

FONTE DE ALTA TENSÃO PARA CARGA DE CAPACITOR

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA DE CAMPINAS

Autor: David Mendez Soares

Orientador: Prof. Dr. Arysio Nunes dos Santos

Tese apresentada à Faculdade de Engenharia
de Campinas - UNICAMP como parte dos requi-
sitos necessários para obtenção do título
de MESTRE EM CIÊNCIAS.

- Campinas -

1979

UNICAMP
BIBLIOTECA CENTRAL

*Este trabalho foi suportado
financeiramente pelo IPEN
e pelo Convênio CTA/UNICAMP.*

RESUMO

O objetivo deste trabalho é a construção de uma fonte de alimentação para lasers pulsados de alta pressão, os quais requerem alta tensão e alta potência. É constituído de um circuito de carga para um banco de condensadores. A carga é feita através de um circuito duplicador Cockroft-Walton operando como limitador de corrente. A tensão sobre o banco de condensadores, sobe em degraus, sendo a voltagem de disparo desejada, controlada por uma chave no primário do transformador de alta tensão. As vantagens apresentadas por este sistema são: alta eficiência, possibilidade de suportar cargas de curto-circuito, facilidade de construção e compacticidade.

ABSTRACT

The purpose of this work is the construction of high pressure pulsed lasers power supply, which requires high voltage and high power. It is formed by a charging circuit for a capacitor bank. The charging is done by a one-stage Cockroft-Walton circuit, operating as a current limiter. The voltage at the capacitor bank rises by steps. The desired voltage at firing is controlled by a switch at the primary of the high voltage transformer. The advantages of this set up are: high efficiency, possibility of standing short-circuits loads, easy construction and compactness.

INDICE

Introdução 1

Capítulo I

Circuito de carga duplicador

1.1 - Dedução da forma de onda de saída4

1.2 - Energia dissipada e eficiência do circuito ...11

1.3 - Cálculo do fator de utilização do transformador24

Capítulo II

Projeto e Exemplo de um Circuito de Carga Duplicador

2.1 - Fórmulas para projeto29

2.2 - Circuito de proteção dos diodos.....33

2.3 - Exemplo do projeto de um circuito de carga duplicador40

2.4 - Arranjo físico dos componentes43

Capítulo III

Circuito de Controle 47

Conclusão 53

Fotos59

Referências63

INTRODUÇÃO

A geração de pulsos de alta potência e alta tensão tem tido uma grande aplicação dentro da engenharia principalmente na construção de sistemas de radar. Mais recentemente, temos os "pulsadores", atuando para excitação de lasers pulsados de alta potência (até GW).

Basicamente um pulsador é constituído de um circuito de carga e um circuito de descarga. O circuito de carga é usado para carregar uma linha formadora de pulsos, PFN (Pulse Forming Network), que pode ser um simples condensador, até a energia desejada. Após, descarrega-se esta energia na carga, através de uma chave (constituindo-se o circuito de descarga). Fora a amplitude do pulso e a repetição, o circuito de carga não tem o mínimo efeito nas características de saída do pulso que são dadas pela chave e pela PFN; porém, o projeto do circuito de carga e a escolha dos componentes são de importância vital no bom desempenho do sistema como um todo.

São três as considerações básicas a serem feitas no projeto de um circuito de carga [4].

Primeira: Uma quantidade conhecida e controlável de energia deve ser armazenada para cada pulso (sempre que o operador o desejar).

Segunda: O circuito de carga deve isolar a fonte de alimentação (transformador, fonte DC, baterias, etc.) do circuito de descarga durante e num intervalo de tempo após o acionamento da chave que transfere a energia da PFN para a carga (com isto, impede-se o curto circuito da fonte de alimentação representado pelos condensadores da PFN descarregados e, o gás da chave, tem tempo de deionizar, fazendo-a passar ao estado de não-condução).

Terceira: Em sistemas de potência, o circuito de carga deve ser

projetado para máxima eficiência.

Um sistema onde uma resistência fosse colocada entre a fonte de alimentação DC e o condensador de descarga, seria uma maneira simples de atender aos dois primeiros pré-requisitos, porém a eficiência do conjunto é sempre inferior a 50%.

Este trabalho consiste na descrição, projeto e construção de um circuito de carga, onde a energia vai sendo armazenada no campo elétrico de um "condensador de descarga". Este carregamento é feito através de um transformador de alta tensão e de um circuito duplicador, funcionando como limitador de corrente. Como não há componentes resistivos, a eficiência do sistema de carga, é dada praticamente só pelo transformador. A subida da tensão no "condensador de descarga", é controlada por um pequeno condensador, o "condensador de carga", em degraus discretos, determinados pelos ciclos da linha de alimentação / (60Hz) ou do gerador senoidal que se esteja utilizando. O número de degraus necessários para carga plena, é determinado pela razão entre o condensador de carga e o de descarga, podendo ser aumentado até que a curva de tensão se aproxime a uma exponencial contínua. A tensão de carga usada é ajustada pelo número de ciclos que se deixa passar, controlando o primário do transformador de alimentação por um triac acionado por um pulsador que permite a tensão e repetição desejadas. Devido às características e à alta eficiência do sistema, sua melhor aplicação é onde pulsos de média e grande potência sejam requeridos.

Embora a finalidade deste sistema de carga seja o de servir como fonte de alimentação para lasers pulsados de alta potência como o TEA, Laser de CO₂ com descarga transversal em pressão atmosférica [5], sua aplicação em radar, tokamaks,

solda-ponto, etc., é perfeitamente viável. O único ponto que deverá ser alterado, é o condensador de descarga, cujos parâmetros dependerão da finalidade desejada.

O texto foi dividido em cinco partes: Introdução, Capítulos I, II e III e a Conclusão.

No Capítulo 1, tratamos do formalismo matemático envolvido. As equações para tensão de saída, energia consumida e correntes do circuito de carga são aí desenvolvidas. A eficiência η de carga [4], e o fator de utilização do transformador [4], parâmetros importantes que nos possibilitam fazer comparações com outros circuitos de carga, são calculados e mostramos a vantagem sobre o circuito de carga AC por diodo.

No Capítulo 2, aplicamos as equações deduzidas no Capítulo anterior e deduzimos as equações de projeto. Com estas projetamos um sistema real, que é o que está em funcionamento na UNICAMP. Também explicamos a técnica de alta tensão empregada.

No Capítulo 3, sugerimos um sistema de controle, que foi por nós empregado, para as nossas finalidades.

Na Conclusão, apresentamos uma série de fotos das formas de onda do circuito de carga e comparamos com as fórmulas de ondas deduzidas. Concluimos mostrando que a simplicidade, eficiência, segurança e operabilidade do nosso circuito o tornam uma escolha vantajosa num projeto de circuitos de carga para lasers pulsados.

CAPITULO I

CIRCUITO DE CARGA DUPLICADOR

1.1 - Dedução da forma de onda de saída

Nesta seção analisaremos o comportamento do circuito da Fig. 1.1. Nosso objetivo é obter a tensão de saída $v_o(t)$ em função do sinal de entrada dado pela equação (1.1):

$$v_i(t) = V \cdot \text{sen}(\omega.t) \quad (1.1)$$

onde: $\omega = 2.\pi.f$

Para simplificar a análise, consideraremos todos os componentes ideais e aplicaremos à entrada do circuito uma onda quadrada de mesma amplitude V e frequência f que a onda senoidal. Tais artifícios além de simplificar enormemente a análise do circuito, fornecem uma visão física do comportamento do mesmo. Os resultados assim obtidos, concordam com medidas experimentais executadas, o que justifica plenamente a aproximação feita. Considerando, portanto, a onda quadrada $v_i^*(t)$ da Fig. 1.2 aplicada ao circuito da Fig. 1.1, passamos ao cálculo de $v_o(t)$.

Na Fig. 1.3 estão representadas as polaridades das cargas dos condensadores e o sentido das correntes envolvidas. No instante t' indicado na Fig. 1.2, o condensador C_a está com a tensão $-V$ e o condensador C_b com a tensão $v_o(n)$. O índice n que aparece no lugar da variável tempo t , indica o número de períodos T , computados após o intervalo $|0; T/4|$. Seu valor é dado pela parte inteira da expressão:

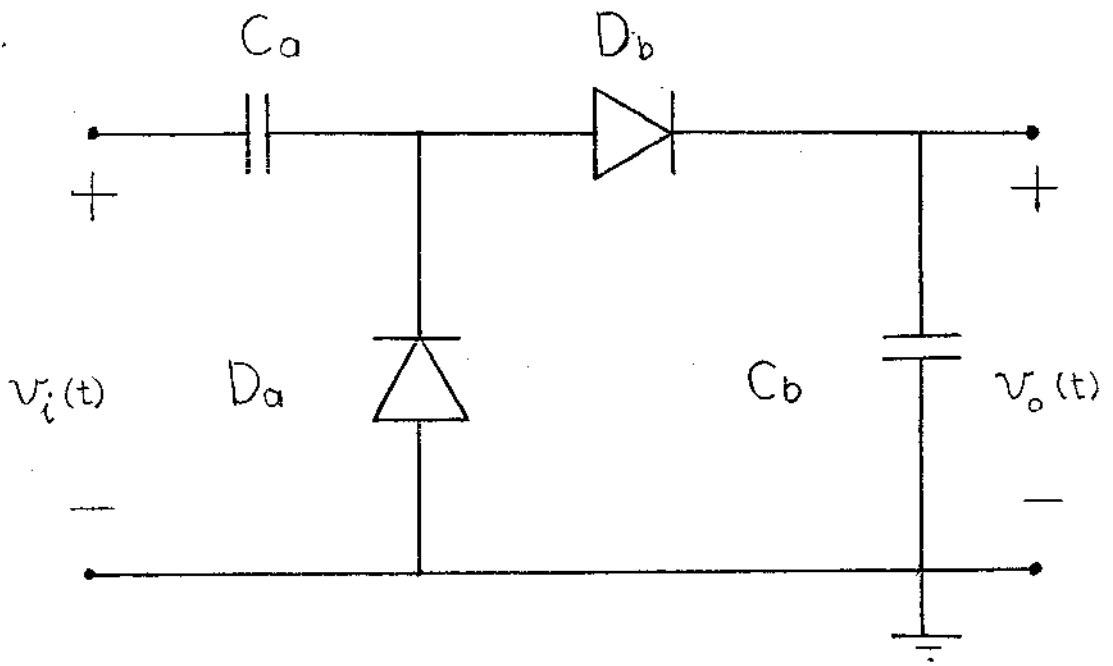
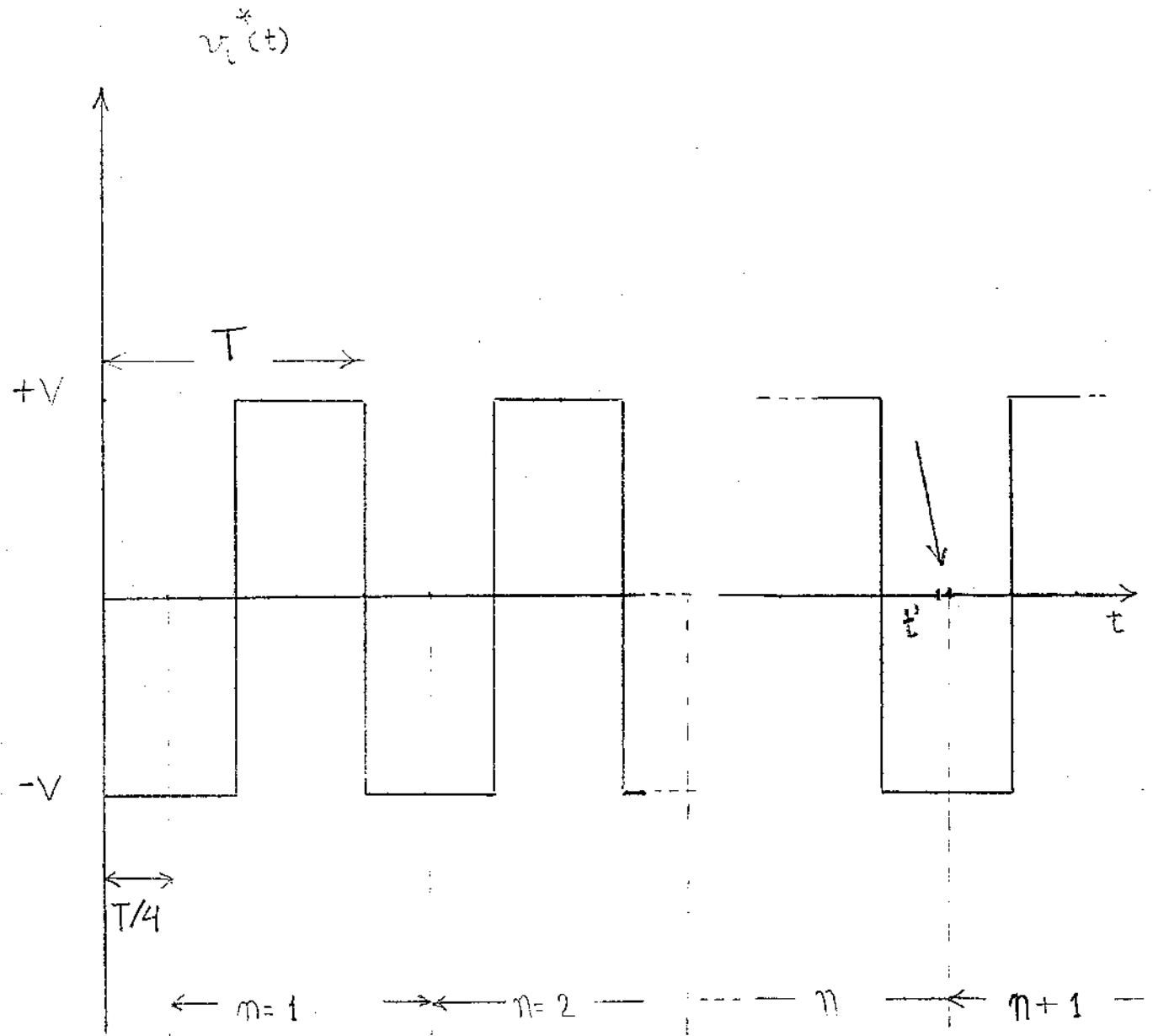


FIGURA 1.1



$$n = \text{parte inteira de } \left(\frac{t}{T} + \frac{3}{4} \right)$$

FIGURA 1.2

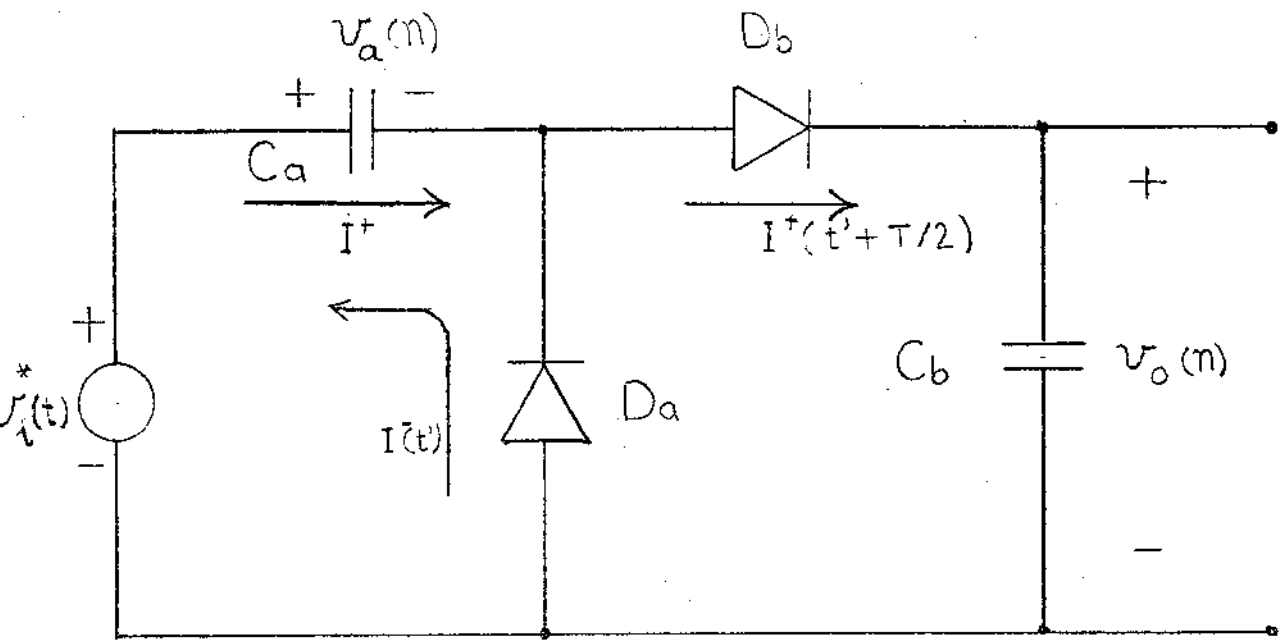


FIGURA 1.3

$$(t/T + 3/4)$$

Qualquer função de n , quando não especificada será calculada para $t = n.T - T/4$; $n=1,2,3\dots$. Considerando agora, o instante $t' + T/2$, $v_o(n)$ sofre um acréscimo $\Delta v_o(n+1)$ resultando $v_o(n+1)$: onde:

$$v_o(n+1) = v_o(n) + \Delta v_o(n+1) \quad (1.2)$$

O acréscimo $\Delta v_o(n+1)$ é dado pelo divisor capacitivo formado por C_a e C_b quando D_b conduz, e pela carga já existente em C_b . Com a ajuda da Fig. 1.3, temos (1.3), [1]:

$$\Delta v_o(n+1) = (2.V - v_o(n)) \cdot r \quad (1.3)$$

onde r é dado pelo divisor capacitivo: $r = \frac{C_a}{C_a + C_b}$

Utilizando as equações (1.2) e (1.3), pode-se mostrar que os acréscimos $\Delta v_o(n)$ seguem uma progressão geométrica. Calculando o termo $\Delta v_o(n+2)$ e fazendo o quociente com o termo $\Delta v_o(n+1)$, encontraremos o valor da razão q da progressão geométrica. De acordo com (1.3) temos:

$$\Delta v_o(n+2) = (2.V - v_o(n+1)) \cdot r \quad (1.4)$$

Substituindo $v_o(n+1)$ em (1.4) por (1.2) e (1.3), temos:

$$\Delta v_o(n+2) = (2.V - v_o(n)) \cdot (1-r) \cdot r \quad (1.5)$$

Dividindo (1.5) por (1.3) temos o valor de q :

$$q = (1-r) \quad (1.6)$$

Para caracterizar todos os termos da P.G. devemos determinar o primeiro. Uma maneira simples de fazê-lo, é utilizando a expressão que fornece a soma dos termos de uma P.G. Observemos que esta soma é a tensão $v_o(n)$ do condensador C_b . Então:

$$\sum_{j=1}^n \Delta v_o(j) = v_o(n) = \Delta v_o(1) \cdot \frac{(1 - q^n)}{1 - q} \quad (1.7)$$

Substituindo em (1.7) q por seu valor (1.6), considerando que o circuito é um duplicador de tensão, temos que com $n \rightarrow \infty$:

$$\lim_{n \rightarrow \infty} v_o(n) \rightarrow 2 V$$

e

$$\lim_{n \rightarrow \infty} q^n = 0$$

o que faz:

$$\Delta v_o(1) = 2.V.r \quad (1.8)$$

É importante observar que a aplicação de $v_i^*(t)$ no circuito da Fig. 1.3, começando por um semiciclo negativo, fornece $v_o(1) = \Delta v_o(1) = 2.V.r$, conforme (1.8). Se o primeiro semiciclo fosse positivo, haveria uma divergência dos cálculos aqui feitos, pois a razão entre o primeiro e o segundo termos não seria $(1-r)$. Neste caso, apenas após o segundo termo teríamos uma P.G. com a razão $(1-r)$. O resultado final seria o mesmo, à exceção do primeiro termo. Consideraremos para facilidade

de cálculo o primeiro semiciclo negativo.

Substituindo $\Delta v_0(1)$ dado por (1.8) em (1.7), teremos:

$$v_0(n) = 2.V(1 - (1-r)^n) \quad (1.9)$$

A equação (1.9) é a expressão geral de $v_0(n)$. Seus parâmetros são a tensão V e a razão r . O termo $(1-r)^n$ pode ser aproximado por $e^{-r.n}$. Usando a expansão binominal temos:

$$(1-r)^n = 1 - n.r + \frac{n(n+1).r^2}{2!} - \frac{n(n-1).(n-2).r^3}{3!} \dots$$

utilizando a série de Maclaurin, expandimos e^{-rn} :

$$e^{-r.n} = 1 - n.r + \frac{(n.r)^2}{2!} - \frac{(n.r)^3}{3!} \dots$$

observando as expansões acima, temos que, para r pequeno e n grande:

$$e^{-r.n} \approx (1 - r)^n \quad (1.10)$$

No limite teríamos a igualdade:

$$\lim_{n \rightarrow \infty} (1-r)^n = e^{-r.n} \quad r < 1$$

Substituindo agora (1.10) em (1.9) obteremos:

$$v_0(n) \approx 2.V.(1 - e^{-r.n}) \quad (1.11)$$

Considerando que $t = n.T - \frac{T}{4} \approx n.T$,

temos:

$$\overline{v_0}(t) \approx 2.V.(1 - e^{-t/(T/r)}) \quad (1.12)$$

A barra sobre $v_0(t)$ significa que consideraremos $\overline{v_0}(t)$ como o valor médio, contínuo em t que acompanha os valores discretos de $v_0(t)$. Apesar de (1.12) não representar $v_0(t)$ exatamente, é uma boa aproximação do seu valor médio instantâneo. Quanto menor o valor de r , mais $\overline{v_0}(t)$ se aproxima de $v_0(t)$. Na Fig.1.4 temos a representação de $v_0(t)$ e de $\overline{v_0}(t)$. Como se pode observar, a aproximação exponencial dá uma boa idéia da resposta real do circuito. A Fig. 1.4 foi desenhada para $r=0,2$. Com relação a (1.12), observa-se que $\overline{v_0}(t)$ é idêntico à resposta de um circuito RC, onde o condensador C é carregado através de R por um degrau de amplitude $2.V$ aplicado em $t=0$. Observe-se que a constante de tempo de carga τ é dada por:

$$\tau = T/r = T \cdot \frac{C_a + C_b}{C_a} \approx T \frac{C_b}{C_a}, \text{ para } C_a \ll C_b$$

ou seja τ é tanto maior quanto maior a relação entre o condensador de saída e o de entrada.

1.2 - Energia dissipada e eficiência do circuito

Começamos este parágrafo, com o cálculo da energia dissipada. Os componentes não serão mais considerados ideais. O sinal de entrada $v_1^*(t)$ não é mais uma onda quadrada ideal, apresenta derivadas grandes, mas finitas nas regiões de mudança

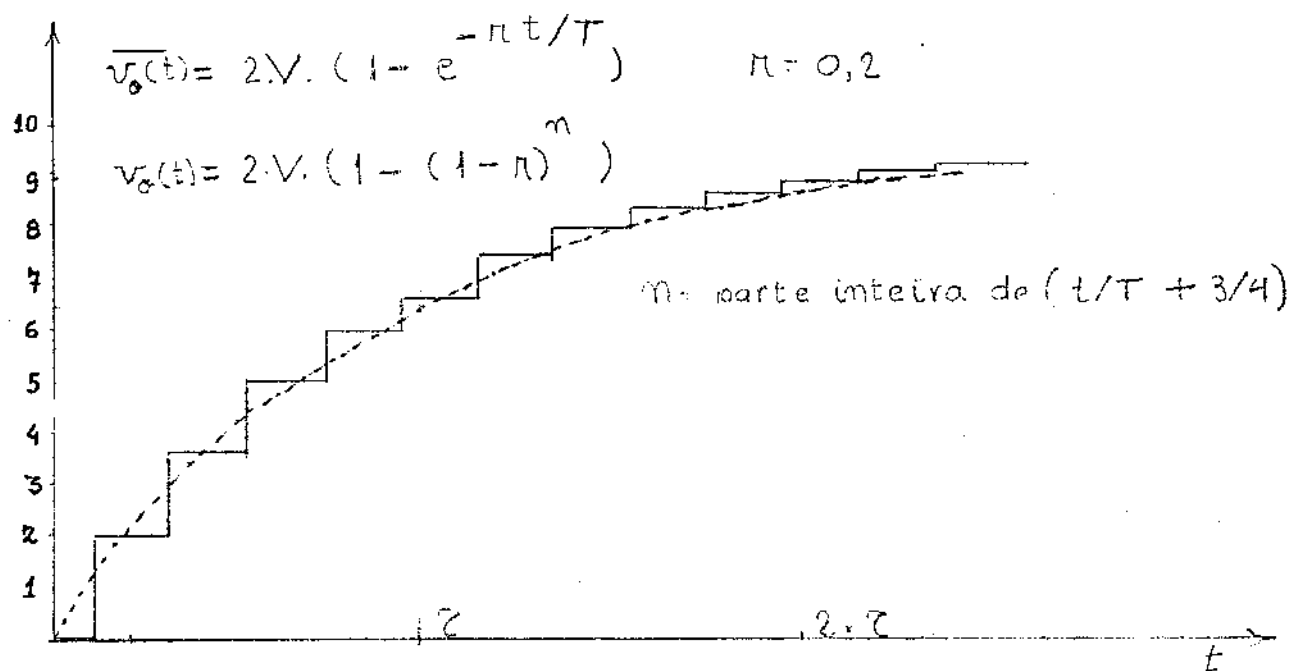
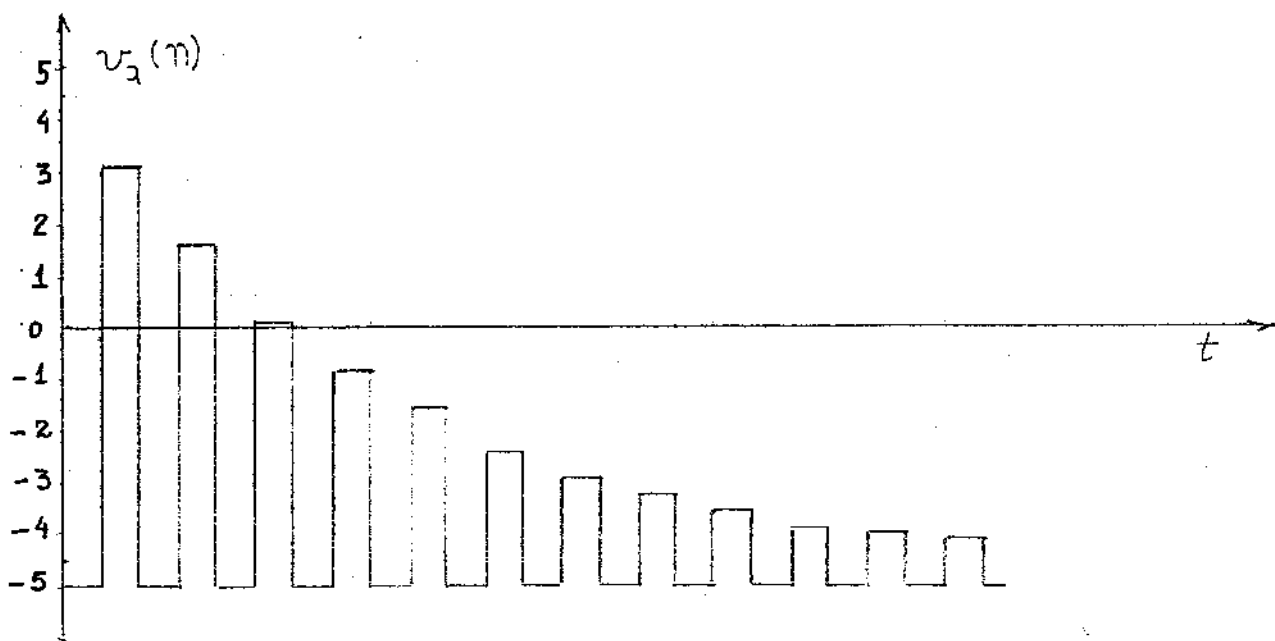
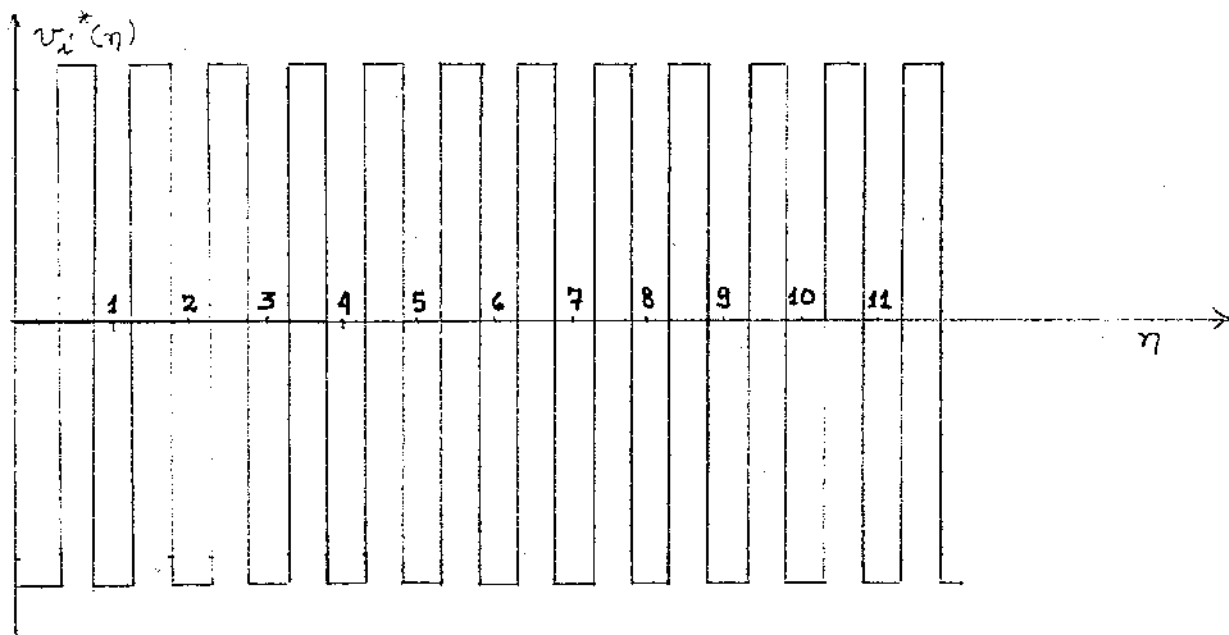


FIGURA 1.4

de amplitude. Os diodos D_a e D_b são escolhidos de modo a suportarem as correntes de carga. O circuito da Fig. 1.1 foi modificado para o da Fig. 1.5, onde as resistências adicionadas (supostas iguais) representam a dissipação de energia. As capacidades parasitas dos diodos são consideradas desprezíveis (muito menores que C_a e C_b), portanto não as incluímos na Fig. 1.5, bem como outros parâmetros cujos efeitos possam ser considerados desprezíveis [2], [3].

De acordo com (1.6) e (1.8), o acréscimo $\Delta v_o(n)$ de tensão sobre C_b é dado pelo termo enésimo de uma P.G.:

$$\Delta v_o(n) = 2.V.r.(1 - r)^{(n-1)} \quad (1.13)$$

E, ocorre na subida do semiciclo positivo de $v_i^*(t)$, através de C_a . O condensador C_a , sendo muito menor que C_b , limita a carga e a quantidade de energia que será entregue a C_b . Portanto, podemos adiantar que a potência do circuito duplicador é dada pela taxa de energia entregue a C_a em cada período.

Analisemos a energia dissipada na mudança para um semiciclo positivo n de carga. Antes desta ocorrer, vejamos os estados dos condensadores. C_a está carregado a $-V$ e C_b está carregado com $v_o(n-1)$. Na mudança, o diodo D_a abre o circuito, e D_b fecha, a Fig. 1.5 pode então ser representada pela Fig. 1.6. De acordo com ela e com (1.9) temos:

$$\Delta v^+(n) = 2.V.(1-r)^{(n-1)} \quad (1.14)$$

Em (1.14), $\Delta v^+(n)$ representa a variação de tensão, devido à subida positiva de $v_i^*(t)$ no período n sobre o condensador C^* , da do pela série de C_a e C_b :

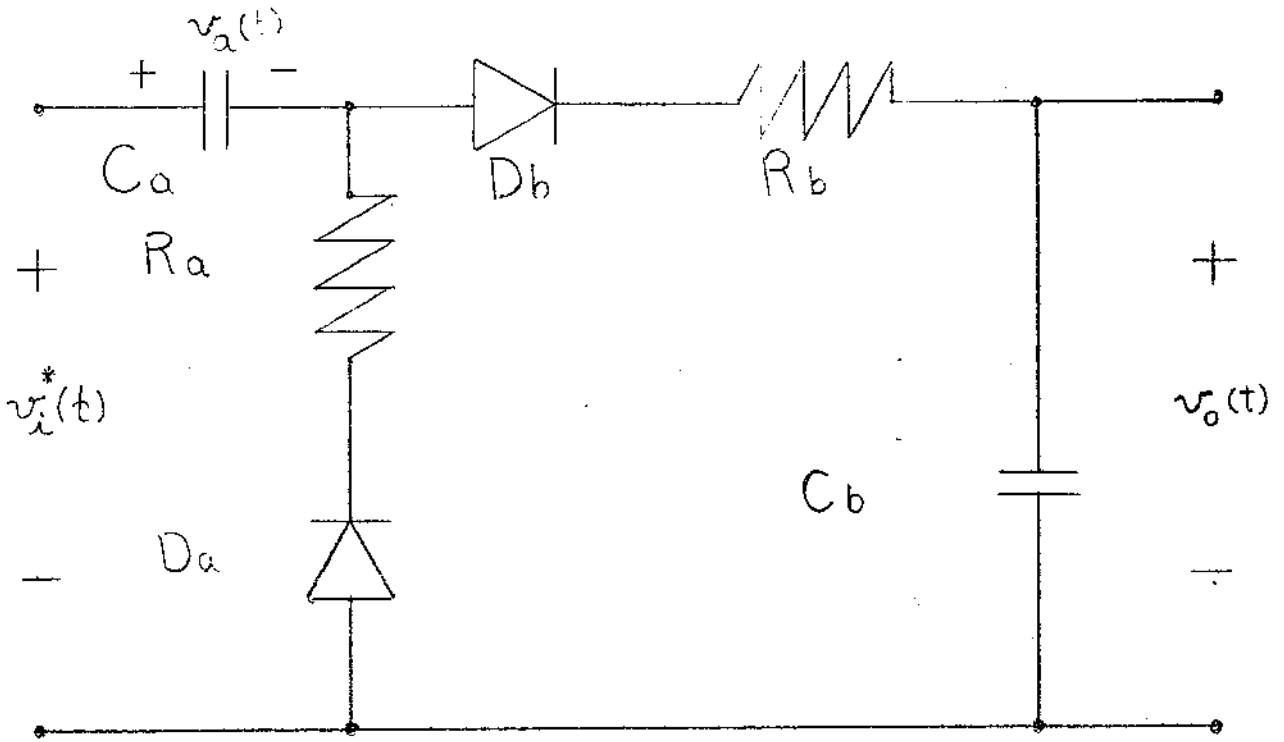


FIGURA 1.5

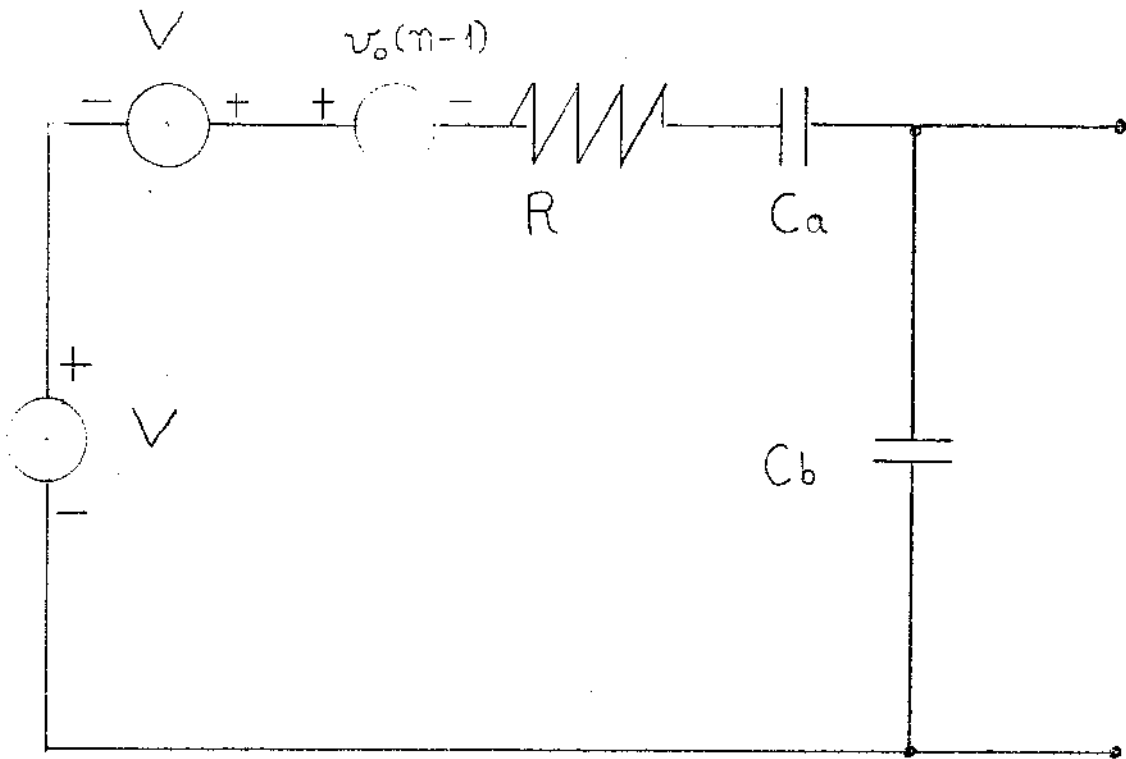


FIGURA 1.6

$$C^* = \frac{C_a \cdot C_b}{C_a + C_b}$$

A energia dissipada na carga de um condensador C , numa resistência R qualquer, por um degrau de amplitude V aplicado num instante t , é bem conhecida como sendo igual à energia armazenada neste condensador C por este salto: $1/2 CV^2$, [1] portanto a energia dissipada com o salto $\Delta v^+(n)$, chamada $\Delta E^+(n)$ é dada por:

$$\Delta E^+(n) = \frac{1}{2} C^* \cdot (2 \cdot V \cdot (1-r)^{(n-1)})^2 \quad (1.15)$$

Na mudança para um semiciclo negativo n , a energia $\Delta E^-(n)$ é dissipada na carga do condensador C_a a tensão $-V$. Na mudança negativa de amplitude, o diodo D_a fecha-se e o diodo D_b abre-se. A tensão inicial do condensador C_a é dada por $(V - v_o(n))$, e a tensão final por $-V$. A Fig. 1.7 mostra o estado de C_a logo após $v_i^*(t)$ tomar o valor $-V$. A variação de tensão sobre C_a , será portanto:

$$\Delta v_a^-(n) = 2 \cdot V \cdot (1-r)^n \quad (1.16)$$

A energia $\Delta E^-(n)$ dissipada no semiciclo negativo será:

$$\Delta E^-(n) = \frac{1}{2} \cdot C_a \cdot (2 \cdot V \cdot (1-r)^n)^2 \quad (1.17)$$

A energia total E_{tot} dissipada nos resistores R , será dada pela soma dos somatórios de (1.15) e (1.17), adicionando ainda o termo $1/2 (C_a \cdot V^2)$, devido à carga inicial negativa do primeiro ciclo de $v_i^*(t)$. Então temos:

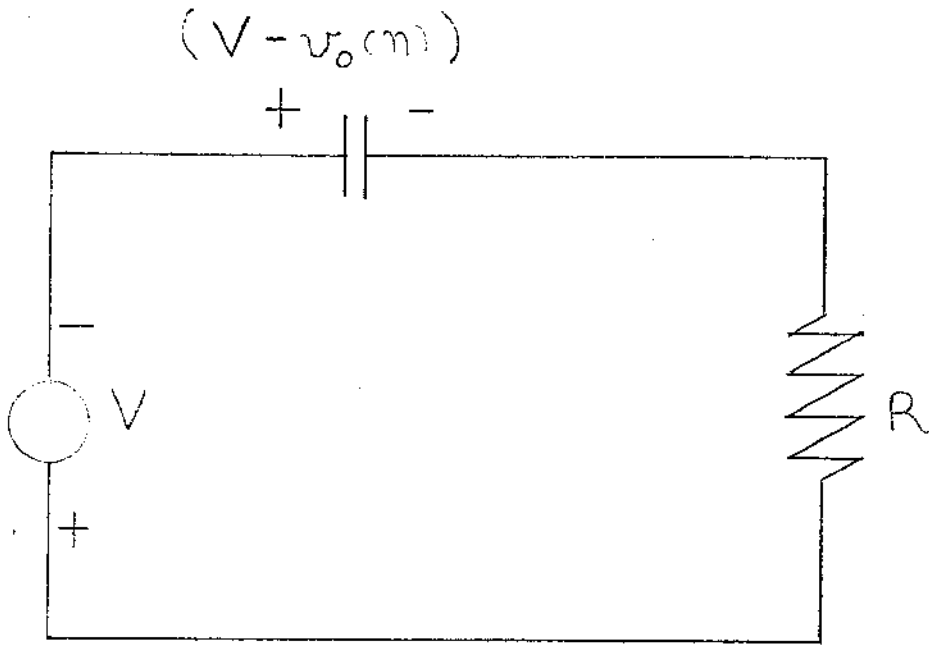


FIGURA 1.7

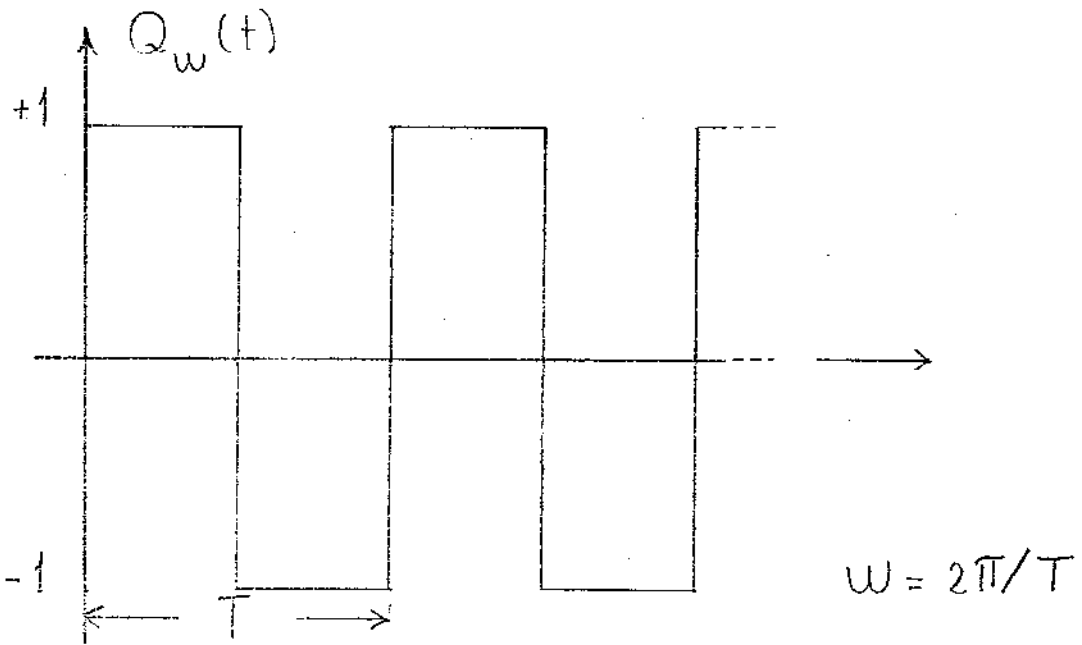


FIGURA 1.8

$$E_{\text{tot}} = \sum_{n=1}^{\infty} \{ \Delta E^+(n) + \Delta E^-(n) \} + \frac{1}{2} \cdot C_a \cdot V^2 \quad (1.18)$$

Substituindo em (1.18) os valores de $\Delta E^+(n)$ e $\Delta E^-(n)$ temos:

$$E_{\text{tot}} = \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ \frac{1}{2} \cdot C^* \cdot (2.V)^2 \cdot (1-r)^{2(n-1)} + \frac{1}{2} \cdot C_a \cdot (2.V)^2 \cdot (1-r)^{2n} \right\} + \frac{1}{2} C_a \cdot V^2$$

Resolvendo a expressão acima:

$$E_{\text{tot}} = 2 \cdot C_b \cdot V^2 + \frac{1}{2} \cdot C_a \cdot V^2 \quad (1.19)$$

A energia armazenada em C_b , é dada por:

$$E_b = 2 \cdot C_b \cdot V^2 \quad (1.20)$$

Com (1.19) e (1.20) podemos determinar a eficiência global do circuito. Porém, antes de calculá-la, vamos defini-la adequadamente. Notemos que da energia armazenada nos condensadores C_a e C_b , apenas a parte armazenada em C_b é utilizável na saída. Podemos então definir a eficiência de carga η_c como:

$$\eta_c = \frac{\text{Energia armazenada em } C_b}{\text{Energia armazenada total}}$$

$$\eta_c = \frac{E_b}{E_b + E_a}$$

onde:

$$E_a = \frac{1}{2} \cdot C_a \cdot V^2$$

Definimos eficiência real η_r como:

$$\begin{aligned}\eta_r &= \frac{\text{Energia armazenada total}}{\text{Energia armazenada total} + \text{En.dissipada}} = \\ &= \frac{E_b + E_a}{E_b + E_a + \text{Perdas em } R_a \text{ e } R_b}\end{aligned}$$

A eficiência global η que é que nos interessa, será dada por:

$$\begin{aligned}\eta &= \frac{\text{Energia útil}}{\text{Energia de entrada}} \\ &= \frac{E_b}{E_b + E_a + \text{perdas}}\end{aligned}\tag{1.21}$$

Vemos que com esta definição, $\eta = \eta_c \cdot \eta_r$

Usando (1.20) e (1.19) e considerando $C_a \ll C_b$, calculamos a eficiência de carga.

$$\eta_c = \frac{1}{1 + \frac{1}{4} r}$$

A eficiência real será igual a 1/2, pois a energia armazenada, dada por E_b mais E_a , é igual à energia dissipada (1.19). Portanto a eficiência global será:

$$\eta = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{1 + (1/4) r} < 0,5$$

Definindo eficiência de carga global η , pela equação (1.21), vemos que o circuito duplicador alimentado por onda quadrada terá eficiência global inferior a 50%.

Aplicando ao circuito da Fig. 1.1, o sinal senoidal (1.1) pode-se mostrar que o formalismo desenvolvido para a alimentação por onda quadrada, é válido, exceto no que concerne aos cálculos da energia dissipada. Esta pode ser feita tão pequena quanto se queria, fazendo a eficiência η aproximar-se de 100% como provaremos no decorrer da exposição.

Se no circuito duplicador da Fig. (1.5) tivermos que:

$$\omega.R.C_a \ll 1 \quad (1.22)$$

então a tensão sobre o capacitor C_a , acompanha as variações de $v_i(t)$, com mínimo atraso, de maneira que apenas os valores de pico da senoide fiquem armazenados. Em outras palavras, a carga armazenada em C_a durante um semiciclo, é a mesma que a armazenada por uma onda quadrada de mesma amplitude no semiciclo correspondente. Portanto, as equações para $v_o(n)$, $\Delta v^+(n)$, $\Delta v_a^-(n)$ são válidas para $v_i(t)$ senoidal, desde que (1.22) ocorra e que o primeiro semiciclo seja negativo. A equação (1.1) fica então:

$$v_i(t) = -V \cdot \text{sen}(\omega.t)$$

Para calcularmos a eficiência do sistema, é necessário conhecer a corrente que passa por C_a . Para isto calculamos a tensão $v_a(n)$ sobre o condensador C_a . Definindo a função $Q_\omega(t)$, Fig. (1.8) por:

$$Q_\omega(t) = \begin{cases} 1 & \text{para } \text{sen } \omega.t > 0 \\ -1 & \text{para } \text{sen } \omega.t < 0 \end{cases}$$

Usando ainda (1.14) e (1.15) podemos escrever a função $v_a(n)$, desenhada na Fig. 1.4.

$$v_a(n) = V. \left\{ (1-r)^n \cdot (1-Q_\omega(n)) - 1 \right\} \quad (1.23)$$

A equação (1.23) dá a forma exata da tensão sobre o condensador C_a para uma alimentação por onda quadrada $v_i^*(t)$ onde:

$$v_i^*(t) = -V.Q_\omega(t) \quad (1.24)$$

Para uma alimentação senoidal $-V.\text{sen}(\omega.t)$, a expressão para $v_a(n)$ fica muito mais complexa que (1.23). Fazendo $Q_\omega(t)$ em (1.23) igual a $\text{sen}\omega.t$, e usando a aproximação (1.10) temos uma estimativa do comportamento de $v_a(t)$ que chamaremos $\bar{v}_a(t)$. A Fig. 1.9 mostra a forma de $v_a(t)$, justificando a aproximação feita. Então:

$$\bar{v}_a(t) = V. \left\{ e^{-t/\tau} \cdot (1-\text{sen}(\omega.t)) - 1 \right\} \quad (1.25)$$

$$\tau = T/r$$

A corrente $i_a(t)$ que passa por C_a pode ser estimada calculando a derivada de (1.25). Temos portanto, o valor $\bar{i}_a(t)$, onde:

$$\bar{i}_a(t) = C_a \cdot \frac{d\bar{v}_a(t)}{dt}$$

então,

$$\bar{i}_a(t) = V.C_a \cdot e^{-t/\tau} \cdot \left\{ -\omega \cdot \cos(\omega.t) + \frac{1}{\tau} (\text{sen}(\omega.t) - 1) \right\} \quad (1.26)$$

A energia dissipada em R, ($R=R_a=R_b$) simbolizada por E_R é dada por:

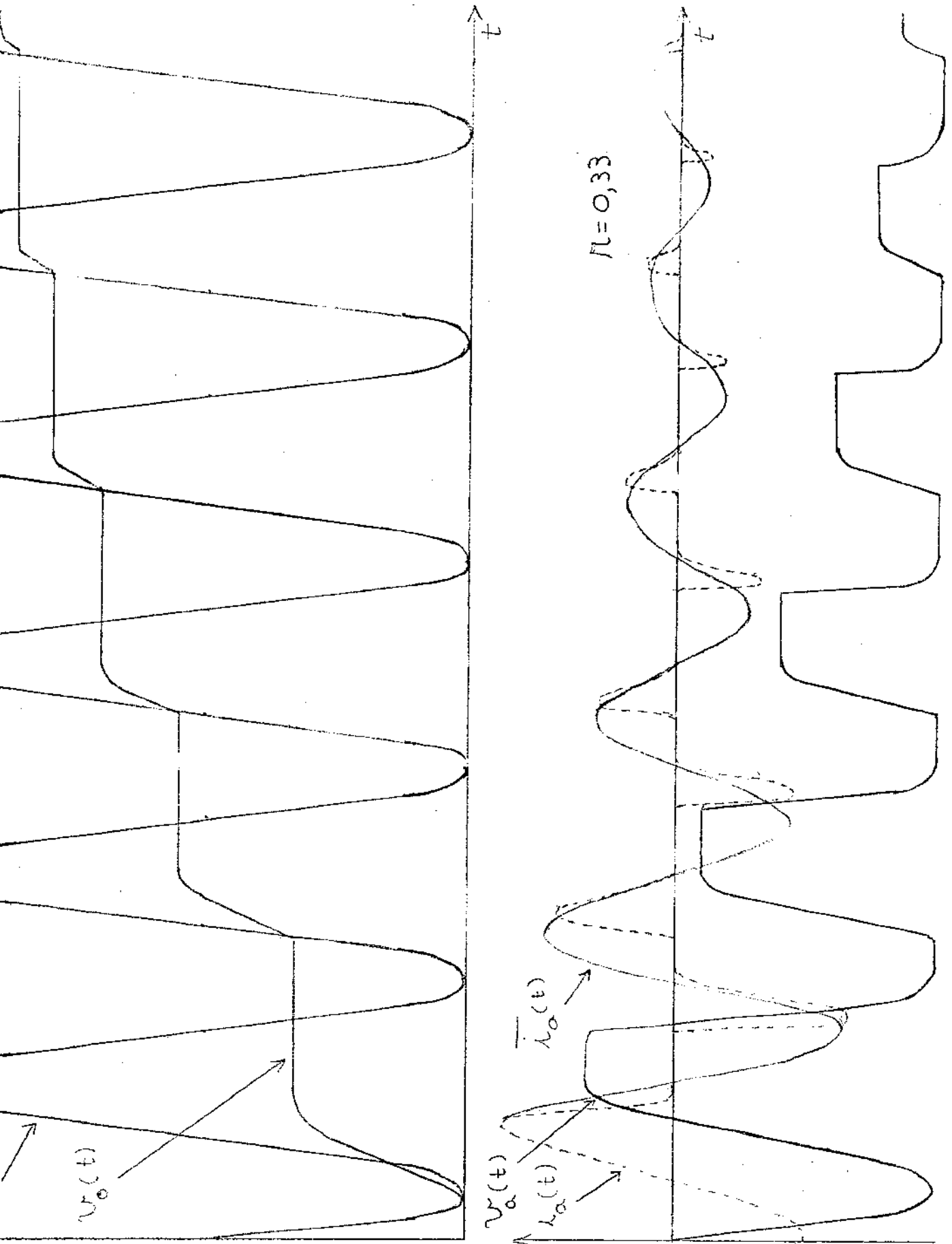


FIGURA 1.9

$$E_R = R \cdot \int_0^{\infty} i_a(t)^2 \cdot dt \quad (1.27)$$

Para efeito de cálculo de potência dissipada, levando em conta que $\omega \gg 1/\tau$ em (1.26), podemos aproximar $\bar{i}_a(t)$ por:

$$\bar{i}_a(t) \approx - (\omega \cdot V \cdot C_a) \cdot e^{-t/\tau} \cdot \cos(\omega \cdot t) \quad (1.28)$$

Substituindo $i_a(t)$ em (1.27) por $\bar{i}_a(t)$, dado por (1.28) temos:

$$E_R < R \cdot (\omega \cdot V \cdot C_a)^2 \cdot \int_0^{\infty} e^{-2t/\tau} \cdot \cos^2(\omega \cdot t) \cdot dt \quad (1.29)$$

Em (1.29) a desigualdade se deve ao fato de:

$$E_R = R \cdot \int_0^{\infty} i_a^2(t) \cdot dt < R \cdot \int_0^{\infty} \bar{i}_a^2(t) \cdot dt$$

o que pode ser concluído olhando a forma de $i_a(t)$ na Fig. (1.9). Tanto $i_a(t)$ como $\bar{i}_a(t)$ tem amplitudes dos máximos semelhantes, porém, $i_a(t)$ só é diferente de zero, quando os diodos conduzem, o que faz com que a área efetiva de $i_a(t)$ seja menor que a de $\bar{i}_a(t)$.

A resolução da equação (1.29) fornece:

$$E_R < \frac{\pi}{4} \cdot (2 \cdot C_b \cdot V^2) \cdot (\omega \cdot R \cdot C_a) \quad (1.30)$$

Obs.- As seguintes aproximações foram feitas:

$$C_b \approx \frac{C_a}{r} \quad e \quad \omega \cdot \tau \gg 1$$

A energia armazenada em C_b , dada por (1.20) e a

energia dissipada em R, dada por (1.30), podem ser colocadas em (1.21), com o fim de estimarmos η :

$$\eta > \frac{1}{1 + \frac{\pi}{4} (\omega.R.C_a) + \frac{r}{4}} \quad (1.31)$$

De acordo com (1.31), a eficiência pode ser tão próxima de $\eta_c = \frac{1}{1 + \frac{r}{4}}$ quanto se queira. A condição para isto, é que

$\omega.R.C_a \rightarrow 0$, condição não difícil de conseguir. Um dos modos é reduzir R, o que nem sempre é possível, o outro é diminuir C_a . A desvantagem é que para C_a muito pequeno, o tempo de carga ($\tau = T.C_b/C_a$) é longo. A eficiência máxima do circuito é então dada por η_c e este valor é muito próximo de 100% devido a r ser muito menor que 1. Por exemplo, para $r=0,1$, $\eta_c=97,5\%$.

1.3 - Cálculo do fator de utilização do transformador

Um outro parâmetro, interessante de ser calculado é o fator de utilização do transformador ou da fonte AC que irá alimentar o circuito de carga [4]. O parâmetro TUF*, é definido como sendo a razão entre a potência de saída do circuito de carga e a potência r.m.s de saída do transformador [4]. Considerando que em três constantes de tempo τ , o circuito duplicador tenha carregado o capacitor C_b a 2.V calculamos a potência de saída do circuito para uma repetição de $(1/3\tau)$ Hz:

$$P_o = (2.C_b.V^2)/(3.\tau) \quad (1.32)$$

(Note-se que em $3.\tau$ atinge-se cerca de 95% da tensão final).

Obs.-*TUF - Transformer Utilization Factor.

A potência de saída entregue pelo transformador é dada por:

$$P_t = i_{a \text{ eff}} \cdot v_{i \text{ eff}} = i_{a \text{ eff}} \cdot \frac{V}{\sqrt{2}} \quad (1.33)$$

Para o cálculo de $i_{a \text{ eff}}$, calculamos o valor quadrático médio de (1.28), que sabemos ser maior que $i_{a \text{ eff}}$, conforme Fig. 1.10. que representa uma sequência de pulsos de descarga, com um período de repetição igual a 3τ . Temos então:

$$i_{a \text{ eff}} < \bar{i}_{a \text{ eff}} = \left(\frac{1}{3\tau} \int_0^{3\tau} (\omega \cdot V \cdot C_a)^2 \cdot e^{-2t/\tau} \cdot \cos^2(\omega \cdot t) \cdot dt \right)^{1/2}$$

$$\bar{i}_{a \text{ eff}} \approx \frac{\omega \cdot C_a \cdot V}{2 \cdot \sqrt{3}} \quad (1.34)$$

Calculando agora o fator de utilização do transformador TUF, fazendo a razão entre (1.32) e (1.33), temos:

$$T.U.F. = \frac{P_o}{P_t} > 0,52 \quad (1.35)$$

O fator de utilização é importante para especificar o transformador, já que este deverá ter um KVA igual à potência de saída vezes o inverso do fator de utilização.

É interessante comparar o sistema de carga proposto, com outro muito conhecido e usado no dia a dia, que é o circuito de carga AC por diodo, mostrado na Fig. 1.11, onde inclusive aparece a forma de onda sobre o capacitor C. Pressupõe-se que este é descarregado a cada pico negativo da tensão de alimentação. A eficiência η e o fator de utilização do transformador

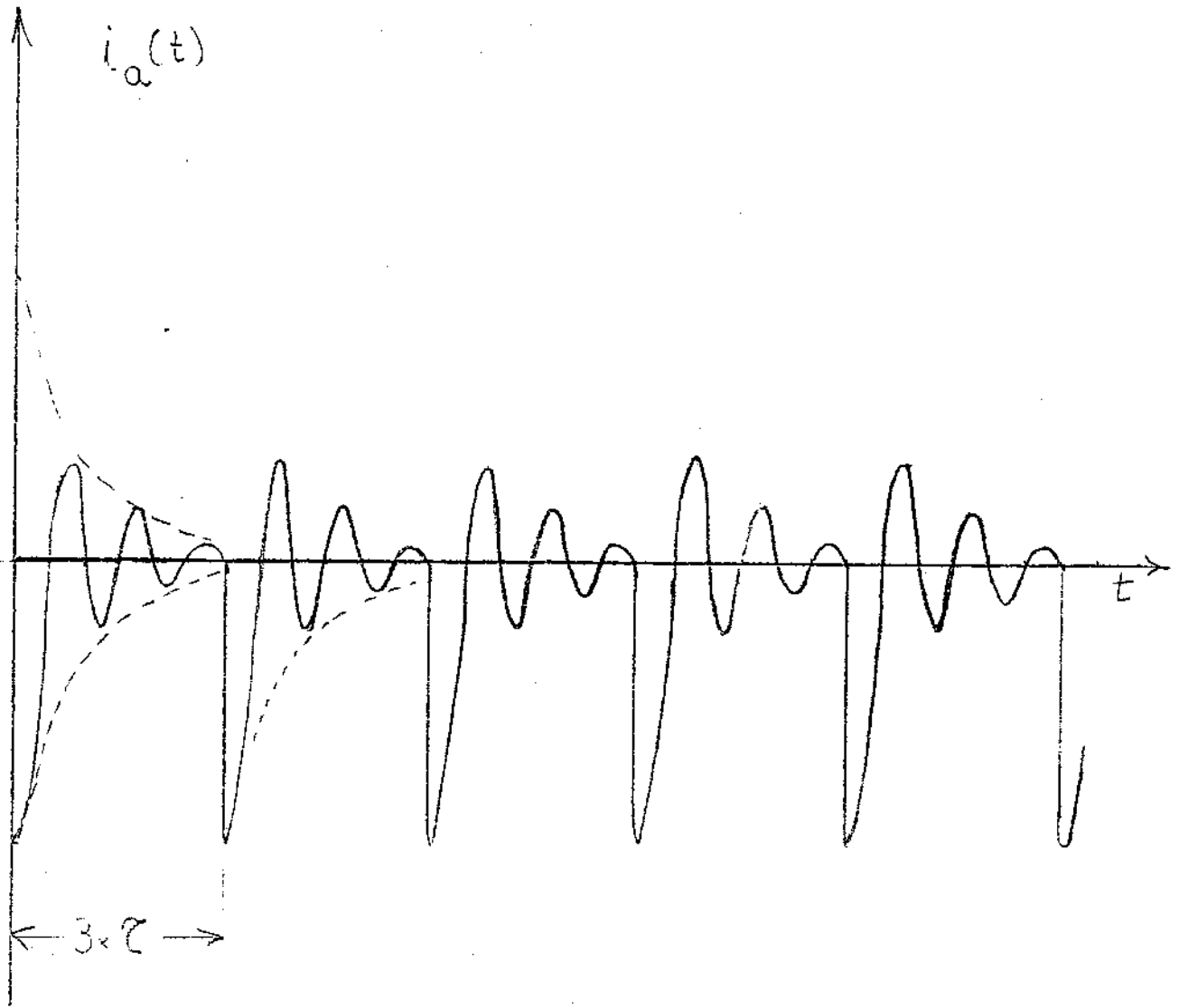


FIGURA 1.10

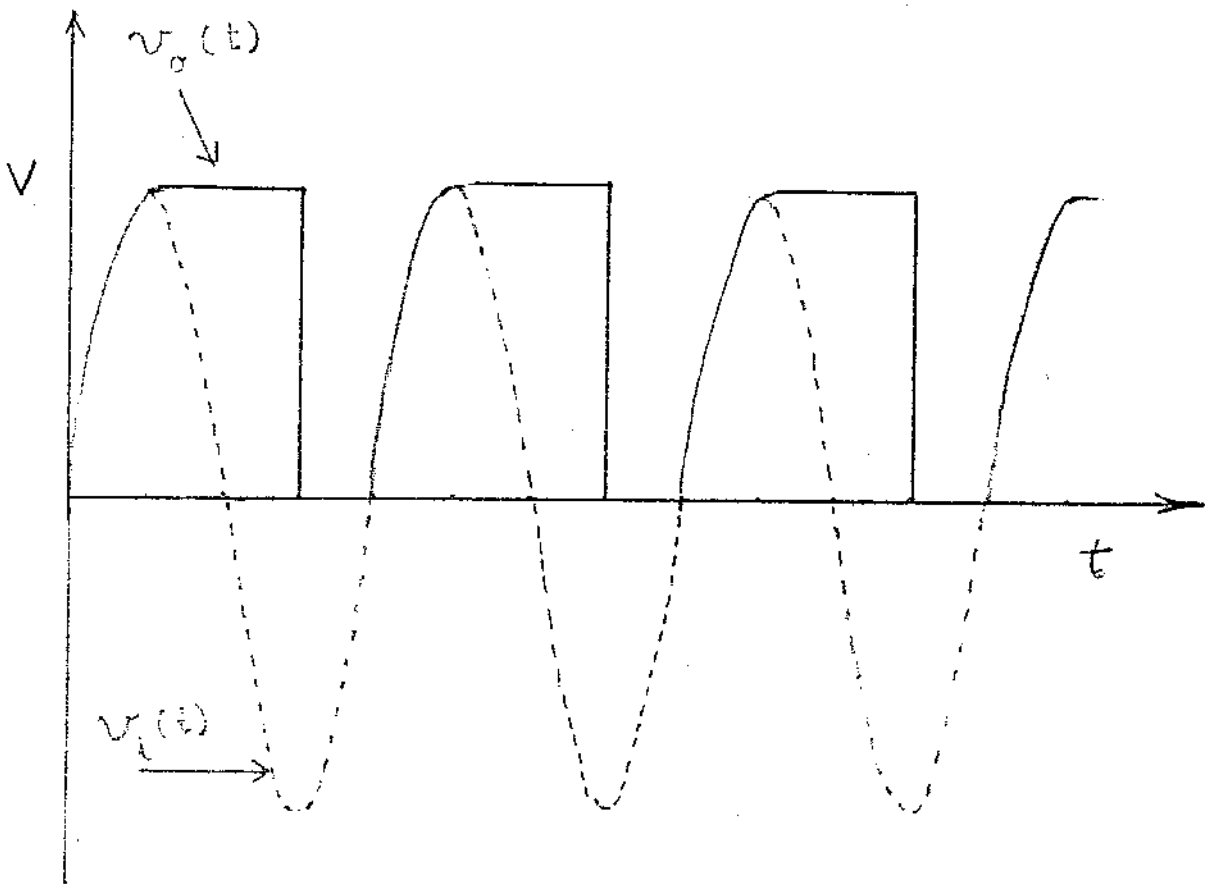
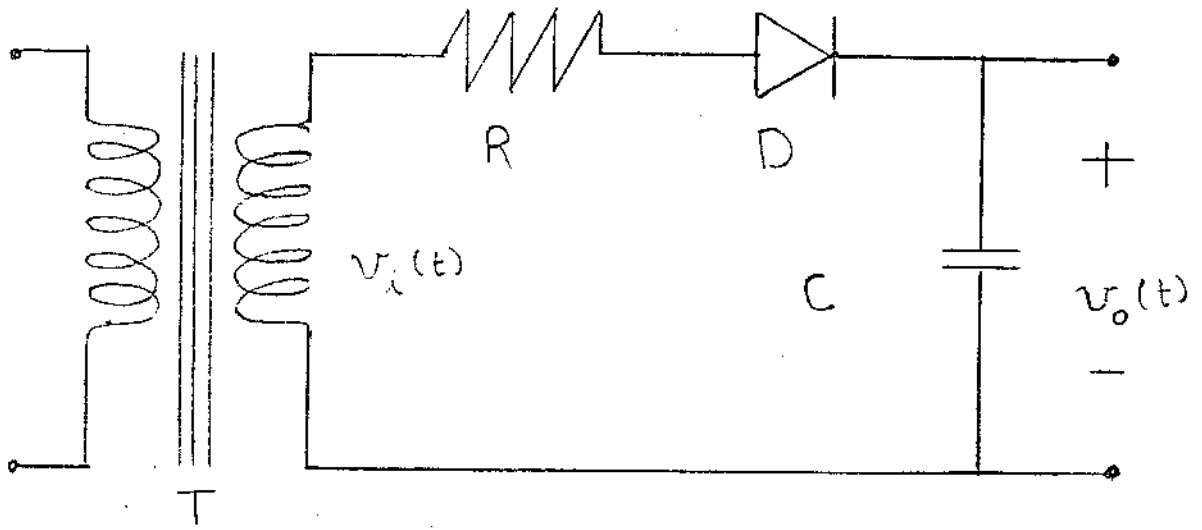


FIGURA 1.11

T.U.F. são respectivamente [4]:

$$\eta = \frac{1}{1 + \frac{\pi}{2} \cdot R \cdot C \cdot \omega} \quad (1.36)$$

$$T.U.F. = 0,32$$

Tanto o circuito de carga duplicador como o circuito de carga AC por diodo apresentam alta eficiência. Ambos são simples e não requerem ajustamentos. A desvantagem do circuito de carga AC por diodo é ter um baixo TUF, requerer diodos de alta tensão ($2.V$) e alta corrente ($\omega.C.V/2\sqrt{2}$) caso se necessite potência, e ainda, um transformador cujo enrolamento de alta tensão forneça a tensão V para o capacitor C . Sua grande vantagem é a repetição igual à da frequência de excitação. Por outro lado, o circuito de carga duplicador apresenta uma TUF maior que 50% e a tensão inversa máxima sobre os diodos é igual à tensão sobre o condensador C_b de descarga V_o . Além disso as correntes envolvidas são baixas e o transformador de alimentação deve ter isolação apenas para $V_o/2$. Tais argumentos, justificam a utilização do circuito de carga AC por diodo, em sistemas de baixa tensão. A utilização do circuito de carga duplicador seria reservada às médias e altas potências e alta tensão.

CAPITULO II

PROJETO E EXEMPLO DE UM CIRCUITO DE CARGA DUPLICADOR

2.1 - Fórmulas para projeto

O circuito de carga a ser projetado, compreende duas partes: o circuito de carga propriamente dito, e o circuito de controle. Neste capítulo trataremos apenas do projeto e cálculo do circuito de carga. No capítulo III descreveremos o controle utilizado.

Na Fig. 2.1 temos o circuito duplicador representado, com todos os seus componentes. A impedância Z_p foi adicionada para assegurar que ao ser curto circuitado C_b estejam isolados o circuito de carga do de descarga. Um dos dados necessários para o projeto é o condensador de descarga. O valor de C_b é dado pela energia requerida E_b do pulso de saída, energia esta dada por $E_b = (1/2) \cdot C_b \cdot V_o^2$. Onde: $C_b = \sqrt{2 \cdot E_b / V_o^2}$. O valor V_o é ditado pelas características da carga. Por exemplo, no caso da carga ser um laser pulsado de CO_2 de alta pressão, descarga transversal mais conhecido por TEA, a energia do condensador e a tensão, estão intimamente relacionadas com a pressão e o volume do gás que se deseja excitar [5]. Outro dado que se necessita é a repetição desejada. Podemos resumir no quadro abaixo os dados de projeto:

Condensador	C_b
Tensão de descarga	V_{desc}
Repetição	P.P.S.

Comecemos com o cálculo do transformador T. De

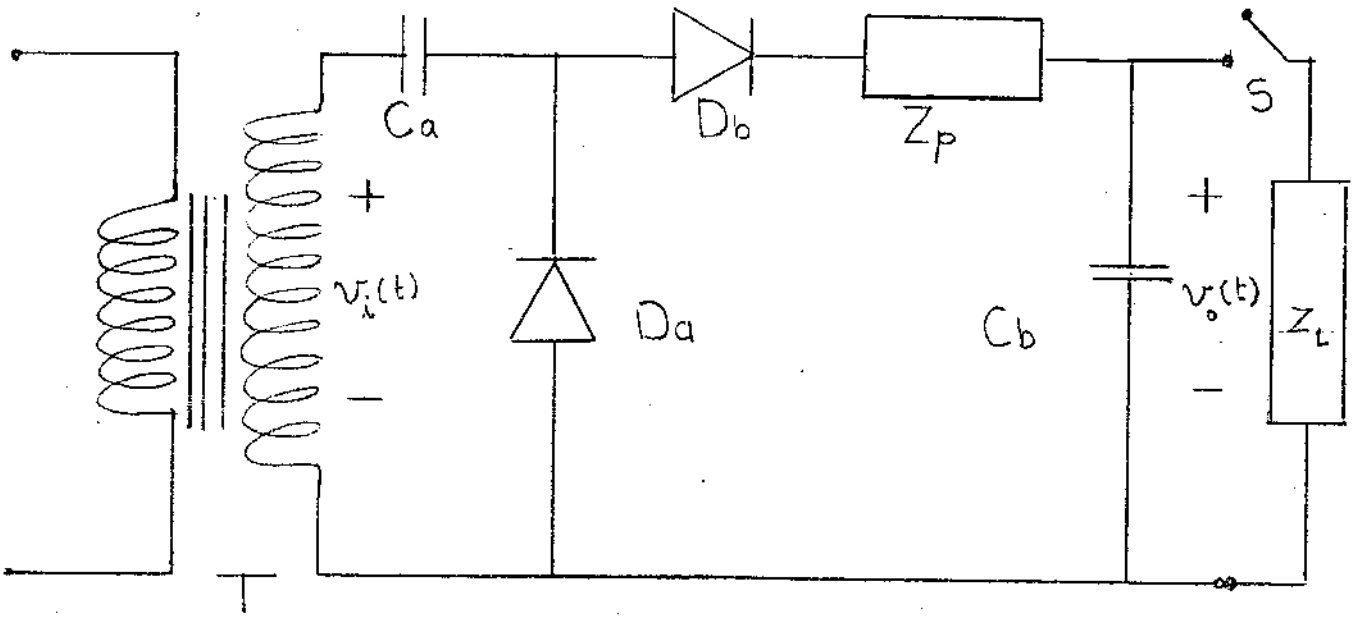


FIGURA 2.1

acordo com 1.32, a potência entregue pelo circuito de carga é:

$$P_o = \frac{1}{2} \frac{C_b \cdot V_{desc}^2}{3 \cdot \tau} \quad (2.1)$$

Na equação (2.1) temos que:

$$V_{desc}/2$$

é a tensão de pico fornecida pelo transformador T. O valor efetivo será:

$$V_{eff} = \frac{V_{desc}}{2\sqrt{2}} \quad (2.2)$$

No cálculo de P_o considerou-se que C_b carrega-se num tempo $t=3 \cdot \tau$, onde τ é a constante de carga do circuito de carga duplicador. Então:

$$\tau = \frac{1}{3} (P.P.S.)^{-1} \quad (2.3)$$

Substituindo (2.3) em (2.1) temos:

$$P_o = \frac{1}{2} (C_b \cdot V_{desc}^2) \cdot P.P.S. \quad (2.4)$$

Utilizando agora, o parâmetro TUF que fornece a razão entre a potência de saída e a potência do transformador, temos de acordo com (1.35) que:

$$P_t \approx 2 \cdot P_o \quad (2.5)$$

Uma vez determinado o transformador pelas equações (2.2) e (2.5), passamos ao cálculo do capacitor C_a e dos diodos. Conforme 1.12 temos:

$$\tau = T/r \quad (2.6)$$

$$\text{onde } T = 2\pi/\omega$$

O valor da constante r é dado pelo divisor capacitivo formado por C_a em série com C_b . Então:

$$r = \frac{C_a}{C_a + C_b} \quad (2.7)$$

donde tiramos:

$$C_a = \frac{r}{(1 - r)} \cdot C_b$$

ou usando (2.6):

$$C_a = \frac{T}{\tau - T} \cdot C_b \quad (2.8)$$

O condensador C_a deve suportar uma tensão alternada cujo valor de pico é dado por:

$$V_{\text{pico}} = \frac{+}{-} \frac{V_{\text{desc}}}{2} \quad (2.9)$$

Os diodos são escolhidos de modo a suportarem a corrente efetiva durante o tempo de carga e a tensão inversa V_{diod} . Então:

$$V_{\text{diod}} \geq V_{\text{desc}} \quad (2.10)$$

Um parâmetro útil, fornecido pelo fabricante de diodos, é o produto I^2t . Utilizando este parâmetro e o valor da corrente $\bar{I}_a \text{ eff}$ de (1.34) e considerando que a corrente se divide entre os diodos, eles deverão ter:

$$I^2t > \frac{(\omega \cdot C_a \cdot V)^2}{8} \cdot \tau \quad (2.11)$$

onde: $V = V_{\text{desc}}/2$

As equações (2.11) e (2.10) especificam os diodos D_a e D_b .

O cálculo de Z_p é executado no sub-capítulo que se segue.

2.2 - Circuito de proteção dos diodos

Conforme foi dito, no sub-capítulo anterior, a impedância Z_p é utilizada para isolar o circuito de carga do circuito de descarga no instante em que a chave S da Fig. 2.1 fecha. As oscilações produzidas pelo pulso de descarga poderiam danificar os diodos D_a e D_b , durante os semiciclos negativos de tensão, quando a corrente que os atravessa, poderia ultrapassar o valor I^2t especificado pelo fabricante.

O problema que nos propomos a resolver é achar uma impedância de proteção Z_p , que colocada em série com os diodos, impeça a corrente de ultrapassar o valor I^2t , durante os pulsos de descarga do condensador C_b , e que não prejudique o circuito de carga.

Na Fig. 2.2 temos representado o circuito de descarga no instante $t=0$, em que a chave S fecha-se. L_b representa a indutância parasita do condensador C_b , os elementos C_z , L_z , R_z

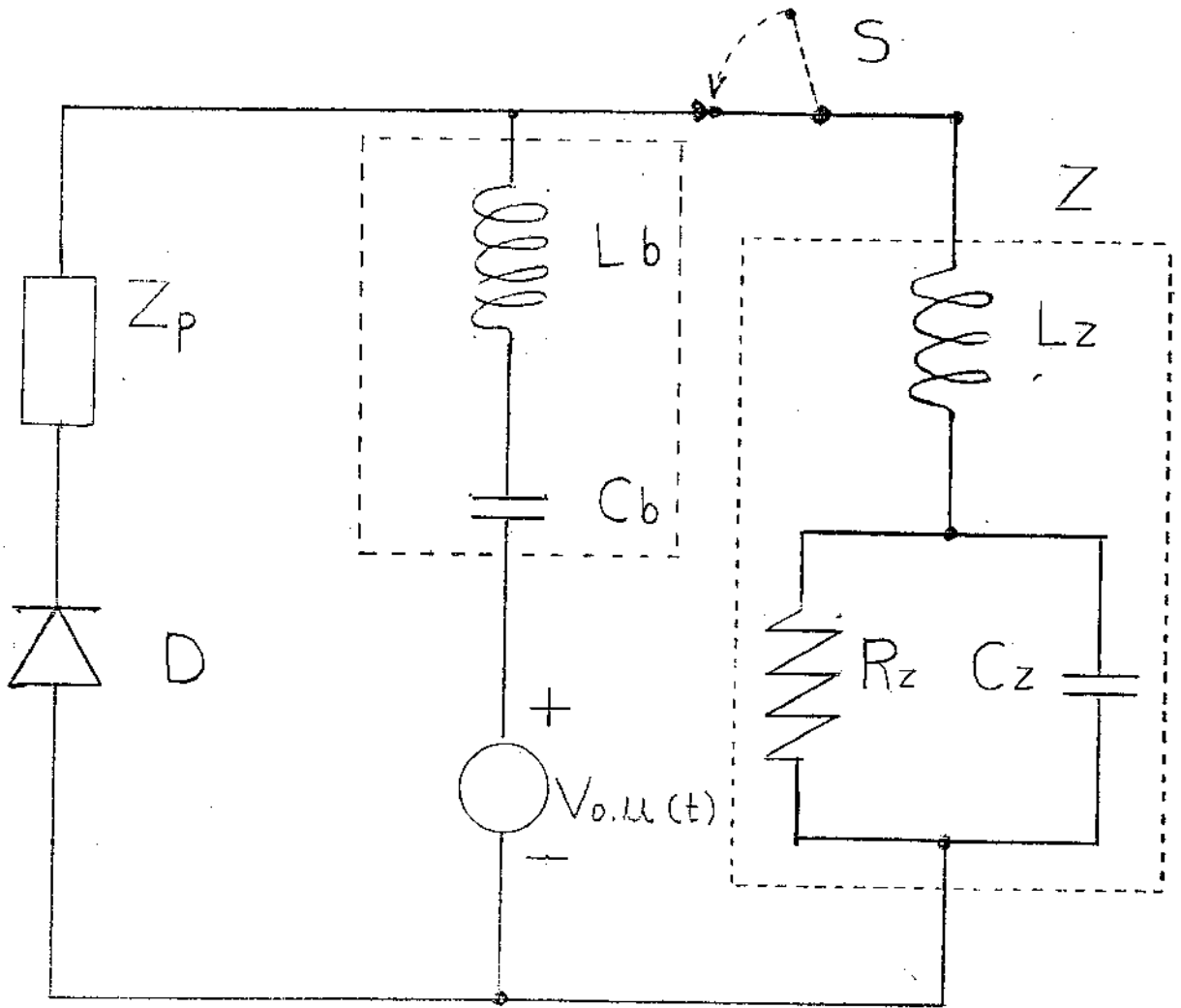


FIGURA 2.2

representam o circuito equivalente da carga (considera-se que em R_z estão incluídas todas as resistências do circuito de descarga). $V_0 \cdot \mu(t)$ é a tensão armazenada em C_b no instante do disparo, $\mu(t)$ é a função degrau unitário; seu valor é zero para t menor que zero e um para t maior que zero. Geralmente o condensador C_z associado à carga Z é desprezível frente à C_b , podendo ser retirado do circuito. Aplicando as leis de Kirchhoff à malha formada por C_b e Z e considerando $Z_p \approx \infty$, determinamos a corrente $I_2(t)$ da Fig. 2.3. Utilizando transformadas de Laplace temos:

$$I_2(s) = \frac{V_0}{L} \frac{1}{s^2 + 2\zeta\omega_0 s + \omega_0^2} \quad (2.12)$$

onde: $\zeta = \frac{R}{2\omega_0 L}$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC_b}}$$

$$L = L_z + L_b$$

Os polos da equação 2.12 são dados por:

$$s_{1,2} = -\zeta\omega_0 \pm \omega_0\sqrt{\zeta^2 - 1} \quad (2.13)$$

Se em 2.13 tivermos $\zeta \geq 1$, o circuito não oscila, fazendo com que a impedância de proteção Z_p não seja necessária. O caso mais geral porém, é que R_z seja muito pequeno, fazendo que $\zeta \ll 1$ e que as soluções de (2.13) sejam imaginárias. O circuito terá neste caso, um movimento oscilatório amortecido. A análise que faremos a seguir, pressupõe $\zeta \ll 1$, que é o pior caso

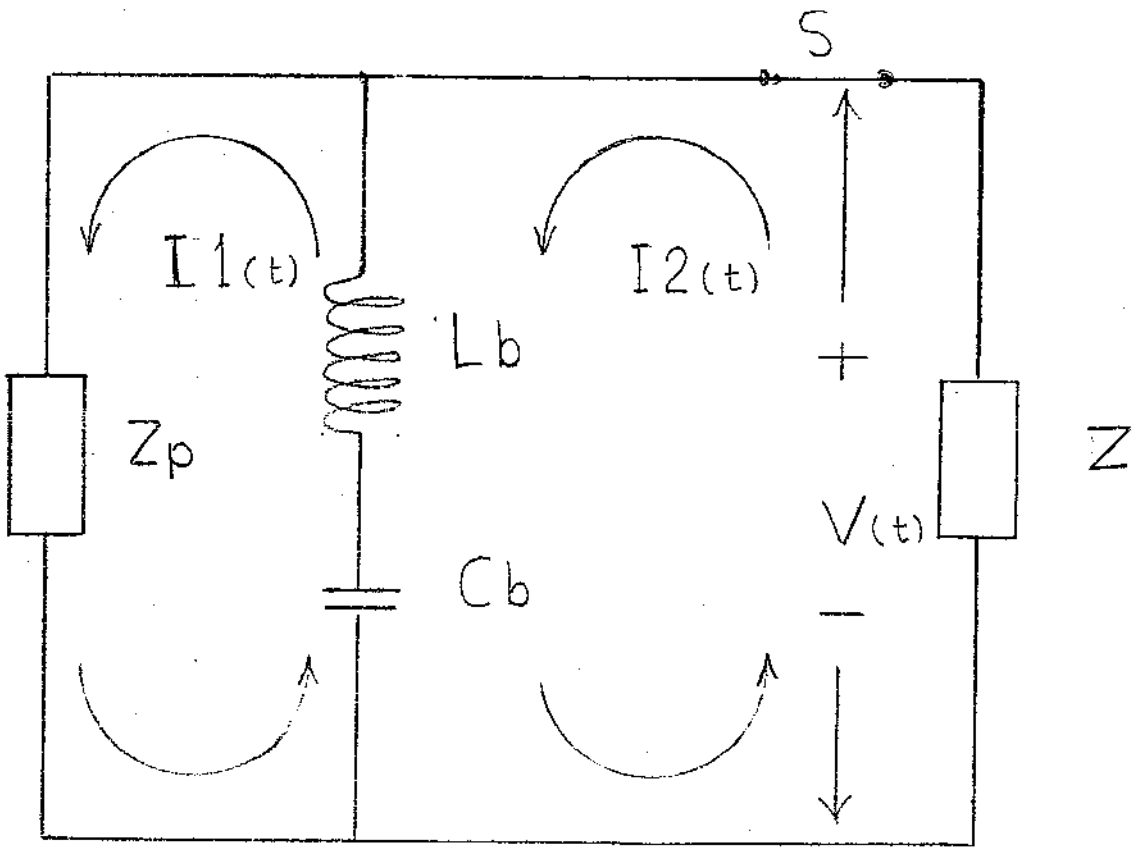


FIGURA 2.3

pois o tempo de decaimento, que é proporcional ao tempo que os diodos conduzem, é dado por $T_* = 1/(\omega_0 \zeta)$.

As correntes $I_1(t)$ do circuito do diodo, e $I_2(t)$ do circuito de descarga, estão indicadas na Fig. 2.3. Nosso objetivo é achar a relação entre os parâmetros da Fig. 2.3, tal que a corrente I_d que circula nos diodos, nos semiciclos negativos de tensão, não ultrapasse os limites especificados abaixo:

$$\int_0^{T_*} I_d(t)^2 dt = \frac{1}{2} \int_0^{T_*} I_1(t)^2 dt \leq I^2 t \quad (2.14)$$

onde $I^2 t$ é o valor especificado pelo fabricante e $T_* = \frac{1}{(\omega_0 \zeta)}$.

Obs.- Notar que $I_{deff} = \frac{I_{1eff}}{\sqrt{2}}$.

Considerando que $I_2(t) \gg I_1(t)$, mesmo com a condução dos diodos, temos que o valor de $I_2(t)$ de (2.12) é:

$$I_2(t) = I_0 \cdot e^{-\zeta \omega_0 t} \cdot \text{sen}(\omega_0 t) \quad (2.15)$$

A tensão $V(t)$ sobre a carga Z , é dada aproximadamente por:

$$V(t) \approx |Z| \cdot I_0 \cdot e^{-\zeta \omega_0 t} \cdot \text{sen}(\omega_0 t + \phi) \quad (2.16)$$

ou:

$$V(t) \approx |Z| \cdot I_2(t) \cdot e^{j\phi} \quad (2.17)$$

(usando a notação Fasorial)

$$\text{onde: } \phi = \text{arc tang} \left(\frac{\text{imag}(Z)}{\text{real}(Z)} \right)$$

e por:

$$V(t) \approx |Z_p| \cdot I_1(t) \cdot e^{j\phi_p} \quad (2.18)$$

fazendo o quociente entre (2.18) e (2.17), determinamos o valor de $I_1(t)$:

$$I_1(t) \approx \frac{|Z|}{|Z_p|} \cdot I_2(t) \cdot e^{j(\phi - \phi_p)} \quad (2.19)$$

Como estamos interessados em calcular a integral de $I_1(t)^2$, temos de (2.19) e (2.15).

$$\int_0^{T_*} I_1(t)^2 dt = \int_0^{T_*} \left(\frac{|Z|}{|Z_p|} \right)^2 \cdot I_0^2 \cdot e^{-2\zeta\omega_0 t} \cdot \text{sen}^2(\omega_0 t + \phi - \phi_p) dt \quad (2.20)$$

Substituindo $I_2(t)$ em (2.20) por seu valor em (2.15), considerando (2.14) e $T_* \gg T_0 = \frac{2\pi}{\omega_0}$, teremos:

$$\int_0^{T_*} I_d(t)^2 dt \approx \left(\frac{|Z|}{|Z_p|} \cdot I_0 \right)^2 \cdot \frac{1}{8\zeta\omega_0} \leq I^2 t \quad (2.21)$$

De (2.21) tiramos o valor de $|Z_p|$:

$$Z_p > |Z_p|_{\min} \approx \frac{|Z|}{2} \sqrt{\frac{I_0^2 \cdot T_0}{I^2 T} \cdot \frac{Q}{2\pi}} \quad (2.22)$$

onde:

$$T_0 = \frac{2\pi}{\omega_0} \quad \text{e} \quad Q = \frac{1}{2 \cdot \zeta}$$

A expressão (2.22), nos permite calcular o mínimo valor que $|Z_p|$ pode assumir, desde que conheçamos $|Z|$ e o fator de qualidade Q do circuito de descarga. A impedância /

da carga é medida facilmente, com a ajuda de um oscilador. Geralmente, o caráter indutivo da mesma, torna desprezível o componente resistivo R_z , nas frequências ω_0 , de maneira que podemos assumir que a impedância de carga é dada por:

$$|Z| \approx \omega_0 \cdot L_z \quad (2.23)$$

O fator de qualidade Q é definido de uma maneira geral como:

$$Q = \frac{\omega_0 (\text{Energia armazenada})}{\text{Potência média dissipada}} \quad (2.24)$$

ou:

$$Q = \frac{\pi (\text{Energia armazenada})}{\text{Energia perdida em meio ciclo}}$$

Se conhecermos a eficiência η' com que a energia é entregue à carga, poderemos estimar o valor de Q . Seja por exemplo, E_b a energia armazenada no condensador C_b . A energia entregue à carga em meio ciclo é $\eta' E_b$, portanto: $Q \approx \frac{\pi}{\eta'}$.

O valor mínimo de Z_p está determinado. O máximo valor é ditado pelo circuito de carga. A impedância Z_p pode ser indutiva, resistiva ou ambas, mas deve ser muito menor em módulo, que a impedância representada pelo condensador de carga C_a na frequência da rede de alimentação. As expressões (2.25) resumem o que se afirmou acima.

$$|Z_p|_{\min} < |Z_p| \quad \text{e} \quad |Z_p|'' \ll \frac{1}{\omega'' \cdot C_a} \quad (2.25)$$

(Onde $|Z_p|''$ é o módulo de Z_p calculado para $\omega = \omega''$ e, ω'' é a frequência angular da linha de alimentação).

A dissipação de potência em Z_p , pode ser estimada das seguintes considerações: a potência sobre $Z_{p \text{ min}}$, considerado puramente resistivo e dada por:

$$P_{\text{min}} \approx R_{p \text{ min}} \cdot I^2 t \cdot \text{PPS}$$

A potência sobre Z_p será $(|Z_p|/R_{p \text{ min}})^2$ vezes menor, multiplicada pela parte real de Z_p :

$$P_p \approx \text{Real} \{ Z_p \} \cdot I^2 t \cdot \left(\frac{R_{p \text{ min}}}{|Z_p|} \right)^2 \cdot \text{PPS} \quad (2.26)$$

Para diodos cujo produto $I^2 t$ seja tal que suportem a corrente durante o tempo T_* , onde T_* é função da resistência do diodo, não há necessidade da impedância Z_p . O valor de T_* depende também dos parâmetros L_z , C_b e L_b envolvidos, pois o circuito pode amortecer criticamente, superamortecer ou subamortecer. A resistência do diodo pode ser estimada através de testes ou curvas que o fabricante forneça. A colocação de uma resistência em série com o diodo, aliviará a potência dissipada sobre o mesmo.

2.3 - Exemplo do projeto de um circuito de carga duplicador

O circuito que vamos calcular foi construído para ser usado na alimentação de um laser de CO_2 pulsado. É um circuito de carga de potência média. Baseados na energia exigida do pulso, nas características do laser [5] e na repetição necessária temos os seguintes dados.

$$\begin{aligned} V_{\text{desc}} &= 50 \text{ KV} \\ \text{Repetição} &= 1 \text{ seg}^{-1} \end{aligned}$$

Condensador de descarga = 0,15 μ F, 20 η H, 50KV

Energia por pulso \cong 187 Joules

Uma vez que temos C_b , passemos ao cálculo de τ , usando (2.3):

$$\tau = \frac{1}{3.PPS} \rightarrow \tau = 0,33$$

Com o valor de τ e com (2.8), calculamos C_a :

$$C_a = \frac{T}{\tau - T} \cdot C_b \rightarrow C_a \cong 7,8nF$$

Obs.- Utilizando a rede como alimentação (60Hz), T assume o valor de T=16,6ms).

A tensão máxima suportada por C_a é (2.9):

$$V_{pico} = \pm \frac{V_{desc}}{2} \therefore V_{pico} = \pm 25 KV$$

Determinamos a seguir D_a e D_b , conforme (2.11) e (2.10):

$$I^2_t > \frac{(\omega C_a V)^2}{8} \cdot \tau \cong 2,2 \cdot 10^{-4} A^2.S$$

Obs. $V = V_{desc} / 2$

$$V_{diod} > V_{desc} \quad V_{diod} > 50 KV$$

O transformador T é caracterizado pela tensão do secundário (2.2) e pela potência do mesmo, calculada através de (2.4) e (2.5). Deve-se considerar a eficiência do transformador η_T .

$$v_{eff} = \frac{V}{\sqrt{2}} \therefore v_{eff} = 17,5 KV$$

$$P_t = (C_b \cdot V_{desc}^2) \cdot \eta_T \cdot PPS \quad P_t \approx 470 \text{ W}$$

(para $\eta_T \approx 0,8$)

Para a impedância de proteção Z_p , utilizamos um indutor. A indutância L_z é medida com o auxílio de um oscilador. Uma vez determinado seu valor que para nós foi de $\approx 130\text{nH}$, usando (2.22), determinamos L_p min.:

$$V_o = 50\text{KV}$$

$$L_z \approx 130\text{nH}$$

$$L_b \approx 20\text{nH}$$

$$C_b \approx 0,15\mu\text{F}$$

$$C_a \approx 7\text{nF}$$

$$I_t^2 = 4,5\text{A}^2\text{S}$$

Dos dados acima, tiramos que:

$$\omega_o \approx 7,5 \cdot 10^6$$

$$I_o \approx 50 \text{ KA}$$

A eficiência do laser, depende de uma série de parâmetros, como pressão parcial dos gases, distância inter-eletródica, etc. Considerando ainda os outros mecanismos de absorção, podemos considerar, com margem de segurança uma absorção de energia da ordem de 40% da energia entregue pelo pulso [5], portanto:

$$Q \approx \frac{\pi}{0,4} \approx 8$$

Colocando o valor de q ; I_o , T_o e $\omega_o L_z$, temos:

$$|Z_p|_{\min} = 24\Omega, \text{ o que dá } L_p \min = \frac{24}{\omega_o} \approx 3,2\mu\text{H}.$$

O valor máximo de L_p é tirado de (2.25) com $\omega''=377$, $L \ll 1000\text{H}$.

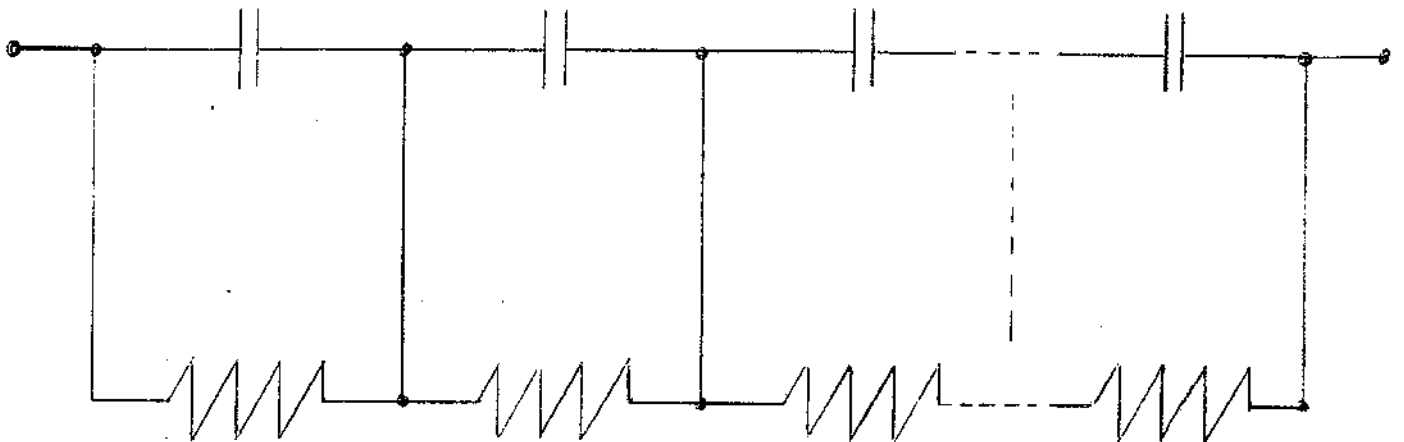
Para o nosso circuito, utilizamos um indutor de $L_p = 2 \text{ mH}$.

2.4 - Arranjo físico dos componentes

Uma vez projetado e calculado o circuito de carga passamos à construção do mesmo. Tivemos o cuidado de colocar cada componente separado do outro por uma distância segura, função do meio isolante usado em nosso caso, a parafina. Fora do bloco de parafina, ficaram o condensador de descarga C_b e o transformador. Poderíamos ter usado outros meios isolantes, como o óleo de transformador ou resina epoxi. Com isso, os problemas de isolação ficam reduzidos ao mínimo. A obtenção de componentes para alta tensão, devido às exigências de corrente, capacidade e tensão tornou-se bastante difícil. O transformador de alta tensão e os diodos foram facilmente encontrados na praça, indústria nacional. Já o condensador C_a de carga, não foi possível ser encontrado. Na impossibilidade de obtenção do mesmo, construímos um, através de um arranjo série de 35 condensadores em paralelo, com 35 resistências conforme a Fig. 2.4, de modo a obtermos a capacidade e a tensão desejadas (os condensadores não podem ser eletrolíticos devido à tensão alternada durante a carga). As resistências R colocadas em paralelo com os condensadores são necessárias para assegurar igual distribuição de tensão nos mesmos. Devem ser tão altos quanto possível, respeitando sempre que $R \ll R$ de fuga dos condensadores. Apesar da dissipação nas resistências ser de algumas dezenas de miliwatts, colocamos resistências de alguns watts de potência, pois são as que suportam melhor a tensão. O indutor L_p de proteção dos diodos, foi facilmente construído, enrolando o número de voltas de fio

Condensador Ca.

$$C = 0,22 \mu F \times 1,6 Kv ; (35 \text{ unidades})$$



$$R = 5,6 M\Omega \times 3W ; (35 \text{ unidades})$$

$$C_a = 0,22 / 35 \approx 0,006 \mu F = 6 \text{ nF}$$

$$V = 35 \times 1,6 Kv \approx 50 Kv$$

$$Tg \delta = 10^{-3}$$

FIGURA 2.4

suficiente, num tarugo de PVC, de tamanho adequado.

Conforme foi dito anteriormente, o arranjo de condensadores que constituem C_a , os diodos e o indutor, foram todos colocados em parafina quente, formando após um bloco compacto e eletricamente isolado. As conexões do mesmo para o transformador e para o condensador de descarga, estão mostradas na Fig. 2.5. São constituídas de cabos coaxiais, com isolação adequada. Por exemplo, o RG 11 A/U da Pirelli suporta 46 KV contínuos de acordo com o catálogo do fabricante. Na realidade ele suporta um pouco mais, dependendo das conexões nos terminais dos cabos, onde geralmente rompem os arcos. A Fig. 2.5 mostra como fizemos as ligações. A lenta abertura da blindagem do cabo evita abruptas descontinuidades do campo elétrico, evitando a formação de arco.

O condensador de descarga C_b , é um condensador de baixa indutância, alta tensão e relativamente alta capacidade. Sua tecnologia de construção é bastante sofisticada. São fabricados por firmas especializadas no ramo, como a Maxwell Laboratories. Sua construção demandaria tempo e pesquisa. Como tínhamos disponível um componente, foi muito mais interessante usá-lo.

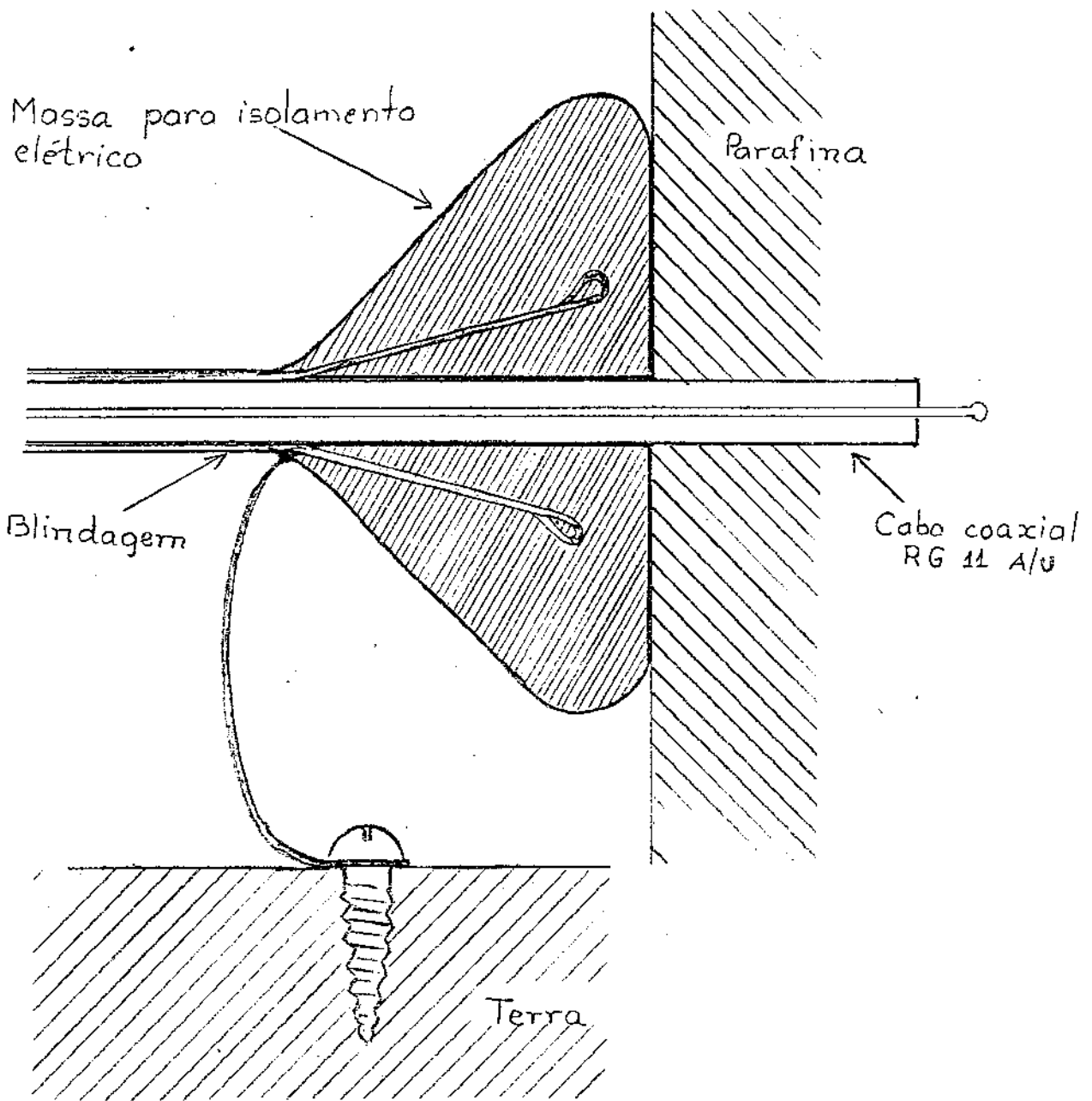


FIGURA 2.5

CAPÍTULO III

CIRCUITO DE CONTROLE

O controle do circuito de carga duplicador, baseia-se no fato de que a tensão $v_o(t)$ do condensador de descarga C_b , é função do número de ciclos da rede (1.9).

Para uma melhor compreensão do funcionamento do circuito de controle, desenhamos na Fig. 3.1 o esquema simplificado do conjunto, utilizando blocos para representar as funções que os mesmos realizam. Inclusive, estão esboçadas as formas de onda nos pontos de interesse. A função desempenhada pelos diversos blocos é a seguinte: o bloco simbolizado por D_t , é um detector de zeros de derivada negativa. Cada vez que a tensão de alimentação passa por zero, de um valor positivo para negativo, ele emite um pulso de amplitude 5V e largura de $50\mu S$ que libera a ação do pulsador de frequência e largura de tempo variáveis, representado pelo bloco P. Este pulsador é constituído de dois monoestáveis, ligados de tal modo que a transição de um para o nível lógico superior, joga o outro para o nível lógico zero. Desse modo, controlamos a tensão $v_o(t)$ da saída do circuito de carga duplicador, através da duração do pulso do monoestável. O outro monoestável fornece o intervalo entre os mesmos, controlando a repetição. A saída do bloco P é portanto, uma sequência de pulsos, cuja largura e frequência podem ser modificados pelo operador.

A subida do pulso do bloco P, aciona o bloco Osc, oscilador, fazendo com que o Triac conduza. A descida inibe o oscilador e gatilha o pulsador de alta tensão, P.A.T., Fig. 3.1.

O pulsador P.A.T. é constituído de um circuito

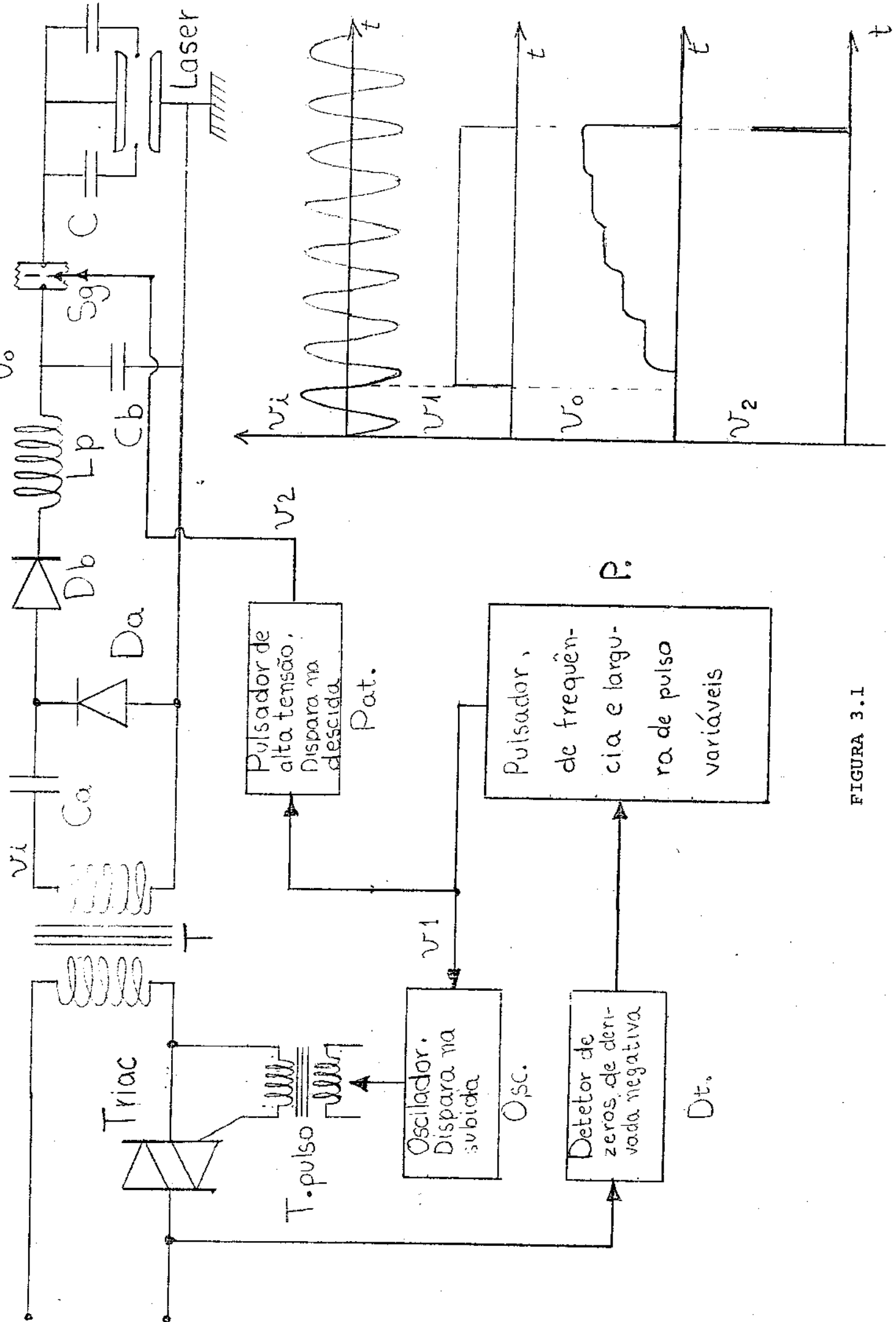


FIGURA 3.1

de carga duplicador. Com a utilização de um SCR descarregamos o condensador de saída do mesmo no primário de uma bobina de ignição de automóvel. Pulsos de 40KV, 20µS de subida são obtidos, acionando o "spark-gap", S.G., que descarrega C_b no laser. Nas Fig. 3.2, 3.3 temos a implementação dos blocos da Fig. 3.1.

Conforme se observa, da equação (1.9) e do circuito de controle usado, não se pode obter qualquer tensão específica do circuito de carga, apenas valores discretos apontados por n . Da mesma equação podemos calcular o tempo que o triac deve ficar conduzindo, para obtermos uma tensão V_* :

$$t = n \cdot T - \frac{T}{4} \quad (3.1)$$

onde: T = período da rede

n = número inteiro mais próximo de p , sendo p , dado por:

$$p = \frac{\ln(1 - V_*/2V)}{\ln(1 - r)} \quad (3.2)$$

O erro cometido, $\Delta v_{O*} = v_O(t) - V_*$, onde t é dado por (3.1), será sempre menor ou igual a $\Delta v_{O*}(n)/2$, (1.13), portanto temos:

$$\Delta v_{O*}(n) = \pm V \cdot r \cdot (1-r)^{(n-1)} \quad (3.3)$$

A fórmula, aproximada (1.12) de $v_O(t)$, pode ser usada com grande precisão, quando r é pequeno e V_* grande, ($V_* \geq V$):

$$t \approx \tau \ln \frac{2V}{2V - V_*} \quad 3.1-a$$

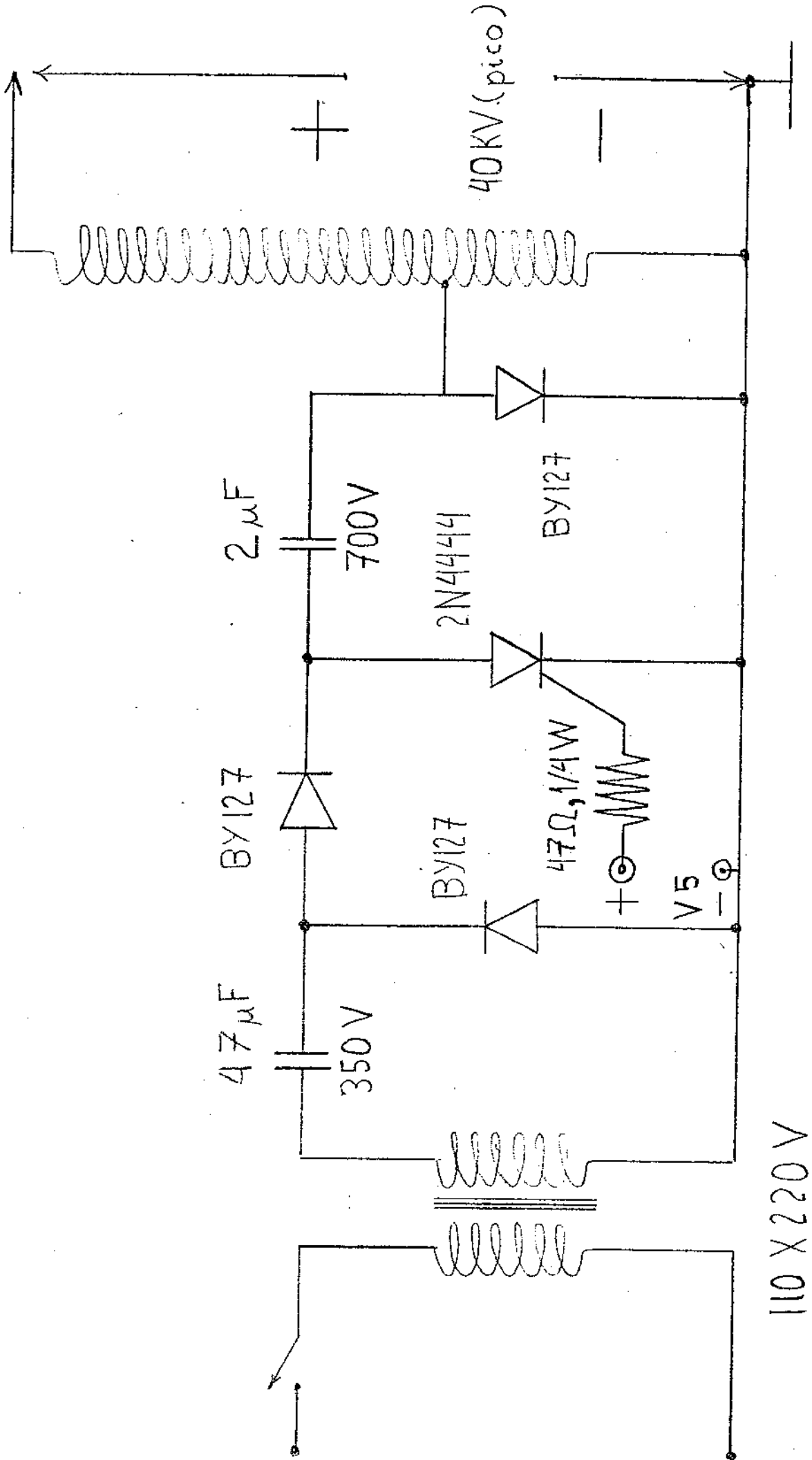


FIGURA 3.3

$$\Delta v_o(t) \cong V.r.e^{-t/\tau}$$

3.3-b

onde:

$$\tau = \frac{T}{r}$$

É interessante ressaltar que conforme indicam as equações (3.1-a) e (3.3-b), o comportamento do sinal de saída é continuamente controlável para r pequeno e para tempos grandes. (da ordem de τ)

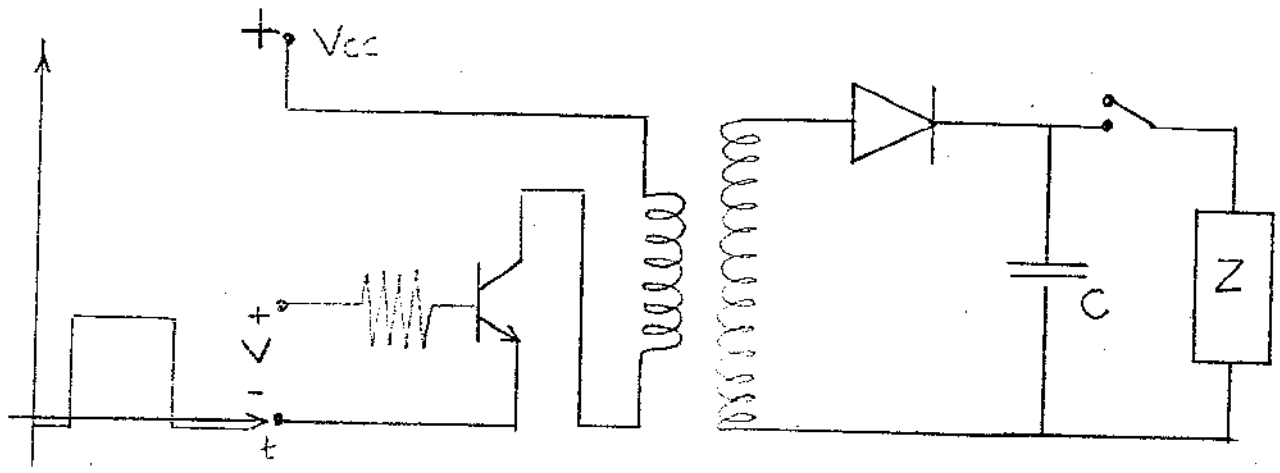
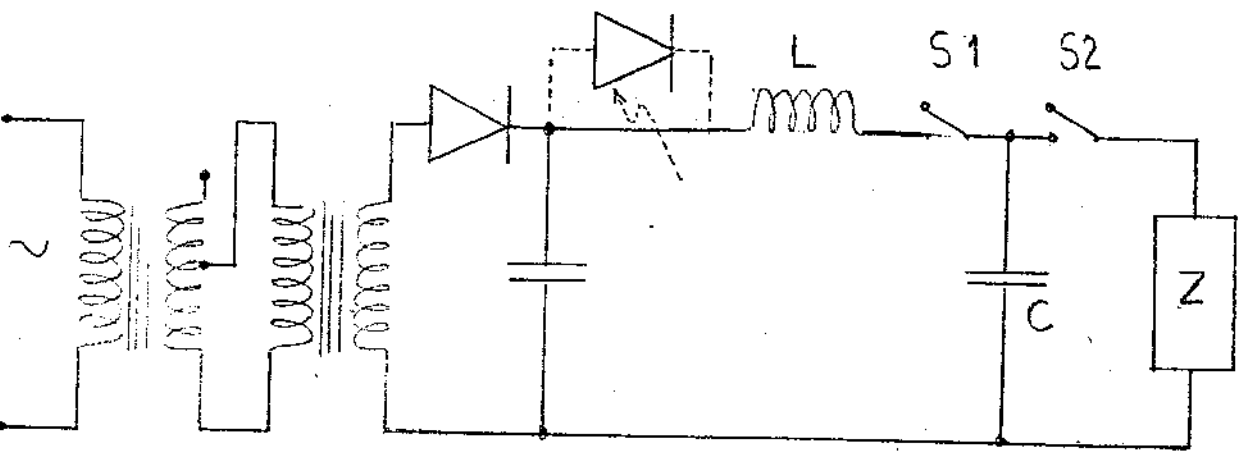
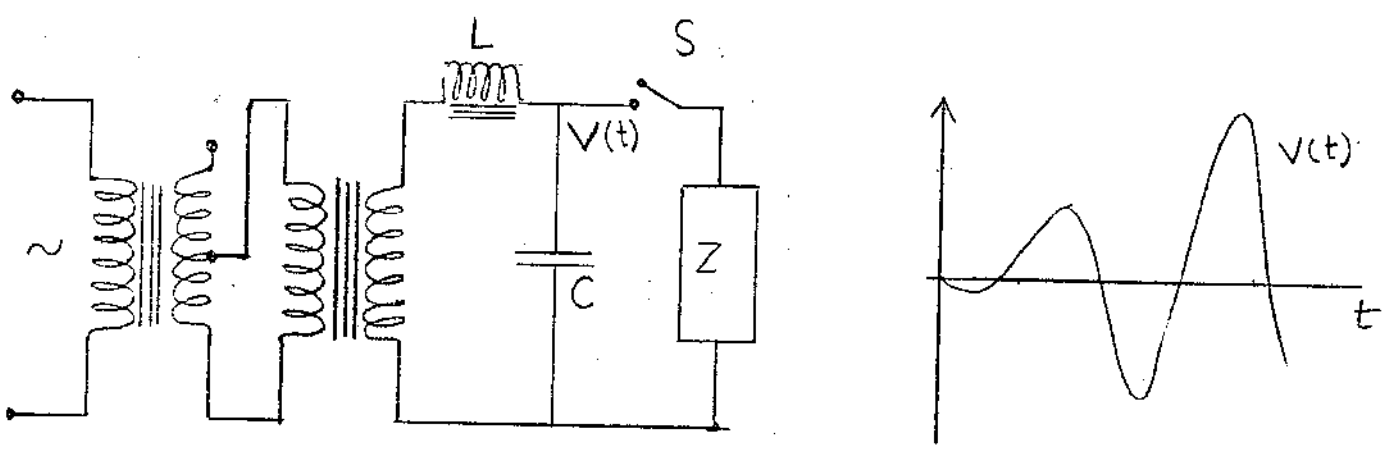
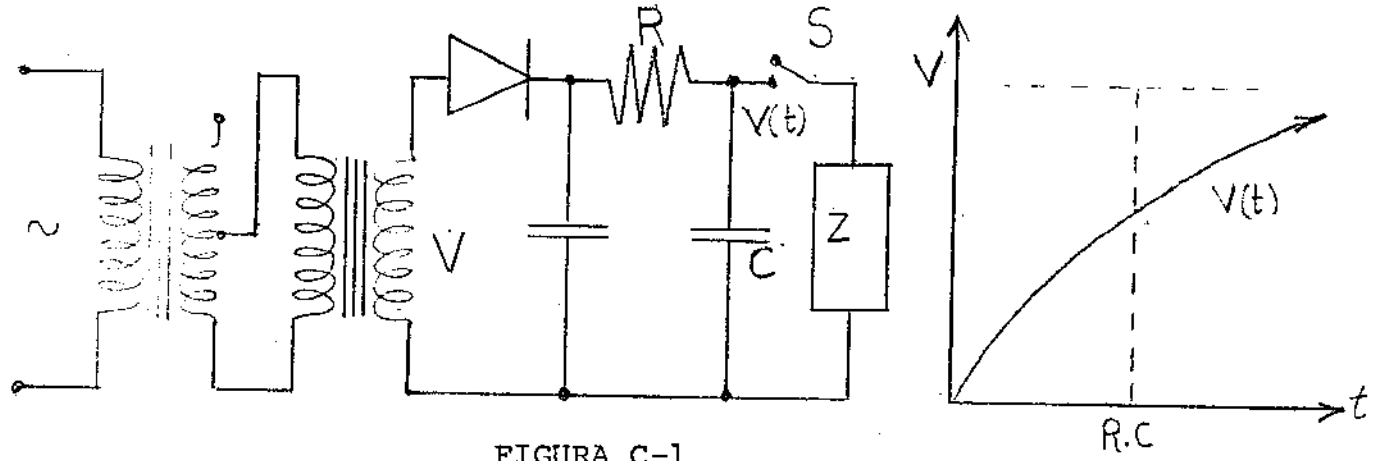
CONCLUSÃO

Para o término desta seção, é interessante compararmos o desempenho do circuito de carga duplicador, com o de outros circuitos de carga. A facilidade de construção e obtenção do mesmo, é um fator que também será levado em conta.

Geralmente, quando se contrói uma fonte de alimentação para lasers, além dos três pré-requisitos citados na introdução, há um quarto pré-requisito: deve-se poder variar a energia dos pulsos e a frequência dos mesmos.

O circuito de carga resistivo, da Fig. C-1 onde $\omega.R.C > 1$ ($\omega = 2\pi f$, onde f é a frequência da rede), é simples de construção e possibilita o controle da energia dos pulsos através de um variac. Com a ajuda de uma chave S , descarregamos o condensador C no laser, com a repetição desejada (limitada pelo tempo de carga). As desvantagens deste circuito, que o tornam proibitivo em altas potências e altas tensões, são: a eficiência de carga é inferior a 50%; a isolação do transformador de alimentação T , é para V_0 , mesma tensão do pulso sobre o laser, o que o encarece bastante; a construção do banco de resistências para alta tensão é difícil, e a dissipação de calor produzido pelas mesmas a altas tensões tornam o circuito inviável para altas potências.

O uso de um indutor no lugar da resistência, para a carga do condensador C , possibilita alta eficiência no armazenamento de energia. Dois são os circuitos de carga por indutor mais utilizados: "carga ressonante AC" e a "carga ressonante DC" ("AC resonant charging" e "DC resonant charging", respectivamente). No circuito de "carga ressonante AC", o condensador de descarga C é carregado através de um indutor por uma fonte



AC de frequência $f=(2\pi.\sqrt{L.C})^{-1}$ em ressonância. Temos na saída, uma tensão senoidal crescente, limitada apenas pelos elementos resistivos do circuito, Fig. C-2. A descarga é feita na amplitude de pico desejada, função do número de períodos. No circuito de "carga ressonante DC", o condensador de descarga C é carregado através de um indutor por uma fonte DC. A forma de tensão na saída é dada por uma oscilação amortecida, cujo primeiro pico ocorre em $t=\pi.\sqrt{L.C}$ e é de aproximadamente duas vezes a tensão da fonte DC, Fig. C-3. Os circuitos de carga por indutor, apesar de eficientes, em geral não apresentam possibilidades de variação da repetição. Consegue-se superar esta dificuldade, utilizando o circuito de "carga ressonante DC", acrescido de um diodo em série com o indutor de carga, de modo a impedir que o condensador se descarregue, Fig. C-3 (pontilhado). Tem-se com este circuito, a necessidade de duas chaves: uma para a carga e outra para a descarga do condensador. A energia dos pulsos é controlada através da tensão dos mesmos. Um variac ligado à entrada do transformador de alimentação, possibilita o controle. Resumindo, um circuito de carga ressonante DC, necessita para funcionar como fonte de alimentação para um laser pulsado, do seguinte: um variac de no mínimo mesma potência do transformador de alimentação; uma fonte de alta tensão DC, de $V_0/2$ onde V_0 é a tensão máxima de descarga exigida; um indutor grande o suficiente para evitar a queima do diodo em série com o mesmo, e duas chaves de alta tensão.

Os circuitos de carga por indutor foram e são largamente utilizados em radares, e são excelentes onde altas repetições e potência sejam desejados. As desvantagens apresentadas pelos mesmos são: tamanho e peso, a dificuldade na construção do indutor de carga, e em geral a dificuldade em variar

a frequência de repetição uma vez determinado o LC do circuito. É comum utilizar-se um conjunto motor-alternador para controlar a potência dos pulsos, através do controle da corrente de campo do alternador. O aumento em peso e volume equilibra-se com a maior controlabilidade da energia dos pulsos.

Um outro circuito de carga, muito utilizado hoje em dia, é o conhecido "fly-back" de televisão, Fig. C-4. Um "delta" de energia é armazenado no primário do transformador de alta tensão e então, com o "corte" do transistor, através do secundário do mesmo é transferido para o condensador de descarga. Este ciclo se repete até que o somatório dos deltas forneçam a energia desejada. Um diodo impede a descarga do condensador durante o carregamento. A eficiência do sistema é alta (maior do que 80% ; [6] , porém só é usado em sistemas de baixa potência.

Uma outra concepção em circuitos de carga é o circuito de carga em degraus [6]. Utiliza degraus iguais de tensão, de modo que a carga no condensador aumenta numa escada crescente. A eficiência é tanto maior quanto maior o número de degraus. É um circuito bem mais complexo e que não apresenta grandes vantagens sobre os até agora discutidos. Sua implementação é sugerida na referência [6].

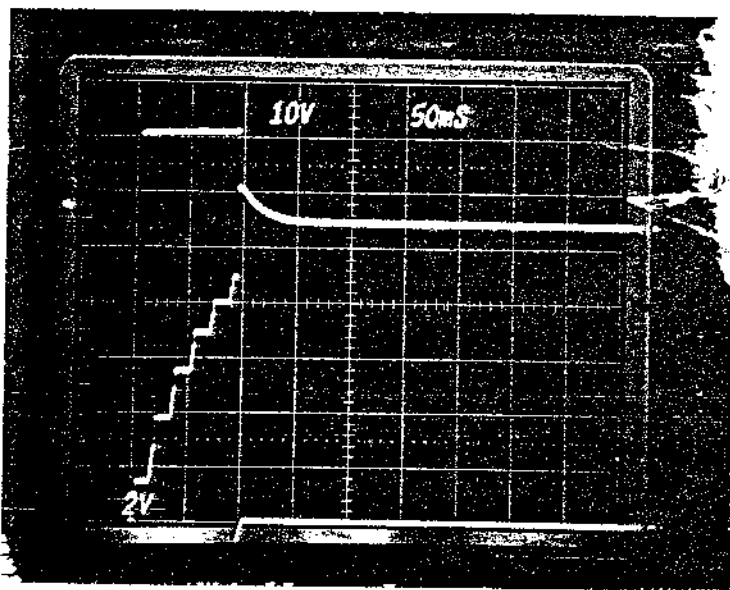
Como podemos ver pelo que foi até agora apresentado, temos grandes vantagens em utilizar um circuito de carga duplicador como fonte de alimentação para lasers: possibilita a variação de frequência e de energia do pulso (amplitude); dispensa o uso de variacs; dispensa o uso de fontes DC de alta tensão; a alta eficiência do circuito de carga duplicador permite que seja completamente coberto e moldado num bloco de resina epoxi, aumentando a segurança do conjunto e tornando-o mais efetivo, eliminando coronas; a isolação para o transformador de

alta tensão é de $V_o/2$; todos os componentes do circuito de controle e de carga de alta tensão são encontrados no mercado nacional. O sistema além de simples e eficiente, pode ser utilizado para baixas, médias e altas potências. Utilizando a frequência da rede (60Hz), é difícil obter uma grande repetição sem que a excessiva amplitude dos degraus impossibilite um controle razoavelmente contínuo da tensão. Se degraus de até 20% da amplitude final forem permitidos, podemos ter repetições de até 10Hz. Se quisermos aumentar o número destas repetições e manter baixa a amplitude desses degraus, teremos que utilizar um gerador de maior frequência, por exemplo um conjunto motor-alternador. É importante observar que em sistemas de potência, a repetição é baixa, a frequência da rede é suficiente e não causa problemas.

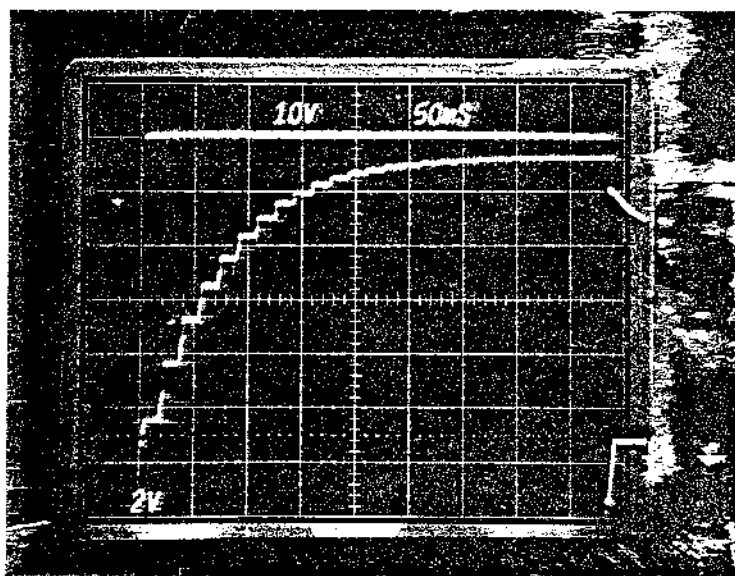
Nas fotos 1 e 2 temos a forma de onda de saída, $v_o(t)$, sobre o condensador C_b , para $r=0,2$. Nas fotos 3 e 4, temos a tensão sobre o condensador de carga C_a , $v_a(t)$. (Comparem com a Fig. 4, Capítulo 1). A onda quadrada que aparece acima, é o pulso do mono-estável que acionando o triac dá início à carga do condensador. As fotos 5,6,7 e 8 foram tiradas para uma frequência muito mais alta, $f=1,4\text{KHz}$ e $r=0,03$. A foto 5 mostra como a subida de tensão se assemelha à da carga de um circuito RC. A foto 6 mostra a tensão senoidal de entrada e a tensão de carga da saída. As fotos 7 e 8 mostram detalhes do sinal da tensão de carga para uma alimentação do circuito de carga por onda senoidal e quadrada, respectivamente. As formas de onda concordam plenamente com as equações para $v_o(t)$ e $v_a(t)$, deduzidas no Capítulo 1, confirmando as aproximações e o desenvolvimento matemático feito.

Uma fonte de alimentação com esta filosofia de projeto foi por nós construída, funciona no Instituto de Física

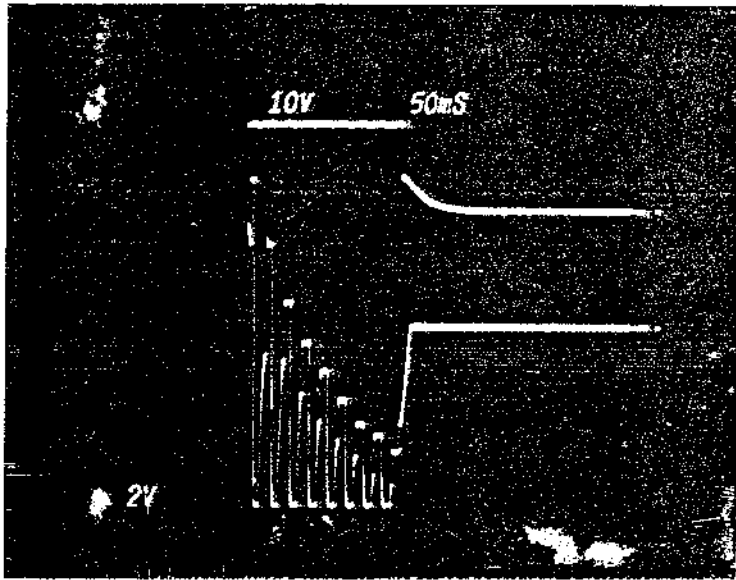
da UNICAMP, acionando um laser TEA de alta potência e alta pressão. Seu desempenho tem sido excelente, não apresentando problemas em quatro meses de operação.



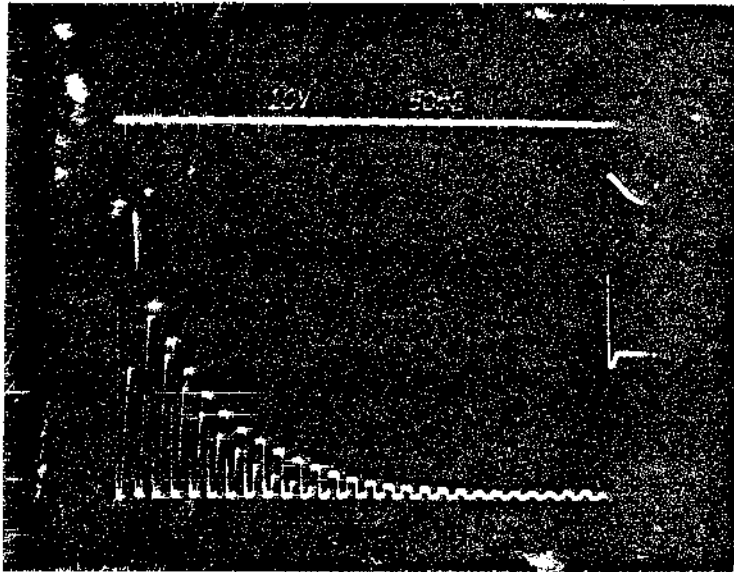
①



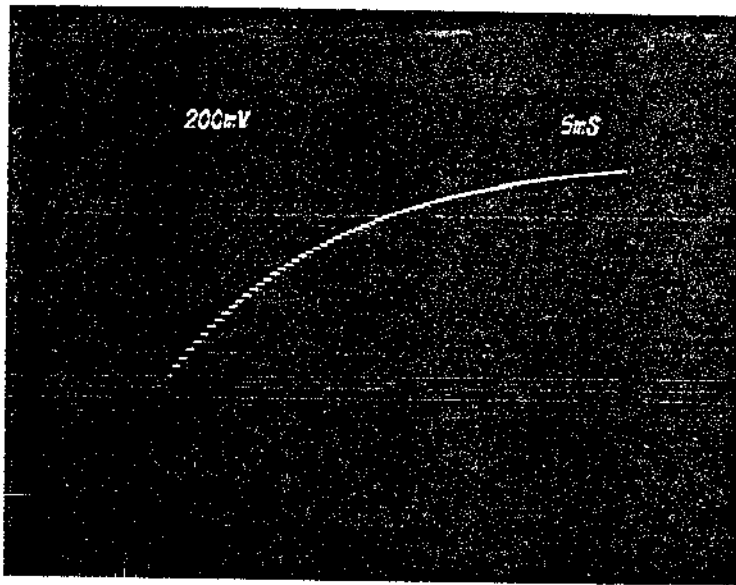
②



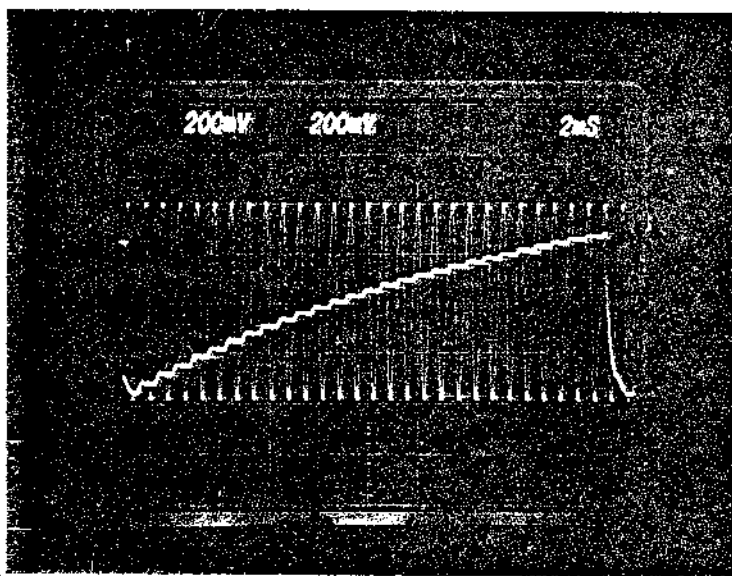
3



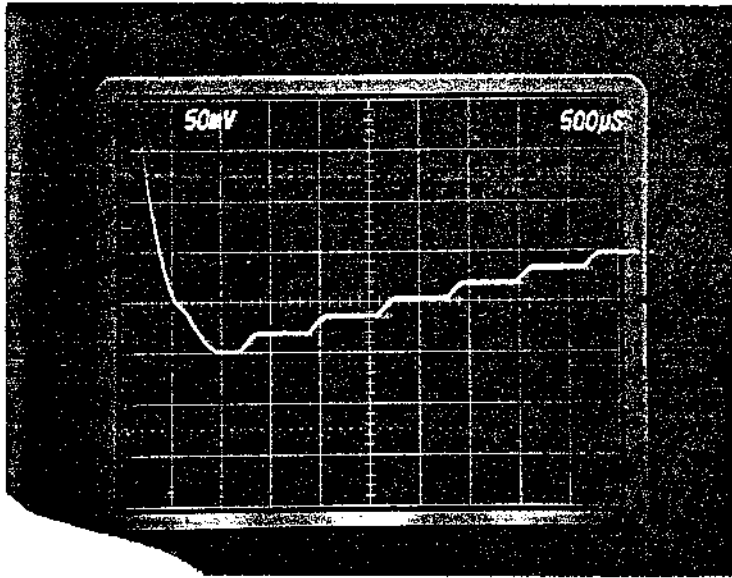
4



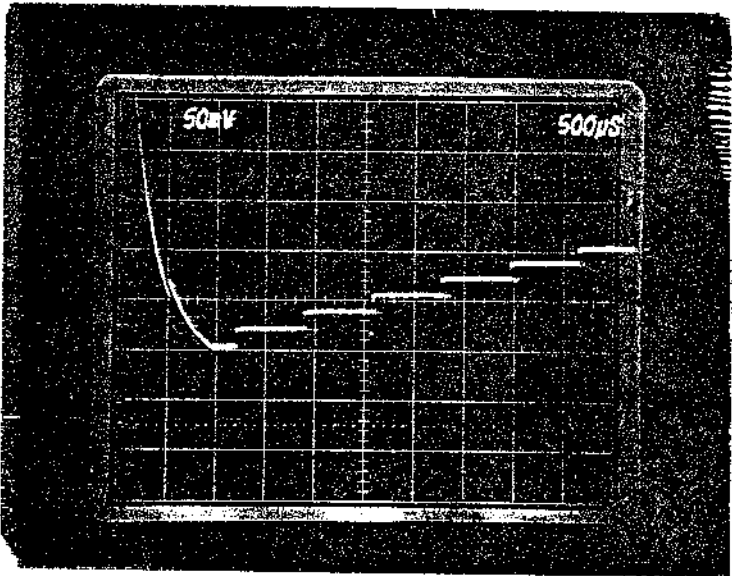
5



6



7



8

REFERÊNCIAS

- [1] MILLMANN, J. e TAUB, H., Pulse, Digital and Switching Waveforms, McGraw-Hill, Kogakuska, Ltd., Copyright, 1965. pp.
- [2] EVERHART, E. & LORRAIN, P.. The Cockcroft-Walton voltage multiplying circuit. The Review of Scientific Instruments. New York 24(3): 221-6, Mar 1953.
- [3] WEINER, M.M., Analysis of Cockcroft-Walton voltage multipliers with an arbitrary number of stages. The Review of Scientific Instruments. New York 40(2): 330-3, Feb. 1969.
- [4] GLASOE, G.N., LEBACQZ, J.V.. Pulse Generators. New York, Dover Publications, Inc., 414.
- [5] WOOD, O.R., High-pressure pulsed molecular lasers. Proceedings of the IEEE, vol. 62(3), March 1974.
- [6] McMILLANN, R.W.. How to pick the best power-supply type for capacitor charging in a pulsed laser. Laser Focus, Feb. 1977.