

23.02.89

LOURENÇO MATAKAS JUNIOR

Eng. Eletricista, Escola Politécnica da USP, 1983.

RETIFICADORES ESPECIAIS

Dissertação apresentada à
Escola Politécnica da USP,
para obtenção do Título de
MESTRE em Engenharia

Orientador: Prof. Dr. WALDIR PÔ
Depto. Eng. Eletricidade -
EPUSP

SÃO PAULO
1988

12/11/88
FL. 2/24

ã

Kiyoko

e ao nosso filhinho

AGRADECIMENTOS

O autor agradece:

- ao professor Waldir Põ pelo efetivo trabalho de orientação.
- ao colega Walter Kaiser pelas discussões e colaborações.
- à FDTE pela possibilidade de ter trabalhado em projeto que envolvia problemas com a circulação de harmônicos na rede, o que motivo a elaboração deste trabalho.
- a Neusa Yoscimoto e ao Pedro Markevicius pela constante assistência.
- a Laura Ribeiro pelo serviço de datilografia.

Em particular, agradece aos pais Lourenço e Rosa, e aos sogros Koei e Teruko.

RESUMO

RETIFICADORES ESPECIAIS

Os populares retificadores monofásicos, com filtro capacitivo apresentam baixo fator de potência além de causarem perturbações na rede e equipamentos a ela associados.

São apresentados alguns circuitos, tanto passivos como ativos, que minimizam os problemas acima citados.

Um deles, a fonte com indutor e capacitor na entrada, é analisado com detalhes. Através de dados obtidos em simulações digitais foram elaborados gráficos, a serem utilizados para o dimensionamento da fonte. É feita também a verificação experimental para validação destes gráficos.

ABSTRACT

IMPROVED RECTIFIERS

The well known single-phase capacitor filter rectifier offers low power-factor and disturbances in the mains and its associated equipments.

Passive and active circuits are described that minimize the above mentioned problems.

A detailed analysis is presented for one of them, the inductor-capacitor input supply. Data obtained from computer simulations are presented in a set of graphics, so as to make possible its use for design. Experimental verification of them is also presented.

LISTA DE SÍMBOLOS

$a = \omega d/W$	= frequência própria de L e C1, normalizada
$b = V_{CC}/V$	= tensão de saída normalizada
BMAX	= máximo valor de b
C, C1, C2	= capacitores
$C_1' = 1/a^2/W$	= capacitância de C1 normalizada
COF1	= fator de defasagem
Di	= faixa do comparador por histerese
$DV' = DV_{CC}\% \cdot L \cdot C2$	= ondulação porcentual normalizada
DVCC%	= ondulação porcentual de VCC
FD	= fator de deformação
FP	= fator de potência na entrada CA
I	= corrente de pico na entrada, para saída do retificador em vazio
$i(t)$	= corrente instantânea na entrada CA
IO	= valor da corrente de linha no início da condução
IC	= corrente limite para operação com corrente descontínua no indutor
$i_{c1}(t)$	= corrente no capacitor C1
ICC	= corrente contínua na carga
ICC(t)	= corrente instantânea na carga
ICCMAX	= corrente de curto na saída CC
ICCNOM	= corrente CC nominal
IEF	= corrente eficaz na entrada C.A.
IEF'	= $IEF \cdot W/L/V$
IH1	= valor eficaz da fundamental da corrente de linha
IH1'	= $IH1 \cdot W/L/V$
Ii	= $IHi/IH1$
i_L, i_{L1}, i_{L2}	= correntes nos indutores L, L1 e L2

IMAX	= valor de pico de $i(t)$
IMAX'	= $IMAX.W.L/V$
$i_p(t)$	= corrente na entrada, para saída do retificador em <u>va</u> zio
$i_{\text{ponte}}(t)$	= corrente na saída do retificador
$i_{\text{ref.}}$	= referência senoidal de corrente
i_S	= corrente na chave S
K, M	= variáveis internas definidas no anexo 2
L, L1, L2	= indutores
$L' = l/W$	= indutância de L, normalizada
POT	= potência na entrada CA
POT'	= $POT.W.L/V^2$
Q	= fator de mérito do indutor L
QR	= carga elétrica que passa através do retificador du- rante um período de condução
R	= resistência de carga
R1, R2	= pontes retificadoras
T	= ângulo de condução do retificador
t_a	= tempo ligado/tempo desligado do modulador
U	= ângulo entre o zero de $v(t)$ e o início da condução do retificador
V	= valor de pico da tensão CA
$v(t)$	= tensão na entrada da fonte
V1	= tensão da fonte auxiliar do retificador tipo dupla- ponte
$v_c(t)$	= tensão instantânea em C1
VCC	= tensão média na saída CC
$v_{cc}(t)$	= tensão instantânea na saída CC
VEF	= tensão eficaz da tensão de entrada
W	= $2.\pi.f_0$ (rd/s) (onde f = frequência da rede)

$\omega_d = 1/\sqrt{L.C1}$

$\gamma = \text{ângulo de fase entre } i_p(t) \text{ e } v(t).$

Obs.: as variáveis do programa de simulação da fonte com LC na entrada são listadas no ANEXO 3, juntamente com a descrição do programa.

ÍNDICE

	Pág.
1 INTRODUÇÃO	1
2 RETIFICADORES ESPECIAIS	2
2.1 Perturbações na rede devido à circulação de harmô nicos de corrente	2
2.2 Retificadores monofásicos com alto fator de potên cia	5
2.2.1 Fontes passivas	5
2.2.1.1 Retificador com LC na saída	5
2.2.1.2 Fonte com LC na entrada	10
2.2.1.3 Retificador tipo dupla ponte	11
2.2.2 Fontes ativas	15
2.2.2.1 Modulador CC - tipo abaixador	16
2.2.2.2 Modulador CC - tipo elevador	17
2.2.2.3 Retificador síncrono na entrada	25
2.2.2.4 Modulador na entrada CA	26
2.2.2.5 Fonte com inversor interno	27
2.3 Medidas experimentais comparativas para algumas configurações de retificadores	28
2.4 Comentários	32
3 METODOLOGIA DE PROJETO PARA UMA CONFIGURAÇÃO DE RETIFI CADOR PROPOSTA - FONTE COM LC NA ENTRADA	34
3.1 Apresentação do problema	34
3.2 Descrição do circuito	36
3.3 Equacionamento do circuito	39
3.4 Solução para o problema	43

3.5	Descrição do programa utilizado para a simulação do circuito e confecção dos gráficos	48
3.5.1	Simulação do circuito	48
3.5.2	Obtenção dos gráficos	51
3.6	Apresentação dos resultados teóricos	52
3.6.1	Apresentação dos resultados teóricos	52
3.6.2	Comentários	65
4	RESULTADOS E AVALIAÇÕES	69
4.1	Medidas experimentais	69
4.1.1	Descrição do circuito utilizado para as me- didas experimentais	69
4.1.2	Considerações sobre o procedimento experi- mental	70
4.1.2.1	Procedimento de medida	70
4.1.2.2	Considerações sobre a escolha dos valores dos parâmetros do circui- to	71
4.1.3	Apresentação dos resultados experimentais	72
4.1.3.1	Verificação da influência do va- lor do capacitor de filtro (C2)	72
4.1.3.2	Verificação da influência do va- lor do fator de mérito do indutor....	80
4.1.3.3	Apresentação dos desvios porcen- tuais médios	80
4.1.4	Comentários	89
4.2	Exemplos e sugestões para aplicações da fonte com LC na entrada	91

4.2.1	Fonte CC para carga fixa - aplicação em <u>con</u> <u>versor</u> eletrônico para lâmpadas fluorescen <u>tes</u>	91
4.2.2	Fonte de tensão com limitação estática de corrente, para carga variável	94
4.2.3	Fonte de corrente com limitação de tensão, para carga variável	95
4.3	Comentários finais sobre a fonte com LC na entra- da	96
5	CONSIDERAÇÕES FINAIS	98
ANEXO 1	- Determinação da corrente no indutor durante o período de condução, e da corrente média na carga	99
ANEXO 2	- Determinação da tensão e corrente no capaci- tor C1, durante o intervalo de inversão da tensão em C1	101
ANEXO 3	- Fluxogramas do programa e das subrotinas uti- lizadas para a obtenção dos pontos dos gráfi- cos	104
ANEXO 4	- Simulação de circuitos elétricos pelo método das diferenças	113
ANEXO 5	- Filtro passa faixa para medida do espectro harmônico da corrente	116
	RERERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	119

1. INTRODUÇÃO

A utilização de conversores CA-CC alimentados por rede monofásica para potências de até algumas unidades de Kilowatt vem crescendo. Esta classe de conversores engloba as aplicações em equipamentos de processamento de dados, acionamentos para pequenos motores, lasers, lâmpadas de descarga alimentadas em alta frequência, etc.

Se a corrente de linha destes "retificadores" tiver alto conteúdo de harmônicos, ou seja, tiver alto grau de deformação, surgirão problemas na rede e nos equipamentos a ela associados. Uma apresentação destes problemas é dada no capítulo 2. Ainda neste capítulo, baseando-se na literatura disponível e em verificações experimentais, apresentam-se descrições sucintas de alguns retificadores com alto fator de potência.

Entre as alternativas citadas escolheu-se a fonte com LC na entrada CA para uma análise mais detalhada. A escolha se deu pela não disponibilidade de literatura pertinente, pelo seu bom desempenho, simplicidade do circuito, e por apresentar projeto não trivial.

No capítulo 3 a fonte é apresentada juntamente com seu equacionamento. Foram elaborados conjuntos de gráficos normalizados e parametrizados que permitem uma visualização de todos os modos de operação da fonte, bem como seu dimensionamento.

No capítulo 4 é feita a verificação experimental dos gráficos de projeto, além de serem comentadas algumas aplicações para este circuito.

2. RETIFICADORES ESPECIAIS

2.1 Perturbações na rede devido à circulação de harmônicos de corrente

Para uma rede monofásica com tensão senoidal, o fator de potência é definido por:

$$FP = \frac{POT}{VEF \cdot IEF} = \frac{IH1}{IEF} \cdot COF1 = FD \cdot COF1 \quad (2.1)$$

onde:

- POT = potência ativa na entrada CA
- VEF = tensão eficaz na entrada CA
- IEF = valor eficaz na corrente na entrada CA
- IH1 = valor eficaz na fundamental da corrente
- FD = fator de deformação
- COF1 = fator de defasagem; cosseno do ângulo de defasagem entre a tensão e a fundamental da corrente.

Por (2.1), um baixo fator de potência implica em alto valor da defasagem entre a tensão e a corrente na entrada, e/ou corrente deformada (com harmônicos diferentes da fundamental).

Um baixo valor de COF1 pode ser corrigido com o uso de capacitores ou indutores associados à carga em série ou paralelo).

Por outro lado, um valor baixo para FD exige a instalação de filtros para as harmônicas em questão. Se as frequências tiverem valores da ordem de frequência da rede, os filtros apresentarão altos custos e dimensões. Já para altas frequências, acima de alguns quilohertz, este problema é atenuado. As referências^{1,2,3,4,5,6} tra-

tam desta classe de filtros.

Um baixo fator de potência, seja qual for a sua causa, implica em:

- altos valores eficazes de corrente na linha
- necessidade de superdimensionamento dos equipamentos elétricos de rede tais como: fiação, transformadores, chaves, proteções, filtros de linha, etc.

Um baixo fator de potência devido à presença de harmônicos (baixo FD), implica em:^{7,8,9}

- deformação da tensão da rede e conseqüente possibilidade de mau funcionamento de outros equipamentos (havendo deformação apreciável na tensão, passa a não mais valer a eq. 2.1)
- sobre aquecimento de capacitores que estejam conectados à linha (por exemplo, unidades de correção de fator de potência), devido à baixa impedância que oferecem para frequências mais altas
- possibilidade de ressonâncias com os parâmetros da linha, que podem resultar em altas correntes e tensões em alguns pontos
- interferência em equipamentos de telecomunicações e outros, devido à componente irradiada
- elevação da corrente de neutro em circuitos trifásicos. Isto ocorre porque todas as parcelas múltiplas de tres ficam em fase, não ocorrendo cancelamento das correntes⁸
- erros em instrumentos de medida. Além do erro inerente aos instrumentos com quadro móvel utilizados com grandezas não senoidais, tem-se o efeito da impedância interna (mesmo para instrumentos que

medem o valor eficaz verdadeiro, tais como os de ferro-móvel e os eletrodinâmicos)^{10,11,12}.

Este trabalho detém-se na descrição de retificadores monofásicos, cuja utilização vem crescendo em:

- conversores eletrônicos para lâmpadas de descarga
- inversores e moduladores para acionamento de pequenos motores
- computadores
- demais fontes com potências de até algumas unidades de kW, onde não se justifique o uso de retificação trifásica.

Retificadores trifásicos com alto fator de potência são tratados nas referências^{13,14,15}.

Um caso em que é particularmente importante o valor do fator de potência é o sistema de alimentação ininterrupta via inversores estáticos (NO-BREAK), geralmente utilizados em sistemas de processamento de dados. Nestes, geralmente todas as fontes são do tipo com filtro capacitivo (vide item 2.2.1.1), que apresenta fatores de potência da ordem de 0,5.

Se estes retificadores forem alimentados por um sistema eletromecânico como, por exemplo, um grupo motor-gerador, a potência aparente (em VA) deve ser o dobro da potência ativa (em Watts). Já para o caso de um inversor estático, alimentando estes retificadores, os semicondutores do inversor devem ser dimensionados para suportar o pico de corrente, que é da ordem de cinco vezes o valor do pico de uma corrente senoidal com FP unitário.

São descritos a seguir, retificadores que apresentam alto fator de potência, e portanto, minimizam os problemas citados neste item.

2.2 Retificadores monofásicos, com alto fator de potência

São apresentadas neste item, diversas configurações de retificadores que apresentam bom fator de potência, minimizando as perturbações na rede citadas no item 2.1.

A preocupação neste item, está em fornecer uma visão comparada de algumas alternativas viáveis de circuitos, explicitando seus prós e contras, bem como suas características notáveis.

Detalhes de equacionamento e de projeto foram omitidos (exceto para a fonte com LC na entrada), para não sobrecarregar o trabalho, sendo citadas as referências que os contém.

2.2.1 Fontes passivas

Consideraram-se fontes passivas, aquelas que não permitem o controle de seus parâmetros.

2.2.1.1 Retificador com LC na saída

A figura 2.1 apresenta a configuração básica de um filtro com LC na saída.

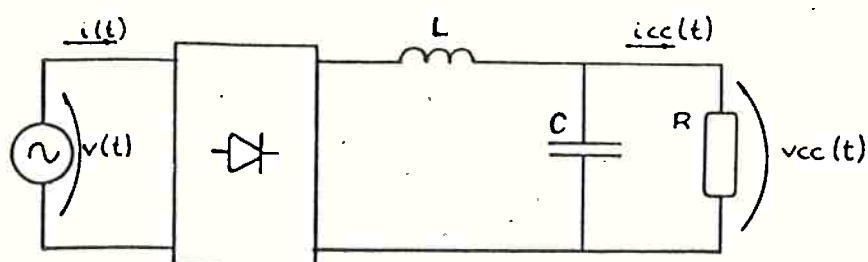


Figura 2.1 Fonte com filtro LC na saída.

Se L for nulo, tem-se o popular retificador com filtro capacitivo. Seu projeto já foi exaustivamente discutido por vários autores^{17,18,19,20,21}.

Esta fonte, apesar de ser simples, compacta e de baixo custo aparente, apresenta fatores de potência muito baixos, da ordem de 0,5. Isto se deve ao pequeno intervalo de condução da ponte retificadora, que é tanto menor quanto menor for a ondulação da tensão de saída (maior C) impondo altos valores de corrente de pico nos diodos e na linha (figura 2.2).

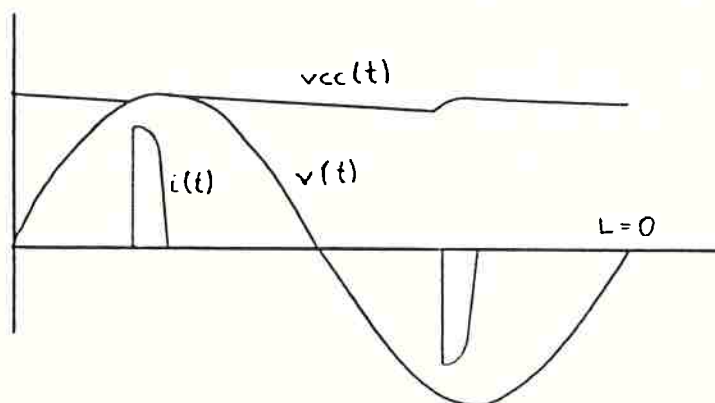


Figura 2.2 Formas de onda típicas de retificador com filtro capacitivo.

Estas correntes impõem um superdimensionamento dos diodos, do trafo, do eventual filtro de linha, além de causarem os problemas já citados no item 2.1.

O baixo fator de potência se deve exclusivamente à deformação da corrente, ou seja, o fator de defasagem é alto pois a fundamental da corrente está praticamente em fase com a tensão.

A alimentação deste retificador com um inversor estático obriga que este último seja superdimensionado para suportar o pico da corrente de linha. Este custo adicional supera de longe a "economia"

feita na fonte dos equipamentos.

Richman¹⁷ recomenda como paliativo para reduzir os picos de corrente, o uso de um indutor em série com a entrada do retificador, mais um transformador elevador para compensar a queda de tensão no indutor. Esta solução, além de ser cara e volumosa, só vale para um dado ponto de operação, exigindo-se assim um estudo mais detalhado do comportamento da tensão contínua com a variação da carga. Isto por outro lado, exige que o usuário do equipamento, ou então, o fabricante do inversor, conheça detalhes dos projetos das fontes dos equipamentos, os quais podem ser inacessíveis.

Aumentando-se o valor de L , diminui-se o valor do pico da corrente e aumentam-se o tempo de condução (figura 2.3) e o fator de potência.

A figura 2.3 mostra o efeito do aumento da indutância L em um circuito com carga de potência constante, e capacitor de filtro de valor elevado.

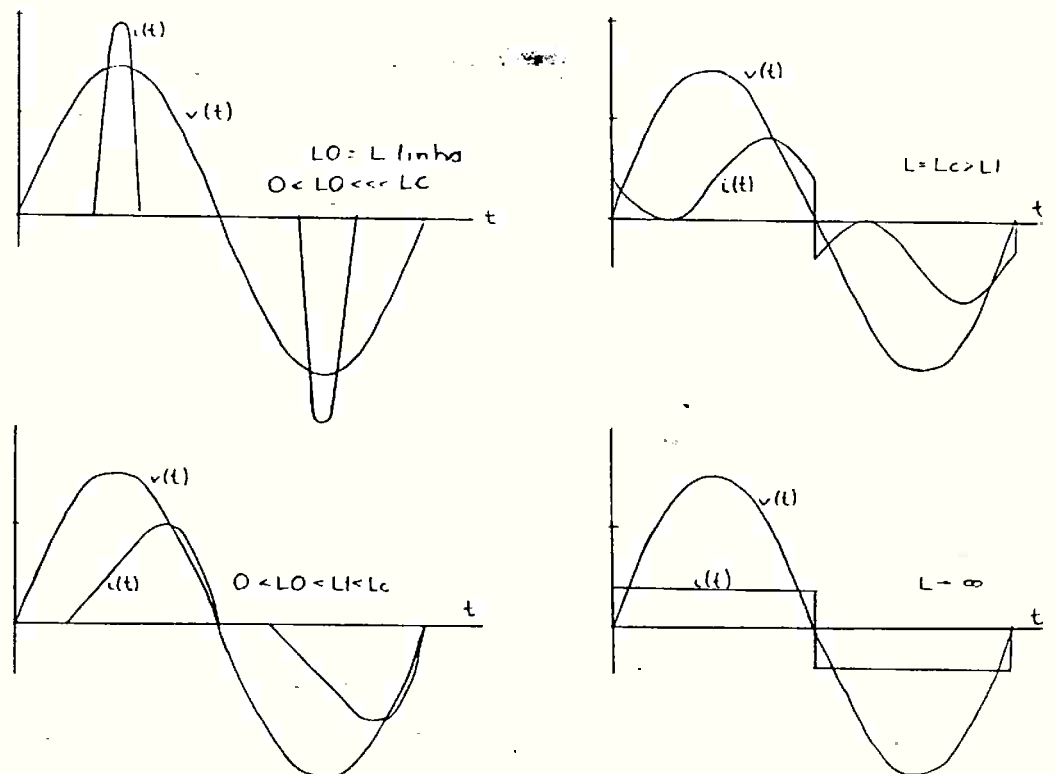


Figura 2.3 Efeito da variação de L , em um retificador com LC na saída ($POT = cte$, $C \rightarrow \infty$).

Com o aumento de L , chega-se a uma situação limite, a partir da qual a corrente na carga passa a não zerar. A partir daí, a tensão na carga fica fixa em $V.2/\pi$, que é o valor médio da tensão de rede retificada. Incrementos sucessivos em L , levam a uma diminuição da ondulação da corrente de saída, tendendo a ficar nula (figura 2.3). Neste caso, sendo ICC o valor da corrente média na carga e VEF o valor da tensão eficaz na rede, a potência consumida será:

$$POT = ICC.VEF. \sqrt{8}/\pi \quad (2.2)$$

e o fator de potência será:

$$FP = \frac{POT}{IEF.VEF} = \frac{ICC.VEF.\sqrt{8}}{ICC.\pi.VEF} = 0,900 \quad (2.3)$$

Vários autores equacionaram o filtro LC^{21,22,23}. Entre eles, Dewan²³ se destaca pela simplicidade do equacionamento do circuito, pelos gráficos de projeto normalizados (figura 2.4) e pela sugestão quanto à otimização do volume do indutor de filtro, da regulação da fonte e do fator de potência.

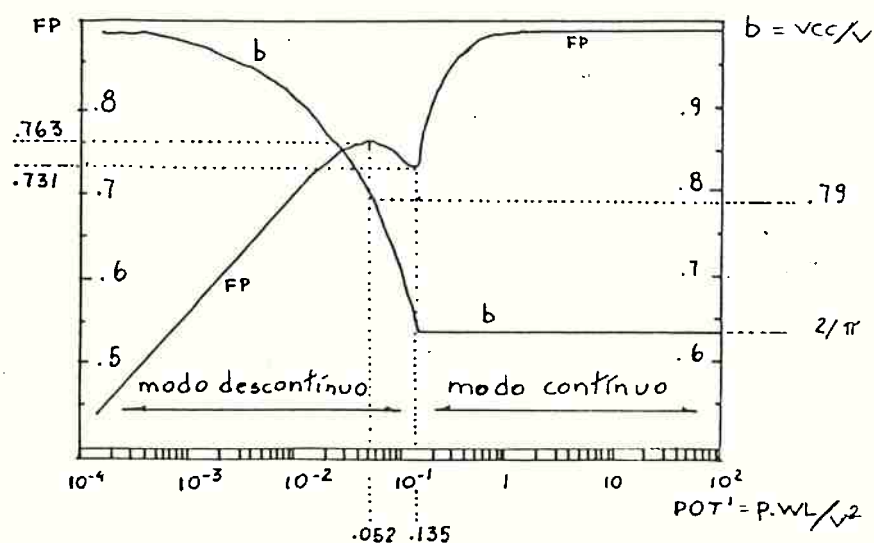


Figura 2.4 Variação do fator de potência (FP) e da tensão normalizada (b) em função da potência normalizada (POT')²³.

No gráfico da figura 2,4, as tensões são normalizadas com relação à tensão de pico da rede (V) e as potências são normalizadas com relação a V^2/WL . Foram desprezadas as perdas no indutor e nos diodos, e o capacitor de filtro foi considerado com valor tendendo a infinito.

A escolha da região de trabalho deste retificador, depende das restrições impostas pelo projeto. Dewan²³, sugere a operação com $b = 0,79$, $FP = 0,763$ e $POT' = 0,052$, de modo a minimizar o indutor e maximizar o fator de potência. Sugere também o uso de capacitor na entrada do retificador, para corrigir o fator de defasagem, ficando-se assim com $FP = 0,865$. Se a carga for variável, e o ponto de operação sugerido corresponder à máxima corrente de carga, tem-se a tensão de saída (b) variando de 1 a 0,79 da condição em vazio, à de plena carga. A corrente no indutor ficará descontínua nesta faixa.

Em determinados casos, como por exemplo, para um regulador de tensão linear, pode-se operar com vantagens na região de continuidade da corrente conforme sugerido por Põ. Seja IC o valor de corrente em que se passa do regime descontínuo para o contínuo, e $ICCNOM$ a máxima corrente de carga. Na faixa ($IC-ICCNOM$) tem-se boa regulação de VCC com a carga, o que minimiza os esforços no regulador. Se IC for fixada em torno de 0,1 a 0,3 $ICCNOM$, tem-se baixa dissipação no regulador, mesmo para $ICC < IC$, onde a tensão (b) varia de $b = 0,637$ a $b = 1$. O fator de potência fica alto para uma faixa razoável de variação da carga, dispensando-se o uso do capacitor de correção. Em contrapartida, exige-se um maior valor para L , cujo acréscimo será discutido a seguir com o auxílio da figura 2.4.

Serão comparadas as duas alternativas ($ICCNOM < IC$ e $ICCNOM > IC$) para a mesma potência na carga (POT), e mesma tensão de entrada (V). Assim, a potência para o primeiro caso fica:

$$POT = 0,052 \cdot V^2 / (W.L1) \quad (2.4)$$

As variáveis levarão os índices 1 e 2 conforme se referiram aos casos 1 ou 2.

Se $K = IC/ICCNOM$, e como VCC é constante na faixa (IC-ICCMAX) a potência consumida para $ICC = IC$ (2º caso) com o indutor L2 é dada por:

$$K.POT = 0,135 \cdot V^2 / (W.L2) \quad (2.5)$$

De (2.4) e (2.5) chega-se a:

$$L2/L1 = 2,596/K \quad (2.6)$$

Deste modo, $L2/L1 = 25,95$ para $K = 0,1$ e $L2/L1 = 8,65$ para $K=0,3$. A primeira impressão, é a de que esta alternativa é inviável. Entretanto, o indutor deve ser dimensionado para suportar a corrente de pico $IMAX$ sem saturar.

Além disso, o volume de indutores é proporcional à sua máxima energia armazenada ($VOL = K' \cdot L \cdot IMAX^2$).

A relação $K'' = IMAX^2/IMAX^1$ é facilmente calculada, obtendo-se $K'' = 0,58$ para $K = 0,3$ e $K'' = 0,49$ para $K = 0,1$. Assim, a relação entre os volumes dos indutores ($VOL2/VOL1$) fica igual a 2,9 para $K = 0,3$ e igual a 6,2 para $K = 0,1$. Isto mostra, que face às vantagens oferecidas pela alternativa 2, o acréscimo no volume do indutor é razoável, mas não a inviabiliza.

2.2.1.2 Fonte com LC na entrada

A figura 2.5 apresenta a fonte com LC na entrada e, uma forma de onda típica da corrente de linha.

Este retificador é analisado com detalhes nos capítulos 3 e 4 deste trabalho.

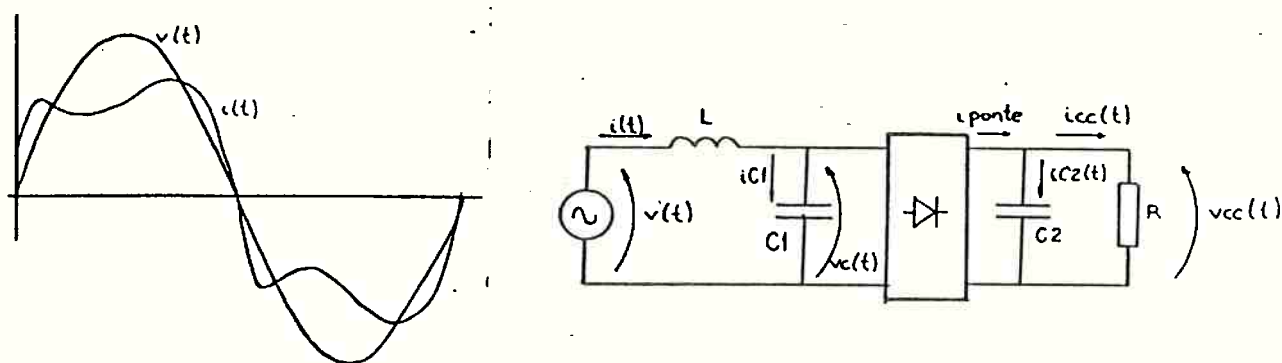


Figura 2.5 Retificador com LC na entrada com formas de onda típicas.

Algumas características notáveis deste circuito, que justificam sua utilização, e que levaram a um estudo detalhado do mesmo, são:

- alto fator de potência para faixas amplas de variação da corrente de carga
- boa regulação com a carga
- simplicidade e robustez
- bom rendimento
- atuação como filtro de linha de modo diferencial
- limitação da corrente na saída (vide observação no item 4.3)

No item 3.6.1 são apresentados gráficos que permitem o projeto deste tipo de circuito.

2.2.1.3 Retificador tipo dupla-ponte

O princípio de funcionamento do retificador tipo dupla-ponte ²⁴, será explicado com o auxílio da figura 2.6.

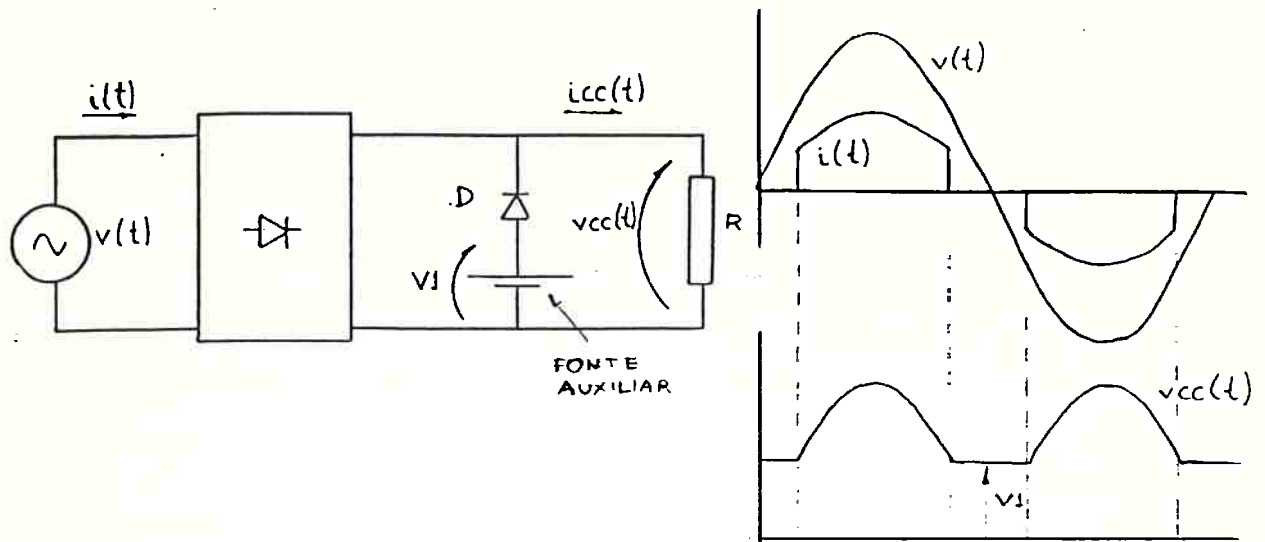


Figura 2.6 Circuito simplificado do retificador tipo dupla-ponte com formas de onda típicas.

Enquanto o módulo da tensão de entrada $v(t)$ for maior que a tensão da fonte auxiliar V_1 , a tensão na carga ficará igual a $|v(t)|$. Quando $|v(t)|$ for menor que V_1 , $v_{cc}(t)$ fica grampeada em V_1 . Deste modo, com a redução de V_1 , aumenta-se o intervalo de condução da ponte retificadora, melhorando-se o fator de potência. Isto se consegue às custas de uma maior ondulação na tensão de saída.

A forma de onda da corrente de linha durante o intervalo de condução é a própria corrente de carga. A análise deste circuito deve ser feita individualmente para cada tipo de carga.

A fonte auxiliar pode ser implementada de vários modos, alguns deles descritos a seguir:

2.2.1.3.1 Fonte auxiliar com transformador²⁴

A figura 2.7 mostra a implementação da fonte auxiliar com um transformador associado a um segundo retificador com filtro capacitivo.

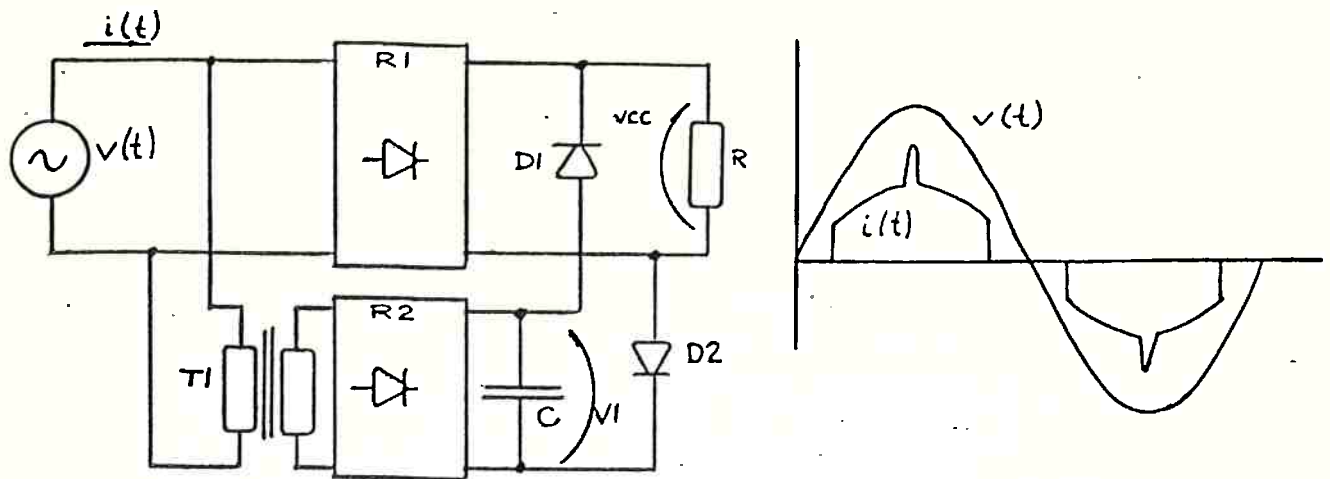


Figura 2.7 Fonte auxiliar com transformador.

Como a ponte R2 é responsável por apenas uma parcela da potência, o pico de corrente a ela associado pode ser dimensionado de modo a se obter um bom fator de potência global. Tem-se como desvantagem a necessidade de um transformador, que além do custo e volume, diminui o rendimento da fonte.

2.2.1.3.2 Fonte auxiliar com capacitor série²⁴

A figura 2.8 apresenta a fonte auxiliar com capacitor série, e formas de onda típicas.

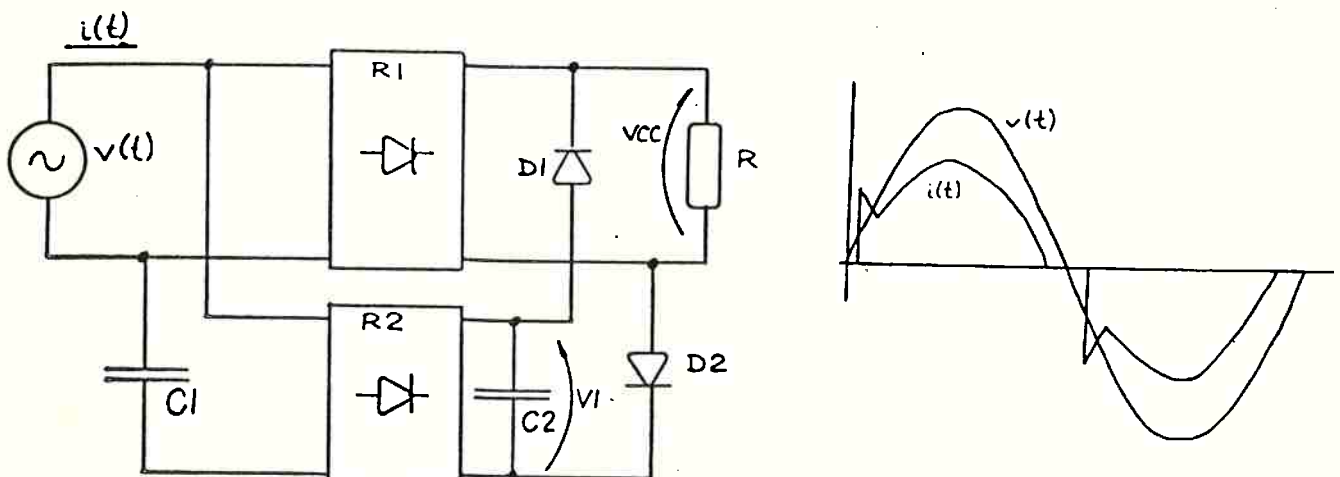


Figura 2.8 Fonte auxiliar com capacitor série com formas de onda típicas.

Esta fonte é bastante simples apresentando desempenho satisfatório quanto ao fator de potência, rendimento, e ondulação da tensão de saída.

No entanto, a análise deste circuito não é simples, devido à forte dependência da tensão na fonte auxiliar, com o tipo de carga presente na saída.

Qualitativamente, observou-se através de medidas experimentais que para carga fixa, um aumento em C_1 aumenta a tensão V_1 , abaixando assim o fator de potência. Isto se explica pela redução da reatância de C_1 .

O capacitor C_2 deve suprir a carga durante o período de não condução da ponte principal (R_1). V_1 deve apresentar baixa ondulação. Entretanto, um aumento em C_2 provoca uma queda no valor de V_1 .

2.2.1.3.3 Fonte auxiliar via saída adicional de uma fonte chaveada ou de outro conversor²⁵

Se a fonte vai alimentar um conversor do tipo fonte chaveada ou inversor, a tensão auxiliar pode ser obtida através de uma saída adicional do conversor (figura 2.9).

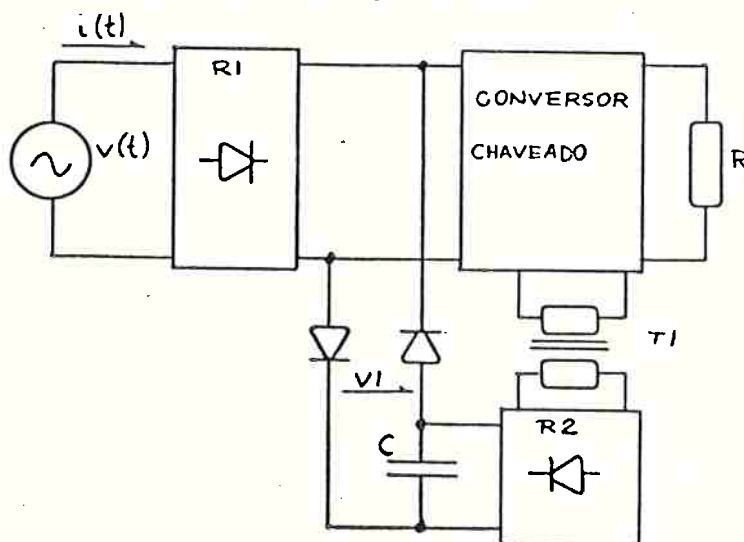


Figura 2.9 Obtenção de V_1 , via saída auxiliar de conversor chaveado.

Deste modo, C2 é carregado durante o intervalo de condução.

A análise desta alternativa depende da característica da saída auxiliar do conversor com relação à limitação de corrente e tensão, além de depender como nos outros casos, das características da carga.

2.2.1.3.4 Comentários sobre as alternativas de fontes auxiliares propostas

As três alternativas propostas são simples em termos de circuito, e apresentam baixo custo. O mesmo não se pode dizer quanto à análise dos circuitos, pelo grande número de variáveis interdependentes, o que não permite a adoção de hipóteses simplificadoras.

Os altos valores de ondulação quando se trabalha com altos fatores de potência, restringem a utilização destes retificadores, a equipamentos que os tolerem.

2.2.2 Fontes ativas

As fontes ativas dispõe de chaves controladas (transistores, tiristores, etc.), as quais, associadas a um controle adequado permitem que se consigam corrente de entrada com baixa distorção, altos fatores de potência e tensão fixa na carga para uma faixa de variação da tensão de entrada e da carga.

Estas características justificam seu uso como fonte CC e pré-regulador para equipamentos alimentados por rede monofásica, para potências de até alguns Kilowatts. A característica de pré-regulação, diminui os esforços aplicados à carga, o que é particularmente útil se esta for outro conversor.

Esta classe de retificadores, apesar de apresentar pequeno conteúdo harmônico na faixa de frequências próximas às da rede, possui elevado conteúdo na faixa da sua frequência de chaveamento. Exige-se assim cuidados no projeto de filtros de linha, para se evitarem os problemas citados no item 2.1^{1,2,3,4,5,6}.

A seguir são descritas algumas topologias viáveis para fontes ativas, bem como estratégias de controle aplicáveis a cada uma das configurações apresentadas.

2.2.2.1 Modulador CC - tipo abaixador

A figura 2.10 apresenta a etapa de potência de um circuito com modulador CC, do tipo abaixador, intercalado entre o retificador e a carga. L_1 e C_1 constituem um filtro de linha de alta frequência.

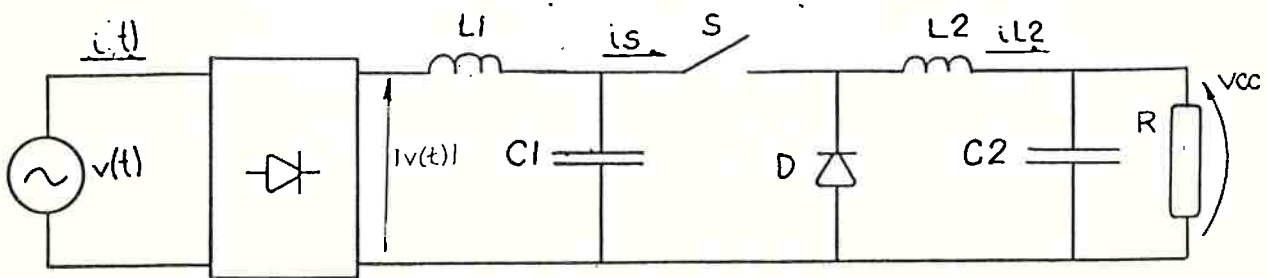


Figura 2.10 Fonte com modulador CC do tipo abaixador.

A chave S apenas conduzirá quando a tensão de entrada $|v(t)|$ for maior que a tensão de saída V_{CC} . O fator de potência por seu lado, será tanto melhor quanto maior for o tempo de condução da corrente $i(t)$. As duas afirmações anteriores sugerem que se trabalhe com tensões de saída menores que a metade da tensão de pico da rede para que o fator de potência seja maior que 0,9.

Uma alternativa simples para controlar a chave, é o uso de um modulador por largura de pulso (MLP) operando com frequência fixa. A largura do pulso é dada pelo amplificador de erro do controlador da tensão de saída (figura 2.11), ficando fixa para uma dada condição de carga e de rede.

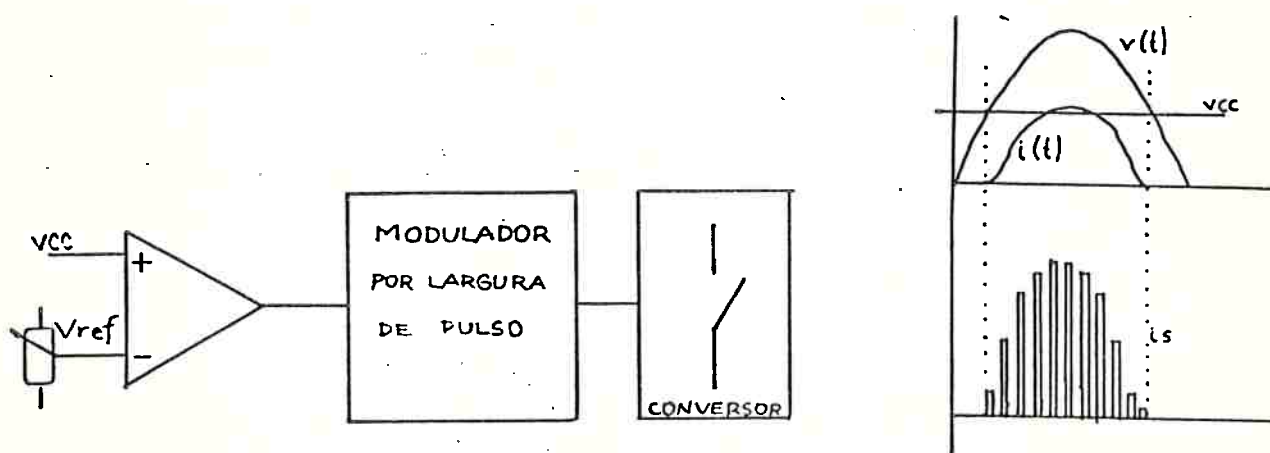


Figura 2.11 Controlador da fonte com modulador CC e formas de onda típicas.

A corrente na chave S (i_S) com formato trapezoidal (figura 2.11) é filtrada por L_1 , C_1 , obtendo-se $i(t)$.

2.2.2.2 Modulador CC - tipo elevador

A fonte com modulador CC do tipo elevador (figura 2.12) apresenta vantagens com relação ao tipo abaixador, pela possibilidade de operação com tensões de saída maiores que o valor médio da tensão de rede retificada, e pela capacidade de drenar corrente da linha mesmo com baixas tensões na entrada (intervalo próximo ao zero de tensão). Dependendo da estratégia de controle adotada pode-se obter fatores de potência maiores que 0,95. L_1 e C_1 atuam como filtro de linha.

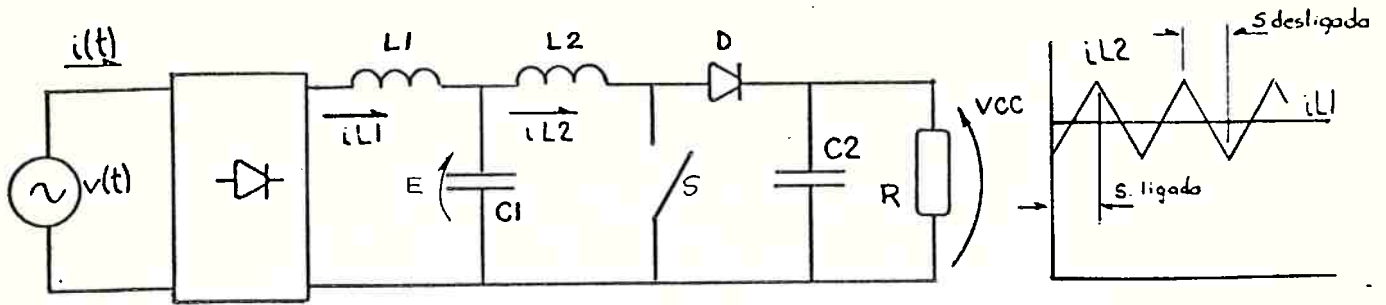


Figura 2.12 Fonte com modulador CC - elevador e formas de onda típicas para pequenos intervalos de tempo.

Com a chave S fechada, i_{L2} sobe com derivada igual a $E/L2$ (E = tensão instantânea em $C1$) até o desligamento de S. Como a tensão de saída VCC é sempre maior que E , a corrente será decrescente durante o período em que S fica desligada, com derivada igual a $(E-VCC)/L2$.

São citadas a seguir algumas técnicas de controle que podem ser utilizadas com a fonte em questão.

2.2.2.2.1 Comparador com histerese - corrente senoidal em L2

A figura 2.13 mostra o diagrama de blocos do controlador por comparador com histerese²⁹, e as formas de onda típicas.

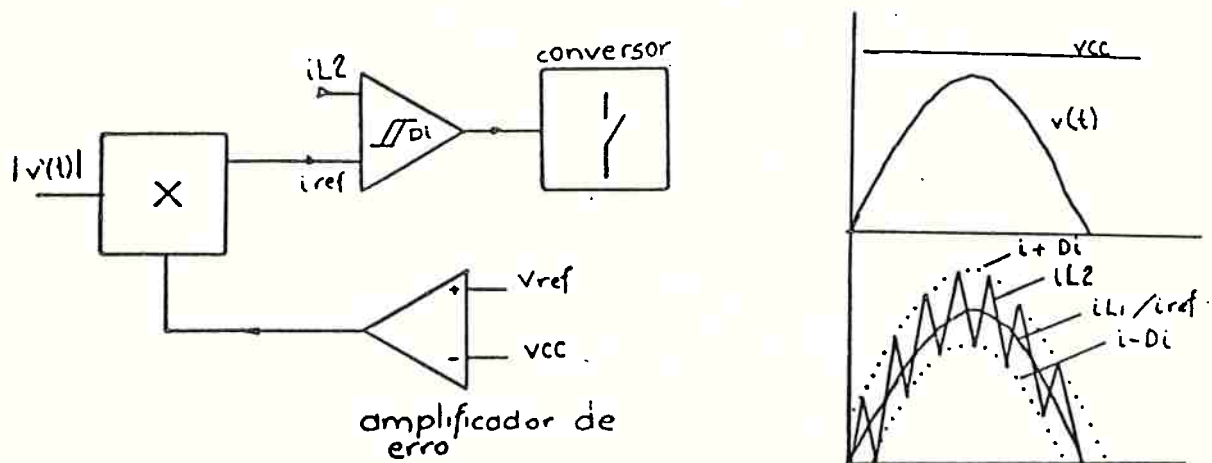


Figura 2.13 Controle por histerese com formas de onda típicas.

Ao comparador são aplicadas um sinal proporcional à corrente no indutor e outro proporcional à tensão de entrada. Enquanto i_{L2} for menor que $(i_{ref} + D_i)$, a chave fica ligada. Não satisfeita a condição anterior, a chave é desligada, só voltando a ser ligada quando a corrente i_{L2} for menor que $(i_{ref} - D_i)$. (D_i = histerese do comparador).

Deste modo, tem-se uma corrente no indutor L2, que segue a tensão de entrada. A componente de alta frequência é atenuada por L1, C1.

A corrente em L2 será tanto mais próxima da referência senoidal (i_{ref}) quanto menor for a histerese (D_i). Consequentemente, tem-se maiores frequências de operação para um dado valor de L2.

A frequência de operação não é fixa, o que pode causar dificuldades no projeto do filtro de linha.

Como a corrente em L2 não fica negativa, tem-se o não religamento da chave S para baixas correntes (intervalo próximo ao zero de corrente). Isto ocorre porque i_{L2} não atinge $(i_{ref} - D_i)$ exigindo o uso de circuito adicional que evite a parada da fonte.

Variações na carga provocam uma alteração na tensão de saída, a qual é detectada pelo amplificador de erro. O sinal de erro é aplicado ao multiplicador, corrigindo a referência senoidal de corrente.

2.2.2.2.2 Comparador com histerese - corrente constante em L2

Uma variação da técnica apresentada no item anterior consiste em se substituir a referência senoidal de corrente por um sinal contínuo²⁹.

A corrente na linha passa a ter a forma retangular (figura 2.14), obtendo-se no máximo um fator de potência de valor 0,9. A realimentação de tensão de saída contínua a existir. Eliminam-se o sensor

da tensão de entrada (referência senoidal) e o multiplicador, tornando o circuito de controle mais simples.

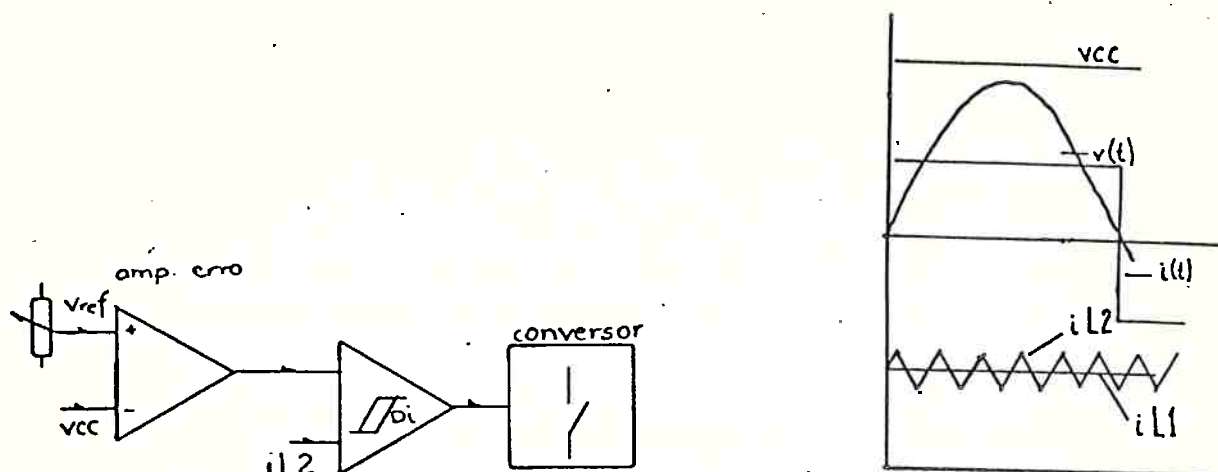


Figura 2.14 Controle por histerese - referência contínua, e formas de onda típicas.

Esta alternativa apresenta níveis razoáveis de harmônicos de baixa frequência, que são inerentes à forma de onda retangular (figura 2.14).

2.2.2.2.3 Corrente triangular no indutor L_2

A figura 2.15 mostra o diagrama de blocos do controlador que permite a obtenção de pulsos triangulares de corrente em L_2 ²⁶.

A chave permanece ligada até que i_{L2} atinja i_{ref} , quando a chave é desligada. O religamento só ocorrerá quando i_{L2} chegar a zero, iniciando-se novo ciclo. A corrente i_{L2} filtrada por L_1 , C_1 será praticamente senoidal.

Devido à alta ondulação em i_{L2} , e à operação com frequência variável, deve-se dar especial atenção ao projeto do filtro de linha.

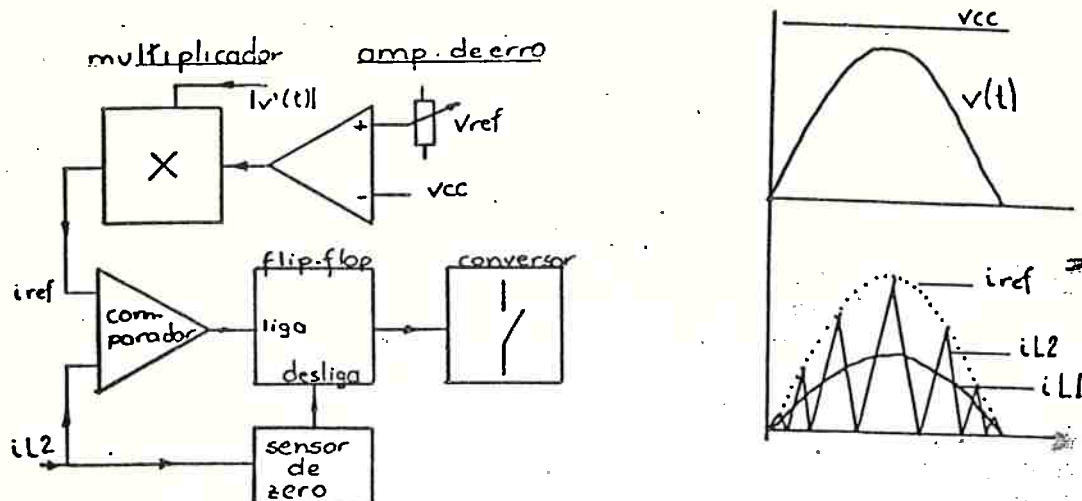


Figura 2.15 Controlador para obtenção de pulsos triangulares em L2 e formas de onda típicas.

Do mesmo modo que no controlador do item 2.2.2.2.1, existe uma malha reguladora da tensão de saída, que varia a amplitude de referência senoidal de corrente conforme as necessidades da carga, ou então, com a tensão da rede. Deste modo mantém-se a corrente de linha senoidal e em fase com a tensão de rede, ao mesmo tempo que se mantém a tensão VCC fixa.

Devido à elevada excursão da corrente i_{L2} e conseqüentemente do fluxo em L2, complica-se o projeto do indutor, pelas maiores perdas, necessidade de materiais magnéticos que operem em alta frequência, maiores volume e custo.

2.2.2.2.4 Modulador por largura de pulso (MLP) - referência senoidal

A figura 2.16 apresenta o diagrama de blocos do controlador que utiliza um modulador por largura de pulso (MLP)^{27,28}.

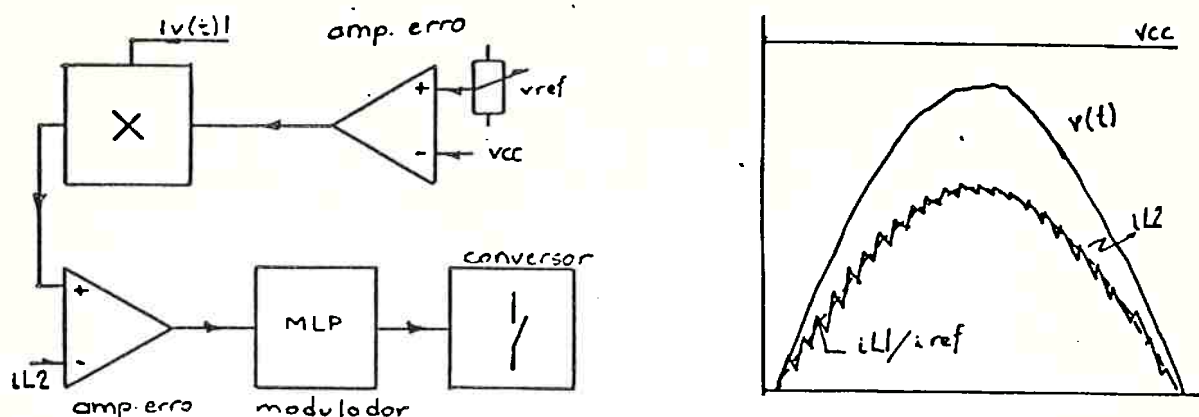


Figura 2.16 Diagrama de blocos do controlador com MLP.

O circuito é semelhante ao já apresentado em 2.2.2.2.1 e 2.2.2.2.3, exceto pela presença de um amplificador de erro e de um MLP no lugar dos comparadores.

A operação se dá em frequência constante, variando-se a relação "ta" (t_a = tempo ligado/tempo desligado) da chave.

Um sinal proporcional à corrente no indutor L2 é subtraído da referência senoidal de corrente, gerando-se um sinal a ser aplicado ao MLP, ditando a cada instante o valor de "ta".

Obtêm-se assim uma corrente em L2, semelhante à forma de onda da tensão de entrada.

A baixa ondulação em $iL2$, implica em baixa ondulação no fluxo de L2, permitindo o uso de núcleos laminados de ferro-silício. Devido à maior indução de trabalho admissível neste material, conseguem-se indutores bastante compactos.

As correntes nas chaves ficam bem reduzidas quando comparadas com as do item 2.2.2.2.3, implicando no uso de semicondutores menores, e em menores perdas.

Devido à frequência fixa e à baixa ondulação de i_{L2} , fica simplificado o projeto do filtro de linha.

Como fator negativo tem-se altas perdas no diodo D , devido às correntes reversas durante o processo de comutação, exigindo a utilização de diodos rápidos.

Helfurth²⁷ conseguiu com esta configuração fator de potência de 0,99, com rendimento de 94,5% com potência na carga de 1600 Watts.

A figura 2.17 apresenta uma variante para o circuito de potência da figura 2.12, descrita por Kocher e Stegerwald²⁸.

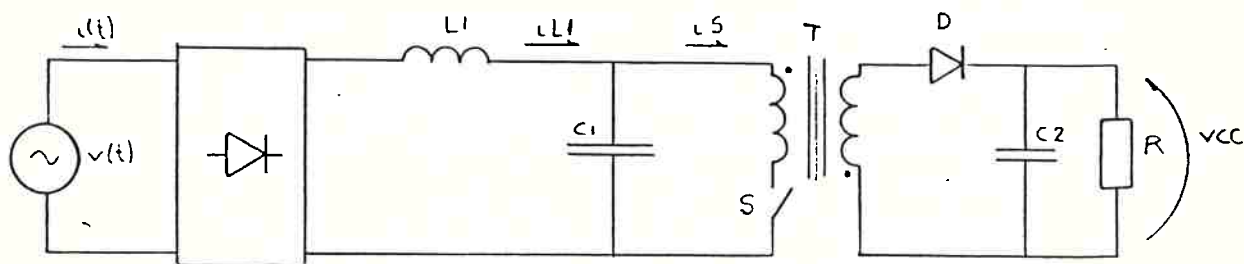


Figura 2.17 Fonte com modulador CC - tipo elevador, com transformador.

O circuito de controle é idêntico ao já descrito neste item. Uma vantagem desta versão é a de proporcionar isolamento elétrico entre a linha e a carga.

Com a chave ligada, circula uma corrente pelo primário do transformador (i_S). Não há transferência de energia para o secundário do trafo, pois o diodo está reversamente polarizado. Com a abertura da chave, a corrente i_S cai a zero, e a energia acumulada no transformador flui para a carga. Deste modo, a corrente no primário do transformador será constituída de pulsos trapezoidais de frequência fixa e largura variável. A corrente pulsada, como já foi

citado, exige cuidados com o filtro de entrada.

2.2.2.2.5 Modulador por largura de pulso - referência fixa

Uma maneira simples de se conseguir corrente senoidal sem a necessidade da referência senoidal de corrente consiste em manter a frequência e o tempo em que a chave permanece ligada fixas para uma dada condição de carga.

Operando-se no modo descontínuo tem-se pulsos triangulares cuja amplitude será proporcional à tensão de entrada. Deste modo a corrente de entrada será semelhante a uma senóide (figura 2.18).

Apesar da simplicidade deste circuito, tem-se como no caso do item 2.2.2.2.3 altas correntes nas chaves, no indutor L_2 e grande solicitação do filtro de linha.

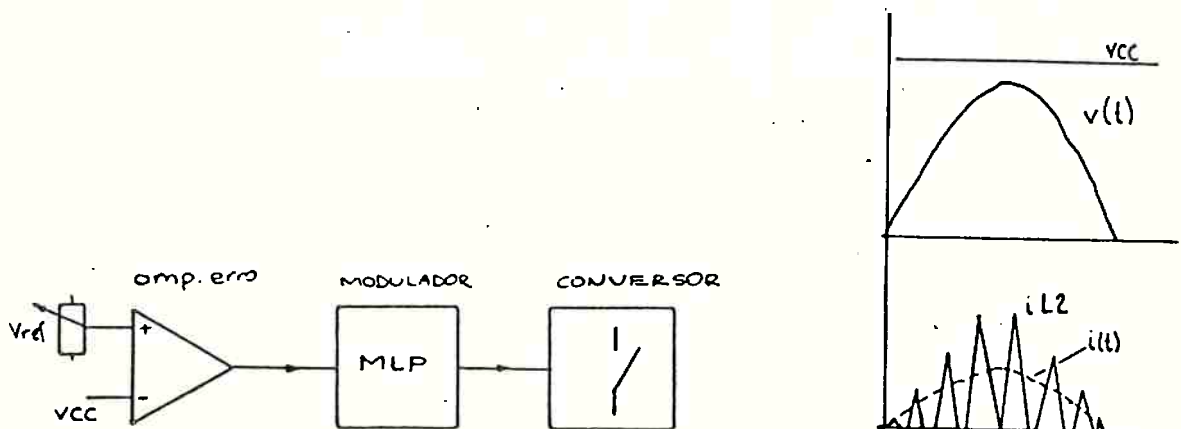


Figura 2.18 Fonte com MLP - referência fixa - operação no modo descontínuo.

Kaiser³⁶ conseguiu bons resultados com a utilização de pulsos de largura fixa, operando no modo contínuo durante a maior parte do tempo. Neste caso a corrente de entrada fica deformada na região

de baixa tensão na rede (próximo do zero da tensão), quando ocorre descontinuidade da corrente em L2 (figura 2.19A).

Propõe-se a superposição de uma senóide invertida na entrada do MLP de modo a aumentar o tempo de condução da chave nesta região (figura 2.19B).

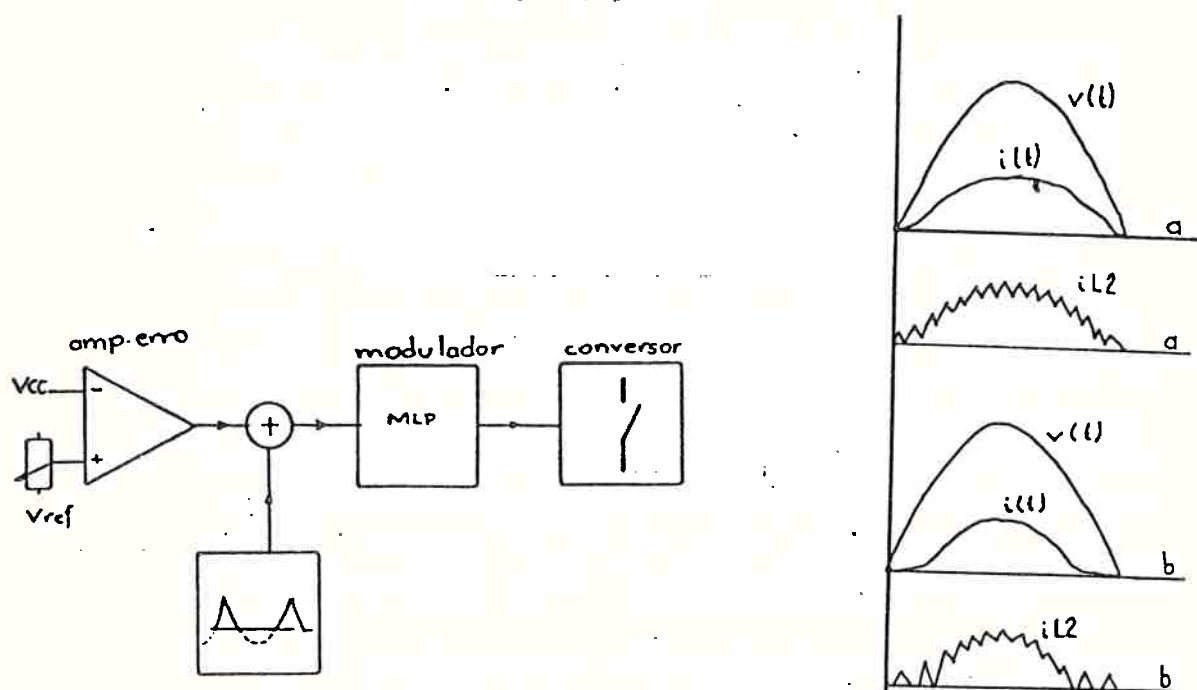


Figura 2.19 Fonte com MLP - referência fixa.

- A: com "ta" fixo
- B: com correção de "ta" para $v(t)$ baixo.

As duas alternativas (figuras 2.18 e 2.19) utilizam regulador de tensão idêntico ao apresentado nos itens anteriores.

2.2.2.3 Retificador síncrono na entrada

A figura 2.20 ilustra a fonte com retificador síncrono³⁰.

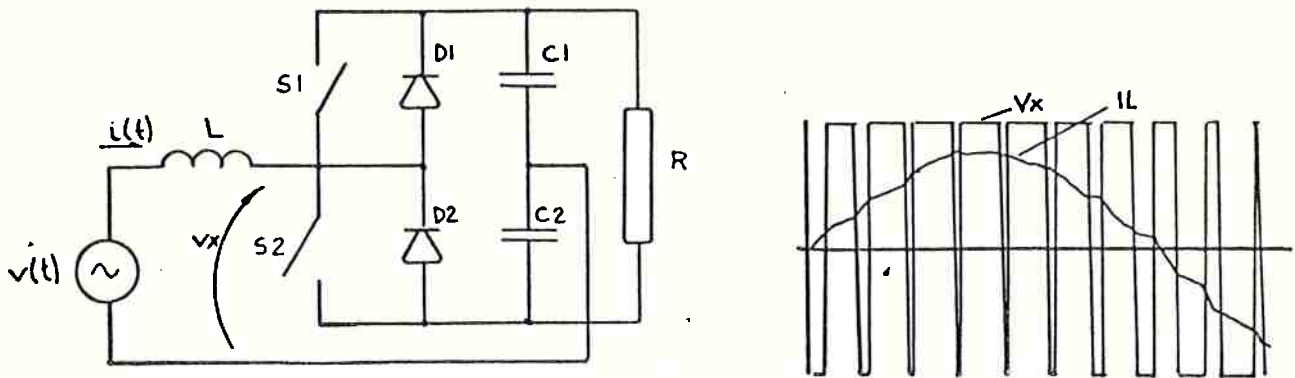


Figura 2.20 Fonte com retificador síncrono e formas de onda típicas.

As chaves bidirecionais S1 e S2 são ligadas alternadamente por um modulador por largura de pulso, de modo que a corrente em L seja senoidal e em fase com a tensão da rede. Pode ser utilizada a técnica de controle descrita no item 2.2.2.2.4.

Esta configuração é utilizada em tração elétrica, como retificador para trens alimentados por rede C.A. monofásica.

2.2.2.4 Modulador na entrada C.A.

A figura 2.21 apresenta uma fonte com modulador do lado C.A.³¹.

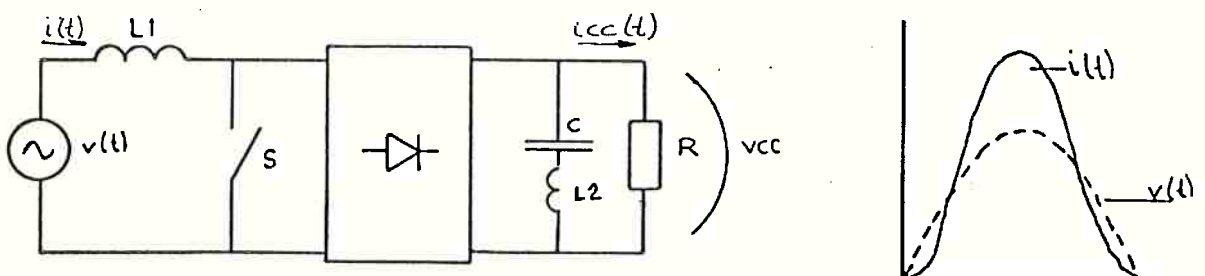


Figura 2.21 Fonte com modulador na entrada C.A. e formas de onda típicas.

Nilil e Kielgas³¹ propõem que se imponha à chave bidirecional uma modulação com $K.\text{sen}(W.t)$, equivalendo a um transformador com relação de transformação variável, ou seja:

$$\frac{VCC}{v(t)} = \frac{1}{K.\text{sen}(W.t)} \quad (2.7)$$

Deste modo a relação entre as correntes de saída e de entrada será:

$$\frac{icc(t)}{i(t)} = K.\text{sen}(W.t) \quad (2.8)$$

Mas deseja-se que $i(t) = I.\text{sen}(W.t)$, ficando-se com:

$$icc(t) = I.\text{sen}(W.t) . K.\text{sen}(W.t) = \frac{I.K}{2} (1 - \cos(2.W.t)) \quad (2.9)$$

A corrente $icc(t)$ deve ter duas parcelas, uma contínua e uma de frequência dupla. A parcela dupla circula pelo filtro C, L2. A corrente $i(t)$ é mostrada na figura 2.22.

Este circuito, tal qual o anterior é aplicado em tração elétrica alimentada por C.A. monofásica³¹.

2.2.2.5 Fonte com inversor interno

A figura 2.22 apresenta o circuito com inversor interno³².

A tensão da rede é retificada, passando por um inversor com característica de sorvedouro de corrente (visto pela sua entrada), dada pela indutância L1.

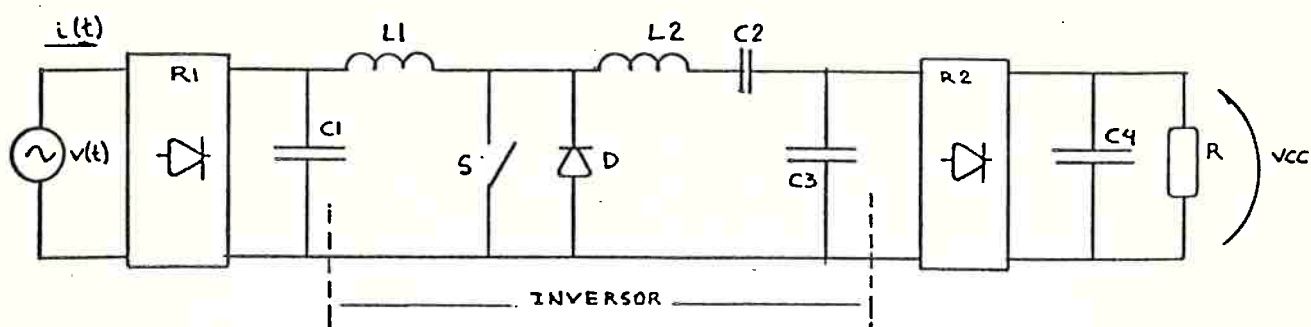


Figura 2.22 Fonte com inversor interno.

A saída do inversor é novamente retificada podendo ser intercalado um transformador entre o inversor e o retificador 2, visando obter isolamento elétrica entre entrada e saída, ou então, maior flexibilidade na obtenção da tensão de saída desejada.

O controle é feito de maneira análoga ao descrito no item 2.2.2.2.1. Com a corrente de entrada abaixo de $(i_{ref} + D_i)$ liga-se o inversor interno, desligando-o apenas quando $i(t)$ ultrapassar $(i_{ref} + D_i)$. O religamento ocorre quando $i(t)$ fica abaixo de $(i_{ref} - D_i)$.

Detalhes de funcionamento e de projeto do inversor interno são encontrados na referência³².

2.3 Medidas experimentais comparativas para algumas configurações de retificadores

São apresentadas na figura 2.23, sete configurações de retificadores com suas respectivas formas de onda obtidas experimentalmente. O objetivo deste item é de complementar o item 2.2 com uma comparação entre algumas das alternativas apresentadas.

A tensão de entrada foi fixada em $V_{EF} = 220V$ e a potência na carga em 80 Watts.

Vale ressaltar que a presença de componentes de alta frequência na corrente de entrada dos circuitos C e E são devidas à deformação da tensão de rede. Estes componentes de alta frequência na tensão de entrada, impõe a circulação de correntes nos capacitores presentes na entrada destas configurações.

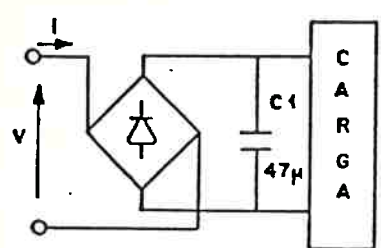
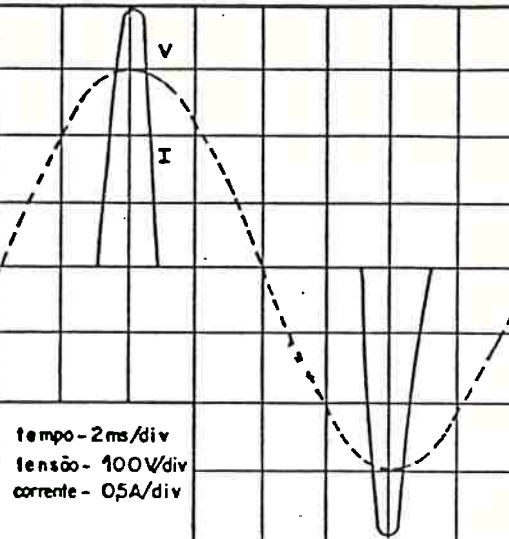
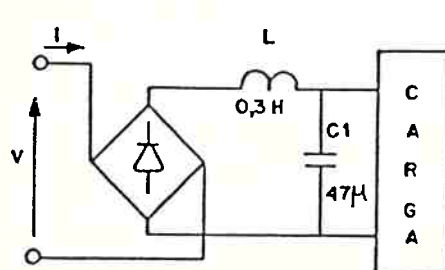
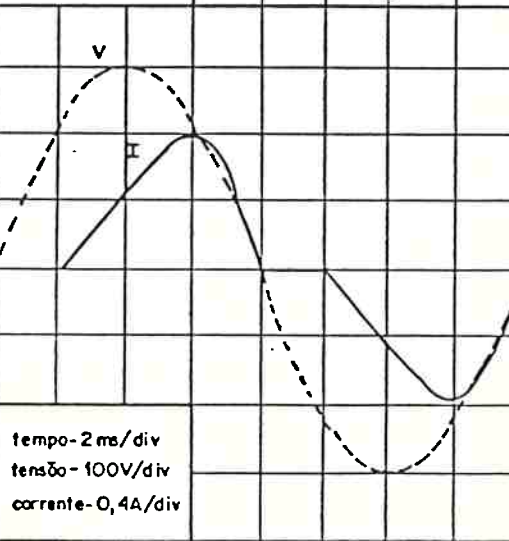
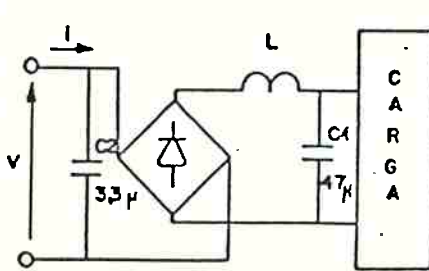
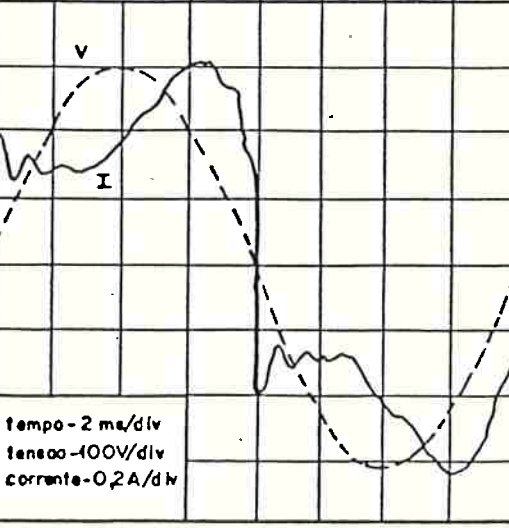
CIRCUITO	FORMA DE ONDA CORRENTE - TENSÃO DE LINHA	FATOR DE POTÊNCIA
<p>A FILTRO CAPACITIVO</p> 	 <p>tempo - 2ms/div tensão - 100V/div corrente - 0,5A/div</p>	<p>0,60</p>
<p>B FILTRO LC LADO C.C.</p> 	 <p>tempo - 2ms/div tensão - 100V/div corrente - 0,4A/div</p>	<p>0,77</p>
<p>C FILTRO LC LADO C.C. COM CAPACITOR C.A</p> 	 <p>tempo - 2ms/div tensão - 100V/div corrente - 0,2A/div</p>	<p>0,92</p>

Figura 2.23' Formas de onda da corrente de entrada para diversas fontes ($V_{ef} = 220V$, $POT = 80W$) (obtidas em laboratório).

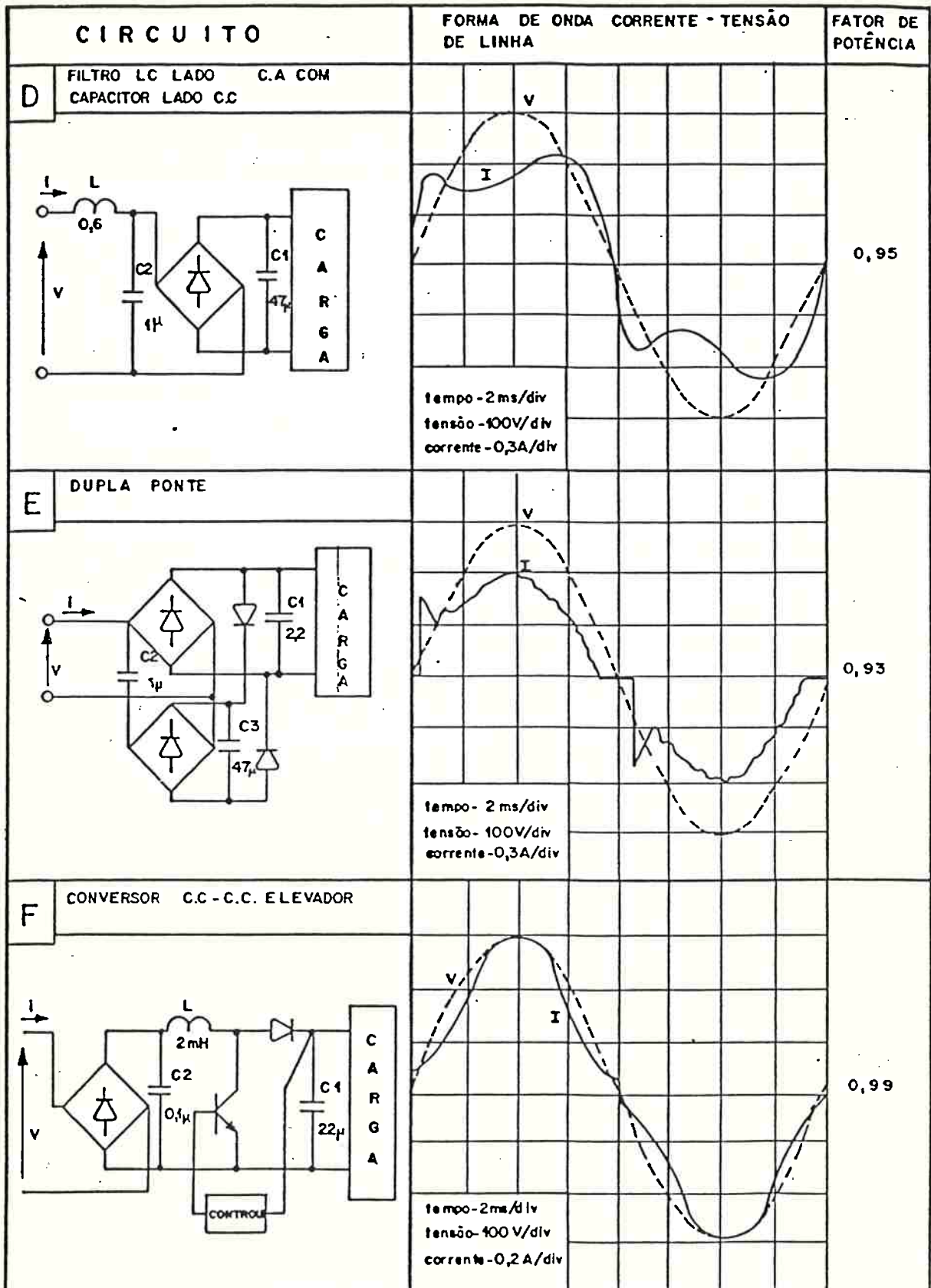


Figura 2.23" Formas de onda da corrente de entrada para diversas fontes (Vef = 220V, POT = 80W) (obtidas em laboratório).

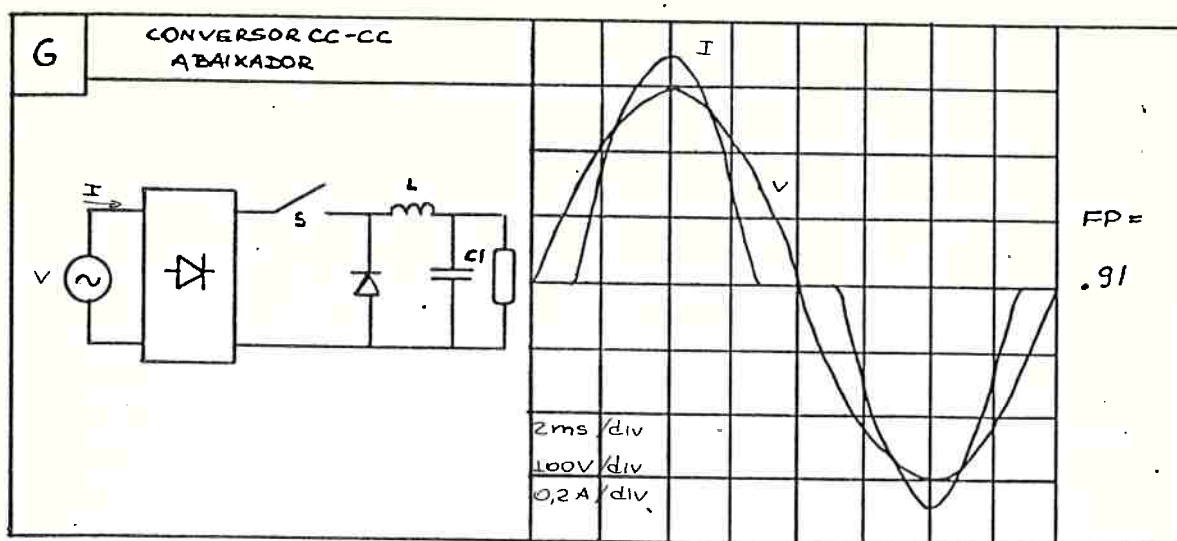


Figura 2.23''' Formas de onda da corrente de entrada para diversas fontes ($V_{ef} = 220V$, $POT = 80W$).

2.4 Comentários

No item 2.2 foram apresentados diversos retificadores que oferecem altos fatores de potência, visando minimizar os efeitos danosos apontados em 2.1.

Foram apresentadas configurações passivas e ativas. As ativas oferecem as vantagens de possuírem alto fator de potência e boa regulação na tensão de saída para uma faixa de variação da tensão na rede e da carga.

Por trabalharem em alta frequência, os componentes da parte de potência apresentam volume reduzido. Para fontes de baixa potência (~100W) entretanto, o volume do circuito de controle é comparável ao do circuito de potência. Assim, o volume global fica comparável a um retificador passivo da mesma potência. Deste modo, vantagens quanto ao peso, custo e volume são passadas a serem notáveis para fontes

ativas a partir de 300W.

Quando um filtro ativo alimenta um outro dispositivo chaveado (por exemplo, um inversor ou uma fonte chaveada), ou então um circuito digital, pode ser necessário que todos operem na mesma frequência para evitar batimentos indesejáveis e mau funcionamento de partes do circuito ou do conjunto.

Para qualquer das alternativas ativas é imprescindível o uso de filtros de linha de alta frequência (vide item 2.1).

Quando se fala em conversores chaveados, fala-se em altos rendimentos. Estes, entretanto, ficam dependentes da qualidade dos componentes magnéticos e das chaves utilizadas. Com material disponível atualmente no mercado brasileiro, Kaiser³⁶ obteve rendimento de 91% para a fonte de 80W descrita em 2.2.2.2.5, enquanto Helfurth²⁷ (Siemens) chegou a 94% com uma fonte de 1600W (vide 2.2.2.2.4). SÓ para efeito de comparação, obteve-se rendimento de 97% para um filtro com LC na entrada com 80W (vide item 2.2.1.2).

De todas as alternativas citadas, a fonte com LC na entrada não dispunha de bibliografia pertinente. Por ser uma fonte simples, robusta, com bom desempenho e de projeto não trivial, optou-se pelo seu estudo. Este trabalho visa a explicação dos seus modos de operação, e o estabelecimento de um método de projeto (capítulo 3) para determinação dos parâmetros, com sua validação experimental (capítulo 4).

3. METODOLOGIA DE PROJETO PARA UMA CONFIGURAÇÃO DE RETIFICADOR PROPOSTA - FONTE COM LC NA ENTRADA

3.1 Apresentação do problema

A fonte com LC na entrada já descrita no item 2.2.1 é apresentada na figura 3.1.

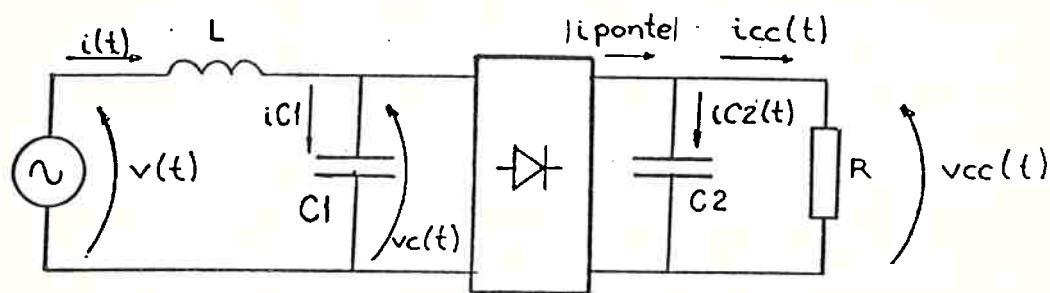


Figura 3.1 Fonte com LC na entrada

Esta configuração, apresenta um conjunto de características interessantes, que justificam sua utilização prática, bem como um estudo mais detalhado do seu funcionamento. Entre estas características, citam-se:

- bom fator de potência e regulação da tensão de saída com a carga, para determinados valores de L , $C1$ e R
- simplicidade e robustez
- bom rendimento
- atuação como filtro de linha de modo diferencial, o que a torna especialmente interessante para sua utilização na alimentação de fontes chaveadas e demais conversores

- limitação estática das correntes de curto-circuito na entrada e na saída (vide observação no item 4.3).

O projeto de tal circuito consiste na determinação de L , $C1$ e $C2$, que atendam aos seguintes requisitos, pré-fixados:

- FP - (fator de potência na entrada)
- VCC - (tensão na carga)
- DVCC% - (ondulação percentual da tensão na carga)
- regulação da tensão de saída com a variação da carga
- conteúdo harmônico da corrente

São fornecidos:

- V_{ef} (tensão eficaz de entrada)
- R (faixa de variação da impedância da carga)

A solução do problema pode ser obtida por tentativas, através de montagem experimental ou através de simulações em computador.

A primeira alternativa exige a disponibilidade de uma gama razoável de indutores e capacitores. Com o aumento da potência do retificador, esta alternativa se torna inviável.

A segunda alternativa demanda um tempo razoável de processamento, conforme os valores dos parâmetros escolhidos.

Com poucas tentativas consegue-se satisfazer a tensão de saída ou o fator de potência desejados. O mesmo não se pode dizer quanto a satisfazer a duas ou mais das condições impostas. Não se consegue através dos resultados obtidos, estabelecer uma tendência sobre a influência dos parâmetros L , $C1$ e $C2$, nas variáveis desejadas.

Ainda que se consiga uma solução razoável, não se sabe se esta é a melhor solução quanto a proximidade da solução desejada, nem quanto à minimização dos valores de L , $C1$ e $C2$ (menor custo e volume).

Por outro lado, o problema pode não ter solução.

A quantidade de trabalho e tempo envolvidos bem como a incerteza apontados nos parágrafos anteriores, levaram à busca de uma metodologia de projeto adequada, que permita visualizar todos os modos possíveis de operação para esta topologia. Para tal, foram elaborados conjuntos de gráficos adequadamente normalizados e parametrizados. Os próximos itens tratam da obtenção de tais gráficos, bem como da verificação experimental de sua validade.

3.2 Descrição do circuito

A figura 3.2 apresenta formas de onda típicas da corrente de entrada e de saída, tensão no capacitor C_1 , corrente na ponte retificadora, corrente nos capacitores C_1 e C_2 , e tensão no capacitor C_2 .

Na figura 3.2, $V_{cc}(t) < V$, e a carga é do tipo resistência constante.

No início do intervalo 1, a ponte retificadora começa a conduzir, estando a corrente no indutor, $i(t)$, com valor I_0 .

Durante este intervalo, a tensão no capacitor C_1 fica grampeada em $v_{cc}(t)$. Se a ondulação de $v_{cc}(t)$ for baixa, a derivada da tensão em C_1 será baixa. Deste modo, a corrente por C_1 ficará desprezível.

Ao final do intervalo 1, $i(t)$ fica nula, iniciando-se o processo de inversão da tensão em C_1 . Esta, passará de $+V_{CC}$ a $-V_{CC}$, quando a ponte retornará a conduzir, repetindo-se o processo.

A tensão $v_c(t)$ tem um comportamento semelhante a uma cossenóide durante a inversão. A corrente $i(t)$, por outro lado comporta-se como um trecho de senóide, com frequência própria dada por L e C_1 .

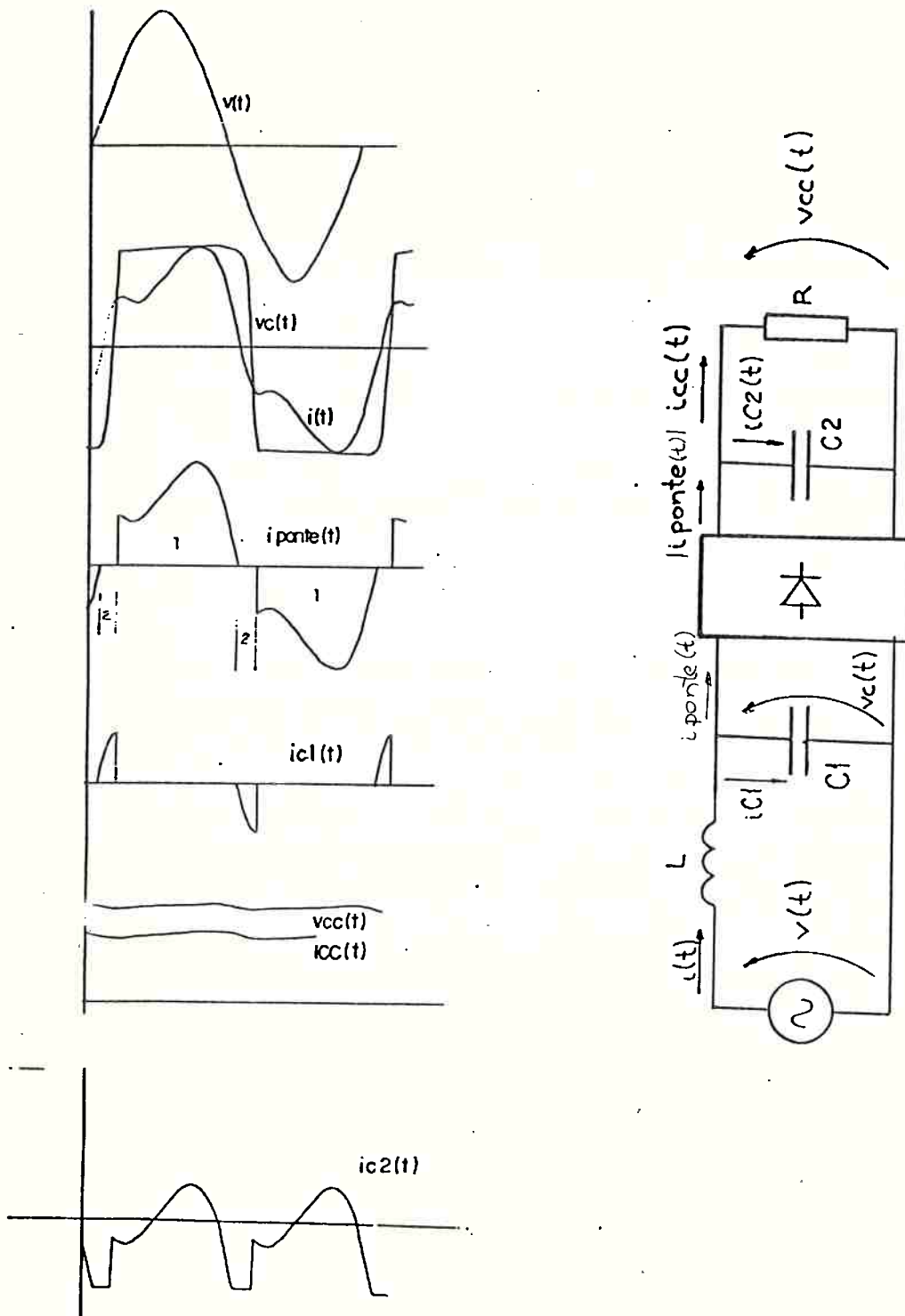


Figura 3.2 Formas de onda típicas da ponte com LC na entrada com R fixa.

Para as situações onde se trabalha com L baixo e baixa corrente na carga pode-se ter duas situações especiais, a saber:

- durante o intervalo 1, a corrente $i(t)$ pode zerar antes do previsto no caso anterior, cessando-se a condução da ponte. Inicia-se o intervalo 2', sem ocorrer a inversão de $v_c(t)$. Esta só ocorrerá no intervalo 2 (vide figura 3.3).

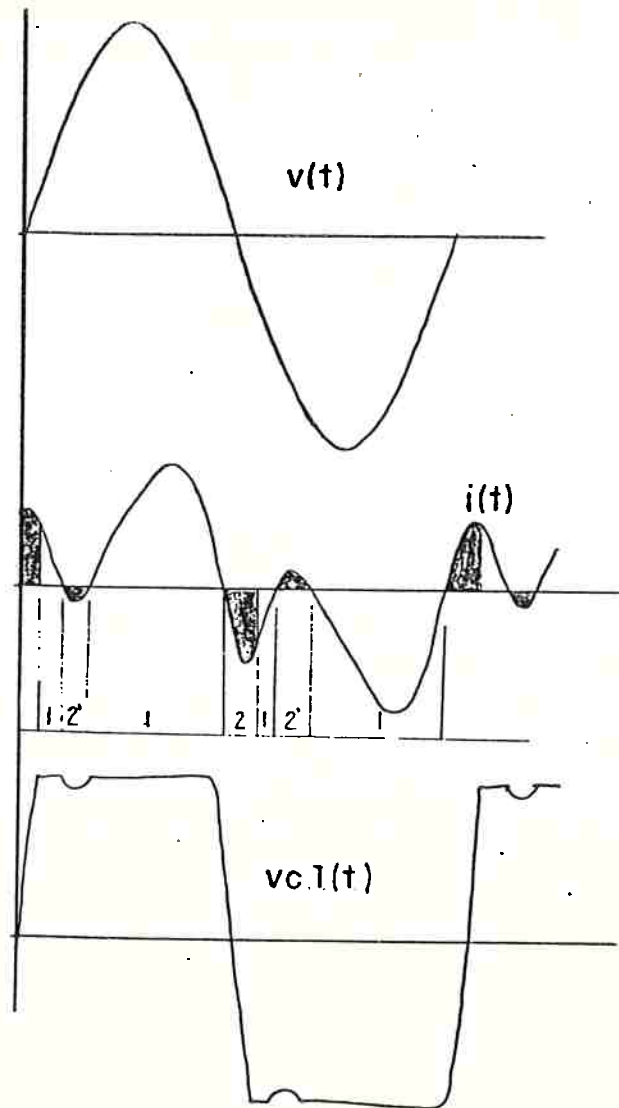


Figura 3.3 Formas de onda da ponte LC para L baixo e ICC baixa.

- outra situação especial, ocorre quando a inversão da tensão $v_c(t)$ ocorre em um intervalo de tempo maior que meio ciclo da frequência própria do circuito ressonante L, C_1 , conforme a figura 3.4. A parte hachuriada corresponde à corrente em C_1 .

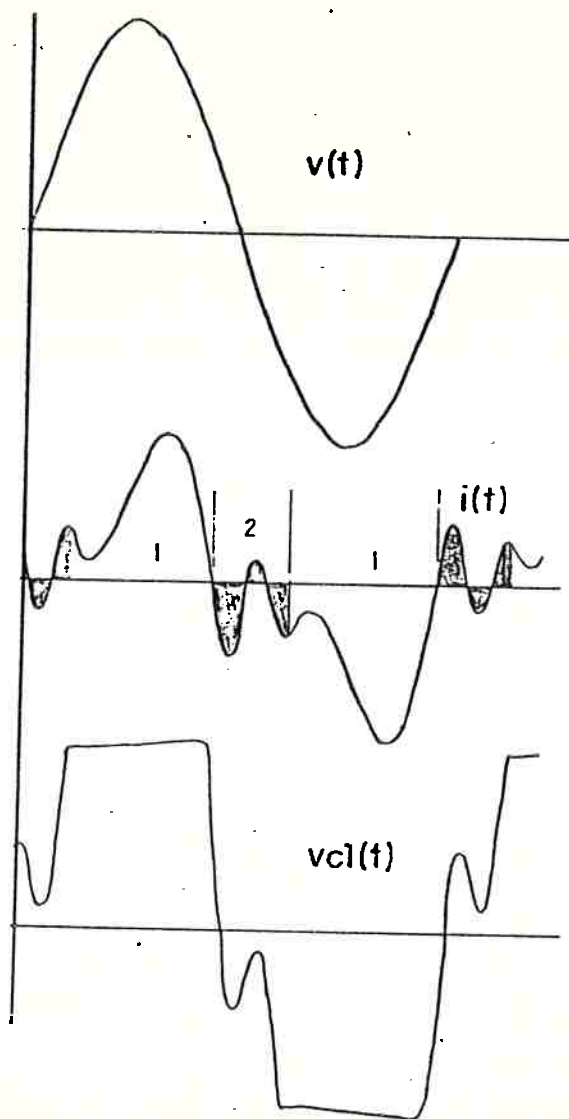


Figura 3.4 Formas de onda para fonte LC com "a" alto e I_{cc} baixa.

3.3 Equacionamento do circuito

A figura 3.5 apresenta formas de onda típicas da tensão da rede, tensão no capacitor C_1 e corrente na linha.

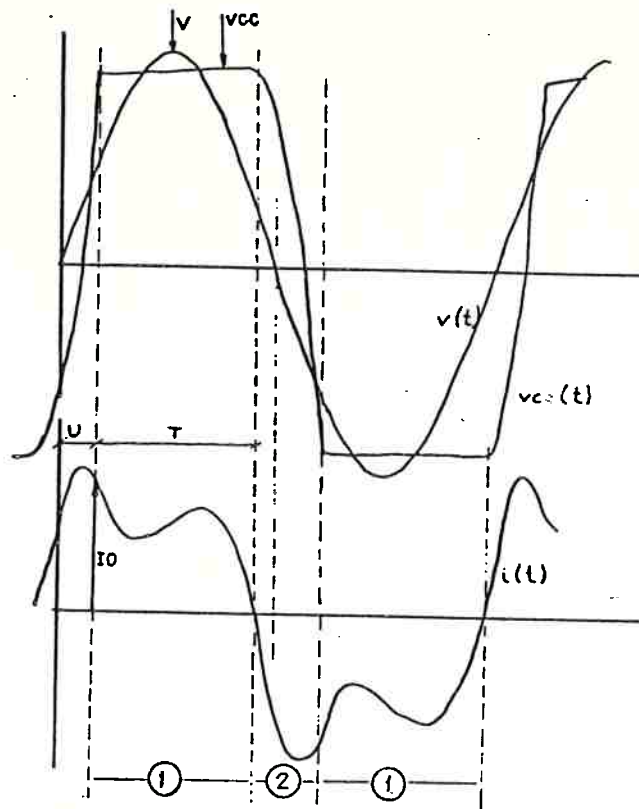


Figura 3.5 Formas de onda da tensão de rede, tensão no capacitor C_1 e corrente na linha.

Para o equacionamento foram feitas as seguintes hipóteses simplificadoras:

- perdas nulas nos componentes
- valor do capacitor de filtro muito elevado
- tensão direta nula nos diodos

Este circuito assume duas topologias durante a operação:

- intervalo de condução da ponte retificadora (figura 3.6)

C_2 é assumido com valor elevado, de modo que sua tensão tem baixa ondulação. A tensão $v_c(t)$ fica constante com valor V_{CC} .

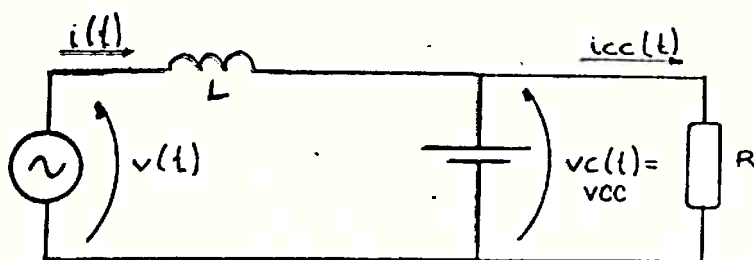


Figura 3.6 Topologia do circuito durante a condução.

- intervalo de inversão da tensão em C_1 (figura 3.7). Como não há condução da ponte retificadora a entrada fica resumida ao circuito formado por L e C_1 . A carga é alimentada pelo capacitor C_2 , que mantém a tensão em V_{CC} .

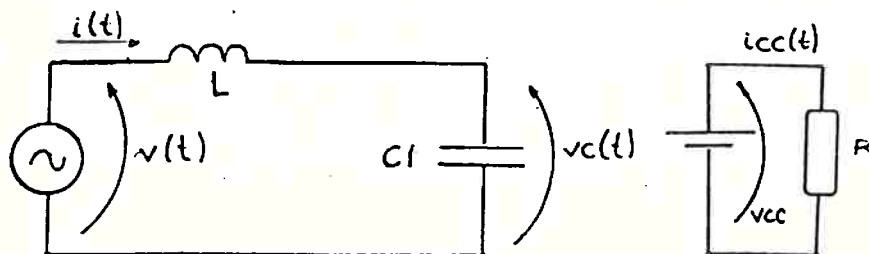


Figura 3.7 Topologia do circuito durante a inversão.

Durante o intervalo de condução tem-se:

- $v_c(t) = V_{CC}$
- $i(t = 0) = I_0$ e $i(t = T/W) = 0$
- $v(t) = V \text{ sen } (Wt + U)$
- $i(t)$ e I_{CC} (corrente média na carga) são obtidas do Anexo 1.

Da equação (3) do Anexo 1, chega-se a:

$$0 = \frac{V - \cos U}{WL} + I_0 - \frac{V \cdot \cos(T + U)}{WL} - \frac{VCC \cdot T}{WL} \quad (3.1)$$

Da equação (4) do Anexo 1:

$$ICC = \frac{VCC}{R} = 120 \left[-\frac{VCC \cdot T^2}{2L \cdot W^2} + \left(\frac{V}{WL} \cdot \cos U + I_0 \right) \cdot \frac{T}{W} + \frac{V \cdot \text{sen} U}{W^2 L} - \frac{V \cdot \text{sen}(T+U)}{W^2 L} \right] \quad (3.2)$$

Durante o período de inversão tem-se:

- $v_c(t = 0) = VCC$; $v_c(t = (\pi - T)/W) = -VCC$
- $i(t = 0) = 0$; $i(t = (\pi - T)W) = I_0$
- $v(t) = V \cdot \text{sen}(wt + x) = V \cdot \text{sen}(wt - \pi + U + T)$
- $i(t)$ e $v(t)$ são obtidos do Anexo 2
- $x = -\pi + U + T$

Da equação (16) do Anexo 2, chega-se a:

$$I_0 = K \cdot \cos \left(Wd \cdot \frac{(\pi - T)}{W} + M \right) + \frac{V \cdot W \cdot C_1}{|W^2 LC_1 - 1|} \cdot \text{sen}(U - Y) \quad (3.3)$$

Os fatores K e M são definidos no Anexo 2.

Da equação (17) do Anexo 2:

$$-VCC = VCC + \frac{1}{C_1} \cdot \left[\frac{K}{Wd} \cdot \left(\text{sen} \left(\frac{Wd}{W} \cdot (\pi - T) + M \right) - \text{sen} M \right) - \frac{I}{Wd} \left(\cos(U - Y) - \cos(-\pi + U + T - Y) \right) \right] \quad (3.4)$$

As equações 3.1, 3.2, 3.3 e 3.4, formam um sistema não linear de quatro equações e quatro incógnitas. Uma quádrupla desejável seria (I_0, VCC, U, T) para V, W, L e C_1 conhecidos.

Com (I_0, VCC, U, T) , conseguem-se determinar as formas de onda da tensão $v_c(t)$ e da corrente $i(t)$, bem como vários parâmetros a ela associados. São eles: potência consumida, fator de potência, corrente eficaz etc.

No item 3.4 será abordada uma solução para o problema.

3.4 Solução para o problema

A obtenção da solução (I_0 , V_{CC} , U , T) do sistema de equações não linear apresentado no item 3.3 é complexo.

Uma solução alternativa, é a simulação do circuito, que ao invés de fornecer a quádrupla (I_0, V_{CC}, U, T), já fornece as formas de onda desejadas.

A Simulação com C_2 tendendo a infinito, dados $v(t)$, L , C_1 e R não é possível.

Deste modo, propõe-se a simulação do circuito da figura 3.8 onde, dados $v(t)$, L , C_1 e V_{CC} , obtêm-se $i(t)$ e I_{CC} . O capacitor C_2 foi substituído por uma fonte de tensão de valor V_{CC} , pois para C_2 tendendo a infinito a ondulação em V_{CC} tende a zero. Considerações sobre valores finitos de C_2 serão feitos adiante, neste item e no item 4.3.1.

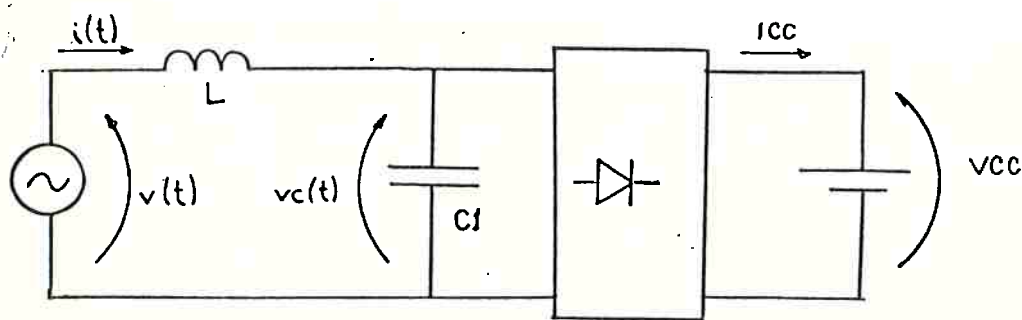


Figura 3.8 Circuito proposto para a simulação.

A utilidade deste enfoque, a princípio inconveniente por exigir o valor de V_{CC} e fornecer como resultado a corrente de carga, será esclarecida adiante, neste item.

De posse de um método para a obtenção da resposta do circuito, resta agora obter uma maneira apropriada de apresentar as informações obtidas. Isto permitirá, que possam ser utilizadas para o projeto de circuitos semelhantes.

Com um rearranjo nas equações, 3.1 e 3.2 do item 3.3 obtém-se:

$$0 = \cos U + I_0 \cdot \left(\frac{WL}{V} \right) - \cos(T + U) - \left(\frac{VCC}{V} \right) \cdot T \quad (3.5)$$

$$I_{CC} \cdot \left(\frac{WL}{V} \right) = \frac{1}{\pi} \left[\left(\frac{-VCC}{V} \right) \cdot \frac{T^2}{2} + (\cos U + I_0 \left(\frac{WL}{V} \right)) \cdot T - \sin U - \sin(T + U) \right] \quad (3.6)$$

Os ângulos U e T são definidos na figura 3.5.

Da mesma forma, pelas equações 3.3 e 3.4 do item 3.3 chega-se a:

$$I_0 \cdot \left(\frac{WL}{V} \right) = \sqrt{\frac{1}{|1-a^2|^2} \cdot \sin^2(-\pi + U + T - Y) + \left(\frac{\sin(-\pi + U + T)}{a} - \left(\frac{VCC}{V} \right) \cdot \frac{1}{a} - \frac{\cos(-\pi + U + T - Y)}{|a - a^3|} \right)^2} \cdot \cos(a(\pi - T) + M) + \frac{\sin(U - Y)}{|1 - a^2|} \quad (3.7)$$

O parâmetro "a" é dado por $a = Wd/W$ ($a \neq 1$) e o ângulo M é dado por:

$$M = \arctg \left(\frac{\sin(-\pi + U + T) - \left(\frac{VCC}{V} \right) - \frac{1}{|1-a^2|} \cdot \cos(-\pi + U + T - Y)}{\frac{1}{|1-a^2|} \cdot \sin(-\pi + U + T - Y)} \right) \quad (3.8)$$

e:

$$-2 \left(\frac{VCC}{V} \right) = \sqrt{\frac{a^2}{|1-a^2|^2} \cdot \sin^2(-\pi + U + T - Y) + \left(\sin(-\pi + U + T) - \frac{VCC}{V} - \frac{1}{|1-a^2|} \cdot \cos(-\pi + U + T - Y) \right)^2} \cdot (\sin(a(\pi - T) + M) - \sin M) - \frac{a}{|1-a^2|} \cdot (\cos(U - Y) - \cos(-\pi + U + T - Y)) \quad (3.9)$$

As equações de 3.5 a 3.9 sugerem a obtenção de $i(t) \cdot V/WL$ ao invés de $i(t)$ e de $vc(t)/V$ no lugar de $vc(t)$. São dados: tensão de entrada com módulo unitário, W e Wd (no lugar de L e C_1).

Do conjunto de equações acima, pode-se concluir por inspeção, que para uma dada relação Wd/W , existe uma quádrupla (U , T , $IO \cdot WL/V$, VCC/V) que definem uma corrente $i(t) \cdot WL/V$. Em outras palavras, a relação Wd/W define as formas de onda das correntes e tensões, enquanto L e V definem sua amplitude.

Para efeito de projeto, a simples obtenção das formas de onda no circuito não é suficiente. É necessário que se calculem parâmetros a ele associados tais como, potência consumida, fator de potência, corrente eficaz na entrada, conteúdo harmônico, etc., de modo a permitir uma comparação entre o desempenho de diferentes circuitos.

Para a visualização adequada dos modos de operação da fonte, propõem-se a elaboração de gráficos para cada variável desejada, em função da corrente média na carga. Cada gráfico está composto por várias curvas, correspondentes a diferentes relações $a = Wd/W$ (vide figuras 3.11 e 3.12).

A corrente média na carga será normalizada em relação à corrente média de curto ($ICCMAX$), onde:

$$ICCMAX = \frac{V}{WL} \cdot \frac{2}{\pi} \quad (3.10)$$

As demais correntes serão relativas a V/WL e as tensões serão relativas a V . Deste modo as potências serão relativas a V^2/WL e as impedâncias a WL . A indutância L passa a $1/W$ e C_1 passa a W/Wd^2 .

O capacitor de filtro admitido com valor muito elevado, visa a eliminação de um grau de liberdade, o que implica em simplificação nos gráficos. Conforme mostrado no item (4.3.1), dos resultados experimentais, a variação do capacitor de filtro C_2 pouco afeta as demais variáveis, para valores de ondulação relativamente pequenos.

Apesar da ondulação da tensão de saída DVCC% ser nula para os casos simulados (C_2 é simulado por uma fonte de tensão), é possível estimar DVCC% para valores finitos de C_2 . Pela figura 3.9 admitindo-se a carga como um sorvedouro de corrente de valor ICC, têm-se três intervalos distintos:

- T1: período da inversão da tensão em C_1 . Como não ocorre condução do retificador, C_2 fornece uma carga de valor Q_1 .
- T2: período de condução, onde $i(t) < ICC$. C_2 fornece uma carga de valor Q_2 .
- T3: período de condução, onde $i(t) > ICC$. C_2 recebe uma carga de valor Q_3 .

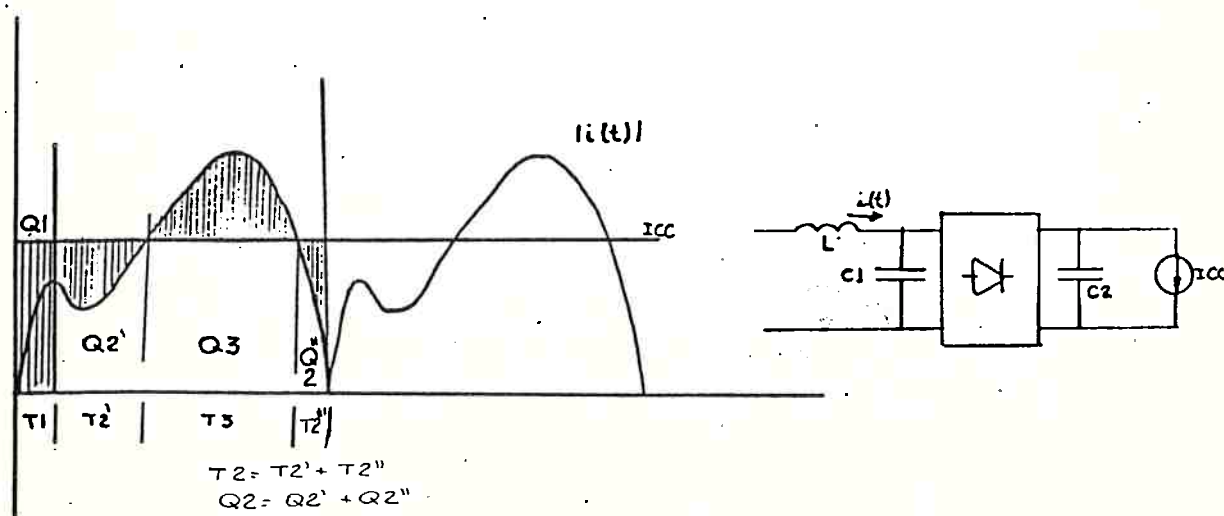


Figura 3.9 Determinação da variação da carga de C_2 .

Para um caso real, com C_2 finito, vale a relação $Q_1 + Q_2 = Q_3$. Para o caso simplificado da figura 3.9, Q_2 é igual a Q_3 , ficando-se com $Q_1 + Q_2 > Q_3$. A ondulação DVCC% será estimada a partir de $QT = Q_1 + Q_2$, por ser um valor conservativo, e por fornecer valores de DVCC% próximos aos experimentais (vide itens 4.3.1 e 4.3.2). Assim:

$$\begin{aligned}
DVCC\% &= \frac{1}{VCC} \cdot \frac{QT}{C_2} \cdot 100\% = \frac{1}{VCC} \cdot \frac{Q1 + Q2}{C2} \cdot 100\% \\
&= \frac{1}{V} \cdot \frac{V}{VCC} \cdot \frac{V}{WL} \cdot \frac{QT \cdot WL}{V} \cdot \frac{1}{C_2} \cdot 100\% \\
&= \frac{V}{VCC} \cdot \frac{QT \cdot WL}{V} \cdot \frac{1}{W} \cdot \frac{1}{L \cdot C_2} \cdot 100\% \quad (3.11) \\
&= \frac{DV'}{L \cdot C_2} \cdot
\end{aligned}$$

DV' é o valor da ondulação DVCC% relativa a $1/(L \cdot C_2)$.

Constata-se pela Figura 3.5 do item 3.3, que a forma de onda da corrente de linha possui simetria com relação ao eixo X, isto é: $i(t) = i(t + \pi/W)$. Esta função só possui componentes harmônicos im pares^{38, 39, 40}. Este fato simplifica a determinação do espectro harmônico.

A seguir são descritas sucintamente apresentadas as variáveis nos gráficos:

- $b = VCC/V$: tensão contínua na saída do retificador, relativa à tensão de pico da rede.
- $IEF' = IEF \cdot (W \cdot L/V)$: corrente eficaz na entrada, relativa a (V/WL) .
- $POT' = POT \cdot (WL/V^2)$: potência média consumida pelo retificador, relativa a (V^2/WL) .
- FP: fator de potência na entrada é definido por:

$$FP = POT / (IEF \cdot VEF) = FD \cdot COF1 \quad (3.12)$$

onde: VEF é a tensão eficaz na entrada.

FD e COF1 são definidos a seguir.

- COF1: cosseno do ângulo de defasagem entre a fundamental da corrente de entrada e a tensão de entrada (admitida como sendo senoidal).

- FD: fator de deformação, definido por:

$$FD = FP/COF1 = I_{H1}/I_{ef} = \frac{I_{H1}}{\sqrt{\sum_{i=1}^{\infty} I_{Hi}^2}} \quad (3.13)$$

I_{Hi} é o valor eficaz da harmônica de ordem i . O FD fornece uma indicação do grau de deformação da corrente. FD próximo de 1 indica pequeno conteúdo de harmônicos superiores e conseqüentemente pouca deformação na corrente de entrada.

- $I_{H1}' = I_{H1} \cdot (W.L/V)$: valor eficaz da fundamental da corrente de entrada relativo a (V/WL) .
- $I_i = I_{Hi}/I_{H1}$: harmônica de ordem i relativa a I_{H1} .
- $IMAX' = IMAX \cdot (WL/V)$: valor de pico da corrente na entrada CA relativo a (V/WL) . É utilizado para o dimensionamento do indutor de entrada.
- $DV' = DVCC\% \cdot L.C_2$: ondulação porcentual na saída, relativa a $1/(L.C_2)$
- $ICC' = ICC \cdot W.L.\pi/(2.V)$: corrente contínua na carga, relativa à corrente contínua de curto.

3.5 Descrição do programa utilizado para a simulação do circuito e confecção dos gráficos

3.5.1 Simulação do circuito

Conforme descrito no item 3.3, o circuito possui dois modos de operação, implicando em duas topologias a serem simuladas.

Utilizando-se da parametrização proposta no item 3.4, basta que se simulem os circuitos da figura 3.10.

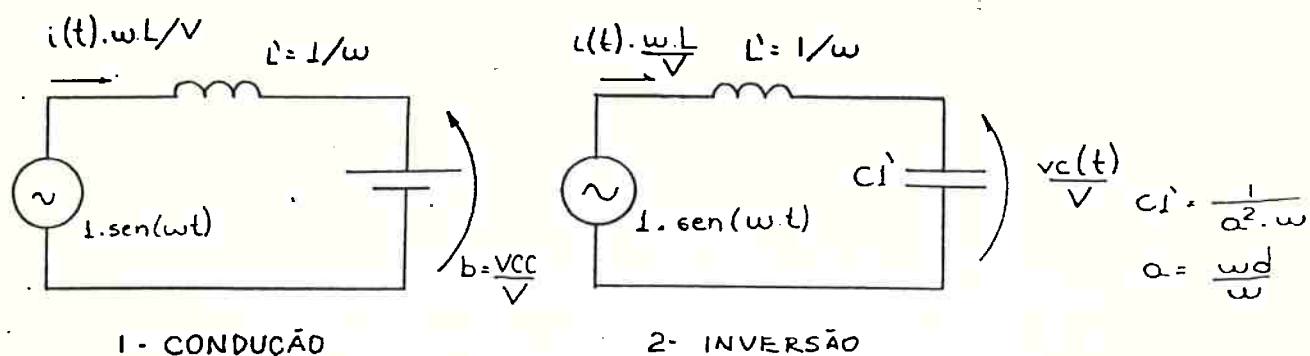


Figura 3.10 Circuito com valores para a simulação.

São definidos os parâmetros $a = \omega d / W$ e $b = VCC / V$, que serão as entradas da sub-rotina de simulação do circuito (sub-rotina A).

A comutação da topologia 1 para a topologia 2 se dá quando a corrente $i(t)$ se anula, enquanto da 2 para a 1 ocorre quando a tensão em C_1 , partindo de um valor $b = VCC / V$ atinge $-b$, ou vice-versa. A simulação do circuito foi feita pelo método das diferenças, proposto por Waldir PÔ. Uma explicação sucinta sobre o método é apresentada no ANEXO 4. A aplicação do método para este problema é apresentada na sub-rotina A do ANEXO 3.

O passo de integração é calculado no programa, sendo inversamente proporcional ao parâmetro "a", de modo que se possa simular com precisão o transitório da inversão da tensão no capacitor. Em outras palavras, o passo diminui com o aumento da frequência própria de (L, C_1) .

A simulação é iniciada com $t = 1/30s$, com $v'_c(1/30) = b$ e $i'(1/30) = 0$ aplicadas à topologia 2. São calculados $i'(t)$ e $vc'(t)$, até que se atinja o regime de operação. São verificados, dois critérios de convergência, e um de parada.

$$- \left[\left| \frac{i_{\max 1} - i_{\max 0}}{i_{\max 0}} \right| > \text{desvio 1} \right] \quad (3.14)$$

onde $i_{\max 1}$ é a corrente de pico positiva em dado ciclo, e $i_{\max 0}$ para o ciclo anterior.

$$- \left[\left| \frac{i_{\max} + i_{\min}}{i_{\max}} \right| > \text{desvio 2} \right] \quad (3.15)$$

onde i_{\max} é a corrente de pico positiva em dado ciclo, e i_{\min} é o pico negativo para o mesmo ciclo

- número de ciclos calculados maior que o limite estipulado

O critério 1 indica se o valor de pico positivo de um ciclo está próximo do valor do ciclo anterior. Este critério pode, entretanto ser satisfeito para condições de baixa corrente de carga, sem que tenha sido atingido o regime. Nestes casos o transitório de frequência nula pode ser lento, de tal modo que os picos positivos satisfaçam a (3.14), existindo todavia uma componente contínua não nula. Por este motivo, considera-se em regime quando são satisfeitos os critérios de convergência 3.14 e 3.15.

O critério de parada é necessário para se evitar que o programa fique funcionando indefinidamente, caso não sejam satisfeitas 3.14 e 3.15.

Satisfeitos os três critérios, procede-se a simulação de mais um ciclo, com o cálculo das variáveis desejadas, já explicadas no item 3.4. A parada pelo terceiro critério, não impede o cálculo dos parâmetros, sendo todavia sinalizada.

O programa completo tem como entradas os parâmetros a , $BMUD$, $BETA 1$, $BETA 2$ e o nome do arquivo. A máxima tensão na saída é dada por:

$$BMAX = \frac{1}{1-1/a^2} \quad (3.16)$$

A variável b é varrida de $BMAX$ a $BMUD$ com passo $BETA 1$, e de $BMUD$ a 0 com passo $BETA 2$. Isto permite que a região de b alto, mais sensível, seja varrida com passo menor. Para cada par (a, b) simula-se o circuito e guardam-se os parâmetros no arquivo pré-definido.

Ao final do programa, tem-se um arquivo com toda a informação relativa ao parâmetro " a ". Este arquivo receberá tratamento posterior pelo programa de traçado de gráficos.

Os fluxogramas do programa completo incluindo as sub-rotinas A , B e C são dados no ANEXO 3.

O programa foi rodado na linguagem BASIC, pela facilidade do uso dos recursos gráficos (poucos, mas suficientes) e pela facilidade de programação (instruções simples).

3.5.2 Obtenção dos gráficos

Do programa do item 3.5.1, obtêm-se as variáveis desejadas para um dado fator " a ", em função da tensão de saída " b ". O que se deseja entretanto, é que sejam apresentados em função de ICC' . Isto é facilmente obtido, tomando-se as duplas (VAR, ICC') do arquivo correspondente ao parâmetro " a " desejado ($VAR =$ variável a ser plotada).

3.6 Apresentação dos resultados teóricos

3.6.1 Apresentação dos resultados teóricos

As figuras 3.11 e 3.12 exibem os gráficos de b (tensão de saída), FP (fator de potência), POT' (potência), IEF' (corrente eficaz na entrada), IHL' (valor eficaz da fundamental da corrente), I_3, I_5, I_7, I_9 e I_{11} (conteúdo harmônico relativo à fundamental), IMAX' (corrente de pico na entrada), FD (fator de deformação), COF1 (fator de defasagem) e DV' (ondulação porcentual de saída relativa a $1/(L.C_2)$).

Todas as tensões são relativas a V (tensão de pico na entrada). Todas as correntes são relativas a $V/(WL)$, exceto ICC' que é relativa a $(V/WL) * 2/\pi$. A potência é relativa a $V^2/(WL)$ e as impedâncias a WL .

A tabela 3.1 apresenta um resumo das relações entre os valores obtidos no gráfico e os valores reais.

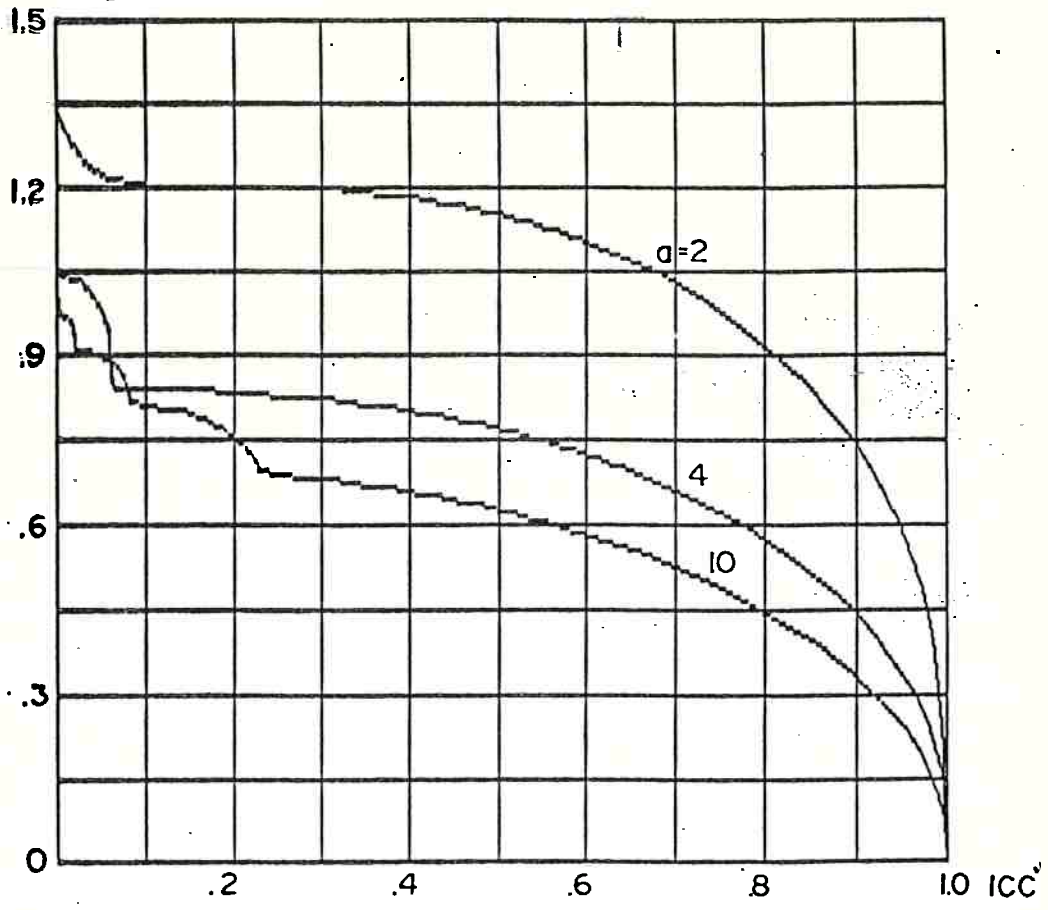
Tabela 3.1 Relação entre os valores obtidos nos gráficos e os valores reais.

Valor obtido no gráfico	Valor real
b	$VCC = b.V$
a	$Wd = a.W = 1/\sqrt{L.C_1}$
ICC'	$ICC = ICC' . (V/WL) * 2/\pi$
POT'	$POT = POT' . V^2/(WL)$
IEF'	$IEF = IEF' . V/(WL)$
IHL'	$IHL = IHL' . V/(WL)$
DV'	$DVCC\% = DV'/(L * C_2)$
IMAX'	$IMAX = IMAX' . V/(WL)$
FP, FD, COF1, $I_3, I_5, I_7, I_9, I_{11}$	FP, FD, COF1, $I_3, I_5, I_7, I_9, I_{11}$

L = indutância série
 C_2 = capacitor de filtro

V = tensão de pico na entrada

A figura 3.11 contém o conjunto de gráficos para $a = 2, 3, 4, 5, 10$ e 20 . A figura 3.12 contém os gráficos para $a = 1,05, 1,2$ e $1,5$.



b- TENSÃO NA CARGA

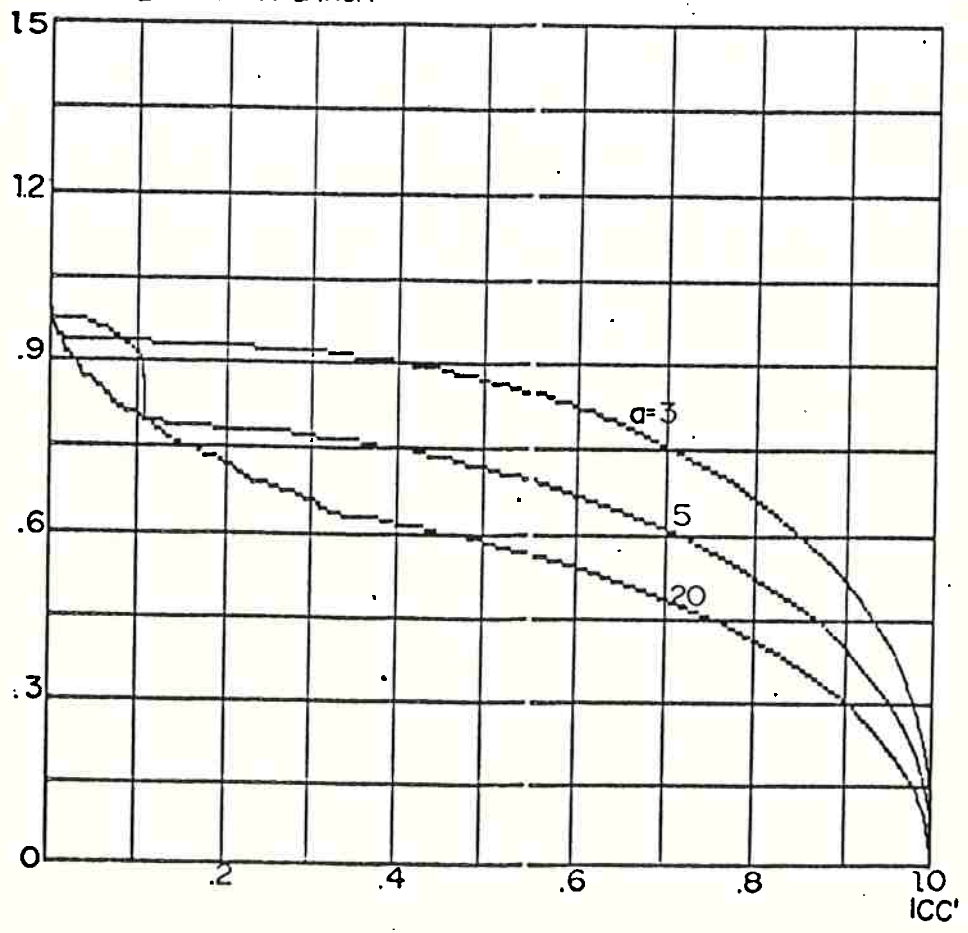


Figura 3.11A Gráficos de "b", para a = 2, 3, 4, 5, 10 e 20.

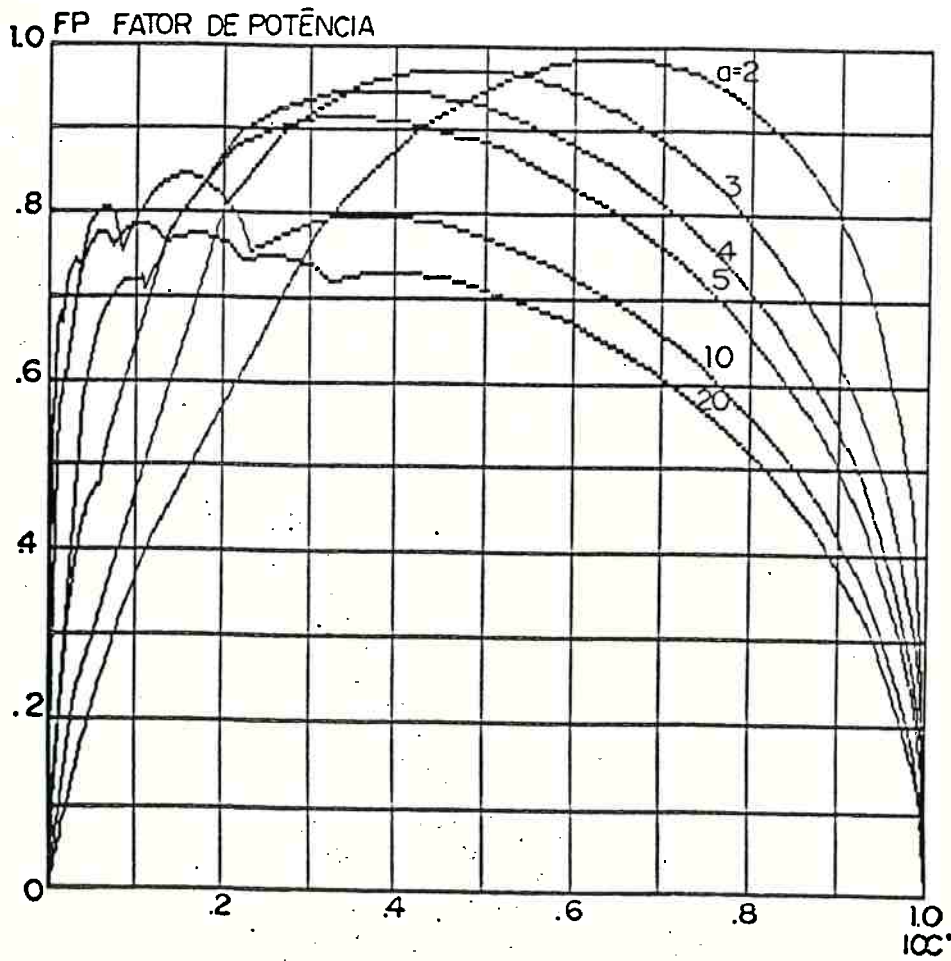
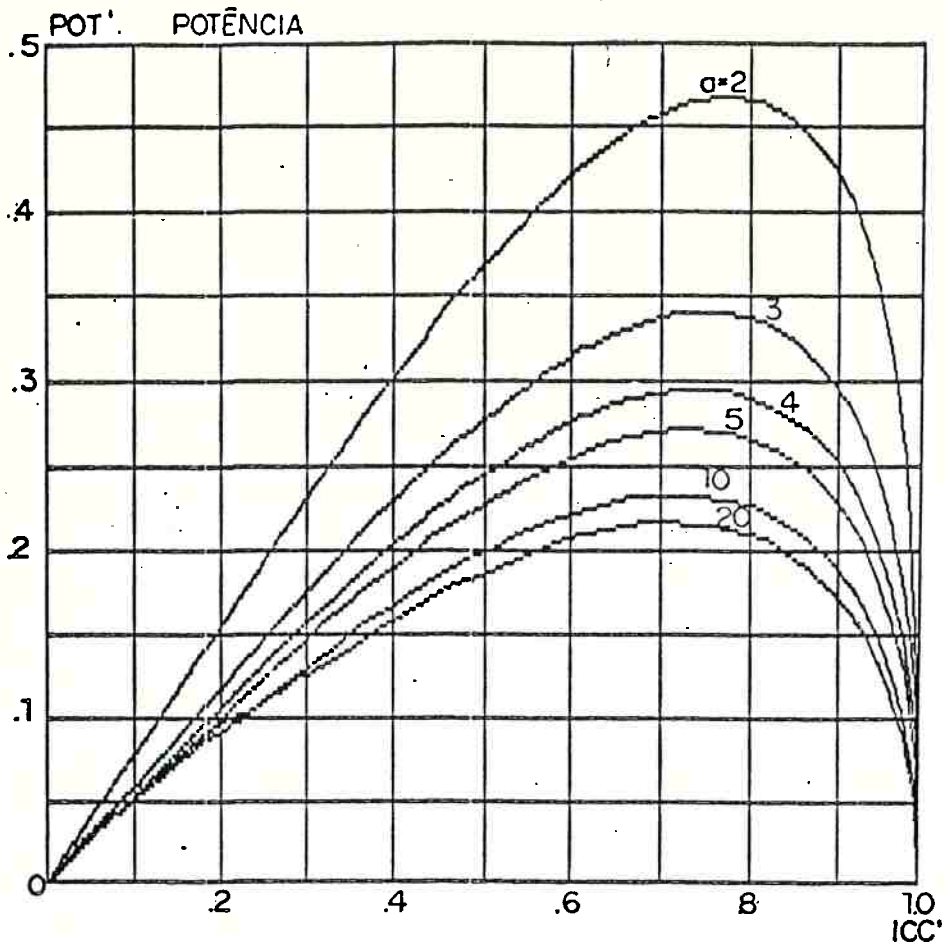


Figura 3.11B Gráficos de POT' e FP, para a = 2, 3, 4, 5, 10 e 20.

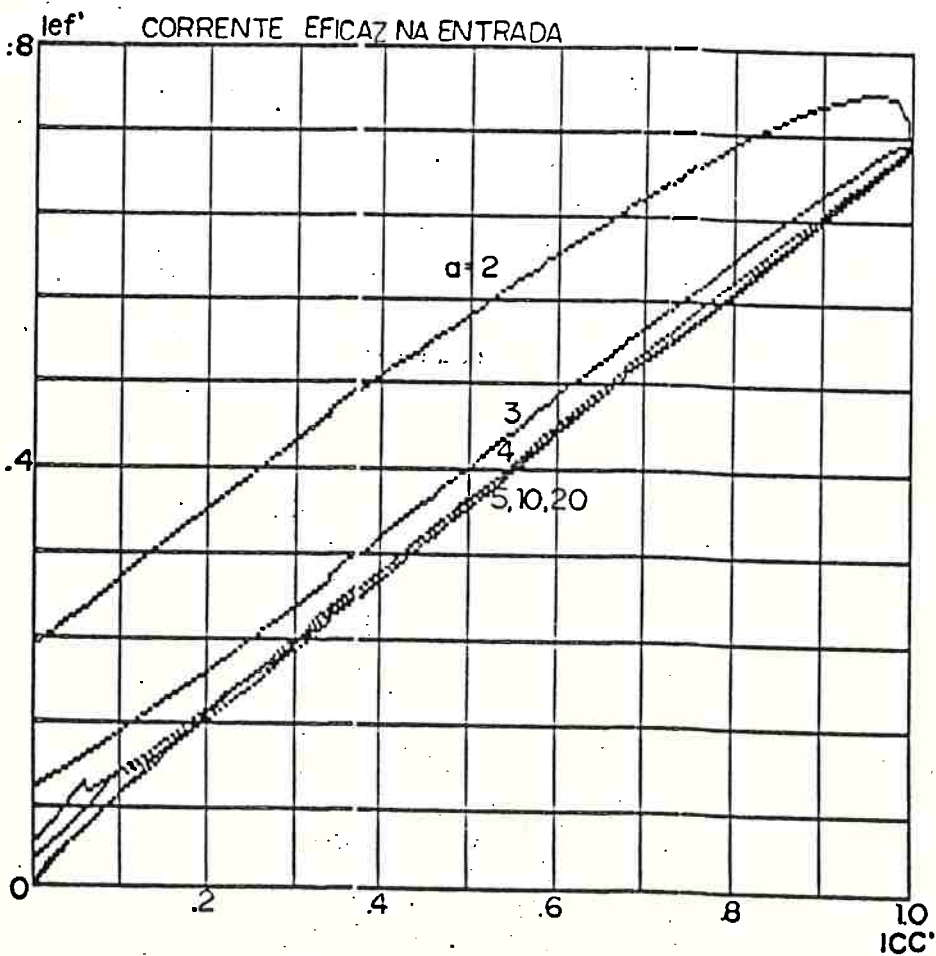
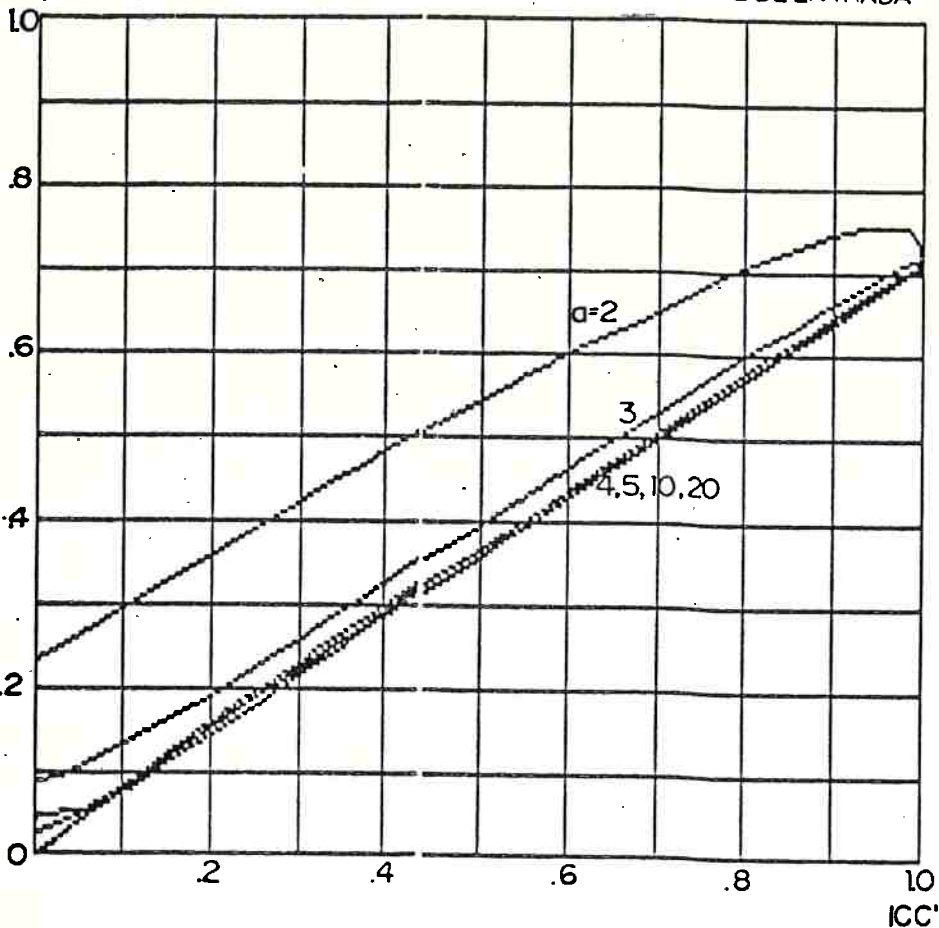


Figura 3.11C Gráficos de $I_{ef'}$ e I_{H1}' , para $\alpha = 2, 3, 4, 5, 10$ e 20 .

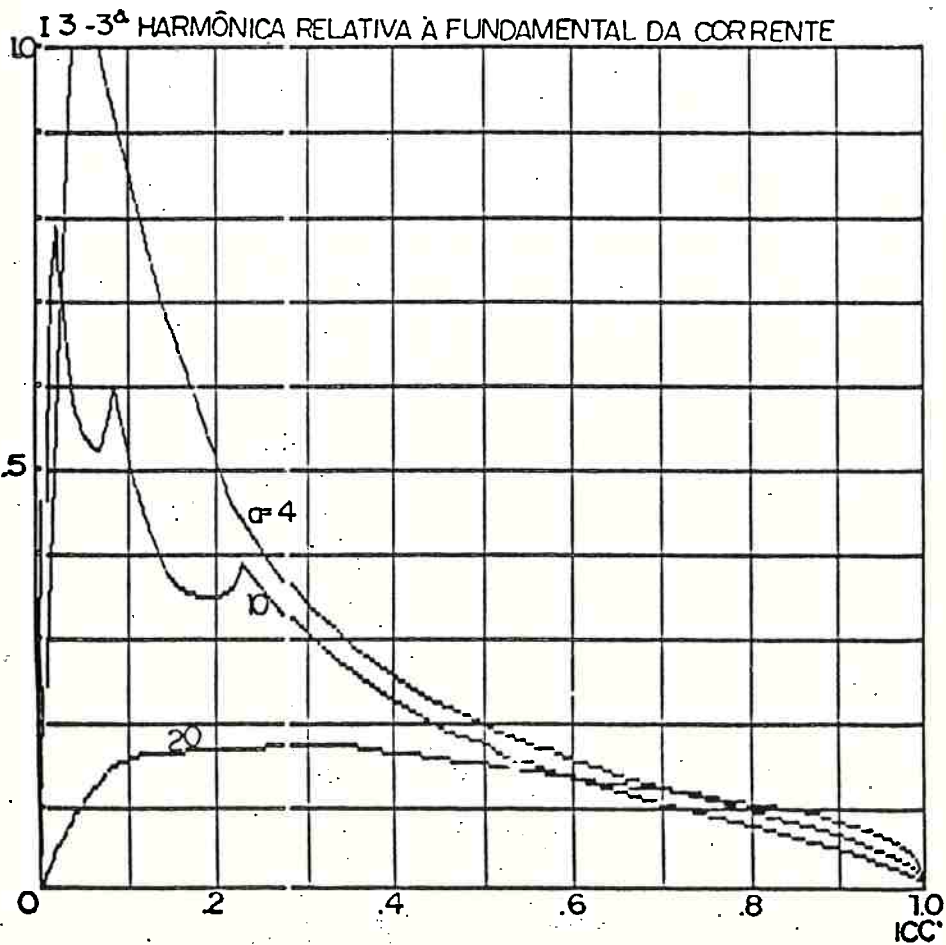
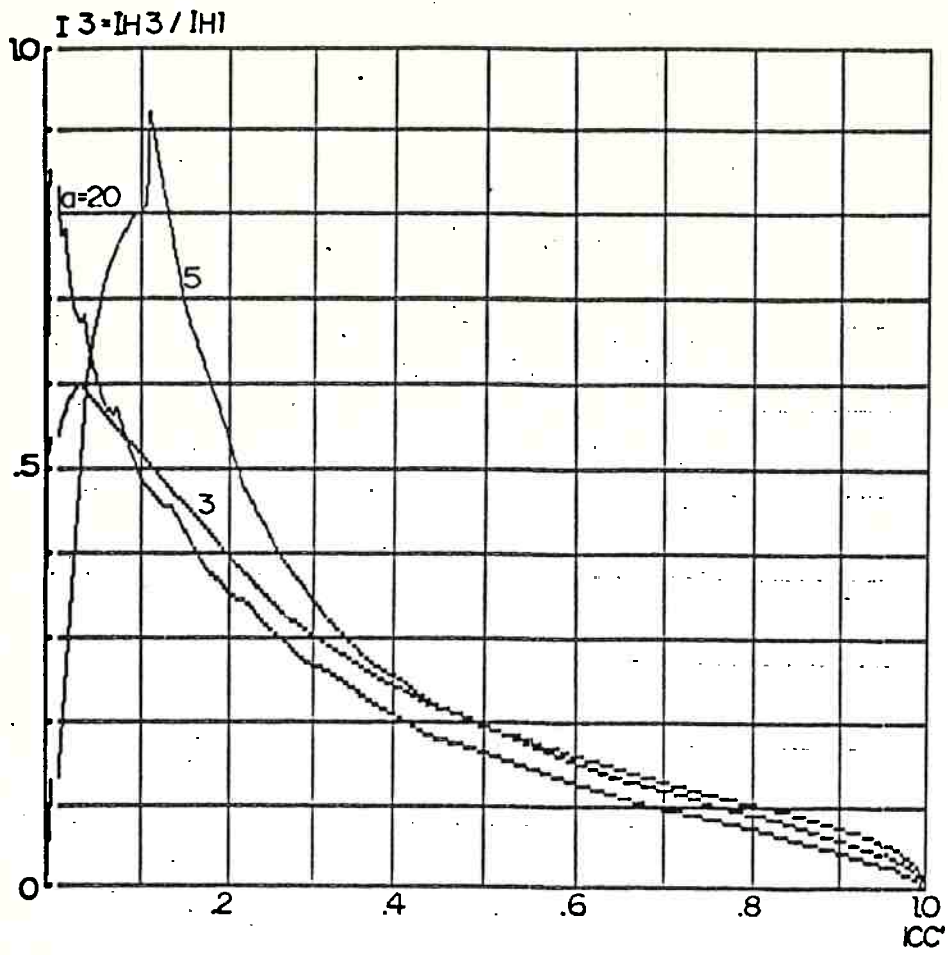


Figura 3.11D Gráficos de I_3 , para $\alpha = 2, 3, 4, 5, 10$ e 20 .

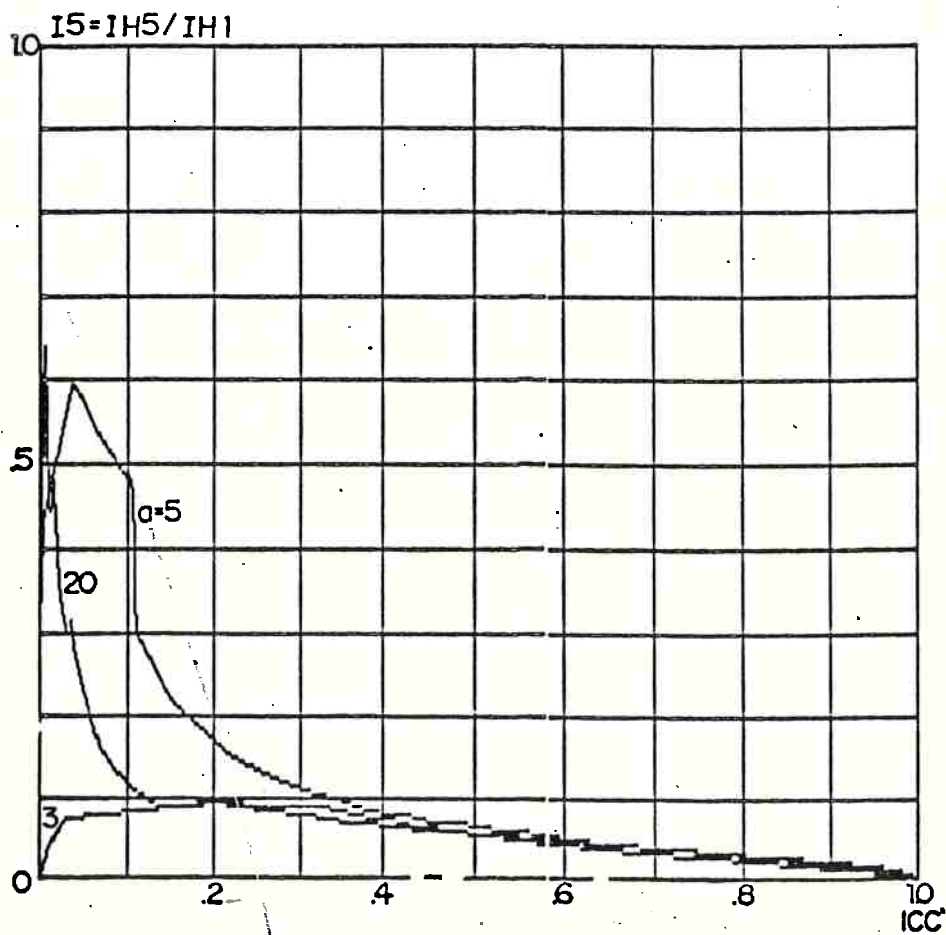
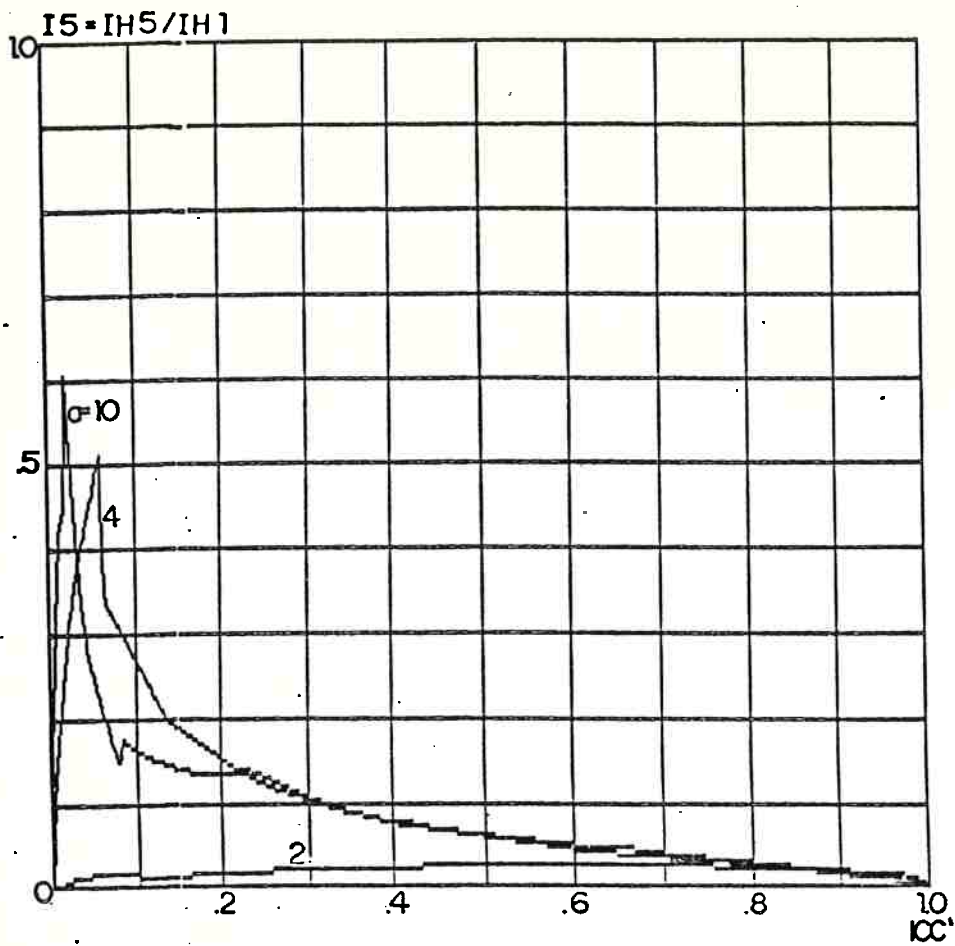


Figura 3.11E Gráficos de $I5$, para $a = 2, 3, 4, 5, 10$ e 20 .

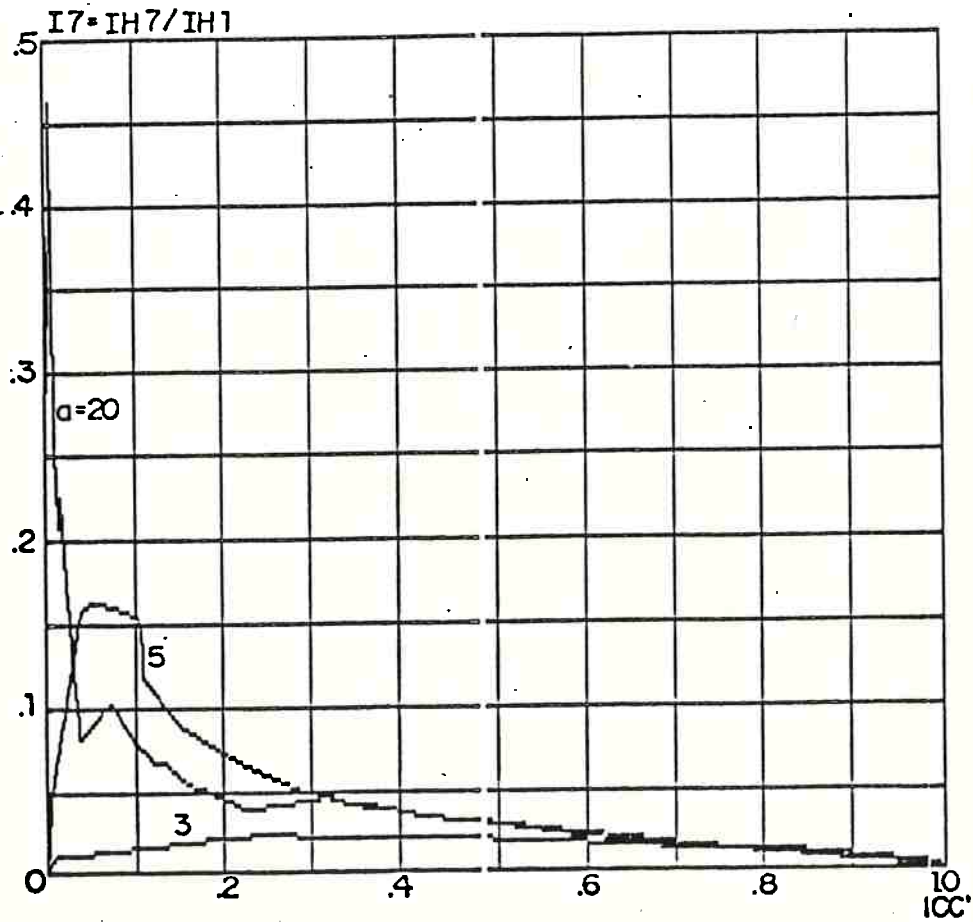
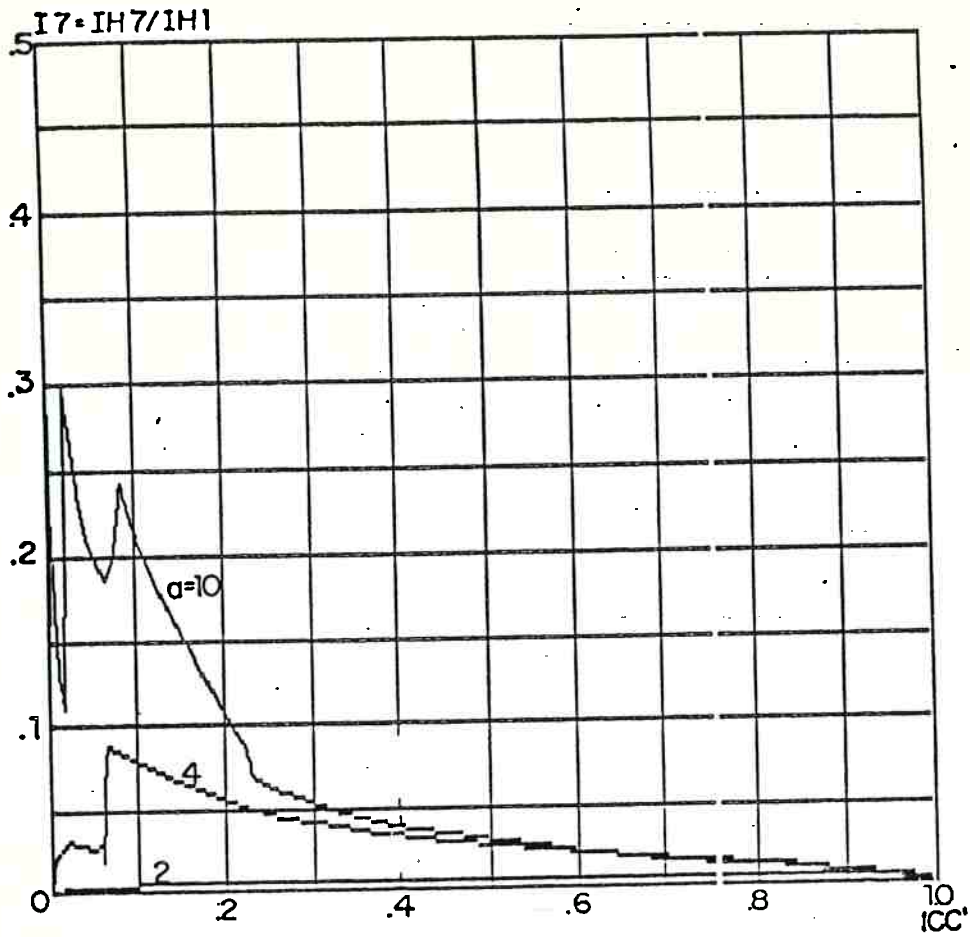


Figura 3.11F Gráficos de I_7 , para $a = 2, 3, 4, 5, 10$ e 20 .

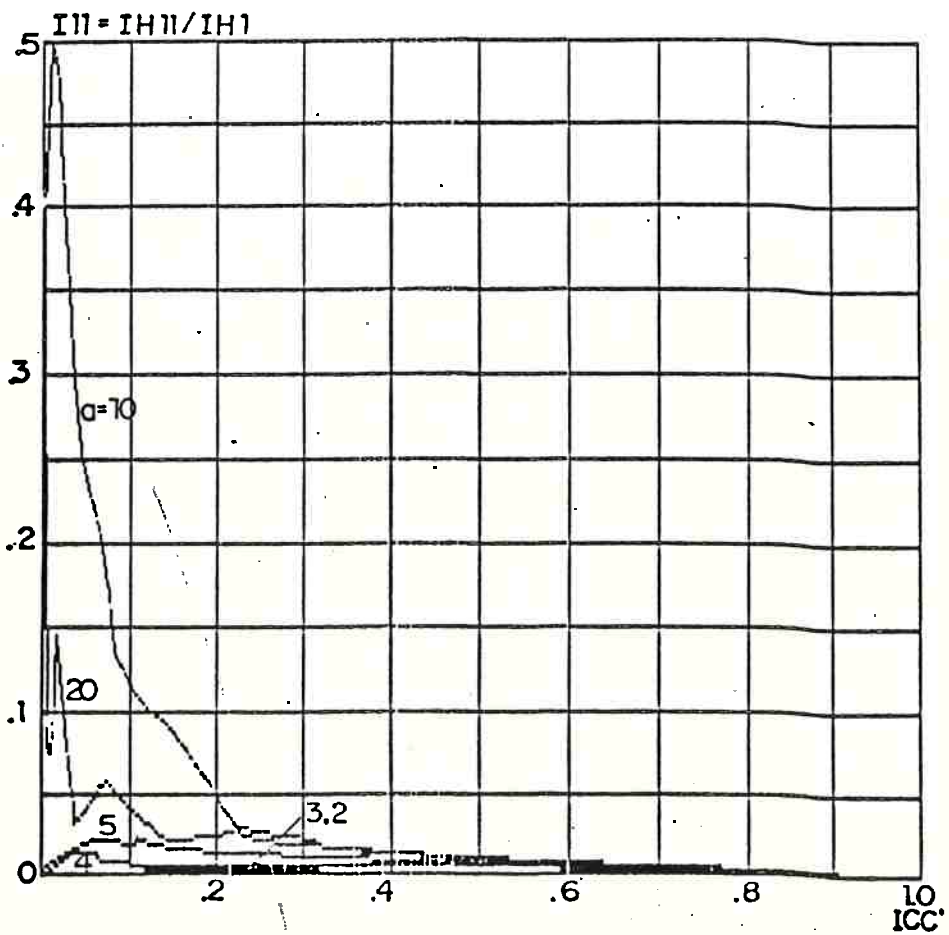
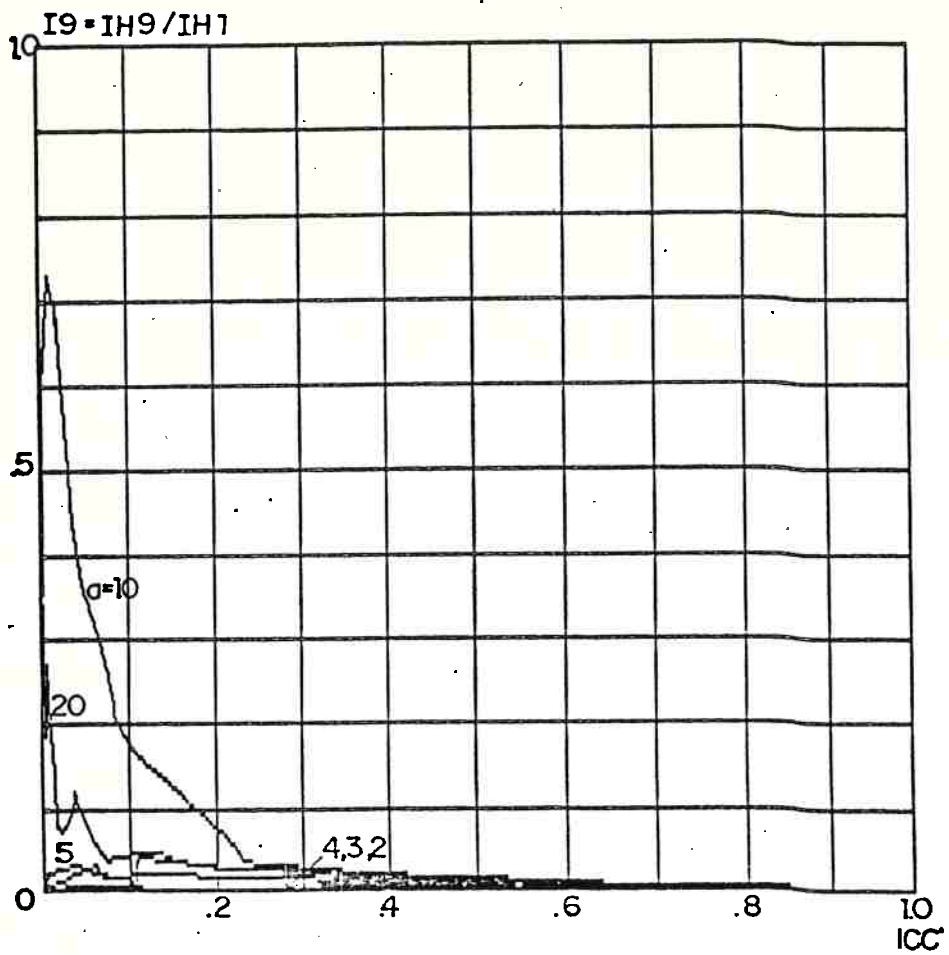


Figura 3.11G Gráficos de I_9 e I_{11} , para $a = 2, 3, 4, 5, 10$ e 20 .

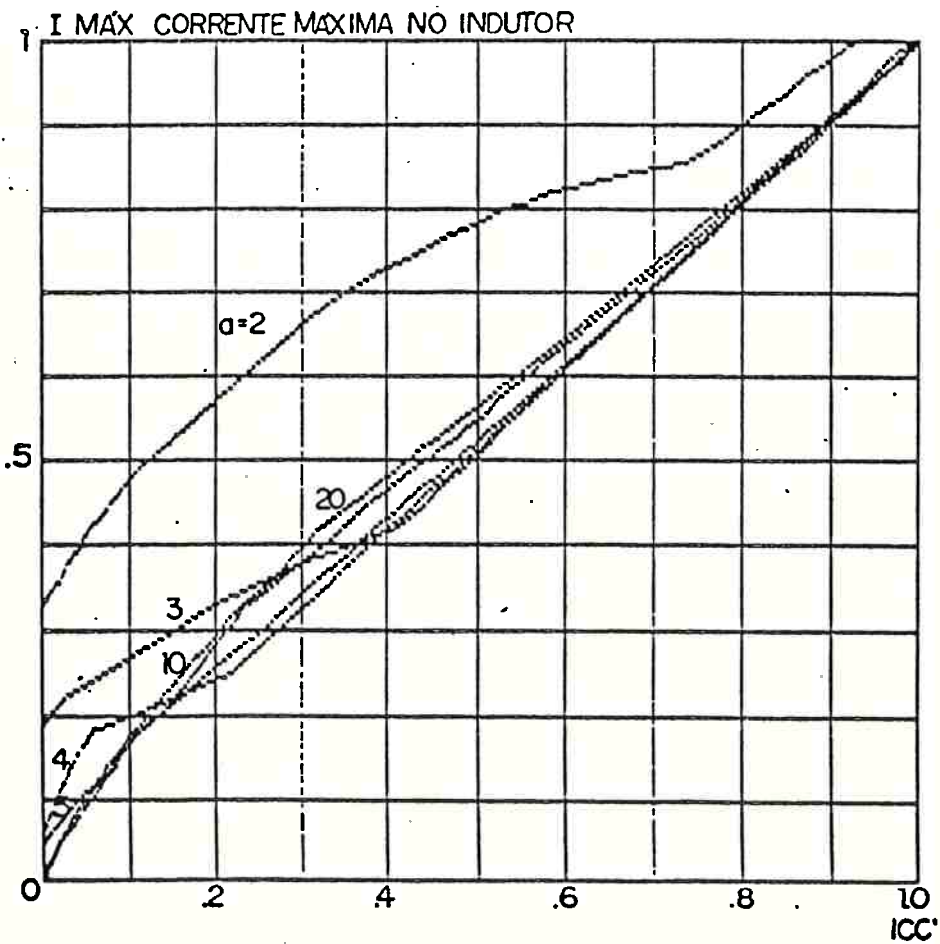
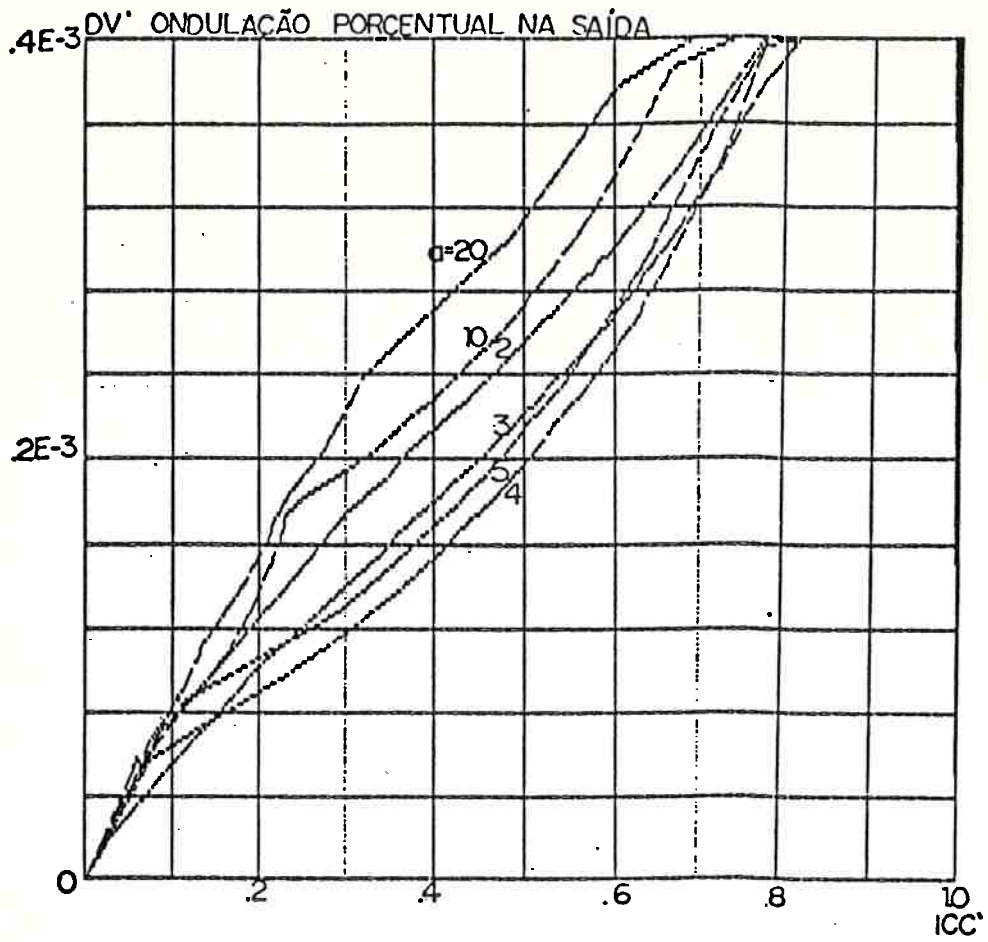


Figura 3.11H Gráficos de DV' e I_{MAX}' , para a = 2, 3, 4, 5, 10 e 20.

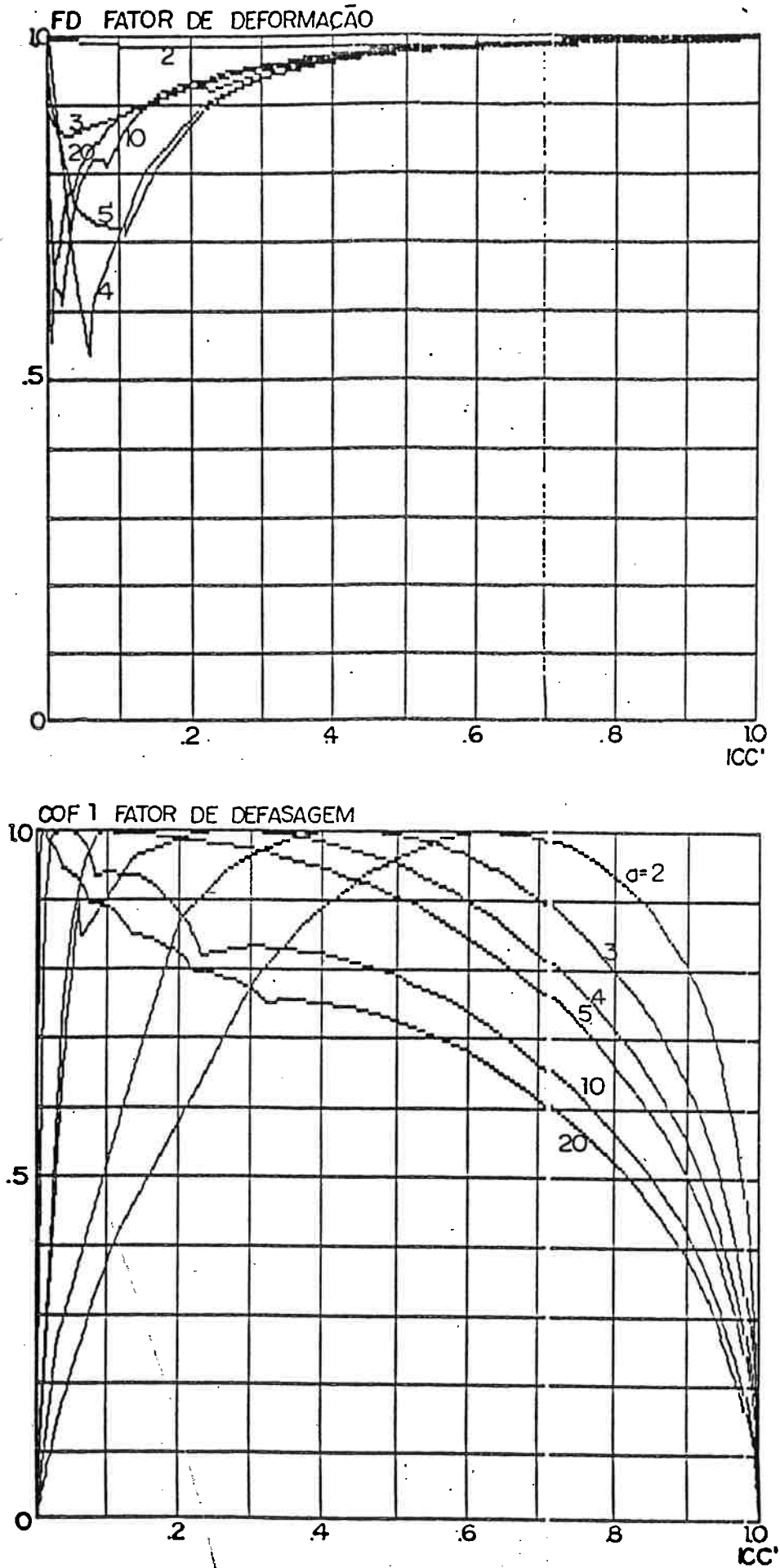


Figura 3.11I Gráficos de FD e COF1 para, $a = 2, 3, 4, 5, 10$ e 20 .

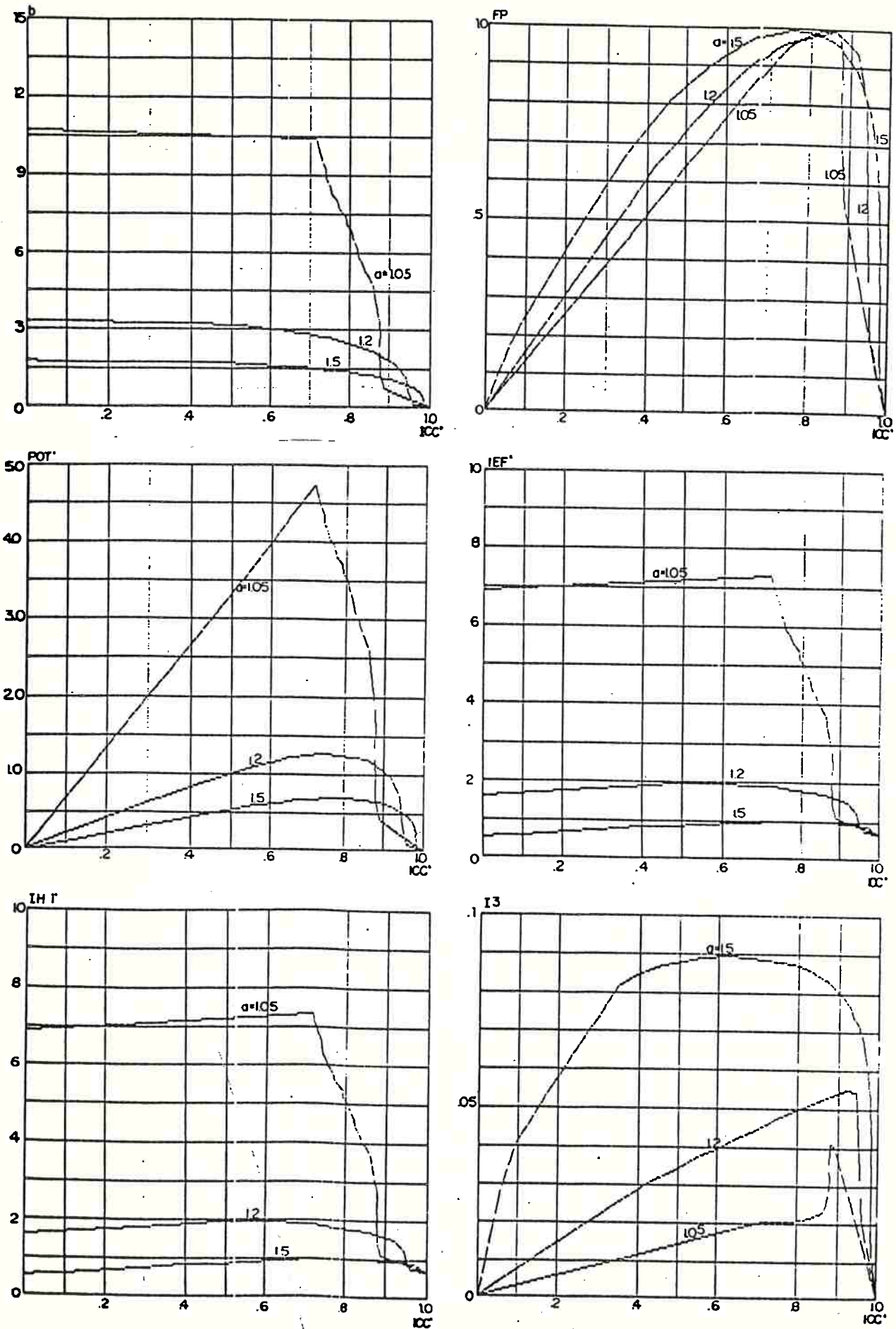


Figura 3.12A Gráficos de b, FP, POT, IEF, IH1' e I3 para $a = 1,05, 1,2$ e $1,5$.

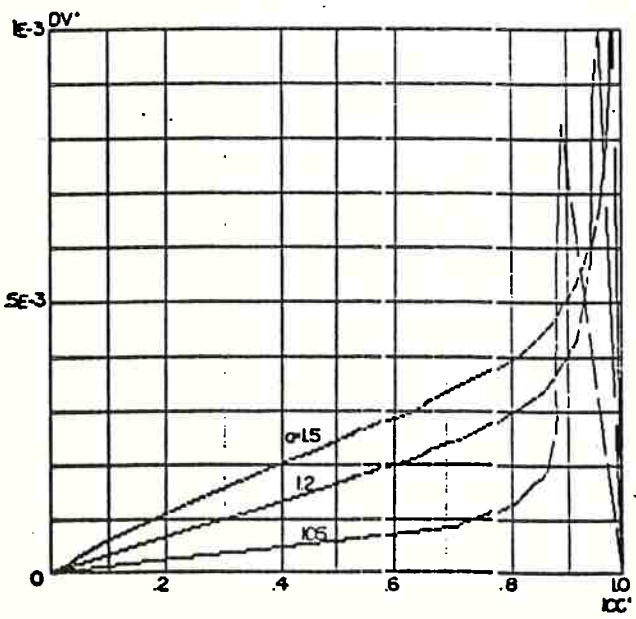
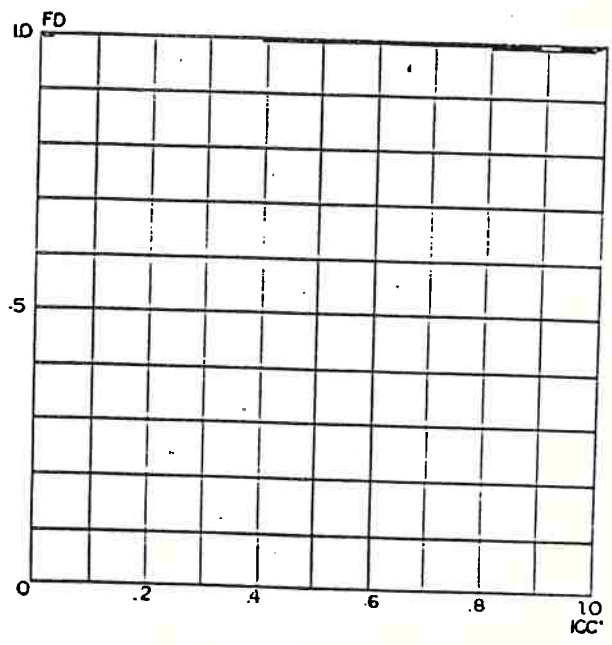
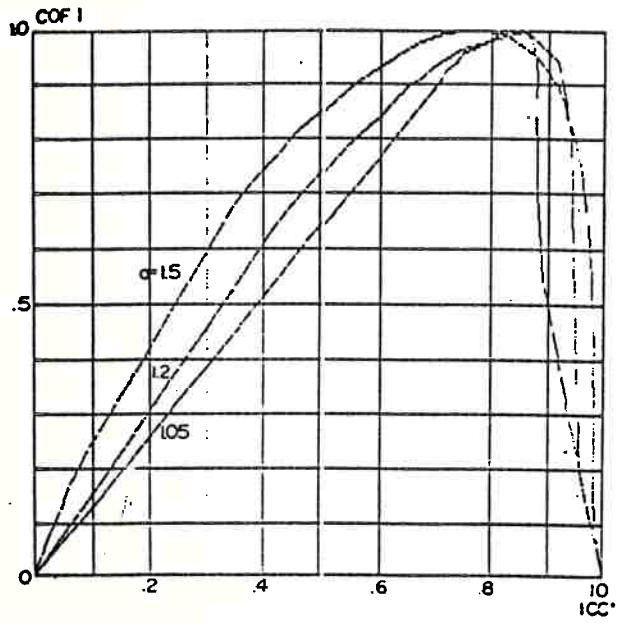
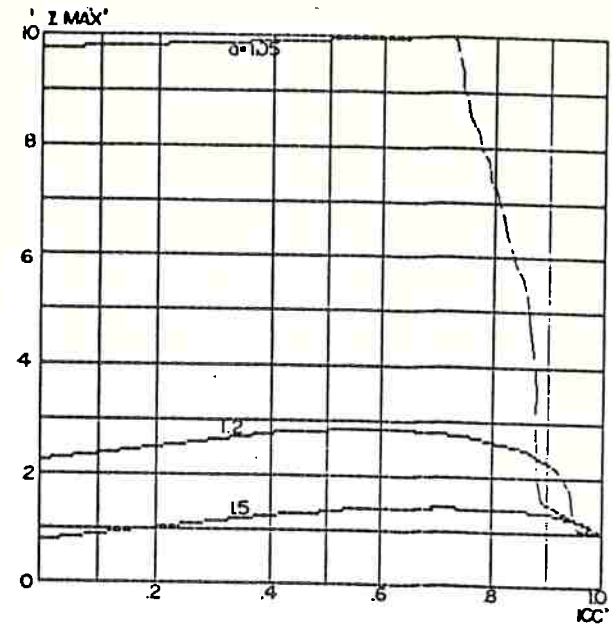
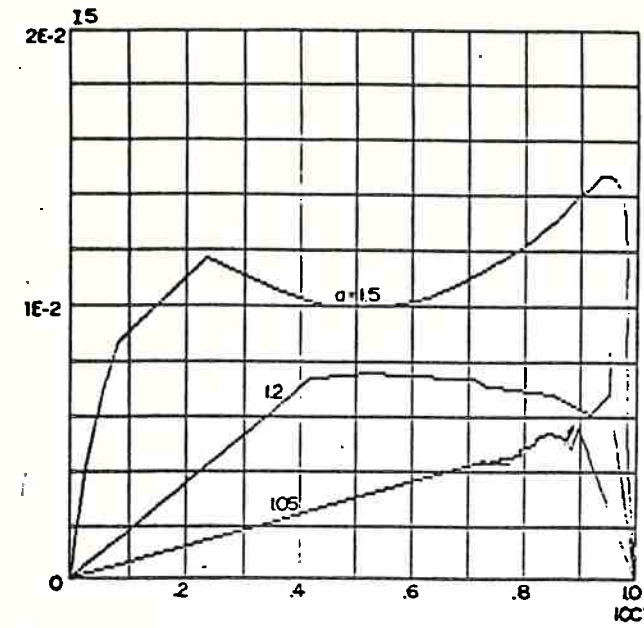


Figura 3.12B Gráficos de I_5 , $IMAX'$, $COFI$, FD e DV' , para $a = 1,05$, $1,2$ e $1,5$.

3.6.2 Comentários

No item anterior, somente foram apresentadas as curvas para $a > 1$. A justificativa é dada a seguir.

A tensão de saída e a corrente de entrada para a operação sem carga, são facilmente calculados com o circuito da figura 3.13.

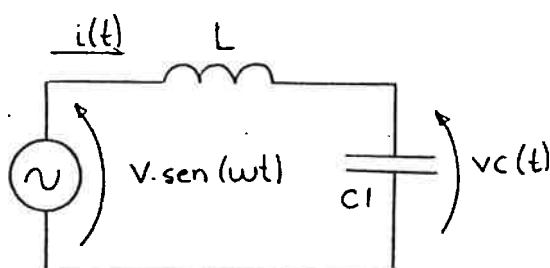


Figura 3.13 Circuito equivalente do retificador LC em vazio.

O valor de pico da corrente de entrada em regime permanente, com a saída em vazio é dado por:

$$I = \frac{V}{\omega \cdot L} \cdot \frac{1}{|1 - a^2|} \quad (3.17)$$

A tensão de saída, é o valor de pico da tensão em C_1 , sendo dada por:

$$V_C = V \cdot \frac{1}{\left|1 - \frac{1}{a^2}\right|} \quad (3.18)$$

A figura 3.14 mostra o comportamento de I e V_C em função de "a".

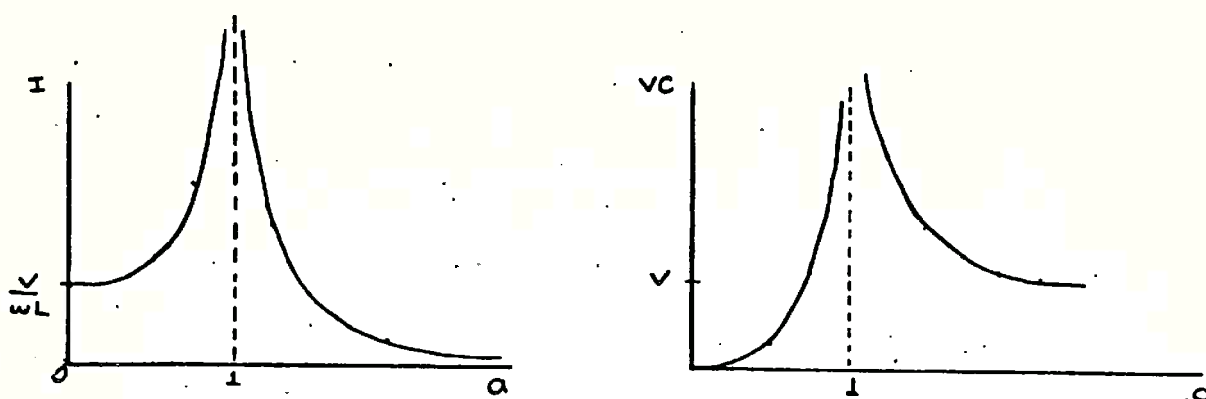


Figura 3.14 I e VC em função de "a".

Para $a < 1$ temos a corrente de entrada de pico sempre maior que V/WL (corrente de pico para curto na saída) (vide figura 3.15C).

A figura 3.15 mostra os gráficos de VCC, FP e IEF obtidos experimentalmente para $a = 0,809$ e $a = 0,679$. Destes, conclui-se que a regulação de VCC para variação da carga, é pobre. O fator de potência permanece baixo.

Somando-se a estes fatores, os altos valores de capacitância C_l necessários, descarta-se esta faixa de operação.

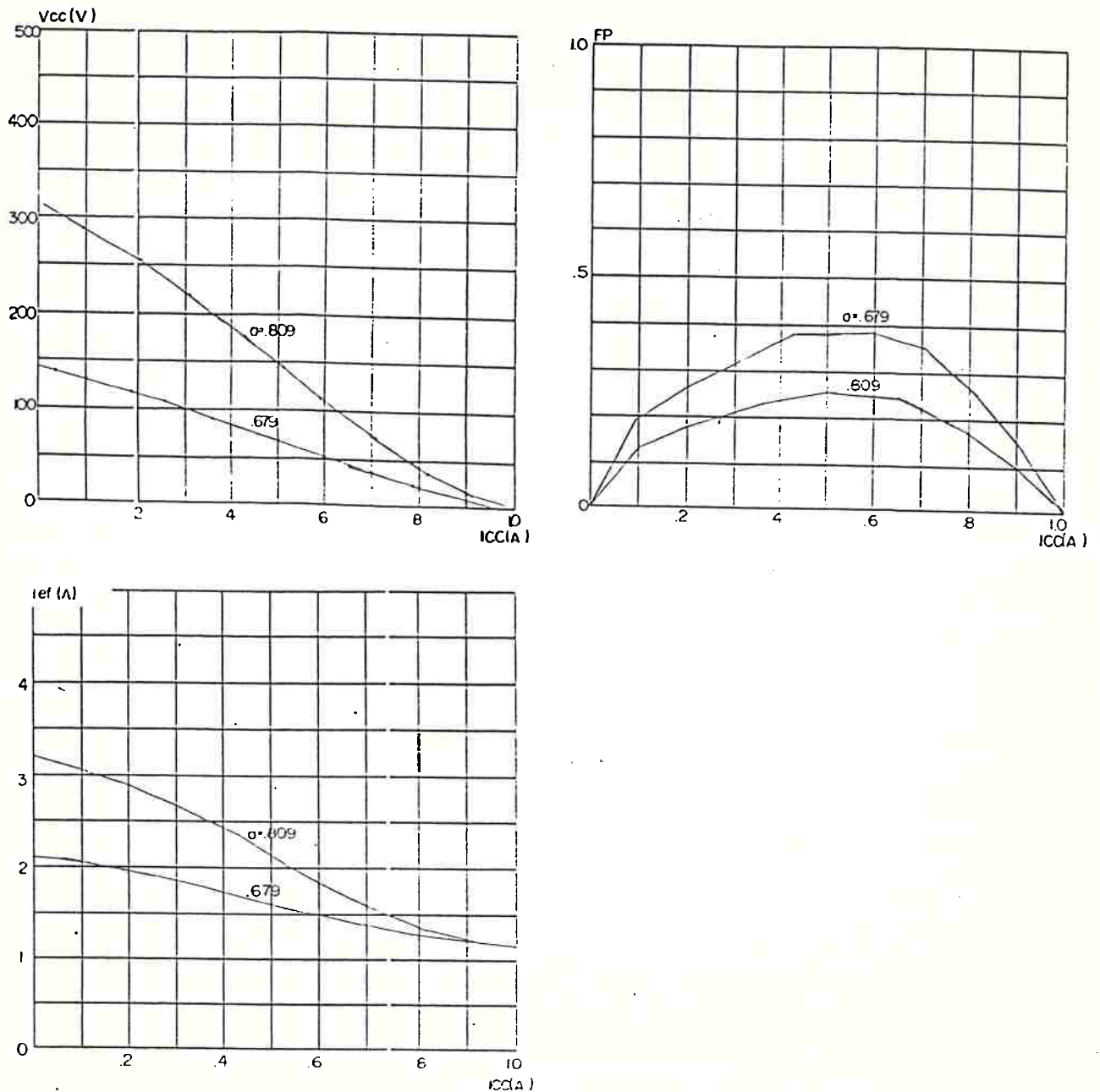


Figura 3.15 Gráficos de VCC, FP e IEF para $a = 0,809$ e $a = 0,679$.

A operação com $a \gg 1$ apresenta baixa corrente na entrada CA para a condição sem carga na saída e valores razoáveis de tensão de saída.

Os gráficos foram calculados considerando-se o indutor sem perdas ($R_S = 0$). Em especial para "a" próximo da unidade tem-se grandes discrepâncias entre os valores teóricos e os experimentais quando R_S aumenta (Q diminui) (vide itens 4.1.3.2 e 4.1.4). Necessitando-se

trabalhar nesta faixa, podem-se calcular conjuntos de gráficos para cada valor de RS (ou Q).

Vale a pena ressaltar algumas particularidades deste tipo de retificador, que podem ser observados nos gráficos:

- o circuito fica protegido contra curtos na saída pelo indutor L.
- A corrente de curto C.C. é dada por:

$$ICC = \frac{V}{WL} \cdot \frac{2}{\pi} \quad (3.18)$$

- para $a > 1$ e próximo de 1, tem-se uma característica de fonte de tensão limitada em corrente ou vice-versa (boa regulação com variação de carga)
- para "a" próximo de 1 tem-se amplificação de tensão, e pontos de operação com fator de potência próximo de 1.
- para "a" próximo de 1 tem-se altos valores de corrente inicial.
- o conteúdo harmônico aumenta com o aumento de "a" e com a diminuição de ICC.

4. RESULTADOS E AVALIAÇÕES

4.1 Medidas experimentais

4.1.1 Descrição do circuito utilizado para as medidas experimentais

A figura 4.1 mostra o circuito utilizado para a verificação experimental do método de cálculo proposto.

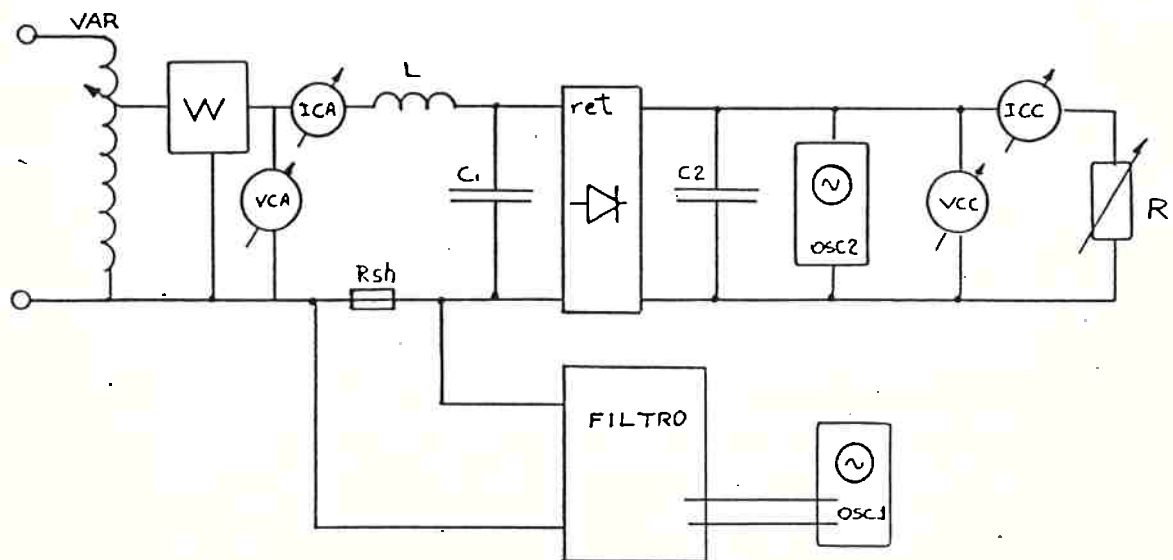


Figura 4.1 Circuito utilizado para a verificação experimental.

O circuito consta de:

- VAR: auto-transformador ajustável (0-150V)
- W : wattímetro tipo eletrodinâmico, faixa de operação 0-2000Hz.
- ICA: amperímetro CA (valor eficaz verdadeiro)
- VCA: voltímetro CA
- RSH: shunt não indutivo (0,1 OHM)

- FILTRO: conjunto de filtros passa faixa, sintonizados em 60, 180, 300, 420, 540 e 660 Hz para a determinação do conteúdo harmônico da corrente de entrada (vide apêndice 5)
- OSC1 e OSC2: osciloscópios
- VCC: voltímetro CC
- ICC: amperímetro CC
- L : indutor de entrada da fonte
- Ret: retificador monofásico de dois caminhos
- C₂ : capacitor de filtro
- R : resistência variável de carga.

4.1.2 Considerações sobre o procedimento experimental

4.1.2.1 Procedimento de medida

Para cada valor de W_d/W , com a tensão de entrada VEF fixada e variando-se a corrente contínua de saída ICC, mediram-se:

- VCC: tensão contínua na saída
- POT: potência consumida na entrada
- IEF: corrente eficaz na entrada
- DVCC%: ondulação porcentual na tensão de saída ((DV pico a pico / VCC) * 100%)
- IHI: valor eficaz da fundamental da corrente de entrada
- $I_i = I_{Hi}/I_{H1}$ ($i = 3,5,7,9,11$): relação entre a harmônica de ordem i da corrente de entrada e a fundamental da mesma
- IMAX: valor de pico da corrente de entrada.

Destas grandezas obtiveram-se:

- fator de potência ($FP = POT/(IEF * VEF)$)
- fator de deformação ($FD = I_{H1}/IEF$)
- fator de defasagem ($COF1 = FP/FD$)

Verificou-se a influência do fator de mérito Q do indutor L , e do capacitor de filtro C_2 , repetindo-se o procedimento acima exposto para diversos valores de Q e C_2 . Convém ressaltar, que dentre as simplificações feitas para a obtenção dos gráficos para projeto, admitiram-se C_2 e Q com valores tendendo a infinito (vide item 3.3).

O capacitor C_2 foi admitido com valor tendendo a infinito para a obtenção das curvas de projeto. A curva "DVCC% X ICC", entretanto, possibilita a estimativa do valor da ondulação da tensão de saída para diferentes valores de C_2 (vide figuras 3.11 e 3.12 do item 3.6).

O parâmetro IMAX é utilizado para o dimensionamento do indutor de entrada, de modo que não ocorra saturação do núcleo magnético (se houver).

A obtenção do espectro de frequências descontínuo, se explica pela não disponibilidade, na época, de equipamento adequado para a medida do espectro contínuo. Por outro lado, conforme apresentado no item 3.4, a forma de onda da corrente teórica tem simetria em relação ao eixo X^{37} , possuindo apenas componentes ímpares.

4.1.2.2. Considerações sobre a escolha dos valores dos parâmetros do circuito

A tensão de entrada VEF foi escolhida de modo que a tensão contínua VCC tivesse valores muito superiores à tensão direta nos diodos (~1,4 volts).

O indutor L limita a corrente de curto no lado CC em:

$$ICCMAX = \frac{VEF \cdot \sqrt{2} \cdot 2}{W \cdot L \cdot \pi} \quad (4.1)$$

Portanto, foi escolhido $L = 0,28H$, de modo a limitar a corrente ICC em 1A (limitação da carga disponível, para VEF = 118,5 volts. O fator de mérito do indutor é de 23,9. Para $Q = 10$ e $Q = 5$ foram inseridas resistências apropriadas em série com o indutor.

Os valores do capacitor C_1 são determinados para cada valor de $a = Wd/W$ conforme a expressão 4.2.

$$C_1 = 1 / (a^2 \cdot W^2 \cdot L) \quad (4.2)$$

Tabela 4.1 Valor de C_1 em função de "a"

$a = Wd/W$	1,05	1,2	1,5	2,0	5,0	10.	20.
C_1 (μF)	22,79	17,45	11,02	6,20	0,992	0,248	0,0620

Para o capacitor de filtro C_2 , estabeleceram-se três valores: 591, 87,3 e 37,3 μF . Com estes componentes conseguem-se obter ondulações percentuais da tensão de saída que variam de 0,1 a 50%.

4.1.3 Apresentação dos resultados experimentais

4.1.3.1 Verificação da influência do valor do capacitor de filtro (C_2)

As tabelas 4.2 a 4.8, comparam os valores teóricos com os valores experimentais, para diversos valores de ICC e C_2 . Utilizou-se o indutor com $Q = 23,9$.

Para $C_2 = 87,3$ e $C_2 = 37,3\mu F$ não foram medidas as componentes do espectro da corrente de entrada.

Tabela 4.2 Influência do capacitor de filtro C₂

Exp./ Teórico	C ₂ (μF)	ICC (A)	VCC (V)	FP	POT (W)	I _{ef} (A)	DVCC% Teór.	DVCC% Exp.	IHL (A)	IH3/IHL	IH5/IHL	IH7/IHL	IH9/IHL	IHL1/IHL	IMAX (A)	FD	COFL
T	∞	0,0	362	0	0	2,2	0,0	X	2,2	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	3,1	1,0	0,0
E	591	0,0	368	0,44	23,0	2,2	0,0	0,0	---	---	---	---	---	---	3,1	---	---
T	∞	0,029	360	0,18	10,1	2,2	0,0	X	2,2	4,1 E-3	8,7 E-4	6,1 E-4	7,0 E-4	5,2 E-4	3,1	1,0	0,18
E	591	0,029	330	0,57	30,0	2,1	0,10	0,11	---	---	---	---	---	---	2,9	---	---
E	37,3	0,029	328	0,62	30,5	2,1	1,6	1,7	---	---	---	---	---	---	2,9	---	---
T	∞	0,1	355	0,63	35,0	2,3	0,0	X	2,3	0,014	0,0030	0,0021	0,0024	0,0018	3,2	1,0	0,64
E	591	0,1	219	0,92	32,0	1,5	0,35	0,51	---	---	---	---	---	---	2,1	---	---
E	37,3	0,1	219	0,93	34,0	1,5	5,5	7,5	---	---	---	---	---	---	2,1	---	---
T	∞	0,15	293	0,95	44,0	2,0	0,0	X	2,0	0,020	0,0042	0,0014	0,0024	0,0019	2,8	1,0	0,95
E	591	0,15	92	0,95	17,0	0,75	0,60	1,6	---	---	---	---	---	---	1,1	---	---
E	37,3	0,15	109	0,96	20,4	0,89	9,6	18	---	---	---	---	---	---	1,3	---	---

a = 1,05; V_{ef} = 23,8V; L = 0,28H; Q = 23,9; C₁ = 22,79μF

Tabela 4.3 Influência do capacitor de filtro C₂

Exp./ Teórico	C ₂ (μF)	IOC (A)	VCC (V)	FP	POT (W)	I _{ef} (A)	DVCC% Teór. Exp.	DVCC% IHL (A)	IH3/IHL	IH5/IHL	IH7/IHL	IH9/IHL	IHL1/IHL	IMAX (A)	FD	COFL
T	∞	0,0	273	0,0	0,0	1,30	0,0	X	1,3	0,0	0,0	0,0	0,0	1,8	1,0	0,0
E	591	0,0	276	0,10	8,0	1,30	0,0	0,0	---	---	---	---	---	1,8	---	---
T	∞	0,1	272	0,31	27,7	1,37	0,0	X	1,38	0,014	0,00080	0,00056	0,000097	2,0	1,0	0,31
E	591	0,1	262	0,44	35,5	1,35	0,40	0,46	1,48	0,021	---	---	---	2,0	1,0	0,44
E	87,3	0,1	260	0,44	35,5	1,36	2,7	2,8	---	---	---	---	---	2,0	---	---
E	37,3	0,1	258	0,44	36,0	1,38	5,8	6,1	---	---	---	---	---	2,0	---	---
T	∞	0,2	270	0,62	55,4	1,49	0,0	X	1,49	0,029	0,0016	0,0011	0,00019	2,2	1,0	0,62
E	591	0,2	246	0,71	59,0	1,41	0,81	0,81	1,50	0,034	0,0079	---	---	2,1	1,0	0,71
E	87,3	0,2	246	0,71	59,1	1,42	5,5	5,3	---	---	---	---	---	2,1	---	---
E	37,3	0,2	245	0,70	60,0	1,45	13	12	---	---	---	---	---	2,1	---	---
T	∞	0,3	253	0,84	75,5	1,51	0,0	X	1,52	0,039	0,0075	0,0021	0,00075	2,2	1,0	0,84
E	591	0,3	218	0,84	76,0	1,37	1,2	1,3	1,51	0,041	0,0077	---	---	2,1	1,0	0,84
E	87,3	0,3	219	0,91	76,2	1,41	8,0	8,0	---	---	---	---	---	2,1	---	---
E	37,3	0,3	221	0,90	78,0	1,45	19	17	---	---	---	---	---	2,2	---	---
T	∞	0,4	201	0,98	80,5	1,38	0,0	X	1,39	0,051	0,0069	0,0025	0,00074	2,0	0,99	0,98
E	591	0,4	155	0,99	70,0	1,20	1,8	2,0	1,23	0,049	0,0058	---	---	1,8	1,0	0,99
E	87,3	0,4	163	0,99	74,0	1,26	12	12	---	---	---	---	---	1,8	---	---
E	37,3	0,4	171	1,0	79,0	1,33	28	26	---	---	---	---	---	1,9	---	---

a = 1,2; V_{ef} = 59,2V; L = 0,28H; Q = 23,9; C₁ = 17,45μF

Tabela 4.4 Influência do capacitor filtro C₂

Teórico/ exp.	C ₂ (μF)	IOC (A)	VOC (V)	FP	POT (W)	I _{ef} (A)	DVCC% Teor.	DVCC% Exp.	IHL (A)	IH3/IHL	IH5/IHL	IH7/IHL	IH9/IHL	IHL/IHL	IMAX (A)	FD	COFL
T	∞	0,0	302	0	0	0,90	0,0	X	0,90	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	1,3	1,0	0,0
E	591	0,0	303	0,036	4	0,93	0,0	0,0	---	---	---	---	---	---	1,3	---	---
T	∞	0,2	289	0,44	58,8	1,09	0,0	X	1,09	0,063	0,011	0,0030	0,017	0,00086	1,63	1,0	0,44
E	591	0,2	284	0,48	63,8	1,11	0,67	0,63	1,16	0,068	0,014	0,0034	0,010	0,0011	1,64	1,0	0,48
E	87,3	0,2	280	0,48	63,8	1,11	4,5	4,3	---	---	---	---	---	---	1,64	---	---
E	37,3	0,2	277	0,48	63,8	1,12	11	9,6	---	---	---	---	---	---	1,64	---	---
T	∞	0,4	285	0,74	115	1,3	0,0	---	1,30	0,086	0,010	0,0043	0,0018	0,0010	1,97	1,0	0,74
E	591	0,4	273	0,78	120	1,31	1,2	1,2	1,36	0,073	0,013	0,0046	0,0028	0,0012	1,93	1,0	0,78
E	87,3	0,4	272	0,77	120	1,31	8,2	7,4	---	---	---	---	---	---	1,96	---	---
E	37,3	0,4	271	0,76	120	1,33	19	16	---	---	---	---	---	---	2,00	---	---
T	∞	0,6	269	0,93	161	1,46	0,0	X	1,46	0,089	0,010	0,0050	0,0018	0,0012	2,17	0,99	0,93
E	591	0,6	253	0,96	164	1,45	1,7	1,7	1,48	0,080	0,015	0,0059	0,0026	0,0011	2,08	1,00	0,96
E	87,3	0,6	253	0,95	165	1,47	11	11	---	---	---	---	---	---	2,13	---	---
E	37,3	0,6	252	0,94	165	1,48	27	23	---	---	---	---	---	---	2,18	---	---
T	∞	0,8	228	0,99	182	1,55	0,0	X	1,54	0,087	0,012	0,0041	0,0021	0,00096	2,11	0,99	0,99
E	591	0,8	200	0,99	175	1,49	2,4	2,5	1,54	0,077	0,014	0,0046	0,0020	0,0010	2,08	1,00	0,99
E	87,3	0,8	207	1,00	180	1,52	16	15	---	---	---	---	---	---	2,18	---	---
E	37,3	0,8	211	1,00	186	1,58	38	32	---	---	---	---	---	---	2,18	---	---

a = 1,5;

V_{ef} = 118,5V;

L = 0,28H;

Q = 23,9;

C₁ = 11,02μF

Tabela 4.5 Influência do capacitor de filtro C₂

Teórico/ Exp.	C ₂ (μF)	ICC (A)	VCC (V)	FP	POT (W)	I _{ef} (A)	DVCC% Teór.	DVCC% Exp.	I _{H1} (A)	I _{H3/IH1}	I _{H5/IH1}	I _{H7/IH1}	I _{H9/IH1}	I _{HLL/IH1}	I _{MAX} (A)	FD	COFL
T	∞	0,0	223	0,0	0,0	0,374	0,0	X	0,374	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,53	1,0	0,0
E	591	0,0	220	0,022	1,0	0,380	0,0	0,0	0,380	---	---	---	---	---	0,54	---	---
T	∞	0,2	201	0,57	40,0	0,568	0,0	X	0,56	0,17	0,020	0,0080	0,0035	0,0017	0,90	0,98	0,58
E	591	0,2	194	0,61	41,0	0,570	0,75	0,77	0,61	0,17	0,015	0,010	0,0025	0,0026	0,89	1	0,61
E	87,3	0,2	194	0,61	41,0	0,570	5,1	4,6	---	---	---	---	---	---	0,89	---	---
E	37,3	0,2	195	0,61	41,0	0,571	12	11	---	---	---	---	---	---	0,89	---	---
T	∞	0,4	198	0,88	79,3	0,763	0,0	X	0,75	0,17	0,027	0,0071	0,042	0,0016	1,14	0,99	0,89
E	591	0,4	189	0,89	80,0	0,762	1,3	1,3	0,80	0,17	0,024	0,0059	0,0038	0,0020	1,10	1,0	0,89
E	87,3	0,4	188	0,88	80,0	0,766	8,6	8,5	---	---	---	---	---	---	1,10	---	---
E	37,3	0,4	189	0,87	80,0	0,772	20	19	---	---	---	---	---	---	1,10	---	---
T	∞	0,6	185	0,98	111	0,946	0,0	X	0,94	0,14	0,029	0,0065	0,034	0,0022	1,29	0,99	1,00
E	591	0,6	172	0,98	109	0,938	1,8	1,9	1,0	0,13	0,029	0,0039	0,023	0,0016	1,24	1,0	0,98
E	87,3	0,6	174	0,99	111	0,950	12	12	---	---	---	---	---	---	1,24	---	---
E	37,3	0,6	175	0,98	112	0,960	28	26	---	---	---	---	---	---	1,24	---	---
T	∞	0,8	152	0,92	122	1,11	0,0	X	1,1	0,11	0,026	0,0076	0,0027	0,0017	1,41	0,99	0,93
E	591	0,8	138	0,92	120	1,10	2,6	2,7	1,2	0,080	0,030	0,0067	0,0020	0,0013	1,40	1	0,92
E	87,3	0,8	143	0,94	125	1,12	17	17	---	---	---	---	---	---	1,40	---	---
E	37,3	0,8	147	0,95	127	1,13	41	36	---	---	---	---	---	---	1,49	---	---

a = 2,0 V_{ef} = 118,5V L = 0,28H Q = 23,9 C₁ = 6,2μF

Tabela 4.6 Influência do capacitor de filtro C_2

Teórico/ Exp.	C_2 (μF)	IOC (A)	VCC (V)	FP	POT (W)	Ief (A)	DVCC% Teór.	DVCC% Exp.	IHL (A)	IH3/IHL	IH5/IHL	IH7/IHL	IH9/IHL	IHL/IHL	IMAX (A)	FD	COFL
T	∞	0,0	174	0	0	0,05	0,0	X	0,05	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,07	1,0	0,0
E	591	0,0	182	0	0	0,04	0,0	0	---	---	---	---	---	---	0,06	---	---
T	∞	0,2	131	0,86	26,2	0,256	0,0	---	0,22	0,53	0,17	0,072	0,031	0,015	0,40	0,87	0,99
E	591	0,2	127	0,86	26,5	0,261	0,63	0,69	0,24	0,51	0,15	0,060	0,031	0,013	0,44	0,86	1,00
E	87,3	0,2	127	0,85	26,5	0,263	4,2	4,7	---	---	---	---	---	---	0,44	---	---
E	37,3	0,2	128	0,85	27,0	0,267	10	10	---	---	---	---	---	---	0,44	---	---
T	∞	0,4	125	0,91	50,1	0,464	0,0	---	0,45	0,25	0,084	0,038	0,020	0,011	0,67	0,96	0,95
E	591	0,4	119	0,90	50,0	0,468	1,0	1,1	0,47	0,25	0,069	0,045	0,018	0,010	0,67	1,00	0,90
E	87,3	0,4	121	0,91	50,5	0,467	6,8	6,9	---	---	---	---	---	---	0,72	---	---
E	37,3	0,4	122	0,92	51,0	0,470	16	16	---	---	---	---	---	---	0,70	---	---
T	∞	0,6	112	0,83	67,0	0,680	0,0	X	0,67	0,15	0,052	0,025	0,013	0,0077	0,97	0,98	0,85
E	591	0,6	107	0,84	68,0	0,684	1,6	1,7	0,69	0,15	0,045	0,022	0,011	0,0070	0,99	1,0	0,84
E	87,3	0,6	109	0,86	70,0	0,686	11	11	---	---	---	---	---	---	1,0	---	---
E	37,3	0,6	111	0,88	72,0	0,690	26	33	---	---	---	---	---	---	1,0	---	---
T	∞	0,8	87,8	0,65	70,0	0,900	0,0	---	0,89	0,090	0,031	0,015	0,0085	0,0052	1,26	0,99	0,66
E	591	0,8	82,3	0,67	72,0	0,902	2,7	2,8	0,94	0,077	0,031	0,011	0,0072	0,0050	1,24	0,99	0,68
E	87,3	0,8	87,3	0,70	76,0	0,914	19	17	---	---	---	---	---	---	1,30	---	---
E	37,3	0,8	92,0	0,75	81,0	0,910	43	37	---	---	---	---	---	---	1,30	---	---

a = 5; Vef = 118,5V; L = 0,28H; Q = 23,9; $C_1 = 0,992\mu F$

Tabela 4.7 Influência do capacitor de filtro C₂

Teórico/ Exp.	C ₂ (μF)	ICC (A)	VCC (V)	FP	POT (W)	I _{ef} (A)	DVCC% Teór.	DVCC% Exp.	I _{H1} (A)	I _{H3/I_{H1}}	I _{H5/I_{H1}}	I _{H7/I_{H1}}	I _{H9/I_{H1}}	I _{H11/I_{H1}}	I _{MAX} (A)	FD	COFL
T	∞	0,0	169	0,0	0,0	0,011	0,0	X	0,011	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,016	1,0	0,0
E	591	0,0	168	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	---	---	---	---	---	---	0,0	---	---
T	∞	0,2	126	0,82	25,2	0,260	0,0	X	0,24	0,35	0,13	0,11	0,080	0,050	0,44	0,93	0,88
E	591	0,2	123	0,84	26,2	0,262	0,82	0,81	0,26	0,37	0,12	0,080	0,070	0,053	0,46	0,99	0,85
E	87,3	0,2	125	0,83	26,2	0,265	5,6	5,4	---	---	---	---	---	---	0,47	---	---
E	37,3	0,2	129	0,84	26,2	0,262	13	12	---	---	---	---	---	---	0,48	---	---
T	∞	0,4	110	0,79	44,1	0,466	0,0	X	0,45	0,23	0,080	0,039	0,023	0,015	0,73	1	0,82
E	591	0,4	106	0,79	44,5	0,474	1,4	1,5	0,48	0,22	0,064	0,036	0,022	0,013	0,74	1	0,79
E	87,3	0,4	107	0,79	45,0	0,479	9,2	9,3	---	---	---	---	---	---	0,76	---	---
E	37,3	0,4	109	0,82	47,0	0,486	22	22	---	---	---	---	---	---	0,80	---	---
T	∞	0,6	97,3	0,72	58,2	0,680	0,0		0,67	0,13	0,048	0,024	0,014	0,0093	0,99	0,98	0,74
E	591	0,6	92,6	0,72	60,0	0,698	2,0	2,0	0,71	0,12	0,040	0,020	0,012	0,0090	1,05	0,99	0,73
E	87,3	0,6	94,6	0,75	61,5	0,690	14	15	---	---	---	---	---	---	1,05	---	---
E	37,3	0,6	98,0	0,78	64,0	0,690	32	31	---	---	---	---	---	---	1,05	---	---
T	∞	0,8	74,6	0,56	59,6	0,890	0,0	X	0,89	0,078	0,028	0,014	0,0080	0,0056	1,28	0,99	0,56
E	591	0,8	70,4	0,58	62,0	0,898	3,3	3,4	0,94	0,069	0,028	0,015	0,0072	0,0050	1,27	1	0,58
E	87,3	0,8	73,9	0,62	66,0	0,902	22	22	---	---	---	---	---	---	1,3	---	---
E	37,3	0,8	79,0	0,67	72,0	0,910	52	46	---	---	---	---	---	---	1,3	---	---

a = 10; V_{ef} = 118,5V; L = 0,28H; C₁ = 0,248μF; Q = 23,9.

Tabela 4.8 Influência do capacitor de filtro C_2

Teórico/ Exp.	C_2 (μF)	ICC (A)	VCC (V)	FP	POT (W)	Ief (A)	DVCC% Teór.	DVCC% Exp.	IHL (A)	IH3/IHL	IH5/IHL	IH7/IHL	IH9/IHL	IHL/IHL	I _{MAX} (A)	FD	COFL
T	∞	0,0	168	0,0	0,0	0,0	0,0	X	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	1,0	0,0
E	591	0,0	165	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	---	---	---	---	---	---	---	---
T	∞	0,2	121	0,76	24,1	0,265	0,0	X	0,25	0,35	0,094	0,046	0,031	0,026	0,46	0,93	0,82
E	591	0,2	119	0,78	25,0	0,270	0,93	0,92	0,27	0,32	0,081	0,035	0,028	0,023	0,48	1,0	0,78
E	87,3	0,2	121	0,78	25,0	0,272	6,3	6,1	---	---	---	---	---	---	0,50	---	---
T	∞	0,4	104	0,73	41,5	0,478	0,0	X	0,47	0,21	0,074	0,038	0,023	0,015	0,75	0,97	0,75
E	591	0,4	100	0,73	42,5	0,486	1,6	1,7	0,51	0,19	0,059	0,033	0,020	0,016	0,76	1,0	0,73
E	87,3	0,4	100	0,73	43,0	0,494	11	11	---	---	---	---	---	---	0,80	---	---
T	∞	0,6	91,0	0,67	54,5	0,683	0,0	X	0,68	0,13	0,045	0,023	0,014	0,0092	1,0	0,99	0,68
E	591	0,6	87,0	0,69	56,0	0,686	2,2	2,3	0,73	0,13	0,036	0,019	0,023	0,0087	1,0	1,0	0,69
E	87,3	0,6	89,3	0,70	58,0	0,694	15	16	---	---	---	---	---	---	1,0	---	---
T	∞	0,8	68,7	0,52	54,8	0,890	0,0	X	0,89	0,072	0,026	0,013	0,0079	0,0053	1,29	0,99	0,52
E	591	0,8	65,3	0,54	56,5	0,906	3,6	3,8	0,94	0,066	0,019	0,010	0,0067	0,010	1,30	1,00	0,54
E	87,3	0,8	69,3	0,58	62,0	0,904	25	22	---	---	---	---	---	---	1,35	---	---

$a = 20;$ $V_{ef} = 118,5V;$ $L = 0,28H;$ $Q = 23,9;$ $C_1 = 62nF$

4.1.3.2 Verificação da influência do valor do fator de mérito do indutor

As tabelas 4.9 a 4.12 comparam os resultados teóricos com os experimentos, para diversos valores de ICC e do fator de mérito Q do indutor.

O capacitor de filtro ficou fixo em $C_2 = 591\mu\text{F}$. Para este caso, também não se mediu o espectro de frequências da corrente de entrada. Isto é justificado, pela semelhança entre as formas de onda obtidas com a variação de Q (ou da variação de C_2 no item anterior), e pelas dificuldades experimentais de medida do espectro (vide item 4.1.4).

4.1.3.3 Apresentação dos desvios percentuais médios

Visando não congestionar as tabelas dos itens 4.1.3.1 e 4.1.3.2, optou-se pela apresentação em separado dos valores dos desvios experimentais.

Define-se "desvio percentual médio de um parâmetro, para uma dada relação Wd/W ", como sendo a média aritmética dos desvios percentuais absolutos deste parâmetro para as várias correntes da carga medidas.

São apresentadas três tabelas de desvios:

- Tabela 4.13: apresenta a média dos desvios percentuais absolutos entre os valores experimentais obtidos com $C_2 = 591\mu\text{F}$, $Q = 23,9$; e os teóricos;
- Tabela 4.14: apresenta a média dos desvios percentuais absolutos entre os valores experimentais com $C_2 = 87,3\mu\text{F}$, $C_2 = 37,3\mu\text{F}$; e os valores com $C_2 = 591\mu\text{F}$. O fator de mérito foi mantido em 23,9.

Tabela 4.10 Influência do fator de mérito (Q) do indutor - para: a = 1,5 e a = 2 (C2 = 591µF e L = 0,28H)

Teórico/ Exp.	Q	a = 1,5 Vef = 118,5V C ₁ = 11,02µF						a = 2 Vef = 118,5V C ₁ = 6,2µF							
		ICC (A)	VCC (V)	FP	POT (W)	Ief (A)	DVCC%	IMAX (A)	ICC (A)	VCC (V)	FP	POT (W)	Ief (A)	DVCC%	IMAX (A)
T	∞	0,0	302	0	0	0,90	0	1,3	0,0	223	0,0	0	0,374	0,0	0,53
E	23,9	0,0	303	0,036	4	0,93	0	1,3	0,0	220	0,022	1,0	0,380	0,0	0,54
E	10,0	0,0	304	0,077	9	0,98	0	1,4	0,0	222	0,022	1,0	0,377	0,0	0,54
E	5,0	0,0	300	0,15	17	0,96	0	1,4	0,0	221	0,056	2,5	0,375	0,0	0,53
T	∞	0,2	289	0,44	59	1,09	0,67	1,6	0,2	201	0,57	40,6	0,568	0,75	0,90
E	23,9	0,2	284	0,48	64	1,11	0,63	1,6	0,2	194	0,61	41,0	0,570	0,77	0,89
E	10,0	0,2	278	0,53	69	1,09	0,66	1,6	0,2	194	0,64	42,5	0,564	0,72	0,86
E	5,0	0,2	261	0,60	74	1,04	0,71	1,5	0,2	189	0,67	44,0	0,550	0,75	0,82
T	∞	0,4	285	0,74	115	1,30	1,2	2,0	0,4	198	0,88	79,3	0,763	1,3	1,1
E	23,9	0,4	273	0,78	120	1,31	1,2	1,9	0,4	189	0,89	80,0	0,762	1,3	1,1
E	10,0	0,4	263	0,82	122	1,26	1,2	1,8	0,4	186	0,91	81,0	0,752	1,3	1,0
E	5,0	0,4	235	0,89	124	1,18	1,3	1,7	0,4	173	0,94	81,0	0,728	1,3	1,0
T	∞	0,6	269	0,93	161	1,46	1,7	2,2	0,6	185	0,98	111	0,946	1,8	1,3
E	23,9	0,6	253	0,96	164	1,45	1,7	2,1	0,6	172	0,98	109	0,938	1,9	1,3
E	10,0	0,6	233	0,98	160	1,38	1,8	1,9	0,6	165	1,00	110	0,930	1,9	1,2
E	5,0	0,6	192	0,99	148	1,25	2,1	1,7	0,6	147	1,00	106	0,896	2,0	1,1
T	∞	0,8	228	0,99	182	1,55	2,4	2,1	0,8	152	0,92	122	1,11	2,6	1,4
E	23,9	0,8	200	0,99	175	1,49	2,5	2,1	0,8	138	0,92	120	1,10	2,7	1,4
E	10,0	0,8	169	0,93	155	1,40	2,8	1,8	0,8	127	0,90	115	1,08	2,8	1,3
E	5,0	0,8	119	0,85	125	1,24	3,7	1,6	0,8	100	0,83	102	1,04	3,4	1,3

Tabela 4.11 Influência do fator de mérito (Q) do indutor - Para: a = 5 e a = 10 (C₂ = 591μF e L = 0,28H)

Teórico/ Exp.	Q	a = 5 Vef = 118,5V C ₁ = 0,992μF						a = 10 Vef = 118,5V C ₁ = 0,248μF							
		ICC (A)	VCC (V)	FP (W)	POT (W)	Ief (A)	DVCC%	IMAX (A)	ICC (A)	VCC (V)	FP (W)	POT (W)	Ief (A)	DVCC%	IMAX (A)
T	∞	0,0	174	0	0	0,05	0	0,07	0,0	169	0	0	0,011	0	0,016
E	23,9	0,0	182	0	0	0,04	0	0,06	0,0	168	0	0	0,00	0	0,0
E	10,0	0,0	181	0	0	0,04	0	0,06	0,0	169	0	0	0,00	0	0,0
E	5,0	0,0	178	0	0	0,04	0	0,06	0,0	169	0	0	0,00	0	0,0
T	∞	0,2	131	0,86	26,2	0,256	0,63	0,40	0,2	126	0,82	25	0,260	0,82	0,44
E	23,9	0,2	127	0,86	26,5	0,261	0,69	0,44	0,2	123	0,84	26	0,262	0,81	0,46
E	10,0	0,2	127	0,86	26,5	0,261	0,66	0,40	0,2	123	0,83	26	0,263	0,81	0,43
E	5,0	0,2	125	0,87	27,0	0,261	0,67	0,40	0,2	122	0,84	26	0,261	0,82	0,42
T	∞	0,4	125	0,91	50,1	0,464	1,0	0,67	0,4	110	0,79	44	0,466	1,4	0,73
E	23,9	0,4	119	0,90	50,0	0,468	1,1	0,67	0,4	106	0,79	44	0,474	1,5	0,74
E	10,0	0,4	119	0,91	51,0	0,472	1,1	0,66	0,4	105	0,80	45	0,472	1,4	0,70
E	5,0	0,4	114	0,92	51,0	0,470	1,1	0,66	0,4	100	0,87	49	0,474	1,5	0,70
T	∞	0,6	112	0,83	67,0	0,680	1,6	0,97	0,6	97	0,72	58	0,680	2,0	0,99
E	23,9	0,6	107	0,84	68,0	0,684	1,7	0,99	0,6	93	0,72	60	0,698	2,0	1,1
E	10,0	0,6	103	0,84	68,0	0,686	1,8	0,94	0,6	90	0,74	60	0,680	2,1	0,94
E	5,0	0,6	95	0,84	68,0	0,684	2,0	0,92	0,6	84	0,76	61	0,680	2,1	0,94
T	∞	0,8	88	0,65	70,0	0,900	2,7	1,3	0,8	75	0,56	60	0,890	3,3	1,3
E	23,9	0,8	82	0,67	72,0	0,902	2,8	1,2	0,8	70	0,58	62	0,898	3,4	1,3
E	10,0	0,8	76	0,66	71,0	0,906	3,0	1,2	0,8	64	0,59	62	0,890	3,6	1,2
E	5,0	0,8	67	0,66	71,0	0,912	3,4	1,2	0,8	57	0,59	64	0,910	4,1	1,2

Tabela 4.12 Influência do fator de mérito (Q) do indutor
 Com: $a = 20$ $C_2 = 591 \mu\text{F}$ e $L = 0,28 \text{ H}$

Teórico/ Experimental	Q	$a = 20$		$V_{\text{ef}} = 118,5 \text{ V}$			$C_1 = 62 \mu\text{F}$	
		ICC (A)	VCC (V)	FP	POT (W)	I _{ef} (A)	DVCC%	IMAX (A)
T	∞	0,0	168	0	0	0	0	0
E	23,9	0,0	165	0	0	0	0	0
E	10,0	0,0	166	0	0	0	0	0
E	5,0	0,0	165	0	0	0	0	0
T	∞	0,2	121	0,76	24,1	0,265	0,93	0,46
E	23,9	0,2	119	0,78	25,0	0,270	0,92	0,48
E	10,0	0,2	119	0,79	25,0	0,268	0,93	0,48
E	5,0	0,2	116	0,80	25,5	0,270	0,95	0,47
T	∞	0,4	104	0,73	41,5	0,478	1,6	0,75
E	23,9	0,4	100	0,73	42,5	0,486	1,7	0,76
E	10,0	0,4	99	0,75	43,0	0,482	1,6	0,72
E	5,0	0,4	95	0,75	43,0	0,482	1,7	0,74
T	∞	0,6	91	0,67	54,5	0,683	2,2	1,0
E	23,9	0,6	87	0,69	56,0	0,686	2,3	1,0
E	10,0	0,6	85	0,70	57,0	0,688	2,3	0,96
E	5,0	0,6	81	0,72	58,0	0,680	2,4	0,96
T	∞	0,8	69	0,52	54,8	0,890	3,6	1,3
E	23,9	0,8	65	0,54	56,5	0,906	3,8	1,3
E	10,0	0,8	60	0,57	61,0	0,908	4,4	1,2
E	5,0	0,8	54	0,54	58,0	0,900	4,0	1,2

Tabela 4.13 Desvio percentual médio entre os valores experimentais com $C2 = 591\mu F$ e $Q = 23,9$ e os valores teóricos

a = Wd/W	VCC	FP	POT	Ief	IHL	IH3/IHL	IH5/IHL	IH7/IHL	IH9/IHL	IHL1/IHL	IMAX	FD	IMAX
1,05	73	87	91	34	--	----	----	----	----	----	34	----	----
1,2	3,1	7,0	12	7,3	5,9	6,4	17	----	----	----	4,8	0,0	14
1,5	6,8	4,4	4,6	1,8	3,1	12	31	12	36	15	2,0	0,5	4,4
2,0	5,1	2,0	1,3	0,55	7,8	8,5	13	25	24	32	2,3	1,2	2,1
5,0	4,6	1,1	1,4	1,0	5,5	4,5	11	18	10	6,3	3,4	1,9	2,1
10	3,4	1,5	3,0	1,5	6,6	7,8	11	15	9,0	7,3	3,2	2,1	3,0
20	3,3	2,3	3,0	1,5	7,3	6,6	20	19	29	7,6	1,6	3,1	3,2

Tabela 4.14 Desvio porcentual médio entre os valores experimentaiscom: Relação A- $C_2 = 87,3\mu\text{F}$ e $C_2 = 591\mu\text{F}$ Relação B- $C_2 = 37,3\mu\text{F}$ e $C_2 = 591\mu\text{F}$ (Influência de C_2)

a = Wd/W	Relação	VCC	FP	POT	I _{ef}	IMAX
1,05	A	---	---	---	---	---
1,05	B	6,2	3,3	9,3	3,0	6,0
1,2	A	1,6	2,1	1,5	3,6	0,0
1,2	B	3,3	2,4	4,4	5,4	2,6
1,5	A	1,3	.82	.85	.85	2,2
1,5	B	2,3	1,4	1,7	2,6	3,3
2,0	A	1,3	1,1	1,5	.90	0,0
2,0	B	3,9	3,1	2,4	1,7	1,6
5,0	A	2,4	2,3	2,4	.64	3,3
5,0	B	4,7	4,8	5,4	1,1	2,6
10	A	2,4	3,1	2,5	2,7	1,8
10	B	6,4	6,8	7,1	3,0	3,7
20	A	2,6	2,5	3,6	.93	3,3
20	B	---	---	---	---	---

Tabela 4.15 Desvio porcentual médio entre os valores da ondulação da tensão de saída

C_2 (μF) \diagdown wd/w	1,05	1,2	1,5	2,0	5,0	10	20
591	72	8,6	2,6	3,0	7,4	2,8	4,3
87,3	--	1,8	5,1	2,8	5,6	5,4	5,5
37,3	43	4,9	15	8,1	10	5,4	---

8
/

Tabela 4.16 Desvio porcentual médio entre os valores experimentais

Com: Relação A- Q = 10 e Q = 23,9

Relação B- Q = 5 e Q = 23,9

(C₂ = 591µF)

(Influência de Q)

Wd/W	Relação	VCC	FP	POT	Ief	DVCC%	IMAX
1,05	A	38	12	30	33	40	40
1,05	B	59	30	53	59	150	62
1,2	A	16	13	15	12	14	18
1,2	B	38	31	31	25	47	35
1,5	A	8,4	2,8	5,7	4,1	5,7	7,2
1,5	B	21	14	14	12	21	15
2,0	A	3,4	2,8	2,5	1,2	2,6	7,1
2,0	B	13	6,8	6,6	4,5	8,4	10
5,0	A	2,8	.65	.85	.40	4,3	3,9
5,0	B	8,7	.85	1,3	.38	10	4,1
10	A	3,7	1,8	.58	1,1	4,4	6,6
10	B	8,7	4,0	4,0	1,1	6,8	7,2
20	A	2,8	2,7	2,7	.52	5,8	3,7
20	B	7,9	2,4	2,4	2,0	3,2	4,1

- Tabela 4.15: apresenta a média dos desvios percentuais absolutos entre os valores experimentais da ondulação da tensão de saída para $C_2 = 591; 87,3$ e $37,3\mu F$, e os correspondentes valores teóricos.
- Tabela 4.16: apresenta a média dos desvios percentuais absolutos entre os valores experimentais com $Q = 10$, $Q = 5$, e os valores com $Q = 23,9$. O capacitor de filtro C_2 ficou fixo em $591\mu F$. (Foram desconsiderados na média, os valores com $ICC = 0$, por serem em alguns casos muito discrepantes com relação aos demais, com $ICC \neq 0$, nada acrescentando na avaliação do comportamento dos desvios).

4.1.4 Comentários

A tabela 4.13 apresenta os desvios médios entre os valores experimentais e teóricos, utilizando-se $C_2 = 591\mu F$ e $Q = 23,9$. Excetuando-se $a = 1,05$ e $a = 1,2$, e os harmônicos da corrente, tem-se para os demais valores, desvios que ficam na faixa dos 3%. São desvios bastante aceitáveis para projeto.

Os altos desvios nos componentes do espectro harmônico se devem ao método de medida empregado. Na falta de equipamento apropriado construíram-se seis filtros de segunda ordem do tipo passa-banda. Estes foram ajustados para 60, 180, 300, 420, 540 e 660 Hz, com banda passante de 6 Hz (Anexo 5). A banda de 6 Hz é muito larga, em especial para as frequências mais altas, obtendo-se na saída de um dado filtro, contribuições de outras harmônicas. A diminuição da banda passante exige que seja utilizado um filtro mais elaborado, fugindo assim do objetivo deste trabalho.

Os altos desvios para $a = 1,05$ e $1,2$ se devem à baixa impedância oferecida por L e C_1 , ficando da ordem de grandeza da resistência série do indutor L .

A tabela 4.14 mostra a influência do capacitor de filtro C_2 nos demais parâmetros. Para $C_2 = 591\mu\text{F}$ a ondulação é da ordem de 3% da tensão de saída. Passando-se para $C_2 = 87,3\mu\text{F}$ ($\text{DVCC}\% \sim 20\%$), os desvios dos parâmetros com relação aos correspondentes a $C_2 = 591\mu\text{F}$ permanecem baixos, da ordem de 2% em média. Passando-se para $C_2 = 37,3\mu\text{F}$ ($\text{DVCC}\% \sim 45\%$), os mesmos desvios passam a ser da ordem de 5%.

A tabela 4.15 mostra o desvio entre os valores experimentais e teóricos da ondulação porcentual da tensão de saída. Para $C_2 > 87,3\mu\text{F}$ e $a > 1,2$ os desvios ficam na média de 4%, o que é bastante aceitável, face à tolerância dos capacitores eletrolíticos existentes. Além disso, nesta faixa as demais variáveis sofrem pequenos desvios com relação aos valores teóricos, conforme exposto nos parágrafos anteriores.

A tabela 4.16 mostra a influência do fator de mérito nas demais variáveis, mantendo-se $C_2 = 591\mu\text{F}$. Para $a > 1,5$ a média dos desvios absolutos entre os resultados com $Q = 10$ e $Q = 23,9$ fica em torno de 2,5%. Já entre $Q = 5$ e $Q = 23,9$, vai para 5%.

Dos parágrafos anteriores e das tabelas 4.2 a 4.16, conclui-se que as curvas apresentadas no item 3.6 são satisfatórias para projeto (desvio $< 5\%$) quando:

- a é maior que 1.5
- com ondulação baixa, $\Delta\text{VCC}\% < 5\%$, admitem-se fatores de mérito a partir de $Q = 5$ ($Q > 5$)
- se o fator de mérito for maior que 20, admitem-se ondulações de até 30%.

Para valores fora desta faixa, ou necessitando-se de um projeto mais preciso, torna-se necessária a simulação do circuito completo. Esta, inclui as perdas no indutor, quedas de tensão nos diodos do

retificador, e C_2 com valor finito. Nestes casos, os gráficos tem sua utilidade na obtenção de um ante-projeto, e na orientação sobre a tendência de comportamento dos vários parâmetros.

Outra possibilidade, é a obtenção de conjuntos de gráficos para diversos valores de fator de mérito. O programa apresentado no item 3.5 permite a introdução do fator de mérito. Tais gráficos não foram apresentados neste trabalho para não sobrecarregá-lo em volume e pelo fato de que as curvas do item 3.6 são suficientes para os valores de Q e ondulação comumente utilizados.

Os gráficos de projeto (item 3.16), apresentam pontos de inflexão, para $a > 4$ com baixas correntes. Questionando-se a validade do método numérico para ICC baixos, foram feitas medidas experimentais adicionais nesta faixa.

A figura 4.2 mostra os gráficos teóricos da tensão de saída normalizada (b), e do fator de potência para $a = 5, 10$ e 20 , juntamente com os pontos experimentais.

Os pontos experimentais confirmam o gráfico teórico para baixas correntes.

4.2 Exemplos e sugestões para aplicações da fonte com LC na entrada

4.2.1 Fonte CC para carga fixa - aplicação em conversor eletrônico para lâmpadas fluorescentes

O projeto de uma fonte com carga fixa é apresentado a seguir. Este exemplo, consiste em uma fonte destinada a alimentar um inversor para lâmpadas fluorescentes³⁶, que deve satisfazer a:

- tensão de entrada. VEF = 220V

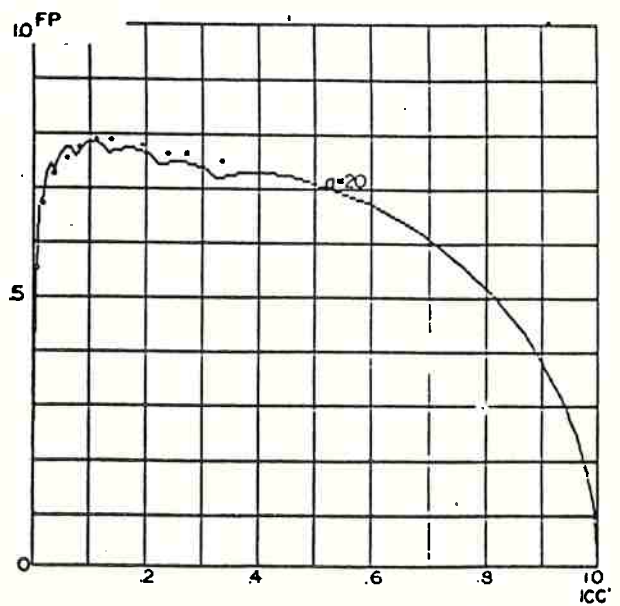
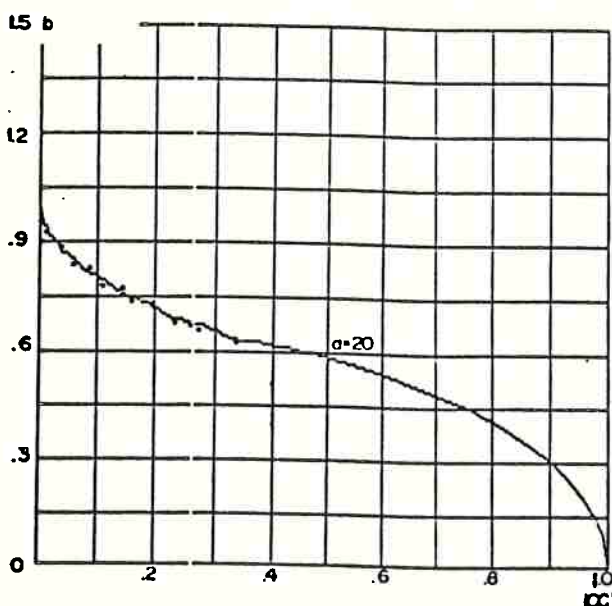
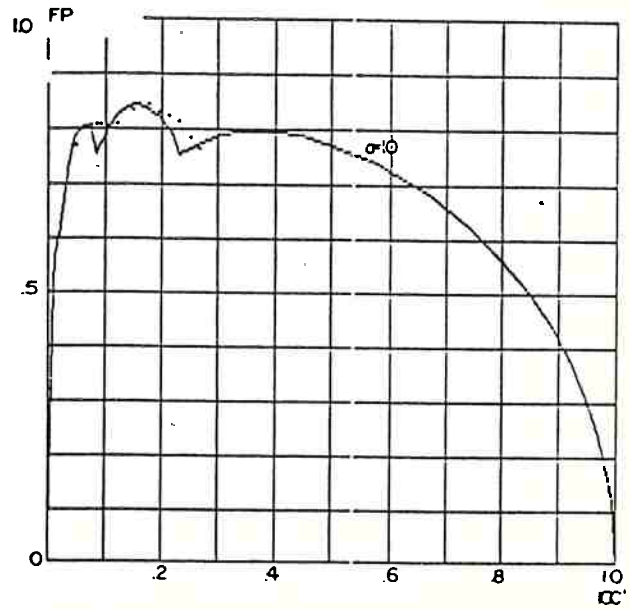
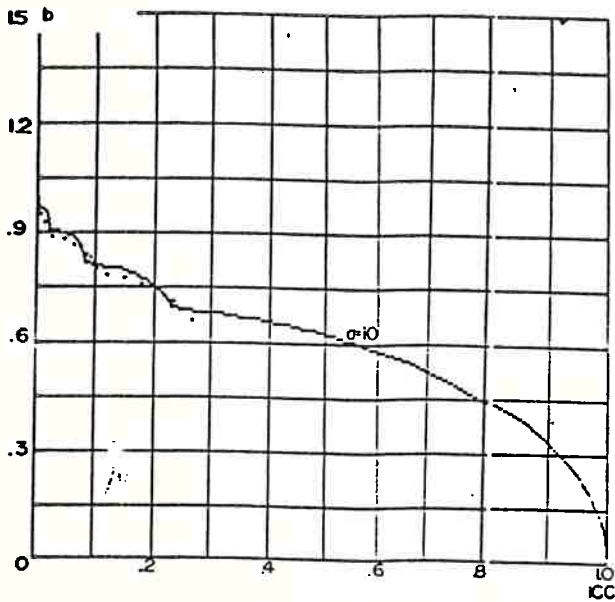
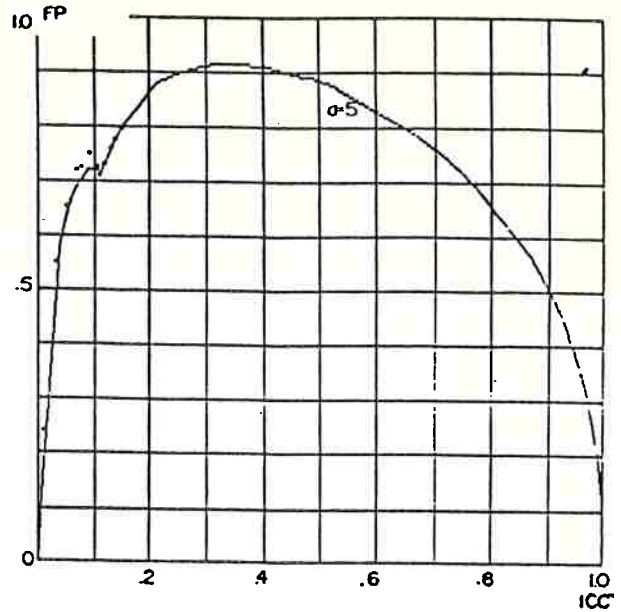
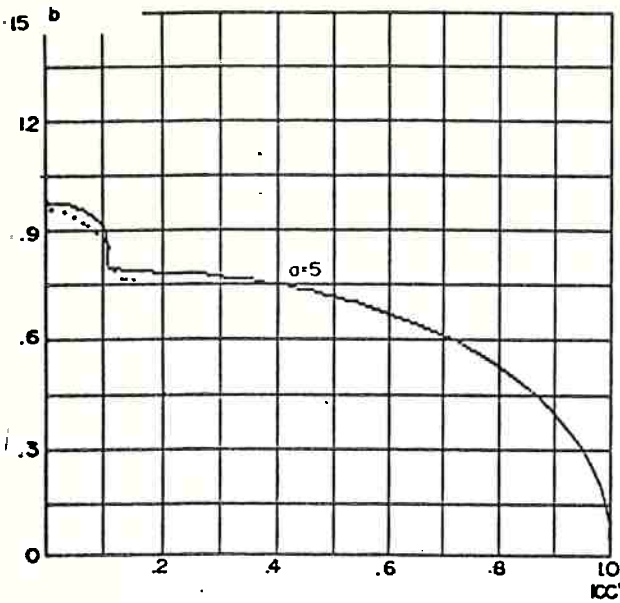


Figura 4.2 Verificação dos gráficos de projeto para $a = 5, 10$ e 20 , com baixos valores de ICC .

- tensão de saída: $270 < VCC < 300V$
- potência na saída: 78W
- ondulação da tensão de saída: $DVCC\% = 5\%$
- o espectro harmônico deve satisfazer à IEC-82³⁴
- indutor com $L = 0,67 H$ e $Q = 28$

O valor do indutor foi ditado pela necessidade de se ter o máximo valor de indutância, fixando-se as perdas e o volume do indutor.

- com $V_{ef} = 220V$: tem-se $V = 311V$
- para $270 < VCC < 300V$, obtêm-se: $0,87 < b < 0,96$
- para $P = 78W$ e $L = 0,67H$: $0,33 < ICC' < 0,37$.

O gráfico ($b \times ICC'$) da figura 3.11 mostra que a curva com $a = 3$ é a mais favorável.

Pelo gráfico ($POT' \times ICC'$) fixando-se $POT = 78W$ ($POT' = 0,204$) e $a = 3$ chega-se a $ICC' = 0,365$ e conseqüentemente $ICC = 0,286A$.

Fixando-se $DVCC\% = 5\%$, com $DV' = 0,162 \cdot 10^{-3}$ obtido da figura 3.11 chega-se a $C_2 = 48\mu F$. Utilizou-se $C_2 = 47\mu F$, obtendo-se $DVCC\%$ medido de 5%.

O capacitor C_1 , é calculado pela equação (4.2), obtendo-se $C_1 = 1,17\mu F$. Utilizou-se $C_1 = 1,2\mu F$.

Os fatores de potência teórico e experimental ficaram em 0,95.

A tensão de saída teórica resultou em 284V contra 280V da experimental.

A tabela 4.17 apresenta os conteúdos harmônicos teórico, experimental e os ditados pela norma IEC-82³⁴.

Tabela 4.17 Conteúdo harmônico da corrente na entrada do conversor para lâmpadas fluorescentes.

Harmônica	Teórico	Experimental	IEC-82
2	0,0	0	5%
3	27	20	26%
5	8,5	6	7%
7	2,0	2,2	4%
9	0,5	0,8	3%

Os valores medidos estão de acordo com a norma IEC-82, que diz respeito a conversores eletrônicos para lâmpadas fluorescentes.

Os valores da tabela 4.17 foram obtidos por Kaiser³⁶, utilizando-se de um sistema de aquisição de dados e de um microcomputador.

As limitações impostas pela IEC-82 são muito rigorosas, pois impõem um fator de deformação de 0,96. Estas limitações são contestadas por Kerscher e Klein³³.

4.2.2 Fonte de tensão com limitação estática de corrente, para carga variável

Para alguns casos, a carga é variável, ao contrário do caso do item 4.2.1. Neste caso, é necessário que se defina a faixa de variação da corrente de carga, para que se possa escolher uma relação "a" que satisfaça as condições de tensão e de fator de potência desejadas (vide figuras 3.11 e 3.12).

Se for necessário operar com uma curva que apresente baixo fator de potência (capacitivo, para baixas correntes), pode-se corrigi-lo

com o uso de um indutor em paralelo com a entrada do circuito retificador.

Os gráficos, do fator de defasagem, e do fator de deformação, permitem que se verifique se há ou não possibilidade de correção. Como o fator de potência (FP) é dado pelo produto dos fatores de defasagem (COF1) e de deformação (FD), o máximo valor corrigido de FP é FD.

Os gráficos de I_{H1}' e COF1, permitem o cálculo do indutor. Os novos valores de COF1, associados aos de FD (imutáveis) permitem que se obtenham os novos fatores de potência para a faixa de operação desejada.

Utilizando-se o parâmetro "a" entre 3 e 10, consegue-se fator de potência maior que 0,8 para uma faixa de variação de ICC, da ordem de $ICCMAX/2$. Isto torna dispensável em muitos casos, o uso de indutor de correção do fator de potência. É importante ressaltar, que a limitação de corrente tem característica estática, isto é, vale para variações lentas na carga. Para variações rápidas, deve-se levar em conta a contribuição do capacitor C_2 .

4.2.3 Fonte de corrente com limitação de tensão, para carga variável

Os gráficos para "a" menor que 2 mostram uma característica de fonte de corrente, limitada em tensão. Nesta região de operação, tem-se baixos fatores de potência (indutivos), devidos exclusivamente ao fator de deslocamento (COF1).

O fator de potência (FP), pode ser corrigido com o uso de um capacitor em paralelo com a entrada do circuito. Os gráficos de IEF' (ou então, o de POT), e o de FP permitem o cálculo do capacitor, as

sim como a verificação dos novos fatores de potência para toda a faixa de operação. Aqui também vale a observação do item 4.2.2, quanto à característica de limitação estática da corrente de saída.

4.3 Comentários finais sobre a ponte com LC na entrada

As aproximações feitas, isto é:

- valor do capacitor de filtro tendendo a infinito;
- indutor sem perdas e
- retificador sem perdas,

são bastante razoáveis para projeto (desvios menores que 5%), quando se trabalha com "a" maior que 1,5, aceitando-se:

- $Q > 5$, se $DVCC\% < 5\%$, ou
- $DVCC\% < 30\%$ se $Q > 20$.

A necessidade de valores mais precisos, ou então o projeto com parâmetros fora das condições dadas no parágrafo anterior, pode exigir a simulação do circuito completo. Nestes casos, levam-se em conta as perdas no indutor e no retificador, o valor do capacitor de filtro e o tipo de carga. Aqui, os gráficos serão utilizados para um ante-projeto, e para a orientação sobre a direção em que devem ser variados os parâmetros, visando a solução desejada.

O conjunto de gráficos apresentados, fornece uma visão geral e comparada, do comportamento das diversas variáveis, com a variação dos parâmetros.

A tarefa de otimização ou então a busca de uma solução, fica a cargo do usuário, conforme suas necessidades e restrições.

O retificador analisado é simples, robusto e confiável, conseguindo-se altos valores de fator de potência e rendimento, além de pro-

porcionar limitação de corrente (vide observação abaixo).

Os altos valores de L e de C_1 , constituem um bom filtro de linha de modo diferencial. Isto representa um ponto positivo quando o retificador alimenta algum conversor chaveado em alta frequência.

Como ponto negativo, tem-se em alguns casos o volume e o peso do retificador. A limitação de corrente proporcionada, tem característica estática, ou seja, só vale para variações lentas da carga. Para variações bruscas na carga deve-se considerar o efeito do capacitor de filtro. Apesar disto, o circuito apresentado é uma alternativa bastante viável, e portanto, a ser levada em conta quando se necessita um retificador monofásico com alto fator de potência, e potência consumida de até algumas unidades de kilowatts.

Para potências maiores torna-se interessante o uso de retificador trifásico para se evitar o desequilíbrio causado pelos monofásicos.

5. CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste trabalho foram apresentados os inconvenientes da utilização de retificadores monofásicos com baixo fator de potência devido à deformação da corrente de linha.

Foram descritos alguns circuitos que absorvem da linha correntes com baixo conteúdo harmônico. Entre eles, escolheu-se a fonte com LC na entrada para uma análise detalhada, pela inexistência de informações pertinentes na literatura disponível e pelo seu bom desempenho e simplicidade do circuito.

Mostrou-se que a fonte oferece algumas características interessantes, tais como:

- boa regulação da tensão de saída de VCC e bom fator de potência para amplas faixas de variação da corrente de carga;
- limitação estática da corrente de curto;
- bom rendimento;
- atuação como filtro de linha de modo diferencial.

As medidas experimentais validaram as hipóteses assumidas na equacionamento do circuito, para uma faixa de valores de ondulação da tensão de saída e do fator de mérito do indutor. A operação fora desta faixa é também considerada.

Sua simplicidade, baixos custo e volume e bom desempenho o tornam uma alternativa viável e atrativa quando comparada com as alternativas citadas no capítulo 2.

Não foram abordados neste trabalho, o comportamento transitório da fonte com LC na entrada, para variações de carga e de rede, nem o caso de fontes com LC na entrada, do tipo trifásicas. Sugerem-se estes dois tópicos para uma eventual continuidade deste trabalho.

ANEXO 1

DETERMINAÇÃO DA CORRENTE NO INDUTOR DURANTE O PERÍODO
DE CONDUÇÃO, E DA CORRENTE MÉDIA NA CARGA

Durante o período de condução da ponte retificadora, tem-se a topologia mostrada na figura 1.

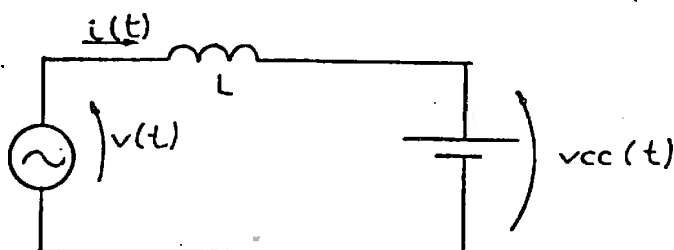


Figura 1 Topologia do circuito durante a condução do retificador.

As condições de contorno são:

- tensão de alimentação

$$v(t) = V \cdot \text{sen}(Wt + U) \quad (1)$$

- tensão no capacitor

$$v_c(t) = V_{CC}$$

- corrente inicial no indutor

$$i(0) = I_0 \quad (2)$$

A corrente do indutor é dada por:

$$\begin{aligned}
 i(t) &= I_0 + \frac{1}{L} \cdot \int_0^t (v(t) - v_c(t)) \cdot dt \\
 &= \frac{V \cdot \cos U}{WL} + I_0 - \frac{V \cdot \cos(Wt + U)}{WL} - \frac{V_{CC} \cdot t}{L}
 \end{aligned} \quad (3)$$

Para um intervalo de condução de valor t' , a corrente média em meio ciclo da frequência da rede é:

$$\begin{aligned}
 ICC &= 120 \cdot QR = 120 \int_0^{t'} i(t) \cdot dt = \\
 &= 120 \cdot \left[\frac{-V_{cc} \cdot t'^2}{2L} + \left(\frac{V}{\omega L} \cdot \cos U + I_0 \right) t' + \frac{V \cdot \text{sen} U}{\omega^2 L} - \frac{V \text{sen}(\omega t' + U)}{\omega^2 L} \right] \quad (4)
 \end{aligned}$$

ANEXO 2

DETERMINAÇÃO DA TENSÃO E CORRENTE NO CAPACITOR C_1 , DURANTE O
INTERVALO DE INVERSÃO DA TENSÃO EM C_1

Durante a inversão da tensão v_c , a ponte retificadora não está conduzindo, ficando o circuito resumido ao mostrado na figura 1.

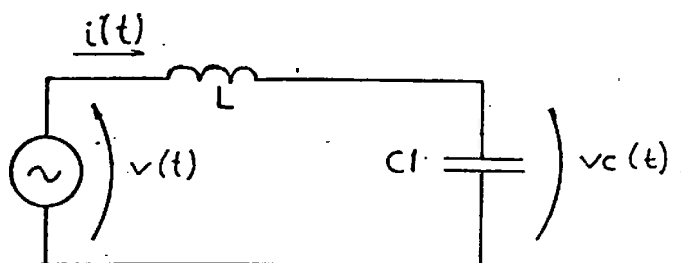


Figura 1 Topologia do circuito durante a inversão de v_c .

As condições de contorno são:

- tensão de alimentação:

$$v(t) = V \cdot \text{sen}(Wt + X) \quad (1)$$

- tensão inicial no capacitor

$$v_c(0) = VCC$$

- corrente inicial no indutor

$$i(0) = 0$$

A corrente no indutor será dada por:

$$i(t) = A_1 \cdot e^{s_1 \cdot t} + A_2 \cdot e^{s_2 \cdot t} + i_p(t) \quad (2)$$

A parcela $i_p(t)$, correspondente à resposta permanente é dada por:

$$i_p(t) = I \cdot \text{sen}(wt + X - Y) \quad (3)$$

onde:

$$Y = -\pi/2 \quad \text{P/} \quad 1/WC_1 > WL \quad (4)$$

$$\text{e } Y = \pi/2 \quad \text{P/} \quad 1/WC_1 < WL$$

e :

$$I = \frac{V}{\frac{|W^2 \cdot L \cdot C_1 - 1|}{W \cdot C_1}} \quad (5)$$

Resta agora a determinação dos fatores A_1 e A_2 .

A equação diferencial do circuito da figura 1 é dada por:

$$L \frac{di(t)}{dt} + \frac{1}{C_1} \int_0^t i(t) \cdot dt = v(t) - VCC \quad (6)$$

Para $t = 0$, de (2) temos:

$$0 = A_1 + A_2 + I \cdot \text{sen}(X - Y) \quad (7)$$

Derivando-se (2) em relação ao tempo:

$$\frac{di(t)}{dt} = A_1 \cdot s_1 \cdot e^{s_1 \cdot t} + A_2 \cdot s_2 \cdot e^{s_2 \cdot t} + W \cdot I \cdot \cos(Wt + X - Y) \quad (8)$$

Para $t = 0$, de (8) tem-se:

$$\frac{di(0)}{dt} = A_1 \cdot s_1 + A_2 \cdot s_2 + I \cdot W \cdot \cos(X - Y) \quad (9)$$

Para $t = 0$, de (6)

$$\frac{di(0)}{dt} = \frac{V \cdot \text{sen}X - VCC}{L} \quad (10)$$

Igualando-se (9) e (10), e rearranjando (7):

$$\begin{cases} A_1 s_1 + A_2 s_2 = \frac{V \cdot \text{sen} X - V_{CC}}{L} - I \cdot W \cdot \cos(X - Y) = G \\ A_1 + A_2 = -I \cdot \text{sen}(X - Y) = H \end{cases} \quad (11)$$

Do sistema de equações (11) calculam-se A_1 e A_2 que são complexos conjugados, pois $s_2 = s_1^* = j \cdot Wd$. "wd" é a frequência própria de L e C_1 , dada por:

$$wd = 1 / \sqrt{L \cdot C_1} \quad (12)$$

$$A_2 = A_1^* = \frac{H}{2} - j \cdot \frac{G}{2Wd} = \sqrt{\frac{H^2}{4} + \frac{G^2}{4 \cdot Wd^2}} \cdot \text{arctg}(-G/(Wd \cdot H)) \quad (13)$$

A resposta temporal completa $i(t)$ será:

$$i(t) = 2 \cdot \text{Re}(A_2 \cdot e^{s_2 t}) + i_p(t) = \text{Re}(2 \cdot A_2 \cdot e^{j \cdot Wd \cdot t}) + i_p(t) \quad (14)$$

sendo:

$$K = \sqrt{I^2 \cdot \text{sen}^2(X - Y) + \frac{1}{Wd^2} \cdot \left(\frac{V \cdot \text{sen} X - V_{CC} - I \cdot W \cdot \cos(X - Y)}{L} \right)^2} \quad (15)$$

Então:

$$i(t) = K \cdot \cos(Wd \cdot t + M) + \frac{V \cdot W \cdot C_1}{|W^2 \cdot L \cdot C_1 - 1|} \cdot \text{sen}(Wt + X - Y) \quad (16)$$

onde:

$$M = \text{arctg}(-G/(Wd \cdot H)) \quad (17)$$

A tensão no capacitor C_1 é dada por:

$$\begin{aligned} v_c(t) &= \frac{1}{C_1} \cdot \int_0^t i(t) dt + V_{CC} = \\ &= V_{CC} + \frac{1}{C_1} \left[\frac{K}{Wd} \cdot (\text{sen}(Wd \cdot t + M) - \text{sen} M) - \frac{I}{Wd} \cdot (\cos(Wt + X - Y) - \cos(X - Y)) \right] \end{aligned} \quad (18)$$

ANEXO 3

FLUXOGRAMAS DO PROGRAMA E DAS SUB-ROTINAS UTILIZADAS PARA A
OBTENÇÃO DOS PONTOS DOS GRÁFICOS1. Lista de variáveis internas ao programa

- $a = \omega d/W$: relação entre a frequência própria de L , C_1 e a frequência da rede
- $b = VCC/V$: relação entre a tensão contínua na saída, e a tensão de pico na entrada
- NARQ - nome do arquivo para armazenamento dos resultados
- BMUD - ponto de transição do ponto BETA 1 para BETA 2
- BETA 1 - passo para variação de b , para $b > BMUD$
- BETA 2 - passo para variação de b , para $b < BMUD$
- BMAX - máximo valor de "b" para dado "a"
- ICC' - relação entre a corrente na carga e a corrente de curto na saída
- ESP - variável de sinalização
 - ESP = 0 - durante a simulação
 - ESP = 1 - simulação terminada
 - ESP = 2 - idem a 1, sem ter obedecido ao critério de parada
- FD - fator de deformação
- FP - fator de potência
- COF1 - fator de defasagem
- IMAX' - valor de pico da corrente de entrada relativo a V/WL
- DV' - ondulação porcentual da tensão de saída, relativa a $1/(L.C_2)$

- I3, I5, I7, I9, I11 - relação entre a harmônica de ordem i e a fundamental da corrente de entrada
- IEF' - relação entre a corrente eficaz na entrada e $V/(W.L)$
- I1' - relação entre o valor eficaz da fundamental da corrente e $V/(W.L)$
- NP - número de passos da integração em um ciclo de rede
- N - contador de passos
- Q - fator de mérito do indutor
- RS = $1/Q$ - resistência interna do indutor (vide observações no item 3.6.2)
- L' = $1/W$ - indutância de entrada modificada
- C₁' - $1/a/a/377$ - capacitância de entrada modificada
- V' = 1 - tensão de pico na entrada, referida a V
- T - passo de integração
- IO, I₁ - correntes na entrada, relativas a $V/(WL)$
- POT' - potência na entrada relativa a $V^2/(WL)$
- IAX, IBX, IA_i, IB_i ($i = 1,3,5,7,9,11$) - variáveis auxiliares para o cálculo do conteúdo harmônico
- H - ordem do harmônico calculado
- IMED - corrente na saída calculada no ciclo anterior, relativa a $V/(WL)$
- QT - variação da carga em C₂, relativa a $V/(W.L)$
- VOLTA - se igual a 1, acabou a simulação, para uma dupla (a, b)
- IT2 - corrente mínima para o ciclo em processamento
- IT0 - idem para o ciclo anterior
- ITP - diferença entre IT0 e IT1
- Imin - corrente mínima na entrada, relativa a $V/(WL)$
- NINT - número de ciclos calculados.

2. Fluxogramas

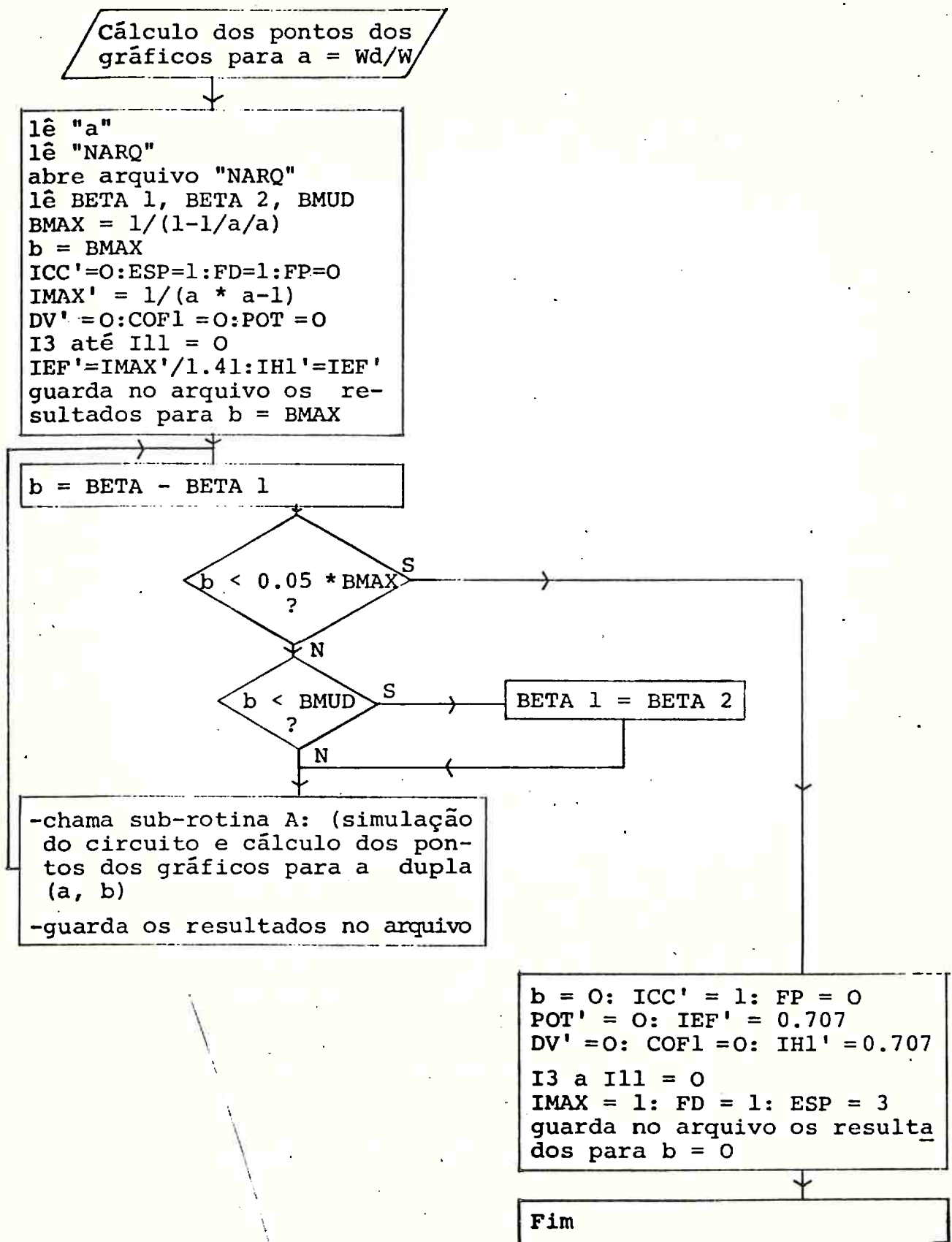
O fluxograma 1 refere-se ao programa principal. Para um dado valor de "a", varia "b" de 0 a BMAX, calcula o conjunto de variáveis correspondentes a cada par (a, b) e guarda-os no arquivo NARQ.

O fluxograma 2 refere-se as sub-rotinas A, B, C, D e E. A sub-rotina A é responsável pela simulação do circuito. As sub-rotinas B e C são responsáveis pela atualização das variáveis internas a cada passo do programa.

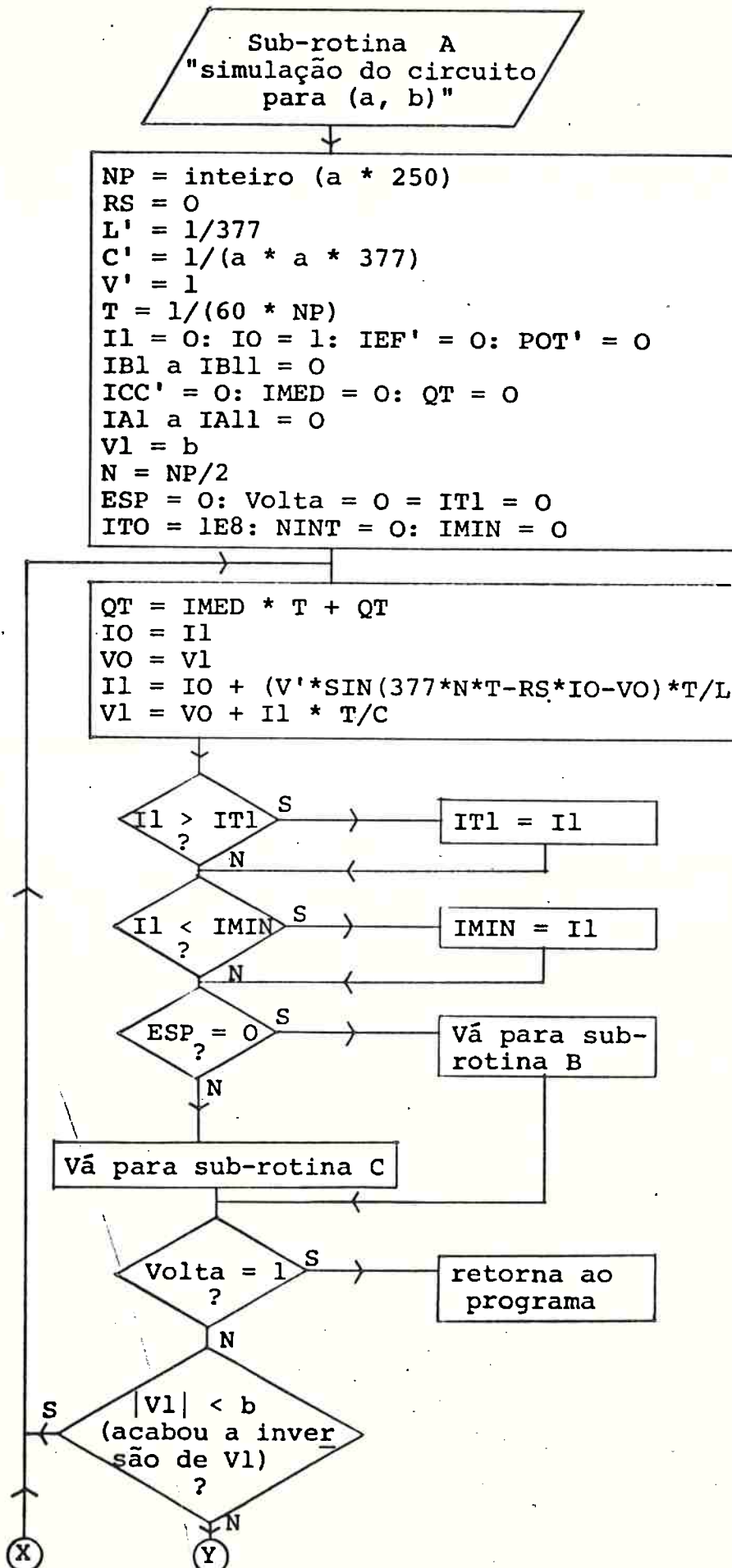
A sub-rotina B é utilizada até que se satisfaça um dos três cri-térios de parada apontados no item 3.5.1. Após isso, passa-se a utilizar a sub-rotina C, capaz de calcular as variáveis de saída do programa.

As sub-rotinas D e E são auxiliares na determinação do conteúdo harmônico.

FLUXOGRAMA 1

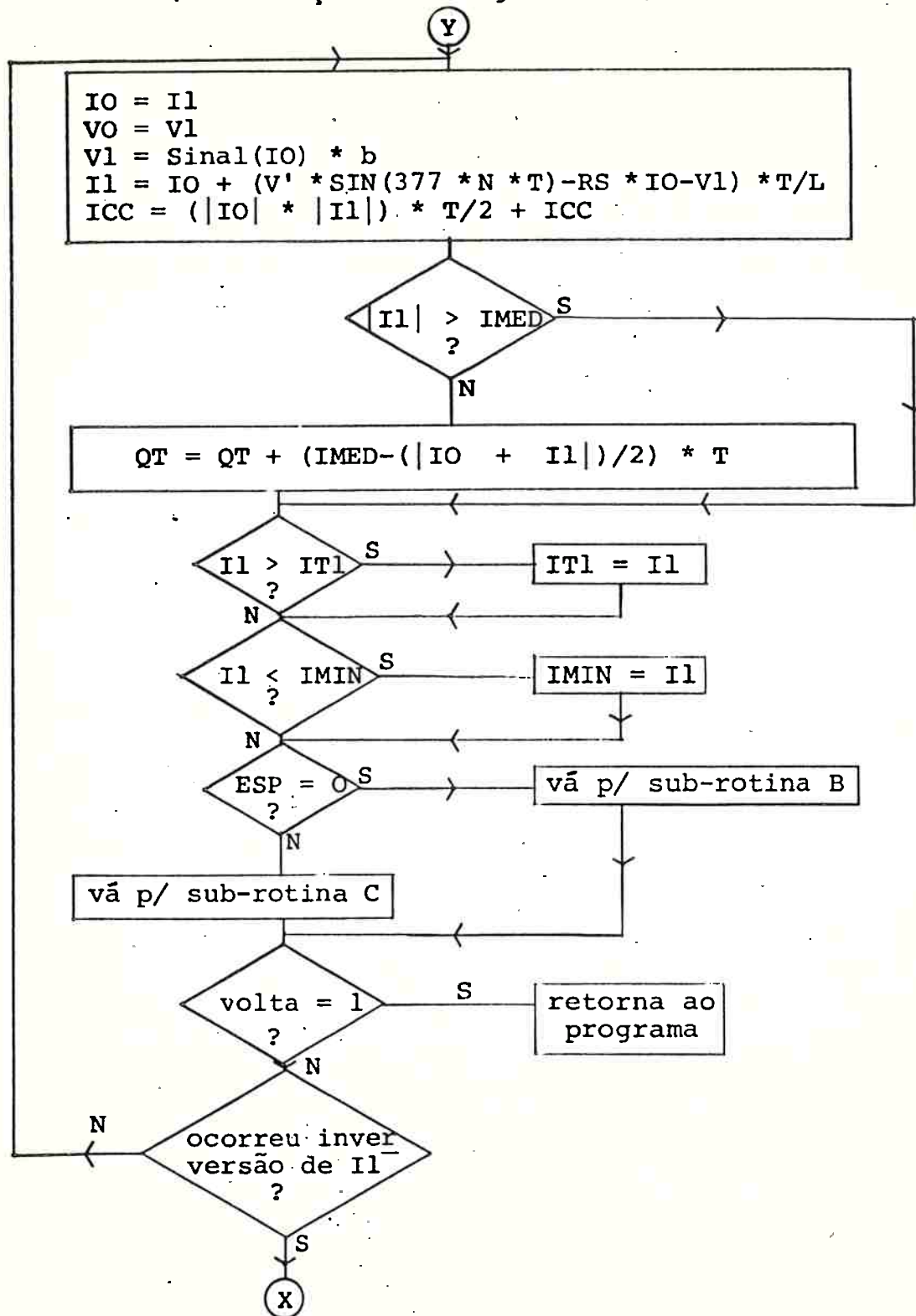


FLUXOGRAMA 2-A

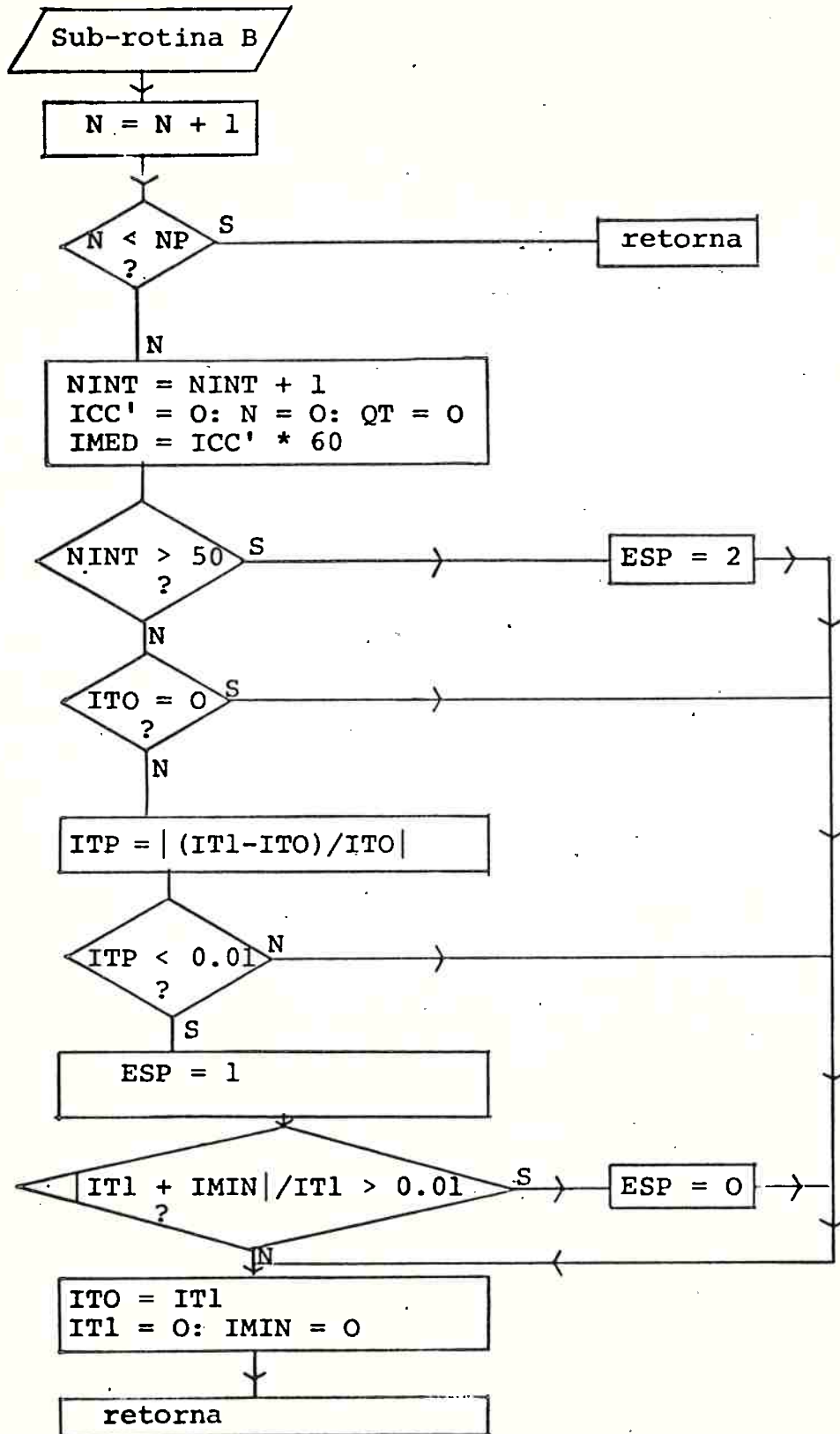


(Cont.)

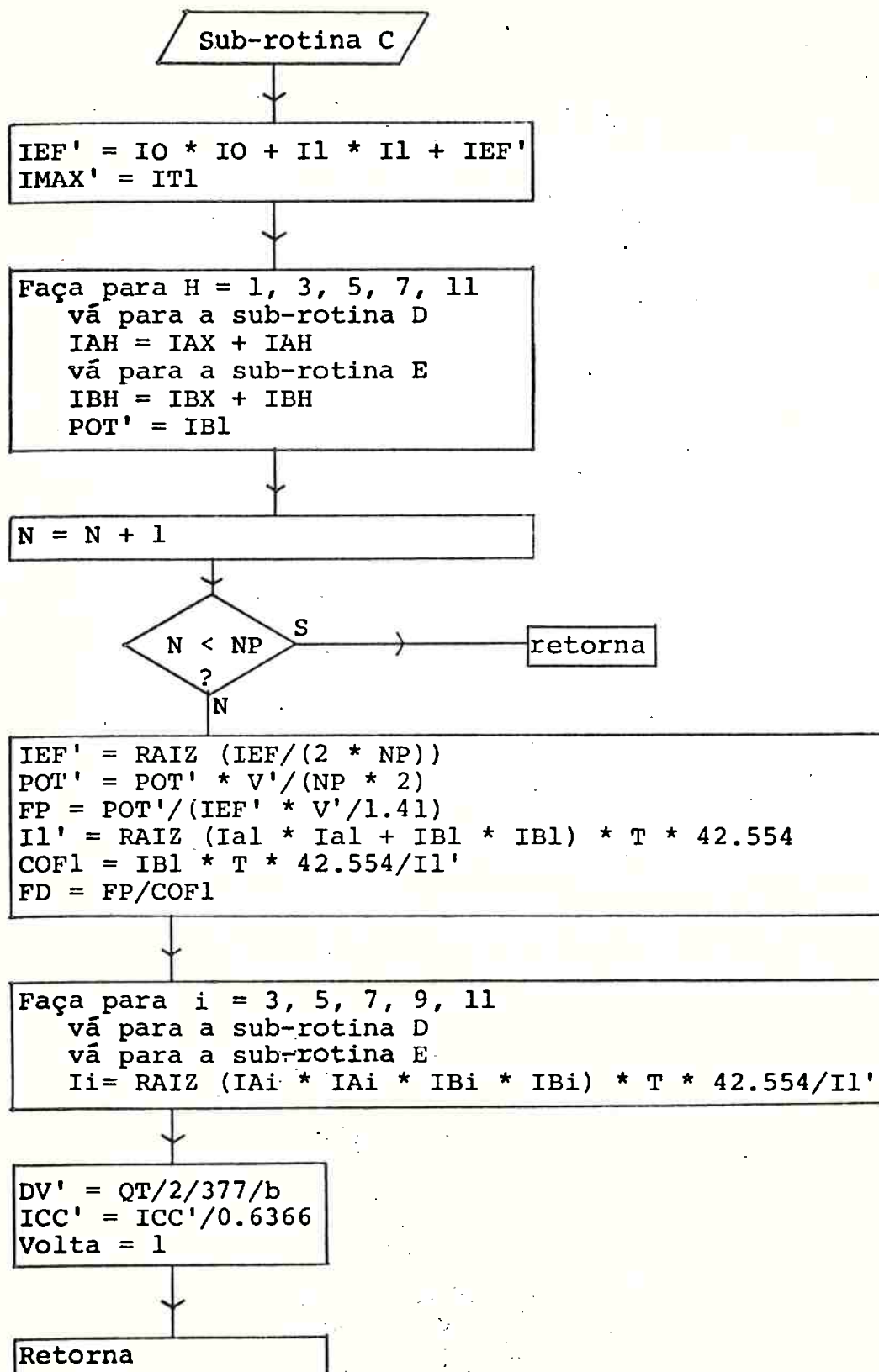
(Continuação - Fluxograma 2A)



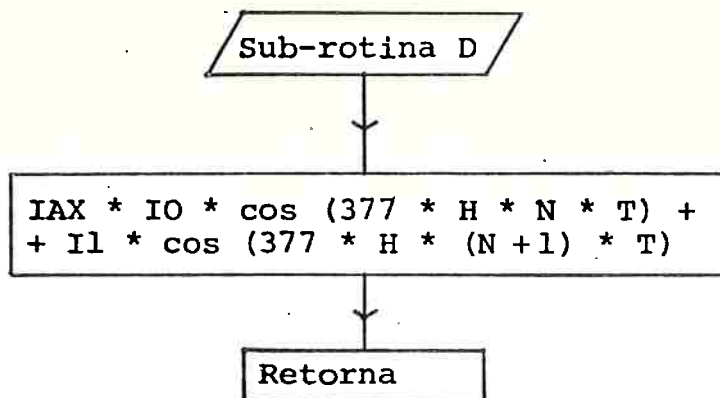
FLUXOGRAMA 2-B



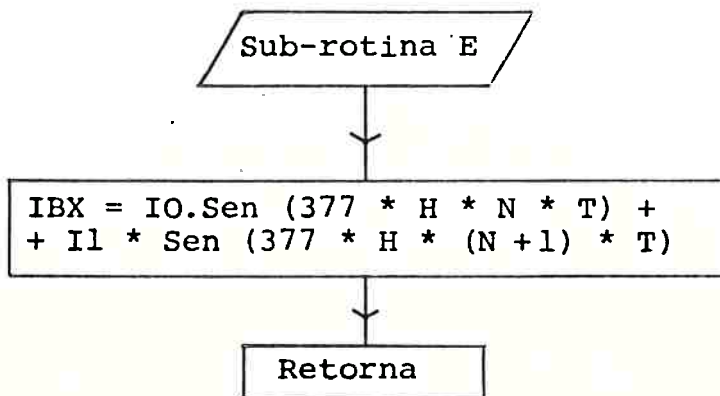
FLUXOGRAMA 2-C



FLUXOGRAMA 2-D



FLUXOGRAMA 2-E



ANEXO 4

SIMULAÇÃO DE CIRCUITOS ELÉTRICOS PELO MÉTODO DAS DIFERENÇAS

1. Apresentação

A simulação de circuitos pelo método das diferenças proposta por Waldir Pô, consiste em um método de integração de primeira ordem. Assumindo-se que os capacitores fiquem com suas tensões fixas, bem como as fontes de tensão, calculam-se as novas correntes nos indutores por:

$$iL = iL0 + VL \cdot T/L, \text{ onde } VL \text{ é a tensão no indutor e } T \text{ é o passo de integração}$$

A seguir fixam-se as correntes nos indutores e calculam-se as novas tensões nos capacitores por: $v_c = v_{c0} + i_c \cdot T/C$; onde i_c é a corrente no capacitor.

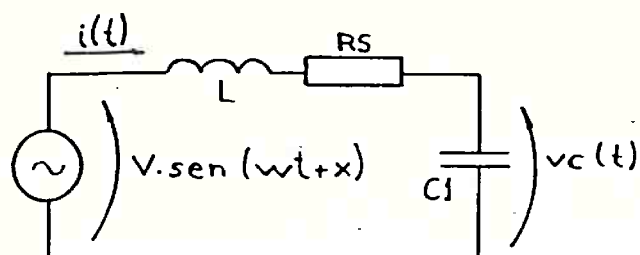
O caminhar das variáveis não é simultâneo, como no caso real, ou como ocorre em outros métodos de simulação. Conforme constatado empiricamente, já se conseguem resultados razoáveis com passos de integração menores que 1/10 da menor constante de tempo do circuito.

Não se pretende neste apêndice tratar o problema com profundidade, por estar fora linha mestra deste trabalho. O método é apresentado apenas para justificar a sua utilização, bem como permitir a sua utilização pelo leitor nele interessado.

2. Exemplo de aplicação

Apresentam como exemplo de aplicação, o equacionamento do circuito retificador com LC na entrada, descrito no capítulo 3, durante o

período de inversão da tensão no capacitor C_1 (figura 1).



$$i(0) = i_0$$

$$v_c(0) = v_0$$

passo de integração T

Figura 1 Circuito a ser simulado.

Com a orientação dada no item anterior, chega-se ao fluxograma

1.

Simulação LC

$$i = i_0$$

$$v_c = v_0$$

$$N = 1$$

$$i = i + (V * \text{SEN}(W * N * T + X) - v_c - R_S * i) * T/L$$

$$v_c = v_c + i * T/C_1$$

$$t = N * T$$

$$N = N + 1$$

Fluxograma 1: Exemplo de aplicação do método de simulação por diferenças.

3. Comentários

O método apresentado, recai em equações bastante simples, podendo compensar a necessidade de passos menores, quando se comparam os tempos de processamento dos vários métodos de integração.

A introdução de não linearidades em elementos passivos fica bastante simples, bastando que se forneça a tabela ou função $Z = f$ (variável).

A introdução do dispositivo do tipo chave, tais como tiristores e transistores é feita definindo-se a priori as diversas topologias que podem ser assumidas, equacionando-se cada uma delas, e verificando-se a cada instante as condições de mudança de topologia. Esta é a etapa mais difícil, exigindo alguma familiaridade com o circuito a ser simulado, por parte do programador. Esta etapa entretanto, ocorre também com os outros métodos de simulação. Vide referência³⁵ para maiores detalhes sobre simulação de circuitos com chaves.

ANEXO 5

FILTRO PASSA-FAIXA PARA MEDIDA DO ESPECTRO

HARMÔNICO DA CORRENTE

Os componentes harmônicos da corrente foram medidos com o circuito da figura 1.

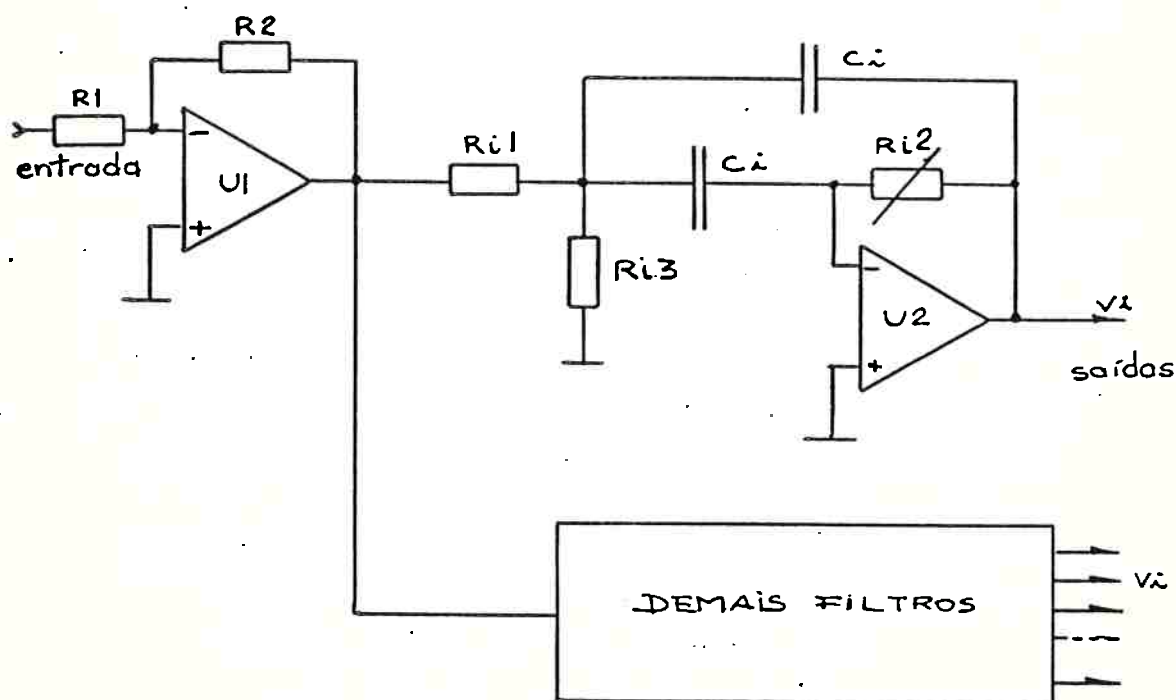


Figura 1 Diagrama elétrico do filtro passa-faixa.

O sinal proveniente do shunt é pré-amplificado por U_1 . Sua saída é aplicada a seis filtros do tipo passa-faixa. Dados:

- B_i = banda passante (Hz)
- f_i = frequência de ressonância (Hz)
- A_i = ganho do filtro para W_r
- $Q_i = \frac{2\pi f_i}{B_i}$: fator de mérito do filtro
- i = ordem da harmônica

Os parâmetros são calculados por:

$$- Ri_2 = \frac{2}{BiCi}$$

$$- Ri_1 = \frac{Ri_2}{2Ai}$$

$$- Ri_3 = \frac{Ri^2}{4Qi^2 - 2Ai}$$

Para o presente trabalho os filtros foram sintonizados em 60, 180, 300, 420, 540 e 660 Hz, com banda passante de 6 Hz. Os valores dos componentes utilizados são dados na Tabela 1.

Tabela 1 Valores dos componentes utilizados nos filtros e ganhos correspondentes.

	Harmônica (1)					
	1	3	5	7	9	11
Ci (nF)	150	150	150	150	68	68
Ri1 (kΩ)	180	180	180	82	180	180
Ri2 (kΩ) ^{TRM} _{POT}	500	500	500	500	1000	1000
Ri3 (Ω)	820	100	33	18	22	15
Ai (f = fi)	.882	.786	.706	1.32	1.35	0,659
Ai (f = f(i + 2))	.034	.011	.016	.041	.094	---
Ai (f = f(i - 2))	---	.030	.025	.055	.097	.044

O ajuste foi feito através de Ri2, mantendo-se os demais componentes fixos.

A Tabela 1 apresenta além do ganho de cada filtro na sua frequência própria, os ganhos para as frequências inferior e superior.

Devido à banda passante relativamente larga, tem-se na saída do filtro, além do sinal desejado, sinais das harmônicas vizinhas. Isto provoca um erro na medida, em especial para as frequências mais altas, devido à proximidade entre elas relativamente à banda passante.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- 1 SCHULZ, H.W. Radio frequency interference suppression with current compensated chokes. Siemens Electronic Components Bulletin, Berlin, 7(3):58-60, 1972.
- 2 KUBEL, V. Characteristics and applications of radio interference suppression filter with current compensated chokes. Components Report, Berlin, 10(4):108-11, 1975.
- 3 LEE, F.C. & YU, Y. Input filter design for switching regulators. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, New York, 15(5):627-34, sep. 1979.
- 4 JANSON, L.E. Radio frequency interference suppression in switched-mode power supply. Mullard Technical Communications, London, (120):294-8, oct. 1973.
- 5 SCHNEIDER, L.M. Noise source equivalent circuit model for off-line converters and its use in input filter design. In: IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY, Arlington, 1983. Symposium record. New York, IEEE, 1983. p.167-75.
- 6 MAHMOUD, A.A.; CALABRESE, C. & TUDOR, J.R. Critical load protection from transient surges. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, New York, 90(4):1546-54, july/aug. 1971.
- 7 GIBBONS, W.P. Analysis of steady state transients in distributed low-voltage power systems with rectified loads. IEEE Transactions on Industry Applications, New York, 16(1):51-9, jan./feb. 1980.
- 8 _____. Current and voltage waveform distortion analysis on three-phase "WYE" power systems with rectifier loads. IEEE Transactions on Industry Applications, New York, 19(2):181-90, mar./apr. 1983.

- 9 ORR, J.A.; EMANUEL, A.E. & PILEGGI, D.J. Current harmonics, voltage distortion, and powers associated with electric vehicle battery chargers distributed on the residential power system. IEEE Transactions on Industry Applications, New York, 20(4):727-34, jul./aug. 1984.
- 10 ERLICKI, M.S.; SCHIEBER, D. & URI, J.B. Power-measurement error in controlled rectifier circuits. IEEE Transactions on Industry and General Applications, New York, 2(4):309-11, jul./aug. 1966.
- 11 EMANUEL, A.E.; LEVITSKY, F.J. & GULACHENSKI, E.M. Induction watt-hour performance on rectifier/inverter circuits. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, New York, 100(11):4422-7, nov. 1981.
- 12 WETZEL, K. & KUCZYNSKI, L. Hall generators measure power in loads fed from pulse-width modulated sources. Siemens Components, Berlin, 21(2):59-62, 1986.
- 13 DIVAN, D.M. & BARTON, T.H. Considerations on the application of improved power factor converter structures. IEEE Transactions on Industry Applications, New York, 19(6):1076-83, nov./dec. 1983.
- 14 SCHWARZ, F.C. & KLAASSENS, J.B. A controlable secondary multi kilowatt DC current source with constant maximum power factor in its three-phase supply line. IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation, New York, 23(2):142-50, may 1976.
- 15 MALESANI, L. & TENTI, P. Three-phase AC/DC PWM converter with sinusoidal AC currents and minimum filter requirements. IEEE Transactions on Industry Applications, New York, 23(1):71-7, jan./feb. 1987.

- 16 IEEE guide for harmonic control and reactive compensation of static power converters; std. 519-1981. New York, 1981. 51p.
- 17 RICHMAN, P. Wave factors for rectifiers with capacitor input filters, and other high crest-factor loads. IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation, New York, 21(4):235-41, nov. 1974.
- 18 SCHADE, O.H. Analysis of rectifier operation. Proceedings of the I.R.E., New York, 31(7):341-61, july 1943.
- 19 VON ZASTROW, E.E. Capacitor-input filter design with silicon rectifier diodes. Syracuse, General Electric, 1967. 14p. (General Electric. Application Note, 200.30)
- 20 LIEDERS, A. Single-phase rectifier circuits with CR filters. Electronic Components and Applications, Eindhoven, 1(3):153-63, may 1979.
- 21 BOGLE, A.G. Rectifier circuit performance: some new approximate formulas. Proceedings of the Institution of Electrical Engineers, London, 124(12):1127-34, dec. 1977.
- 22 SCHWARZ, F.C. A time-domain analysis of the power factor for a rectifier filters system with over and subcritical inductance. IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation, New York, 20(2):61-8, may 1973.
- 23 DEWAN, S.B. Optimum input and output filters for a single-phase rectifier power supply. IEEE Transactions on Industry Applications, New York, 17(3):282-8, may/june 1981.
- 24 TAKAHASHI, M. & KATO, Y. Criteria for improvements of the luminous efficacy, and the power factor in high frequency operation of the fluorescent discharge lamp. In: INTERNATIONAL COMMISSION ON ILLUMINATION, 20, Amsterdam, 1983. Proceedings. Budapest, OMIKK-TECHNOINFORM, 1983. v.1, p.E52/1-2.

- '25 AOIKE, N.; YUHARA, K. & NOBUHARA, Y. Electronic ballast for fluorescent lamp lighting system of 100 lm/W overall efficiency. *Journal of Illuminating Engineering Society*, New York, 14(1):225-39, oct. 1984.
- '26 HELFURTH, M. TDA 4814 integrated circuit for sinusoidal line current consumption. *Siemens Components*, Berlin, 21(3):103-7, 1986.
- 27 _____. Active harmonic filtering for line rectifier of higher output power. *Siemens Components*, Berlin, 21(1):9-13, 1986.
- 28 KOCHER, M.J. & STEIGERWALD, R.L. An AC to DC converter with high quality input waveforms. *IEEE Transactions on Industry Applications*, New York, 19(4):586-99, july/aug. 1983.
- 29 PRASAD, A.R.; ZIOGAS, P.D. & MANIAS, S. A comparative evaluation of SMR converters with and without input current wave-shaping. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, New York, 35(3):461-8, aug. 1988.
- 30 MANIAS, S.; ZIOGAS, P.D. & OLIVER, G. An AC to DC converter with improved input power factor and high power density. *IEEE Transactions on Industry Applications*, New York, 22(6):1073-81, nov./dec. 1986.
- 31 KIELGAS, H. & NILL, R. Converter propulsion systems with three-phase induction motor for electric traction vehicle. *IEEE Transactions on Industry Applications*, New York, 16(2):222-33, mar./apr. 1980.
- 32 NIJHOT, E.B.G. Resonant power supply (RPS) converters: the solution for main/line pollution problems. In: INTERNATIONAL PCI CONFERENCE, 11, Munich, 1986. Official proceedings. Ventura, Intertec Communications, 1986. p.104-39.
- 33 KERSCHER, M. & KLEIN, E. Elektronik in der Beleuchtungstechnik. *ETZ: Elektrotechnische Zeitschrift*, Berlin, 105(16):836-9, aug. 1984.

- 34 INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. Technical Committee 34. Ballasts for tubular fluorescent lamps; std. 32. 3.ed. Geneva, 1973. 102p.
- 35 WONG, R.C.; OWEN JUNIOR, H.A. & WILSON, T.G. An efficient algorithm for the time-domain simulation of regulated energy-storage DC to DC converters. IEEE Transactions on Power Electronics, New York, 2(2):154-67, apr. 1987.
- 36 KAISER, W. Conversores eletrônicos de elevada eficiência para alimentação de lâmpadas fluorescentes tubulares: uma metodologia de projeto. São Paulo, 1988. 113p. Tese (Doutorado) - Universidade de São Paulo. Escola Politécnica. Departamento de Engenharia de Eletricidade.
- 37 ORSINI, L.Q. Multímetros digitais. In: _____. Laboratório de eletricidade II. 4.ed. São Paulo, DEE-EPUSP, 1985. p.55-70.
- 38 BESSONOV, L. Periodical non-sinusoidal currents in linear electrical circuits. In: _____. Applied electricity for engineers. 2.ed. Moscow, Mir, 1973. cap.8.
- 39 KIMBARK, E.W. Harmonics and filters. In: _____. Direct current transmission. New York, Wiley, 1971. v.1, cap.8, p. 295-389.