

PROJETO DE UM INVERSOR PWM DE FREQUENCIA VARIÁVEL COM TECNOLOGIA SIPMOS

Héctor Arango, João Roberto Cogo, Jocélio Souza de Sá

Escola Federal de Engenharia de Itajubá

Departamento de Eletrotécnica - Caixa Postal 50

37.500 - Itajubá - MG - Brasil

Artigo publicado na Revista Pesquisa e Desenvolvimento Tecnológico - Vol. XI - nº 3 - 1985 - pgs. 26 a 33

RESUMO

Este trabalho descreve uma filosofia de projeto aplicada para implementar um inversor autocontrolado em motores de indução com potências de até 5 [KW]. O módulo de potência do conversor emprega transistores de potência do tipo MOSFET.

O sistema de disparo dos transistores permite fazer com que a onda de tensão do motor, aplicando uma frequência de corte muito alta, seja modulada senoidalmente. Isto garante uma boa performance no sentido de redução de harmônicos e também um bom desempenho do motor em velocidades baixas.

Desde 5 até 60 [HZ], o sistema de modulação produz uma tensão com valor eficaz variável proporcional à frequência. Na faixa de 60 até 200 [HZ] a tensão permanece fixa e o motor trabalha em regime de potência constante.

A onda moduladora é conseguida através de osciladores retangulares e filtro ativo dotado de amplificadores operacionais do tipo OAT (Transcondutância variável), o método usado para manter a relação volt/hertz fixa na faixa mencionada, utiliza ondas triangulares simétricas, e permite que a saída em cada semiciclo mude desde zero a um valor positivo e desde zero a um valor negativo, conforme o caso.

1 - INTRODUÇÃO

Os acionamentos de motores de indução com rotor em gaiola de esquilo têm despertado grande interesse em acionamentos, devido à elevada performance, confiabilidade e baixo custo para estes tipos de máquinas.

A utilização de tiristores para a construção do inversor autocontrolado apresenta dificuldade nos sistemas de bloqueio e a sincronização necessária para compensar os tempos de liberação dos mesmos.

O desenvolvimento de transistores de potência mais eficientes, sugere que no caso de pequenos motores, (até 5 [KW]), o controle possa ser efetuado de uma maneira mais simples e conveniente mediante o uso deste tipo de tecnologia. A seguir ilustra-se o projeto de um acionamento destas características.

2 - DESENVOLVIMENTO DO PROJETO

A FIGURA 1 a seguir ilustra o esquema básico a ser desenvolvido.

As FIGURAS 6.a, 6.b e 6.c esquematizam a organização geral do sistema proposto. A FIGURA 6.a em particular, representa o gerador de pulsos que definem a frequência de alimentação numerada de P₁ até P₆.

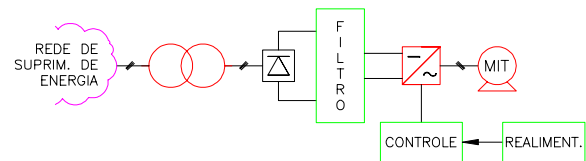


FIGURA 1 - SISTEMA BÁSICO A SER DESENVOLVIDO

A FIGURA 2 indica a seqüência dos pulsos C do sistema de sincronismo do disparo, assim como a evolução dos estados dos "flip-flops" do conversor em anel que produz os pulsos P.

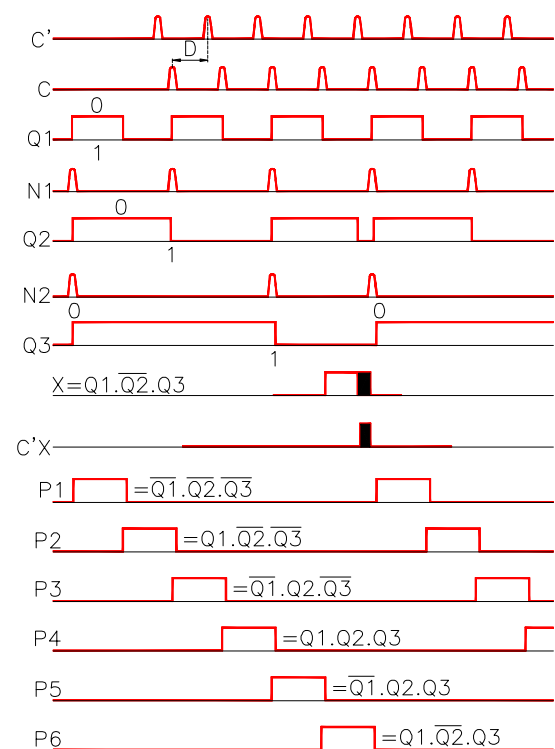


FIGURA 2 - LÓGICA DE GERAÇÃO DOS PULSOS DE DISPARO DO INVERSOR

A FIGURA 3 mostra a seqüência de pulsos e sinais associados com a FIGURA 6.b.

As saídas dos VCF (vide FIGURA 6.b) são senoides defasadas de 120° uma da outra, cuja freqüência é definida pela freqüência de repetição dos pulsos identificados por (P₁, P₂, P₃, P₄, P₅ e P₆ da FIGURA 6.a). Note que os valores de saturação dos amplificadores operacionais (OA) na entrada dos VCF aumentam com a freqüência, e portanto o valor da sua saída.

As formas de onda da saída do amplificador operacional (E), da parte superior da FIGURA 6.b, são ilustrada na FIGURA 3, para duas condições de freqüência de entrada E (ou de freqüência dos pulsos P₁ e P₄).

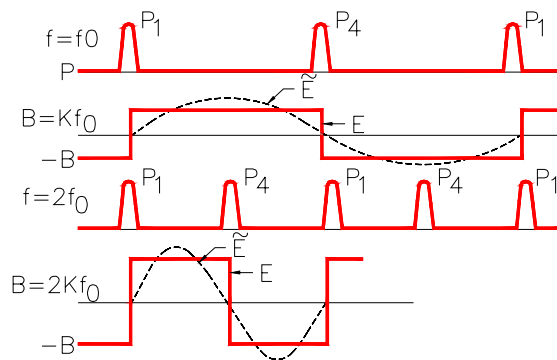


FIGURA 3 - FORMA DE ONDA DOS SINAIS DE CONTROLE PARA UMA PARTE DO SISTEMA DADO NA FIGURA 6.b

A FIGURA 4 ilustra os valores típicos envolvidos no projeto dos filtros passa-baixas com freqüência de corte variável que geram as senoides para a modulação.

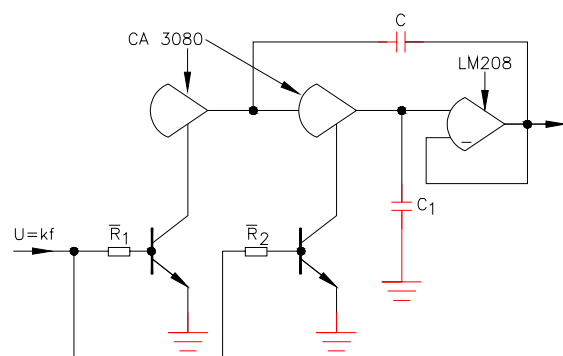


FIGURA 4 - FILTRO "BUTTERWORTH" COM FREQÜÊNCIA DE CORTE CONTROLADA

Na FIGURA 4 tem-se:

$$K = \frac{100}{f_c C}$$

$$C = 47 [\mu\text{F}]$$

$$C_1 = 0,33 C$$

$$R_1 = \frac{142,2}{f_c \cdot C} = \frac{3,026}{f_c}$$

$$R_2 = \frac{539,9}{f_c C}$$

para $f_c = 1,5$, tem-se:

$$R_1 = \frac{4,54}{f}$$

logo, $G_1 = 0,220 f$

$$G_2 = 0,058 f$$

Ora, para o componente usado CA3080, tem-se:

$$G = 19,2 I_c$$

Para um valor de $\beta = 50$, tem-se:

$$I_c = 50 \frac{Kf}{\bar{R}_1}$$

$$\text{Daí, } G = 960 \cdot \frac{Kf}{\bar{R}_1} = 0,220 f$$

$$\bar{R}_1 = 4360 \text{ k } [\Omega]$$

Analogamente,

$$\bar{R}_2 = 16.540 \text{ k } [\Omega]$$

A FIGURA 5 mostra as formas de ondas envolvidas na operação dos três "flip-flops" à direita da parte correspondente a FIGURA 6.b. A cada descida do dente de serra todos os três flip-flops A, B e C recebem um sinal de início (SET). A cada cruzamento da subida (lenta) da onda dente de serra, com a saída da respectiva senoide \tilde{E} , acontecem os RESETS em A, B e C. Como para cada descida os níveis dos sinais produzidos pelos VCF (\tilde{E}) são, em geral, diferentes, a largura de pulso em cada saída de "flip-flop" é diferente.

Aliás, em um "flip-flop" determinado, esta largura muda com o valor instantâneo de sua senoide de entrada, o que determina a modulação.

Esta política de disparo garante que, em um mesmo semiciclo, a diferença entre as duas tensões fase-neutro varie desde um valor nulo (zero) a um valor positivo (nível +) e desde um valor nulo (zero) a um valor negativo (nível -) exclusivamente, como ilustra a FIGURA 5.

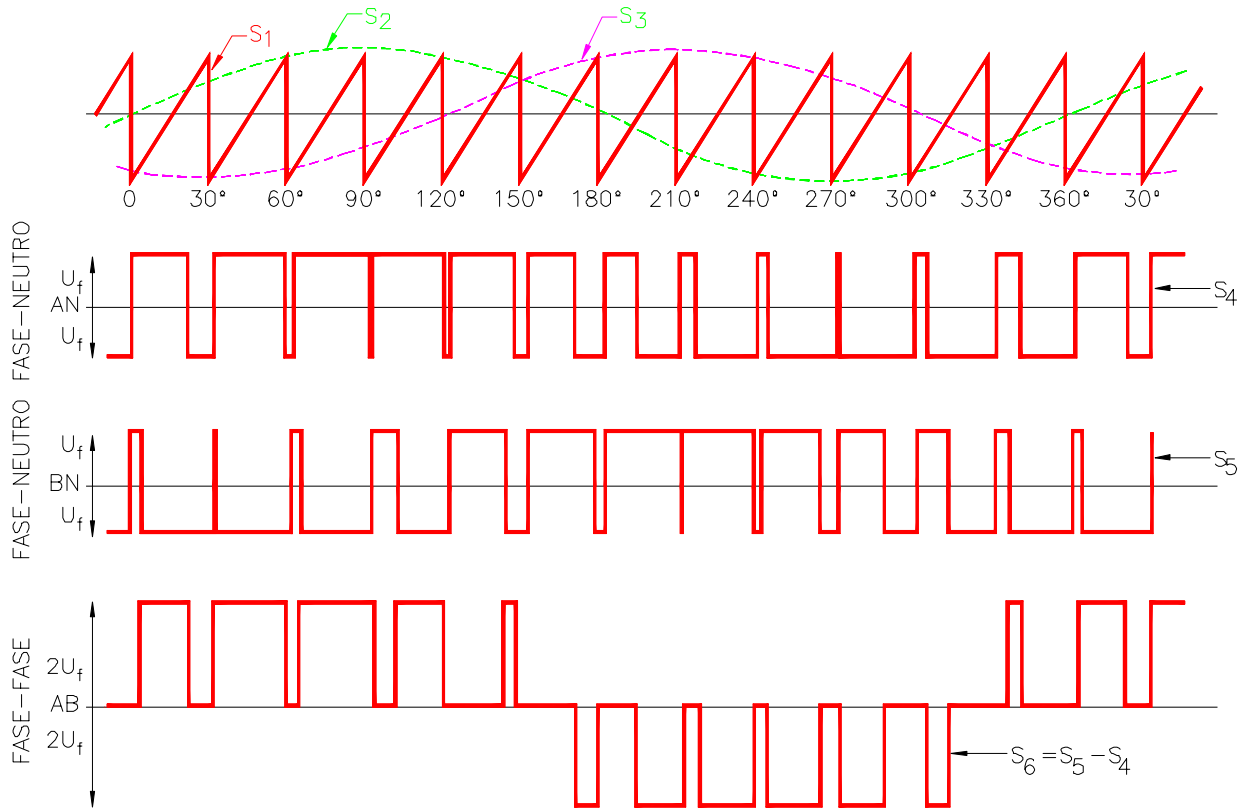


FIGURA 5 - SINAIS TÍPICOS DE SAÍDA DE DIVERSOS PONTOS DO SISTEMA ILUSTRADO NA FIGURA 6.b E 6.c

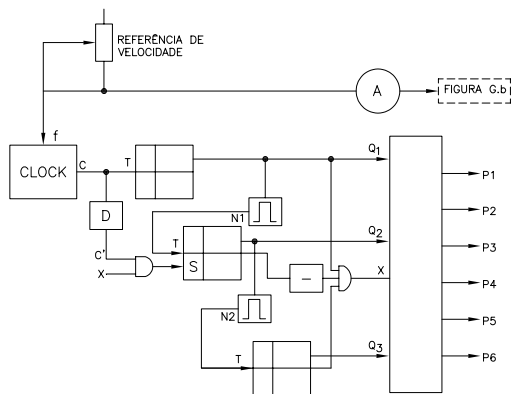


FIGURA 6.a - ESQUEMA BÁSICO DO GERADOR DA SINCRONIZAÇÃO TRIFÁSICA

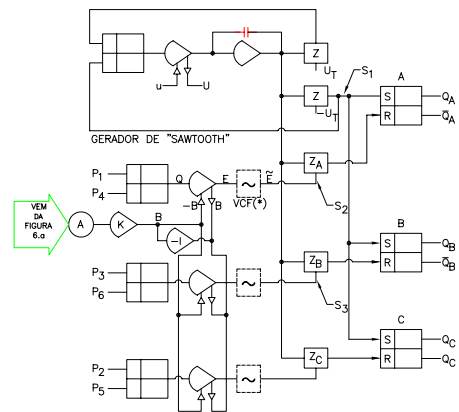


FIGURA 6.b - ESQUEMA BÁSICO DE GERAÇÃO DOS DISPAROS DOS SIPMOS

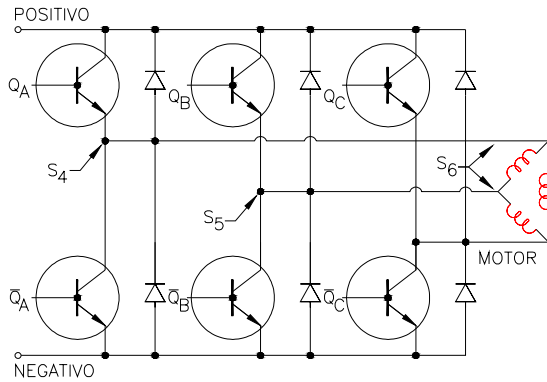


FIGURA 6.c - ESQUEMA BÁSICO DO MÓDULO DE POTÊNCIA

3 - CONCLUSÕES

Os resultados deste projeto permitem concluir a viabilidade de acionamentos de frequência variável na faixa de 0 a 5 [KW] usando transistores de potência considerando-se uma faixa para controle de velocidade típica entre 100 e 4000 [RPM] para um motor de indução hexapolar. Até 1200 [RPM] ter-se-á um conjugado constante e a partir deste valor de rotação tem-se o motor operando com potência constante.

Para as altas frequências (tipicamente 10 [KHZ]) aplicáveis para o corte ("chopping") modulado da onda principal garante-se um funcionamento suave à baixa velocidade.

4 - BIBLIOGRAFIA

- [1] - LANDER, Cyril W.; Power Electronics; McGraw Hill book company (UK) limited - maidenhead Berkshire - England - 1981.
- [2] - PEARMAN, Richard A.; Power Electronics. Solid state motor control; Reston publishing company inc.; Reston, Virginia - A. prentice hall company - 1980.

CURRICULUM VITAE

Héctor Arango: Engenheiro eletricista pela Universidad Nacional Del Sur (Bahia Blanca, Argentina) em 1958. Professor titular da EFEI;

João Roberto Cogo: Engenheiro eletricista pela Escola Federal de Engenharia de Itajubá em 1974. Mestre em ciências pela Universidade de Santa Catarina em 1977. Professor da EFEI. Professor titular de Instituto Nacional de Telecomunicações (INATEL);

Jocélio Souza de Sá: Engenheiro eletricista pela Escola Federal de Engenharia de Itajubá em 1969. Professor titular da EFEI.