

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

ESTUDO E REALIZAÇÃO DE UM ESTABILIZADOR DE TENSÃO
ALTERNADA SENOIDAL À TIRISTOR

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA À UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PARA OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM ENGENHARIA

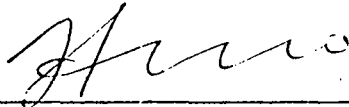
ENIO VALMOR KASSICK

FLORIANÓPOLIS, OUTUBRO DE 1983

ESTUDO E REALIZAÇÃO DE UM ESTABILIZADOR DE TENSÃO
ALTERNADA SENOIDAL À TIRISTOR

ENIO VALMOR KASSICK

ESTA DISSERTAÇÃO FOI JULGADA ADEQUADA PARA A OBTENÇÃO DO TÍTULO DE
MESTRE EM ENGENHARIA, ESPECIALIDADE ENGENHARIA ELÉTRICA E APROVADA
EM SUA FORMA FINAL PELO CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO.



PROF. IVO BARBI, Dr. Ing.
ORIENTADOR

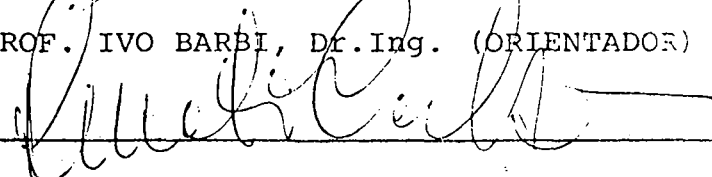


PROF. AUGUSTO HUMBERTO BRUCIAPAGLIA, Dr. Ing.
COORDENADOR DO CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO EM
ENGENHARIA ELÉTRICA

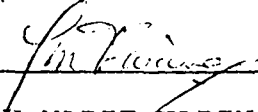
BANCA EXAMINADORA:



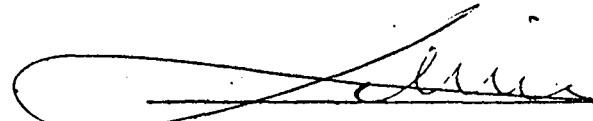
PROF. IVO BARBI, Dr. Ing. (ORIENTADOR)



PROF. RENATO CARLSON, Dr. Ing.



PROF. JEAN-MARIE FARINES, Dr. Ing.



PROF. SIMON TOV BAHBOUTH, Dr. Ing.

Aos

Kassick

AGRADECIMENTOS

Ao Professor Ivo Barbi, pela orientação e dedicação a este trabalho.

Aos componentes da Banca Examinadora.

Aos professores, colegas e funcionários do programa de Pós-Graduação e do Departamento de Engenharia Elétrica da UFSC que, de uma forma ou de outra, contribuíram para a realização deste trabalho.

A UFSC, CNEN, FINEP e CAPES pelo apoio financeiro.

ÍNDICE

CAPÍTULO 1 - <u>ESTRUTURAS PARA ESTABILIZAÇÃO DE TENSÃO</u>	
<u>ALTERNADA</u>	1
1.1 - Introdução	1
1.2 - Técnicas de Estabilização de Tensão	
Alternada	1
1.2.1 - Mudança de Tap's	1
1.2.2 - Controle de Fase	3
1.2.3 - Reator Saturável	4
1.2.4 - Retificador e Inversor	5
1.2.5 - Conversor Rotativo (Motor-Gera dor)	6
1.2.6 - Estabilizador para Pequena Po tência	6
1.3 - Conclusão	7
CAPÍTULO 2 - <u>ESTABILIZADOR DE TENSÃO ALTERNADA</u>	9
2.1 - Introdução	9
2.2 - Uma Idéia para Estabilização de Tensão ..	9
2.3 - Estudo da Estrutura Básica	11
2.4 - Dimensionamento do Indutor L_0 e do Capa citor C	16
2.5 - Estudo de Situação Especial	26
2.6 - Ensaios de Laboratório	27
2.7 - Dimensionamento do Indutor L_1	33
2.8 - Implementação da Estrutura	35
2.9 - Conclusão	36

CAPÍTULO 3 - <u>SIMULAÇÃO E ENSAIO DA ESTRUTURA</u>	37
3.1 - Introdução	37
3.2 - Circuitos Equivalentes para Simulação	38
3.3 - Obtenção das Equações de Estado para os Circuitos Equivalentes	39
3.4 - Resultados Obtidos por Simulação	47
3.4.1 - Observações Gerais	47
3.4.2 - Análise da Oscilação da Tensão de Saída	47
3.4.3 - Comportamento da Corrente i_{L_1} no Indutor L_1	55
3.5 - Ensaio com a Montagem	55
3.5.1 - 1º Ensaio	58
3.5.2 - 2º Ensaio	60
3.5.3 - Observações	61
3.6 - Conclusão	62
 CAPÍTULO 4 - <u>ESTUDO ANALÍTICO DO VALOR EFICAZ DA CORRENTE SOLICITADA À REDE</u>	 64
4.1 - Introdução	64
4.2 - Estudo Analítico do Valor Eficaz da Corrente Solicitada à Rede, em Função da Potência, para as Diversas Relações de Tensão de Entrada e Saída v_1/v_2 e para Tensão de Saída $v_2=220$ volts (va- lor Eficaz)	64
4.3 - Estudo Analítico do Valor do $\cos \phi$ que a Montagem Apresenta à Rede, em Função da Potência, para as Diversas Relações	

	v_1/v_2 e para $v_2=220$ volts (valor Eficaz).	71
4.4 -	Conclusão	75
CAPÍTULO 5 -	<u>ESTUDO DA FORMA DE ONDA DA TENSÃO DE SAÍDA E</u>	
	<u>DA CORRENTE DE ENTRADA</u>	76
5.1 -	Introdução	76
5.2 -	Estudo do Fator de Forma da Tensão de Saída	77
5.3 -	Estudo da Qualidade da Tensão de Saída e da Qualidade da Corrente Solicitada à Rede	82
5.4 -	Ensaaios	97
5.4.1 -	1º Ensaio	97
5.4.2 -	2º Ensaio	99
5.4.3 -	Observações	100
5.5 -	Conclusão	101
CAPÍTULO 6 -	<u>ESTUDO DO CONTROLE AUTOMÁTICO DA TENSÃO</u>	102
6.1 -	Introdução	102
6.2 -	Malha de Realimentação	102
6.2.1 -	Sensor de Tensão Alternada	104
6.2.2 -	Retificador e Filtro	105
6.2.3 -	Regulador	106
6.3 -	Observações Sobre o Funcionamento em Malha Fechada	107
6.4 -	Ensaaios em Malha Fechada	108
6.4.1 -	1º Ensaio	108
6.4.2 -	2º Ensaio	109
6.5 -	Observações Sobre os Ensaaios em Malha Fechada	110

6.6 - Análise do Erro Estático do Estabiliza	
dor	111
6.7 - Conclusão	116
CONCLUSÕES	117
APÊNDICE A: Cálculo dos Indutores	119
APÊNDICE B: Projeto da Fonte Regulada de Tensão Contínua ..	136
APÊNDICE C: Circuito de Comando para Tiristor	139
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	163

RESUMO

Neste trabalho é realizado o estudo de um estabilizador de tensão alternada à tiristor.

É feita a análise da estrutura em regime permanente senoidal para a obtenção de âbacos e de um procedimento simples para projeto e dimensionamento da mesma.

A partir de simulação e ensaios é realizado o estudo dos fatores de mérito do estabilizador: fator de distorção da tensão de saída e da corrente de entrada; tempo de estabilização da tensão de saída para variações na tensão de entrada e/ou na potência da carga; erro estático e dinâmico da tensão de saída.

Foi implementado um protótipo de laboratório, para potência de 2 KW, baseado no procedimento de projeto e dimensionamento aqui proposto.

São apresentados resultados de estudos experimentais realizados com o protótipo implementado, com o objetivo de verificar os modelos estabelecidos.

ABSTRACT

This work reports the results of a study performed on an AC voltage stabilizer using thyristors.

Sinusoidal steady-state analysis of the proposed structure is carried out to allow the preparation of charts and the proposal of a simple procedure for design and dimensioning.

The study of the stabilizer's performance indices is carried out by simulations and tests. These performance indices are: distortion factor for output voltage and input current, output voltage settling time for variations on input voltage and/or load power, and output voltage transient and steady-state errors.

A 2 KW laboratory prototype based on the proposed design and dimensioning procedure has been implemented.

Results of several tests performed with the prototype which are intended to evaluate the proposed models are also presented.

INTRODUÇÃO

Este trabalho apresenta o estudo e realização de um estabilizador de tensão alternada senoidal a tiristor, a partir de uma nova idéia, que resulta em uma montagem simples, compacta e robusta (alta confiabilidade).

Todo estudo será baseado em carga resistiva pura, o que simplifica sensivelmente a análise e se justifica uma vez que este estabilizador servirá para alimentação de equipamentos que possuem retificação na entrada, apresentando $\cos \phi$ unitário.

No Capítulo 1 serão apresentadas, de passagem, alguns estabilizadores clássicos de tensão alternada senoidal e os fatores mais importantes que os caracterizam, fatores estes referentes ao desempenho e ao projeto.

No Capítulo 2 será apresentada a idéia básica deste estudo e através da análise da estrutura em regime permanente senoidal determinar-se-á o seu comportamento e obter-se-ão âbacos e um procedimento simples para o projeto e dimensionamento do estabilizador. Serão também apresentados ensaios em regime permanente senoidal que comprovam o princípio de funcionamento da montagem, bem como será apresentado o projeto e dimensionamento de um protótipo para ensaios de laboratório.

No Capítulo 3 será feito o estudo dos valores instantâneos em regime permanente senoidal da tensão de saída e da corrente de entrada do estabilizador através de simulação em computador digital e ensaios com o protótipo implementado. Neste estudo ficará comprovada a validade dos âbacos obtidos no Capítulo 2, bem como será constada a boa qualidade (pequeno conteúdo de harmôni-

cas) na tensão de saída e na corrente de entrada do estabilizador, que indica a não necessidade de filtros.

No Capítulo 4 será feito o estudo analítico do valor eficaz e do $\cos \phi$ da corrente de entrada em regime permanente senoidal. O conhecimento do valor eficaz da corrente de entrada será útil para o dimensionamento do indutor e do transformador de entrada e ainda para o cálculo da proteção do estabilizador (fusíveis e/ou disjuntor). O $\cos \phi$ que a montagem apresenta à rede, com caracter sempre capacitivo representa um aspecto positivo deste estabilizador no que se refere à geração de reativos que auxiliam na compensação do fator de potência da rede, normalmente indutivo.

No Capítulo 5 será feito o estudo através de simulação em computador digital, da tensão de saída e da corrente de entrada do estabilizador, em regime permanente senoidal, com o objetivo de quantificar-se o conteúdo de harmônicas destas grandezas. Serão feitos também ensaios em regime permanente senoidal com o protótipo implementado e finalmente, reunindo todos os resultados, ficará estabelecido o pequeno conteúdo de harmônicas presente e a não necessidade de filtros, o que resulta em uma montagem de pequeno peso/volume.

No Capítulo 6 será estudado o controle automático da tensão de saída, apresentando-se uma malha de realimentação para o estabilizador. Será justificada a escolha do tipo de realimentação (incluindo o regulador) apresentando-se também os problemas esperados em função desta escolha. Finalmente será apresentado o comportamento dinâmico da tensão de saída para variação brusca na tensão de entrada e na potência da carga, através de ensaios em malha fechada, com observações referentes aos erros estático e dinâmico e tempo de estabilização da tensão de saída.

Na parte das conclusões finais será analisado o projeto e desempenho geral do estabilizador, com ênfase no controle automático da tensão de saída e serão apresentadas maneiras de melhorá-lo tornando-o operacional, a nível dos estabilizadores encontrados no comércio.

CAPÍTULO 1

ESTRUTURAS PARA ESTABILIZAÇÃO DE TENSÃO ALTERNADA

1.1 - Introdução

Estabilizadores de tensão alternada são utilizados para alimentação de cargas que exigem valores estáveis de tensão, sob pena de resultados errôneos, como no caso de processos delicados de medição ou mesmo parada no processo, como é o caso da alimentação de computadores e assemelhados.

Diversas são as técnicas de estabilização de tensão alternada. Serão citadas, de passagem, algumas destas técnicas, indicando vantagens e desvantagens das mesmas, sem pretender-se esgotar o assunto.

1.2 - Técnicas de Estabilização de Tensão Alternada

1.2.1 - Mudança de Taps

Este método consiste na mudança de Tap's de um transformador; esta mudança pode ser feita por exemplo, no primário, como mostrado na Figura 1.1 ou no secundário de um auto-transformador, conforme a Figura 1.2 e pode ser realizada através de tiristores, que é o caso apresentado nas Figuras 1.1 e 1.2, através de chaves com acionamento por motor ou ainda através de relés.

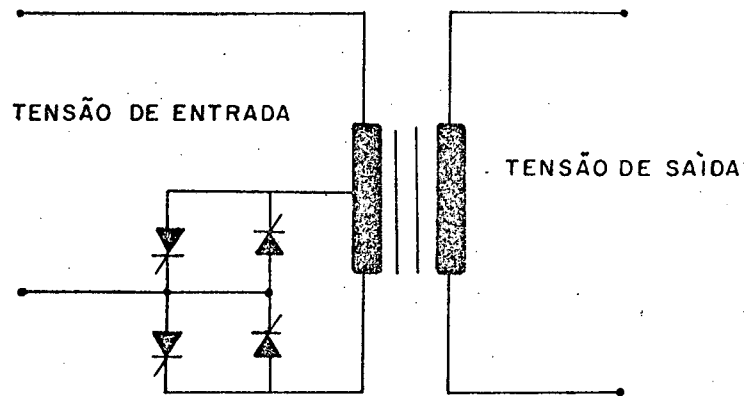


FIGURA 1.1 - Mudança de Tap's (no primário)

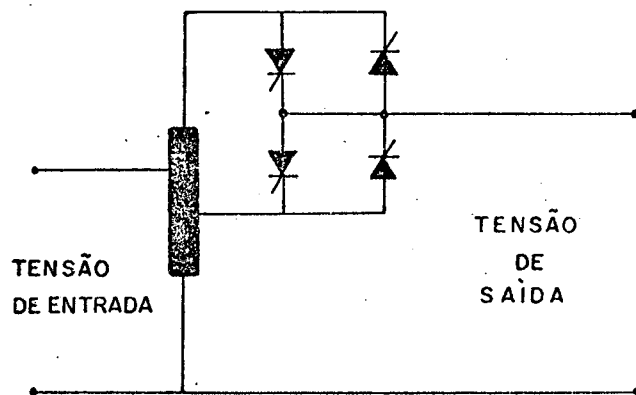


FIGURA 1.2 - Mudança de Tap's (no secundário)

A idéia básica envolvida neste processo é a superposição de uma senóide à senóide original da tensão de saída, conforme a Figura 1.3. O ângulo α em que esta superposição ocorre é controlado pelos tiristores e define o valor eficaz da tensão de saída.

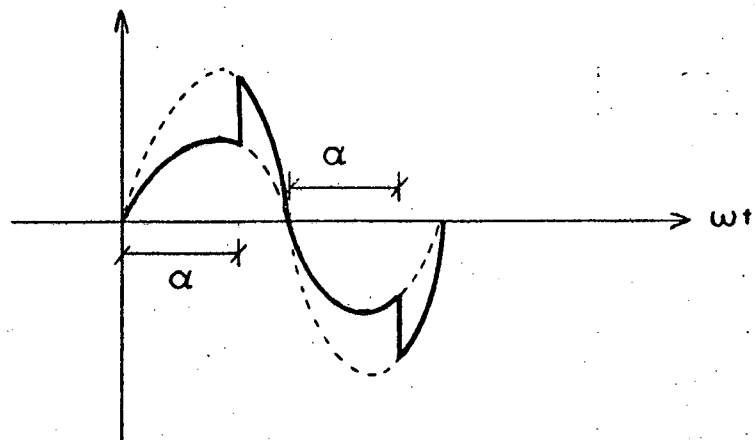


FIGURA 1.3 - Tensão de saída

Neste método a presença de elevado conteúdo de harmônicas (em torno de 5%) e o tempo de estabilização da tensão de saída (recuperação de transitório na tensão de entrada ou da potência da carga) em torno de 30 ms representam uma séria desvantagem.

Melhoramentos nesta técnica, apresentados por E.C. SERVETAS e A.V. VLACHAKIS⁽¹⁾ reduzem o conteúdo de harmônicas para valores inferiores a 0,5% e melhoram o desempenho geral, exigindo no entanto uma lógica de comando para tiristores muito complexa.

1.2.2 - Controle de Fase

O método consiste em alimentar a carga através de tiristores ligados em anti-paralelo e através do controle do ângulo α de disparo destes tiristores, manter a tensão de saída com valor eficaz constante. A Figura 1.4 apresenta a estrutura básica e a Figura 1.5 mostra a forma de onda da tensão de entrada, da tensão nos tiristores e da tensão na carga.

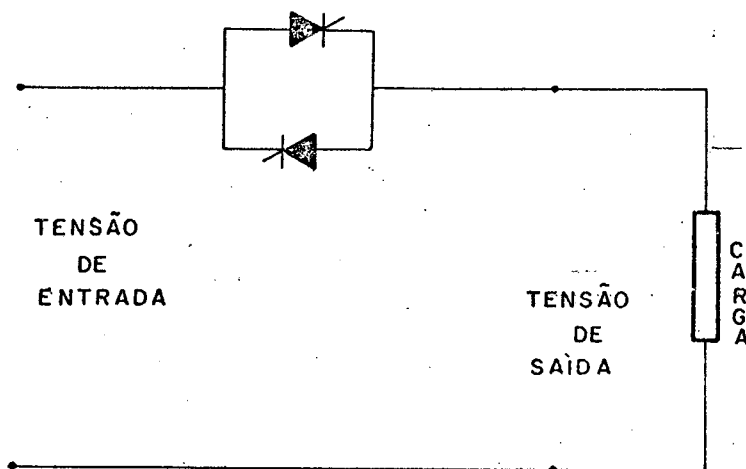


FIGURA 1.4 - Controle de fase

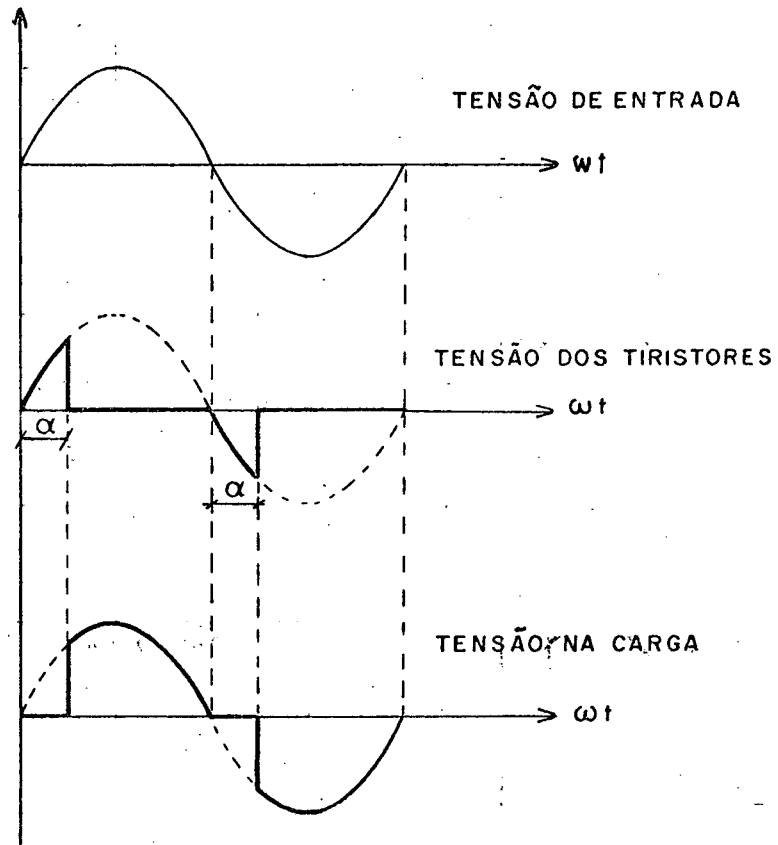


FIGURA 1.5 - Formas de onda

Esta estrutura apresenta grande simplicidade de projeto, porém o nível de harmônicas presente na tensão de saída e na corrente de entrada é elevado, sendo necessária a presença de filtros, que resolvem apenas parcialmente o problema; para grande variação do ângulo de disparo dos tiristores, mesmo com a presença de filtros, o conteúdo de harmônicas é elevado.

1.2.3 - Reator Saturável

O método consiste em variar o nível de magnetização de um reator saturável, o que faz variar a tensão v_o sobre o secundário de um transformador em série com a carga, controlando assim a tensão de saída. A estrutura básica é apresentada na Figura 1.6.

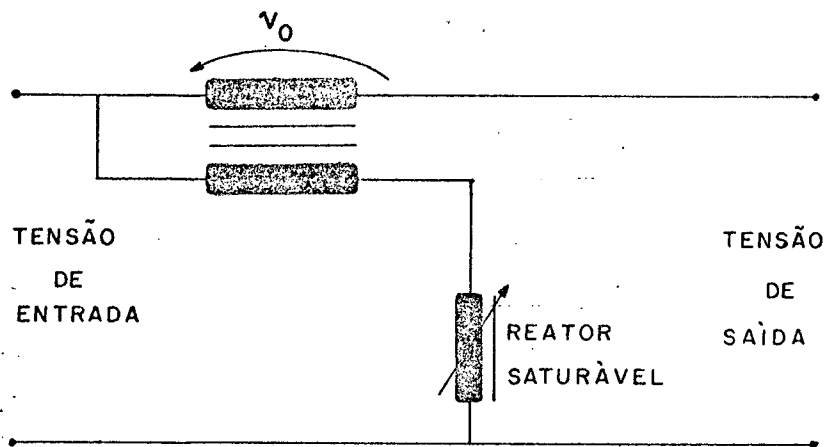


FIGURA 1.6 - Reator saturado - estrutura básica

Pela utilização deste método obtêm-se estabilizadores de tensão com erro estático muito pequeno, da ordem de 0,1% e tempo de estabilização da ordem de 150 ms (9 ciclos para frequência 60 Hz); este estabilizador é preciso porém lento, sendo utilizado apenas para pequena potência.

1.2.4 - Retificador e Inversor - Retificador e Inversor

A Figura 1.7 apresenta o esquema básico de um sistema de estabilização de tensão alternada composto por um retificador e por um inversor.

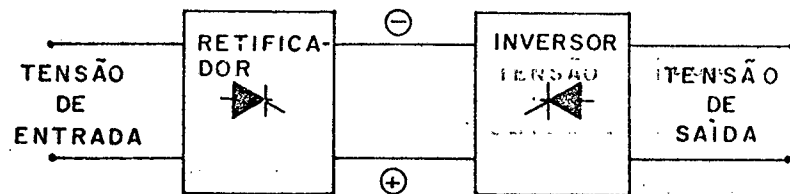


FIGURA 1.7 - Retificador e inversor

A colocação em cascata de um retificador e de um inversor permite a estabilização da tensão de saída através do disparo adequado dos tiristores.

Neste método há o inconveniente da duplicidade de estruturas, mas a ausência de elementos passivos de grande volume é um aspecto favorável a sua utilização.

1.2.5 - Conversor Rotativo (Motor-Gerador)

Este conversor é composto por um grupo motor-gerador de corrente alternada, conforme apresentado na Figura 1.8.

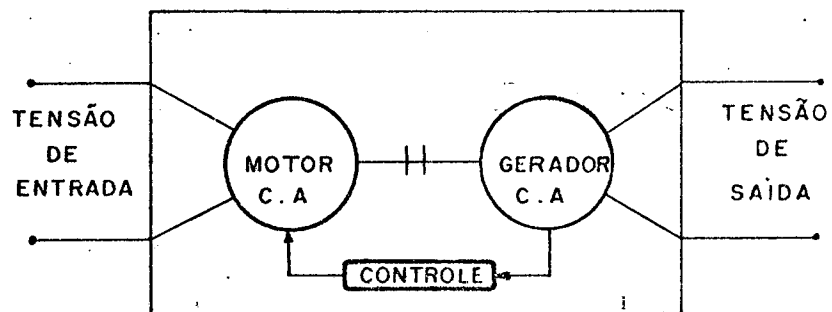


FIGURA 1.8 - Conversor rotativo

Este equipamento apresenta tensão de saída com pequeno conteúdo de harmônicas, ótimo desempenho estático (erro estático $< 0,1\%$), porém o tempo necessário para estabilizar a tensão de saída é da ordem de 0,25 a 0,5 s, para uma variação de 10% na tensão de entrada ou 100% de variação na carga; apresenta ainda o inconveniente de ser volumoso e de possuir peças móveis.

1.2.6 - Estabilizador Para Pequena Potência

Uma estrutura estabilizadora de tensão é apresentada por C.R. SELVAKUMAR⁽²⁾; consiste basicamente em um circuito amplificador de potência classe B utilizado para estabilizar a tensão de saída. Este circuito é apresentado na Figura 1.9.

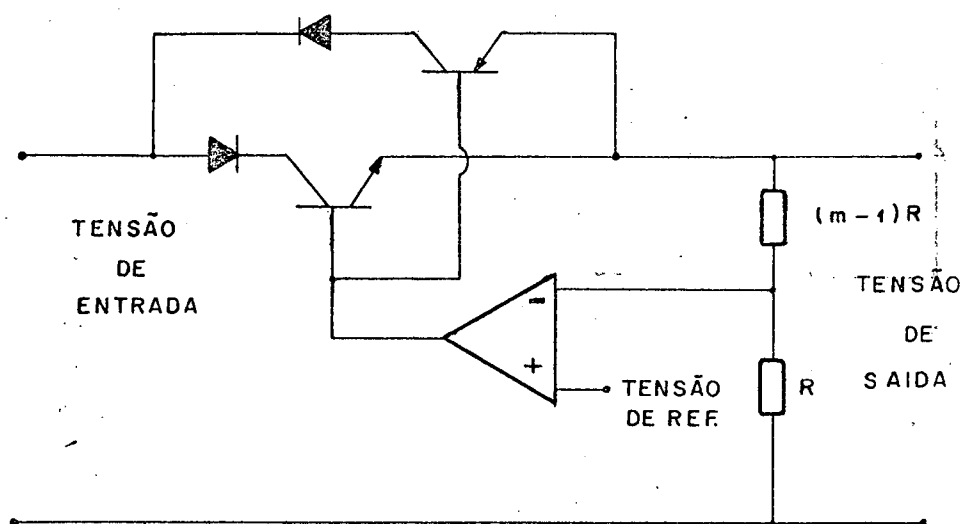


FIGURA 1.9 - Estabilizador para pequena potência

Esta estrutura apresenta uma eficiência média em torno de 88%, com uma regulação de 0,4% e pequeno nível de harmônicas, porém só pode ser utilizada na faixa de poucas dezenas de watts.

1.3 - Conclusão

São muitas as técnicas desenvolvidas para a estabilização de tensão alternada, todas elas apresentando vantagens e desvantagens umas em relação às outras, não são muitos também os aspectos a se considerar na análise deste tipo de equipamento.

Quanto ao desempenho são importantes o erro estático, o erro dinâmico, o tempo de estabilização (recuperação de um transitório na tensão de entrada ou na potência da carga) e também a presença de harmônicas na tensão de saída e na corrente de entrada do equipamento. Há ainda que se considerar as dimensões e peso da montagem final.

O que se observa é que entre as técnicas conhecidas

não se conseguiu ainda um estabilizador próximo ao ideal, ou seja, com ótimo desempenho, simplicidade de projeto, pequeno volume, etc. ... Esta busca representa a motivação para este estudo.

CAPÍTULO 2

ESTABILIZADOR DE TENSÃO ALTERNADA

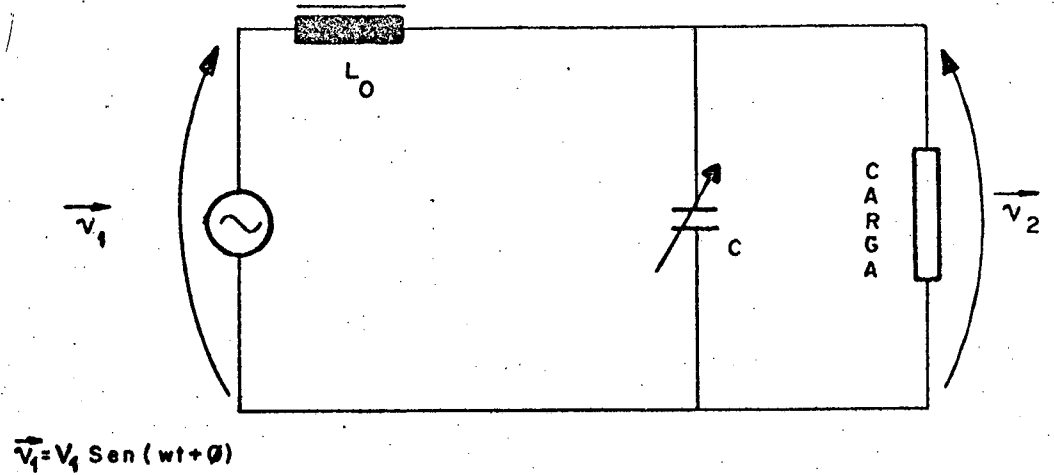
2.1 - Introdução

Neste capítulo estudar-se-á uma estrutura para esta bilização de tensão alternada, estudo este baseado nos valores eficazes das grandezas de interesse (tensões e correntes), na si tuação de regime permanente senoidal.

Pretende-se com esta análise conhecer o comportamen to da estrutura, bem como obter âbacos e um procedimento simples para o projeto e especificação dos componentes que a compõe.

2.2 - Uma Idéia Para Estabilização de Tensão

A seguir é apresentada a idéia para estabilização de tensão, motivadora deste estudo. A partir da estrutura repre sentada na Figura 2.1:



$$\vec{v}_1 = V_1 \text{ Sen}(wt + \theta)$$

FIGURA 2.1 - Estrutura básica

Pode-se afirmar que:

$\vec{V}_2 = f(C) \rightarrow$ a tensão na carga \vec{V}_2 é função do valor do capacitor C , tomados os demais elementos como parâmetros.

Sabe-se que é possível ⁽³⁾ a obtenção de um capacitor variável (variado eletronicamente), com uma estrutura representada pela Figura 2.2:

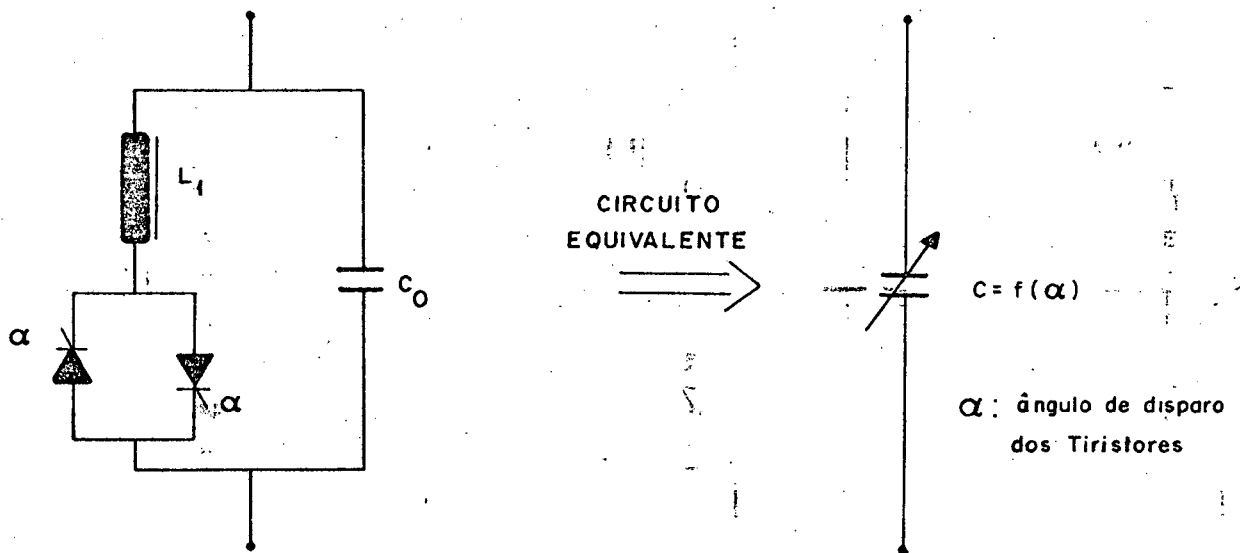


FIGURA 2.2 - Estrutura com indutor chaveado - Esquema equivalente

Pela escolha adequada dos valores de L_1 e C_0 da estrutura da Figura 2.2 é possível obter-se um comportamento equivalente ao de um capacitor variável C , que será função do ângulo α de disparo dos tiristores, tomados os demais elementos da estrutura como parâmetros, conforme mostra a Figura 2.3.

Agora, reunindo as estruturas das Figuras 2.1 e 2.2 resulta o circuito apresentado na Figura 2.4.

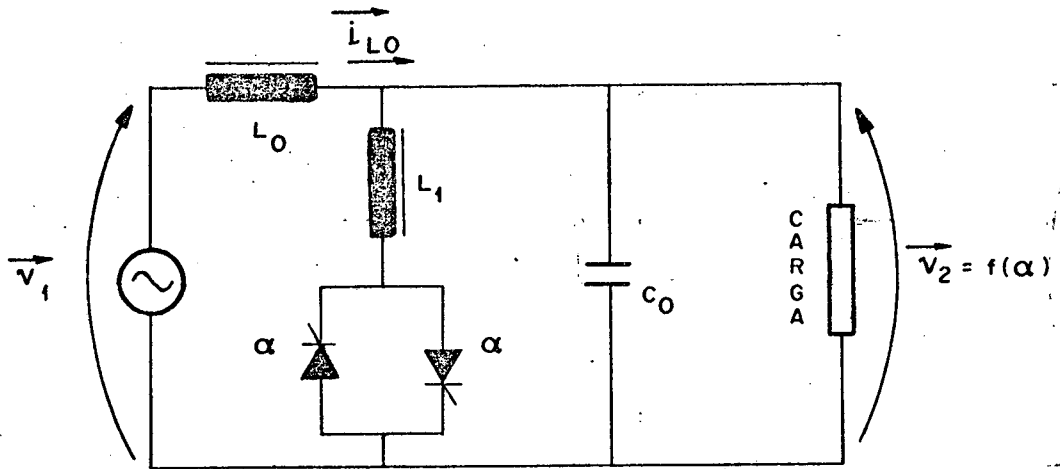


FIGURA 2.4 - Estrutura completa

Onde a tensão na carga \vec{V}_2 passa a ser uma função do ângulo α de disparo dos tiristores; com isto fica posta a idéia geral do método para estabilização de tensão ora estudado.

2.3 - Estudo da Estrutura Básica

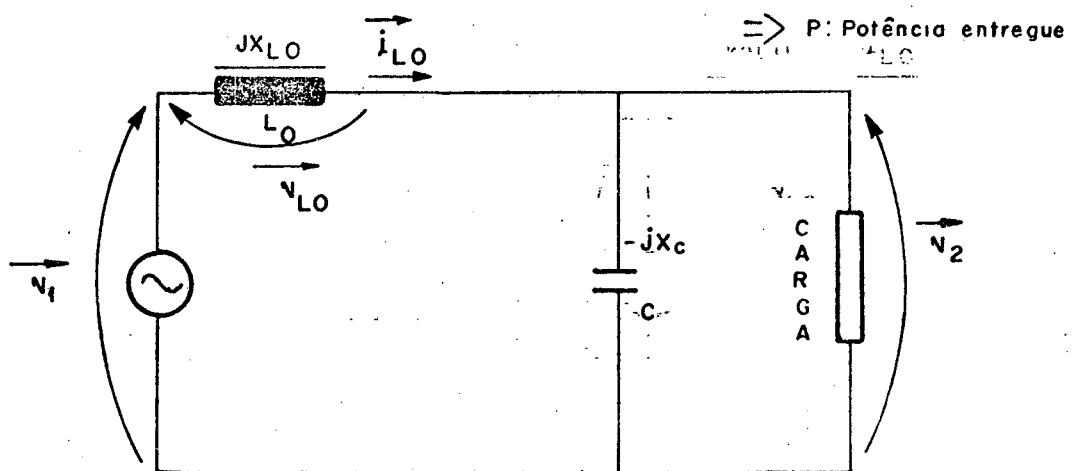


FIGURA 2.5 - Estrutura básica

Por inspeção na estrutura representada pela Figura 2.5, onde C é o valor do capacitor equivalente da estrutura apresentada na Figura 2.3, obtém-se:

$$\vec{V}_1 = \vec{V}_{LO} + \vec{V}_2 \quad \dots (2.1)$$

$$\vec{V}_{LO} = \vec{i}_{LO} jX_{LO} \quad \dots (2.2)$$

$$\vec{i}_{LO} = \frac{\vec{V}_2}{-jX_C // R} = \frac{\vec{V}_2 (R - jX_C)}{-jR X_C} \quad \dots (2.3)$$

logo:

$$\vec{V}_{LO} = \frac{\vec{V}_2 (R - jX_C)}{-jR X_C} jX_{LO} = \frac{\vec{V}_2 X_{LO} (jX_C - R)}{R X_C} \quad \dots (2.4)$$

$$\vec{V}_1 = \vec{V}_2 \frac{X_{LO}}{RX_C} (jX_C - R) + \vec{V}_2 \quad \dots (2.5)$$

$$\vec{V}_1 = \vec{V}_2 \left[\left(1 - \frac{X_{LO}}{X_C}\right) + j \frac{X_{LO}}{R} \right] \quad \dots (2.6)$$

E calculando o módulo de \vec{V}_1 em (2.6), resulta: de \vec{V}_1 em (2.6) resulta:

$$V_1 = V_2 \sqrt{\left(1 - \frac{X_{LO}}{X_C}\right)^2 + \left(\frac{X_{LO}}{R}\right)^2} \quad \dots (2.7)$$

A expressão (2.7) permite observar que, tomando-se V_1 , X_{LO} e R como parâmetros, é possível explicitar-se a tensão V_2 como uma função da reatância capacitiva X_C (ou da capacitância C), do tipo:

$$V_2 = f(c) \text{ , conforme suposição no início deste capítulo.}$$

Na estrutura ora em estudo, sabe-se que o capacitor C será substituído por uma estrutura conforme a Figura 2.2, a

qual comporta-se como um capacitor de valor C , onde $C = f(\omega)$.

Ainda a partir da expressão (2.7), tomando-se V_1 , V_2 e R ou (P) como parâmetros, obtém-se:

$$X_{Lo} = f(X_c)$$

e definindo-se $\omega = 2\pi f$, onde f : frequência da tensão de alimentação, então $X_{Lo} = \omega L_o$, logo:

$L_o = f(C)$, o que permitirá o dimensionamento inicial do indutor L_o , em função do valor do capacitor equivalente C .

Então manipulando a expressão (2.7):

$$\left(\frac{V_1}{V_2}\right)^2 = 1 - \frac{2 X_{Lo}}{X_c} + \frac{X_{Lo}^2}{X_c^2} + \frac{X_{Lo}^2}{R^2} \quad \dots (2.8)$$

$$X_{Lo}^2 \left(\frac{1}{X_c^2} + \frac{1}{R^2} \right) + X_{Lo} \left(-\frac{2}{X_c} \right) + 1 - \left(\frac{V_1}{V_2}\right)^2 = 0 \quad \dots (2.9)$$

Resolvendo-se a equação (2.9) resulta:

$$X_{Lo} = \frac{\frac{2}{X_c} \pm \sqrt{\frac{4}{X_c^2} + 4 \left[\frac{1}{X_c^2} + \frac{1}{R^2} \right] \left[\left(\frac{V_1}{V_2}\right)^2 - 1 \right]}}{2 \left[\frac{1}{X_c^2} + \frac{1}{R^2} \right]} \quad \dots (2.10)$$

$$X_{Lo} = \frac{\frac{1}{X_c} \pm \sqrt{\frac{1}{X_c^2} + \frac{1}{X_c^2} \left(\frac{V_1}{V_2}\right)^2 - \frac{1}{X_c^2} + \frac{1}{R^2} \left(\frac{V_1}{V_2}\right)^2 - \frac{1}{R^2}}}{\frac{1}{X_c^2} + \frac{1}{R^2}} \quad \dots (2.11)$$

$$X_{L_0} = \frac{\frac{1}{X_C} + \sqrt{\left(\frac{V_1}{V_2}\right)^2 \left(\frac{1}{X_C^2} + \frac{1}{R^2}\right) - \frac{1}{R^2}}}{\left(\frac{1}{X_C^2} + \frac{1}{R^2}\right)} \dots (2.12)$$

Lembrando que:

$$X_{L_0} = \omega L_0 \dots (2.13)$$

$$X_C = \frac{1}{\omega C} \dots (2.14)$$

$$R = \frac{V_2^2}{P} \dots (2.15)$$

Resulta:

$$L_0 = \frac{\omega C \pm \sqrt{\left(\frac{V_1}{V_2}\right)^2 \left[(\omega C)^2 + \left(\frac{P}{V_2^2}\right)^2 \right] - \left(\frac{P}{V_2^2}\right)^2}}{\omega \left[(\omega C)^2 + \left(\frac{P}{V_2^2}\right)^2 \right]} \dots (2.16)$$

Onde a expressão (2.16) fornece $L_0 = f(c)$, parametrizada em V_1, P, V_2 e ω .

Sabe-se que L_0 (valor do indutor) obtido em (2.16) é número Real, isto é:

$$L_0 \in \mathbb{R}$$

Isto impõe a seguinte condição para o radicando da expressão (2.16):

$$\left(\frac{V_1}{V_2}\right)^2 \left[(\omega C)^2 + \left(\frac{P}{V_2^2}\right)^2 \right] - \left(\frac{P}{V_2^2}\right)^2 \geq 0 \quad \dots (2.17)$$

$$\left(\frac{V_1}{V_2}\right)^2 (\omega C)^2 + \left(\frac{V_1}{V_2}\right)^2 \left(\frac{P}{V_2^2}\right)^2 - \left(\frac{P}{V_2^2}\right)^2 \geq 0 \quad \dots (2.18)$$

Manipulando a expressão (2.18), obtém-se:

$$C \geq \frac{P}{\omega V_2^2} \sqrt{\left(\frac{V_2}{V_1}\right)^2 - 1} \quad \dots (2.19)$$

Onde a restrição de que L_0 é Real impõe a condição dada por (2.19), para C.

A expressão (2.19) fornece $C = f(P)$, parametrizada em V_1 , V_2 e ω .

Notar, conforme (2.19), que o dimensionamento crítico do capacitor em função da potência da carga P, ocorre quando $V_1 = V_{1\min}$; isto é, o capacitor deverá ter valor maior ou igual ao obtido pela expressão (2.19), dada a potência P máxima da carga e o valor mínimo da tensão na entrada. ~~Uma vez escolhido o valor crítico para o capacitor~~

Uma vez escolhido o valor crítico para o capacitor C, obtém-se o valor de L_0 que satisfaça a expressão (2.16).

Observando-se ainda a expressão (2.19) e sabendo-se que o valor do capacitor C deve ser Real, isto é, $C \in \mathbb{R}$, obtém-se a seguinte condição, dada pelo radicando da expressão (2.19):

$$\frac{V_2^2}{V_1^2} - 1 \geq 0 \quad \dots (2.20)$$

$$V_2^2 \geq V_1^2 \quad \dots (2.21)$$

$$V_2 \geq V_1 \quad \dots (2.22)$$

Esta restrição matemática aos valores das tensões V_1 e V_2 envolvidos no processo é explicada fisicamente pelo que segue: (e é contornada pela utilização de um transformador na entrada, com relação de transformação 1: V_2/V_1 máx, onde V_1 máx é o valor máximo da tensão de entrada, estabelecido no projeto).

Sem o capacitor C no circuito, teríamos apenas um divisor de tensão $L_0 - R$ e quando L_0 tendesse a valor zero ($L_0 \rightarrow 0$) ter-se-ia $V_2 \rightarrow V_1$; quando $L_0 = 0$ obter-se-ia a condição limite $V_2 = V_1$; logo $V_2 \leq V_1$.

Quando o valor do capacitor C na expressão (2.19) for tomado no limite (na igualdade), teremos em (2.22) também o limite (na igualdade) de V_2 e V_1 .

Quando o valor de C em (2.19) for tomado à maior teremos $V_2 > V_1$.

Logo, a inserção do capacitor no circuito possibilita $V_2 > V_1$ e a sua retirada ou anulação do seu efeito (C=0) possibilita a ocorrência de $V_2 \leq V_1$.

2.4 - Dimensionamento do Indutor L_0 e do Capacitor C

O dimensionamento básico do indutor L_0 e do capacitor C pode ser obtido através das expressões (2.16) e (2.19), respectivamente.

Para maior comodidade e rapidez na determinação do par (L_0, C) conveniente, empregar-se-ão os ábacos obtidos a partir de (2.16) e (2.19):

$$C \geq \frac{P}{\omega V_2^2} \sqrt{\left(\frac{V_2}{V_1}\right)^2 - 1} \quad \dots (2.23)$$

$$\text{do tipo } C = f(P) \begin{array}{|l} V_1 \\ V_2 \\ \omega \end{array} \quad \dots (2.24)$$

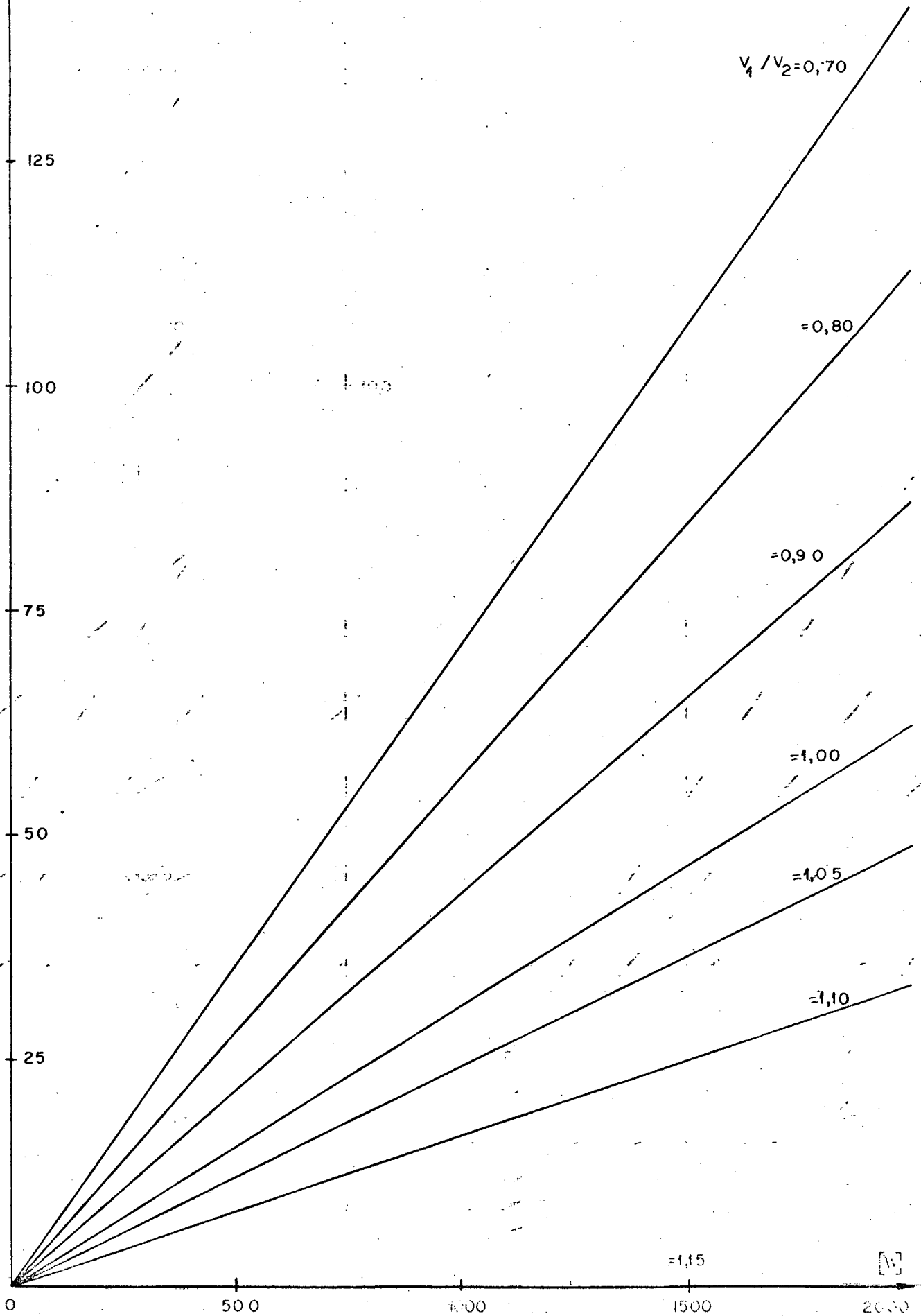
O ábaco "dimensionamento crítico do capacitor" é apresentado na Figura 2.6, válido para a frequência $f = 60 \text{ Hz}$ e a tensão de saída $V_2 = 220 \text{ V}$, e fornece o valor mínimo de projeto, para a relação de tensões V_1/V_2 e potência P dados; Assim se a estrutura for projetada para a relação de tensão $V_1/V_2 = 0,7$ (pior caso) e potência máxima $P_{\text{máx}} = 2000 \text{ W}$, o valor mínimo do capacitor será $C \approx 145 \mu\text{f}$, conforme o ábaco da Figura 2.6.

É importante ressaltar que o valor mínimo para o capacitor equivalente C , é obtido na situação crítica de tensão na entrada V_1 com valor mínimo e a potência na carga P com valor máximo quando o ângulo α de disparo dos tiristores é 180° , o que vale dizer que o indutor L_1 está fora do circuito; assim este valor mínimo do capacitor equivalente C é o próprio valor de projeto para o capacitor C_0 , no circuito apresentado na Figura 2.4.

Este ábaco, bem como os outros que seguirão, apresentam parametrizações na relação de tensões, considerando-se a tensão da rede e a de saída, mas são calculados já supondo a colocação de um transformador abaixador na entrada, tal que quando a rede estiver à 115% do seu valor nominal, o secundário do transformador (entrada do estabilizador) estará com o valor nominal da tensão da rede.

C [μF] DIMENSIONAMENTO CRÍTICO DO CAPACITOR

FIGURA 2.6



Da mesma forma, para o indutor L_0 tem-se:

$$L_0 = \frac{\omega C \pm \sqrt{\left(\frac{V_1}{V_2}\right)^2 \left[(\omega C)^2 + \left(\frac{P}{V_2}\right)^2 \right] - \left(\frac{P}{V_2}\right)^2}}{\omega \left[(\omega C)^2 + \left(\frac{P}{V_2}\right)^2 \right]} \quad \dots (2.25)$$

Nas Figuras 2.7 a 2.12 são apresentados os âbacos de $L_0 = f(C)$, conforme expressão (2.25), com 6 conjuntos de curvas

relacionadas a $\frac{V_1}{V_2} = 0,7; 0,8; 0,9; 1,0; 1,1; 1,15$, para as potências $P = 1, 500$, para as potências

1000, 1500 e 2000 W, válidos para frequência $f = 60 \text{ Hz}$ e tensão eficaz de saída $V_2 = 220 \text{ V}$ (eficaz).

Uma vez obtido o valor crítico do capacitor C , dados a relação de tensão V_1/V_2 (pior caso) e a potência máxima $P_{\text{máx}}$, obtêm-se o valor de L_0 no âbaco correspondente à potência $P_{\text{máx}}$, na parte inferior da curva correspondente à relação V_1/V_2 (pior caso).

O dimensionamento do par (L_0, C) também pode ser feito pelas fórmulas (2.23) e (2.25) respectivamente, onde P é o valor da potência média máxima que a estrutura deverá entregar, V_1/V_2 é a relação de tensões no pior caso, ω é a frequência angular da rede ($\omega = 2\pi f$, f : frequência da rede em Hz) e V_2 é o valor eficaz da tensão de saída (estabilizada).

O indutor L_0 será dimensionado pelas curvas inferiores dos âbacos $L_0 \times C$, que resultam em menores valores para o par (L_0, C) . As curvas inferiores e superiores serão chamadas "negativas" e "positivas" por serem solução de (2.25) tomados o sinal $-$ e $+$ respectivamente em frente ao radical.

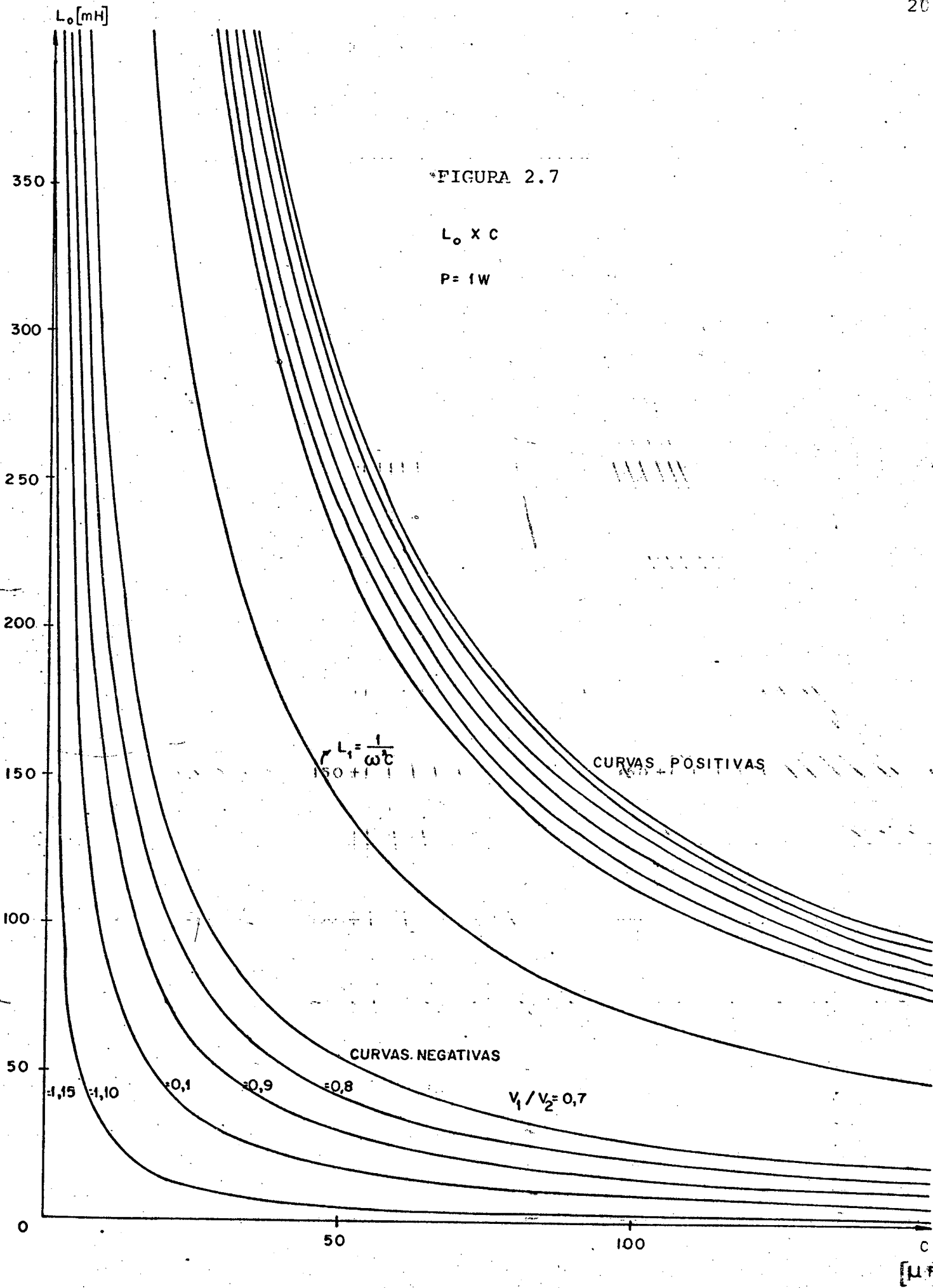


FIGURA 2.7

$L_0 \times C$

$P = 1W$

$$L_1 = \frac{1}{\omega^2 C}$$

CURVAS POSITIVAS

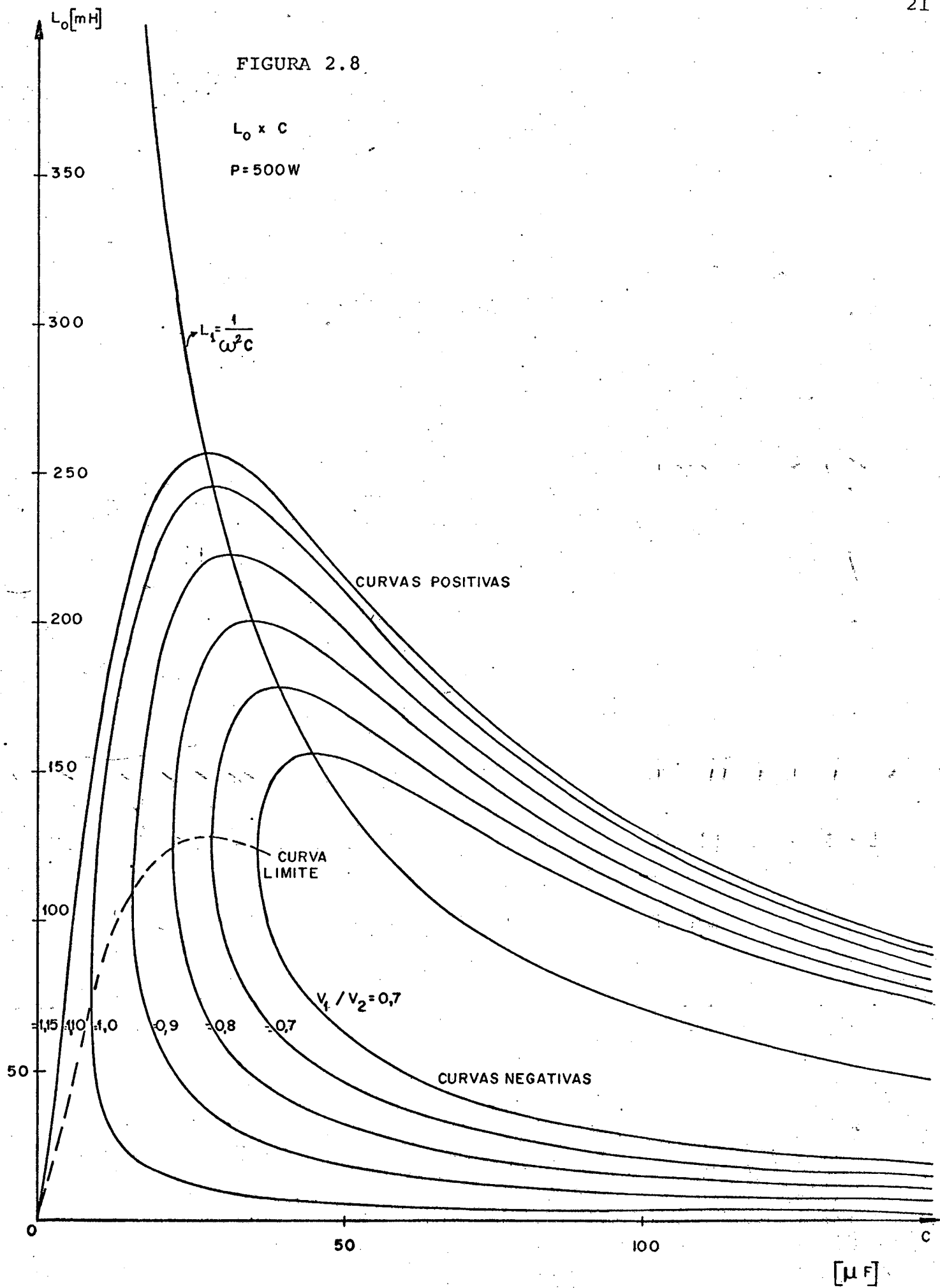
CURVAS NEGATIVAS

$$V_1 / V_2 = 0,7$$

[μ F]

FIGURA 2.8

$L_0 \times C$
 $P = 500W$



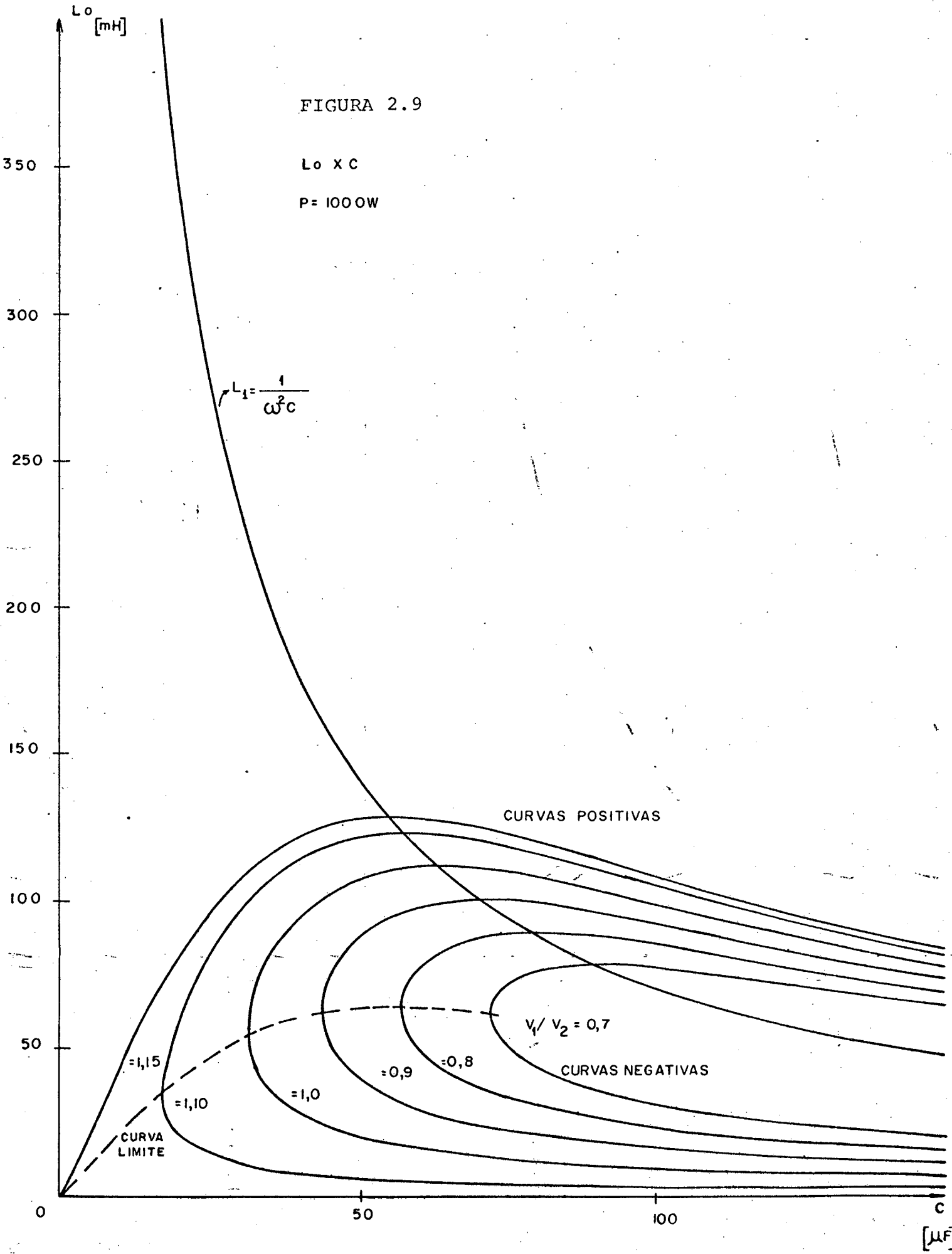


FIGURA 2.10

$L_o \times C$

$P = 1000 W$

$$L_1 = \frac{1}{\omega^2 C}$$

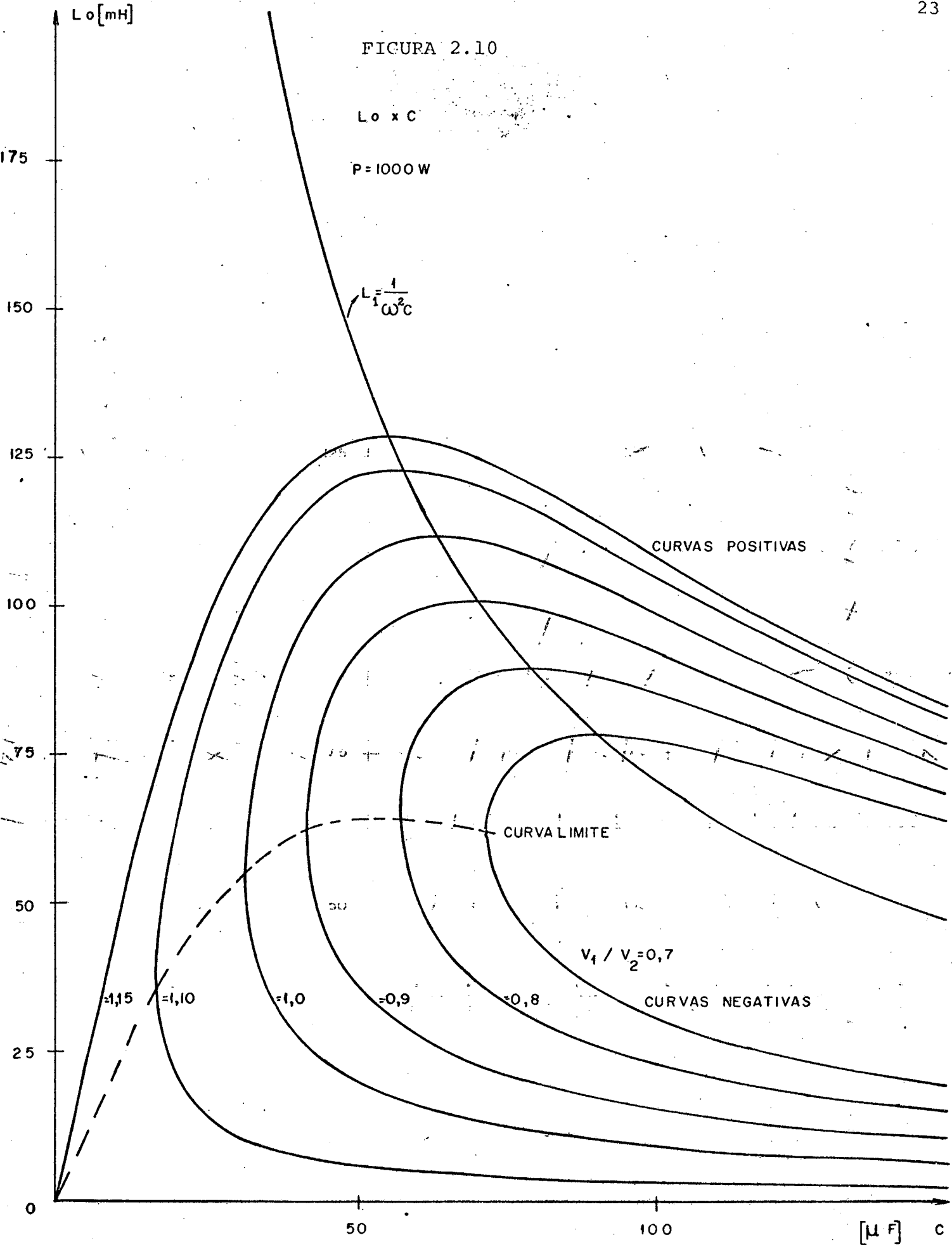


FIGURA 2.11

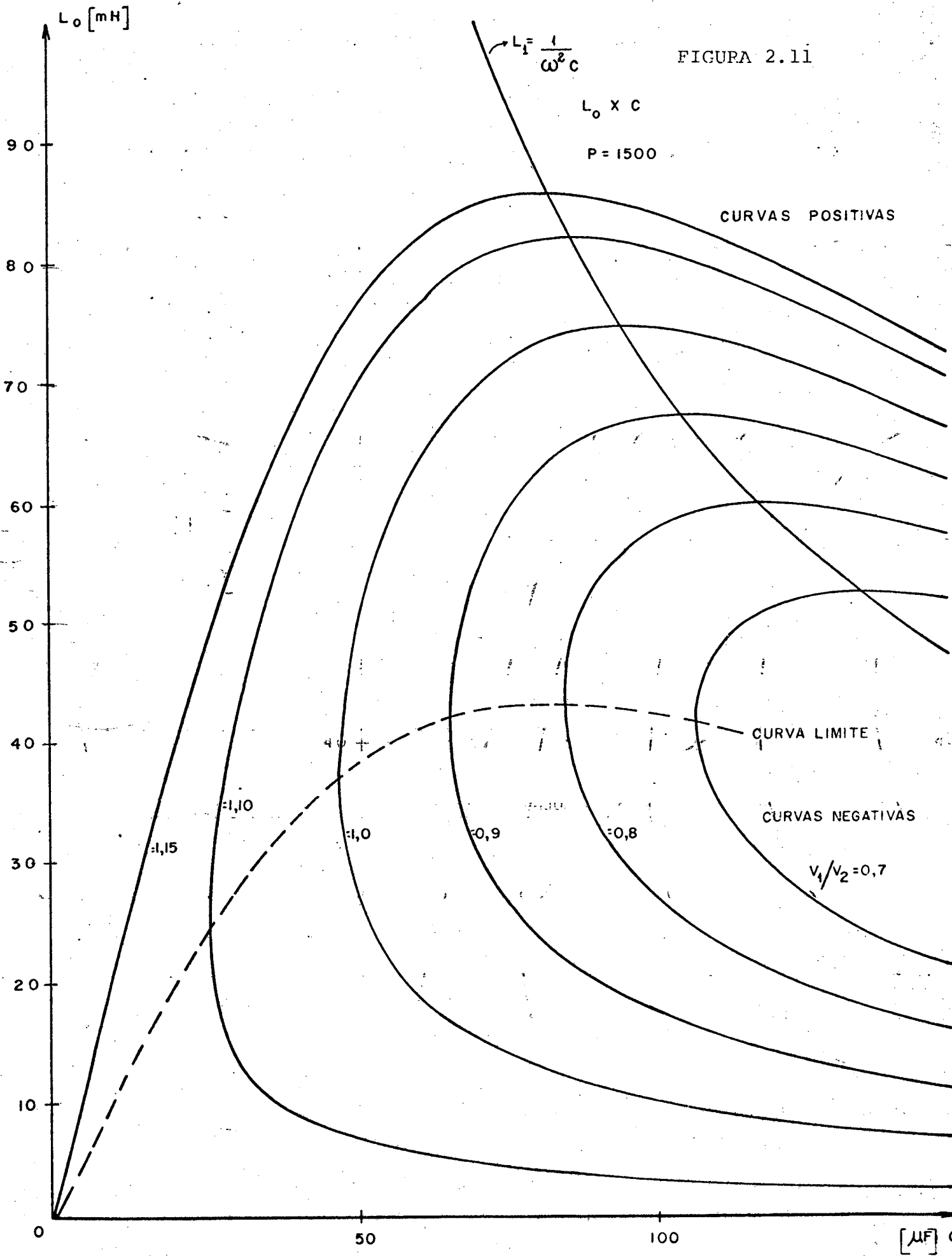
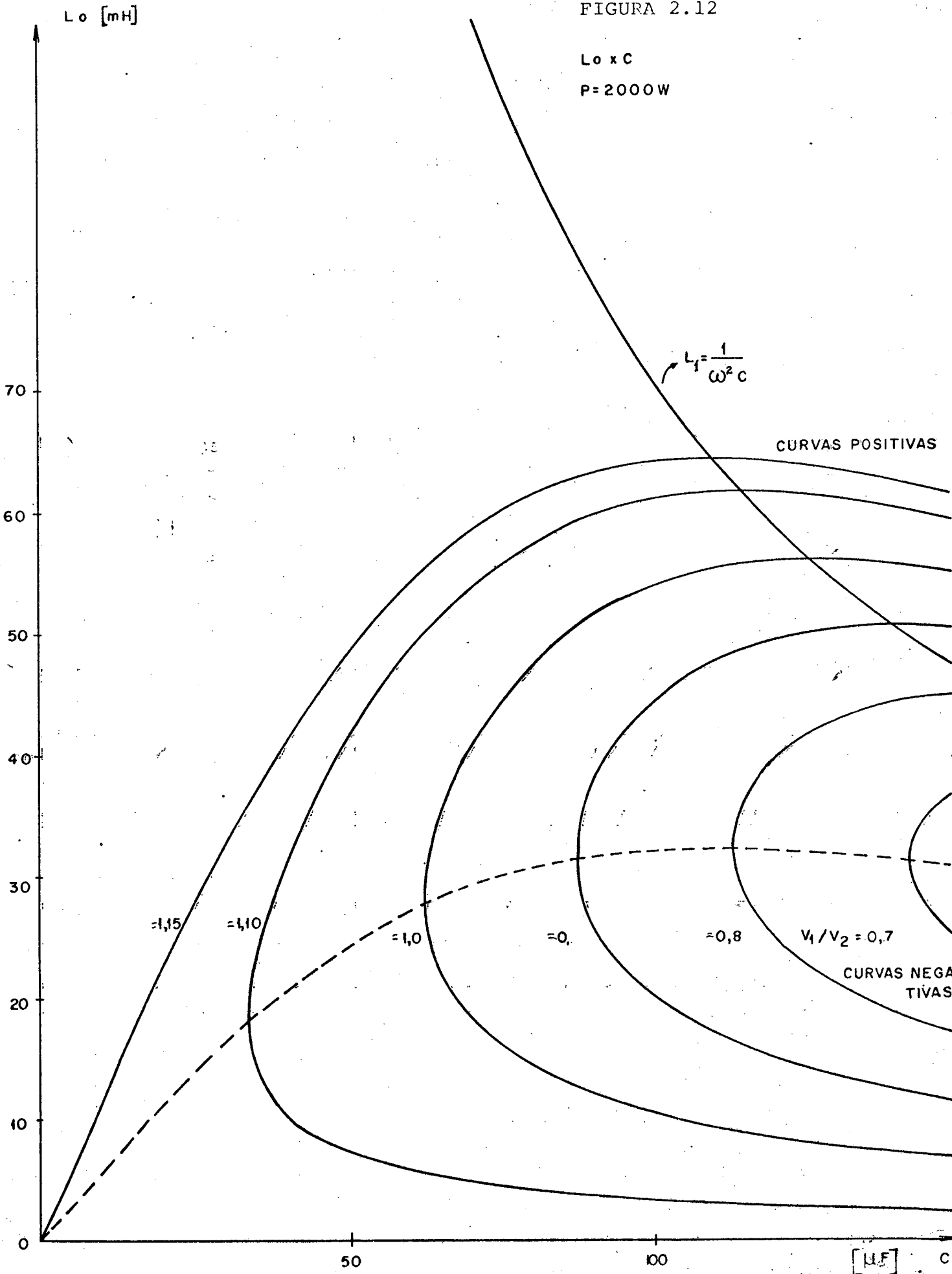


FIGURA 2.12

$L_o \times C$
 $P = 2000W$



2.5 - Estudo de Situação Especial

Para a estrutura em estudo apresentada na Figura

2.13:

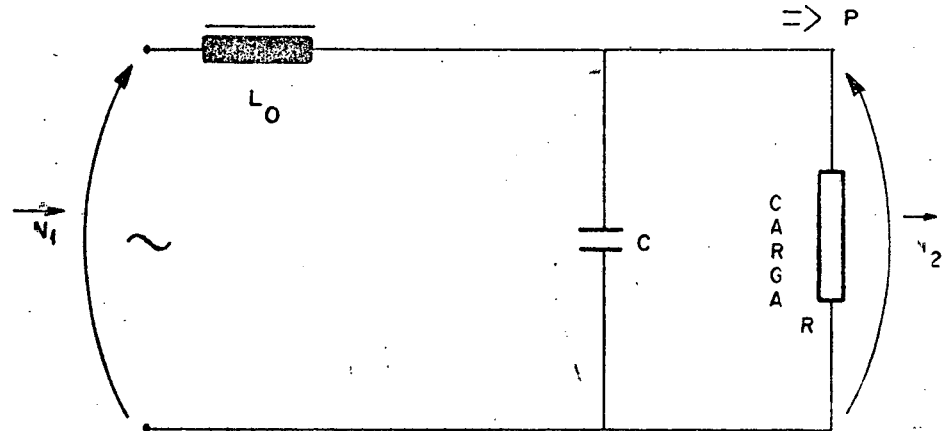


FIGURA 2.13 - Estrutura básica

Já ficou determinada a expressão:

$$V_1 = V_2 \sqrt{\left(1 - \frac{X_{L0}}{X_C}\right)^2 + \left(\frac{X_{L0}}{R}\right)^2} \quad \dots (2.26)$$

Sabe-se que para uma determinada frequência ω , ter-

se-ã:

$$X_{L0} = X_C \quad \dots (2.27)$$

$$\omega L_0 = \frac{1}{\omega C} \quad \dots (2.28)$$

$$L_0 = \frac{1}{\omega^2 C} \quad \dots (2.29)$$

Levando-se (2.27) em (2.26), resulta:

$$V_1 = V_2 \frac{X_{L0}}{R} \quad \dots (2.30)$$

A expressão (2,30) traduz o fato que a tensão V_2 não mais é influenciada pelo capacitor C , o que ocorre, para a frequência ω , quando o valor de L_0 for dado pela expressão (2,25). Nesta situação, não podemos controlar o valor de V_2 pela variação do valor de C , o que significa que a tensão V_2 fica fora de controle, não mais valendo a idéia inicial para a estabilização da tensão V_2 ; conclue-se então que os pontos da curva $L_0 \times C$, dada pela expressão (2,29), são proibitivos para L_0 .

Nos ábacos apresentados pelas Figuras 2.7 a 2.12 é traçada a curva proibitiva de valores para L_0 .

Deve-se observar nestes ábacos que, uma vez escolhido o valor crítico para o capacitor C , pelo ábaco da Figura 2.6, é possível determinar-se o valor de L_0 , para formar o par (L_0, C) , que satisfaça a condição crítica $P = P_{\max}$ e $V_1 = V_{1\min}$ simultaneamente.

Notar que os ábacos $L_0 \times C$ (Figuras 2.7 a 2.12) possuem, para cada parametrização, uma curva "positiva" e uma "negativa", e a curva limite que as separa representa a solução da expressão (2,25), quando o radicando é nulo, ou seja, no dimensionamento crítico do capacitor C .

Observar finalmente que o dimensionamento do par (L_0, C) pelas curvas "negativas", elimina automaticamente o risco de tomar pontos sobre a curva proibida $L_0 = 1/\omega^2 C$.

2.6 - Ensaio de Laboratório

A estrutura básica até aqui estudada foi ensaiada em laboratório para verificação do seu comportamento real, confor-

me montagem apresentada na Figura 2.14.

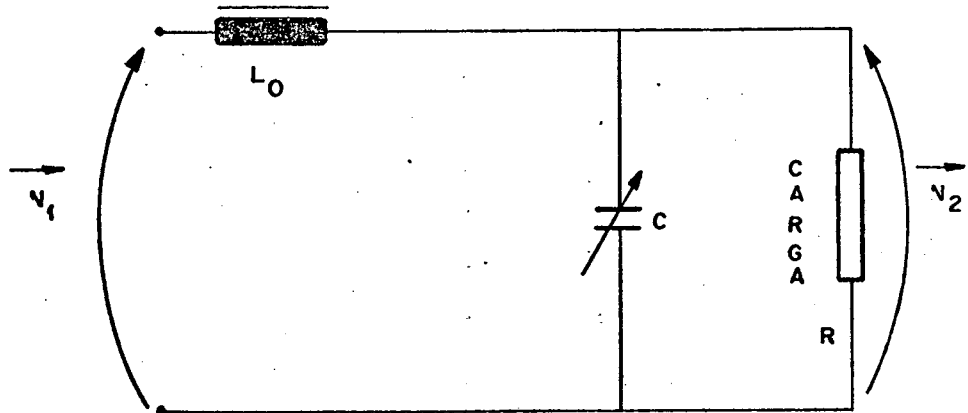


FIGURA 2.14 - Estrutura básica

1º Ensaio: Escolhido um par (L_0 , C) conveniente, conforme expressões (2.16) e (2.19) ou âbacos correspondentes, procurou-se tomar os valores mais próximos possíveis com os componentes disponíveis em laboratório. A partir do par inicial (L_0 , C) montou-se o circuito e ensaiou-se para diferentes valores de C , mantido V_1 em cores variável e V_2 constante, para uma potência fixa de referência.

Este ensaio foi realizado com o indutor L_0 de valor $L_0 = (20 \text{ mH})$ e os seguintes valores eficazes:

$$V_2 = 220 \text{ V}, i_R = 2,27 \text{ A}, P \cong 500 \text{ W}.$$

Este ensaio mostra a possibilidade de se manter a tensão de saída estabilizada, quando a tensão de entrada varia, mediante variação do capacitor C .

C [μF]	V_1 [V]	V_2 [V]	V_1/V_2 ENSAIO	V_1/V_2 TEÓRICO EXP. (2.7)
140	138	220	0,627	0,607
110	158	220	0,718	0,692
78	174	220	0,791	0,782
48	192	220	0,873	0,867
30	204	220	0,927	0,918
17	211	220	0,959	0,955

Obs.: Valores eficazes de V_1 e V_2 .

TABELA 2.1 - Primeiro ensaio

2º Ensaio: Mantidos constantes os valores da tensão de entrada V_1 e do indutor L_0 e fazendo variar a tensão de saída V_2 e a potência na carga P.

$$L_0 = 20 \text{ mH e } R = 24,2 \Omega$$

C [μF]	V_1 [V]	V_2 [V]	V_1/V_2 ENSAIO
140	138	220	0,627
110	138	193	0,715
78	138	175	0,789
48	138	158	0,873
30	138	149	0,926
17	138	144	0,958

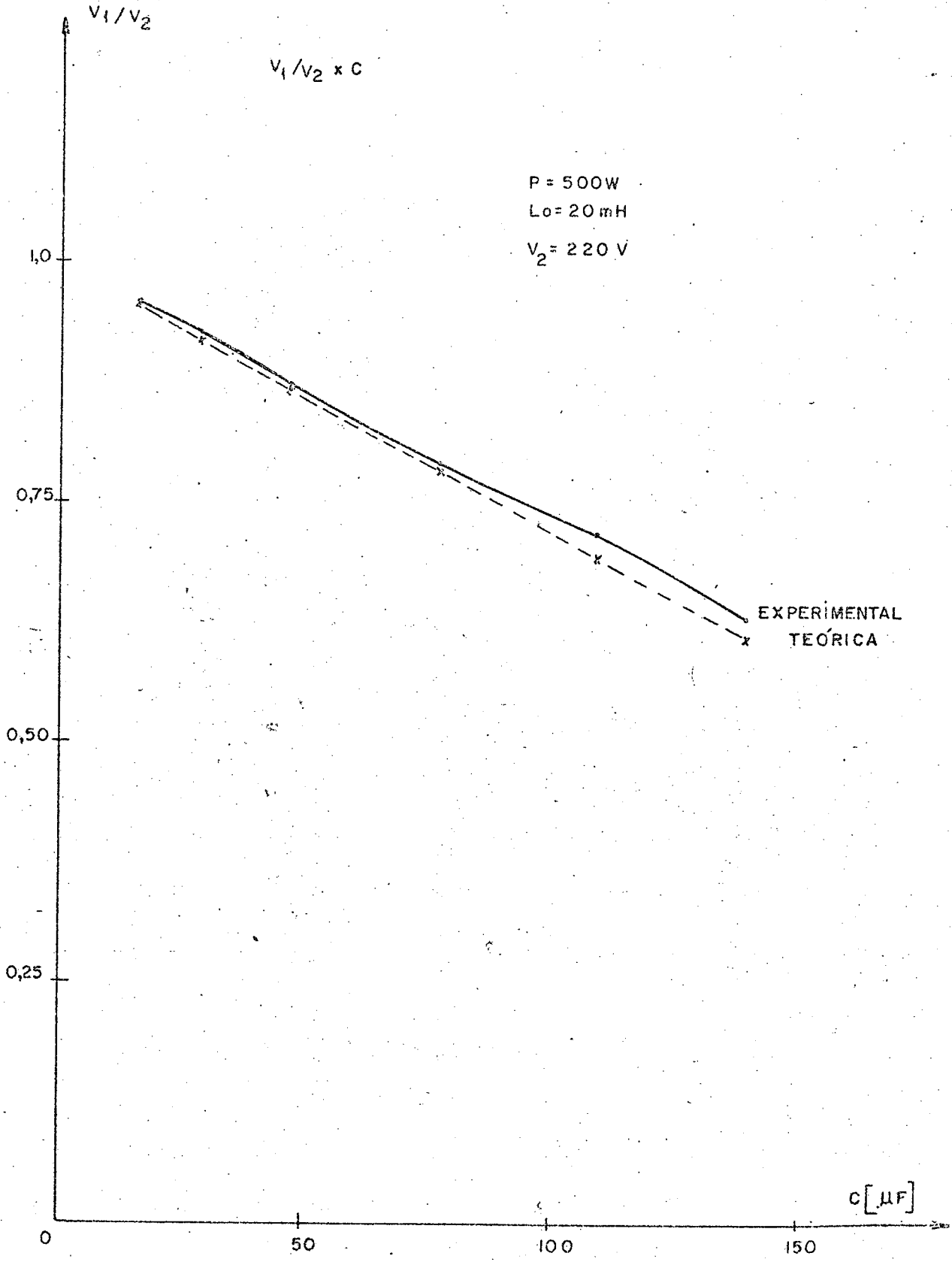
Obs.: Valores eficazes para V_1 e V_2 .

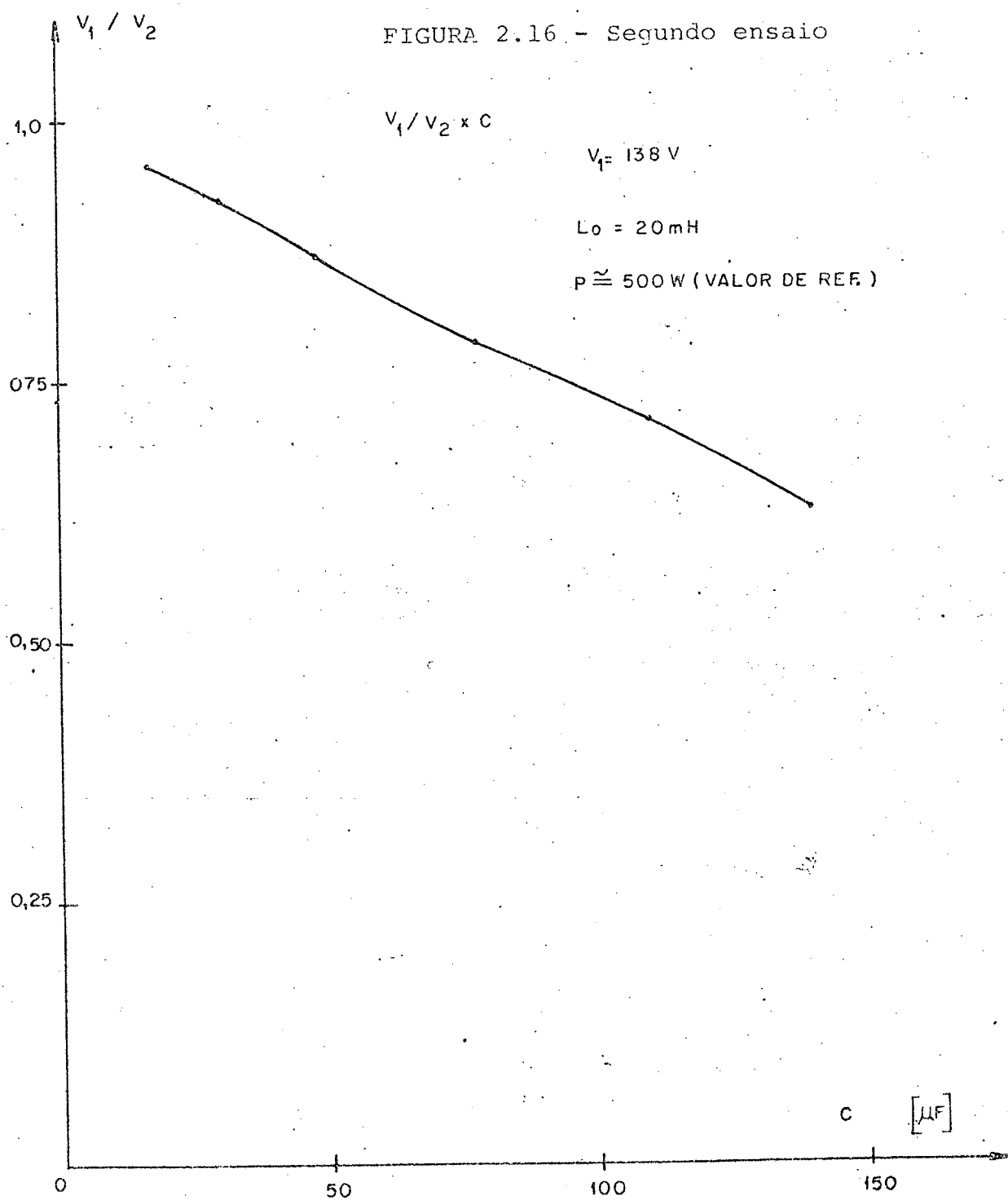
TABELA 2.3 - Segundo ensaio

As figuras 2.15 e 2.16 apresentam os resultados dos ensaios efetuados com a estrutura em estudo.

Os ensaios feitos confirmaram experimentalmente o comportamento previsto pela via analítica, qual seja, a possibilidade de manter-se a tensão de saída V_2 estabilizada, para diferentes valores de tensão de entrada V_1 , mediante a variação do valor do capacitor C do circuito, conforme o 1º ensaio, bem como mostra a influência do valor do capacitor C no valor da tensão de saída V_2 , mantido o valor da tensão de entrada V_1 fixo, conforme o 2º ensaio.

FIGURA 2.15 - Primeiro ensaio





2.7 - Dimensionamento do Indutor L_1

Até aqui já se fez o dimensionamento básico do capacitor C e do indutor L_0 ; resta agora dimensionar o indutor L_1 .

Na situação crítica: $V_1 = V_{1\text{min}}$ e $P = P_{\text{máx}}$ (ocorrência simultânea) obtem-se os valores críticos do par (L_0, C); no outro extremo, quando ocorre $V_1 = V_{1\text{máx}}$ e $P = P_{\text{min}}$ é necessário anular o efeito capacitivo, que resulta em elevação da tensão na carga, o que é feito considerando o chaveamento dos tiristores à 90°. Neste caso, o indutor L_1 deve ser capaz de anular o efeito do capacitor C; isto representa um critério inicial para o dimensionamento de L_1 , qual seja: L_1 deverá formar com C um circuito ressonante paralelo.

Na situação de ressonância obtem-se:

$$XL_1 = X_C \quad \dots (2.31)$$

Mas:

$$XL_1 = \omega L_1 \quad \dots (2.32)$$

$$X_C = \frac{1}{\omega C} \quad \dots (2.33)$$

Levando (2.32) e (2.33) em (2.31), resulta:

$$L_1 = \frac{1}{\omega^2 C} \quad \dots (2.34)$$

O valor de L_1 em função de C pode ser obtido nos âbacos $L_0 \times C$, conforme as Figuras 2.7 a 2.12, na curva proibitiva para valores de L_0 .

Deve-se observar que, na ressonância perfeita teríamos (conforme Figura 2.17):

$$\vec{V}_1 = \vec{V}_{L_0} + \vec{V}_2 \quad \dots (2.35)$$

O que resultaria em:

$$V_2 < V_1 \quad \dots (2.36)$$

Se no nosso caso, $V_{1\text{m\~{a}x}} = V_{2\text{estab}}$, então na ressonância pura não conseguiríamos manter $V_2 = V_{2\text{estab}}$, devido à queda de tensão no indutor L_0 ; isto pode ser resolvido de dois modos:

1º: Colocando um transformador na entrada, com relação de transformação tal que $V_{1\text{m\~{a}x}} > V_{2\text{estab}}$, compensando a queda no indutor L_0 ; $V_{2\text{estab}}$: valor da tensão de saída estabilizada.

2º: Evitando a ressonância perfeita entre L_1 e C , tal que resulte um caracter capacitivo, mesmo quando o ângulo de disparo dos tiristores α seja igual a 90° , de modo que este efeito capacitivo levante a tensão na saída, compensando assim a queda de tensão no indutor L_0 .

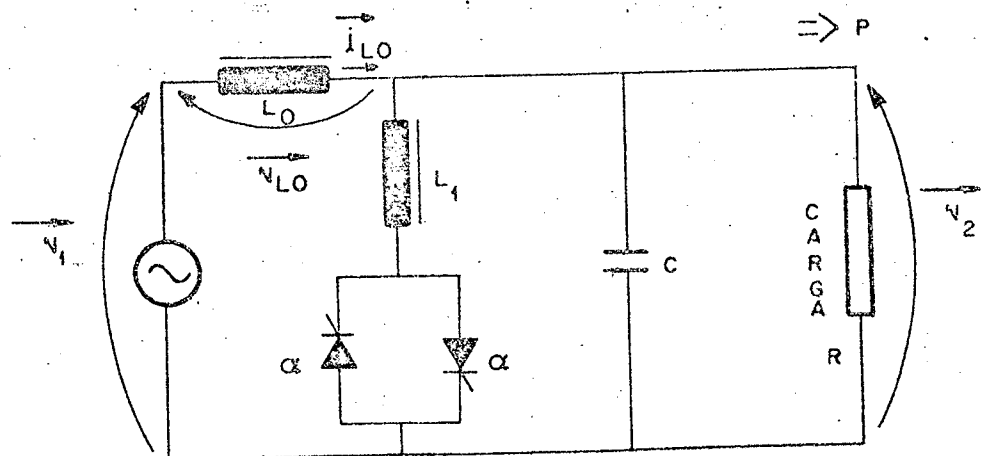


FIGURA 2.17 - Estrutura completa

A segunda maneira parece ser a de mais fácil implementação, uma vez que basta calcular um valor para o indutor L_1 , conforme a expressão (2.34) e dar uma redução a este valor, redução esta que terá uma definição de magnitude na implementação da estrutura.

É fácil entender que o ângulo α de disparo será controlado através de uma malha de realimentação, partindo da tomada do valor médio retificado da tensão de saída V_2 e comparada com um valor de referência, produzindo um sinal de erro que irá atuar no sentido de levar este erro à zero.

2.8 - Implementação da Estrutura

Desenvolver-se-á um protótipo de laboratório para verificar-se, na prática, os aspectos teóricos desenvolvidos neste estudo.

A especificação básica para este estabilizador de tensão alternada é:

Tensão de Saída Estabilizada : 220V (valor eficaz)
 Potência de Saída : 0 a 2000 W
 Variação da Tensão de Entrada, : de 70% a 115% do valor nominal
 Tensão Nominal de Entrada : 220 V (valor eficaz)
 Frequência da Tensão de Entrada: 60 Hz

Será necessário a colocação de um transformador a baixador na entrada, conforme mostra a Figura 2.18, com relação de transformação 1,15: 1, tal que, quando a rede atingir 115% do seu valor nominal, o secundário apresente o valor nominal da rede. Da mesma forma, quando a rede atingir 70% do seu valor nominal, o secundário apresentará 61% deste valor.

Então, o estabilizador de tensão deverá funcionar com uma variação da tensão de "entrada" (agora tomada no secundário do transformador de entrada), compreendida entre 61% a 100% do valor nominal da rede de alimentação.

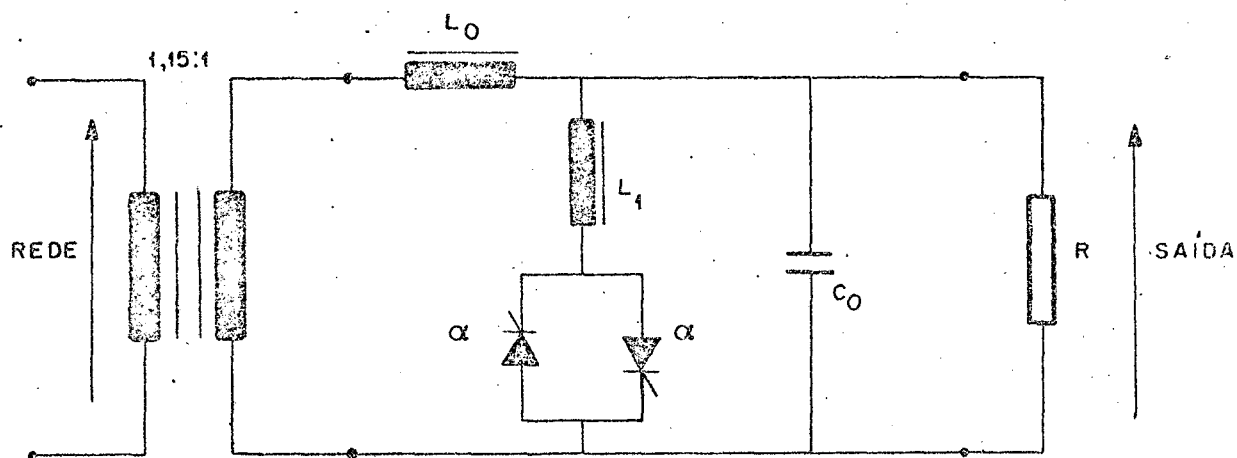


FIGURA 2.18 - Estrutura completa com transformador de entrada

2.9 - Conclusão

Neste capítulo analisou-se o comportamento em regime permanente senoidal de um circuito para estabilização de tensão alternada. Este estudo baseou-se nos valores eficazes das grandezas de interesse (tensões e correntes), considerados na situação de regime permanente senoidal.

Foram obtidos âbacos para o dimensionamento dos componentes básicos da estrutura: indutores L_0 e L_1 e capacitor C_0 ; Foi também estabelecido um procedimento simples para este dimensionamento.

Ensaio realizados em laboratório (e apresentados no item 2.6) com uma estrutura dimensionada conforme o procedimento e âbacos aqui propostos, confirmam a viabilidade da utilização desta estrutura para estabilização de tensão.

CAPÍTULO 3

SIMULAÇÃO E ENSAIO DA ESTRUTURA

3.1 - Introdução

Na estrutura em estudo o efeito de um capacitor variável é obtido pelo chaveamento do indutor L_1 em paralelo com o capacitor C_0 de valor fixo. Este chaveamento é feito através de 2 tiristores ligados em anti-paralelo, conforme Figura 3.1, e o tratamento matemático do problema se torna muito difícil.

Para contornar esta dificuldade, divide-se o circuito em dois: um deles corresponde ao circuito original quando pelo menos um dos tiristores está fechado e o outro quando os dois tiristores estão abertos. São obtidas as equações de estado para estes dois circuitos e é feita uma simulação por computador, utilizando um método numérico, neste caso, o programa SSLA: Simulação de Sistemas Lineares pelo Algoritmo de Adams-Moulton.

As variáveis de interesse neste capítulo são a tensão sobre o capacitor (tensão de saída) e a corrente no indutor L_1 , considerando-se os seus valores instantâneos, para operação em regime permanente.

Esta simulação deverá fornecer uma boa idéia da tensão de saída, tanto no que diz respeito à amplitude, quanto à forma de onda e defasagem em relação à tensão de entrada, bem como apresentar o comportamento da corrente no indutor L_1 .

Para verificar-se a veracidade das informações obtidas na simulação serão feitos ensaios com a montagem em regime

permanente, fotografando-se as formas de onda da tensão de saída V_2 e da corrente i_{L1} no indutor L_1 .

3.2 - Circuitos Equivalentes para Simulação

A partir da estrutura em estudo, representada na Figura 3.1:

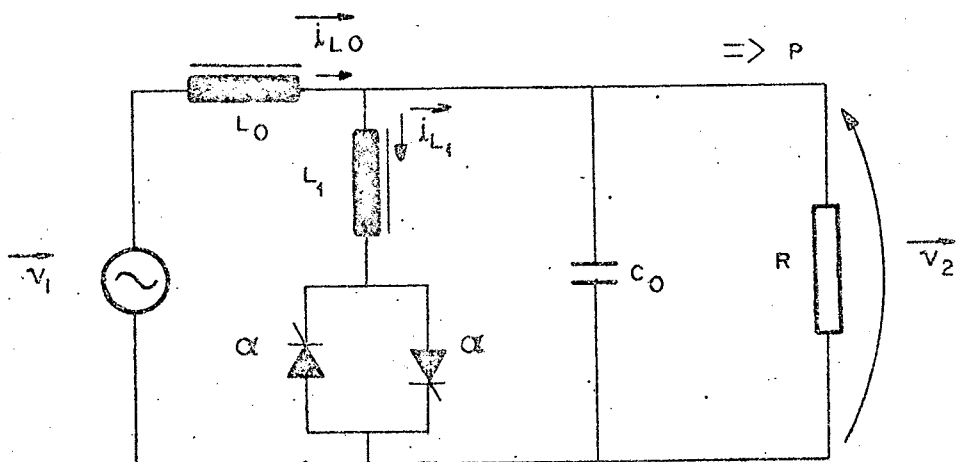


FIGURA 3.1 - Estrutura completa

Quando pelo menos um tiristor estiver fechado, resulta o circuito equivalente da Figura 3.2.

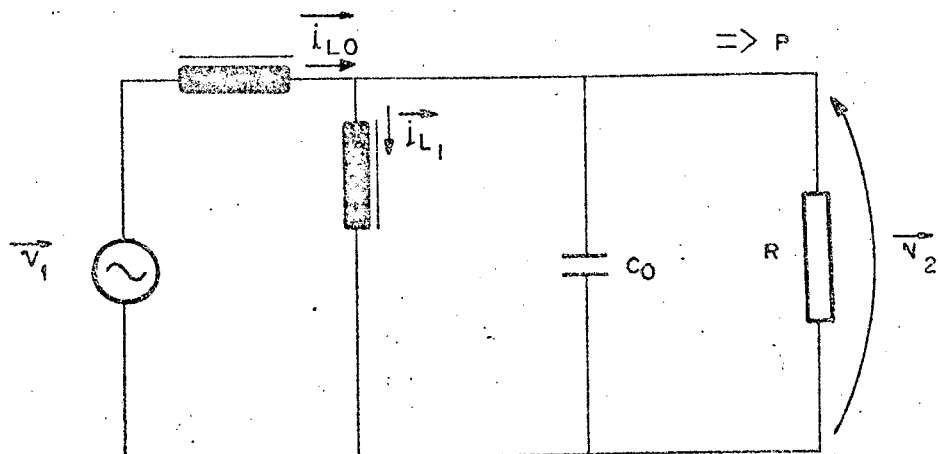


FIGURA 3.2 - Estrutura completa com um (ou dois) tiristores chaveados

Quando os dois tiristores estiverem abertos, resulta o circuito equivalente da Figura 3.3.

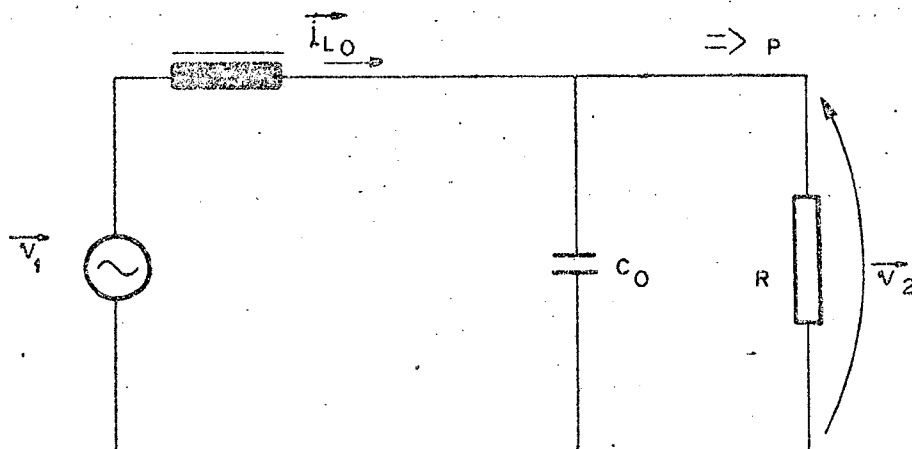


FIGURA 3.3 - Estrutura completa com os dois tiristores abertos

3.3 - Obtenção das Equações de Estado para os Circuitos Equivalentes

O circuito equivalente da Figura 3.2 apresenta 3 variáveis de estado:

i_{L1} - corrente no indutor chaveado;

i_{L0} - corrente solicitada à fonte;

v_2 - tensão sobre o capacitor C_0 .

A obtenção de 3 equações de estado é imediata e é feito por inspeção no circuito:

$$i'_{L1}(t) = \frac{1}{L_1} v_2(t) \quad \text{onde o sinal ' indica derivação no tempo} \quad \dots (3.1)$$

$$i'_{L0}(t) = -\frac{1}{L_0} v_2(t) + \frac{1}{L_0} v_1(t) \quad \dots (3.2)$$

$$v_2'(t) = \frac{1}{C_0} i_{L_0}(t) - \frac{1}{C_0} i_{L_1}(t) - \frac{1}{RC_0} v_2(t) \quad \dots (3.3)$$

Reunindo (3.1), (3.2) e (3.3) na forma $X' = AX + BU$ e omitindo a notação "(t)", resulta o sistema dado por (3.4):

$$\begin{bmatrix} i_{L_1}' \\ i_{L_0}' \\ v_2' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1/L_1 \\ 0 & 0 & -1/L_0 \\ -1/C_0 & 1/C_0 & -1/RC_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_1} \\ i_{L_0} \\ v_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1/L_0 \\ 0 \end{bmatrix} v_1 \quad \dots (3.4)$$

O circuito equivalente da Figura 3.3 apresenta so mente 2 variáveis de estado: i_{L_0} - corrente solicitada à fonte e v_2 - tensão sobre o capacitor C_0 . A obtenção de 2 equações de es tado é imediata e é feita por inspeção; já postas na forma $X' = AX + BU$, resulta o sistema dado por (3.5):

$$\begin{bmatrix} i_{L_0}' \\ v_2' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1/L_0 \\ 1/C_0 & -1/RC_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_0} \\ v_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L_0 \\ 0 \end{bmatrix} v_1 \quad \dots (3.5)$$

É fácil verificar que o sistema (3.5) está contido no sistema (3.4) e que basta zerar a linha 1 e a coluna 1 da ma triz de coeficientes A e a linha 1 da matriz coluna B para, a par tir de (3.4), obter-se (3.5), conforme é mostrado em (3.6).

$$\begin{bmatrix} i_{L_1}' \\ i_{L_0}' \\ v_2' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1/L_1 \\ 0 & 0 & -1/L_0 \\ -1/C_0 & 1/C_0 & -1/RC_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_1} \\ i_{L_0} \\ v_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1/L_0 \\ 0 \end{bmatrix} v_1 \quad \dots (3.6)$$

A simulação digital de sistemas lineares do tipo $X' = AX + BU$, semelhantes à (3.4) e (3.5), é algo simples de ser realizada, uma vez que existem "pacotes", isto é, programas prontos para utilização à disposição dos usuários da área computacional.

Chamando de Modelo I o circuito completo, descrito pelo sistema (3.4), onde está incluído o indutor L_1 , ou seja, existe pelo menos um tiristor fechado e de Modelo II o circuito incompleto, descrito pelo sistema (3.5), onde está excluído o indutor L_1 , isto é, os dois tiristores estão abertos, o programa de verá simular o comportamento do circuito a partir do instante inicial, supondo condições iniciais nulas, com o Modelo II até que ocorra o disparo de um tiristor; a partir deste instante e até que a corrente no tiristor atinja valor zero, a simulação utilizará o Modelo I, até o próximo disparo de tiristor e assim consecutivamente, conforme mostrado esquematicamente na Figura 3.4.

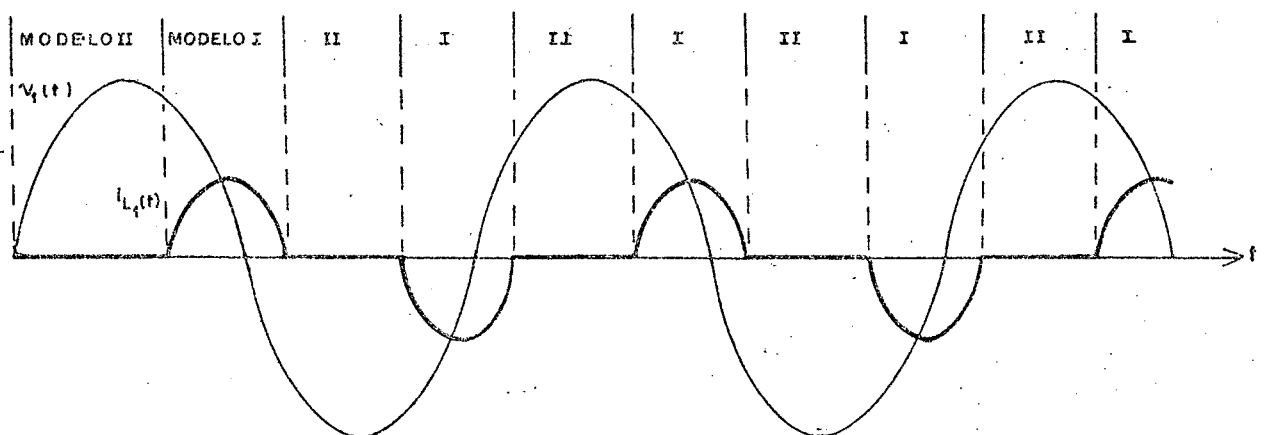


FIGURA 3.4 - Sequência de modelos utilizados na simulação

3.4 - Resultados Obtidos por Simulação

3.4.1 - Observações Gerais

A estrutura em estudo foi submetida à simulação, onde ficou estabelecido que:

- Os critérios de dimensionamento do par (C_0, L_0) e de L_1 , satisfazem plenamente, resultando os valores esperados para a tensão de saída v_2 e valores aceitáveis para a corrente no indutor L_1 .
- A estrutura apresenta, intrinsecamente, problemas de oscilação na tensão de saída, com amortecimento muito pequeno, o que pode ser observada para a situação das Figuras 3.8 e 3.9.
- Quanto menor a potência da carga e maior a tensão na entrada, mais crítico é o problema de oscilação da tensão de saída.

Estas observações foram obtidas das curvas de simulação, conforme as Figuras 3.5 a 3.9, onde a abcissa fornece o tempo em segundos e a ordenada tem escala de tensão em volts.

3.4.2 - Análise da Oscilação da Tensão de Saída

A existência de oscilação na tensão de saída v_2 , verificada na simulação do sistema, representou um fato novo neste estudo; montou-se então, em laboratório, um circuito para ensaios, cujos valores dos componentes foram determinados pelos âbacos até aqui estabelecidos.

Resultou então na implementação da estrutura com os seguintes componentes:

$$C_0 = 165\mu\text{F}$$

ORDENADA

-189237

-113514

-37790

37934

113658

189382

023350

SITUAÇÃO

V_{1MIN}

P_{MAX}

$\alpha = 100^\circ$

$R_0 = R_1 = \emptyset$

023812

024309

024878

025304

025802

026796

ABSCISSA

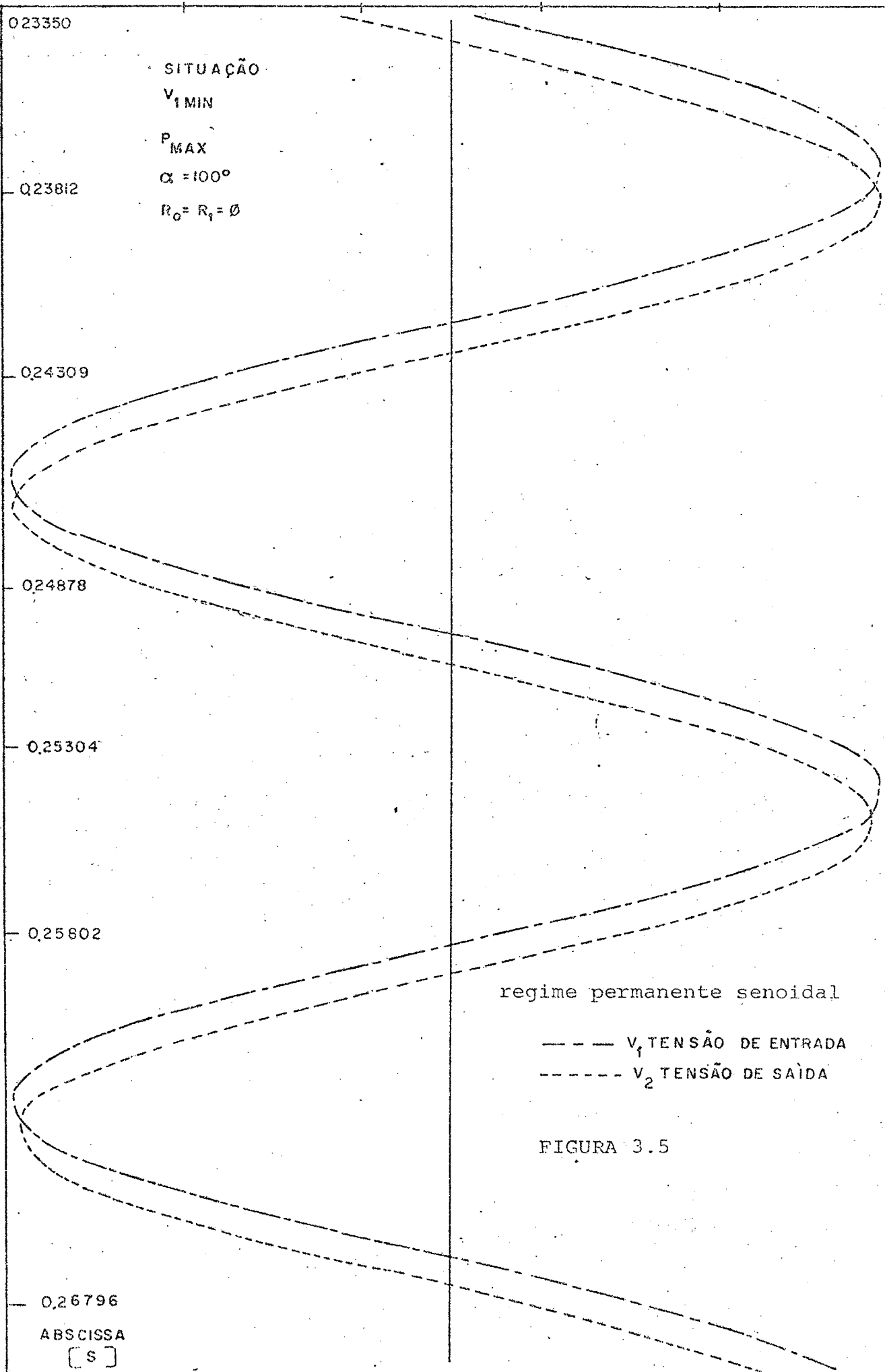
[S]

regime permanente senoidal

— V_1 TENSÃO DE ENTRADA

- - - V_2 TENSÃO DE SAÍDA

FIGURA 3.5



-277.730

-166.528

-55.325

55.877

167.060

278.262

023350

SITUAÇÃO

V_1 MIN

P MAX

$\alpha = 170^\circ$

$R_0 = R_1 = \emptyset$

0.23812

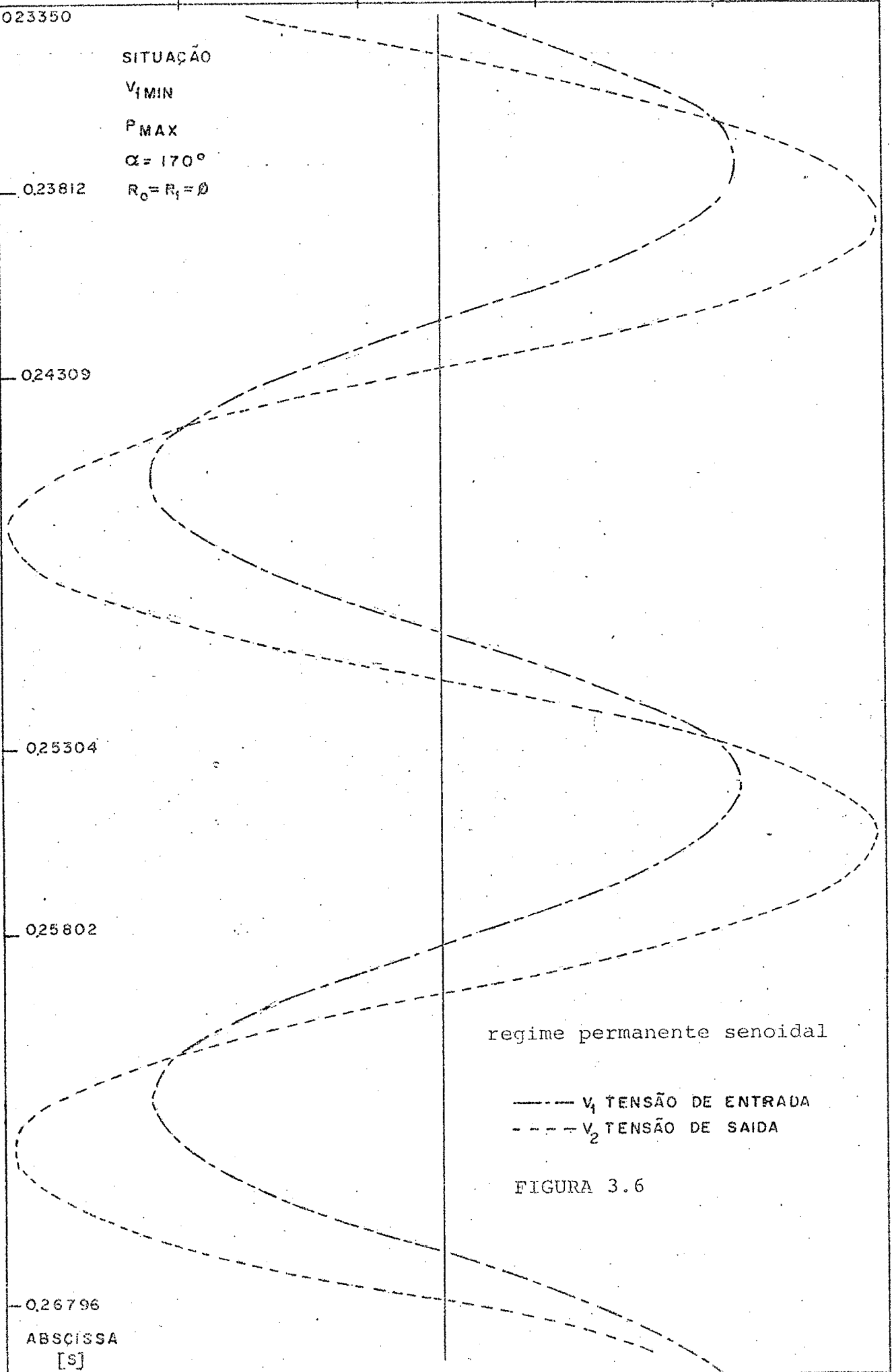
0.24309

0.25304

0.25802

0.26796

ABSCISSA
[s]



regime permanente senoidal

— V_1 TENSÃO DE ENTRADA
- - - V_2 TENSÃO DE SAIDA

FIGURA 3.6

023350

SITUAÇÃO

V_{1MAX}

P_{MIN}

$\alpha = 100^\circ$

$R_o = R_i = \emptyset$

023812

024309

024807

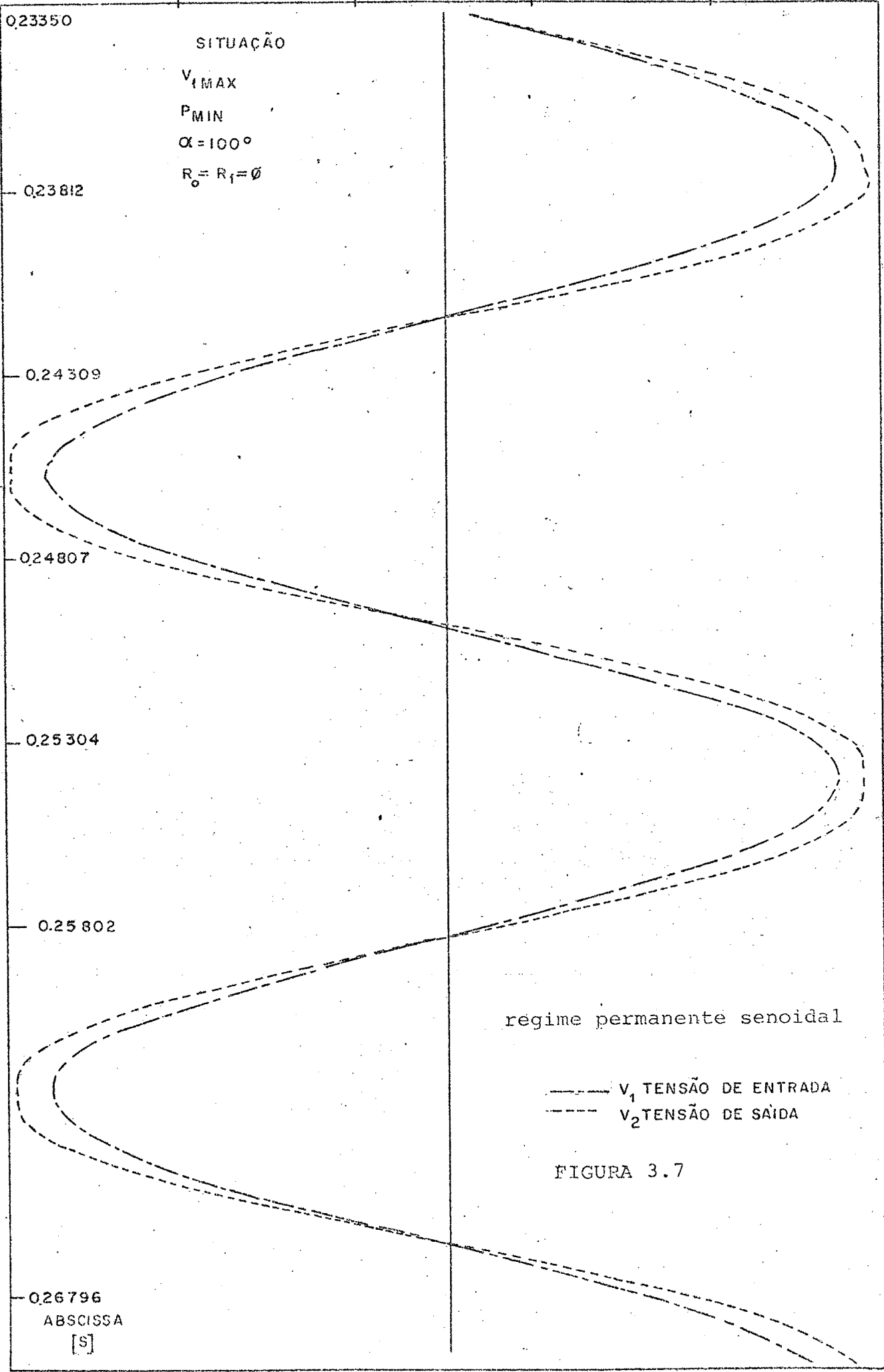
025304

025802

026796

ABSCISSA

[s]



régime permanenté senoidal

——— V_1 TENSÃO DE ENTRADA
 - - - V_2 TENSÃO DE SAÍDA

FIGURA 3.7

-636.773 -381.057 -125.342 130.374 386.090 641.805

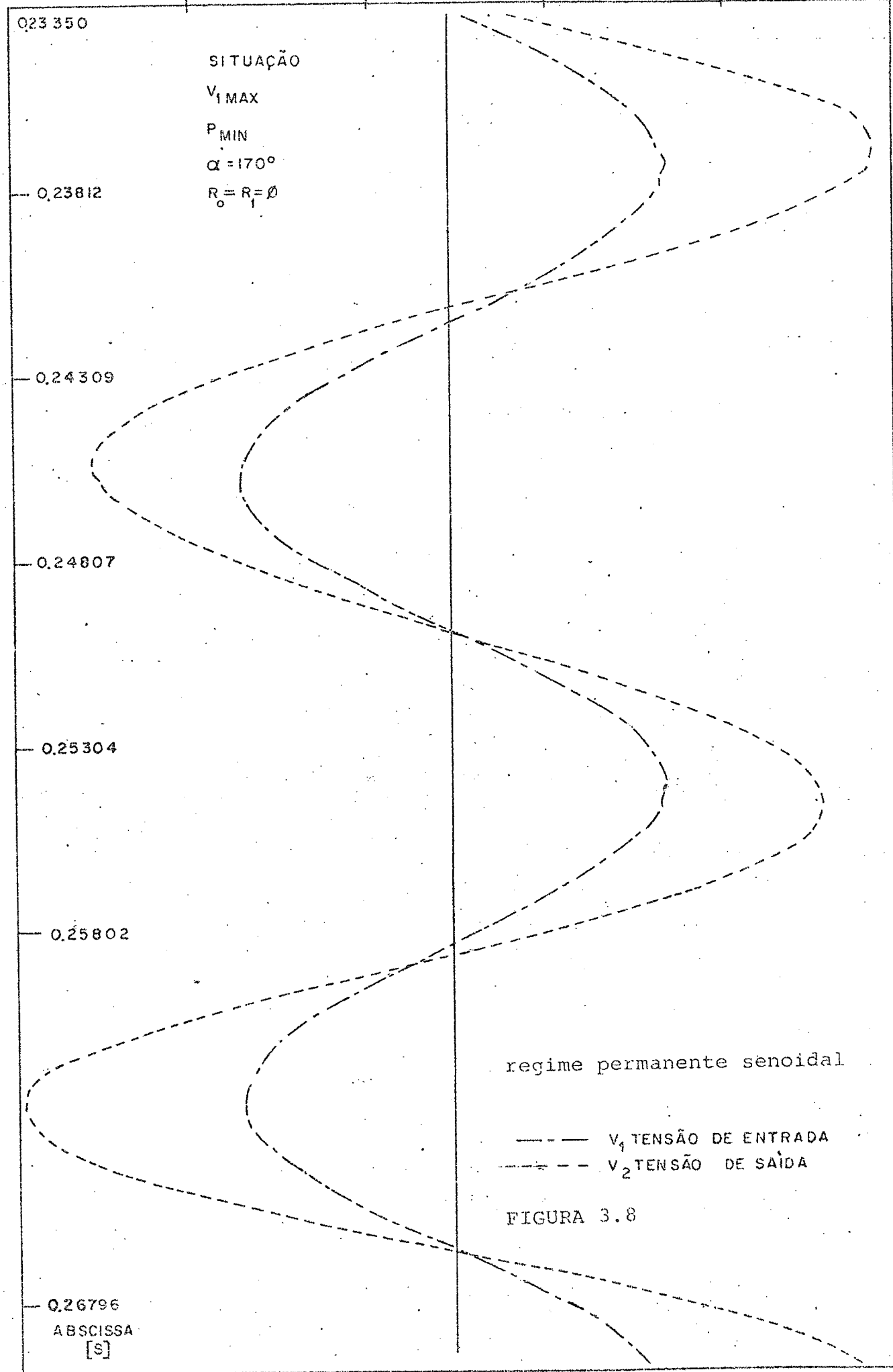


FIGURA 3.8

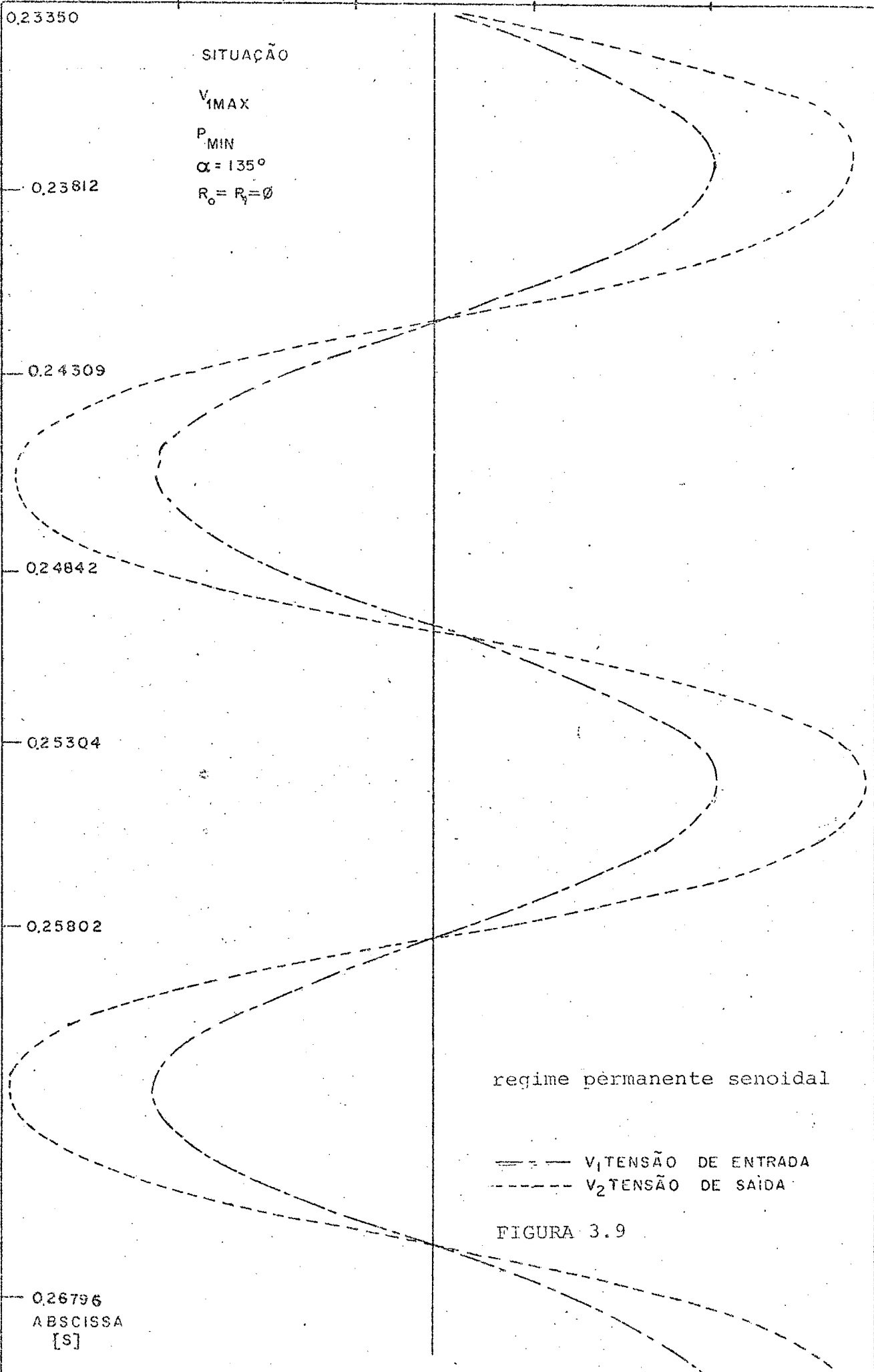


FIGURA 3.9

$$L_0 = 20\text{mH}$$

$$L_1 = 45\text{mH}$$

A montagem de laboratório é mostrada na Figura

3.10.

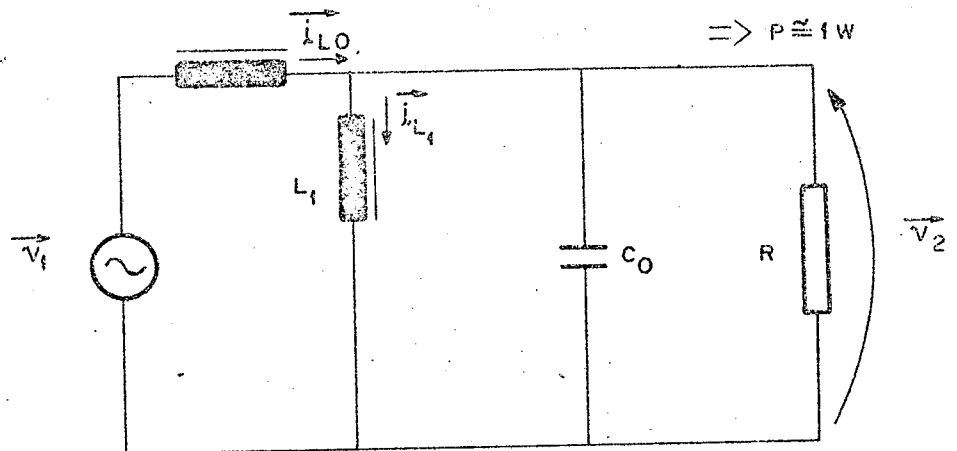


FIGURA 3.10 - Montagem de laboratório

Os valores eficazes medidos estão dentro da faixa esperada, isto é, são valores realizáveis.

$$v_2 = 225 \text{ volts}$$

$$i_{L0} = 2,6 \text{ A}$$

$$i_{L1} = 12 \text{ A}$$

Pela monitoração da tensão v_2 , através de osciloscópio não se constatou a presença de oscilação; pelo menos não nos níveis elevados esperados em função dos resultados da simulação no computador.

Desta constatação surgiu a hipótese de que a própria não idealidade dos componentes (L_0 , C_0 , L_1) atua no sentido de amortecer a oscilação.

Incluiu-se então o efeito resistivo dos indutores L_0 e L_1 , onde os valores medidos resultaram:

$$\text{Indutor } L_0 = 20\text{mH} \text{ e } R_0 = 0,56\Omega$$

Indutor $L_1 = 45\text{mH}$ e $R_1 = 0,60\Omega$

Então, a nova configuração apresenta-se conforme a Figura 3.11:

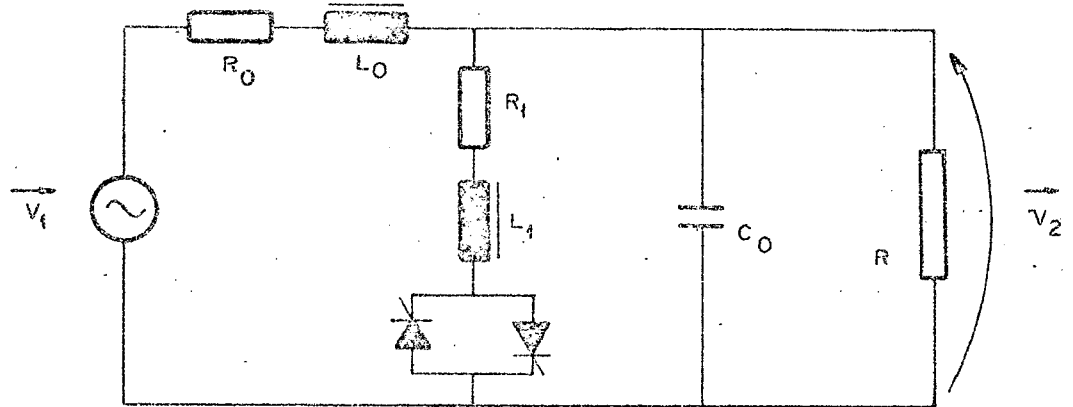


FIGURA 3.11 - Modelo mais completo

O conjunto de equações que descreve o circuito da Figura 3.11 é dado pelo sistema 3.7.

$$\begin{vmatrix} i'_{L1} \\ i'_{L0} \\ v'_2 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} -R_1/L_1 & 0 & 1/L_1 \\ 0 & -R_0/L_0 & -1/L_0 \\ -1/C_0 & 1/C_0 & -1/RC_0 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} i_{L1} \\ i_{L0} \\ v_2 \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} 0 \\ 1/L_0 \\ 0 \end{vmatrix} v_1 \quad \dots (3.7)$$

Efetuando-se agora a simulação desta estrutura mais realista, os resultados obtidos mostraram a quase inexistência de oscilação na tensão de saída v_2 ; os resultados obtidos são também coerentes com os resultados obtidos nos ensaios de laboratório.

As curvas da simulação da tensão de saída considerando as não idealidades dos componentes são apresentadas nas Figuras 3.12 a 3.16 e podem ser comparadas com as curvas da situação ideal apresentadas nas Figuras 3.5 a 3.9, onde a abcissa fornece o tempo em segundos e a ordenada tem escala de tensão em volts. Observar que a tensão de saída não apresenta distorção sensível, apesar do chaveamento dos tiristores.

-189237

-113514

37.90

37.934

113.658

189382

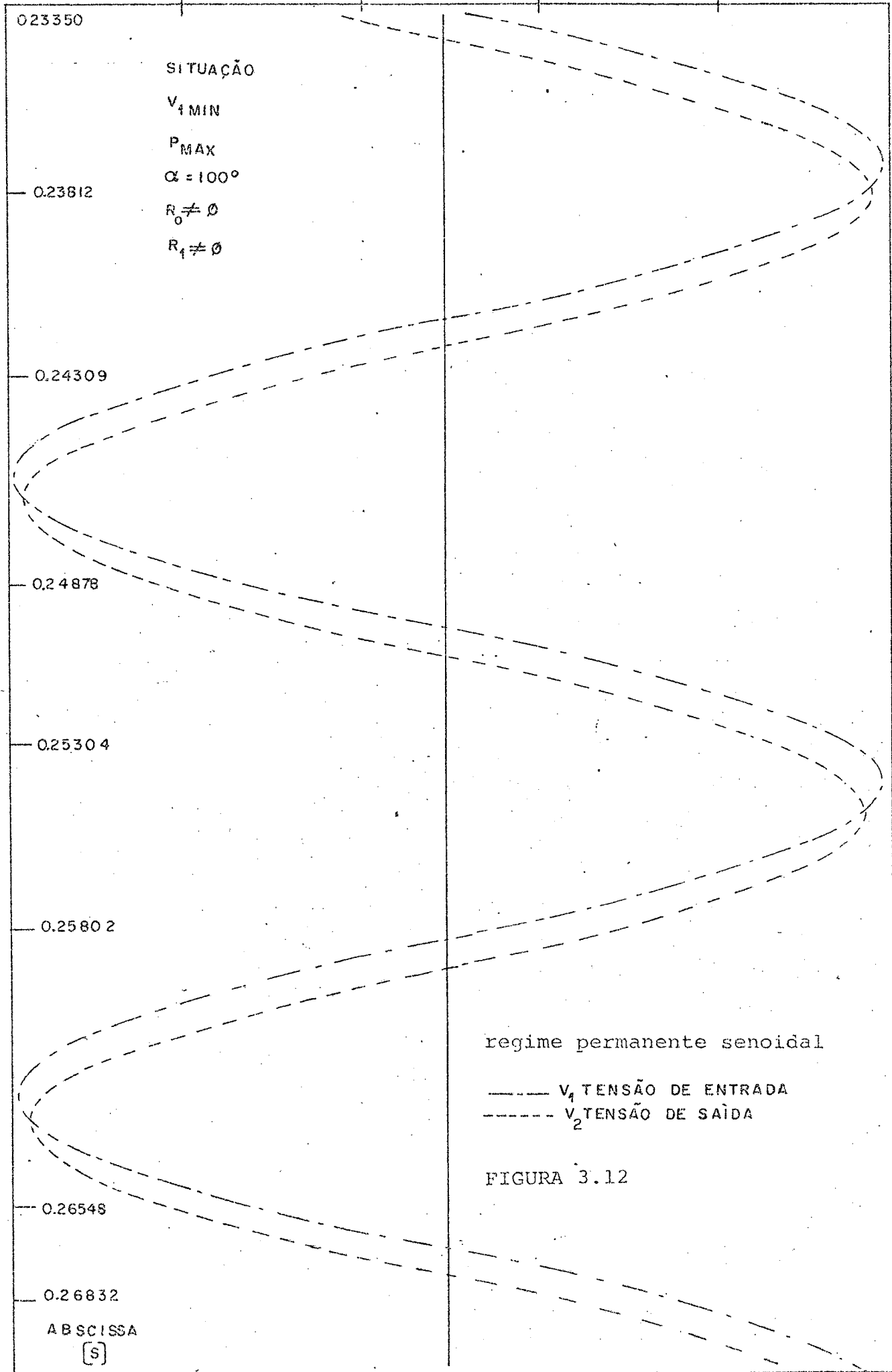


FIGURA 3.12

ORDENADA

-261.553

-156.907

-52.262

52.363

157.028

0.23350

SITUAÇÃO

V_1 MIN

P_{MAX}

$\alpha = 170^\circ$

$R_0 \neq \emptyset$

$R_1 \neq \emptyset$

0.23812

0.24309

0.24984

0.25304

0.25802

0.26192

0.26796

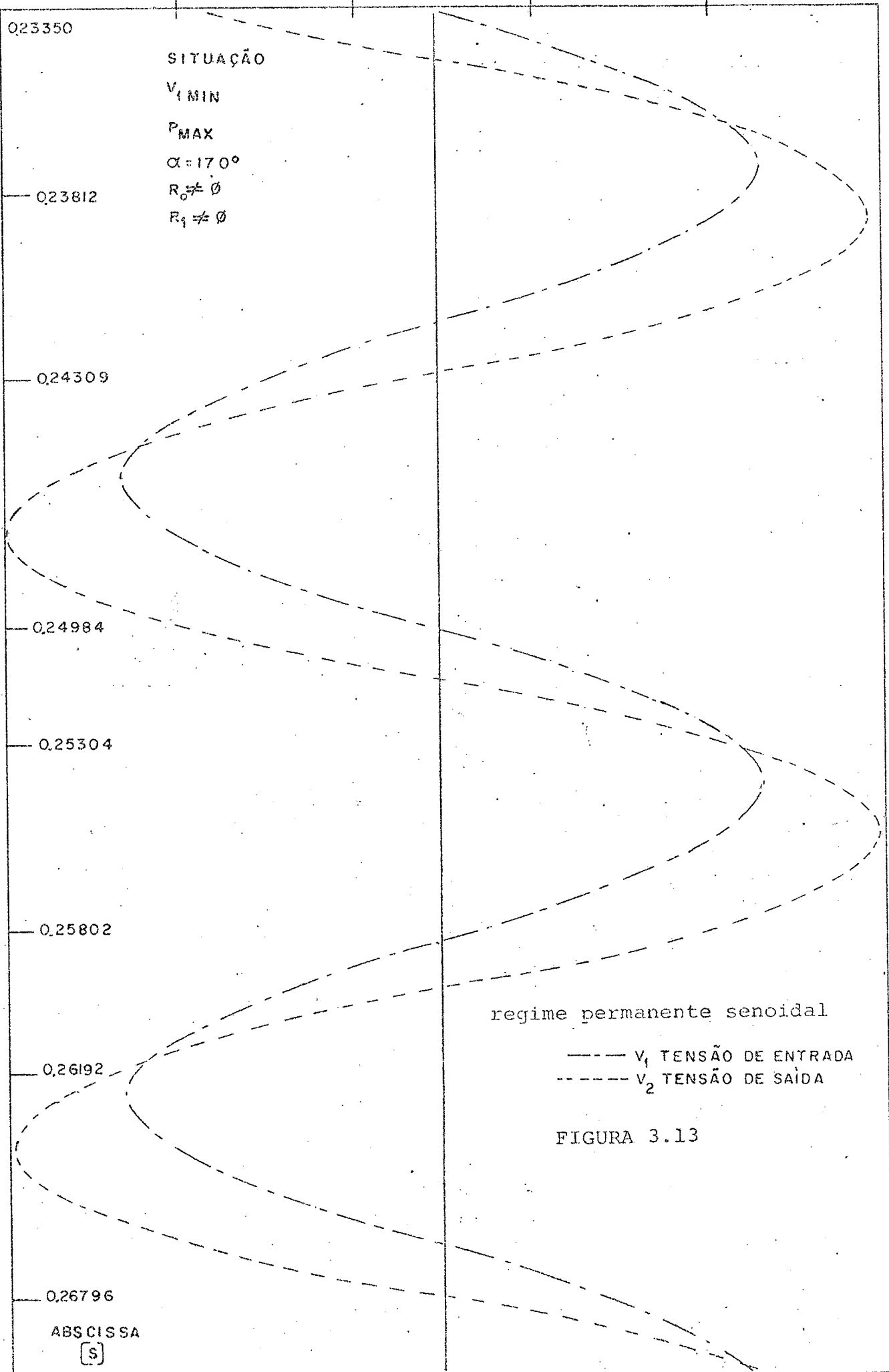
ABSCISSA

[S]

regime permanente senoidal

— V_1 TENSÃO DE ENTRADA
- - - V_2 TENSÃO DE SAÍDA

FIGURA 3.13



0.23350

SITUAÇÃO

V_{1MAX}

P_{MIN}

$\alpha = 100^\circ$

$R_0 \neq \emptyset$

$R_1 \neq \emptyset$

0.23812

0.24309

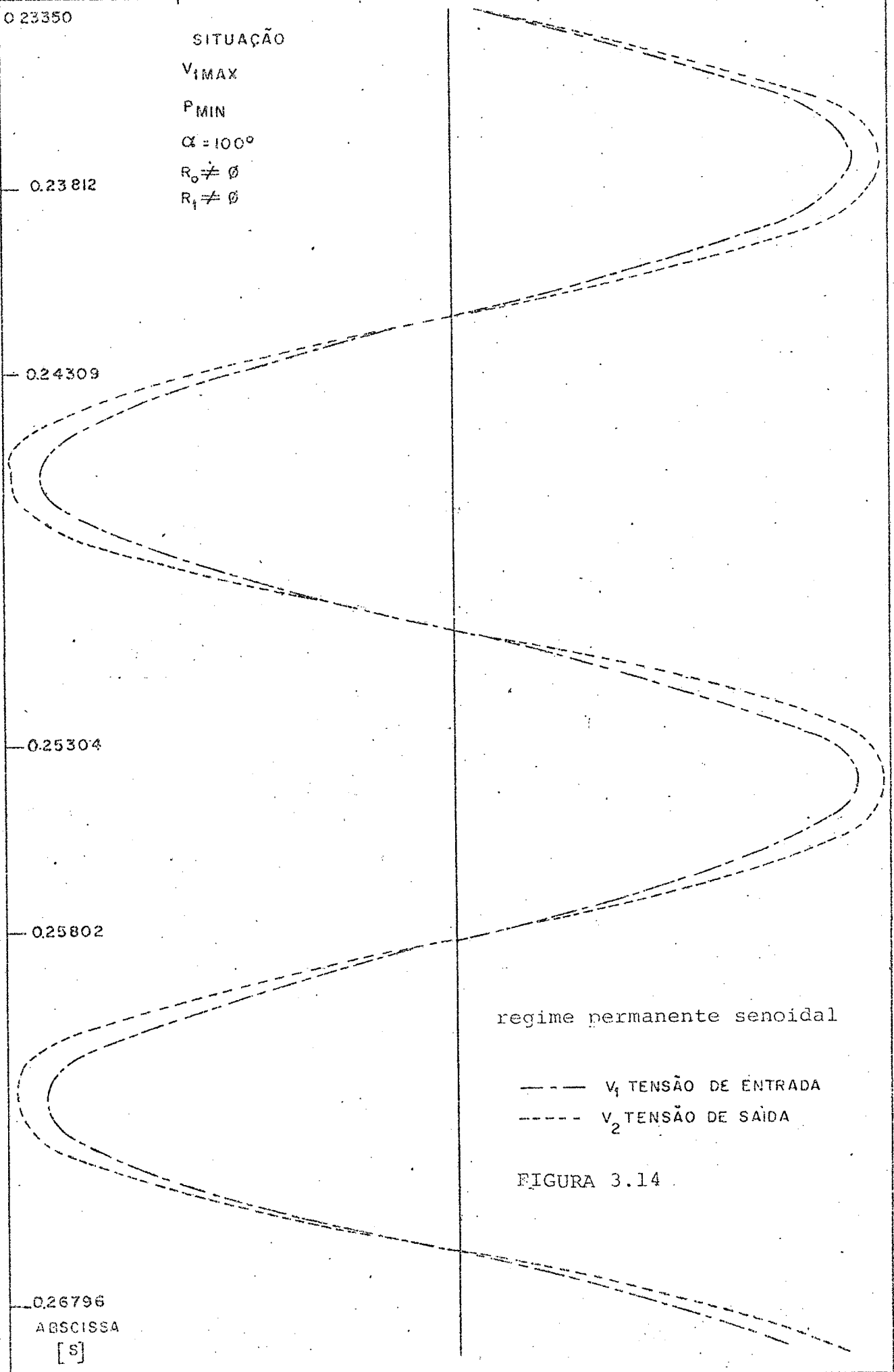
0.25304

0.25802

0.26796

ABSCISSA

[s]



regime permanente senoidal

— V_1 TENSÃO DE ENTRADA

- - - V_2 TENSÃO DE SAIDA

FIGURA 3.14

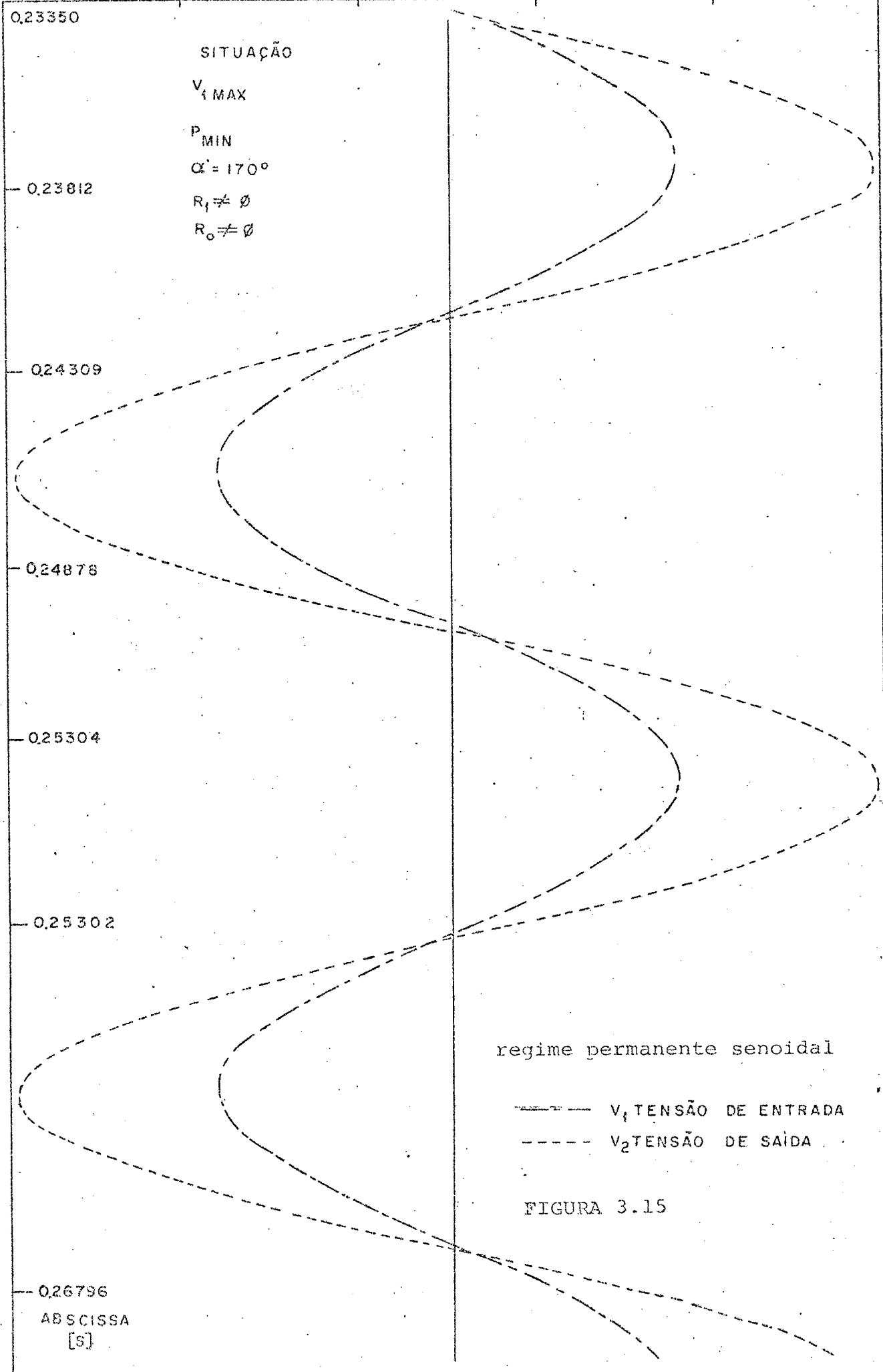


FIGURA 3.15

-464223

-277758

-91292

95173

281639

468104

023350

SITUAÇÃO

V_1 MAX

P MIN

$\alpha = 135^\circ$

$R_0 \neq \emptyset$

$R_1 \neq \emptyset$

0.23812

0.24309

0.24878

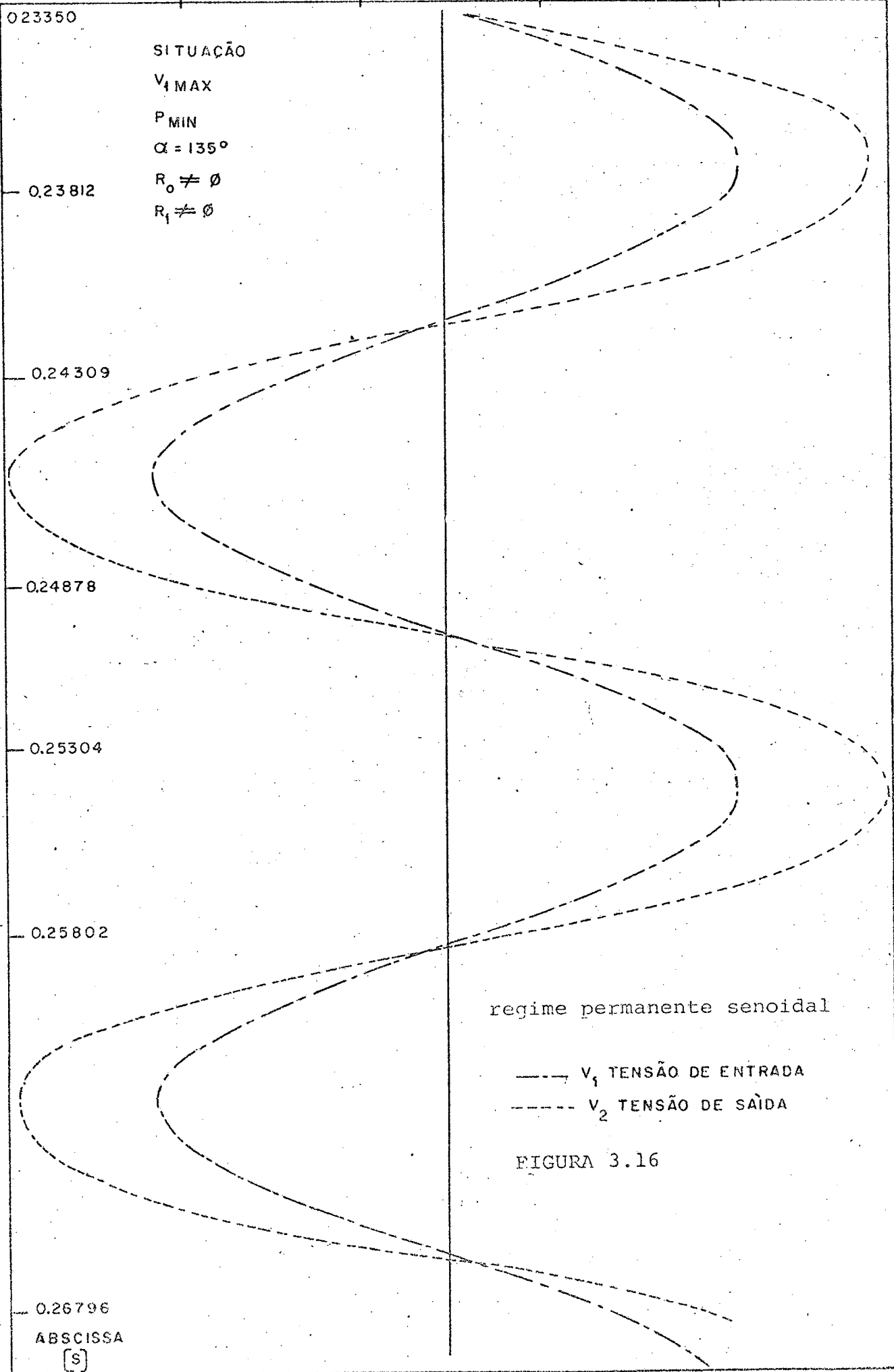
0.25304

0.25802

0.26796

ABSCISSA

[S]



regime permanente senoidal

— V₁ TENSÃO DE ENTRADA

- - - V₂ TENSÃO DE SAÍDA

FIGURA 3.16

3.4.3 - Comportamento da Corrente i_{L1} no Indutor L_1

A estrutura em estudo foi simulada para outro conjunto de valores de seus elementos, valores estes obtidos da montagem definitiva implementada em laboratório, onde:

$$\text{Indutor } L_0 = 30\text{mH} \quad \text{e} \quad R_0 = 0,66\Omega$$

$$\text{Indutor } L_1 = 45\text{mH} \quad \text{e} \quad R_1 = 1\Omega$$

$$\text{Capacitor } C_0 = 160\mu\text{F}$$

Desta simulação obteve-se o comportamento da corrente i_{L1} no indutor L_1 , para a situação:

$$P \cong 2000\text{W} \quad (\text{potência máxima da carga})$$

$$v_1 = 190\text{V} \quad (\text{valor eficaz da tensão de entrada})$$

As Figuras 3.17 e 3.18 apresentam o comportamento de i_{L1} , quando o ângulo α de disparo dos tiristores vale 125° e 150° , respectivamente, com o circuito em regime permanente. No eixo das abcissas é dado o tempo em segundos e no eixo das ordenadas o valor da corrente em amperes.

Observa-se que os valores instantâneos da corrente i_{L1} estão dentro da faixa esperada, para a situação dada de potência na carga, tensão na entrada e o ângulo de disparo dos tiristores.

3.5 - Ensaio com a Montagem

A estrutura em estudo, representada na Figura 3.19 foi colocada sob ensaio em regime permanente, com o ângulo α de disparo dos tiristores mantido constante, sendo observadas e foto

ORDENADA [A]

-14,78

-0,9

-303

2,84

8,71

14,59

regime permanente senoidal

SITUAÇÃO

$V_1 = 190V$

$P \approx 2000W$

$\alpha = 125^\circ$

FIGURA 3.17

I_{L_1} CORRENTE NO INDUTOR L_1

0.23694

0.24064

0.24434

0.24805

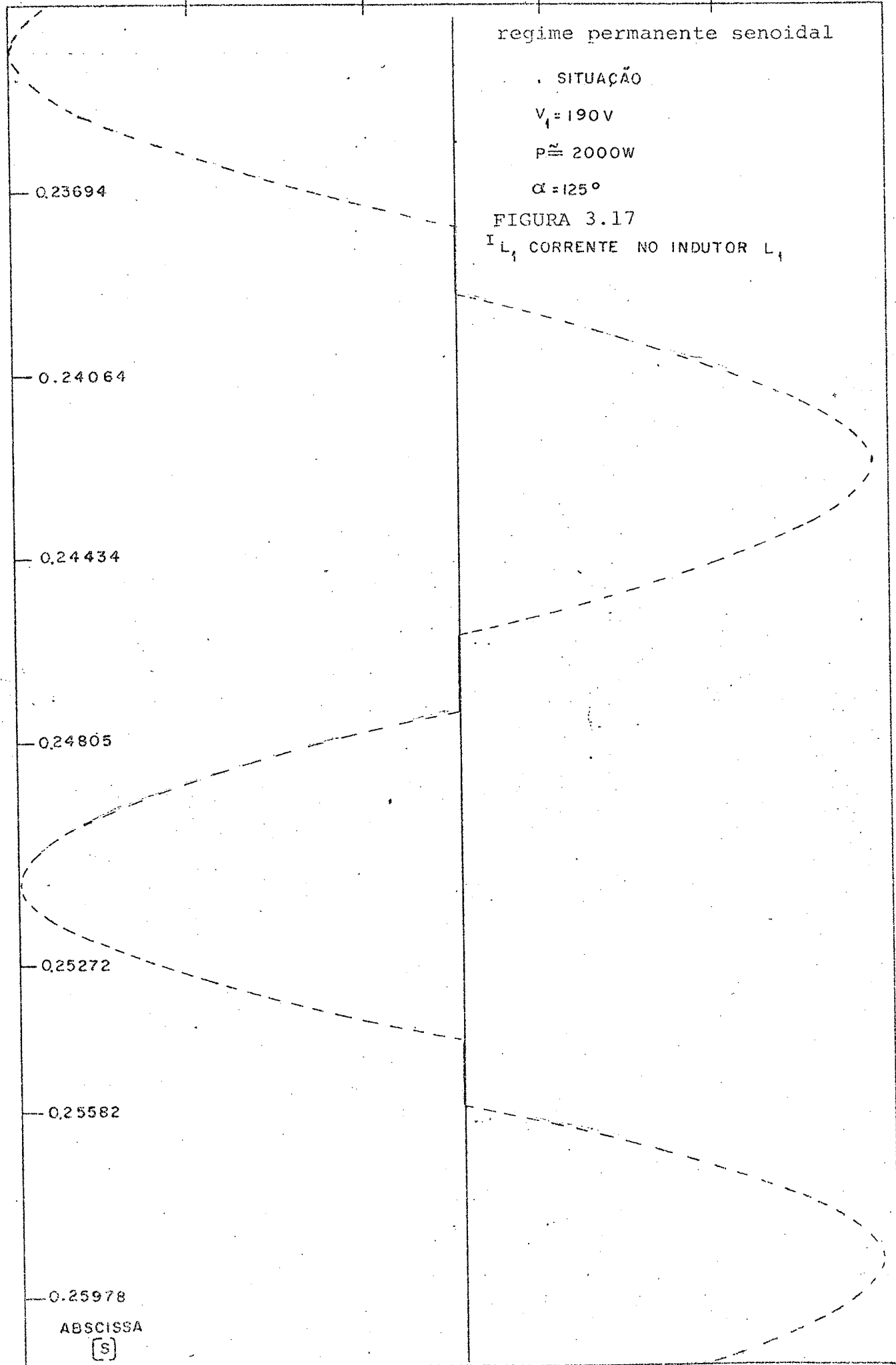
0.25272

0.25582

0.25978

ABSCISSA

[S]



SITUAÇÃO

$V_i = 190V$

$P \cong 2000W$

$\alpha = 150^\circ$

regime permanente senoidal

I_{L_1} CORRENTE NO INDUTOR L_1

$I_{L_1}(t)$

FIGURA 3.18

0.23694

0.24064

0.24434

0.24805

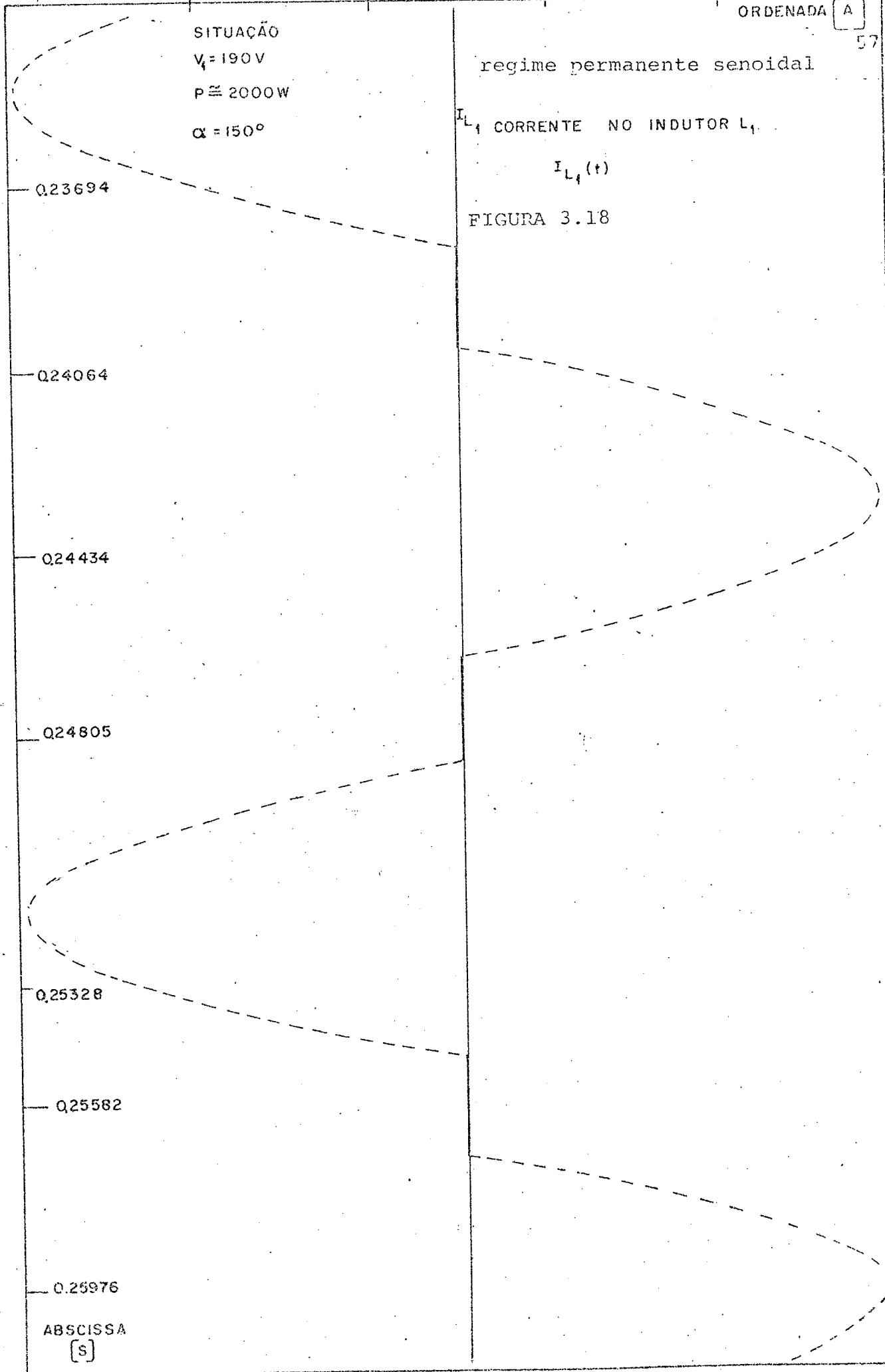
0.25328

0.25582

0.25976

ABSCISSA

[s]



grafadas as formas de onda da corrente i_{L1} no indutor L_1 e a tensão na carga v_2 .

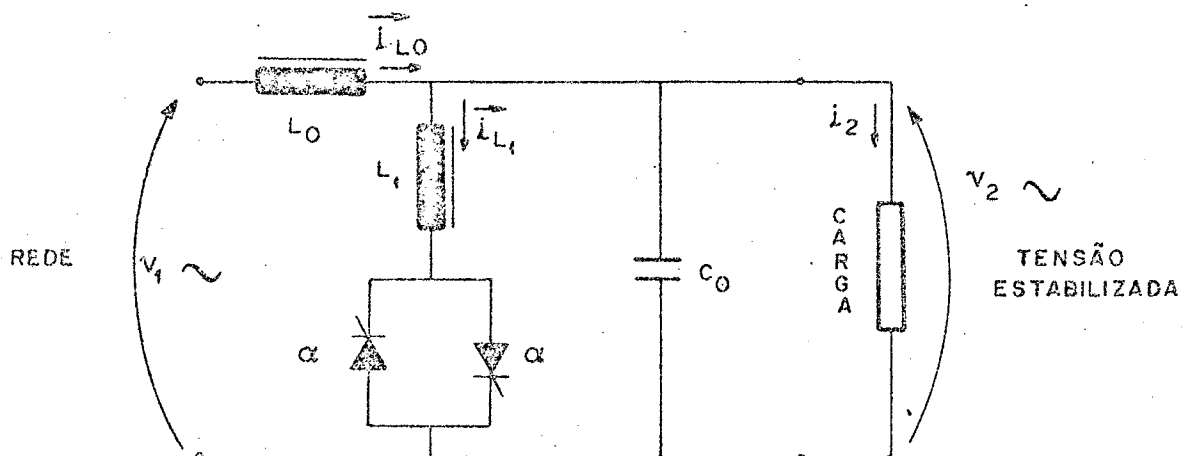


FIGURA 3.19 - Montagem para ensaio

3.5.1 - 1º Ensaio

Valores eficazes para a situação sob ensaio:

$$v_1 = 190V$$

$$v_2 = 200V$$

$$i_{L1} = 9,4A$$

$$i_2 = 5,5A$$

$$i_{L0} = 6,1A$$

Escala de tempo do osciloscópio: 5ms/divisão.

As Figuras 3.20 e 3.21 apresentam as formas de onda da corrente i_{L1} e da tensão v_2 , respectivamente.

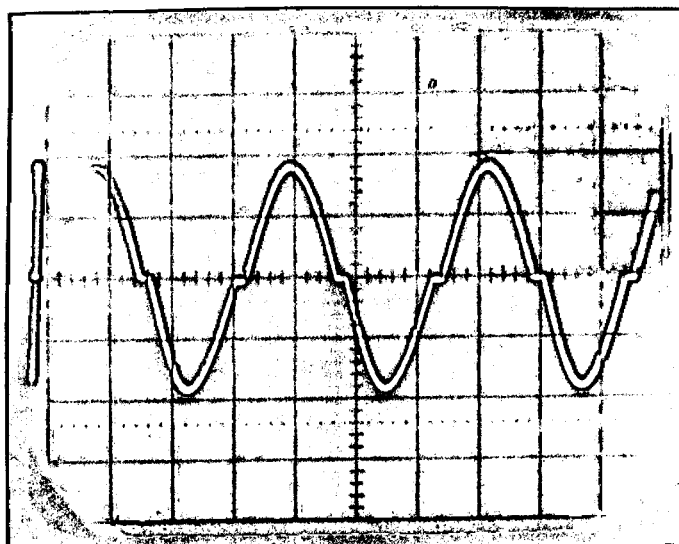
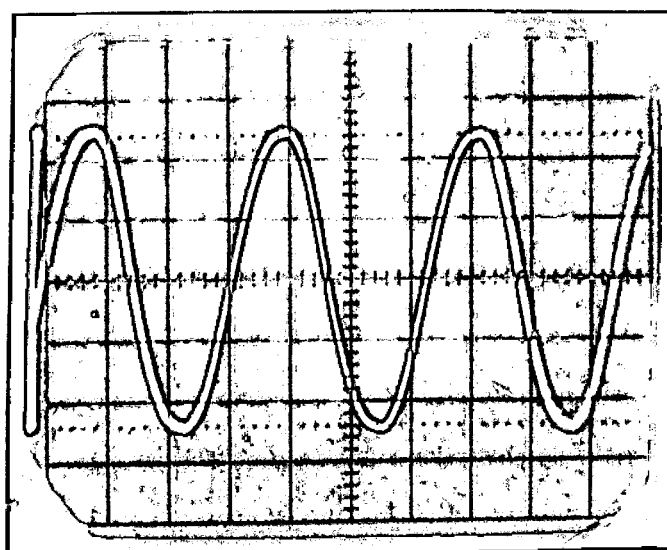


Figura 3.20 - i_{L1} : corrente no indutor L_1 .

5ms/divisão

7A/divisão

regime permanente senoidal



5ms/divisão

56,5V/divisão

Figura 3.21 - v_2 : tensão na saída.

regime permanente senoidal

3.5.2 - 2º Ensaio:

Valores eficazes para a situação sob ensaio:

$$v_1 = 190V$$

$$v_2 = 294V$$

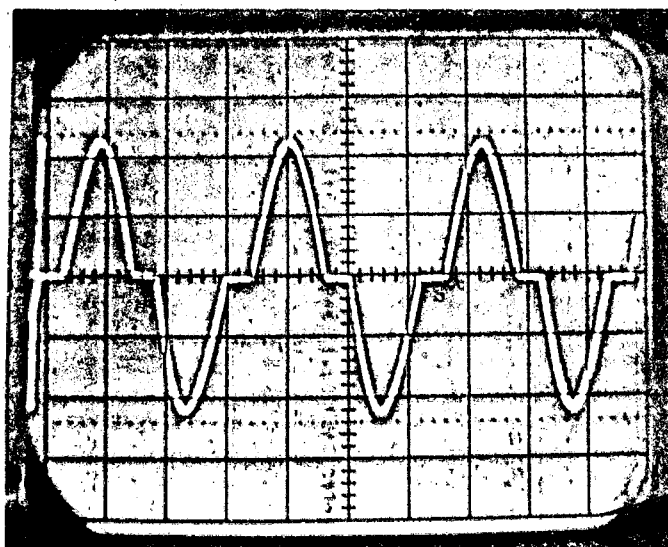
$$i_{L1} = 9,9A$$

$$i_2 = 7,5A$$

$$i_{Lo} = 2A$$

Escala de tempo do osciloscópio: 5ms/divisão.

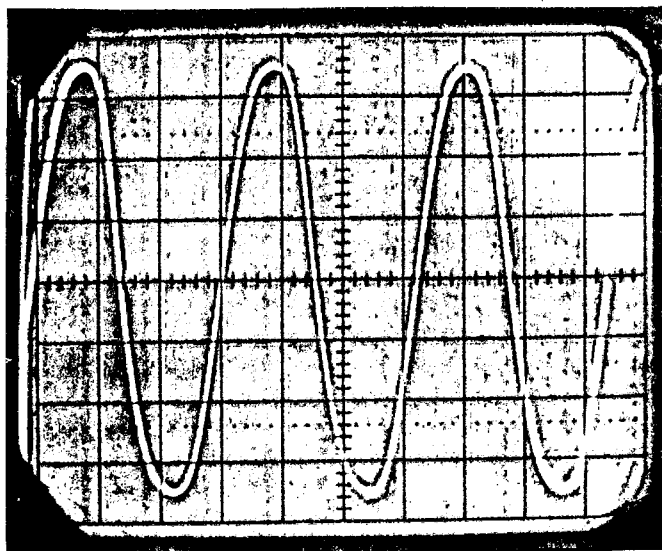
As figuras 3.22 e 3.23 apresentam as formas de onda da corrente i_{L1} e da tensão v_2 , respectivamente.



5ms/divisão

7A/divisão

Figura 3.22 - i_{L1} : corrente no indutor L_1 .
regime permanente senoidal



5ms/divisão

115,5V/divisão

regime permanente senoidal

FIGURA 3.23 - v_2 : tensão de saída

3.5.3 - Observações

Pelas Figuras 3.20 e 3.22 verifica-se que a corrente i_{L1} possui ótima simetria. Lembrando que o indutor L_1 é chaveado por dois tiristores ligados em anti-paralelo, pode-se afirmar que o circuito de comando dos tiristores mantém ângulos de disparo idênticos para o semi-ciclo positivo e negativo.

A forma de onda da corrente i_{L1} confirma o resultado da simulação desenvolvida no item 3.4.3 e apresentado nas Figuras 3.17 e 3.18.

Pelas Figuras 3.21 e 3.23 observa-se a boa qualidade da tensão de saída v_2 , que apresenta forma praticamente senoidal e que não apresenta oscilações; isto vem confirmar os resultados da simulação da estrutura, desenvolvida no item 3.4.2 e apresentada nas Figuras 3.12 a 3.16.

O fato da tensão de saída apresentar comportamento

quase senoidal (pequeno conteúdo de harmônicas) indica a não necessidade de filtros de harmônicas, o que representa uma vantagem desta estrutura no que diz respeito à simplicidade de projeto e volume final da montagem.

3.6 - Conclusão

A partir do modelo ideal da estrutura (indutores e capacitores ideais) foi realizada a simulação numérica, obtendo-se os valores instantâneos da tensão de saída, para a situação de regime permanente.

Constatada a presença de fortes oscilações montou-se em laboratório um protótipo que, submetido a ensaio, não apresentou oscilações. Concluiu-se então que o modelo assumido para a estrutura não satisfazia e partiu-se para um modelo um pouco mais completo, incluindo-se as resistências equivalentes dos indutores.

A simulação deste novo modelo apresentou resultados condizentes com a realidade.

Da simulação do modelo que inclui o efeito resistivo dos indutores L_0 e L_1 , agora com os valores dos elementos (L_0 , R_0 , L_1 , R_1 , C_0) tomados a partir da montagem definitiva feita em laboratório obteve-se o comportamento da corrente i_{L1} no indutor L_1 ; tanto a forma de onda quanto os valores instantâneos apresentaram-se dentro do esperado.

Foram realizados ensaios com a montagem em regime permanente, sendo fotografadas as formas de onda da corrente i_{L1} e da tensão de saída v_2 ; os ensaios confirmaram os resultados obtidos na simulação da estrutura.

Os resultados obtidos confirmam a possibilidade de se atuar no valor da tensão de saída mediante a variação do ângulo α de disparo dos tiristores, bem como mostrou a boa qualidade da tensão de saída, relativamente ao conteúdo de harmônicas e ângulo de defasagem em relação à tensão de entrada.

O fato de se utilizar nesta simulações o modelo mais completo para os indutores, com a inclusão do efeito resistivo, não invalida os resultados obtidos no Capítulo 2, referentes aos âbacos de dimensionamento dos componentes da estrutura básica. Este efeito resistivo, apesar de causar uma sensível influência no comportamento da tensão de saída, sob ponto de vista de oscilação tem influência desprezível no dimensionamento dos componentes.

CAPÍTULO 4

ESTUDO ANALÍTICO DO VALOR EFICAZ
E DO $\cos \phi$ DA CORRENTE SOLICITADA À REDE4.1 - Introdução

Neste capítulo será feito o estudo analítico da corrente solicitada à rede i_{L_0} pela montagem, considerando o seu valor eficaz e o ângulo ϕ de defasagem relativo a tensão de entrada v_1 .

O conhecimento do valor eficaz de i_{L_0} é importante para o dimensionamento do indutor de entrada L_0 bem como para o cálculo da proteção do equipamento (fusíveis e/ou disjuntores).

O conhecimento do ângulo ϕ de defasagem entre a corrente i_{L_0} e a tensão da entrada v_1 é importante para determinar-se o valor do " $\cos \phi$ " que a montagem apresenta à rede.

4.2 - Estudo Analítico do Valor Eficaz da Corrente Solicitada à Rede i_{L_0} , em Função da Potência, para as Diversas Relações de Tensão de Entrada e de Saída v_1/v_2 e para a Tensão de Saída $v_2 = 220$ Volts (Valor Eficaz)

Neste estudo será utilizado o modelo ideal do indutor para efeito de simplificação da análise.

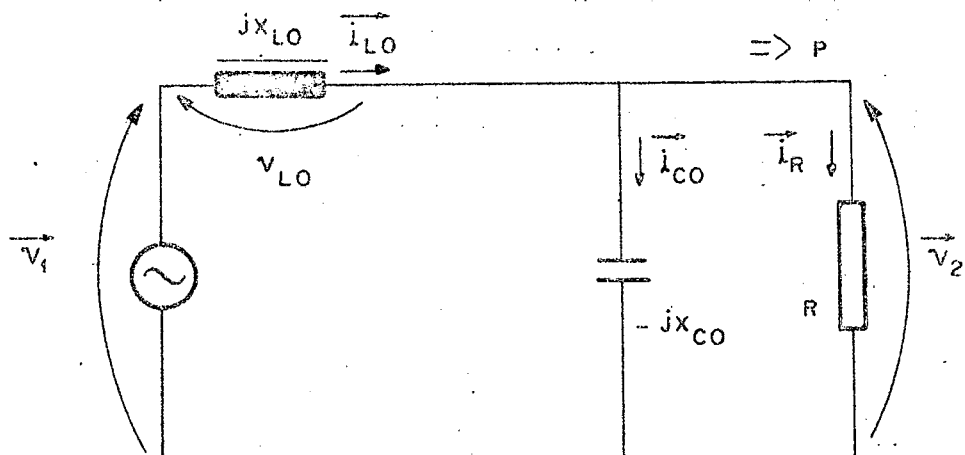


FIGURA 4.1 - Estrutura básica

A partir da estrutura apresentada na Figura 4.1, supondo $v_1 \leq v_2$, que é o nosso caso, resulta o diagrama fasorial representado na Figura 4.2 (caracter capacitivo).

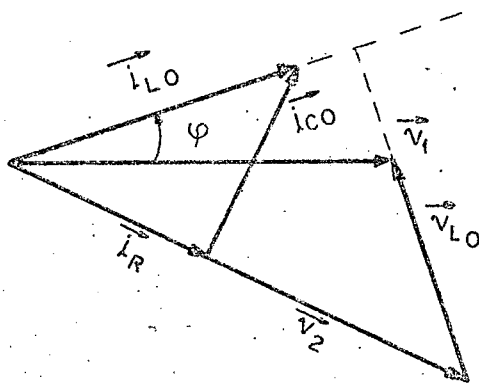


FIGURA 4.2 - Diagrama fasorial

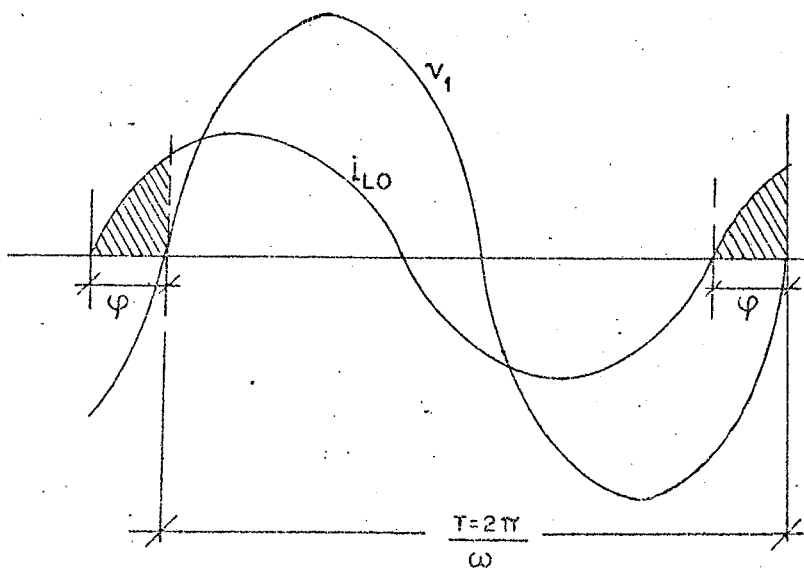


FIGURA 4.3 - Formas de onda

Obtem-se, por inspeção no circuito da Figura 4.1:

$$\vec{i}_{Lo} = \frac{\vec{v}_1}{jX_{Lo} + (-jX_{Co} // R)} \quad \dots (4.1)$$

Manipulando (4.1), resulta:

$$\vec{i}_{Lo} = \vec{v}_1 \frac{[RX_{Co}^2 + j(R^2(X_{Co} - X_{Lo}) - X_{Co}^2 X_{Lo})]}{X_{Co}^2 X_{Lo}^2 + R^2(X_{Lo} - X_{Co})^2} \quad \dots (4.2)$$

Pela expressão (4.2) conclue-se que a corrente i_{Lo} está defasada de um ângulo ϕ em relação à tensão v_1 , conforme a Figura 4.3. Para efeito de cálculo do valor eficaz, esta defasagem não é problema e podemos fazer a seguinte simplificação, que equivale a uma simples mudança de referência:

$$\vec{i}_{Lo} = K \text{ sen}(\omega t + \phi) \quad \text{Onde } K = \text{constante Real.} \quad \dots (4.3)$$

Simplificando, para efeito de cálculo do valor eficaz:

$$\vec{i}_{Lo} = K \text{ sen } \omega t \quad \dots (4.4)$$

Sabe-se que para uma função do tipo dado pela expressão (4.4), o valor eficaz i_{Loef} é calculado por:

$$i_{Loef} = \frac{K}{\sqrt{2}} \quad \dots (4.5)$$

O valor eficaz foi obtido pela aplicação da definição de valor eficaz de uma função, dado pela expressão (4.6), para uma função genérica $i(t)$.

$$i_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt} \quad \dots (4.6)$$

Por outro lado, sabendo-se que:

$$\vec{v}_1 = V_1 \text{ sen } \omega t \quad \dots (4.7)$$

Então, levando (4.7) em (4.2), obtem-se o valor de K, conforme apresentado pela expressão (4.4).

Lembrando ainda que a corrente i_{L_0} , dada por (4.4) é do tipo:

$$\vec{i}_{L_0} = V_1 \underline{10^\circ} \times A \underline{\phi} \quad \dots (4.8)$$

$$\vec{i}_{L_0} = V_1 A \underline{\phi} \quad \dots (4.9)$$

Como para efeito de cálculo do valor eficaz da corrente i_{L_0} , abandonaremos a defasagem ϕ , resulta:

$$\vec{i}_{L_0} = V_1 A \text{ sen } \omega t \quad \dots (4.10)$$

Onde finalmente K é dado por:

$$K = V_1 A \quad \dots (4.11)$$

$$K = V_1 \sqrt{\frac{R^2 X_{Co}^4 + (R^2 (X_{Co} - X_{Lo}) - X_{Co}^2 X_{Lo})^2}{X_{Co}^2 X_{Lo}^2 + R^2 (X_{Lo} - X_{Co})^2}} \quad \dots (4.12)$$

Então, levando (4.12) em (4.5) resulta:

$$i_{Loef} = \frac{V_1}{\sqrt{2}} \frac{\sqrt{R^2 X_{Co}^4 + (R^2 (X_{Co} - X_{Lo}) - X_{Co}^2 X_{Lo})^2}}{X_{Co}^2 X_{Lo}^2 + R^2 (X_{Lo} - X_{Co})^2} \quad \dots (4.13)$$

Onde:

$$V_1 = (v_1/v_2) \times V_2 \quad ; \quad V_2 = 220 \sqrt{2} \text{ Volts} \quad \dots (3.14)$$

(v_1/v_2) : relação de tensões

$$R = \frac{v_2^2}{P} \quad v_2 = 220 \text{ volts (valor eficaz)} \quad \dots (4.15)$$

$P = \text{variável: } 0 \leq P \leq 2000 \text{ watts}$

$$X_{Co} = \frac{[(v_1/v_2)^2 - (X_{Lo}/R)^2 - 1]}{X_{Lo} [-1 - \sqrt{(v_1/v_2)^2 - (X_{Lo}/R)^2}]} \quad \dots (4.16)$$

Onde X_{Co} dada por (4.16) foi obtida a partir da expressão obtida no Capítulo 2, conforme expressão (2.7).

$$v_1 = v_2 \sqrt{(1 - X_{Lo}/X_{Co})^2 + (X_{Lo}/R)^2} \quad \dots (4.17)$$

Onde:

$$X_{Lo} = \frac{1/X_{Co \text{ crit}}}{1/X_{Co \text{ crit}}^2 + 1/R^2 \text{ crit}} \quad \dots (4.18)$$

Onde R e X_{Co} na expressão (4.18) são valores calculados para:

$$v_1/v_2 = 0,7/1,15$$

$$v_{2ef} = 220 \text{ volts}$$

$$P = 2000 \text{ watts}$$

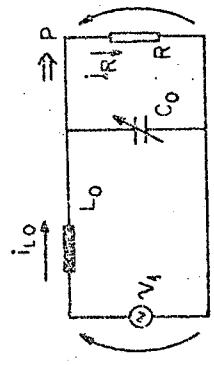
que representa o dimensionamento do L_o para a situação de dimensionamento crítico para o capacitor C_o , já descrito no Capítulo 2.

A partir da expressão (4.13) obtêm-se curvas $i_{Loef} \times P$, para diversas relações v_1/v_2 , estabelecido $v_{2ef} = 220$ volts e dimensionados C_o e L_o para a situação crítica $v_1/v_2 = 0,7/1,15$, $v_2 = 220V$ (eficaz), $P = 2000Watts$. Estas curvas são apresentadas na Figura 4.4 e permitem obter o valor eficaz da corrente solicitada à rede, em função da potência da carga e da relação de tensões v_1/v_2 .

Por exemplo, uma montagem implementada seguindo o procedimento aqui proposto, dimensionada para a relação de tensões $v_1/v_2 = 0,7/1,15$ (pior caso) e para potência máxima $P_{\text{máx}} = 2000$ W na carga, solicita à rede, nestas condições extremas, a corrente eficaz $i_{\text{Loef}} = 15 \sqrt{2}$ A.

FIGURA 4.4

$L_0 = 31 \text{ mH}$



$V_2 = 220 \text{ V}$ (estabilizada)

I_{REF}

$V_1 / V_2 = 0,7$

$= 0,8$

$= 0,9$

$= 1,0$

$= 1,10$

$= 1,15$

$[A] V_2$

12,5

10,0

7,5

5,0

2,5

0

P

2000

[W]

1750

1500

1250

1000

750

500

250

4.3 - Estudo Analítico do Valor do Cos ϕ que a Montagem Apresenta à Rede, em Função da Potência, Para as Diversas Relações v_1/v_2 e Para $v_2 = 220$ volts. (Valor Eficaz)

Considerando-se as Figuras 4.1, 4.2 e 4.3 e a expressão (4.2) e ainda pelas considerações já feitas anteriormente, é fácil explicitar analiticamente o valor de ϕ , ângulo de defasagem entre a corrente i_{LO} e a tensão v_1 .

Então, de (4.2), obtem-se que \vec{i}_{LO} é do tipo:

$$\vec{i}_{LO} = K_1 (a + jb) \quad \dots (4.19)$$

Onde K_1 , a e b são constantes reais. \vec{i}_{LO} está representada na Figura 4.5.

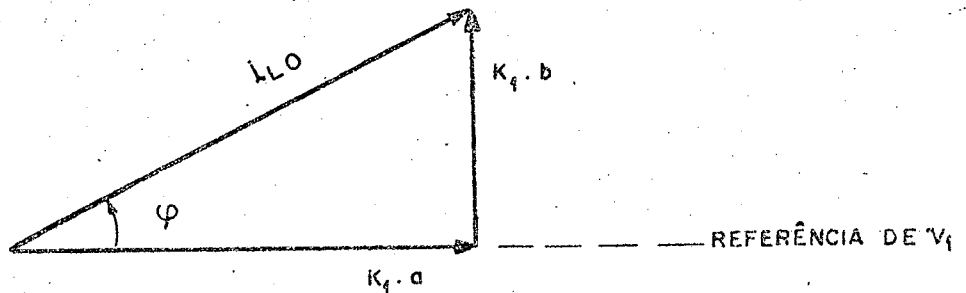


FIGURA 4.5 - \vec{i}_{LO} : diagrama fasorial

De (4.19) e da Figura 4.5 é fácil tirar que:

$$\cos \phi = \frac{a}{\sqrt{a^2 + b^2}} \quad \dots (4.20)$$

Reunindo (4.2), (4.19) e (4.20) resulta:

$$\cos \phi = \frac{R X_{Co}^2}{\sqrt{R^2 X_{Co}^4 + (R^2 (X_{Co} - X_{Lo}) - X_{Co}^2 X_{Lo})^2}} \quad \dots (4.21)$$

Onde R , X_{Co} e X_{Lo} são definidos por (4.15), (4.16) e (4.18) respectivamente.

A partir de (4.21) obtêm-se curvas $\cos \phi \times P$ para diversas relações v_1/v_2 , estabelecido que:

$$v_2 = 220 \text{ volts (valor eficaz)}$$

C_o e L_o dimensionados para a situação crítica, dada por:

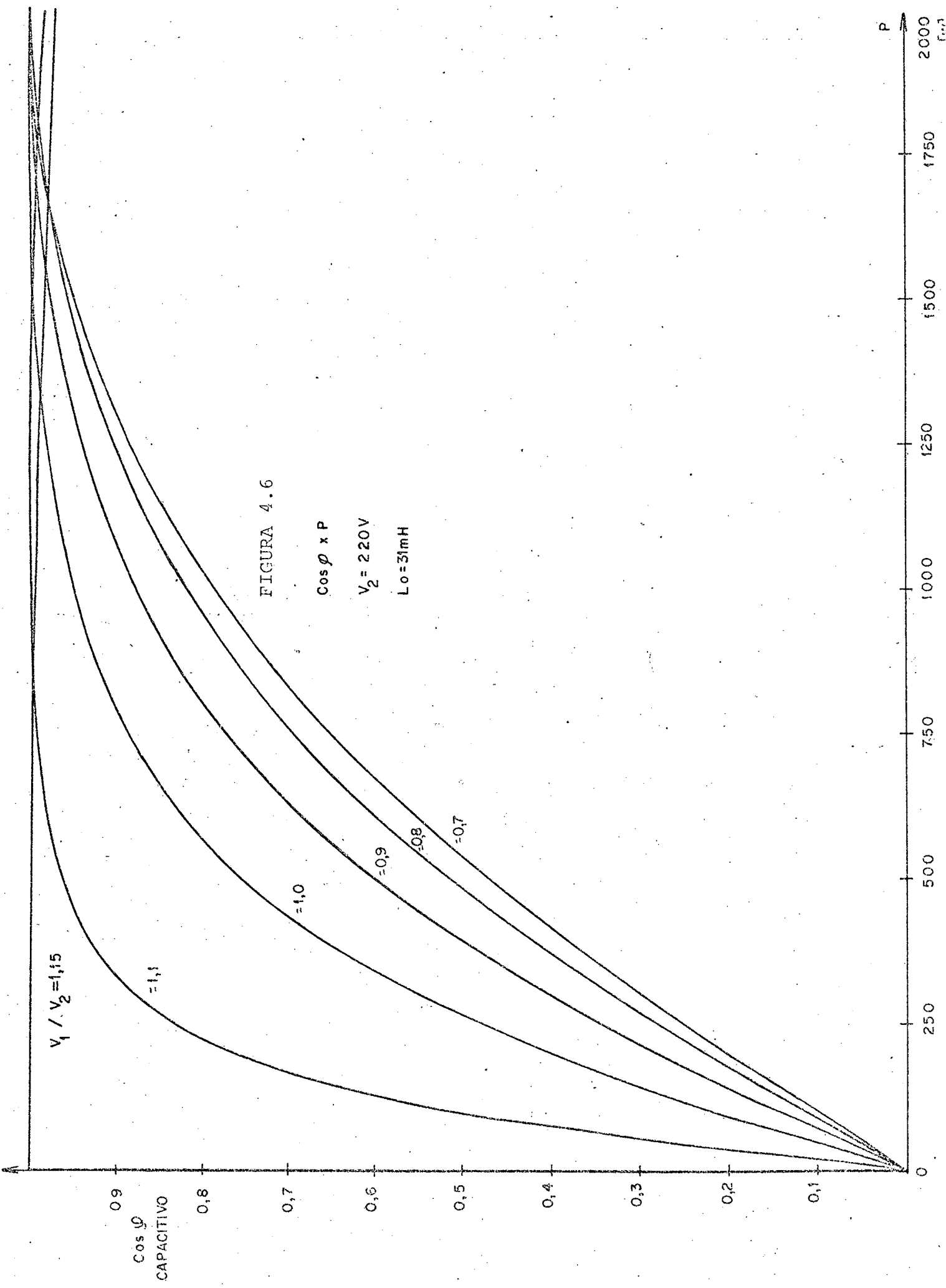
$$v_1/v_2 = 0,7/1.15$$

$$v_2 = 220 \text{ volts (valor eficaz)}$$

$$P = 2000 \text{ watts.}$$

As curvas $\cos \phi \times P$ estão apresentadas na Figura 4.6.

A partir da expressão (4.16) é possível obter-se os valores do capacitor C_o em função da potência P . Isto é feito e apresentado na Figura 4.7, que junto com a Figura 4.6 fornecem uma boa idéia do comportamento da montagem, no aspecto de variação do efeito capacitivo.



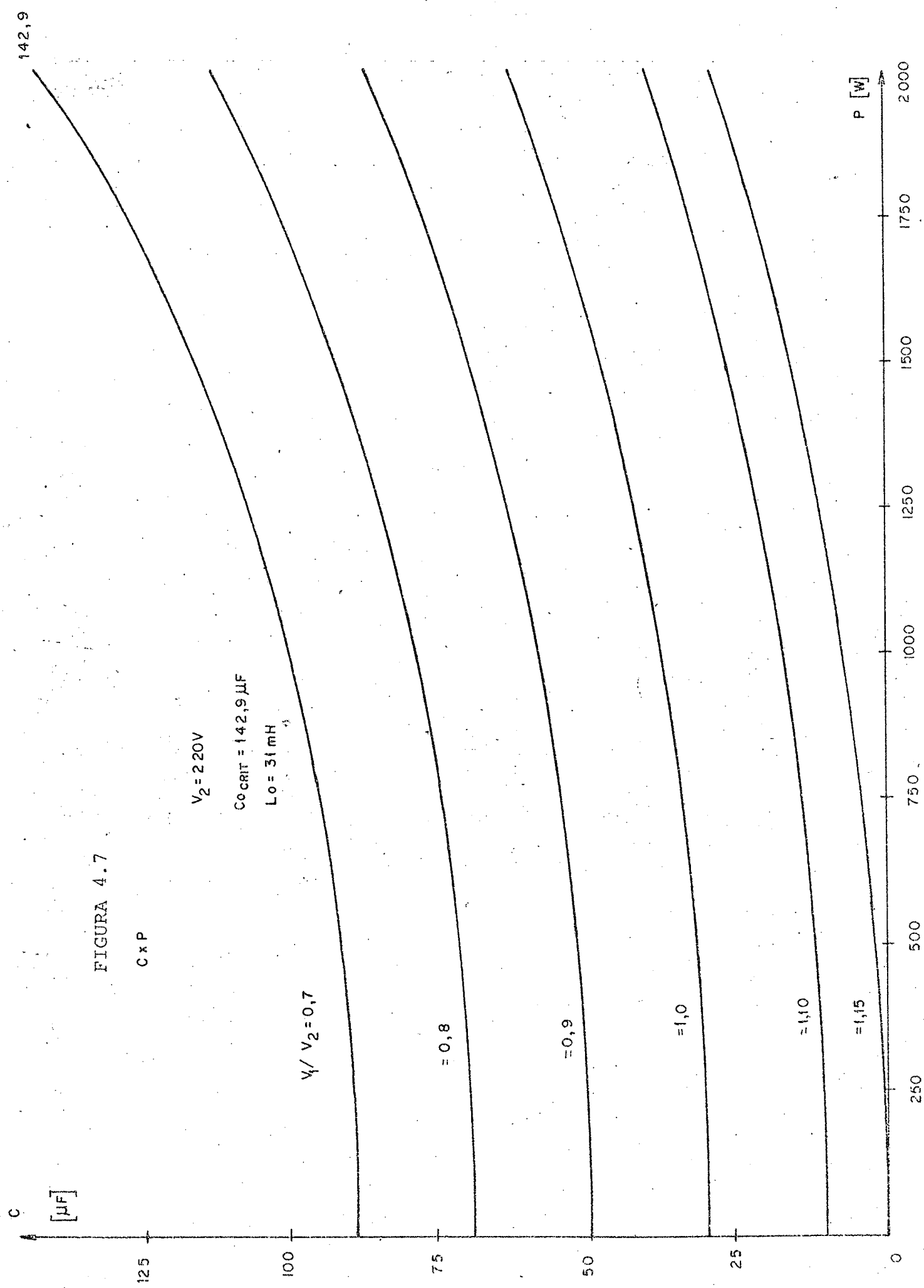


FIGURA 4.7

$C \times P$

$V_2 = 220\text{V}$
 $C_{\text{CRIT}} = 142,9 \mu\text{F}$
 $L_0 = 31 \text{ mH}$

$V_1/V_2 = 0,7$

$= 0,8$

$= 0,9$

$= 1,0$

$= 1,10$

$= 1,15$

4.4 - Conclusão

Neste capítulo foi estudada a corrente i_{L_0} solicitada à rede pela montagem. Obteve-se um gráfico (Figura 4.4) que fornece os valores eficazes de i_{L_0} em função da potência na carga, parametrizada para a relação de tensões v_1/v_2 . Este gráfico tem utilidade para o dimensionamento do indutor L_0 e proteção do circuito.

O estudo do "cos ϕ " da montagem indica o caráter capacitivo da mesma, o que representa uma vantagem pois implica em compensação do fator de potência da rede, usualmente indutivo.

A Figura 4.7 apresenta o valor de capacitância necessário em função da potência da carga, parametrizado na relação de tensões v_1/v_2 . Observar que nos casos extremos $v_1/v_2 = 0,7/1,15$ (valor mínimo), o capacitor C_0 deverá assumir valor de 142,9 μF , o que implica em $\alpha = 180^\circ$ (α : ângulo de chaveamento dos tiristores) e para $v_1/v_2 = 1,15/1,15$ (valor máximo) resulta em $C_0 = 0$, o que implica em $\alpha = 90^\circ$, quando o indutor L_1 entra em ressonância com o capacitor C_0 , anulando o efeito capacitivo.

CAPÍTULO 5

ESTUDO DA FORMA DE ONDA DA TENSÃO DE SAÍDA
E DA CORRENTE DE ENTRADA5.1 - Introdução

Neste capítulo será estudada a forma de onda da tensão de saída e da corrente de entrada.

Para a tensão de saída interessam dois fatores:

a) FF: fator de forma, que relaciona os valores eficaz e médio da onda e que fornece uma idéia do erro cometido ao se medir o valor médio da tensão v_2 , ao invés do valor eficaz, o que será feito para se estabelecer um circuito de estabilização automática desta tensão;

b) FD: fator de distorção, que fornece uma idéia da qualidade da onda, no que concerne à quantidade de harmônicas presentes.

Para a corrente de entrada será obtido o FD: fator de distorção, que indicará a quantidade de harmônicas injetada na rede.

O fator de distorção é uma figura de mérito importante na descrição do desempenho de um circuito.

Estes dois fatores serão obtidos numericamente, a partir da simulação da estrutura em computador digital, para a situação de regime permanente.

A estrutura será ensaiada na situação de regime per

manente, obtendo-se fotografias das formas de onda da tensão de saída e da corrente de entrada.

5.2 - Estudo do Fator de Forma da Tensão de Saída

Uma vez que na implementação da estrutura, por simplicidade, será medido o valor médio da tensão de saída ao invés do valor eficaz, é importante o conhecimento do fator de forma FF, relação entre o valor eficaz e o valor médio.

$$FF = v_{ef}/v_{med} \quad \dots (5.1)$$

Onde: FF: fator de forma

v_{ef} : valor eficaz

v_{med} : valor médio

$$e: v_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v^2(t) dt} \rightarrow \text{valor eficaz de } v(t) \quad \dots (5.2)$$

$$v_{med} = \frac{1}{T/2} \int_0^{T/2} v(t) dt \rightarrow \text{valor médio de } v(t) \quad \dots (5.3)$$

Sabe-se para uma onda senoidal pura (apenas a fundamental) de amplitude V, tem-se:

$$v_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (v \text{ sen } \omega t)^2 dt} = \frac{V}{\sqrt{2}} \quad \dots (5.4)$$

$$v_{\text{med}} = \frac{1}{T/2} \int_0^{T/2} V \text{ sen } \omega t \, dt = \frac{2V}{\pi} \quad \dots (5.5)$$

E então:

$$FF = \frac{V/\sqrt{2}}{2V/\pi} = 1.11072 \quad \dots (5.6)$$

Ou seja:

$$v_{\text{ef}} = 1.11072 v_{\text{med}} \quad \dots (5.7)$$

Assim, através da medição do valor médio de uma tensão senoidal, obtém-se o seu valor eficaz pela relação (5.7).

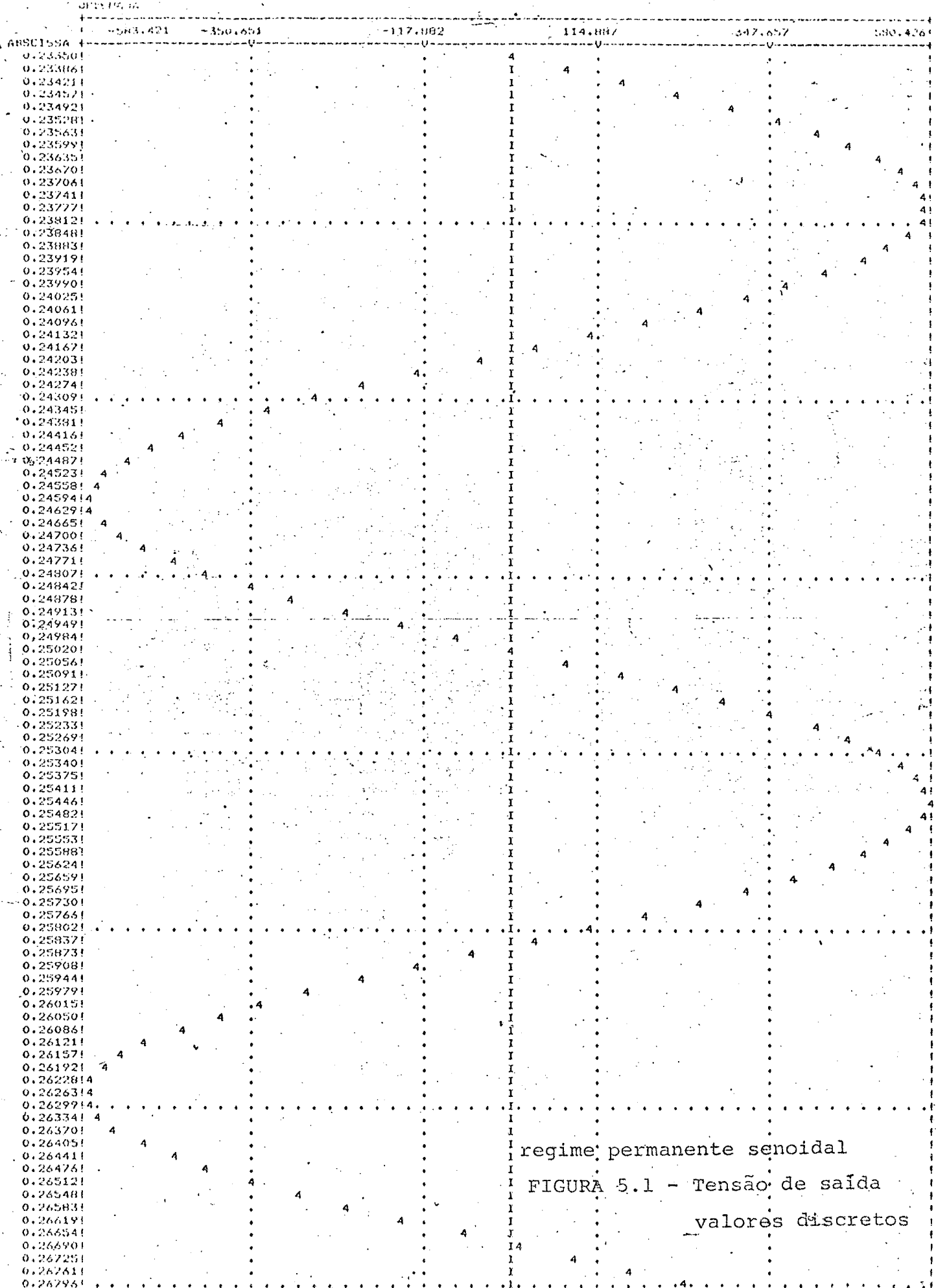
Para o nosso caso, como resultado da simulação da estrutura em computador digital, obtém-se uma tensão de saída v_2 discretizada, resultante do cálculo para valores discretos do tempo. Isto pode ser observado na Figura 5.1, onde o eixo das abscissas representa o tempo em segundos e a ordenada, a tensão em volts.

Os valores eficaz e médio da tensão de saída v_2 discretizada são obtidas a partir das expressões (5.2) e (5.3) respectivamente, onde a integração é substituída pela soma finita dos valores discretizados de v_2 .

O fator de forma assim obtido fornece uma idéia da magnitude do erro que ocorre quando se mede o valor médio ao invés do valor eficaz e é apresentado nas Tabelas 5.1 e 5.2. A partir da simulação da estrutura, com os valores:

$$C_o = 165 \, \mu\text{F}$$

$$L_o = 20 \, \text{mH}$$



$$R_o = 0,56 \Omega$$

$$L_1 = 45 \text{ mH}$$

$$R_1 = 0,60 \Omega$$

Foram simulados as situações limites de tensão de entrada: $V_{1\text{min}}$ e $V_{1\text{máx}}$, com 2 valores de resistência de carga R , $R = 48400 \Omega$, e $R = 24,2 \Omega$ que correspondem respectivamente à potência de carga $P_{\text{min}} = 1 \text{ W}$ e $P_{\text{máx}} = 2000 \text{ W}$, para tensão de saída nominal $v_2 = 220 \text{ volts}$ (valor eficaz) e para diferentes ângulos α de chaveamento dos tiristores.

α [GRAUS]	$v_1 \text{ min}$	
	Pmin	Pmáx
90,0	1,11007	1,10695
91,5	1,10649	1,10690
93,0	1,10424	1,10684
94,5	1,10168	1,10677
96,0	1,10024	1,10669
97,5	1,09845	1,10663
99,0	1,09750	1,10663
100,5	1,09666	1,10657
102,0	1,09578	1,10653
103,5	1,09481	1,10645
105,0	1,09429	1,10645
106,5	1,09336	1,10641
108,0	1,09285	1,10627
109,5	1,09193	1,10623
111,0	1,09162	1,10514
114,0	1,09020	1,10308
117,0	1,08930	1,10081
120,0	1,08933	1,09870
135,0	1,08948	1,09117
150,0	1,09696	1,08845
165,0	1,10353	1,09140
180,0	1,10513	1,10618

TABELA 5.1

Fator de forma de v_2

α [GRAUS]	$v_1 \text{ máx}$	
	Pmin	Pmáx
90,0	1,11007	1,10695
91,5	1,10649	1,10690
93,0	1,10424	1,10684
94,5	1,10168	1,10676
96,0	1,10024	1,10669
97,5	1,09845	1,10663
99,0	1,09750	1,10663
100,5	1,09666	1,10657
102,0	1,09578	1,10653
103,5	1,09481	1,10645
105,0	1,09429	1,10645
106,5	1,09336	1,10641
108,0	1,09285	1,10627
109,5	1,09193	1,10623
111,0	1,09163	1,10514
114,0	1,09020	1,10308
117,0	1,08930	1,10081
120,0	1,08933	1,09870
135,0	1,08948	1,09117
150,0	1,09696	1,08845
165,0	1,10353	1,09140
180,0	1,10513	1,10618

TABELA 5.2

Fator de forma de v_2

Pela análise das Tabelas (5.1) e (5.2), que apresentam as situações críticas de funcionamento da estrutura, é possível obter-se uma tabela do erro verificado entre o fator de forma da simulação, obtido para uma forma de onda com diversas harmônicas e o fator de forma para uma onda senoidal pura ($FF = 1,11072$), o que é apresentado na Tabela (5.3). Desta tabela obtém-se o valor do maior erro cometido.

$$\text{Erro Cometido} = \left(\frac{FF(\text{TABELA}) - 1,11072}{1,11072} \right) 100$$

[%]

α [GRAUS]	$v_1 \text{ min}$		$v_1 \text{ máx}$	
	Pmin	Pmáx	Pmin	Pmáx
90,0	-0,059	-0,339	-0,059	-0,339
91,5	-0,381	-0,344	-0,381	-0,344
93,0	-0,583	-0,349	-0,583	-0,349
94,5	-0,814	-0,356	-0,814	-0,356
96,0	-0,944	-0,363	-0,944	-0,363
97,5	-1,105	-0,368	-1,105	-0,368
99,0	-1,190	-0,368	-1,190	-0,368
100,5	-1,266	-0,374	-1,266	-0,374
102,0	-1,345	-0,377	-1,345	-0,377
103,5	-1,432	-0,385	-1,432	-0,385
105,0	-1,479	-0,385	-1,479	-0,385
106,5	-1,563	-0,388	-1,563	-0,388
108,0	-1,609	-0,401	-1,609	-0,401
109,5	-1,692	-0,404	-1,692	-0,404
111,0	-1,693	-0,502	-1,693	-0,502
114,0	-1,848	-0,688	-1,848	-0,688
117,0	-1,929	-0,892	-1,929	-0,892
120,0	-1,926	-1,082	-1,926	-1,082
135,0	-1,912	-1,760	-1,912	-1,760
150,0	-1,239	-2,005	-1,239	-2,005
165,0	-0,647	-1,739	-0,647	-1,739
180,0	-0,503	-0,409	-0,503	-0,409

TABELA 5.3 - Erro máximo: -2,005%

para: Pmáx e $\alpha = 150^\circ$

Observa-se que o fator de forma FF da tensão de saída v_2 independe do valor da tensão de entrada v_1 , sendo proporcional à potência na carga e função do ângulo α de disparo dos tiristores.

5.3 - Estudo da Qualidade da Tensão de Saída e da Qualidade da Corrente Solicitada à Rede

A quantidade de harmônicas presente na corrente solicitada à rede e na tensão entregue à carga define a "qualidade" destas grandezas e estabelece a necessidade ou não de filtros para a eliminação destas harmônicas.

Através do fator de distorção FD mede-se a qualidade de de uma onda:

$$FD = \frac{V_{1ef}}{V_{ef}} \quad \dots (5.8)$$

Onde: FD - fator de distorção

V_{1ef} - valor eficaz da fundamental

V_{ef} - valor eficaz da onda (fundamental + harmônicas).

Observar que para uma onda senoidal pura (apenas a fundamental) tem-se:

$$V_{1ef} = V_{ef} \quad \dots (5.9)$$

e:

$$FD = 1,0 \quad \dots (5.10)$$

Através da simulação da estrutura obtém-se a corrente na entrada e a tensão de saída discretizadas e com um tratamento matemático apropriado (Fourier⁽⁴⁾) obtém-se o valor da componente fundamental da onda, calculando-se então o seu valor eficaz

bem como o valor eficaz da onda real (todas as componentes) discretizada, calculando-se finalmente o FD.

As Tabelas (5.4) e (5.5) apresentam o FD da tensão de saída em função do ângulo α de disparo dos tiristores para as situações de tensão de entrada à valor mínimo $v_{1\text{min}}$ e à valor máximo $v_{1\text{máx}}$, para a montagem com valores:

$$C_o = 165 \mu\text{F}$$

$$L_o = 20 \text{ mH}$$

$$R_o = 0,56 \Omega$$

$$L_1 = 45 \text{ mH}$$

$$R_1 = 0,60 \Omega$$

A resistência de carga R assume os valores: 48400Ω e $24,2 \Omega$ que correspondem respectivamente às potências $P_{\text{min}} = 1\text{W}$ e $P_{\text{máx}} = 2000\text{W}$ para a tensão de saída $v_2 = 220\text{V}$ (valor eficaz).

As Figuras 5.3 a 5.8 apresentam a forma de onda referente à tensão de saída v_2 , para diferentes situações de tensão de entrada e potência de saída; observar a forma quase senoidal de v_2 , reafirmando assim os valores obtidos para o fator de distorção FD da tensão de saída v_2 . O eixo das abcissas representa o tempo em segundos e o eixo das ordenadas fornece a tensão em volts.

α [GRAUS]	v_1 min	
	Pmin	Pmãx
90,0	0,98159	0,98765
91,5	0,98488	0,98768
93,0	0,98645	0,98769
94,5	0,98506	0,98771
96,0	0,98367	0,98772
97,5	0,98143	0,98773
99,0	0,98347	0,98774
100,5	0,98491	0,98775
102,0	0,98446	0,98776
103,5	0,98449	0,98776
105,0	0,98560	0,98776
106,5	0,98520	0,98776
108,0	0,98547	0,98776
109,5	0,98540	0,98775
111,0	0,98528	0,98778
114,0	0,98502	0,98779
117,0	0,98496	0,98768
120,0	0,98499	0,98763
135,0	0,98539	0,98713
150,0	0,98642	0,98744
165,0	0,98644	0,98876
180,0	0,98937	0,98026

TABELA 5.4

Fator de distorção da tensão
de saída v_2

α [GRAUS]	v_1 mãx	
	Pmin	Pmãx
90,0	0,98159	0,98765
91,5	0,98488	0,98768
93,0	0,98645	0,98769
94,5	0,98506	0,98771
96,0	0,98367	0,98772
97,5	0,98143	0,98773
99,0	0,98347	0,98774
100,5	0,98491	0,98775
102,0	0,98446	0,98776
103,5	0,98449	0,98776
105,0	0,98560	0,98776
106,5	0,98520	0,98776
108,0	0,98547	0,98776
109,5	0,98540	0,98775
111,0	0,98528	0,98778
114,0	0,98502	0,98779
117,0	0,98496	0,98768
120,0	0,98499	0,98763
135,0	0,98539	0,98713
150,0	0,98642	0,98744
165,0	0,98644	0,98876
180,0	0,98937	0,98026

TABELA 5.5

Fator de distorção da tensão
de saída v_2

As tabelas (5.6) e (5.7) apresentam o FD da corrente de entrada em função do ângulo α de disparo dos tiristores, para a estrutura em estudo.

-184.040

-110.584

-37.068

36.417

109.903

183.389

0.23350

SITUAÇÃO

V_1 MIN

P_{MAX}

$\alpha = 100^\circ$

$R_0 \neq \phi$

$R_1 \neq \phi$

0.23812

0.24309

0.24878

0.25304

0.25802

0.26796

ABSCISSA
[S]

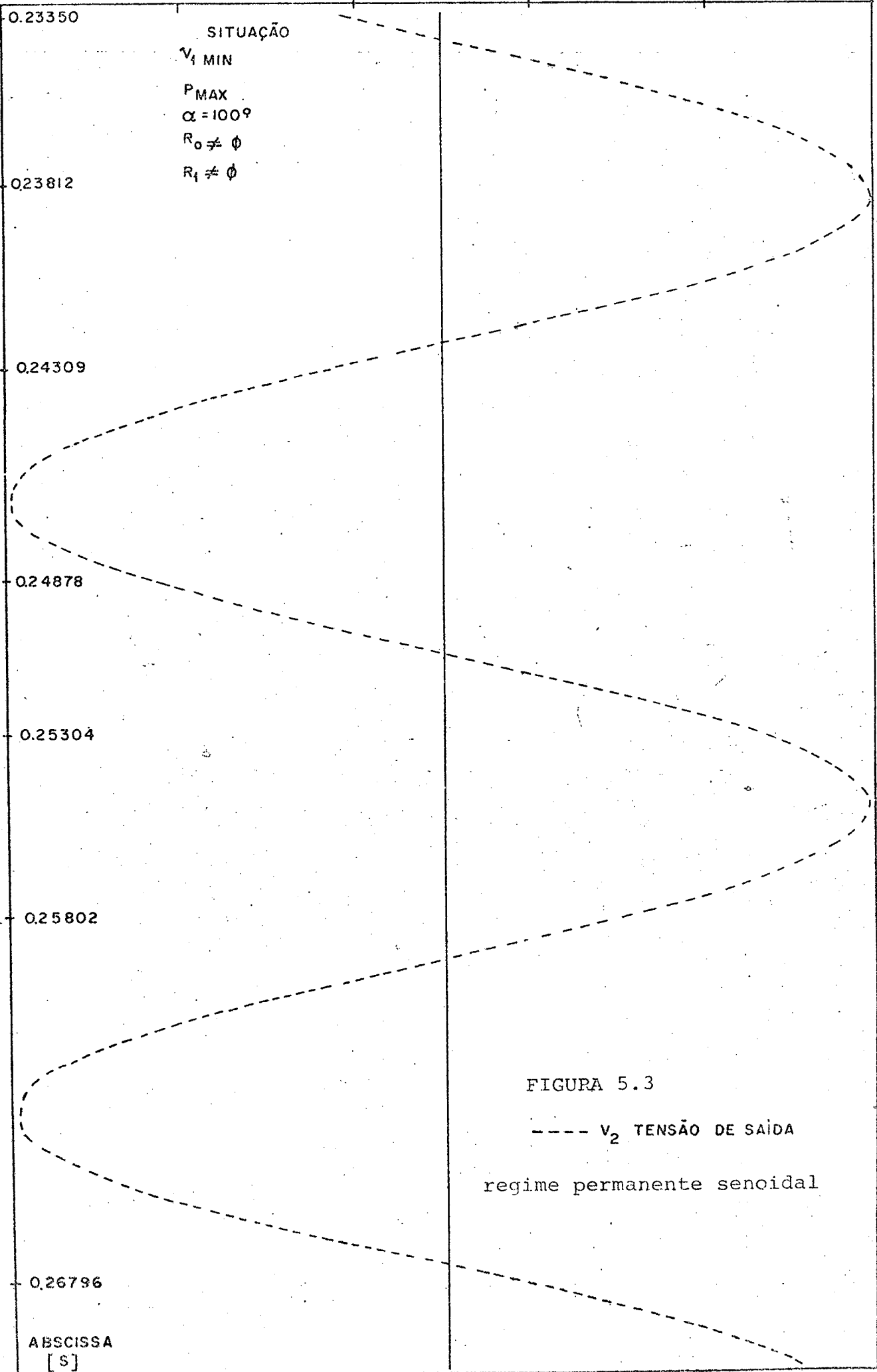
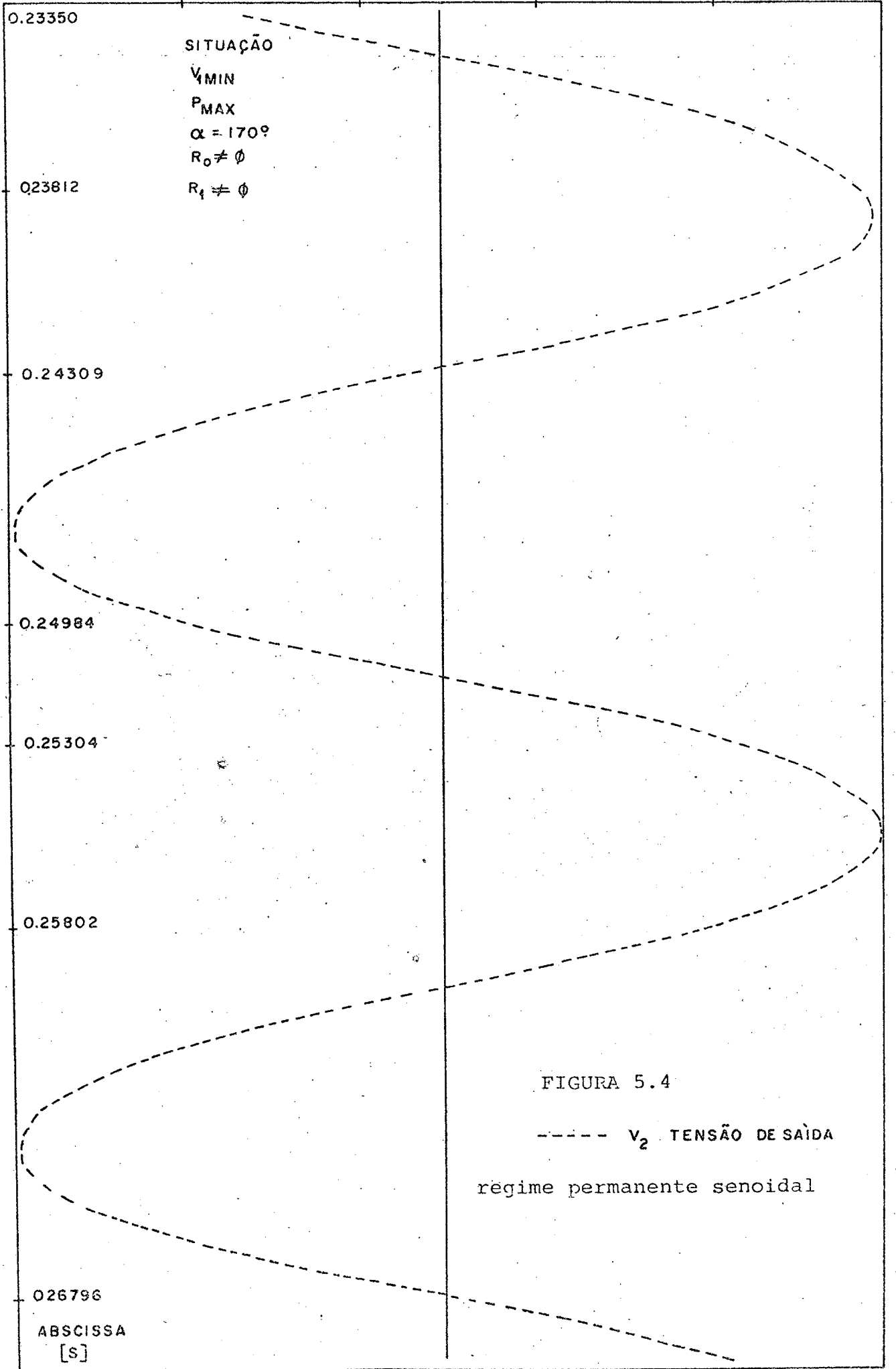


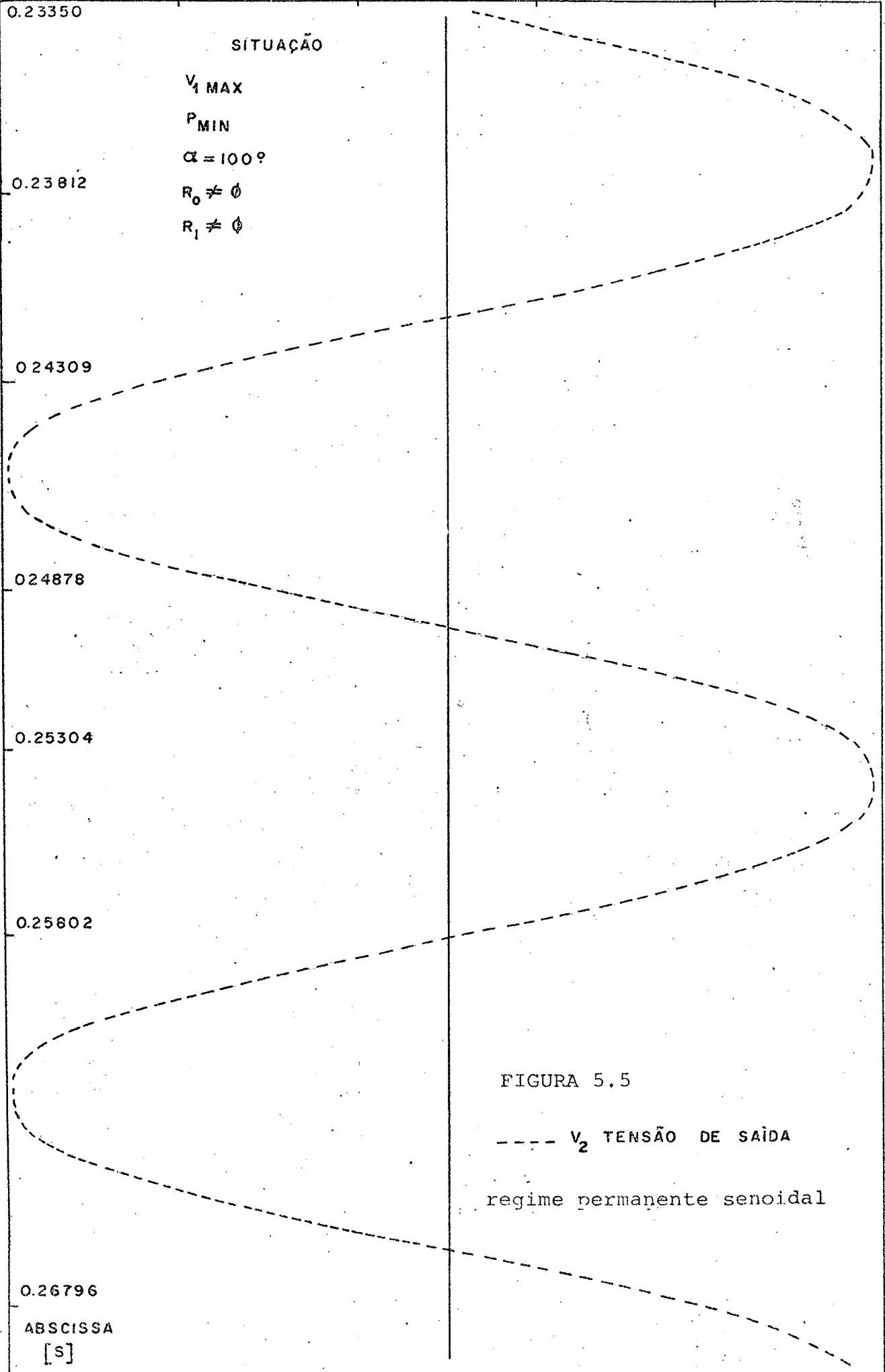
FIGURA 5.3

----- V_2 TENSÃO DE SAÍDA

regime permanente senoidal

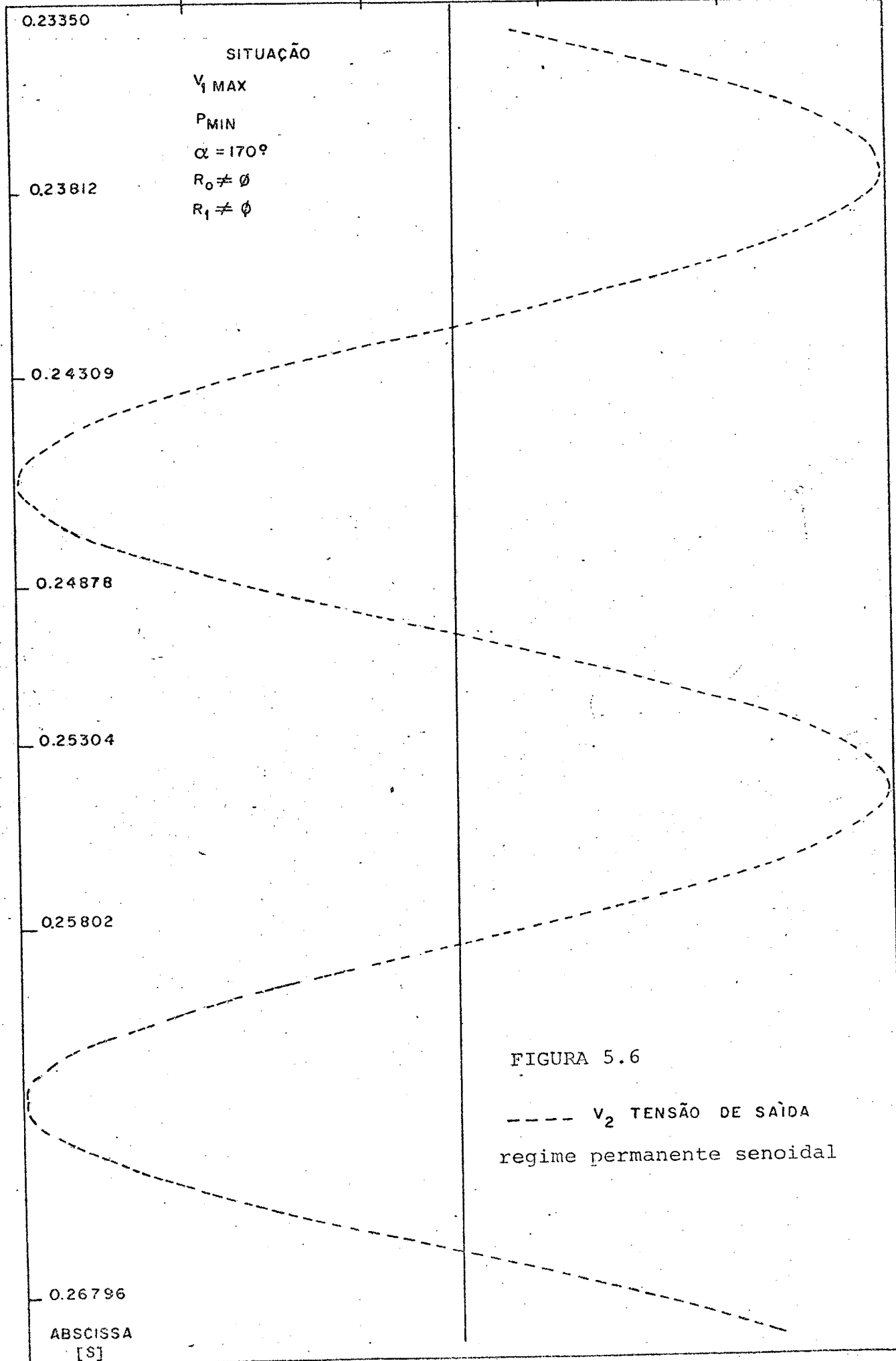
- 261.553 - 156.907 - 52.262 52.383 157.028 261.673

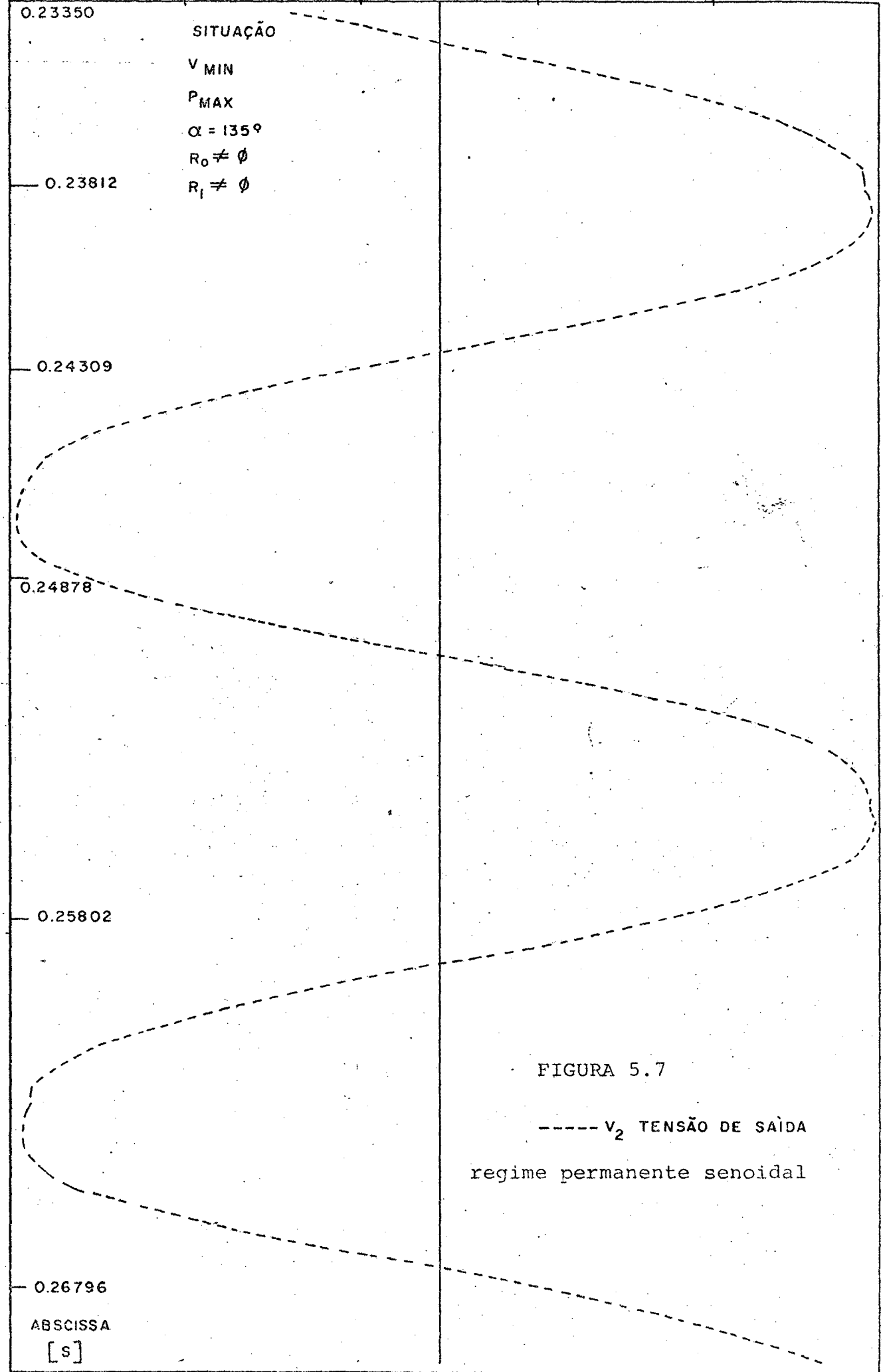




ORDENADA [V]

- 583.421 -350.651 -117.882 114.887 347.657 580.426





SITUAÇÃO
 V MIN
 P MAX
 $\alpha = 135^\circ$
 $R_0 \neq \emptyset$
 $R_1 \neq \emptyset$

FIGURA 5.7

----- V_2 TENSÃO DE SAÍDA
 regime permanente senoidal

ABSCISSA
 [s]

ORDENADA [V]

-464.223

-277.758

-91.292

95.173

281.639

468.104

0.23350

SITUAÇÃO

$V_{1\text{MAX}}$

P_{MIN}

$\alpha = 135^\circ$

$R_0 \neq 0$

$R_1 \neq 0$

0.23812

0.24309

0.24807

0.25304

0.25802

0.26796

ABSCISSA

[S]

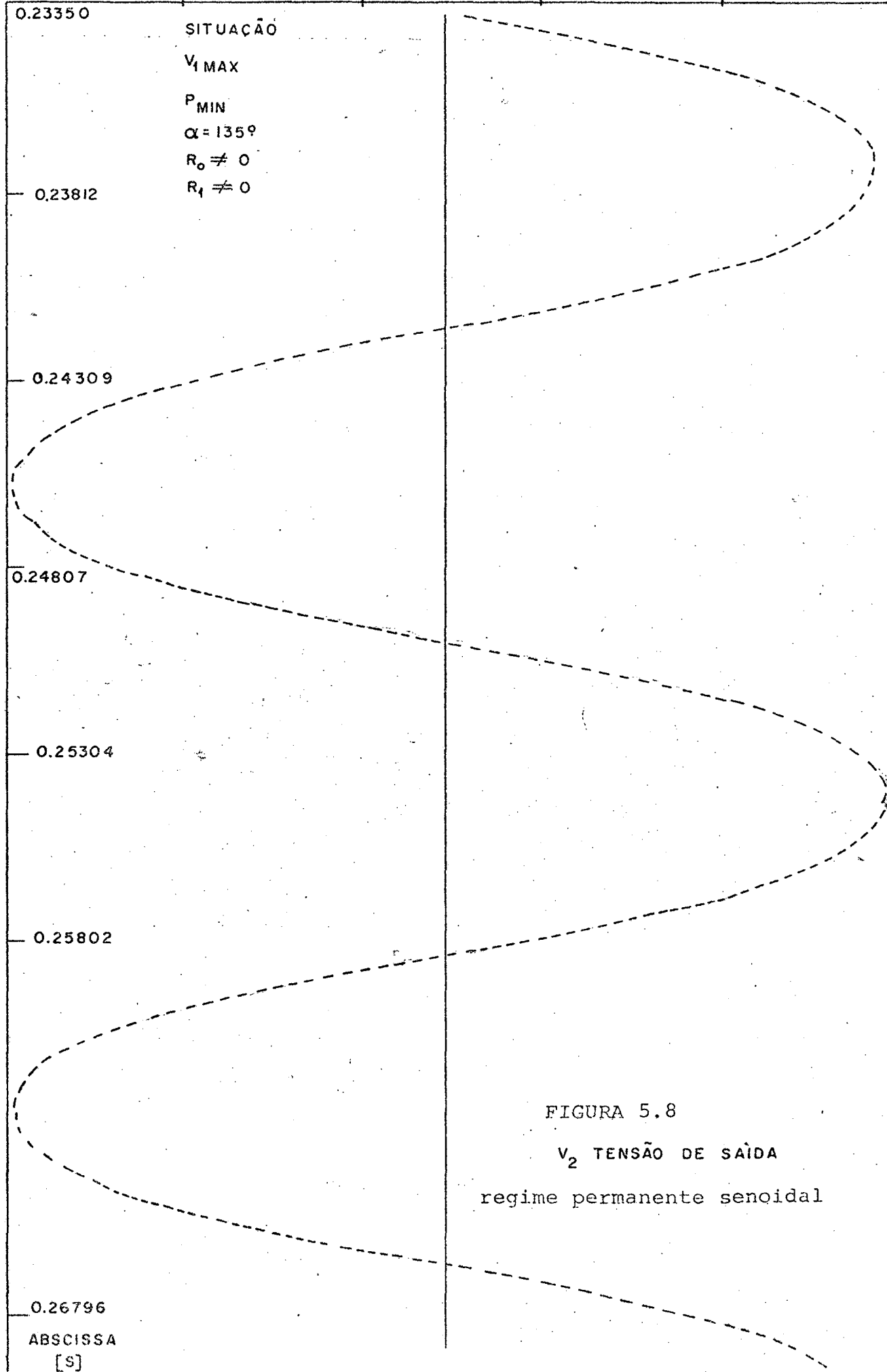


FIGURA 5.8

V_2 TENSÃO DE SAÍDA

regime permanente senoidal

α [GRAUS]	V_1 min	
	Pmin	Pmáx
108,0	0,99300	0,98100
109,5	0,99501	0,98666
111,0	0,99439	0,98703
114,0	0,99521	0,98681
117,0	0,99605	0,98643
120,0	0,99717	0,98638
135,0	0,99881	0,98667
150,0	0,99963	0,98769
165,0	0,99894	0,98874
180,0	0,98391	0,98936

TABELA 5.6

Fator de distorção da corrente de entrada.

α [GRAUS]	V_1 máx	
	Pmin	Pmáx
108,0	0,99300	0,98100
109,5	0,99501	0,98666
111,0	0,99439	0,98703
114,0	0,99521	0,98681
117,0	0,99605	0,98643
120,0	0,99717	0,98638
135,0	0,99881	0,98667
150,0	0,99963	0,98769
165,0	0,99894	0,98874
180,0	0,98391	0,98936

TABELA 5.7

Fator de distorção da corrente de entrada.

Observar nas tabelas acima que o valor da tensão de entrada v_1 não influencia o fator de distorção da corrente de entrada i_{LO} ; este fator é função da potência e do ângulo α de disparo dos tiristores.

As Figuras 5.9 a 5.13 apresentam a forma de onda referente à corrente de entrada i_{LO} , para diferentes situações de tensão de entrada e potência de saída; observar a forma quase senoidal de i_{LO} , reafirmando assim os valores obtidos para o fator de distorção FD desta onda. Nos eixos das abcissas e ordenadas tem-se, respectivamente, tempo em segundos e corrente em amperes.

ORDENADA [A]

-180 541

-108 379

-36 218

35 944

108 106

180 267

0.23350

SITUAÇÃO

V_{MIN}

P_{MAX}

$\alpha = 170^\circ$

$R_o \neq \emptyset$

$R_i \neq \emptyset$

0.23812

0.24842

0.25304

0.25802

0.26796

ABSCISSA

[s]

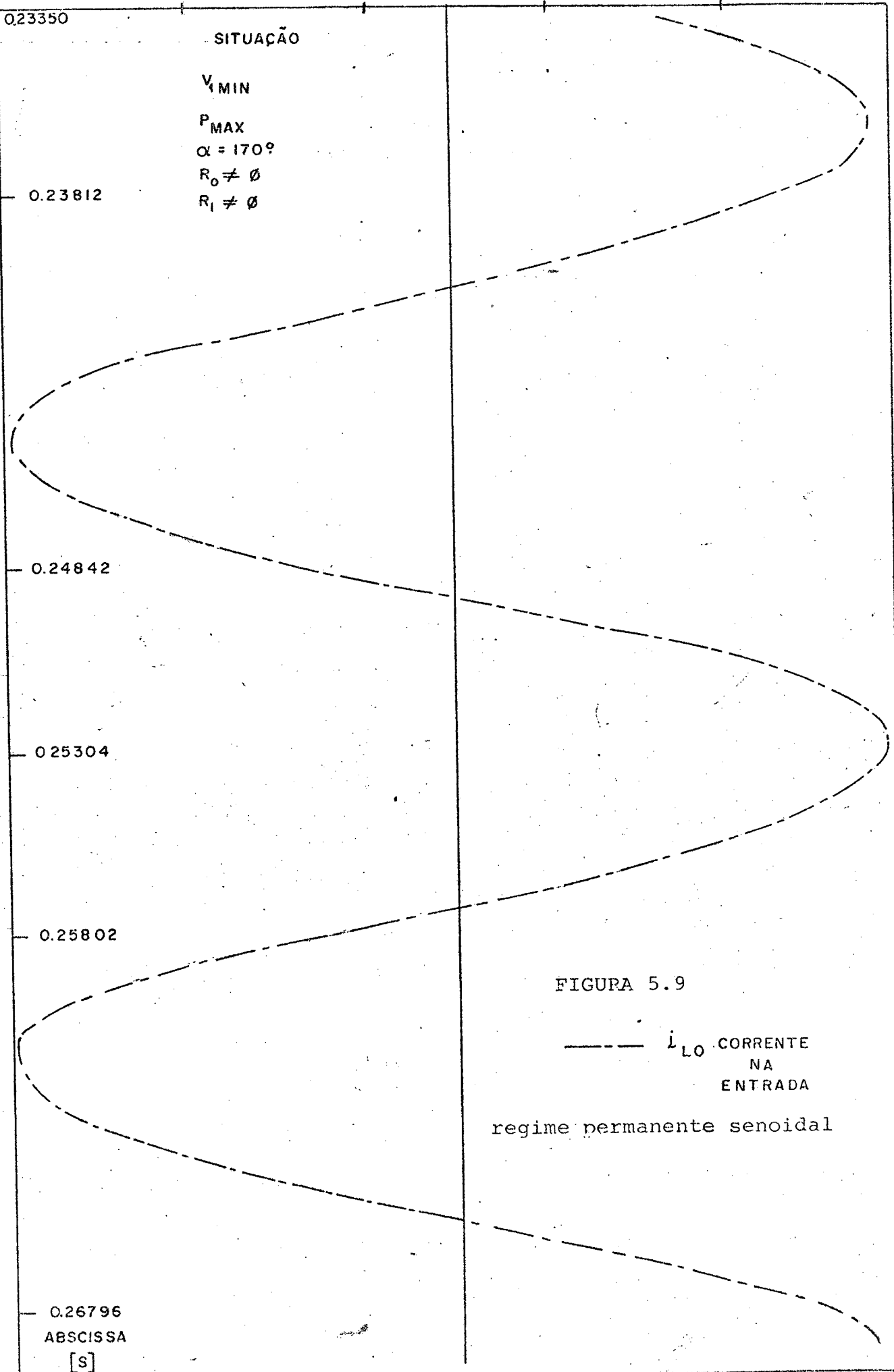


FIGURA 5.9

——— i_{LO} CORRENTE
 NA
 ENTRADA

regime permanente senoidal

0.23350

SITUAÇÃO

$V_1 \text{ MAX}$

$P \text{ MIN}$

$\alpha = 100^\circ$

$R_0 \neq \phi$

$R_1 \neq \phi$

0.23812

Biblioteca Central
- UFSC -

0.24309

0.24807

0.25340

0.26299

0.26796

ABSCISSA

[s]

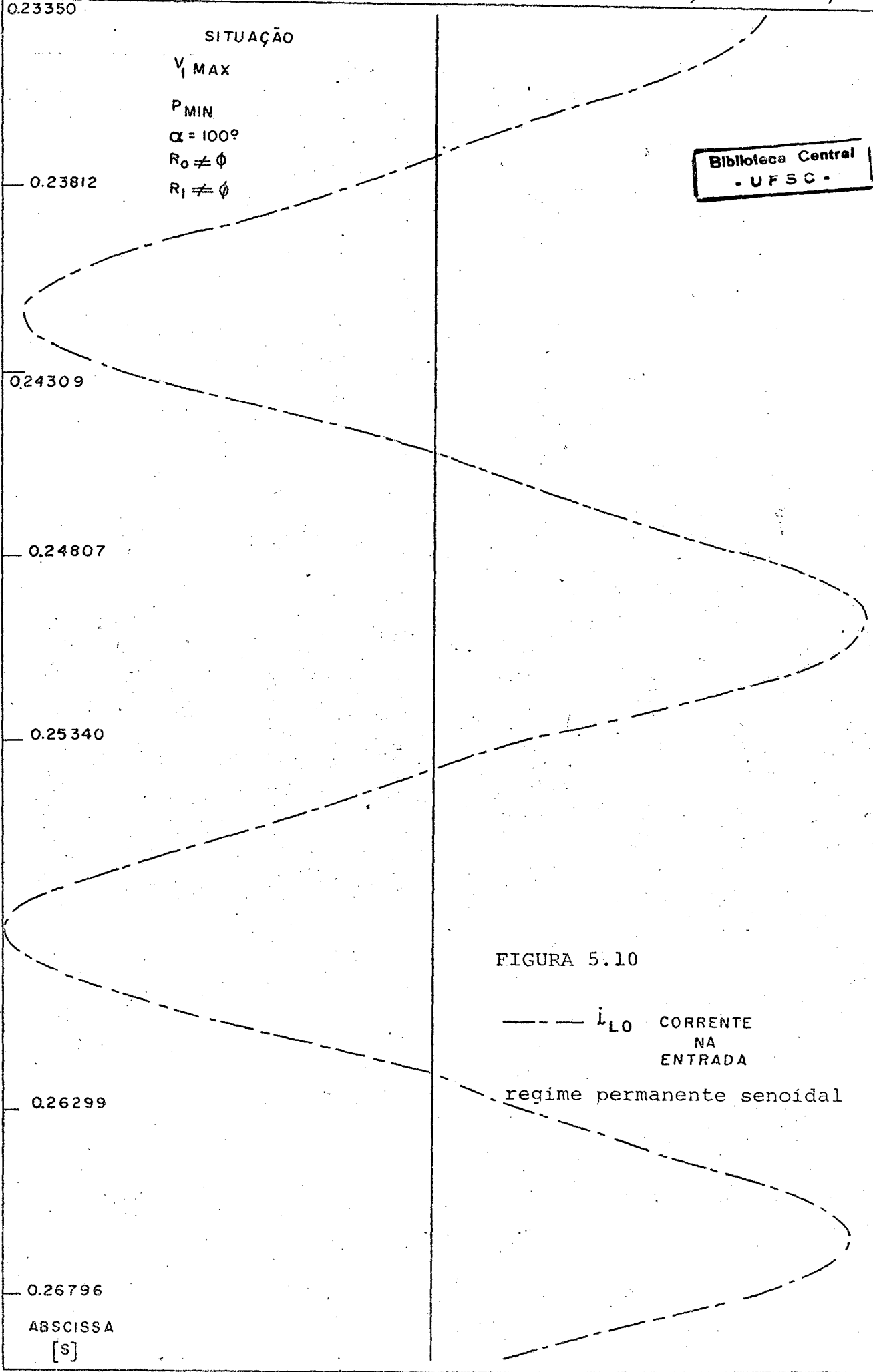
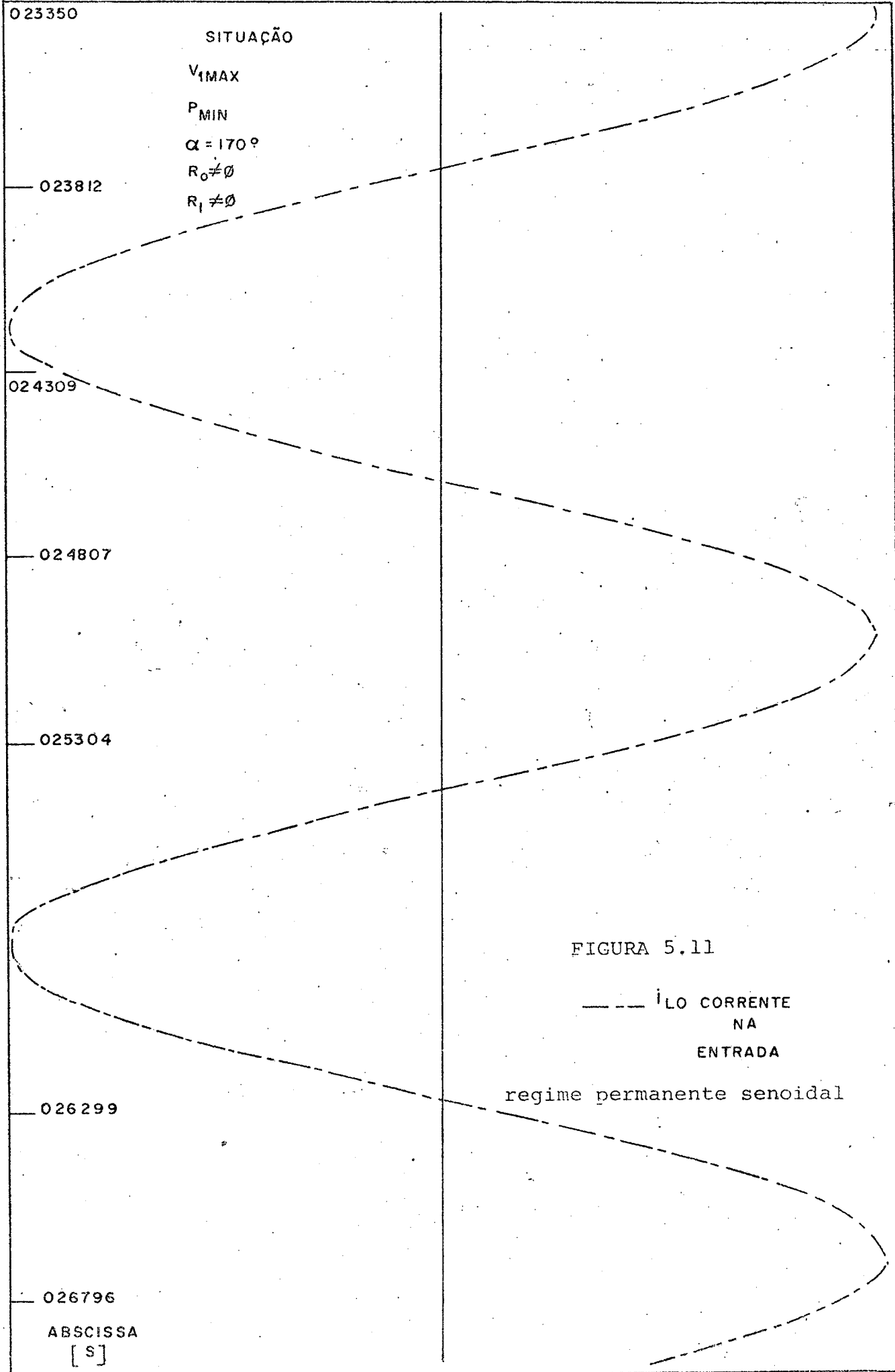


FIGURA 5.10

— i_{L0} CORRENTE
NA
ENTRADA

regime permanente senoidal



-10,4 229

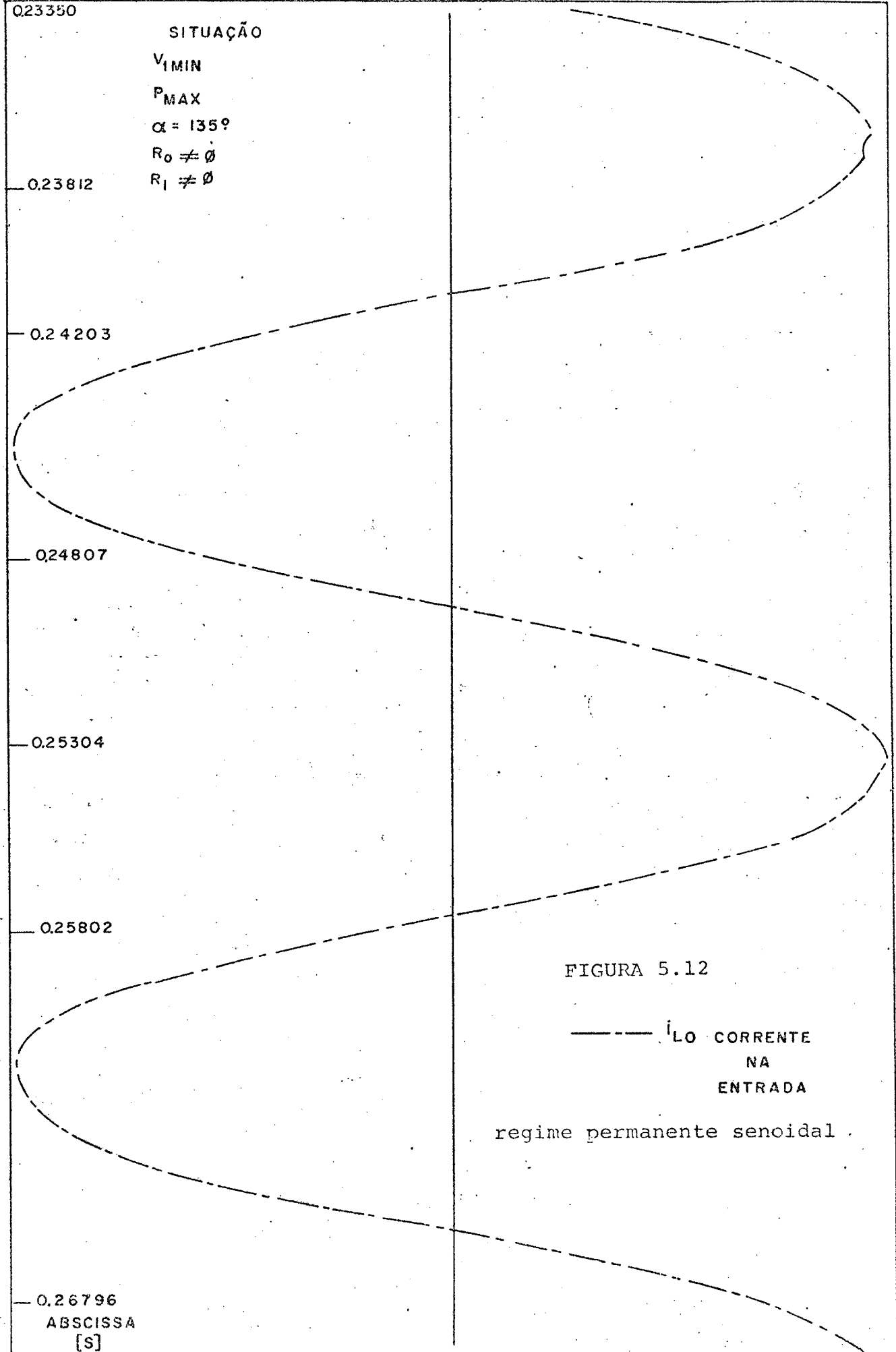
-62 590

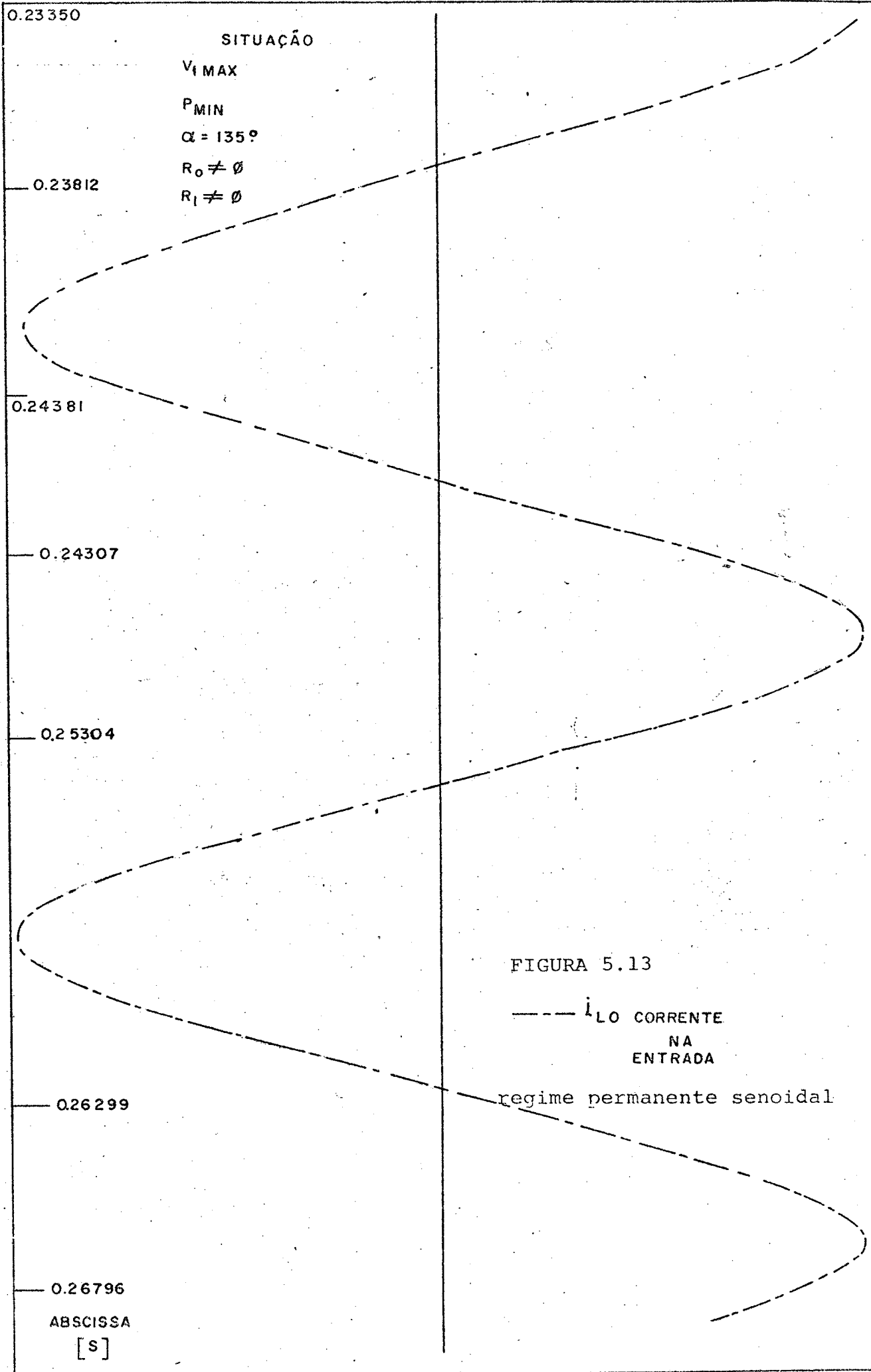
-20 950

20 689

62 329

103 969





5.4 - Ensaio

A estrutura apresentada na Figura 5.14 foi submetida a ensaio, com o ângulo α de disparo dos tiristores mantido constante, na situação de regime permanente. Foram fotografadas as formas de onda da tensão de saída v_2 e da corrente solicitada à rede i_{L0} .

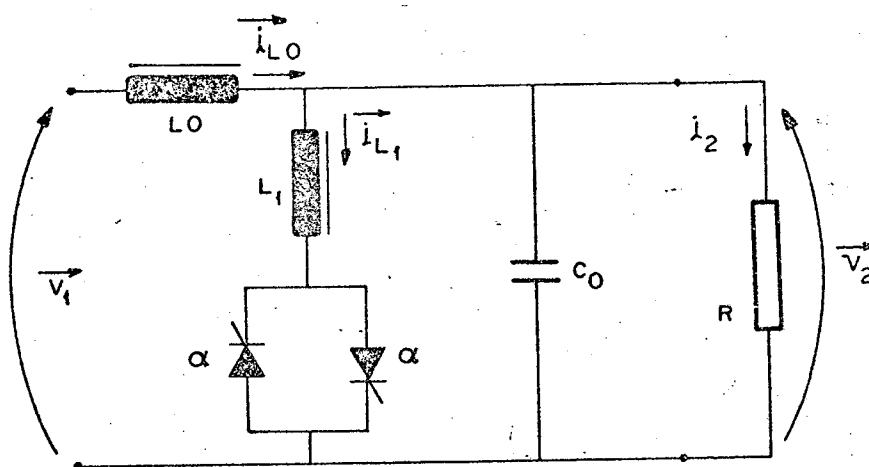


FIGURA 5.14 - Montagem para ensaio

5.4.1 - 1 ϕ Ensaio

Valores eficazes para a situação sob ensaio:

$$v_1 = 190 \text{ V}$$

$$v_2 = 220 \text{ V}$$

$$i_{L1} = 9,4 \text{ A}$$

$$i_{L0} = 6,1 \text{ A}$$

$$i_2 = 5,5 \text{ A}$$

Escala de tempo do osciloscópio: 5ms/divisão.

As Figuras 5.15 e 5.16 apresentam as formas de onda da tensão de saída v_2 e da corrente solicitada à rede i_{L0} .

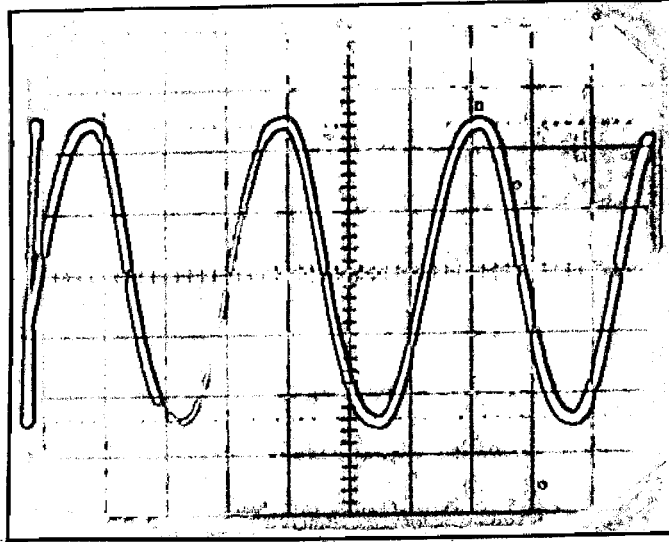
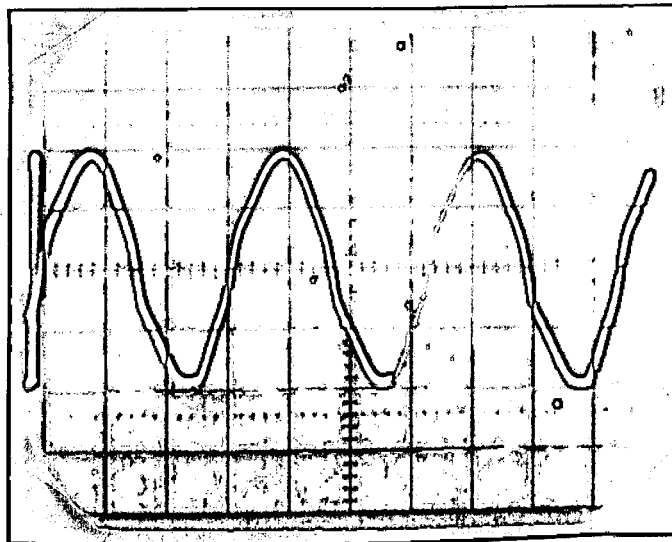


FIGURA 5.15 - Tensão na saída v_2 .

5ms/divisão

124,5V/divisão

regime permanente senoidal.



4,5A/divisão

5ms/divisão

regime permanente senoidal

FIGURA 5.16 - Corrente solicitada à rede i_{Lo} .

5.4.2 - 2º Ensaio:

Valores eficazes para a situação sob ensaio:

$$v_1 = 190 \text{ V}$$

$$v_2 = 294 \text{ V}$$

$$i_{L1} = 9,9 \text{ A}$$

$$i_{L0} = 2 \text{ A}$$

$$i_2 = 7,5 \text{ A}$$

Escala de tempo do osciloscópio: 5ms/divisão.

As Figuras 5.17 e 5.18 apresentam as formas de onda da tensão de saída v_2 e da corrente solicitada à rede i_{L0} .

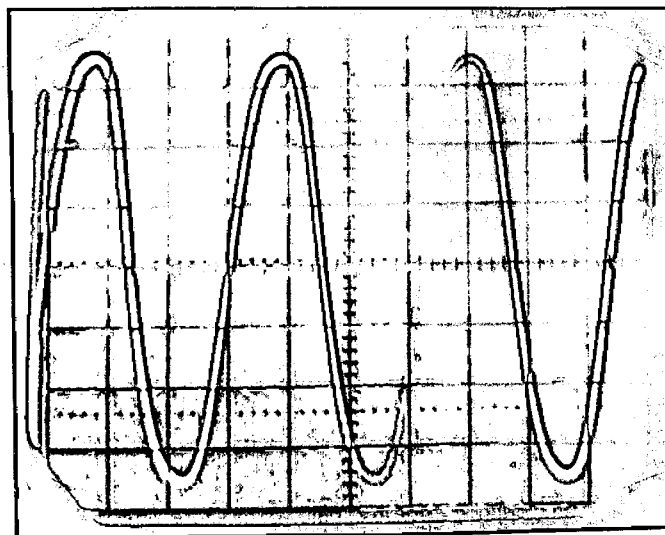
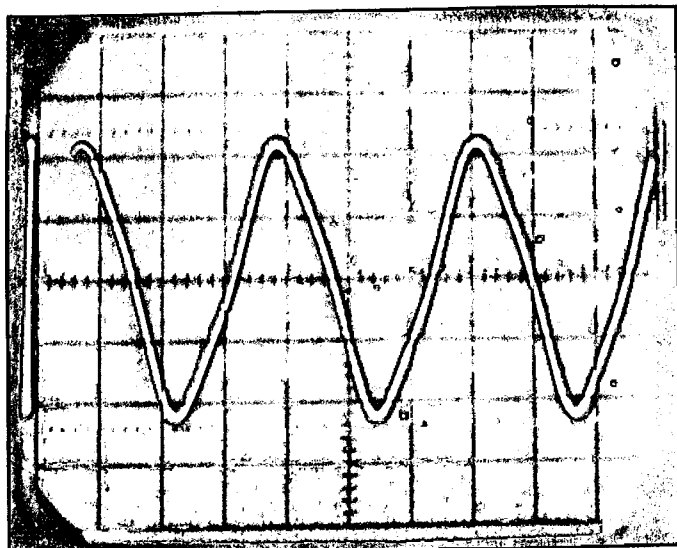


FIGURA 5.17 - Tensão de saída v_2

5ms/divisão

15,5V/divisão

regime permanente senoidal



regime permanente senoidal

FIGURA 5.18 - Corrente solicitada à rede i_{Lo} .
5ms/divisão
1,3A/divisão

5.4.3 - Observações

As Figuras 5.15 e 5.17 confirmam a boa qualidade da tensão de saída. Observa-se que para os dois ensaios a quantidade de harmônicas presentes é pequena e que o valor médio da tensão é nulo, ou seja, não apresenta componente contínua.

As Figuras 5.16 e 5.18 mostram que a quantidade de harmônicas na corrente solicitada à rede aumenta com o aumento da potência da carga, o que já fora mostrado nas Tabelas 5.6 e 5.7. É importante observar que o valor médio desta corrente é nulo, ou seja, não apresenta componente contínua.

De modo geral os ensaios confirmam a qualidade esperada para a tensão na saída v_2 e para a corrente na entrada i_{Lo} , indicando a não necessidade de filtros de harmônicas, caracterizando com isso uma vantagem desta estrutura de estabilização de tensão alternada.

5.5 - Conclusão

No estudo do FF: fator de forma da tensão de saída ficou claro que o erro cometido ao se medir o valor médio da onda, ao invés do seu valor eficaz, é bem pequeno, tornando possível este procedimento para a estabilização automática da tensão de saída.

O estudo do FD: fator de distorção da tensão de saída e da corrente de entrada mostraram a boa qualidade destas grandezas o que implica na não necessidade de filtros para eliminação de harmônicas, o que torna a montagem simples e de pequeno volume.

Dos ensaios realizados obteve-se a confirmação da qualidade da tensão na saída v_2 e da corrente na entrada i_{L_0} , reafirmando os resultados obtidos na análise do fator de distorção destas formas de onda.

Finalmente, do estudo do fator de distorção e dos resultados dos ensaios constata-se a não necessidade de estudo sobre harmônicas, bem como a não necessidade de filtros.

CAPÍTULO 6

ESTUDO DO CONTROLE AUTOMÁTICO DA TENSÃO

6.1 - Introdução

Neste capítulo será estudada a estabilização automática da tensão de saída desta montagem, iniciando pela definição da malha de realimentação e seu dimensionamento.

Através de ensaios em malha fechada conhecer-se-á o comportamento dinâmico da estrutura, o que será documentado em fotografias.

Finalmente será analisado o erro estático do estabilizador, através de ensaios em regime permanente com malha fechada obtendo-se assim uma idéia sobre este erro.

6.2 - Malha de Realimentação

Para a estabilização automática da tensão de saída é necessário a adição de uma malha de realimentação que irá fazer a monitoração da tensão de saída e atuar no sentido de estabilizar o seu valor, sempre que ocorra alguma variação, variação esta que pode ser resultado de variação de tensão de entrada e/ou variação da carga.

O diagrama de blocos na Figura 6.1 representa o sistema completo:

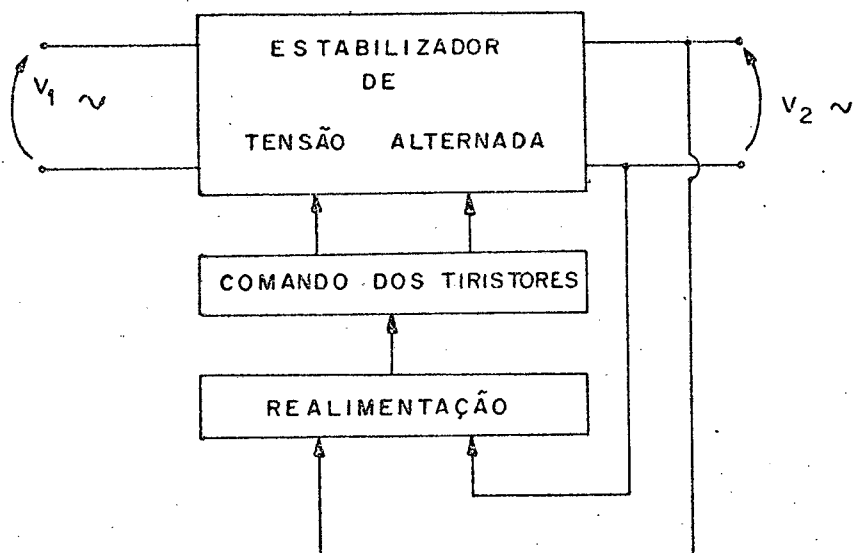


FIGURA 6.1 - Malha de realimentação

Dos três blocos acima, o estabilizador de tensão (estrutura de potência) já foi estudado em detalhe e o bloco comando de tiristores será apresentado no Apêndice C; resta o estudo da realimentação.

O bloco "realimentação" pode, por sua vez, ser decomposto em três módulos distintos, conforme a Figura 6.2.

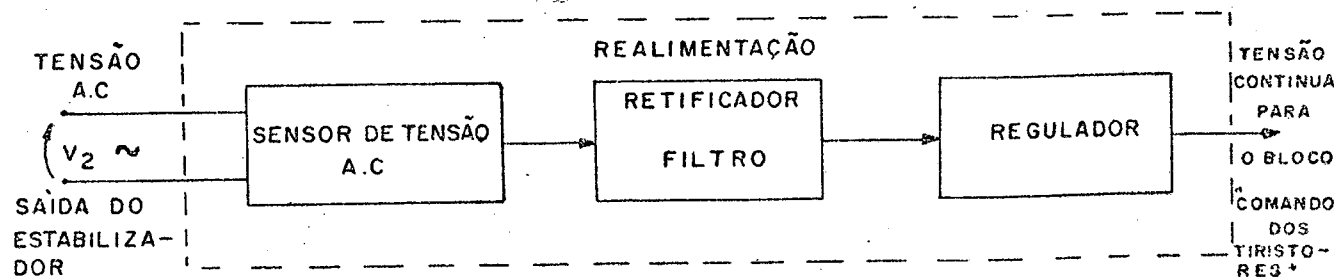


FIGURA 6.2 - Bloco "realimentação"

A realimentação precisa detectar variações na tensão alternada de saída do estabilizador e gerar um sinal (em ten

são contínua) de erro que irá atuar no bloco de comando dos tiris-
tores, variando o ângulo α de disparo dos mesmos, no sentido de
manter a tensão de saída estabilizada.

O módulo "sensor de tensão alternada" monitora a
tensão de saída do estabilizador; o módulo "retificador e filtro"
transforma a tensão alternada em um sinal contínuo e o regulador
gera o sinal de erro que irá comandar o disparo dos tiristores.

Em sequência, apresentar-se-ão os módulos individu-
almente:

6.2.1 - Sensor de Tensão Alternada:

Monitora a tensão alternada de saída e a transforma
para um nível compatível para o circuito de retificação e filtra-
gem; é constituído por um transformador abaixador, com tensão efi-
caz nominal de primário igual a 220V e secundária de 10V, com po-
tência de 100mW, valor este arbitrado em função do circuito de al-
ta impedância que será conectado a este secundário. Este módulo
é apresentado na Figura 6.3.

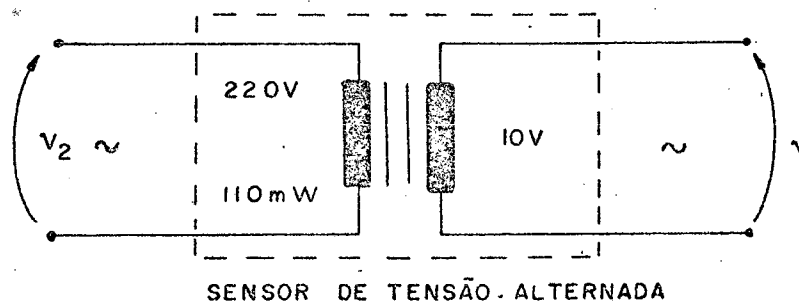


FIGURA 6.3 - Sensor de tensão alternada

6.2.2 - Retificador e Filtro:

É utilizada a retificação em onda completa e a filtragem através de filtro de 1ª ordem, com amplificador operacional, conforme circuito apresentado na Figura 6.4.

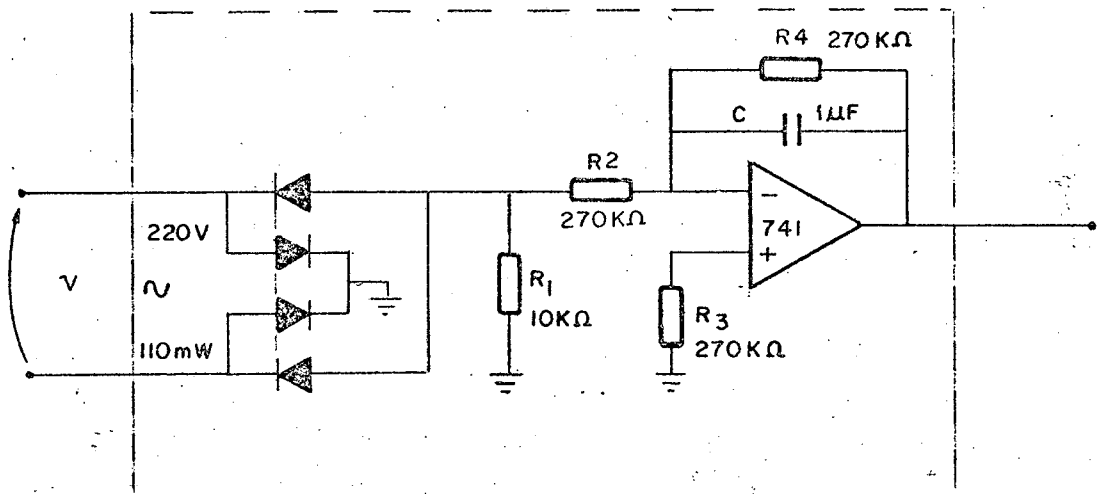


FIGURA 6.4 - Retificador e filtro

O retificador é implementado com diodos de sinal; o resistor R_1 é colocado para garantir uma pequena corrente de trabalho no retificador.

O filtro apresenta ganho unitário, com constante de tempo de 0,47ms, o que assegura uma ótima filtragem, reduzindo a ondulação a um nível insignificante, mas tem o inconveniente de tornar lenta a malha de realimentação. O resistor R_3 é utilizado para evitar o problema de "Off-set" no amplificador operacional tipo 741.

6.2.3 - Regulador:

É utilizado um regulador tipo proporcional (P) que compara a tensão de saída do filtro com uma referência fixa, gerando um sinal que irá atuar no comando dos tiristores. O circuito do regulador é apresentado na Figura 6.5.

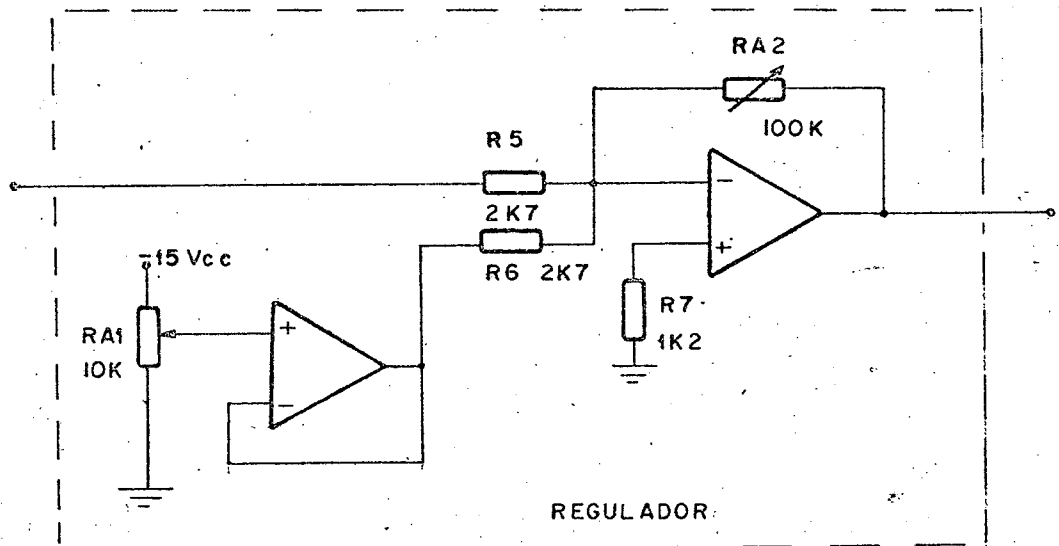


FIGURA 6.5 - Regulador tipo proporcional

A referência de tensão é obtida através de um resistor variável RA1 de $10K\Omega$ e isolada por um amplificador operacional 741; esta tensão é somada com a tensão de saída do filtro (tendo em série os resistores R6 e R5, respectivamente, que limitam a corrente de saída nos amplificadores operacionais) e colocada na entrada inversora de um amplificador operacional 741. O ganho de tensão do regulador é ajustado pelo resistor variável RA2 de $100K\Omega$; o resistor R7 evita problemas de "Off-set" no amplificador operacional do regulador.

O circuito de realimentação é alimentado com tensão contínua com valores + 15V e - 15V, através de uma fonte regulada de tensão.

A Figura 6.6 apresenta o circuito completo da realimentação:

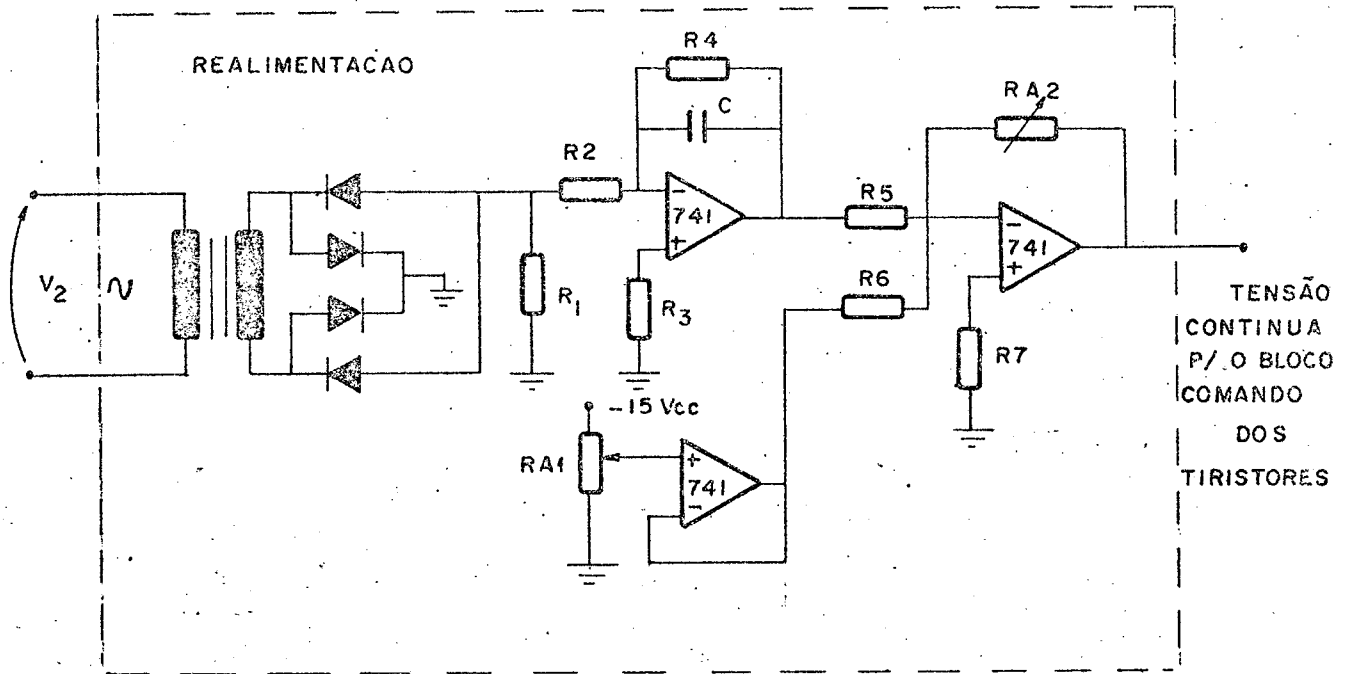


FIGURA 6.6 - Realimentação; circuito completo

6.3 - Observações Sobre o Funcionamento em Malha Fechada

A escolha do regulador tipo proporcional é provisória e justifica-se pela sua simplicidade de projeto, mas traz consigo o inconveniente de impor erros estáticos relativamente grandes na tensão de saída do estabilizador.

Existe assim um compromisso entre o erro estático e a estabilidade do sistema; pelo conveniente ajuste dos resistores variáveis RA1 - nível de tensão de comparação e RA2 - ganho do regulador - é possível obter-se valores razoáveis de erro estático e faixa de estabilidade de operação desta montagem.

Fica desde já colocada a necessidade de substituir-

-se o regulador tipo P por outro (proporcional-integral PI, proporcional-integral-derivativo PID), uma vez que qualquer tentativa para tornar menor o erro estático (pelo aumento do ganho do regulador P) resulta em diminuição da faixa de variação da tensão de entrada com o sistema ainda estável.

Para contornar este problema poder-se-á recorrer à técnicas de compensação, o que por si só é uma tarefa complexa, uma vez que a estrutura tem comportamento não linear.

6.4 - Ensaio em Malha Fechada

Um estabilizador de tensão deve ser capaz de manter a sua tensão de saída constante tanto quanto possível quando ocorrem variações na tensão de entrada e/ou variações na carga, sendo que estas variações podem ser simultâneas.

Foram realizados dois ensaios em malha fechada: No primeiro, manteve-se a carga constante com variação da tensão de entrada e no segundo, manteve-se a tensão de entrada constante com variação da carga; em ambos foi fotografado a forma de onda da tensão sobre a carga.

6.4.1 - 1º Ensaio:

Carga constante e variação da tensão de entrada.

Com o sistema trabalhando em regime permanente efetuou-se a variação súbita da tensão de entrada de um valor eficaz de 244V para 182V, com uma diferença de 52V ou 22%.

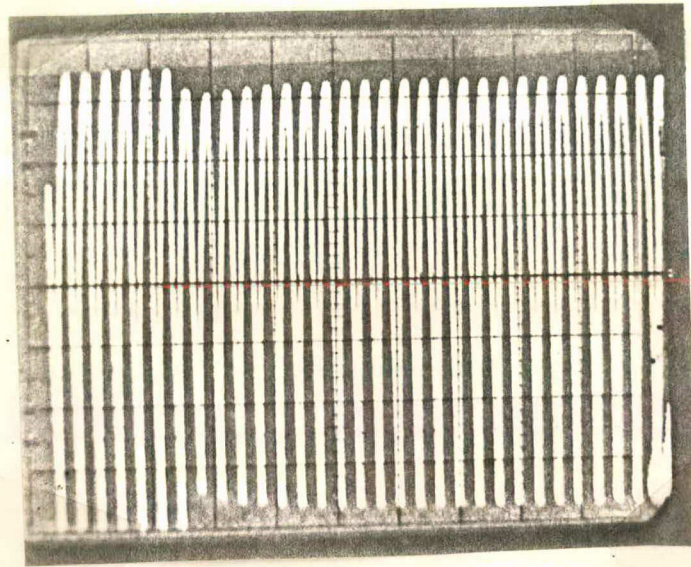


FIGURA 6.7 - V_2 : tensão sobre a carga
 50ms/divisão
 92V/divisão

A Figura 6.7 apresenta a tensão de saída V_2 ; o tempo de estabilização é de aproximadamente 80ms (5 ciclos da rede de 60Hz). Este valor é devido à constante de tempo elevada do filtro passa-baixa do laço de realimentação.

6.4.2 - 2º Ensaio:

Tensão de entrada constante e variação da carga

Com o sistema trabalhando em regime permanente efetuou-se uma variação súbita na carga, fazendo o valor de resistência passar de 24Ω para 60Ω , variação de 150%.

A Figura 6.8 indica que o tempo de estabilização é da ordem de 60ms (aproximadamente 3 ciclos da rede de 60Hz) para este ensaio; o erro estático apresenta-se na ordem de 2%, sendo

sempenho no aspecto de erro estático e que o tempo de estabilização poderá ser diminuído utilizando-se técnica de compensação.

6.6 - Análise do Erro Estático do Estabilizador

Para melhor verificar o desempenho deste regulador no que concerne ao erro estático (situação de regime permanente) foram levantadas curvas relacionadas:

- a) $v_2 \times P \Big|_{v_1}$: tensão de saída x potência da carga, parametrizada em v_1 : tensão de entrada, conforme Figura 6.9.
- b) $v_2 \times v_1 \Big|_P$: tensão de saída x tensão de entrada, parametrizada em P : potência da carga, conforme Figura 6.10.
- c) $e\% \times v_1 \Big|_P$: Erro percentual da tensão de saída v_2 x tensão de entrada, parametrizado em P : potência da carga, conforme Figura 6.11.

A curva da Figura 6.9 permite constatar que o erro estático da tensão de saída v_2 diminui com o aumento da potência P para todos os valores da tensão de entrada v_1 , compreendidos entre 160V e 220V (valores eficazes).

A curva da Figura 6.10 permite constatar que o erro estático de v_2 , dentro da faixa de interesse da tensão de entrada v_1 , de 160V a 220V eficazes, tende a aumentar positivamente com o aumento de v_1 .

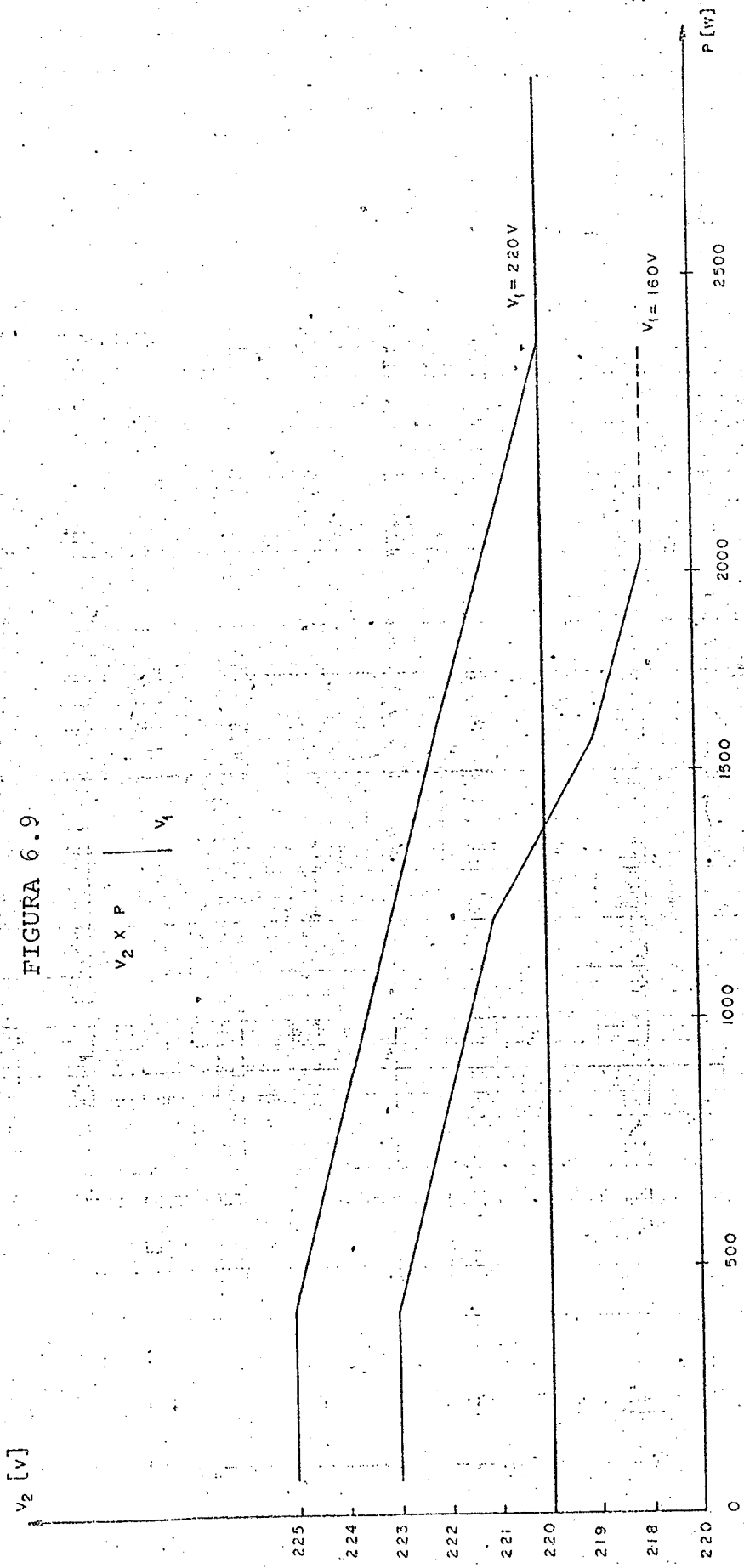
A Figura 6.11 apresenta a mesma informação da Figura 6.10 sob forma de erro relativo, onde o máximo valor de erro é em torno de 2,5%, na situação:

$P \cong 66W$ (potência na carga)

$v_1 \cong 220V$ (valor eficaz da tensão na entrada).

O erro percentual apresentado na Figura 6.11 é calculado pela expressão (6.1).

$$e\% = \frac{v_2 - 220}{220} \times 100 \quad \dots (6.1)$$



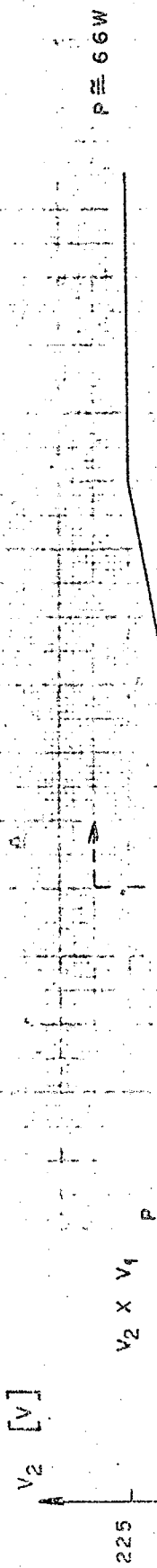
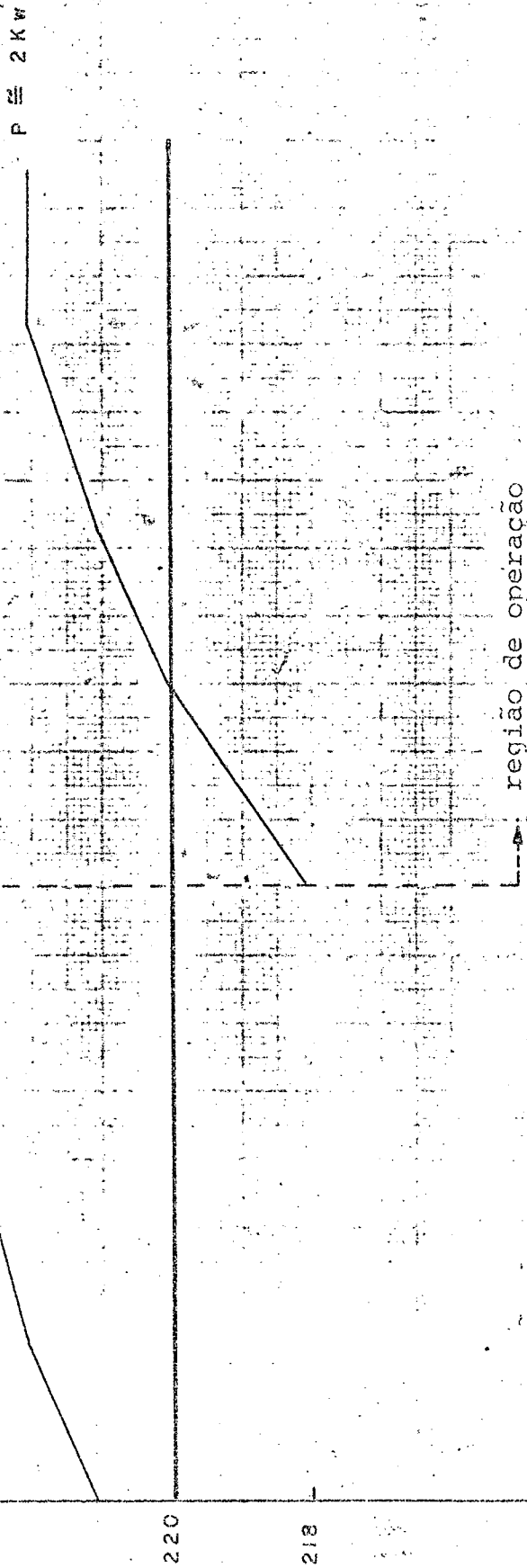


FIGURA 6.10



região de operação



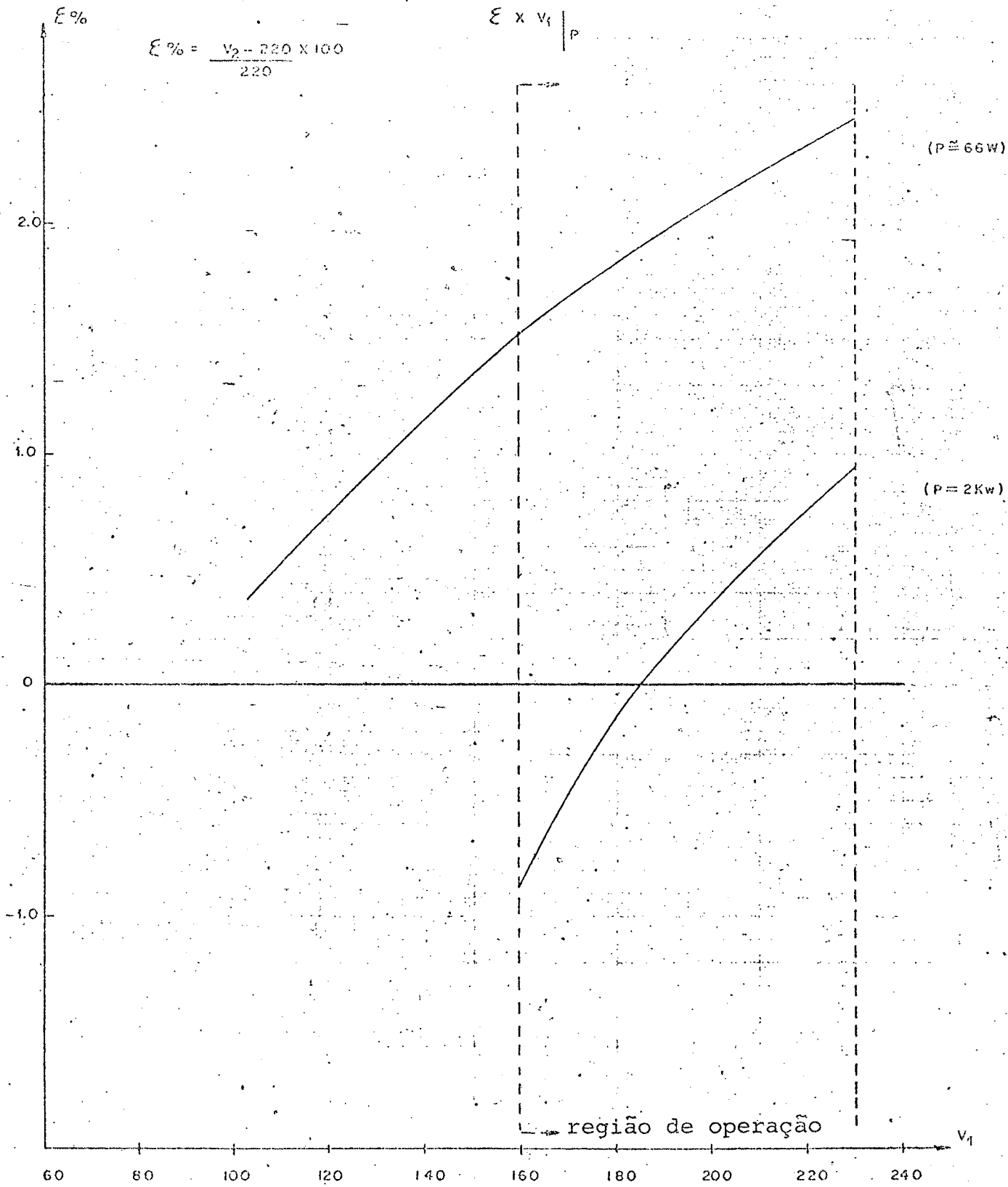


FIGURA 6.11 - Erro percentual

6.7 - Conclusão

Foi feito um estudo sobre o controle automático da tensão desta estrutura, sendo proposto um tipo de realimentação, a qual foi apresentada em detalhe, tendo inclusive sido especificado os valores dos componentes.

No item 6.3 observa-se o porque da escolha do regulador tipo proporcional e a influência desta escolha no desempenho da montagem.

Dos ensaios em malha fechada pode observar-se o desempenho dinâmico da estrutura, através do tempo de estabilização da tensão de saída, para situações de transitório na tensão de entrada ou na carga. Também foi possível a observação do erro estático um pouco elevado, decorrente da utilização do regulador tipo proporcional.

Finalmente, dos ensaios em malha fechada e regime permanente obteve-se gráficos mostrando o comportamento da tensão de saída em função da tensão de entrada, com a carga constante, o que é mostrado em valores absolutos na Figura 6.10 e com valores relativos na Figura 6.11.

Na Figura 6.9 está representado o comportamento da tensão de saída em função da potência da carga, mantida a tensão de entrada fixa.

Este capítulo fornece uma idéia geral do desempenho dinâmico e estático desta estrutura em malha fechada, apresentando as formas de onda das grandezas de maior interesse.

CONCLUSÕES

Estudou-se uma estrutura para estabilização de tensão alternada, composta basicamente por dois indutores e um capacitor.

Obteve-se ábacos para o dimensionamento destes componentes básicos, onde os dados de entrada são a potência máxima que a estrutura deve entregar à carga e a relação crítica (menor valor) de tensões entrada-saída sob a qual o equipamento deve funcionar e manter estabilizada a tensão de saída.

Partiu-se para a simulação por computador digital e ensaios de laboratório desta estrutura, com interesse especial pela corrente solicitada à rede (corrente de entrada) e pela tensão de saída, no tocante a seus valores instantâneos; observou-se a boa qualidade das formas de onda, indicando pequeno conteúdo de harmônicas, o que elimina a necessidade de filtros.

Da análise em regime permanente obteve-se um ábaco que fornece o valor eficaz da corrente de entrada em função da potência da carga, parametrizado na relação de tensões entrada-saída, o que tem utilidade no dimensionamento (em corrente) e proteção do circuito.

Obteve-se ainda o " $\cos \phi$ " que a montagem apresenta à rede; o caracter desta estrutura é capacitivo o que representa uma vantagem, pois implica em compensação do fator de potência da rede, normalmente indutivo.

Através da simulação da estrutura, em computador digital, fez-se o estudo da forma de onda da tensão de saída e da corrente de entrada obtendo-se o fator de forma e o fator de dis

torção. Ensaio de laboratório comprovaram a validade dos valores obtidos na simulação, reafirmando a boa qualidade desta tensão e desta corrente.

O controle automático da tensão de saída (malha de realimentação) para esta estrutura foi implementado com um regulador tipo proporcional, sabendo-se de antemão da sua influência no desempenho estático e dinâmico.

Os resultados obtidos em ensaios apresentam valores razoáveis, relativamente ao erro estático e ao tempo de estabilização da tensão de saída (recuperação de transitório na tensão de entrada ou na potência da carga).

Já ficou posta a necessidade de melhorar-se a malha de realimentação, pela substituição do regulador proporcional por outro mais eficiente (regulador tipo proporcional-integral ou proporcional-integral-derivativo) o que, acredita-se irá melhorar muito o desempenho geral da estrutura. O bloco "retificador e filtro" será substituído por um detector de pico, o que deverá reduzir o tempo de estabilização.

Finalmente, a construção de um protótipo para potência de 2000 W foi de grande utilidade porque serviu para os ensaios e testes realizados ao longo deste estudo e também forneceu as informações referentes a volume e peso do equipamento e trouxe ainda soluções tecnológicas relativas à montagem propriamente dita.

APÊNDICE A

CÁLCULO DOS INDUTORES

A.1 - Introdução

Para a implementação da estrutura em estudo, se faz necessária a construção de dois indutores.

Por ser desejável que o valor da indutância seja constante, principalmente em relação a corrente, optou-se de imediato pelos indutores com entreferro.

Então será feita uma pequena introdução teórica sobre eletromagnetismo, obtendo-se daí uma expressão matemática para o valor de indutância desejado.

Será apresentado um procedimento para projeto de indutores, a partir de informação da indutância desejada e da corrente eficaz de trabalho deste indutor.

Finalmente será apresentado um ensaio dos indutores construídos segundo o procedimento aqui proposto, para verificar-se a validade do método.

A.2 - Indutores Com Entreferro

Para a implementação da estrutura em estudo, na parte de potência, é necessário a construção de dois indutores, de valores 30mH e 45mH.

Estudar-se-ão os indutores com núcleo de ferro e en

treferro, e para isso serão apresentadas algumas noções básicas de eletromagnetismo.

Inicialmente serão citadas as grandezas envolvidas neste estudo, com seu símbolo e unidade MKS, como segue:

GRANDEZA	SÍMBOLO	UNIDADE
Intensidade de Campo Magnético	H	A/m Amper-Espira/Metro
Indução Magnética	B	W_b/m^2 Weber/Metro Quadrado
Permeabilidade Magnética do Vácuo	μ_0	$W_b/(A.m)$ Weber/(Amper x Metro)
Permeabilidade Magnética do Meio "j"	μ_j	$W_b/(A.m)$ Weber/(Amper x Metro)
Número de Espiras	N	- Adimensional
Corrente que Percorre as Espiras	i	A Amper
Comprimento Magnético Médio	ℓ	m Metro
Largura do Entreferro	g	m Metro
Área da Superfície Normal ao Fluxo Magnético	A_n	m^2 Metro Quadrado
Área da Superfície Normal do Entreferro	A_g	m^2 Metro Quadrado

A partir do circuito magnético apresentado na Figura A.1, onde i é a corrente que percorre o enrolamento de N espiras, gerando o fluxo magnético ϕ , obtem-se a relação:

$$N i = H_n \ell_n + H_g 2g \quad (A.1)$$

Onde

$N i$: força magneto motriz FMM do enrolamento;

H_n : Intensidade magnética do núcleo;

ℓ_n : Comprimento magnético médio do núcleo;

H_g : Intensidade magnética no entreferro;

g : Largura do entreferro.

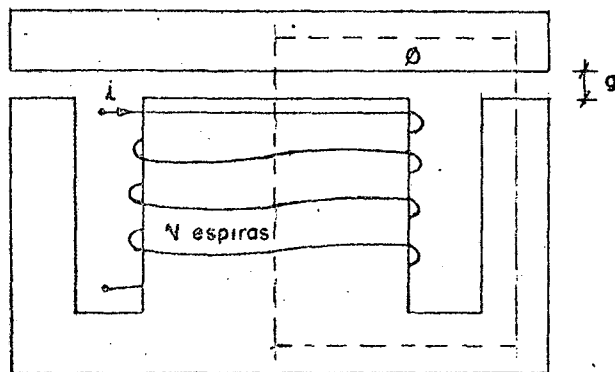


FIGURA A.1 - Circuito magnético

Da teoria do eletro-magnetismo obtém-se:

$$H_n = \frac{B_n}{\mu_n} \quad \dots (A.2)$$

$$H_g = \frac{B_g}{\mu_g} \quad \dots (A.3)$$

A permeabilidade magnética do ar (entreferro) é tomada como sendo igual à do vácuo, assim:

$$\mu_g = \mu_0 \quad \dots (A.4)$$

Levando as expressões (A.2), (A.3) e (A.4) em (A.1) resulta:

$$N i = \frac{B_n}{\mu_n} \ell_n + \frac{B_g}{\mu_0} 2g \quad \dots (A.5)$$

Sabe-se que o fluxo ϕ está relacionado com a indução B , através de:

$$B_n = \frac{\phi}{A_n} \quad \dots (A.6)$$

E, supondo o fluxo magnético constante, resulta:

$$\phi = B_n A_n = B_g A_g = \text{constante} \quad \dots (A.7)$$

Então:

$$B_g = B_n \frac{A_n}{A_g} \quad \dots (A.8)$$

As superfícies normais ao fluxo magnético do núcleo e do entreferro são iguais; assim:

$$A_n = A_g \quad \dots (A.9)$$

Levando a expressão (A.9) em (A.8) obtem-se:

$$B_n = B_g \quad \dots (A.10)$$

Levando a expressão (A.10) em (A.6), resulta:

$$B_g = \frac{\phi}{A_g} \quad \dots (A.11)$$

Levando as expressões (A.6) e (A.11) em (A.5), obtem-se:

$$N i = \frac{\phi}{A_n \mu_n} \ell + \frac{\phi}{A_g \mu_0} 2g \quad \dots (A.12)$$

Lembrando que a relutância magnética do núcleo R_n e do entreferro R_g são dadas, respectivamente, por:

$$R_n = \frac{\ell_n}{A_n \mu_n} \quad \dots (A.13)$$

$$R_g = \frac{2g}{A_g \mu_n} \quad \dots (A.14)$$

Com as expressões (A.13) e (A.14) em (A.12) resulta:

$$N_i = \phi (R_n + R_g) \quad \dots (A.15)$$

Manipulando a expressão (A.15), obtem-se:

$$\phi = \frac{N_i / R_g}{1 + \frac{\ell_n A_g \mu_o}{2 g A_n \mu_n}} \quad \dots (A.16)$$

Mas da expressão (A.9), $A_g = A_n$, então:

$$\frac{\ell_n A_g \mu_o}{2 g A_n \mu_n} = \frac{\ell_n \mu_o}{2 g \mu_n} \quad \dots (A.17)$$

Observando a expressão (A.17), onde:

$$\ell_n > 2 g \quad \dots (A.18)$$

$$\mu_o \ll \mu_n \quad \dots (A.19)$$

Conclue-se que:

$$\frac{\ell_n \mu_o}{2 g \mu_n} \ll 1 \quad \dots (A.20)$$

Levando a desigualdade (A.20) em (A.16) ocorre a simplificação do denominador, tal que resulta:

$$\phi \cong \frac{N_i}{R_g} \quad \dots (A.21)$$

E substituindo R_g em (A.21) pela expressão (A.14), obtem-se:

$$\phi \cong \frac{N_i A_g \mu_o}{2 g} \quad \dots (A.22)$$

Lembrando que a indutância L relaciona-se com o fluxo concatenado λ e a corrente i , pela expressão:

$$L = \frac{\lambda}{i} \quad \dots \text{(A.23)}$$

O fluxo concatenado λ , por sua vez, é definido pelo número de espiras N e pelo fluxo magnético ϕ , tal que:

$$\lambda = N \phi \quad \dots \text{(A.24)}$$

Réunindo (A.22), (A.23) e (A.24), mediante algebrismos obtem-se:

$$L \cong \frac{N^2 A_g \mu_o}{2 g} \quad \dots \text{(A.25)}$$

A expressão (A.25) fornece o valor aproximado da indutância L em função do número de espiras N , da superfície normal do entreferro A_g e da largura do entreferro g .

Basicamente o valor L depende do número de espiras N e da geometria (dimensões) do sistema magnético, independendo da corrente que percorre as espiras e da permeabilidade magnética μ_n do núcleo.

Na construção do indutor, é possível a obtenção do valor da indutância L requerida, através da escolha adequada dos parâmetros N , g e A_g , observados aspectos de ordem prática, mais especificamente, o seu volume final.

Assim, pela escolha inicial do ferro do núcleo (chapas "E" e "I"), é possível, através de poucos cálculos verificar-se a viabilidade do projeto ou então partir-se para a escolha do núcleo com dimensões diferentes.

Uma vez determinado o ferro do núcleo, os parâmetros g e A_g são livres, mas o número de espiras N fica limitado

pela superfície das "janelas" do núcleo e pela corrente que circulará no indutor, que irá determinar a secção do fio do enrolamento.

A.3 - Algumas Observações Sobre o Núcleo de Ferro

O núcleo será construído com chapas finas de ferro-silício do tipo "E" e "I", que são encontradas no comércio com dimensões padronizadas, tendo uma dimensão básica "a", conforme apresentado na Figura A.2.

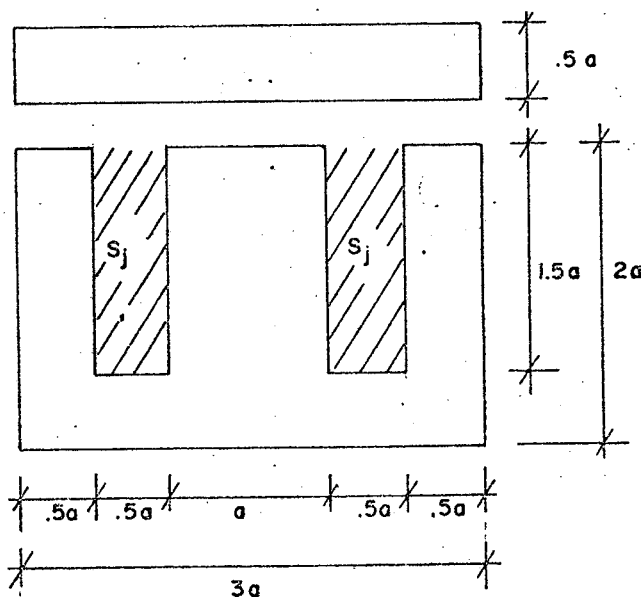


FIGURA A.2 - Ferro silício: chapa padronizada

Escolhendo-se uma chapa tipo padrão com a dimensão a é possível construir-se um núcleo cuja secção normal ficará dependendo do número de chapas que forem superpostas. Assim:

$$A_g = A_n = a \times b \quad \dots (A.26)$$

A dimensão b depende do número de chapas, conforme mostrado na Figura A.3.

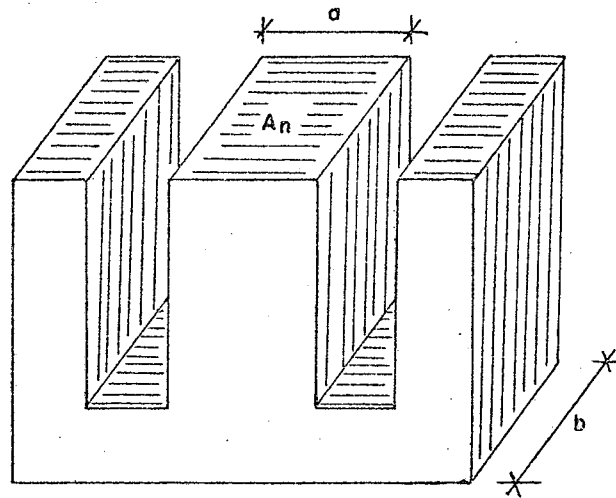


FIGURA A.3 - Núcleo de ferro

A área S_j das "janelas" do núcleo é dada, conforme a Figura A.2, por:

$$A_j = 0,75 a^2 \quad \dots \text{(A.27)}$$

O comprimento magnético do núcleo ℓ_n é dado (aproximadamente) por:

$$\ell_n \approx 5,6 a \quad \text{? } \ell_n \approx 6,5 a \quad \dots \text{(A.28)}$$

A.4 - Algumas Observações Sobre o Fio a ser Utilizado no Enrolamento

Das tabelas de fio de cobre esmaltado obtem-se os dados sumarizados na Tabela 1.

BITOLA AWG	SECÇÃO S [m m ²]	ESPIRAS/cm ²	CORRENTE MÁXIMA Imáx [A]
10	5,27	11,1	15,80
11	4,15	14,0	12,40
12	3,30	17,4	9,90
13	2,63	21,9	7,88
14	2,09	27,2	6,27

TABELA 1 - Dados para fio de cobre esmaltado

A Tabela 1 apresenta os dados necessários para o projeto, quais sejam:

Espiras/cm²: Fornece o número de espiras que é possível colocar-se em 1 cm² de superfície.

Corrente Máxima Imáx: Fornece o valor máximo possível para a corrente em regime contínuo, para o fio escolhido.

Uma vez conhecido o valor da corrente de trabalho do indutor, determina-se a bitola do fio necessário; conhecida a chapa do núcleo, obtem-se o valor da superfície S_j da janela e com o valor espiras/cm² para o fio escolhido determina-se o número máximo de espiras que "cabem" no núcleo.

A.5 - Projeto dos Indutores

A.5.1 - Dados de Projeto

Valor da indutância: 30mH e 45mH (2 indutores)

Corrente de trabalho: 10 A

A.5.2 - Chapas de Ferro Disponíveis

1: Dimensão $a = 3,8$ cm

2: Dimensão $a = 5,0$ cm

A.5.3 - Determinação da Bitola do Fio

Com o valor da corrente de trabalho (10 A) e através de consulta à Tabela 1, escolhe-se o fio bitola \neq 12 AWG, para uma densidade de corrente da ordem de $3A/mm^2$ (valor prático).

O cálculo do máximo número de espiras N é feito, através de:

$$N = 0,6 \text{ (espiras/cm}^2\text{)} S_j \quad \dots \text{ (A.29)}$$

Onde:

0,6: é um fator de correção (folga para a bobinagem);

Espiras/cm²: obtido da Tabela I;

$S_j = 0,75 a^2$ (superfície da janela).

Reunindo os dados em (A.29), resulta:

$$N = 0,6 \times 17,4 \times 0,75 a^2 \quad \dots \text{ (A.30)}$$

O cálculo de N será feito para as duas dimensões de chapa disponíveis e ao final, através do critério de menor volume, será feita a melhor escolha; então, chamando N_1 e N_2 o número máximo de espiras para o ferro 1 e 2, respectivamente, da expressão (A.30) obtem-se:

$$N_1 \cong 113 \text{ espiras} \quad \dots \text{ (A.31)}$$

$$N_2 \cong 195 \text{ espiras} \quad \dots \text{ (A.32)}$$

A.5.4 - Obtenção do Ábaco b x g

A expressão (A.25) fornece o valor do indutor L em função da superfície normal do entreferro A_g e da largura do entreferro g, tomado o número de espiras N como parâmetro.

No ítem A.5.3 obteve-se o número de espiras N_1 e N_2 para as chapas 1 e 2, respectivamente; a permeabilidade magnética do vácuo μ_0 é conhecida e vale $4\pi 10^{-7}$ Wb/Am.

Substituindo em (A.25) o termo A_g , pela expressão (A.26) e resolvendo para b, obtem-se:

$$b = \frac{2 L}{N^2 \mu_0 a} g \quad \dots (A.33)$$

Adaptando a expressão (A.33) para as dimensões b, g e a dadas em milímetros, resulta:

$$b = \frac{2000 L}{N^2 \mu_0 a} g \quad \dots (A.34)$$

Para se evitar a saturação do núcleo emprega-se a relação empírica:

$$\frac{g}{l_n} \geq 0,003 \quad \dots (A.35)$$

Reunindo as expressões (A.28) e (A.35) obtem-se o limite prático do valor do entreferro g em relação à dimensão básica a do ferro:

$$g \geq 0,0168 a \quad \dots (A.36)$$

Então, para o ferro 1 e 2 tem-se respectivamente:

$$g_1 \geq 0,64 \text{ mm} \quad \dots (A.37)$$

$$g_2 \geq 0,84 \text{ mm} \quad \dots (A.38)$$

Retomando a expressão (A.34) é possível obter-se valores para a dimensão b do núcleo, em função da largura do entreferro g , para os dois valores de indutância desejados (30 mH e 45 mH) e para os dois tipos de chapas de núcleo disponíveis.

Assim:

$$\text{Indutor } L_1 = 30 \text{ mH}$$

$$\text{Ferro 1: } a = 3,8 \text{ cm} \rightarrow b_{11} = 98,4 \text{ g} \quad \dots \text{ (A.39)}$$

$$\text{Ferro 2: } a = 5,0 \text{ cm} \rightarrow b_{12} = 25,1 \text{ g} \quad \dots \text{ (A.40)}$$

$$\text{Indutor } L_2 = 45 \text{ mH}$$

$$\text{Ferro 1: } a = 3,8 \text{ cm} \rightarrow b_{21} = 147,0 \text{ g} \quad \dots \text{ (A.41)}$$

$$\text{Ferro 2: } a = 5,0 \text{ cm} \rightarrow b_{22} = 37,7 \text{ g} \quad \dots \text{ (a.42)}$$

Na Figura (A.4) são apresentados os âbacos $b \times g$, obtidos pelas expressões (A.39) a (A.41); no eixo das abcissas estão colocados os valores mínimos $g_{1\min}$ e $g_{2\min}$ para a largura do entreferro, para o ferro 1 e 2, conforme as expressões (A.37) e (A.38) respectivamente.

Da Figura (A.4) obtém-se os valores mínimos do volume do núcleo do ferro para os indutores de 30 mH e 45 mH.

$$\text{Indutor } L_1 = 30 \text{ mH}$$

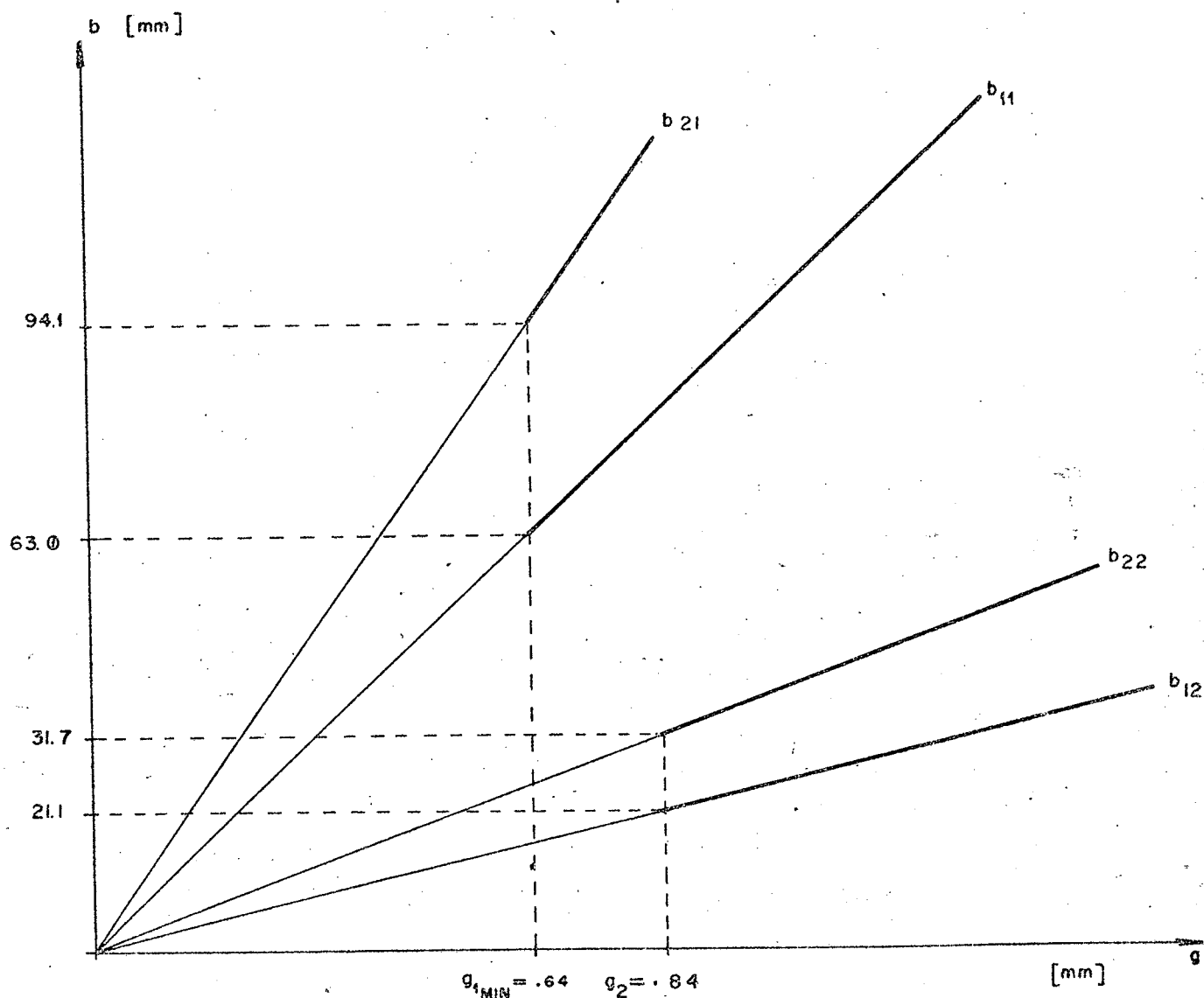
$$\text{Ferro 1: } a = 38\text{mm}, b_{11\min} = 63\text{mm} \rightarrow V_{11\min} = 2394\text{mm}^3 \quad \dots \text{ (A.43)}$$

$$\text{Ferro 2: } a = 50\text{mm}, b_{12\min} = 21,1\text{mm} \rightarrow V_{12\min} = 1055\text{mm}^3 \quad \dots \text{ (A.44)}$$

$$\text{Indutor } L_2 = 45 \text{ mH}$$

$$\text{Ferro 1: } a = 38\text{mm}, b_{21\min} = 94,1\text{mm} \rightarrow V_{21\min} = 3575\text{mm}^3 \quad \dots \text{ (A.45)}$$

$$\text{Ferro 2: } a = 50\text{mm}, b_{22\min} = 31,7\text{mm} \rightarrow V_{22\min} = 1585\text{mm}^3 \quad \dots \text{ (A.46)}$$

FIGURA A.4 - Ábaco $b \times g$

Adotando-se o critério de menor volume, resulta para os dois indutores a escolha do ferro 2 ($a = 50\text{mm}$) conforme expressões (A.43) a (A.46). Notar que não foi estudado a curva de custo "cobre x ferro"; a escolha do critério "menor volume" deve-se ao fato de se desejar uma montagem o mais compacta possível.

Escolhido o ferro 2 ($a = 50\text{mm}$) é necessário definir-se o valor b (ou quantidade de placas superpostas); isto é feito

tomando-se um valor maior do que o valor mínimo dado na Figura A.4, para $g = 0,84\text{mm}$.

Neste projeto tomou-se $b = 53\text{mm}$ para os dois indutores.

A.5.5 - Entreferro

O valor final do indutor será determinado pela largura g do entreferro, conhecidos o número de espiras ($N = 195$ espiras) e as dimensões do núcleo ($a = 50\text{mm}$ e $b = 53\text{mm}$). Assim:

$$L = \frac{N^2 A_g \mu_o}{2 g} \quad \dots \quad (\text{A.47})$$

Onde:

$$A_g = A_n = a b \quad \dots \quad (\text{A.48})$$

$$\mu_o = 4 \pi 10^{-7} W_b / A_m \quad \dots \quad (\text{A.49})$$

Levando (A.48) e (A.49) em (A.47) obtém-se $L = f(g)$ conforme apresentado na Figura A.5, onde verifica-se a possibilidade da "calibração" do indutor no valor desejado, mediante o ajuste conveniente da largura do entreferro g .

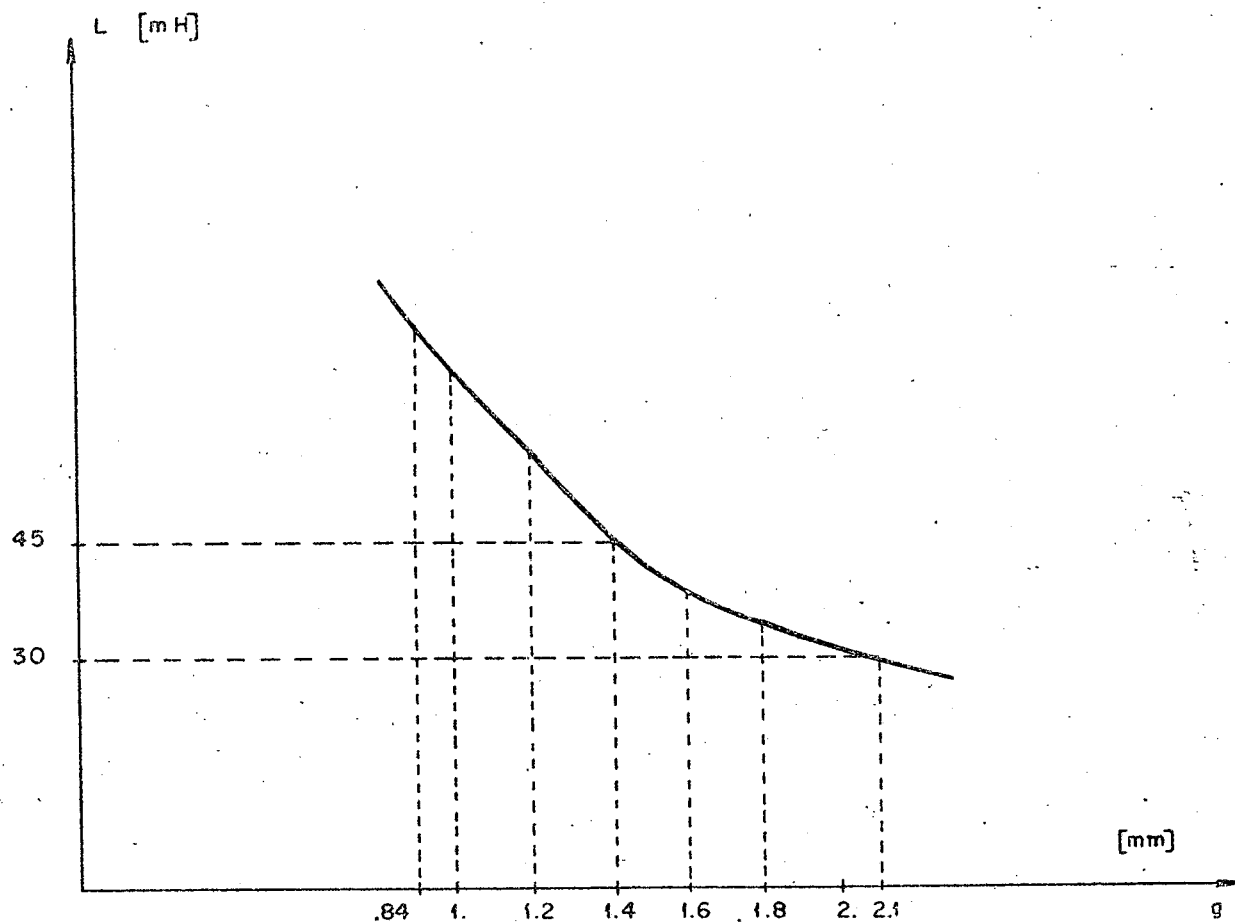


FIGURA A.5 - Valor de L em função de g

A.5.6 - Conclusão do Projeto: Indutores $L_1 = 30\text{mH}$ e
 $L_2 = 45\text{mH}$

Foram construídos dois indutores idênticos, conforme:

Ferro Padronizado : Dimensão a = 50mm

Espessura do Núcleo: Dimensão b = 53mm

Número de Espiras : N = 195 espiras

Bitola do Fio : \neq 12 AWG

Os dois valores de indutância foram obtidos median-

te ajuste da largura g do entreferro.

A.6 - Ensaio dos Indutores: Comportamento em Corrente Alternada

Os indutores foram ensaiados em corrente alternada, para verificar-se o comportamento do valor da indutância L em função da corrente.

A Figura A.6 apresenta o gráfico $L = f(i)$ para o indutor $L_2 = 45\text{mH}$; o indutor $L_1 = 30\text{mH}$ apresentou o mesmo comportamento.

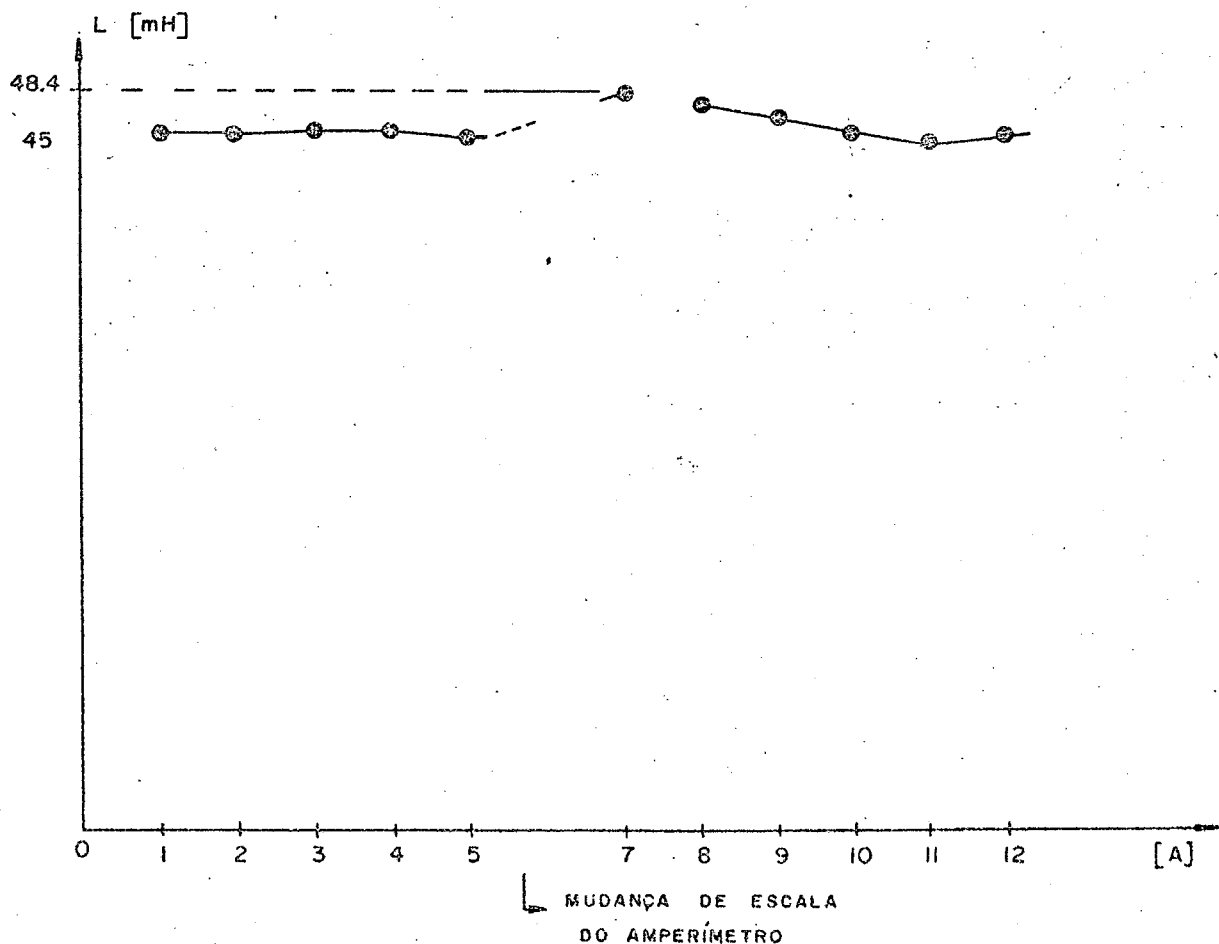


FIGURA A.6 - Valor de L em função de i

Do resultado deste ensaio verifica-se a pouca influência da corrente que circula no indutor no valor da indutância, o que permite afirmar a validade da simplificação na expressão do fluxo magnético (A.21).

A.7 - Conclusão

Foi realizada uma dedução teórica sobre eletromagnetismo, obtendo-se uma fórmula para o cálculo de um indutor.

A partir disto foi proposto um procedimento de cálculo, e seguindo este procedimento foram construídos dois indutores que, submetidos à ensaio, apresentaram o comportamento esperado, qual seja, a quase independência do valor da indutância em relação à corrente.

APÊNDICE B

PROJETO DA FONTE REGULADA DE TENSÃO CONTÍNUA

B.1 - Introdução

O estabilizador de tensão alternada, ora em estudo, está projetado para trabalhar com níveis elevados de variação da tensão de entrada (rede elétrica). Então, a fonte de tensão regulada que alimentará os circuitos eletrônicos deverá também garantir um nível constante de tensão contínua, independente da variação de tensão da rede.

A fonte regulada de tensão contínua foi implementada a partir da escolha conveniente de um "regulador de tensão integrado" de três terminais e o circuito adicional foi projetado em função da característica particular de funcionamento.

B.2 - Especificação de Projeto

A fonte regulada deverá atender a seguinte especificação:

Tensão de Saída Regulada: + 15Vcc e - 15Vcc

Corrente de Saída : 0,4 A

Variação de Tensão da Rede: 70% à 115%

Tensão da Rede : 220V (valor eficaz)

O regulador de tensão integrado escolhido foi o

"MC 7815C" que apresenta os seguintes dados:

Regulador de Tensão Integrado: MC 7815C

Tensão Nominal de Saída : $V_O = 15V$

Tensão Mínima de Saída : $V_{O\min} = 14,25V$

Tensão Máxima de Saída : $V_{O\max} = 15,75V$

Corrente de Saída : $I_O = 1,5A$

Tensão Mínima de Entrada : $V_{in\min} = 17V$

Tensão Máxima de Entrada : $V_{in\max} = 35V$

A estrutura básica da fonte de tensão regulada é conhecida, sendo apresentada na Figura B.1.

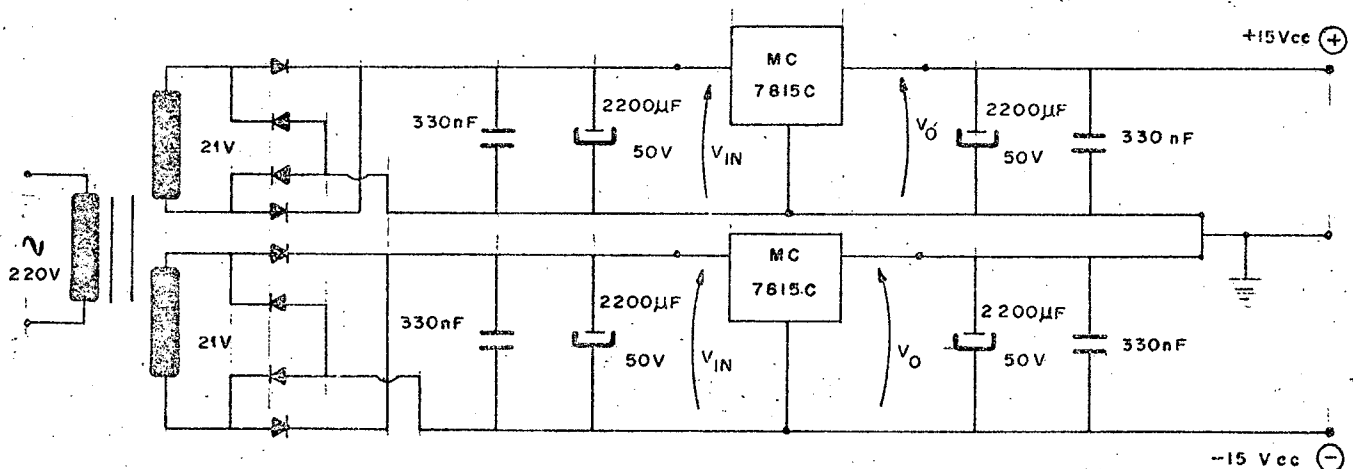


FIGURA B.1 - Fonte de tensão regulada

O transformador de entrada foi calculado para garantir níveis instantâneos de tensão na saída do retificador dentro dos limites especificados para o regulador integrado (MC 7815C) para a variação da rede entre 70% e 115% do seu valor nominal.

Este transformador possui um enrolamento primário com tensão nominal de 220V e dois enrolamentos secundários, com tensão nominal de 21V e potência em torno de 8VA.

A especificação dos demais componentes aparece na Figura B.1, tendo sido feita no sentido de garantir o desempenho des-

te regulador.

B.3 - Ensaios

A fonte implementada foi submetida a ensaios, para a verificação do desempenho, sob as condições limites de variação admitida para a rede de alimentação (70% à 115% do valor nominal), nas situações "à vazio" e "sob carga"; os resultados foram plenamente satisfatórios.

B.4 - Conclusão

Foi realizado o projeto de uma fonte regulada de tensão contínua, que mantém a saída constante ($V_o = + 15V$ e $- 15V$) para variações da rede de alimentação desde 70% até 115% do seu valor nominal.

Este projeto seguiu procedimentos já conhecidos, apresentado em bibliografia especializada dos fabricantes de reguladores integrados de tensão.

Uma vez implementado o circuito, o mesmo foi submetido a ensaios, satisfazendo as especificações.

APÊNDICE C

CIRCUITO DE COMANDO PARA TIRISTOR

C.1 - Introdução

O chaveamento de cargas indutivas através de tiristores requer um comando preciso e confiável. A seguir é apresentado um circuito de comando para tiristor que apresenta um bom desempenho para esta situação, sendo ainda simples e de fácil entendimento.

C.2 - Diagrama de Blocos, Circuito Implementado e Formas de Onda

Na Figura C.1 é apresentado, em diagrama de blocos, o funcionamento básico deste circuito; a Figura C.2 apresenta o circuito elétrico implementado e a Figura C.3 apresenta as formas de onda em pontos básicos do diagrama.

A partir de uma idéia geral, fornecida pelas Figuras C.1, C.2 e C.3 fica mais fácil o detalhamento funcional e dimensionamento dos elementos que compõe cada um dos blocos do circuito de comando, o que será feito na sequência deste capítulo.

Circuito de Comando de Tiristor

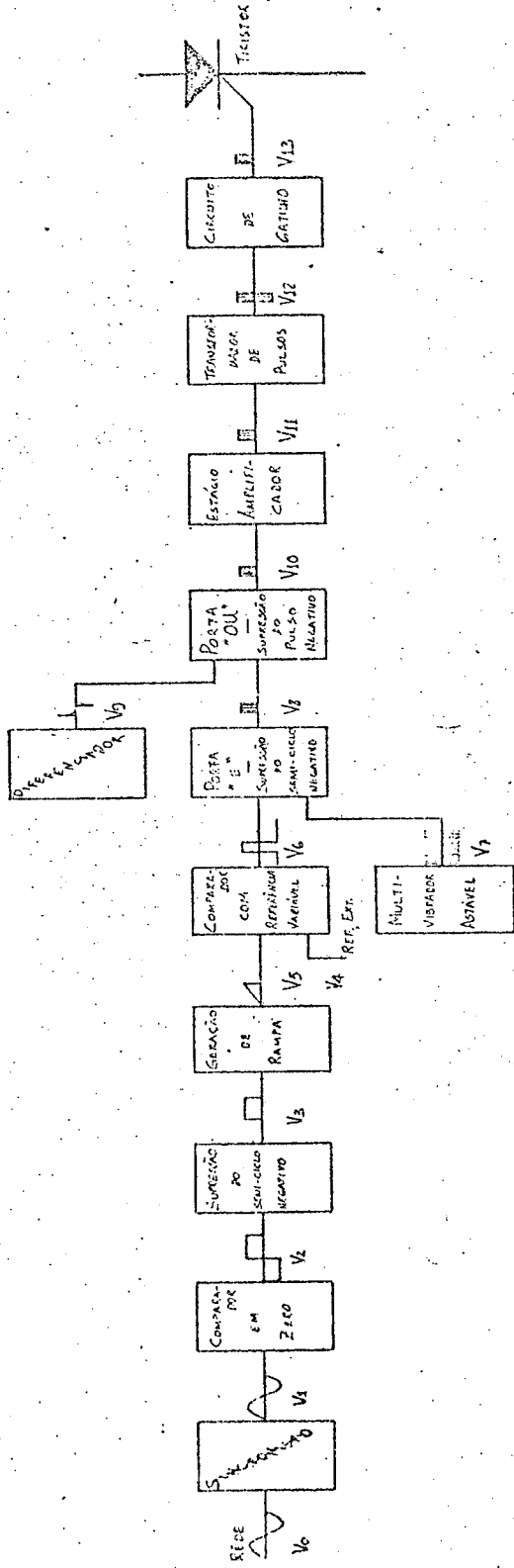
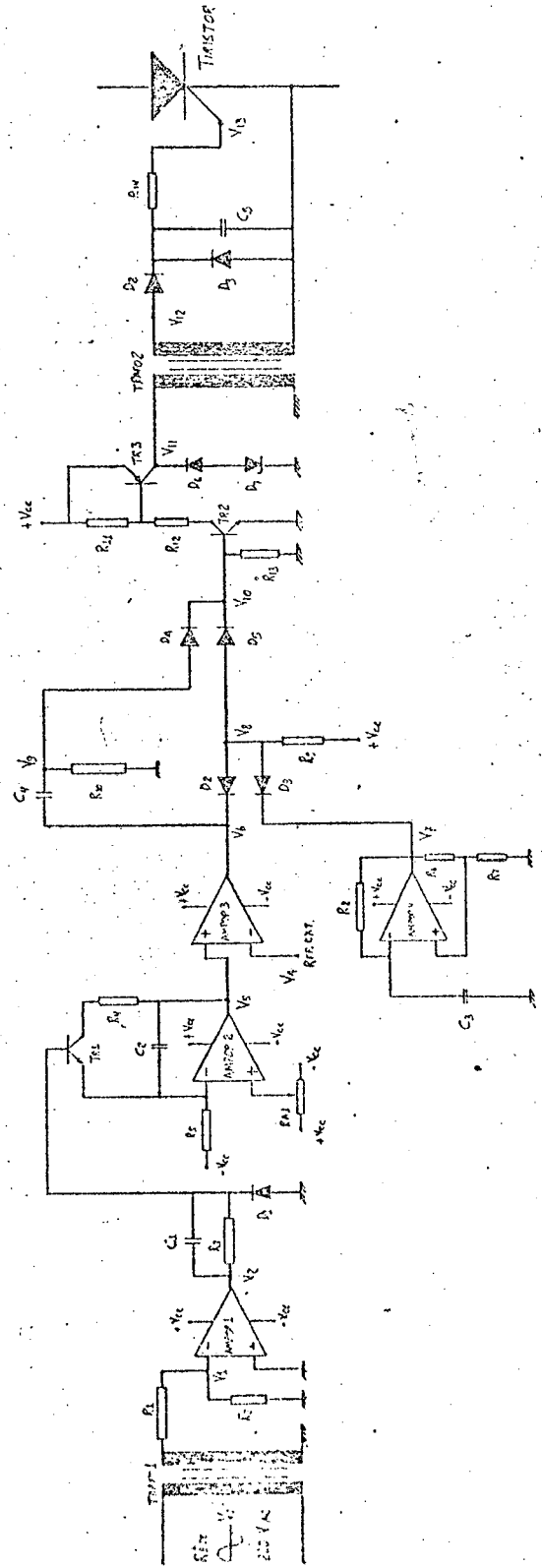


figure C.1 : Diagrama de blocos



Circuito C.2 : Circuito Implementado

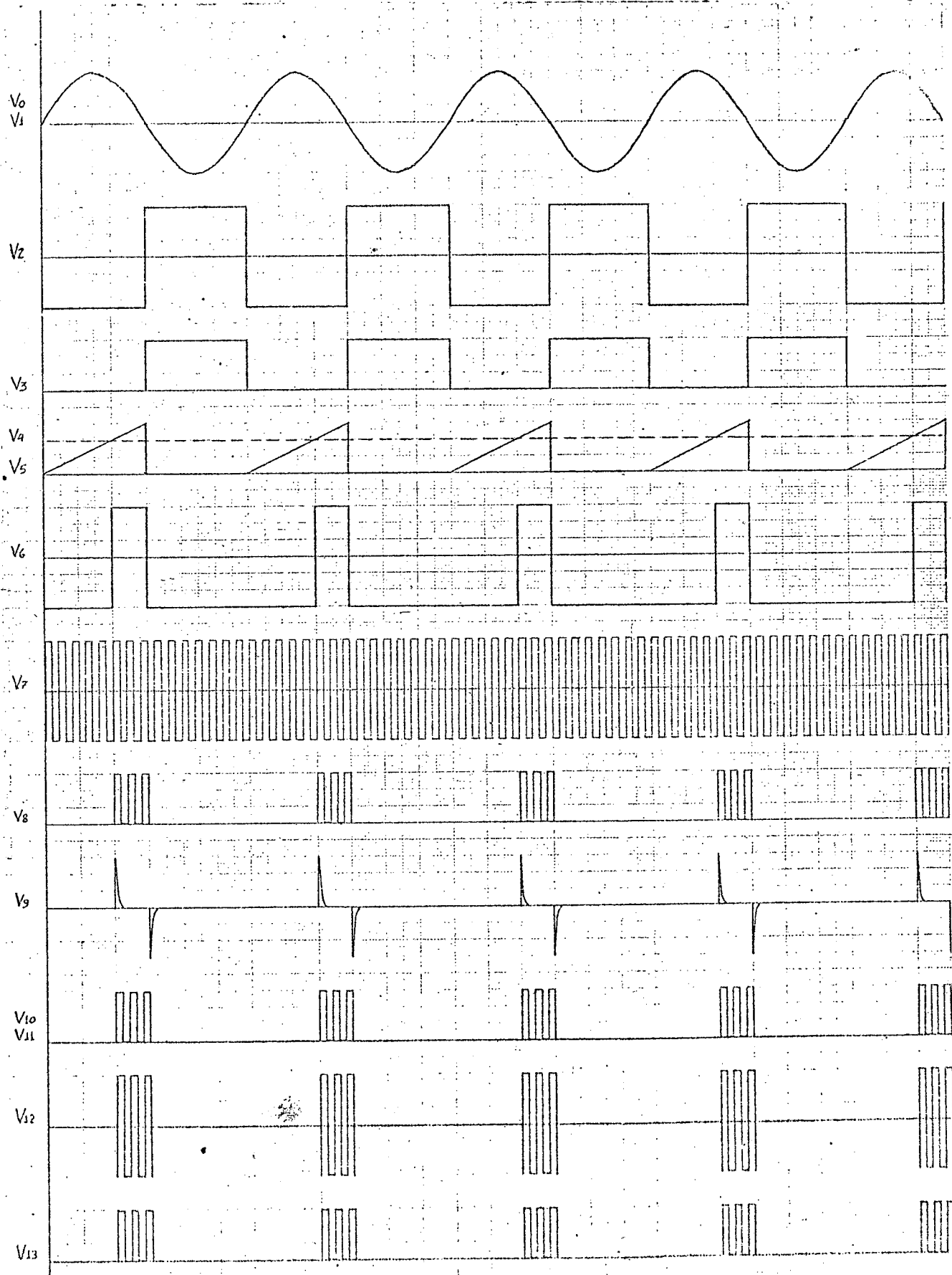


FIGURA C.3 - Formas de onda

C.3 - Descrição do Funcionamento e Dimensionamento do Circuito

C.3.1 - Sincronismo:

Tem como função sincronizar com a rede, os pulsos de disparo do tiristor; funciona também como rebaixador de tensão para compatibilizar o uso de amplificador operacional.

Consta de um transformador abaixador e um divisor de tensão, como pode ser visto na Figura C.4.

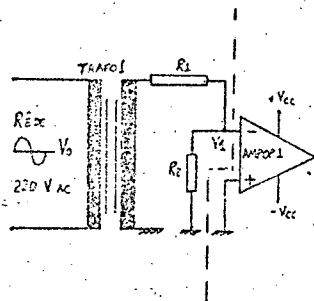


FIGURA C.4 - Sincronismo

O dimensionamento do transformador e do divisor de tensão é imediato.

Transformador (valores eficazes)

TRAFOL 1: Tensão Primária : 220 V

Tensão Secundária: 10 V

Potência : 100 mW

R_1 e R_2 : $R_1 = 82 \text{ K}\Omega$, 1/4 W

$R_2 = 18 \text{ K}\Omega$, 1/4 W

Este bloco fornece ao estágio seguinte uma tensão alternada da ordem de 2V, sincronizada com a rede.

C.3.2 - Comparador em Zero:

Tem como função transformar a tensão senoidal em uma onda quadrada, o que é feito pela característica de saturação do amplificador operacional.

Observar que há um deslocamento de fase de 180° . É implementado com um amplificador operacional tipo 741, designado no esquema como "AMPOP 1", conforme Figura C.5.

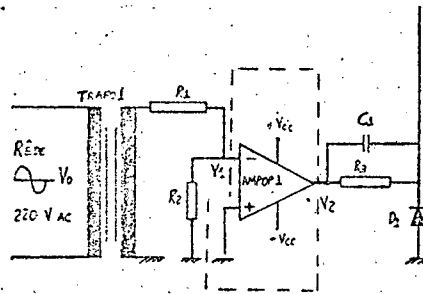


FIGURA C.5 - Comparador em zero

C.3.3 - Supressão do Semi-Ciclo Negativo:

O circuito deverá comandar o disparo do tiristor apenas no semi-ciclo positivo da rede; portanto não é necessária a presença do semi-ciclo negativo gerado pelo comparador. A inversão de 180° ocorrida no bloco do comparador em zero será corrigida no bloco de geração da rampa.

A supressão é feita pelo diodo D_1 , ligado à base do transistor TR_1 , sendo D_1 um diodo de sinal, conforme Figura C.6.

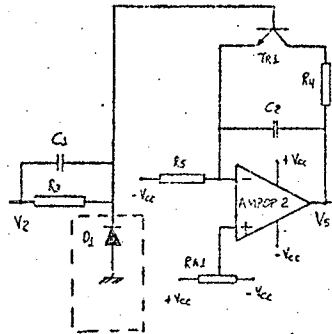


FIGURA C.6 - Supressão do semi-ciclo negativo

C.3.4 - Geração da Rampa:

Este bloco deverá gerar uma sequência de rampas, sincronizadas com a rede. O circuito integrador deverá fazer a integração durante o semi-ciclo positivo da rede e manter a saída em zero durante o semi-ciclo negativo. A Figura C.7 mostra este bloco implementado.

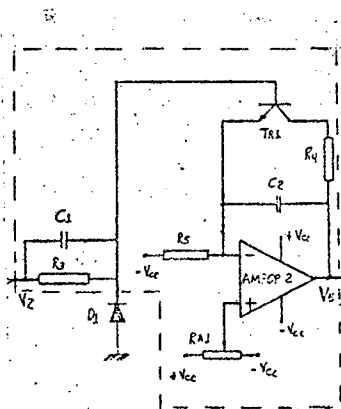


FIGURA C.7 - Geração da rampa

Quando a rede é positiva a saída do comparador em zero é negativa (deslocamento de 180°) e a base do transistor TR_1 está na massa e portanto TR_1 está aberto, ocorrendo a integração do sinal negativo - tensão (-) V_{cc} sobre o resistor R_s - na entrada inversora do AMPOP 2, através do capacitor C_2 .

Quando a rede torna-se negativa, o transistor TR_1

conduz e coloca a saída do AMPOP 2 na massa virtual, através do resistor R_1 , que limita o pico de corrente no transistor TR_1 .

O dimensionamento do circuito integrador é feito a partir dos seguintes dados conhecidos:

$f = 60 \text{ Hz}$	Frequência da rede/rampa
$T = 0,01667 \text{ s}$	Período da rede/rampa
$V_{cc} = 15 \text{ V}$	Tensão de Alimentação (contínua)
$V_5 = 9 \text{ V}$	Tensão de Saída: valor máximo da rampa (deve ser menor do que a tensão de saturação do AMPOP, que é aproximadamente igual à tensão de alimentação V_{cc}).

A partir do circuito integrador, por inspeção:

$$V_5 = \frac{-1}{R_5 C_2} \int_0^{\frac{1}{2} T} (-V_{cc}) dt \quad \dots (C.1)$$

Resolvendo a expressão (C.1) resulta:

$$V_5 = \frac{V_{cc} T}{2 R_5 C_2} \quad \dots (C.2)$$

Onde apenas R_5 e C_2 são valores a se determinar. Escolhendo-se $C_2 = 180 \text{ nF}$ (valor comercial), resulta:

$$R_5 = \frac{V_{cc} T}{2 V_5 C_2} \quad \dots (C.3)$$

$$R_5 = \frac{15 \times 0,01667}{2 \times 9 \times 180 \cdot 10^{-9}} = 77160 \ \Omega \quad \dots (C.4)$$

O valor de R_5 deve ser escolhido entre os valores comerciais para resistores; assim toma-se: $R_5 = 82 \text{ K}\Omega$.

É sempre conveniente recalcular a tensão de saída do AMPOP, agora com os componentes com seus valores comerciais; assim:

$$V_5 = \frac{15 \times 0,01667}{2 \times 82 \cdot 10^3 \times 180 \cdot 10^{-9}} = 8,46 \text{ V} \quad \text{Valor dentro da ... (C.5)}$$

faixa esperada!

O transistor TR_1 tem como função levar à zero a saída do integrador; para isso deve descarregar o capacitor C_2 . O resistor R_4 tem como função limitar a corrente de descarga do capacitor C_2 , protegendo assim o transistor, sendo dimensionado em função do transistor empregado.

Escolhendo o transistor BC 548 NPN, resulta:

$$\text{BC 548 NPN: } I_{C \text{ máx}} = 100 \text{ mA}$$

$$I_{C \text{ pico}} = 200 \text{ mA}$$

Então, para $V_5 \approx 9\text{V}$, resulta:

$$I_C = \frac{V_5}{R_4} \quad \dots \text{ (C.6)}$$

Lembrando que a descarga do capacitor segue uma lei exponencial, devemos proteger o transistor contra o pico inicial da descarga:

$$I_C \leq 200 \text{ mA} \quad \text{Onde o valor } 200 \text{ mA} \text{ é obtido da ... (C.7)}$$

especificação do transistor.

Assim, a partir de (C.6) e (C.7), resulta:

$$R_4 = \frac{V_5}{I_C} \quad \dots \text{ (C.8)}$$

E substituindo-se os valores:

$$R_4 = \frac{9}{200 \cdot 10^{-3}} = 45 \Omega \quad \dots (C.9)$$

O valor comercial para R_4 deve ser tomado o maior do valor calculado de modo a garantir que o pico de corrente na descarga não ultrapasse o valor limite da especificação do transistor, conforme a verificação abaixo: tomar $R_4 = 47 \Omega$, valor comercial.

$$I_C = \frac{9}{47} = 191 \text{ mA} \quad \text{Corrente de pico dentro da especificação do transistor} \quad \dots (C.10)$$

Outro fator importante a ser verificado é o tempo de descarga do capacitor, a constante de tempo é:

$$\tau = R_4 C_2 \quad \dots (C.11)$$

E substituindo-se os valores, resulta:

$$\tau = 47 \times 180 \cdot 10^{-9} = 8,46 \mu\text{s} \quad \dots (C.12)$$

Considerando que o tempo de duração da rampa é $T/2$, fazendo-se uma comparação, resulta:

$$\tau = 8,46 \mu\text{s} \ll \frac{T}{2} = 8,33 \text{ ms} \quad \dots (C.13)$$

Ou seja, a descarga é praticamente vertical, se comparada com a subida da rampa, conforme a Figura C.8.

O resistor R_3 deve ser dimensionado para limitar a corrente de base do transistor TR_1 para que esta não exceda o limite de corrente de saída do AMPOP 2. Valores práticos de projeto são em torno de 10 mA. Assim:

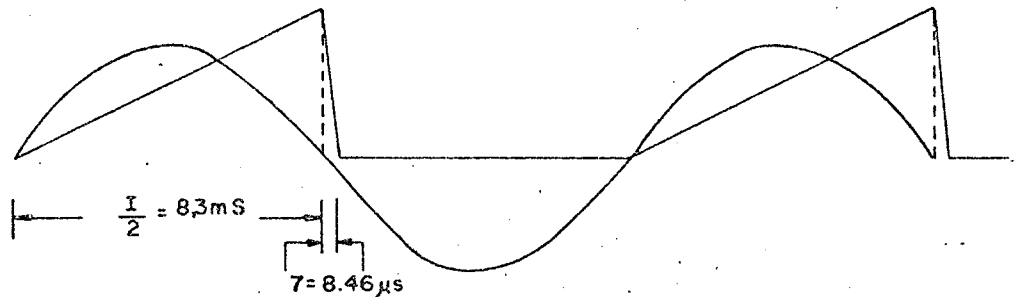


FIGURA C.8 - Forma de onda da tensão sobre o capacitor do circuito integrador

$$R_3 = \frac{V_2}{I} \quad \dots \text{ (C.14)}$$

E substituindo-se os valores, resulta:

$$R_3 \cong \frac{14}{10 \times 10^{-3}} = 1400 \, \Omega \quad \dots \text{ (C.15)}$$

Como R_3 deve ter valor comercial, será escolhido

$R_3 = 1500 \, \Omega$, com potência de 1/4 W.

O capacitor C_1 é colocado para garantir um rápido chaveamento do transistor TR_1 . No instante do basculamento da tensão de saída do AMPOP 1, o capacitor C_1 funciona como um curto-circuito e após apresenta uma reatância capacitiva dada por $X_C = 1/\omega C$, a qual, em paralelo com o resistor R_3 , deve limitar a corrente de base de TR_1 em torno de 10 mA.

Escolhendo $C_1 = 68 \, \text{nF}$ (valor comercial) resulta:

$$X_{C1} \cong \frac{1}{\omega C_1} \quad \dots \text{ (C.16)}$$

E substituindo-se os valores, resulta:

$$X_{C1} \cong \frac{1}{2 \times \pi \times 60 \times 68 \times 10^{-9}} \cong 39000 \, \Omega \quad \dots \text{ (C.17)}$$

O valor escolhido para C_1 é conveniente, pois em regime permanente a reatância X_{C_1} em paralelo com o resistor R_3 terá pouquíssima influência sobre a corrente de base do transistor TR_1 .

Para prevenir problemas de off-set no AMPOP 2, adiciona-se à entrada inversora, o resistor ajustável RA_1 , de valor $100\text{ K}\Omega$, entre os potenciais $+V_{cc}$ e $-V_{cc}$, e mediante ajuste obtém-se a rampa a partir do nível zero de tensão.

C.3.5 - Comparador com Referência Variável:

Tem como função a comparação da tensão da rampa com a tensão externa de referência, para comandar o ângulo de disparo do tiristor.

Variando-se o nível da tensão de referência desde 0 até aproximadamente 9 volts (valor de $V_5 =$ tensão da rampa), varia-se o ângulo de chaveamento de 0° até 180° .

Na Figura C.9 a área hachurada indica o intervalo de chaveamento do tiristor.

Este comparador é constituído apenas por um amplificador operacional do tipo 741, designado por AMPOP 3, conforme Figura C.10.

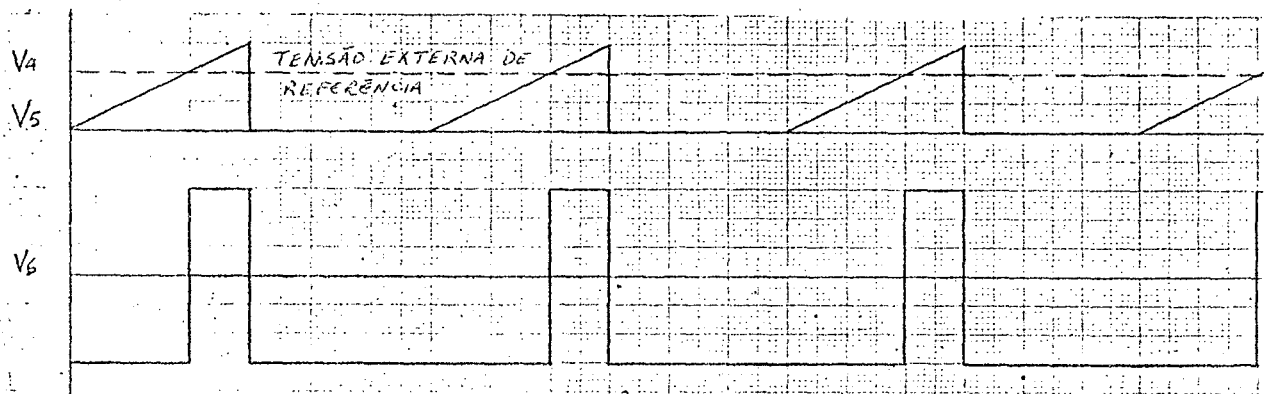


FIGURA C.9 - Formas de onda das tensões de entrada e saída do comparador com ref. variável

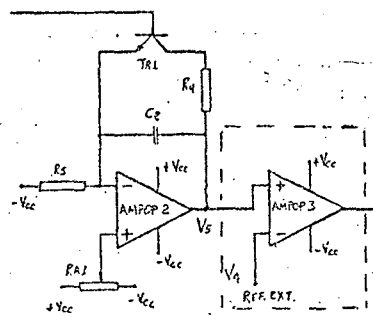


FIGURA C.10 - Comparador com referência variável

C.3.6 - Multi-Vibrador Astável:

Tem como função fornecer uma onda quadrada simétrica de frequência em torno de 20 KHz.

É basicamente um comparador realimentado, onde a carga e descarga do capacitor C_3 determina a frequência da onda quadrada na saída.

A Figura C.11 apresenta o circuito implementado e a Figura C.12 apresenta o comportamento da tensão de saída V_7 e da tensão V_{C3} sobre o capacitor C_3 .

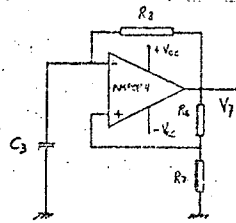


FIGURA C.11 - Multi-vibrador astável

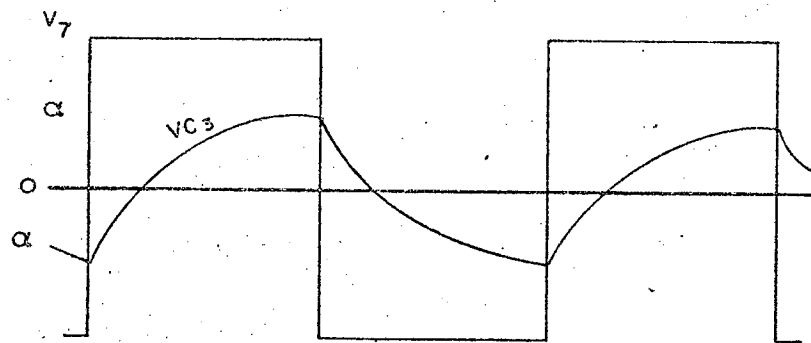


FIGURA C.12 - Formas de onda

Para a configuração utilizada, tem-se:

$$T = 2 R_8 C_3 \ln \left(\frac{1 + \alpha}{1 - \alpha} \right) \quad \dots \quad (C.18)$$

$$\alpha = \frac{R_7}{R_6 + R_7} \quad \dots \quad (C.19)$$

Onde T é o período da onda quadrada gerada.

O dimensionamento dos componentes é feito a partir da definição da frequência desejada e estabelecendo-se o coeficiente α da tensão realimentada para a entrada não inversora do AMPOP

Escolhendo $\alpha = 0,5$ fica estabelecido que os resistores R_6 e R_7 devem ter igual valor; tomando $R_6 = R_7 = 10 \text{ K}\Omega$ para garantir pequena solicitação de corrente na saída do AMPOP₄ e estabelecendo a frequência $f = 20 \text{ KHz}$, resulta:

$$T = 50 \text{ }\mu\text{S}$$

E a partir da expressão (C.18), vem:

$$R_8 C_3 = \frac{T}{2 \times I_n \left(\frac{1 + \alpha}{1 - \alpha} \right)} \quad \dots \text{ (C.20)}$$

Onde R_8 e C_3 são valores a determinar.

Escolhendo $C_3 = 2,2 \text{ nF}$ (valor comercial) resulta:

$$R_8 = \frac{50 \cdot 10^{-6}}{2 \times I_n \left(\frac{1 + 0,5}{1 - 0,5} \right) \times 2,2 \times 10^{-9}} = 10350 \text{ }\Omega \quad \dots \text{ (C.21)}$$

Onde R_8 deve assumir o valor comercial mais próximo; assim:

$$R_8 = 10 \text{ K}\Omega$$

Para a frequência de 20 KHz o AMPOP deve ter alta velocidade de resposta; já não é mais possível usar o amplificador operacional 741. A opção para um AMPOP mais rápido resulta na escolha do 725.

C.3.7 - PORTA E:

- Supressora do Semi-Ciclo Negativo -

A partir dos sinais do comparador de referência variável ($f = 60 \text{ Hz}$) e do multi-vibrador astável ($f = 20 \text{ KHz}$), através de uma porta "E" é possível fazer-se passar um trem de pulsos

de alta frequência (20 KHz) pela "janela" aberta pela baixa frequência (60 Hz). Neste ponto é conveniente uma análise detalhada nas formas de onda V_6 , V_7 e V_8 da Figura C.3.

Isto é feito pela colocação dos diodos de sinal D_2 e D_3 em sentido inverso, na saída dos blocos anteriores, conectados através do resistor R_9 à tensão $+V_{CC}$, o que já faz, simultaneamente, a supressão do semi-ciclo negativo.

Isto constitui uma "PORTA E" de lógica positiva⁽⁵⁾ à diodo e a respectiva tabela verdade é apresentada na Figura C.13.

A Figura C.14 apresenta o circuito implementado.

TABELA VERDADE
FUNÇÃO "E"

V_6	V_7	V_8
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

FIGURA C.13

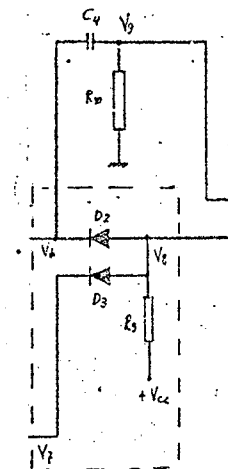


FIGURA C.14 - PORTA E

O dimensionamento de R_9 é feito levando-se em conta que quando apenas um dos diodos (D_2 ou D_3) estiver conduzindo, a corrente não deverá exceder o limite de corrente de saída do AMPOP e que quando os dois diodos não estiverem conduzindo a corrente deverá ser suficiente para saturar o transistor TR_2 do bloco seguinte; isto leva à necessidade de corrente de base de TR_2 em torno de 10 mA. Assim:

$$R_9 = \frac{V_{CC}}{I}$$

... (C.22)

E substituindo-se os valores, resulta:

$$R_9 = \frac{15}{10 \cdot 10^{-3}} = 1500 \, \Omega \quad (\text{é valor comercial}) \quad \dots \text{ (C.23)}$$

E quando os diodos D_1 e/ou D_2 estiverem conduzindo:

$$I \approx \frac{2 \, V_{CC}}{R_9} \quad \dots \text{ (C.24)}$$

E substituindo-se os valores, resulta:

$$I \approx \frac{2 \times 15}{1500} = 20 \, \text{mA} \quad \dots \text{ (C.25)}$$

Onde o valor de corrente de 20 mA é ainda suportável pelo AMPOP.

A potência dissipada pelo resistor R_9 será:

$$P \approx I^2 R_9 \quad \dots \text{ (C.26)}$$

E substituindo-se os valores, resulta:

$$P \approx (20 \cdot 10^{-3})^2 \times 1500 = 0,6 \, \text{W}$$

Como a corrente sobre o resistor R_9 não terá o valor de 20 mA continuamente, e sim valores menores durante metade do tempo, podemos utilizar um resistor de 1/2 watt com confiança.

C.3.8 - Circuito Diferenciador:

A fim de garantir-se o chaveamento do tiristor no preciso instante da subida do sinal de baixa frequência (comparador com referência variável) é preciso que se tenha o primeiro pulso do trem de pulsos firme e definido. Uma vez que o multivibrador estável não é sincronizado com a rede, na saída da porta "E" pode ocorrer a vacilação do pulso.

Para evitar esta vacilação adiciona-se um circuito

diferenciador na saída do comparador com referência variável, o qual levará o sinal diferenciado para uma porta "OU", juntamente com a saída da porta "E".

A Figura C.15 apresenta o circuito diferenciador implementado.

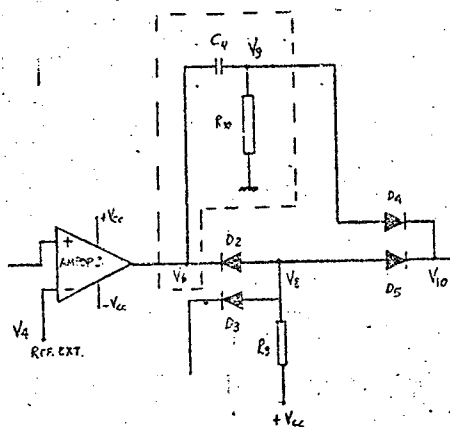


FIGURA C.15 - Circuito diferenciador

Este circuito dá origem a um pulso rápido, toda vez que ocorre o basculamento da tensão de saída V_6 do comparador com referência variável.

No instante do basculamento da tensão o capacitor C_4 funciona como um curto-circuito, fazendo surgir um pulso de tensão sobre o resistor R_{10} . Em regime, o capacitor C_4 deve apresentar uma reatância capacitiva tal que não aumente significativamente a carga na saída do AMPOP 3.

O dimensionamento deste circuito é feito escolhendo-se $C_4 = 12 \text{ nF}$ (valor comercial), tal que em regime apresente a reatância capacitiva X_{C_4} , dada por:

$$X_{C_4} \cong \frac{1}{\omega C_4} \quad \dots \text{ (C.27)}$$

E substituindo-se os valores, resulta:

$$X_{C4} \approx \frac{1}{2\pi \cdot 60 \cdot 12 \cdot 10^{-9}} \approx 220000 \Omega \quad \dots (C.28)$$

O valor obtido para X_{C4} em (C.28) deixa claro que em regime o circuito diferenciador é posto fora de ação.

Para o cálculo do resistor R_{10} define-se o pico de corrente sobre o resistor R_{10} em torno de 1,5 mA, o que resulta:

$$R_{10} = \frac{14}{1,5 \cdot 10^{-3}} = 9333 \Omega \quad \dots (C.29)$$

E o valor comercial escolhido é: $R_{10} = 10 \text{ K}\Omega$.

Resta calcular a constante de tempo do diferenciador:

$$\tau = R_{10} \cdot C_4 \quad \dots (C.30)$$

E substituindo-se os valores, resulta:

$$\tau = 10 \cdot 10^3 \times 12 \cdot 10^{-9} = 0,12 \text{ mS} \quad \dots (C.31)$$

E:

$$\tau = 0,12 \text{ mS} \ll \frac{T}{2} = 8,33 \text{ mS} \quad \dots (C.32)$$

Pela expressão (C.32) observa-se que a duração do pulso do diferenciador é curta o suficiente comparada com o período da tensão que é diferenciada.

C.3.9 - PORTA "OU":

- Supressora do Semi-Ciclo Negativo -

A partir dos sinais do circuito diferenciador e da porta "E", fazendo-os passar por uma porta "OU" efetua-se a soma

dos mesmos, garantindo assim um pulso firme na saída, mesmo que no instante de subida do sinal do comparador com referência variável, o sinal do multi-vibrador astável esteja descendo ou em outra situação qualquer.

Isto é feito pela colocação dos diodos de sinal D_4 e D_5 no sentido direto, na saída do circuito diferenciador e da porta "E"⁽⁵⁾, constituindo-se uma porta "OU" de lógica positiva.

O diodo D_4 garante ainda a supressão do pulso negativo oriundo do circuito diferenciador.

A Figura C.16 apresenta a Tabela verdade da porta "OU" e a Figura C.17 apresenta o circuito implementado.

TABELA VERDADE
FUNÇÃO "OU"

V_8	V_9	V_{10}
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

FIGURA C.16

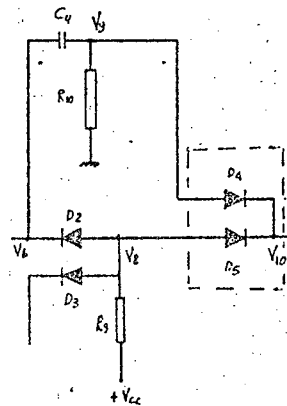


FIGURA C.17 - PORTA OU

C.3.10 - Estágio Amplificador:

O circuito de comando deve ficar isolado do tiristor por um transformador de pulsos, evitando assim que problemas que porventura surjam na parte de potência da montagem se propaguem para o circuito de comando através do circuito de gatilho.

A inclusão do transformador de pulso para ataque do gatilho do tiristor implica em um aumento considerável da corrente, devido a circulação da corrente de magnetização do transforma

dor, e o estágio amplificador deve garantir esta corrente.

A Figura C.18 apresenta o circuito implementado.

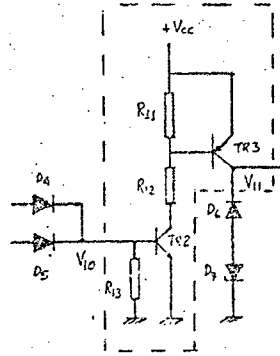


FIGURA C.18 - Estágio amplificador.

O dimensionamento do estágio amplificador pode ser iniciado pela escolha do transistor TR_2 .

Escolhendo-se o BC547, resulta a especificação:

$$\text{BC547: } I_{cm\acute{a}x} = 100 \text{ mA}$$

$$I_{cpico} = 200 \text{ mA}$$

Para o cálculo do valor de resistência de coletor para o TR_2 , toma-se a metade do valor especificado para a corrente no transistor. Assim:

$$R_{12} = \frac{V_{cc}}{\frac{1}{2} I_{cm\acute{a}x}} \quad \dots \text{ (C.33)}$$

E substituindo-se os valores, resulta:

$$R_{12} = \frac{15}{\frac{1}{2} 100 \cdot 10^{-3}} = 300 \, \Omega \quad \dots \text{ (C.34)}$$

E $R_{12} = 270 \, \Omega$ (valor comercial)

Lembrando o funcionamento do transistor NPN e do PNP temos que, quando TR_2 está conduzindo fica imposta uma corrente de coletor que será drenada da base de TR_3 (PNP). Assim sendo R_{12} deverá ser grande o suficiente para limitar a corrente de coletor de TR_2 . Quando o TR_2 está cortado, o resistor R_{11} impõe uma tensão positiva na base do TR_3 garantindo assim o bloqueio. Assim o par $TR_2 - TR_3$ funciona conjugado.

Quando em condução, a tensão base-emissor é o valor de tensão de uma junção P-N, usualmente 0,6 volts. Então deve-se garantir uma queda de tensão em R_{11} superior a este valor para garantir a saturação de TR_3 .

Fazendo $R_{11} = 27 \Omega$ (valor comercial), para uma corrente de coletor de TR_2 em torno de 50 mA, resulta uma tensão de 1,0 volt, formando um divisor de corrente tal que garante uma corrente suficiente para a saturação de TR_3 .

O transistor TR_3 (PNP) deve ser dimensionado para suportar a corrente solicitada pelo transformador de pulsos, o qual por sua vez será dimensionado em função da corrente necessária para garantir o chaveamento do tiristor empregado. Para tornar este circuito de comando genérico, utilizar-se-á o transistor TIP 32 C da Texas Instruments.

A inclusão do ramo diodo-diodo zener em paralelo com o primário do transformador de pulsos é para prover um caminho para a corrente de desmagnetização do transformador, quando TR_3 corta, a fim de evitar a saturação deste transformador.

O diodo D_6 é um diodo de sinal e o diodo D_7 é zener de 15 volts.

C.3.11 - Transformador de Pulsos:

Tem como função isolar o circuito de comando, evitando a propagação de falhas na parte de potência da montagem.

Seu dimensionamento exato através de cálculo é algo um pouco complexo e assim preferiu-se o dimensionamento por métodos empíricos, resultando 2 enrolamentos de 80 espiras, de fio nº 35, montados sobre núcleo de ferrite.

Testado em laboratório apresentou resultados satisfatórios.

C.3.12 - Circuito de Gatilho:

Tem como função adequar a tensão e a corrente de saída do transformador de pulsos para o gatilho do tiristor.

Pela Figura C.3, observa-se que a tensão V_{12} no secundário do transformador de pulsos possui novamente semi-ciclo negativo; para suprimi-lo utiliza-se o diodo de sinal D_8 .

No semi-ciclo negativo D_9 e D_8 propiciam um caminho para a corrente no secundário, levando a tensão à zero.

O resistor R_{14} limita a corrente de gatilho. Tem-se então:

$$R_{14} = \frac{15}{50 \cdot 10^{-3}} = 300 \, \Omega \quad \dots \text{ (C.35)}$$

Onde $50 \cdot 10^{-3}$ A (50 mA) é um valor confiável de corrente de gatilho para garantir o disparo do tiristor (no presente caso, tiristor SKT 16 da Semikron, com características dadas a seguir).

Assim toma-se para R_{14} o valor comercial:

$$R_{14} = 270 \, \Omega$$

A inclusão do capacitor C_5 é opcional e pode ser dimensionado em função da frequência dos pulsos e amplitude.

A Figura C.19 apresenta o circuito implementado e a seguir é apresentada a especificação do tiristor utilizado.

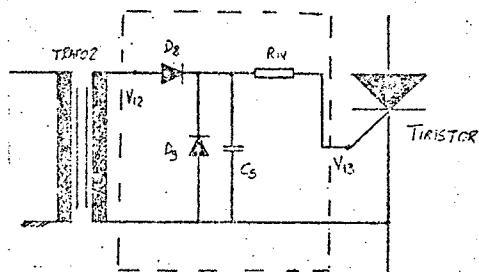


FIGURA C.19 - Circuito de gatilho

Especificação do tiristor (para o gatilho)

SKT 16

$V_{GT} = 3 \text{ V}$ máxima tensão de gatilho

$I_{GT} = 80 \text{ mA}$ máxima corrente de gatilho

$V_{GD} = 0,25 \text{ V}$ mínima tensão de gatilho para chaveamento garantido

$I_{GD} = 2 \text{ mA}$ mínima corrente de gatilho para chaveamento garantido.

Valores válidos para pulsos de $10 \mu\text{s}$ de largura.

C.4 - Conclusão

Foi apresentado um circuito de chaveamento de tiris tor para carga indutiva; a partir do diagrama de blocos e do circuito eletrônico foi realizada a especificação de todos os componentes do mesmo.

A implementação deste circuito foi realizada com a técnica de "circuito impresso" e o seu desempenho correspondeu às necessidades de projeto.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- | 1 | SERVETAS, E.C. & VLACHAKIS, A.V. - A New A.C. Voltage Regulator Using Thyristors - IEEE Transactions on Industrial And Control Instrumentation, Vol. IECI - 28, nº 2, May 1981, pag. 140 a 145.
- | 2 | SELVAKUMAR, C.R. - Negative Feed-back High-Efficiency A.C. Voltage Regulator - IEEE Transactions on Industrial And Control Instrumentation, Vol. IECI - 28, nº 1, February 1981, pag. 24 a 27.
- | 3 | SCHNEIDER, Márcio C. - Compensador Estático de Energia Reativa e de Desequilíbrios de uma Instalação Trifásica. UFSC. 1980.
- | 4 | KREYSZIG, Erwin - Matemática Superior, Vol. 3 - Livros Técnicos e Científicos Editora S.A. 1978.
- | 5 | MILLMAN, J. & HALKIAS, C.C. - Integrated Electronics - McGraw - Hill 1972