

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

ACIONAMENTO DO MOTOR SÍNCRONO A ÍMÃS
PERMANENTES: TÉCNICAS DE COMANDO

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

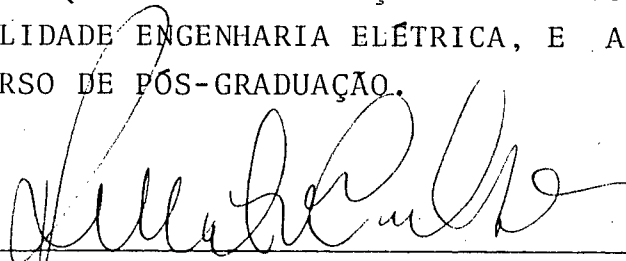
Wander Gonçalves da Silva

Florianópolis, julho de 1989.


ACIONAMENTO DO MOTOR SÍNCRONO A IMÃS PERMANENTES
TÉCNICAS DE COMANDO

WANDER GONÇALVES DA SILVA

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

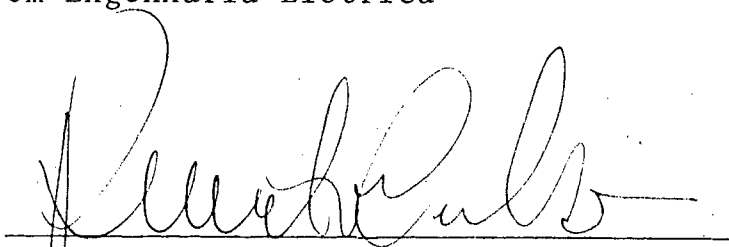


Prof. Renato Carlson, Dr. Ing.
ORIENTADOR



Prof. José Carlos Moreira Bermudez, Ph.D.
Coordenador do Curso de Pós-Graduação
em Engenharia Elétrica

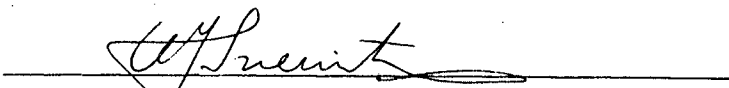
BANCA EXAMINADORA



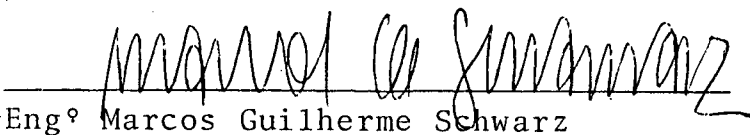
Prof. Renato Carlson, Dr. Ing.



Prof. Yeddo Braga Blauth, M. Sc.



Prof. Walter Issamu Suemitsu, Dr.



Eng.º Marcos Guilherme Schwarz

SUMÁRIO

SIMBOLOGIA	vi
RESUMO	vii
ABSTRACT	viii
CAPÍTULO I - INTRODUÇÃO	
1.1 - O motor Síncrono a Ímãs	1
1.2 - Forma de comando	2
1.3 - Controle de corrente	3
CAPÍTULO II - O funcionamento do MCCCE auto pilotado.	
2.1 - Introdução	5
2.2 - Seqüência de chaveamentos do MCCCE	6
2.3 - Os sensores de posição	8
2.4 - O inversor	11
2.5 - O circuito de comando	11
CAPÍTULO III - O controle da corrente por PWM.	
3.1 - Introdução	14
3.1.1 - Diagrama de blocos do circuito de comando e controle	15
3.2 - A malha de controle da corrente	17
3.3 - O controlador de corrente, tipo PI	24
3.4 - A implementação do circuito	31
3.4.1 - O retificador	33
3.4.2 - O filtro	34
3.4.3 - O circuito de regulação de corrente	36
3.4.4 - A dente de serra	36
3.4.5 - O circuito de proteção contra sobrecor- rente	38

3.5 - Resultados experimentais.....	41
CAPÍTULO IV - O funcionamento sem sensor.	
4.1 - Introdução	46
4.2 - A geração dos sinais	46
4.3 - A implementação do circuito	48
4.3.1 - Os transformadores	48
4.3.2 - O filtro	49
4.3.3 - A detecção da passagem por zero da f.e.m. .	51
4.4 - Resultados experimentais	53
CAPÍTULO V - A partida do motor.	
5.1 - O circuito de partida	60
5.2 - A gravação em memória da seqüência de comando ..	60
5.3 - O endereçamento da memória	61
5.4 - O V.C.O.	62
5.5 - A monitoração da velocidade e passagem para a auto-pilotagem	64
5.6 - Resultados experimentais	70
CAPÍTULO VI - Conclusões.	
6.1 - Com relação ao motor	71
6.2 - Com relação ao inversor	71
6.3 - Com relação ao funcionamento sem sensor	72
6.4 - Com relação ao circuito de partida	72
6.5 - Sugestões para trabalho posterior	73
APÊNDICE	74
REFERÊNCIAS E BIBLIOGRAFIA SUPLEMENTARES	75

SIMBOLOGIA

- B - Sinal de corrente E_o na saída do filtro que sucede o retificador
- C - Sinal de ordem de abertura e fechamento dos transistores do inversor
- D - Coeficiente de atrito
- D_1 - Onda triangular responsável pelo chaveamento dos transistores do inversor, para o controle da corrente do MCCCE por PWM
- e - Erro de corrente
- E - Tensão DC nos terminais de entrada do inversor
- e_a - F.e.m. da fase A do MCCCE
- E_a - Variável e_a no domínio da frequência
- e_b - F.e.m. da fase B do MCCCE
- e_c - F.e.m. da fase C do MCCCE
- e_f - Duas vezes a f.e.m. de uma fase do MCCCE
- E_f - Variável e_f no domínio da frequência
- E_{in} - Sinal de tensão, proporcional à corrente do motor, fornecido pelo sensor LEM, na entrada do inversor
- E_o - Sinal de corrente E_{in} na saída do retificador
- f_c - Frequência de corte do filtro
- F_1, F_2, F_3 - Tensão das fases A, B e C respectivamente, do MCCCE, no secundário dos transformadores, após sua filtragem
- f_{min} - Frequência mínima de oscilação do V.C.O.
- f_{max} - Frequência máxima de oscilação do V.C.O.
- G_1 - Sinal da oscilação do V.C.O.
- $G(S)$ - Função de transferência do regulador de corrente PI
- $G_m(S)$ - Função de transferência do motor
- $G_p(S)$ - Função de transferência do pulsador
- $G_r(S)$ - Função de transferência do regulador PI
- $G'(S)$ - Função de transferência do sistema em malha fechada
- H - Sinal que indica o instante da passagem da partida assíncrona para a auto-pilotagem do MCCCE
- I_c - Sinal de tensão na saída do filtro correspondente à corrente do motor
- I_L - Corrente de carga que passa pelo sensor de corrente

I_{ref}	- Corrente de referência (volts)	v
i_s	- Corrente de fase do motor	
I_s	- Variável i_s no domínio da frequência	
J	- Momento de inércia do conjunto motor e carga	
K	- Constante de ganho estático da malha de controle	
K_c	- Constante de ganho de realimentação, que relaciona corrente de fase do motor (ampere) com corrente de referência (volts)	
K_{cm}	- Constante de ganho do pulsador	
K_f	- Constante de ganho que relaciona corrente de fase do motor, com tensão de comando do pulsador.	
K^o	- Constante que relaciona torque elétrico com corrente, produzido pelo MCCCE	
K'	- Constante que relaciona f.e.m. produzida pelo MCCCE, com sua velocidade	
L_s	- Indutância própria de uma fase do motor	
MCCCE	- Motor de Corrente Contínua com Comutação Eletrônica	
M_s	- Indutância mútua entre duas fases do motor	
N_e	- Número de espiras que o fio, pelo qual passa a corrente de carga, circunda o sensor de corrente	
N_1	- Número de espiras do primário do transformador	
N_2	- Número de espiras do secundário do transformador	
PT	- Sinal que indica partida assíncrona "0" ou funcionamento auto-pilotado "1"	
R_m	- Resistor conectado entre a saída do sensor de corrente e o terra do circuito de comando e controle	
R_s	- Resistência elétrica de uma fase do motor	
S	- Variável independente da transformada de Laplace	
S_1, S_2, S_3	- Sinal para comando fornecido pelos sensores de posição 1, 2 e 3 respectivamente	
S_a, S_b, S_c	- Sinais de comando fornecido pelas fases A, B e C respectivamente, obtidos através do circuito para funcionamento sem sensores de posição	
T	- Período da onda triangular que determina os chaveamentos para o controle da corrente do motor	
T_e	- Torque elétrico	
T_m	- Torque mecânico	
T_{F1}	- Tensão da fase A do MCCCE no secundário do transformador 1	

T_{F2}	- Tensão da fase B do MCCCE no secundário do transformador 2	vi
T_{F3}	- Tensão da fase C do MCCCE no secundário do transformador 3	
U_c	- Sinal de tensão, devido à corrente i_s , na saída do regulador PI	
V_{cc}	- Tensão de alimentação do circuito de comando e controle	
V_d	- Tensão média na saída do pulsador	
V_{FN}	- Tensão de fase do MCCCE em relação ao neutro	
V_1	- Tensão no primário do transformador	
V_2	- Tensão no secundário do transformador	
ΔV	- Janela de histerese	
$\Delta\delta$	- Overshoot de corrente	
ξ	- Coeficiente de amortecimento	
ψ_m	- Margem de fase	
π	- 3.1415926	
ρ	- Posição relativa do cursor do potenciômetro P_s do regulador PI	
τ_a	- Constante de tempo elétrica do motor	
τ_i	- Constante de tempo integral do regulador PI	
τ_m	- Constante de tempo proporcional do regulador PI	
τ_{mec}	- Constante de tempo mecânica	
τ_p	- Constante de tempo do pulsador	
ω	- Velocidade angular do motor	
ω_n	- Freqüência natural de amortecimento	
$\underline{\Delta}$	- Igual por definição	

RESUMO

O objetivo deste trabalho é realizar a alimentação de um motor síncrono a ímãs, tipo trapezoidal, com controle de corrente através da modulação por largura de pulso (PWM).

São comentadas as aplicações deste tipo de motor e suas características de funcionamento.

É estudada uma malha de controle da corrente de fase do motor, em diagrama de blocos, e é analisada a sua função de transferência para o projeto do ~~controlador~~ tipo ~~PI~~ (proporcional ~~integral~~). ~~Duas técnicas de~~ auto-pilotagem são estudadas: funcionamento com sensores de posição e funcionamento sem sensores. Na auto-pilotagem sem sensores é analisado o problema da partida do motor.

Os circuitos implementados de comando e de controle são apresentados e explicados quanto ao funcionamento.

São feitos ensaios e testes de laboratório e apresentados os resultados do desempenho do sistema.

ABSTRACT

The intent of this work is to realize a Brushless DC Motor Drive with Pulse Width Modulation (PWM) current controller.

Comments about application and operation characteristics of the motor are shown.

A net control is studied over its block diagram and transfer function, to design a proportional integral (PI) regulator for phase current of the motor.

~~Two self-piloting techniques are studied: with shaft position sensor and without shaft position sensor.~~ In the case of self piloting without position sensor the problem of start movement is analyzed.

The implementation of command and control circuits are shown and explanation of their operation are made.

Laboratorial tests are made and results of drive system performance are shown.

AGRADECIMENTOS

A Deus, pela conclusão deste trabalho;

À Fundação Educacional de Ituiutaba, por me ter concedido a oportunidade de realizar este trabalho;

À minha família, pelo carinho dispensado;

Ao LAMEP, pela concessão de espaço e dos instrumentos necessários à implementação prática;

Aos colegas do curso que sempre estiveram dispostos a trocar idéias nos momentos em que surgiram dúvidas;

Aos colegas do GRUCAD, pelo apoio recebido.

Ao Prof. Renato Carlson, pela orientação recebida e pela amizade.

CAPÍTULO I

INTRODUÇÃO

1.1 O Motor Síncrono a Ímãs

Com o avanço da tecnologia dos semicondutores nas últimas décadas, tornou-se possível a construção de chaves rápidas como os transistores bipolares e, ainda mais rápidos, os transistores de efeito de campo - MOS-FET's com capacidade de comandar correntes e tensões elevadas. Com isto tornou-se possível, e economicamente viável, a substituição dos servomotores CC por servomotores CA com comutação eletrônica. São eles o servomotor síncrono a ímãs e o servomotor de indução.

O servomotor a ímãs pode ser tanto do tipo senoidal como do tipo trapezoidal. A diferença entre os dois está no aspecto construtivo e na forma de imantação dos ímãs: para o servomotor do tipo trapezoidal os ímãs são imantados de forma radial (figura 1.1a) enquanto que para o servomotor do tipo senoidal a imantação é paralela (figura 1.1b).

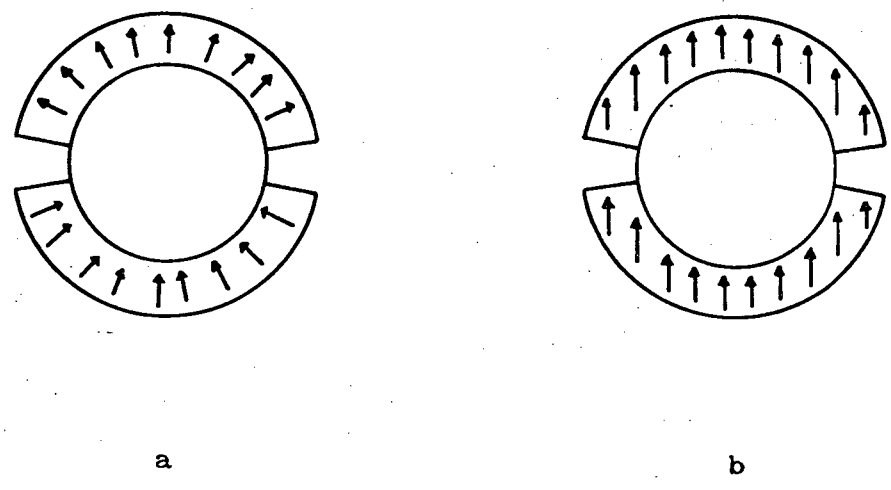


figura 1.1 - formas de imantação dos ímãs

O servomotor a ímãs tem características que o coloca em vantagem em relação aos servomotores CC e de indução. Em relação ao servomotor CC pode-se apontar as seguintes [23], [24]:

- capacidade de trabalhar em rotações mais elevadas;
- menor inércia;
- possibilidade de manter o rotor parado com torque em qualquer posição por tempo prolongado;
- maior capacidade de dissipação térmica.

Em relação ao servomotor de indução:

- relação linear entre torque e corrente;
- estratégias de comando e controle mais simples;
- maior relação peso potência.

Como vantagens do servomotor de indução podemos citar:

- menor custo;
- possibilidade de trabalhar na região de enfraquecimento de campo, onde para o servomotor a ímãs do tipo senoidal, somente é possível com fortes correntes de armadura no eixo d, provocando grandes perdas no cobre;

O motor síncrono a ímãs do tipo trapezoidal tem as mesmas características de funcionamento do motor de corrente contínua tradicional com algumas vantagens a mais. A principal é a de não possuir comutador mecânico: sua comutação é feita eletronicamente. Por este motivo, chama-lo-emos de Motor de Corrente Contínua com Comutação Eletrônica - MCCCE e utilizaremos esta nomenclatura ao longo deste trabalho.

1.2 Forma de comando.

Pela proposição do trabalho, o MCCCE deve ser alimentado em corrente alternada obtida eletronicamente através de chaveamentos adequados de uma fonte de tensão CC. Obtém-se a fonte CC através da retificação de uma fonte CA senoidal por uma ponte de diodos. Utiliza-se sensores de posição para informar continuamente, de forma digital, a posição do rotor para que o inversor possa fornecer as correntes de cada fase com valor instantâneo adequado para cada posição, a fim de se obter um campo girante correto e um torque contínuo. O motor será conectado em estrela com o neutro isolado para se ter acesso às correntes nas fases. A figura 1.2 ilustra o sistema.

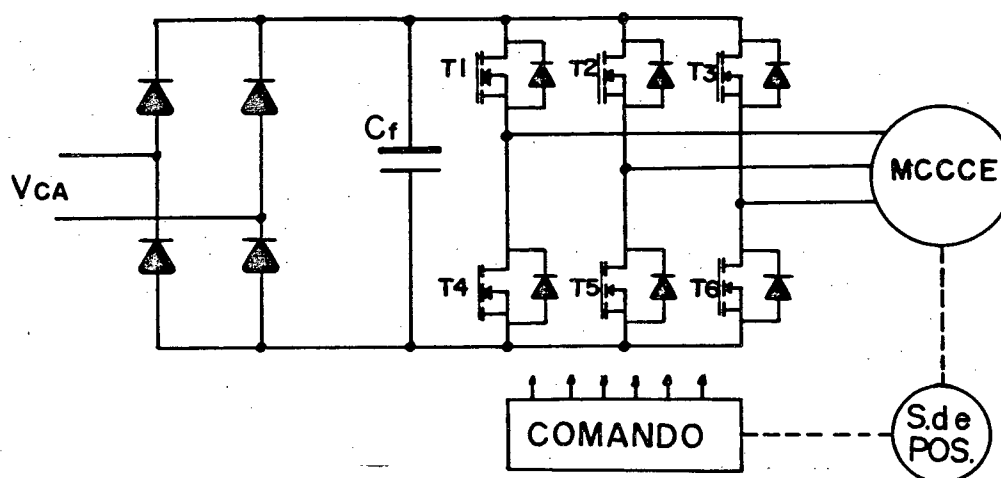


figura 1.2 - esquema de acionamento do motor

Foi utilizado uma fonte de tensão senoidal variável, através de um variavolt para, gradualmente, elevar a tensão de alimentação do motor ao valor nominal e assim evitar picos de corrente devido ao carregamento do capacitor. O capacitor é utilizado como filtro para fornecer uma tensão de valor médio mais constante para o motor.

O princípio de funcionamento onde o próprio motor indica qual das chaves deve abrir e fechar a cada instante é conhecido como auto-pilotagem.

1.3 Controle de corrente.

Pela proposição do trabalho, o MCCCE deve ser alimentado por um inversor de tensão e assim sendo, o controle deve ser feito atuando-se nas correntes de fase pois, controlando-se as correntes de fase, controla-se o torque produzido pelo mesmo.

As formas de controle são basicamente duas: o controle por banda de histerese e o controle através da modulação por largura de pulso (PWM). No controle por banda de histerese compara-se um sinal de corrente medido com uma referência de corrente e atua-se na abertura e fechamento das chaves de forma a manter a corrente dentro da janela de histerese [01]. Define-se uma corrente de referência I_{ref} e uma janela de histerese ΔI : quando a corrente I do motor

é maior ou igual a $I_{ref} + \Delta I$, abre-se as chaves e a corrente decresce; quando a corrente I do motor se torna menor ou igual a $I_{ref} - \Delta I$, fecha-se as chaves e a corrente volta a crescer e o ciclo se repete. Neste tipo de controle a frequência de chaveamento é livre e os valores extremos, máximo e mínimo, de corrente são constantes.

No controle por modulação por largura de pulso (PWM) a corrente medida é comparada com uma corrente de referência e um erro é gerado; em função deste erro atua-se na razão cíclica, isto é, no tempo em que a chave deverá permanecer aberta ou fechada de forma a manter a corrente igual a referência [01]. Neste tipo de controle a frequência de chaveamento é constante e o que varia é a razão cíclica.

A vantagem do controle por histerese sobre o controle por PWM é que, do ponto de vista de controle, não há atraso no transporte do sinal de comando, que no caso do controle por PWM é aproximadamente igual a metade do período da frequência de chaveamento [01]. No entanto, se este atraso for menor que um décimo da constante de tempo elétrica do estator da máquina, este efeito é desprezível.

A vantagem do controle por PWM sobre o controle por histerese é o fato da frequência de chaveamento ser constante e pré-definida, não excedendo a capacidade das chaves. Como no controle por histerese a frequência de chaveamento é livre, deve-se fazer um projeto cuidadoso para assegurar que a capacidade de chaveamento do inversor não seja excedida pois, caso isto ocorra, o mesmo será danificado.

CAPÍTULO II

O FUNCIONAMENTO DO MCCCE AUTO PILOTADO

2.1 Introdução

O princípio básico de funcionamento do MCCCE é a procura de alinhamento dos campos magnéticos do estator e do rotor. O acionamento é dito auto-pilotado pois as correntes estatóricas são comandadas por um sensor de posição do rotor de forma a gerar uma f.m.m. que está defasada de 90° em relação à f.m.m. do rotor. A defasagem de 90° é imposta de forma a se obter um torque máximo. O princípio de funcionamento auto-pilotado assegura o sincronismo do rotor em relação ao campo girante do estator. Vejamos a seguinte figura [23]:

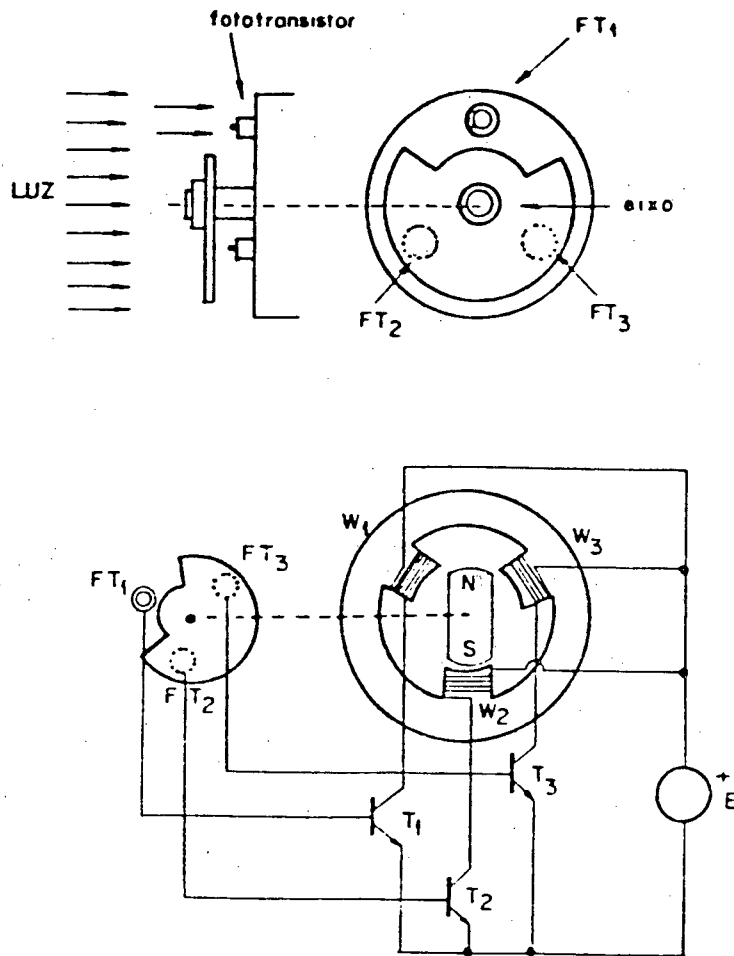


figura 2.1 - MCCCE elementar auto pilotado

Pela figura 2.1 notamos que se FT1 estiver habilitado a conduzir, a bobina W1 estará energizada provocando portanto um torque no sentido anti-horário. Porém se, um pouco antes do rotor se alinhar com a bobina W1, FT1 desligar e FT2 ligar tem-se outra etapa com duração de 120° . Considerando esta defasagem entre os enrolamentos, o torque e o movimento continuam no mesmo sentido, isto é, anti-horário. Porém ainda, se um pouco antes do pólo norte se alinhar com W2 FT2 desligar e FT3 passar a conduzir, inicia-se outra etapa com duração de 120° .

Nota-se então, através deste exemplo, que sempre a bobina certa é energizada no devido instante formando um campo girante que será rigorosamente acompanhado pelo rotor, caracterizando assim o funcionamento auto-pilotado.

2.2 Seqüência de chaveamentos do MCCCE.

Para o MCCCE tem-se três f.e.m.s de formas trapezoidais defasadas entre si de 120° elétricos, conforme a figura 2.2.

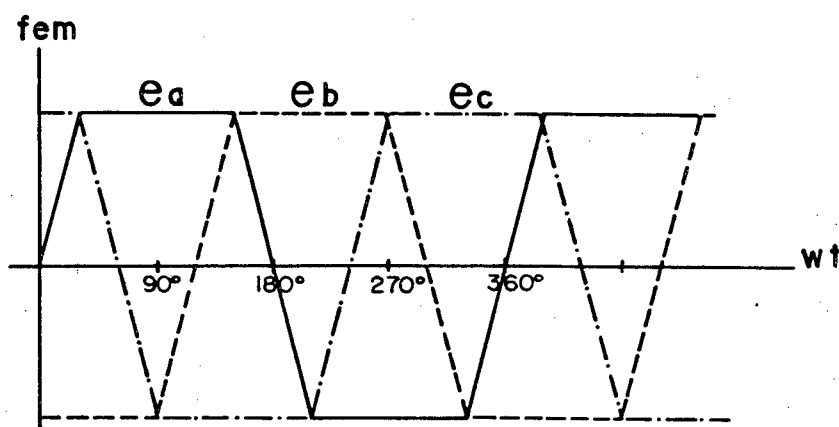


figura 2.2 - formas de onda da f.e.m.

As correntes são constantes por bloco; cada fase conduz a corrente por 120° que é o tempo em que a f.e.m. permanece no seu valor máximo; uma comutação ocorre a cada 60° . Sendo o motor alimentado por um inversor trifásico do tipo 120° , deve-se identificar quais são as chaves que deverão abrir ou fechar a cada instante. Vejamos a seguinte figura:

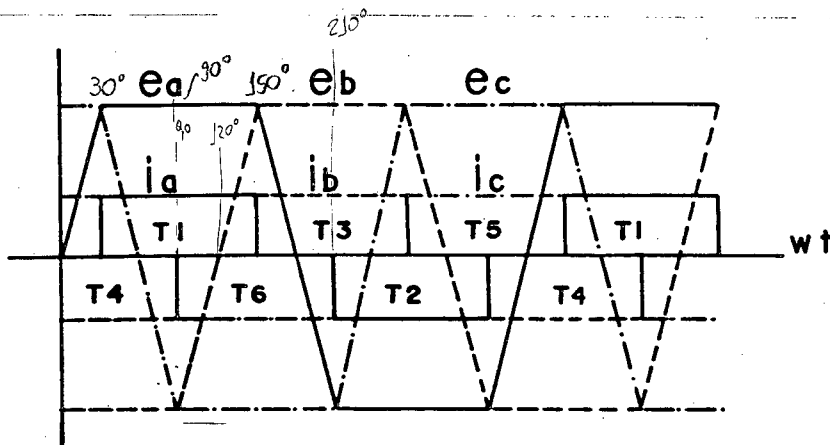
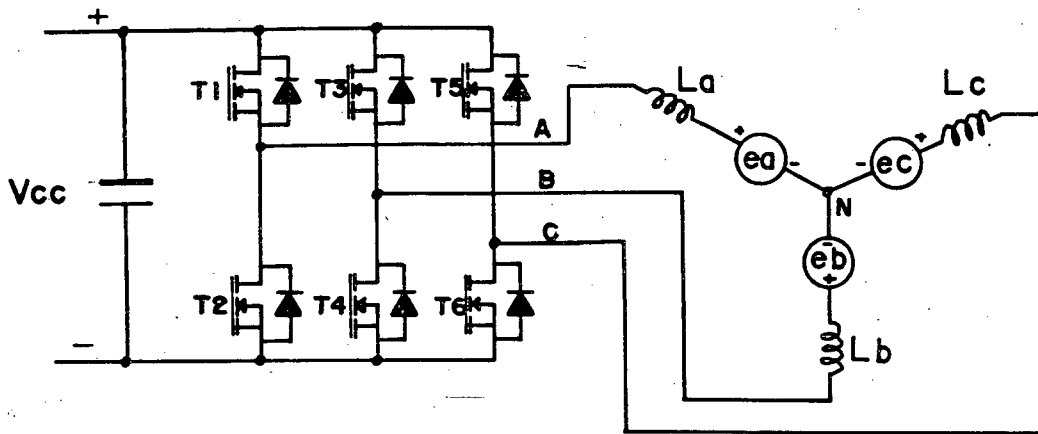


figura 2.3 - seqüências de condução

Enquanto a f.e.m. da fase "a" é máxima positiva (30° a 150°) tem-se a corrente positiva; neste intervalo de tempo tem-se então a chave T1 conduzindo. Entre 120° e 210° existe uma comutação que dura 60° ; durante este intervalo de tempo a corrente na fase "a" é nula; entre 210° e 330° tem-se a f.e.m. da fase "a" no seu valor máximo negativo e a corrente é então negativa. Durante este intervalo quem conduz a corrente de carga é T2. Fazendo-se esta mesma análise para as fases "b" e "c" nota-se que quando a corrente na fase "b" é positiva a chave T3 conduz a corrente desta fase e quando a corrente é negativa quem a conduz é T4. Para a fase "c" tem-se T5 conduzindo quando a corrente é positiva e T6 quando a corrente é negativa. Tem-se então a seguinte seqüência de condução:

- 1^a: T1 e T6 conduzindo;
- 2^a: T6 e T3 conduzindo;
- 3^a: T3 e T2 conduzindo;
- 4^a: T2 e T5 conduzindo;

- 5ª: T5 e T4 conduzindo;
- 6ª: T4 e T1 conduzindo.

Portanto sempre duas fases estão conduzindo a mesma corrente de carga com uma comutação ocorrendo a cada 60° elétricos.

2.3 Os sensores de posição.

Os sensores de posição utilizados para informar onde se encontra o rotor a cada instante são sensores de Efeito Hall. Os sensores são alimentados em corrente e colocados no interior da máquina, bem junto ao rotor; encontra-se fixada na parte frontal do rotor uma trilha magnética, de Plast Ferrite, devidamente magnetizada. Com o movimento do rotor, a presença de um campo girante variável sobre os sensores gera um sinal de tensão nos terminais dos mesmos; estes sinais então indicam a posição do rotor para o comando da chave adequada. Os sensores são fixados em uma base móvel que permite o ajuste da sua posição em relação ao rotor para o melhor instante de comando das chaves.

Para o motor de 4 pólos tem-se o esquema da figura 2.4.

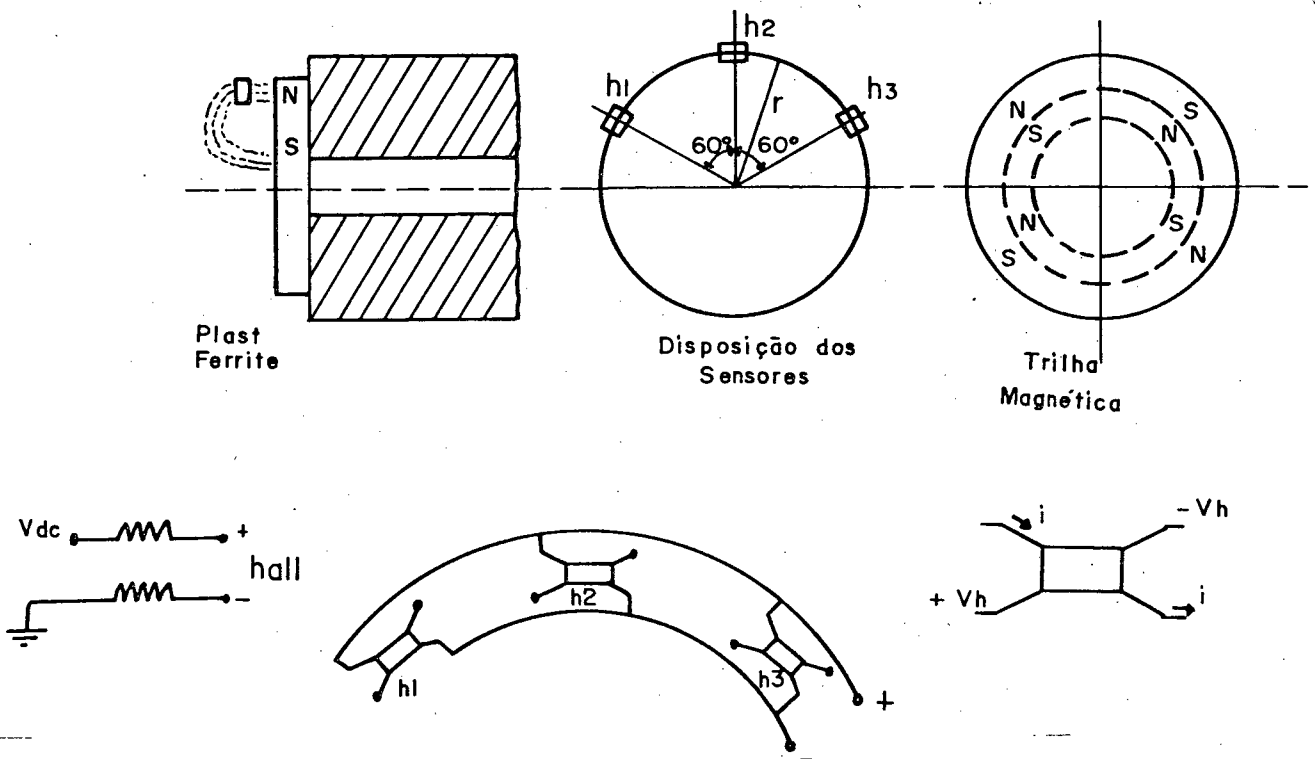


figura 2.4 - disposição dos sensores

Desta forma, consegue-se três sinais lógicos defasados entre si de 120° elétricos que então indicarão a seqüência de condução das chaves, conforme a figura 2.5.

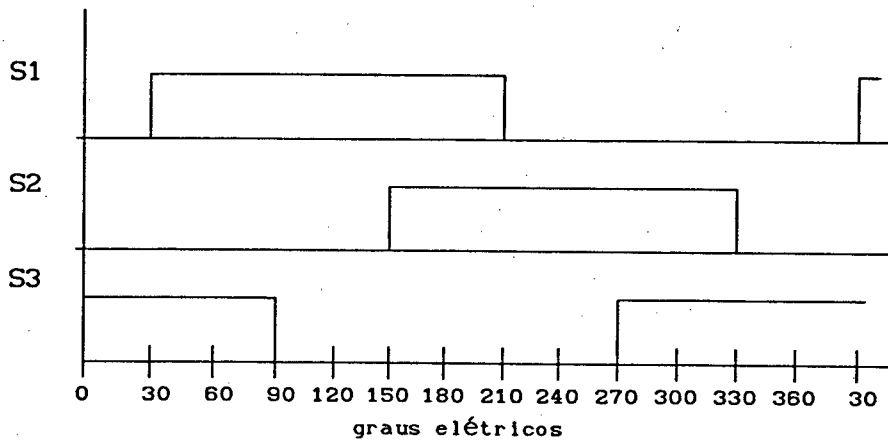


figura 2.5 - sinal dos sensores

Observando então os sinais gerados pelos sensores e as chaves que deverão estar ligadas em cada posição, forma-se o seguinte quadro:

θ elétrico	S1	S2	S3	Decimal	T1	T2	T3	T4	T5	T6
30° a 90°	1	0	1	5	1	0	0	1	0	0
90° a 150°	1	0	0	4	1	0	0	0	0	1
150° a 210°	1	1	0	6	0	0	1	0	0	1
210° a 270°	0	1	0	2	0	1	1	0	0	0
270° a 330°	0	1	1	3	0	1	0	0	1	0
330° a 30°	0	0	1	1	0	0	0	1	1	0

Ou analisando graficamente:

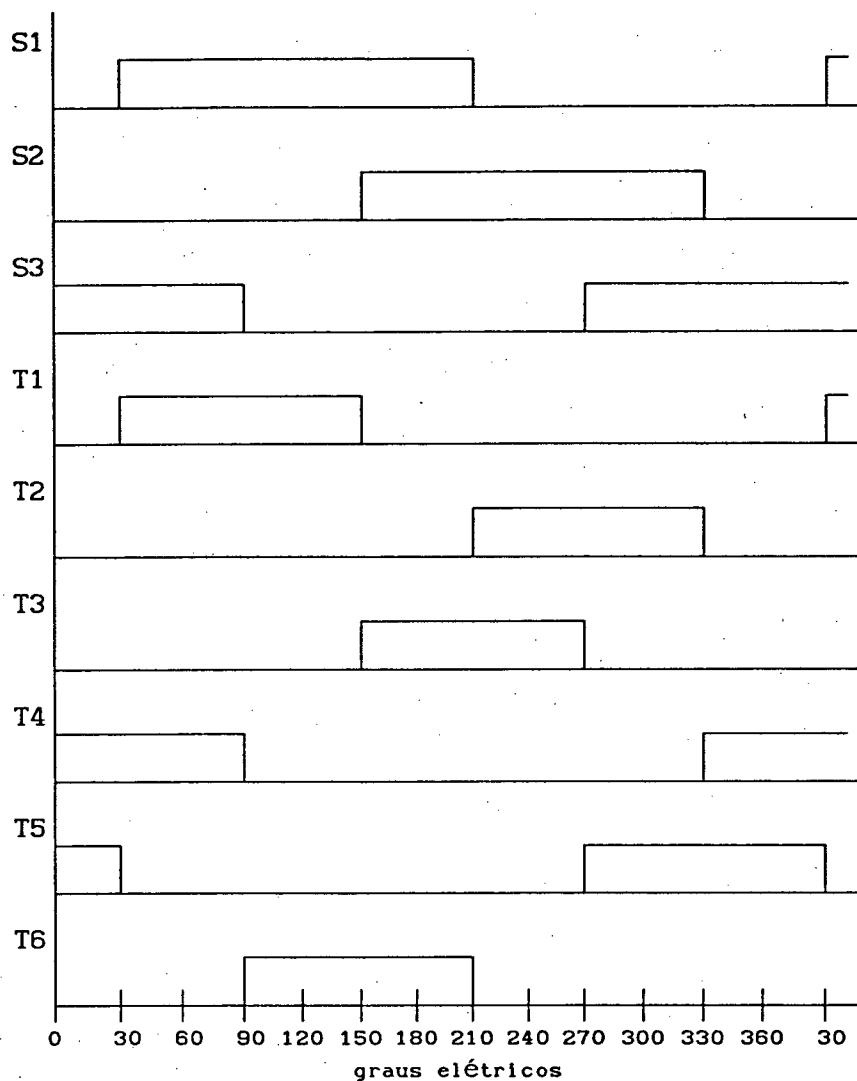


figura 2.6 - sinais dos sensores e instante de condução das chaves

Tem-se então:

- 30° a 90° $S1 \bar{S2} S3 = 1 0 1 = 5$
- 90° a 150° $S1 \bar{S2} \bar{S3} = 1 0 0 = 4$
- 150° a 210° $S1 S2 \bar{S3} = 1 1 0 = 6$
- 210° a 270° $\bar{S1} S2 \bar{S3} = 0 1 0 = 2$
- 270° a 330° $\bar{S1} S2 S3 = 0 1 1 = 3$
- 330° a 30° $\bar{S1} \bar{S2} S3 = 0 0 1 = 1$

Como pode-se observar, precisa-se de um decodificador binário-decimal para que se envie os sinais de comando para as chaves. Pode-se com portas lógicas fazer esta decodificação, no entanto, existe em comercialização o referido decodificador; trata-se do circuito integrado 4028 da Motorola. Este decodificador, juntamente com portas lógicas OR de duas entradas realiza a seqüência de chaveamentos necessária para a auto-pilotagem.

2.4 O inversor.

Como foi explicado no capítulo I, o MCCCE deve ser alimentado em corrente alternada obtida de chaveamentos adequados de um inversor trifásico. O inversor deve ser a transistores que, dependendo da freqüência de chaveamento podem ser bipolares ou MOS-FET's. O inversor utilizado é constituído de transistores MOS-FET e a freqüência de chaveamento fixada em 5.8 KHz que é perfeitamente suportável pelo mesmo.

Observa-se hoje uma tendência em integrar estes inversores e assim ganha-se muito em redução de peso e volume, o que é muito importante em diversas aplicações, bem como utilizá-los sobredimensionados para não ter que se preocupar com circuitos de proteção contra sobrecorrente e sobretensão em especial para os transistores MOS-FET's.

2.5 O circuito de comando.

Como foi explicado no item 2.3 os sensores de posição, o decodificador e algumas portas lógicas OR formam o circuito capaz de comandar as seis chaves e assim formar o campo girante no estator do MCCCE. Alguns componentes adicionais são empregados para servirem de interface entre um componente e outro. A figura 2.7 mostra o esquema do circuito de comando.

Cada sensor utilizado suporta uma corrente máxima de 30 mA, portanto, utiliza-se resistores em série com sua alimentação para limitar esta corrente. A tensão de alimentação dos circuitos de comando e controle é de 12 V. Os sensores foram ligados em paralelo e a corrente que passa por eles limitada em 30 mA.

O sinal gerado pelos sensores é da ordem de alguns milivolts e o nível lógico "1", de 12 V. Portanto é necessário amplificar este sinal. Para isto utiliza-se comparadores que trabalharão saturados nos níveis lógicos "1" (12V) ou "0" (GND). Para evitar qualquer indecisão de mudança de estado lógico dos sensores, utiliza-se o comparadores com uma pequena histerese, conforme o circuito da figura 2.8. O circuito integrado MC 3302 tem a saída dos comparadores em coletor aberto, portanto é necessário utilizar resistores conectados entre a saída e a alimentação, para se obter os sinais na saída dos mesmos.

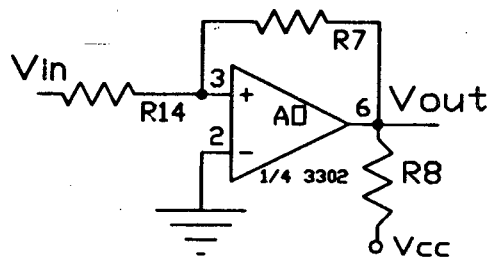


figura 2.8 - comparador com histerese

Observa-se então que fica relativamente simples o circuito de comando das chaves. Com este circuito tem-se a certeza de que duas chaves do mesmo braço nunca conduzirão ao mesmo tempo, não havendo portanto a possibilidade de curto-circuito no braço do inversor.

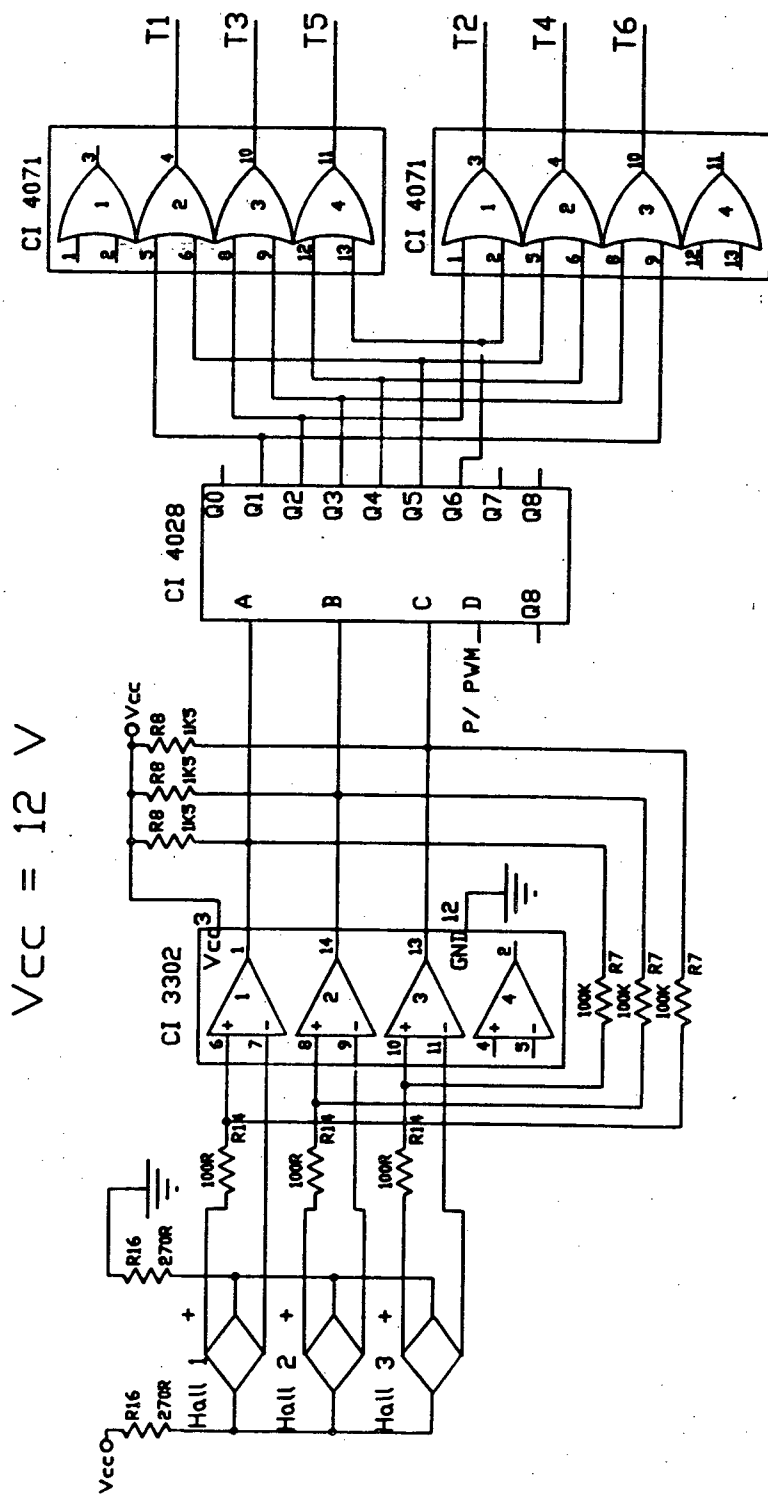


figura 2.7 - circuito de ordem de comando das chaves

-CAPÍTULO III

O CONTROLE DA CORRENTE POR PWM

3.1 Introdução

O controle da corrente do MCCCE é feito atuando-se na armadura, isto é, nas correntes estatóricas. Controlando-as, controla-se o torque produzido pelo motor, uma vez que este é função linear das correntes de fase.

O controle por PWM, como já foi dito, tem como característica uma frequência constante de chaveamento para manter a corrente em um valor de referência pré-estabelecido. O que varia é a razão cíclica ou seja, o tempo em que a chave permanece aberta ou fechada. O valor atual da corrente na saída do inversor é medida e comparada com uma referência de corrente gerando assim um erro. O erro é comparado com uma onda dente de serra de forma triangular, como mostrado na figura 3.1.

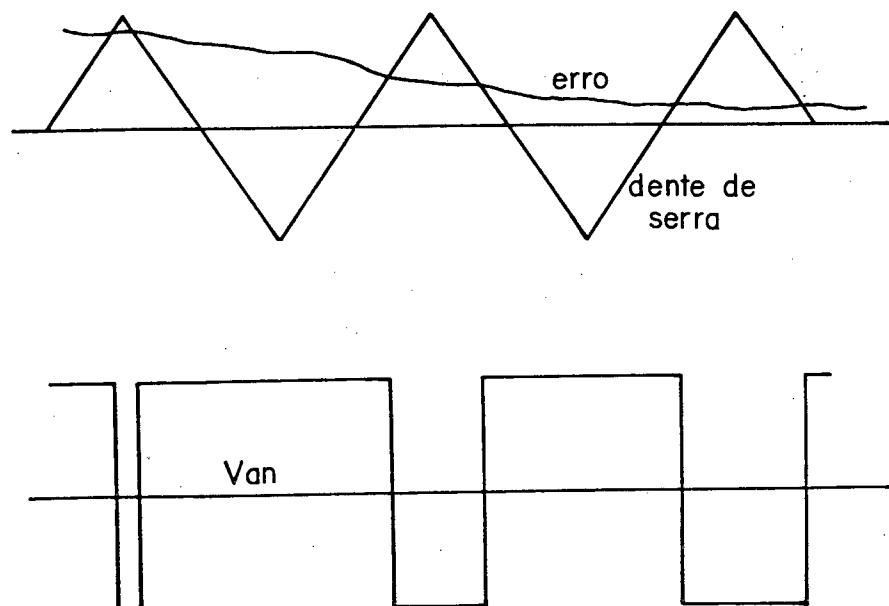


figura 3.1 - controle por PWM

Se o erro de corrente é positivo e maior que a dente de serra uma ordem de comando é enviada no sentido de fechar as chaves aplicando uma tensão positiva na carga; se o erro é positivo e menor que a dente de serra, uma ordem é enviada no sentido de abrir as chaves aplicando uma tensão negativa na carga [01]. Para melhor compreensão desta técnica de controle, vejamos o circuito da figura 3.2.

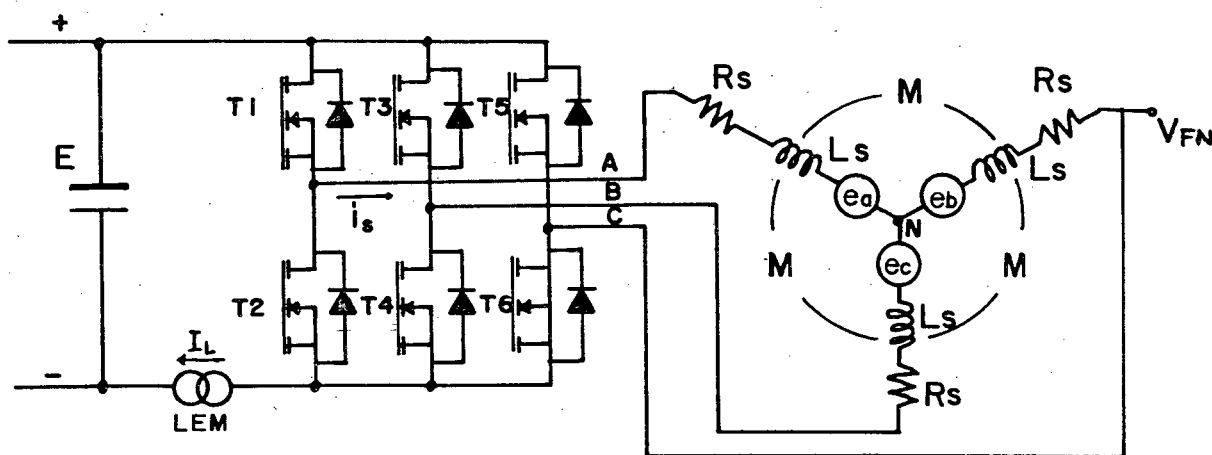


figura 3.2 - inversor e circuito equivalente do motor

Por exemplo, se T1 estiver conduzindo, a tensão instantânea na fase "A" é igual a $E/2$. Quando desliga-se T1, o diodo de roda livre de T2 imediatamente entra em condução para manter a corrente da indutância do motor. Neste instante a tensão aplicada na fase "A" do motor é igual a $-E/2$, mesmo que o transistor T2 não esteja ainda em condução [01]. O mesmo raciocínio deve ser considerado para as fases "B" e "C".

3.1.1 Diagrama de blocos do circuito de comando e controle.

Antes de começar a descrever os circuitos implementados para comando e controle, faz-se uma pausa e desvia-se a atenção para o diagrama de blocos da figura 3.3, que facilita a compreensão dos circuitos, além de propiciar uma localização no circuito completo, quando da sua explicação em blocos.

Para o controle de corrente do motor, obtém-se o sinal de corrente através de um sensor de efeito hall. Em seguida, retifica-se e filtra-se este

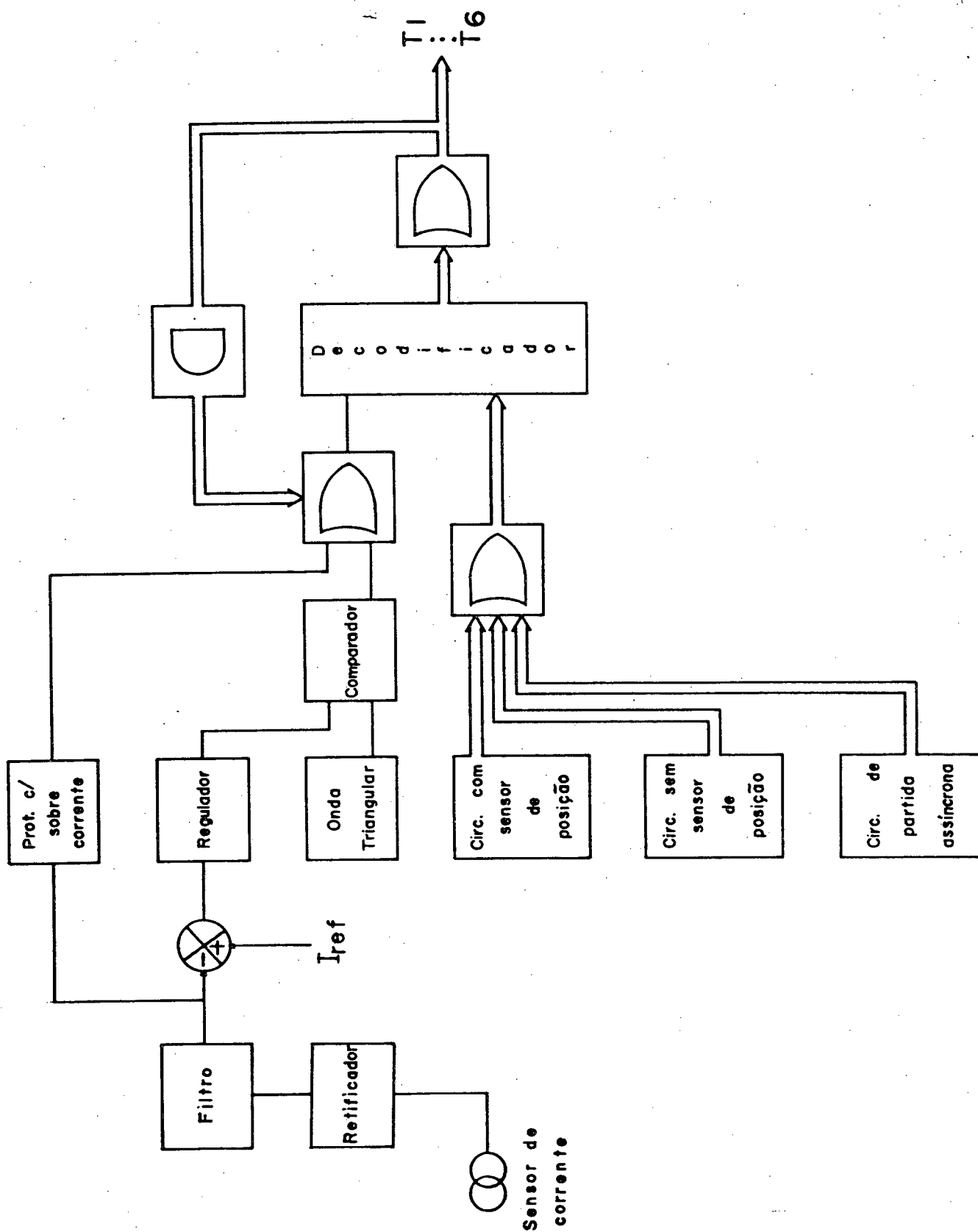


figura 3.3 - diagrama de blocos dos circuitos de comando e controle

sinal, o qual será utilizado para controle. A saída do regulador é comparada com uma forma de onda triangular no bloco que representa o comparador. O sinal de saída do comparador chega ao decodificador após passar pelo bloco que representa um conjunto de portas OR, enviando ordens de fechamento ou abertura das chaves, para o controle da corrente (PWM).

O sinal de saída do filtro chega também ao bloco que representa o circuito de proteção contra sobrecorrente. O bloco que representa um conjunto de portas AND, monitora a possibilidade de duas chaves do mesmo braço do inversor receberem ordens de condução simultaneamente, exercendo também a função de proteção. Caso duas chaves do mesmo braço do inversor recebam ordens de condução simultânea ou, o circuito de proteção contra sobrecorrente acuse uma corrente excessiva, é enviada uma ordem de abertura das chaves, ao decodificador.

Para a auto-pilotagem, tem-se duas opções: 1 - funcionamento com sensores de posição (ver capítulo II) e 2 - funcionamento sem sensores de posição (ver capítulo IV). Quando a auto-pilotagem é feita sem sensores de posição, necessita-se de um circuito auxiliar de partida, que atua em regime transitório, (ver capítulo V), até que o motor atinja velocidade que permite a auto-pilotagem.

Os sinais de comando e controle chegam a um decodificador, que se encarrega de enviar as ordens de comando para as chaves. O conjunto de portas OR na saída do decodificador possibilita o envio das ordens de comando para cada chave individualmente.

3.2 A malha de controle da corrente.

Um bom projeto da malha de controle da corrente é de fundamental importância para um bom desempenho do sistema. O controlador implementado é do tipo PI (proporcional integral) com o objetivo de se obter erro de regime nulo de corrente. O diagrama de blocos da figura 3.4 representa o sistema.

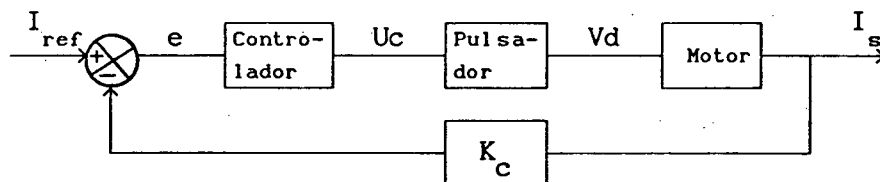


figura 3.4 - diagrama de blocos do sistema

Onde:

O controlador de corrente, do tipo PI, é representado pela seguinte função de transferência [13]:

$$G_r(S) = \frac{U_c}{e} = \frac{1 + S \tau_m}{S \tau_i} \quad (1)$$

sendo:

τ_m - constante de tempo proporcional;

τ_i - constante de tempo integral;

e - erro de corrente;

U_c - sinal de tensão de saída do controlador.

Quando a corrente está sendo chaveada, tem-se um pulsador atuando no motor variando a razão cíclica da tensão aplicada sobre ele. O pulsador será representado pela seguinte função de transferência:

$$G_p(S) \stackrel{\Delta}{=} \frac{V_d}{U_c} \stackrel{\Delta}{=} \frac{K_{cm} E}{1 + S \tau_p} \quad (2)$$

onde:

V_d - tensão média de saída do pulsador;

E - tensão DC de alimentação do motor;

K_{cm} - ganho do pulsador;

τ_p - constante de tempo do pulsador.

Durante o chaveamento da corrente, tem-se duas fases conduzindo a corrente de carga. Assim sendo, o motor pode ser representado pelo circuito equivalente da figura 3.5.

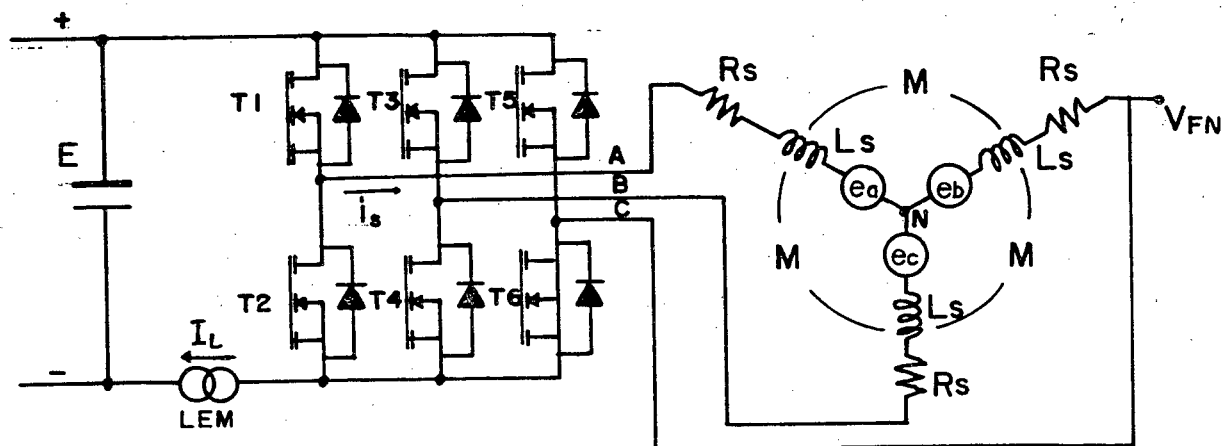


figura 3.5 - inversor e circuito equivalente do motor

onde:

- R_s - resistência de uma fase do MCCCE;
- L_s - indutância própria de uma fase do MCCCE;
- M_s - indutância mútua entre duas fases do MCCCE;
- e_a, e_b, e_c - força eletromotriz por fase do MCCCE.
- i_s - corrente de fase do MCCCE.

Analisando o circuito equivalente do motor, conforme a figura 3.5, quando, por exemplo, as fases "A" e "C" conduzem a corrente de carga, tem-se:

$$E(S) = 2R_s I_s(S) + (2L_s + 2M_s)S I_s(S) + E_a(S) - E_c(S) \quad (3)$$

onde:

- E_a e E_c são as variáveis e_a e e_c no domínio da frequência;
- I_s - variável i_s no domínio da frequência.

mas:

$$e_a = -e_c \quad (4)$$

então:

$$E(S) = [2R_s + 2(L_s + M_s)S] I_s(S) + 2E_a(S) \quad (5)$$

$$E_f(S) \triangleq 2E_a(S) \quad (6)$$

$$\frac{I_s(S)}{E(S) - E_f(S)} = \frac{1}{2R_s + 2(L_s - M_s)S} \quad (7)$$

Portanto, a função de transferência do motor é:

$$G_m(S) \triangleq \frac{I_s(S)}{E(S) - E_f(S)} \triangleq \frac{1/(2R_s)}{1 + S\tau_a} \quad (8)$$

$$\tau_a \triangleq \frac{L_s - M_s}{R_s} \quad (9)$$

onde:

τ_a - constante de tempo elétrica do motor.

Da equação mecânica vem:

$$T_m = J \frac{d\omega}{dt} + D \omega \quad (10)$$

onde:

T_m - torque mecânico;

J - momento de inércia do eixo do MCCCE;

ω - velocidade angular do motor;

D - coeficiente de atrito do MCCCE.

O torque elétrico produzido pelo motor é proporcional à corrente do mesmo.

Portanto,

$$T_e = K^0 \cdot I_s \quad (11)$$

onde:

T_e - torque elétrico produzido pelo motor;

K^0 - constante [N.m/amp];

Igualando o torque elétrico com o torque mecânico tem-se:

$$\omega(S) = \frac{(K^0/J)}{1 + S \tau_{mec}} I_s(S) \quad (12)$$

$$\tau_{mec} = \frac{D}{J} \quad (13)$$

onde:

τ_{mec} - constante de tempo mecânica.

A força eletromotriz produzida pelo motor é proporcional à sua velocidade:

$$e_f = K' \cdot \omega \quad (14)$$

onde:

K' - constante [V/rpm];

e_f - variável E_f no domínio do tempo.

Portanto o motor pode ser representado pelo diagrama de blocos da figura 3.6.

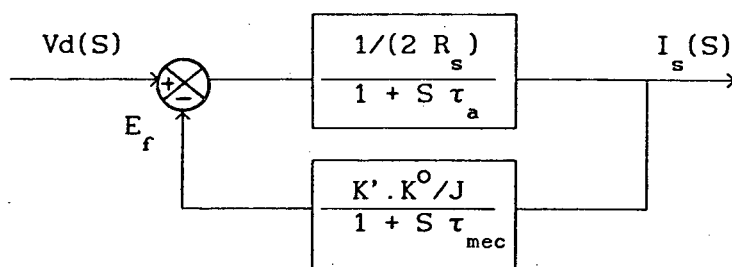
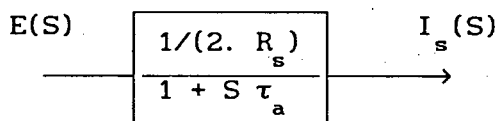


figura 3.6 - diagrama de blocos do motor

Considerando o motor e a carga, pode-se afirmar que o polo mecânico ($S = -1/\tau_{mec}$) localiza-se próximo à origem e o polo elétrico ($S = -1/\tau_a$) muito distante do polo mecânico. Assim sendo, os fenômenos elétricos ocorrem mais rapidamente do que os fenômenos mecânicos. Por conseguinte, pode-se desprezar o polo mecânico e representar o motor simplesmente como uma carga RL [13], [14], cujo diagrama de blocos será:



Para o projeto da malha de controle, faz-se primeiramente uma análise do sistema em malha aberta para se determinar o ganho estático K e posteriormente em malha fechada para se determinar as constantes de tempo do controlador que assegurarão um bom desempenho do sistema. Para a análise do pulsador vejamos a figura 3.7.

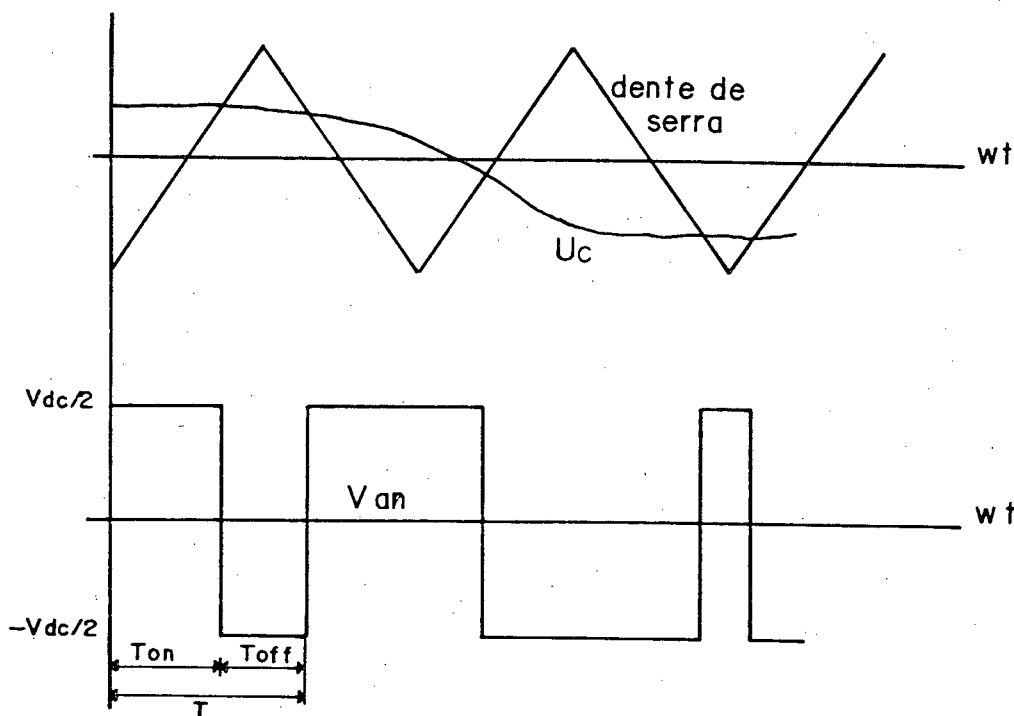


figura 3.7 - sinal de comando U_c e pulsador

A constante de tempo do pulsador pode ser considerada a metade do período da dente de serra [01] . Portanto:

$$\tau_p \triangleq \frac{T}{2} \quad (15)$$

$$V_d \triangleq K_{cm} E U_c \quad (16)$$

Analisando o sistema em malha aberta, como no diagrama de blocos da figura 3.8, obtem-se a seguinte função de transferência:

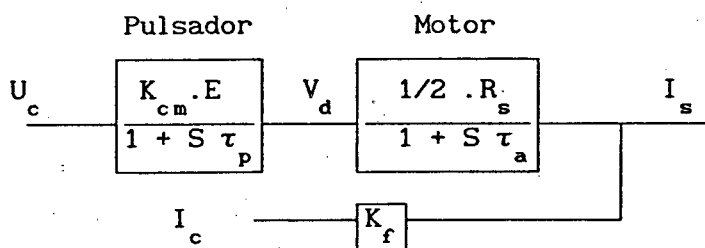


figura 3.8 - diagrama de blocos em malha aberta

$$\frac{I_c}{U_c} = \frac{K}{(1 + S \tau_a)(1 + S \tau_p)} \quad (17)$$

$$K \triangleq \frac{K_f \cdot K_{cm} \cdot E}{2 \cdot R_s} \quad (18)$$

onde:

I_c - sinal de tensão proporcional à corrente I_s na saída do filtro.

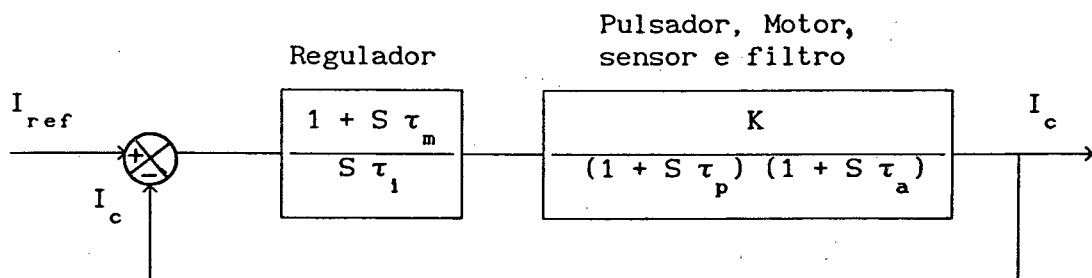
K - constante de ganho estático da malha de controle.

O sinal de corrente do motor é adquirido através de um sensor de efeito hall colocado na entrada do inversor (ver figura 3.2). Devido aos chaveamentos, a corrente torna-se alternada, portanto, é necessário retificá-la e filtrá-la como será explicado mais adiante neste mesmo capítulo.

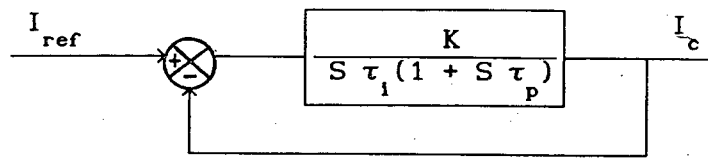
Para se determinar o ganho estático K , aplica-se uma tensão de comando U_c com a máquina imobilizada e mede-se o valor médio da tensão na saída do filtro correspondente a I_c . Este ensaio pode ser feito com uma tensão de alimentação E reduzida. Como K é proporcional a E , é necessário corrigir seu valor para a tensão nominal; no caso do motor em estudo, 120 V. Com este ensaio realizado, foi encontrado um ganho estático K igual a 0.352.

3.3 O controlador de corrente, tipo PI

Para o projeto do controlador analisa-se o sistema em malha fechada.



Para reduzir a ordem do sistema, faz-se τ_m igual a τ_a cancelando-se um polo com um zero [13]. Assim o sistema se reduz a:



A função de transferência em malha fechada é do tipo:

$$G'(S) = \frac{K}{1 + S \tau_i (1 + S \tau_p)} \quad (19)$$

$$G'(S) = \frac{K}{\tau_i \cdot \tau_p \cdot S^2 + \tau_i \cdot S + K} \quad (20)$$

$$G'(S) = \frac{K/(\tau_i \cdot \tau_p)}{S^2 + \frac{1}{\tau_p} S + \frac{K}{\tau_i \cdot \tau_p}} \quad (21)$$

ou na forma convencional de controle [12]:

$$G'(S) = \frac{\omega_n^2}{S^2 + 2 \xi \omega_n S + \omega_n^2} \quad (22)$$

onde:

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K}{\tau_i \cdot \tau_p}} \quad (23)$$

$$\xi = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\tau_i}{K \tau_p}} \quad (24)$$

ω_n - frequência natural de amortecimento;

ξ - coeficiente de amortecimento.

Da teoria de controle [13], um bom valor para ξ para que o sistema tenha uma resposta rápida e um mínimo de overshoot permissível, é 0.707.

Para $\xi = 0.707$

tem-se que

$$\tau_i = 2 K \tau_p$$

A ultrapassagem máxima $\Delta\delta$ é dada por [12]:

$$\Delta\delta = e^{-\pi\xi/\sqrt{1-\xi^2}} \quad (25)$$

Como

$$\xi = 0.707$$

tem-se que

$$\Delta\delta = 0.043 \quad \text{ou seja, } 4,3\%.$$

O esquema do circuito implementado para fazer a regulação da corrente está mostrado na figura 3.9.

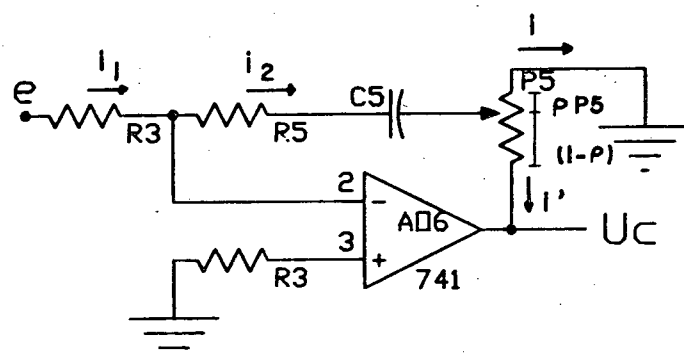


figura 3.9 - regulador PI

onde:

ρ - posição relativa do cursor do potenciômetro P_5 - ($0 \leq \rho \leq 1$)

Analisando, então, sua função de transferência, as impedâncias são:

$$Z_1 = R_3$$

$$Z_2 = R_5 + \frac{1}{C_5 S}$$

tem-se que:

$$i_1 = i_2 \quad (26)$$

$$Z_2 i_2 + \rho P_5 i = 0 \quad (27)$$

$$i_2 = i + i' \quad (28)$$

$$e = Z_1 i_1 \quad (29)$$

$$Z_2 i_2 + (1 - \rho) P_5 i' + U_c = 0 \quad (30)$$

da equação 27 tem-se:

$$i = - \frac{Z_2 i_2}{\rho P_5} \quad (31)$$

substituindo 31 em 28

$$i' = i_2 + \frac{Z_2 i_2}{\rho P_5} \quad (32)$$

substituindo 32 em 30

$$Z_2 i_2 + (1 - \rho)P_S \left[1 + \frac{Z_2}{\rho P_S} \right] i_2 + U_c = 0$$

$$U_c = - \left[Z_2 + (1 - \rho)P_S \left[1 + \frac{Z_2}{\rho P_S} \right] \right] i_2 \quad (33)$$

com 26 e 29 tem-se que:

$$\frac{e}{Z_1} = - \frac{U_c}{Z_2 + (1 - \rho)P_S \left[1 + \frac{Z_2}{\rho P_S} \right]} \quad (34)$$

$$G(S) = \frac{U_c}{e} = - \frac{1 + S C_5 (R_5 - \rho^2 P_S + \rho P_S)}{\rho S R_3 C_5} \quad (35)$$

se

$$P_S \ll R_5$$

$$G(S) = - \frac{1 + S R_5 C_5}{\rho S R_3 C_5} = - \frac{1 + S \tau_m}{S \tau_1}$$

$$\boxed{G(S) = - \frac{1 + S \tau_m}{S \tau_1}} \quad (36)$$

onde:

$$\tau_m = R_s C_s \quad (37)$$

$$\tau_i = \rho R_3 C_s \quad (38)$$

Portanto:

$$\tau_m = \tau_a = R_s C_s$$

$$\tau_i = 2 K \tau_p = \rho R_3 C_s$$

Para o motor em estudo tem-se (ver apêndice):

$$R_s = 0.4 \text{ ohms} \quad L_s = 2 \text{ mH} \quad M_s = - 0.5 \text{ mH}$$

então

$$\tau_a = \frac{L_s - M_s}{R_s} = \frac{2 \cdot 10^{-3} + 0.5 \cdot 10^{-3}}{0.4}$$

$$\tau_a = \tau_m = 6.25 \cdot 10^{-3} \text{ seg}$$

$$\tau_m = R_s C_s$$

$$\text{Adotando } C_s \triangleq 27 \text{ nF} \Rightarrow R_s = 230 \text{ K}\Omega$$

Na montagem em laboratório, R_s é formado por dois resistores, um de 220 K Ω em série com um resistor de 10 K Ω , uma vez que não existe comercialmente resistores de 230 K Ω .

O período da onda dente de serra implementada é de 172 microsegundos. Portanto a constante de tempo τ_p do pulsador é de 86 microsegundos. Sendo assim:

$$\tau_i = 2 K \tau_p = \rho R_3 C_s \quad \text{com } \rho = 0.5$$

então

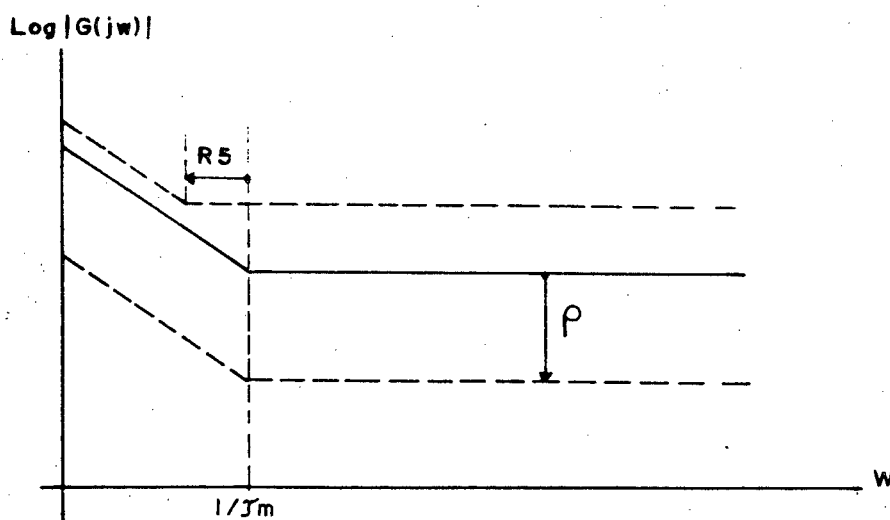
$$\tau_i = 2 * 0.352 * 86 \cdot 10^{-6} = 60.5 \cdot 10^{-6} \text{ seg}$$

sendo

$$C_5 = 27 \text{ nF} \Rightarrow R_3 = 3.9 \text{ K}\Omega$$

Porém, na montagem de laboratório, o valor de R_3 que apresentou melhor resultado foi de $10 \text{ K}\Omega$.

Pode-se analisar a influência de ρ e de R_5 na resposta do regulador analisando o gráfico a seguir:



O gráfico indica esquematicamente a influência de uma variação de ρ e de R_5 . Aumentando-se ρ desloca-se a curva de $\log |G(j\omega)|$ para baixo, mantendo constante a frequência de corte $\omega = 1/\tau_m$. Aumentando-se R_5 , a frequência de corte se desloca para a esquerda aumentando a componente proporcional, permanecendo inalterada a componente integral.

3.4 A implementação do circuito.

O sinal de corrente é obtido através de um sensor do tipo LA 50-P (fabricado pela LEM S/A) que funciona com base no efeito Hall (figura 3.10).

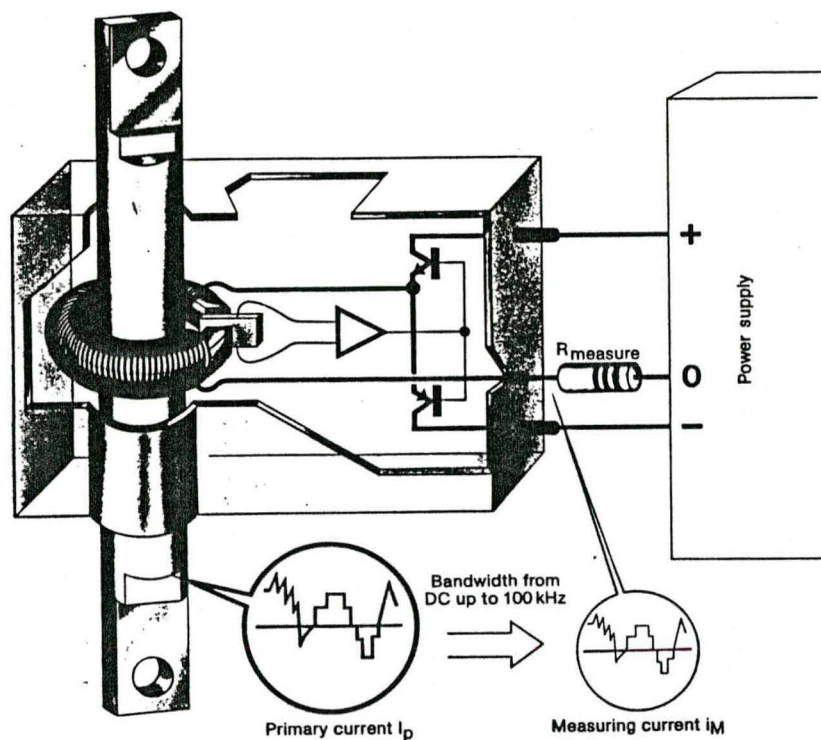


figura 3.10 - sensor hall de corrente

O sensor é eletricamente isolado da corrente principal e possui boa resposta em frequência. O sinal obtido por ele é dado por:

$$E_{in} = \frac{N_e I_L R_m}{1000}$$

onde:

E_{in} - sinal de tensão na saída do sensor;

N_e - número de espiras;

I_L - corrente de carga;

R_m - resistor conectado entre o terminal M do sensor e o terra do circuito.

Devido aos chaveamentos, a corrente se inverte no instante em que os diodos entram em condução pela abertura das chaves. Para o sinal de controle é necessário retificar o sinal obtido pelo sensor e, após a retificação, é necessário filtrar as altas frequências existentes neste sinal, provenientes da retificação e de ruídos que podem entrar no circuito durante o transporte do sinal de corrente até o circuito de controle. Portanto, o circuito de controle será constituído de: 1 - retificador, 2 - filtro ativo passa baixa, 3 - circuito de regulação de corrente, 4 - circuito gerador da dente de serra e 5 - circuito de proteção contra sobrecorrente.

3.4.1 O retificador

O circuito do retificador empregado está representado na figura 3.11.

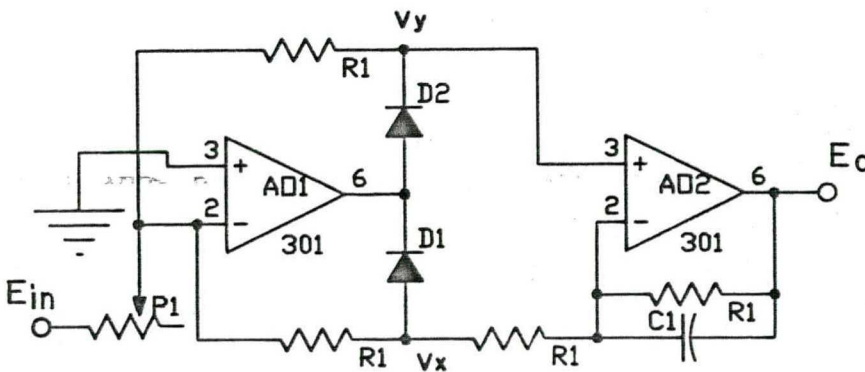


figura 3.11 - retificador de onda completa

O amplificador operacional AO1 é um amplificador inversor e AO2 é um somador. Fazendo $P_1 = R_1$, tem-se duas situações [15]:

a) $E_i > 0$

Sendo $E_i > 0 \Rightarrow$ D1 conduz e D2 bloqueia

A entrada não inversora de AO1 leva a entrada não inversora de AO2 ao terra virtual, portanto:

$$V_y = 0$$

$$V_x = -E_i$$

$$E_o = V_y - V_x = 0 - (-E_i)$$

$$E_o = E_i$$

b) $E_i < 0$

Sendo $E_i < 0 \Rightarrow$ D2 conduz e D1 bloqueia

A corrente I_r se divide entre a realimentação de AO1 e o caminho de realimentação de AO2 como determinado pelos resistores. Para este circuito:

$$V_x = -1/3 E_i$$

$$V_y = -2/3 E_i$$

$$E_o = 2V_y - V_x = -4/3 E_i + 1/3 E_i$$

$$E_o = -E_i$$

Para se evitar alguma possível instabilidade de AO2 utiliza-se um capacitor de poucos nF em paralelo com o resistor R1, de realimentação de AO2. Os valores escolhidos foram:

$$R_1 = 1 \text{ K}\Omega$$

$$C_1 = 5.6 \text{ nF}$$

3.4.2 O filtro

O sinal de corrente utilizado para controle, fornecido pelo sensor de efeito hall colocado na entrada do inversor, é alternado, isto é, maior que zero quando os transistores estão conduzindo a corrente do motor, e menor que zero quando os diodos entram em condução para manter a corrente da indutância do motor, no instante da abertura dos transistores (item 3.4). Por este motivo, é necessário retificar este sinal de corrente. Após a retificação fica presente no referido sinal, um ruído de frequência igual a duas vezes a frequência de chaveamento. Este ruído é eliminado por um filtro de primeira ordem, formado pelo resistor R_1 e pelo capacitor C_1 , realimentando o amplificador operacional A02. Os ruídos de frequência mais elevada, provenientes do transporte do sinal de corrente até a placa de comando e controle, são eliminados por um filtro passa baixa, de terceira ordem, mostrado na figura 3.12.

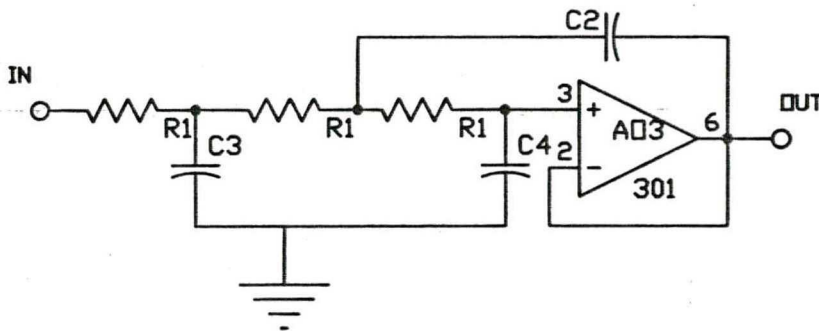


figura 3.12 - filtro ativo de 3ª ordem

A função de transferência do filtro é dada por [16]:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{A S^3 + B S^2 + C S + 1}$$

onde:

$$A = C_1 C_2 C_3 R_1^3$$

$$B = 2 R_1^2 C_4 (C_3 C_2)$$

$$C = R_1 (C_3 + C_4)$$

Para o filtro utilizado têm-se a tabela a seguir com os valores intermediários dos capacitores C_1'' , C_2'' e C_3'' [16].

Tipo de filtro	C_1''	C_2''	C_3''
Bessel	0.9880	1.423	0.2538
Buttherworth	1.392	3.546	0.2024
Chebyshev 0.1 db peak	1.825	6.653	0.1345
Chebyshev 0.25 db peak	2.018	8.551	0.1109
Chebyshev 0.5 db peak	2.250	11.23	0.0895
Chebyshev 1 db peak	2.567	16.18	0.06428
Chebyshev 2 db peak	3.113	27.32	0.03892

Adotando-se R_1 , pode-se calcular os capacitores C_1 , C_2 , e C_3 , com as seguintes expressões:

$$C_3 = \frac{C_1''}{2 \pi f_c R_1}; \quad C_2 = \frac{C_2''}{2 \pi f_c R_1}; \quad C_4 = \frac{C_3''}{2 \pi f_c R_1}$$

onde;

f_c - frequência de corte

A frequência de chaveamento da corrente é de 5.8 KHz. Projetemos um filtro com frequência de corte de 40 KHz a fim de não defasar o sinal e não comprometer o desempenho do sistema. O filtro é utilizado com o objetivo de atenuar a amplitude dos ruídos de alta frequência e o tipo de filtro que melhor atende a esta necessidade, é do tipo Bessel.

Para o filtro do tipo Bessel tem-se que:

$$C_1'' = 0.9880 \quad C_2'' = 1.423 \quad C_3'' = 0.2538$$

Fixando R_1 em 1 K Ω tem-se:

$$C_3 = 3.9 \text{ nF} \quad C_2 = 5.6 \text{ nF} \quad C_4 = 1 \text{ nF}$$

3.4.3 O circuito de regulação de corrente.

O circuito de regulação é constituído do controlador PI e de um circuito somador inversor que gera o erro entre a referência e a corrente atual. O circuito está esquematizado na figura 3.13.

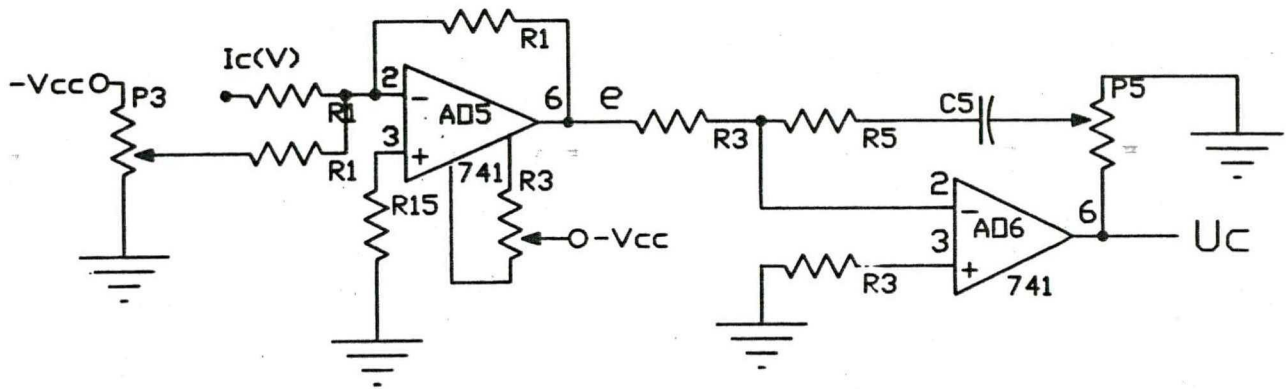


figura 3.13 - esquema do circuito de regulação

O amplificador operacional A01 é um somador inversor. Por este motivo impõe-se uma referência negativa de tensão (para uma referência positiva de corrente) e sua saída será então positiva. O resistor R6 faz o ajuste de offset em A01. O amplificador operacional A02 constitui o regulador PI, explicado anteriormente. Para não se introduzir ganho, adotou-se:

$$\begin{aligned} R_1 &= 1 \text{ K}\Omega \\ R_{15} &= R_1 \parallel R_1 = 470 \text{ }\Omega \\ R_3 &= 10 \text{ K}\Omega \\ P_3 &= 10 \text{ K}\Omega \end{aligned}$$

3.4.4 A dente de serra.

A frequência de chaveamento é limitada pela capacidade das chaves do inversor. A frequência de chaveamento foi fixada em 5.8 KHz que é perfeitamente suportável pelas chaves utilizadas. O circuito implementado está representado na figura 3.14.

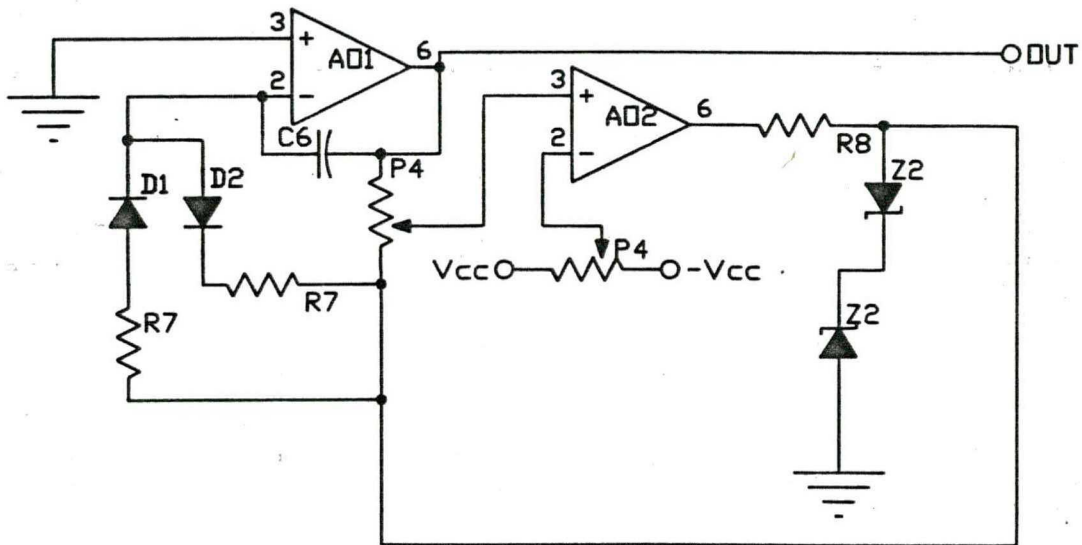


figura 3.14 - circuito gerador da dente de serra

O amplificador operacional AO1 trabalha como um integrador e AO2 como um comparador que controla o offset e a amplitude pico a pico da onda triangular. Os diodos D1 e D2 possibilitam um ajuste independente das derivadas positiva e negativa da dente de serra, embora neste trabalho não fossem necessários.

A referência [16], citada no final do trabalho fornece um procedimento de cálculo aproximado do valor dos componentes pois, um ajuste melhor deve ser feito em bancada. Os valores dos componentes empregados foram:

$$R_7 = 100 \text{ K}\Omega$$

$$D_1 = D_2 - 1\text{N}4148$$

$$P_4 = 33 \text{ K}\Omega$$

$$Z_1 = Z_2 - 1\text{N}4738$$

$$R_4 = 1.5 \text{ K}\Omega$$

$$C_6 = 1 \text{ nF}$$

3.4.5 O circuito de proteção contra sobrecorrente.

O circuito implementado consiste de um comparador com histerese. Quando a corrente exceder ao valor pré-estabelecido pela janela de histerese, é enviada uma ordem de abertura das chaves e as mesmas permanecem abertas até que o circuito receba uma ordem de reset. O circuito implementado está representado na figura 3.15.

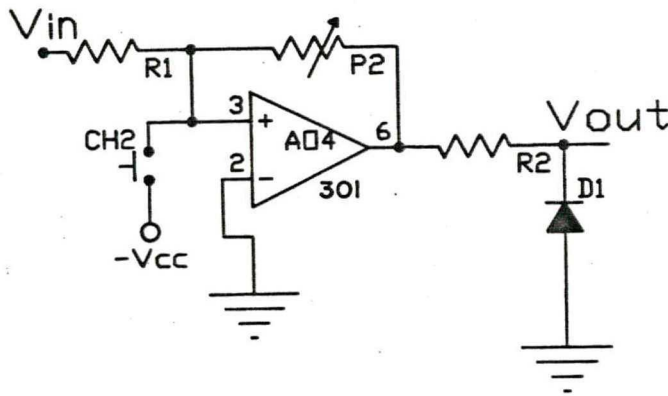


figura 3.15 - proteção contra sobrecorrente

A janela de histerese é dada por:

$$\Delta V = V_{cc} \frac{P_2}{R_1}$$

onde:

ΔV - janela de histerese;

V_{cc} - tensão de alimentação do amplificador operacional.

Como V_{cc} e R_1 são constantes, P_2 permite um ajuste da máxima corrente permissível. Quando é atingido o limite superior da janela de histerese, o amplificador operacional satura enviando um sinal de abertura das chaves. Para se retornar à condição normal de funcionamento, fecha-se a chave NA (normalmente aberta) e força-se a saída do amplificador a zero. Os valores adotados para os componentes foram:

$R_1 = 1 \text{ K}\Omega$
 $P_2 = 10 \text{ K}\Omega$
 $R_2 = 2.2 \text{ K}\Omega$
D - 1N4148

Juntando-se os blocos, tem-se o circuito completo de controle de corrente, como pode ser visto na figura 3.16.

Como pôde ser observado no capítulo II, a entrada D do circuito integrado 4028 não estava conectada. Ela é utilizada para comando de abertura e fechamento dos transistores: quando um sinal lógico "1" chegar nesta entrada, todas as saídas utilizadas (Q1 a Q6) irão a zero, o que faz com que se abram quaisquer das chaves que estiverem em condução. A terceira entrada da porta "OR" do circuito da figura 3.16 será utilizada também para proteção, como será visto no capítulo V.

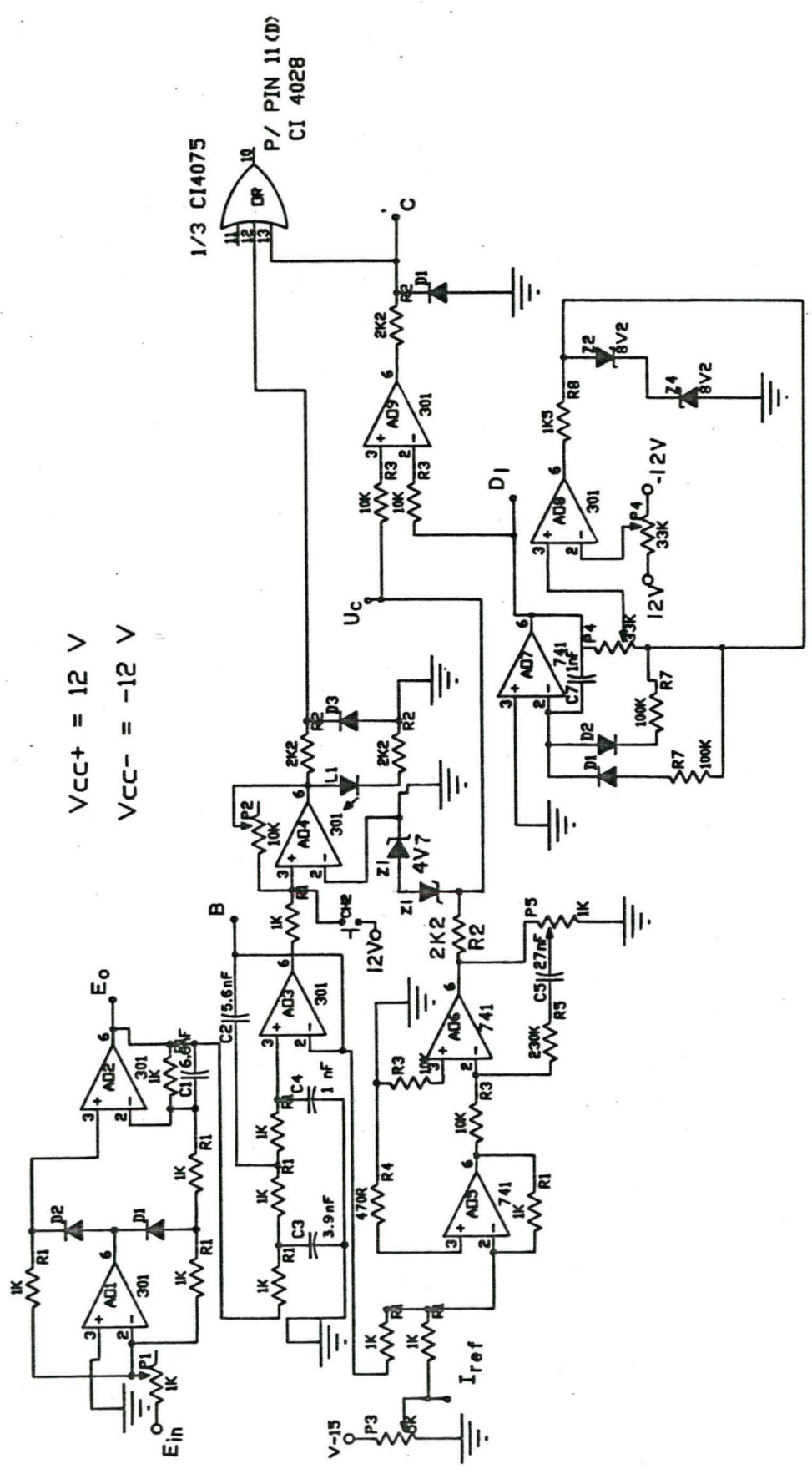


figura 3.16 - circuito completo de controle de corrente

3.5 Resultados experimentais.

A foto a seguir foi tirada quando o MCCCE foi acionado por um motor CC, passando assim a funcionar como gerador, a vazio. A forma de onda é da f.e.m. de uma fase do motor para uma rotação de 1400 rpm.

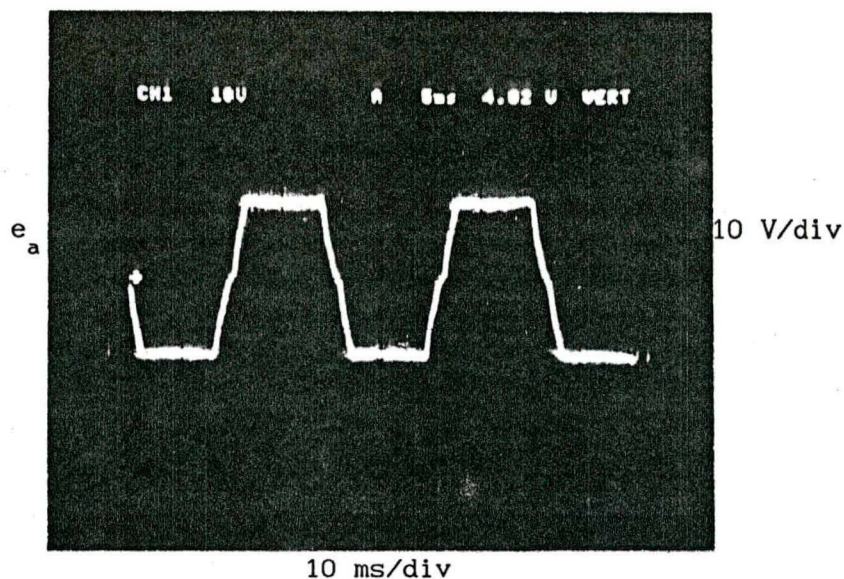


figura 3.17 - força eletromotriz de uma fase do MCCCE

A foto a seguir mostra o sinal de corrente:

- E_{in} - sinal de corrente na entrada do inversor;
- E_o - sinal de corrente E_{in} retificado;
- B - sinal de corrente A após a filtragem.

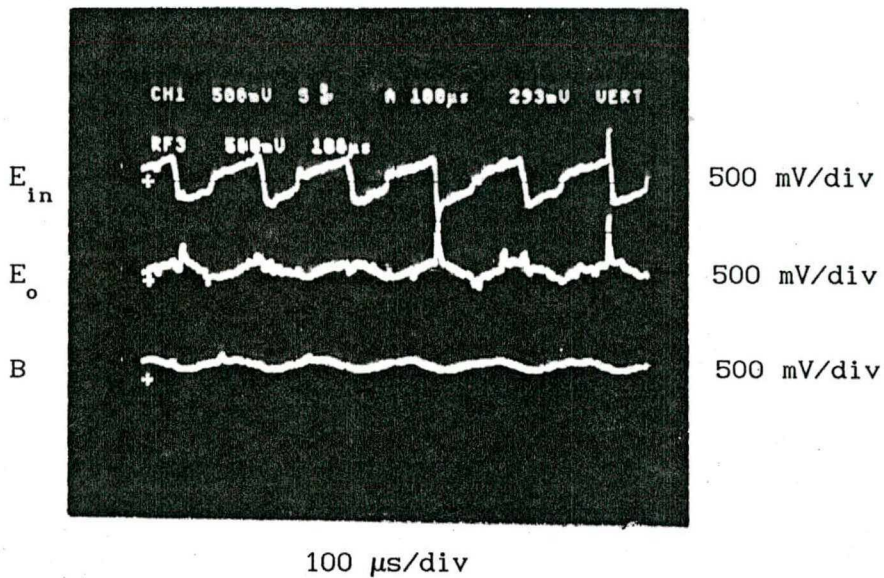


figura 3.18 - sinal de corrente na entrada do retificador (E_{in}),
na saída do retificador (E_o) e após o filtro (B).

A foto a seguir mostra:

C - ordem de fechamento e abertura das chaves: nível lógico 1 => chave aberta;
nível lógico 0 => chave fechada;

D_1 - dente de serra;

U_c - sinal de tensão na saída do regulador PI.

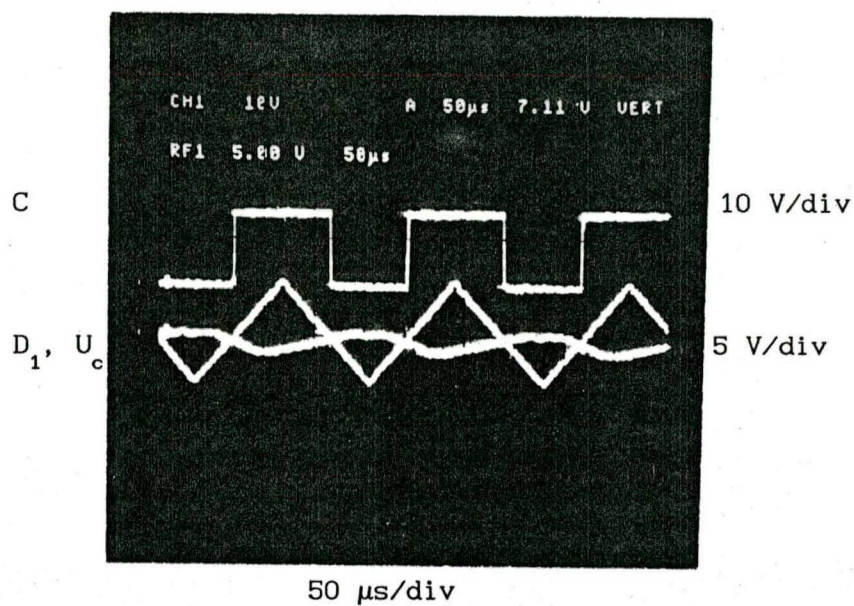


figura 3.19 - ordem de abertura e fechamento de chaves (C), triangular (D_1) e sinal de corrente na saída do regulador PI (U_c).

A foto a seguir mostra a dinâmica do regulador de corrente:

I_{ref} - referência de corrente;

U_c - corrente regulada.

Obs.: o sinal de corrente U_c foi passado pelo filtro do próprio osciloscópio para melhor visualização do tempo de resposta do regulador.

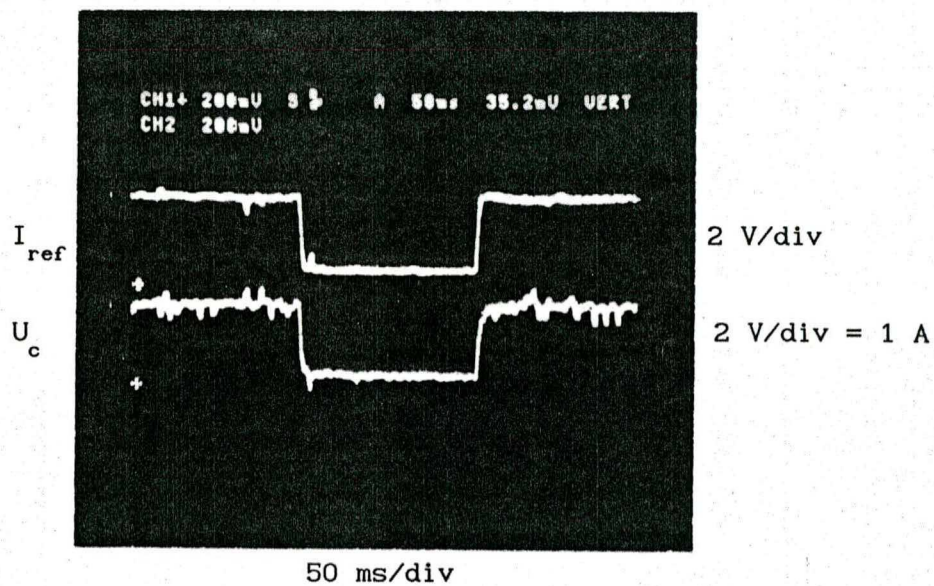


figura 3.20 - sinal de corrente de referência (I_{ref}) e sinal de corrente após o regulador PI (U_c).

A foto a seguir mostra a tensão e a corrente de fase do motor para uma velocidade de 750 rpm e corrente de carga de 2 A.

V_{FN} - tensão de fase;

I_s - corrente de fase.

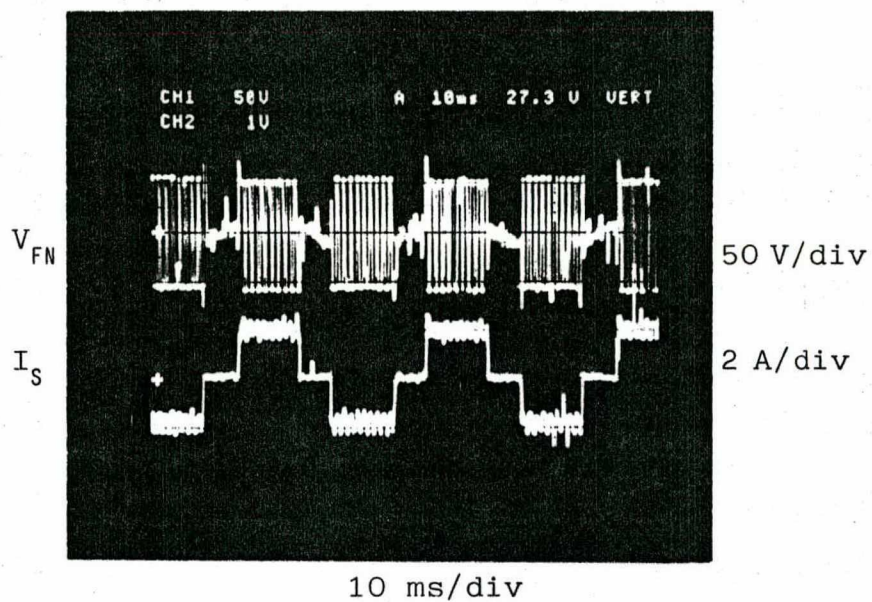


figura 3.21 - tensão de fase (V_{FN}) e corrente de fase (I_S) do MCCCE.

CAPÍTULO IV

O FUNCIONAMENTO SEM SENSOR

4.1 Introdução.

Para o funcionamento auto-pilotado, observa-se que é necessário utilizar sensores de posição para se obter informações digitais da posição do rotor, para a correta ordem de fechamento e abertura das chaves.

Os sensores de efeito hall utilizados são importados e de difícil aquisição no Brasil. Além do mais existem certas aplicações para o motor nas quais torna-se difícil, se não impossível, a utilização de sensores de posição, como por exemplo, compressores de geladeiras que são hermeticamente fechados. Por estes motivos, torna-se necessário eliminar estes sensores. Existe, no entanto, a possibilidade de se comandar o motor sem utilizar os sensores de posição. É necessário porém, de alguma forma, gerar os sinais de comando obtidos quando se tem os sensores de posição. É possível, a partir da própria f.e.m. do motor, gerar os sinais de comando necessários para a auto-pilotagem. O método utilizado consiste na detecção da passagem por zero da f.e.m. e, neste instante, fazer mudar o estado lógico de comparadores para a obtenção dos sinais de comando, como será explicado ao longo deste capítulo.

4.2 A geração dos sinais.

Para o MCCCE tem-se três tensões de forma de onda trapezoidal defasadas entre si de 120° elétricos. Pode-se monitorar o instante da passagem por zero da f.e.m. e fazer mudar o estado lógico de um comparador neste instante. Obtém-se assim os sinais desejados. Para melhor compreensão da forma como são gerados os sinais para comando sem sensores de posição, observa-se a figura 4.1.

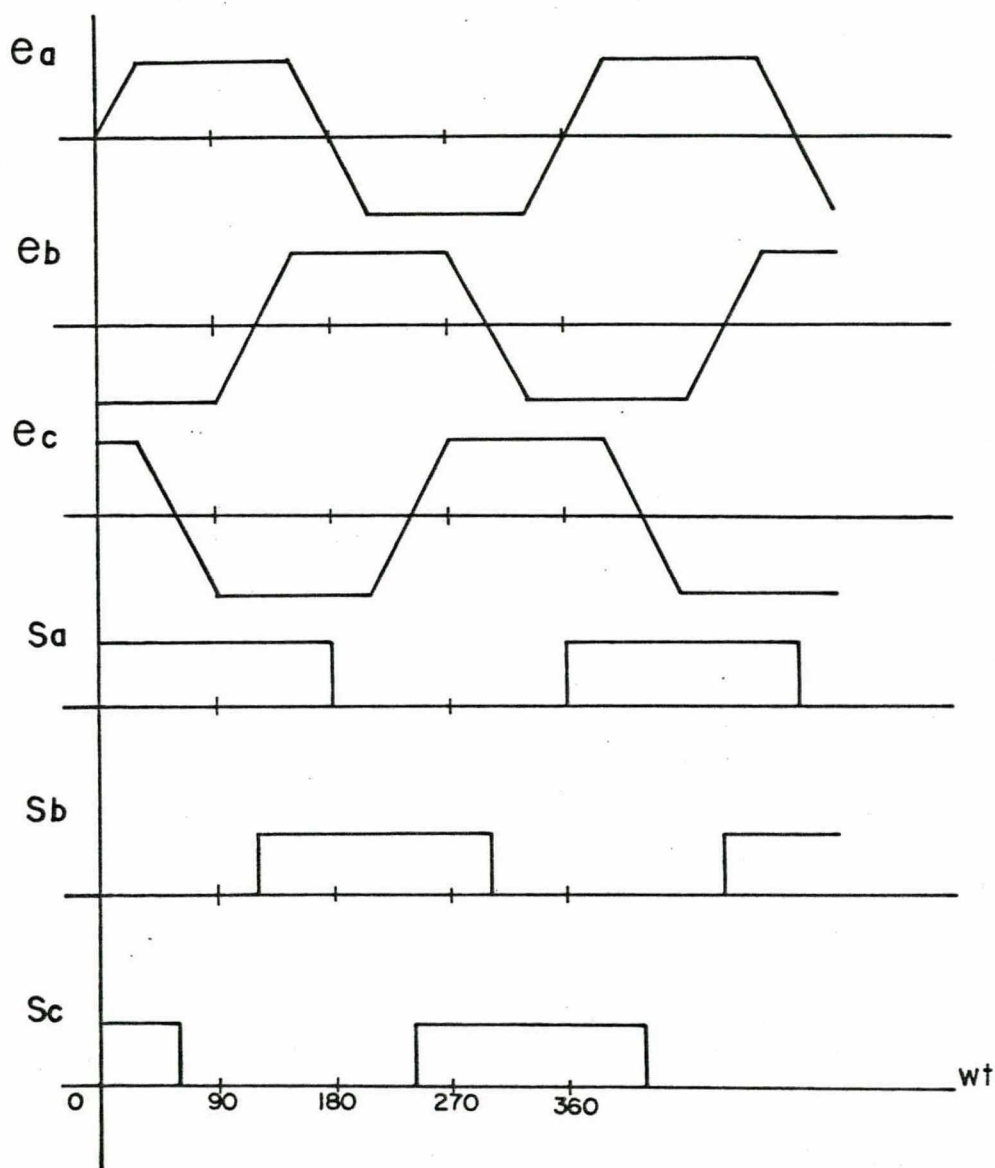


figura 4.1 - f.e.m.s e sinais de comando gerados

Como pode-se observar, tem-se agora os três sinais de comando, S_a , S_b e S_c defasados de 120° elétricos e com duração de 180° em nível lógico "1" e 180° em nível lógico "0". Estes sinais, S_a , S_b e S_c , substituem os sinais

fornecidos pelos sensores de posição e são utilizados para o comando das chaves do inversor, de forma a criar um campo girante no estator do MCCCE, que será acompanhado pelo rotor, caracterizando a auto-pilotagem.

É importante salientar que esta forma de se gerar os sinais para comando, S_a , S_b e S_c , não possibilita um bom funcionamento do motor pois, descobriu-se que as ordens de comando de abertura e fechamento das chaves do inversor, para a formação do campo girante no estator, são enviadas em um instante que não é o ideal para a posição do rotor naquele instante. As ordens de comando são enviadas com um atraso consideravelmente grande, comparado com o respectivo sinal gerado pelos sensores de posição, acarretando assim uma perda de rendimento do motor. A figura 4.8, no final deste capítulo, mostra claramente o atraso na ordem de comando dos transistores, comparado com o respectivo sinal gerado por um sensor de posição do rotor.

4.3 A Implementação do circuito.

Devido aos chaveamentos existentes, as tensões de fase são recortadas em uma frequência de 5.8 KHz. Mesmo no instante em que a fase não está conduzindo e que se tem apenas a f.e.m. do motor, existem reflexos da frequência de chaveamento. Portanto é necessário filtrar esta frequência antes de se detectar o instante da passagem por zero da f.e.m.

A tensão de alimentação do motor é de 120 V. Tem-se para uma fase a metade da tensão de alimentação, isto é, 60 V. Para se trabalhar com circuitos eletrônicos, precisa-se reduzir esta tensão a nível suportável pelos circuitos integrados. A redução das tensões de fase pode ser feita até mesmo por divisores resistivos, porém, optou-se pelo uso de transformadores que assim isolaria galvanicamente o circuito de potência do circuito de comando e não se introduziria perdas, como no caso do uso de resistores.

4.3.1 Os transformadores.

Não existe em bibliografias uma sistemática de cálculo exato para projeto de um transformador para as condições exigidas: forma de onda trapezoidal chaveada em algumas dezenas de KHz. O cálculo foi feito empiricamente considerando apenas a relação de espiras e observando-se os sinais de entrada e saída do transformador para saber quanto a sua saturação e

a defasagem entre os sinais. Procurou-se uma redução de 60 V para aproximadamente 5 V. Sendo

$$\frac{N_1}{N_2} = \frac{V_1}{V_2}$$

a relação entre o número de espiras do primário e secundário e tensões do primário e secundário do transformador pode-se calcular:

$$\frac{N_1}{N_2} = \frac{60}{5} \Rightarrow \frac{N_1}{N_2} = 12$$

Para um primeiro teste de bancada optou-se por 3000 espiras no primário e 300 espiras no secundário. Observou-se que o sinal de saída do transformador ficou um pouco distorcido devido a saturação. Optou-se então por dobrar o número de espiras do primário e enrolar cerca de 700 espiras no secundário para compensar as perdas por dispersão. O resultado foi satisfatório e portanto adotou-se este transformador:

- núcleo de ferrite modelo E-30;
- número de espiras do primário igual a 6000 espiras;
- número de espiras do secundário igual a 700 espiras.

4.3.2 O filtro.

Para fazer a filtragem da frequência de chaveamento (5.8 KHz), pode-se utilizar o mesmo tipo de filtro utilizado para filtrar as altas frequências existentes no sinal de corrente, como foi visto no capítulo III. Somente o projeto é outro, pois as frequências envolvidas são diferentes. O circuito está representado na figura 4.2.

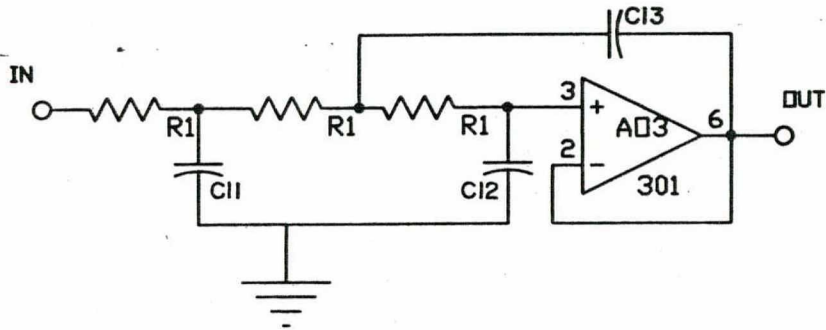


figura 4.2 - filtro ativo passa baixa

Como foi visto no capítulo III, tem-se que:

$$C_{11}'' = \frac{C_1''}{2 \pi f_c R_1}; \quad C_{13}'' = \frac{C_2''}{2 \pi f_c R_1}; \quad C_{12}'' = \frac{C_3''}{2 \pi f_c R_1}$$

onde:

f_c - frequência de corte.

Para o filtro do tipo Bessel foi visto que:

$$C_1'' = 0.9880 \quad C_2'' = 1.423 \quad C_3'' = 0.2538$$

A frequência da fundamental da trapezoidal (f.e.m.) varia de acordo com a rotação do motor e está em torno de poucas centenas de Hz. A fim de não haver defasagem entre o sinal de entrada e saída do filtro, projeta-se o mesmo para uma frequência de corte cerca de dez vezes a frequência do sinal que se deseja filtrar. Sendo assim, para uma frequência da fundamental de 100 Hz, projeta-se um filtro com uma frequência de corte de 1000 Hz e assim a frequência de chaveamento será bem atenuada, uma vez que ela é de 5.8 Khz.

Escolhendo

$$R_1 = 1 \text{ K}\Omega$$

tem-se que

$$C_{11} = 157 \text{ nF}$$

$$C_{13} = 226 \text{ nF}$$

$$C_{12} = 40 \text{ nF}$$

Os valores comerciais mais próximos escolhidos para C_{11} , C_{12} e C_{13} foram respectivamente, 150 nF, 220 nF e 39 nF.

4.3.3 A detecção de passagem por zero da f.e.m.

Três comparadores, um para cada fase, são capazes de monitorar o instante da passagem por zero da f.e.m. A figura 4.3 mostra um destes comparadores.

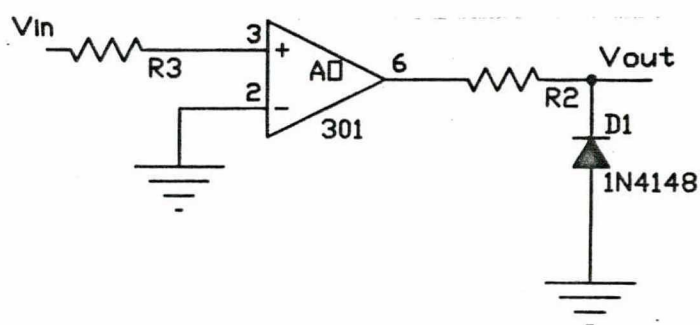


figura 4.3 - comparador

O diodo na saída do comparador assegura o nível lógico "0" na saída. O resistor R2 limita a corrente no diodo quando o mesmo entra em condução.

É importante observar que em velocidades muito baixas a qualidade dos sinais fica comprometida pois a f.e.m. é muito pequena e o comparador pode mudar de estado lógico em um instante indevido. Poder-se-ia colocar uma pequena histerese no comparador mas, isto acarretaria em um atraso na resposta da detecção da passagem por zero da f.e.m., podendo assim, comprometer o desempenho do sistema.

O circuito completo está representado esquematicamente na figura 4.4.

O filtro de terceira ordem implementado para filtrar a freqüência de chaveamento, presente no sinal de tensão de fase do MCCCE, consegue atenuar

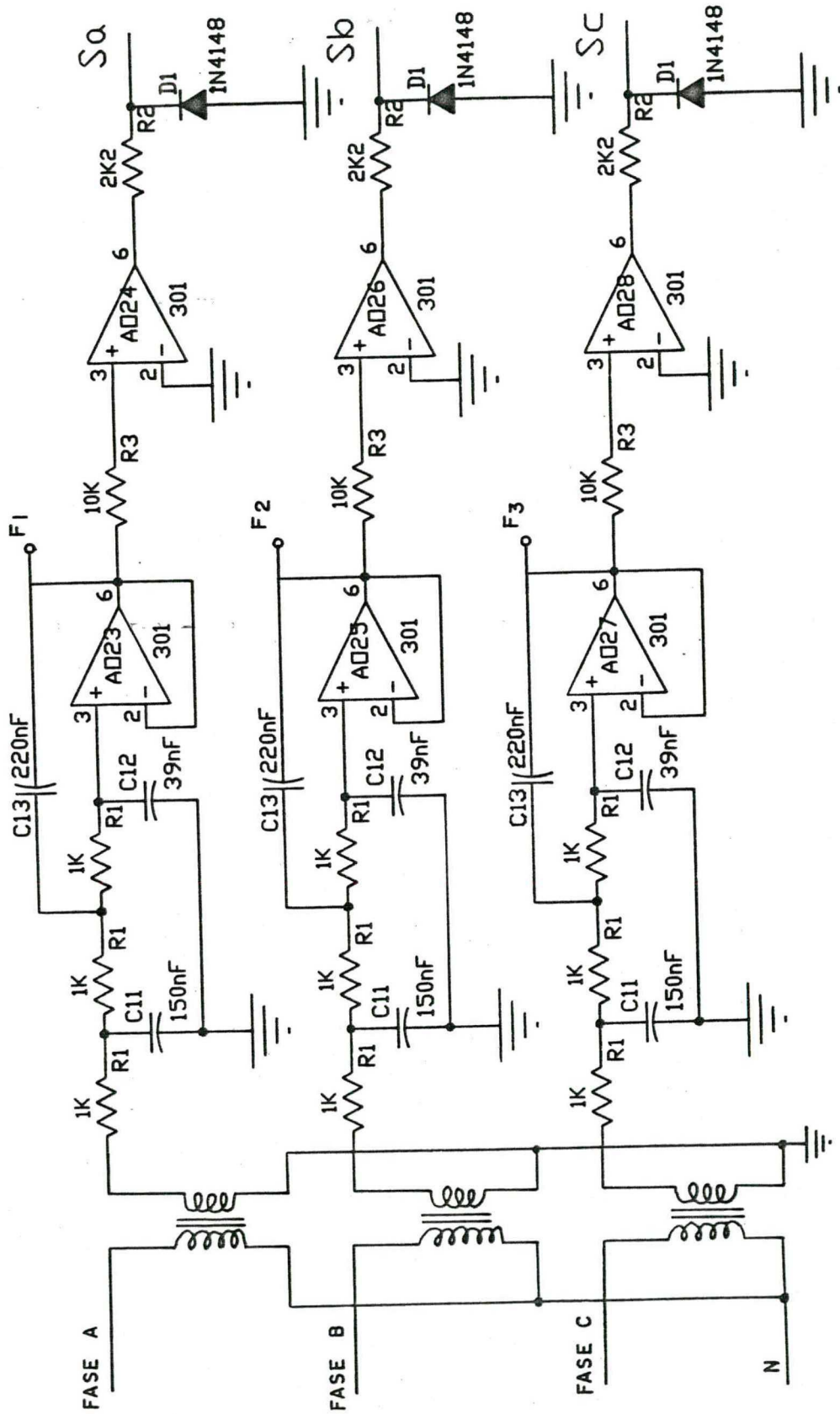


figura 4.4 - circuito completo de geração dos sinais de comando

bem os ruídos de 5.8 KHz, porém, não consegue anular sua amplitude nos instantes de comutação de uma fase para outra, com correntes mais elevadas. O fato da amplitude do sinal da f.e.m. do MCCCE, nos instantes de comutação de uma fase para outra não ser anulada, permite que o sinal da f.e.m., neste instante de comutação, passe por zero, fazendo assim com que o comparador mude de estado lógico em um instante indevido, provocando uma ordem errada de comando. Porém, em velocidades mais elevadas este problema deixa de ter influência pois, a amplitude do sinal da f.e.m., nos instantes de comutação de uma fase para outra, não chega a passar por zero.

Outra questão importante a considerar sobre esta forma de se obter os sinais de comando, é o atraso introduzido em relação aos sinais gerados pelos sensores de posição. Como foi visto no capítulo II, o melhor instante para se comandar o fechamento de uma chave é quando a f.e.m. está no seu valor máximo. Quando se utiliza os sensores hall, pode-se ajustar a posição dos mesmos em relação ao rotor para a melhor situação. O método empregado para a auto-pilotagem sem sensores de posição introduz um atraso de cerca de 25° na ordem de comando das chaves do inversor em relação aos correspondentes sinais obtidos através dos sensores (ver figura 4.8). Se porém o motor trabalhasse sem variação de velocidade, poderia-se tentar compensar este atraso para a condição desejada e se obter um melhor desempenho do motor nesta situação. Devido à pouca disponibilidade de tempo e em função da variação de velocidade do motor, não foi estudado uma forma de compensar esta defasagem. O problema continuará existindo e ficará como sugestão para trabalho futuro.

4.4 Resultados experimentais.

A foto a seguir mostra o sinal de tensão na saída do transformador e este mesmo sinal após a sua filtragem, quando o motor foi acionado empregando sensores de posição, a uma velocidade de 1800 rpm a vazio.

V_{FN} - tensão de fase do MCCCE, no secundário do transformador;

F_1 - sinal V_{FN} após sua filtragem, ou seja, sinal da f.e.m. de uma fase do MCCCE.

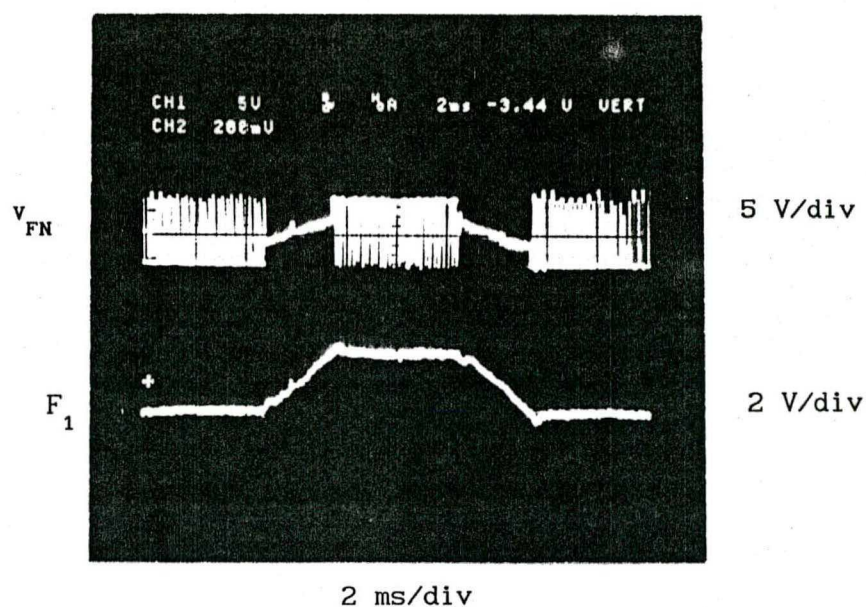


figura 4.5 - tensão de fase do MCCCE no secundário do transformador (V_{FN}) e este mesmo sinal após sua filtragem (F_1).

A foto seguinte mostra o instante da passagem por zero da f.e.m. e o correspondente sinal de comando gerado, quando o motor funcionava ao comando dos sensores, a uma velocidade de 1800 rpm a vazio.

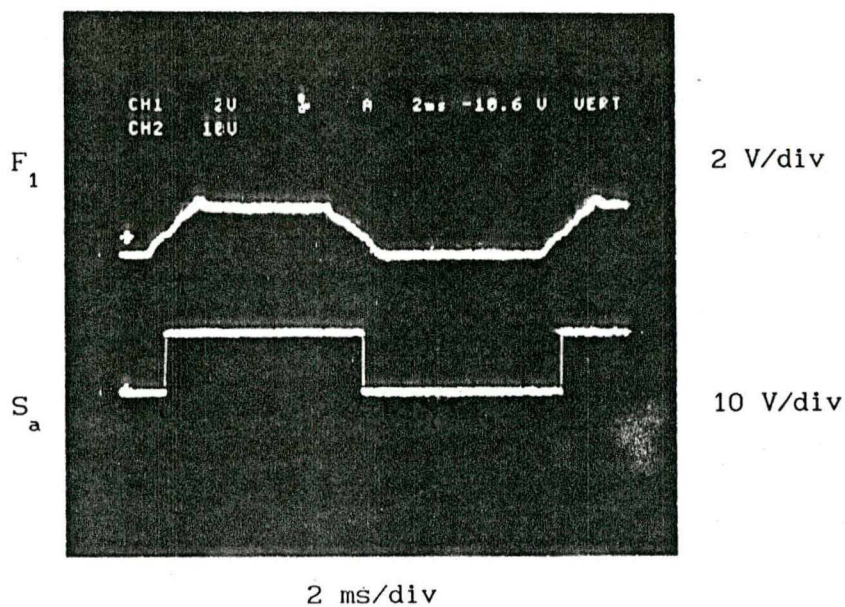


figura 4.6 - sinal da f.e.m. de uma fase do MCCCE (F_1) e sua passagem por zero (S_a).

S_a - sinal de comando gerado por uma fase do MCCCE para comando sem sensor.

A foto a seguir mostra o sinal de tensão na saída do transformador e sua filtragem, quando o motor funcionava ao comando dos sensores, com uma velocidade de 1300 rpm e corrente de carga de 2 A.

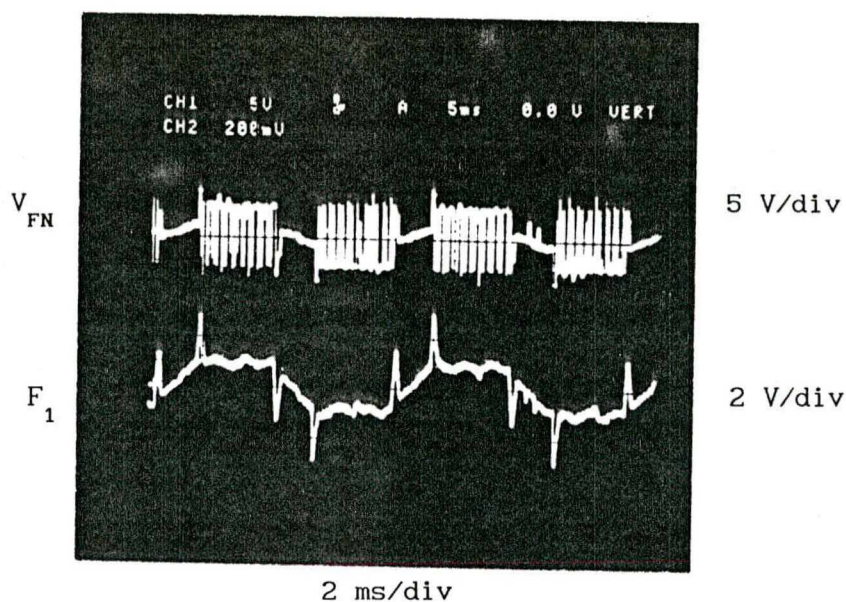


figura 4.7 - tensão de fase do MCCCE no secundário do transformador (V_{FN}) e este mesmo sinal após sua filtragem (F_1) para I_s igual a 2 ampères.

A foto a seguir mostra a defasagem do sinal de comando obtido, comparado ao respectivo sinal gerado pelo sensor de posição. A defasagem não é introduzida pelo filtro e sim inerente ao instante da passagem por zero da f.e.m.

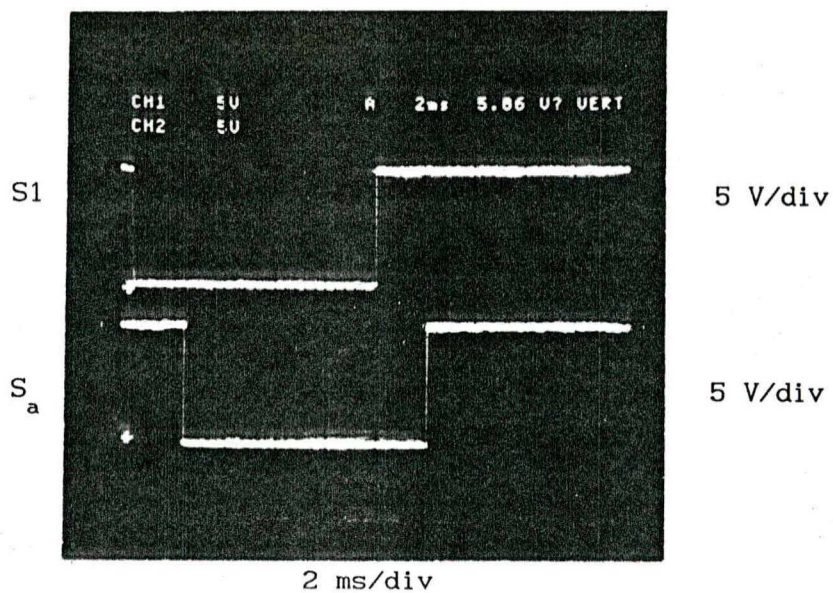


figura 4.8 - defasagem entre sinal de comando gerado por sensor (S1) e sinal de comando gerado por uma fase do MCCCE (S_a).

S1 - sinal de comando do sensor de posição;

A foto a seguir mostra a tensão e corrente de fase do motor, para corrente de carga de 2 A e com comando sem sensores de posição. Nota-se uma deformação nas formas de onda, comparadas àquelas obtidas para um acionamento utilizando sensores de posição, devido ao atraso do sinal de comando.

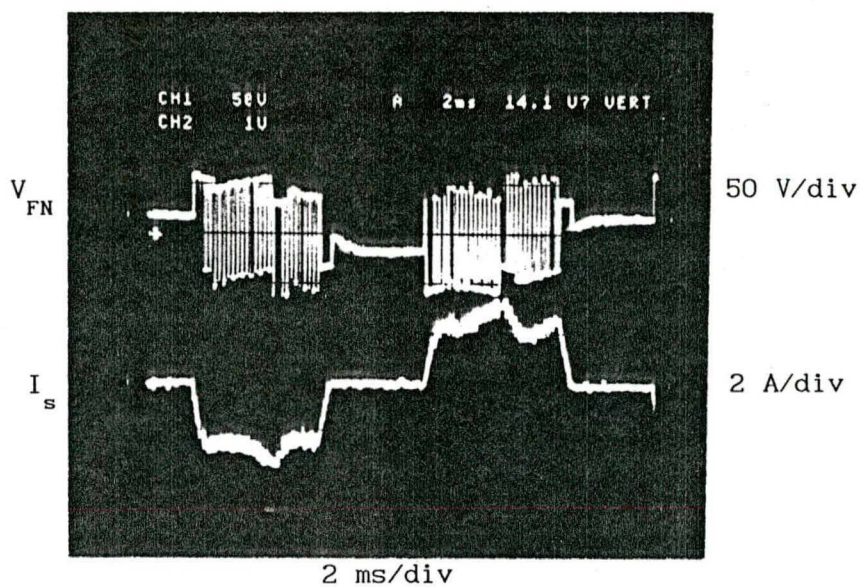


figura 4.9 - tensão de fase (V_{FN}) e corrente de fase (I_s) do MCCCE

A foto a seguir mostra o sinal de tensão na saída do transformador e este mesmo sinal após sua filtragem, quando o motor funcionava sem sensores de posição, e a uma velocidade de 1800 rpm a vazio.

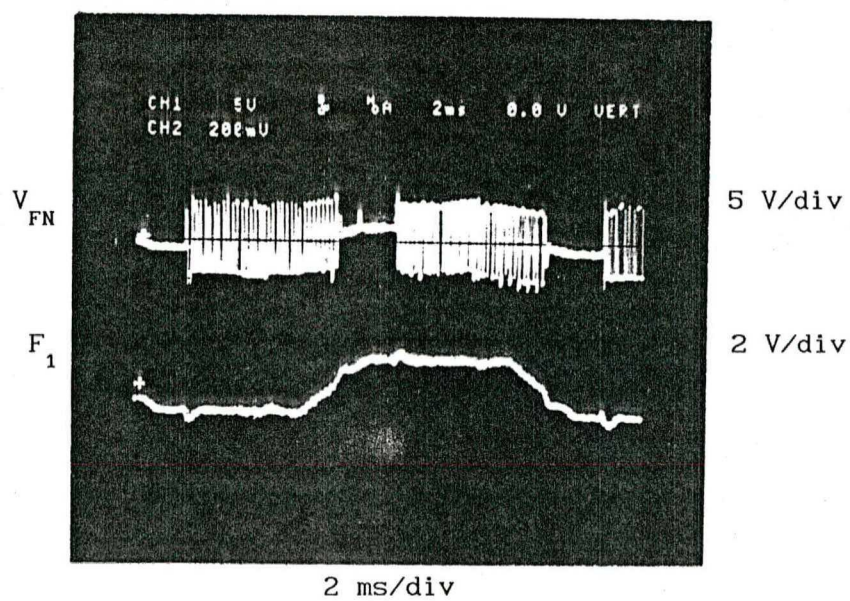


figura 4.10 - tensão de fase do MCCCE no secundário do transformador (V_{FN}) e este mesmo sinal após sua filtragem (F_1), para comando sem sensor de posição e a vazio.

CAPÍTULO V

A PARTIDA DO MOTOR

Quando a auto-pilotagem do MCCCE é feita sem sensores de posição, defronta-se com um problema, que é o instante da partida. Como se utiliza a própria f.e.m. para geração dos sinais de comando, ele não consegue partir pois nesta situação a f.e.m. é nula. Torna-se necessário então, criar um circuito auxiliar que funcione na partida e, quando o motor atingir velocidade suficiente para a auto-pilotagem, deixe de atuar.

Para a solução do problema, pensou-se em um circuito que comandasse uma seqüência de fechamento e abertura de chaves, de tal forma que o motor tivesse condições de girar e, uma vez girando, acelerar até atingir a velocidade suficiente para auto-pilotagem.

5.1 O circuito de partida.

O circuito implementado consiste na leitura de uma seqüência de fechamento e abertura de chaves através de uma memória EPROM, onde está gravada a seqüência lógica de comando. A freqüência de leitura é aumentada através de um V.C.O. (oscilador controlado por tensão). Um comparador monitora a velocidade de rotação do motor através da amplitude do sinal da f.e.m. e, no devido instante, habilita a auto-pilotagem e desabilita o circuito de partida.

5.2 A gravação em memória da seqüência de comando.

Para o MCCCE em estudo, tem-se seis seqüências de condução por período (ver capítulo II). Pode-se então gravar estas seqüências de comando dos transistores do inversor em seis endereços da memória e lê-los periodicamente. Nota-se portanto, que é necessário uma memória pequena, pois precisa-se gravar apenas seis palavras, cada uma formada por um conjunto de três bits. No entanto encontrava-se disponível no laboratório uma memória com capacidade de armazenamento de dados muito maior do que a necessária que foi no entanto, utilizada.

Observou-se no capítulo II as seguintes palavras de três bits cada, com as respectivas chaves que elas comandavam:

Palavras	Chaves comandadas
0 0 1	T5 e T4
1 0 1	T4 e T1
1 0 0	T1 e T6
1 1 0	T6 e T3
0 1 0	T3 e T2
0 1 1	T2 e T5

A memória utilizada foi a 2764 para a qual cada palavra é constituída de oito bits. Tem-se então:

	Q0	Q1	Q2	Q3	Q4	Q5	Q6	Q7
A0	0	0	1	0	0	0	0	1
A1	1	0	1	0	0	1	0	1
A2	1	0	0	0	0	1	0	0
A3	1	1	0	0	0	1	1	0
A4	0	1	0	0	0	0	1	0
A5	0	1	1	0	0	0	1	1
A6	0	0	0	0	0	0	0	0
.
.
.
An	0	0	0	0	0	0	0	0

No caso de se utilizar esta memória, pode-se gravar a palavra nos três primeiros e nos três últimos bits, uma vez que há espaço. Porém, utiliza-se apenas os três primeiros (Q0 Q1 e Q2) ou os três últimos (Q5 Q6 e Q7) para o comando.

5.3 O endereçamento da memória.

Para se ler o conteúdo de cada endereço da memória, precisa-se endereçá-la. Faz-se isto utilizando um contador binário cujo clock é dado pelo V.C.O. Como tem-se palavras apenas nos seis primeiros endereços da memória é necessário enviar um comando de reset para iniciar novamente a contagem. A figura 5.1 mostra o circuito contador.

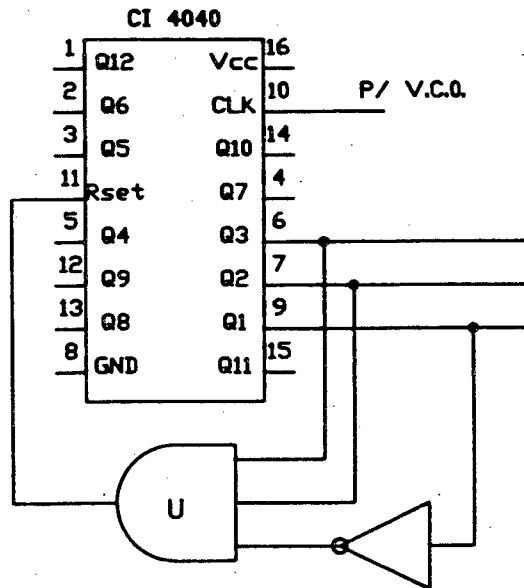


figura 5.1 - contador binário

5.4 O V.C.O.

O V.C.O é um oscilador cuja freqüência varia linearmente dentro de uma certa faixa de freqüência, de acordo com o sinal de tensão de entrada. A faixa de variação de freqüência pode ser calculada para as necessidades de cada circuito. O fabricante do componente fornece uma sistemática de cálculo para valores aproximados de componentes (resistor e capacitor) para a faixa de variação de freqüência que se deseja [19].

O circuito integrado 4046 é um PLL (phase-locked loop) que traz um V.C.O. incorporado na mesma pastilha.

O diagrama de blocos da figura 5.2 representa o circuito integrado.

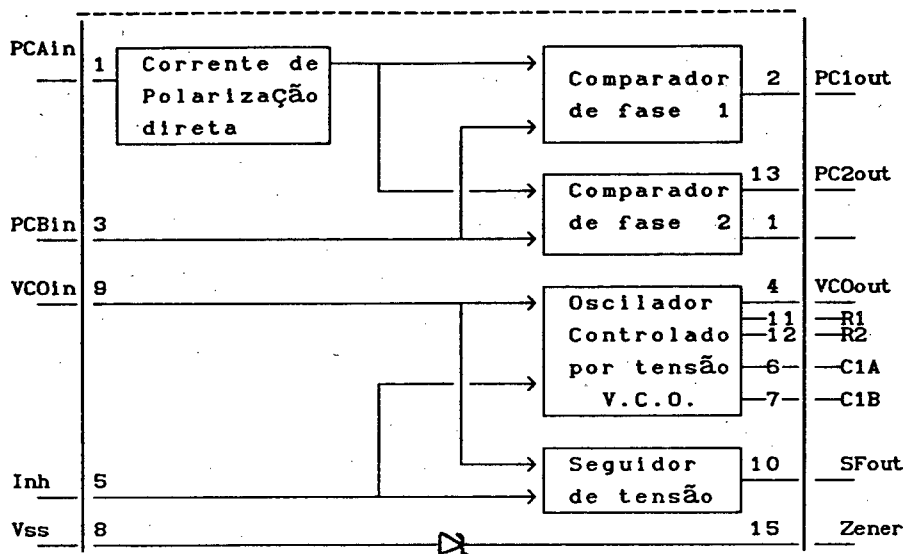


figura 5.2 CI 4046 - V.C.O.

O fabricante fornece as seguintes equações para determinação das frequências mínima e máxima:

$$f_{\min} = \frac{1}{R_2 (C_1 + 32 \text{ pF})}$$

quando a entrada do V.C.O. é nula.

$$f_{\max} = \frac{1}{R_1 (C_1 + 32 \text{ pF})}$$

quando a entrada do V.C.O. é igual a tensão de alimentação do integrado. O fabricante recomenda também que:

$$\begin{aligned} 10 \text{ K}\Omega &\leq R_1 \leq 1 \text{ M}\Omega \\ 10 \text{ K}\Omega &\leq R_2 \leq 1 \text{ M}\Omega \\ 100 \text{ pF} &\leq C_1 \leq 0.01 \text{ }\mu\text{F} \end{aligned}$$

É bom lembrar que estas expressões fornecem valores aproximados e que um ajuste melhor deve ser feito em bancada e também, que sua linearidade pode ser alterada caso a relação entre a frequência máxima e a mínima seja maior que dez.

Com o circuito de auto-pilotagem sem sensor, conseguiu-se um bom sinal de comando para velocidade relativamente baixa (cerca de 650 rpm). Para esta velocidade tem-se uma frequência de campo girante de aproximadamente 22 Hz. Pode-se então ajustar o V.C.O. para fornecer uma frequência de saída que varie de 4 Hz a 40 Hz que é suficiente para a auto-pilotagem. Para fazer aumentar a frequência de oscilação do V.C.O., impõe-se uma tensão variável crescente no pino 9 do componente. Para isto, o circuito simples capaz de corresponder à necessidade, é a carga de um capacitor que cresce segundo uma função exponencial. Ajusta-se a constante de tempo RC para a situação mais difícil (condição de carga nominal) e então o motor pode partir em situações que vão desde a vazio até plena carga.

5.5 A monitoração da velocidade e passagem para a auto-pilotagem.

O circuito implementado para funcionamento sem sensor é capaz de comandar bem o motor a partir de 650 rpm a vazio. Com carga é necessário que a auto-pilotagem seja feita a partir de uma velocidade mais elevada, dependendo da solicitação de carga: para 50% de corrente nominal, a rotação deve estar em torno de 1600 a 1700. Com o acréscimo da corrente de carga, a amplitude dos picos do sinal da f.e.m., nos instantes de comutação de uma fase para outra, tornam-se relevantes sobretudo, quando o motor trabalha em baixas rotações, podendo assim passar por zero e mudar o estado lógico dos comparadores, gerando, como consequência, uma ordem errada de comando.

Para se monitorar a velocidade utiliza-se os sinais obtidos após a filtragem das tensões de fase, cuja amplitude é proporcional à rotação do motor. Retifica-se estes sinais e os filtra com um capacitor na saída do retificador para se obter um sinal mais constante. Um detector de nível de sinal, com histerese muda, para o estado lógico "1", quando este sinal é maior que uma referência pré-estabelecida. Um circuito lógico utiliza este sinal "1" e habilita um circuito de auto-pilotagem e desabilita o circuito de partida.

O circuito implementado está representado esquematicamente na figura 5.3.

Os circuitos de comando e controle implementados utilizam circuitos integrados de tecnologia CMOS que podem ser alimentados em até 18 V. Para o circuito de partida foi necessário utilizar uma memória que, embora também seja fabricada com tecnologia CMOS, tem saída compatível com integrados de

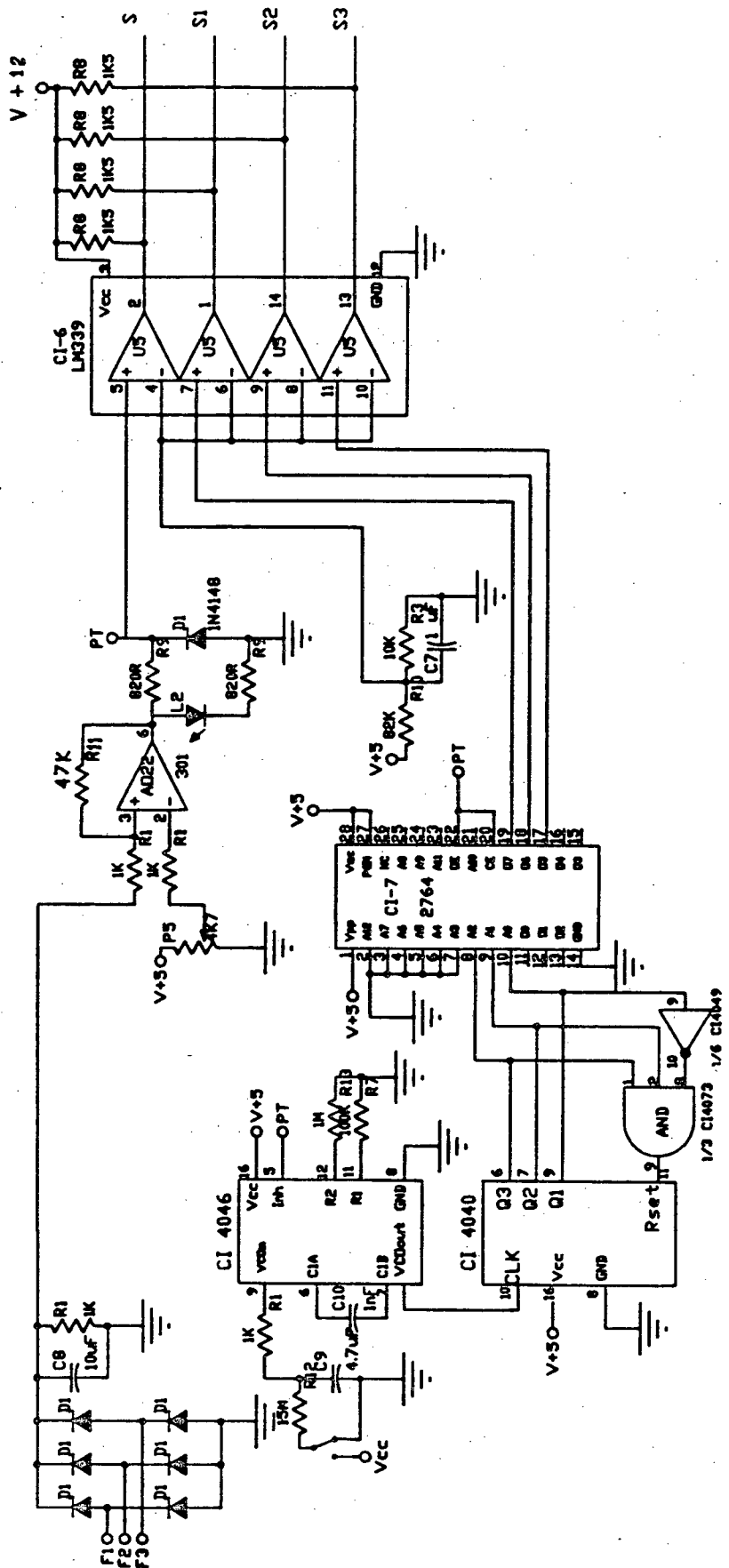


figura 5.3 - circuito completo de partida

tecnologia TTL, isto é, 5V. Para tornar compatível os sinais lidos na memória com os circuitos CMOS já utilizados é necessário amplificar estes sinais. Empregou-se então o circuito integrado LM-339 que é constituído de quatro comparadores para realizar esta função.

O divisor de tensão resistivo, formado pelos resistores R1 e R2, fornece um nível DC nas entradas inversoras dos comparadores do CI LM-339, para assegurar que um sinal de nível lógico "0" seja obtido quando os sinais nas entradas não inversoras forem nulos.

A chave CH1 permite a partida do motor: quando a chave é colocada em 5 V o capacitor C9 se carrega com uma constante de tempo RC fazendo com que o V.C.O. aumente sua frequência de saída. Como consequência tem-se um aumento da frequência de leitura da memória e uma aceleração do motor. Uma vez o motor tendo entrado em regime, pode-se desligar esta chave e C9 se descarrega permitindo assim uma nova partida do motor.

O circuito completo de todo o trabalho está representado nas figuras 5.4.

Com o objetivo de se poder utilizar a mesma placa de layout para fazer ambos os comandos (com e sem sensores de posição), utilizou-se alguns circuitos integrados a mais: portas AND, portas OR e inversores para permitir a opção desejada. A chave CH2 permite esta escolha.: quando CH2 estiver no nível lógico "1" habilita-se o circuito de comando com sensor; quando CH2 estiver no nível lógico "0" habilita-se o circuito de funcionamento sem sensor.

Para proteger o circuito de funcionamento sem sensor contra ordens erradas de comando, quando o motor está em baixa rotação e a qualidade dos sinais de comando ficam comprometidas, emprega-se portas AND que monitoram a possibilidade de duas chaves do mesmo braço do inversor receberem ordens de fechamento ao mesmo tempo. Caso isto ocorra, é enviada uma ordem para que elas se abram. Assegura-se desta maneira que, o circuito de comando nunca envia ordens de fechamento de chaves que possam danificar o inversor.

Os pontos "PT", da figura 5.4 B, devem ser considerado como ligações entre si, assim como os pontos "KK", "KL", e "KM".

Os pontos "A1", "B1" e "C1" da figura 5.4 A devem ser considerados como ligações com os pontos "A1", "B1" e "C1" da figura 5.4 B respectivamente.

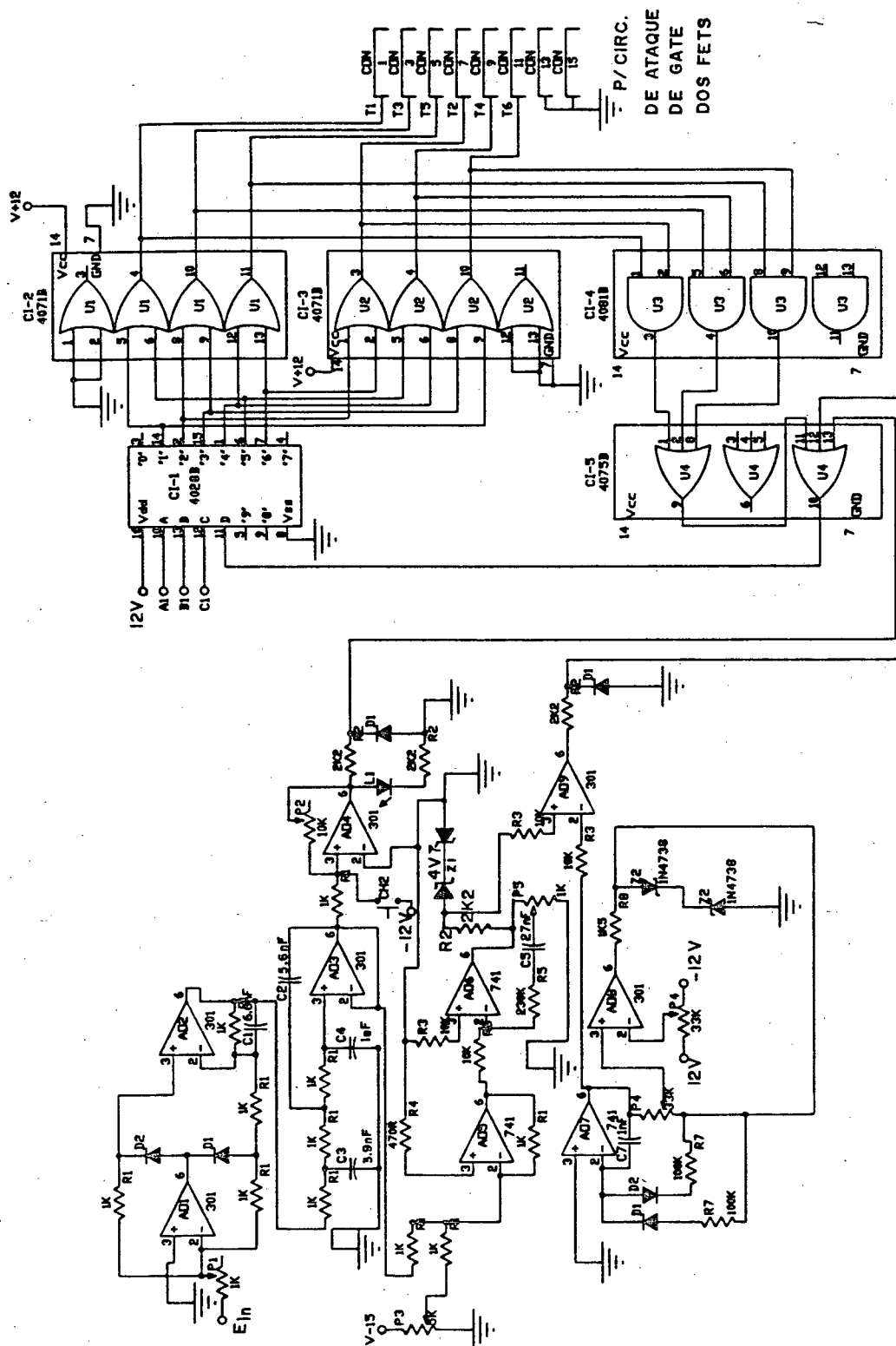


figura 5.4 A - parte do circuito final de acionamento e controle do MCCCE

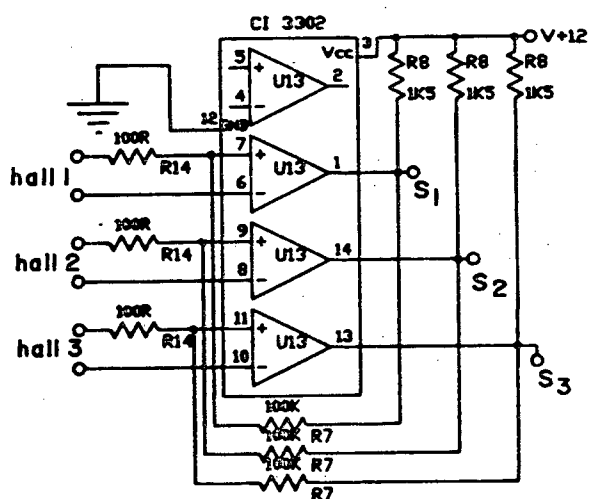
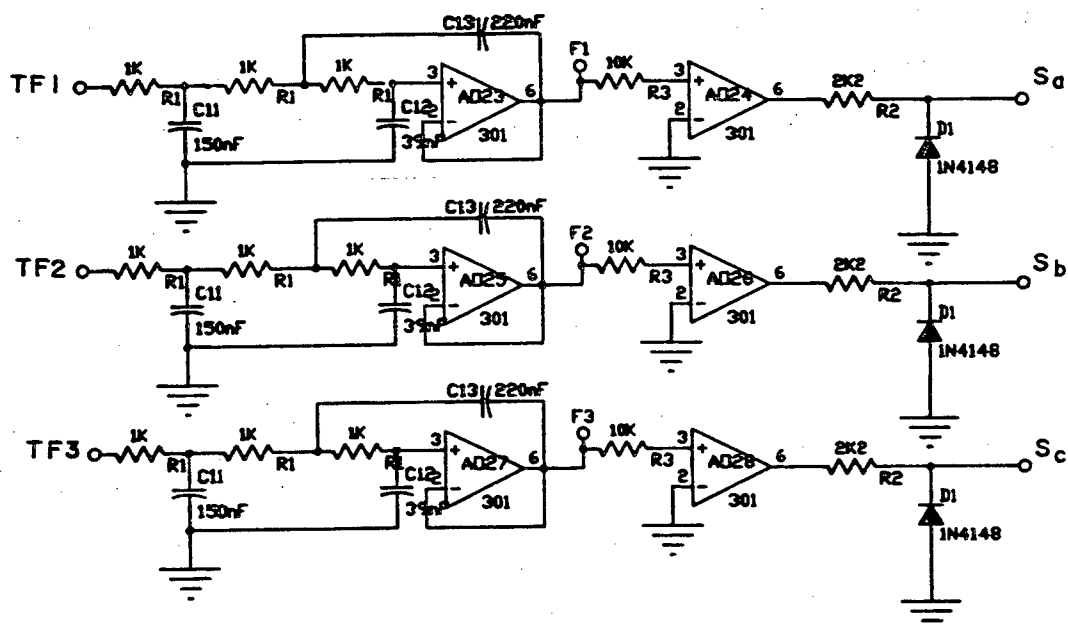


figura 5.4 C - parte do circuito final de acionamento e controle do MCCCE

5.6 Resultado experimental.

A fotografia a seguir mostra o instante da passagem da partida assíncrona para a auto-pilotagem. No instante em que o motor adquiriu velocidade que lhe permitia a auto-pilotagem, foi enviada uma ordem que desabilitou o circuito de partida e habilitou o circuito de auto-pilotagem.

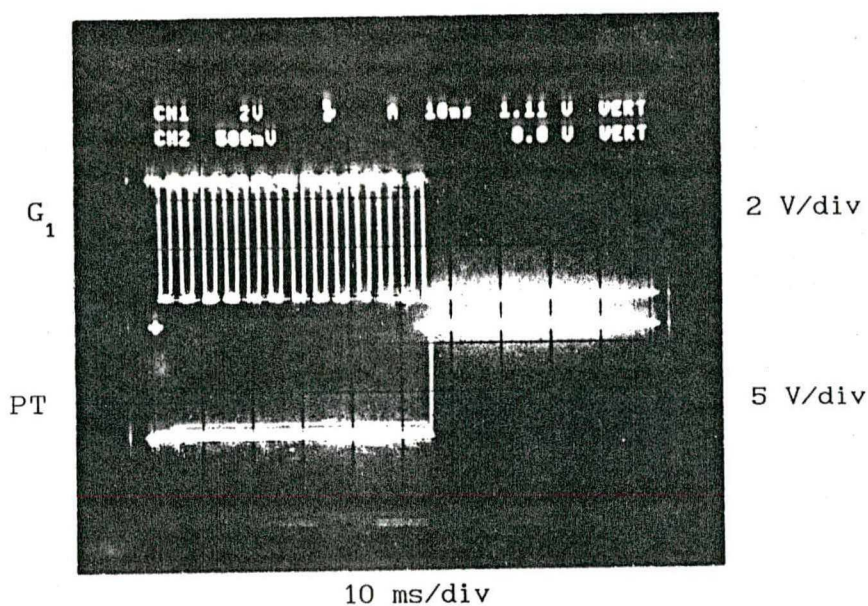


figura 5.5 - instante da passagem da partida assíncrona para a auto-pilotagem.

G₁ - sinal de saída do V.C.O.

PT - sinal para auto-pilotagem: "0" => partida assíncrona; "1" => auto-pilotagem.

CAPÍTULO 6

CONCLUSÕES

6.1 Com relação ao motor.

Quando a auto-pilotagem do MCCCE é feita utilizando-se os sensores de posição, o motor funciona muito bem desde a vazio até a carga nominal. Como carga para o motor, empregou-se uma máquina de corrente contínua tradicional, funcionando como gerador, com excitação independente, alimentando um banco de resistores. A capacidade máxima de carga foi observada através da corrente máxima nominal do motor, que é de 4 A.

O MCCCE reúne todas as vantagens do motor de corrente contínua tradicional em termos de simplicidade de controle de corrente e velocidade e traz consigo, entre outras vantagens, a possibilidade de trabalhar em condições inviáveis para o motor CC.

A auto-pilotagem é fácil de ser implementada e assegura que o motor nunca perde o sincronismo em qualquer velocidade.

O ímã de ferrite que constitui o rotor pode perder seu magnetismo caso o motor trabalhe em condições fora da nominal, por isso a malha de regulação de corrente deve ser bem projetada de forma a não permitir picos de corrente no motor.

6.2 Com relação ao inversor.

O inversor utilizado é constituído de transistores MOS-FET's que têm capacidade de trabalhar com frequência de chaveamento elevada. No entanto poderia ser constituído de transistores bipolares, uma vez que, na frequência de chaveamento de 5.8 KHz, os transistores bipolares conseguem comandar a corrente do motor.

6.3 Com relação ao funcionamento sem sensor.

Na tentativa de se eliminar os sensores de posição pelos motivos já citados anteriormente, implementou-se um circuito capaz de substituí-los. O método empregado para gerar os sinais de comando (detecção da passagem por zero, da f.e.m.), impõe uma ordem de comando em um instante que não é o melhor para o motor. Portanto é necessário estudar uma outra forma de gerar os sinais de comando, para que as ordens de fechamento e abertura de chaves ocorram no instante apropriado para melhor rendimento do motor.

6.4 Com relação ao circuito de partida.

O circuito de partida implementado respondeu às necessidades, isto é, foi suficiente para fazer a partida do MCCCE, colocando-o em velocidade que lhe permitia a auto-pilotagem. Devido à falta de melhores equipamentos no laboratório, não foi possível medir o torque resistente, em N.m, da carga aplicada ao motor nas partidas efetuadas. Também não foram medidos, para diferentes valores de torque resistente, tempos decorridos entre o instante da partida e o instante de passagem para a auto-pilotagem.

Como vantagem no funcionamento sem sensor, pode-se destacar a redução do número de condutores que se deve levar até o motor e o fato de não se ter problemas de manutenção dos mesmos uma vez que não mais existem.

Como desvantagem tem-se o acréscimo do número de componentes eletrônicos necessários para o acionamento do motor e um pouco de perda de rendimento devido ao atraso na ordem de condução das chaves do inversor.

O circuito completo ficou de certa forma complexo e com grande número de componentes eletrônicos. No entanto pode-se reduzir a quantidade de componentes quando se fizer um tipo específico de comando (com sensor de posição ou sem sensores). Foram utilizadas duas fontes simétricas para alimentação dos circuitos de comando e controle do MCCCE (± 12 V e ± 5 V) mas, pode-se fazer um projeto para se utilizar apenas uma fonte simétrica e assim reduzir-se-ia ainda mais a quantidade de circuitos integrados.

6.5 Sugestão para trabalho posterior.

Como sugestão para trabalho posterior, ficam:

- 1 - implementação prática da conexão estrela-triângulo dos transformadores do circuito de funcionamento sem sensores de posição, na tentativa de se eliminar o atraso na ordem de comando das chaves do inversor;
- 2 - estudo mais aprofundado dos filtros, para o funcionamento sem sensores de posição;
- 3 - implementação prática do funcionamento em quatro quadrantes.

APÊNDICE

DADOS SOBRE O MCCCE:

Estatôr: trifásico com enrolamentos defasados de 120° .

Rotor: constituído de ímãs de Ferrite.

Número de pólos: 4.

Tensão de alimentação: 120 V CC.

Corrente nominal: 4 Amp. de pico.

Torque nominal: 1 N.m.

Indutância própria de uma fase: 2 mH.

Indutância mútua entre duas fases: - 0.5 mH.

Resistência elétrica de uma fase: 0.4 ohms.

REFERÊNCIAS E BIBLIOGRAFIAS SUPLEMENTARES

- [01] - Pillay, P.; Krishnan, R.. MODELING, SIMULATION AND ANALYSIS OF A PERMANENT MAGNET BRUSHLESS DC MOTOR DRIVE.
IEEE IAS Annual Meeting 1987, pp 7 a 14.
- [02] - Pillay, P.; Krishnan, R.. APPLICATION CHARACTERISTICS OF PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS AND BRUSHLESS DC MOTOR FOR SERVO DRIVES.
IEEE IAS Annual Meeting 1987, pp 380 a 390.
- [03] - Pillay, P.; Krishnan R.. MODELING, ANALYSIS AND SIMULATION OF A HIGH PERFORMANCE, VECTOR CONTROLLED, PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR DRIVE.
IEEE IAS Annual Meeting 1987, pp 253 a 261.
- [04] - Iizuka, K.; Uzuhashi, H.; Kano, M.; Endo, T.; Mohri, K.. MICROCOMPUTER CONTROL FOR SENSORLESS BRUSHLESS MOTOR.
IEEE IAS Annual Meeting 1984, pp 618 a 624.
- [05] - Murty, Balarama V.. FAST RESPONSE REVERSIBLE BRUSHLESS DC DRIVE WITH REGENERATIVE BRAKING.
IEEE IAS Annual Meeting 1984, pp 445 a 450.
- [06] - Erdman, D. M.; Oldenkamp, J. L.. ELECTRONICALLY COMMUTATED DC MOTORS FOR THE APPLIANCE INDUSTRY.
IEEE IAS Annual Meeting 1984, pp 1339 a 1345.
- [07] - Jahns, Thomas M.. TORQUE PRODUCTION IN PERMANENT-MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR DRIVES WITH RECTANGULAR CURRENT EXCITATION.
IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-20. No. 4, Julho/agosto 1984.
- [08] - Fratta, Antonio; Vagati, Alfredo. D.C. BRUSHLESS SERVOMOTOR: OPTIMIZING THE COMMUTATION PERFORMANCES.
IEEE IAS Annual Meeting 1986, pp 169 a 175.

- [09] - Shibata, Fukuo; Fukami, Tadashi. A BRUSHLESS AND EXCITERLESS POLYPHASE SYNCHRONOUS MOTOR.
IEEE Summer Meeting, Mexico City, Mexico, 20 - 25 de julho de 1986.
- [10] - Demerdash, N. A.; Nehl, T.W.. DYNAMIC MODELING OF BRUSHLESS DC MOTOR FOR AEROSPACE ACTUATION.
IEEE Trans., Vol. AES-16, No. 6, novembro de 1980, pp 811 a 821.
- [11] - Houpis, D'Azzo. Análise e Projeto de Sistemas de Controle Lineares.
Guanabara Dois, Rio de Janeiro-RJ, 1978.
- [12] - Ogata, Matsuhiko. Engenharia de Controle Moderno.
Prentice/Hall do Brasil, Rio de Janeiro-RJ, 1985.
- [13] - Kuo, Benjamim C.. Sistemas de Controle Automático.
Prentice/Hall do Brasil, Rio de Janeiro-RJ, 1985.
- [14] - Hang, C. C.. The Choice of Controller Zeros
IEEE - Control Systems Magazine, Janeiro - 1989.
- [15] - Graeme, Jerald G.. Applications of Operational Amplifiers.
McGraw-Hill Book Company, U.S.A. 1973.
- [16] - Stout, David F.. Handbook of Operational Amplifier Circuit Design.
McGraw-Hill Book Company, U.S.A. 1976.
- [17] - Júnior, Antônio Pertence. Amplificadores Operacionais e Filtros Ativos - Teoria, Projeto, Aplicações e Laboratório.
McGraw-Hill Book Company, São Paulo-SP, 1988.
- [18] - Databook National Semiconductor - 1983
- [19] - Motorola CMOS Integrated Circuits.
U.S.A., 1978.

- [20] - The TTL Data Book for Design Engineers.
Texas Instruments, 2a. edição, 1976.
- [21] - Semiconductor Data Lybrary - Linear Integrated Circuits.
Motorola, U.S.A., 1976.
- [22] - Power Mosfet Transistor Data.
Motorola, U.S.A. 1984.
- [23] - Blauth, Yeddo Braga - ACIONAMENTO ELÉTRICO EM QUATRO QUADRANTES COM
SERVOMOTOR SÍNCRONO A ÍMÃS E INVERSOR A FETS DE POTÊNCIA.
Dissertação de Mestrado - UFSC - Agosto de 1988.
- [24] - Tavares, Alvacir Alves - PROJETO E ANÁLISE DE MOTORES A ÍMÃS COM
COMUTAÇÃO ELETRÔNICA.
Dissertação de Mestrado - UFSC - Maio de 1989.