

FRENAGEM REGENERATIVA DE MÁQUINA CC ACIONADA POR RECORTADOR:

MAXIMIZAÇÃO DA ENERGIA REGENERADA

Este exemplar corresponde à Redação
final da Tese defendida e aprovada
pela Comissão Julgadora em
22/12/86 sendo o candidato aprovado
com grau A por unanimidade

Autor: José Antenor Pomilio

Orientador: Prof. Dr. Álvaro Geraldo Badan Palhares

Tese apresentada à Faculdade de Engenharia
Elétrica da Universidade Estadual de
Campinas como parte dos requisitos exigidos
para a obtenção do título de mestre em
ciências.

.....
.....
.....
.....
.....
.....
.....
.....
.....
.....

Este trabalho é dedicado a todos aqueles que fazem de sua atividade profissional um instrumento de construção de uma sociedade justa, em especial aqueles que, na atividade científica, buscam o Saber para torná-lo ferramenta social de transformação e não como fonte de poder pessoal e dominação.

A você, Cris, que me ajuda a buscar sempre a direção do bom e do justo.

AGRADECIMENTOS

Muitas foram as pessoas que colaboraram com este trabalho. Algumas, de forma especial, merecem ser citadas.

Ao Prof. Álvaro Geraldo Badan Palhares, orientador desta tese, que acompanhou de perto toda a evolução e amadurecimento das idéias aqui contidas, criticando e auxiliando nas dificuldades, sempre com espírito de companheirismo, meu agradecimento.

Aos Profs. Celso Pascoli Bottura e Julio Cesar Moreira, que orientaram meus trabalhos desde a graduação, que agora amadurecem, quero agradecer o constante estímulo e as imprescindíveis orientações.

Ao Prof. Gilmar L. L. L., pela incontáveis discussões e atividades conjuntas que tanto tornaram mais estimulantes os problemas a serem resolvidos.

A Rubens Moraes Dias, Antonio H. B. Postal e Marcos Ferreti, pela dedicação com que levaram adiante seus estudos e trabalhos que tanto contribuíram para a realização desta tese.

Aos funcionários da FEE, especialmente Masamiti Motoyama, pela competente e pronta atenção e a Ana Maria Silva, por tantas colaborações.

APRESENTAÇÃO

Este trabalho é fruto de diversos anos de atuação no Laboratório de Controle de Acionamento e Eletrônica de Potência, da Faculdade de Engenharia Elétrica da UNICAMP. Sintetiza parte de minhas atividades ali desenvolvidas, tendo como base o particular interesse pela eletrônica de potência e como motivação os estudos realizados no Laboratório sobre veículos elétricos.

Inicialmente é feito um estudo de novos componentes semicondutores para aplicações em alta potência, os GTOs e transistores de potência, que crescentemente vão tomando os espaços antes ocupados pelos tiristores.

Analisa-se as várias características dos dispositivos que posteriormente foram empregados na implementação de um protótipo de recortador. Diferentemente do tiristor que já possui vasta bibliografia, estes componentes têm sido alvo de cotidianos aperfeiçoamentos, sendo necessário acompanhar sua evolução através de recentes publicações técnicas.

No capítulo 2 são estudadas e discutidas topologias de recortadores para aplicação em frenagem regenerativa. A topologia em ponte, dado seus diversos modos de operação, é analisada com maior atenção, sendo obtidas suas características de transferência, entendida como a relação entre a tensão média de saída do recortador e o sinal de controle. Tais características são úteis no posterior estudo do sistema completo, incluindo o conversor, a carga e as malhas de controle.

No 3º capítulo realiza-se o estudo da maximização da energia regenerada durante a frenagem, encontrando-se a relação entre a corrente de armadura e a velocidade da máquina que permite a maximização. Obtida a condição ótima verifica-se o comportamento do sistema operando nesta situação, avaliando-se a eficiência da frenagem e o possível aumento da autonomia do veículo. Analisa-se ainda o efeito da variação de alguns parâmetros sobre esta frenagem otimizada.

Estabelecido o critério de frenagem, no capítulo 4 se verificam as condições de estabilidade do sistema em malha fechada, considerando estabilidade local e global do valor médio das variáveis e também a estabilidade do regime chaveado. Uma simulação analógica é feita para permitir uma visão mais ampla do comportamento do sistema.

No 5º capítulo são apresentados os circuitos construídos para a implementação do recortador com topologia em ponte, bem como dos transdutores de corrente e velocidade utilizados no controle do sistema. Resultados experimentais são colhidos, os quais confirmam os resultados teóricos obtidos pela simulação da frenagem.

No capítulo 6 são feitos comentários e conclusões finais, bem como são indicados possíveis desdobramentos do trabalho.

Há ainda dois apêndices, um sobre máquinas de corrente contínua, com ênfase no problema das perdas e de máquinas para veículos elétricos, e outro com o modelamento básico sobre veículos elétricos. Sua inclusão se fez para dotar este trabalho de um conjunto suficiente de informações para a compreensão plena desta tese.

ÍNDICE

Capítulo 1

Dispositivos semicondutores de potência	1.1
1.1 O GTO	1.4
1.1.1 Princípio de funcionamento	1.4
1.1.2 Condições do sinal de porta para chaveamento	1.7
1.1.3 Parâmetros básicos do GTO	1.9
1.1.4 Redes amaciadoras	1.10
1.1.5 Conexões em série e em paralelo de GTOs	1.12
1.2 O transistor	1.15
1.2.1 Princípio de funcionamento do transistor bipolar	1.15
1.2.2 Condições do sinal de base para chaveamento	1.20
1.2.3 Parâmetros básicos do transistor	1.23
1.2.4 Circuitos amaciadores	1.29
1.2.5 redução do tempo de chaveamento	1.32
1.2.6 Ligações em série e em paralelo de transistores	1.37
1.2.7 Transistor MOSFET	1.38
1.3 Análise comparativa dos dispositivos	1.41
1.3.1 Capacidade de auto-comutação	1.43
1.3.2 Velocidade de chaveamento	1.44
1.3.3 Fator di/dt no acionamento	1.46
1.3.4 Fator dv/dt no desligamento	1.47
1.3.5 Outros fatores	1.47

Capítulo 2

Circuitos recortadores com aplicação em frenagem

regenerativa	2.1
2.1 Uso de frenagem regenerativa	2.3
2.1.1 Sistemas alimentados por rede de distribuição	2.3
2.1.2 Sistemas alimentados por um conjunto de baterias	2.4
2.2 Topologias de recortadores para frenagem	2.6
2.2.1 Frenagem em velocidade acima da velocidade base	2.6
2.2.2 Frenagem em velocidade abaixo da velocidade base	2.8
2.2.3 Circuitos recortadores	2.9
2.3 Equações de corrente para topologia em ponte	2.14
2.3.1 Tração	2.14
2.3.2 Frenagem	2.16
2.4 Características de transferência do recortador em ponte	2.17
2.4.1 Tração	2.19
2.4.2 Frenagem	2.23
2.4.3 Análise das características de transferência	2.26

Capítulo 3

Maximização da energia regenerada	3.1
3.1 Modelos matemáticos	3.3
3.1.1 Frenagem de máquina CC	3.3
3.1.2 Eficiência de frenagem em veículo elétrico	3.6
3.1.3 Maximização da energia regenerada	3.7
3.2 Comportamento na condição ótima	3.11
3.2.1 Aumento de autonomia	3.16
3.2.2 Linearização da relação ótima de frenagem	3.20

3.3 Efeito da variação de parâmetros	3.21
Capítulo 4	
Estratégia de controle: estabilidade do sistema durante a frenagem	4.1
4.1 Estrutura do sistema em malha fechada	4.2
4.1.1 Efeito da variação de parâmetros	4.8
4.2 Simulação analógica	4.9
4.2.1 Gerador de rampa e sinal MLP	4.10
4.2.2 Comutador com bloqueio de reticências	4.11
4.2.3 Motor e realimentações	4.13
4.2.4 Escalonamento	4.14
4.3 Estabilidade local - análise do valor médio	4.15
4.4 Estabilidade global - análise do valor médio	4.19
4.5 Estabilidade local - análise do comportamento chaveado	4.21
4.5.1 Realimentação de velocidade	4.21
4.5.2 Realimentação de corrente - ganho proporcional	4.22
4.5.3 Realimentação de corrente - filtro passa-baixas	4.23
Capítulo 5	
Implementação e resultados experimentais	5.1
5.1 Circuito de potência	5.2
5.1.1 Circuito amaciador	5.4
5.2 Circuito de acionamento	5.5
5.2.1 Gerador de rampa	5.7
5.2.2 Comparadores	5.7
5.2.3 Amplificador	5.8

5.2.4 Isolador ótico	5.8
5.2.5 estágio de saída	5.8
5.3 Tacômetro	5.9
5.3.1 Produção de pulsos	5.11
5.3.2 Contagem e visualização	5.13
5.3.3 Conversão D/A e estágio de saída	5.13
5.4 Medidor de corrente	5.13
5.4.1 Isolador ótico	5.13
5.4.2 Sensor magnético	5.14
5.4.3 Conversão em frequência	5.15
5.5 Máquina CC e cargas	5.17
5.6 Resultados experimentais	5.19
Capítulo 6	
Considerações finais	6.1
6.1 Comentários e conclusões	6.2
6.2 Perspectivas de prosseguimento do trabalho	6.6
Apêndice A	
Máquina de corrente contínua	A.1
A.1 Equações da MCC e sua dinâmica	A.3
A.1.1 Equações estáticas de uma MCC	A.3
A.1.2 Equações dinâmicas da MCC	A.6
A.2 Perdas na máquina de corrente contínua	A.8
A.2.1 Perdas no cobre	A.9
A.2.2 Perdas mecânicas	A.9
A.2.3 Perdas no ferro	A.9

A.2.4 Redução das perdas	A.10
A.2.5 Perdas adicionais no ferro	A.11
A.2.6 Medida da eficiência de MCC	A.12
A.3 Motores CC para veículos elétricos	A.14
A.3.1 Considerações básicas para projeto de motor CC para VE	A.14
A.3.2 Outros tipos de motores CC para VE	A.17

Apêndice B

Veículos elétricos a bateria	B.1
B.1 Requisitos de potência e energia	B.2
B.1.1 Perdas aerodinâmicas	B.2
B.1.2 Resistência de rolamento	B.4
B.1.3 Energia consumida pelas perdas associadas ao veículo elétrico	B.5
B.1.4 Energia recuperável	B.5
B.2 Ciclos de operação padrão	B.5
B.2.1 Tipos de VEs	B.6
B.2.2 Ciclo de teste	B.6

CAPÍTULO 1

DISPOSITIVOS SEMICONDUTORES DE POTÊNCIA

1.1 GTO

1.2 Transistor de Potência

1.3 Análise Comparativa

DISPOSITIVOS SEMICONDUTORES DE POTÊNCIA

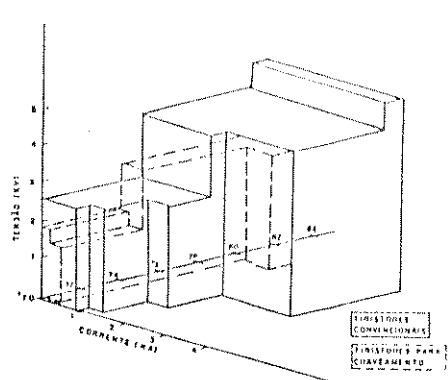
A popularização do SCR (Silicon Controlled Rectifier, a que chamaremos também de tiristor) durante os anos 60 abriu definitivamente uma nova fronteira na Engenharia Elétrica, possibilitando o surgimento de conversores estáticos de alto rendimento e inúmeras aplicações.

A grande penetração destes conversores em setores industriais e de transportes, abrindo cada vez mais o espectro de uso dos tiristores, foi um grande incentivo à busca de dispositivos mais aperfeiçoados que superassem as limitações do SCR. Neste sentido marcantes progressos foram obtidos tanto na melhoria dos tiristores como no desenvolvimento de novos componentes.

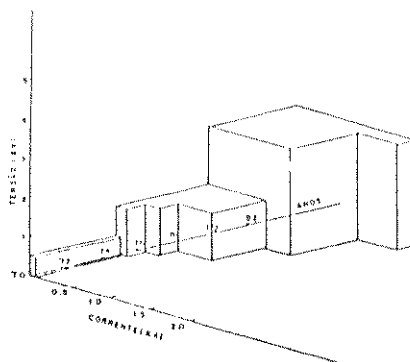
No final da década passada amplia-se ainda mais o rol de dispositivos aptos a manobrar altas tensões e elevadas correntes, com baixíssimas perdas e em frequências da ordem de KHz.

Os transistores de potência, de diferentes tecnologias, mas especialmente os bipolares e MOSFET, e os GTOs (Gate Turn-Off Thyristor), por sua capacidade de auto-comutação, representaram importante avanço para a eletrônica de potência e o desenvolvimento de conversores estáticos.

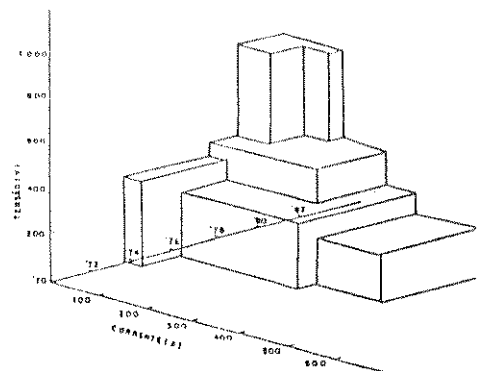
Na figura 1.1 mostramos a evolução temporal dos limites sucessivamente maiores atingidos no desenvolvimento dos tiristores, GTOs e transistores bipolares [1.1].



a) Tiristor



b) GTO



c) Transistor

Figura 1.1 Evolução de dispositivos semicondutores de potência em termos de correntes e tensões máximas

Neste capítulo apresentaremos características de dois diferentes dispositivos controláveis: GTO e transistor bipolar. Tais componentes, juntamente com os tiristores, são os de maior aplicação na atualidade para a construção de conversores estáticos de potência. Uma análise das referidas características permitirá indicar alguns critérios básicos para a escolha do elemento chaveador para construção de um conversor. O SCR, já parcialmente descrito na bibliografia, não será analisado aqui, mas nas referências bibliográficas encontram-se várias publicações que estudam este dispositivo.

O GTO (Gate Turn-Off Thyristor) embora tenha sido criado no início da década de 60 [1.2], por problemas de fraco desempenho foi pouco utilizado. Com o avanço da tecnologia de construção de dispositivos semicondutores, novas soluções foram encontradas para o aprimoramento dos GTOs, que hoje ocupam significativa faixa das aplicações de componentes de chaveamento, atingindo níveis de tensão de bloqueio de 4000 V e correntes de 2000 A.

1.1.1 Princípio de funcionamento

O GTO é capaz de entrar em condução e bloquear através de sinais adequados em seu terminal de porta.

O mecanismo de disparo é semelhante ao do tiristor. Inicialmente, quando a corrente de porta é injetada, circula uma corrente entre porta e catodo. No entanto, grande parte dos portadores supridos pelo catodo não circula nesta malha, mas desloca-se até a camada n adjacente. Tal fato é possível pela construção da camada da porta, que é suficientemente estreita. Desta camada os elétrons são atraídos pelo potencial positivo do anodo [1.9]. A nuvem de portadores livres formada nas camadas intermediárias fazem com que a corrente continue a circular mesmo na ausência da corrente de porta.

- carga -
- carga +

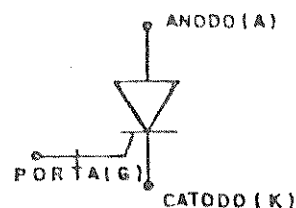
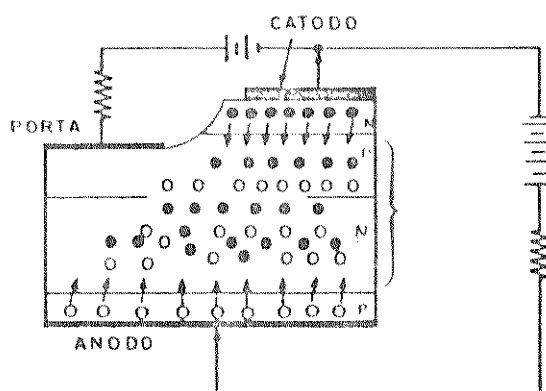


Figura 1.2 Funcionamento do GTO no disparo

O tiristor, uma vez em condução, assim se mantém até que a corrente por ele caia abaixo do valor I_h . O GTO, embora também se mantenha em condução, pode ser desligado pela aplicação de uma polarização reversa na junção catodo-porta. Os portadores livres nas camadas centrais do dispositivo são atraídos pela porta, fazendo com que se restabeleça a barreira de potencial da junção.

Aparentemente seria possível tal comportamento também no SCR, as diferenças, no entanto, estão ao nível da construção do componente.

O funcionamento como GTO depende, por exemplo, de fatores como: facilidade de retirar portadores pela porta (alta mobilidade nesta camada), desaparecimento rápido de portadores nas camadas centrais (dopantes com baixo tempo de recombinação), suportar tensão reversa na junção porta-catodo sem problemas de avalanche. A construção deve fazer com que as regiões de catodo e porta tenham uma grande área de contato, fazendo com que os portadores possam ser facilmente retirados de toda região do catodo.

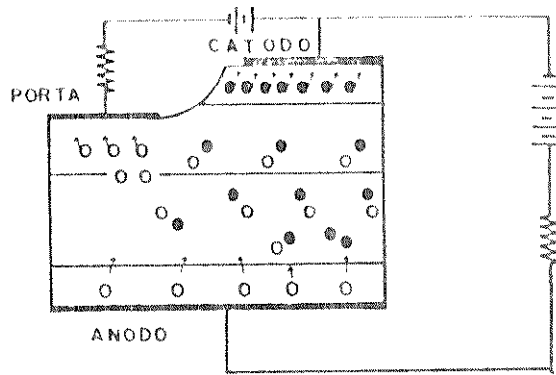


Figura 1.3 Funcionamento do GTO na comutação

Uma interessante analogia pode ser feita entre o funcionamento do GTO e o do tiristor e do transistor.

Como um tiristor, o GTO pode suportar uma alta tensão direta V_{ak} quando não está em condução. Como o transistor ele pode entrar ou sair de condução através de uma corrente de porta, cujo valor é uma fração da corrente principal que circula entre anodo e catodo. Assim, o GTO combina as 2 características mais desejáveis dos outros dispositivos.

A figura 1.4 ilustra a analogia. Quando a corrente de anodo (I_a) é menor que a corrente de disparo (I_l), o GTO comporta-se como um transistor para alta tensão com um ganho (I_a/I_g) que cresce com o aumento da corrente de anodo.

Se a corrente de porta for maior que um certo valor (I_{gq}) o GTO entra em condução, podendo comutar caso I_g decresça e I_a ainda não tenha atingido I_l . Superado o valor I_l , a corrente de disparo pode ser retirada pois o dispositivo operará como um tiristor.

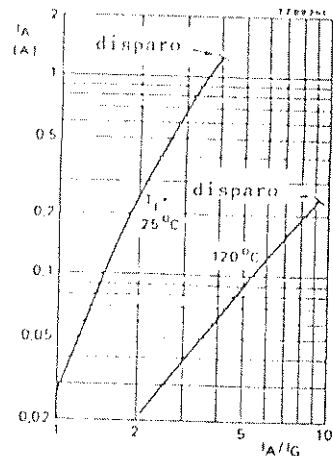
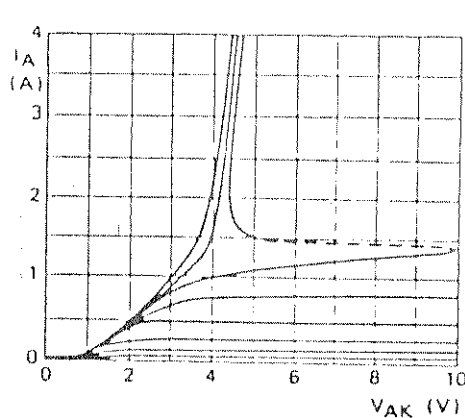
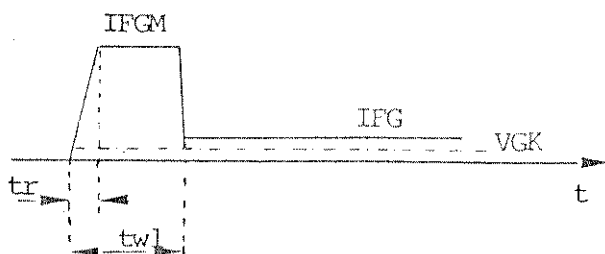


Figura 1.4 Característica V-I de GTO (tipo BTW58 - Philips)

1.1.2 Condições do sinal de porta para chaveamento

a) Comportamento no disparo

A forma de corrente recomendada é mostrada na figura 1.5.



$$t_r \leq 1 \mu s$$

$$t_{wl} \geq 5 \mu s$$

$$I_{fgw} = 5 A$$

$$I_{fg} > 12 A$$

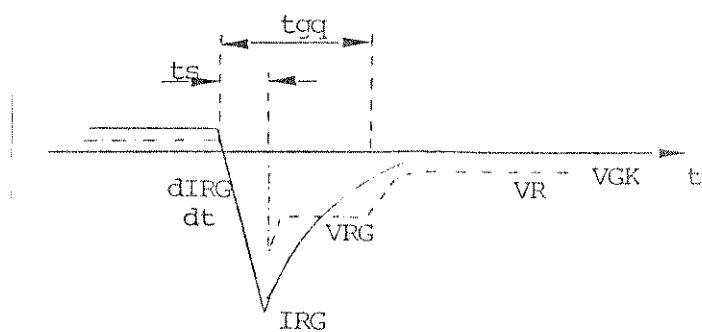
Figura 1.5 Condições de corrente e tensão de porta recomendadas (GTO tipo SG600J21, Toshiba, 600 A, 600 V)

Desde que geralmente o GTO será submetido a condições de alto dI/dt , é necessário que o sinal de porta também tenha rápido crescimento, tendo um valor de pico razoavelmente elevado [1.11]. Deve ser mantido neste nível por um tempo suficiente para que a tensão V_{AK} caia ao seu valor de condução direta. É conveniente que se mantenha a corrente de porta durante todo o período de condução, especialmente se a corrente de anodo for pequena, para garantir o estado ligado. Um possível desligamento pode ocorrer caso a quantidade de portadores livres nas regiões centrais da estrutura semicondutora não seja suficiente para, por si só, manter a condução.

b) Comportamento na comutação

Durante o período ligado existe grande quantidade de portadores nas camadas centrais do material semicondutor. A comutação do GTO ocorrerá pela retirada destes portadores e, ainda, pela impossibilidade da vinda de outros das camadas ligadas ao anodo e ao catodo.

A figura 1.6 mostra a condição de corrente I_g e tensão V_{gk} indicadas para desligamento.



$$dI_{rg}/dt = 20 \text{ a } 30 \text{ A/us}$$

$$I_{rg} = 180 \text{ a } 220 \text{ A}$$

$$V_{rg} = 20 \text{ a } 35 \text{ V}$$

$$V_r = 15 \text{ V}$$

$$t_{gq} = 30 \text{ us}$$

Figura 1.6 Condições de corrente e tensão de porta recomendada para comutação (SG600J21)

O grande pico reverso de corrente apressa a retirada de portadores. A taxa de crescimento desta corrente relaciona-se com o tempo de armazenamento (t_s) ou seja, o tempo decorrido entre a aplicação do pulso negativo e o início da queda (90%) da corrente principal. Quanto maior for a derivada, menor o tempo. Analisando em termos da carga drenada pela porta, ela será igual à área determinada pela curva de $\ln i_g$ (corrente reversa de porta), isto é, depende tanto do valor do pico como da derivada.

Quando a corrente de carga começar a cair, a tensão reversa na junção porta-catodo cresce rapidamente, ocorrendo um processo de avalanche. A tensão negativa da porta deve ser mantida num valor próximo da tensão de avalanche. A potência dissipada neste processo é controlada (pela própria construção do dispositivo). Nesta situação a tensão V_{ak} cresce e o GTO desliga. Para evitar o disparo do GTO por dv/dt (tal qual no tiristor) uma tensão reversa de porta pode ser mantida durante o período de não condução.

1.1.3 Parâmetros básicos do GTO

Apresentamos a seguir alguns parâmetros dos GTOs. Os símbolos utilizados diferem para os vários fabricantes, mas não o significado da grandeza [1.12].

a) Tensão de pico repetitiva de estado desligado (V_{drxm}): sob condições dadas, máxima tensão instantânea permissível, em estado desligado, que não ultrapasse o dv/dt máximo, aplicável repetidamente ao anodo do GTO.

b) Corrente de condução (RMS) (I_t): máxima corrente RMS que pode circular continuamente pelo GTO

c) Corrente de condução repetitiva controlável (I_{tcm}): máxima corrente repetitiva cujo valor instantâneo ainda permite o desligamento do GTO, sob determinadas condições

d) Valor limite $12t$ escala para expressar capacidade de sobrecorrente não repetitiva com respeito a um pulso de corrente de curta duração.

e) Crescimento crítico da corrente direta de anodo (di/dt)

f) Tensão reversa de pico de porta repetitiva (V_{grm}): máxima tensão instantânea permissível aplicável à junção porta-catodo

g) Crescimento crítica da tensão em estado desligado (dv/dt)

h) Corrente de manutenção (I_h)

i) Corrente de disparo (I_l)

j) Tempo de disparo (t_{gt})

k) Tempo de desligamento ($t_{gq} = t_s + t_f$)

l) Tempo de armazenamento (t_s)

m) Tempo de queda (t_f)

1.1.4 Redes Amaciadoras

a) Circuito para processo de disparo

Em contraste com o tiristor convencional, a taxa de crescimento da corrente durante o disparo do GTO não é crítica. Algumas vezes nem é preciso implementar-se uma proteção para este aspecto, com o próprio dispositivo limitando o crescimento da corrente [1.11],

11.13.1. Entretanto em aplicações com carga indutiva, o processo de disparo enquanto ocorre a condução através do diodo de livre-circulação, leva a que uma grande parcela da tensão de alimentação aplique-se sobre o GTO, enquanto cresce a corrente de anodo, causando considerável dissipação de potência. Este efeito é agravado pela corrente de descarga do capacitor de amaciamento (a ser visto no próximo item), pela corrente reversa de recombinação do diodo de circulação e, em topologias em ponte, pela corrente de carga do capacitor de amaciamento do braço complementar; todas estas correntes somam-se no GTO, aumentando a potência dissipada.

Assim, para reduzir este efeito, um circuito amaciador para o disparo pode ser necessário, reduzindo a tensão sobre o dispositivo durante o crescimento da corrente. Além do uso de indutâncias saturáveis, uma pequena indutância (de alguns microHenrys) pode ser colocada em série com o GTO.

b) Circuito para processo de desligamento

Durante a desligamento, com o progressivo restabelecimento da barreira de potencial na junção reversamente polarizada, a corrente principal tende a se concentrar em áreas menores, concentrando, por conseguinte, a dissipação de energia. É preciso limitar o crescimento da tensão direta, o que pode ser feito com um circuito RCD.

O valor do dv/dt é determinado pelo capacitor. Este ramo é ainda um caminho para desviar a corrente de anodo facilitando a comutação. Após o desligamento o capacitor encontra-se carregado. Quando o GTO for disparado ele se descarregará e sua corrente será limitada pe-

lo resistor. A descarga total deve ocorrer dentro do intervalo de estado ligado. A posição do circuito amaciador deve ser a mais próxima possível do G10, minimizando indutâncias parasitas.

A energia armazenada no capacitor é dissipada principalmente no resistor. O valor da capacitância não deve ser substancialmente maior que o mínimo necessário para não provocar uma dissipação excessiva. Se o capacitor for muito grande poderá não se descarregar totalmente durante a condução do G10, o que significa que quando houver a comutação a tensão V_{ak} crescerá instantaneamente para o valor da tensão residual no capacitor, causando maior dissipação no dispositivo e um eventual redisparo.

Há inúmeras alternativas para implementação de circuitos amaciadores com intuito de minimizar as perdas, mas que pagam o preço da maior complexidade.

1.1.5 Conexões em série e em paralelo de G10s

Necessitam-se associações de dispositivos chaveadores em série ou em paralelo quando apenas um componente não suporta toda tensão ou corrente exigida pelo sistema. Lembremo-nos que, pelo fato de a camada da porta ser distribuída por toda a superfície da pastilha semicondutora, intercalando-se com o cátodo (para permitir a rápida retirada dos portadores no momento da comutação), para uma mesma área de silício a corrente RMS que pode circular pelo G10 é menor que pelo SCR, que geralmente tem a porta centrada na superfície do cátodo.

a) Conexão em paralelo

Devemos analisar a situação em 3 casos: em estado estacionário, no disparo e na comutação [1.14].

a.1) Estado estacionário

O GTO, assim como o tiristor, possui um coeficiente negativo de temperatura que faz com que a um aumento de temperatura diminua a queda de tensão V_{ak} durante a condução. Assim, um desbalanceamento de corrente entre os GTOs associados em paralelo provoca um maior aquecimento naquele que conduzir a maior parcela, diminuindo V_{ak} , contribuindo ainda mais para o desequilíbrio.

Uma primeira medida para minimizar este problema é empregar um único dissipador de calor para todos os dispositivos, igualando a temperatura entre eles.

Outra possibilidade é utilizar um único circuito acionador para que todos recebam o mesmo sinal de porta (esclarecendo que a corrente I_g modifica a característica $V_{ak}-I_a$), levando os GTOs a comportamentos semelhantes. O uso de resistores em série com os dispositivos pode colaborar com o equilíbrio buscado, mas produz considerável perda de energia [1.9].

a.2) Disparo

O fato de haver uma dispersão nos valores dos tempos de ligamento dos GTOs (t_{on}) faz com que eles não entrem em condução no mesmo instante, concentrando a corrente. Um bom balanceamento pode ser obtido usando indutores acoplados em série com o GTO.

a.3) Comutação

Dispersão no tempo de desligamento leva a um acúmulo de corrente no dispositivo mais lento. O indutor utilizado para o disparo também auxilia no equilíbrio das correntes, o mesmo ocorrendo com o capacitor do circuito amaciador que drena parte da corrente principal que então não busca caminho pelo GTO ainda não comutado.

b) Conexão em série

b.1) Estado estacionário

Como outros semicondutores, os GTOs são caracterizados por uma impedância finita quando desligados. Como pode haver dispersão neste valor para vários dispositivos, a fim de se manter homogênea a tensão entre eles, usa-se uma rede resistiva em paralelo. Recomenda-se ainda a manutenção de uma tensão negativa de porta.

b.2) Disparo

O disparo de um GTO, se for precedido pela condução de um outro em série com ele, acarretará um rápido crescimento da tensão V_{ak} do dispositivo ainda não conduzindo, a menos que a tensão seja absorvida por uma indutância colocada em série.

b.3) Comutação

Na comutação a divisão da tensão entre os GTOs depende fortemente do tempo de desligamento e a atualização das tensões ocorre por conta dos próprios capacitores dos circuitos amaciadores que, no entanto, devem ser projetados para absorver a totalidade da corrente principal e não apenas limitar o dv/dt .

1.2 O Transistor

Criado no final da década de 40, o transistor foi o marco do desenvolvimento dos dispositivos semicondutores e, em consequência, possibilitou a vertiginosa evolução da Engenharia Eletrônica, espalhando seus efeitos em todos os campos do conhecimento humano. Entretanto, forte restrição de domínio tecnológico limitava o transistor a estreitas faixas de tensão e corrente, não sendo utilizável em altas potências.

Nos anos 70 surgem os transistores de alta potência, associando as desejáveis características de chaveamento rápido e capacidade de controlar correntes e tensões mais elevadas.

Trataremos basicamente dos transistores bipolares por serem os de maior aplicação em conversores utilizados no controle de máquinas elétricas. Ao final deste item analisaremos brevemente os transistores de tecnologia MOSFET que tem seu principal emprego em conversores de alta frequência mas que, por razões intrínsecas à sua construção, não são aplicáveis ainda em conversores de alta corrente, em virtude das perdas em condução.

1.2.1 Princípio de funcionamento do transistor bipolar

O transistor bipolar consiste em 3 camadas de material semicondutor (sequencialmente n-p-n ou p-n-p). A camada central é chamada base e as laterais, coletor e emissor.

Com a junção base emissor, J_1 , diretamente polarizada estabelece-se uma corrente nesta malha com os elétrons livres do emissor (n) sendo atraídos pelo potencial positivo da base (p) e o inverso ocorrendo com as lacunas da base.

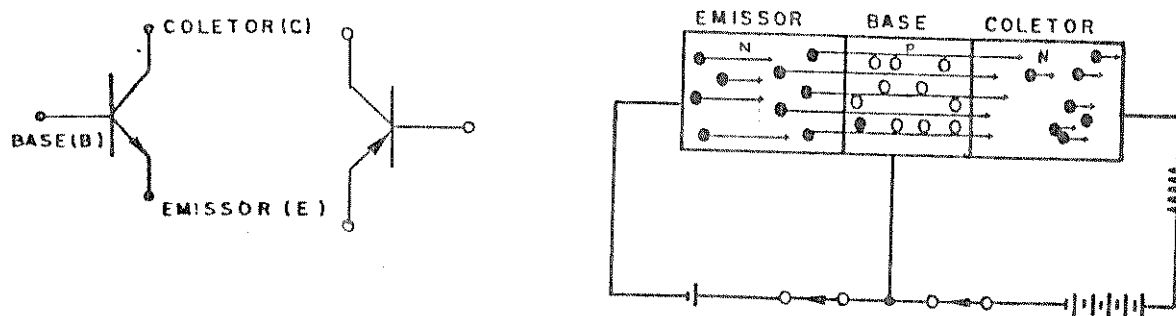


Figura 1.7 Estrutura básica do transistor bipolar e símbolos

A junção base coletor é reversamente polarizada (para que o transistor opere em sua chamada região ativa). Os portadores são repelidos das proximidades da junção J_2 . Usualmente a tensão V_{cb} é bem maior que V_{be} .

Por construção a camada de base é suficientemente estreita [1.15] para que grande parte dos elétrons provenientes do emissor atravessem esta camada e, uma vez no coletor, sejam fortemente atraídos pelo potencial positivo daquela região.

Através da tensão entre base e emissor controla-se a intensidade da corrente principal, I_c , que é aproximadamente igual a I_e , uma vez que a corrente de base é comparativamente pequena [1.18].

O transistor poderia operar com as polarizações das junções invertidas com relação ao que foi exposto aqui. Estaríamos então com J_2 diretamente polarizado e J_1 reversamente, ou seja, operaríamos na região ativa reversa. Ocorre que a dopagem da camada do coletor é muito menor que da camada do emissor, fazendo com que poucos portadores atravessem a base, realizando o efeito transistor, ou seja, temos um ganho (I_c/I_b) muito menor que aquele determinado pela polarização direta.

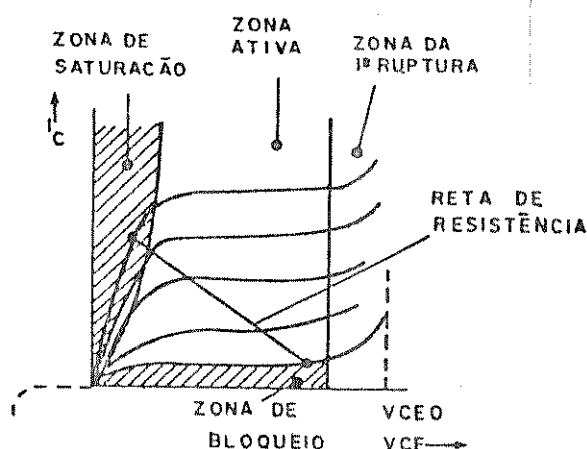


Figura 1.8 Curvas I_c x V_{ce} estáticas características de um transistor, parametrizadas em I_b

Dentro da região ativa, conforme indicado na figura anterior, temos o transistor operando como amplificador variando o valor de I_b temos diferentes I_c . Dada uma certa condição de polarização, que determina os pontos extremos da reta de carga, alterando I_b caminhamos sobre esta reta e temos determinados valores para I_c e V_{ce} . Neste caso a potência dissipada no dispositivo é:

$$P = I_C \cdot V_{CE}$$

(1.1)

É fácil intuir que, em se tratando de aplicações em alta potência, os valores para I_C e V_{CE} seriam elevados, representando tal aquecimento no transistor que poderia levá-lo à destruição e mesmo que tal não ocorresse, representaria alta perda de energia, comprometendo o rendimento do sistema.

Por estas razões a aplicação de transistores em conversores de potência é feita utilizando-se as situações de corte e saturação.

Na primeira a corrente de coletor é baixíssima, enquanto a tensão entre coletor e emissor é elevada, podendo-se considerar o dispositivo como uma chave aberta. No segundo caso, a saturação, temos elevado I_C e baixo V_{CE} , comportando-se como uma chave fechada. Nas duas situações é pequena a potência dissipada.

A passagem de um ponto de operação para o outro, entretanto, ocorre através da região ativa. Esta transição deve ser a mais rápida possível para que seja mínima a potência perdida. Isto é feito principalmente por meio de um controle adequado do sinal de base, como será analisado posteriormente.

Os transistores de potência possuem uma região de transição entre a área de saturação e a região ativa, geralmente chamada de quase saturação [1.16]. Ela surge em função dos métodos construtivos usados para obter transistores de alta tensão

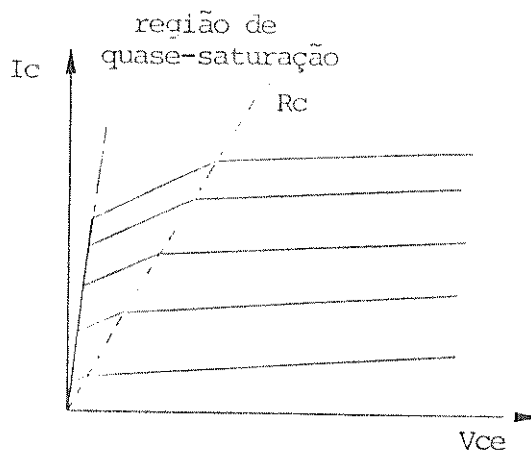


Figura 1.9 Curva I_c x V_{ce} para transistor de alta tensão

A linha indicada como "Rc" na figura anterior existe também nos transistores de baixa tensão, mas é tão próxima da característica de saturação que se torna indistinguível.

Para que o dispositivo possa suportar altas tensões o que se faz é tornar mais longa a camada do coletor. Dada sua condição de dopagem, tem-se aí uma região de considerável resistividade, o que contribui para o comportamento descrito.

Quando se injeta a corrente de base, buscando a condução plena do transistor (saturação), o início da circulação corre nas imediações da junção base-emissor, numa área reduzida e poucas cargas atravessam a base rumo ao coletor. Esta pequena quantidade de cargas livres, associada à espessura do coletor, caracterizam a região de quase-saturação. À medida que se amplia a área do emissor que conduz, aumenta o número de portadores que fluem ao coletor, baixando sua resistividade, conduzindo à saturação.

A construção de regiões base emissor altamente interdigitadas (à exemplo dos GJus) contribui para o aumento da velocidade de chaveamento do transistor, uma vez que com maior facilidade a corrente se estabelece em toda área do emissor.

Ao aumento de I_c corresponde uma diminuição de V_{ce} . Na saturação temos as junções J_1 e J_2 diretamente polarizadas. No coletor temos então dois fenômenos que se contrapõem em relação à circulação de portadores: a difusão de cargas das regiões mais dopadas para as menos dopadas favorece a corrente, enquanto o campo elétrico que se estabelece no coletor se opõe à passagem de portadores

1.2.2 Condições do sinal de base para chaveamento

a) Entrada em condução

A saturação intrinsicamente lenta de um transistor de alta tensão pode ser precipitada por uma alta taxa de injeção de portadores na base

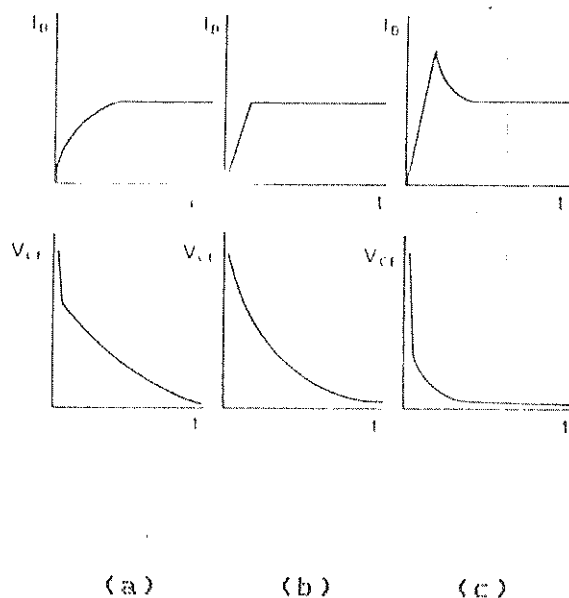


Figura 1.10 Efeito de diferentes correntes de base na entrada em condução

da situação (a) temos um acionador ineficiente pois com o lento crescimento da corrente de base o alcance da região de saturação é demorado, levando a maior dissipação de potência na transistor durante este processo. Este comportamento pode ser determinado por um circuito de base com característica indutiva (advindo, por exemplo, de transformadores de isolamento).

No caso (b) é usado um acionador cuja tensão base-emissor não limita o crescimento da corrente I_b , que ocorre pela própria dinâmica do semiconductor.

A melhor solução é apresentada em (c), quando uma sobre-corrente age durante o tempo de entrada em condução do dispositivo, tornando-o bastante rápido, acarretando baixa perda.

b) Condução

Desde que uma corrente de base em excesso não mais contribui para diminuição das perdas, ela deve ser mantida num nível que garanta um rápido e eficiente desligamento. Excessivo I_b irá apenas acumular grande quantidade de carga no coletor que, por difusão, mover-se-ão para regiões da estrutura semicondutora de onde serão mais difíceis de serem retirados.

c) Desligamento

Após a aplicação da corrente negativa na base decorre um intervalo de tempo até que a tensão V_{ce} suba a 10% de seu valor máximo. Este tempo é chamado tempo de armazenamento (t_s). Este intervalo corresponde ao tempo necessário para que os portadores em excesso (devido à saturação) recombinem-se, até que seu nível atinja um limiar entre a saturação e a região ativa [1.11].

Na próxima figura podemos notar que um aumento na corrente reversa I_b diminui o tempo de armazenamento, t_s . Um ponto ótimo é atingido num nível intermediário entre valores muito baixos ou muito elevados da corrente de base.

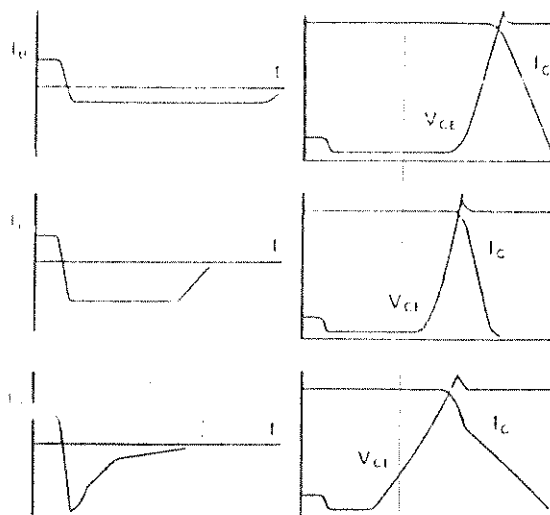


Figura 1.11 Efeito de diferentes correntes de base no desligamento

Uma corrente pequena implica em longo tempo de chaveamento. Uma corrente alta pode resultar em um aumento das perdas na comutação porque grande parte dos portadores que deveriam ter sido removidos durante t_s deverão agora ser retirados durante o tempo de desligamento, pois com t_s reduzido não há tempo suficiente para drenar os portadores.

O problema não está apenas na questão da eficiência, mas também na capacidade do transistor suportar os picos simultâneos de I_c e

V_{ce} . Os efeitos da corrente de base em termos da área de operação segura do transistor são muito importantes.

Recomenda-se ainda a manutenção de uma tensão negativa V_{be} quando o transistor operar com carga indutiva em topologias com dois ramos complementares, como na figura a seguir [1.17].

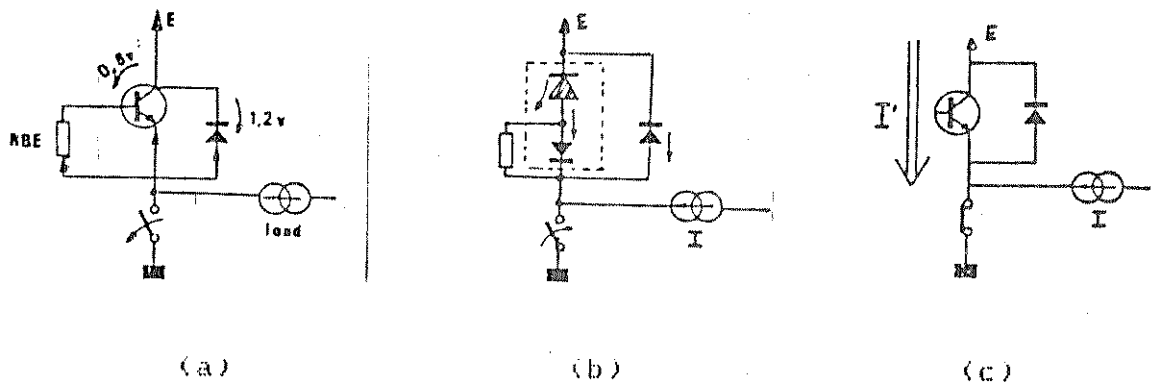


Figura 1.12 Problema de condução na condição desligada

A corrente I flui pelo diodo D , em anti-paralelo com o transistor, mas uma pequena parcela flui pelo transistor através de seus portadores minoritários (a). A junção base-emissor fica diretamente polarizada (b) e, portanto, o transistor não tem capacidade de bloqueio. Quando a chave CH é fechada (c) um pico de corrente circula pelo dispositivo. Uma solução é polarizar negativamente esta junção.

1.2.3 Parâmetros básicos do transistor bipolar [1.19]

a) máxima tensão coletor-emissor ($V_{ce\text{ sus}}$): máxima tensão direta suportável entre estes terminais pelo transistor.

b) máxima tensão emissor-base (V_{be0}): medida com corrente de coletor nula

c) Corrente de corte de coletor (I_{c0}): corrente de coletor medida quando a corrente de emissor é nula

d) Corrente de corte de emissor (I_{e0}): corrente de emissor medida quando a corrente de coletor é nula

e) Tensão V_{ce} de saturação ($V_{ce\ sat}$): tensão entre coletor e emissor na região de saturação. Este valor varia com o nível da corrente de coletor, sendo especificado o seu valor máximo

f) Tensão V_{be} de saturação ($V_{be\ sat}$)

g) Ganho de corrente direta (h_{FE}) relação entre a corrente de coletor e a corrente de base. Na região de saturação devemos ter $I_b > I_c/h_{FE}$

h) Tempo de atraso (t_d): intervalo entre a aplicação da corrente de base e o momento em que V_{ce} cai a 90% de seu valor na condição desligada

i) Tempo de subida (t_r): tempo gasto para V_{ce} excursionar de 90% a 10% de seu valor de estado desligado, correspondendo à passagem do ponto de operação pela região ativa do transistor

j) Tempo de armazenamento (t_s)

k) Tempo de descida (t_f): intervalo determinado pelo crescimento de V_{ce} de 10% a 90% da tensão V_{ce} no corte. Corresponde também à passagem pela região ativa.

Nas definições "i" e "k" considera-se uma carga resistiva, quando a um decréscimo de V_{ce} corresponde um crescimento de I_c e vice-versa. O caso de cargas indutivas este comportamento se altera em virtude da defasagem entre tensão e corrente.

Supondo uma carga indutiva elevada, mesmo aplicando uma corrente negativa elevada na base, I_c continua a circular pelo transistor, apesar de V_{ce} crescer devido à polarização negativa imposta à base.

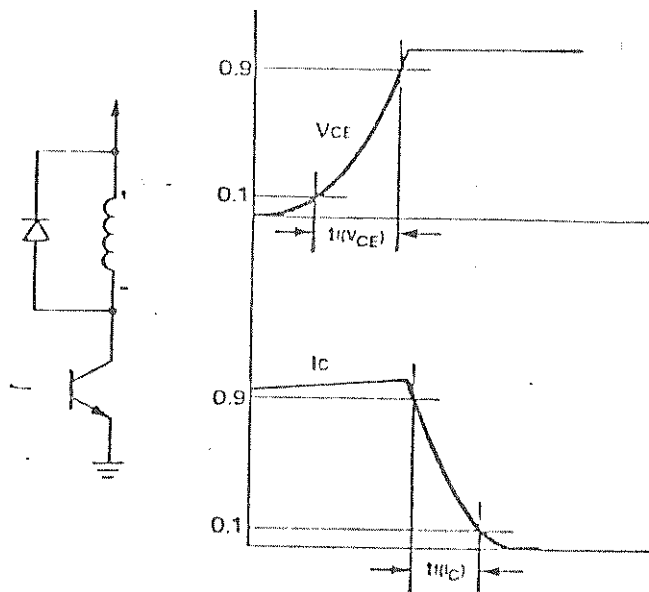


Figura 1.12 Tempos de descida associados a carga indutiva

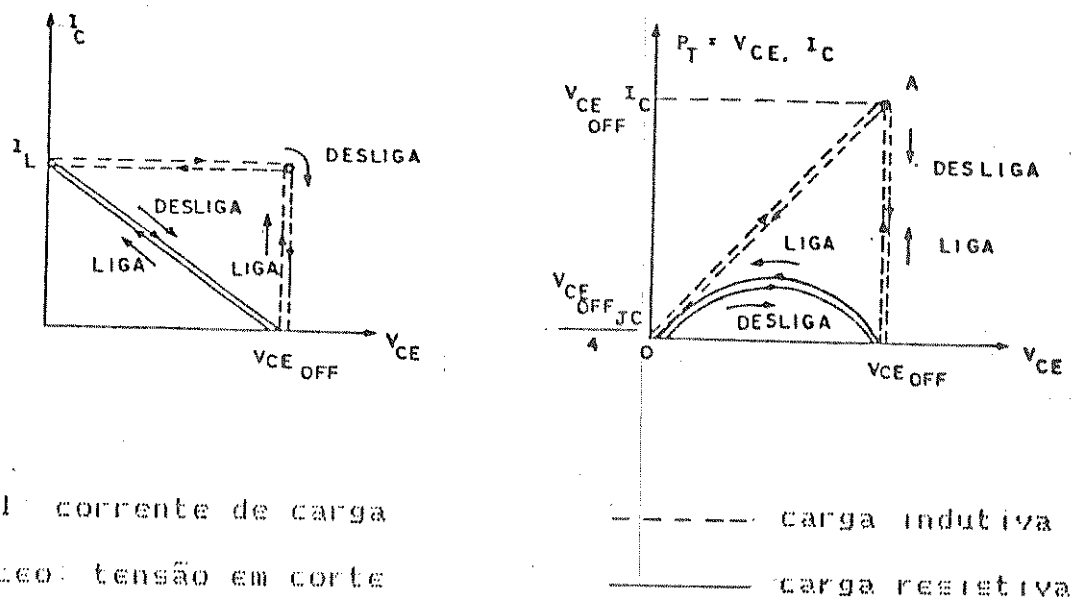
O tempo de descida passa a ser formado por 2 componentes: uma que ocorre em função de V_{ce} - $t_f(V_{ce})$ - outra relativa a I_c - $t_f(I_c)$.

O decaimento da corrente ocorre após V_{ce} atingir seu valor máximo, quando o indutor produz uma f.e.m. fazendo com que o diodo passe a conduzir.

Para os tempos de subida ocorrem normalmente duas fases: a primeira quando o transistor é acionado observa-se uma corrente reversa de recombinação pelo diodo, permitindo que I_c cresça com V_{ce} ainda em seu valor de corte. Este tempo, $t_r(I_c)$, depende dos parâmetros do diodo. A segunda fase corresponde ao decréscimo de V_{ce} , $t_r(V_{ce})$, que possui a mesma definição dada anteriormente.

1.2.3.1 Considerações sobre dissipação de potência

Os diferentes comportamentos da corrente de coletor e da tensão entre coletor e emissor para cargas indutivas e resistivas conduzem a distintos valores de potência dissipada no chaveamento para iguais valores de I_C e V_{CE} .



I_L : corrente de carga

$V_{CE\ OFF}$: tensão em corte

Figura 1.14 Potência dissipada no transistor

Como se observa, o valor máximo de potência com carga resistiva é $1/4$ do valor com carga indutiva. Este ponto não pode exceder o valor limite de dissipação do transistor.

Circuitos especiais de proteção podem ser utilizados a fim de alterar as trajetórias de tensão e corrente, mudando assim o valor de pico de potência. Este assunto será abordado em um dos próximos itens.

1.2.3.2 Chaveamento com configuração Darlington

Os parâmetros vistos até aqui se referem a transistores simples. Nas ligações Darlington estas definições diferem, devido à presença de mais de um transistor na estrutura.

Uma configuração comercial é ilustrada na próxima figura, onde se observa a presença do diodo D1 e resistores entre base e emissor de cada transistor.

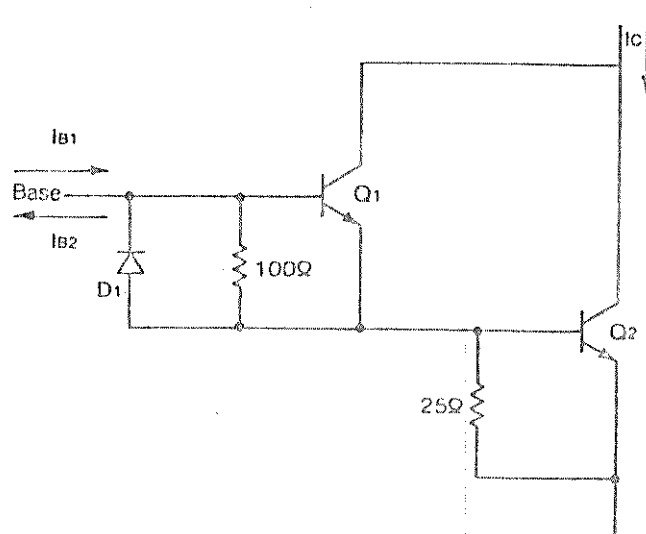


Figura 1.15 Configuração de transistor de potência tipo Darlington

O diodo D1 atua como um caminho de baixa impedância no instante do desligamento, de modo a minimizar o tempo de recuperação das junções de T2. Os resistores proporcionam um caminho para as correntes de fuga de T1 e T2.

Nos transistores Darlington um parâmetro importante é o tempo de desligamento, pois neste caso temos que considerar o tempo de armazenamento de 2 dispositivos. Normalmente as transições ocorrem primeiro para I_1 e só a seguir para I_2 , levando a um aumento dos tempos de chaveamento, podendo limitar o uso desta montagem em circuitos de alta frequência.

Para reduzir o tempo de armazenamento algumas implementações podem ser realizadas, principalmente em termos das correntes de base.

I_{b1} deve ter um alto valor para minimizar $V_{ce}(T_1)$, minimizando a potência dissipada, mas não pode ser excessivo para evitar sobre-saturação em T_1 , o que aumentaria t_s . É interessante notar que T_2 não tem condição de saturar, uma vez que $V_{ce}(T_1)$ será sempre positivo.

É conveniente também aumentar I_{b2} no desligamento de modo a extrair rapidamente os portadores. Os tempos de transição entre I_{b1} e I_{b2} podem determinar mudanças em t_s , sendo interessante rápidas transições.

1.2.3.3 Área de Operação Segura (AOS)

A AOS determina a região do plano $V_{ce} \times I_c$ na qual se pode operar o transistor sem risco de dano. Na verdade definem-se 3 AOS:

- a) AOS DC: para operação no modo contínuo
- b) AOS Chaveado: corresponde à utilização do dispositivo no modo chaveado, normalmente esta região é maior que AOSDC

c) AOSR: corresponde à característica de potência no caso de uso de corrente negativa de base

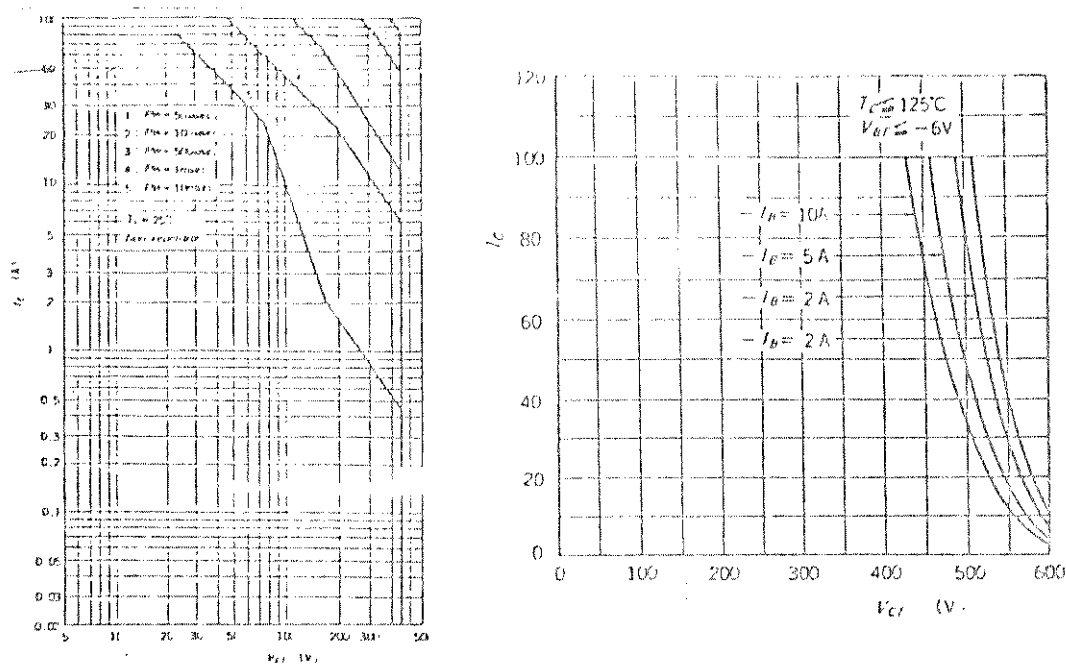


Figura 1.16 AOS chaveado e AOSR

A figura anterior ilustra a AOS para polarização direta no modo chaveado, que se reduz à medida que cresce o período de chaveamento, tendendo à AOSDC. No caso da AOSR, quanto maior a corrente negativa de base, menor é a área utilizável.

1.2.4 Circuitos amaciadores

Conforme já foi visto, a operação com carga indutiva é problemática devido à potência dissipada no chaveamento, associada a uma trajetória no plano $V_{ce} \times I_c$.

Em conversores com tiristores a principal função das redes amaciadoras é limitar o dv/dt e o di/dt . Nos GTOs, embora também devam

limitar o dv/dt , já possuem importante missão de limitar a potência sobre o dispositivo no chaveamento. Nos transistores a função das redes amaciadoras é fazer com que as trajetórias de I_C e V_{CE} no chaveamento estejam dentro da AOS.

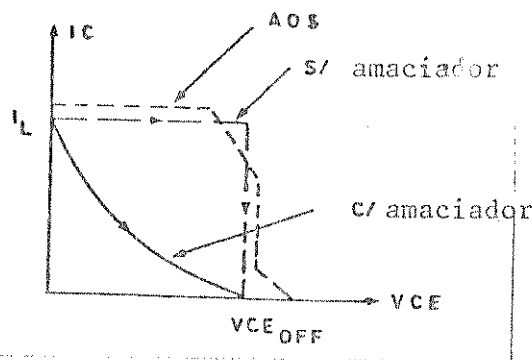


Figura 1.17 Trajetórias no desligamento e AOS

Basicamente são arranjos de malhas RCDL que formam circuitos de retardo ou avanço de tensão e corrente, minimizando a potência dissipada no transistor.

a) Circuito RCD

Sua principal atuação é no desligamento. Inicialmente, com o dispositivo em condução, V_{CE} é pequeno e o capacitor está praticamente descarregado. Ao ser injetada corrente para o desligamento, teremos uma sobre-tensão aplicada a V_{CE} devido à carga indutiva. O diodo conduzirá, conectando C em paralelo com o transistor.

A tensão V_{CE} crescerá de acordo com a carga de C, enquanto a corrente de coletor é desviada. Quando o transistor é ligado, a corrente do capacitor flui pelo dispositivo, através de R.

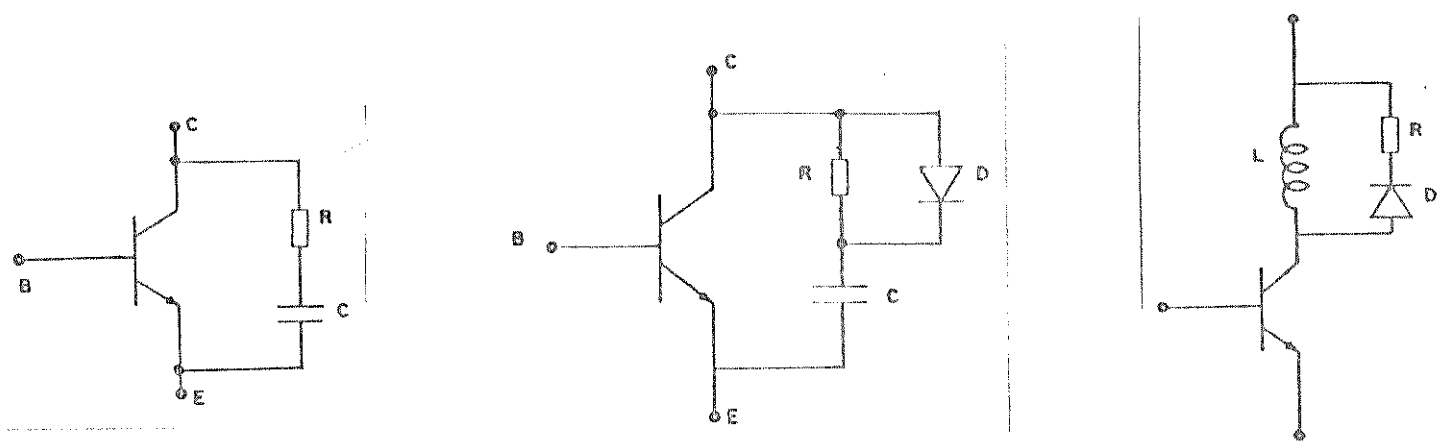


Figura 1.18 Circuitos Amaciadores

b) Circuito RC

Seu princípio é semelhante ao RCD, porém no instante em que se desliga o transistor, o capacitor se carrega através de R. O decréscimo da corrente é mais lento e a dissipação de potência é maior que no caso anterior.

c) Circuito RLD

Esta rede opera no instante da entrada em condução do transistor. Inicialmente, com o dispositivo cortado, a corrente por L é nula.

Ao acionarmos o transistor, aplica-se um di/dt positivo ao circuito, de modo que a tensão de alimentação recai quase toda sobre a indutância. Isto permite rápido decréscimo de V_{ce} , fazendo ainda que I_c cresça lentamente, limitando as perdas. Quando o dispositivo é desligado a energia acumulada no indutor é dissipada na rede RD.

d) Outros circuitos amaciadores

Os circuitos amaciadores usuais necessitam armazenar energia, seja através de indutores ou capacitores, que posteriormente será dissipada, conduzindo a uma diminuição da eficiência do circuito. O uso de estruturas regenerativas pode ser interessante, permitindo recuperar a fonte ou entregar a carga tal energia.

Diversas topologias têm sido propostas na literatura, bem como o uso de elementos não lineares como, por exemplo, indutâncias não lineares (núcleo saturável). O emprego de capacitâncias não lineares é mais recente.

1.2.5 Redução dos tempos de chaveamento

Até agora analisamos maneiras de diminuição dos tempos de chaveamento especialmente através do controle adequado da corrente de base. Veremos a seguir alguns métodos que consistem na modificação do circuito pela inclusão de alguns componentes.

1.2.5.1 Redução do tempo de acionamento

Na situação de entrada em condução do transistor, alguns fatores são determinantes do tempo gasto neste processo:

1) circuito amaciador: quando o dispositivo entra em condução o capacitor do amaciador descarrega-se através do transistor, colaborando com a sua condução.

ii) tempo de recombinação do diodo de circulação: com carga indutiva é necessária a existência de um diodo em anti-paralelo com o transistor para a circulação da corrente no momento do desligamento. O tempo que o diodo toma para deixar de conduzir é importante pois somente após sua ocorrência o transistor pode entrar em condução. Deve-se, pois, utilizar diodos rápidos para esta função.

iii) tempo de recombinação do transistor: está associado às capacitâncias de junção e ao tempo de atraso.

iv) taxa dv/dt : devido às capacitâncias de junção que podem produzir correntes nos transistores que provocam atrasos no acionamento de outros transistores. Os casos mais críticos são os de topologia em ponte. Este problema pode ser solucionado por um dimensionamento adequado do amaciador.

a) Uma maneira simples de se reduzir o tempo de acionamento pode ser implementada com a introdução de um capacitor de compensação que transfere as excitações de base do transistor com elevado di/dt .

b) Nos casos de transistores Darlington, devido ao alto ganho de corrente, mesmo sem altas taxas de crescimento da corrente de base pode-se obter tempos de acionamento pequenos.

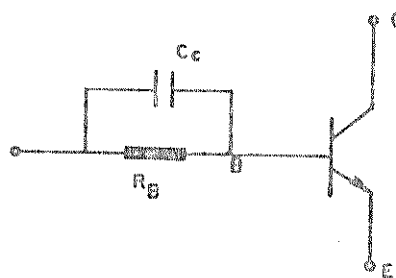


Figura 1.19 Conexão do capacitor de compensação

1.2.5.2 Redução do tempo de desligamento

Como este tempo é sensivelmente maior que o anterior, nele se concentra o problema para aplicação de transistores de potência em alta frequência. Para que o tempo de desligamento não seja muito elevado, as medidas que podem ser tomadas são:

- i) controle da corrente de base para que não ocorra sobre-saturação.
- ii) aumento da corrente de base negativa
- iii) redução da corrente causada por dv/dt
- iv) redução do tempo devido à corrente de recombinação

a) Para limitar a saturação podemos utilizar um arranjo de diodos coletores. O diodo em série com a base, D1, forma com a junção de coletor um par de junções conectadas em série. Quando é acionado o transistor, D2 limita a tensão sobre a junção b-c e D1, de modo a ter

$$V_{D2} = V_{D1} + V_{bc} \quad (1.2)$$

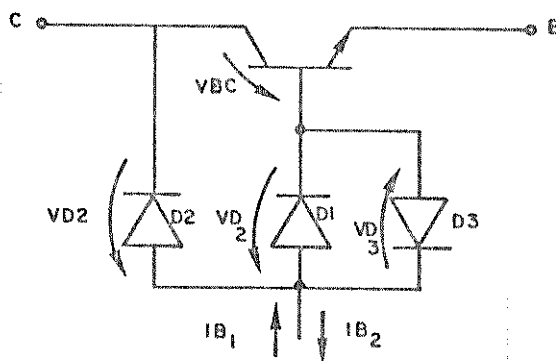


Figura 1.20 Configuração com diodos coletores

b) O aumento da corrente I_{B2} diminui o tempo de armazenam-
to, mas, como já foi visto, o aumento excessivo leva a um cresci-
mento do tempo de decaimento.

c) O problema das correntes criadas pelas capacitâncias in-
ternas é mais grave nas ligações Darlington. Uma corrente destas, pro-
duzida em T1, que excita T2, pode levar a uma condução deste último.
Para eliminar este problema pode-se conectar um resistor entre base e
emissor de T1 e T2, para formar um caminho de dissipação desta corren-
te, que circularia preferencialmente pelas resistências

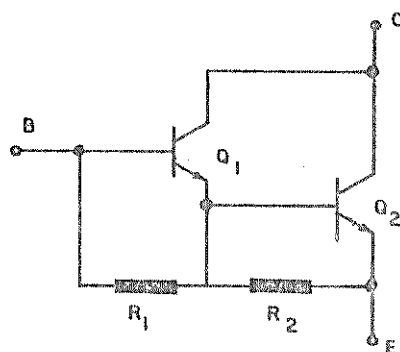


Figura 1.21 Compensação para redução da corrente por dv/dt em
ligação Darlington

d) Quanto ao tempo de recombinação do transistor, 3 tipos de
fatores podem causar problemas, no caso de ligação Darlington, além
dos tempos já observados:

- corrente de recombinação do diodo parasita
- corrente de recombinação devido à polarização reversa
- corrente de recombinação devido às junções do transistor de saí-
da

O diodo parasita pode surgir devido à construção do transistor Darlington. Os resistores Rbe para estabilização devido a dv/dt , são implementados no próprio dispositivo. Isto pode causar, com a diferença de dopagem, a presença de um diodo parasita. Tal diodo é geralmente lento, com considerável tempo de recombinação, e somente o processo de fabricação pode solucionar o problema.

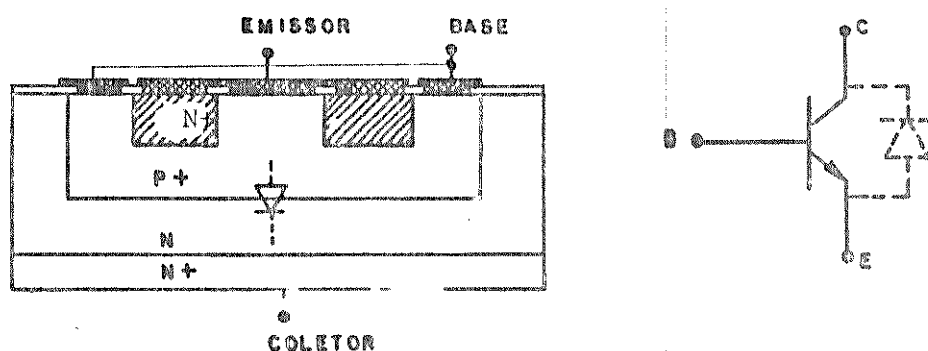


Figura 1.22 Diodo parasita

No que se refere à polarização reversa, o problema é evidente numa ligação em ponte. Estando CH1 e CH2 em condução, teremos corrente pela carga (indutiva). Ao desligar CH2, o diodo D1 entra em condução. Considerando os resistores Rbe1 e Rbe2, observa-se que pode haver um caminho de corrente por eles e pela junção base-coletor de T1 (em CH3), que operaria na condição reversa. Se CH2 for novamente acionada teremos um tempo de atraso decorrente da recombinação de D1 e também

T1 em CH3. Para evitar este fato devemos polarizar negativamente a base.

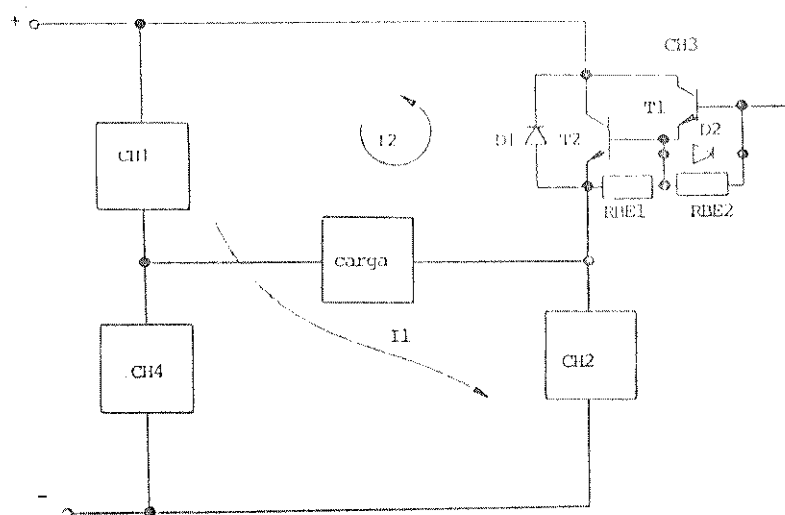


Figura 1.23 Ligação em ponte com módulos Darlington

Para a 3ª questão apresentada, a colocação de um diodo (como D2 na figura anterior) produz um caminho de baixa impedância para os portadores armazenados na base de T2 quando esta é polarizada negativamente.

1.2.6 Ligações em série e em paralelo de transistores

Para os transistores, as exigências para associações em série ou em paralelo não são diferentes daquelas para tiristores e CTOs, ou seja, distribuição equilibrada de tensão para ligação série e distribuição igual de corrente na ligação em paralelo, tanto para o intervalo de condução como para o chaveamento.

As medidas para garantir este procedimento são semelhantes às já apresentadas como, por exemplo, utilizar sempre o mesmo circuito de acionamento; no caso de associação em paralelo, o uso de transformadores acoplados e/ou resistores em série com o emissor [1.21]. Um fato interessante é que o ganho dos transistores bipolares diminui com o aumento da corrente, o que colabora com o equilíbrio.

1.2.7 Transistor MOSFET

O transistor MOSFET de potência, introduzido no mercado no final da década passada, tem expandido sua área de aplicação à medida que cresce a faixa de potência na qual pode ser empregado. A principal vantagem é sua rapidez de chaveamento, possuindo, entretanto, algumas desvantagens em relação ao transistor bipolar, que serão analisadas.

1.2.7.1 Princípio de funcionamento

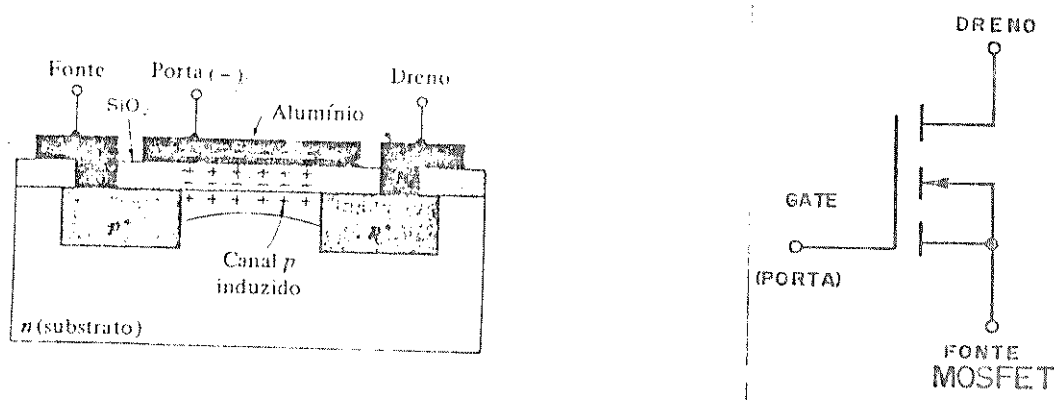


Figura 1.24 Estrutura básica de transistor MOSFET

Se ligarmos o potencial nulo ao substrato e aplicarmos uma tensão positiva na porta, um campo elétrico será dirigido perpendicularmente através do óxido (SiO_2). Este campo induzirá cargas negativas na parte superior do semicondutor. À medida que aumenta a tensão da porta, cresce a quantidade de cargas induzidas. Como a região abaixo do óxido possui portadores tipo n, a condutividade aumenta e, então, a corrente flui da fonte para o dreno através do canal induzido [1.15].

1.2.7.2 Análise comparativa entre transistor bipolar e MOSFET

As 3 principais vantagens apontadas para os transistores de tecnologia MOSFET são [1.22]:

- alta velocidade de chaveamento
- alta impedância de entrada
- maior área de operação segura

Consideremos nesta análise, para efeito comparativo, que os transistores de ambas tecnologias possuam mesma área semicondutora e iguais resistividades e espessuras das regiões de coletor e dreno, conforme a figura a seguir.

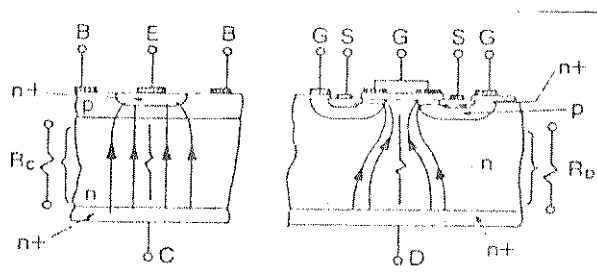


Figura 1.25 Seção transversal de transistor bipolar e MOSFET

Note-se que o IET tem um transistor bipolar parasita associado a ele. A característica de saída de ambos dispositivos mostra o efeito da alta resistividade da camada n e ainda que $R_c = R_d$.

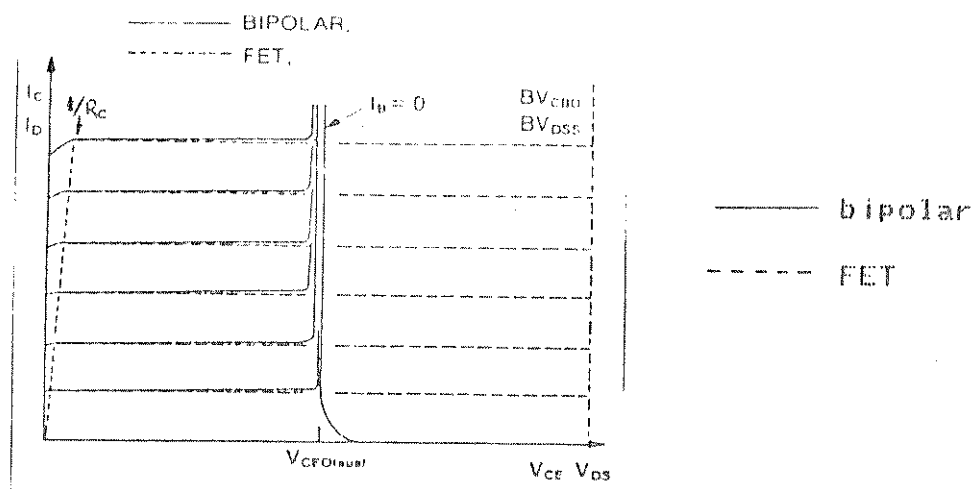


Figura 1.26 Características de saída dos transistores

A reta com inclinação $1/R_c$ delimita a região ativa e a de quase-saturação para o bipolar e indica a região em que o FET entra em condução. Desta curva podemos notar a substancialmente maior resistência de condução do MOSFET.

O MOSFET tem uma tensão de ruptura (V_{dss}) com valor muito superior ao bipolar (desde que construídos como admitido aqui). Tal tensão será determinada pelo transistor bipolar parasita. O efeito da variação da temperatura sobre a queda de tensão no estado desligado pode ser vista na próxima figura.

Em termos de custo, os MOSFET são mais caros que os bipolares. A principal razão é que para as mesmas perdas de condução, a área exigida pelo FET é 5 vezes maior que para o bipolar.

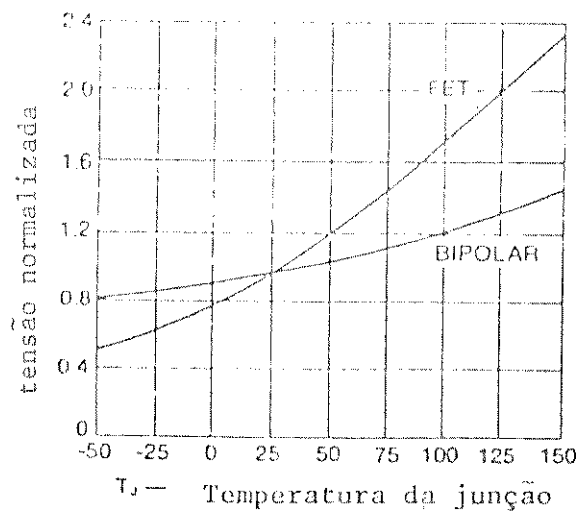


Figura 1.27 Efeito da temperatura na tensão de condução

Se considerarmos o mesmo custo por unidade de área para ambos dispositivos, a não ser que haja sensíveis mudanças na tecnologia construtiva ou grande expansão no mercado, parece não haver perspectiva para diminuição significativa no custo do MOSFET [1.23].

Com estas considerações, o uso principal do transistor MOSFET deve concentrar-se em aplicações de alta frequência, nas quais suas perdas tornam-se inferiores às do bipolar. Como limite pode-se admitir que acima de 100 KHz seu uso é apropriado, enquanto abaixo de 20 KHz as vantagens do bipolar são maiores.

1.3 Análise comparativa dos dispositivos

A partir da figura 1.1 podemos ter uma primeira imagem comparativa dos 3 componentes aqui considerados: tiristor, GTO e transistor bipolar. Os limites ali apresentados fornecem um primeiro critério para escolha de algum dos dispositivos: dependendo dos valores exigíveis

de tensão de bloqueio e corrente direta é possível eliminar o possível uso de algum dos componentes (a não ser que se faça a opção pela associação em série ou paralelo dos componentes).

Num enfoque amplo poderíamos indicar algumas características básicas a respeito dos dispositivos [1.25]:

a) Tiristores

- controle de altas potências
- necessidade de circuito adicional para comutação
- frequência de operação limitada pela duração do processo de comutação

b) GTO

- operação com altas tensões de manutenção
- baixo ganho de corrente no desligamento
- chaveamento relativamente rápido
- auto-comutado

c) transistor

- operação em faixa relativamente pequena de tensão e corrente
- auto-comutado
- ganho relativamente elevado
- chaveamento rápido

Analisaremos a seguir alguns fatores relacionados aos parâmetros de chaveamento que indicarão vantagens, desvantagens e limitações dos componentes.

1.3.1 Capacidade de auto comutação

Para cada um dos dispositivos existem 3 situações durante a operação: acionamento, condução e desligamento. As formas de onda para os 3 casos são indicadas na próxima figura, onde se observa a tensão entre os terminais conectados ao circuito de potência (V_{AK} para SCR e GTO, V_{CE} para transistor), a corrente principal e a corrente de acionamento.

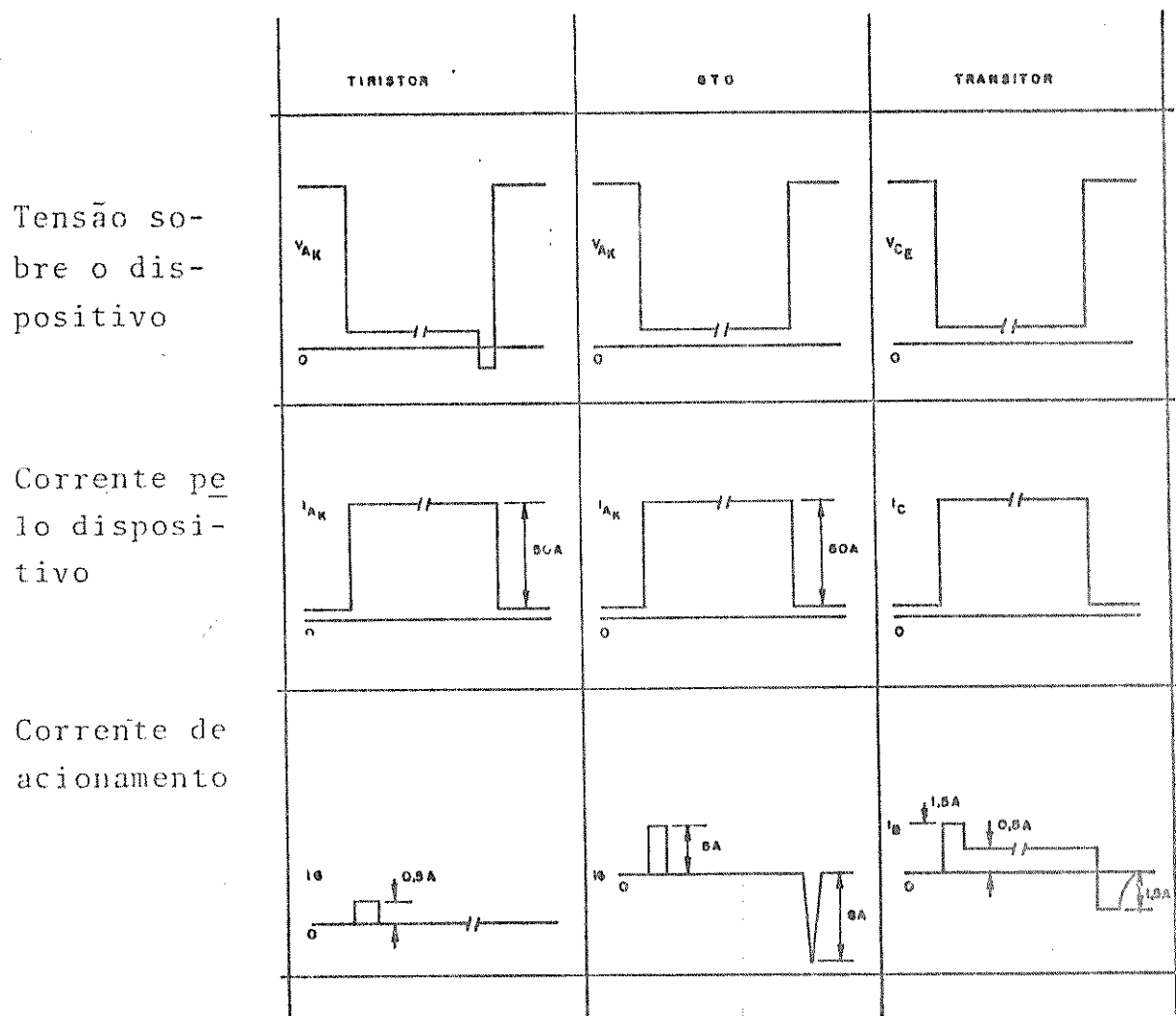


Figura 1.28 Condição de operação dos dispositivos

Apesar de ser pequena e de curta duração a corrente de porta do tiristor, a necessidade do circuito de comutação leva, de fato, a um ganho de corrente no desligamento, inferior a 1, pois o circuito auxiliar precisa manobrar uma corrente superior àquela conduzida pelo tiristor principal. Como, após disparado, o tiristor se mantém em condução, não é preciso prolongar a duração do sinal.

O transistor necessita continuamente de corrente de base para manter a condução. Os picos de corrente nos momentos de chaveamento são necessários para apressar a entrada e a saída de condução, reduzindo a potência dissipada do dispositivo.

O GTO possui um ganho menor de corrente em relação aos demais componentes. Diferente do SCR, pode ser desligado pelo sinal de porta e, diferente do transistor, não necessita de uma corrente permanente durante a condução, embora, com correntes de anodo pequenas, seja recomendado seu uso.

1.3.2 Velocidade de chaveamento

Os tempos de chaveamento estão intimamente ligados à potência dissipada no dispositivo, pois durante estes períodos a corrente principal e a tensão terminal da parte de potência estão mudando de valor, produzindo picos de potência no componente.

a) Acionamento

O processo básico é a expansão da área de condução no interior da estrutura semicondutora do dispositivo que, em função das diferentes tecnologias empregadas, difere para cada um dos componentes.

Assim, como valores típicos, podemos considerar os seguintes tempos de acionamento:

- tiristor rápido: 25 μ s
- GTO: 5 μ s
- transistor bipolar: 1 μ s

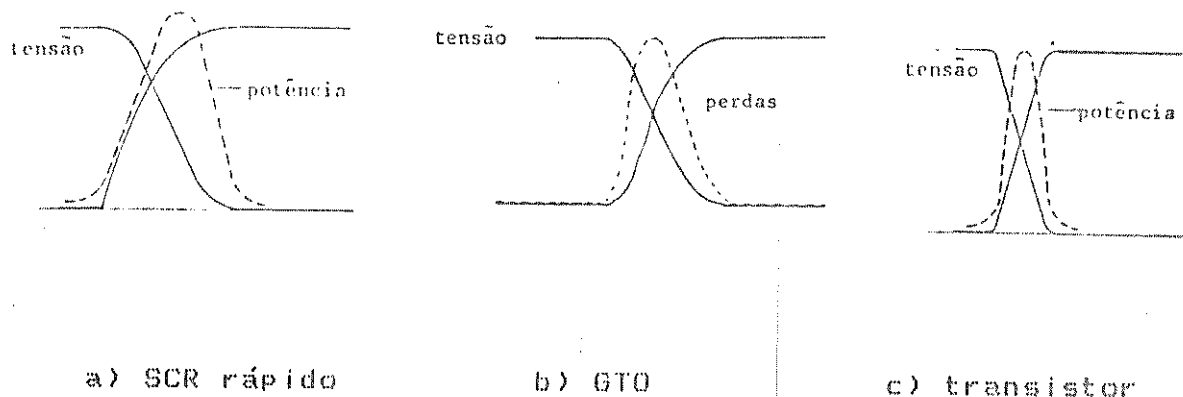


Figura 1.29 Formas de onda de tensão, corrente e potência dissipada nos dispositivos no acionamento (--- potência)

Associado à maior duração da transição dos estados de corrente e tensão temos uma maior potência dissipada no componente.

b) Desligamento

Os tempos típicos para o desligamento são:

- tiristor rápido: 50 μ s
- GTO: 15 μ s
- transistor bipolar: 5 μ s

O desligamento do tiristor, no caso de comutação forçada, está associado ao circuito auxiliar para comutação e o comportamento da potência dissipada é alterado pois, primeiramente ocorre uma diminuição da corrente de anodo para, a seguir, crescer a tensão V_{ak} . Para o GTO e o transistor temos um comportamento semelhante ao acionamento.

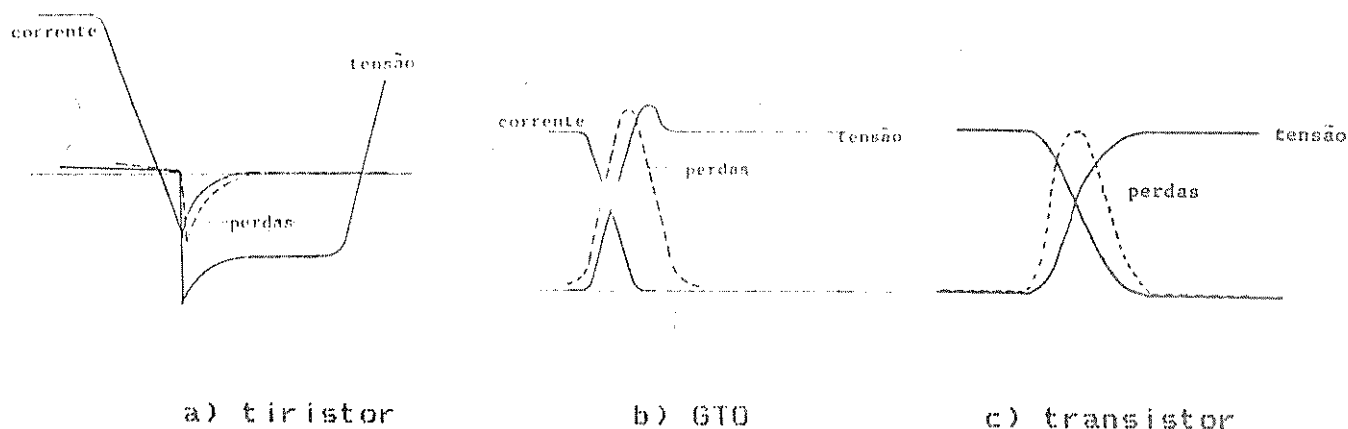


Figura 1.30 Formas de onda de tensão, corrente e potência no desligamento

1.3.3 Fator di/dt no acionamento

A situação mais crítica é a dos tiristores, em virtude da concentração da corrente em pequena área do semicondutor, provocando sobre-aquecimento. O GTO é também limitado por este fator, mas em virtude da construção interdigitada da porta em relação ao catodo, suporta valores bem mais elevados que o SCR. O transistor é praticamente imune a este limitante.

1.3.4 Fator dv/dt no desligamento

Nos tiristores e GTOs é preciso cuidado com este fator pois uma corrente produzida a partir das capacitâncias parasitas pode colocar o dispositivo em condução. O GTO suporta valores mais elevados que o tiristor.

No caso dos transistores, o uso de polarização negativa de base no desligamento praticamente elimina este problema, que se manifesta como um pico de corrente de coletor no momento do crescimento da tensão. O uso de rede amaciadora auxilia na eliminação do fenômeno, mesmo sendo sua principal função permitir a operação dentro da AOS.

1.3.5 Outros fatores

O fato de a corrente de coletor do transistor ser função da corrente de base faz com que este dispositivo tenha uma pequena capacidade para suportar sobre-correntes [1.26]. Já no caso do SCR e do GTO, não existe limitação imposta pelo sinal de porta, permitindo alta capacidade de suportar elevações da corrente.

A queda da tensão direta no GTO durante a condução é mais elevada que no tiristor e no transistor, levando a uma maior perda de potência.

Em termos de frequência de chaveamento, podemos considerar que de 20 KHz a 5 KHz o transistor é o indicado; de 5KHz a 500Hz, tanto o transistor como o GTO têm bom desempenho e abaixo de 500 Hz qualquer dos dispositivos pode ser aproveitado.

CAPÍTULO 2

CIRCUITOS RECORTADORES COM APLICAÇÃO EM FRENAGEM REGENERATIVA

2.1 Usos de frenagem regenerativa

2.2 Topologias de recortadores para frenagem

2.3 Equações de corrente da topologia em ponte

2.4 Características de transferência

CIRCUITOS RECORTADORES COM APLICAÇÃO EM FRENAGEM REGENERATIVA

O objetivo deste capítulo é analisar o uso de recortadores na situação específica de frenagem regenerativa (FR) de máquina CC.

Por frenagem regenerativa entendemos o processo de desaceleração do sistema impulsionado pela máquina (trem, trólebus, veículo utilitário, etc), no qual parte da energia cinética é recuperada, ficando disponível para posterior utilização.

De uma maneira ampla, tal recuperação pode ser feita de diversos modos, podendo a energia ser armazenada em um volante [2.3] ou ainda devolvida à fonte, seja ela um conjunto de baterias ou uma rede de distribuição.

Este estudo refere-se exclusivamente à situação de recuperação de energia para a fonte (baterias ou rede), com ênfase na análise de veículos elétricos alimentados por um conjunto de baterias que, a princípio, é uma fonte sempre receptiva à energia regenerada.

Em um apêndice deste trabalho é feita breve revisão sobre máquina de corrente contínua, com atenção ao seu uso em tração elétrica.

Neste capítulo, após verificar as principais aplicações de FR em veículos elétricos, serão analisadas algumas topologias de recortadores com aplicação em frenagem regenerativa, verificando seu funcionamento e características de operação e, finalmente, um estudo das curvas características de transferência dos recortadores operando nesta condição.

2.1 Uso de frenagem regenerativa

2.1.1 Sistemas alimentados por rede de distribuição

Nesta situação podem ser englobados os casos de trens, de superfície ou subterrâneos, e trólebus, cuja fonte de energia esteja diretamente ligada ao sistema de distribuição de energia elétrica.

Estes sistemas, geralmente operando em corrente contínua, possuem uma ou mais estações conversoras que, a partir do sistema CA fornecem a tensão CC desejada. Tais estações conversoras podem ou não permitir o fluxo de energia no sentido CC-CA. Para efeito de FR é, obviamente, necessário tal procedimento.

O uso de FR é particularmente interessante em estradas de ferro em situações de longo declive onde, do ponto de vista da segurança, é importante o uso de algum tipo de freio elétrico, dadas as dificuldades e desvantagens do emprego de freios de sapatas quando as distâncias envolvidas são longas. Ao invés de simplesmente dissipar tal energia (o que seria feito pela frenagem dinâmica) é claramente vantajoso, do ponto de vista da eficiência do sistema, recuperar-se tal energia.

Outra aplicação importante é em sistemas de tráfego rápido, como os trens subterrâneos. Neste caso, além do reaproveitamento da energia, o sistema regenerativo é útil para evitar a elevação da temperatura nos túneis, minimizando o consumo de energia nos sistemas de ar condicionado e ventilação.

Na maioria destes sistemas de tráfego rápido a potência recuperada e devolvida ao sistema de alimentação CC é primeiramente absor-

vida por um outro trem que, naquele instante, esteja sendo acelerado e, por isso, exigindo uma quantidade maior de energia.

Pode ocorrer, no entanto, que nas proximidades de um veículo que está sendo desacelerado não exista nenhum sendo acelerado, ou ainda que a potência regenerada exceda a necessidade do outro trem. Nestes casos têm função as estações inversoras, que retiram o excesso de energia do sistema CC e o conduz à rede CA, garantindo que a rede CC sempre esteja receptiva à energia regenerada [2.1], [2.2].

O caso do sistema de trólebus é semelhante, ocorrendo também ocasiões de declives acentuados, que podem fornecer energia à rede ao mesmo tempo em que é feita a frenagem do veículo.

É claro que as estações inversoras representam custo adicional e que é preciso analisar as vantagens, em termos econômicos, de sua utilização. Entretanto, do ponto de vista da frenagem dos veículos é uma solução bastante interessante. Outras questões como a dos harmônicos introduzidos na rede CA são bastante relevantes, mas fogem dos objetivos deste estudo.

2.1.2 Sistema alimentado por um conjunto de baterias

Em termos de veículos cuja fonte de energia são baterias, podemos considerar veículos urbanos de passageiros ou utilitários e ainda veículos de aplicações específicas como empilhadeiras, cadeiras de rodas, etc.

Neste caso podemos considerar a fonte como estando sempre receptiva à energia regenerada pois se as baterias estiverem parcialmente descarregadas, absorverão a energia (o que é o caso geral) e se es-

tiverem plenamente carregadas, funcionarão como uma resistência, aquecendo seu eletrólito e dissipando energia, num procedimento típico de frenagem dinâmica. Consideraremos baterias chumbo-ácido, que são as de uso generalizado neste tipo de veículo.

O uso de FR em tais veículos é importante por dois aspectos: menor uso de freio mecânico e ampliação da autonomia do veículo.

No primeiro caso, à semelhança do que foi exposto no item anterior, o uso de FR reduz a necessidade de utilização de freio mecânico, sujeito a desgaste e que necessitam de constante manutenção. Não se pode eliminá-lo por razões de segurança e para acionamento em baixas velocidades, quando, geralmente, o torque frenante produzido eletricamente é muito reduzido, em virtude da pouca energia disponível cineticamente no veículo.

A frenagem regenerativa pode funcionar ainda à semelhança de um "freio motor", como o dos veículos a combustão interna, ou seja, realizando uma desaceleração do veículo mesmo sem o uso do sistema de freio. Nos casos do veículos a combustão interna, a energia é dissipada no atrito das partes móveis do motor. No veículo elétrico esta energia pode ser recuperada à fonte.

Mas a principal vantagem do uso de FR é a possibilidade de ampliação da autonomia do veículo. A quantidade de energia disponível nas baterias chumbo-ácido empregadas atualmente é limitada e dificilmente se consegue um veículo com autonomia muito superior a 100 Km [2.4]. Este valor, por si só, exclui a possibilidade de aplicações não urbanas. Através de FR, recuperando parte da energia cinética, pode-se obter um aumento desta autonomia em níveis entre 10% e 30%, dependendo da técnica de frenagem empregada, das condições do percurso, da apli-

cação do veículo e de diversos outros fatores. Em capítulos posteriores analisaremos com maior atenção esta questão da estratégia de frenagem a ser adotada.

2.2 Topologias de recortadores para frenagem

A realização de frenagem numa máquina CC implica na necessidade de inversão no sentido de circulação de corrente pelo enrolamento de armadura ou pela inversão do campo [2.10].

Por outro lado, a frenagem pode ocorrer tanto quando a máquina estiver girando acima de sua velocidade base, quanto com velocidade abaixo deste valor, sendo diferenciados os métodos empregados no controle da frenagem.

2.2.1 Frenagem em velocidade superior à velocidade base

A figura 2.1 apresenta situação típica de acionamento de máquina CC, na qual o torque é mantido constante até ser atingida a potência nominal da máquina e, a seguir, opera-se a potência constante.

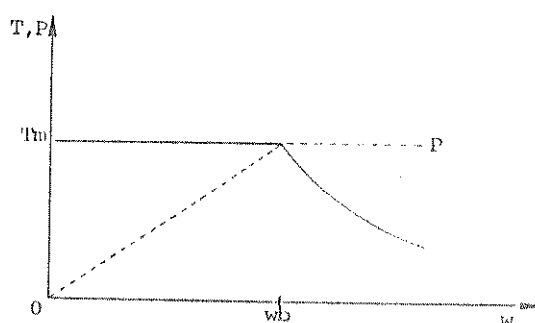
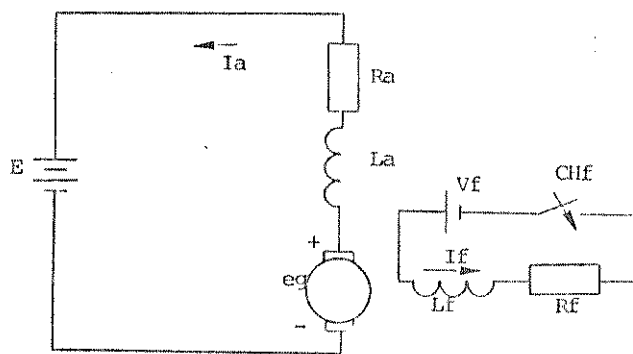


Figura 2.1 Característica torque x velocidade típica de acionamento de motor utilizado em tração elétrica.

Da velocidade nula até o valor base (ω_b) a variação de velocidade é feita através de controle da tensão de armadura, enquanto acima de ω_b realiza-se controle da intensidade do campo, através de seu enfraquecimento, e a f_{cem} de armadura mantém-se praticamente constante.

Nesta situação a FR ocorrerá simplesmente pela elevação da intensidade do campo, fazendo com que o valor da f_{cem} exceda o nível da tensão da fonte de alimentação, acarretando uma inversão no sentido de circulação da corrente de armadura, proporcionando torque frenante.



I_a : corrente de armadura

I_f : corrente de campo

V_f : Tensão de campo

E : Tensão da fonte

e_g : f_{cem} de armadura

R_a : resist. de armadura

R_f : resist. de campo

L_a : indut. de armadura

L_f : indut. de campo

CHF : recortador de campo

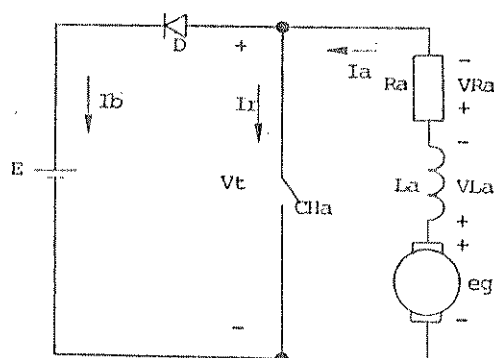
Figura 2.2 Esquema simplificado de frenagem regenerativa em velocidade acima da velocidade base.

O controle da intensidade do torque frenante se faz através da corrente de armadura e será determinado pela operação do recortador que comanda a corrente pelo enrolamento de campo[2.5].

À medida que a velocidade diminui é preciso aumentar I_f , ou seja, o recortador (se utilizar modulação de largura de pulso) deverá ter sua largura de pulso aumentada, aumentando I_f e, em decorrência, e_g . Ao ser atingida a velocidade base, a chave CH_f estará sempre fechada e não se elevará mais o valor de e_g . O uso de sobre-excitação de campo geralmente não é utilizado principalmente por causa da saturação do circuito magnético.

2.2.2 Frenagem em velocidade abaixo da velocidade base

Nesta situação é necessário o uso de um recortador controlando a corrente de armadura, cujo esquema básico é indicado na próxima figura.



I_b : corrente da fonte

CH_a : recortador de armadura

I_r : corr. pelo recortador

Figura 2.3 Esquema simplificado de FR abaixo da velocidade base.

Para a análise do funcionamento deste circuito, consideremos o valor de e_g constante durante alguns ciclos do recortador.

Quando CHa estiver conduzindo, a corrente de armadura, I_a , crescerá, de acordo com os valores de e_g , L_a e R_a . Supondo não haver queda de tensão no recortador, o valor de V_t será nulo. Temos então:

$$e_g = v(L_a) + v(R_a) \quad (2.1)$$

Quando o recortador deixa de conduzir, a indutância do circuito de armadura inverte a polaridade de sua tensão, uma vez que a derivada da corrente de armadura muda de sinal. O valor de $v(L_a)$ soma-se a e_g .

$$V_t = e_g + v(L_a) - v(R_a) \quad (2.2)$$

Desconsiderando a queda de tensão no diodo D, temos a equação (2.2). A corrente de armadura circulará pela fonte até que o valor de V_t se torne igual a E ou então, até que o recortador volte a conduzir. A figura 2.4 mostra as formas de onda para as duas situações [2.6].

Em termos de energia o que ocorre é que enquanto o recortador está ligado, energia é retirada da massa acoplada ao eixo do motor e, convertida, é armazenada em L_a . Quando CHa deixa de conduzir, tal energia é liberada pela indutância, sendo enviada à fonte, somando-se à energia que continua sendo retirada do sistema mecânico (uma vez que I_a , que determina o torque frenante, continua no mesmo sentido).

2.2.3 Circuitos recortadores

O uso de motores tipo série, bastante comuns em tração elé-

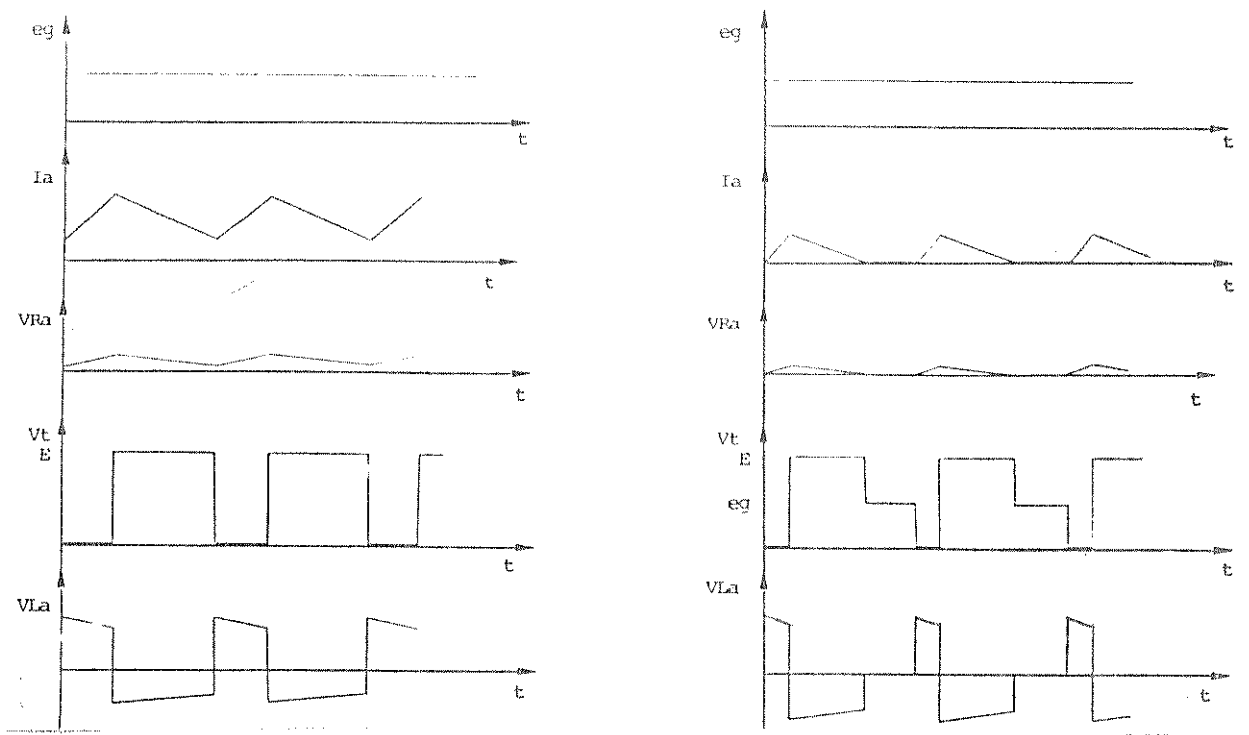


Figura 2.4 Formas de onda relativas ao circuito da figura 2.3 para situação de corrente contínua (a) e descontínua (b)

trica não é, a princípio, propício à realização de frenagem, pois não é possível se reverter o sentido da corrente de armadura sem provocar a inversão da f_{cem} , uma vez que o fluxo de campo também é invertido. Para desacelerar um motor série é preciso se manter o sentido do fluxo produzido pelo enrolamento de campo e inverter a corrente de armadura.

Os circuitos mais antigos faziam uso de contadores para realizar as alterações topológicas necessárias [2.7], [2.8].

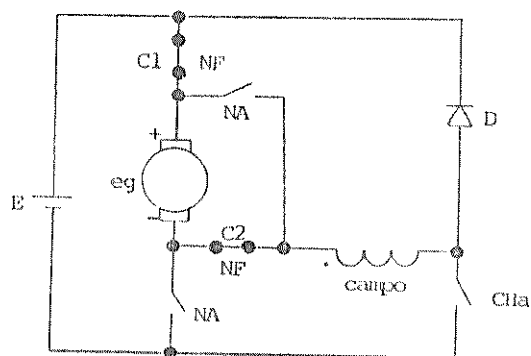


Figura 2.5 Circuito para tração e frenagem com contadores.

Neste circuito as posições normalmente fechadas (NF) dos contatores C1 e C2 permitem operação no modo tração, colocando o motor em série com o recortador CHa. Quando o estado dos contatores for alterado, a armadura será colocada em paralelo com o recortador, permitindo operação em frenagem, mas o sentido da corrente pelo enrolamento de campo não se altera, mantendo a polaridade de eg.

O uso de motor com excitação separada facilita a realização de frenagem regenerativa pois dispensa cuidados relacionados ao sentido da corrente pelo enrolamento de campo.

Analisaremos a seguir duas outras topologias, desta vez considerando excitação independente, uma operando em dois quadrantes do plano torque x velocidade e outra operando nos quatro quadrantes.

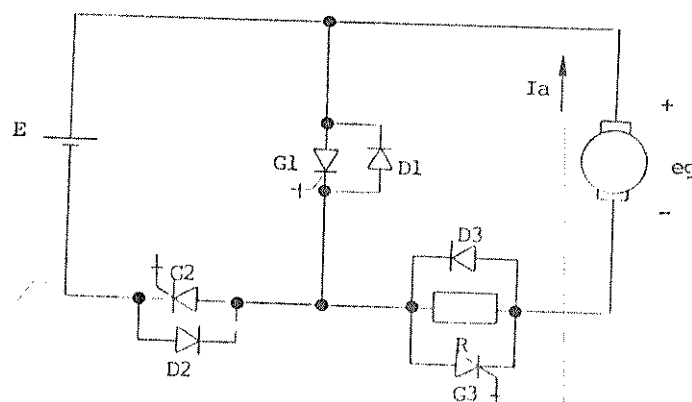


Figura 2.6 Recortador operante em 2 quadrantes

A figura anterior mostra um recortador utilizando GTOs. O funcionamento em tração (1º quadrante) realiza-se pelo controle de G2,

funcionando D1 como diodo de livre-circulação. A frenagem (4º quadrante) é feita através da condução de G1 e G3, retornando a corrente por D2. A resistência R permite a realização de frenagem dinâmica (pelo controle independente de G3) caso a fonte não esteja receptiva à energia recuperada [2.9].

A próxima figura mostra um circuito que permite operação nos quatro quadrantes do plano torque x velocidade. Há distintas maneiras de se controlar este circuito, do ponto de vista do disparo e comutação dos transistores [2.11]. Considere-se que a atuação no 1º quadrante se faz pela condução de T1 e T4 e a circulação de corrente quando estes transistores desligarem se faz via D2 e D3. A frenagem (4º quadrante) é feita pelo controle de T2 e T3 (circulação via D1 e D4). A operação nos 3º e 4º quadrantes é análoga à descrita e se refere ao acionamento no outro sentido de giro do motor.

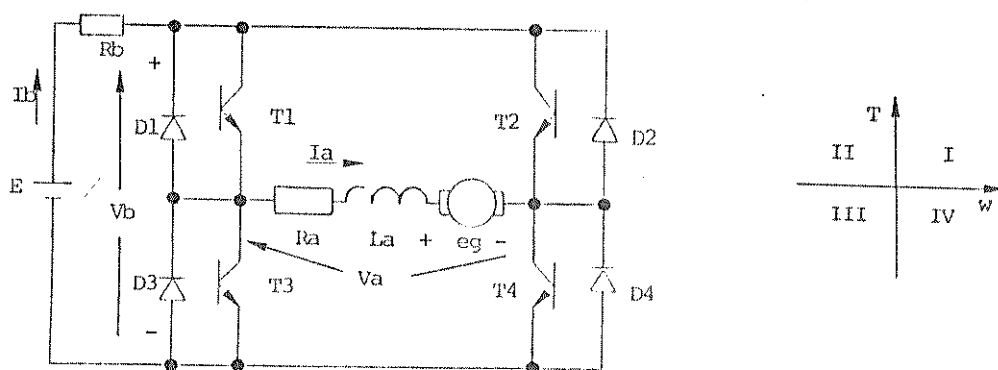


Figura 2.7 Topologia em ponte para operação nos 4 quadrantes do plano torque x velocidade.

Diferentemente do esquema discutido na figura 2.3, neste caso temos que sempre que a corrente circular através dos diodos está sendo enviada energia às baterias.

No 1º quadrante, inicialmente T1 e T4 conduzem e a corrente tem o sentido indicado, sendo crescente. A fonte está entregando energia, a qual é parcialmente convertida em movimento do eixo e parte armazenada em La. Quando T1 e T4 desligam, a tensão sobre a indutância se inverte, permitindo a continuidade da corrente, que ocorrerá através de D2 e D3. O sentido da corrente pela fonte se inverte e a energia recuperada é proveniente da indutância. É importante frisar que este fato não caracteriza frenagem, mas é simplesmente um retorno da energia anteriormente armazenada em La.

Na frenagem, controlada através de T2 e T3, a corrente apresenta sentido oposto ao indicado na figura anterior. Em tal situação a máquina estará sempre liberando energia. A condução de T2 e T3 faz com que a fonte também entregue energia. Não considerando as perdas, a soma destas parcelas de energia é novamente armazenada em La. Com o desligamento dos transistores Ia passa a circular via D1 e D4. A indutância libera a energia que armazenou e se adiciona à energia que continua sendo retirada da máquina, sendo o total devolvido à fonte.

É interessante notar que esta topologia permite realizar a circulação de corrente, após o desligamento dos transistores, por uma malha interna, sem uso da fonte.

Na tração, por exemplo, ao invés de desligarmos ambos transistores (T1 e T4), pode-se desligar apenas um deles. A continuidade da corrente se fará pelo par D3 e T4 ou T1 e D2 (com desligamento de T1 ou T4, respectivamente). O principal efeito deste tipo de operação

é que a energia armazenada na indutância não mais será devolvida à fonte, mas será paulatinamente dissipada na referida malha. A duração deste período é superior ao que ocorre na malha via fonte, uma vez que a absorção da energia de L_a será mais lenta. Tal tendência à manutenção da continuidade da corrente tem importante reflexo em termos do controle do sistema, como será analisado no próximo capítulo.

Quanto à frenagem, não há interesse em realizar a circulação por uma malha interna, uma vez que o principal objetivo é recuperar energia para a fonte. Entretanto o intervalo inicial (de crescimento da corrente) pode ser feito via T3 e D4 ou D1 e T2. Desligando o transistor a corrente fluirá para a fonte.

2.3 Equações de corrente para topologia em ponte

O circuito de potência do recortador que utilizaremos é basicamente o indicado na figura 2.7. Detalhes, especialmente ligados à proteção dos dispositivos semicondutores, estão descritos no capítulo que descreve os circuitos eletrônicos implementados para a parte experimental.

2.3.1 Tração

2.3.1.1 Controle simultâneo de T1 e T4

A corrente de armadura terá uma das formas indicadas na figura 2.8. Consideremos, por simplicidade, $t_0=0$.

No intervalo $0 \leq t \leq t_1$ temos válida a seguinte equação:

$$i(t)=i_1(t)=I_o.\exp(-t/C)+(E-e_g).[1-\exp(-t/C)]/R_a \quad (2.3)$$

onde: $C = L_a/R_a$

Para $t_1 \leq t \leq t_2$ temos:

$$i(t)=i_2(t)=I_1.\exp[-(t-t_1)/C]-(E+e_g).[1-\exp[-(t-t_1)/C]]/R_a \quad (2.4)$$

No caso de corrente contínua $t_2=T$ e

$$i(t_2) = i(0) \quad (2.5)$$

Para corrente descontínua temos:

$$i(t_2) = I_o = 0 \quad (2.6)$$

Se o período de chaveamento, T , for muito menor que a constante de tempo do circuito, C , é possível se obter uma boa aproximação linear para as expressões de corrente [2.12]. Linearizando as equações (2.3) e (2.4) temos:

$$i(t)=i_1(t)=I_o.(1-t/C)+(E-e_g).t/(R_a.C) \quad , \quad 0 \leq t \leq t_1 \quad (2.7)$$

$$i(t)=i_2(t)=I_1.[1-(t-t_1)/C]-(E+e_g).(t-t_1)/(R_a.C) \quad , \quad t_1 \leq t \leq t_2 \quad (2.8)$$

Estas expressões linearizadas serão bastante úteis no próximo item para obtenção das características de transferência do recortador.

2.3.1.2 Controle de T_1 ou T_4 (período de livre-circulação interno)

As equações para o intervalo $0 \leq t \leq t_1$ são iguais a (2.3) e (2.7). Para $t_1 \leq t \leq t_2$ tem-se:

$$i(t) = i_2(t) = I_1 \cdot \exp[-(t-t_1)] - e_g \cdot (1 - \exp[-(t-t_1)/C]) / R_a \quad (2.9)$$

Linearizando temos:

$$i(t) = i_2(t) = I_1 \cdot [1 - (t-t_1)/C] - e_g \cdot (t-t_1) / (R_a \cdot C) \quad (2.10)$$

Obtendo as derivadas de (2.8) e (2.10) e comparando-as, temos que a inclinação determinada por (2.10) é menor que a obtida para (2.8), proporcionando assim uma tendência à manutenção da continuidade da corrente no caso de circulação interna, de acordo com o que foi comentado anteriormente.

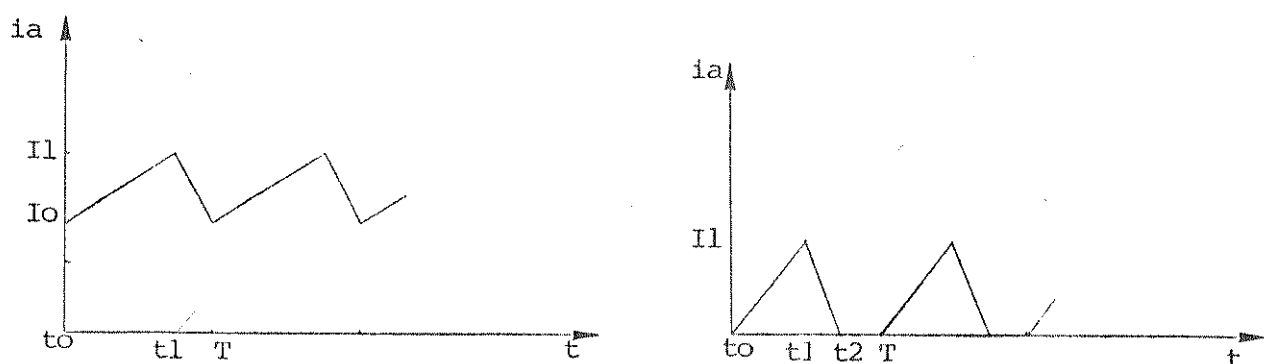


Figura 2.8 Corrente de armadura em tração nas situações contínua (a) e descontínua (b).

2.3.2 Frenagem

Seja $t_0=0$. Para $0 \leq t \leq t_1$ tem-se:

$$i(t) = i_1(t) = I_0 \cdot \exp(-t/C) + (E + e_g) \cdot [1 - \exp(-t/C)] / R_a \quad (2.11)$$

Para $t_1 \leq t \leq t_2$ tem-se:

$$i(t) = i_2(t) = I_1 \cdot \exp[-(t-t_1)/C] - (E - e_g) \cdot (1 - \exp[-(t-t_1)/C]) / R_a \quad (2.12)$$

Linearizando tem-se:

$$i(t) = i_1(t) = I_0 \cdot (1 - t/C) + (E + e_g) \cdot t / (R_a \cdot C) \quad (2.13)$$

$$i(t) = i_2(t) = I_1 \cdot [1 - (t-t_1)/C] - (E - e_g) \cdot (t-t_1) / (R_a \cdot C) \quad (2.14)$$

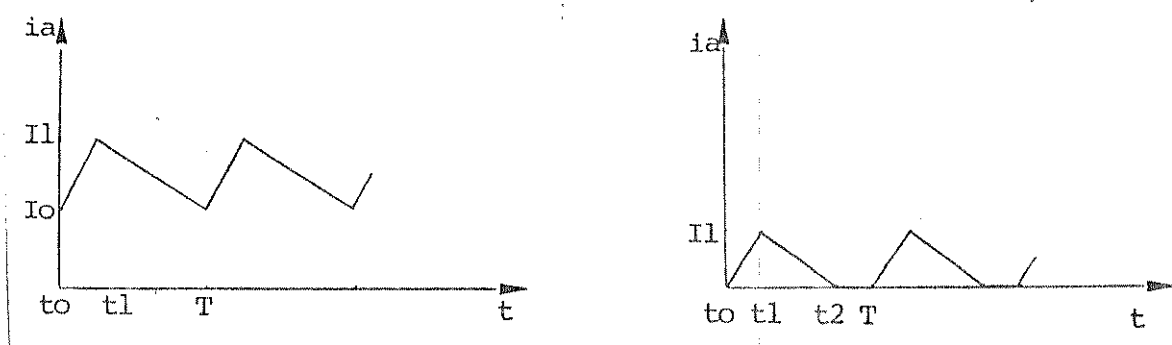


Figura 2.9 Corrente na frenagem na condição contínua (a) e descontínua(b)

2.4 Características de transferência do recortador em ponte

Considerando a relação entre a tensão terminal média da máquina e a tensão de controle, como a função de transferência do recortador, observa-se uma profunda modificação em seu comportamento quando

a corrente de armadura torna-se descontínua, caracterizada por uma grande diminuição no ganho equivalente [2.12].

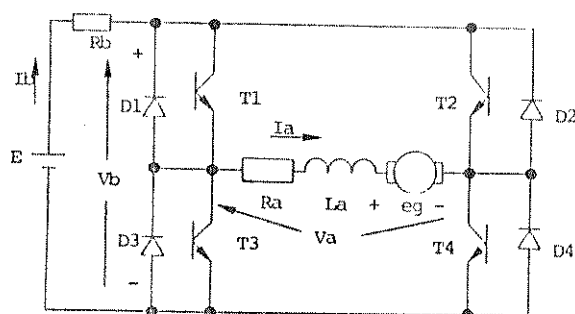


Figura 2.10 Circuito para estudo das características de transferência.

R_b representa a resistência interna da fonte e as resistências da fiação e contatos. Dentro de um projeto de acionamento bem elaborado, que necessita de boa regulação da fonte dentro da faixa de operação do sistema, pode-se, sem erro significativo, desprezar a tensão média sobre R_b e admitir que $V_b = E$.

A corrente pela fonte é indicada na próxima figura. Seu valor médio é sempre inferior ao valor médio da corrente de armadura (para largura de pulso inferior a 100%). Apenas para exemplificar considere-mos um sistema com:

$$R_a = 4 \text{ ohms}$$

$$R_L = 2 \text{ ohms}$$

$$I_{amax} = 4 \text{ A}$$

$$E = 180 \text{ V}$$

Considerando uma modulação de 100%, ou seja o pior caso em termos do valor da corrente média sobre a fonte, teríamos uma tensão $V_b=172\text{ V}$, ou seja, 4,5% abaixo do valor de E .

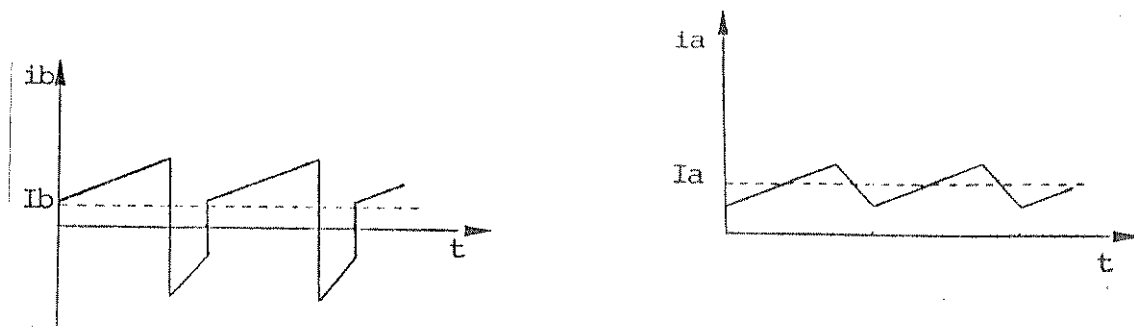


Figura 2.11 Formas típicas para as correntes da fonte (i_b) e da armadura (i_a), com seus valores médios I_a e I_b .

2.4.1 Tração

2.4.1.1 Período de circulação via fonte

a) Corrente contínua

$$V_a = [E \cdot t_1 - E \cdot (T - t_1)] / T = E \cdot (2g - 1) \quad (2.15)$$

Onde $g = t_1 / T$ é a largura de pulso, correspondendo à tensão de entrada (sinal de controle) normalizada. Normalizando a tensão de saída, V_a , em função de seu valor máximo, E , teremos:

$$V_a/E = 2.g - 1$$

(2.16)

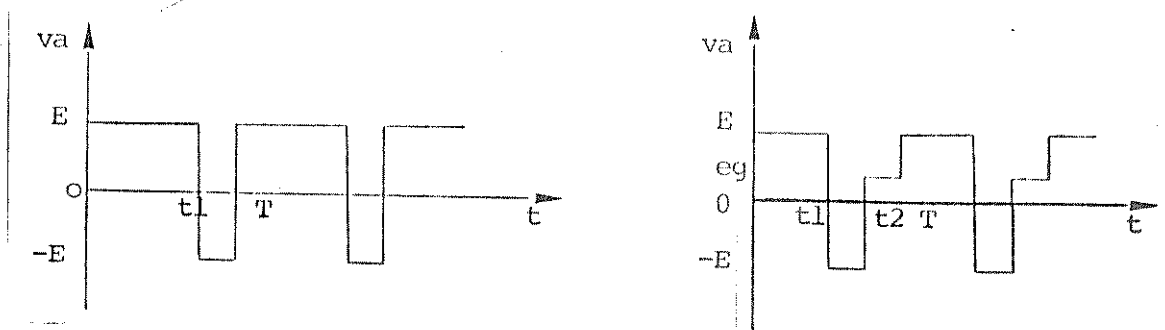


Figura 2.12 Tensão terminal, $v_a(t)$, nas condições de corrente contínua e descontínua.

b) Corrente descontínua

$$V_a = [E \cdot t_1 - E \cdot (t_2 - t_1) + eg \cdot (T - t_2)] / T = E \cdot (2 \cdot g - t_2 / T) + eg \cdot (1 - t_2 / T) \quad (2.17)$$

O tempo crítico, no qual passamos da situação de corrente contínua para descontínua é dado por:

$$i_2(T) = i_1(0) = 0 \quad (2.18)$$

De (2.7) e (2.8) teremos:

$$i_1(t_c) = (E - eg) \cdot t_c / (R_a \cdot C) \quad (2.19)$$

$$i_2(T) = i_1(t_c) \cdot [1 - (T - t_c) / C] - (E + eg) \cdot (T - t_c) / (R_a \cdot C) \quad (2.20)$$

$$t_c^2 \cdot (E - e_g) / C + t_c \cdot [2E - (E - e_g) \cdot T / C] - T \cdot (E + e_g) = 0 \quad (2.21)$$

$$g_c^2 + g_c \cdot [2EC / [T(E - e_g)] - 1] - C(E + e_g) / [T(E - e_g)] = 0 \quad (2.22)$$

Quando $g < g_c$ tem-se corrente descontínua e o instante t_2 será obtido de $i_2(t_2) = 0$, para $t_1 < t_c$.

$$t_2 = \frac{2 \cdot E \cdot t_1 + t_1 \cdot (E - e_g) / C}{E + e_g + t_1 \cdot (E - e_g) / C} \quad (2.23)$$

$$\frac{t_2}{T} = \frac{g}{T} + \frac{C}{T} - \frac{C \cdot (E + e_g)}{g \cdot T^2 \cdot (E - e_g) + C \cdot T \cdot (E + e_g)} \quad (2.24)$$

A figura 2.13 mostra as características de transferência parametrizadas em e_g .

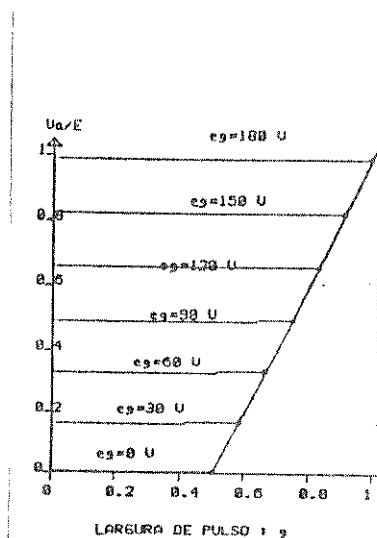


Figura 2.13 Característica de transferência para diversos e_g

2.4.1.2 Intervalo de livre-circulação interno

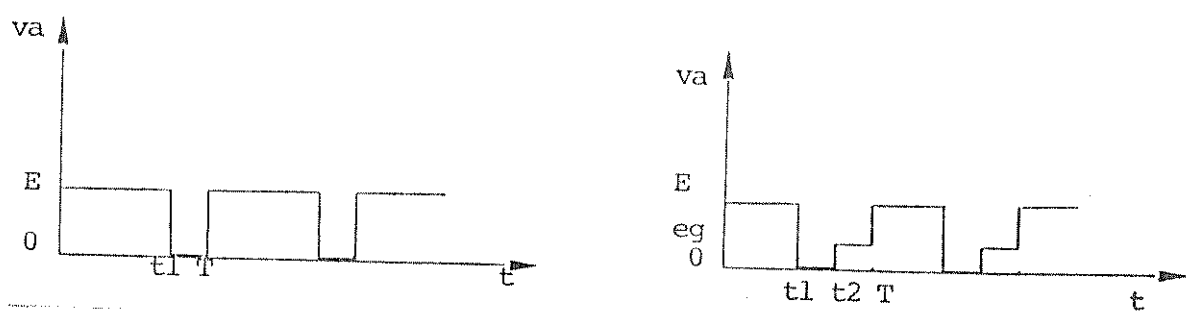


Figura 2.14 Tensão terminal para operação com intervalo de livre-circulação interno.

a) Corrente contínua

$$V_a = E \cdot t_1 / T = E \cdot g \quad (2.25)$$

b) Corrente descontínua

$$V_a = [E \cdot t_1 + e_g \cdot (T - t_2)] / T = E \cdot g + e_g \cdot (1 - t_2 / T) \quad (2.26)$$

$$t_c^2 \cdot (E - e_g) / C + t_c \cdot [E - (E - e_g) \cdot T / C] - T \cdot e_g = 0 \quad (2.27)$$

$$g_c^2 + g_c \cdot (E \cdot C / [T \cdot (E - e_g)] - 1) - C \cdot e_g / [T \cdot (E - e_g)] = 0 \quad (2.28)$$

$$\frac{t_2}{T} = g + \frac{g \cdot (E - e_g) \cdot C}{g \cdot T \cdot (E - e_g) + e_g \cdot C} \quad (2.29)$$

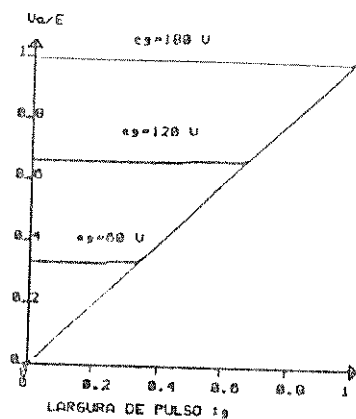


Figura 2.15 Característica de transferência para diversos eg

É claro pelas duas figuras anteriores, e em conformidade com o que já foi exposto anteriormente, que a operação da topologia no modo tração com intervalo de livre-circulação ocorrendo em malha interna ao circuito conduz a uma região de operação mais ampla para corrente contínua, com as correspondentes vantagens que já foram citadas.

2.4.2 Frenagem

2.4.2.1 Intervalo t_1 via fonte

a) Corrente contínua

$$V_a = [-E \cdot t_1 + E \cdot (T - t_1)] / T = E \cdot (1 - 2 \cdot g) \quad (2.30)$$

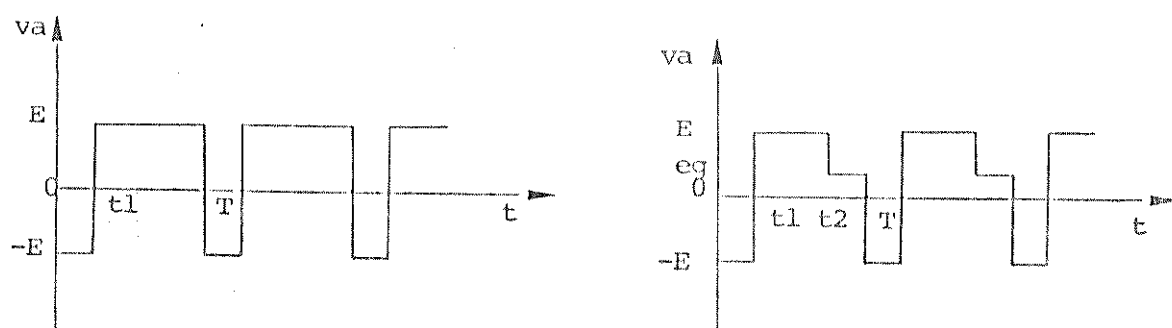


Figura 2.16 Tensão terminal com corrente contínua (a) e descontínua (b)

b) Corrente descontínua

$$V_a = E \cdot (t_2/T - 2 \cdot g) + e_g(1 - t_2/T) \quad (2.31)$$

$$g C^2 + g C \cdot (2 \cdot E \cdot C / [T \cdot (E + e_g)] - 1) - C \cdot (E - e_g) / [T \cdot (E + e_g)] = 0 \quad (2.32)$$

$$\frac{t_2}{T} = g + \frac{C}{T} - \frac{C^2 \cdot (E - e_g) / T}{g \cdot T \cdot (E + e_g) + C \cdot (E - e_g)} \quad (2.33)$$

2.4.2.2 Intervalo t_1 em malha interna

a) Corrente contínua

$$V_a = E \cdot (1 - g) \quad (2.34)$$

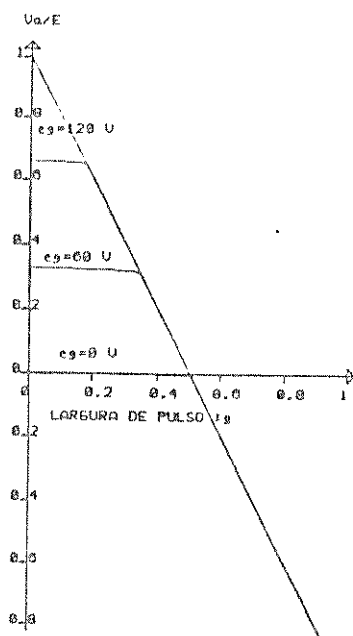


Figura 2.17 Característica de transferência em frenagem, para diversos valores de e_g .

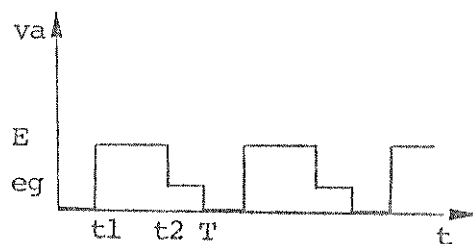
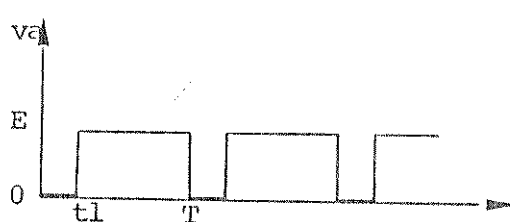


Figura 2.18 Tensão terminal com intervalo t_1 em malha interna.

b) Corrente descontínua

$$V_a = E \cdot (t_2/T - g) + e_g \cdot (1 - t_2/T) \quad (2.35)$$

$$gC^2 + gC \cdot [E \cdot C / (e_g \cdot T) - 1] + C \cdot (1 - E/e_g) / T = 0 \quad (2.36)$$

$$\frac{t_2}{T} = \frac{g^2 \cdot T \cdot e_g + E \cdot C \cdot g}{g \cdot e_g \cdot T + C \cdot (E - e_g)} \quad (2.37)$$

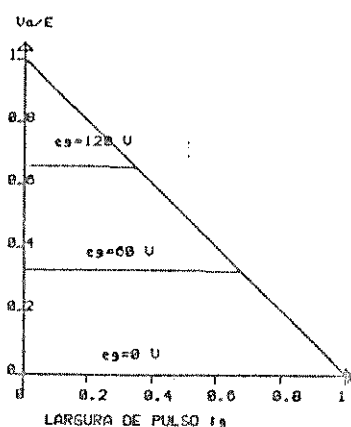


Figura 2.19 Característica de transferência em frenagem para diferentes e_g , com intervalo t_1 interno.

2.4.3 Análise das características de transferência

Em todas as curvas indicadas nas figuras anteriores se pode notar a flagrante mudança no ganho quando se passa da situação de cor-

rente contínua para descontínua. Para cada velocidade (e correspondente valor da fcm de armadura, eg) estamos em uma curva específica, para corrente descontínua. Quando, ao aumentar-se a largura de pulso, a corrente torna-se contínua, as curvas todas seguem a mesma característica.

Note-se que apenas na situação representada na figura 2.15 é possível considerar o recortador como um ganho proporcional, desde que a corrente seja contínua. Para estudos de sistemas reguladores de velocidade é possível considerar o recortador como tendo uma função de transferência linear por partes, utilizando a curva relacionada a uma dada velocidade [2.13], mas se a velocidade da máquina não se mantiver fixa esta consideração não é válida.

Nas demais situações a relação entre a tensão terminal e a largura de pulso não equivale a um ganho proporcional.

Assim, os estudos de estabilidade e o projeto de compensadores para sistemas controlados por recortadores que empregam métodos clássicos de análise de sistemas lineares, não podem, de imediato, serem aplicados, sendo necessárias considerações especialmente sobre a linearização da característica de transferência [2.14].

Em termos da situação descrita em 2.4.2.1 devemos notar que só obtemos um efeito de frenagem regenerativa se a largura de pulso for inferior a 50%. Na figura 2.11 temos a forma típica da corrente da fonte. Sendo, em módulo, o valor médio da corrente no intervalo $0 \leq t \leq t_2$, igual ao valor médio no intervalo $t_1 \leq t \leq t_2$ (o que é válido numa situação de regime permanente), a energia regenerada à fonte será dada por [2.15]:

$$W_r = E \cdot [I_2 \cdot (t_2 - t_1) - I_1 \cdot t_1] \quad (2.38)$$

Onde I_1 e I_2 são as correntes médias nos intervalos citados.
Como $I_1 = I_2$, tem-se

$$W_r = E \cdot I_1 \cdot (t_2 - 2 \cdot t_1) \quad (2.39)$$

Com corrente contínua $t_2 = T$ e se desejamos $W_r > 0$, temos:

$$(T - 2 \cdot t_1) > 0 \quad \implies \quad g < 0,5 \quad (2.40)$$

Se a largura de pulso exceder este limite não se terá mais o efeito regenerativo, pois a energia retirada da fonte será maior que a devolvida. A corrente se elevará consideravelmente, dada a inversão na tensão terminal V_a .

Já no caso relativo ao item 2.4.2.2, a frenagem será sempre regenerativa, pois não é retirada energia da fonte. No entanto, a região de descontinuidade da corrente é bem maior.

CAPÍTULO 3

MAXIMIZAÇÃO DA ENERGIA REGENERADA

3.1 Modelos Matemáticos

3.2 Comportamento na condição ótima

3.3 Efeito da variação de parâmetros

MAXIMIZAÇÃO DA ENERGIA REGENERADA

A implementação de um procedimento de frenagem regenerativa, quando é considerado um veículo elétrico (VE) alimentado por baterias, tem como principal vantagem o aumento da autonomia do VE.

Se considerarmos o recortador com topologia em ponte estudado no capítulo anterior verificamos, a partir das características de transferência indicadas nas figuras 2.16 e 2.18, que operando com largura de pulso inferior a 0,5 no primeiro caso e com qualquer largura no segundo caso, sempre estaremos realizando frenagem regenerativa.

Nosso objetivo é, pois, encontrar uma estratégia de controle das variáveis do sistema para obter a maximização da energia regenerada.

Considerando que o sistema de acionamento, composto pelas baterias, pelo recortador e pelo motor, possui rendimento menor que a unidade, pode-se afirmar que a melhor forma de aumentar a autonomia do veículo é simplesmente permitir ao veículo que realize um processo de costeamento, desde sua velocidade inicial até a parada.

Por costeamento entendemos o fato de desacoplar-se o motor do sistema de transmissão e se desligar o sistema de controle eletrônico (recortador) deixando o veículo operar como um sistema autônomo, sujeito apenas às perdas mecânicas e aerodinâmicas e às condições do percurso.

Nesta situação, na qual não se faz uso de nenhum tipo de freio, a energia cinética é utilizada de uma maneira máxima. Este pro-

cedimento é, no entanto, pouco prático, uma vez que para o motorista não existe controlabilidade do veículo e que, via de regra, nas condições de tráfego urbano, as situações nas quais se necessita controlar a frenagem são numerosas.

Uma vez que a frenagem é uma necessidade, analisaremos inicialmente algumas propostas de controle deste procedimento e, a seguir, uma proposta de maximização da energia regenerada.

3.1 Modelos Matemáticos

Analisaremos três diferentes enfoques para a questão da frenagem regenerativa de máquina CC (MCC). No primeiro caso [3.1] é considerada apenas a máquina, sem referência à carga acionada, e se busca a máxima transferência de potência entre a MCC e a fonte. Na segunda análise [3.2] já se considera um veículo elétrico, e o controle da frenagem é feito através do controle do fluxo do enrolamento de campo. Finalmente apresentamos uma proposta de maximização da energia regenerada, levando em consideração as perdas associadas ao VE e não somente à parte elétrica do acionamento.

3.1.1 Frenagem de máquina CC

Kimura e Shioya (1977) analisam a questão da otimização da frenagem de MCC acionada por recortador, com excitação independente, considerando apenas os aspectos relativos à parte elétrica. Considerando situações de corrente contínua e descontínua, numa topologia como a indicada na figura 2.3, a potência gerada pela máquina será:

$$P_g = e_g / l \cdot L \int_0^{t_1} i_1(t) dt + \int_{t_1}^{t_2} i_2(t) dt \quad (3.1)$$

A potência regenerada ocorre no intervalo entre t_1 e t_2 , assim, tal potência será:

$$P_r = E / T \int_{t_1}^{t_2} i_2(t) dt \quad (3.2)$$

A partir da equação (3.2) obtém-se a condição para a largura de pulso g , que maximiza P_r . Utilizando as equações linearizadas apresentadas no capítulo anterior, para corrente contínua teremos:

$$P_r = E \cdot (i_1 + i_2) \cdot (T - t_1) / (2 \cdot T) = (i_1 + i_2) \cdot (1 - g) \cdot E / 2 \quad (3.3)$$

Em regime, $i_0 = i_2$

$$i_1 = i_0 \cdot (1 - t_1 / C) + e_g \cdot t_1 / (R_a \cdot C) \quad (3.4)$$

$$i_2 = i_0 = i_1 \cdot [1 - (T - t_1) / C] - (E - e_g) \cdot (T - t_1) / (R_a \cdot C) \quad (3.5)$$

$$i_1 + i_2 = i_0 \cdot (2 - g \cdot T / C) + e_g \cdot T \cdot g / (R_a \cdot C) \quad (3.6)$$

Sendo $T \ll C$ tem-se:

$$P_r \approx E \cdot (1 - g) \cdot i_0 \quad (3.7)$$

$$i_0 \approx [e_g - E \cdot (1 - g)] / R_a \quad (3.8)$$

Substituindo (3.8) em (3.7) e derivando (3.7) em relação à largura de pulso, g , temos:

$$dPr/dg = 2.E-2.E.g-eg=0 \quad (3.9)$$

$$g = 1-eg/2E \quad (3.10)$$

O resultado (3.10) é idêntico ao obtido no artigo citado, no qual não se faz uso da linearização. A consideração feita de que o período de chaveamento, T , é muito menor que a constante de tempo elétrica, C , indica, exatamente que a forma de onda da corrente aproxima-se de uma forma linear e, além disso, a ondulação da corrente de armadura é pequena, podendo-se utilizar o valor I_0 ao invés da corrente média $(I_1+I_2)/2$, para o cálculo da potência regenerada.

Análise semelhante pode ser realizada para o caso de corrente descontínua, mas não o faremos aqui por não ser este o aspecto que nos interessa neste estudo, uma vez que desejamos saber se tal procedimento de maximizar a potência regenerada é o ideal para um veículo elétrico.

Considerando agora a topologia em ponte, operando em frenagem e utilizando as equações (2.13) e (2.14), tem-se:

$$I_1 = I_0.(1-t_1/C) + (E-eg).t_1/(Ra.C) \quad (3.11)$$

$$I_2 = I_0 = I_1.C(1-(T-t_1)/C) - (E-eg).(T-t_1)/(Ra.C) \quad (3.12)$$

Substituindo (3.11) em (3.12) e considerando $T \ll C$:

$$I_o \approx e_g/Ra - E \cdot (1-2 \cdot g)/Ra \quad (3.13)$$

$$Pr \approx E \cdot (1-g) \cdot L e_g - E \cdot (1-2 \cdot g) L / Ra \quad (3.14)$$

$$dPr/dg = 3 \cdot E - e_g - 4 \cdot L \cdot g = 0 \quad (3.15)$$

$$g = (3 - e_g/E)/4 \quad (3.16)$$

Este estudo fornece, para cada velocidade, a largura de pulso que produzirá a máxima potência regenerada. Nota-se, porém, que a largura será sempre superior a 50%. Se a operação da topologia for com intervalo t_i via fonte (equações 3.11 e 3.12), não se obterá qualquer efeito regenerativo, uma vez que a quantidade de energia retirada da fonte será superior àquela recuperada. A energia se dissipará no interior do próprio circuito de acionamento. Se o intervalo t_i ocorrer em malha interna ao circuito ainda se obtém um efeito regenerativo, mas este procedimento de maximizar a potência regenerada não garante que seja recuperada a maior quantidade de energia, uma vez que não considera as demais perdas associadas (mecânicas, aerodinâmicas, etc).

3.1.2 Eficiência de frenagem em veículo elétrico

Kasama, e outros, (1979), apresentam um método de frenagem regenerativa através do controle da intensidade do fluxo de campo e desenvolvem estudos sobre a eficiência do processo. Identificam os vá-

rios fatores responsáveis pelas perdas de energia, mas não analisam a questão da otimização da frenagem, do ponto de vista da maximização da energia regenerada.

$$E_f = P_r / P_m \quad (3.17)$$

$$P_r = e_g \cdot I_a \cdot D_e \quad (3.18)$$

$$P_m = \omega \cdot T_m \quad (3.19)$$

Onde:

- E_f - eficiência da frenagem
- P_r - potência regenerada
- P_m - potência mecânica disponível no eixo da máquina
- D_e - perdas elétricas
- ω - velocidade de rotação do eixo
- T_m - torque no eixo

Em termos das perdas elétricas deve-se considerar:

- perdas nos enrolamento de armadura e interpolos
- perdas nas escovas
- perdas no enrolamento de campo
- perdas nos dispositivos semicondutores

3.1.3 Maximização da energia regenerada

Se analisássemos o veículo elétrico apenas sob o aspecto do sistema de acionamento e considerássemos que a potência regenerada é:

$$P_r = e g . I_a D_e$$

(3.20)

poderíamos obter a corrente que maximizaria a potência regenerada. Mas já foi observado em 3.1.1 que não é isto o que buscamos.

Existem dois fatores principais relacionados às perdas no VE: as perdas elétricas e as perdas mecânicas e aerodinâmicas.

Para minimizar as perdas elétricas dever-se-ia utilizar sempre a menor corrente possível, uma vez que são proporcionais ao seu valor ou ao quadrado dele. Como resultado teríamos um lento processo de frenagem.

Quanto às perdas mecânicas e aerodinâmicas, são proporcionais a potências da velocidade (mais detalhes no apêndice B), ou seja, para minimizá-las seria interessante freiar-se o mais rapidamente possível (isto é, com alta corrente de armadura). Verifica-se assim que as duas fontes de dissipação de energia têm comportamentos opostos, existindo um valor ideal de corrente para minimizar a perda global.

Se operarmos sempre na condição de máxima eficiência, como definida em (3.17), teremos, ao final da frenagem, recuperado o máximo de energia. Reescreveremos as equações (3.18) e (3.19) da seguinte forma:

$$P_r = e g . I_a - R . I_a^2 - V_e . I_a - V_d . I_a \quad (3.21)$$

$$P_m = e g . I_a D_a \quad (3.22)$$

$$D_a = (R_A + R_R) \cdot v$$

(3.23)

Onde: R - resistência do caminho da corrente (armadura, interpolos, fiação, baterias, etc)

V_e - queda de tensão nas escovas

V_d - queda de tensão nos semicondutores

D_a - perdas aerodinâmicas e mecânicas associadas ao movimento do veículo

R_A - arraste aerodinâmico

R_R - resistência de rolamento dos pneus

v - velocidade linear do VE

$$R_A = C_d \cdot A \cdot d \cdot v^2 / 2$$

(3.24)

$$R_R = M \cdot (F_r + F_e \cdot v)$$

(3.25)

C_d - coeficiente de arraste

A - área frontal do veículo

d - densidade do ar

M - massa do veículo

F_r e F_e - valores experimentais associados à interação entre pneu e solo

Considerando um veículo utilitário, pode-se utilizar como valores típicos:

$$C_d = 0,55$$

$$A = 3 \text{ m}$$

$$d = 1,225 \text{ Kg/m}$$

$$F_r = 0,127 \text{ N/Kg}$$

$$F_e = 0,00029 \text{ N/Kg}$$

$$M = 3000 \text{ Kg}$$

Considerando uma relação de transmissão fixa, pode-se encontrar uma relação entre a velocidade linear do veículo e a velocidade angular do motor e, daí, para a f_{cem} , se for conhecido o valor da intensidade do fluxo de campo.

$$e_g = K' \cdot \omega \quad (3.26)$$

$$\omega = \omega_r \cdot tr \quad (3.27)$$

$$\omega_r = v/r \quad (3.28)$$

Onde: K' - constante de tensão da máquina

ω_r - velocidade de rotação da roda

tr - relação de transmissão entre roda e máquina

r - raio da roda

De (3.26), (3.27) e (3.28) tem-se:

$$e_g = K' \cdot tr \cdot v/r \quad (3.29)$$

Com (3.29) em (3.24) e (3.25) e substituindo em (3.22):

$$P_m = e_g \cdot I_a + e_g \cdot (K_1 + K_2 \cdot e_g + K_3 \cdot e_g^2) \quad (3.30)$$

$$K_1 = \frac{n \cdot F_r \cdot E_r}{(K' \cdot t_r) l} \quad (3.31)$$

$$K_2 = \frac{n \cdot F_r \cdot E_r}{(K' \cdot t_r) l^2} \quad (3.32)$$

$$K_3 = \frac{C_d \cdot A \cdot d}{2 \cdot E_r (K' \cdot t_r) l^3} \quad (3.33)$$

$$\eta_f = \frac{I_a \cdot (e_g - V_e - V_d) - R \cdot I_a^2}{e_g \cdot I_a + e_g \cdot (K_1 + K_2 \cdot e_g + K_3 \cdot e_g^2)} \quad (3.34)$$

Uma vez que se deseja frear com a máxima eficiência, deve-se conhecer a corrente de armadura que proporciona este acontecimento:

$$d\eta_f/dI_a = [I(e_g - V_e - V_d) - 2 \cdot R \cdot I_a] \cdot P_m - [I(e_g - V_e - V_d) \cdot I_a - R \cdot I_a^2] \cdot e_g / P_m^2 = 0 \quad (3.35)$$

$$I_a^2 + 2 \cdot I_a (K_1 + K_2 \cdot e_g + K_3 \cdot e_g^2) - (e_g - V_e - V_d) \cdot (K_1 + K_2 \cdot e_g + K_3 \cdot e_g^2) / R = 0 \quad (3.36)$$

A solução da equação (3.36) fornece a corrente que proporciona a máxima eficiência durante a frenagem (para cada velocidade) e assim maximiza a energia regenerada. Eventualmente se pode desprezar os valores de V_e e V_d , especialmente em altas velocidades, como será visto adiante.

3.2 Comportamento na condição ótima

Apresentaremos a seguir alguns resultados numéricos, baseados nos dados já apresentados para o veículo e ainda nos seguintes dados sobre o motor [3.5], o sistema de transmissão e as baterias [3.4].

Potência: 22 kW

Velocidade base: 1750 rpm

Resistência de armadura: 0,067 ohms

Indutância de armadura: 1,0 mH

Constante de tensão: 1,28

Raio da roda: 0,3 m

Relação de transmissão: 4,11

Resistência das baterias: 0,2 ohms

O valor da relação de transmissão foi obtido considerando uma velocidade de cruzeiro do veículo de 48 Km/h, de acordo com a SAE para este tipo de veículo [3.6].

$$v = 48 \text{ Km/h} = 13,3 \text{ m/s}$$

$$\omega_r = 13,3 / (2,3,14 \cdot r) \cdot 60 = 425 \text{ rpm}$$

$$t_r = 1750 / 425 = 4,11$$

Tem-se ainda:

$$K_1 = 7,2 \cdot 10^{-3} \cdot M = 21,6$$

$$K_2 = 9,4 \cdot 10^{-7} \cdot M = 2,8 \cdot 10^{-3}$$

$$K3 = 1,87 \cdot 10^{-4}$$

No que se refere às baterias, não é possível se estabelecer um valor para sua resistência, uma vez que é função do estado de carga e também de se a bateria está sendo carregada ou descarregada. Na próxima figura reproduzimos curvas apresentadas na referência [3.4] onde é mostrada a característica tensão x corrente para diversas situações de sua carga. Destas curvas pode-se obter a resistência interna das baterias. Para cada célula de 6 V temos:

Tabela 3.1: Resistência interna da bateria em célula de 6 V

	carga	descarga
Rb min (ohms)	0,0032	0,0027
Rb max (ohms)	0,01	0,0035

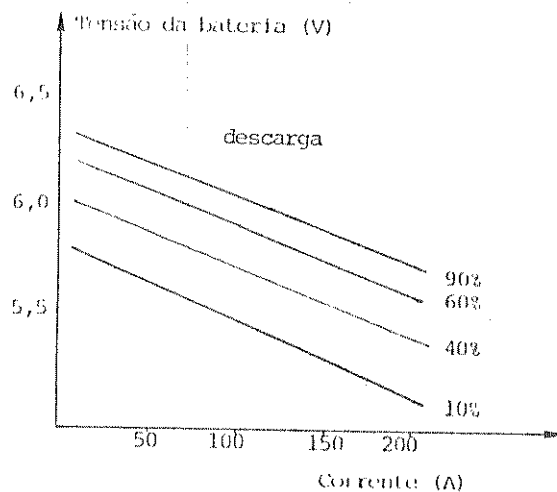
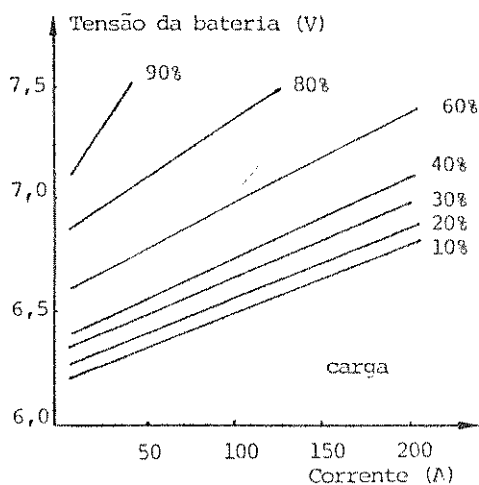


Figura 3.1 Característica tensão x corrente

Para atingirmos 220 V são necessárias 37 células de 6 V, que fornecerá, para o processo de carga:

$$R_b \text{ min} = 0,12 \text{ ohms}$$

$$R_b \text{ max} = 0,37 \text{ ohms}$$

Para a descarga teremos:

$$R_b \text{ min} = 0,1 \text{ ohms}$$

$$R_b \text{ max} = 0,13 \text{ ohms}$$

Na figura 3.2 apresentamos o rendimento em função da f_{cem} para diversos valores de corrente frenante. Se o objetivo é operar sempre com o máximo rendimento deve-se utilizar o limite superior deste conjunto de curvas. Este limite é exatamente o determinado pela solução da equação (3.36), que é mostrada na mesma figura (b).

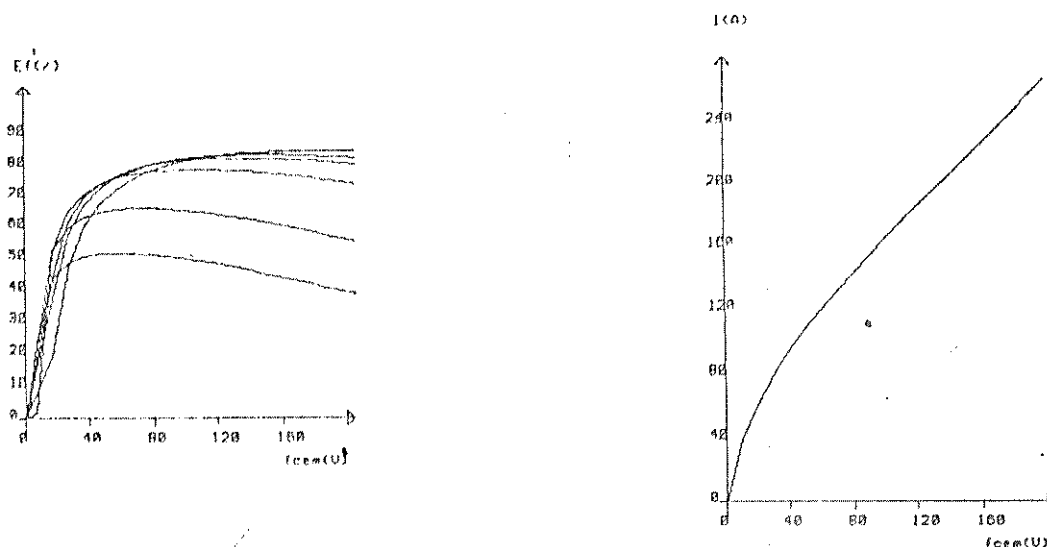


Figura 3.2 Eficiência da frenagem para várias correntes (a) e corrente ótima em função da f_{cem} .

A partir de uma velocidade inicial igual à velocidade base realizamos uma simulação do processo de frenagem considerando que a diminuição da velocidade é ocasionada pelo efeito regenerativo e pelas perdas.

As curvas da próxima figura registram a energia regenerada em função da fcm e do tempo e também a energia regenerada acumulada.

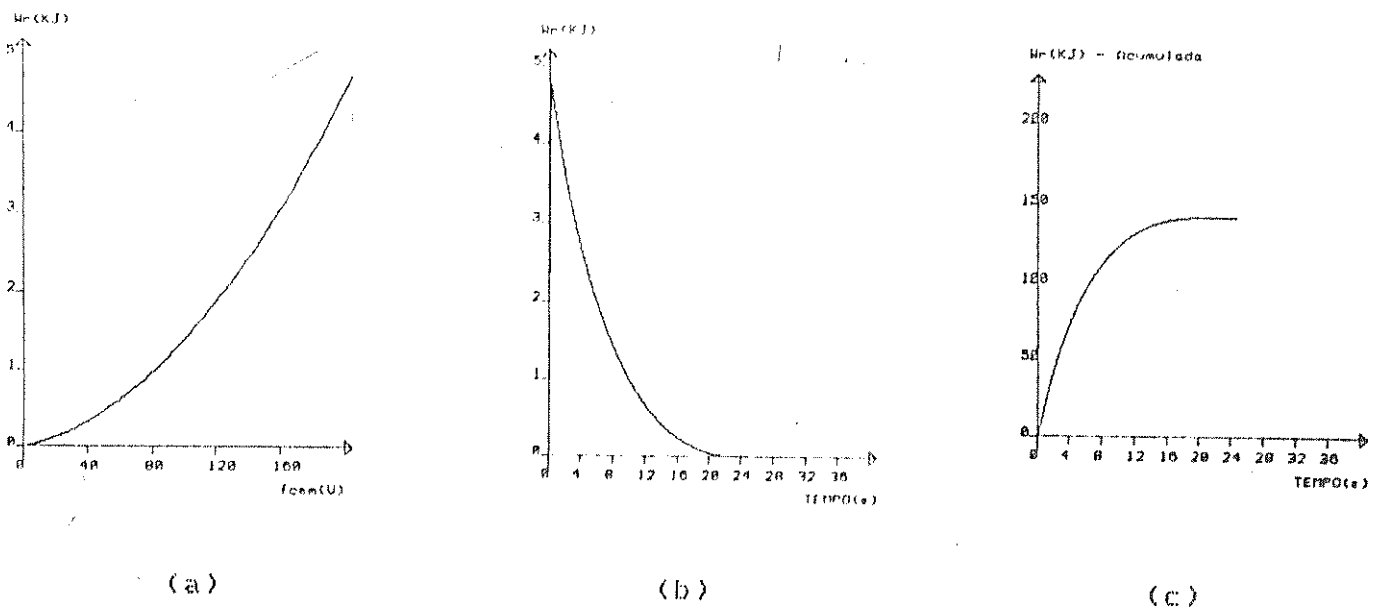


Figura 3.3 Energia regenerada em função da fcm (a), do tempo (b) e energia regenerada acumulada (c).

Note-se que a maior parte da energia é recuperada a altas velocidades, quando o valor da fcm é bastante superior à queda de tensão nas escovas e nos semicondutores. Se se realizar este estudo desconsiderando este fator de perdas obter-se-á uma eficiência ligeiramente superior à real. A equação (3.21) seria reescrita como:

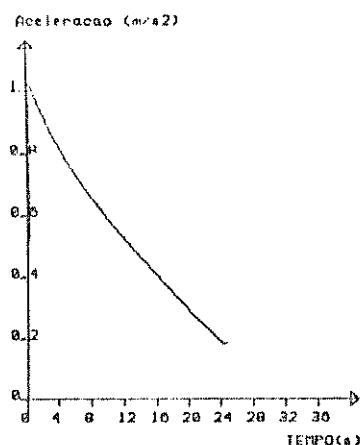
$$P_r = e_g \cdot I_a - R \cdot I_a^2 \quad (3.37)$$

A simulação realizada utiliza pequenos intervalos de tempo (20ms) no qual considera constante o valor da fcm e da corrente. A energia regenerada ou dissipada durante este tempo é subtraída da energia cinética inicial, que fornecerá o novo valor da velocidade pa-

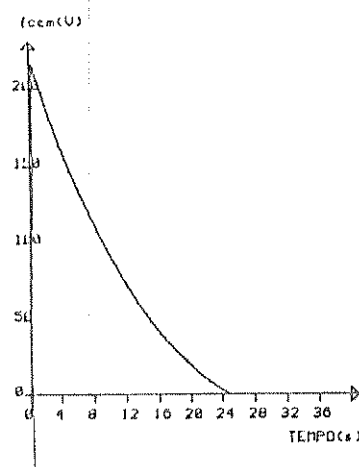
ra o próximo intervalo, repetindo-se este procedimento até que a velocidade se anule.

O rendimento final da frenagem é dado pela razão entre a energia regenerada acumulada e a energia cinética no início da frenagem.

Usando a equação (3.21) obtém-se, para o exemplo dado, uma eficiência de 61,0%, enquanto com a equação (3.37), 63,2%.



(a)



(b)

Figura 3.4 Variação da fcm (a) e da aceleração (b) durante a frenagem

3.2.1 Aumento da autonomia

A eficiência obtida por este procedimento de frenagem permite obter a quantidade de energia recuperada em função da energia cinética do VE no início do processo de desaceleração. Para se conhecer o aumento da autonomia possível é necessário o conhecimento do perfil do percurso, a fim de se saber a quantidade de energia gasta pelo veículo. Para esta finalidade utilizaremos o perfil padrão da SAE [3.6] pa-

ra um veículo utilitário, considerando os tempos e velocidades estabelecidos para o trecho de aceleração e o de cruzeiro. Quanto à frenagem consideraremos a estratégia aqui descrita.

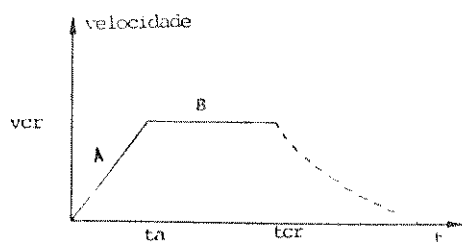


Figura 3.5 Perfil do trajeto de veículo elétrico utilitário

Além dos fatores de perdas descritos anteriormente deve-se considerar outros fatores como:

- perdas no material ferromagnético do motor
- perdas no sistema de transmissão
- perdas no conversor (circuito amaciador e chaveamento)

No trecho "A" indicado na figura anterior, temos o veículo acelerado do repouso até a velocidade de 48 Km/h. A energia entregue ao veículo neste intervalo, considerando percurso plano e velocidade do vento nula, será:

$$W_{m1} = W_c + W_{ma} + W_{ea} \quad (3.38)$$

Onde: W_c - energia cinética do veículo em $t=18$ s

W_{ma} - energia dissipada por perdas mecânicas e aerodinâmicas

W_{ea} - energia dissipada por perdas elétricas

$$W_c = M \cdot v^2 / 2 \quad (3.39)$$

$$W_c = 2,65 \cdot 10^5 \text{ J}$$

$$W_{ma} = \int_0^{18} (R_A + R_R) \cdot v(t) \, dt \quad (3.40)$$

$$v(t) = 0,74 \cdot t \quad (3.41)$$

$$W_{ma} = \int_0^{18} [1,01 \cdot v^3(t) + M \cdot 0,127 \cdot v(t) + M \cdot 2,9 \cdot 10^{-4} \cdot v^2(t)] \, dt$$

$$W_{ma} = 5,7 \cdot 10^4 \text{ J}$$

Para o cálculo das perdas elétricas consideramos $(V_e + V_d) = 3,5V$ e que a aceleração se faz a uma corrente constante de 110 A (valor nominal da corrente de armadura), e ainda que $R = R_A + R_b = 0,267$ ohms.

$$W_{ea} = \Delta t \cdot [R \cdot I_a^2 + (V_e + V_d) \cdot I_a] \quad (3.42)$$

$$W_{ea} = 6,5 \cdot 10^4 \text{ J}$$

Para o trecho "B", quando o veículo está em velocidade de cruzeiro, temos a ocorrência de gasto de energia para suplantarmos as perdas aerodinâmicas, mecânicas de rolamento (W_{mc}) e elétricas (W_{ec}).

$$W_{m2} = W_{mc} + W_{ec} \quad (3.43)$$

$$W_{mc} = \Delta t \cdot (R_A + R_R) \cdot v \quad (3.44)$$

Considerando agora que as baterias estejam com carga abaixo de 50%, podemos considerar sua resistência interna como 0,12 ohms e teremos novos valores para as perdas elétricas e para a eficiência:

$$W_{ea} = 4,1 \cdot 10^4 \text{ J} \quad \text{e} \quad W_{ec} = 5,3 \cdot 10^4 \text{ J}$$

$$E_{fr} = 25,8 \%$$

Assim, se as baterias estiverem relativamente descarregadas (possuindo menor resistência interna), pode-se aumentar ainda mais a autonomia, considerando a mesma massa para o veículo. Melhorias podem também ser conseguidas se for diminuído o intervalo de duração do percurso na velocidade de cruzeiro, uma vez que neste período ocorre apenas consumo de energia.

3.2.2 Linearização da relação ótima de frenagem

Conforme foi equacionado, obtemos a máxima recuperação de energia se utilizarmos na frenagem uma corrente definida pela equação (3.36) e mostrada, para valores específicos, na figura 3.2. Entretanto, a implementação de um sistema de controle que, dada a velocidade, leve a tal corrente de armadura, numa relação não linear, é de considerável complexidade.

A fim de termos um sistema cujo controle de corrente durante a frenagem seja de mais simples realização, estudaremos a aproximação da relação ótima (3.36) por uma relação linear dada por:

$$W_{mc} = 20 \cdot [1,01 \cdot v^3 + M \cdot (0,29 \cdot \sqrt{127 \cdot v}) \cdot 10] \quad 1$$

$$W_{mc} = 1,52 \cdot 10^5 \quad J$$

As perdas elétricas foram calculadas usando uma corrente de armadura em seu valor nominal, o que representa praticamente o pior caso para estas perdas.

$$W_{ec} = 20 \cdot [R \cdot I_a^2 + (V_e + V_d) \cdot I_a] \quad (3.45)$$

$$W_{ec} = 7,2 \cdot 10^4 \quad J$$

Assim, a energia entregue ao veículo é dada por:

$$W_m = W_{m1} + W_{m2} = 6,11 \cdot 10^5 \quad J \quad (3.46)$$

Devemos considerar ainda que o sistema de transmissão apresenta uma eficiência da ordem de $E_{ft}=0,95$ [3.4], que as perdas no ferro do motor implicam numa eficiência em torno de $E_{fm}=0,90$ [3.8], que o conversor, devido às perdas no chaveamento tem rendimento de $E_{fc}=0,98$.

Desta forma, o rendimento real será:

$$E_{fr} = (E_f \cdot W_c \cdot E_{ft} \cdot E_{fm} \cdot E_f) / W_m \quad (3.47)$$

O aumento de autonomia esperado com este procedimento de frenagem e estes dados é de 22%.

$$I_a = e_g / K_1$$

(3.48)

$$K_1 = e_g \text{ max} / I_a \text{ max}$$

(3.49)

Considerando o exemplo anterior, com $R=0,267$ ohms, obtemos, da figura 3.2

$$K_1 = 1,66$$

Realizando a simulação da frenagem usando a equação (3.48), obtém-se:

$$E_f = 60,7 \% \quad \text{e} \quad E_{fr} = 22,0 \%$$

Ou seja, o uso da aproximação linear reduz ligeiramente o valor da eficiência (0,3%), implicando em 0,2% a menos no aumento da autonomia.

3.3 Efeito da variação de parâmetros

Das equações (3.30) e (3.34) podemos verificar os principais fatores dissipativos de energia no VE, tais como: a resistência elétrica, as quedas de tensão nas escovas e semicondutores, as perdas aerodinâmicas e os atritos de rolamento.

A queda de tensão nas escovas e semicondutores não se alteram substancialmente durante a operação do VE, o mesmo podendo ser dito a respeito do arraste aerodinâmico. No que se refere à resistência elétrica do circuito, seu valor sofre considerável alteração, especialmente em função do estado de carga das baterias, conforme já foi comentado.

Quanto às perdas de rolamento, considerando que as condições do solo não se alterem significativamente, mudanças no valor da massa transportada refletem-se no desempenho do sistema, o que, num veículo utilitário poderia ser causado pela variação na carga transportada ou do número de passageiros.

Analisaremos a seguir o efeito da variação destes parâmetros (resistência elétrica e massa do veículo) sobre a condição ótima de frenagem, utilizando, por simplicidade, a equação (3.48).

Na figura 3.6 estão as curvas da eficiência em função da constante ($1/K1$), para diversos valores de massa, considerando a resistência constante ($R=0,267$ ohms), enquanto na figura 3.7 temos as curvas considerando a massa fixa (3000 Kg) e a resistência variando.

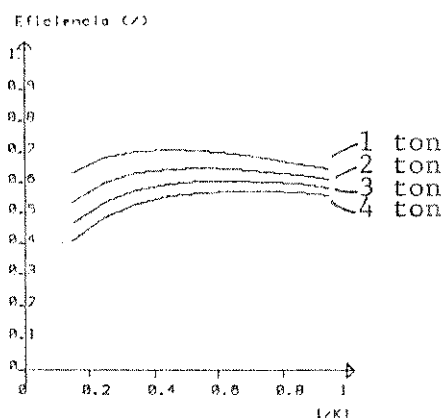


Figura 3.6 Efeito da variação da massa sobre a eficiência da frenagem ($R=0,267$ ohms)

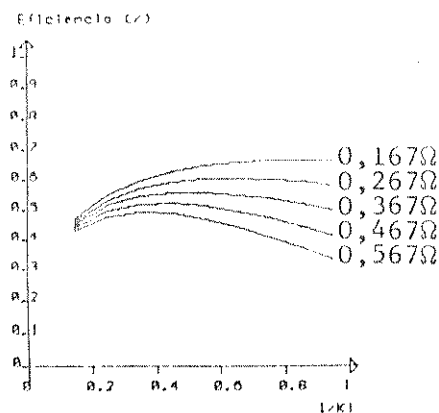


Figura 3.7 Efeito da variação da resistência do circuito principal sobre a eficiência da frenagem ($M=3000$ Kg)

Das figuras anteriores pode-se notar que o valor de $(1/K1)$ que proporciona a máxima eficiência varia de acordo com os valores de R e M .

A conclusão mais importante que podemos obter destas curvas é a necessidade de, para cada par (R,M) , utilizarmos uma relação adequada entre a velocidade e a corrente de armadura, garantindo sempre a máxima recuperação de energia, o que leva à necessidade de, sistematicamente, se obter o valor da massa e da resistência e, através de alguma estratégia de controle adaptativo, realizar-se a frenagem sempre nas condições ótimas.

Note-se que, por exemplo, se considerarmos que a máxima eficiência com $R=0,267$ ohms e $M=3000$ Kg ocorre usando $(1/K1)=0,7$ e mantivermos tal valor numa situação na qual a resistência cresça para $R=0,567$, teremos uma diminuição de quase 5% na eficiência da frenagem. Em capítulo posterior abordaremos a questão deste controle:

CAPÍTULO 4

ESTRATÉGIA DE CONTROLE:

ESTABILIDADE DO SISTEMA DURANTE A FRENAGEM

4.1 Estrutura do sistema em malha fechada

4.2 Simulação analógica

4.3 Estabilidade local - análise do valor médio

4.4 Estabilidade global - análise do valor médio

4.5 Estabilidade local - análise do comportamento chaveado

CAPÍTULO 4

ESTRATÉGIA DE CONTROLE:

ESTABILIDADE DO SISTEMA DURANTE A FRENAGEM

No capítulo anterior se obteve a relação entre a f_{cem} e a corrente de armadura que maximiza a energia regenerada. Estudaremos aqui como realizar um sistema de controle que, dado um valor da velocidade (que implica num valor da f_{cem}) proporcione a corrente desejada.

Para um melhor conhecimento do comportamento do sistema foi realizada uma simulação analógica, onde pôde ser analisado o efeito de diferentes realimentações nas malhas de corrente e velocidade.

Estuda-se a estabilidade local, onde ocorrem fenômenos de oscilações sub-harmônicas ou caóticas, bem como a estabilidade global durante a frenagem.

4.1 Estrutura do sistema em malha fechada

A figura 4.1 mostra em diagrama de blocos a configuração usual de um sistema de controle com malhas de corrente e velocidade. Neste diagrama temos os seguintes significados para os blocos:

G_c - característica de transferência do recortador

G_e - função de transferência do circuito elétrico da máquina CC

K_t - constante de torque da máquina

G_m - função de transferência da parte mecânica do sistema

G_i - função de transferência da realimentação de corrente

G_v - função de transferência da realimentação de velocidade

K_v - constante de velocidade da máquina

T_c - torque externo, referente a aclives, declives ou alteração na carga

g - sinal de controle do recortador (largura de pulso)

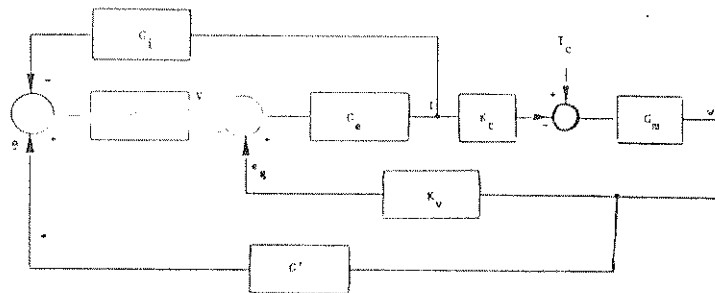


Figura 4.1 Diagrama de blocos do sistema atuando em frenagem

Mas o esquema anterior não é o mais indicado para estudarmos o comportamento do sistema, pois a saída que se deseja controlar é a corrente de armadura, I_a , a qual deverá seguir como referência um sinal proporcional à velocidade. Modificando a figura anterior obtém-se um novo diagrama:

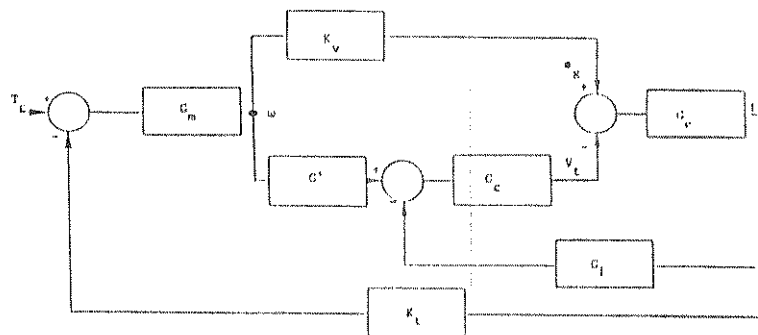


Figura 4.2 Diagrama considerando corrente I_a como saída

Como já foi dito, deseja-se que o sistema obedeça à relação expressa pela equação (3.48), assim:

$$I_a(S) = G_e(S) \cdot E_1(S) \quad (4.1)$$

$$E_1(S) = e_g(S) - V_a(S) \quad (4.2)$$

$$e_g(S) = K_v \cdot w(S) \quad (4.3)$$

$$V_a(S) = g(S) \cdot \theta_c(S) \quad (4.4)$$

$$g(S) = G'(S) \cdot w(S) - G_i(S) \cdot I_a(S) \quad (4.5)$$

$$\frac{I_a(S)}{w(S)} = \frac{G_e(S) \cdot [K_v - G_c(S) \cdot G'(S)]}{1 - G_e(S) \cdot G_c(S) \cdot G_i(S)} \quad (4.6)$$

Se tivermos:

$$G_c(S) \cdot G'(S) \gg K_v \quad (4.7)$$

$$e \quad G_e(S) \cdot G_c(S) \cdot G_i(S) \gg 1 \quad (4.8)$$

então:

$$\frac{I_a(S)}{w(S)} = \frac{G'(S)}{G_i(S)} \quad (4.9)$$

Da equação (4.9) verifica-se que utilizando funções adequadas para as realimentações de velocidade e de corrente é possível obter a corrente ótima desejada.

As aproximações feitas em (4.7) e (4.8) são válidas se o sistema operar com corrente contínua, quando a característica de transferência do recortador apresenta um alto ganho. Quando a corrente se torna descontínua, o ganho cai substancialmente e (4.9) não mais se verifica. Coloca-se já, então, a necessidade de operar-se o máximo possível na condição de corrente contínua.

Um caso particular de (4.9) é quando $G'(S)$ e $G_i(S)$ forem ganhos proporcionais, assim a corrente média Ia será dada por:

$$I_a = K' \cdot w / K_i \quad (4.10)$$

Ou seja, alterando K' ou K_i pode-se estabelecer a relação desejada e alterá-la na medida em que ocorram alterações nos parâmetros do sistema e que impliquem em mudança na condição da frenagem ótima.

Posta a necessidade de operação com corrente contínua, sabe-se que isto ocorre se a largura de pulso, g , tiver um valor superior à chamada largura de pulso crítica, g_c , que estabelece a fronteira entre os dois comportamentos, e que está descrita na equação que reproduzimos a seguir:

$$g_c^2 + g_c \cdot [2 \cdot E \cdot C / [T \cdot (E + e g)] - 1] - C \cdot (E - e g) / [T \cdot (E + e g)] = 0 \quad (4.11)$$

Considerando $T \ll C$, a equação se simplifica para:

$$g_c = 0,5 \cdot (1 - e_g/E) \quad (4.12)$$

Calcularemos a seguir a expressão de g , em malha fechada, para encontrarmos as implicações sobre K' e K_i para que $g > g_c$ e assim a corrente seja contínua.

Usando a equação (4.5) lembrando que:

$$I_a = (e_g - V_a)/R_a \quad \text{e} \quad V_a = E \cdot (1 - 2 \cdot g) \quad (4.13)$$

Temos:

$$g = \frac{e_g \cdot (K' \cdot R_a / K_v - K_i) + K_i \cdot E}{R_a + 2 \cdot K_i \cdot E} \quad (4.14)$$

Como desejamos $g > g_c$, temos:

$$e_g \cdot (K' \cdot R_a / K_v - K_i) + K_i \cdot E > (R_a + 2 \cdot K_i \cdot E) \cdot 0,5 \cdot (1 - e_g/E) \quad (4.15)$$

$$K' > K_v \cdot (1/e_g - 1/E)/2 \quad (4.16)$$

Assim, se K' tiver este valor a corrente será contínua. Note-se que o ganho da realimentação de corrente não afeta este resultado. Sua influência será a redução no valor de g , mas não interfere no limite entre a passagem da corrente contínua para a descontínua.

Como era de se esperar, à medida que a fcm diminui o valor de K' deve crescer. Na prática se considera um valor mínimo de veloci-

dade no qual ainda há interesse e/ou necessidade de realização de frenagem regenerativa ótima, por exemplo, considerando as curvas indicadas na figura 3.4.

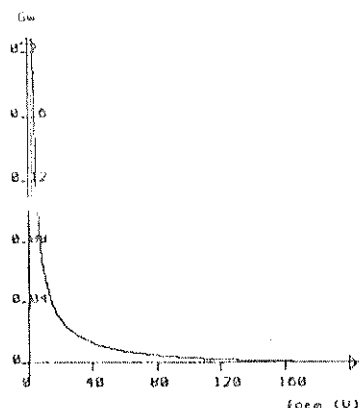


Figura 4.3 Ganho proporcional da realimentação de velocidade que garante corrente de armadura contínua na frenagem ótima, considerando $K_v=1,28$ e $E=220$ V.

O efeito de K_i sobre a largura de pulso é mostrado na figura 4.4. Para estas curvas os seguintes valores foram utilizados:

$R_a = 0,067$ ohms; $E=200$ V; $C_a=5$ ms; $T=0,1$ ms; $K_v=1,28$ V.s/rad; $K'=0,1$

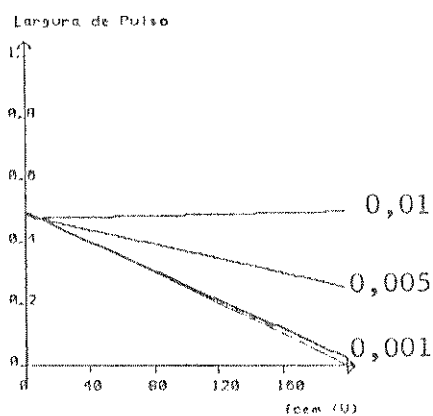


Figura 4.4 Largura de pulso para diversos valores do ganho da realimentação de corrente

A reta que une os pontos $(0;0,5)$ e $(200;0)$ é a que delimita as regiões de condução contínua (à direita) e descontínua (à esquerda). As curvas para diversos valores de K_i cruzam-na sempre no mesmo ponto, ratificando a conclusão anterior. À medida que K_i decresce a largura de pulso aumenta.

As curvas anteriores foram traçadas considerando a equação (4.14), sendo válidas para corrente contínua. Portanto, os valores de g nas curvas parametrizadas em K_i que estão à esquerda da reta de g_c não representam o comportamento da largura de pulso, pois nesta região de corrente descontínua teríamos uma expressão para V_a diferente da utilizada.

4.1.1 Efeito da variação de parâmetros

Conforme foi visto no capítulo anterior, variações nos parâmetros do sistema, especialmente na resistência elétrica e na massa, fazem com que o valor da constante K_l se altere, para que se opere sempre maximizando a energia regenerada.

Tais mudanças ocorrem, por exemplo, pela alteração no estado de carga das baterias, que modifica significativamente a resistência do circuito; ou no caso da massa, pelo embarque ou desembarque de passageiros ou carga transportada. É claro que estas alterações ocorrem durante a operação do veículo elétrico, sendo interessante adaptar-se o valor de K_l às condições momentâneas dos parâmetros. Isto pode ser feito pela alteração nos valores de K' ou K_i .

O problema imediato que se coloca é o da aferição "on-line" dos parâmetros do sistema [4.1]. Algumas técnicas possíveis são a res-

posta em frequência ou a resposta ao degrau, considerando o motor e a carga como um circuito de 2ª ordem, com analogia a um circuito RLC. Esta analogia é estudada no apêndice A. Diferentes maneiras de medida da massa transportada e da resistência elétrica podem ser implementadas, através de sensores e transdutores.

A realização destas medidas exigem o uso de um microcomputador para gerar os sinais de controle, realizar o cálculo dos parâmetros a partir das medidas e também atualizar os valores de K' e K_i .

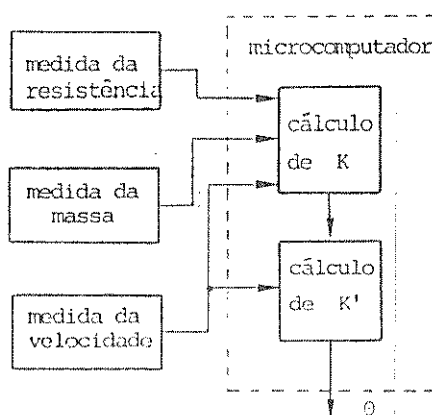


Figura 4.5 Diagrama simplificado de uso de microcomputador para levantamento de parâmetros e adaptação dos ganhos de realimentação.

4.2 Simulação analógica

Para realizar estudos do comportamento do sistema realizou-se uma simulação analógica no sistema EAI-680. A principal vantagem deste

procedimento foi a possibilidade de simular condições que no sistema real poderiam produzir danos à máquina ou ao conversor, ou mesmo situações que, dadas as características da montagem experimental, não seriam factíveis como, por exemplo, altas frequências de chaveamento, elevadas correntes de armadura, etc.

4.2.1 Gerador de rampa e sinal MLP

O sinal que será utilizado para produzir modulação por largura de pulso será uma rampa positiva, cuja frequência determinará a frequência de chaveamento.

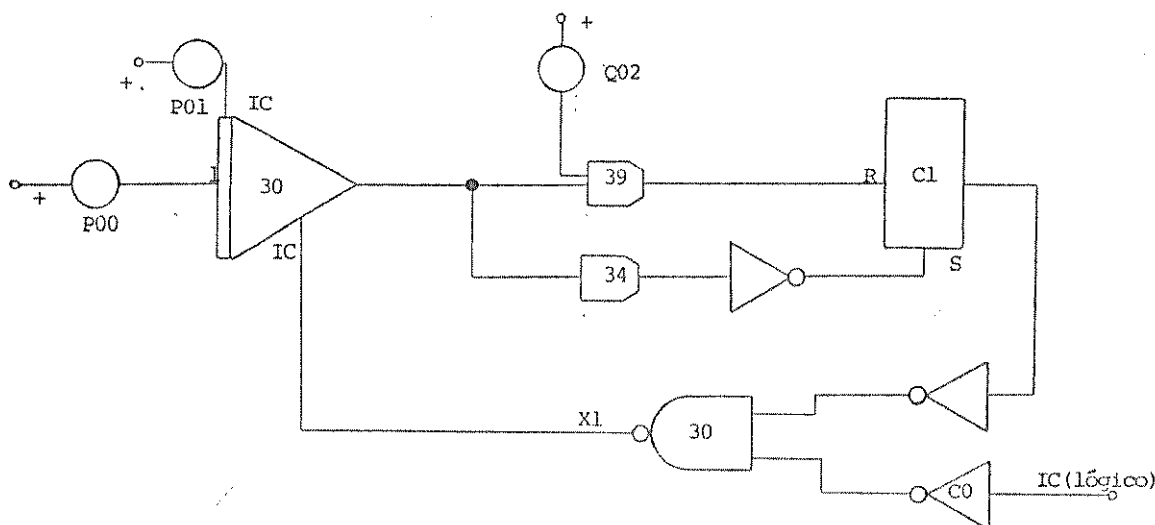


Figura 4.6 Gerador de rampa

O potenciômetro P 00 determina a inclinação da rampa e, assim, sua frequência, uma vez que o comparador 34 estabelece o instante em que a rampa chega a zero, sendo reiniciado o processo. O valor "a" é determinado por P 01.

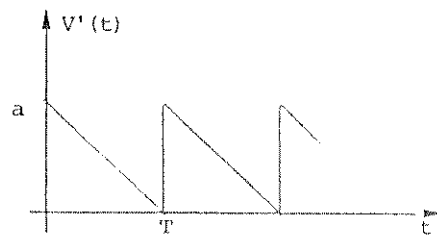


Figura 4.7 Forma de onda da rampa na saída do integrador 30

A geração do sinal MLP é feita pela soma ao sinal $V'(t)$ do sinal de controle "g", cujo resultado será levado a um comparador. Quando este resultado for positivo, o sinal MLP terá um valor negativo e quando o resultado for negativo o sinal MLP será positivo.



Figura 4.8 Sinal de controle, "g", somado à rampa

4.2.2 Comutador com bloqueio de reticências

$$m(g) = V' \cdot g \quad (4.17)$$

$$h'(g) = \begin{cases} -h_0 & \text{se } m(g) > 0 \text{ e } i > 0 \\ +h_0 & \text{se } m(g) < 0 \text{ e } i > 0 \end{cases} \quad (4.18)$$

$$h'(g) = \begin{cases} h'(g) & \text{se } i > 0 \\ e_g & \text{se } i \leq 0 \end{cases} \quad (4.19)$$

O bloqueio de reticências é usado para se garantir que ocorrerá apenas uma comutação por período [4.21], ou seja, após o sinal $m(g)$ cruzar o zero, o comparador será inibido até o início de próximo período. A amplitude "ho" será definida pelos potenciômetros Q 07 e Q 09, devendo o valor de Q 09 ser metade de Q 07. Quando a corrente se anular a tensão de saída, $h(g)$ deve assumir o valor da fcm, e_g

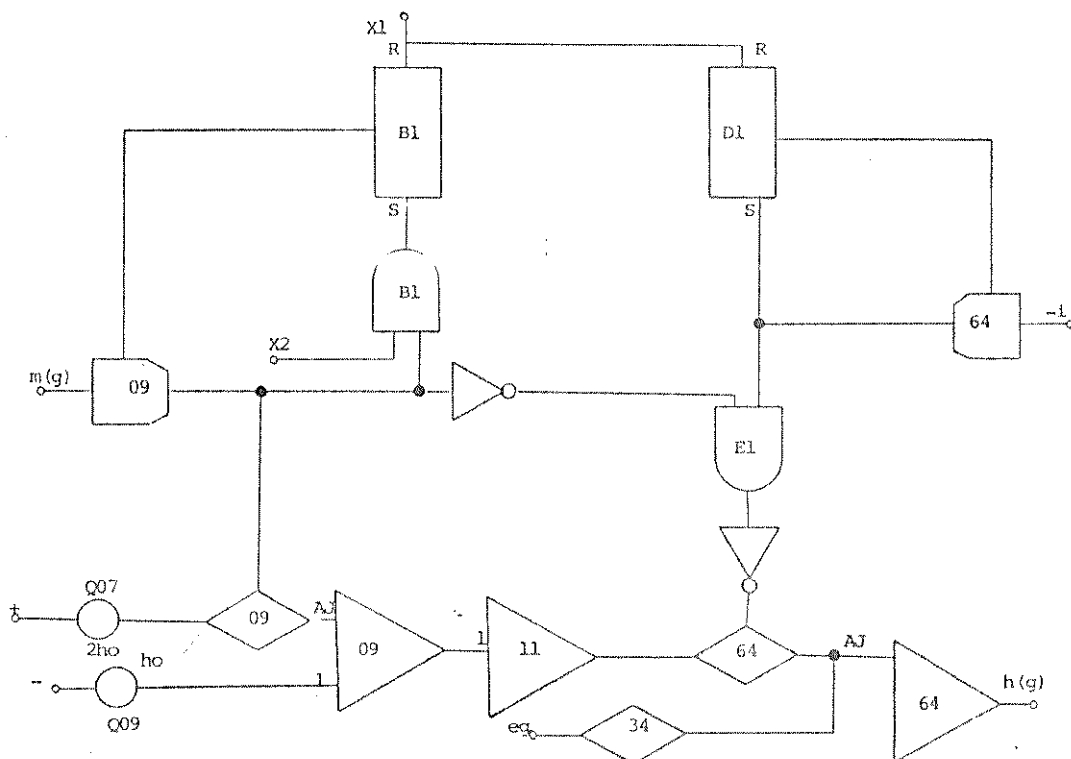


Figura 4.9 Gerador do sinal MLP, $h'(g)$, com bloqueio de reticências.

4.2.3 Motor e realimentações

Dado o modelo dinâmico do motor, conforme descrito no apêndice A, implementa-se sua simulação. O integrador 90 caracteriza o comportamento elétrico da máquina CC, enquanto o integrador 65, a parte mecânica. Os potenciômetros referem-se a:

P 20 - $1/L_a$

Q 19 - $1/C_a$

Q 22 - K_t/J

P 33 - $1/C_m$

Q 24 - K_v

A realimentação de velocidade é realizada como um ganho proporcional, variável através do potenciômetro Q 04.

Quanto à realimentação de corrente, está indicada como um bloco, pois foram utilizados diferentes compensadores em cascata para análise.

A entrada T_c se refere a torques externos causados por acclives, declives, alterações de carga, etc.

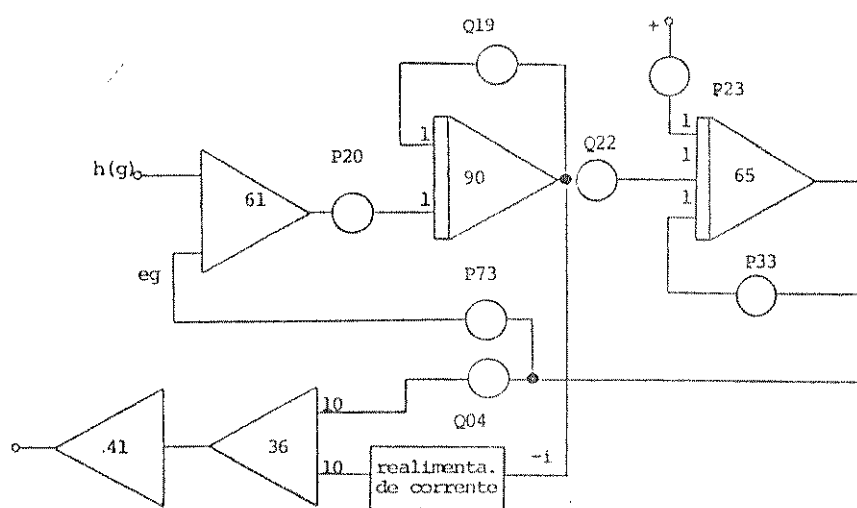


Figura 4.10 Simulação do motor e das realimentações.

4.2.4 Escalonamento

O escalonamento realizado tem por base um sistema de teste montado no Laboratório de Controle de Acionamento e Eletrônica de Potência da FEE, no qual foram realizados os testes experimentais.

A máquina CC utilizada tem as seguintes características:

Potência - 3/4 HP

Tensão de armadura - 180 V

Corrente nominal - 4,2 A

Velocidade máxima - 3000 rpm

Campo independente - 180 V

Resistência de armadura - 4 ohms

Indutância de armadura - 20 mH

Constante de torque e de velocidade - 0,56 [SI]

Momento de inércia da carga - 0,083 Kg.m²

Constante de tempo mecânica - 10 s

Valores usados para escalonamento:

$V: 180 \text{ V} \Rightarrow 0,5$

$I_a: 20 \text{ A} \Rightarrow 1,0$

$\omega: 314 \text{ rd/s} \Rightarrow 1,0$

$$R_a \cdot I_a + V = L_a \cdot di/dt$$

(4.20)

$$d(I_a/20)/dt = 200 \cdot [I_a/20] + 900 \cdot [V/360]$$

$$J \cdot d\omega/dt = I_a \cdot K_t + B \cdot \omega$$

(4.21)

$$d(w/314)/dt = 0,43 \cdot L_{1a}/201 + 0,1 \cdot L_w/314$$

Usando um fator de escalonamento no tempo de $Bt=1000$ temos:

$$dI_{ax}/dt' = 0,2 \cdot I_{ax} + 0,9 \cdot V_x$$

$$dW_x/dt' = 0,0004 \cdot I_{ax} + W_x$$

O uso deste fator Bt tem a vantagem de usando um fator multiplicativo de 1000 na simulação, os tempos medidos correspondem ao tempo real. Por outro lado tem-se uma pequena precisão no ajuste dos potenciômetros para valores baixos.

Tem-se então:

$$Q_{19} = 0,2$$

$$Q_{22} = 0,0004$$

$$P_{20} = 0,9$$

$$P_{33} = 0,0001$$

$$Q_{07} = 1,0$$

$$Q_{09} = 0,5$$

$$P_{73} = 0,5$$

4.3 Estabilidade local - análise do valor médio

Conforme já foi visto, a variável a ser controlada durante a frenagem é o valor médio da corrente de armadura. A estabilidade local, em torno de um ponto de operação, será estudada a partir do diagrama da figura 4.2 [4.31].

A realimentação de velocidade será considerada como um ganho proporcional, enquanto a realimentação de corrente será um filtro passa-baixas, uma vez que se deseja controlar o valor médio da corrente.

Quanto ao recortador, considerar-se-á a função de transferência descrita no capítulo 2, na figura 2.16. É certo que existem fenômenos associados ao caráter chaveado do conversor que não se tornam explícitos através desta análise, tais casos serão abordados na sequência deste capítulo.

$$I_a(s) = G_e(s) \cdot [E_g(s) - V_a(s)] \quad (4.22)$$

Com corrente contínua se tem:

$$V_a = E \cdot (1 - 2 \cdot g)$$

$$\text{Como } G_e = 1 / (s \cdot L_a + R_a) \quad (4.23)$$

$$dI_a/dt = K_v \cdot w / L_a - R_a \cdot I_a / L_a - E \cdot (1 - 2 \cdot g) / L_a \quad (4.24)$$

$$w(s) = G_m(s) \cdot (I_c - K_t \cdot I_a) \quad (4.25)$$

$$G_m(s) = 1 / (s \cdot J + B) \quad (4.26)$$

$$dw/dt = T_c / J - K_t \cdot I_a / J - B \cdot w / J \quad (4.27)$$

$$g = K' \cdot w - G_i \cdot I_a \quad (4.28)$$

$$O_i(s) = K_i / (s \cdot a)$$

(4.29)

$$dg/dt = w \cdot K' \cdot (a - B/J) - I_a (K_i + K' \cdot K_t/J) + K' \cdot T_c/J - g \cdot a$$

(4.30)

Para $T_c > 0$ teremos um ponto de operação, por hipótese, propiciando uma situação de condução contínua. Estes valores do ponto de operação serão designados por: w_i , para velocidade; I_{ai} , para corrente e g_i , para a largura de pulso.

$$w_i = (T_c \cdot K_t \cdot I_{ai}) / b$$

(4.31)

$$I_{ai} = [K_v \cdot w_i - E \cdot (1 - 2 \cdot g_i)] / R_a$$

(4.32)

$$g_i = K' \cdot w_i - K_i \cdot I_{ai} / a$$

(4.33)

Substituindo (4.31) e (4.33) em (4.32), tem-se:

$$I_{ai} = \frac{T_c \cdot (K_v + 2 \cdot E \cdot K') / B - E}{R + K_v \cdot K_i / B + 2 \cdot E \cdot K_i / a + 2 \cdot E \cdot K' \cdot K_t / B}$$

(4.34)

Linearizando o sistema em torno do ponto de operação:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_a \\ w \\ g \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_a/L_a & K_v/L_a & 2 \cdot E/L_a \\ -K_t/J & -B/J & 0 \\ -K_i - K' \cdot K_t/J & K' \cdot (a - B/J) & -a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ w \\ g \end{bmatrix}$$

(4.35)

A equação característica do sistema é:

$$1 \cdot 1 - A = 0 \quad (4.36)$$

Onde 1 são os autovalores e A é a matriz expressa em (4.35).

$$1^3 + A1 \cdot 1^2 + A2 \cdot 1 + A3 = 0 \quad (4.37)$$

Onde :

$$A1 = Ra/La + B/J + a \quad (4.38)$$

$$A2 = La \cdot Ra + 2 \cdot E \cdot B \cdot (Ki + K' \cdot Kt/J) J / (La \cdot J) + a \cdot B/J + (Ra \cdot B + Kt \cdot Kv) / (La \cdot J) \quad (4.39)$$

$$A3 = La \cdot Ra \cdot B - 2 \cdot E \cdot Kt \cdot K' (B/J - a) + 2 \cdot E \cdot B \cdot (Ki + K' \cdot Kt/J) + a \cdot Kt \cdot Kv J / (La \cdot J) \quad (4.40)$$

Quando as raízes de (4.37) tiverem parte real negativa o sistema será localmente estável. Procurou-se estabelecer os limites para K_i e K' que garantissem a estabilidade, considerando os mesmos dados descritos no item anterior. Empregando para K_i e K' valores variando entre 10 e 10, ou seja, valores que cobrem com folga a faixa de uso destas constantes, todas as raízes da equação citada apresentam parte real negativa.

A situação de corrente descontínua representa uma diminuição significativa no ganho equivalente, com seu valor tendendo a zero, conforme foi analisado em capítulo precedente. Desta forma, para a condução descontínua o ganho da malha que envolve o recortador é muito baixo e o sistema tende a se tornar mais estável. Como já foi definido que é de interesse operar na condição de corrente contínua, é sobre este comportamento que realizaremos as análises.

4.4 Estabilidade global - análise do valor médio

A questão da estabilidade global se coloca em duas situações: quando o torque externo, T_c , é positivo e quando este torque é nulo ou negativo. No primeiro caso estudou-se no item anterior a questão da estabilidade local. Verificaremos a seguir a questão da estabilidade global. Definiremos novas variáveis:

$$x_1 = I_a - I_{ai} \quad (4.41)$$

$$x_2 = w - w_i \quad (4.42)$$

$$x_3 = g - g_i \quad (4.43)$$

Reescrevendo as equações (4.24), (4.27) e (4.30), utilizando (4.31), (4.32) e (4.33) tem-se:

$$dx_1/dt = -R_a \cdot x_1/L_a + K_v \cdot x_2/L_a + 2 \cdot E \cdot x_3/L_a \quad (4.44)$$

$$dx_2/dt = -Kt \cdot x_1/J - B \cdot x_2/J \quad (4.45)$$

$$dx_3/dt = -(K_i + K' \cdot Kt/J) \cdot x_1 + K' \cdot (a - B/J) \cdot x_2 - a \cdot x_3 \quad (4.46)$$

Das equações (4.44) a (4.46) podemos escrever:

$$\dot{\underline{x}} = \begin{bmatrix} -Ra/La & K/La & 2 \cdot E/La \\ -Kt/J & -B/J & 0 \\ -K_i - K' \cdot t/J & K' \cdot (a - B/J) & -a \end{bmatrix} \cdot \underline{x} \quad (4.47)$$

Verificamos que o sistema (4.47) possui a mesma matriz que o sistema (4.35), para o qual se realizou o estudo da estabilidade local. Concluimos, então, que se o sistema é localmente estável para $T_c > 0$, também o será globalmente.

No caso em que $T_c \leq 0$, o fato de estarmos em procedimento de frenagem, faz com que o estado de equilíbrio do sistema seja o repouso. Analisando do ponto de vista da energia total do sistema, não havendo fonte externa agindo no sentido de aumentar a energia do sistema, e considerando que a frenagem regenerativa retira potência do veículo e a converte às baterias, e ainda que ocorrem perdas mecânicas, aerodinâmicas e elétricas, a quantidade de energia mecânica do veículo sempre decresce; sua velocidade tende assintoticamente para zero e como a estratégia de controle faz com que a corrente frenante seja uma função linear da velocidade, ela também vai a zero.

4.5 Estabilidade local - análise do comportamento chaveado

No item 4.3 foi analisada a questão da estabilidade local do ponto de vista do valor médio da variável. Dada a característica chaveada do recortador ocorrem comportamentos que, mesmo não provocando instabilidade em termos do valor médio da variável, podem ser prejudiciais ao desempenho do sistema. Tais comportamentos, chamados sub-harmônicos e caóticos, tem sido alvo de diversos estudos uma vez que podem ocorrer em qualquer sistema chaveado, seja ele um recortador, um sistema de controle através de computador, uma fonte chaveada, etc. [4.2], [4.4], [4.5], [4.6], [4.7], [4.8].

Na simulação analógica foi possível observar tais fenômenos, e a sua ocorrência ou não dependia dos diversos parâmetros do sistema, das realimentações de velocidade e corrente e da frequência de chaveamento.

Não nos aprofundaremos no estudo específico deste problema uma vez que, por si só, representa assunto extremamente profundo e fértil (conforme indicam as referências citadas) e distancia-se dos objetivos traçados para este trabalho. Avançamos neste tema apenas o suficiente para estabelecer alguns critérios que permitam a operação do sistema sem as oscilações citadas, garantindo a estabilidade local.

4.5.1 Realimentação da velocidade

Conforme foi dito anteriormente, a realimentação do sinal de velocidade é feita por um tacômetro, caracterizando-se como um ganho proporcional cujo valor deve ser ajustado para garantir o máximo fun-

cionamento em situação de corrente contínua. O sinal de velocidade não apresenta ondulação, uma vez que a inércia do sistema opera como um eficiente filtro passa-baixas, não se verificando aí qualquer efeito do caráter chaveado do recortador.

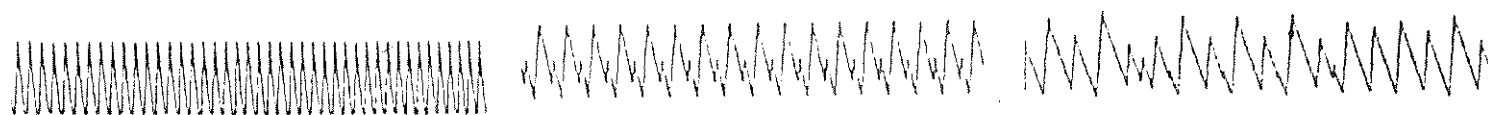
4.5.2 Realimentação de corrente - ganho proporcional

Uma alternativa para implementar-se o bloco $G_i(s)$ na figura 4.2 é um ganho proporcional, medindo a corrente de armadura e ajustando o nível do sinal realimentado de maneira a obter o desempenho desejado para o sistema.

Conforme mostrado no capítulo 2, em virtude do chaveamento da tensão sobre a máquina CC produzido pelo recortador, a corrente de armadura apresenta-se com significativo conteúdo harmônico, que diminui à medida que cresce a razão entre a constante de tempo elétrica do circuito de armadura, C_a , e o período de chaveamento, T .

Esta corrente com sua ondulação, ponderada pelo ganho, representado por $G_i(s)$, subtrai-se do sinal proveniente do bloco $G'(s)$ e fornece o sinal que determinará a largura do pulso na saída do recortador.

O uso de tal realimentação proporcional para corrente de armadura faz com que a ocorrência das oscilações sub-harmônicas e caóticas seja frequente, para diversas combinações dos ganhos $G_i(s)$ e $G'(s)$, tornando-se mais frequentes à medida que a frequência de chaveamento diminui, implicando num aumento da ondulação do sinal de controle, g.



a)

b)

c)

Figura 4.11 Comportamentos da corrente de armadura: a) normal; b) sub-harmônico; c) caótico

4.5.3 Realimentação da corrente - filtro passa-baixas

Para evitar estes fenômenos indesejados procurou-se uma outra alternativa para implementação da realimentação de corrente.

Pode-se afirmar que uma condição suficiente para a estabilidade da oscilação de corrente é que o sinal g , que determina a largura de pulso, não tenha ondulação, isto é, que seu conteúdo harmônico seja nulo. Este sinal é formado pelas realimentações de velocidade e corrente. No primeiro caso, como já foi dito, o sinal realimentado não possui ondulação. Quanto à corrente, dado seu comportamento oscilatório e, considerando que nosso objetivo é controlar seu valor médio, deve-se utilizar uma realimentação que seja sensível apenas ao nível contínuo da corrente, atenuando o máximo possível os harmônicos.

O uso de um filtro passa-baixas em $G_i(s)$, com frequência de corte suficientemente baixa, de maneira a causar forte atenuação nas componentes alternadas do sinal da corrente (cuas frequências se en-

contram a partir da frequência de chaveamento), faz com que o sinal realimentado de corrente praticamente não apresente ondulação, garantindo que o também seja contínuo e, portanto, não ocorrerão oscilações sub-harmônicas ou caóticas.

De fato, o uso, na simulação, de um filtro passa-baixas na malha de corrente fez com que as oscilações que ocorriam com realimentação proporcional desaparecessem. Apenas quando a frequência de chaveamento tornava-se próxima da frequência de corte do filtro (fazendo com que o sinal realimentado tivesse ondulação significativa) voltavam a surgir as ondulações. Como a frequência do recortador é da ordem de KHz, é possível se utilizar um filtro realmente eficiente para os fins propostos.

A implementação deste filtro com uma baixa frequência de corte, faz com que sua resposta a variações bruscas na corrente sejam lentas. No entanto, dada a estratégia de controle empregada para a realização da frenagem, onde a corrente média deve variar de acordo com a velocidade, a qual varia lentamente, faz com que as situações de alterações repentinas na corrente não ocorram. Eventuais sobre-correntes devem ser limitadas por outros dispositivos de proteção e não através desta malha de realimentação.

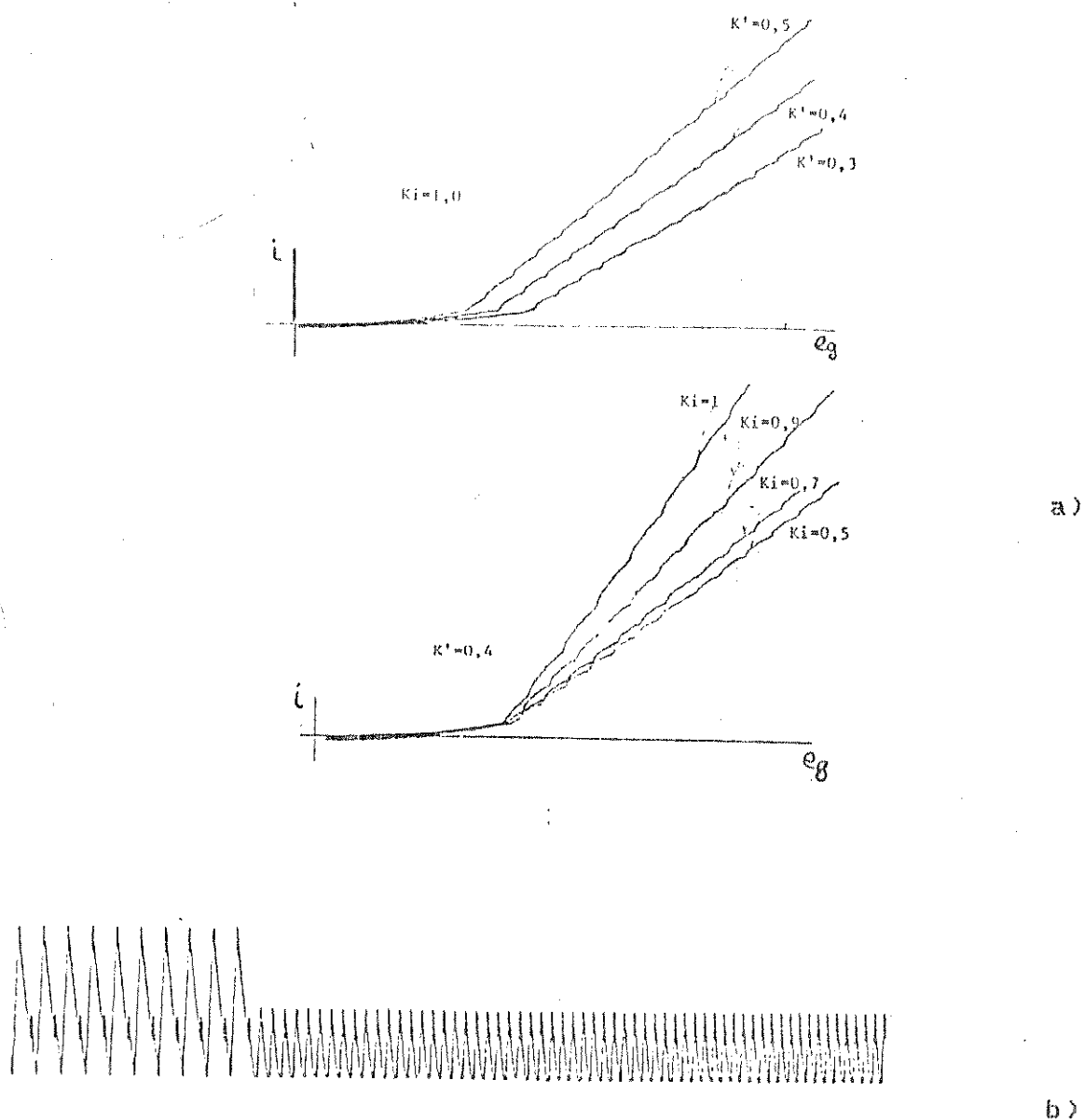


Figura 4.12 Curvas obtidas através de simulação analógica

Em a) temos curvas da corrente de armadura como função da f_{cem} . A realimentação de velocidade afeta na manutenção de condução contínua (trecho de maior inclinação), o que já não ocorre com a de corrente. Em b) temos a corrente com oscilação subharmônica, passando a uma situação normal, por efeito de uso de FPB na realimentação.

CAPÍTULO 5

IMPLEMENTAÇÃO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

5.1 Circuito de potência

5.2 Circuito de acionamento

5.3 Tacômetro

5.4 Medidor de corrente

5.5 Máquina CC

5.6 Resultados experimentais

CAPÍTULO 5

IMPLEMENTAÇÃO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Neste capítulo serão apresentados os circuitos desenvolvidos para a construção do sistema de acionamento de um simulador de veículo elétrico de bancada, em escala reduzida, sobre o que se realizaram os experimentos para a verificação dos resultados teóricos já apresentados nos capítulos anteriores.

5.1 Circuito de potência

A topologia empregada, como já foi dito, é um circuito em ponte, empregando transistores Darlington, tipo MJ10050, cujas principais características apresentamos na tabela abaixo.

Tabela 5.1 Principais características do transistor MJ10050

Tensão coletor-emissor máxima - $V_{ce\ max}$	850 V
Tensão base emissor máxima - $V_{be\ max}$	8 V
Corrente de coletor contínua, 25°C	75 A
pico repetitivo, 125°C	150 A
pico não-repetitivo, 25°C	250 A
Dissipação a 25 °C	500 W
h_{FE}	35
Tensão V_{ce} saturada	2,0 V

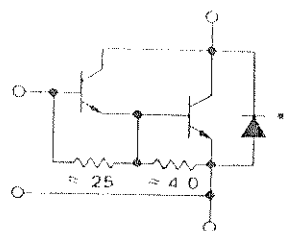


Figura 5.2 Módulo de potência MJ10050

A montagem dispõe também de 2 resistores de baixo valor (0,33 ohms), utilizados para medida das correntes na entrada e na carga.

Um induto é colocado em série com a fonte para limitar o pico de corrente que ocorre a cada período de chaveamento para carregar os capacitores dos circuitos amaciadores. Este pico circulará também pelo transistor do ramo complementar da ponte, podendo trazer problemas de dissipação de potência. O diodo D5 permite a continuidade da corrente por L quando a derivada da corrente se inverte.

5.1.1 Circuito amaciador

O circuito amaciador utilizado é uma rede RCD, com atuação principal no desligamento do transistor. A carga com característica indutiva e o indutor L, colocado na entrada do circuito, atuam de maneira a limitar a corrente na entrada em condução do dispositivo, não sendo usado um circuito RLD específico para cada transistor.

O capacitor empregado é específico para uso neste tipo de aplicação. O seu valor é função da corrente de carga, da tensão de trabalho e do tempo de desligamento do transistor, podendo ser obtido seu valor da expressão $C = I_a \cdot t_{off} / V$. No caso estamos usando $C = 0,47 \mu F$.

O diodo é tipo rápido 4F2/08, suportando 2 A de corrente eficaz e 800 V de tensão reversa. O resistor é de 220 ohms, 10 W. Este resistor é usado para limitar o pico da corrente de descarga do capacitor através do transistor, para evitar excesso de dissipação de energia no dispositivo. Um valor limite é aquele que permite a descarga no intervalo de condução do transistor. A constante de tempo RC é de 0,1 ms. Como estamos trabalhando abaixo de 2 KHz há tempo suficiente para descarga do capacitor.

5.2 Circuito de acionamento

Os blocos ligados à base dos transistores na figura 5.1 referem-se ao circuito de acionamento utilizado para controle da topologia nos modos tração e frenagem.

O esquema completo deste circuito encontra-se na figura 5.4

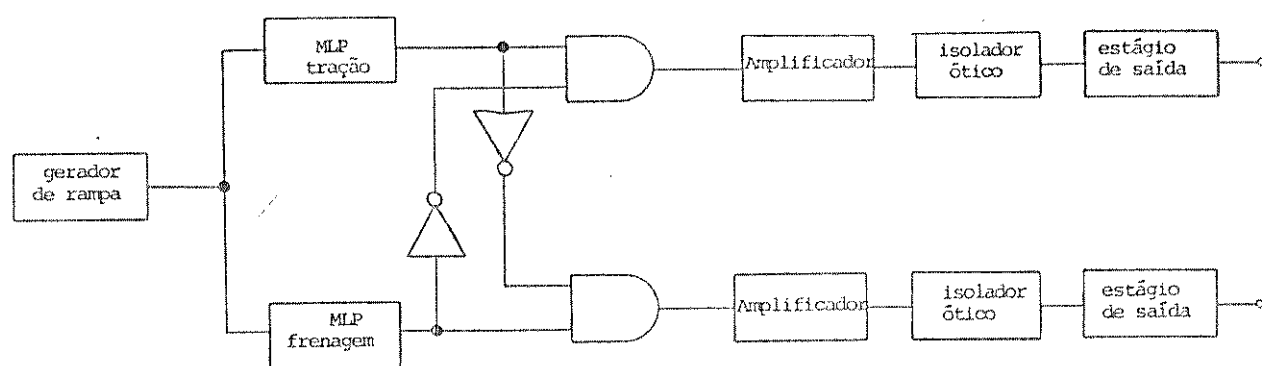


Figura 5.3 Diagrama de blocos do circuito acionador

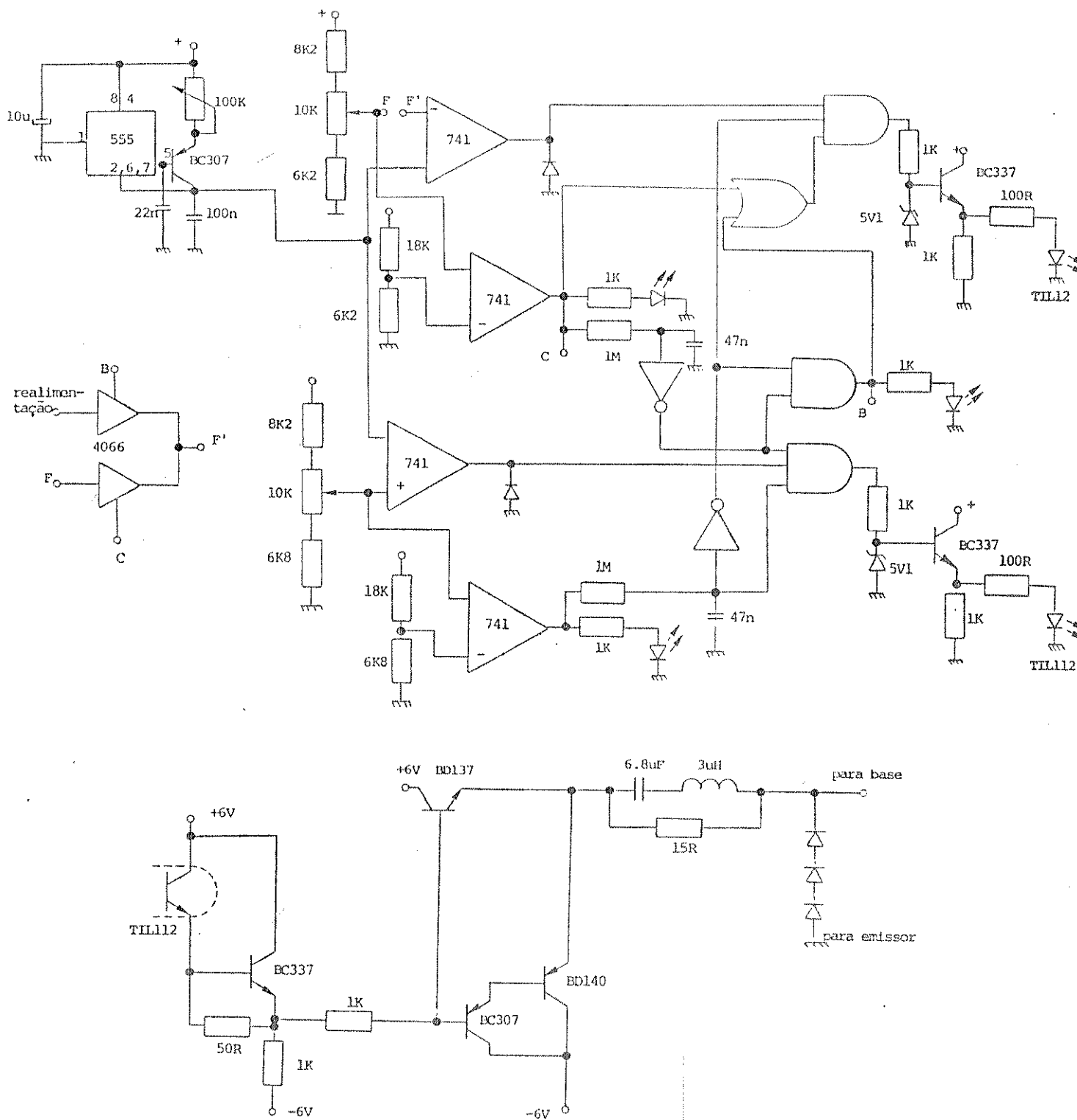


Figura 5.4 Circuito completo do acionador

5.2.1 Gerador de rampa

Utilizando um 555 este circuito opera como uma fonte de corrente carregando um capacitor. A frequência é ajustada por um potenciômetro que determina a intensidade da corrente. Este sinal será comparado com um nível de tensão de controle para estabelecer a largura do pulso. O sinal da rampa varia entre $1/3 V_{cc}$ e $2/3 V_{cc}$.

5.2.2 Comparadores

No circuito, tanto para o ramo de tração como de frenagem tem-se 2 comparadores. Um deles compara a rampa com a tensão de controle, fornecendo o sinal modulado em largura de pulso, enquanto o outro indica se existe tensão de controle com valor acima da mínima tensão da rampa, isto é, se existe intensão de acelerar ou freiar a máquina. Caso este 2º comparador apresente um nível alto na saída ele inibirá a passagem dos pulsos do outro ramo, impedindo que haja pulsos simultâneos nos transistores relacionados à tração e frenagem, que provocaria um curto no circuito de potência.

No caso da frenagem, segundo a proposta apresentada neste trabalho, existem duas possibilidades de atuação: uma seguindo o procedimento de maximização da energia regenerada, outra obedecendo o comando do potenciômetro de freio.

Se os potenciômetros de aceleração estiverem na posição de sinal mínimo, significa que se deve realizar a frenagem ótima, sendo o sinal de controle proveniente das realimentações de velocidade e corrente.

Se o potenciômetro de freio estiver acionado ele terá prioridade, mesmo ocorrendo com o potenciômetro de aceleração em relação à frenagem ótima.

Tal seleção do sinal de controle é feita através de chaves analógicas.

5.2.3 Amplificador

A saída das portas E fornece o sinal de controle MLP, o qual é aplicado a um transistor numa montagem seguidora de tensão, e a corrente de saída excita o diodo do isolador ótico.

5.2.4 Isolador ótico

Este isolador propicia a separação elétrica dos circuitos eletrônicos de controle do estágio de saída que aciona diretamente os transistores de potência.

5.2.5 Estágio de saída

A função deste circuito é, a partir do sinal MLP, fornecer um sinal adequado ao acionamento do transistor. Quando o sinal MLP sobe T_a satura. O potencial na base de T_c cresce e esse transistor conduz. Um pico de corrente circula pela malha formada pelo indutor, capacitor e base do transistor de potência, até que o capacitor se carregue. A corrente de base se mantém através do resistor de 15 ohms.

Quando o sinal MLP desce T_c corta e T_d conduz, aplicando um pulso negativo de corrente na base, através do circuito LC, uma tensão negativa de base é mantida através da malha formada pelos diodos (que limitam o V_{be}), resistor e T_d .

Este tipo de acionador exige uma fonte exclusiva para os transistores T_1 , T_2 e para o par T_3 e T_4 . O projeto dos valores de L , C e R obedecem à características do transistor de potência.

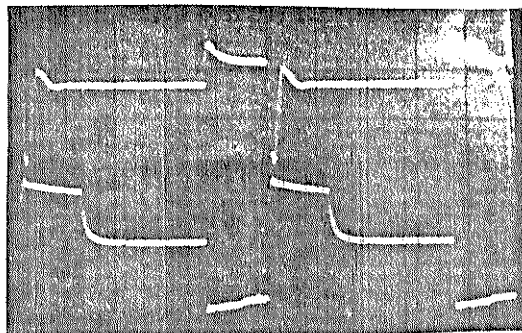


Figura 5.5 Foto da corrente de base do transistor e tensão de armadura, em condução descontínua de corrente.

5.3 Tacômetro

Há dois tipos básicos de tacômetros: os tacogeradores e os digitais. O primeiro tipo faz uso de pequenos geradores C, com ímã permanente, que produzem uma tensão proporcional à rotação de seu eixo, que está acoplado ao eixo do motor do qual se mede a velocidade. O maior problema destes dispositivos é, em geral, o ruído produzido no comutador, que pode afetar o comportamento do circuito eletrônico. Como vantagem tem-se a não necessidade de qualquer fonte de alimentação para o dispositivo.

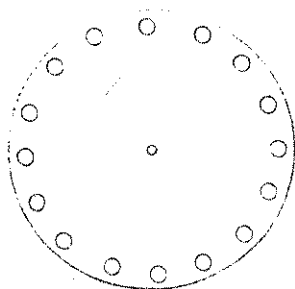
Quanto aos tacômetros digitais, baseiam-se na contagem de pulsos durante um certo intervalo de tempo, sendo o número de pulsos proporcional à rotação da máquina. Podemos considerar dois tipos básicos:

a) pulsos produzidos pela rotação e intervalo de contagem determinado pelo circuito.

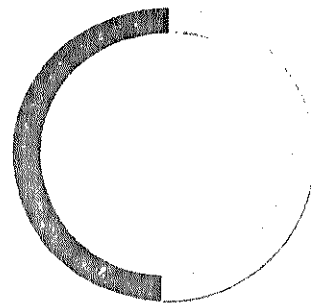
b) pulsos produzidos pelo circuito e intervalo, pela rotação.

O primeiro caso é mais preciso em altas velocidades, pois é grande a quantidade de pulsos, melhorando a precisão da medida. No segundo caso temos bom desempenho em baixas velocidades, pelo mesmo motivo.

O tipo "a" usualmente emprega um disco com ranhuras ou furos acoplado ao eixo da máquina. Um sensor ótico identificará as passagens de cada furo. O tipo "b" emprega um disco com segmentos alternadamente translúcidos ou opacos, cujo comprimento condiciona o intervalo durante o qual se realiza a contagem de pulsos gerados pelo circuito eletrônico.



(a)



(b)

Figura 5.6 Discos para tacômetro

Utilizamos um tacômetro do tipo "a", uma vez que nos interessa uma operação mais precisa em altas velocidades, quando a quantidade de energia a ser regenerada é mais elevada.

O principal problema dos tacômetros digitais é o atraso que provoca na medida da velocidade, uma vez que só em determinados instantes é que se realiza medida, considerando-se o valor constante durante a duração do intervalo. No nosso caso específico este fato não traz consequências mais sérias, uma vez que não realizamos controle de velocidade, mas simplesmente usamos o valor da velocidade para controlar a frenagem. A variação discreta das medidas pode ser compensada por adequada filtragem.

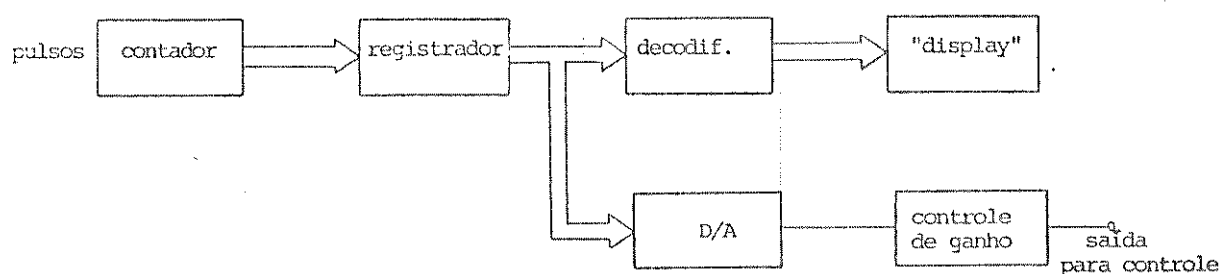


Figura 5.7: Diagrama de blocos do tacômetro

5.3.1 Produção dos pulsos

Empregou-se um disco com 60 furos e um intervalo de amostragem de 100 ms, de maneira a permitir que à contagem de 1 pulso corresponda a 10 rpm, sendo esta a acuidade do medidor. Se utilizarmos um

disco de 120 furos o intervalo deve ser de 50 ms, para que não seja necessário qualquer tipo de conversão entre o número de pulsos e o correspondente valor de dezenas de rpm.

Um isolador ótico tipo CNY 37 faz a detecção dos furos, enquanto um oscilador com 555 gera o intervalo de medição.

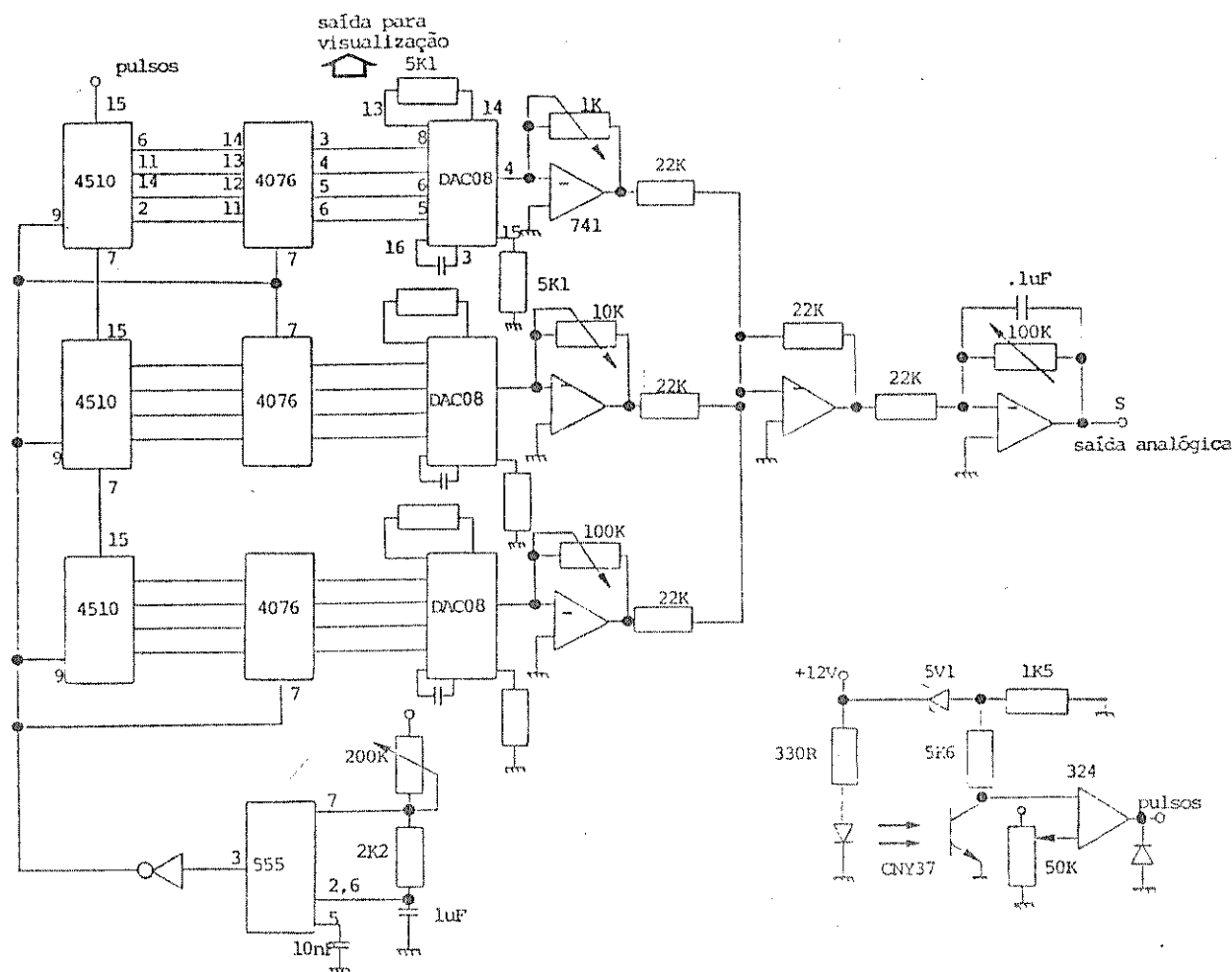


Figura 5.8 Circuito completo do tacômetro

5.3.2 Contagem e visualização

Utilizam-se 3 contadores BCD, registrando as dezenas, centenas e milhares de rpm. Ao término de cada 0,1 s os registradores armazenam o resultado da contagem, enquanto se reinicia novo intervalo. As saídas dos registradores alimentam os decodificadores BCD/7segmentos que, através dos displays, visualizam o valor da velocidade em dezenas de rpm.

5.3.3 Conversão D/A e estágio de saída

As saídas dos registradores são ligadas às entradas dos conversores D/A, cada um associado a cada registrador. As saídas são ligadas a Amplificadores operacionais com ganhos 0,01; 0,1 e 1. O somatório das saídas é levado a um amplificador que controlará o sinal de saída.

5.4 Medidor de corrente

Vários circuitos foram experimentados para a transdução de corrente, ressaltando-se a necessidade de se isolar eletricamente os circuitos de controle da topologia do conversor, uma vez que tais sistemas possuem fontes diversas e independentes.

5.4.1 Isolador ótico

Uma primeira tentativa foi feita utilizando um resistor sobre o qual se media a tensão que, amplificada, circulava pelo diodo de um isolador ótico. A saída, num foto-transistor, era amplificada e utilizada na realimentação.

No entanto o isolador ótico apresentava uma característica de transferência não linear, aproximadamente exponencial. Tentou-se uma compensação logarítmica em cascata, mas sem resultados aceitáveis dentro da faixa de operação do medidor.

5.4.2 Sensor magnético

O princípio deste sensor é descrito por Gordon Slemon (Magnetoelectric Devices, 1966) empregando dois núcleos com permeabilidade não saturada infinita e permeabilidade saturada nula. Um enrolamento de primário comum aos dois núcleos e enrolamentos secundários em oposição de fase entre si. Pelo primário circula a corrente a ser medida.

Uma tensão senoidal aplicada no secundário produzirá um fluxo $(\lambda_1 + \lambda_2)$ que, dependendo de sua polaridade, fará circular uma corrente de valor $i = \pm n_1 I / n_2$. Medindo-se i conhece-se o valor de I .

A dificuldade para obtenção de bom medidor é a necessidade de um par de núcleos com características próximas da ideal. Caso esta condição não seja satisfeita a característica de transferência será não-linear.

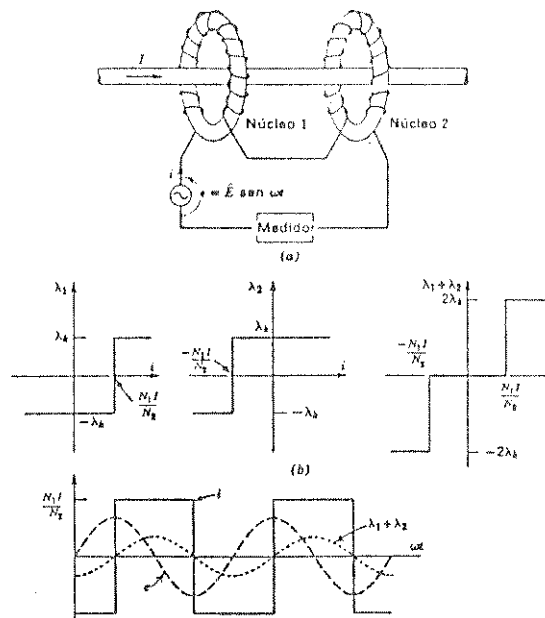


Figura 5.9 Princípio de operação do sensor magnético

5.4.3 Conversão em frequência

O problema encontrado no medidor com isolador ótico é a não linearidade entre a corrente no diodo e a corrente no foto-transistor. Entretanto, diferenças entre dois níveis bem distintos de corrente no diodo são facilmente captados no foto-transistor. A idéia é, então, utilizar para excitar o diodo um sinal chaveado cuja frequência seja proporcional à corrente. Para tanto utilizamos um VCO, numa região linear e com frequência o mais alta possível, desde que transmissível através do acoplador ótico, que deve, portanto, ser o mais rápido possível.

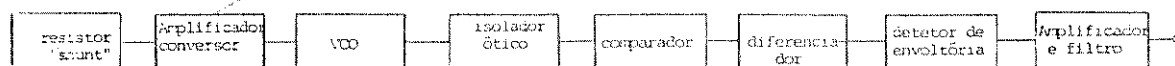


Figura 5.10 Diagrama de blocos do medidor proposto

O resistor shunt fornece uma tensão proporcional à corrente a ser medida. Este sinal é amplificado e convertido para o nível adequado ao controle do VCO, cuja saída apresenta onda quadrada de frequência proporcional à sua tensão de controle.

Após o isolador ótico, um comparador recupera uma onda quadrada com frequência variável. Após o diferenciador o sinal FM fica com sua amplitude variando de acordo com a frequência e na envoltória deste sinal temos uma reprodução do sinal da corrente medida. Detecando esta envoltória e filtrando o sinal obtido obtém-se o valor médio da corrente.

O circuito completo está na figura 5.11.

Com este medidor obtivemos bom desempenho em termos da linearidade entre o sinal de saída e a corrente medida, embora seja mais complexo que os anteriores e necessite de uma fonte para o circuito ligado ao lado de potência.

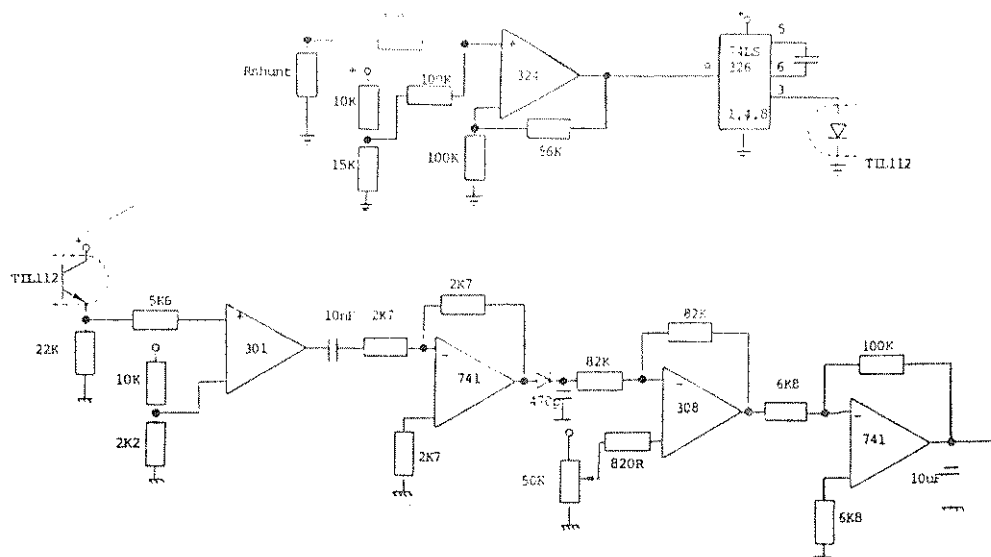


Figura 5.11 Circuito completo

5.5 Máquina CC e cargas

Para a avaliação experimental dos resultados teóricos utilizou-se um sistema composto por uma máquina CC acionando cargas inerciais de vários valores.

A máquina tem os seguintes dados:

Potência: 1/2 HP

Tensão de campo: 200 V

Tensão de armadura: 200 V

Corrente de armadura nominal: 1,8 A

Velocidade máxima: 1800 rpm

Resistência de armadura: 4 ohms

Indutância de armadura: 20 mH

Constante de tensão: 1.06 V.s/rd

Um outro motor CC foi colocado no mesmo eixo para simular torques trativos ou frenantes provenientes de aclives ou declives.

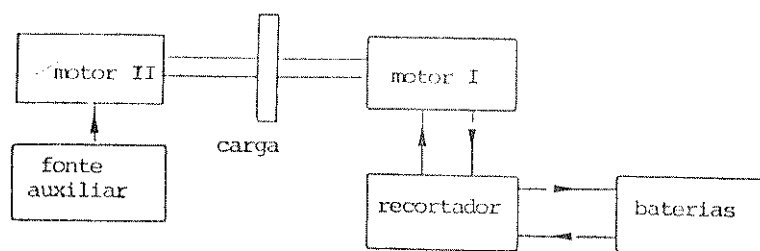


Figura 5.12 Sistema de teste

Acionando o motor I através de uma fonte CC, ao invés do recortador, obtivemos a característica de corrente de armadura em função da velocidade, o que permite obter as constantes relativas aos atritos estático e dinâmico.

Tabela 5.2 Corrente de armadura em função da velocidade, em vazio

$w(\text{rpm})$	0	220	380	570	680	780
$I_a \text{ (A)}$	0,22	0,27	0,30	0,33	0,35	0,36

Com estes dados foram calculados os valores para as constantes relativas às perdas mecânicas (K_1 , K_2 , K_3). Considerando os dados da tabela anterior assumiremos K_3 nulo e K_1 e K_2 terão os seguintes valores:

$$K_1 = 0,23 \text{ [A]}$$

$$K2 = 0,0014 \text{ [ohm]}$$

Como carga inercial foi utilizado um disco metálico de 14 cm de raio e massa de 8,5 Kg, fornecendo um momento de inércia de 0,083 Kgm².

5.6 Resultados experimentais

Consideremos que o momento de inércia total do sistema de teste $I = 0,1 \text{ Kgm}^2$, que a resistência total do circuito de armadura é 8 ohms, sendo 4 ohms do enrolamento e os demais relacionados às resistências de fiação, dos resistores shunt e às baterias.

Com tais dados calculou-se o valor ideal de $K1$ para maximizar a energia regenerada, obtendo-se o valor $K1 = 55,5$. Realizando a simulação do processo de frenagem com este valor, encontrou-se uma eficiência de 71%.

Partindo de uma velocidade inicial de 900 rpm, a energia cinética será:

$$W_{ci} = 430 \text{ J}$$

Considerando o rendimento do motor (85%) e do conversor (97%), a energia entregue às baterias será:

$$W_r = 430 \cdot 0,71 \cdot 0,85 \cdot 0,97 = 252 \text{ J}$$

Para medida da energia entregue às baterias foi registrada a corrente média por elas durante a frenagem. A área delimitada pela curva representa a carga regenerada e seu produto pela tensão, a energia devolvida às baterias. Para alguns valores de $K1$ realizamos a frenagem, obtendo os seguintes dados, para uma tensão de 180 V na fonte.

Tabela 5.3 Resultados de frenagem para vários valores de $K1$

$K1$	$W_r(J)$	tempo de parada (s)	eficiência (s)
83,3	205	22	47
71,4	239	19	55
45,4	255	17	59
30,3	230	15	53

Dos valores acima se pode notar que o ponto de máxima eficiência encontra-se ao redor do esperado ($K1 = 55,5$). Os valores de eficiência da frenagem são ligeiramente superior ao indicado pela simulação, possivelmente pela superestimação das perdas no motor e/ou no conversor.

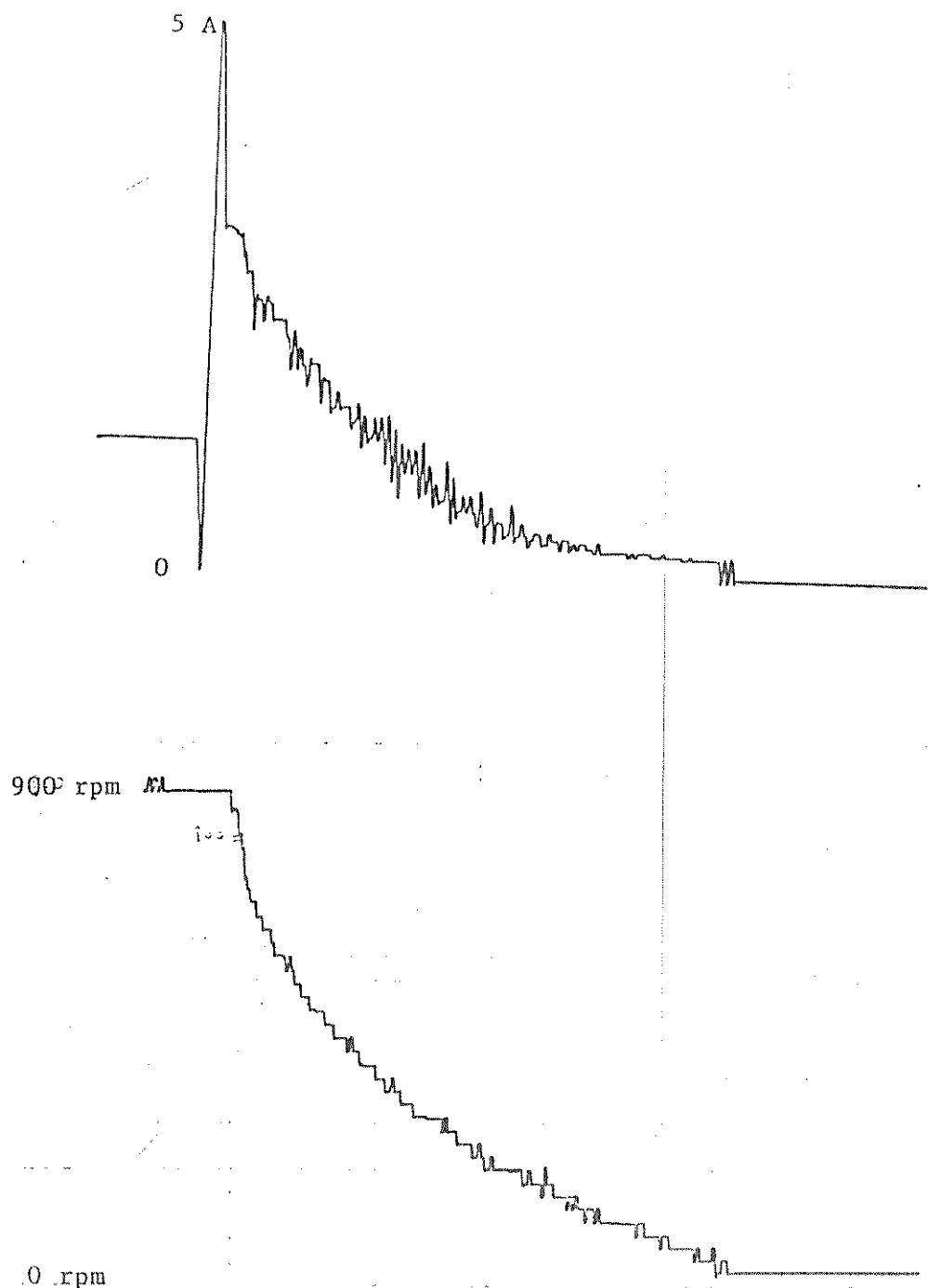
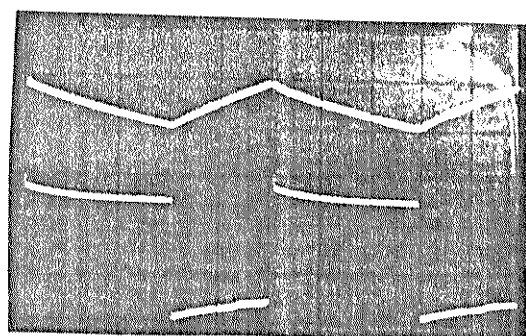


Figura 5.13 Evolução da corrente de armadura e da velocidade durante o processo de frenagem ótima.



5 A/div
100 V/div
0,2 ms/div

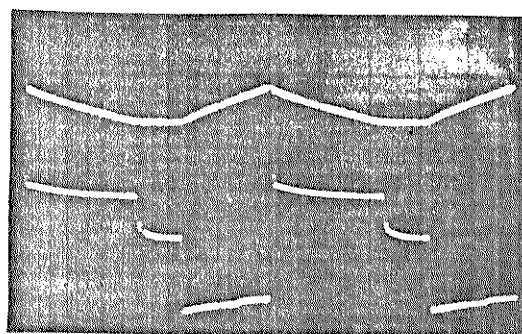


Figura 5.14 Fotos da corrente de armadura e da tensão terminal em frenagem, nas situações de corrente contínua e descontínua.

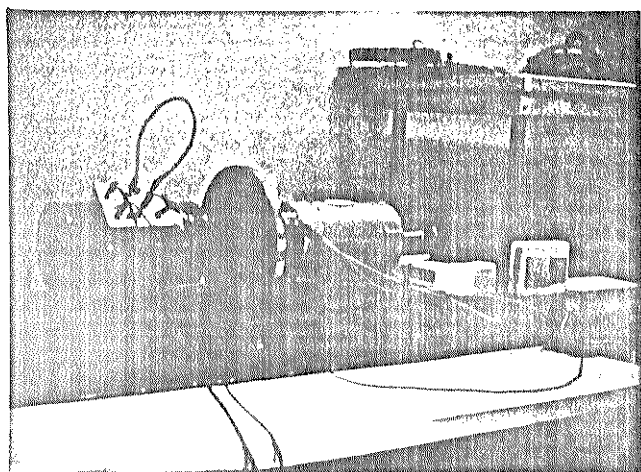


Figura 5.15 Fotos da montagem feita em laboratório para verificação dos resultados.

CAPÍTULO 3

CONSIDERAÇÕES FINAIS

6.1 CONCLUSÕES E COMENTÁRIOS

6.2 PERSPECTIVAS DE PROSSEGUIMENTO DO TRABALHO

CONSIDERAÇÕES FINAIS

6.1 Conclusões e comentários

Diversas conclusões foram expressas no decorrer deste trabalho, assim como comentários foram realizados dentro de contextos específicos em cada capítulo. Faremos aqui uma síntese dos principais pontos de cada capítulo, fornecendo uma visão geral dos resultados obtidos.

Os estudos, no capítulo 1, de transistores bipolares e GTOs, para aplicações em conversores CC-CC permitem estabelecer alguns critérios de seleção de componentes chaveadores para os conversores de potência.

A capacidade de auto-comutação faz estes dispositivos vantajosos em relação aos tiristores para circuitos com fonte CC, e sua maior velocidade de chaveamento permite aplicações em frequências superiores a 1KHz. Parte do que se ganha na simplificação do circuito de potência repercute na maior complexidade do circuito eletrônico de acionamento que usualmente necessita de uma fonte auxiliar para cada dispositivo de potência.

No protótipo construído operamos inicialmente com GTOs e, posteriormente, com transistores bipolares, tendo ambos apresentado bom desempenho operando numa frequência próxima de 1 KHz, acionando carga de 600 W.

No capítulo 2 estudam-se topologias de recortadores para acionamento de motor CC, com operação em frenagem regenerativa. A topologia em ponte é analisada com maior atenção, uma vez que apresenta diversas alternativas de operação, implicando em distintos comportamentos para sua característica de transferência, com implicações para os eventuais sistemas de controle.

A obtenção das várias características de transferência do recortador fornecem informações sobre o comportamento da topologia em termos da tensão terminal média em função da largura de pulso e da velocidade. Tais resultados são posteriormente usados no estudo da estabilidade do sistema.

A significativa mudança no valor do ganho equivalente nas situações de condução contínua e descontínua implicam na necessidade de se considerar o recortador não apenas como um ganho único, mas efetivamente como um elemento não-linear. A condição de ganho constante só é válida com condução contínua.

Estudos para maximizar a energia regenerada durante a frenagem são feitos no capítulo 3. Após breve análise de estudos referentes a frenagem regenerativa de máquina CC formula-se o problema de maximizar a eficiência energética (entendida como o quociente entre a energia recuperada e a energia disponível) e assim obter a máxima recuperação da energia.

A partir da corrente ótima realizam-se simulações da frenagem, a fim de avaliar o aumento possível de autonomia de um dado veículo elétrico. Obtém-se dados da eficiência, da velocidade, da energia recuperada, do tempo de parada, etc. Considerando tempos de aceleração e de cruzeiro padronizados avalia-se o consumo de energia durante um

certo trajeto e, a partir disso, estima-se o aumento da autonomia. Os valores obtidos encontram-se acima de 20%.

É bastante significativo o efeito de alguns parâmetros na eficiência da frenagem, especialmente a resistência do circuito de armadura e da massa do veículo. É analisada a implicação de alterações nestes parâmetros sobre o rendimento da frenagem, de maneira a adaptar-se a estratégia de controle para operar-se sempre nas condições ótimas.

Para efeito da avaliação da eficiência real são utilizados alguns valores típicos (obtidos da bibliografia) para o rendimento dos demais componentes do sistema (motor CC, transmissão, conversos, etc.) o que pode significar uma fonte de erro caso o sistema não se apresente como o esperado.

Já no capítulo 4 é estudado o problema da estabilidade do sistema em malha fechada. A estrutura proposta com realimentações de velocidade e corrente, permite obter a relação ótima desejada (conforme capítulo 3). É feito o estudo em termos das variáveis médias.

A necessidade de operação em corrente contínua, quando o ganho equivalente do recortador é elevado, leva aos valores dos ganhos de realimentação que permitem tal operação.

Estuda-se a estabilidade local e global do valor médio, considerando o recortador como um sistema não-linear, e para uma larga variação nos ganhos de realimentação a estabilidade se verifica.

Uma vez que tal estudo não permite análise dos fenômenos associados ao caráter chaveado do conversor, realizou-se uma simulação analógica do sistema completo. Nesta simulação foi possível observar

oscilações sub-harmônicas e caóticas, cuja ocorrência dependia principalmente da realimentação de corrente, devido à sua forma chaveada. Quanto à velocidade, dada a grande inércia do sistema, o sinal de realimentação praticamente não apresentava ondulação. O uso de um filtro passa-baixas na malha de corrente, reduzindo substancialmente a ondulação do sinal de corrente, eliminou as oscilações.

Os resultados da simulação confirmaram a questão da necessidade de operação em corrente contínua e a influência neste fato da realimentação de velocidade.

Finalmente no capítulo 5 são apresentados os circuitos estudados, construídos, testados e empregados na implementação do sistema, desde os transdutores de velocidade e corrente, até o circuito acionador e a topologia de potência.

Os resultados experimentais mostraram-se bastante próximos dos obtidos por simulação, considerando os dados do sistema de teste de bancada utilizado.

Como conclusões gerais, ao nível de frenagem regenerativa de máquina CC acionando veículo elétrico, pode-se considerar que o aumento superior a 20% na autonomia do VE é um dado significativo em termos relativos, mas não soluciona a questão da pequena autonomia de tais veículos.

A maior complexidade e custo dos recortadores necessários é um dado relevante e, em aplicações comerciais, deve-se realizar um estudo da relação custo/benefício. Dado o preço decrescente dos semicondutores de potência, que representam a parcela mais significativa dos custos do sistema de acionamento, esta relação tende a diminuir. Além

disso, todo procedimento que visa racionalizar o uso de energia deve ser valorizado.

Pelos dados experimentais, a otimização pretendida foi alcançada, sem que para isso fosse preciso mais do que as tradicionais realimentações de velocidade e corrente, sendo necessária apenas uma pequena lógica combinacional para seleccionar os modos tração, frenagem ou frenagem ótima.

6.2 Perspectivas de prosseguimento do trabalho

Diversos aspectos relacionados a este trabalho oferecem oportunidade de aprofundamento.

O uso intensivo de GTOs e transistores de potência parece certo no desenvolvimento da eletrônica de potência, embora no Brasil ainda seja bastante difícil obter tais componentes numa faixa de potência elevada.

Grande variedade de conversores, operando em altas frequências, com controles precisos das cargas, usando diferentes técnicas de modulação, permitindo desempenhos ótimos em termos de eficiência e controle de harmônicos, estão sendo estudados e é grande a quantidade de questões ainda não resolvidas e muitas ainda devem ser propostas.

A topologia em ponte estudada pode operar também como inversor monofásico, o que ampliaria enormemente o espectro de aplicações do circuito. O domínio da topologia, desde os componentes de potência, passando pelos circuitos de protecção, chegando ao acionador, é substrato importante para o estudo de novas aplicações.

A implementação do sistema completo em um veículo elétrico seria bastante interessante. No entanto, dados os limites impostos pelos transistores, tal veículo deveria ser bastante leve, necessitando de um motor de pequena potência. O veículo que dispomos (Kombi) não se prestaria a tal implementação, por exigir um motor mais potente para seu acionamento.

O horizonte mais promissor, no entanto, parece ser o do levantamento "on-line" dos parâmetros do sistema, que permitiria a adaptação da lei de controle estabelecida. Estudos mais profundos já estão sendo realizados visando encontrar-se técnicas adequadas a fazer tal medida de parâmetros em um sistema controlado por recortador.

Esta implementação deve contar com um microcomputador para, a partir dos dados colhidos, encontrar os parâmetros. As medidas podem ou não ser feitas pelo próprio micro, dependendo de características do método de medida, da velocidade de resposta do sistema e da velocidade de processamento da CPU. Transdutores podem ser utilizados fornecendo medidas de grandezas que permitam a avaliação dos parâmetros.

A proposta vai além do uso exclusivo em veículos elétricos, sendo potencialmente aplicável em inúmeros outros sistemas com acionamento chaveado e que estejam sujeitos a variações em seus parâmetros.

APÊNDICE A

MÁQUINA DE CORRENTE CONTÍNUA

A.1 Equações da MCC e sua dinâmica

A.2 Perdas na máquina de corrente contínua

A.3 Motores CC para veículos elétricos

APÊNDICE A

MÁQUINA DE CORRENTE CONTÍNUA

A inclusão deste apêndice se deve ao interesse de colocar no conjunto deste trabalho uma quantidade de informações suficientes para o acompanhamento satisfatório dos itens principais da dissertação. Não é objetivo aprofundar o estudo de máquinas de corrente contínua (MCC), mas apenas registrar alguns aspectos julgados importantes para o desenvolvimento do trabalho, principalmente no que se refere a motores com aplicação em tração elétrica.

A bibliografia apresentada no final deste apêndice deve ser consultada para informações mais profundas e detalhadas.

Faremos um estudo de MCC, tendo como perspectiva sua aplicação para acionamento de um veículo elétrico (VE), através do controle de um recortador (conforme já discutido no corpo do trabalho).

O crescente desenvolvimento dos circuitos inversores aponta uma perspectiva de emprego de máquinas de corrente alternada para acionamento também de veículos elétricos. No entanto, a atual estrutura do sistema de transporte eletrificado, com toda sua rede operando em corrente contínua, e a maior simplicidade do controle da MCC, aliada às questões de custo, indicam a continuidade do uso de acionamento CC [A.8]. Avanços na tecnologia de construção de novos motores com magnetização permanente ou a disco, apontam também para uma melhoria das atuais MCC, com maior eficiência, menor relação peso/potência e menor custo.

A.1 Equações da MCC e sua dinâmica

Analisaremos brevemente as equações básicas de uma máquina de corrente contínua, através das quais é possível induzirem-se as maneiras de controlá-la, tanto em regime permanente, quando são consideradas as equações estáticas, como nos transitórios, quando se analisa seu modelo dinâmico.

A.1.1 Equações estáticas de uma MCC

Existem duas equações básicas para as máquinas de corrente contínua que relacionam as grandezas elétricas às mecânicas [A.1], [A.4], [A.6].

$$e_g = K \cdot F \cdot \omega \quad (A.1)$$

$$T = K \cdot F \cdot I_a \quad (A.2)$$

Onde: e_g -- força contra-eletromotriz de armadura

K -- constante determinada por características construtivas da MCC

F -- fluxo de entreferro

ω -- velocidade angular do eixo

T -- torque mecânico no eixo

I_a -- corrente no enrolamento de armadura

Das equações anteriores podemos obter a seguinte relação:

$$e_g \cdot I_a = I_a \cdot \omega$$

(A.3)

É importante lembrar que os enrolamentos da MCC possuem resistência não nula, assim, para o caso do motor em regime permanente, temos a seguinte equação para a tensão terminal de armadura:

$$V_t = e_g + R_a \cdot I_a$$

(A.4)

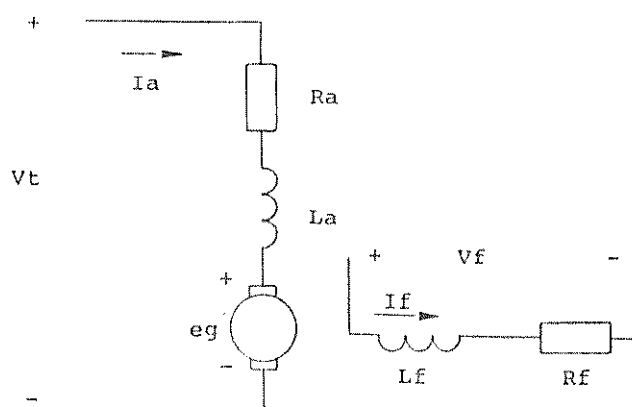


Figura A.1 Circuito elétrico do motor CC

Das equações (A.1) e (A.4) pode-se concluir que a velocidade do motor pode ser controlada de 3 formas [A.2]:

- variando-se a tensão terminal V_t , que se relaciona a e_g , a qual é proporcional à velocidade.
- variando-se o fluxo F , que é inversamente proporcional a ω .
- variando-se a resistência do circuito de armadura, R_a .

$$\omega = [V_t - T_a \cdot (R_a / K \cdot F)] / (K \cdot F)$$

(A.5)

O controle através da tensão terminal é mais interessante pois, mantendo o fluxo em um valor elevado, garante alto torque. O controle de fluxo é usado, geralmente, para atingir velocidades acima da máxima atingível pelo maior valor de e_g . Quanto ao controle pela resistência de armadura, por ser dissipativo, tem seus inconvenientes, embora pela simplicidade tenha sido muito utilizado em veículos elétricos.

O controle de torque pode ser feito através do fluxo e da corrente de armadura, conforme identifica a equação (A.2).

Na próxima figura apresentamos as características de controle de um motor CC. O controle pela tensão terminal de armadura se faz a torque constante e potência crescente (considerando fluxo e corrente de armadura fixas), enquanto o controle de campo se realiza a potência constante (e_g e I_a fixos) e torque decrescente.

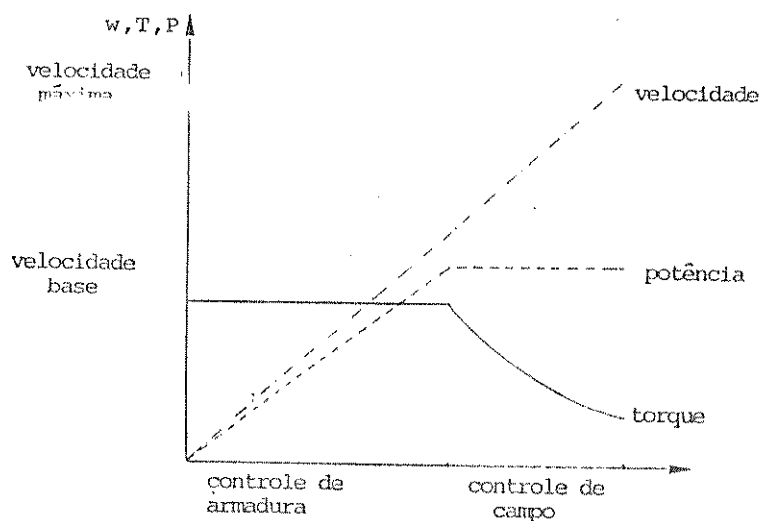


Figura A.2 Controle de motor CC por armadura e campo

A.1.2 Equações dinâmicas da MCC

O comportamento dinâmico de um motor é determinado por suas propriedades de armazenamento de energia. Esta energia é armazenada de duas maneiras: magneticamente, no circuito magnético e mecanicamente, na massa em movimento.

Relacionada à energia magnética temos as indutâncias de campo e de armadura. Como, por construção, os campos produzidos por estes dois enrolamentos estão a 90° elétricos um do outro, não há indutância mútua entre eles. Assim, a indutância do enrolamento de armadura pode ser considerada independentemente da indutância do enrolamento de campo.

Considerando o fluxo de campo constante e excitado separadamente (como na figura A.1), temos:

$$T = K' \cdot I_a$$

(A.9)

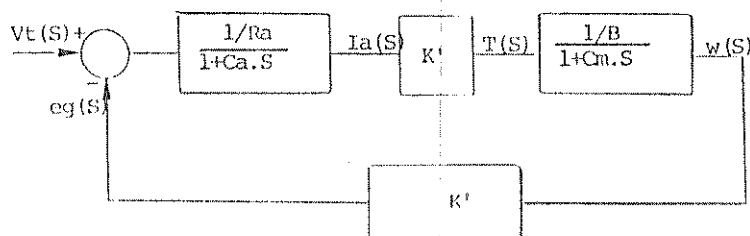


Figura A.3 Diagrama de blocos de motor CC com excitação de campo separada

Onde: $C_a = L_a/R_a$

$$C_m = J/B$$

$$K' = K.F$$

B - atrito viscoso da parte rotativa

J - momento de inércia da massa acoplada ao eixo

$$\frac{w(S)}{Vt(S)} = \frac{K'/(Ra.B)}{(1+Ca.S).(1+Cm.S)+K'^2/(Ra.B)} \quad (A.10)$$

Usualmente, em máquinas grandes tem-se [A.2]:

$[K'^2/(Ra.B)] \gg 1$, assim:

$$\frac{w(S)}{Vt(S)} = \frac{1/K'}{S^2/w^2 + 2.S.p/w + 1} \quad (A.11)$$

$$w^2 = K'^2/(La.J) \quad (A.12)$$

$$p = [w.(Ca+Cm)]/[2.K'^2/(Ra.B)] \quad (A.13)$$

$$\text{Para motores grandes temos } C_m \gg C_a \quad (A.14)$$

$$\frac{w(S)}{Vt(S)} = \frac{1/K'}{1+C'm.S} \quad (A.15)$$

$$C'm = J.Ra/K'^2 \quad (A.16)$$

Outro método para estudo do comportamento dinâmico do motor CC com campo fixo é o uso de um modelo elétrico análogo para a parte mecânica. Usando as equações (A.7) e (A.9) para reescrever (A.8):

$$I_a = G \cdot e_g + C \cdot \text{deg}/dt \quad (\text{A.17})$$

$$G = B/K' \quad (\text{A.18})$$

$$e$$

$$C = J/K' \quad (\text{A.19})$$

$$(\text{A.19})$$

A analogia do sistema mecânico consiste no circuito paralelo GC, onde G é uma condutância análoga a B e C é uma capacitância análoga a J. Esta analogia permite o levantamento dos parâmetros da MCC fazendo-se, por exemplo, a resposta em frequência do circuito de armadura, obtendo então valores para R_a , L_a , C e G [A.9].

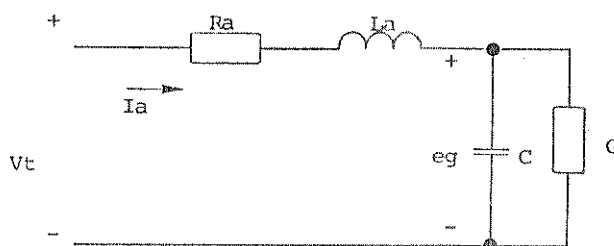


Figura A.4 Circuito elétrico equivalente à armadura da máquina

na

A.2 Perdas na máquina de corrente contínua

Inicialmente analisaremos os fatores responsáveis pelas perdas numa MCC de uma maneira geral, identificando a seguir alguns fato-

res relacionados ao acionamento da máquina através de um sistema chaveado e à aplicação em veículos elétricos.

A.2.1 Perdas no cobre

Estas perdas existem em todos os enrolamentos da MCC. A resistência medida sob corrente contínua tem um valor inferior à resistência efetiva do enrolamento. Uma vez que a corrente que circula no enrolamento é alternada, estabelece-se um fluxo através do condutor induzindo uma corrente que se opõe à variação do fluxo. Tal corrente se sobrepõe à corrente principal e ocasiona uma má distribuição global de corrente no condutor, ocasionando perdas adicionais [A.6]. O resultado destas perdas, por sua dificuldade de determinação são tomadas, por convenção [A.1], como 1% da saída.

Associado ao circuito de armadura tem-se ainda as perdas provocadas pelas escovas, que mantêm uma queda de tensão aproximadamente constante (1,5 V), independente da corrente por elas.

A.2.2 Perdas Mecânicas

Referem-se aos atritos entre escovas e comutador e nos mancais e ainda à potência necessária à circulação de ar através da máquina.

A.2.3 Perdas no ferro

Duas razões básicas concorrem para as perdas na massa de material ferromagnético que compõem as estruturas do estator e do rotor: o ciclo de histerese do material e as correntes induzidas (correntes de Foucault).

As perdas por histerese são determinadas pela área interna à curva característica $B \times H$ do material. Estas perdas são proporcionais à frequência, pois a cada ciclo da corrente se percorre todo o laço da histerese.

Em máquinas rotativas, a magnetização do material ferromagnético se faz em função da interação dos diversos campos magnéticos que existem no interior da máquina. Devido à rotação do eixo, as perdas podem ser maiores pois a orientação dos dipolos pode ocorrer num sentido da estrutura cristalina do material que exija maior quantidade de energia.

Outro fator de perdas está ligado às correntes de Foucault. Sendo o ferro condutor, as mudanças no fluxo da máquina induzem correntes na massa do ferro. Tais correntes produzem perdas, aquecimento e desmagnetização. O uso de materiais de alta resistividade e laminados permite aumentar a resistência elétrica na massa do ferro e assim diminuir estas perdas.

A.2.4 Redução das perdas

Diversas medidas podem ser tomadas, a nível de construção da MCC, para reduzir suas perdas. Pode-se citar:

- aumentar diâmetro dos condutores de cobre para reduzir as perdas tanto no enrolamento de campo quanto no de armadura

- reduzir espessura das chapas do material ferromagnético para diminuir as perdas por corrente de Foucault
- uso de materiais especiais com reduzida perda por histerese
- melhorar a ventilação, rolamentos e escovas para limitar perdas mecânicas
- reduzir entreferro para minimizar exigências de magnetização

Estas alterações implicam em aumento do custo e, geralmente, em aumento do peso da MCC [A.13].

A.2.5 Perdas adicionais no ferro

O uso de sistemas de controle pulsantes leva a um comportamento pulsado do fluxo, implicando em perdas adicionais. As perdas por histerese são de difícil medida, uma vez que se referem a ciclos menores (amplitudes menores das harmônicas do fluxo). Além disso são substancialmente pequenas comparadas com as perdas adicionais produzidas pelas correntes de Foucault [A.12]. Franklin (1971) aponta este incremento de perdas como algo em torno de 10 a 15% das perdas ferro.

É interessante notar que numa máquina acionada por um sistema que não apresenta ondulação de corrente, as perdas por corrente de Foucault crescem com a velocidade, uma vez que os campos no interior da máquina se alternam com maior frequência. No entanto, quando o acionamento introduz ondulação na corrente (recortador), geralmente as perdas no ferro diminuem com o aumento da velocidade, pois a ondulação da corrente diminui, restringindo as amplitudes das harmônicas e reduzindo as correntes induzidas [A.11], embora, em valor absoluto, sejam sempre maiores que as perdas no acionamento sem ondulação.

A.2.6 Medida da eficiência de MCC

Diversos métodos existem para o levantamento das perdas numa MCC. Na referência [A.5] são descritas várias alternativas clássicas. Em diversos outros trabalhos encontramos medidas das perdas e cálculos da eficiência da MCC com diferentes graus de detalhamento, tanto no que se refere ao método empregado na medida das perdas como no alcance dos valores obtidos em termos da faixa de aplicação da MCC. Assim, em algumas referências encontramos valores médios para toda a faixa de operação da máquina. Noutras temos dados específicos para cada ponto do plano torque x velocidade, ou ainda para distintos regimes de trabalho.

Cornell e outros (1977) afirmam que, tipicamente, as perdas de um motor de tração para VE, operando dentro de suas especificações, podem aproximadamente ser colocadas nas seguintes categorias:

- perdas no cobre da armadura: 40% (incluindo escovas)
- perdas no cobre do campo: 15%
- perdas no ferro: 25%
- perdas mecânicas: 20%

As perdas nos enrolamentos são dominantes especialmente em baixas velocidades, por causa das altas correntes de aceleração, podendo atingir 75% das perdas totais. Os mesmos autores apresentam valores de eficiência do motor medidos a 72 Km/h, situados em torno de 86%

Thompson e Walters (1977) [A.14] apresentam resultados típicos para a energia total consumida pelas perdas da MCC em várias situações de tráfego.

Tabela A.1

Perdas (%)	Elétricas	Mecânicas	Total
Tráfego urbano intenso	19	5	24
Tráfego urbano médio	11	9	20
Tráfego suburbano/rural	10	8	18

Yanase e Sakui (1981) [A.11] apresentam resultados para as perdas por corrente por Foucault em função da velocidade, com valores típicos em torno de 5%.

Dongen e outros (1981) [A.18] e Niekerk (1986) [A.17] apresentam curvas torque x velocidade típicas de motores de tração, parametrizadas em termos da eficiência da MCC, ou da máquina e sistema de acionamento. Em baixas velocidades a eficiência situa-se abaixo dos 50%, crescendo para cerca de 80% na condição de torque máximo e velocidade acima da velocidade base.

As mais diversas condições de operação e acionamento conduzem a resultados distintos, não existindo um valor único para a eficiência da MCC. Dependendo do tipo de análise que se realiza pode-se optar pelo uso de um valor médio ou pelo de valores mais precisos, mas de difícil obtenção.

A.3 Motores CC para veículos elétricos

A.3.1 Considerações básicas para projeto de motor CC para VE

Diversos fatores necessitam ser considerados para o projeto de uma MCC que será aplicada em um VE, fatores estes relacionados ao desempenho esperado do veículo e às condições de acionamento da máquina [A.14].

A.3.1.1 Necessidades de potência e velocidade

Dados sobre as expectativas de aceleração, aative máximo permissível e velocidade máxima associados ao conhecimento das perdas mecânicas e aerodinâmicas do veículo, permitem o cálculo do pico de potência necessário que deve ser suprido pela MCC.

A.3.1.2 Velocidade do motor

A relação entre a velocidade de rotação do motor e a do VE é função do tamanho das rodas e da relação de transmissão entre o eixo do motor e a roda.

Conforme foi indicado anteriormente, a MCC possui melhor rendimento em altas velocidades, o que resulta, mesmo com o uso de um sistema de transmissão, em uma eficiência global superior àquela obtida por um motor de baixa rotação diretamente acoplado ao eixo.

A.3.1.3 Eficiência

Antes de se iniciar um projeto detalhado é necessário identificar e quantificar os parâmetros do motor com efeitos sobre o desem-

penho e o custo da MCC. Aspecto fundamental é a eficiência da máquina, uma vez que implica em perda efetiva de energia, sendo fator de elevação do custo operacional do veículo. Estes fatores já foram alvo de breve análise no item anterior.

A.3.1.4 Peso

É possível, com motores CC convencionais, obter-se uma MCC cujo peso seja 6% do peso total do veículo. Considerando que a massa das baterias corresponde a mais de 25% do total, pode-se esperar que um aumento do peso do motor (implicando em maior eficiência) seja interessante para melhorar a eficiência global do VE. Niekerk (1986) faz interessante estudo a esse respeito. É preciso lembrar, por outro lado, que ocorre também elevação do custo do motor, sendo este fator significativo na composição do custo total do veículo.

A.3.1.5 Enrolamento de campo

A discussão básica é sobre o uso de motor série ou motor com excitação independente [A.15].

As principais vantagens do uso de campo separado são a possibilidade do controle da velocidade acima do valor de base com um controle para baixa potência e a facilidade de realização de frenagens regenerativas.

Quanto ao motor série, possuindo maior indutância no circuito de armadura, faz com que a operação de retificadores ou recortadores seja melhorada por causa da continuidade da corrente propiciada pela indutância

A.3.1.6 Resfriamento

O uso de ventilação forçada por meio de uma bomba não é feito por razões de custo e dificuldades de implementação. Considerações cuidadosas devem ser tomadas quanto ao projeto térmico, considerando-se as perdas da máquina. Um ventilador interno é geralmente desejável.

A.3.1.7 Sistema de alimentação

Para o pico de potência exigido inúmeros níveis de tensão poderiam ser utilizados. No entanto limitações de ordem técnica e de segurança recomendam o uso de tensões não superiores a 400 V e correntes máximas de 500 A [A.14].

A.3.1.8 Outros fatores

Como dados iniciais para o projeto de uma MCC deve-se estabelecer ainda o número de polos, geralmente 4 ou 6, uma vez que para 2 polos tem-se pior desempenho do motor (em termos de eficiência) e maior número de polos implica em aumento do custo de manufatura.

O uso de enrolamentos de interpolos é essencial para atingir os níveis desejados de potência de saída.

O diâmetro da armadura deve ser estabelecido, considerando que as armaduras de menor raio terão maior velocidade rotacional máxima e, portanto, maior densidade de potência. Além disso seu peso é menor. Os limites para tal redução são: pequeno espaço para os porta-escovas, problemas com ventilação em máquinas longas, alta relação de transmissão necessária e provável aumento na deflexão do eixo em um comutador alongado.

A.3.2 Outros tipos de motores CC para veículos elétricos

Alguns objetivos básicos são procurados em termos de um motor para VE:

- baixo custo
- alto rendimento
- mínima massa e necessidade de espaço para instalação
- condições satisfatórias de construção e manutenção

Além dos projetos melhorados dos motores CC convencionais, têm sido estudados tipos alternativos de motores, dentre os quais citaremos dois: o motor a disco com campo permanente e o motor a disco com campo eletromagnético.

A.3.2.1 Motor CC a disco

Com um campo estacionário produzido por material com magnetismo permanente, as perdas associadas à excitação de campo são eliminadas. No entanto tais materiais são, em geral, pesados, de alto custo e sujeitos à desmagnetização.

Busca-se, entretanto, novos materiais magnéticos para superar estes inconvenientes e ainda permitir alta magnetização, com baixo custo de produção.

Utilizando esta técnica foram feitos os primeiros motores com armadura em disco [A.13], implicando em drástica redução do volume para uma mesma potência.

Alternativamente se pode utilizar a mesma técnica do motor a disco, com suas vantagens, mas empregando um campo produzido por um

enrolamento, eliminando os eventuais problemas da desmagnetização e do custo alto.

Cabe ressaltar a baixa capacidade de suportar sobrecargas destas máquinas [A.16]. Testes em protótipos indicaram eficiência de 83% para motor de 8 KW. Esta tecnologia ainda não permite construção de máquinas acima de 15 KW, mas sua massa reduzida e facilidade de construção são fatores importantes. Detalhes maiores sobre os princípios de funcionamento do motor pode ser encontrados na referência [A.19].

APÊNDICE D

VEÍCULOS ELÉTRICOS A BATERIA

B.1 Requisitos de potência e energia

B.2 Ciclos de operação padrão

APÊNDICE B

VEÍCULOS ELÉTRICOS A BATERIA

Apresentaremos aqui um modelamento básico de veículo elétrico (VE), no que se refere às exigências energéticas de tais veículos, empregadas no capítulo 3, para o estudo da maximização da energia regenerada. [B.1].

Além disso são apresentados dados padronizados para os diversos tipos de veículos elétricos [B.2], [B.3].

B.1 Requisitos de potência e energia

A energia liberada pela fonte que alimenta o veículo elétrico tem dois destinos básicos: compensar as perdas inerentes ao sistema e/ou acelerar o veículo [B.4].

Quanto às perdas elas existem tanto no próprio sistema de acionamento (motor e conversor), tema este já abordado, quanto no veículo em si, associadas ao atrito viscoso com o ar, o atrito dos pneus com o solo, etc.

A aceleração do veículo relaciona-se com o aumento da energia cinética do sistema, sendo, pois, a quantidade de energia que poderá vir a ser regenerada na frenagem. Um outro fator está relacionado com as exigências energéticas para superar aclives. Esta energia, que se converte em energia potencial do veículo, também pode ser recuperada.

B.1.1 Perdas aerodinâmicas

Relativamente a estas perdas existem três principais fatores:

- fricção com a superfície
- pressão normal
- arraste induzido

a) Fricção com a superfície

Refere-se ao atrito entre o fluxo de ar e a superfície do veículo, representando de 4% a 10% no total das perdas aerodinâmicas.

b) Pressão normal

É devida à distribuição da pressão atmosférica sobre o veículo. É o principal fator deste tipo de perdas, significando de 80% a 90%.

c) Arraste induzido

O movimento do veículo provoca um turbilhonamento do ar circundante, levando a um efeito de maior pressão na parte inferior do veículo, provocando um tipo de flutuação, dispendendo parte da energia. Representa algo em torno de 10% a 15% das perdas aerodinâmicas.

B.1.1.1 Arraste aerodinâmico

A resistência aerodinâmica apresentada pelo veículo pode ser expressa por:

$$RA = C_d \cdot d \cdot v^2 \cdot A \cdot 0,5 \quad (B.1)$$

Onde: C_d - coeficiente de arraste

d - densidade do ar

v - velocidade do veículo

A = área frontal

Em termos de projeto, os parâmetros modificáveis são Cd e A.

B.1.1.2-Área frontal

Para veículos pessoais de passageiros, a área frontal é dada aproximadamente por:

$$A = 0,87 \cdot \text{altura} \cdot \text{largura}$$

variando entre 1,7 m² e 2,4 m². Veículos utilitários e ônibus possuem área frontal consideravelmente maior.

B.1.1.3 Coeficiente de arraste

Para os veículos de passageiros, um valor típico é 0,45, mas o valor pode variar de 0,3 a 0,6.

B.1.2 Resistência de rolamento

Relaciona-se às perdas provenientes do rolamento dos pneus no solo, sendo proporcional à massa do veículo e dependente de diversos fatores como: tipo de pneu, temperatura, pressão, velocidade, tipo de superfície, etc.

Para pneu radial esta resistência tem um valor típico próximo de 0,135 N/Kg. No entanto, os diversos outros fatores apontados fazem com que esta resistência comporte-se de maneira não linear, e uma expressão aproximada para seu comportamento é:

$$RR = (135 + 0,29.v) \text{ N/ton}$$

(B.2)

B.1.3 Energia consumida pelas perdas associadas ao veículo elétrico

A partir dos fatores das resistências aerodinâmica e de rolamento, temos que a potência necessária para superá-las é dada por:

$$P_a = 0,5.C_d.d.A.v^3 + (0,29.v^2 + 135.v).M$$

(B.3)

Onde M é a massa do VE em toneladas.

B.1.4 Energia recuperável

Os outros dois fatores de demanda de energia, aceleração e superação de aclives, são básicos para, a partir do desempenho desejado, projetar-se o sistema de acionamento. No entanto, do ponto de vista de nosso estudo relacionado à frenagem do veículo, importa-nos apenas que toda energia gasta para superar estes fatores pode, em princípio, ser recuperada.

B.2 Ciclos de operação padrão

A fim de estabelecer um padrão de teste para avaliar o desempenho de veículos elétricos a Society of Automotive Engineers, Inc., SAE, estabeleceu um ciclo de trabalho (SAE J 227a) que contempla diferentes tipos de VEs.

B.2.1 Tipos de VEs

a) Tipo A: caracterizado por pequena velocidade de pico (veja tabela B.1), são veículos projetados para uso em rotas típicas com grande quantidade de paradas e partidas (por exemplo, veículo de entrega de correspondência residencial).

b) Tipo B: com velocidade de cruzeiro de 32 Km/h, são veículos de trajeto fixo, com média frequência de paradas (por exemplo, ônibus)

c) Tipo C: com velocidade de cruzeiro de 48 Km/h, são veículos projetados para uso em trajetos variáveis, com média frequência de paradas (por exemplo, veículos utilitários de entregas).

d) Tipo D: tendo velocidade de cruzeiro de 72 Km/h, são veículos sem rota fixa, com partidas e paradas típicas de condições de tráfego suburbanas (por exemplo, veículo pessoal para se deslocar da residência - subúrbio - ao trabalho)

B.2.2 Ciclo de teste

Definem-se 4 ciclos de teste para que os veículos sejam testados sob condições que melhor avaliem seu desempenho específico.

Tabela B.1 Dados de testes para diferentes tipos de VEs

Tipo	A	B	C	D
$v(\text{Km/h})$	$16 \pm 1,5$	$32 \pm 1,5$	$48 \pm 1,5$	$72 \pm 1,5$
$t_a(\text{s})$	4 ± 1	19 ± 1	18 ± 2	28 ± 2
$t_{cr}(\text{s})$	0	19 ± 1	20 ± 1	50 ± 2
$t_{co}(\text{s})$	2 ± 1	4 ± 1	8 ± 1	10 ± 1
$t_b(\text{s})$	3 ± 1	5 ± 1	9 ± 1	9 ± 1
$t_i(\text{s})$	30 ± 2	25 ± 1	25 ± 2	25 ± 2
$T(\text{s})$	39 ± 2	72 ± 1	80 ± 2	122 ± 2

Onde:

v - velocidade de cruzeiro

t_a - tempo de aceleração

t_{cr} - tempo de cruzeiro à velocidade v

t_{co} - tempo de costeamento

t_b - tempo de frenagem

t_i - tempo de parada

T - tempo total do ciclo

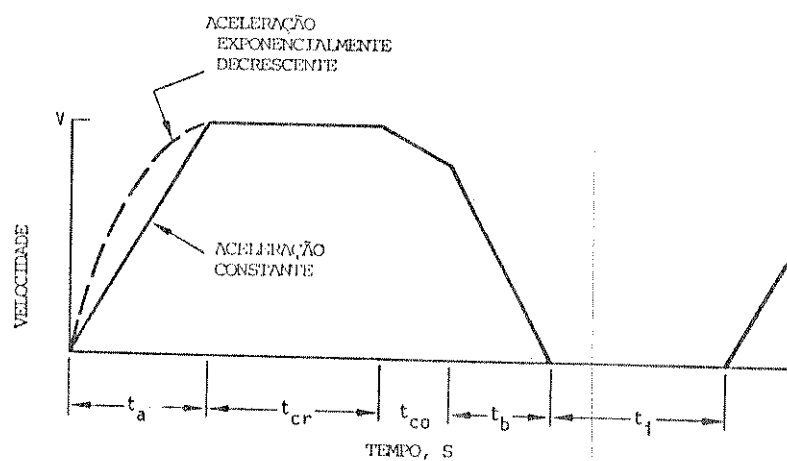


Figura B.1 Ciclo de testes do VE

- 1.1 Sekiya, Tsuneto et.alii

"Advancing Power transistor and their applications to electronic power converters"

Fuji Electric Co. Ltd., 1981, Japan

- 1.2 "SCR Manual - Sixth Edition"

General Electric, 1979, France

- 1.3 Motto Jr., John Willian, ed.

"Introduction to solid-state power electronics"

Westinghouse Electric Co., 1977, USA

- 1.4 Sales, Hélio C.A.S.

"Relatório FAPESP, processo 80/516"

FAPESP, 1982, São Paulo, Brasil

- 1.5 Rice, Leslie R., ed.

"SCR Designers handbook"

Westinghouse Electric Co., 1970, USA

- 1.6 Pomilio, J.A.

"Relatório FAPESP, Iniciação Científica"

FAPESP, 1983, São Paulo, Brasil

1.7 Moreira, Júlio Cesar

"Análise, Implementação e Comparação de topologias de circuitos de comutação forçada para inversores"

5º Congresso Brasileiro de Automática, Set. 1984, Brasil

1.8 McMurray, William

"Optimum snubbers for power semiconductors"

IEEE Trans. on Industrial Applications

vol IA-2, Oct. 1972, pp 593-600

1.9 "GTO application note"

Toshiba Corporation, 1983, Japan

1.10 Woodworth, A.

"Understanding GTO data as an aid to circuit design"

Electronic Components and applications

vol 3, no 4, Aug. 1981, Philips

1.11 Honda, Akira and Pelly, Brian

"Applying International rectifier's 160pft type Gate Turn-off thyristor"

Thyristor Application Notes, International Rectifiers, 1982
USA

1.12 "Hitachi GTO Thyristor - Data book"

Hitachi Ltd., Sept. 1982, Japan

1.13 Peppel, M.; Salzmann, Th.; Schonherr, A.

"Application of Gate Turn-off Thyristor (GTO) - Concepts
and problems today"

I European Conference on Power Electronics and Applications
1985

1.14 Detemmerman, D.

"Parallel and series connection of GTO in traction Applica-
tion"

I ECPEA, 1985

1.15 Millman J. and Halkias, C.C.

"Eletrônica - dispositivos e circuitos"

Editora Mc-Graw Hill, São Paulo, 1981

1.16 Skanadore, W.R.

"Understanding and using third-generation bipolar switching
transistors"

Power Conversion International, Sept. 1984, pp. 26-39

1.17 Perier, L.

"High current switches for bridge leg"

I ECPEA, 1985, pp. 1.27-1.34

1.18 Gray, Paul E. e outros

"Eletrônica física e modelos de circuitos a transistores"

Editora Polígino, 1973, São Paulo

1.19 "GTR application note - Toshiba giant transistor"

Toshiba Corporation, 1983, Japan

1.20 Steyn, C.G.; Van Wyk, J.D.

"Ultra low-loss non-linear turn-off snubbers for power electronic switches"

I ECPEA, 1985, pp. 1.21-1.26

1.21 Aloisi, P.

"Paralleling of high voltage bipolar power Darlington"

I ECPEA, 1985, pp. 1.7-1.13

1.22 Roehr, Bill and Cathell, Frank

"High voltage MOSFET and bipolar switches - Part I"

Power Conversion International, Jan. 1984, pp. 15-24

1.23 _____

"High voltage MOSFET and bipolar power switches - Part II"

Power Conversion International, Feb. 1984, pp. 56-66

1.24 Hower, P.L. and Tarneja, T.S.

"The influence of circuit and device parameters on the switching performance of power transistor"

PCI, Jul/Aug 1980, pp. 10-22

1.25 Moreira, J.C.

"Fontes de alimentação chaveada" (apostila)

FEE/UNICAMP, 1985

1.26 Conrad, H.; Lehnert, K. and Nicolai, U.

"A comparison of power electronic device types"

I ECPEA, 1985

1.27 "Concerning the turn-on and turn-off power losses in fast
thyristors"

3rd. revised edition

AEG Power Semiconductors, 1976, Germany

2.1 Suzuki, T

"DC power-supply system with inverting substation for traction systems using regenerative brakes"

IEE Proc., vol 129-B, no 1, Jan 1982, pp 18-26

2.2 Bailey, R.B. et alli

"A modern chopper propulsion system for rapid transit application with high regeneration capability"

IEEE Trans. on Industry Applications

Vol. IA-14, no 6, Nov/Dec 1978, pp 573-580

2.3 Palhares, A.G.B. et alli

"Determinação das regiões instáveis de um sistema de transmissão com engrenagens planetárias, controladas por MLP"

4º Congresso Brasileiro de Automática

Campinas, Set. 1982

2.4 Barreto, Gilmar

"Veículo elétrico a bateria: contribuição à análise de seu desempenho e seu projeto"

Tese de Mestrado, UNICAMP/FEE, 1986

2.5 Angelis, J. et alli

"Compact drive system for electric vehicles ready for series production"

7^o Symposium International du véhicule électrique routier
Versailles, France, 1984, pp 167-173

2.6 Pomilio, J.A.

"Controle de máquina de corrente contínua, nos modos tração e frenagem regenerativa utilizando conversor CC-CC"
Relatório FAPESP, processo 83/2066-1, Agosto 1984

2.7 Berman, B.

"Battery powered regenerative SCR drive"
IEEE - Trans. on Industry Applications
Vol. IA-8 no 2, Mar/Apr 1972, pp.190-194

2.8 -----

"All solid-state method for implementing a traction drive control"
IEEE - Trans. on Industry Applications
Vol. IA-8, no 2, Mar/Apr 1972, pp. 195-202

2.9 Allan, J., et alli

"A gate-turn-off thyristor chopper for traction drives"
IEE Proc., vol. 132-B, no 5, Sep. 1985, pp.245-250

2.10 Ferrer, W.

"DC-to-DC thyristor chopper for traction application"

IEE, paper no 7605P

2.11 Schonek, J.

"Pulsador reversível para a alimentação de uma máquina de corrente contínua nos quatro quadrantes do plano torque velocidade"

2º Congresso Brasileiro de Automática

Florianópolis, 1978

2.12 Barton, T.H.

"The transfer characteristics of a chopper drive"

IEEE - Trans. on Industry Applications

Vol. IA-16, no 4, Jul/Aug 1980, pp. 489-495

2.13 Oliveira, J.C.R. e Lucchese, A.J.P.

"Regulação de velocidade de motor CC, com limitação de corrente e seu gradiente, método simplificado de cálculo"

3º Congresso Brasileiro de Automática

Rio de Janeiro, 1980

2.14 Anjaneyulu, P.B. et alli

"Stability analysis, design, and simulation of closed-loop converter-controlled DC drive"

IEEE - Trans. on Industrial Electronics

Vol. IE-31, no 2, May 1984, pp 175-180

2.15 Pomilio, J.A. et alli

"Estudio del frenado regenerativo de una maquina de corriente continua controlada por recortador (chopper) utilizando un circuito de conmutación tipo McMurray"

IX Simposio Nacional de Control Automatico

Buenos Aires, Argentina, 1984

3.1 Kimura, Gunji e Shioya, Mitsuo

"Regenerative braking of the separately excited DC motor via chopper control"

Electrical Engineering in Japan, vol 97, no. 4, 1977

3.2 Kasama, R. et alii

"The efficiency improvement of electric vehicles by regenerative braking"

Paper no. 780291, Society of Automotive Engineers, Inc, 1979

3.3 Hayden, John

"Apostila do curso 'Veículos elétricos a bateria e híbridos'"

UNICAMP/FUNCAMP, 1980

3.4 Dongen, L.A.M. et alii

"Theoretical prediction of electric vehicle energy consumption and battery state-of-charge during arbitrary driving cycles"

EVC Symposium VI, Baltimore, USA

Paper no. 8115, 1981

3.5 Kusko, Alexander

"Solid-state DC motor drives"

MIT Press, 1969, USA

3.6 SAE Handbook

Volume 4

Society of Automotive Engineers, Inc, USA, 1983

3.7 Hamilton, W.

"Electric Automobiles"

McGraw-Hill Book Co., 1980

3.8 Cornell, E.P. et alii

"Advanced motor developments for electric vehicles"

IEEE Trans. on Vehicular Technology

Vol VT-26, no. 3, May 1977, pp.128-134

4.1 Schulz, R.A.

"A frequency response method for parameter of high-performance DC motors"

IEEE TIE, vol IE-30 no.1, Feb. 1983

4.2 Palhares, A.G.B.

"Controle por realimentação de estado e modulação de largura de pulso de um servo-posicionador eletro-hidráulico.

Análise das oscilações instáveis"

Tese de doutorado. DEE/FEC/UNICAMP, 1980

4.3 Anjaneyulu, P.B.; Prabhu, S.S. e Dubey, G.K.

"Stability analysis, design and simulation of a closed-loop converter-controlled DC drive"

IEEE Trans. on Ind. Electronics

Vol IE-31, no. 2, May 1984, pp.175-180

4.4 Bottura, C.P.

"Contribuição ao controle de torque em máquina série por modulação em largura de pulso"

Tese de doutorado. DEE/FEC/UNICAMP, 1973

4.5 Ribeiro do Val, J.B.

"Estudo do controle de sistemas chaveados a entrada constante"

Tese de mestrado. DEE/FEC/UNICAMP, 1981

4.6 Ushio, U. e Hirai, K.

"Chaotic behaviour in piecewise-linear sample-data control systems"

Int. J. Non-linear mechanics, vol 20, no. 5/6, 1985

4.7 Marotto, F.R.

"Snapback repellers imply chaos in R^n "

J. Math. anal. appl., 64

pp.199-223, 1978

4.8 Palhares, A.G.B et alii

"Determinação das regiões instáveis de um sistema de transmissão com engrenagens planetárias, controladas por MLP"

4º Congresso Brasileiro de Automática

Campinas, 1982

4.9 Bottura, C.P.

"Princípio de Controle e Servomecanismos"

Editora da Unicamp - 1980

A.1 Fitzgerald, A.E.; Kingsley Jr., C.; Kusko, A.

"Máquinas Elétricas"

Editora McGraw-Hill do Brasil, Ltda., 1975

A.2 Millermaster, R.A.

"Harwood's control of electric motors"

Wiley Interscience, 1970, USA

A.3 Gottlieb, I.M.

"Electric motors & electronic motor control techniques"

Howard W. Sams & Co. Inc., 1976, USA

A.4 Gussow, M.

"Eletricidade básica"

McGraw-Hill do Brasil, Ltda., 1985, Brasil

A.5 Roberjot, P. e Loubignac

"Eletrotécnica aplicada" tomo I

Editorial Gustavo Gili, S.A., 1962, Espanha

A.6 Hindmarsh, John

"Electrical machines and their applications"

Pergamon Press, 1977, G.B.

A.7 Lightband, D.A.; Bicknell, D.A.

"The direct current traction motor"

Business Books Limited, 1970, G.B.

A.8 Relatório FINEP/PROTRAN Engenharia

"Veículo elétrico utilitário a bateria"

São Paulo, 1985

A.9 Palhares, A.G.B. et alii

"Determination on-line of the DC motors parameters through
ressonance"

2^a Telecon, 1985, Rio de Janeiro

A.10 Erdman, W.

"Dynamic braking of DC machines: a mathematical approach"

IEEE, Vol IA-19, no.3, May/June 1983, pp.388-392

A.11 Yanase, A. e Sakui, M.

"Iron loss of thyristor controlled DC separately excited
motor"

Electrical Engineering in Japan, vol. 101, no.6, 1981

A.12 Franklin, P.W.

"Theory of the DC motor controlled by power pulses -

Part I and part II"

IEEE, vol PAS-91, no. 1, pp. 249-262

A.13 Cornell, E.P. et alii

"Advanced motor developments for electric vehicles"

IEEE, vol. VI-26, no. 2, May 1977, pp. 128-134

A.14 Thompson, M.A. e Walters, L.A.

"The design of the d-c commutator motors for high performance electric vehicles"

Paper 740169, SAE Congress, Feb. 1974, Detroit, USA

A.15 Lindhorst, P.K. e Andreas, J.C.

"Design and application of traction motors for electric drives"

Paper 74729, SAE

A.16 Van Niekerk, H.R.

"A disc armature motor with electromagnetic field for battery powered road vehicles"

Septieme Symposium International du Véhicule électrique
Routier, Versailles, France, 1984

A.17 Van Niekerk, H.R.

"Drive system design philosophy for mass minimisation of battery-powered vehicles"

IEE Proc., vol 133-b, no.2, March 1986, pp. 49-53

A.18 Van Dongen, L.A.M. et alli

"Theoretical prediction of electric vehicle energy consumption
and battery state-of-charge during arbitrary driving cycles"
EVC Symposium VI, Oct. 1981, Baltimore, USA

A.19 Campbell, P.

"Principles of a permanent-magnet axial-field dc machine"
IEE Proc., vol 121, no. 12, Dec. 1974, pp. 1489-1494

B.1 Hayden, J.

Apostila do curso "Veículos elétricos a bateria e híbridos"
FEE/UNICAMP, 1980

B.2 SAE Handbook -- vol 4

Society of Automotive Engineers, Inc.
1983, USA

B.3 Hamilton, W.

"Electric Automobiles"
McGraw-Hill Book Co., 1980

B.4 Barreto, Gilmar

"Veículos elétricos a bateria - contribuição ao estudo de seu
desempenho e seu projeto" - Tese de Mestrado
FEE/UNICAMP, 1986