armazena e atualiza o valor instantâneo do sinal de corrente filtrada e retificada nos instantes  $\omega t = 0, \pi, \dots, k\pi$  mediante o pulso  $p'$  ( $0^\circ/180^\circ$ ) obtido derivando a rampa descrita no item 4.6.1 e melhorado pelo transistor TR. Este pulso é aplicado à porta do FET do amostrador.

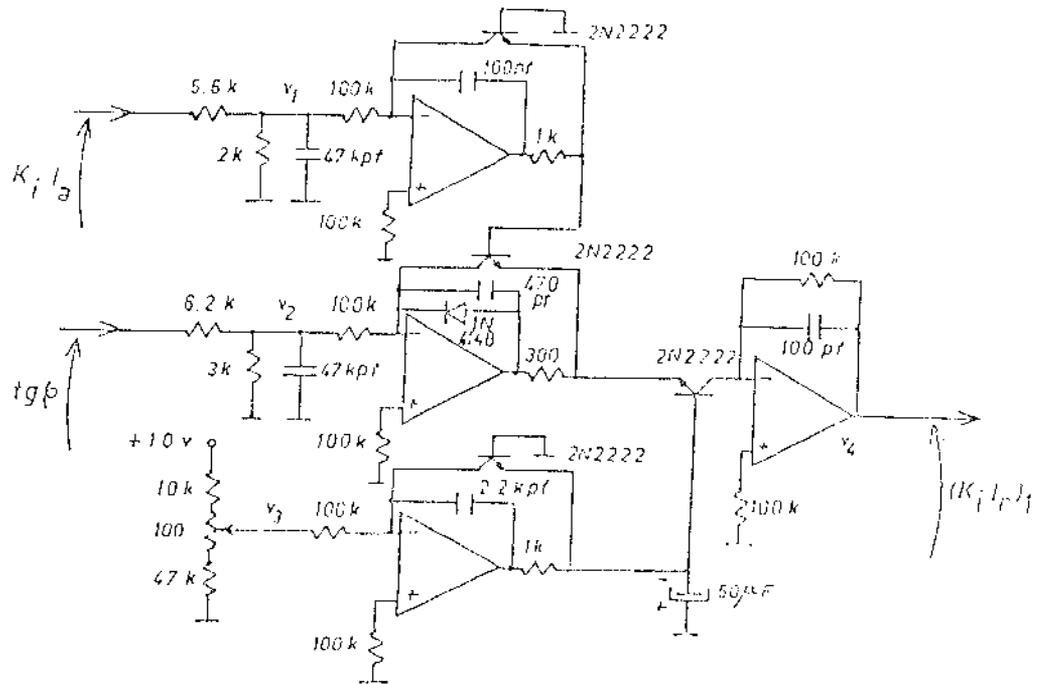


(a) Circuito utilizado.

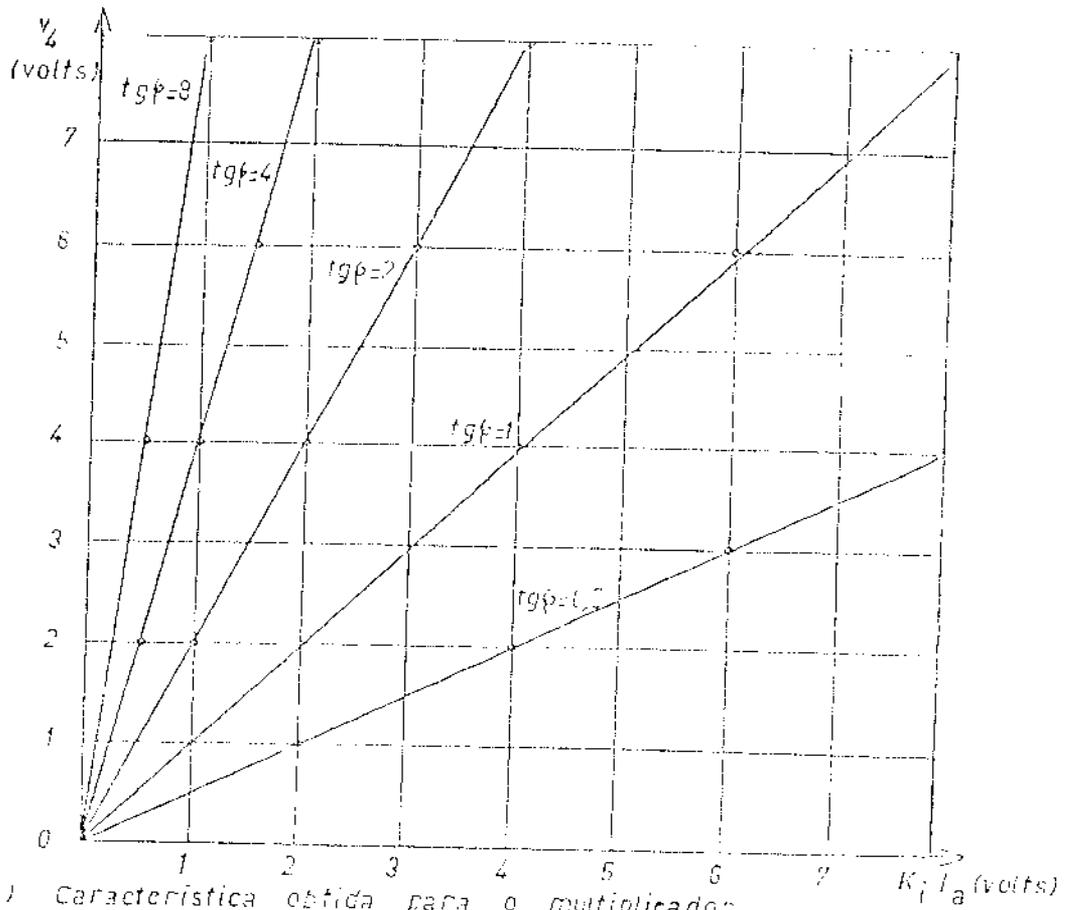


(b) Característica obtida.

FIG. 4.9. OBTENÇÃO DA TANGENTE DE  $\phi$ .



(a) Circuito do multiplicador utilizado.



(b) Característica obtida para o multiplicador.

FIG. 4.10. ÚLTIMO ESTÁGIO DO PRIMEIRO MÉTODO PARA OBTER A COMPONENTE RELATIVA DA CORRENTE.

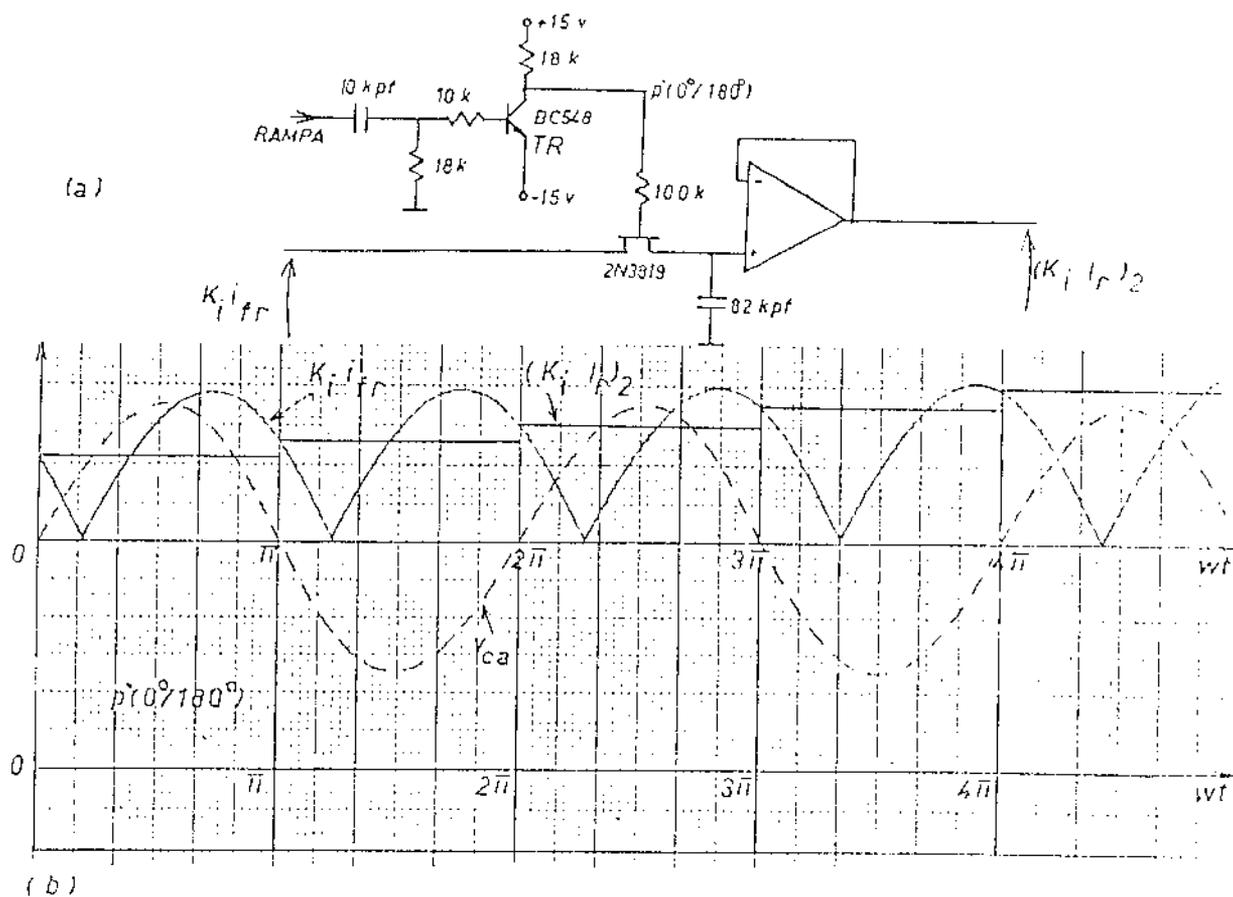


FIG. 4.11. OBTENÇÃO DA COMPONENTE REATIVA PELO SEGUNDO MÉTODO.

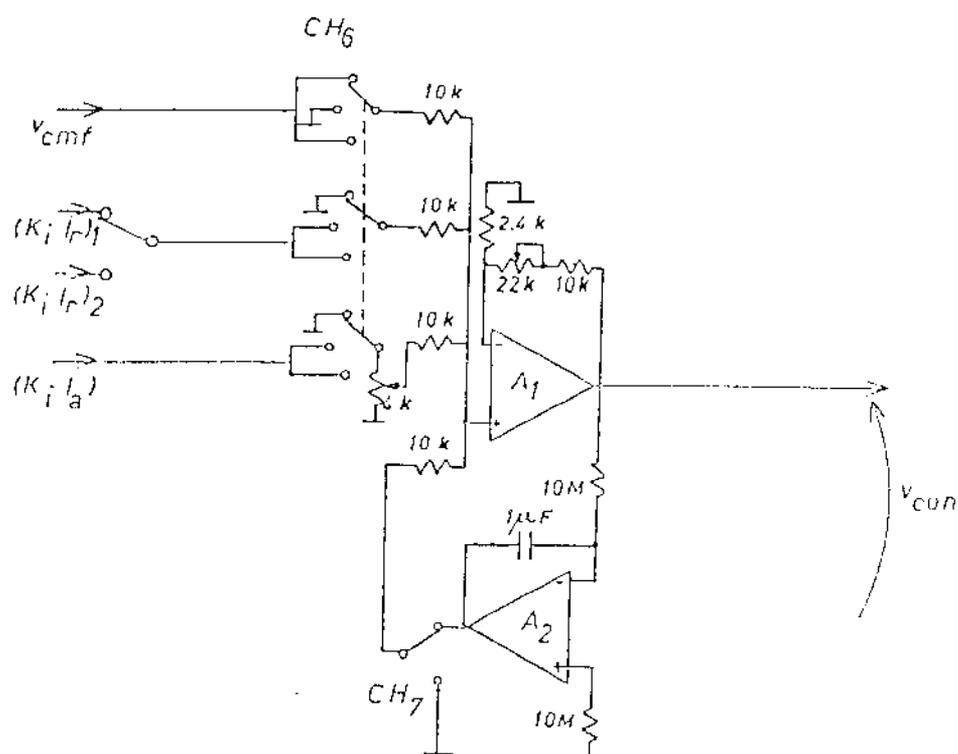


FIG. 4.12. ESTÁGIO FINAL NA GERAÇÃO DO SINAL DE CONTROLE.

#### 4.7. ESTÁGIO FINAL NA GERAÇÃO DO SINAL DE CONTROLE

O circuito final que permite obter o sinal de controle  $V_{con}$  a partir das medições das componentes ativa e reativa da corrente é mostrado na fig. 4.12.

A chave CH5 é para selecionar o método de obter a componente reativa. O potenciômetro de 22 K $\Omega$  permite ajustar o ganho do amplificador-somador  $A_1$ . O potenciômetro de 4 K $\Omega$  é para ponderar a componente ativa pelo fator  $R_s/X_s$ , de acordo com a eq. (4.14).

O integrador  $A_2$  na realimentação de  $A_1$  elimina o valor médio de longo prazo da soma ponderada e amplificada das componentes ativa e reativa da corrente, para satisfazer a eq. (4.14). A chave CH7 permite eliminar o efeito deste integrador se desejado (referência fixa e queda de tensão zero).

Este mesmo estágio também é utilizado como amplificador final no controle em malha fechada ou híbrido. A entrada  $V_{cmf}$  é o sinal de controle realimentado, cuja obtenção foi descrita no capítulo 3. A chave CH6 permite escolher o tipo de controle: realimentado (R), direto (D) ou híbrido (H).

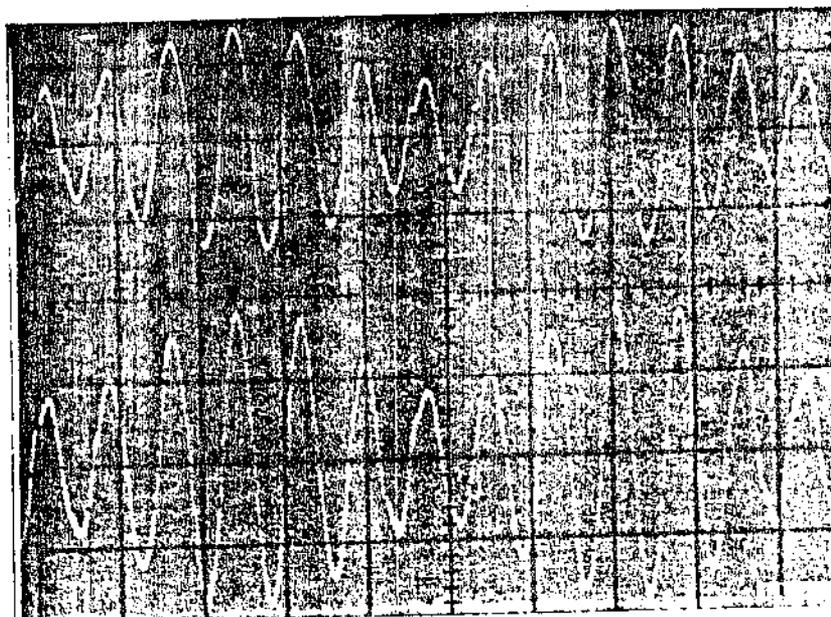
#### 4.8. RESUMO

Neste capítulo foram apresentados os fundamentos e as características do controle direto do RCT. Também foi descrito o método escolhido para implementar este tipo de controle e a realização prática dos estágios requeridos.

O módulo 4 do compensador contém os circuitos para obter as medições das componentes ativa e reativa da corrente e ele requer pulsos  $p(90^\circ/270^\circ)$  do módulo 1 e a rampa do módulo 6.

O estágio final na geração do sinal de controle é o módulo 5 e a ele também chega o sinal de controle em malha fechada.

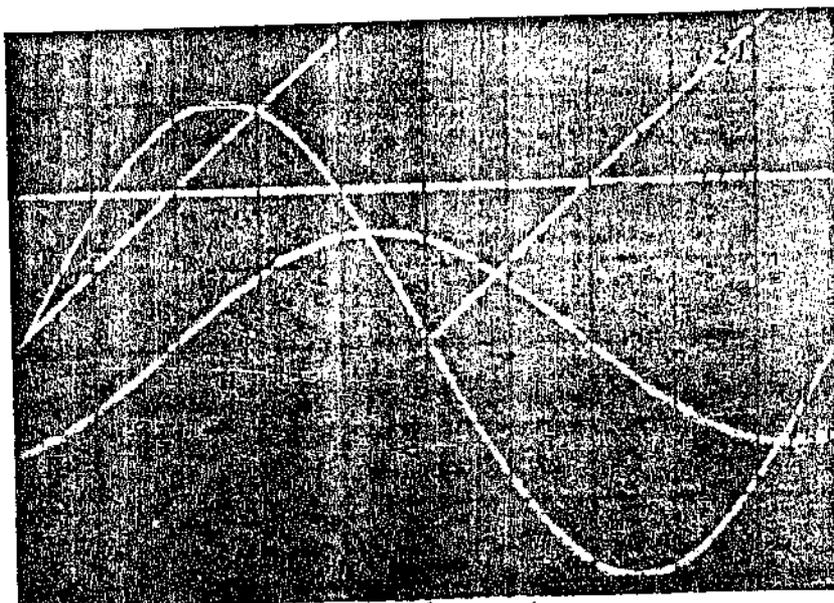
Os circuitos completos estão no apêndice A, e na fig. 4.13 são mostrados oscilogramas dos sinais mais importantes no controle direto implementado.



(1)  $v_i$   
Sem filtrar  
0,5 v/div.

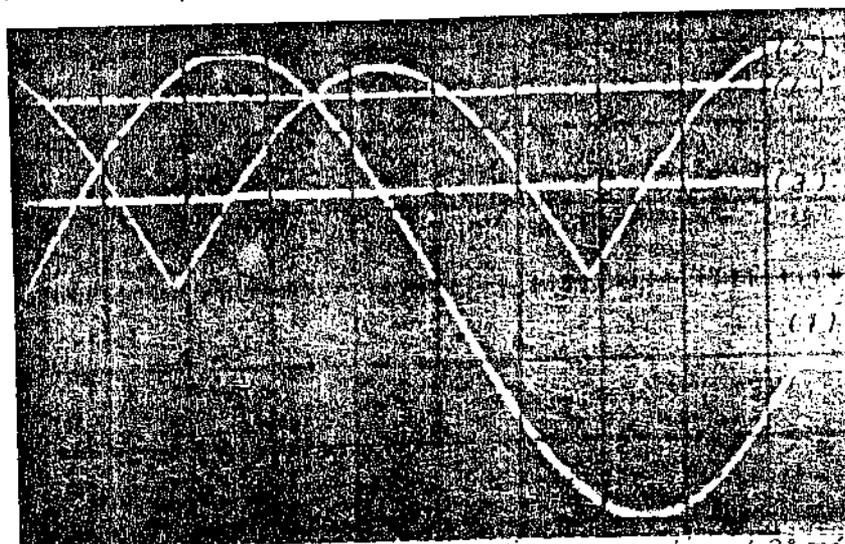
(2)  $K_i \dot{i}_f$   
filtrada  
2 v/div.

(a) Amostra da corrente variável da carga.



(1)  $v_{ca}$   
(2)  $v_r$   
(3)  $K_i \dot{i}_f$   
(4)  $v_\phi$

(b) Método para medir o ângulo  $\phi$ .



(1)  $v_{ca}$   
(2)  $K_i \dot{i}_{fr}$   
(3)  $k_i i_a$   
(4)  $k_i i_r$

(c) Obtenção das componentes ativa e reativa (2º método)

FIG. 4.13. OSCILOGRAMAS NO CONTROLE DIRETO.

## CAPÍTULO 5

### SIMULAÇÃO DAS FLUTUAÇÕES E AVALIAÇÃO DE DESEMPENHO DO COMPENSADOR

#### 5.1. INTRODUÇÃO

Para fazer a avaliação do desempenho do compensador descrito nos capítulos anteriores, foi implementado um simulador de carga variável. A efetividade do compensador resultou da comparação das flutuações de tensão registradas no ponto de acoplamento da carga variável com e sem compensador.

Neste capítulo são apresentadas as características do circuito de potência, do compensador e do simulador de carga variável. Além disso, são apresentados os resultados dos testes realizados. Especial atenção foi dada à simulação de carga com características similares aos fornos a arco.

O esquema geral para os testes do compensador é mostrado na fig. 5.1, destacando-se o compensador (a), a carga variável (b) e a rede (c). Enquanto que as variações de carga são produzidas pelo sinal de modulação que atua no circuito de disparo dos tiristores do simulador de carga, através do bloco (e), a avaliação das flutuações é feita através da amostragem do erro de tensão no bloco (d). A seguir, cada bloco é descrito em maior detalhe.

#### 5.2. CARACTERÍSTICAS DO CIRCUITO DE POTÊNCIA

##### 5.2.1. OS ELEMENTOS DO CIRCUITO DE POTÊNCIA

O circuito de potência utilizado nos testes do compensador é mostrado na fig. 5.2. O reator L1 é utilizado para reduzir o nível de curto-circuito no ponto de acoplamento da carga. O ramo L2 - C é um filtro de 3<sup>ª</sup> harmônica; L3 é o RCT do com-

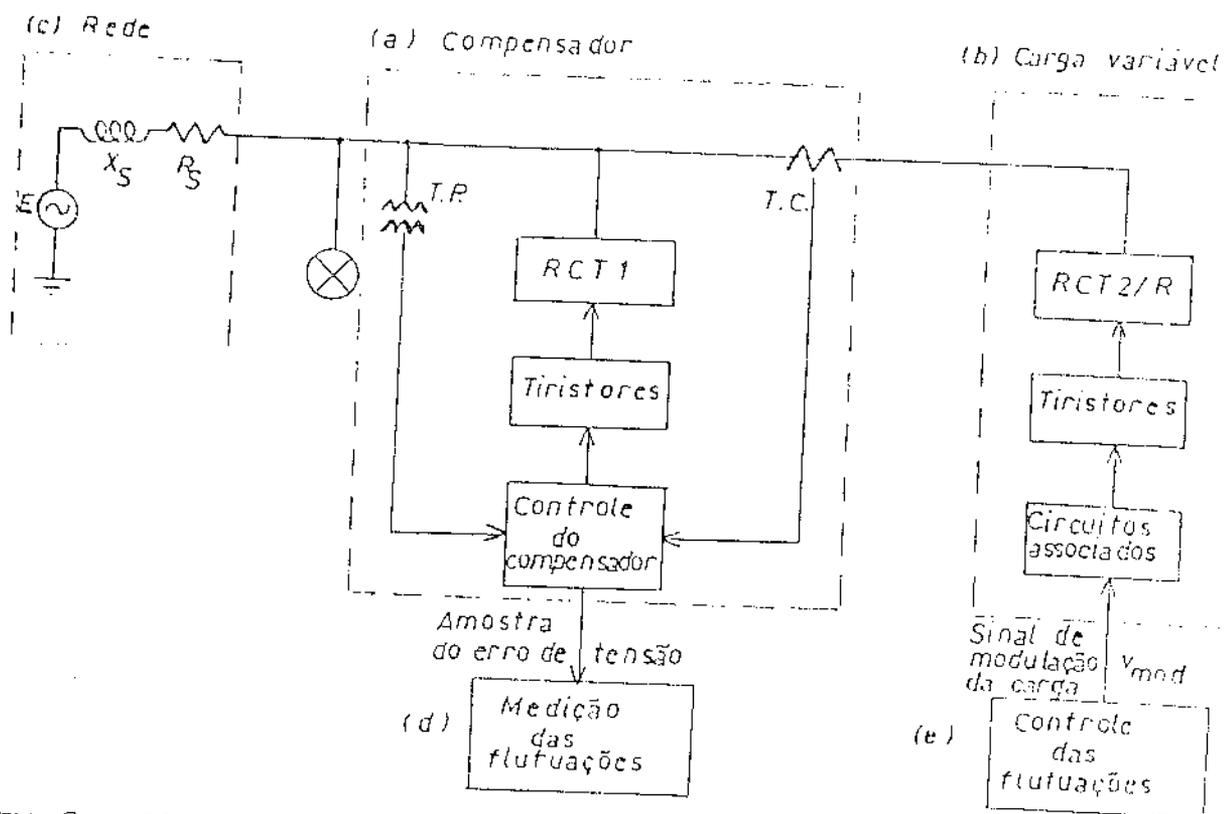


FIG. 5.1. ESQUEMA GERAL PARA OS ENSAIOS DO COMPENSADOR.

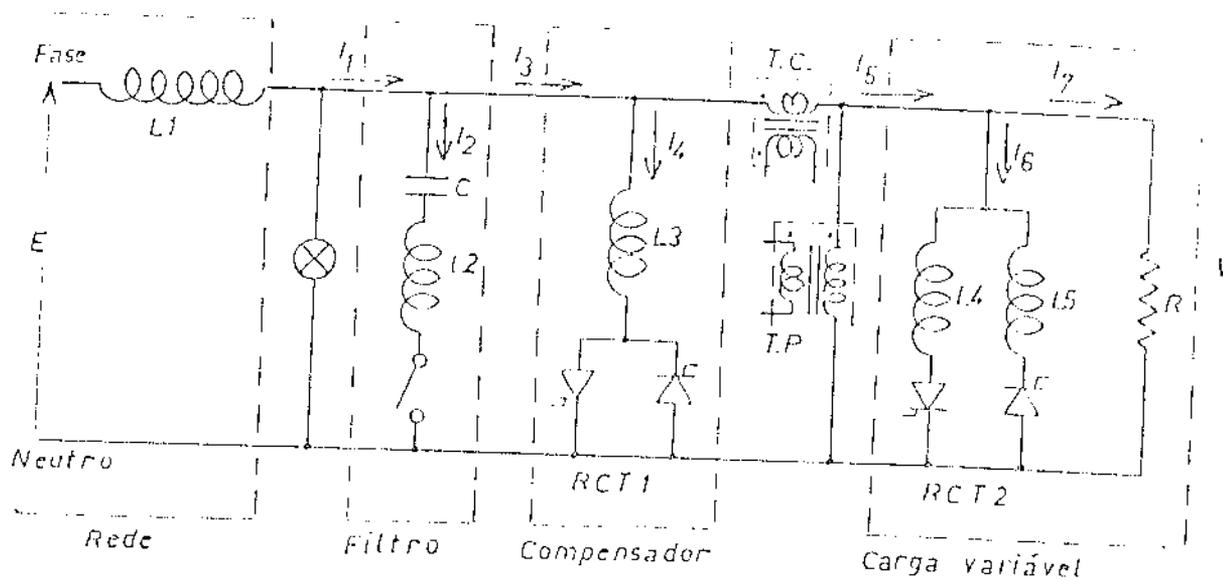


FIG. 5.2. CIRCUITO DE POTÊNCIA UTILIZADO NOS TESTES.

pensador; L4 e L5 constituem o RCT da carga, responsável pela componente variável da corrente de carga para gerar as flutuações de tensão e, finalmente, o resistor R introduz a maior parte da componente ativa na corrente de carga. Os parâmetros dos elementos do circuito de potência estão na tabela 5.1.

ELEMENTO	L ou C	RESISTÊNCIA ( $\Omega$ )	REATÂNCIA ( $\Omega$ )	IMPEDÂNCIA ( $\Omega$ )
REATOR L1	4,80 mH	0,375	1,81	1,85 $\angle 78,3^\circ$
REATOR L2	4,08 mH	0,42	1,52	1,53 $\angle 74,6^\circ$
REATOR L3	31,2 mH	1,05	11,8	11,9 $\angle 84,9^\circ$
REATORES L4-L5	51,9 mH	1,39	19,5	19,6 $\angle 85,9^\circ$
CAPACITOR C	194 $\mu$ F	-	13,7	13,7 $\angle -90^\circ$
RESISTOR R	-	65,0	-	65,0 $\angle 0^\circ$

TABELA 5.1. - DADOS DOS ELEMENTOS DO CIRCUITO DE POTÊNCIA

Os valores de L2 e C foram calculados e ajustados para produzir a ressonância série em 180 Hz e reduzir assim a 3.<sup>a</sup> harmônica na tensão, que é a componente que atinge as maiores amplitudes entre as harmônicas geradas pela carga e compensador. Este ramo L2 - C, na frequência fundamental de 60 Hz, tem uma reatância capacitiva de 12,2 Ohms fornecendo potência reativa, o que permite levar o fator de potência global a 1 no ponto de operação do sistema. Como consequência, a tensão da carga é sustentada num valor igual ao de vazio. Estes dois últimos aspectos estão de acordo com a análise feita no item 4.2, onde foi deduzido que a escolha do fator de potência médio (ou da tensão) é arbitrária do ponto de vista da operação do compensador na redução do "flicker".

Finalmente, em relação ao circuito da fig. 5.2, os tiristores dos RCT são TIC 126 - D de 12 Amp. e 400 Volts eficazes máximos. Eles recebem os pulsos de disparo do controle do compensador e do simulador das flutuações através dos circuitos de

acoplamento discutidos no item 2.3.

As informações requeridas do circuito de potência descrito para o sistema de controle do compensador são as amostras de tensão e corrente na carga, obtidas pelos T.P. e T.C., processadas no controle realimentado e direto, respectivamente.

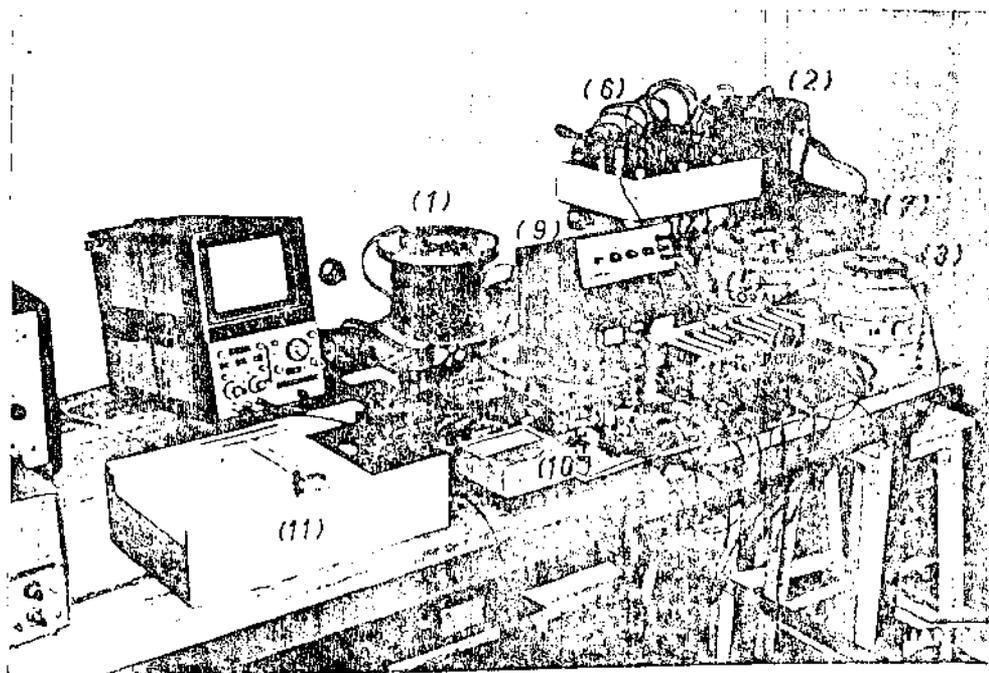
O aspecto físico do equipamento implementado é mostrado na foto 5.1, onde se podem ver o circuito de potência e os sistemas de controle e medição utilizados.

### 5.2.2. MEDIÇÃO DOS VALORES NOMINAIS NO CIRCUITO DE POTÊNCIA

Foram medidos os valores nominais de tensões, correntes e fatores de potência em diferentes pontos do circuito da fig. 5.2. Nas medições, a tensão em vazio foi  $E = 130$  volts, e os pontos de operação dos RCT do compensador e carga estiveram definidos por  $\alpha = 115^\circ$  e  $\alpha = 90^\circ$ , respectivamente. Os resultados obtidos estão na tabela 5.2. Foram feitas medições sem e com filtro para fins de comparação. Os valores estão em volts ou amperes RMS, segundo o caso, e todos os ângulos estão referidos à tensão na carga.

VARIÁVEL	PONTO	FILTRO DESLIGADO	FILTRO LIGADO
V	CARGA	110 $\angle 0^\circ$	130 $\angle 0^\circ$
$I_1$	TOTAL	9,1 $\angle -75,5^\circ$	3,55 $\angle 0^\circ$
$I_2$	FILTRO	0	11,2 $\angle 85,4^\circ$
$I_3$	-	9,1 $\angle -75,5^\circ$	10,5 $\angle -74,6^\circ$
$I_4$	RCT 1	3,2 $\angle -85,1^\circ$	3,8 $\angle -84,3^\circ$
$I_5$	CARGA	6,1 $\angle -68,9^\circ$	6,9 $\angle -68,3^\circ$
$I_6$	RCT 2	5,6 $\angle -85,4^\circ$	6,6 $\angle -84,3^\circ$
$I_7$	R	1,8 $\angle 0^\circ$	2,0 $\angle 0^\circ$
$\cos \phi_5$	CARGA	0,36	0,37
$\cos \phi_1$	TOTAL	0,25	1,0

TABELA 5.2. - RESULTADOS DAS MEDIÇÕES DOS VALORES NOMINAIS



- (1) L1
- (2) L2
- (3) L3
- (4) L4
- (5) L5
- (6) C
- (7) R
- (8) Sistema de controle.
- (9) Gerador de ruído.
- (10) Circuitos usados na medição.
- (11) Plotador.

FOTO 5.1. ASPECTO FÍSICO DO EQUIPAMENTO COMPLETO.

Nas medições anteriores se verificou que a variação na tensão da rede E é imperceptível quando a carga varia de vazio à máxima, isto quer dizer que a impedância da rede é desprezível em relação à do reator L1. Logo esta última, para fins práticos, é a impedância equivalente de Thevenin. A corrente de curto-circuito teórica é de 70,3 Amp. (valor confirmado por extrapolação da medição de 10 Amp. obtida no teste de curto-circuito com tensão reduzida de 18,5 volts).

Dos resultados da tabela 5.2 se deduz que o compensador vai tentar manter a tensão na carga nos valores de 130 ou 110 volts, dependendo se o filtro estiver ligado ou não, quando a carga introduzir perturbações gerando flutuações de tensão. Este comportamento é verificado na prática e a medição da efetividade nesta função será o objetivo dos itens 5.5 até 5.7.

Sendo um aspecto importante, também foi obtida a característica tensão-corrente normalizada do sistema de potência para corrente indutiva, que é apresentada na tabela 5.3. Esta característica resulta ser muito aproximadamente linear, verificando-se o bom grau de validade da equação aproximada (4.2) na qual foi baseada a implementação do controle direto.

$(I/I_{CC}) \cdot 100$	0	1,65	3,30	4,95	6,60	8,25	9,90	11,55	13,20	14,85
$(V/E) \cdot 100$	100	98	96	94	92	90	88	85,5	82,5	80

TABELA 5.3. - CARACTERÍSTICA TENSÃO-CORRENTE DO SISTEMA  
( $I_{CC} = 70,3$  amp.,  $E = 130$  volts).

### 5.2.3. MEDIÇÃO DE HARMÔNICOS NO CIRCUITO DE POTÊNCIA

Considerando a importância que tem alcançado o problema dos harmônicos introduzidos por diversos tipos de carga e equipamentos modernos nas redes de potência e sua solução mediante filtros, o tema requer uma análise exaustiva que vai além do alcance deste trabalho, cuja ênfase são os aspectos relativos ao controle do compensador. Não obstante, pelo menos vão ser apresentados os resultados das medições do conteúdo de harmônicos da

tensão e corrente no ponto de acoplamento da carga.

As medições foram feitas utilizando um analisador de ondas modelo 302 A da Hewlett Packard. Os valores da tabela 5.4 correspondem aos harmônicos na tensão como percentagem da fundamental. As três colunas de resultados foram obtidas nas seguintes condições:

- COLUNA A : em vazio, os valores são o conteúdo de harmônicos da própria rede (130 volts = 100%).
- COLUNA B : carga e compensador ligados e trabalhando em pontos definidos por  $\alpha = 115^\circ$ . Filtro desligado (120 volts = 100%).
- COLUNA C : as mesmas condições anteriores, porém com filtro ligado (130 volts = 100%).

n	fn (Hz)	A	B	C
3	180	0,8	8,5	2,0
5	300	1,5	3,2	1,2
7	420	0,35	0,65	0,4
9	540	0,05	2,4	1,2
11	660	0,16	1,8	0,8
13	780	0,10	0,2	0,15

TABELA 5.4. - CONTEÚDO % DE HARMÔNICOS NA TENSÃO.

Nos resultados se pode apreciar o grande aumento dos harmônicos introduzido pela carga e compensador quando não é utilizado o filtro, e a posterior redução a níveis semelhantes aos que tinha a rede se o filtro é ligado.

Na tabela 5.5 são apresentados os valores dos harmônicos da corrente na carga ( $I_5$  no circuito) com o compensador trabalhando com  $\alpha = 115^\circ$  e sem filtro. As colunas correspondem a

3 ângulos de disparo do RCT da carga.

n	fn	$\alpha = 65^\circ$	$\alpha = 90^\circ$	$\alpha = 115^\circ$	
				CORRENTE	AMOSTRA FILTRADA
3	180	9,0	2,0	24	0,35
5	300	2,7	1,0	6,8	0,30
7	420	0,30	0,4	1,0	0,05
9	540	0,85	0,6	2,6	0,10
11	660	0,75	0,3	1,7	0,07
13	780	0,15	0,08	0,25	0,25

TABELA 5.5. - CONTEÚDO % DE HARMÔNICOS DA CORRENTE DE CARGA.

Nestes resultados se pode observar o elevado conteúdo de harmônicos na corrente de carga para  $\alpha = 115^\circ$ . É importante lembrar que a amostra desta corrente é requerida no controle direto, daí a importância de filtrar este sinal, aspecto já discutido no item 4.4. A efetividade da filtragem implementada é mostrada na última coluna no pior caso medido ( $\alpha = 115^\circ$ ), a 13.<sup>a</sup> harmônica não é reduzida porque os filtros implementados chegam só até a 11.<sup>a</sup> harmônica.

### 5.3. O SISTEMA DE CONTROLE DOS RCT

O sistema de controle foi construído na forma de módulos, cujos conteúdos detalhados e funções foram analisados ao longo do projeto. Nas fotos 5.2 e 5.3 são apresentados os módulos e o aspecto frontal do painel completo.

A seguir apresenta-se um resumo descritivo dos módulos. As funções de todas as chaves do controle é dada na tabela 5.7. Todas as figuras referidas correspondem aos circuitos completos dos módulos e estão detalhadas no apêndice A.

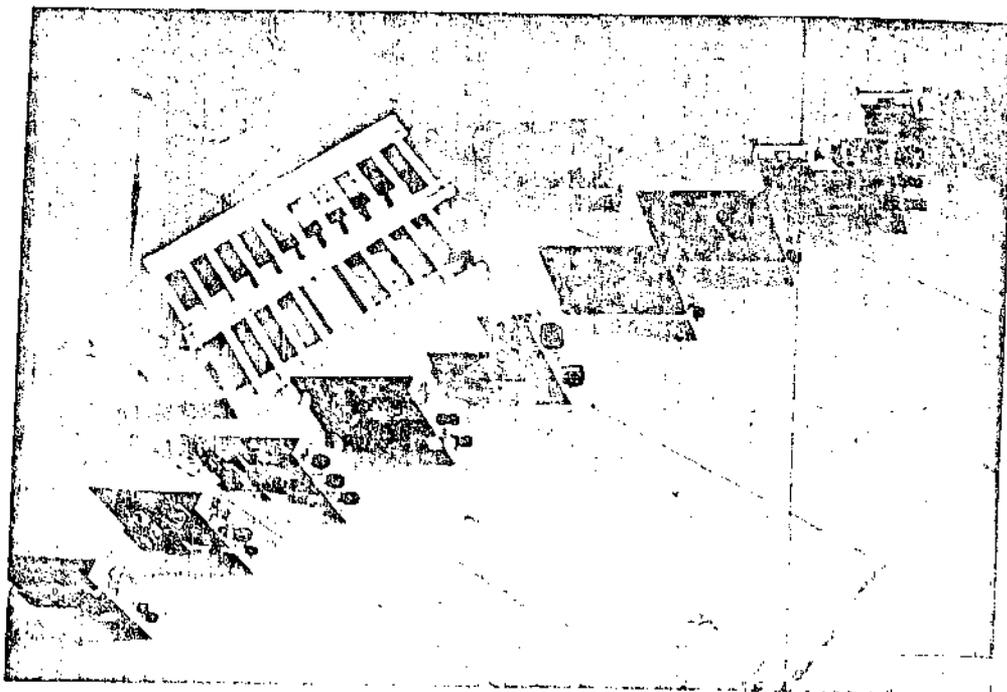


FOTO 5.2, OS MÓDULOS DO CONTROLE.

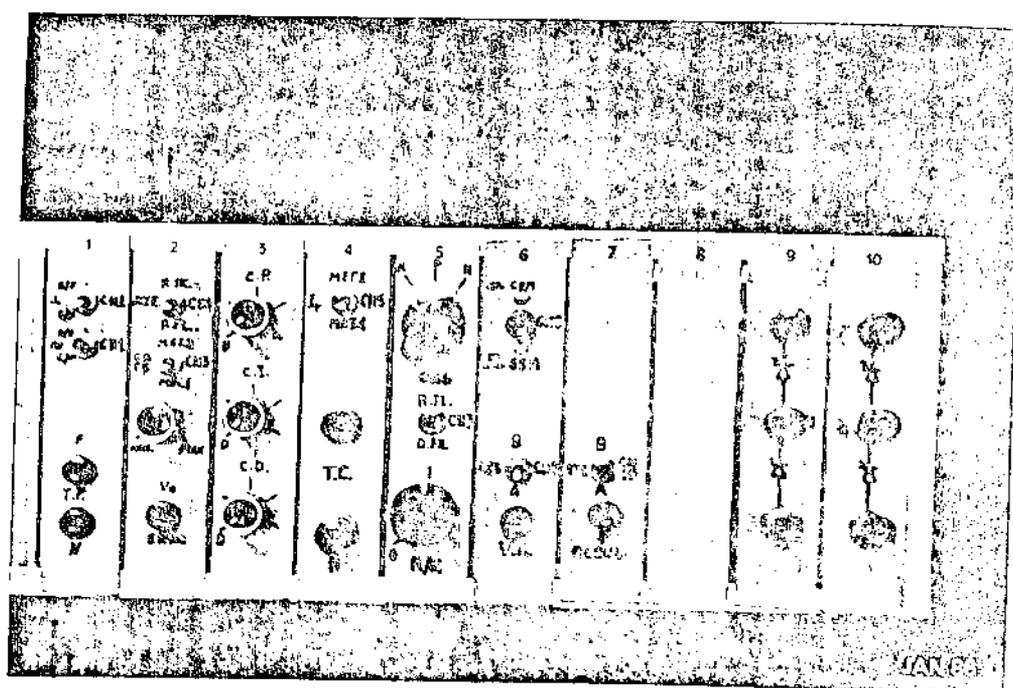


FOTO 5.3, ASPECTO FRONTAL DO PAINEL DE CONTROLE.

- MÓDULO 1 : Contém o T.P., filtro da amostra de tensão e os circuitos de geração dos pulsos de sincronismo do sistema (item 3.5, fig. A1 - a). Na face do módulo estão as chaves CH1, CH2 e as terminais do primário do T.P.
- MÓDULO 2 : Contém os dois conversores ca/cc da amostra de tensão e o detector-amplificador do erro de tensão (item 3.2 e 3.3, fig. A1 - b). Na face estão CH3, CH4 e um terminal de saída para monitorar o sinal de erro amplificado.
- MÓDULO 3 : Contém o controlador P.I.D. (item 3.4, fig. A1 - c). Na sua face estão os botões para ajustar os ganhos proporcional, integral e derivativo.
- Os módulos 1 até 3 correspondem basicamente ao controle em malha fechada mais a função geral de sincronismo do sistema.
- MÓDULO 4 : Contém o T.C., os filtros, amplificador da amostra da corrente e os circuitos para a obtenção das componentes ativa e reativa da corrente. Constitui praticamente todo o controle direto, exceto o estágio final (capítulo 4, fig. A2). Na face do módulo estão CH5 e as terminais do primário do T.C.
- MÓDULO 5 : Contém o estágio final na geração do sinal de controle e os circuitos de seleção do tipo de controle (item 4.7, fig. A3 - a). Na sua face estão CH6, CH7 e o botão para ajustar o fator R/X do equivalente da rede.
- MÓDULO 6 : Contém os circuitos de linearização, o ajuste do ponto de operação e o circuito de disparo do RCT do compensador (item 2.3 e 2.4, fig. A3 - b). Na face estão CH8, CH9 e um terminal de saída para monitorar o sinal de controle.
- MÓDULO 7 : Não é parte do compensador. É similar e realiza as mesmas funções do módulo 6, porém para o RCT da caç

ga (item 2.3 e 2.4, fig. A4 - a). Na face estão CH10 e o terminal de entrada para o sinal de modulação da corrente de carga.

MÓDULOS 9 e 10: São idênticos. Cada um contém dois tiristores TIC 126 - D, fusíveis e o circuito de acoplamento dos pulsos de disparo (item 2.3, figs. A3 - C e A4 - b). Nas faces de ambos os módulos estão os terminais para ligar os tiristores ao circuito de potência.

Cabe acrescentar que os módulos 7 e 10 não tem nenhuma ligação com os restantes (exceto a fonte c.c.), e sua montagem foi feita no mesmo "rack" somente por simplicidade. Sua função é modular a carga para simular as flutuações. No próximo item serão analisados os aspectos relativos aos sinais utilizados nesta função.

CH	POSIÇÕES	FUNÇÃO
1	CF - SF	Introduz ou elimina a filtragem da amostra de tensão para os conversores ca/cc.
2	CF - SF	Igual a CH1 para o sincronismo do sistema.
3	MET1 - MET2	Seleciona o método de conversão ca/cc.
4	R.FX - R.FL	Seleciona referência fixa ou flutuante.
5	MET1 - MET2	Seleciona o método de medição da componente reativa da corrente.
6	R - D - H	Seleciona o controle realimentado, direto ou híbrido.
7	FX - FL	Seleciona queda de tensão admissível fixa (zero) ou flutuante para o controle direto.
8	S.C. - C.C.	Bloqueia ou habilita o controle do compensador.
9	A - B	Seleciona estrutura de 1 ou 2 reatores no RCT do compensador.
10	A - B	Igual ao CH9 para o RCT da carga.

TABELA 5.7. - RESUMO DAS CHAVES NO PAINEL E SUAS FUNÇÕES

#### 5.4. GERAÇÃO DAS FLUTUAÇÕES E SUA MEDIÇÃO

A simulação da carga para os testes do compensador deve satisfazer a algumas condições básicas:

- 1 - produzir variações sensíveis de tensão no ponto de acoplamento da carga com a rede;
- 2 - permitir a reprodução para confirmação de resultados;
- 3 - simular as características de um forno a arco típico.

A primeira condição é satisfeita através do "enfraquecimento" da rede com o reator série. O efeito "flicker" produzido pode ser observado diretamente na lâmpada conectada em paralelo com a carga variável.

Para satisfazer as condições 2 e 3 foram geradas flutuações senoidais e aleatórias de carga reativa, através de um circuito com RCT, similar ao do compensador, com circuito de controle de disparo próprio.

##### 5.4.1. GERAÇÃO E MEDIÇÃO DE FLUTUAÇÕES SENOIDAIS

O ponto de operação da carga reativa é fixado pelo ângulo de disparo dos respectivos tiristores. A variação senoidal da carga em torno desse ponto de operação é obtida introduzindo-se o sinal de um gerador de funções no controle de disparo. Com o ajuste do nível e da frequência dessa modulação pode-se controlar a intensidade e a frequência das variações da carga reativa. O efeito "flicker" observado neste caso também é senoidal, com intensidade e frequência conhecidas. A varredura da faixa de frequência de interesse para o "flicker" é obtida através de uma rampa na entrada VCO (oscilador controlado por tensão) do gerador de funções, conforme mostra a fig. 5.3.

Em relação às medições, vão ser aproveitados critérios estabelecidos para quantificar o efeito "flicker" de acoplamento.

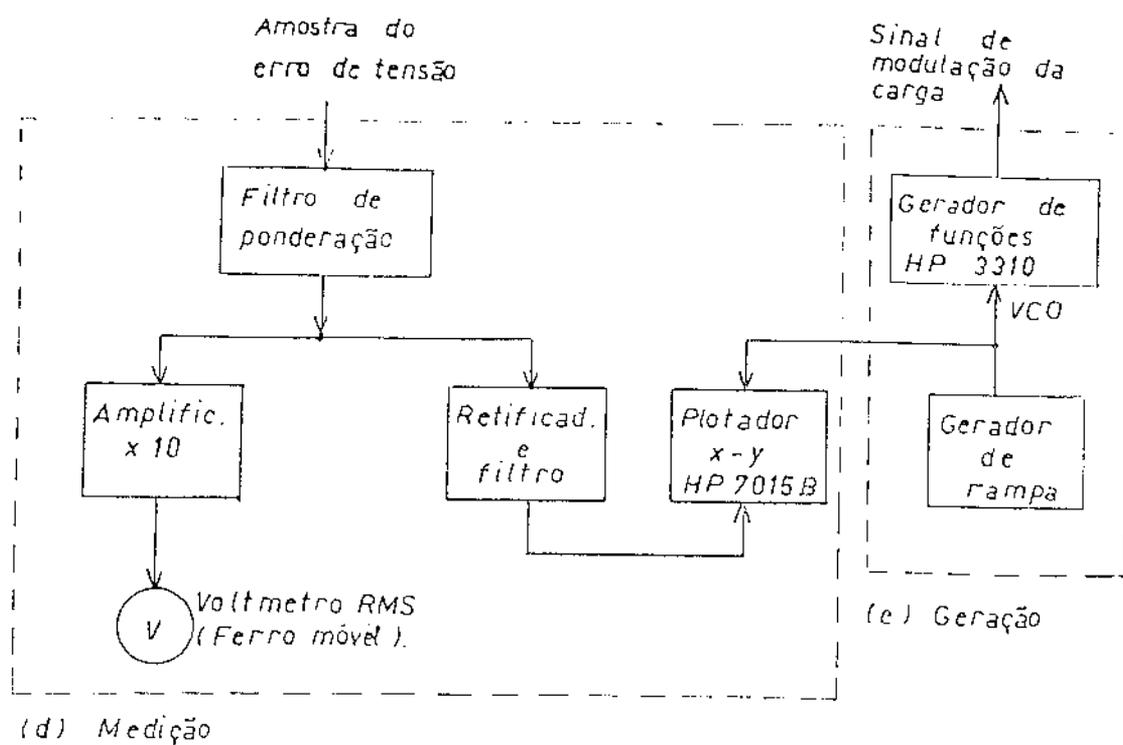


FIG. 5.3. GERAÇÃO E MEDIÇÃO DE FLUTUAÇÕES SENOIDAIS.

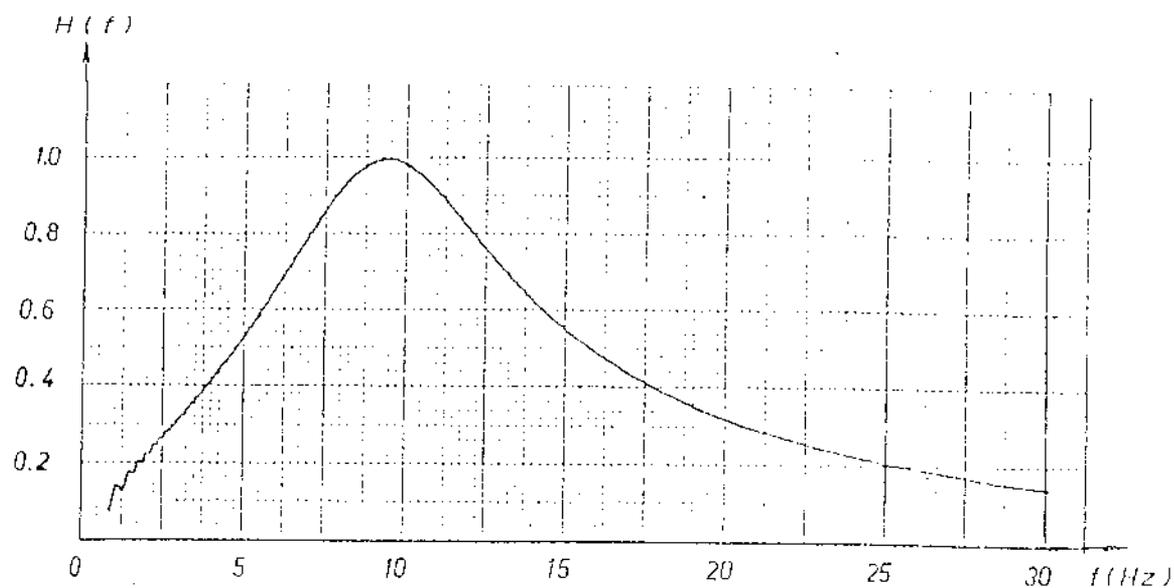


FIG. 5.4. RESPOSTA DE FREQUÊNCIA DO FILTRO DE PONDERAÇÃO ( SISTEMA: LÂMPADA - OLHO - CÉREBRO ),

do às normas da U.I.E. Para isto, a amostra do erro de tensão é introduzida ao filtro de ponderação representativo do sistema lâmpada - olho - cérebro, cuja função de transferência, de acordo com as recomendações para os processos de medição do efeito "flicker" [35], é dada por:

$$H(s) = \frac{K \omega_1 s}{s^2 + 2\lambda s + \omega_1^2} \cdot \frac{1 + s/\omega_2}{(1 + s/\omega_3)(1 + s/\omega_4)} \quad (5.1)$$

Os parâmetros e a implementação do filtro são dados em [36], e sua resposta de frequência  $H(f)$  é reproduzida na fig. 5.4.

O erro de tensão assim ponderado é retificado e filtrado para ser aplicado na entrada  $y$  do plotador. Na entrada  $x$  deste último é aplicada a tensão (VCO) proporcional à frequência das flutuações geradas. Desta forma é possível obter diretamente um gráfico do erro de tensão ponderado em função da frequência. Fazendo a varredura de frequência sem compensar e repetindo com compensação, obtêm-se uma primeira avaliação do compensador. O esquema geral utilizado na geração e medição de flutuações senoidais é mostrado na fig. 5.3.

Utilizando a informação das respostas de frequência assim obtidas, é possível obter também uma avaliação global do compensador. Para isto calcula-se o fator de redução das flutuações, definido como segue:

$$R_f = \frac{\int H(f) |\Delta V_1(f)| df}{\int H(f) |\Delta V_2(f)| df} \quad (5.2)$$

Onde  $\Delta V_1(f)$  e  $\Delta V_2(f)$  são os valores em volts RMS das flutuações sem e com compensador, respectivamente e  $H(f)$  o ganho do filtro à frequência  $f$  (O fator definido na eq. (5.2) é similar ao chamado fator de redução na dose de "flicker". A diferença é que neste último as magnitudes nas integrais são elevadas ao quadrado [37]).

#### 5.4.2. GERAÇÃO E MEDIÇÃO DE FLUTUAÇÕES ALEATÓRIAS

Na realidade, as perturbações que geram o efeito "flicker" têm características aleatórias. Sendo os fornos a arco as cargas que produzem os maiores níveis de perturbação [2], buscou-se gerar flutuações com características semelhantes às deste tipo de carga. Nas referências [14], [33], [37] e [38] são apresentadas formas de espectros típicos das flutuações utilizadas como base para o processo de simulação mostrado na fig. 5.5, junto ao método de medição.

Para simular o espectro dos fornos, o sinal modulante da carga é obtido de um gerador de sinais aleatórios [39], cuja saída foi restringida através de um filtro passa-faixa, de 2ª ordem, com frequência de ressonância ajustável entre 1 e 10 Hz. Os testes foram feitos com  $f_0 = 3$  Hz e  $f_0 = 10$  Hz. No 1º caso por ser o espectro de um forno típico, e no 2º por ser o pior caso para a produção do efeito "flicker". Os espectros assim obtidos são mostrados na fig. 5.6. O ganho de 10,5 ajusta a intensidade do sinal às necessidades do simulador. O sinal aleatório que sai do filtro, modula a corrente pelo controle do ângulo de disparo dos tiristores do RCT da carga, que passa a ter um comportamento aleatório, observado através da cintilação da lâmpada.

Na medição desse efeito, é utilizado o sinal de erro de tensão, como no caso anterior, porém plotado em função do tempo sem e com compensador. Para obter a avaliação do desempenho global, neste caso é utilizado o fator de redução das flutuações definido como segue:

$$R_t = \frac{\int H(f) \cdot |\Delta V_1(f, t)| dt}{\int H(f) \cdot |\Delta V_2(f, t)| dt} \quad (5.3)$$

#### 5.5. AVALIAÇÃO DO COMPENSADOR COM CONTROLE EM MALHA FECHADA

Nos testes descritos neste item, as chaves do painel de controle são utilizadas nas seguintes posições (descritas

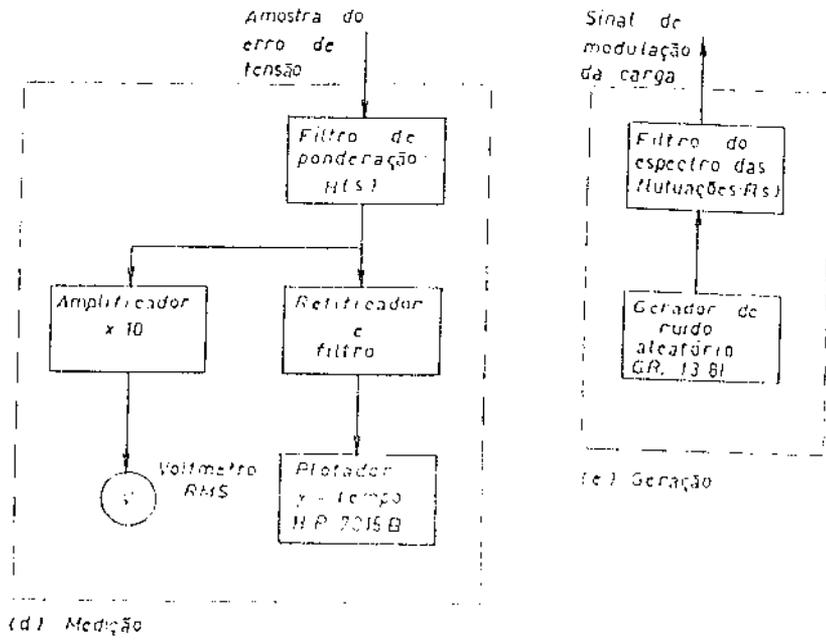


FIG. 5.5. GERAÇÃO E MEDIÇÃO DE FLUTUAÇÕES ALEATÓRIAS.

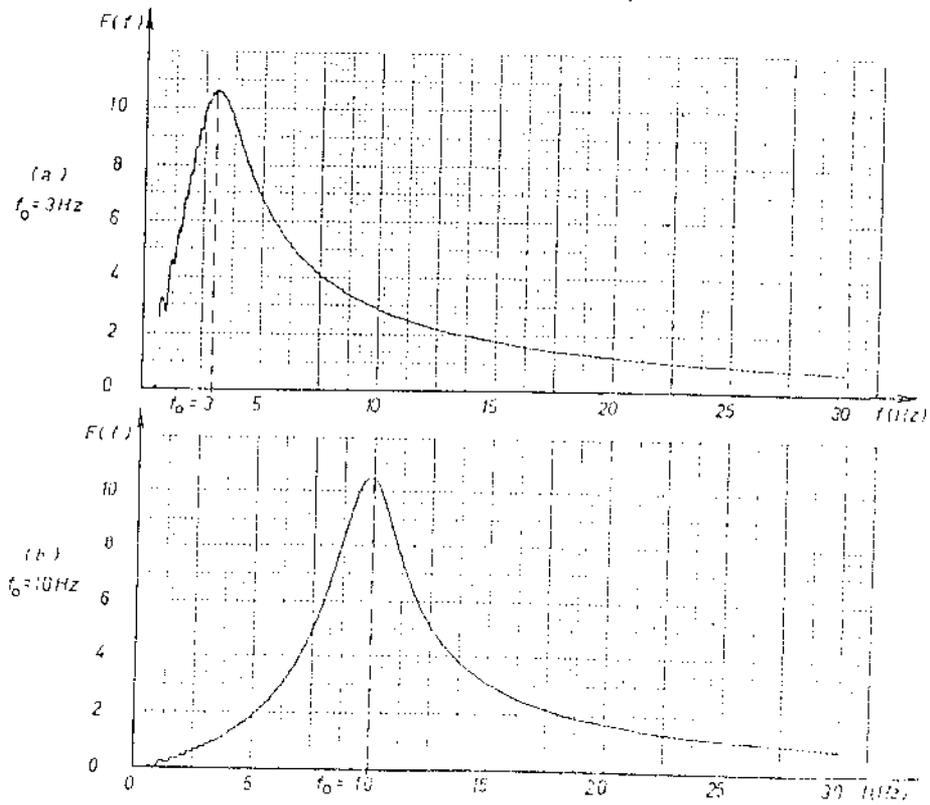


FIG. 5.6. RESPOSTA DE FREQUÊNCIA DO FILTRO PARA O ESPECTRO DAS FLUTUAÇÕES.

na tabela 5.7):

CHAVE	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
POSIÇÃO	S.F.	C.F.	MET1	R.FL.	X	R	X	S.C. e C.C.	A	B

(X de interesse sô no controle direto e híbrido)

No item 5.7 se apresentarão os efeitos de mudar o método de conversão ca/cc (CH1 e CH3).

#### 5.5.1. DESEMPENHO DO COMPENSADOR COM CONTROLE REALIMENTADO PARA FLUTUAÇÕES SENOIDAIS

Na fig. 5.7 são apresentados os resultados na forma de resposta de freqüência que consiste das amplitudes ponderadas das flutuações em função da freqüência.

Nas figs. 5.7(a), (b) e (c) mostram-se os efeitos dos controles proporcional, integral e derivativo atuando separadamente. Na fig. 5.7(d) estão os resultados dos controles combinados. Os ganhos em cada tipo de controle (G.P., G.I., G.D.) estão indicados como porcentagem dos máximos. Em cada figura é mostrada também a curva das flutuações sem compensação (S.C.).

Em geral, dos resultados obtidos se conclui:

- O controle proporcional tem uma atuação uniforme na faixa das freqüências baixas, a redução da efetividade nas freqüências superiores é devida ao atraso de  $1/2$  período da informação do erro de tensão;

- O controle integral praticamente elimina o erro nas freqüências baixas e perde rapidamente efetividade pelo aumento da freqüência;

- O controle derivativo começa sem fazer efeito e aumenta gradualmente sua efetividade com a freqüência.

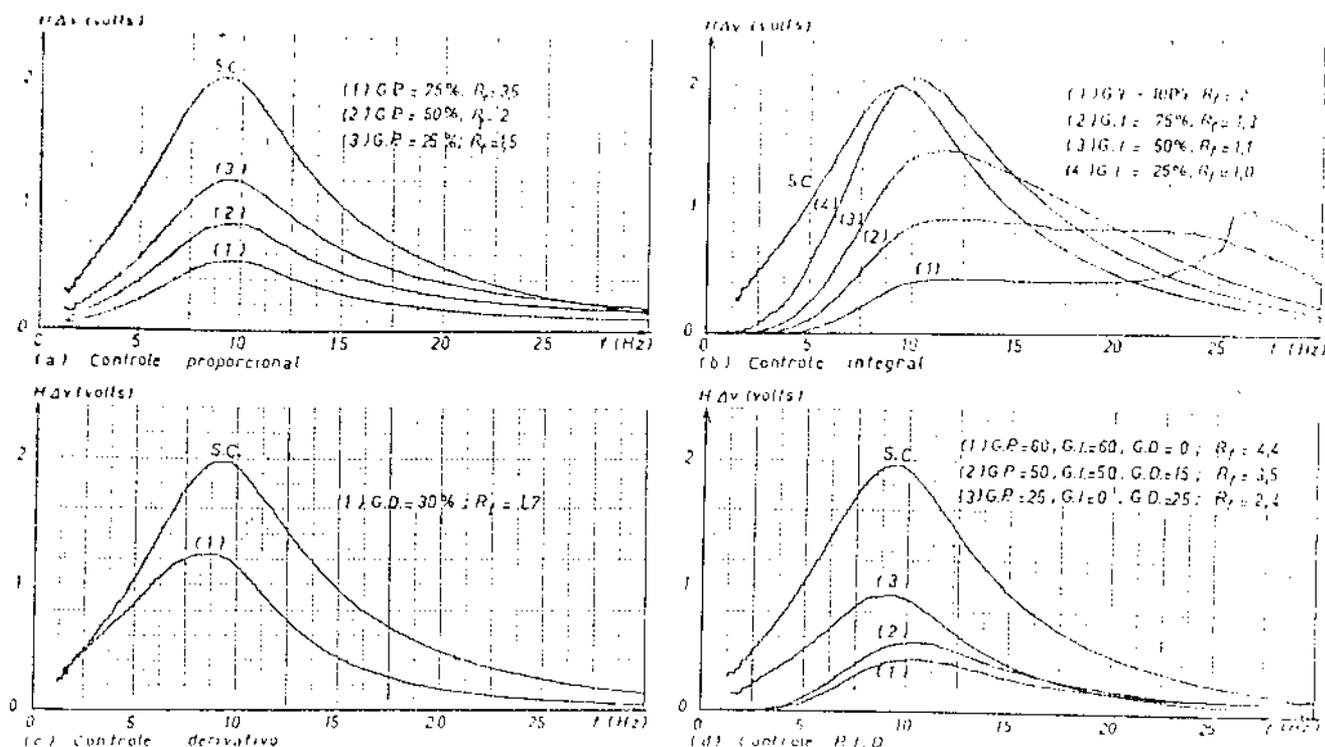


FIG. 5.7 DESEMPENHO DO COMPENSADOR COM CONTROLE REALIMENTADO PARA FLUTUAÇÕES SINUSOIS.

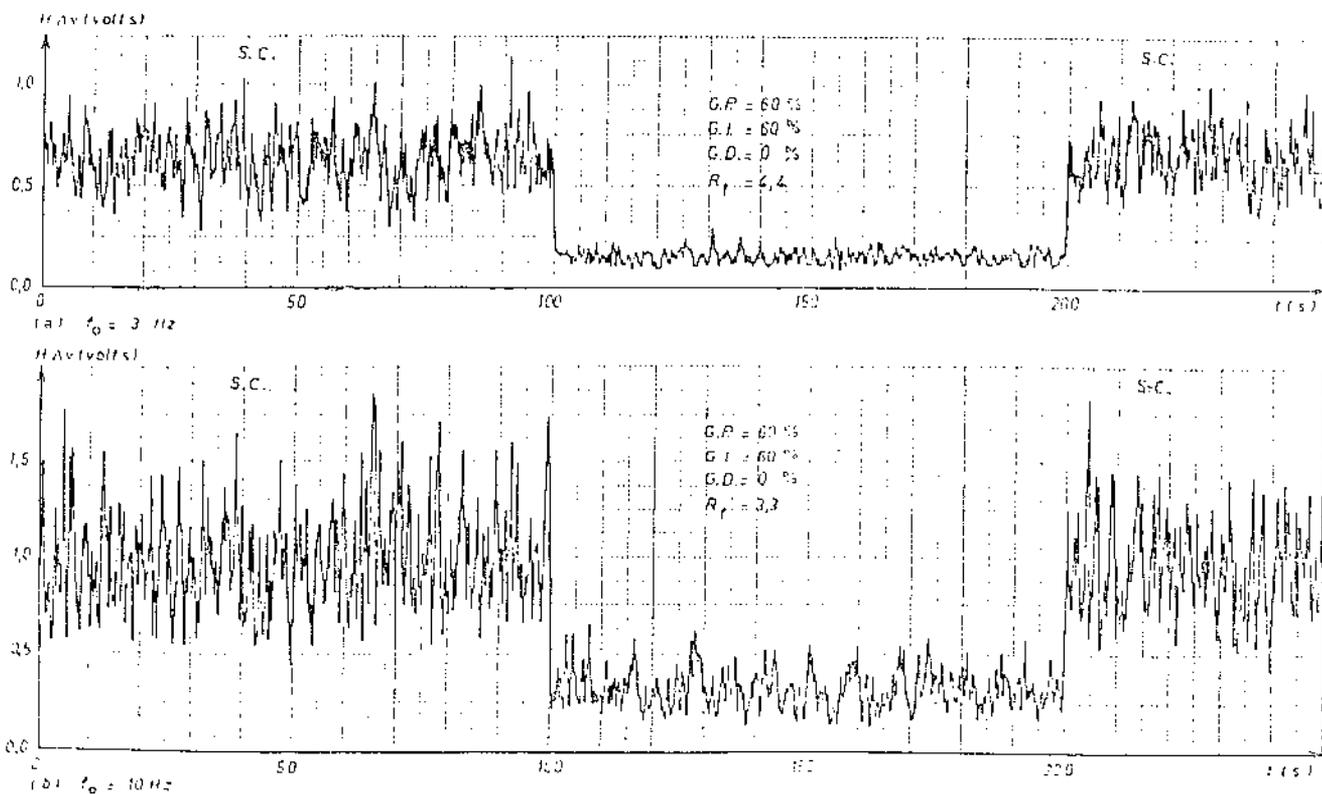


FIG. 5.8 DESEMPENHO DO COMPENSADOR COM CONTROLE REALIMENTADO PARA FLUTUAÇÕES ALEATÓRIAS.

Este comportamento concorda com o que foi dito no capítulo 3. No controle combinado a melhora é apreciável e se conclui que nos ajustes dos ganhos existe o compromisso nas efetividades nos extremos de frequências baixas e altas.

Os fatores de redução das flutuações obtidos estão indicados em cada curva, o melhor resultado corresponde à curva (1) da fig. 5.7(d), sendo  $R_f = 4,4$ .

### 5.5.2. DESEMPENHO DO COMPENSADOR COM CONTROLE REALIMENTADO PARA FLUTUAÇÕES ALEATÓRIAS

Para este caso, os resultados são apresentados nos gráficos da fig. 5.8 que mostram as amplitudes ponderadas das flutuações em função do tempo.

Na fig. 5.8(a) estão os resultados para o espectro das flutuações com máximo em  $f_o = 3$  Hz e na fig. 5.8(b) para  $f_o = 10$  Hz. Nos dois gráficos o compensador foi ativado em  $t = 100$  s e desativado em  $t = 200$  s.

O controle utilizado foi proporcional e integral, verificando-se experimentalmente baixa eficácia do controle derivativo para flutuações aleatórias.

Os fatores de redução obtidos são  $R_t = 4,4$  para  $f_o = 3$  Hz e  $R_t = 3,3$  para  $f_o = 10$  Hz. A maior efetividade para o espectro de menor frequência é esperado pela característica do controle realimentado.

### 5.6. AValiação DO COMPENSADOR COM CONTROLE DIRETO

Nos ensaios do controle direto as chaves são utilizadas nas seguintes posições:

CHAVE	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
POSIÇÃO	S.F.	C.F.	ME11	R.FL.	ME11 e ME12	D	FL.	S.C. e C.C.	A	B

Nestes testes as chaves 1, 3 e 4 têm interesse na obtenção do erro de tensão para medição, porém não afetam a atuação do controle direto.

#### 5.6.1. DESEMPENHO DO COMPENSADOR COM CONTROLE DIRETO PARA FLUTUAÇÕES SENOIDAIS

Na fig. 5.9 estão os resultados dos ensaios com flutuações senoidais de frequência variável. Foram usados os dois métodos de medição da componente reativa da corrente. A curva da fig. 5.9 (a) é o resultado da compensação usando o método do produto da componente ativa em  $90^\circ$  e a tangente de  $\phi$  (MET.1). A fig. 5.9 (b) é o comportamento utilizando a amostragem direta da corrente nos cruzamentos por zero da tensão (MET.2).

Dos resultados se deduz o seguinte:

- A redução média das flutuações é muito maior no caso de usar o primeiro método de medição. Isto quer dizer que o atraso de  $1/2$  período na informação é excessivo para obter bons resultados na faixa de frequência de interesse.

- Nas frequências menores que 2,5 Hz, o segundo método é melhor que o primeiro. Isto é o resultado da maior precisão obtida pela simplicidade do segundo método.

- O fator de redução das flutuações, obtido no controle direto (MET.1)  $R_f = 8,4$ , é perto do dobro do atingido no controle realimentado.

#### 5.6.2. DESEMPENHO DO COMPENSADOR COM CONTROLE DIRETO PARA FLUTUAÇÕES ALEATÓRIAS

Novamente, os resultados são apresentados como gráficos no tempo das magnitudes das flutuações. A fig. 5.10 (a) corresponde à utilização do espectro com máximo em  $f_0 = 3$  Hz. Neste caso o fator de redução das flutuações resultou  $R_f = 7,5$ . Os resultados na fig. 5.10 (b) são para o espectro com  $f_0 = 10$  Hz e

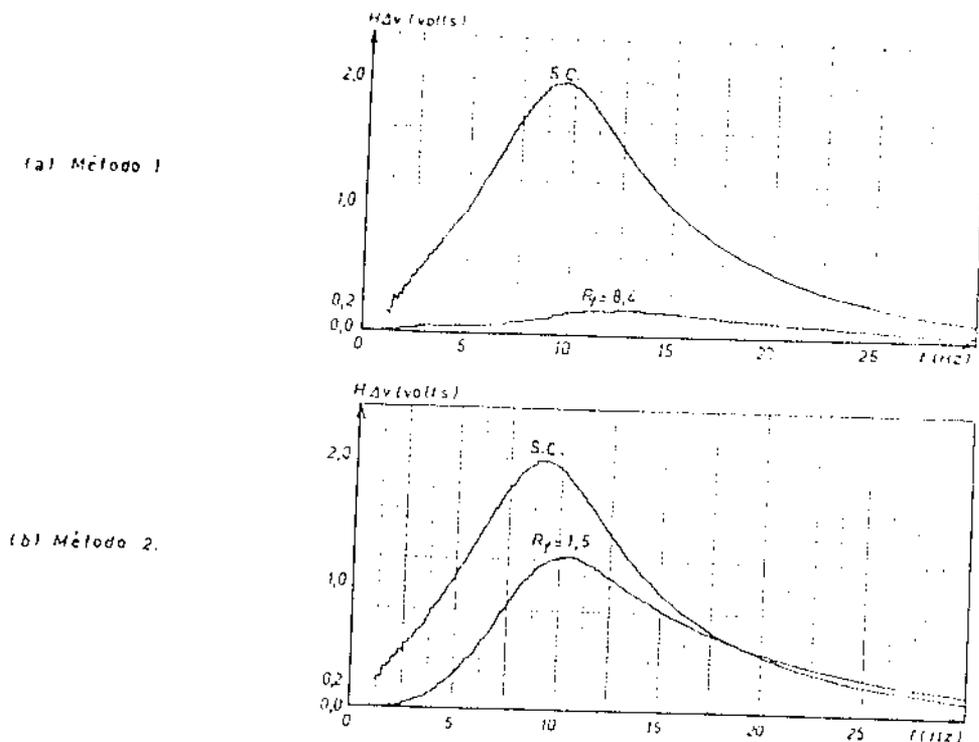


FIG. 5.9. DESEMPENHO DO COMPENSADOR COM CONTROLE DIRETO PARA FLUTUAÇÕES SENOIDAIS

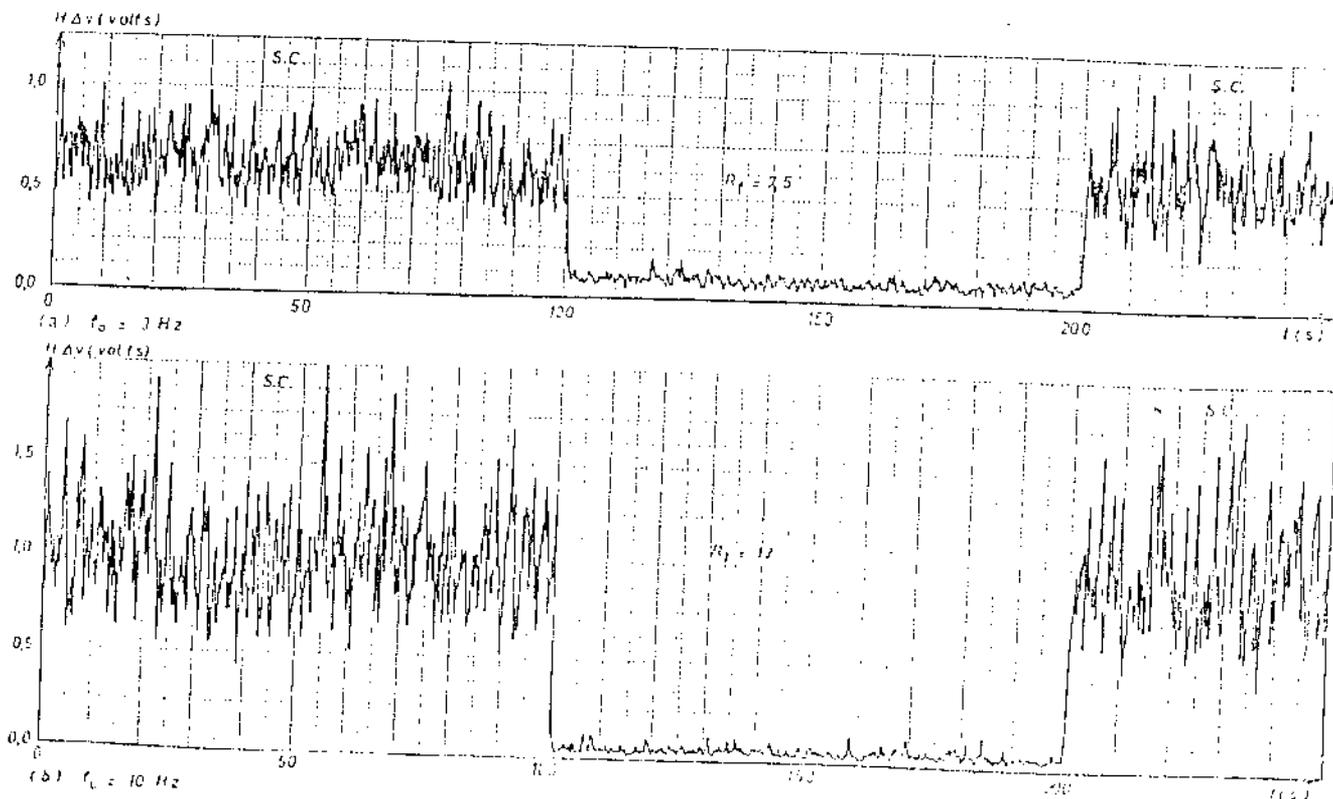


FIG. 5.10. DESEMPENHO DO COMPENSADOR COM CONTROLE DIRETO PARA FLUTUAÇÕES ALEATÓRIAS

o fator de redução foi  $R_t = 13$ .

Para os dois espectros de flutuações os resultados atingidos usando o controle direto (MET.1) são superiores aos obtidos no controle realimentado.

### 5.7. AValiação DO COMPENSADOR COM CONTROLE HÍBRIDO

No controle híbrido, o último estágio na geração do sinal de controle realiza a soma dos sinais do controle realimentado e direto. Todos os ajustes e seleção de alternativas mencionadas anteriormente terão efeito no controle híbrido. As posições das chaves são as mesmas indicadas no item 5.6 exceto CH6 que deve estar em D, e as mudanças requeridas para testar os diferentes métodos de medição.

A utilização do controle híbrido permite aproveitar as vantagens e reduzir as limitações de cada tipo de controle quando atuam separadamente. Basicamente se terá a maior velocidade do controle direto complementado com a maior exatidão do controle realimentado na faixa de frequências menores. Experimentalmente se verificou que os ganhos ótimos do controle realimentado também resultam ser os melhores no controle híbrido.

#### 5.7.1. DESEMPENHO DO COMPENSADOR COM CONTROLE HÍBRIDO PARA FLUTUAÇÕES SENOIDAIS

A fig. 5.11 tem como objetivo mostrar o efeito da mudança dos métodos de medição da tensão e da componente reativa da corrente, podendo-se também observar o efeito dos diferentes ajustes nos ganhos do controle P.I.D.

As curvas na fig. 5.11(a) resultam da utilização do método dos dois integradores, com ganhos de 50%, 50% e 15% no controle P.I.D. A condição diferente entre as curvas (1) e (2) é o método de medir a corrente reativa. O melhor resultado é para o método do produto ( $I \cos \phi \cdot \tan \phi$ ).

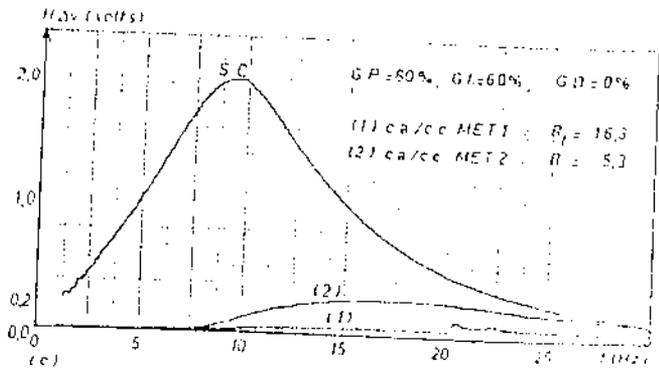
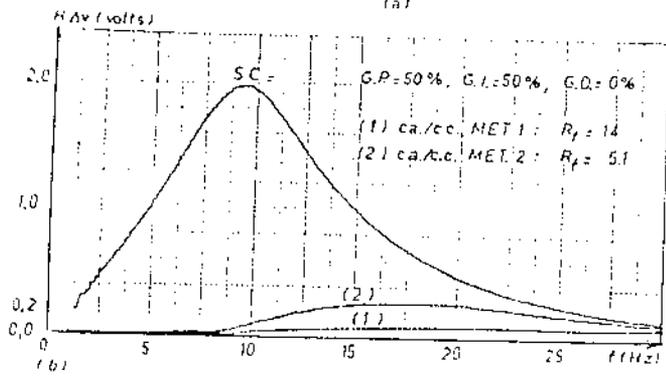
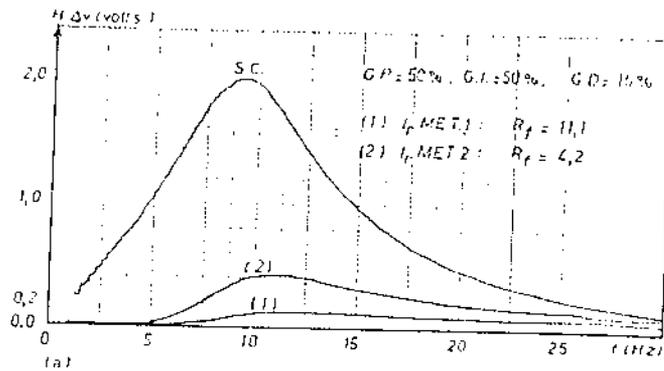


FIG. 5.11. DESEMPENHO DO COMPENSADOR COM CONTROLE HÍBRIDO PARA FLUTUAÇÕES SENOIDAIS.

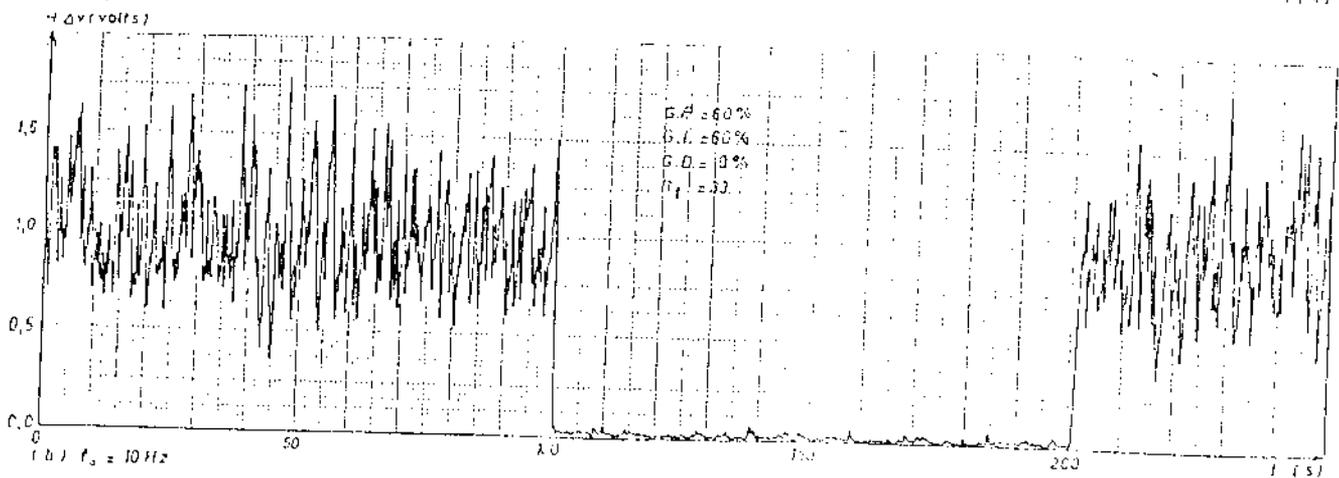
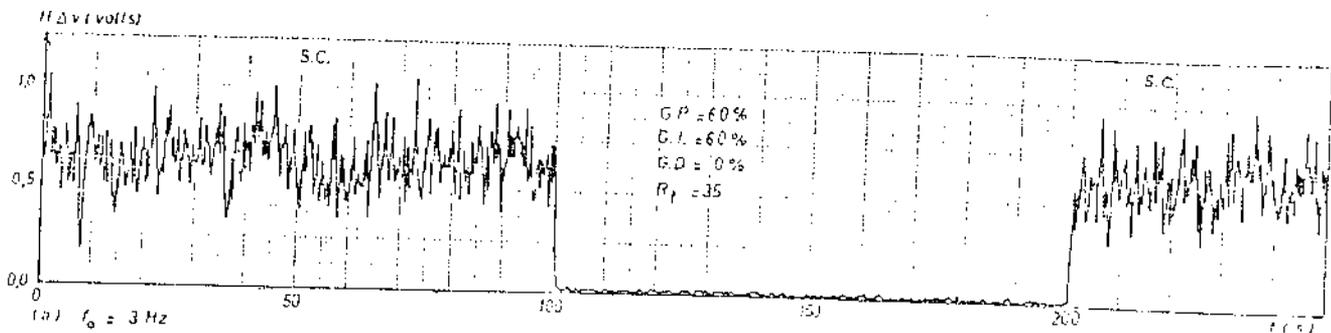


FIG. 5.12. DESEMPENHO DO COMPENSADOR COM CONTROLE HÍBRIDO PARA FLUTUAÇÕES ALEATÓRIAS.

Os resultados das curvas da fig. 5.11(b) foram obtidos usando o método do produto na medição da corrente reativa e ajustes de 50%, 50% e 0% nos ganhos do controle P.I.D. O que varia nas curvas é o método de medição da tensão. Utilizando o método dos dois integradores foi obtido um melhor resultado do que com o método do detector de pico.

Finalmente, nos ensaios cujos resultados se mostram na curva (1) da fig. 5.11 (c), foram feitos ajustes dos ganhos do controle P.I.D. para se obter o melhor desempenho possível. O fator de redução foi  $R_t = 16,3$ , ou seja, quase o dobro que no controle direto.

#### 5.7.2. DESEMPENHO DO COMPENSADOR COM CONTROLE HÍBRIDO PARA FLUTUAÇÕES ALEATÓRIAS

Os diagramas das flutuações aleatórias da tensão no tempo obtidas para controle híbrido são apresentados na fig. 5.12.

Para o espectro com  $f_o = 3\text{Hz}$ , os resultados são os da fig. 5.12(a). Neste caso o fator de redução foi  $R_t = 35$ . A fig. 5.12(b) corresponde ao espectro com  $f_o = 10\text{ Hz}$  e o fator de redução foi  $R_t = 33$ . Nos dois casos os resultados são muito melhores que os obtidos no controle direto (que por sua vez foram melhores aos do controle realimentado).

#### 5.8. RESUMO

Neste capítulo foram apresentados os métodos utilizados para gerar e medir flutuações de tensão, os ensaios a que foi submetido o compensador experimental implementado e os resultados obtidos no seu desempenho.

Na geração de flutuações aleatórias foi levado em conta a característica real das perturbações introduzidas pelos fornos a arco no relativo ao espectro das flutuações geradas.

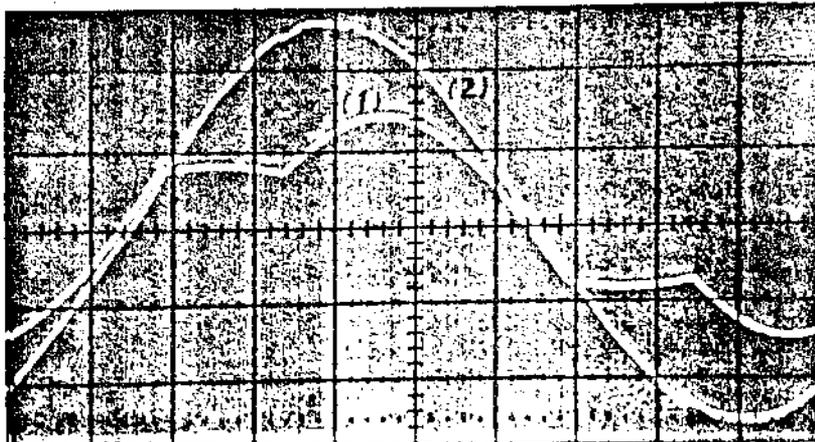
O desempenho do compensador, para cada tipo de controle e características das flutuações utilizadas, está sintetizado na tabela 5.8.

TIPO DE CONTROLE	FLUTUAÇÕES SENOIDAIS		FLUTUAÇÕES ALEATÓRIAS		
	$R_f$	CURVA	$R_t (f_o = 3\text{Hz})$	$R_t (f_o = 10\text{Hz})$	GRÁFICOS
REALIMENTADO	4,4	(1) fig. 5.7(d)	4,4	3,3	fig. 5.8
DIRETO	8,4	fig. 5.9(a)	7,5	13	fig. 5.10
HÍBRIDO	16,3	(1) fig. 5.11(c)	35	33	fig. 5.12

TABELA 5.8. - RESUMO DOS FATORES DE REDUÇÃO DAS FLUTUAÇÕES.

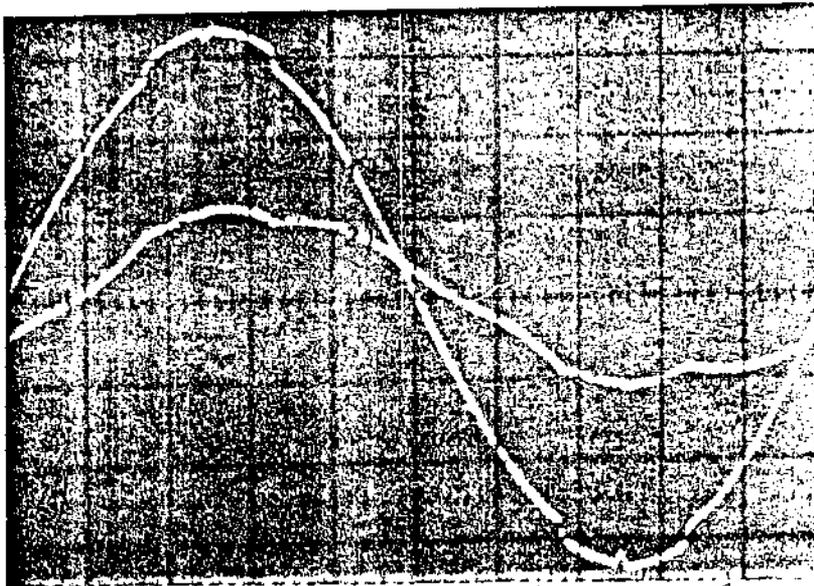
Os resultados obtidos em laboratório, em vista dos métodos e ajustes conseguidos, são superiores aos apresentados na bibliografia, especificamente em [33] e [37] relativos a equipamentos reais instalados no Japão e na França respectivamente.

Na fig. 5.13 são apresentados oscilogramas de interesse relacionados com os testes descritos neste capítulo.



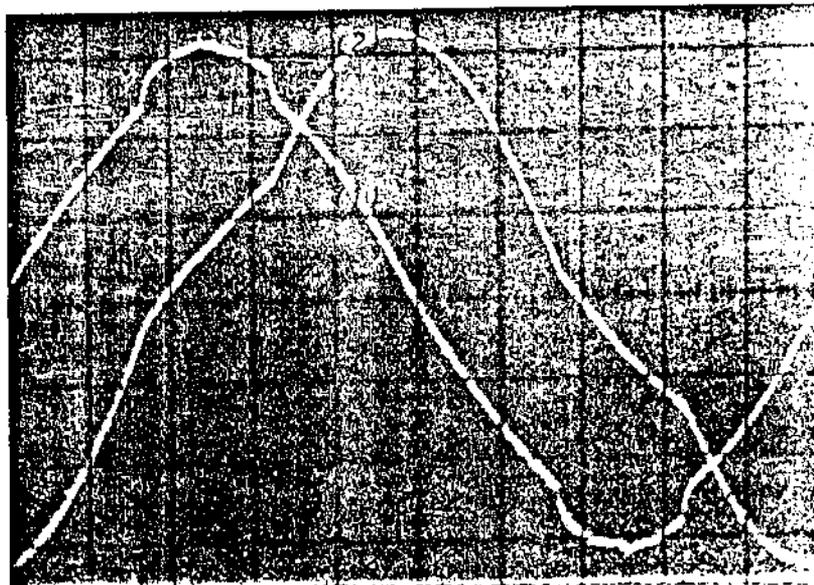
- (1)  $v_i$   
0,2 v/div.  
(2)  $K_i i_f$   
0,5 v/div.

(a) Corrente de carga,  $\alpha = 115^\circ$



- (1)  $V$   
56,6 v/div.  
(2)  $I_f$   
5 A/div.

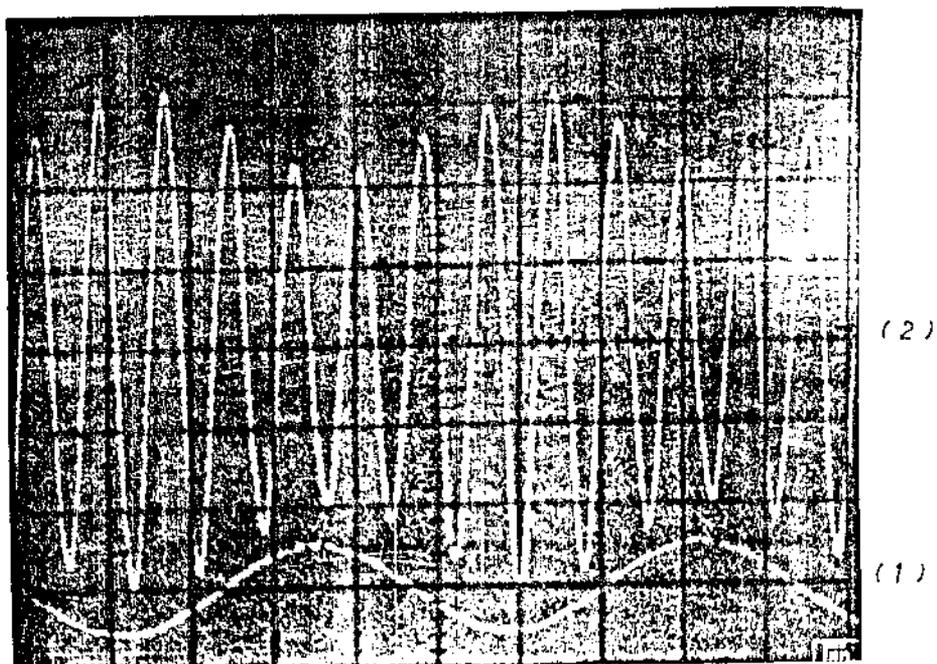
(b) Tensão e corrente total com filtro,  $\alpha = 115^\circ$



- (1)  $V$   
56,6 v/div.  
(2)  $I_f$   
5 A/div.

(c) Tensão e corrente total sem filtro,  $\alpha = 115^\circ$

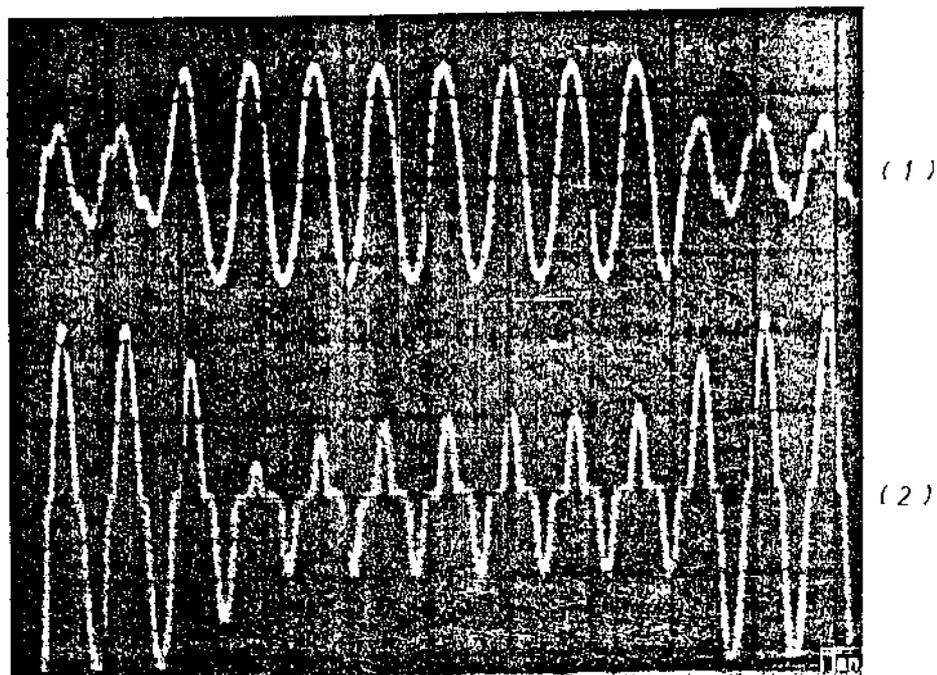
FIG. 5.13. OSCILOGRAMAS DO CIRCUITO DE POTÊNCIA.



(d) Geração de flutuações senoidais.

(1) Sinal de modulação da carga,  $v_{mod}$ , 3v/div.

(2) Corrente na carga,  $i_L$ , 3,5 A /div.



(e) Resposta do RCT a um degrau de carga.

(1) Corrente na carga,  $i_L$ , 8,5 A /div.

(2) Corrente no RCT1,  $i_{RCT}$ , 5 A /div.

FIG. 5.13. OSCILOGRAMAS DO CIRCUITO DE POTÊNCIA.

## CONCLUSÃO GERAL

Dos resultados obtidos nos testes descritos no capítulo 5, que constituem a síntese do trabalho feito, conclui-se o seguinte:

- Foram atingidos fatores de redução das flutuações (aleatórias e senoidais) superiores a 30, o que constitui um desempenho excelente do compensador na aplicação prevista;

- A complementação mútua dos controles direto e realimentado produz uma melhora notável. O fator de redução no controle híbrido resultou ser próximo ao produto dos respectivos fatores conseguidos com cada tipo de controle atuando separadamente (se o controle direto for instantâneo e o sistema todo for perfeitamente linear, o fator de redução global deveria ser exatamente o produto, já que o controle realimentado reduziria as flutuações residuais sem modificação na sua própria efetividade);

- Os métodos de medição das variáveis para o controle têm a maior importância no desempenho do compensador. Dos resultados se conclui a grande superioridade do método dos dois integradores para medir a tensão, e do método do produto  $I_a \cdot \text{tg}\phi$  para medir a componente reativa da corrente. As vantagens verificadas são a maior exatidão e imunidade aos harmônicos no primeiro caso, e a maior rapidez no segundo;

- Estima-se que a simulação física utilizada em geral é adequada. Não obstante, no modelo implementado, a corrente de carga variável só tem harmônicos ímpares e num forno real se pode ter praticamente qualquer harmônico inteiro ou não inteiro. Isto introduz uma dificuldade adicional no controle direto pela necessidade de agregar maior filtragem da corrente.

Os aspectos críticos na implementação do controle são muitos, todos eles são potenciais fontes de erro, que podem limitar a efetividade do compensador, sendo as principais:

- No controle realimentado, o estágio que requer maiores precauções é o conversor ca/cc, especificamente o seu balanço. Os restantes aspectos na continuação tem interesse no controle direto:

- Tem grande importância o grau de exatidão atingível na geração dos pulsos de sincronismo e cruzamento por zero da fundamental da corrente de carga;

- Foi detectada não linearidade no circuito de disparo e na rampa utilizada na medição do ângulo  $\phi$ . Isto gera erros para fatores de potência altos;

- Existem dificuldades práticas nos ajustes dos blocos não lineares, ou seja, linearizações do RCT, obtenção da tangente de  $\phi$  e o multiplicador log-antilog;

- Uma das principais fontes de erro detectadas no controle direto são os harmônicos residuais na amostra filtrada da corrente na carga.

Na continuação são apresentadas sugestões surgidas ao longo do projeto, consideradas de interesse para futuros trabalhos no tema:

- Tentar uma simulação física mais apurada para um forno a arco, levando em conta o conteúdo de harmônicos na corrente de carga de um forno real. Projetar um filtro apropriado para a corrente nesse caso;

- Aprofundar nas análises teóricas para o controle discreto realimentado e híbrido do RCT. Estabelecendo modelos teóricos apropriados teria validade a simulação digital do processo de compensação. Teria grande interesse analisar a resposta dinâmica dos diferentes filtros possíveis de serem utilizados;

- Tentar outros esquemas para obter as componentes ativa e reativa da corrente de carga que sejam menos sensí-

veis aos harmônicos;

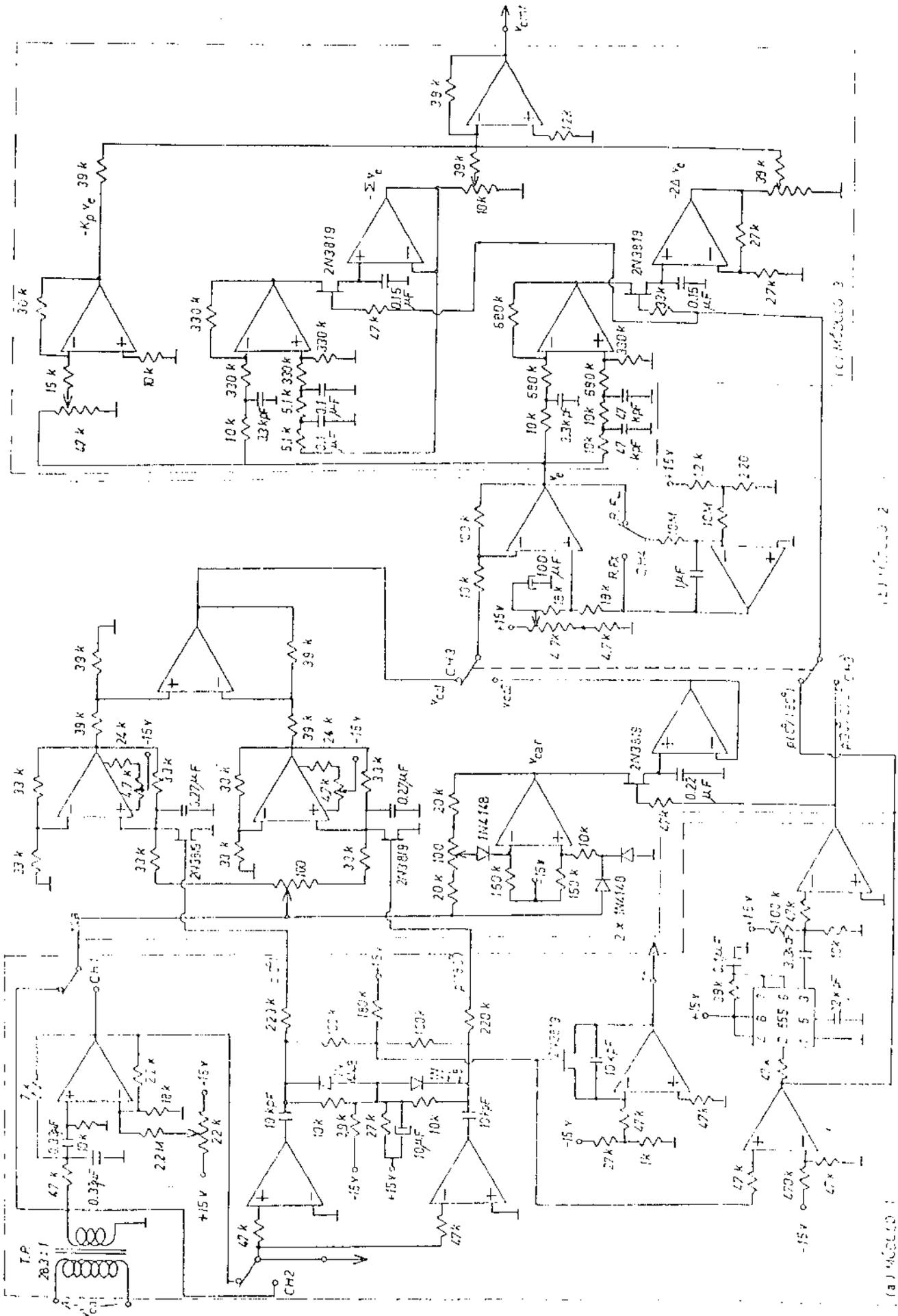
- Fazer a avaliação "off-line" do compensador baseado numa análise espectral digital das flutuações;

- Finalmente, uma sugestão que implica em abordagem radicalmente diferente, qual seja, tentar uma solução digital para a medição, o processamento dos sinais e o controle do RCT. As vantagens desta abordagem, se possível, seriam principalmente a eliminação das fontes de erro do processo analógico, a grande flexibilidade na reprogramação do controle e a maior facilidade de reproduzir o equipamento sem o grande custo de tempo nos ajustes dos estágios. A grande dúvida, é a possibilidade de atingir a velocidade requerida para a redução das flutuações rápidas de tensão.

Como observação final, se pode dizer que os resultados obtidos superaram todas as expectativas que se tinham ao começar o presente trabalho. Tais resultados indicam a viabilidade de se utilizar o compensador estático em escala industrial para a redução do efeito "flicker" produzido por fornos a arco e outras cargas especiais. As dificuldades adicionais que surgiriam na construção de um compensador de grande porte, não dizem respeito ao sistema de controle, mas sim aos reatores controlados por tiristores e seus circuitos diretamente associados, ou seja, à interface do sistema de controle e o sistema de potência. Por último, ficou também em evidência a necessidade e interesse de continuar as pesquisas em relação ao tema.

APÊNDICE A

CIRCUITOS COMPLETOS DOS MÓDULOS DO SISTEMA DE CONTROLE



107150002 2

107150001

FIG. 10. CONTROL SYSTEM FOR THE 107150001 AND 107150002



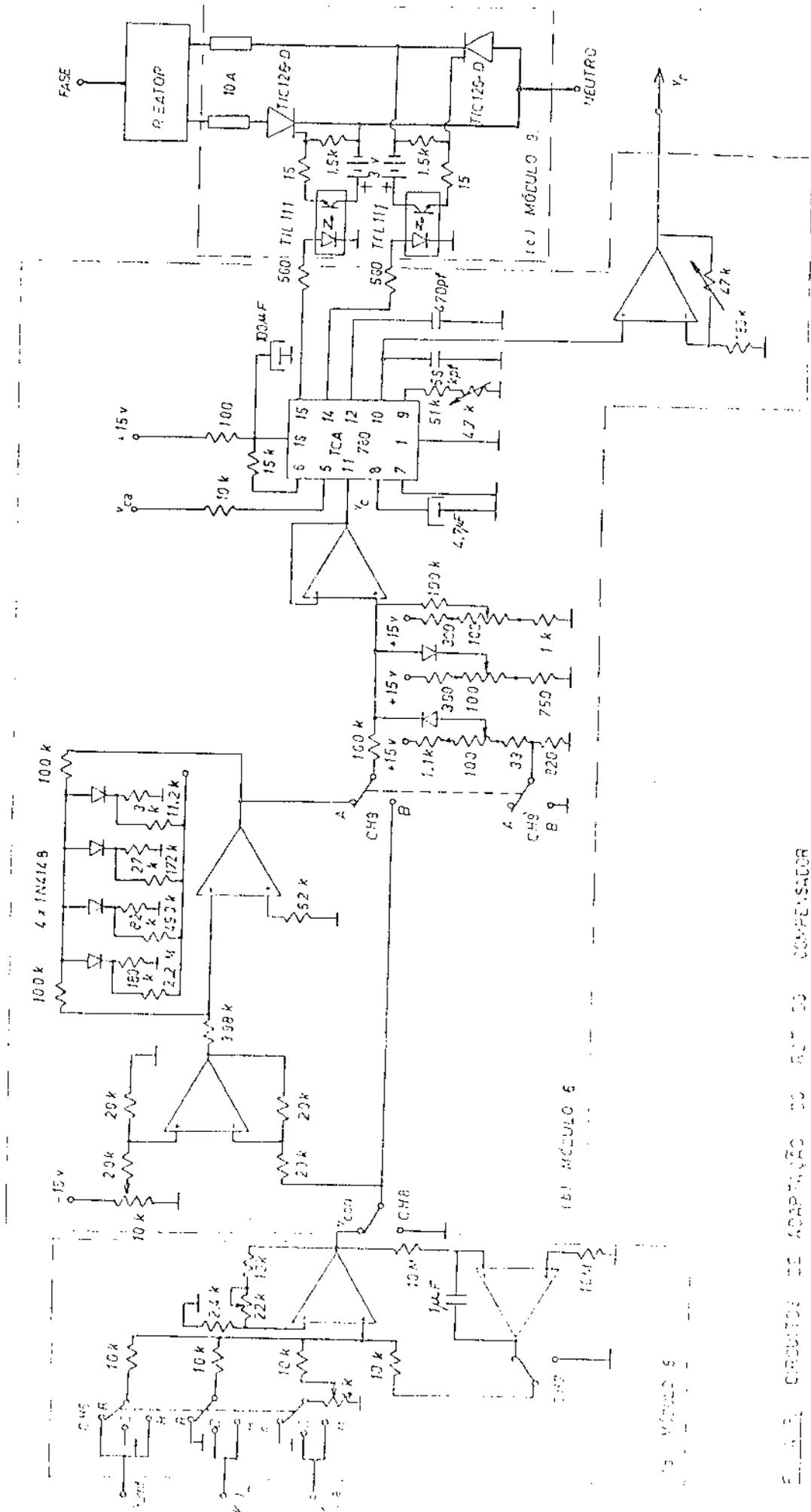


Fig. 2. Circuito de comando de um compressor



APÊNDICE B

AMPLITUDE DA COMPONENTE FUNDAMENTAL DA CORRENTE NO  
CASO DO RCT COM DOIS REATORES (ESTRUTURA B)

CASO 1 :  $90^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ$

Neste caso, a corrente no RCT com dois reatores é descontínua, seu valor instantâneo é dado pelas eqs. (2.2) e (2.3), e terá a mesma forma que no caso do RCT de um reator. A componente fundamental será então [25]:

$$I_f = \frac{V_M}{\omega L} \cdot \frac{1}{\pi} [2(\pi - \alpha) + \text{sen } 2\alpha] \quad (B-1)$$

CASO 2 :  $0 \leq \alpha \leq 90^\circ$

A corrente será contínua, seu valor instantâneo é dado pela tabela 2.1. Por simetria, a componente fundamental se pode obter integrando em meio período:

$$\begin{aligned} I_f &= \frac{2}{\pi} \frac{V_M}{\omega L} \left\{ \int_0^\alpha (-\cos\theta - \cos\alpha) \cos\theta \, d\theta + \right. \\ &\quad \left. + \int_\alpha^{\pi-\alpha} -2\cos^2\theta \, d\theta + \int_{\pi-\alpha}^\alpha (-\cos\theta + \cos\alpha) \cos\theta \, d\theta \right\} \\ I_f &= \frac{2 V_M}{\pi \omega L} \left\{ \left[ \frac{\theta}{2} - \frac{1}{4} \text{sen } 2\theta \right]_0^\alpha + \left[ -\cos\alpha \text{sen}\theta \right]_0^\alpha - \right. \\ &\quad \left. - 2 \left[ \frac{\theta}{2} + \frac{1}{4} \text{sen } 2\theta \right]_\alpha^{\pi-\alpha} \right. \\ &\quad \left. + \left[ -\frac{\theta}{2} - \frac{1}{4} \text{sen } 2\theta \right]_{\pi-\alpha}^\pi + \left[ \cos\alpha \text{sen}\theta \right]_{\pi-\alpha}^\pi \right\} \\ I_f &= \frac{2 V_M}{\pi \omega L} \left\{ \left[ -\frac{\alpha}{2} - \frac{1}{4} \text{sen } 2\alpha - \cos\alpha \text{sen}\alpha \right] - \right. \\ &\quad \left. - \left[ \pi - \alpha + \frac{1}{2} \text{sen}2(\pi - \alpha) - \alpha - \frac{1}{2} \text{sen } 2\alpha \right] \right\} \end{aligned}$$

$$+ \left[ -\frac{\pi}{2} + \frac{\pi - \alpha}{2} + \frac{1}{4} \operatorname{sen} 2(\pi - \alpha) - \operatorname{cos} \alpha \operatorname{sen}(\pi - \alpha) \right] \}$$

$$I_f = \frac{2 V_M}{\pi \omega L} \left[ \alpha - \pi + \frac{1}{2} \operatorname{sen} 2\alpha - 2 \operatorname{cos} \alpha \operatorname{sen} \alpha \right]$$

Como:  $\operatorname{sen} 2\alpha = 2 \operatorname{sen} \alpha \operatorname{cos} \alpha$

$$I_f = \frac{-V_M}{\omega L} \cdot \frac{1}{\pi} \left[ 2(\pi - \alpha) + \operatorname{sen} 2\alpha \right] \quad (11-2)$$

Logo a equação para a amplitude da fundamental da corrente no caso da estrutura (B) é válida para  $0^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ$ , sendo a mesma da estrutura (A) que nesse caso é válida só para  $90^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ$ .

BIBLIOGRAFIA

- [1] MILLER, T.J.E., "Reactive Power Control in Electric Systems", John Wiley, New York, 1982, cap. 1, 2 e 3.
- [2] JONES, K.M., "Introduction to Special Section: Static Compensation for AC Power Systems", IEE Proc. Vol. 128-C, Nº 6, 1981, pags. 362-365.
- [3] MATHUR, R.M., "Static Compensators for Reactive Power Control", Context Publications, Canada, 1984.
- [4] HAULT, R.L.; HUMANN, T.; NEWELL, R.J., "Application of a Static VAR Systems to Regulate System Voltage in Western Nebraska", IEEE Trans. Vol. PAS - 97, Nº 5, 1978, pags. 1955-1964.
- [5] LEDU, A. e outros, "Use of Static or Synchronous Compensators in H.V.D.C. Systems", Electra, Nº 91, pags. 51-62.
- [6] KAPOR, S.C., "Dynamic Stability of Long Transmission Systems With Static Compensators and Synchronous Machines", IEEE Trans. Vol. PAS - 98, Nº 1, 1979, pags. 124-134.
- [7] FUJINARA, R. e outros, "Dynamic Stability Improvement of Power Systems by Means of Static VAR Systems", Electrical Engineering in Japan, Vol. 101, Nº 1, 1981, pags. 119-127.
- [8] GYUGYI, L.; OTTO, R.A.; PUTMAN, T.H., "Principles and Applications of Static, Thyristor-Controlled Shunt Compensators", IEEE Trans. Vol. PAS - 97, Nº 5, 1978, pags. 1935-1945.
- [9] GYUGYI, L., "Control of Shunt Compensation With Reference to New Design Concepts", IEE Proc. Vol. 128-C, 1981, pags. 374-381.

- |10| SEEBALD, R.C., "Flicker Limitation of Electric Utilities", IEEE Trans. Vol. PAS-104, Nº 9, 1985, pags. 2627-2631.
- |11| DIXON, G.F.L.; KENDALL, P.G., "Supply to Arc Furnaces: Measurement and Prediction of Supply-Voltage Fluctuation", IEE Proc. Vol. 119, Nº 4, 1972, pags. 456-465.
- |12| JERVIS, W.B., "An Assesement of Power Systems Voltage Disturbance in Terms of Lamp Flicker Perception", IEE Conference Publication Nº 210, 1982, pags. 71-76.
- |13| ELGERD, O.I., "Introdução à Teoria de Sistemas de Energia Elétrica", McGraw Hill, São Paulo, 1981, pag. 65.
- |14| GRANSTRÖM, S., "11 Ce 3 - Computers Studies of Voltage Flutuation Caused by Arc Furnaces", Reative Power Compen<sub>s</sub>ation Department - ASEA, 1981.
- |15| BROSANAN, T.D. e outros, "Supply Systems Performance Meas<sub>u</sub>rements of an Electric Arc Furnace with and without a Static Compensators", IEE Conference Publication Nº 210, 1982, pags. 6-11.
- |16| SUNDBERG, Y., "The Power Circuit of Arc Furnaces" ASEA Journal, Vol. 45, Nº 3, 1972.
- |17| DUGAN, R.C., "Simulation of Arc Furnace Power Systems", IEEE Trans. Vol. IA-16, Nº 6, 1980, pags. 813-818.
- |18| FRANK, H.; IVNER, S., "TYCAP, Power-Factor Correction Equipment Using Thyristor-Controlled Capacitors for Arc Furnaces", ASEA Journal, Vol. 46, Nº 6, 1973, pags. 147-152.
- |19| Idem |1|, pags. 220-221, 311.
- |20| TORSENG, S., "Shunt-Connected Reactors and Capacitors Controlled by Thyristors", IEE Proc. Vol. 128-C, Nº 6,

1981, pags. 366-373.

- [21] HAMMAD, A.E.; MATHUR, R.M., "A New Generalized Concept for the Design of Thyristor-Phase-Controlled VAR Compensators", IEEE Trans. Vol. PAS - 98, Nº 1, 1979, pags. 219-231.
- [22] PATEL, H.K.; DUBEY, G.K., "Harmonic Reduction in the Static VAR Compensator by Sequence Control of Transformer Taps", IEE Proc. Vol. 130 - C, Nº 6, 1983, pags. 300-305.
- [23] FUNABIKI, S.; HIMEL, T., "Design Procedure of Firing Angles for Harmonic Reduction in a Thyristor - Controlled Reactor by Asymmetrical Firing Control", IEE Proc. Vol. 132 - C, Nº 5, 1985, pags. 257-264.
- [24] AKAGI, H.; KAVAZANA, Y. e NABAE, A., "Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching Devices without Energy Storage Components", IEEE Trans. Vol. IA-20, Nº 3, 1984, pags. 625-630.
- [25] Idem [1], cap. 4.
- [26] RICARDO FERREIRA PINHEIRO, "Equipamentos Estáticos para Compensação de Reativos e Desequilíbrios em Sistemas Elétricos", ELETROBRÁS, EFEI, UFRN, 1980.
- [27] MÁRCIO CHEREM SCHNEIDER, "Compensador Estático de Energia Reativa e de Desequilíbrios de uma Instalação Trifásica", Universidade Federal de Santa Catarina, 1980, Tese.
- [28] SCHOTT, W., "Integrated Phase Control TCA - 780 for Power Electronics", Application Note, SIEMENS.
- [29] SMITH, J.I., "Modern Operational Circuit Design", Wiley Interscience, New York, 1971, pags. 137,148,160.

- [30] VEDA, R. e TAKATA, S., "Stabilization of a Power Systems Via Excitation Control of Two-Axis Synchronous Generators", Electrical Engineering in Japan, Vol. 99, Nº 5, 1979, pag. 119-121.
- [31] JOHNSON, D.E. e HILBURN, J.L., "Rapid Practical Designs of Active Filters", Wiley Interscience, New York, 1975, pag. 137-206.
- [32] BERLIN, H.M., "Aplicações para o 555", EDITELE, São Paulo, 1983.
- [33] HOSONO, I. e outros, "Supression and Measurement of Arc Furnace Flicker with a Large Static VAR Compensator", IEEE Trans. Vol. PAS - 98, Nº 6, 1979, pags. 2274-2284.
- [34] STOUT, D.F., "Handbook of Operational Amplifier Circuit Design", McGraw Hill, New York, 1976, pags. 19.6-19.11.
- [35] UNION INTERNATIONAL D'ELECTROTHERMIE, "U.I.E. Flicker-meter - Functional and Design Especifications", Comitê de Estudo das Perturbações - Grupo de Trabalho para os métodos de medição do "flicker", 1983.
- [36] SIGMAR MAURER DECKMANN, "Medição do efeito flicker", Pesquisa em andamento, UNICAMP, 1985.
- [37] CHARLES, P. e outros, "A Very Fast S.V.C. on EDF Network - Simulating and Testing", Relatório da CGEE - Electricite de France, 1985.
- [38] GRANSTRÖM, S., "Performance Results of Different S.V.C. Compensators in Arc Furnace Installations", Reactive Power Compensation Department - ASEA, 1981.
- [39] GENERAL RADIO COMPANY, "Type 1381 Random Noise Generator", Instruction Manual, 1968.