

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

"PULSADORES A TRANSISTOR DE POTÊNCIA PARA O CONTROLE DE
MÁQUINAS DE CORRENTE CONTÍNUA"

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

ARNALDO JOSÉ PERIN

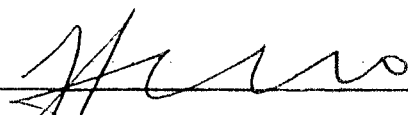
FLORIANÓPOLIS - JUNHO, 1980.

" PULSADORES A TRANSISTOR DE POTÊNCIA PARA O
CONTROLE DE MÁQUINAS DE CORRENTE CONTÍNUA "

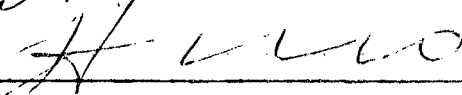
Esta dissertação foi julgada para a obtenção do título
de

MESTRE EM ENGENHARIA

Especialidade Engenharia Elétrica e aprovada em sua forma final pe
lo Curso de Pós-Graduação.

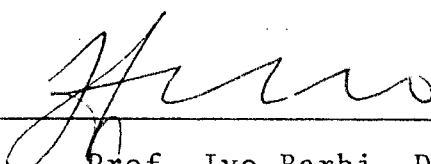


Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing. - Orientador

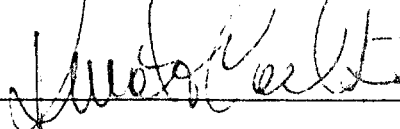


P/ Prof. Hans Helmut Zürn, Ph.D. - Coordenador

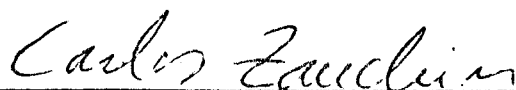
Apresentada perante a banca examinadora composta pelos
Professores:



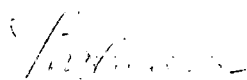
Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.



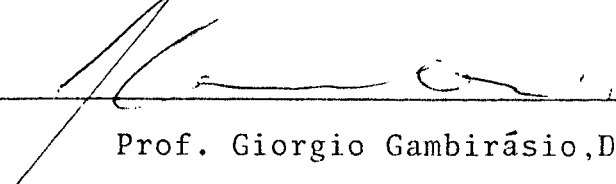
Prof. Renato Carlson, Dr. Ing.



Prof. Carlos I. Zanchin, M.Sc.



Prof. Jean Marie Farines, Dr. Ing.



Prof. Giorgio Gambirásio, Dr. L.D.

Aos meus pais
e irmãos.

AGRADECIMENTOS

Ao Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing. pela orientação, assistência incansável e estímulos prestados durante este trabalho.

Ao Prof. Jacques Shonek, Dr. Ing. pela orientação inicial desta tese.

Ao Prof. Jean-Pierre Arches, Dr. Ing. pela colaboração prestada neste trabalho.

Aos Profs. Ivo Barbi, Dr. Ing., Renato Carlson, D. Ing., Carlos I. Zanchin, M. Sc., Jean Marie Farines, Dr. Ing., Giorgio Gambirásio, Dr. L.D. por fazerem parte da banca examinadora.

Aos meus colegas e professores, que direta ou indiretamente contribuíram para a realização desta.

Ao Departamento de Engenharia Elétrica e aos funcionários pelo apoio fornecido.

Ao CNEN pelo auxílio financeiro.

RESUMO

Neste trabalho, são apresentadas e comparadas as características essenciais dos tiristores e transistores empregados nas estruturas dos conversores estáticos. Destacam-se os fenômenos que aparecem nos transistores de potência em comutação, o uso de Circuito de Ajuda à Comutação e o Comando de Base.

É estudado e realizado um pulsador de 1,5 KW a transistor de potência operando em regime de comutação, associado a um motor de corrente contínua com excitação separada. Como técnica de controle dos pulsos, é utilizada uma modulação por valores extremos de corrente. Para controle da velocidade e corrente usou-se uma regulação em cascata. O pulsador opera com uma frequência máxima de 4kHz.

É estudado e desenvolvido um pulsador reversível, dois quadrantes, a transistor de potência, alimentando uma máquina de corrente contínua com excitação independente. São obtidas acelerações e frenagens com rapidez e controle dificilmente alcançados por pulsadores a tiristor.

O pulsador reversível é expandido para operar em quatro quadrantes e é verificado o seu desempenho.

São colocados em destaque os aspectos práticos do trabalho. Com os resultados obtidos, pode-se projetar e realizar protótipos de vários kilowatts de potência.

ABSTRACT

In this work the essential characteristics of thyristors and transistors used in the structures of static converters are presented and compared. The phenomena which appear with power switching transistors are emphasized, as well as the use of the switching auxiliary circuit and the base command circuit.

A 1,5 kw power transistor chopper is studied and implemented, operating in switching mode, connected to a D.C. motor with separate excitation. Pulse Ratio Modulation (PRM) is used as pulse control technique. A cascade regulation is used to control speed and current. The chopper operates at a frequency of 4 kHz.

A reversible power transistors chopper operating in two quadrants is also studied and implemented feeding a D.C. machine with separate excitation. Accelerations and brakings are obtained with fast action and control hardly achievable with thyristors choppers.

The reversible chopper is also expanded to operate within four quadrants, and its performance is evaluated.

Practical aspects of the work are emphasized. Prototypes of several kw of power can be designed and implemented with the obtained results.

SUMÁRIO

INTRODUÇÃO.....	1
CAPÍTULO 1 - O TRANSISTOR EM COMUTAÇÃO.....	4
1.1. Características dos tiristores e transistores.....	4
1.2. Comutação dos transistores.....	9
1.2.1. Regiões de operação do transistor de potência.	9
1.2.2. Os tempos de comutação dos transistores de po- tência e comutação sob carga resistiva.....	14
1.2.3. Comutação sob carga indutiva.....	18
1.2.3.1. Comutação sob carga indutiva com corrente i- nicial nula.....	18
1.2.3.2. Comutação sob carga indutiva com corrente i- nicial importante.....	20
CAPÍTULO 2 - CIRCUITOS DE AJUDA À COMUTAÇÃO.....	22
2.1. Princípios do funcionamento.....	22
2.2. Cálculo das perdas durante as comutações sem o C.A.C.	25
2.3. Cálculo das perdas durante as comutações com o C.A.C.	27
CAPÍTULO 3 - COMANDO DA BASE DOS TRANSISTORES DE POTÊNCIA....	32
3.1. Comando ótimo.....	32
3.2. Transistor auxiliar e diodo anti-saturação.....	34
3.3. Tempo de descida t_f	37
3.4. Circuito auto-mantido comandado por impulsões.....	40
CAPÍTULO 4 - REALIZAÇÃO DE UM PULSADOR ALIMENTANDO UM MOTOR DE CORRENTE CONTÍNUA.....	42
4.1. Princípio do pulsador.....	42
4.2. Escolha do tipo de modulação.....	45
4.3. Regulação de velocidade.....	50
4.4. Realização do pulsador.....	51

4.5. Cálculo dos níveis para o comparador à histerese.....	56
4.6. Verificação experimental do desempenho da montagem as sociada ao motor.....	59
CAPÍTULO 5 - REALIZAÇÃO DE UM PULSADOR REVERSÍVEL A TRANSIS_ TOR ALIMENTANDO UM MOTOR C.C.	65
5.1. Princípios de um pulsador reversível (dois quadran- tes).....	65
5.2. Circuito de potência adotado.....	68
5.2.1. Acionamento complementar.....	68
5.2.2. Fontes auxiliares.....	70
5.2.3. Problemas da corrente inversa nos transistores de potência.....	70
5.2.4. Corrente máxima I_{RMM}	72
5.3. Circuito lógico para os comandos dos transistores..	74
5.4. Captação de velocidade e de corrente.....	78
5.5. Verificação experimental do desempenho do pulsador re versível associado à máquina.....	82
CAPÍTULO 6 - REALIZAÇÃO DE UM PULSADOR REVERSÍVEL, QUATRO QU <u>A</u> DRANTES, ALIMENTANDO UMA MÁQUINA C.C.	85
6.1. Princípios de um pulsador reversível quatro quadran <u>te</u> s.....	85
6.2. Circuitos de potência e comando lógico empregados....	88
6.3. Verificação experimental do desempenho do pulsador quatro quadrantes, associado à máquina C.C.	89
CONCLUSÃO.....	92
Apêndice 1 - CARACTERÍSTICAS IMPORTANTES NA ESCOLHA DO TRAN- SISTOR DE POTÊNCIA EM COMUTAÇÃO.....	94
Apêndice 2 - EFEITOS NA COMUTAÇÃO DOS DIODOS DE POTÊNCIA.....	97
Referências Bibliográficas.....	103

SIMBOLOGIA

β	= Ganho estático em corrente
β_f	= Ganho forçado (transistor saturado)
C_1, C_2	= Capacitores do comando da base
C	= Capacitor do C.A.C. em paralelo com T_p
C.A.C.	= Circuito de Ajuda à Comutação
C_c	= Capacitor da junção coletor-base no modelo do transistor
D_{AS}	= Diodo Anti-Saturação
D_c	= Diodo de condução da corrente de base inversa
D_C	= Diodo do C.A.C. (condução de C)
D_ℓ	= Diodo do C.A.C. (roda-livre de ℓ)
D_{RL}	= Diodo de roda-livre associado à carga
dI_B/dt	= Derivada da corrente de base (inclinação da corrente)
dV/dt	= Derivada da tensão (variações tipo impulso na rede)
E_c	= Força contra-eletromotriz
$f_{m\acute{a}x}$	= Frequência máxima
G_1, G_2	= Ganhos de amplificação
I_a	= Corrente de armadura
I_{AV}	= Corrente média em um tiristor bloqueado
I_B	= Corrente de base
I_{B1}, I_{B2}	= Corrente de base positiva e negativa, respectivamente
I_{Bsat}	= Corrente de saturação
I_C	= Corrente de descarga do capacitor do C.A.C.
I_c	= Corrente de coletor
I_{c1}, I_{c2}	= Valores extremos da corrente de carga
I_{cL}	= Corrente na carga

I_{C_M}	= Corrente de coletor máxima
I_{csat}	= Corrente de coletor de saturação
I_D	= Corrente de roda-livre
I_{ON}	= Corrente I_C no fechamento de T_p no instante em que $V_{CE} = V_{CEsat}$
I_{ref}	= Corrente de referência na modulação por valores extremos
I_R	= Corrente de recuperação inversa do D_{RL}
I_{RM}	= Corrente I_R máxima
I_{RMM}	= Sobrecorrente máxima devido à I_R , à descarga de C quando com C.A.C. e corrente $I_{\ell\ell}$ quando transistores em ponte
I_S	= Amostra da corrente de carga
ℓ	= Indutor do C.A.C. para proteção de T_p
L	= Indutância da carga
L_1	= Indutor para acelerar o disparo de T_{aux}
L_2	= Indutor para diminuir a dI_{B_2}/dt
M	= Torque
N	= Velocidade
P_2	= Potência na carga
P_A	= Potência aparente
P_{aux}	= Potência da alimentação auxiliar
P_{cc}	= Potência da alimentação C.C.
P_D	= Potência de dissipação no transistor
P_{r_c}	= Potência dissipada em r_c
P_{r_ℓ}	= Potência dissipada em r_ℓ
Q_r	= Carga de recuperação no diodo D_{RL}
r_4	= Resistor base emissor de T_p
$r_2, r_3, r_a, r_{b_1}, r_{b_2}$	= Resistores do comando da base
R	= Resistência da carga
r_{aux}	= Resistência interna da fonte auxiliar
r_c	= Resistor do C.A.C. para a descarga de C

r_{ℓ}	= Resistor do C.A.C. para a descarga de ℓ
R_L	= Carga Indutiva
S	= Taxa de saturação
T	= Período ($t_b + t_c$)
T_1, T_2	= Transistores do circuito auto-mantido
T_{aux}	= Transistor auxiliar
t_b	= Tempo de bloqueio
t_c	= Tempo de condução
t_C	= Tempo de descarga de C
t_d	= Tempo de retardo
t_f	= Tempo de decrescimento de I_c
t_F	= Tempo t_f com o C.A.C.
t_{fr}	= Tempo de estabelecimento da tensão de um diodo
t_L	= Tempo de descarga de L
t_{OFF}	= Tempo de abertura ($t_s + t_f$)
t_{ON}	= Tempo de fechamento ($t_d + t_r$)
t_N	= Tempo de disparo com o C.A.C.
T_P	= Transistor de potência
t_p	= Duração do pulso de comando
t_q	= Tempo de comutação na abertura do tiristor
t_r	= Tempo de crescimento de I_c
t_{rr}	= Tempo de recuperação de D_{RL}
t_s	= Tempo de estocagem
$T(V_j)$	= Temperatura virtual da junção do tiristor
V_A	= Tensão de avalanche
V_{aux}	= Alimentação auxiliar
V_{B1}	= Tensão de base positiva
V_{B2}	= Tensão de base negativa
V_{BE}	= Tensão base-emissor

V_{BR}	= Tensão de avalanche em regime inverso do tiristor
$V_{(BR)EBO}$	= Tensão de avalanche emissor-base (coletor aberto)
V_{CB}	= Tensão de coletor-base
V_{CBO}	= Tensão V_{CB} avalanche com emissor aberto
V_{cc}	= Tensão de alimentação C.C.
V_{CE}	= Tensão coletor-emissor
V_{CEO}	= Tensão V_{CE} máxima, com base aberta, para $I_c \equiv 0$
$V_{CEO(sus)}$	= Tensão V_{CE} máxima, com base aberta, para $I_c > 0$ e V_{CE} insensível a I_c
V_{CEsat}	= V_{CE} de saturação
V_{CER}	= V_{CE} com resistor R entre base-emissor
V_{CES}	= V_{CE} com resistor R = 0
V_{CEX}	= V_{CE} com $V_{BE} < 0$
V_D	= Tensão direta do diodo D_{RL}
V_{DWM}	= Tensão instantânea máxima para um tiristor bloqueado
V_L	= Tensão na carga
V_{OFF}	= Tensão V_{CE} , na abertura de T_p , no instante em que I_c se anula
V_R	= Tensão inversa contínua de um diodo
V_T	= Tensão do tacômetro
W_f	= Perda na abertura sem o C.A.C.
W_{ON}	= Perda no fechamento com o C.A.C.
W_{OFF}	= Perda na abertura com o C.A.C.
W_r	= Perda no fechamento sem o C.A.C.
ΔI	= Diferença entre os valores extremos I_{c1} e I_{c2}
ΔV	= Sobretensão no bloqueio devido a descarga de C
η	= Rendimento do pulsador
\mathcal{R}	= Razão cíclica
τ	= Constante de tempo elétrica do motor

INTRODUÇÃO

No decorrer dos últimos anos, o Departamento de Engenharia Elétrica da UFSC se dedicou a pesquisar mais intensamente na área de Eletrônica Industrial. Especificamente deu-se ênfase à Eletrônica de Potência.

Criou-se um convênio com o "INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE TOULOUSE" (França) e recentemente criou-se o Laboratório de Eletrônica de Potência da UFSC, dando-se condições de pesquisa e desenvolvimento nesta área.

A necessidade de transformar energias diversas para se obter energia sob a forma elétrica, levou ao uso de conversores que são importantes, sobretudo no domínio de grandes potências.

Depois de muitos progressos tecnológicos nos interruptores eletrônicos, tanto no domínio de pequenas potências para controle e comando, quanto para as potências elevadas, principalmente nos últimos anos com o advento do tiristor, tornou-se muito importante, em numerosas aplicações, o uso dos conversores denominados estáticos.

Neste trabalho determinou-se estudar um componente eletrônico, relativamente novo no mercado, que é o transistor de potência para comutação, que aparece como uma opção atrativa nos conversores estáticos, embora no domínio de grandes potências os tiristores ainda não encontrem competição.

Assim, no primeiro capítulo analisam-se as características dos transistores e tiristores de forma comparati-

va e as propriedades dos transistores em comutação.

No segundo capítulo apresenta-se um circuito de ajuda à comutação que se destina a diminuir as perdas durante a comutação que são importantes quando se utiliza o transistor de potência em conversores estáticos de frequência elevada, além de fazer o transistor funcionar com maior segurança.

Aborda-se no terceiro capítulo, o comando de base dos transistores de potência, definindo-se e apresentando-se o exemplo de um bom comando de base.

No quarto capítulo apresenta-se a realização de um pulsador alimentando uma máquina de corrente contínua onde se destacam o controle da corrente através da modulação por valores extremos e a regulação de velocidade adotadas. Os pulsadores controlam o torque e a velocidade de uma máquina de corrente contínua a partir de uma fonte de corrente contínua. Anteciparam-se resultados favoráveis com a aplicação dos transistores de potência nos pulsadores, além de permitir assimilar e testar rigorosamente suas características e propriedades diretamente sobre um de seus usos.

Com os resultados obtidos no pulsador descrito no quarto capítulo, pretendeu-se expandir o estudo para um pulsador reversível tração-frenagem associado a uma máquina de corrente contínua com excitação constante.

No quinto capítulo analisa-se o pulsador reversível dois quadrantes com o circuito lógico para o comando dos transistores e com a verificação experimental do desempenho do pulsador associado à máquina.

No sexto capítulo se propôs também o estudo

de um pulsador reversível de quatro quadrantes, para aplicação no controle de posição de uma máquina ferramenta, apresentando-se a realização e a verificação experimental do desempenho da montagem.

Como finalidade principal, destinou-se a consolidar a aplicação dos transistores de potência nos conversores estáticos, comprovando-se suas propriedades através de pulsadores abrindo-se novas perspectivas dentro da Universidade e uma possível aplicação na indústria.

Este trabalho foi realizado graças à bolsa de estudos financiada pela Comissão Nacional de Energia Nuclear (CNEN) e ao material financiado pelo Fundo de Investimentos para o Ensino e Pesquisa (FINEP).

CAPÍTULO I

O TRANSISTOR EM COMUTAÇÃO

Nos conversores estáticos, empregam-se diodos, tiristores e transistores funcionando como interruptores.

A passagem do estado fechado para o estado aberto ou vice-versa, em um interruptor, chama-se comutação.

A comutação de um semicondutor dura um tempo finito e é acompanhada de perdas. Ela seria ideal se fosse instantânea e não introduzisse tais perdas.

Têm sido concentrados esforços, tanto por parte dos fabricantes de componentes quanto por parte dos estudiosos das estruturas dos conversores, no sentido de tornar as comutações mais rápidas e menos dissipativas.

Neste capítulo são apresentadas e comparadas as características essenciais dos transistores e tiristores empregados nas estruturas dos conversores estáticos. Tal estudo comparativo, ainda que simples, é útil na realização de um pulsador.

1.1. Características dos Tiristores e Transistores

O tiristor surgiu por volta de 1958 e se desenvolveu essencialmente para as necessidades eletrotécnicas. Depois dos progressos efetuados entre 1962 e 1967, atingiu o mercado técnico e permitiu numerosas realizações.

O transistor, que cronologicamente apareceu antes, era utilizado somente em ampliações lineares e em pequenas potências. O progresso efetuado nos últimos anos permitiu realizar transistores de potência, podendo ser considerados como interruptores aptos a comutar uma energia importante. Existem muitas tecnologias diferentes para realizar este componente que estão em evolução e sujeitas, ainda, a progressos importantes.

O tiristor é um componente $P_1N_1P_2N_2$ a três junções. A sua representação física, seu símbolo e a característica tensão-corrente são representadas na figura 1.1. | 2 |

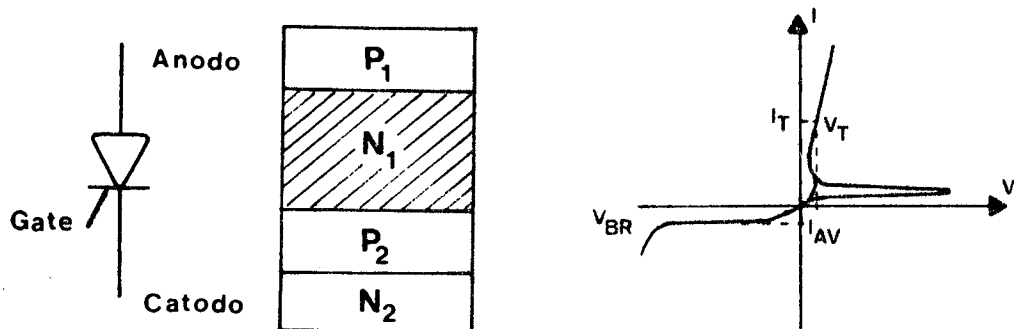


Fig. 1.1. Representação esquemática do tiristor.

O transistor é um componente $N_1P_1N_2$ ou $P_1N_1P_2$ a duas junções. Sua representação física, o símbolo e a característica tensão-corrente são representadas na figura 1.2. As limitações encontradas nos transistores PNP para conversores estáticos de potência, fazem com que se restrinja no momento aos NPN.

A curva característica de tensão-corrente de um transistor (fig.1.3) é normalmente definida como área de segurança ("Safe Operating Area"-SOA), que fixa os limites de operação do transistor.

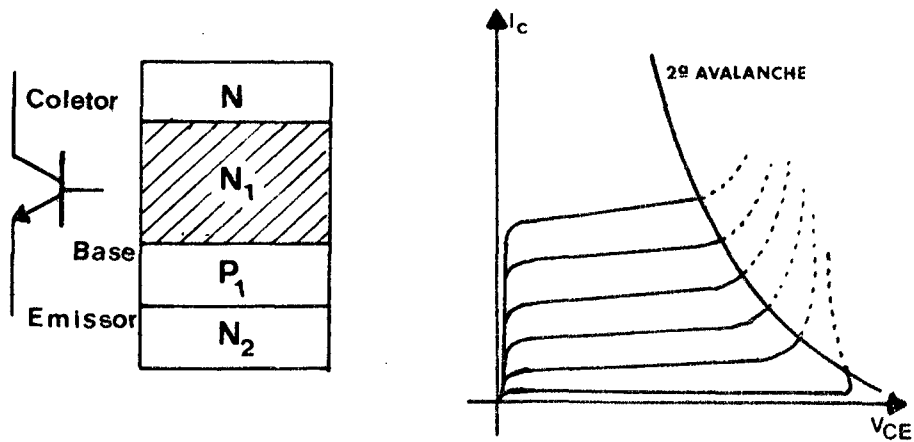


Fig. 1.2. Representação esquemática do transistor

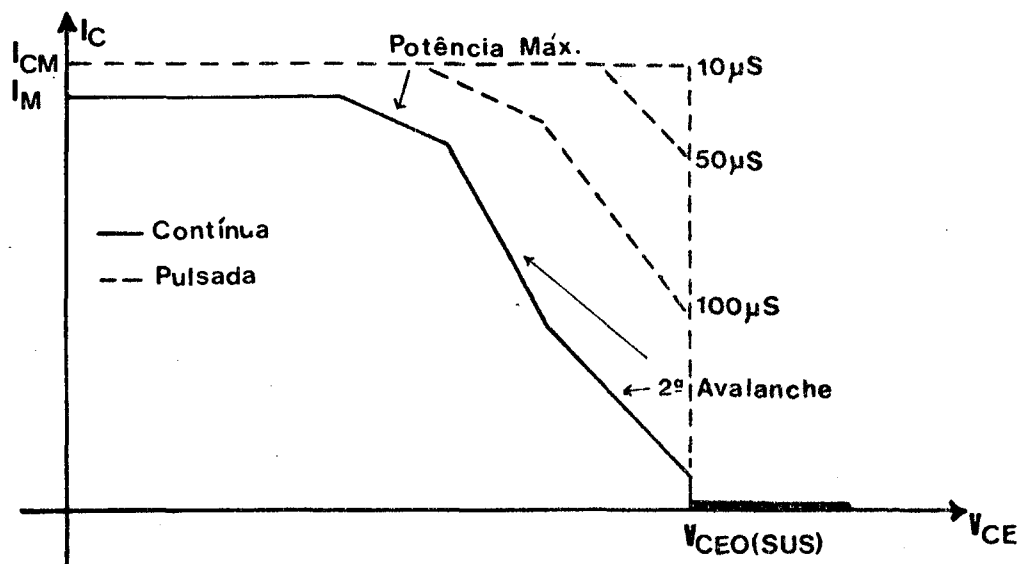


Fig. 1.3. Curva típica da área de segurança

A segunda avalanche é um fenômeno destrutivo que pode ocorrer nos transistores de potência, quando aplicadas corrente e tensão limites no componente.

As páginas seguintes resumem como forma comparativa as características do transistor e do tiristor.

|1| e |2|

PRINCIPAIS CARACTERÍSTICAS DOS TIRISTORES E TRANSISTORES

CARACTERÍSTICA	TIRISTOR (RÁPIDO)	TRANSISTOR (EM REGI ME COMUTAÇÃO)
POTÊNCIA APA- RENTE	$P_A = V_{DWM} \times I_{AV}$ limite atual na ordem de MW	$P_A = V_{CEO} \times I_{csat}$ limite atual na ordem de dezenas de KW mas grande progresso no futuro
	As dimensões do componente (superfície da pastilha) só dependem da corrente nominal e não da tensão V_{DWM}	As dimensões do componente (superfície da pastilha) são proporcionais ao produto : $I_{csat} \cdot V_{CEO}$
QUEDA DE TEN- SÃO ESTADO "ON"	$V_R \approx E + RI$ valor médio 1 a 2V, mínimo 1,1V	$V_{CEsat} \approx R_c \cdot I_c, I_c < I_{(sat)}$ valor médio: 1 a 2V (salvo em altas cor- rentes) mínimo prático 0,4V.
COMUTAÇÃO	<ul style="list-style-type: none"> -Necessita de um circuito de comutação forçada. Não tem bloqueio. -Frequência máxima alguns KHZ. -É lento: t_q: 10 a 100μs -Unidirecional 	<ul style="list-style-type: none"> -Sem circuito auxili- ar e seu bloqueio é comandado pela base. -Frequência máxima al- gumas dezenas de KHZ. -É rápido $\approx 1\mu$s. -Risco de condução in- versa (E \leftrightarrow C)
COMANDO	-Um impulso de pequena e- nergia assegura o disparo	-A corrente de coletor é permanentemente con-

PRINCIPAIS CARACTERÍSTICAS DOS TIRISTORES E TRANSISTORES

COMANDO	<p>Potência usada no comando é desprezível</p> <p>-Circuito de comando simples</p> <p>-Sem reação do circuito de carga sobre o comando, exceto dI/dt e dV/dt importantes</p>	<p>trolada pela base</p> <p>-corrente usada no comando de 20 a 30% da corrente na carga.</p> <p>-Circuito de comando complexo.</p> <p>-Reação da carga sobre o comando por intermédio de C_c.</p>
COMPORTAMENTO EM CASO DE PERTURBAÇÃO	<p>-Risco de disparo intempestivo</p> <p>-A limitação da corrente de curto circuito pode ser assegurada por elementos externos.</p> <p>-Robusto. Suporta sobrecorrentes breves.</p>	<p>-Com circuitos bem adaptados (método proteção ativa) o transistor é perfeitamente protegido em vista das sobreensões e curtos-circuitos.</p> <p>-Frágil. Limites severos sobre V, I, P.</p>
TEMPERATURA MÁXIMA	<p>$T_{(VJ)} \leq 125^\circ \text{C}$</p>	<p>-Na gama de transistores de baixa tensão 200°. Alta tensão na ordem de 125 a 175°C.</p>
BLOQUEIO INVERSO	<p>-Poder de bloqueio inverso igual ao poder de bloqueio direto</p>	<p>-Poder de bloqueio inverso é nulo. (V_{CE} em inverso limitado ao redor de 10V, porém perigoso para o transistor)</p>

A utilização de transistores permite reduzir peso e volume dos equipamentos, pois suprime os componentes usados na comutação forçada do tiristor. A possibilidade de funcionar em frequência elevada permite igualmente reduzir o peso com os elementos de filtragem e transformadores. A utilização do transistor permite melhorar o rendimento pois a queda de tensão em condução e as perdas de comutação podem ser menores.

Para correntes muito elevadas já se conhece a tecnologia para a associação de transistores em paralelo, projetando-se, inclusive, com proteção para correntes excessivas.

Por outro lado, associar transistores em série é uma técnica muito delicada que ainda limita o uso dos transistores nas suas tensões máximas.

1.2 Comutação dos Transistores

1.2.1 Regiões de Operação do Transistor de Potência

Analiza-se a operação de um transistor de potência em comutação pelos seus três estados:

- I - passagem de um estado ao outro (comutação)
- II - saturação (condução)
- III - bloqueio

I - Comutação: Durante a comutação, passagem de bloqueio para saturação, a energia dissipada no transistor é pequena e não causa o fenômeno de segunda avalanche. O tempo da comutação é ge-

ralmente menor do que $1\mu s$.

Pode-se observar na área de segurança (fig. 1.3) que o transistor pode suportar corrente máxima I_{CM} e tensão $V_{CEO(sus)}$ para uma duração de $10\mu s$ sem aparecer o fenômeno de segunda avalanche. Observa-se que este tempo não é fixo para todos os transistores.

Durante a comutação, passagem para bloqueio, o fenômeno é o mesmo. O tempo de decrescimento da corrente de coletor t_f é um pouco maior que o tempo de crescimento t_r , mas possui a mesma ordem de grandeza.

II- Condução: O transistor quando em condução, pode ser usado em três regiões distintas:

- a - Região de funcionamento linear
- b - Região de quase-saturação
- c - Região de saturação

a - Na região linear as características $I_C(V_{CE})$ são praticamente horizontais. É também denominada de região de amplificação porque é nesta região que se desloca o ponto de funcionamento do transistor quando utiliza-se em aplicações lineares. A potência de dissipação, nesta região, é bastante elevada uma vez que é aplicada uma tensão e corrente simultaneamente nos terminais do transistor. Sabe-se que nesta região não se pode utilizar, o transistor, nas suas características limites de tensão e corrente; respeita-se a potência máxima que pode dissipar.

b - A região de quase-saturação, corresponde a pequenas tensões de coletor-emissor. As características $I_C(V_{CE})$ possuem uma grande inclinação. Constata-se que, para uma mesma corrente de base, a redução da tensão coletor-emissor é acompanhada

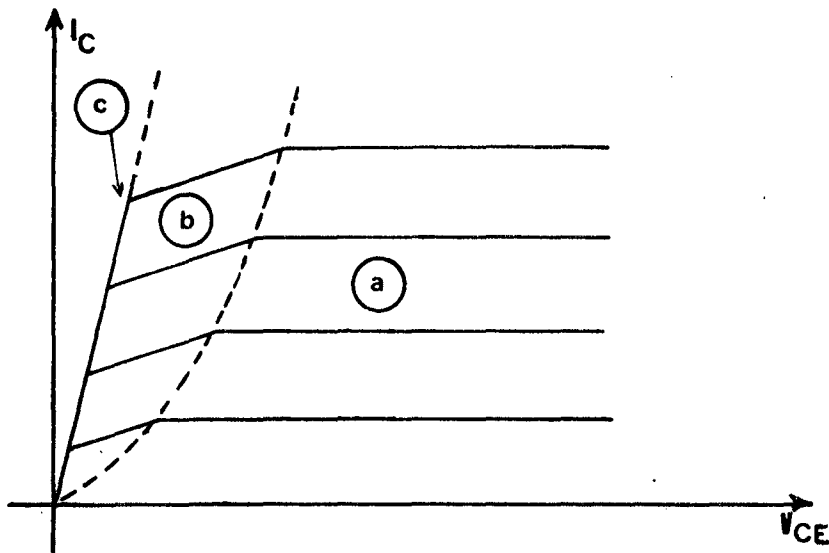


Fig. 1.4 Representação das regiões de condução de um transistor de potência. a) Região linear, b) Região de quase-saturação e c) região de saturação.

da de uma redução da corrente de coletor, isto é, o ganho β do transistor diminui. Este fenômeno é devido a uma espécie de alargamento da base por um deslocamento da junção efetiva coletor-base na zona metalúrgica do coletor. [8]

O ganho na região de quase-saturação $\beta_f = I_{C\text{sat}}/I_{B\text{sat}}$, denominado de ganho forçado, é menor do que o ganho $\beta = I_C/I_B$ da região linear.

c - A região de saturação corresponde a um segmento de reta comum a todas as características $I_C(V_{CE})$ do transistor. Nesta região o transistor é, praticamente, equivalente a uma resistência de pequeno valor.

É nas regiões de saturação e de quase-saturação que se tem interesse para o funcionamento do transistor em comutação.

A tensão de saturação coletor-emissor é uma característica que só tem sentido quando acompanhada da corrente de saturação do coletor e da corrente de saturação da base. Normalmente estes três valores são dados pelos construtores que garan

tem que para uma determinada corrente de coletor $I_{C\text{sat}}$, com uma determinada corrente de base $I_{B\text{sat}}$, a tensão de coletor-emissor será inferior ou igual a um valor $V_{CE\text{sat}}$.

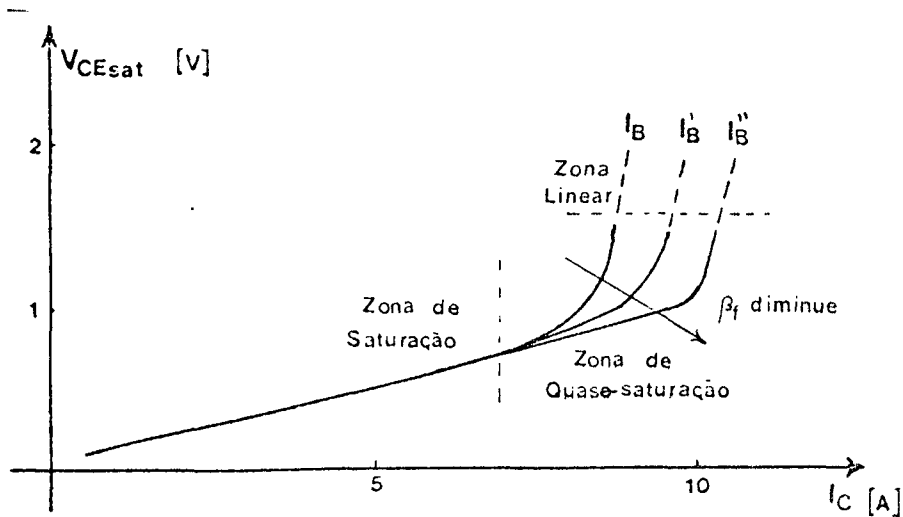


Fig. 1.5. Característica da tensão de saturação coletor-emissor, em função da corrente de coletor para valores de ganho forçado em um transistor (BU223).

A corrente de coletor máxima pode ser fixada pelos construtores que garantem que pode suportá-la desde que os outros limites sejam respeitados, em particular, a temperatura de junção. Um dos critérios utilizados para determinação deste limite é através da impossibilidade de obter a saturação do transistor com um ganho forçado razoável. Observa-se que a corrente máxima possui valores limites diferentes para corrente contínua e corrente pulsada.

III - Bloqueio: A tensão máxima que o transistor pode suportar, quando bloqueado, é a tensão de avalanche que varia de acordo com condições impostas na base. (fig. 1.6)

Dependendo do modo como é ligado o circuito base-emissor obtém-se um valor máximo de tensão coletor-emissor. A menor tensão característica de avalanche coletor-emissor é a de base aberta. Esta característica apresenta uma região praticamente

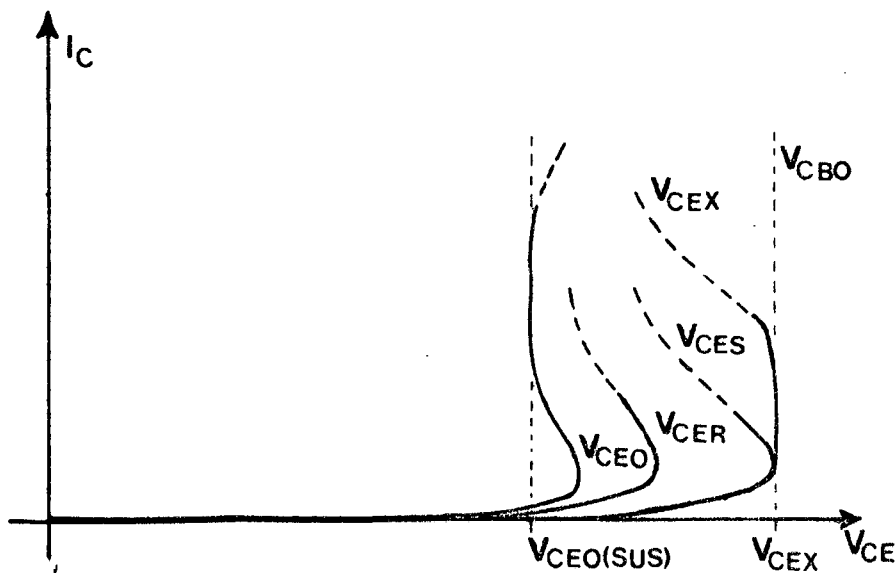


Fig. 1.6 Características de avalanche para diferentes configurações do circuito base-emissor.

te vertical que corresponde ao valor mais baixo da tensão coletor-emissor. Este valor é chamado $V_{CEO(sus)}$, é garantido pelos construtores para qualquer nível de corrente e é uma característica de grande importância na escolha de um transistor.

A tensão V_{CER} é variável de acordo com o valor da resistência exterior, ligada entre base e o emissor do transistor. Se esta resistência for nula, isto é, a base ligada diretamente ao emissor, a tensão será V_{CES} .

Se a junção base-emissor for polarizada inversamente por uma determinada fonte de tensão em série com um específico resistor, pode-se obter a tensão V_{CEX} que, em alguns casos, será até duas vezes maior que a tensão $V_{CEO(sus)}$.

Assim, a tensão entre coletor e emissor do transistor deve ser menor que $V_{CEO(sus)}$ se a junção base-emissor estiver aberta, e menor que V_{CEX} se a junção for polarizada negativamente.

1.2.2. Os Tempos de Comutação dos Transistores de Potência e Comutação sob Carga Resistiva

Para o uso dos transistores de potência é necessário que se conheça bem os parâmetros de troca de estado, que condicionam as perdas de comutação. E, para isto, é preciso conhecer qualitativamente os fenômenos físicos internos do transistor, quando se encontra em saturação ou em bloqueio |8|. São necessárias ainda, as curvas típicas que permitem, para cada utilização em particular, determinar a ordem de grandeza dos tempos de comutação |12| e |19| .

Como na eletrônica de potência a carga usada é geralmente reativa e a tensão coletor-emissor depende do circuito, usa-se, como referência, os tempos de comutação da corrente de coletor.

Normalmente garante-se os tempos de comutação da corrente nominal de coletor sob carga resistiva, por questões de reproduções de medidas. É importante que se saiba que sob carga indutiva os tempos de comutação podem ser mais curtos que sob carga resistiva, com exceção do tempo de estocagem t_s que pode aumentar ligeiramente |8| .

a - Condução:

Para caracterizar a condução de um transistor, usualmente define-se o tempo de retardo ao crescimento t_d e o tempo de crescimento t_r da corrente de coletor.

O tempo de retardo ao crescimento ("delay time") é definido como o intervalo entre o início da subida da corrente de base (10% de sua amplitude máxima) e o início da

subida da corrente de coletor (10% de sua amplitude máxima) fig. 1.7. . Este é o tempo necessário para carregar as capacitâncias de transição.

O tempo de crescimento da corrente coletor ("rise-time"), representa a duração durante o qual a corrente cresce do valor 10% até 90% de sua máxima amplitude. É um parâmetro muito importante na determinação da rapidez de comutação de um transistor. Geralmente os fabricantes fornecem somente o tempo total de condução $t_{ON} = t_d + t_r$, pois o tempo de retardo ao crescimento t_d é desprezível perante o tempo de crescimento da corrente de coletor t_r .

Define-se, ainda, o tempo de pulso $t_{p\text{co}}$ como sendo a duração do pulso entre 90% da amplitude máxima de subida e 90% da amplitude máxima da descida.

b - Abertura: Na abertura de um transistor distinguem-se duas fases, que são a fase de retardo ao decréscimo da corrente de coletor, caracterizada pelo tempo de estocagem t_s , e a fase de crescimento caracterizada pelo tempo de decrescimento t_f .

O decrescimento da corrente de coletor, devido a inversão da corrente de base, só ocorre quando uma parte suficiente das cargas estocadas nas capacitâncias intrínsecas das junções tenham sido evacuadas. O tempo necessário a esta evacuação chama-se de tempo de estocagem t_s e é o intervalo entre os 90% da amplitude máxima da descida da corrente de base e 90% da amplitude máxima da descida da corrente de coletor (fig.1.7).

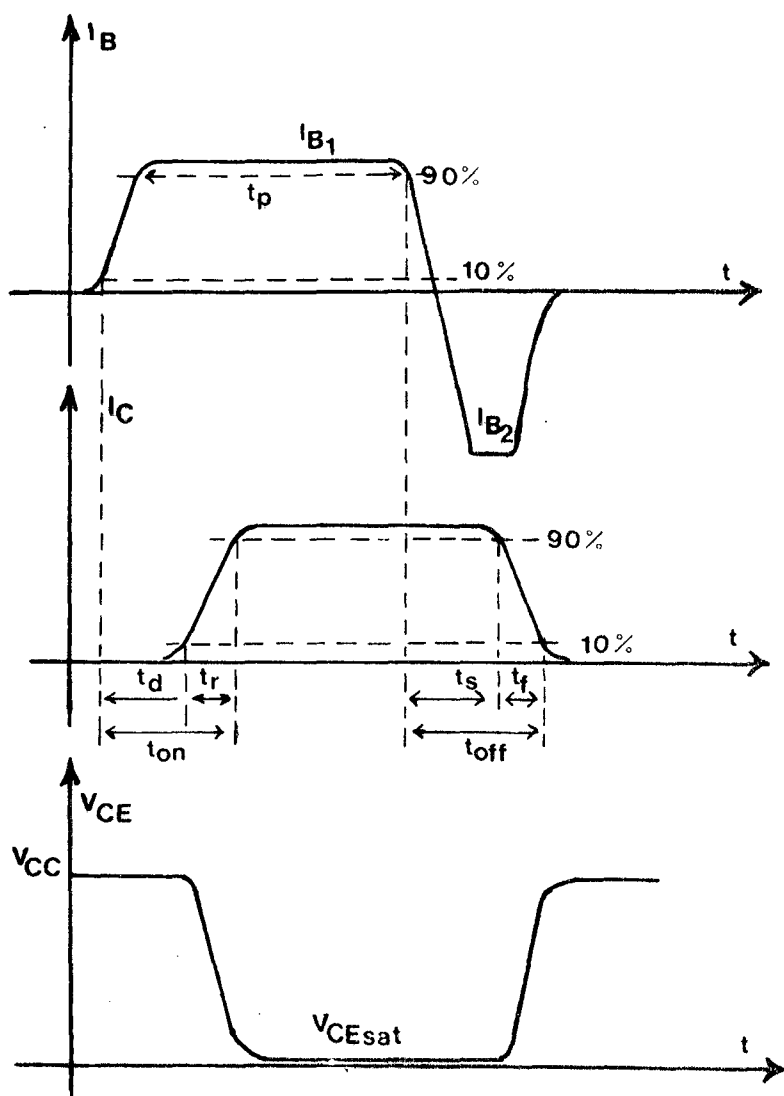


Fig. 1.7. Tempos de comutação de um transistor [8]

c - Perdas:

O decréscimo da corrente de coletor resulta, fisicamente, do mesmo fenômeno de evacuação da carga estocada. É importante que este tempo, de 90% até 10% de decréscimo da corrente de coletor, seja o mais curto possível, pois é neste intervalo que ocorrem a maioria das perdas de comutação da abertura. O tempo t_f está fisicamente ligado à natureza da zona de coletor e ele

é tanto maior quanto maior for a tensão do transistor [8].

Na fig. 1.7, observam-se a tensão V_{CE} e a corrente I_C na comutação de um transistor sob carga resistiva, com estado inicial bloqueado.

Na abertura, para que a comutação ocorra com um mínimo de perdas, t_r deve ser o menor possível. A tensão de coletor-emissor começa a cair, após um tempo de retardo t_d , enquanto que a corrente de coletor começa a aparecer. A presença simultânea de tensão e corrente elevadas, geram perdas instantâneas elevadas e devido ao aquecimento em uma frequência considerável, pode levar o transistor a se danificar. A amplitude e o tempo de subida da corrente de base determinam o tempo t_r e, assim, uma maior ou menor perda na condução de um transistor.

No bloqueio se aplica uma tensão inversa na base, que origina uma corrente de base negativa durante o tempo de estocagem. O tempo de estocagem depende da amplitude das correntes de base e coletor antes da comutação e da amplitude desta corrente inversa de base.

Por outro lado, a amplitude da corrente de base positiva I_B , para um certo valor de corrente de coletor, determina o estado de saturação antes da comutação. O transistor pode estar sobre-saturado, saturado, quase-saturado ou em regime linear. É importante determinar a região de operação e um circuito de comando de base para diminuir as perdas, tanto em comutação como em condução.

1.2.3. Comutação sob Carga Indutiva

A comutação de um transistor sob carga indutiva é bastante diferente que no caso de uma carga resistiva. Na maioria das aplicações de conversores estáticos da eletrônica de potência, as cargas são indutivas, por isto é importante que se compreenda os fenômenos que ocorrem.

Para que se possa bloquear um transistor sob carga indutiva é necessário prover um outro caminho para a corrente que está circulando na carga. Normalmente se utiliza um diodo denominado de diodo de roda-livre, para que a corrente não seja interrompida bruscamente sobre a carga indutiva.

Assim, com o diodo de roda-livre a corrente vai decrescer muito lentamente. O tempo de descida vai depender das resistências intrínsecas da indutância e do próprio diodo. Distinguem-se dois casos no redisparo do transistor, Se não houver corrente circulando na carga (condução descontínua) ou se ainda está circulando uma corrente importante (condução contínua).

1.2.3.1. Comutação sob Carga Indutiva com Corrente Inicial Nula: Condução Descontínua.

Para que as comutações se efetuem em condução descontínua é necessário que o tempo de bloqueio do transistor seja suficientemente grande para que a corrente se anule.

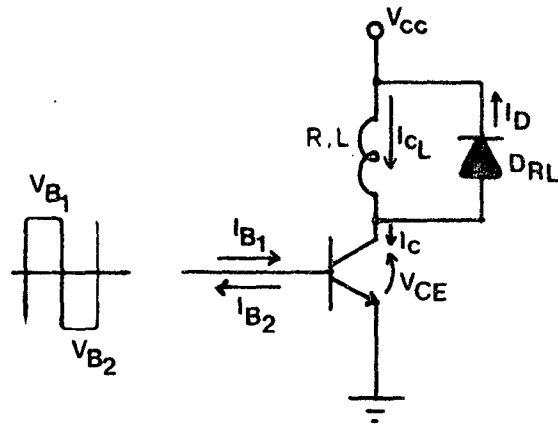


Fig. 1.8. Transistor sob carga indutiva com diodo de rodalivre.

No disparo do transistor a indutância da carga limita o crescimento da corrente, com uma constante de tempo L/R , até o valor V_{CC}/R .

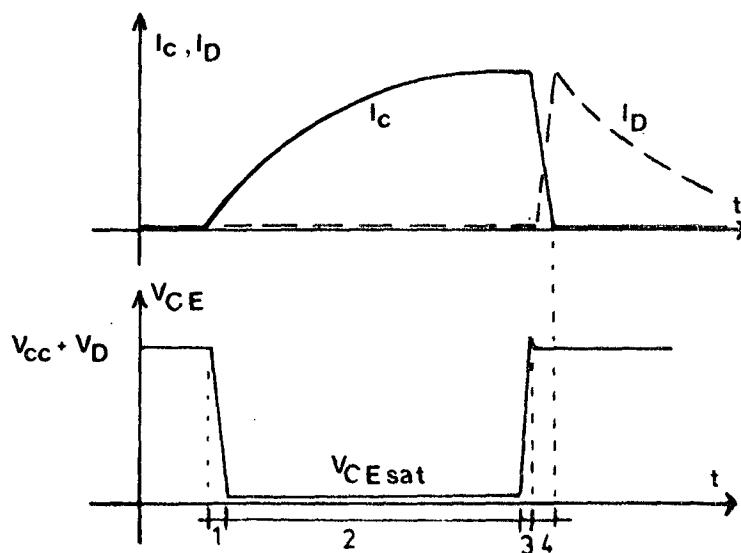


Fig. 1.9. Comutação sob carga indutiva com corrente inicial nula [1]

No bloqueio, a tensão de coletor emissor do transistor é limitada pelo diodo no valor $V_{CC} + V_D$, sendo a tensão direta do diodo, mais uma ligeira sobretensão no disparo do diodo. A corrente que circulava no transistor passa a circular no diodo, decrescendo com uma constante de tempo L/R até se anular.

É no bloqueio que ocorrem perdas elevadas pois o transistor deve suportar toda a corrente enquanto a tensão em seus terminais aumenta. O ciclo $I_C(V_{CE})$ apresenta-se na figura 1.10.

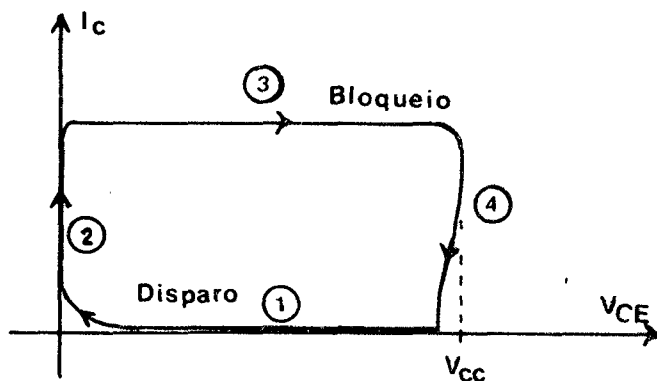


Fig.1.10. Ciclo $I_C(V_{CE})$ de um transistor sob carga indutiva em condução descontínua [1]

1.2.3.2. Comutação sob Carga Indutiva com Corrente Inicial Importante: Condução Contínua.

Este caso é encontrado muito frequentemente nos conversores estáticos. A corrente ainda circula na carga, no momento em que se dispara o transistor.

No início da comutação o diodo ainda está em fase de roda-livre e a corrente no transistor aumenta, muito rapidamente, do valor nulo até o valor I_{C1} .

O diodo de roda-livre leva um certo tempo para se bloquear devido a evacuação de sua carga de recuperação

Q_r . Durante o tempo de recuperação o diodo de roda-livre se comporta como um curto-circuito originando uma sobrecorrente. Esta corrente de recuperação inversa do diodo pode ser elevada (Apêndice II), dependendo do tempo de recuperação t_{rr} e é seguida de oscilações devido às indutâncias parasitas e à capacitância de transição do diodo.

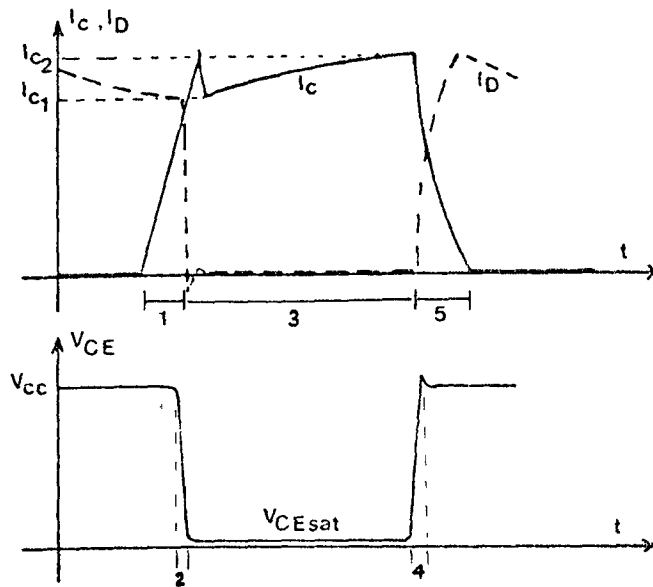


Fig.1.11. Comutação sob carga indutiva em condução contínua

A energia perdida durante o fechamento do transistor depende muito da carga de recuperação do diodo. É importante que se utilize diodos rápidos, isto é, com baixo tempo de recuperação t_{rr} .

No bloqueio o diodo volta a conduzir apresentando os mesmos fenômenos da condução descontínua.

Observa-se na fig.1.12. que as perdas são elevadas tanto no bloqueio quanto no disparo.

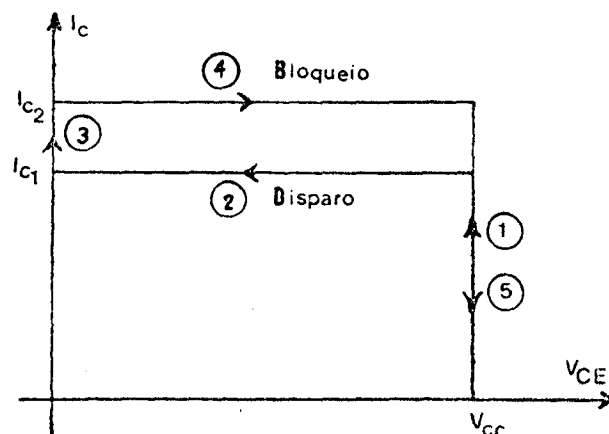


Fig.1.12. Ciclo $I_c(V_{CE})$ do transistor sob carga indutiva em condução contínua

CAPÍTULO II

CIRCUITOS DE AJUDA À COMUTAÇÃO2.1. Princípios do Funcionamento

Os circuitos de ajuda à comutação (C.A.C.) são circuitos passivos compostos de diodos, resistências, indutâncias e capacitâncias capazes de estocar momentaneamente energia. Possuem a finalidade de diminuir as perdas durante a comutação e de deformar o ciclo $I_C(V_{CE})$ de modo a obedecer à área de segurança aproveitando ao máximo as características limites de um transistor.

Para diminuir as perdas de comutação é necessário evitar a presença simultânea de tensão e corrente elevadas nos terminais do transistor.

No disparo do transistor limita-se a velocidade de subida da corrente, durante a queda da tensão V_{CE} , através de um indutor. No bloqueio retarda-se a subida da tensão, enquanto é cortada a corrente de coletor, através de um capacitor C. (fig.2.1)

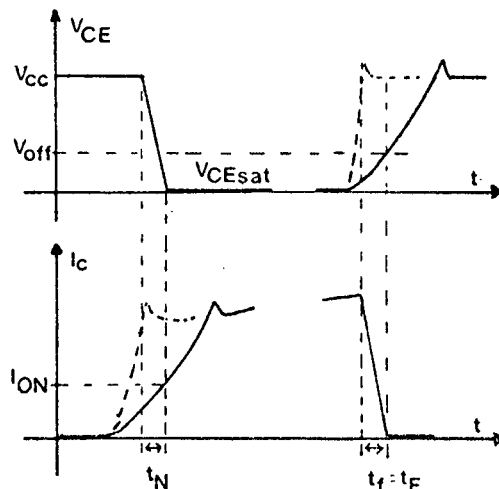
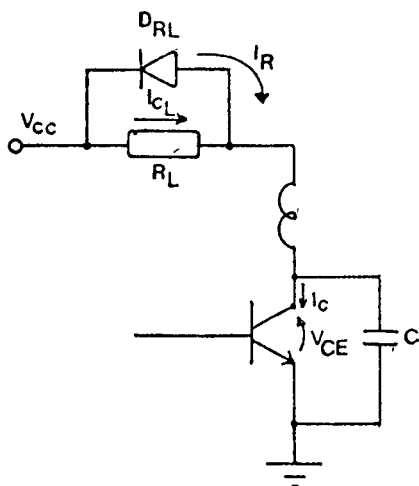


Fig.2.1. Princípio do circuito de ajuda a comutação

O indutor serve também para diminuir a sobre corrente devido à corrente de recuperação inversa I_R do diodo de roda-livre no disparo.

Estes dois componentes, indutor e capacitor, são comuns em todas as variações dos circuitos de ajuda à comutação. Estas variações diferem essencialmente pela maneira como são evacuadas as energias armazenadas condicionando a duração do processo [1], [3], [8], [11], [16], [17] e [18].

As energias armazenadas em ℓ e C devem ser evacuadas antes de nova comutação. Para os casos de pulsadores de frequência e potência não muito elevadas, as energias estocadas serão dissipadas sobre resistências, conforme o esquema básico da fig.2.2.

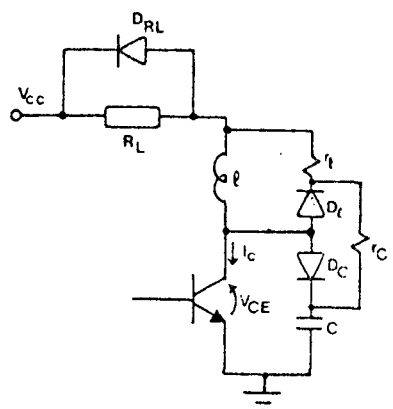


Fig.2.2. Esquema do circuito de ajuda a comutação [1], [3], [8] e [16]

A descarga do capacitor C é efetuada através dos resistores r_c e r_ℓ e do indutor ℓ . A resistência r_c é calculada para limitar a corrente de descarga de C logo que o transistor for novamente posto em condução.

O diodo D_C serve para eliminar a influência do resistor r_c no instante de bloqueio.

A evacuação da energia estocada em ℓ é feita através de um circuito de roda-livre com D_ℓ e r_ℓ . O valor do resistor r_ℓ deve ser tal que a sobretenção ΔV , gerada na fase de roda-

-livre de ℓ , mais a tensão de alimentação V_{CC} , estejam dentro do limite máximo do transistor. Como primeira aproximação: $\Delta V = r_{\ell} I_{C2}$.

Do mesmo modo, a sobrecorrente I_{RM} , devido a descarga de C, é limitada por r_c e $I_{RM} \approx V_{CC}/r_c$ considerando que $r_c \gg r_{\ell}$. O pico de corrente no disparo do transistor é resultado da sobrecorrente da descarga do capacitor e da corrente de recuperação inversa I_R do diodo de roda-livre. Como I_R é diminuída devido ao dI/dt imposto por ℓ , a composição das duas correntes pode ser inferior ao pico de corrente sem o C.A.C. .

Com o circuito de ajuda à comutação introduz-se uma deformação no ciclo $I_C(V_{CE})$ de modo que se pode inserir na área de segurança do transistor. Fig.2.3 e Fig.1.3. .

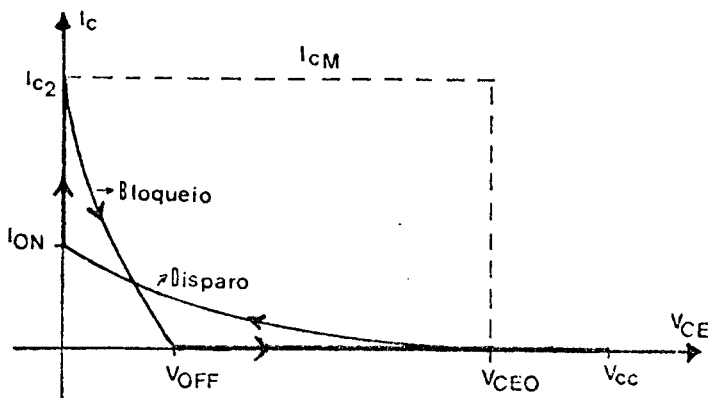


Fig.2.3. Ciclo $I_C(V_{CE})$ de um transistor com C.A.C.

|1| .

Com o circuito de ajuda à comutação pode-se obter uma corrente nula, ou muito pequena no bloqueio, de modo que a tensão sobre o transistor pode ser maior que a tensão V_{CEO} , porém menor que a tensão V_{CEX} . A escolha da alimentação V_{CC} maior que o $V_{CEO(sus)}$ do transistor é condicionada também ao estado que se encontra a base-emissor, durante o bloqueio. (Ver comando de base).

É fundamental, para um bom funcionamento do circuito de ajuda à comutação, que o tempo de condução do transistor seja maior que o tempo de descarga da energia armazenada em C e que o tempo de bloqueio seja maior que o tempo de descarga da energia e

letromagnética estocada em λ .

2.2. Cálculo das Perdas durante as Comutações sem o C.A.C.

-Disparo: No disparo do transistor pode-se considerar que a corrente atinge o valor I_{C1} sem que a tensão tenha decrescido do valor V_{CC} . A energia dissipada no transistor em cada comutação, no fechamento do transistor, é dada pela fórmula:

$$W_r = \int_0^{t_r} V_{CE}(t) I_C(t) dt \quad (2.1)$$

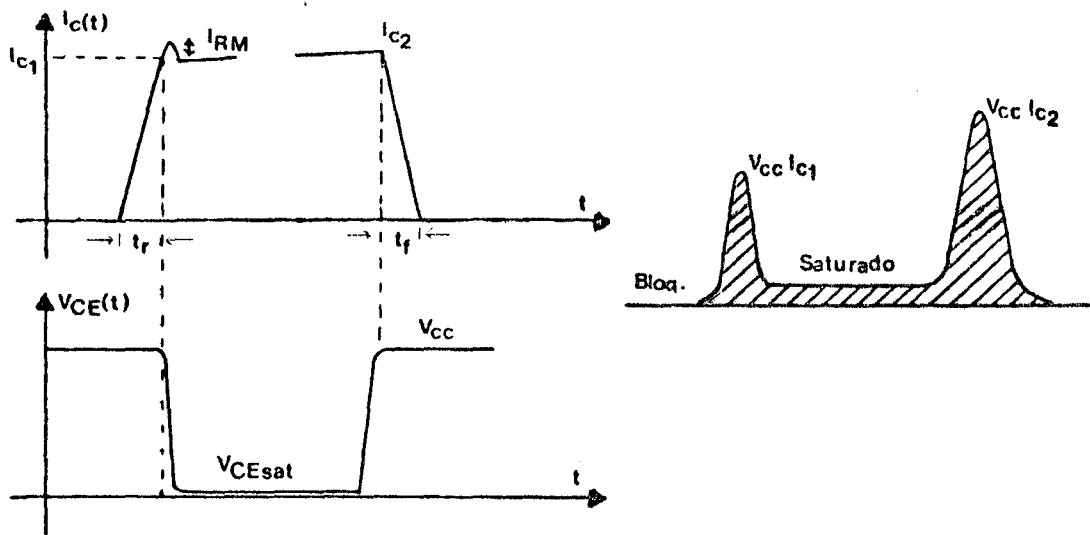


Fig.2.4. Comutações de um Transistor sob Carga Indutiva sem o C.A.C. (condução contínua) e as perdas durante estas comutações.

A equação da corrente para o intervalo t_r , se seu crescimento pode ser considerado como uma reta, será:

$$I_C(t) = I_{C1} t / t_r \quad (2.2)$$

A tensão sobre o transistor $V_{CE}(t)$ neste intervalo permanece constante, se considerarmos nula a queda de tensão no diodo D_{RL} , e igual a alimentação V_{CC} . Substituindo na equação (2.1)

$$W_r = \int_0^{t_r} V_{cc} I_{c1} t/t_r dt$$

ou, ainda:

$$W_r = \frac{V_{cc} I_{c1} t_r}{2} \quad (2.3)$$

-Bloqueio: No bloqueio a tensão cresce rapidamente, enquanto que a corrente só irá diminuir quando a tensão de coletor-emissor for V_{cc} , contrariamente ao caso sob carga resistiva onde a tensão aumenta a medida que for decrescendo a corrente. A corrente, durante o tempo t_f , possui a equação:

$$I_c = I_{c2} (1-t/t_f) \quad (2.4)$$

E a energia que o transistor deverá dissipar neste intervalo:

$$W_f = \int_0^{t_f} V_{CE}(t) I_c(t) dt \quad (2.5)$$

Substituindo (2.4) em (2.5):

$$W_f = \int_0^{t_f} V_{cc} I_{c2} (1-t/t_f) dt$$

ou, ainda:

$$W_f = \frac{V_{cc} I_{c2} t_f}{2} \quad (2.6)$$

As equações (2.3) e (2.6) dão um valor aproximado das perdas que ocorrem no transistor, em função da alimentação V_{cc} , dos tempos de comutação t_r e t_f e da evolução da corrente imposta pela carga.

2.3. Cálculo das Perdas durante as Comutações com o C.A.C.

-Disparo: No disparo do transistor com o C.A.C. as perdas a serem consideradas, em termos de comparação, aparecem durante o tempo t_N (fig.2.5), que é o tempo de decrescimento da tensão V_{CE} .

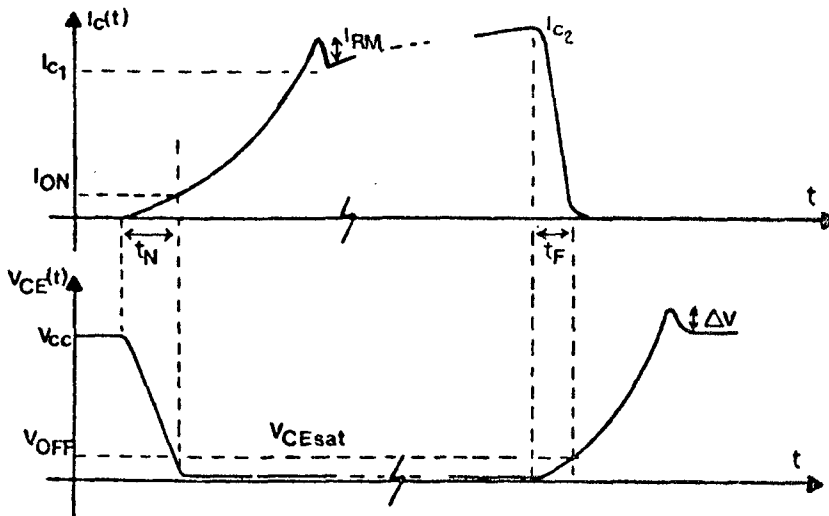


Fig.2.5.Comutação de um transistor sob carga indutiva com o C.A.C.(condução contínua)

A queda da tensão V_{CE} pode ser considerada como uma reta com a equação :

$$V_{CE}(t) = V_{CC} (1-t/t_N) \quad (2.7)$$

O crescimento da corrente I_C é traduzido matematicamente, pela equação:

$$I_C(t) = \frac{1}{L} \int_0^x V_L(t) dt \quad (2.8)$$

onde V_L é a tensão da carga:

$$V_L = V_{CC} - V_{CE}(t) \quad (2.9)$$

Substituindo-se as equações (2.7) e (2.9) em (2.8) obtém-se :

$$I_c(t) = \frac{V_{cc}}{L} \int_0^x t/t_N dt = \frac{V_{cc} x^2}{2 L t_N} \quad (2.10)$$

com $x = t_N$

$$I_{ON} = \frac{V_{cc} t_N}{2L} \quad (2.11)$$

Com as equações (2.10) e (2.7) pode-se calcular a energia perdida durante o disparo t_N :

$$W_{ON} = \int_0^{t_N} V_{CE}(t) I_c(t) dt = \frac{V_{cc}^2 t_N^2}{24L} \quad (2.12)$$

ou, ainda, introduzindo-se a equação (2.11) na (2.12):

$$W_{ON} = \frac{V_{cc} I_{ON} t_N}{12} \quad (2.13)$$

Supondo-se que a corrente I_{ON} , da equação acima, seja, por exemplo, a metade da corrente I_{c1} , eq. (2.3), e que os tempos de comutação t_r e t_N sejam iguais, então, obtém-se uma energia, aplicada ^{Dissipada} sobre o transistor no seu disparo, 12 vezes menor quando se utiliza o C.A.C.. Na realidade a energia será ainda menor pois, com a introdução do indutor (fig. 2.6), I_{ON} e t_N serão menores do que o suposto. (fig. 2.4 e 2.5).

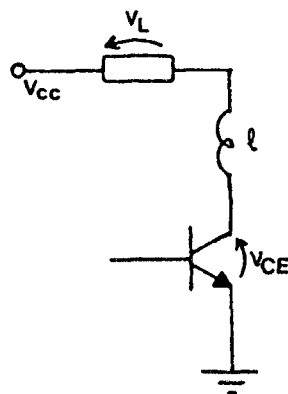


Fig. 2.6. Indutor do C.A.C. para o disparo do transistor.

-Bloqueio: No bloqueio do transistor as perdas ocorrem durante o tempo de decrescimento da corrente de coletor, não sendo modificado pela introdução do C.A.C..

A introdução do capacitor C do C.A.C., aumenta o tempo de crescimento da tensão V_{CE} , e, durante o tempo t_F , a tensão é obtida através da equação:

$$V_{CE}(t) = \frac{1}{C} \int_0^{t_F} I_{Ca}(t) dt \quad (2.14)$$

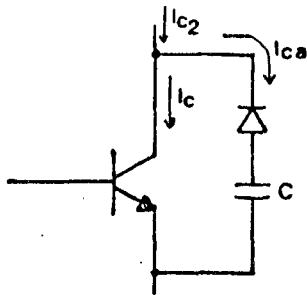


Fig.2.7. Capacitor do C.A.C.no bloqueio do transistor.

A corrente I_{Ca} da equação (2.14), é dada por:

$$I_{Ca}(t) = I_{c2} - I_c(t) \quad (2.15)$$

onde:

$$I_c(t) = I_{c2} (1 - t/t_F) \quad (2.16)$$

Substituindo a equação (2.16) na (2.15):

$$I_{Ca}(t) = I_{c2} - I_{c2} (1 - t/t_F) = I_{c2} t/t_F \quad (2.17)$$

e a eq. (2.17) na eq. (2.14):

$$V_{CE}(t) = \frac{I_{c2}}{C} \int_0^{t_F} \frac{t}{t_F} dt = \frac{I_{c2} t_F^2}{2C t_F} \quad (2.18)$$

obtendo-se:

$$V_{OFF} = \frac{I_{c2}}{2C} t_F \quad (2.19)$$

Com as equações (2.16) e (2.18) obtêm-se a energia que o transistor irá dissipar no bloqueio.

$$W_{\text{OFF}} = \int_0^{t_F} V_{\text{CE}}(t) I_c(t) dt = \frac{I_c^2}{2Ct_F} \left(\frac{t_F^3}{3} - \frac{t_F^4}{4t_F} \right) \quad (2.20)$$

resultando:

$$W_{\text{OFF}} = \frac{I_c^2 t_F^2}{24C} \quad (2.21)$$

ou, ainda, com a equação (2.19):

$$W_{\text{OFF}} = \frac{I_c^2 t_F V_{\text{OFF}}}{12} \quad (2.22)$$

Supondo-se, por exemplo, que a tensão V_{OFF} , devido a introdução de um capacitor C , seja a metade da tensão V_{CC} ($V_{\text{OFF}} = 1/2 V_{\text{CC}}$) e comparando-se as equações (2.22) e (2.6):

$$W_f = 12 W_{\text{OFF}}$$

Logo, a introdução do capacitor do C.A.C. no bloqueio, implica em uma redução de 12 vezes na energia que o transistor deve dissipar.

Influência da frequência nas perdas: Observa-se que a energia de cada comutação, a medida em que se eleva a frequência, possui um efeito acumulativo no aquecimento do transistor. Por este motivo, deve-se calcular o aquecimento do transistor, através da energia que pode dissipar, em função das resistências térmicas das junções, dissipador, encapsulamento e do ambiente, para que não se danifique o componente.

A escolha adequada do indutor ℓ e do capacitor C , do circuito de ajuda à comutação, vão determinar a quantidade de energia que o transistor irá dissipar durante a comutação. Porém para frequências muito elevadas, se é limitado, quanto a energia mínima de dissipação, devido ao tempo mínimo de descarga das energias estocadas no C.A.C. entre as comutações. |1| e |16|

Resumidamente pode-se dizer que:

a) O aumento do indutor ℓ do C.A.C., implica em uma redução das perdas do transistor no disparo, fixando o valor da corrente I_{ON} em um valor menor no instante em que V_{CE} se anula. Isto contribui para um menor aquecimento do transistor o que permite reduzir as dimensões do radiador, proporcionando um ganho em peso e volume. O aumento de ℓ , ainda, diminui o pico da corrente de recuperação do diodo de roda-livre. Por outro lado, diminui o rendimento do pulsador, devido a dissipação de sua energia estocada, e aumenta seu tempo de roda-livre limitando a frequência do pulsador.

b) O aumento do resistor r_ℓ acarreta um aumento da sobretensão ΔV no bloqueio e uma diminuição do tempo de descarga da energia de ℓ .

c) O aumento do capacitor C , diminui a energia de dissipação do transistor no bloqueio, fixando o valor da tensão V_{OFF} no momento em que a corrente se anula. Isto também contribui para a redução das dimensões do radiador. Mas, o aumento de C , diminui o rendimento do pulsador devido a dissipação de sua energia armazenada, além de aumentar o tempo da descarga desta energia, limitando a frequência de funcionamento do pulsador.

d) O aumento do resistor r_c diminui a corrente de descarga do capacitor no disparo do transistor mas, aumenta o tempo de descarga da energia armazenada em C .

CAPÍTULO III

COMANDO DA BASE DOS TRANSISTORES DE POTÊNCIA3.1. Comando Ótimo

As perdas em um transistor, estão, também, diretamente ligadas com o tipo de comando de base na concepção de uma montagem funcionando em chaveamento. A qualidade e otimização do comando de base possuem influências determinantes na confiabilidade do sistema. |1| e |8|.

É através da base que se reduzem os tempos de comutação e se determina a região de operação para que as perdas sejam diminuídas.

Existem várias possibilidades de realização deste circuito mas, deve-se optar por um que forneça uma corrente de base suficiente durante a fase de condução e que a corrente de base negativa seja adaptada para uma abertura correta.

Assim, um bom comando de base deve apresentar as seguintes características:

a) O crescimento da corrente, no disparo, deve ser rápido, com um dI_B/dt tão grande quanto possível, para diminuir o tempo de fechamento do transistor.

b) Logo que o transistor entre em condução,

deve adaptar a corrente de base à corrente de coletor, de modo que a tensão da junção V_{CB} seja próxima de zero, a fim de que se garanta sua saturação (pequenas perdas durante a saturação). Entretanto, sem levar o transistor para a região de sobre-saturação, que aumentará consideravelmente o tempo de estocagem.

c) No bloqueio, prever uma corrente de base inversa limitando seu dI_B/dt , que reduz o tempo de estocagem e as perdas.

d) No estado bloqueado, manter uma tensão de base negativa, o que reduz a corrente de fuga e acrescenta uma proteção contra disparos acidentais devido às correntes parasitas e os dV/dt .

Partindo-se da suposição de que exista uma corrente inicial circulando na carga, através do diodo de roda-livre (condução contínua), o transistor deverá ter, na sua base, a corrente na forma da fig.3.1.:

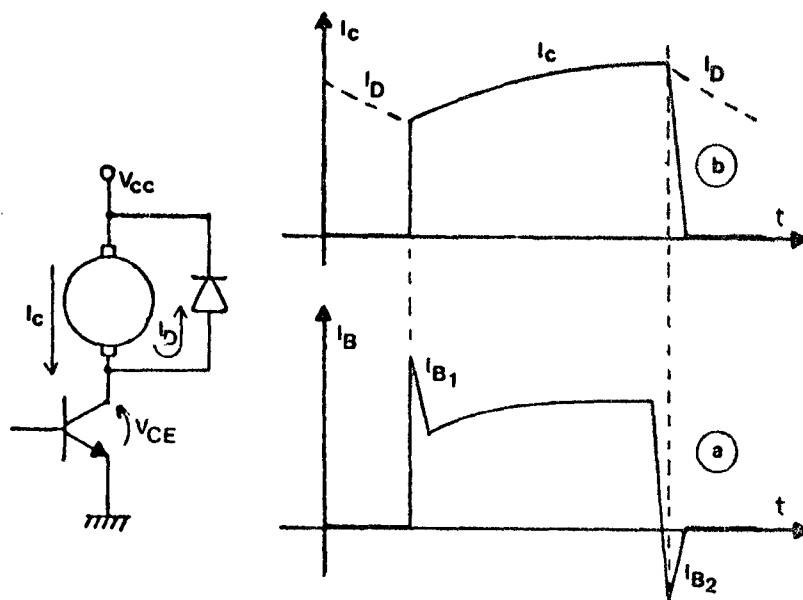


Fig.3.1. Forma ideal da corrente de base (a) e a forma da corrente de coletor sob carga indutiva (condução contínua)(b). |20|

A corrente inversa I_{B_2} pode ser obtida através de um capacitor pré-carregado ou de um enrolamento de transformador ou, que é preferível, através de uma fonte de tensão negativa auxiliar, que é aproveitada também para manter a junção base-emissor polarizada negativamente, durante o estado bloqueado. |1||7||8|.

3.2. Transistor Auxiliar e Diodo Anti-Saturação

A taxa de saturação de um transistor é dada pela razão entre o ganho β , que não é válido para a região de saturação, e pelo ganho forçado β_f , assim chamado porque as correntes são impostas por circuitos exteriores (item 1.2.1):

$$S = \beta / \beta_f$$

Como β_f é sempre menor do que β , a taxa de saturação é maior do que 1. Para uma saturação maior β_f diminui e, logo, a taxa de saturação aumenta. O aumento da taxa de saturação implica no aumento do tempo de estocagem e no aumento desnecessário da corrente de base.

É necessário, então, que se forneça uma corrente de base, durante a condução do transistor, suficiente para que permaneça ligeiramente saturado ou quase-saturado. Isto é, a taxa de saturação deve ser próxima de 1. Mas, existe uma variação na corrente de coletor imposta pela carga indutiva. Isto implica em dizer que para manter o transistor na região de quase-saturação é necessário que sua corrente de base varie de acordo com a corrente de coletor I_c .

A variação da corrente de base de acordo com a corrente de coletor evita que o transistor passe para a região de saturação ou para a região linear. (fig.1.5).

A adaptação da corrente de base e de coletor se consegue com um diodo entre a base e coletor do transistor (fig.3.2a). Este diodo é chamado de diodo anti-saturação.

Na condução do diodo D_{AS} sua tensão de polarização direta é da ordem de 0,7 V (diodo de silício). Para tornar a tensão V_{CB} próximo de zero usa-se o diodo D_1 . O diodo D_C é para que se possa extrair a corrente de base inversa. (fig.3.2.a)

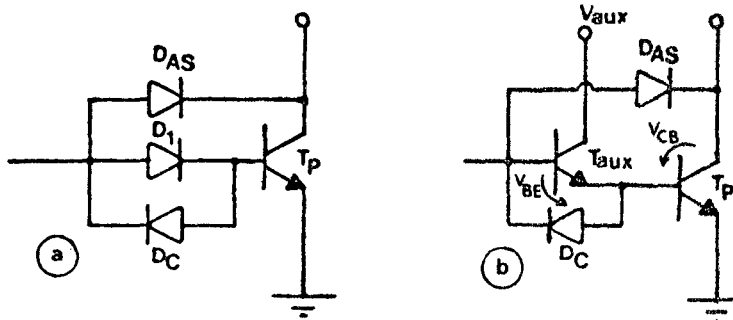


Fig.3.2. (a) Configuração de diodos para adaptação da corrente I_B com I_C e para $V_{CB} \approx 0$; (b) com transistor auxiliar. |1|

Para evitar uma corrente elevada, no comando de base, utiliza-se um transistor auxiliar compensando-se o baixo ganho do transistor principal T_P (fig.3.2.b). Com T_{aux} obtém-se a condição $V_{CB} \approx 0$ sem o auxílio de D_1 , como segue: |1|, |20|

$$V_{CB} = V_{BE1} - V_{D_{AS}} \approx 0$$

O interesse de manter a tensão $V_{CB} \approx 0$ é de diminuir as perdas, limitando a corrente de base e ao mesmo tempo diminuir o tempo de estocagem, mantendo uma corrente justamente necessária para não sobressaturar o transistor. A redução do tempo de estocagem possibilita o uso de uma frequência mais elevada.

O transistor auxiliar pode ser de baixa tensão conforme a tensão V_{aux} .

O pico de corrente positiva para o disparo é conseguido através de um capacitor ligado ao coletor do transistor auxiliar. (fig.3.3).

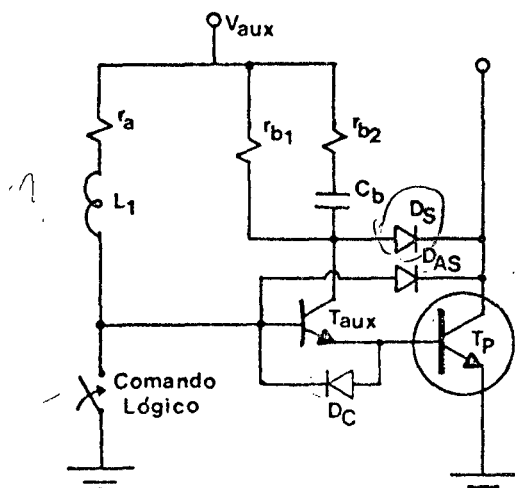


Fig.3.3.Circuito de comando idealizado para o disparo do transistor.

Os resistores r_a e r_{b1} são calculados para fornecer a corrente de base máxima para a condução do transistor. No instante em que o comando envia a ordem de disparo, o capacitor C_b (inicialmente descarregado) se comporta como um curto-circuito. A corrente de coletor de T_{aux} será maior devido à associação de r_{b1} e r_{b2} em paralelo. Assim, o pico de corrente será duas vezes maior que a corrente máxima se $r_{b1} = r_{b2}$. Quando C_b estiver carregado, só atuarão os resistores r_a e r_{b1} e o diodo D_{AS} adaptará a corrente de base com a de coletor. O indutor L_1 serve para fornecer um suplemento de corrente de base para T_{aux} para diminuir o seu tempo de disparo e conseqüentemente o de T_p .

O diodo D_s , assim como o diodo D_{AS} , atua sobre o T_{aux} para mantê-lo na região de quase-saturação e para que $V_{CB}(T_{aux}) \cong 0$.

Assim, a tensão $V_{CE}(T_{aux}) \cong 1V$ com a corrente

de coletor $I_C(T_{aux}) \cong I_B(T_P)$. [16]

3.3. Tempo de Descida t_f

As perdas de bloqueio ocorrem principalmente durante o tempo da descida da corrente. Ele depende, basicamente, do estado de saturação no momento da abertura e da tensão inversa aplicada na junção base-emissor no final de t_f .

Se o transistor estiver saturado, antes de sua abertura, se extrai uma elevada corrente inversa na base evacuando-se rapidamente suas portadoras e conduzindo-se a um bloqueio rápido da junção base-emissor. Mas, as lacunas da zona de coletor necessitam de um certo tempo para se recombinar e a corrente negativa da base quase não intervém sobre este tempo. A partir do instante em que a junção base-emissor esteja bloqueada, o transistor se comporta como um diodo entre base e coletor que necessita de um tempo de recuperação para que pare de circular a corrente. Este efeito aumenta com a temperatura e é muito dispersivo em um lote de transistores de um mesmo tipo.

Logo, é desaconselhável se utilizar de uma corrente inversa de base muito elevada, porquanto há uma redução do tempo de estocagem contrapondo-se com um aumento de t_f . (fig. 3.4a).

Porém, se o transistor já saiu da zona de quase-saturação penetrando na região linear, uma corrente inversa e levada de base diminuirá t_f . Se a corrente de base não passar rapidamente de positiva para negativa as portadoras minoritárias terão tempo de se recombinar. Pode-se, então, usar uma corrente de base inversa elevada, para que t_f seja bastante curto. [7], [8]

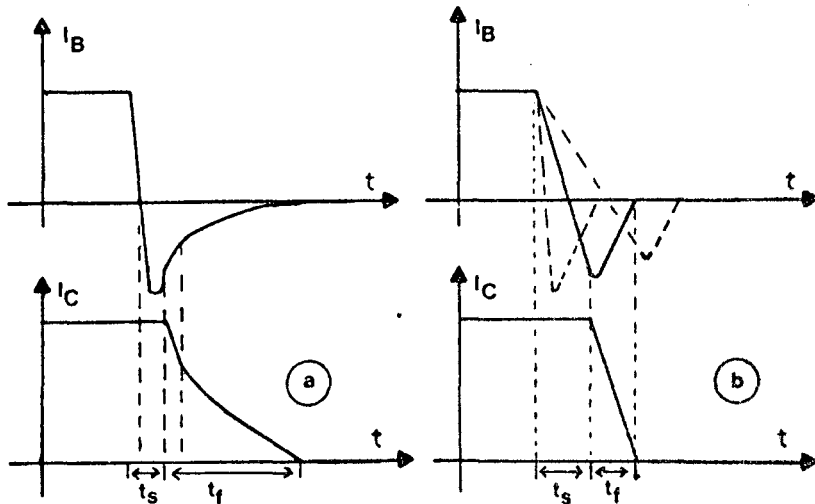


Fig.3.4 Bloqueio do transistor com corrente de base inversa elevada (a) e com corrente de base ajustável (b).

Para a redução da inclinação da corrente de base inversa usa-se um indutor variável. A variação do dI_{B_2}/dt permite que se encontre seu valor ótimo minimizando-se t_f , experimentalmente. (fig.3.4.b)

Observa-se que o circuito de anti-saturação, permite que se reduza ainda mais os tempos de t_s e t_f pelo fato de reduzir o número de portadoras em excesso na zona de coletor. (fig. 3.5)

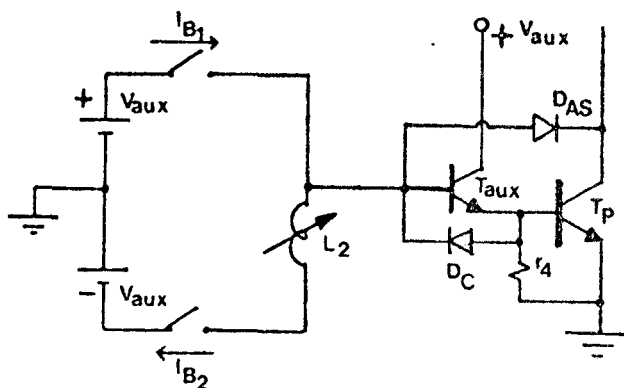


Fig.3.5 Controle do dI_{B_2}/dt com o circuito anti-saturação

Além da corrente inversa de base, a tensão entre base e emissor também influencia na redução do tempo t_f . Durante

todo o tempo de estocagem e no início de t_f , a tensão V_{BE} permanece ligeiramente positiva. No fim do tempo t_f a resistência da junção base-emissor se torna bastante grande. Neste instante deve-se impor uma tensão V_{BE} bastante negativa (próxima a avalanche $-V_{(BR)EBO}$) para que o tempo t_f não aumente.

Se a tensão V_{BE} , neste instante, não for suficientemente negativa, as junções não se bloqueiam de modo homogêneo e ocorre um atraso na descida da corrente de coletor. Este efeito de atraso é parecido com o efeito da corrente inversa elevada da fig.3.4a.

Depois que a corrente de coletor estiver completamente anulada mantém-se a tensão V_{BE} ligeiramente negativa através de r_4 da fig.3.8 para evitar que variações rápidas da tensão de alimentação redispere o transistor. No caso em que a tensão V_{CE} seja maior que $V_{CEO(sus)}$ é necessário que se preveja um V_{BE} negativo elevado durante todo o bloqueio.

As formas ideais de I_B e V_{BE} são as da fig.

3.6.

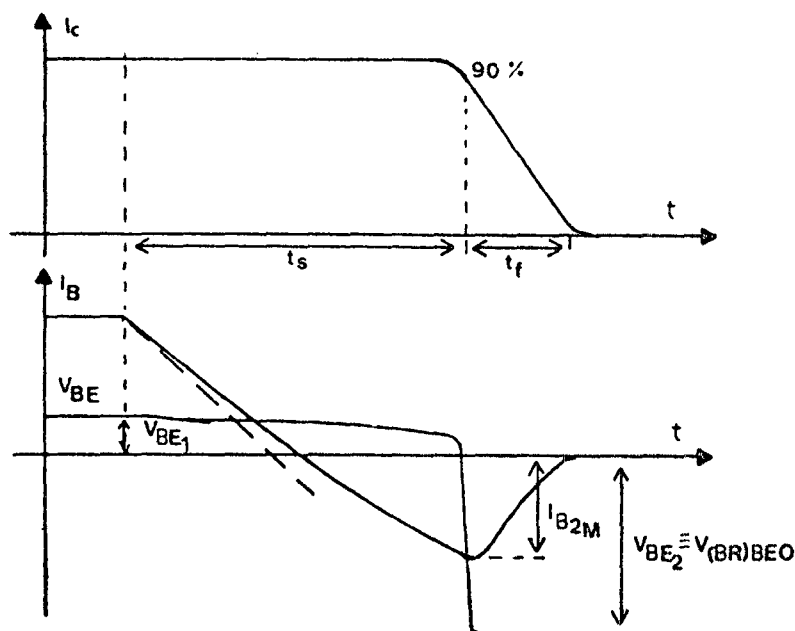


Fig.3.6 Forma ideal da corrente de base e tensão V_{BE} no bloqueio

3.4. Circuito Auto-Mantido Comandado por Impulsões

Há necessidade de se manter permanentemente uma corrente de base para que o transistor conduza. Com o isolamento entre os comandos lógico e de base é interessante que o circuito de base possa ser comandado por impulsões.

A introdução de um circuito auto-mantido no comando de base permite que se utilize transformadores de impulsões para o isolamento do circuito lógico.

O circuito auto-mantido é constituído de uma associação de dois transistores complementares PNP-NPN (fig.3.7).
|8| e |20|

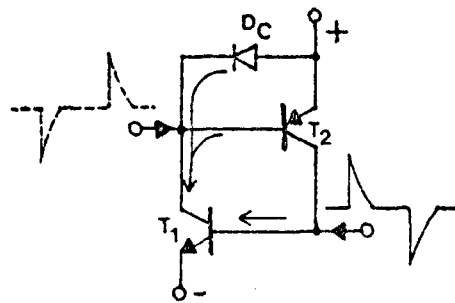


Fig.3.7. Circuito auto-mantido

Os impulsos de comando podem ser de pequena energia e são introduzidos na base de T_1 , ou na base de T_2 . Se, por exemplo, for aplicado um impulso positivo na base de T_1 e supondo que o conjunto estivesse bloqueado, a corrente, devido ao impulso, provoca uma corrente no coletor de T_1 e na base de T_2 . O transistor T_2 começa a conduzir suprimindo uma corrente na base de T_1 , que não necessitará mais da energia do impulso. O conjunto permanecerá condutor até que se aplique um impulso negativo na base de T_1 . O impulso negativo bloqueia o transistor T_1 que levará ao bloqueio de T_2 e o conjunto permanecerá não condutor até o surgimento de outro impulso positivo.

Existe a possibilidade de se realizar um co

mando auto-mantido diretamente sobre o transistor de potência NPN com um transistor complementar PNP. |20| , |21|. Há uma limitação, atualmente, para esta realização devido à ausência de transistores PNP de alta voltagem, reduzindo sua aplicação às montagens que usem uma alimentação em torno de 120V.

A aplicação conjunta, destes circuitos apresentados, para um comando de base ótimo, é mostrado na fig.3.8.

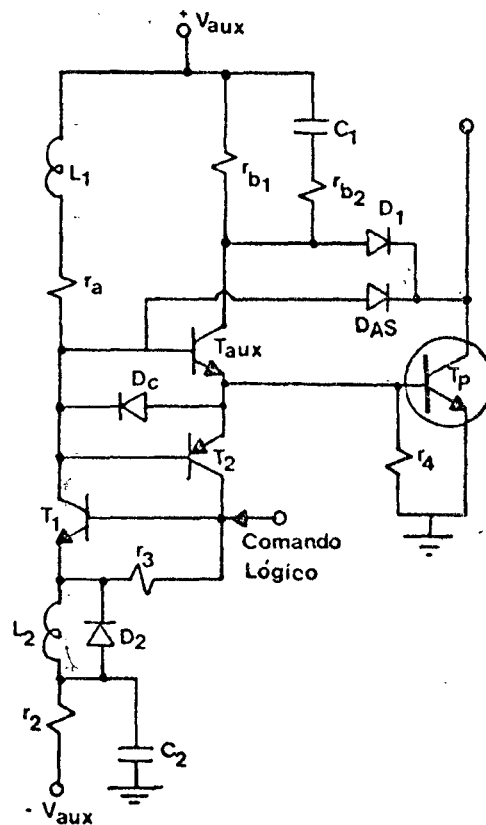


Fig. 3.8 Circuito ótimo para o comando de base do transistor de potência. |8|

O resistor r_2 limita a corrente de base inversa. O indutor L_2 diminui o dI_{B_2}/dt e o capacitor C_2 fornece o pico de corrente negativo, na descarga de sua energia armazenada. O resistor r_4 fixa um V_{BE} negativo enquanto T_p estiver bloqueado.

O circuito auto-mantido, nesta configuração desvia a corrente de base de T_{aux} , além de extrair uma corrente de base inversa e manter a tensão base-emissor polarizada negativamente durante o bloqueio.

CAPÍTULO IV

REALIZAÇÃO DE UM PULSADOR A TRANSISTOR ALIMENTANDO UM MOTOR DE CORRENTE CONTÍNUA4.1. Princípio do Pulsador.

Um pulsador é uma montagem que deve controlar a transferência de energia entre uma fonte de tensão contínua e uma fonte de corrente contínua (caso onde a carga é um motor). Seu princípio está baseado na abertura e fechamento de um interruptor estático (tiristor ou transistor). A regulação relativa dos tempos de condução e de bloqueio da corrente, no interruptor, permite controlar a troca de energia.

O motor possui uma força eletromotriz em série com uma indutância que se comporta como uma fonte de corrente instantânea que gera sobretensões na abertura do interruptor. Para evitar as sobretensões neste tipo de carga, preve-se outro caminho para esta corrente instantânea da carga. O uso do diodo de roda-livre satisfaz esta necessidade de um segundo interruptor.

Com o diodo D_{RL} assegurando a continuidade da corrente pode-se usar um transistor, como interruptor, no lugar de K da fig. 4.1.

Quando K estiver fechado, D_{RL} estará forçosamente bloqueado. Na abertura de K a corrente vai circular sobre

D_{RL} que se comutará imediatamente. Enquanto D_{RL} permanecer conduzindo a corrente, a tensão nos terminais de K será positiva. (fig. 4.2)

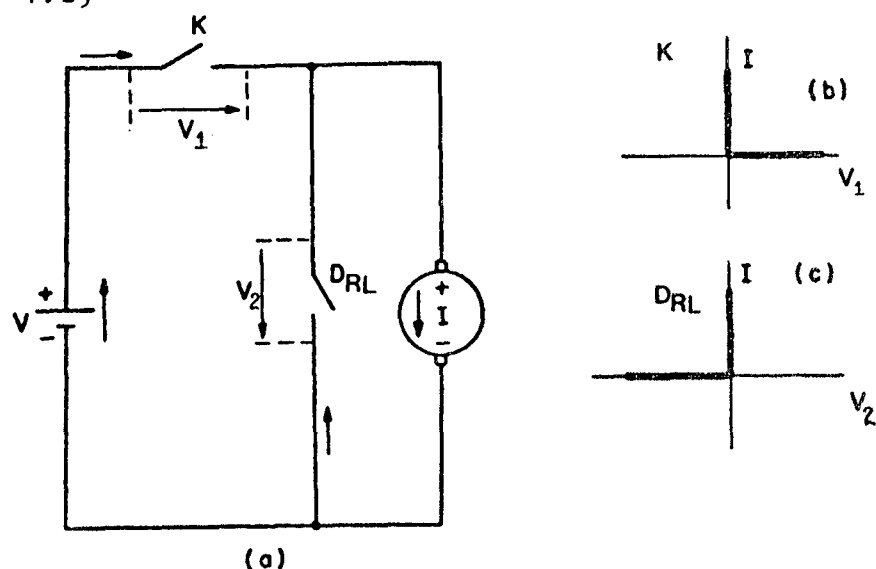


Fig.4.1 Configuração básica de um pulsador com seus dois interruptores (a) e suas atuações em tensão e corrente, se consideradas como perfeitos (b) e (c). |20|

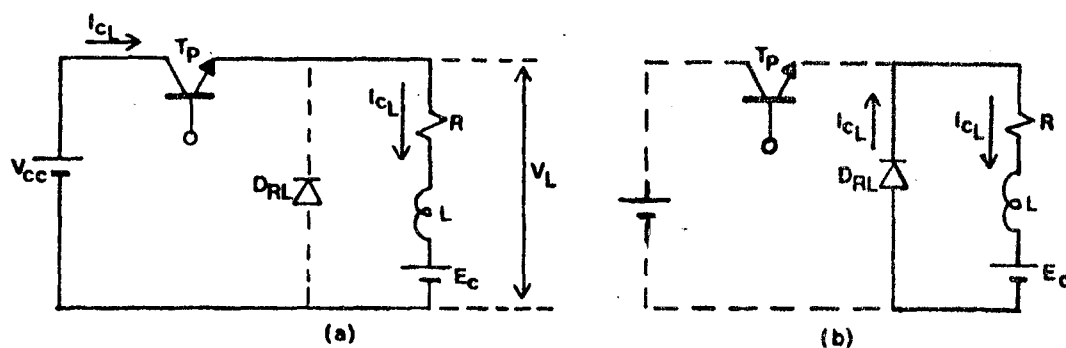


Fig.4.2 (a) Condução do transistor ($V_L = V_{CC}$). (b) abertura do transistor ($V_L = 0$) |20|

No fechamento de T_P a corrente de carga cresce exponencialmente e a indutância L acumula uma energia eletromagnética. Na abertura de T_P , que será uma comutação comandada, a indutância L restitue sua energia em E_C e R . Este é o período de rodagem livre onde a corrente decresce exponencialmente.

Se a corrente se anular, antes de novo fechamento de T_P , cessa a rodagem livre e o sistema entra em repouso (con-

dução descontínua). Caso contrário, quando ocorrer o fechamento de T_p a corrente que circulava em D_{RL} passará a circular em T_p . A corrente vai crescer novamente a partir de um valor não nulo (condução contínua).

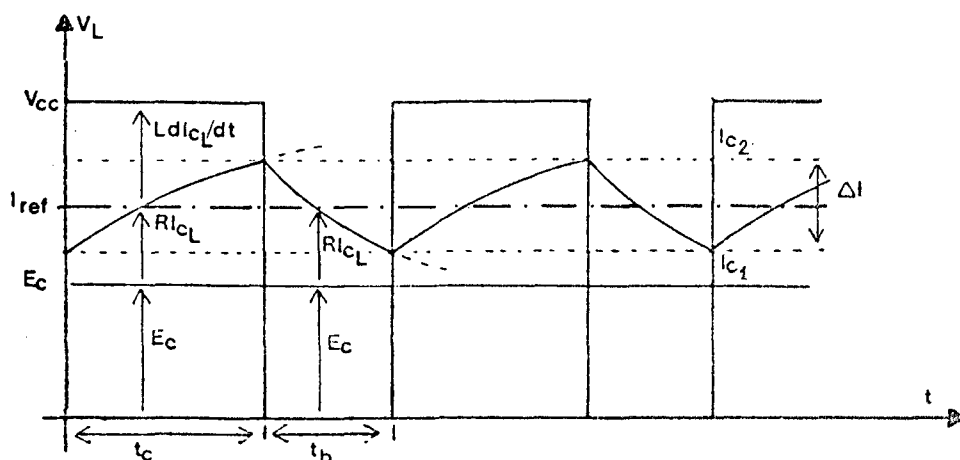


Fig.4.3 Corrente e tensão na carga em condução contínua.

|20|.

Na figura 4.3 apresentam-se a corrente e a tensão instantânea na carga em função do tempo. A resistência R é a resistência de armadura do motor, que permanece constante e geralmente é bastante pequena.

A corrente I_{cL} é obtida pela equação diferencial:

$$V_L = E_c + R I_{cL} + L \frac{dI_{cL}}{dt} \quad (4.1)$$

A relação entre o tempo de condução t_c e o período T é denominada de razão cíclica:

$$\mathcal{R} = t_c / T$$

E a constante de tempo elétrica do motor é:

$$\tau = L/R$$

O período de funcionamento geralmente é muito pequeno perante a constante de tempo elétrica do motor ($T \ll \tau$) pois a indutância de armadura é bastante elevada.

4.2. Escolha do Tipo de Modulação

Pode-se empregar vários tipos de modulação em um pulsador, ou seja:

a) Pulsos de largura variável com frequência fixa (T fixo, t_c e t_b variáveis).

b) Pulsos de largura fixa com frequência variável (t_c fixo, t_b e T variáveis).

c) Pulsos de largura e frequência variáveis (T , t_c e t_b variáveis).

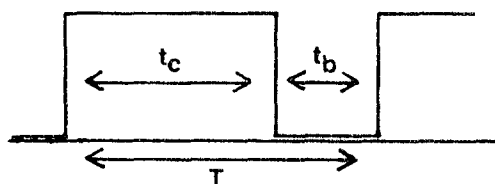


Fig. 4.4 Período, tempo de condução e bloqueio

a) A modulação de pulsos de largura variável com frequência fixa, não permite fornecer tensões de saída muito baixas, sobretudo se a frequência for elevada, porque a razão cíclica não pode descer abaixo de um valor mínimo, que depende do interruptor e de seu circuito de comutação.

b) A modulação de pulsos de largura fixa com frequência variável é bem adaptada no caso onde a tensão de saída do pulsador deve estar compreendida entre valores

pequenos.

Estes dois modos de modulação são independentes dos valores de corrente de utilização. Geralmente o circuito de comando do pulsador compreenderá, além do circuito de modulação de tensão, um circuito de limitação de corrente para o caso de ocorrer uma sobrecarga.

Mas, no caso do transistor, é necessário que se controle os valores instantâneos máximos da corrente fixando-se um valor de referência, utilizando-se de um controle do tipo cascata.

Se o interruptor for comandado à frequência constante e o instante de abertura for determinado por um valor máximo de referência, a estabilidade do sistema não fica assegurada em toda faixa de funcionamento [20].

Se no lugar de manter constante o período de funcionamento do pulsador, mantém-se constante o tempo de condução, assegura-se a proteção do interruptor mas, a frequência de funcionamento é livre, a ondulação da corrente é variável e a dinâmica da regulação fica restringida se não se atuar simultaneamente sobre a corrente máxima e o tempo t_c . [20]

c) É preferível, para o transistor, que se escolha uma modulação por valores extremos de corrente (caso C) onde se impõe valores de corrente compreendidos entre dois extremos simétricos em relação a um valor de referência (figs.4.3. . 4.5)

Este tipo de modulação permite controlar a corrente com muita precisão e protege o transistor contra as sobrecorrentes.

Os parâmetros constantes são: a amplitude da

tensão, a resistência R e a indutância L da armadura do motor.

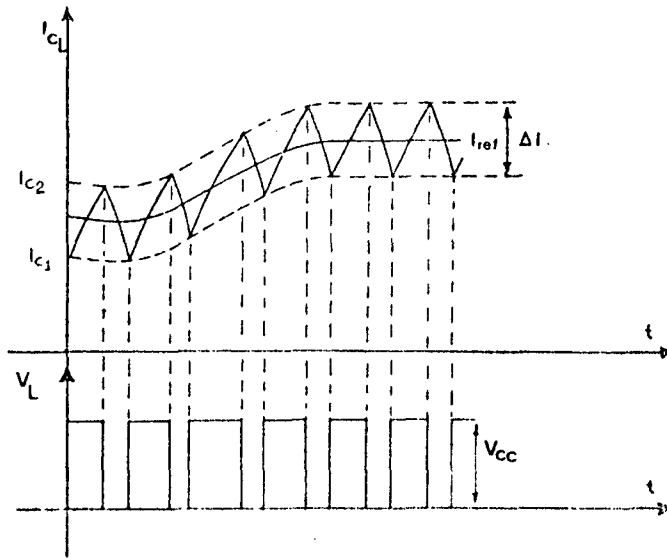


Fig. 4.5 Valores extremos de corrente simétricos ao valor de referência variável. [20]

Resolvendo-se a equação diferencial (4.1), nos dois intervalos, sendo $V_L=0$ durante o tempo t_b e $V_L=V_{cc}$ durante o tempo t_c , isto é:

$$L \frac{dI_{cL}}{dt} = V_{cc} - E_c - RI_{cL} \text{ durante } t_c \quad (4.2)$$

$$L \frac{dI_{cL}}{dt} = -E_c - RI_{cL} \text{ durante } t_b \quad (4.3)$$

resultando:

$$I_{c1} = I_{c2} e^{-t_b/\tau} - \frac{E_c}{R} (1 - e^{-t_b/\tau}) \quad (4.4)$$

$$I_{c2} = I_{c1} e^{-t_c/\tau} - \frac{V_{cc} - E_c}{R} (1 - e^{-t_c/\tau}) \quad (4.5)$$

sendo $\tau = L/R$

Substituindo-se as equações (4.4) e (4.5) isola-se as correntes:

$$I_{c2} = \frac{V_{cc}}{R} \left(\frac{1 - e^{-t_c/\tau}}{1 - e^{-T/\tau}} \right) - \frac{E_c}{R} \quad (4.6)$$

$$I_{c1} = \frac{V_{cc}}{R} \left(\frac{e^{-t_b/\tau} - e^{-T/\tau}}{1 - e^{-T/\tau}} \right) - \frac{E_c}{R} \quad (4.7)$$

como $\Delta I = I_{c2} - I_{c1}$

$$\Delta I = \frac{V_{cc}}{R} \frac{(1 - e^{-t_c/\tau})(1 - e^{-t_b/\tau})}{(1 - e^{-T/\tau})} \quad (4.8)$$

sendo $T \ll \tau$ e sabendo-se que $t_b = T - t_c$, através de série de Taylor a equação (4.8) resulta em:

$$\frac{\Delta I \cdot R}{V_{cc}} = \frac{(1 - e^{-t_c/\tau})(1 - e^{-(T-t_c)/\tau})}{(1 - e^{-T/\tau})} = \frac{t_c}{\tau} \left(1 - \frac{t_c}{T}\right)$$

e, como $\mathcal{R} = \frac{t_c}{T} = \frac{T - t_b}{T}$ (4.9)

$$\frac{\Delta I R \tau}{V_{cc}} = t_c \left(1 - \frac{t_c}{T}\right) = \mathcal{R} T (1 - \mathcal{R}) \quad (4.10)$$

ou ainda, com $\tau = \frac{L}{R}$

$$\frac{\Delta I L}{T V_{cc}} = \mathcal{R} (1 - \mathcal{R}) \quad (4.11)$$

$$\frac{\Delta I L}{V_{cc} t_c} = (1 - \mathcal{R}) \quad (4.12)$$

$$\frac{\Delta I L}{V_{cc} t_b} = \mathcal{R} \quad (4.13)$$

Traçando-se um gráfico com estas três últimas equações, observa-se que a frequência máxima ocorre para $\mathcal{R} = 0,5$.

Da equação 4.11 obtém-se:

$$f_{\text{máx}} = \frac{V_{cc}}{4 L \Delta I} \quad (4.14)$$

Os tempos mínimos de condução e bloqueio para $\mathcal{R} = 0$ e $\mathcal{R} = 1$, respectivamente:

$$t_{cmin} = t_{bmin} = \frac{L\Delta I}{V_{CC}} \quad (4.15)$$

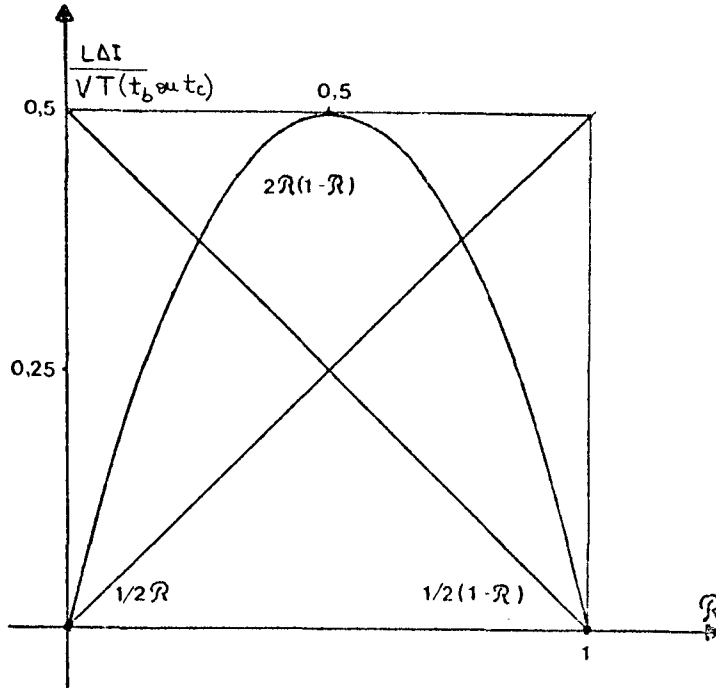


Fig.4.6. Variação de T , t_b e t_c em função da razão cíclica. [20]

Os tempos de descarga do indutor L e do capacitor C , do C.A.C., devem ser inferiores aos tempos mínimos de condução e bloqueio para que haja um bom funcionamento deste circuito.

O ΔI na eq.4.14 determinará a frequência máxima, para uma determinada alimentação V_{CC} , uma vez que L é um parâmetro fixo na armadura do motor.

Na partida do motor a corrente cresce até o valor extremo superior da corrente de referência. Neste ponto o transistor, por uma lógica de comando sensível à amostra de corrente, é bloqueado e a corrente da carga circula pelo diodo de roda-livre. O decréscimo da corrente é interrompido, para novo disparo do transistor, quando atinge o valor extremo inferior da corrente de referência.

Então, através do valor da corrente de re

ferência, a corrente que percorre a máquina, e também o transistor, pode ser limitada, em valores instantâneos, o que é conveniente para que este tipo de modulação se adapte perfeitamente aos transistores de potência.

4.3. Regulação de Velocidade

Realizou-se o controle de velocidade da máquina de corrente contínua através de uma regulação do tipo cascata, conforme o diagrama da fig.4.7.

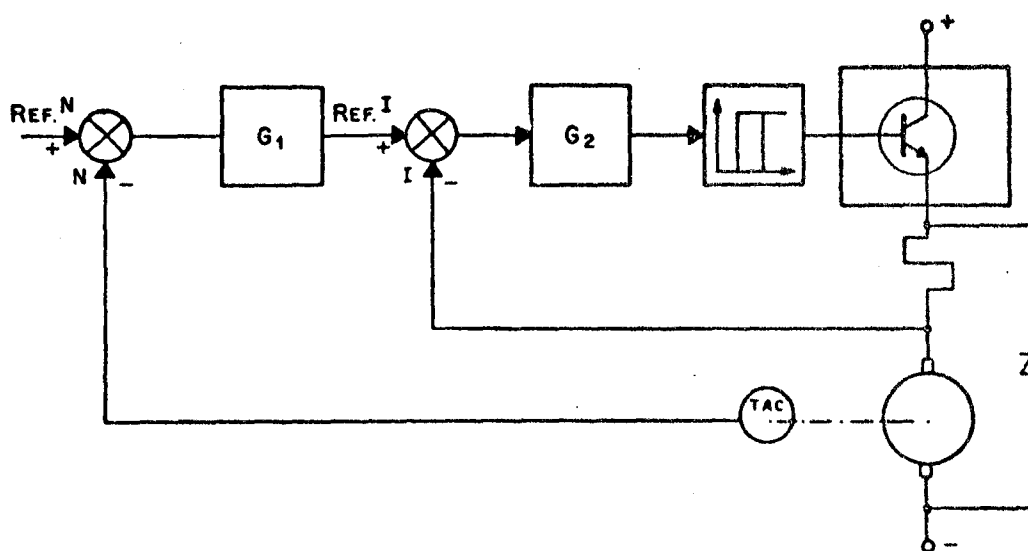


Fig.4.7
Diagrama de bloco da regulação em cascata do pulsador a transistor

| 1 |

A velocidade do motor é comparada com um sinal de referência. O sinal resultante serve como sinal de referência para a corrente. Na malha interna soma-se a corrente de referência com uma amostra da corrente de carga, que é obtida através de um captor de corrente. A soma das correntes passa para um comparador à histerese, cujos níveis são reguláveis. A regulação dos níveis do comparador permite impor o intervalo da modulação por valo

res extremos de corrente.

Assim, se a velocidade do motor está acima da velocidade de referência, o sinal que resulta como corrente de referência atua na modulação, de modo que o transistor é bloqueado ou conduz uma corrente menor, até que o erro de velocidade seja anulado.

Se a velocidade do motor estiver abaixo da velocidade de referência, de modo análogo, o erro atua na modulação da corrente.

Na partida do motor, a subida da corrente sob plena tensão e o tempo desta subida são limitados pela constante de tempo da armadura do motor. A partida é bastante rápida, uma vez que neste tempo o pulsador fornece a corrente máxima. A seguir, a regulação de velocidade faz o pulsador ceder somente a corrente necessária para o motor girar com a velocidade de referência desejada.

Neste tipo de modulação permite-se utilizar uma regulação simples, do tipo proporcional integral, sem nenhum problema de estabilidade e minimizando os transitórios do motor.

4.4. Realização do Pulsador

Usou-se um motor de corrente contínua de tensão nominal de 220V e corrente nominal de 6A. Manteve-se uma corrente de campo fixa em 0,17A para se obter uma rotação máxima de 2000 rpm. O pulsador atua sobre a armadura que possui uma indutância da ordem de 100mH e uma resistência de 5Ω .

O transistor empregado possui as seguintes características:

$$V_{CEO(sus)} = 350V$$

$$V_{CEX} = 500V$$

$$V_{CEsat} = 0,9V \quad \text{para } I_{Csat} = 8A \text{ e } I_{Bsatsat} = 2A$$

Adotou-se um $\Delta I = 0,15A$ que pode ser amostrado satisfatoriamente com um captor de corrente. A frequência de funcionamento máxima é de:

$$f_{m\acute{a}x} \cong \frac{220}{4 \times 100 \times 0,15 \times 10^{-3}} \cong 4kHz$$

Os tempos de bloqueio e de condução mínimos serão:

$$t_{bmin} = t_{cmin} = \frac{100 \times 10^{-3}}{220} \cong 70 \mu s$$

Estes tempos são suficientemente grandes para que L e C se descarreguem antes de nova comutação.

Na determinação dos elementos do C.A.C. devem ser considerados os seguintes limites.

$$I_{med} = 6A; \quad \Delta I = 0,15A$$

de onde:

$$I_{C1} = 6,15A; \quad I_{C2} = 5,85A$$

A corrente instantânea admissível sobre o transistor de potência é de 10A. A sobretensão máxima previsível para o bloqueio é limitada a 60V, levando-se em conta as sobretensões parasitas que possam ocorrer devido às indutâncias das conexões.

Observa-se que as conexões devem ser o

mais curtas possíveis para evitar estas indutâncias parasitas, que provocam oscilações indesejáveis no circuito.

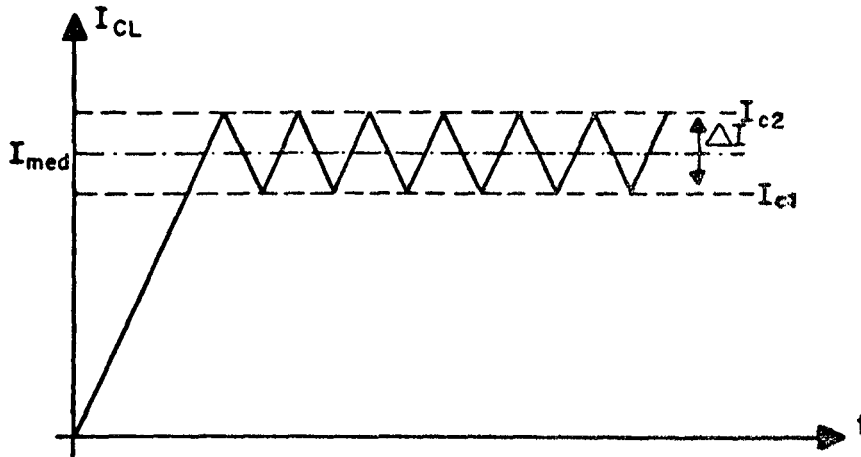


Fig.4.8. Limites em corrente no intervalo ΔI

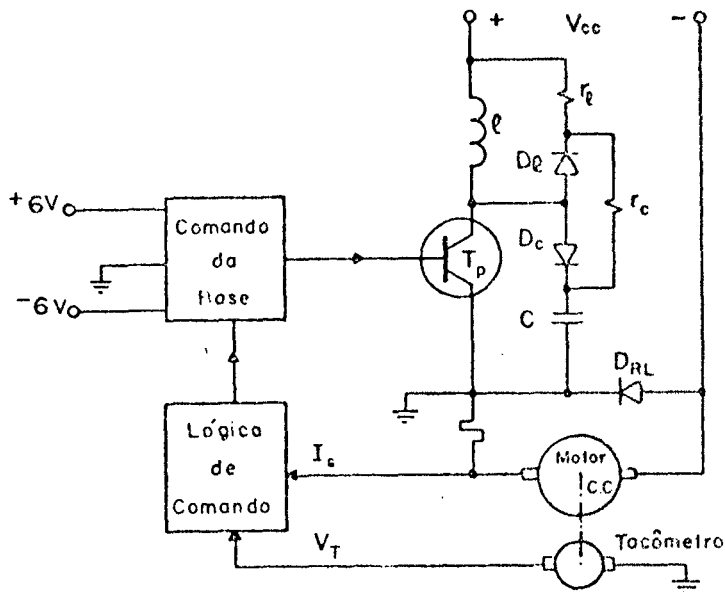


Fig.4.9. Pulsador a transistor

O indutor l é calculado em função da máxima sobrecorrente I_{RM} , que se pode considerar como sendo o valor máximo da corrente de recuperação do diodo de roda-livre. I_{RM} pode ser obtido através da fórmula:

$$I_{RM} \cong 1,15 \left(Q_R \frac{dI}{dt} \right)^{1/2} \text{ com } \frac{dI}{dt} = \frac{V_{CC}}{\ell} \quad (4.16)$$

onde Q_R é a carga armazenada no diodo de roda-livre e pode ser obtida através de curvas de catálogos. (Apêndice II)

Para o diodo rápido 1N3893 (12A e $t_{rr}=200\text{ns}$) e para um dI/dt menor que $100\text{A}/\mu\text{s}$ obtêm-se o valor de Q_R . Com a eq.4.16 chega-se a um valor de $\ell \cong 10\mu\text{H}$, para uma sobrecorrente $I_{RM}=3,5\text{A}$.

Para que esta corrente fosse menor do que 3,5A adotou-se $\ell = 35\mu\text{H}$

O resistor r_ℓ deve ser suficientemente pequeno para que a sobretensão, da ordem de $r_\ell I_{C2}$, seja limitada em 60V. Com $I_{C2}=6,5\text{A}$:

$$r_\ell = \frac{60}{6,5} \cong 9 \Omega$$

Adotou-se $r_\ell = 8 \Omega$ para bem amortecer o circuito e sabendo-se que o tempo de roda-livre pode alcançar até $70\mu\text{s}$. Assim, a duração da fase de roda livre em ℓ será |1|:

$$t_\ell \cong 3 \frac{\ell}{r_\ell} \cong 13\mu\text{s}$$

O tempo de corte da corrente (t_f) é da ordem de milissegundo ($I_{C2} \cong 6,5\text{A}$). Fixando-se a tensão de bloqueio V_{OFF} , quando $I_C=0$, como a metade da tensão de alimentação, chega-se ao valor do capacitor C:

$$C = \frac{I_{C2}}{2V_{OFF}} t_f \cong 30\text{nF}$$

Para que o resistor r_c limite a corrente de descarga do capacitor C a um valor inferior a I_{RM} :

$$r_c + r_\ell > \frac{V_{cc}}{I_{RM}}$$

com $V_{cc} = 220V$, $I_{RM} = 3,5 A$:

$$r_c + r_\ell > 63 \Omega$$

Como o tempo de descarga de C, é inferior ao tempo mínimo estabelecido, adotou-se $r_c = 330 \Omega$ para que se pudesse diminuir a corrente máxima de descarga. A duração da descarga de C é então:

$$t_c \cong 3 C r_c \cong 30 \mu s$$

Os resistores r_ℓ e r_c deverão estar dimensionados para dissipar as energias das descargas do indutor e do capacitor. Assim:

$$P_{r_\ell} = 1/2 \ell I_c^2 f \cong 2,5W$$

$$P_{r_c} = 1/2 C V_{cc}^2 f \cong 3W$$

O rendimento do pulsador pode ser calculado em função das perdas existentes, que podem ser dependentes da razão cíclica ou da frequência dos pulsos. Para frequências baixas e razão cíclica próxima de 1, as perdas são pequenas e o rendimento atinge 99%.

Mediu-se a potência entregue ao pulsador e relacionou-se com a potência no motor. Em 1500 rpm, com uma carga de 4A (razão cíclica próxima de 1) obteve-se um rendimento como segue:

$$V_{cc} = 210V, I_{cc} = 3,75 A \rightarrow P_{cc} = 787,5W$$

$$V_{aux} = 6V, I_{aux} = 2A \rightarrow P_{aux} = 12W$$

$$V_{Lmed} = 172V, I_{CLmed} = 4,5A \rightarrow P_2 = 774 W$$

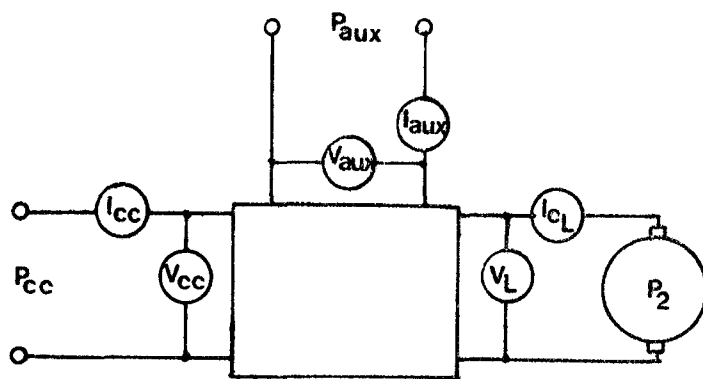


Fig.4.10. Alimentações principal e auxiliar do pulsador e as potências para o cálculo do rendimento

$$\eta = \frac{P_2}{P_{cc} + P_{aux}} = 0,968 \quad \eta \approx 97\%$$

O rendimento que se obteve é um pouco menor do que o teórico devido à imprecisões de leitura dos instrumentos. E, para razões cíclicas maiores que 0,1 o rendimento é sempre superior a 95%. |1|

4.5. Cálculo dos Níveis para o Comparador à Histerese.

Para a imposição do intervalo de corrente ΔI é necessário dimensionar o ganho do amplificador A_1 (fig.4.11) em relação à corrente de referência e à corrente de carga para obtenção dos níveis \pm e do comparador à histerese.

Utilizou-se um comparador à histerese com inversão, cujos níveis de comparação para troca de estado são dados pela equação:

$$\pm e = \pm V_4 \frac{R_5}{R_5 + R_6} \quad (4.17)$$

A comparação da corrente de referência com a

corrente de carga é, então, feita pelo amplificador A_1 resultando na forma da fig.4.12 e dada pela equação: |26|

$$V_3 = \frac{R_3}{R_1} V_1 - \frac{R_3}{R_2} V_2 \quad (4.18)$$

sendo $V_1 = R_S I_{CL}$

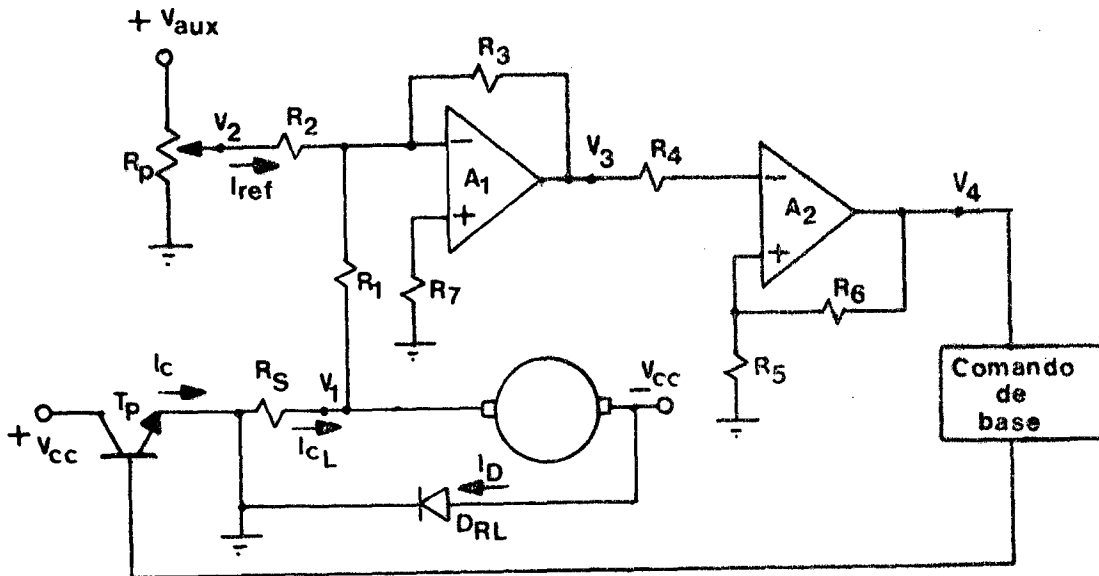


Fig.4.11. Malha de regulação de corrente

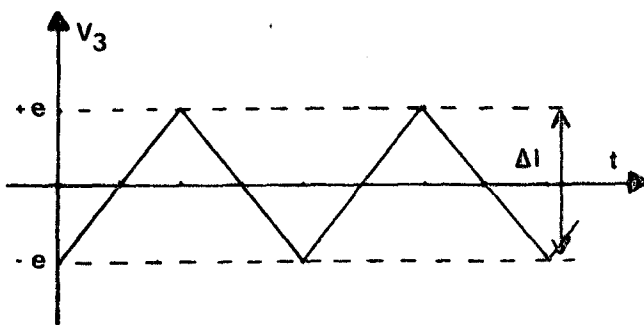


Fig.4.12. Forma de onda da soma da corrente de carga com a corrente de referência

Quando a corrente de referência e a corrente da carga forem iguais a saída de A_1 será nula. Assim, obtêm-se os valores de V_3 para três valores distintos de comparação:

$$I_{CL} = I_{ref} \rightarrow V_3 = 0 \quad (4.19)$$

$$I_{cL} = I_{ref} + \frac{\Delta I}{2} \rightarrow V_3 = +e \quad (4.20)$$

$$I_{cL} = I_{ref} - \frac{\Delta I}{2} \rightarrow V_3 = -e \quad (4.21)$$

Quando $V_3=0$, obtem-se V_2 da equação 4.18

$$V_2 = \frac{R_s R_2}{R_1} I_{ref} \quad (4.22)$$

Quando $V_3 = e$ a equação 4.18 resulta em

$$e = \frac{R_3 R_s}{R_1} \Delta I / 2 + \left(\frac{R_3 R_s}{R_1} I_{ref} - \frac{R_3}{R_2} V_2 \right) \quad (4.23)$$

Mas, o segundo termo do lado direito da eq. 4.23 é igual a equação 4.18 com $V_3=0$. Deste modo, a equação 4.23 resulta em :

$$e = \frac{R_3 R_s}{R_1} \Delta I / 2 \quad (4.24)$$

Escolhendo-se alguns parâmetros e usando-se a equação 4.24, determina-se os níveis de histerese $\pm e$ para dimensionamento de R_5 e R_6 .

Por exemplo:

$$\Delta I = 0,15A; R_s = 0,1\Omega; R_1 = 1K\Omega; R_2 = 2,2K\Omega; R_3 = 270K\Omega$$

Substituindo estes valores na equação 4.24 obtem-se $e \approx 2V$. Com o amplificador operacional A_2 saturado ($V_4 \approx 5,6V$) seus níveis de comparação são obtidos com $R_5 = 4,7k\Omega$ e $R_6 = 8,2K\Omega$ calculados através da equação 4,17.

Para uma corrente $I_{cL} = 6A$ determina-se a tensão V_2 da equação 4,22 que será necessária no potenciômetro pa

ra que $I_{ref} = I_{cL}$.

$$V_2 = 1,32V$$

Deve-se observar que, embora tenha-se comprovado estes resultados na prática, estes cálculos são válidos para até uma determinada frequência onde os atrasos existentes na malha de corrente não precisam ser levados em conta. O filtro da malha de corrente, por exemplo, deve ser projetado de modo a não tornar importante o atraso na malha para a frequência de operação do pulsador. Para frequências muito elevadas é importante que se determine todos os atrasos através de uma função de transferência da regulação de corrente em malha fechada.

4.6. Verificação Experimental do Desempenho da Montagem As sociada ao Motor

Na fig.4.13 apresenta-se o esquema completo do pulsador à transistor.

Com o objetivo de comprovar o desempenho do conjunto pulsador-máquina, submeteu-se a montagem a um certo número de verificações.

Nas fotografias A, B e C da fig.4.14 são apresentadas as formas da corrente e tensão de coletor do transistor. E nas fotografias D, E e F, da mesma figura, vê-se a corrente e tensão da base do transistor, com detalhes de sua forma para o disparo e bloqueio.

Na figura 4.14-A observam-se o efeito de I_{RM} devido à descarga do capacitor e devido à corrente de recuperação de D_{RL} e o efeito de ΔV devido à descarga da energia do indutor.

Na figura 4.14-D pode-se observar a corrente I_{B_1} para acelerar o fechamento do transistor e o pico negativo de corrente I_{B_2} para o bloqueio. Durante todo o bloqueio a tensão permanece negativa para impedir disparos acidentais.

Nas fotografias A e B da fig.4.15 são apresentadas as influências do circuito de ajuda à comutação. No bloqueio, fig.4.15-A, a tensão é retardada por efeito do capacitor C, durante o decréscimo da corrente de coletor. No disparo, fig. 4.15-B a corrente I_c sofre um retardo no seu crescimento devido ao indutor L.

O ciclo $I_c(V_{CE})$, deformado pelo C.A.C., é mostrado na figura 4.15-C.

A modulação da tensão por valores extremos da corrente de carga é apresentada na fotografia da figura 4.15-D. Durante a condução do transistor, a corrente cresce de I_{c_1} à I_{c_2} , enquanto que a tensão permanece constante em V_{cc} . No estado bloqueado a corrente decresce pelo efeito do diodo de roda-livre D_{RL} .

A regulação de velocidade pode ser vista na figura 4.15-E. Na partida aplica-se uma corrente elevada que se adapta ao motor logo que atinge a velocidade de referência. Na desaceleração do motor, para uma velocidade de referência menor, a corrente é nula. Em seguida a corrente possui um valor adaptado para manter o motor na velocidade de referência menor.

Observa-se que na partida o motor atinge rapidamente a velocidade, mesmo com carga elevada, como no caso desta figura.

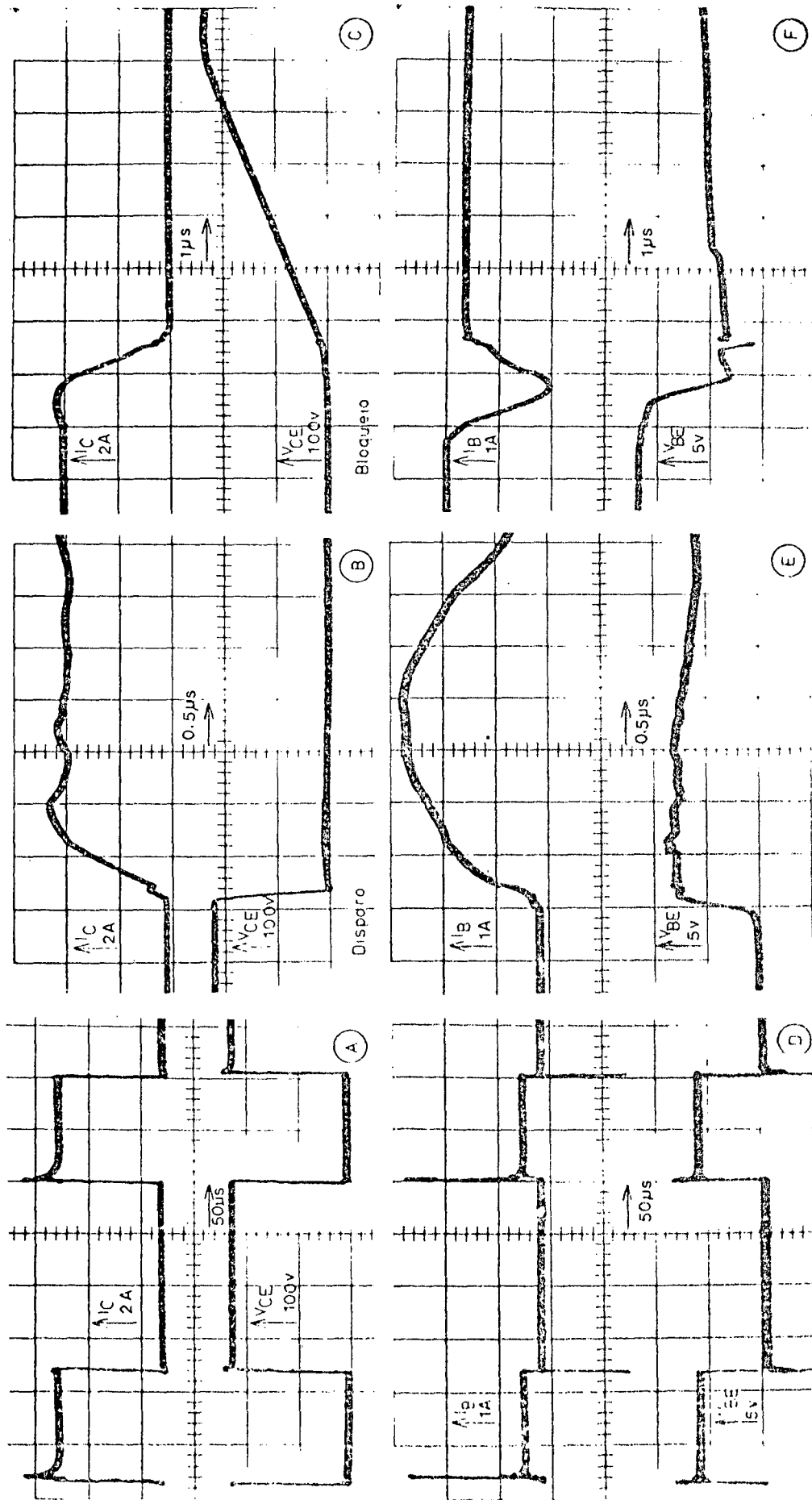


Fig. 4.14 Formas de onda da tensão e corrente em um transistor de potência em comutação

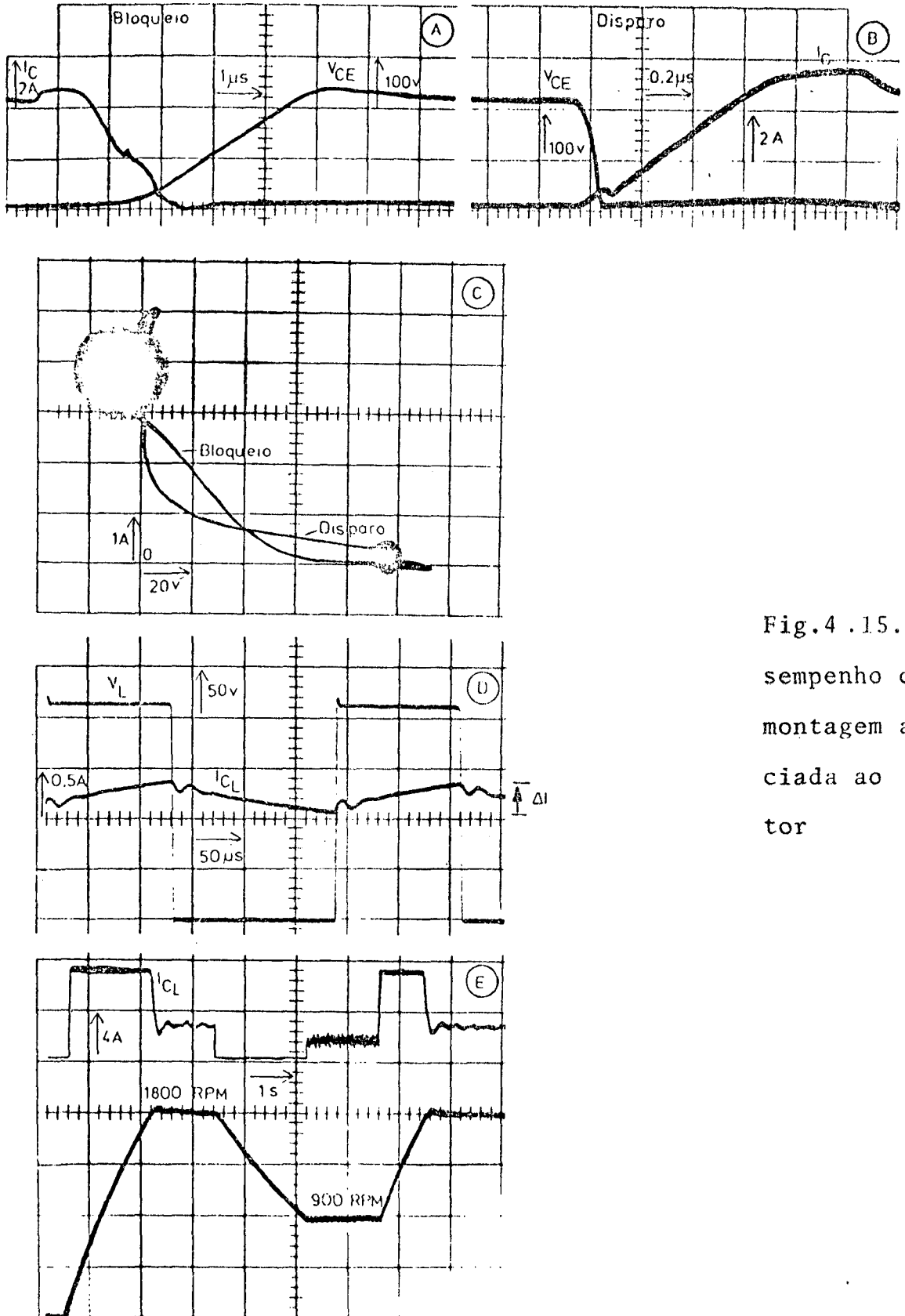


Fig.4 .15. De-
sempenho da
montagem asso-
ciada ao mo-
tor

CAPÍTULO V

REALIZAÇÃO DE UM PULSADOR REVERSÍVEL A TRANSISTOR ALIMENTAN
DO UM MOTOR DE CORRENTE CONTÍNUA

5.1. Princípios de um Pulsador Reversível (dois quadrantes)

O torque de um motor de corrente contínua é dado pela equação:

$$M = K\phi I_a \quad (5.1)$$

onde ϕ é o fluxo magnético do circuito de excitação e I_a a corrente de armadura . Usando-se o motor de corrente contínua em excitação independente com uma corrente de campo constante, pode-se en tão considerar o fluxo ϕ como uma constante. Logo:

$$M = K' I_a \quad (5.2)$$

A potência mecânica da máquina resulta do conjugado motor (torque) e da velocidade conforme a relação:

$$P = M.N \quad (5.3)$$

A passagem de motor para gerador, por e xemplo no caso de frenagem do acionamento, pode ocorrer através de uma inversão da corrente da armadura, mantendo-se fixa a corrente de campo. Assim o conjugado motor terá sentido inverso, o mesmo o correndo com a potência, conforme as eqs.(5.2)e (5.3). A aplicação de uma potência negativa em um motor, que gira a uma certa velocida de, resulta em uma frenagem forçada por um torque negativo (fig.5.1).

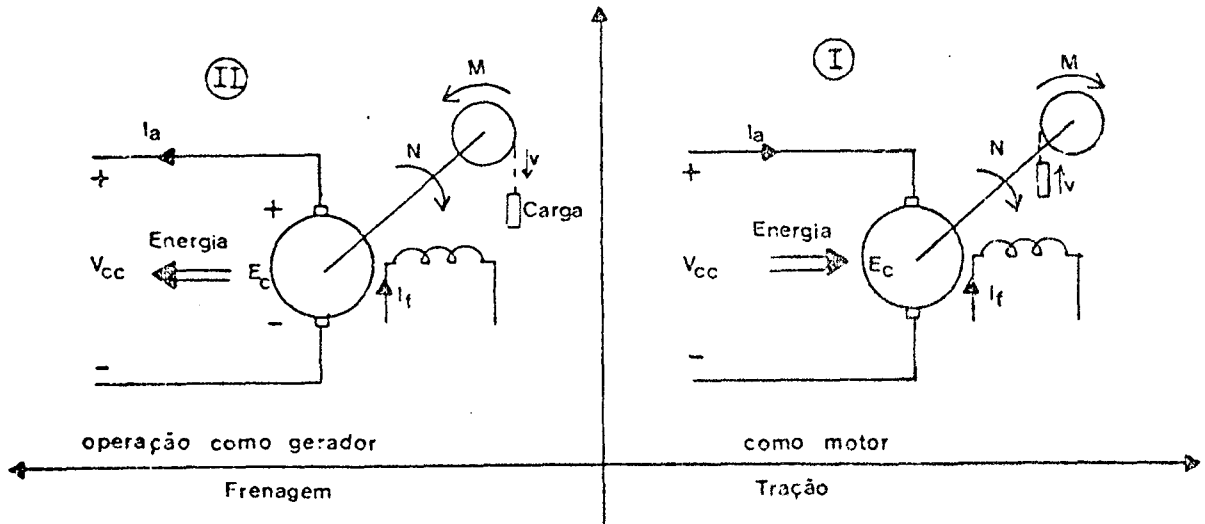


Fig.5.1. Operação em dois quadrantes de uma máquina de corrente contínua.

Na fig.4.1. a alimentação do motor à corrente contínua, é feita por um pulsador do tipo abaixador de tensão. Para efetuar uma frenagem recuperativa sobre a máquina é necessário inverter o sinal do torque. Associa-se, então, um pulsador do tipo elevador ao pulsador do tipo abaixador, nos quais os interruptores devem atuar conforme as figs. 5.2 b e c.

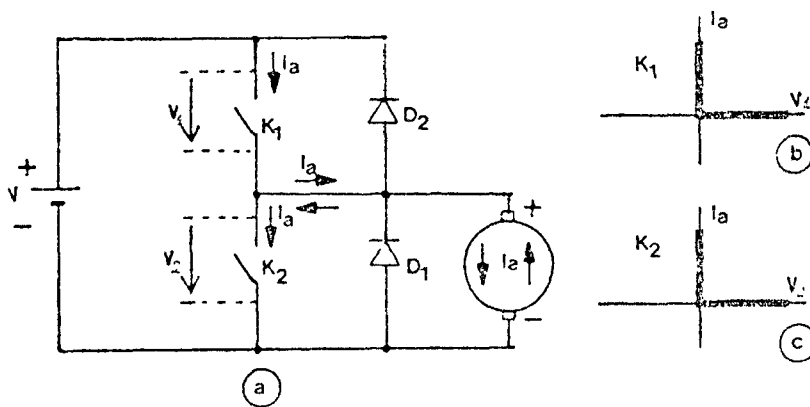


Fig.5.2. Configuração de um pulsador reversível em corrente e a atuação dos interruptores em tensão e corrente, se considerados como perfeitos |20|

Para atuar como interruptor na fig.5.2. optou-se por transistores que estarão em antiparalelo com os diodos

rápidos. O circuito básico terá a forma da fig.5.3.

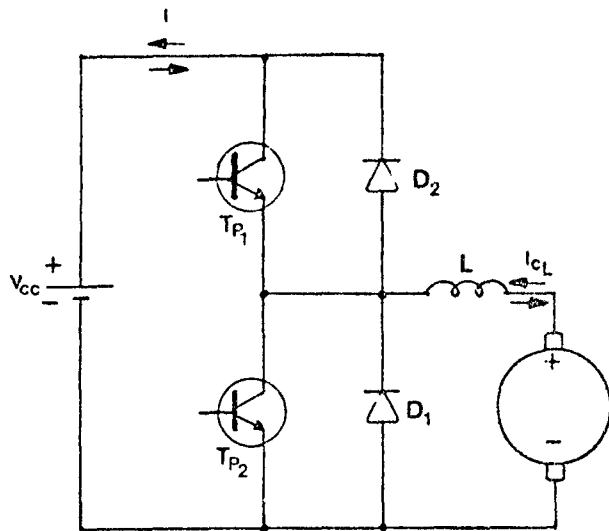


Fig.5.3. Circuito básico de um pulsador reversível tração-frenagem, utilizando transistores de potência.

Na opção de utilização de tiristores no lugar de transistores para o pulsador reversível, empregar-se-ã elementos, para o circuito de comutação forçada, que normalmente terão perdas elevadas (fig.5.4). Além disto, estes elementos passivos para a comutação forçada, possuem um dimensionamento proporcional ao tempo de bloqueio do tiristor e devem ser calculados não para a corrente normal de funcionamento, mas para a corrente máxima que pode aparecer no caso de sobrecarga.

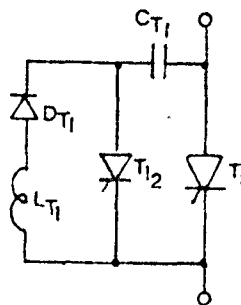


Fig.5.4. Exemplo de circuito de comutação forçada usado para os tiristores |20|

Este circuito de comutação forçada para o tiristor é necessário pois ele não possui um bloqueio comandado. Para abri-lo, é necessário primeiro anular a corrente por meios exte

riores e depois aplicar entre anodo e catodo uma tensão negativa com duração superior ao tempo de bloqueio t_q . Assim a frequência de funcionamento é limitada pelo tempo de bloqueio t_q dos tiristores e pelo tempo morto, necessário para inverter a tensão nos terminais do capacitor C_{T_I} .

Para frequências da ordem de KHZ a potência de dissipação do circuito de comutação de um tiristor pode ser de até 40 vezes maior que um circuito a transistor. [2] É claro que esta energia poderá ser menor quando se utilizar tiristores suficientemente rápidos. Porém, para potências elevadas (tiristores de 40A/400V), o tempo de bloqueio t_q de um tiristor rápido é da ordem de $40\mu s$, o que impede que atuem em frequências elevadas quando aplicados em pulsadores.

Assim, preferiu-se utilizar transistores no lugar de tiristores pois, como já foi enfatizado anteriormente, pode-se escolher uma frequência de comutação maior, além das vantagens de menores perdas e menores peso e volume, que tornam possível diminuir o seu custo.

5.2. Circuito de Potência Adotado

5.2.1. Acionamento Complementar

O transistor T_{P_1} , do circuito da fig.5.3, atua na fase de tração do motor, isto é, funciona como abaixador de tensão com D_1 fazendo o papel de diodo de roda-livre. O transistor T_{P_2} atuará na fase de frenagem, com o circuito corresponden-

do ao funcionamento de elevador de tensão, em conjunto com o diodo D_2 .

Durante a fase de tração ou de frenagem, T_{P1} ou T_{P2} deverá estar sendo acionado pelo seu comando de base enquanto o outro estará bloqueado. Entretanto, na passagem de uma fase para outra, pode existir um pequeno tempo morto além de levar a uma complicação maior na lógica de comando.

Se os transistores forem acionados de maneira complementar, existindo um pequeno retardo de segurança para evitar um erro de comando, a troca de fase se fará de maneira contínua, não criando nenhuma perturbação e não necessitando de nenhuma ordem particular do comando lógico.

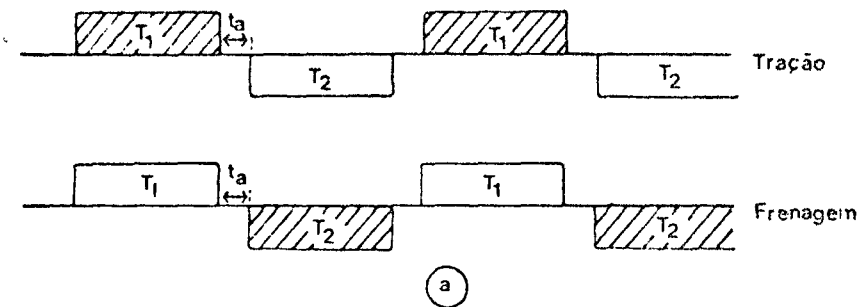
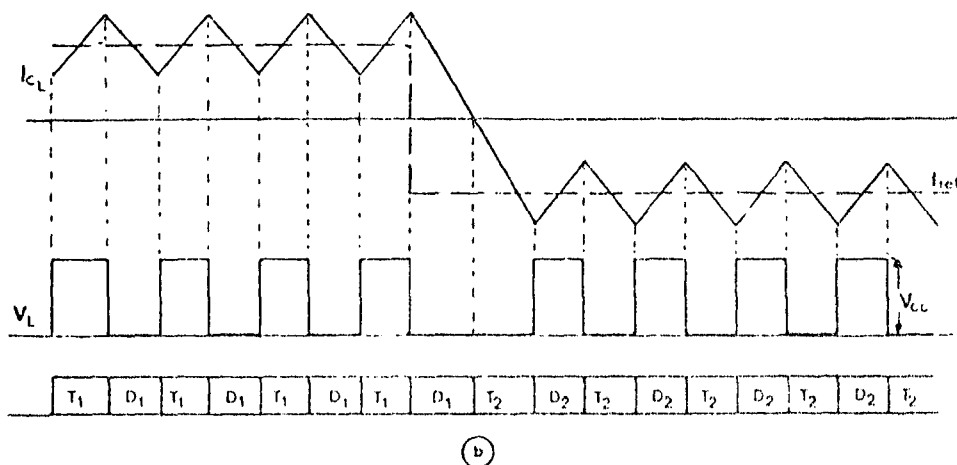


Fig.5.5. Acionamento complementar com retardo de segurança. (Transistores conduzem na área hachurada)



Neste tipo de funcionamento, durante uma mesma fase de operação, um dos comandos dos transistores será acionado desnecessariamente.

Como a tensão de coletor-emissor é negativa, o transistor não estará em condições de conduzir, embora exista uma corrente na base.

5.2.2. Fontes Auxiliares

Devido a necessidade de cada transistor de potência possuir um comando de base, surge a questão das fontes auxiliares dos mesmos. O neutro da fonte auxiliar $^+V_{aux}$, do comando de base de T_{P_1} , estará ligado no seu emissor. A fonte de potência V_{cc} fechará o circuito com seu neutro ligado ao emissor de T_{P_2} . Um mesmo neutro de fonte auxiliar, não poderá ser ligado nos emissores dos dois transistores pois, quando T_{P_1} conduzir, entrará em curto-circuito. Além disto, T_{P_2} não estará em condições de funcionar com o mesmo neutro ligado em seu coletor (emissor de T_{P_1}) e no seu emissor.

Por este motivo é necessário prever-se uma segunda fonte auxiliar $^+V_{aux}$ para o comando de base de T_{P_2} .

5.2.3. Problema da Corrente Inversa nos Transistores de Potência

Para os comandos de base, utilizou-se o mesmo tipo já descrito e calculado anteriormente (cap.3 e item 4.4).

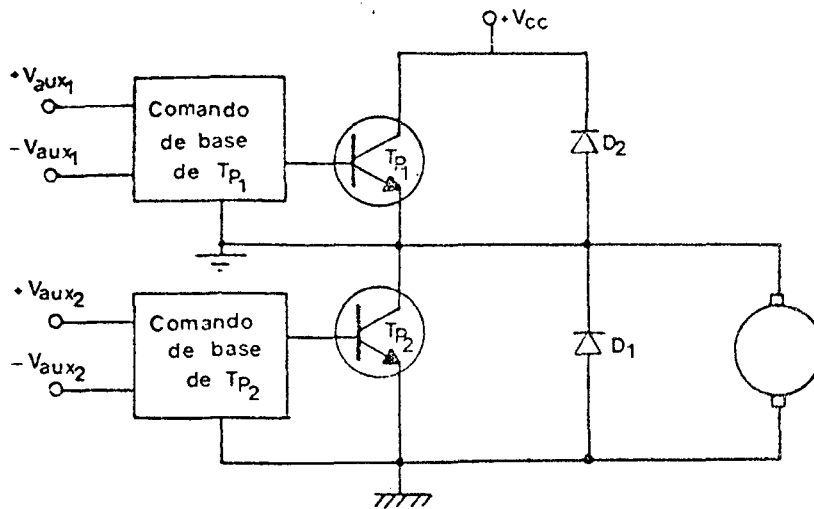


Fig. 5.6. Disposi-
ção das fontes au-
xiliares enfatizan-
do seus neutros.

Neste tipo de circuito conversor de energia, onde previu-se comutadores bidirecionais com a associação de transistor e diodo em antiparalelo, cada vez que a energia deva ser restituída à fonte de alimentação, a corrente pode se inverter nos comutadores. Portanto, deve-se determinar se esta corrente inversa sobre o transistor possa ser perigosa.

Com o transistor bloqueado, uma tensão de polarização negativa, aplicada entre base e emissor, de apro-ximadamente 1V será suficiente para anular a corrente inversa.

Se o transistor estiver em repouso e sem nenhuma corrente de base, mas com uma resistência R_{BE} entre base e emissor, o transistor estará polarizado diretamente quando o diodo em antiparalelo conduzir e uma corrente for injetada na base do transistor através de R_{BE} . Esta corrente é amplificada pelo ganho inverso que, em um transistor de tríplice difusão, é muito menor do que o ganho direto. Assim, a amplitude da corrente inversa sobre o transistor é função do ganho inverso do dispositivo, e do valor da resistência R_{BE} , que pode-se obter através da equação empírica: [8]

$$I \cong K \frac{V_D}{R_{BE}} \quad (5.4)$$

onde, K é uma constante que depende do tipo do transistor (valores típicos de 1 a 4). Como V_D (tensão de condução do diodo em antiparalelo) é da ordem de 1V, com R_{BE} no valor de algumas centenas de ohms, limitar-se-á a corrente inversa de modo seguro para o transistor.

5.2.4. Corrente Máxima I_{RMM}

O uso de circuitos de ajuda à comutação em conversores simétricos, podem levar a um fenômeno secundário que exige uma verificação.

Como já foi dito anteriormente, existe uma sobrecorrente no transistor, no seu disparo, devido a descarga do capacitor do C.A.C. e da corrente I_R do diodo D_{RL} . Quando utilizam-se conversores simétricos, como no caso do pulsador reversível, aparece uma outra componente desta sobrecorrente, no disparo do transistor, que poderá ter um valor elevado dependendo dos elementos passivos (l e c) do C.A.C. .

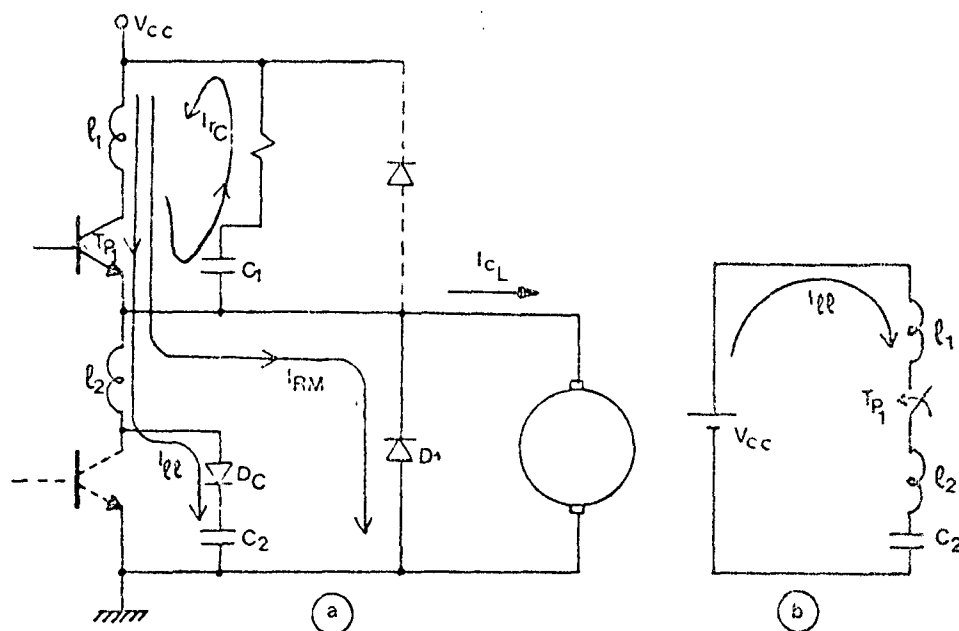


Fig.5.7. (a) Composição da corrente $I_{RMM} = I_{l_1} + I_{RC} + I_{RM}$ no disparo de T_{P1} e (b) Circuito equivalente para o cálculo de $I_{l_1 máx}$.

De acordo com a fig. 5.7.a., existirão três componentes na sobrecorrente I_{RMM} que se somarão à corrente de carga I_{C_L} , compondo a corrente de coletor I_C do transistor. Assim, o transistor deverá estar dimensionado para suportar tal corrente I_C dentro de seu limite máximo. Deve-se então procurar um meio de reduzir a sobrecorrente I_{RMM} .

Supondo-se que os indutores ℓ_1 e ℓ_2 , no circuito da fig. 5.7.b., sejam iguais ($\ell = \ell_1 = \ell_2$) no fechamento de T_{P_1} :

$$2V_\ell + V_{C_2} = V_{CC} \quad (5.5)$$

e ainda:

$$V_\ell = \ell \frac{dI_{\ell\ell}}{dt} \quad (5.6)$$

$$I_{\ell\ell} = C_2 \frac{dV_{C_2}}{dt} \quad (5.7)$$

substituindo-se a eq. 5.7.:

$$V_\ell = \ell C_2 \left(\frac{d^2 V_{C_2}}{dt^2} \right) \quad (5.8)$$

usando-se a eq. 5.8 na eq.5.5:

$$2\ell C_2 \left(\frac{d^2 V_{C_2}}{dt^2} \right) + V_{C_2} = V_{CC} \quad (5.9)$$

com a solução da eq. 5.9 e com $\omega_0^2 = 1/2\ell C_2$, obtêm-se as eqs. 5.10 e 5.11:

$$V_{C_2} = -|V_{CC} - V_{C_2}(0)| \cos \omega_0 t + I_{\ell\ell}(0) \sqrt{\frac{2\ell}{C_2}} \sin \omega_0 t + V_{CC} \quad (5.10)$$

$$I_{\ell\ell} = \sqrt{\frac{C_2}{2\ell}} |V_{CC} - V_{C_2}(0)| \sin \omega_0 t + I_{\ell\ell}(0) \cos \omega_0 t \quad (5.11)$$

com as condições iniciais:

Para $t=0$. $I_{\ell\ell}(0) = 0$ e $V_{C_2}(0)=0$, verifica-se que para $t = \frac{\pi}{2\omega_0}$

ocorre o valor máximo de $I_{\ell\ell}$:

$$I_{\ell\ell\text{máx}} = V_{CC} \sqrt{\frac{C_2}{2\ell}}$$

Para que $I_{\ell\ell\text{máx}}$, em seu valor instantâneo, fosse diminuído, aumentou-se o valor de ℓ_1 e ℓ_2 para $60\mu\text{H}$ no C.A.C. e diminuiu-se o valor de C_2 para 15 nF obtendo-se para uma tensão $V_{CC} = 200\text{V}$:

$$I_{\ell\ell} \cong 2,23\text{A}$$

Estes valores de ℓ e C para o C.A.C. não irão modificar muito seu funcionamento, permanecendo dentro das condições de tempo impostas pela razão cíclica. Uma outra solução seria eliminar o diodo D_C do C.A.C., evitando a sobrecorrente ao preço de uma redução de sua eficiência.

Aumentaram-se os dois resistores r_C do C.A.C., relativos aos valores apresentados no capítulo 4, para $1\text{k}\Omega$ reduzindo-se a sobrecorrente que circularia por eles e pelos dois capacitores, quando houvesse uma variação brusca da tensão destes.

O circuito de potência adotado apresenta-se na fig. 5.8, onde aparecem os dois comandos de base para os transistores de potência T_{P1} e T_{P2} e seus circuitos de ajuda à comutação.

5.3. Circuito Lógico e de Controle para os Comandos dos Transistores.

A modulação que se adotou, com sua regulação de corrente, assim como a regulação de velocidade são iguais

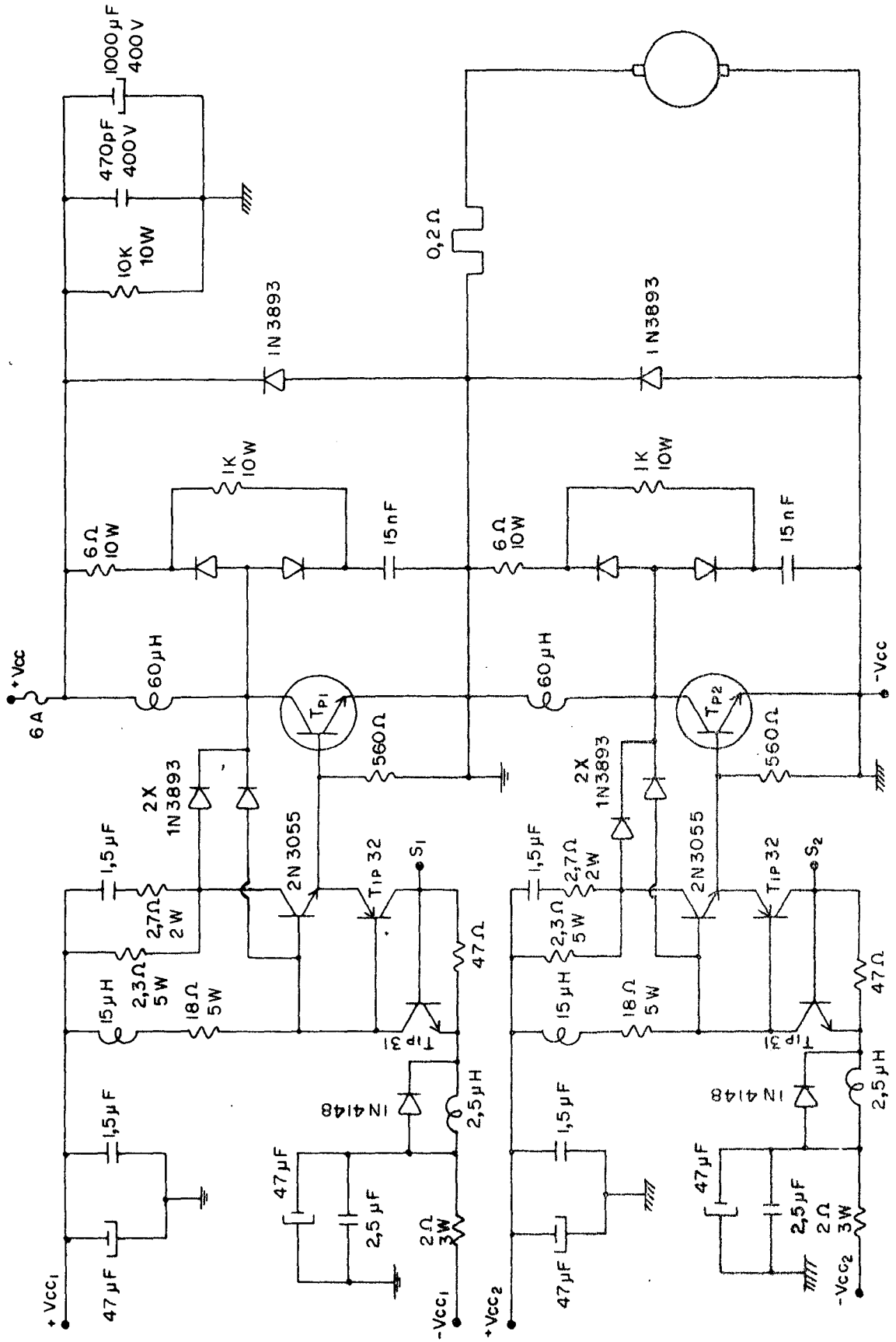


Fig. 5.8 - Circuito de potência do pulsador reversível, com os comandos de base.

ao pulsador a transistor do capítulo IV. A modulação por valores extremos de corrente, vai atuar tanto na fase de tração, como na de frenagem, controlando as correntes em um sentido ou no outro com muita precisão, protegendo os transistores de potência quanto à corrente máxima que conduzirão. Com um acionamento dos transistores de maneira complementar e com o retardo de segurança, obtém-se o diagrama de bloco da fig.5.9.

O comparador com histerese e o circuito de retardo podem ser vistos na fig. 5.10.

Os resistores r_h e r'_h são calculados para se obter os níveis de tensão (positivo e negativo) para os quais o comparador com histerese troca de estado. Deste modo, determina-se o intervalo de corrente ΔI para a modulação por valores extremos de corrente. De posse de ΔI , através da frequência desejada (eq.4.14), estima-se os valores de r_h e r'_h para a histerese.

Após o comparador com histerese, há um circuito integrador formado por r_i , c_i de modo que a forma de onda resultante no próximo comparador, apresente um atraso de alguns microssegundos perante os pulsos do comparador com histerese, conforme a fig.5.9.b.

Na saída dos comparadores aparecem ondas quadradas que possuem uma descida muito lenta ($\approx 20\mu s$). Para diminuir este tempo de descida, usou-se uma compensação de dois polos através de dois capacitores e um resistor, para cada amplificador operacional, conforme a fig.5.10.

Para a lógica "ou", que gera o sinal S_1 da figura 5.9.b., utilizou-se dois diodos, desde as saídas dos comparadores, conectados na base de um transistor PNP (fig.5.13).

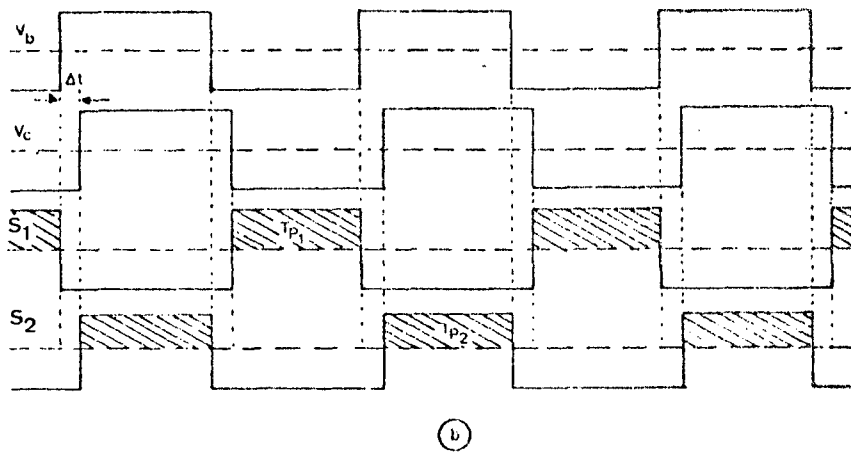
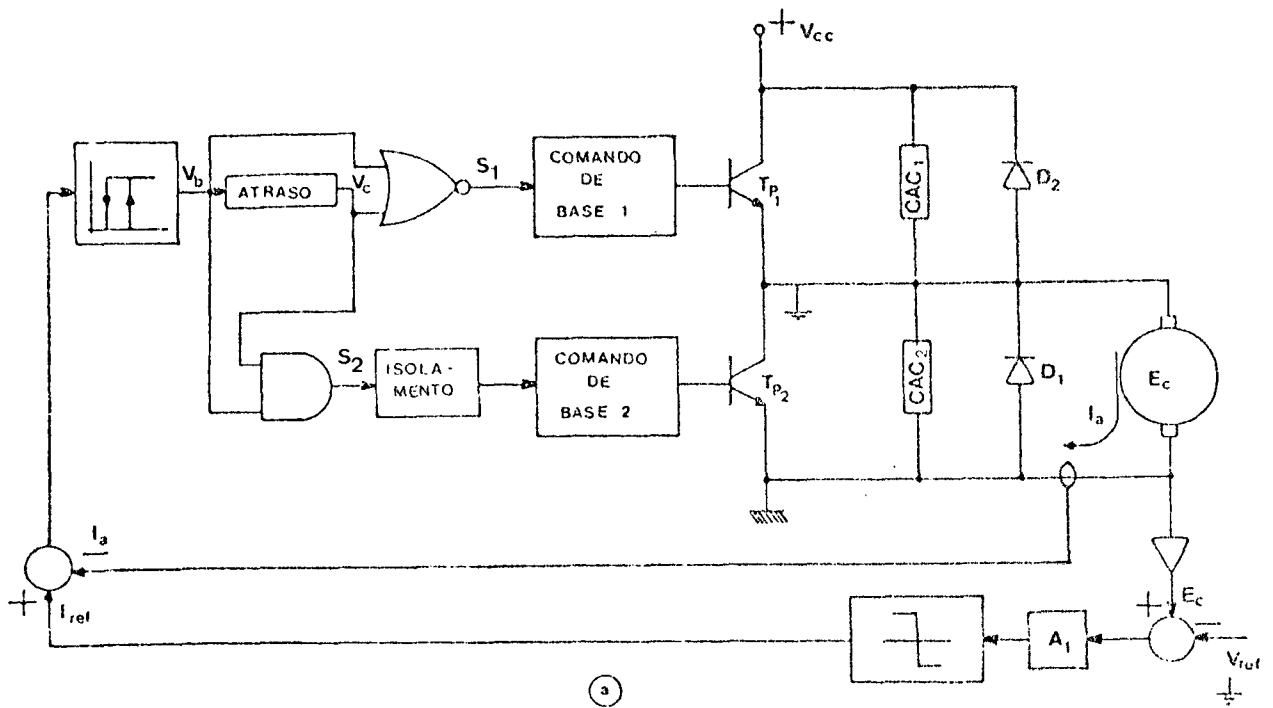


Fig.5.9: Diagrama de blocos com o circuito de lógica e controle do pulsador (a). Formas dos pulsos para o disparo complementar com atraso, dos transistores (b).

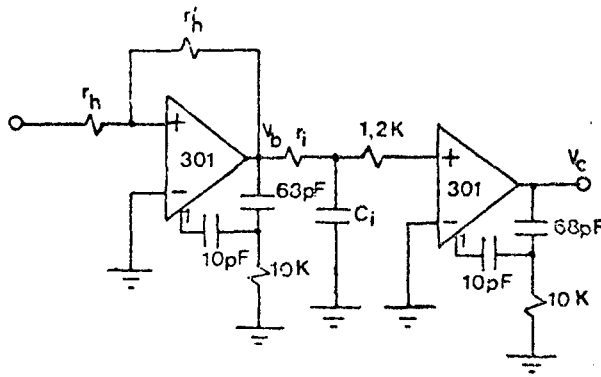


Fig. 5.10. Comparador com histerese e circuito de retardo de segurança.

Os pulsos do sinal S_1 , por sua vez, irão ser conectados no comando da base do transistor T_{P_1} (fig. 5.8).

Para a lógica "e", que gera o sinal S_2 da fig. 5.9.b, utilizou-se dois transistores com capacitores em suas bases desde as saídas dos comparadores, para que fossem gerados impulsos. Estes, por sua vez, passam através de um transformador de impulso para se obter o isolamento entre os dois comandos de base. Estes impulsos invertidos, saída S_3 do transformador, poderiam ser usados para acionar o comando de base de T_{P_2} , uma vez que possuem um circuito sensível à impulsões. Não haveria, então, necessidade de uma onda quadrada, para o comando de base. Mas, devido às não perfeições dos impulsos no secundário do transformador, preferiu-se usar um multivibrador biestável para maior segurança do sinal que chega ao comando da base de T_{P_2} . Após o biestável, utilizou-se um transistor para poder fornecer uma corrente suficiente ao comando de base de T_{P_2} .

5.4 Captação de Velocidade e de Corrente.

Para fechar a malha de regulação de veloci

dade usa-se um tacômetro, ou algum outro sensor de velocidade com maior precisão, para se comparar com o sinal de referência de velocidade escolhido.

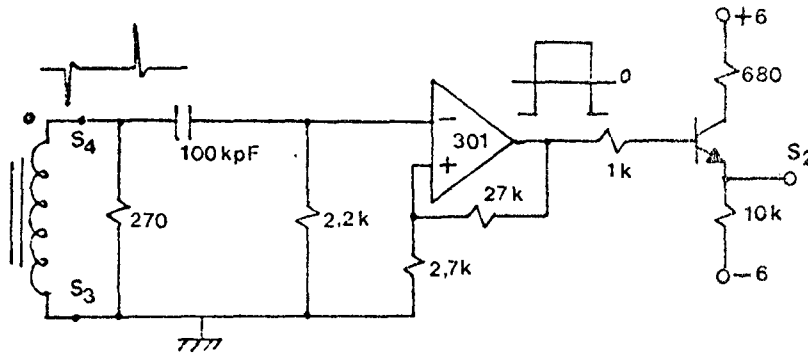


Fig. 5.11. Multivibrador bies-tável para gerar os pulsos do comando de base de T_{P2} .

Neste caso, optou-se por um sistema muito simples, que introduz um certo erro na velocidade obtida, comparado com a real, mas que comprova o funcionamento da montagem de modo satisfatório. Sabe-se que a tensão aplicada sobre a máquina de corrente contínua, com excitação independente e fixa, é basicamente igual a força eletromotriz mais a corrente de armadura multiplicada pela sua resistência.

$$V_L = E_c + R_a I_a$$

Como a força eletromotriz é proporcional à velocidade do motor, resulta:

$$V_L = KN + R_a I_a$$

Assim, o sistema utiliza a tensão na carga como sendo proporcional a velocidade, desconsiderando a corrente e a resistência da armadura. Este erro não será muito grande, quando a máquina estiver em regime permanente e a vazio, pois a corrente e a resistência serão pequenas perante a força eletromotriz.

No caso de se necessitar de uma regulação de velocidade mais precisa, bastaria ligar um tacômetro (ou equiva_lente) conforme o diagrama de bloco de figura 5.9, em vez do circuito a seguir.

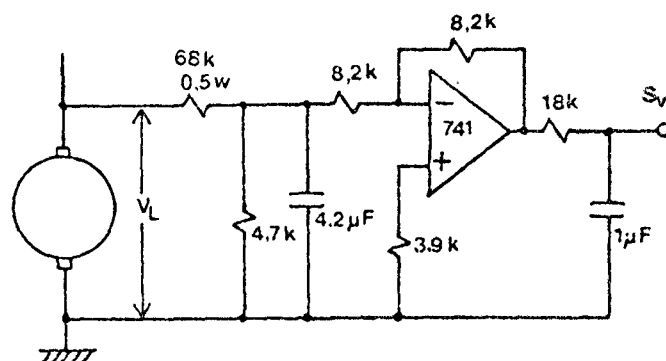


Fig.5.12. Circuito para se obter uma amostra aproximada da velocidade

No circuito da fig.5.12 utilizou-se um divisor de tensão com dois resistores (68K e 4,7K) para que se forneça uma tensão menor. Em seguida, um capacitor para diminuir a ondulação e se obter uma forma de onda mais plana, ou seja, o valor médio da tensão de armadura. O amplificador operacional serve para inverter o sinal obtido além de permitir um ajuste proporcional da velocidade através de seu ganho.

Na amostra de corrente utilizou-se de um amplificador adicional, junto ao captor de corrente, para que se diminua oscilações e ruídos na fiação que leva esta informação até o comparador com a referência de corrente. Nota-se que a primeira filtragem, assim como o amplificador, devem ser conectados o mais próximo possível do sensor de corrente e com o mínimo de fiação.

A fig.5.13 apresenta o circuito do comando lógico com a regulação de velocidade e a modulação de corrente com sua regulação.

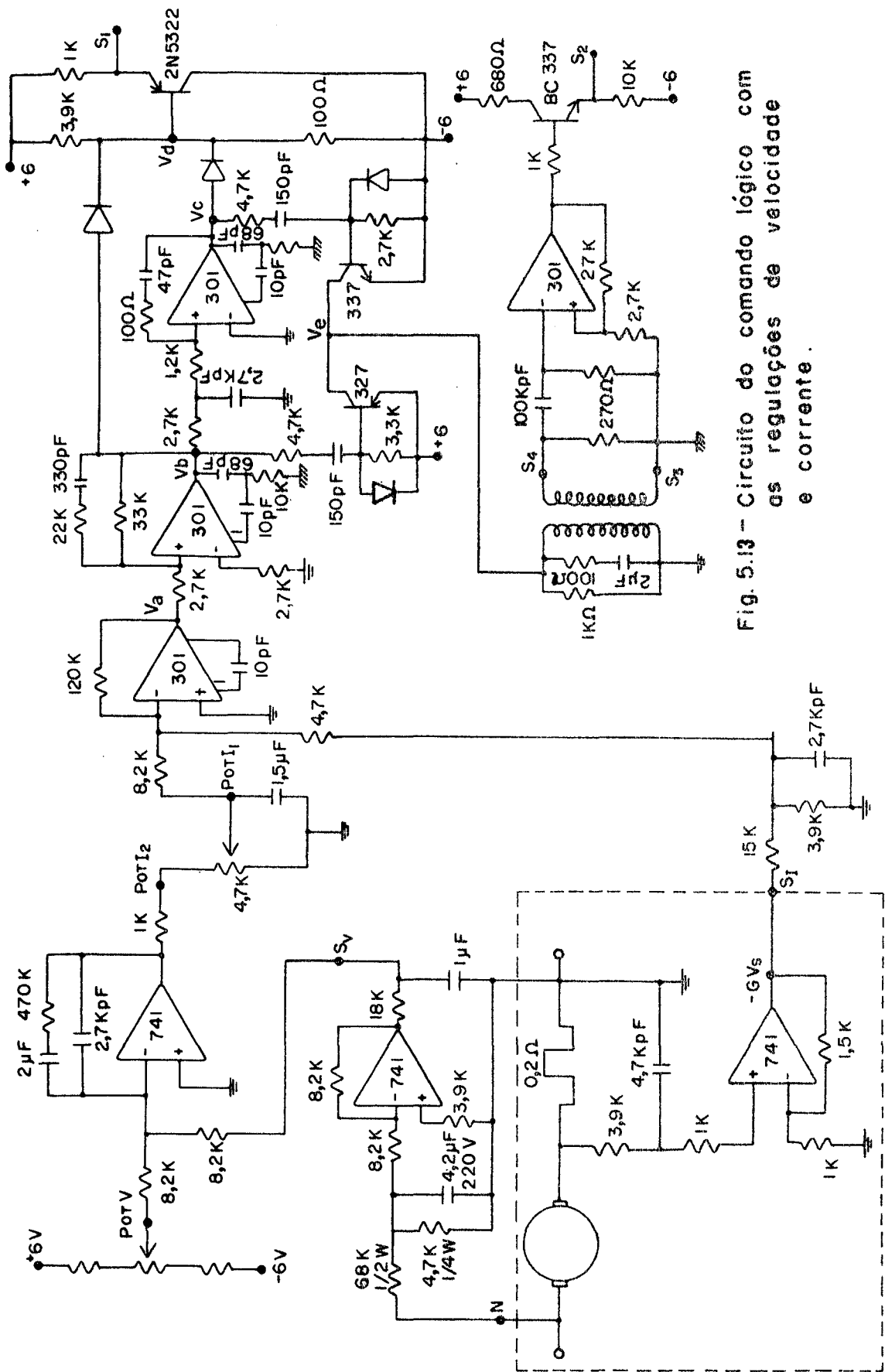


Fig. 5.13 - Circuito do comando lógico com as regulações de velocidade e corrente.

5.5. Verificação Experimental do Desempenho do Pulsador Reversível Associado à Máquina.

Nas figuras 5.8 e 5.13 estão os dois esquemas que completam a montagem do pulsador reversível. Submeteu-se esta montagem a ensaios com o objetivo de comprovar o desempenho do conjunto pulsador reversível e máquina.

Nas fotografias A, B e C da fig.5.14 apresentam-se as formas de onda do circuito lógico. Na figura 5.14.A. observa-se a forma do pulso de saída do comparador com histerese, e abaixo o pulso do operacional seguinte, enfatizando-se o atraso de segurança entre os dois. Na fig.5.14.B aparecem as formas de onda após os circuitos lógicos "ou" e "e", que irão gerar os sinais S_1 e S_2 para os comandos das bases dos transistores de potência. Nesta mesma figura observa-se que os impulsos, parte inferior da fotografia, ainda não passaram pelo transformador de pulso, conforme destaca-se o ponto de tensão V_e na figura 5.13. Devido aos dois neutros existentes, por causa das duas fontes auxiliares, tornou-se difícil mostrar as duas formas de ondas em tensão V_{S_1} e V_{S_2} , numa mesma fotografia. Assim, utilizou-se de uma ponteira de corrente, que é independente do neutro da ponteira de tensão no osciloscópio, para se mostrar a forma de onda em corrente I_{S_2} com a V_{S_1} (fig.5.14.C.).

Na fotografia D da fig.5.14 mostra-se a condução do transistor T_{P_1} , que ocorre na parte positiva de $V_{BE}(T_{P_1})$ e a condução, com o atraso de segurança de T_{P_2} , que ocorre na parte positiva de $I_{B}(T_{P_2})$.

A reversibilidade do pulsador pode ser vista na fotografia E da fig.5.14. Na partida do motor limita-se a corren

te a um valor máximo, que no caso é de 4,5A devido à fonte utilizada nos ensaios. Nota-se que o transistor permite que esta corrente seja de 10A e o limite foi imposto por ordem de equipamento usado na comprovação do desempenho. Limitando-se uma corrente, na partida, em um valor maior, o tempo para atingir a velocidade de referência será menor desde que o motor esteja nas mesmas condições de carga, isto é, a vazio. Após atingida a velocidade de referência, a corrente será menor o suficiente para manter o motor girando nesta velocidade. Mudando-se a velocidade de referência para um valor menor, ocorrerá a reversibilidade do motor. No caso da figura, a referência caiu bruscamente a zero e a corrente, após se anular por efeito do diodo de roda livre D_{RL_1} se inverterá frenando rapidamente o motor. Nota-se que a corrente inversa também estará limitada em um valor máximo, que é igual ao valor de corrente direta, imposto pelo comando lógico.

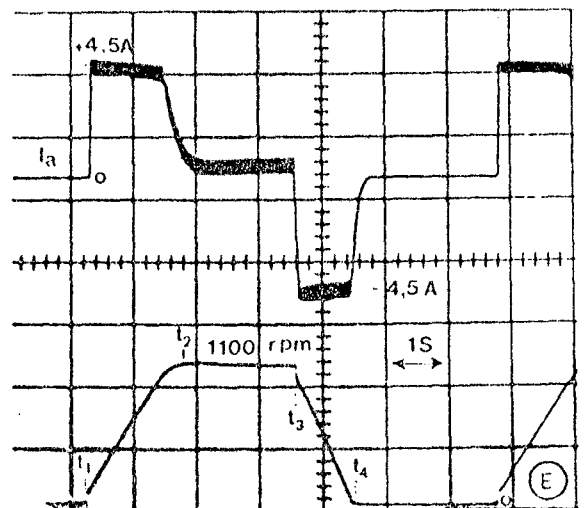
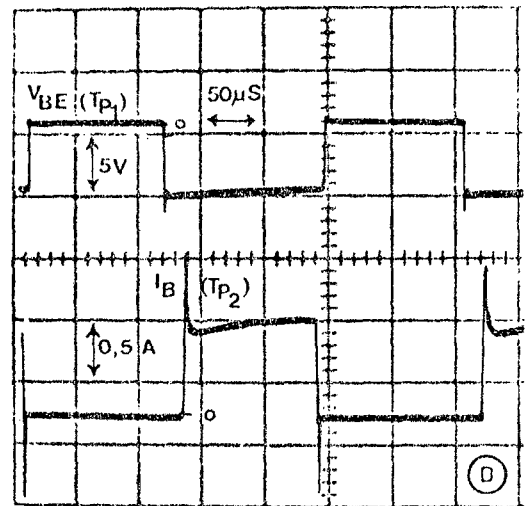
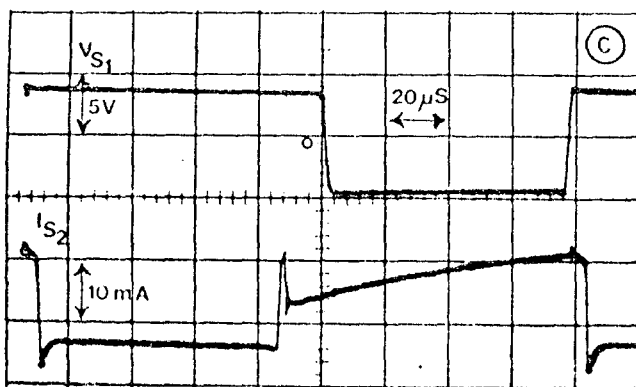
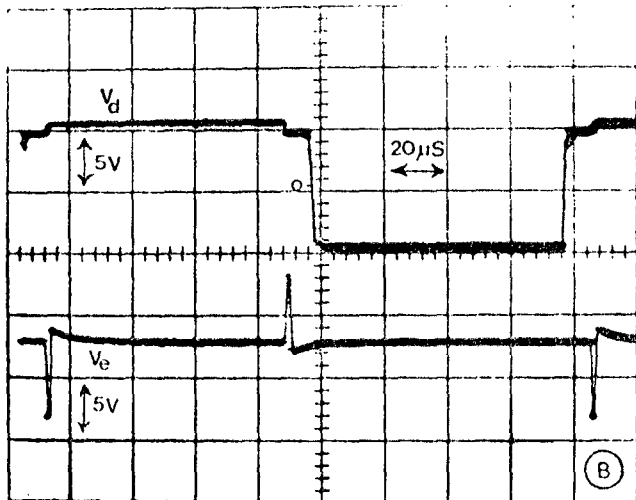
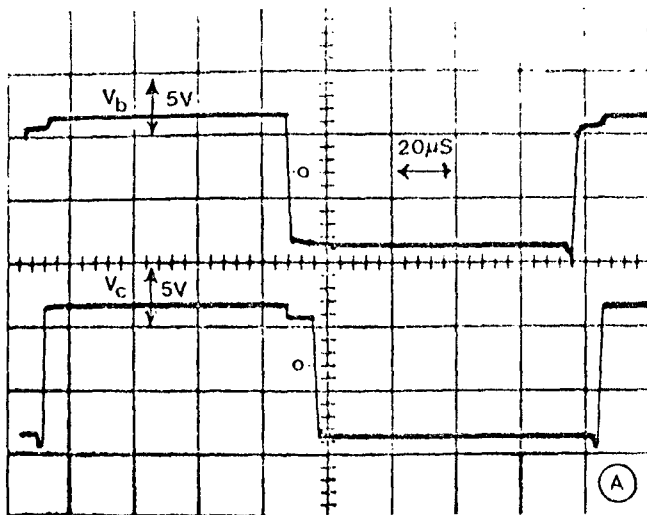


Fig. 5.14. Verificação experimental do pulsador a transistor de dois quadrantes

CAPÍTULO VI

REALIZAÇÃO DE UM PULSADOR REVERSÍVEL, QUATRO QUADRANTES A TRANSISTOR, ALIMENTANDO UM MOTOR DE CORRENTE CONTÍNUA

6.1. Princípios de um Pulsador Reversível Quatro Quadrantes

No capítulo 5 mostrou-se a obtenção de frenagem, para um pulsador reversível dois quadrantes, através de uma inversão da corrente da armadura, mantendo-se fixa a corrente de campo.

Para operar em quatro quadrantes, nestas condições, faz-se necessário também uma inversão de tensão sobre a armadura da máquina.

A configuração do pulsador capaz de realizar tal inversão da tensão, toma a forma da fig.6.1.

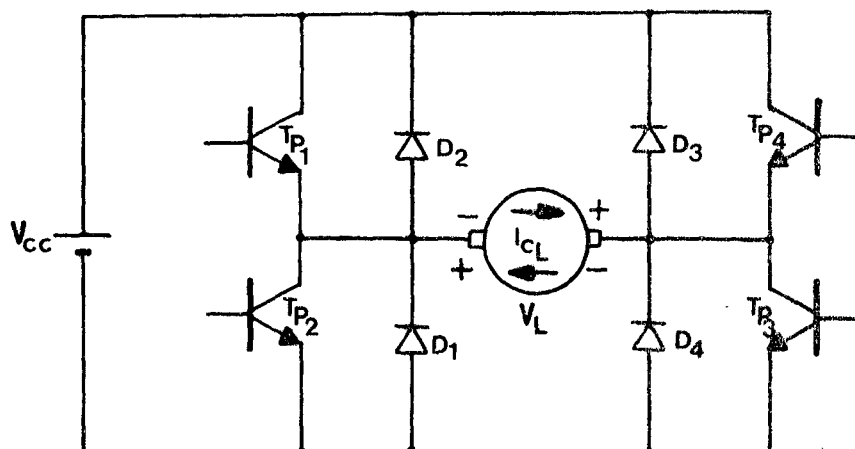


Fig.6.1. Configuração básica para o pulsador reversível em quatro quadrantes.

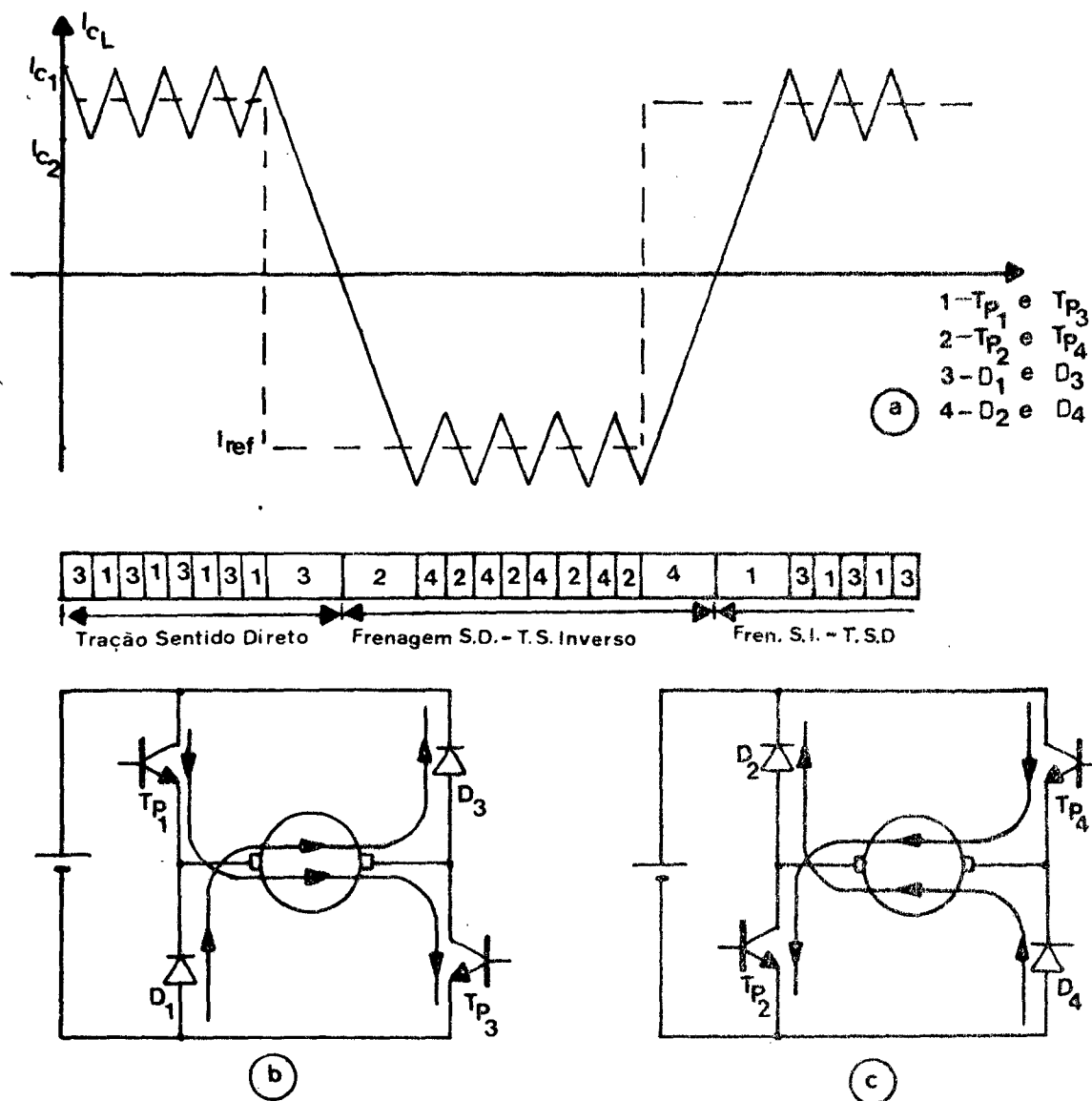


Fig.6.2. Atuação dos transistores no pulsador de quatro quadrantes (a). Tração no sentido direto de giro da máquina e frenagem no sentido inverso (b). Frenagem no sentido direto e tração no sentido inverso (c).

Os transistores T_{P_1} e T_{P_3} conduzem simultaneamente e de modo complementar a T_{P_2} e T_{P_4} .

Na figura 6.2.a. ilustra-se o modo de operação dos transistores de potência e dos diodos de roda-livre. Na fig.6.2.b. mostra-se o acionamento simultâneo de T_{P_1} e T_{P_3} com a roda-livre através de D_1 e D_3 . Observa-se que a continuidade da corrente sobre a máquina, assegurada por D_1 e D_3 , durante o bloqueio de T_{P_1} e T_{P_3} , é feita através da fonte de alimentação V_{CC} . A frenagem no sentido direto é realizada pelos transistores T_{P_2} e T_{P_4} e a roda-livre pelos diodos D_2 e D_4 (fig.6.2.b.)

A tração e frenagem no sentido inverso de giro são realizadas conforme a configuração das figuras 6.2.b. e 6.2.a., respectivamente.

A roda-livre é feita sempre através de dois diodos, da máquina e da fonte de alimentação. Então durante t_b , a tensão aplicada na máquina será inversa.

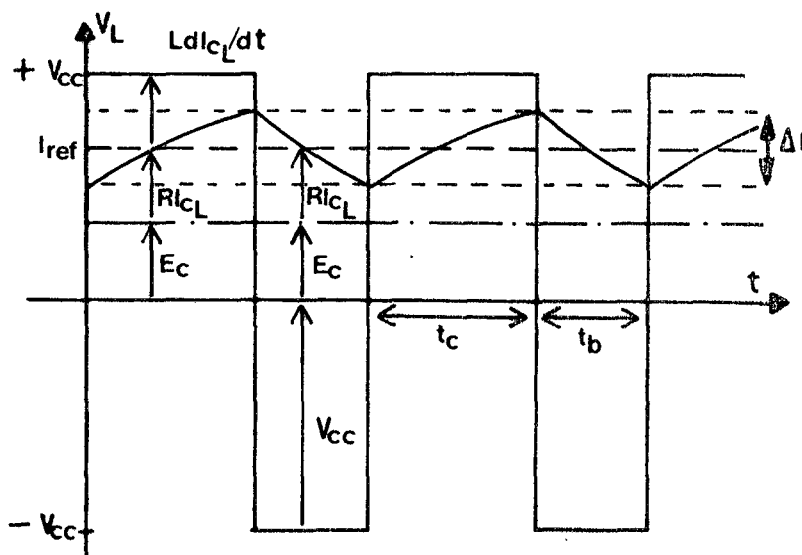


Fig.6.3, Forma de onda da tensão sobre a carga enfatizando-se a inversão da tensão durante o bloqueio

A equação 4.3., para este modo de operação, resultará:

$$\frac{L \Delta I_{cL}}{dt} = -V_{cc} - E_c - R I_{cL} \quad (6.1)$$

Calculando-se da mesma maneira que no capítulo 4, encontra-se, para $R = 0,5$:

$$f_{\text{máx}} = \frac{V_{cc}}{2L\Delta I} \quad (6.2)$$

$$t_{\text{cmin}} = t_{\text{bmín}} = \frac{L\Delta I}{2V_{cc}} \quad (6.3)$$

Comparando-se com as equações 4.14 e 4.15 que servem também para o pulsador de dois quadrantes do capítulo 5 conclui-se que, para as mesmas condições de carga, tensão e intervalo de corrente, a frequência neste caso é duas vezes maior e os tempos mínimos de condução e bloqueio são duas vezes menores.

6.2. Circuitos de Potência e Comando Lógico Empregados

Como os transistores são comutados da mesma maneira que os de dois quadrantes, usou-se o mesmo comando lógico do capítulo 5

Para o acionamento do transistor T_{P_3} usou-se o mesmo sinal S_1 do comando de base de T_{P_1} . Houve necessidade de um isolamento pois as fontes são independentes. Para o acionamento de T_{P_4} utilizou-se o sinal S_2 do comando de T_{P_2} também com isolamento.

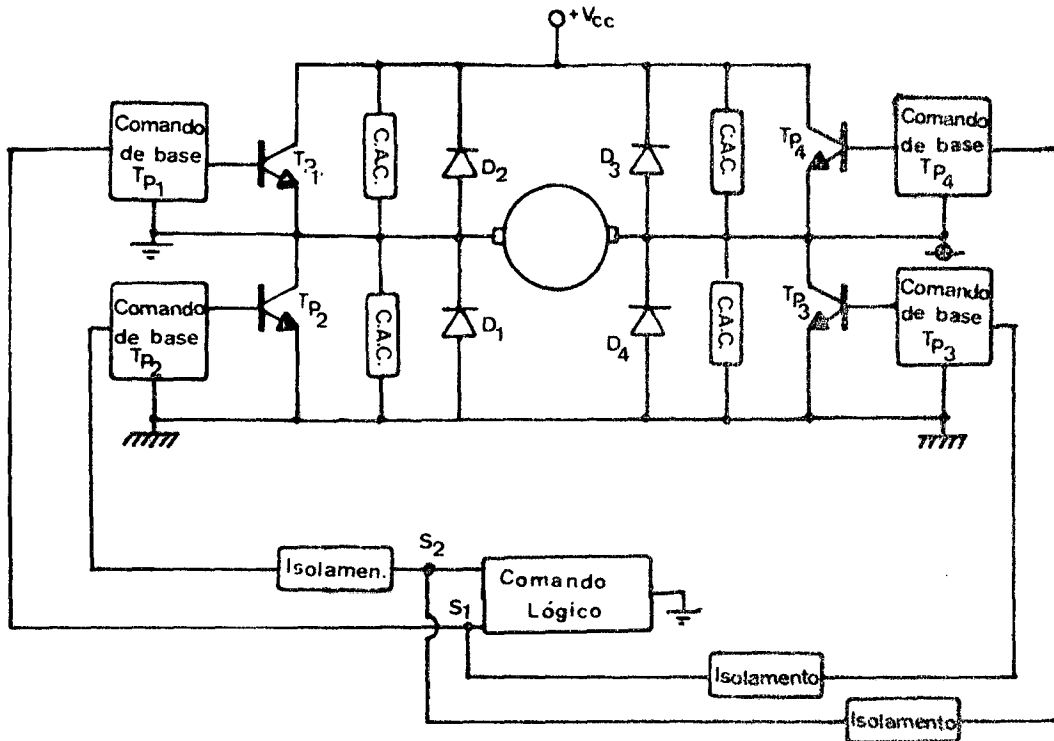


Fig.6.4. Diagrama de blocos dos comandos lógico e de bases do pulsador reversível em quatro quadrantes.

Os circuitos de comando de base e os C.A.C. são idênticos aos descritos e usados no capítulo 5. As influências entre os C.A.C. ocorrem do mesmo modo abordado no item 5.2.4. . Isto é, só ocorrem sobrecorrentes importantes $I_{\ell\ell}$ quando dois C.A.C. estão em série.

6.3. Verificação Experimental do Desempenho do Pulsador em Quatro Quadrantes, Associado à Máquina de Corrente Contínua.

A reversibilidade em quatro quadrantes pode ser observada na fotografia da fig.6.5.

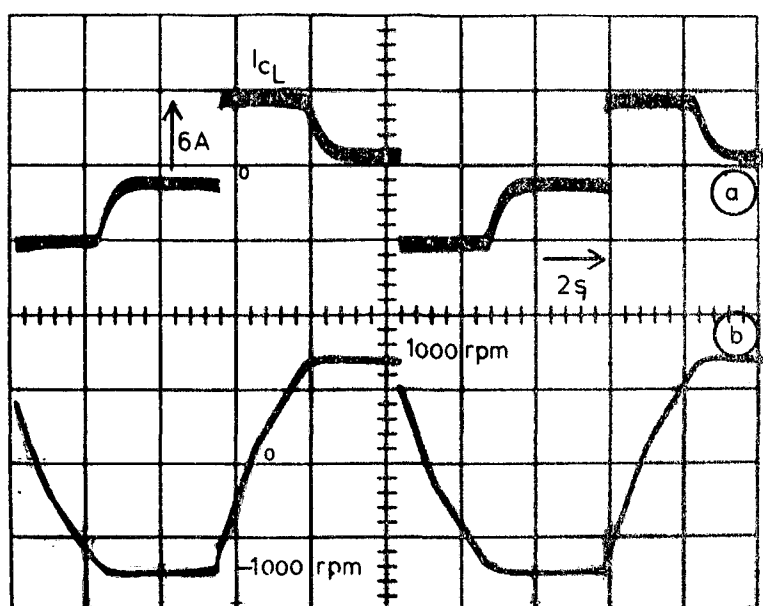


Fig.6.5. Reversibilidade em quatro quadrantes com a evolução da corrente na máquina em (a) e a velocidade em (b)

Na partida do motor, tração no sentido direto, é aplicada a corrente máxima até a velocidade atingir 1000 rpm. Na passagem para o sentido inverso de giro ocorre a frenagem e, após, a tração para atingir a velocidade de 1000 rpm. Observa-se que, entre a frenagem no sentido direto de giro e a tração no sentido inverso, não ocorre descontinuidade de corrente, que permanece no valor máximo limitado pela corrente de referência. Atendida a velocidade de referência, a regulação de velocidade impõe uma corrente justamente necessária para o motor vencer as perdas rotacionais, pois o mesmo encontra-se sem carga nos ensaios realizados.

O tempo que leva para passar de 1000 rpm à -1000 rpm pode ser diminuído se a corrente máxima for fixada em um valor maior. Nota-se que durante as frenagens o torque resistente se soma ao torque elétrico, resultando um tempo menor, de

1000 rpm a zero, do que na tração, de zero a 1000 rpm.

O pulsador reversível em quatro quadrantes, associado à máquina, foi submetido a testes, tendo ficado demonstrado o seu desempenho, idêntico aos pulsadores de um quadrante e dois quadrantes, já estudados anteriormente.

CONCLUSÃO

Foi estudado o transistor de potência em comutação aplicado em pulsadores, associados a motores de corrente contínua, com excitação separada, com a finalidade de controlar sua velocidade.

Enfatizou-se a adaptação do pulsador ao motor, a limitação de potência dissipada no transistor e a regulação de corrente, através da modulação por valores extremos.

Do ponto de vista de controle, esta modulação, associada a uma frequência elevada, tem melhor desempenho quanto à precisão, rapidez e estabilidade na resposta a uma variação na referência de velocidade, comparando-se com o desempenho de montagens a tiristor. Além disto, se adapta muito bem ao transistor protegendo-o contra sobrecorrentes e dispensando o uso de indutâncias externas de filtragens.

O uso do circuito de ajuda à comutação, do diodo anti-saturação e do comando de base adotados, contribuem para a minimização das perdas no transistor, aumentando a velocidade de comutação, propiciando maior rendimento e permitindo operar com uma frequência maior que é de utilidade em algumas aplicações, como por exemplo nas fontes pulsadas.

Os testes realizados demonstraram o elevado desempenho das montagens, do ponto de vista de velocidade de resposta, rendimento, segurança, volume e peso.

Para assegurar uma maior proteção aos transistores, sugere-se um disjuntor eletrônico para as eventuais situações de curto-circuito. Nos pulsadores reversíveis, de dois e qua

tro quadrantes, que operem com frequências mais elevadas, é interessante que se opte por isolamentos através de acopladores óticos em vez de transformadores, devido aos problemas introduzidos pelas indutâncias de magnetização.

Nos pulsadores reversíveis pode-se, ainda, optar por uma fonte de alimentação não reversível, introduzindo-se um sistema de dissipação de energia através de resistores, durante as frenagens.

Utilizando-se de uma associação de transistores em paralelo ou, até mesmo, com transistores de maior corrente, já disponíveis no mercado, é possível alcançar potências da ordem de algumas dezenas de kilowatts.

Uma outra opção para o pulsador reversível de quatro quadrantes é a utilização mista de transistores e tiristores, principalmente para potências elevadas, não modificando o desempenho da máquina e diminuindo o custo da montagem.

Além da tração elétrica, os pulsadores podem ser empregados vantajosamente em outras técnicas de acionamento nas aplicações industriais. O transistor, por sua vez, está sendo empregado em muitas outras estruturas e, pode-se dizer que, já possui um domínio privilegiado de aplicações. Como por exemplo, cita-se o inversor trifásico, o equipamento para solda e o pulsador para o controle de velocidade de uma máquina de indução, cujas pesquisas e realizações estão sendo desenvolvidas no Laboratório de Eletrônica de Potência da UFSC.

APÊNDICE I

CARACTERÍSTICAS IMPORTANTES NA ESCOLHA DO TRANSISTOR DE POTÊNCIA EM COMUTAÇÃO

Para a aplicação de um transistor de potência deve-se escolhê-lo de acordo com as suas características e necessidades.

Por isto, resolveu-se apresentar os dados do fabricante considerados mais importantes e que determinam o seu uso.

Como exemplo, optou-se pelo transistor BUX 24, cujas características estão assinaladas nas páginas seguintes.

*BUX24

**SiN SILICON TRANSISTOR, TRIPLE DIFFUSED MESA
TRANSISTOR SILICURIUM NPN, MESA TRIPLE DIFFUSE**

*Preferred device
Dispositif recommandé

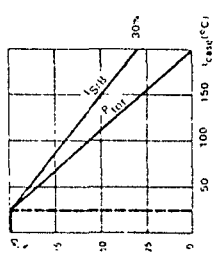
V _{CEO}	400 V
I _C	20 A
P _{tot}	350 W
R _{th(j-c)}	≤ 0.5 °C/W
V _{CE sat} (I _C)	≤ 1 V
t _f (I _C)	≤ 1.4 μs

High speed, high current, high power transistor
Transistor de puissance rapide, fort courant

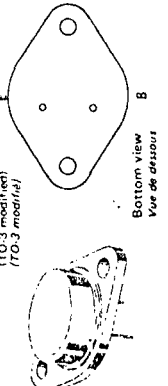
Thermal fatigue inspection
Contrôle en langue thermique

Switching and amplification transistor
Transistor d'amplification et de commutation

Dissipation and I_S/B derating
Taux de dissipation et de I_S/B



Case CB-159 - See outline drawing on last pages
Boîtier (TO-3 modifié)



Weight: 14.4 g
Masse

Collector is connected to case
Le collecteur est relié au boîtier

**ABSOLUTE RATINGS (LIMITING VALUES)
VALEURS LIMITEES ABSOLUES D'UTILISATION**

Collector-base voltage Tension collecteur-base	V _{CB0}	450	V
Collector-emitter voltage Tension collecteur-émetteur	V _{CE0}	400	V
Collector-emitter voltage Tension collecteur-émetteur	V _{CER}	440	V
Collector-emitter voltage Tension collecteur-émetteur	V _{CEX}	450	V
Emitter-base voltage Tension émetteur-base	V _{EB0}	7	V
Collector current Courant collecteur	I _C	20	A
Peak collector current Courant de crête de collecteur	I _{CM}	30	A
Base current Courant base	I _B	4	A
Power dissipation Puissance dissipée	P _{tot}	350	W
Junction temperature Température de jonction	T _j	max	°C
Storage temperature Température de stockage	T _{stg}	min	°C
		max	°C

**STATIC CHARACTERISTICS
CARACTÉRISTIQUES STATIQUES**

Test conditions Conditions de mesure	I _C case = 25°C	Min. Typ. Max.
Collector-emitter cut-off current Courant collecteur-émetteur	V _{CE} = 320 V I _B = 0	I _{CEO}
Collector-emitter cut-off current Courant collecteur-émetteur	V _{CE} = 450 V V _{BE} = -1.5 V	I _{CES}
Collector-emitter cut-off current Courant collecteur-émetteur	V _{CE} = 450 V V _{BE} = -1.5 V T _{case} = 125°C	I _{CES}
Emitter-base cut-off current Courant émetteur-base	V _{EB} = 5 V I _C = 0	I _{EBO}
Collector-emitter breakdown voltage Tension de clouage collecteur-émetteur	I _C = 200 mA I _B = 0 L = 25 mH	V _{CEO(sus)}
Emitter-base breakdown voltage Tension de clouage émetteur-base	I _E = 50 mA I _C = 0	V _{(BR)EBB}
Static forward current transfer ratio Taux statique de transfert de courant	V _{CE} = 4 V I _C = 6 A	h _{FE} *
	V _{CE} = 4 V I _C = 12 A	h _{FE} *
Collector-emitter saturation voltage Tension de saturation collecteur-émetteur	I _C = 6 A I _B = 1.2 A	V _{CEsat} *
	I _C = 12 A I _B = 2.4 A	V _{CEsat} *
Base-emitter saturation voltage Tension de saturation base-émetteur	I _C = 12 A I _B = 2.4 A	V _{BEsat} *
Second peak-down collector current Courant collecteur de deuxième pic	V _{CE} = 40 V I _C = 1 A	I _{S2C}
	V _{CE} = 19 V I _C = 1 A	I _{S2C}

* Pulsed I_B = 300 μs δ < 2%

DYNAMIC CHARACTERISTICS (for small signals)
CARACTERISTIQUES DYNAMIQUES (pour petits signaux)

	Test conditions Conditions de mesure	Min. Typ Max.
Transition frequency fréquence de transition	$V_{CE} = 15\text{ V}$ $I_C = 2\text{ A}$ $f = 10\text{ MHz}$	f_T
Turn-on time Temps total d'établissement:	(fig. 2) $I_C = 12\text{ A}$ $I_B = -2,4\text{ A}$	$t_d + t_r$ 0,6 1,6 μs
Fall time Temps de décroissance	(fig. 2) $I_C = 12\text{ A}$ $I_{B1} = 2,4\text{ A}$ $I_{B2} = -2,4\text{ A}$	t_f 0,6 1,4 μs
Carrier storage time Retard à la décroissance	(fig. 2) $I_C = 12\text{ A}$ $I_{B1} = 2,4\text{ A}$ $I_{B2} = -2,4\text{ A}$	t_s 1,5 3 μs

THERMAL CHARACTERISTICS
CARACTERISTIQUES THERMIQUES

Junction case thermal resistance Résistance thermique jonction-boîtier	$R_{th(j-c)}$	0,5	$^{\circ}\text{C/W}$
---	---------------	-----	----------------------

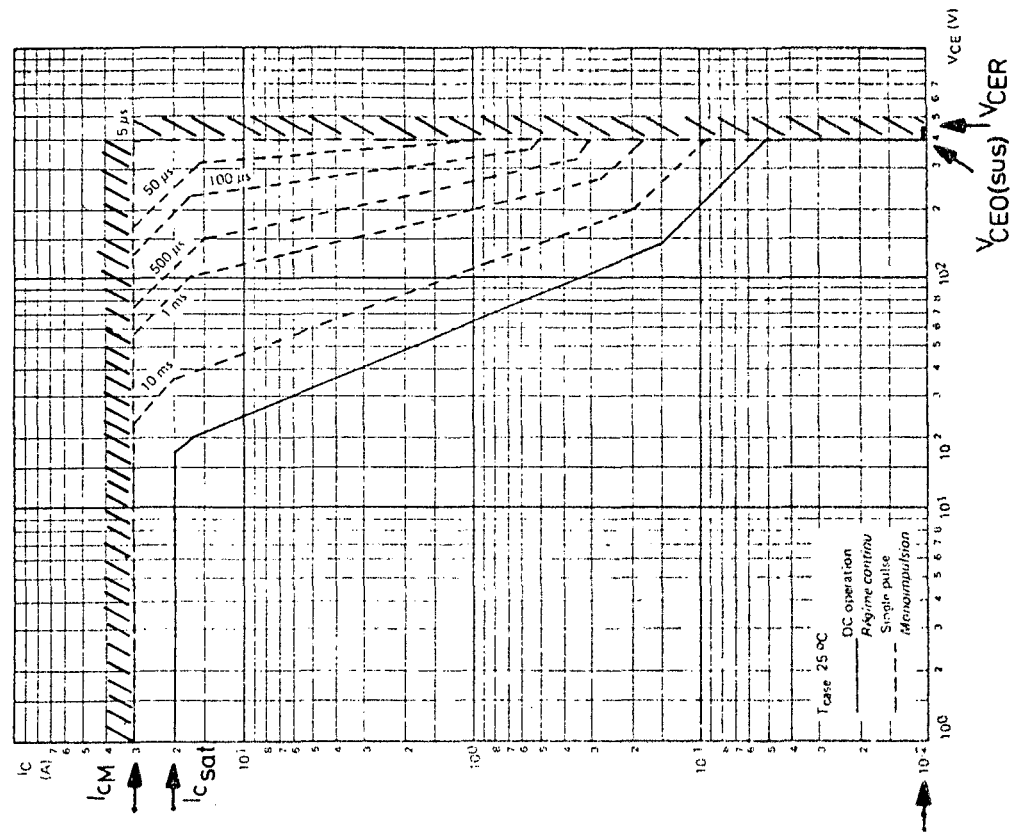
THERMAL FATIGUE INSPECTION
CONTROLE EN FATIGUE THERMIQUE

Mounting silicon clip on a molybdenum header
 bounded mechanical constraints and provides maximum
 insurance against thermal fatigue.

Pulsed test :
 Contrôle cyclique :

10 000 cycles
 "on" : 2 minutes (0 - 100 W)
 "off" : 1 minute (100 - 0 W)
 $t_{case} = 125^{\circ}\text{C max}$
 $t_{disc} = 110^{\circ}\text{C max}$

SAFE OPERATING AREA
AIRE DE SECURITE



APÊNDICE 2

EFEITOS NA COMUTAÇÃO DOS DIODOS DE POTÊNCIA

Existem dois tipos de comutações para um diodo. Ou seja:

- Comutação do estado condutor para o estado bloqueado (bloqueio)
- Comutação do estado bloqueado para o estado condutor (condução)

Na figura A.2.1. observam-se os fenômenos que podem ocorrer nestas duas comutações.

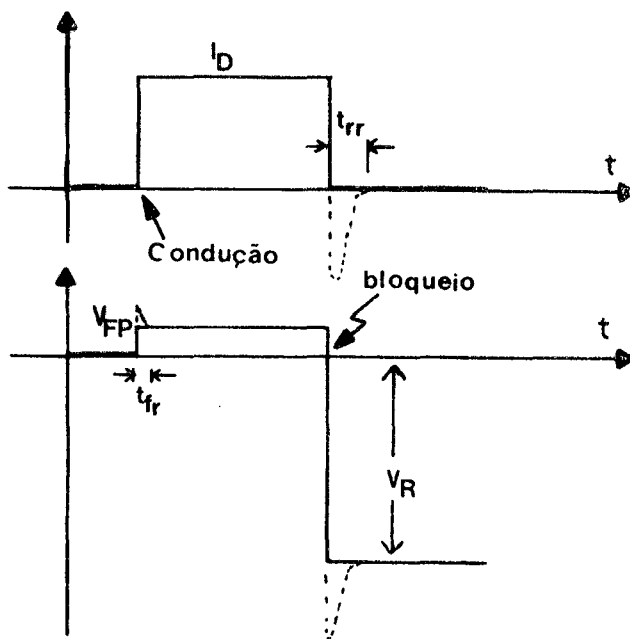


Fig.A.2.1. Comutações de condução e bloqueio de um diodo. As linhas cheias representam um diodo ideal e as pontilhadas um diodo real.

Logo que um diodo, em condução direta, for polarizado inversamente, é necessário que ocorra um certo tempo para que tenha seu poder de bloqueio. Este tempo é chamado de

tempo de recuperação inversa t_{rr} . Durante este tempo o diodo se comporta como um curto-circuito, devido a presença de cargas armazenadas durante a condução direta. Durante a comutação, uma parte da carga desaparece espontaneamente por recombinação interna, ligada a duração de vida dos portadores minoritários. A outra parte, chamada de carga de recuperação Q_R , é evacuada pela corrente inversa que circula no diodo.

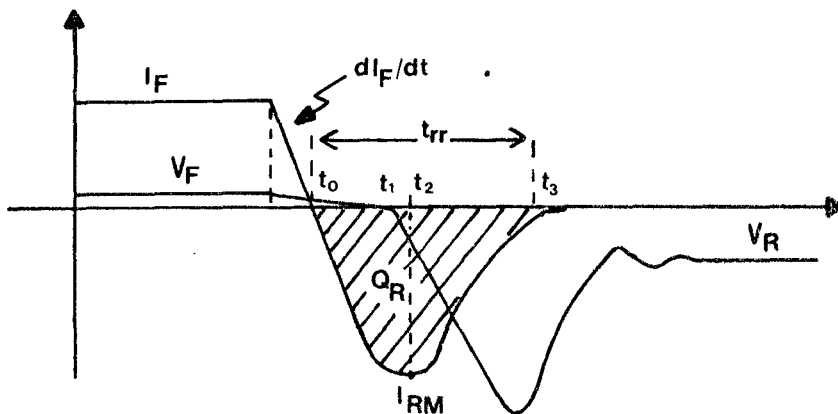


Fig.A.2.2. Evolução da corrente e tensão durante o bloqueio de um diodo.

Quanto ao bloqueio dos diodos, classificam-se dois tipos: diodos normais e diodos rápidos. Os diodos rápidos são os que possuem uma pequena quantidade de carga estocada, antes do bloqueio, que torna pequeno o tempo de recuperação inversa t_{rr} .

A carga recuperada durante a condução inversa é definida pela integral no intervalo de tempo t_0 a t_3 .

$$Q_R = \int_{t_0}^{t_3} I(t) dt \quad (\text{A.2.1})$$

Se a corrente decrescer lentamente, as portadoras minoritárias desaparecerão por recombinação interna. Isto é, para uma variação de corrente $dI_F/dt = -V_{CC}/L$ pequena, a carga

Q_R pode ser obtida através da equação: |8|, |22|

$$Q_R = \frac{1}{2} \left(\vartheta^2 \frac{dI_F}{dt} \right) \quad (\text{A.2.2})$$

Para o caso em que a variação da corrente dI_F/dt , no bloqueio, for muito grande o fenômeno de recombinação interna é desprezível perante Q_R . Considera-se, então, que a carga estocada durante a condução direta seja igual a Q_R :

$$Q_R = \vartheta I_F \quad (\text{A.2.3})$$

onde ϑ é a duração de vida das portadoras minoritárias e I_F é a corrente direta antes da comutação. A duração de vida das portadoras minoritárias, para diodos de recuperação rápida, pôde-se calcular através da fórmula: |8|, |22|

$$\vartheta = \sqrt{\frac{I_{RM}}{dI_F/dt}} t_{rr} \quad (\text{A.2.3})$$

Deste modo, a partir da carga Q_R e das características do circuito, pode-se determinar a ordem de grandeza do tempo t_{rr} e da corrente inversa máxima I_{RM} que atingirá, quando não estiver limitada. Na prática utiliza-se de fórmulas semi-empíricas que fornecem valores próximos da realidade: |8|, |22|

$$t_{rr} \cong \sqrt{\frac{3Q_R}{dI_F/dt}} \quad (\text{A.2.4})$$

$$I_{RM} \cong \sqrt{\frac{4}{3} Q_R (dI_F/dt)} \quad (\text{A.2.5})$$

Normalmente os fabricantes fornecem curvas onde se pode estimar a ordem de grandeza da carga Q_R , como a fig. A.2.3.

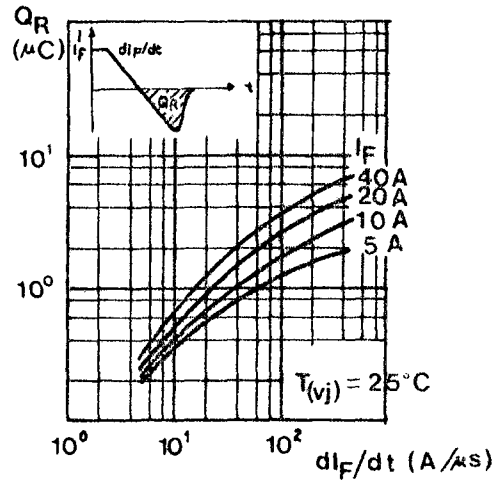


Fig.A.2.3.
Valores tí-
picos de
carga de re-
cuperação
para o dio-
do 1N3893
(Diodo de
recuperação
rápida). |23|

Com as curvas que fornecem Q_R em função de dI_F/dt , pode-se deduzir um valor mínimo para o cálculo do indutor do C.A.C.. Assim para um indutor maior que alguns μH , e uma tensão de 220V, observa-se, sob a curva característica do diodo 1N3893, que Q_R está em uma zona proporcional a V_{CC}/ℓ . Assim, para uma corrente I_F de 10A, pode-se estimar a ordem de grandeza de Q_R :

$$Q_R = 15 \times 10^{-3} \frac{dI_F}{dt} \text{ (A/}\mu\text{S)} \quad (\text{A.2.6})$$

Na comutação do estado bloqueado para o estado condutor (condução), pode ocorrer uma sobretensão V_{FP} devido ao retardo no reestabelecimento das cargas intrínsecas ao diodo. Esta sobretensão decresce progressivamente durante um certo tempo t_{fr} , depois do qual atinge o valor nominal da queda de tensão do estado condutor. Normalmente um diodo rápido para o bloqueio (t_{rr} pequeno) também será rápido na condução (t_{fr} pequeno) .

Geralmente a sobretensão V_{FP} é insignificante e não se leva em conta.

Realizou-se ensaios, com diodos lentos (SKR-12/40,12A/400V) e diodos rápidos (1N3893,12A/400V), na montagem da fig.4.13 para avaliação dos resultados. A fig.A.2.4. compara a diferença no uso dos dois diodos. Na fig.A.2.4.a. observa-se a corrente no diodo D_{RL} , diodo lento, na qual a corrente reversa atinge 3,4A e vai se somar à corrente I_C do transistor conforme mostra a figura A.2.4.b. Por outro lado, com diodo rápido, quase não se percebe o efeito desta corrente nas fotos das figs.A.2.4.c e d.

Na fig.A.2.4.e procurou-se mostrar com mais detalhe o tempo de recuperação inversa t_{rr} e a corrente máxima I_{RM} de um diodo rápido 1N3893, submetido à uma corrente I_F de 3A.

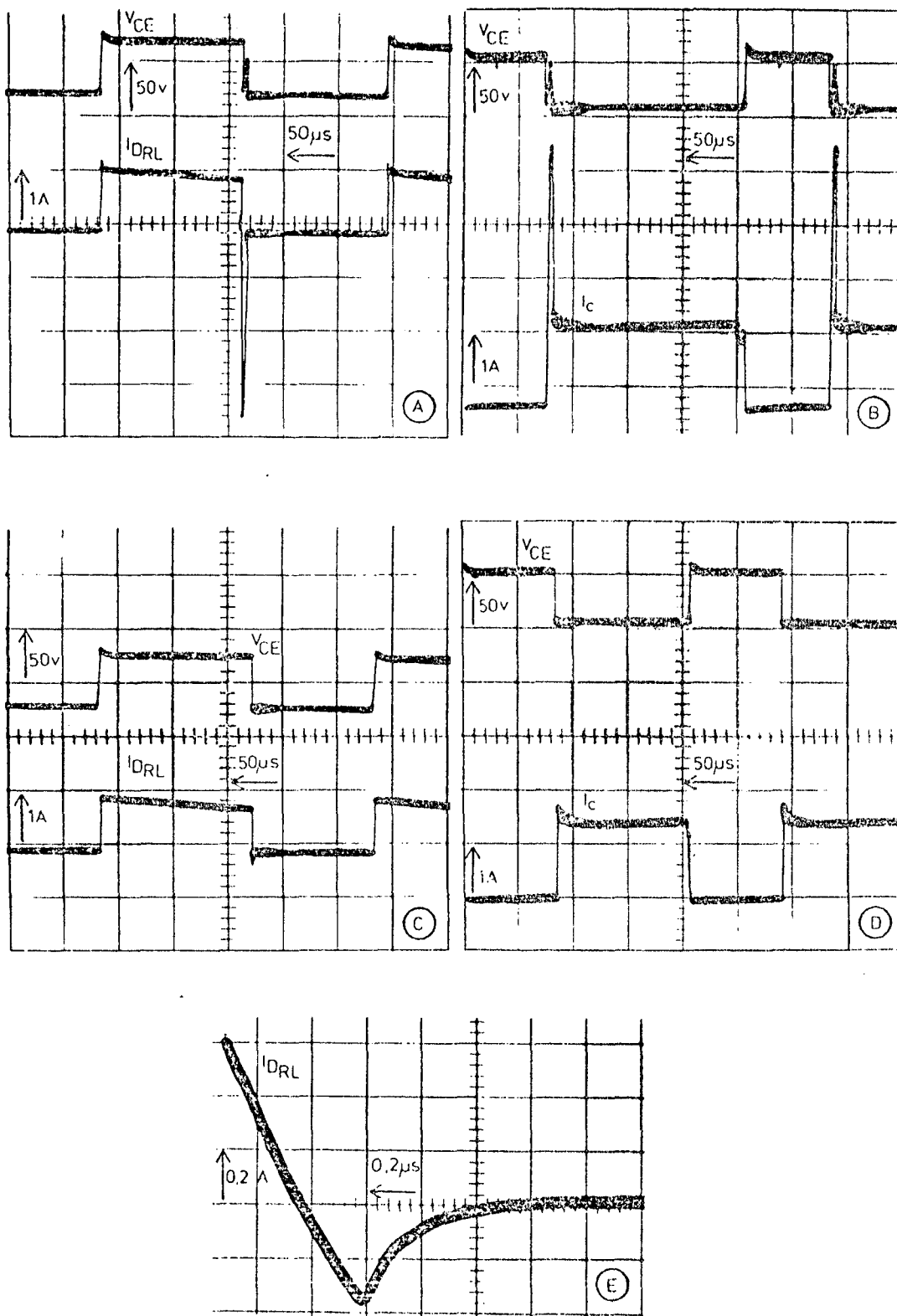


Fig. A.2.4. Comparação entre diodos rápidos e diodos lentos

REFERÊNCIAS

- 1 - Arches, J.P. - " Le transistor de puissance en commutation " Thèse de Docteur Ingénieur, INPT-Toulouse, maio de 1976
- 2 - Peter, J.M. - " La competition transistors-thyristors"-EAI n° 232 de 01/03/1977
- 3 - Peter, J.M. - Baudier, J.C.; Redoutey, J.; Maurice, B.; Rischmueller, K. - " Power Transistors in the switching mode " Thomson-CSF, Division Semiconducteurs-Sescosem. França
- 4 - Power Data Book - Fairchild - Edição de 1976
- 5 - Gates, T.W.; Ballard M.F. - " Safe Operating Area for power transistors ", Mullard technical communications -n° 122, abril de 1974.
- 6 - Noble, P.G. - " The Safe Operation for power transistors " , Mullard Technical Communications n° 139, julho 1978
- 7 - Hettterscheid, W. - " Base circuit design for high-voltage switching transistors in power converters "- Mullard Technical Communications n° 124 de outubro de 1974
- 8 - " Le transistor de puissance dans son environnement " Seminai-re SESCOSEM; Thomson-CSF França-outubro de 1978
- 9 - Hower, P.L. - " Application of a charge-control model to high-voltage power transistors "-IEEE- Trans.on Elec tron Devices, Vol. Ed-23, n° 08-agosto de 1976
- 10 - Cohen, A. ; Utilization des transistors de commutation en envi-ronment inductif "- EAI n° 267 de 15/04/1979

- '11' - Locher, R.E. - " On switching inductive loads with power transistors " - IEEE Transactions on Industrial E-lectronics and Control Instrumentation, maio de 1970
- 12 - " Transistors de Puissance " - Manual da Thomson - CSF, Divi_sion Semiconducteur - SESCOSEM, 1979
- 13 - Chabanne, J.P. - " Le phénomène de second claquage dans le transistors de puissance " - EMI n° 192 de 15/09/1974
- 14 - Ebers, J.J.; Moll, J.L. - " Large-Signal behavior of junction transistors "- Proc. IRE, n° 42, dezembro de 1954
- 15 - Moll, J.L. - " Large-signal transient response of junction transistors "- Proc. IRE, n° 42 de dezembro de 1954
- (16) - Arches, J.P.; Foch, H. - " Evolution des circuits d'aide a la commutation des transistors de puissance "- Polytechnique de Toulouse-INPT, França-Julho de 1979.
- 17 - Calkin, E.T.; Hamilton, B.H.- "Circuit techniques for improving the switching loci of transistor switches in switching regulators"- IEEE Trans. on Indus_ try Applications, Vol. 1A-12 n° 4, julho/Agosto de 1976.
- 18 - Calkin, E.T. ; Hamilton, B.H. - " A conceptually new approach for regulated DC to DC converters employing tran_sistor switches and pulse wirth control "-IEEE trans.on Ind: Applications, Vol.1A-12 n° 4

Jul/Ago 1976

- 20 - " Hacheurs et onduleurs autonomes " - E.N.S.E.E.I.H.T., Filière Electrotechnique, Toulouse-França 1978
- 21 - "Foch, H.; Roux, J.; " Réalises un module à transistors de puissance à commande auto-entretenu " - EMI n° 225 de 01/10/1976
- 22 - Maurice, B.; " Les diodes rapides dans les alimentations à découpage " Rapport technique interne SESCOSEM AIX n° RT 87, março de 1972
- 23 - Diodes de redressement thyristors - Manual da Thomson-CSF, Division Semiconducteurs- SESCOSEM; 1976
- 24 - Foch, H; Marty, P. ; " Realization d'une commande reversible de moteur à courant continu" - EAI n° 244 de 15/11/77
- 25 - Perin, A.J.; Barbi, I.; " Estudo e realização de um pulsador a transistor " A ser publicado na Revista Brasileira de Automática em julho de 1980
- 26 - Barbi, I.; "Realização de um pulsador a transistor de potência para o controle de velocidade do motor de indução com rotor bobinado". Publicação interna do DEL - UFSC-Florianópolis - SC