

**UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**

TITO LÍVIO SANTIN MACHADO

**PROJETO DE DIPLOMAÇÃO
VARIAÇÃO DE VAZÃO COM MOTOR DE INDUÇÃO DE
PÓLOS FENDIDOS**

PORTO ALEGRE

2009

TITO LÍVIO SANTIN MACHADO

PROJETO DE DIPLOMAÇÃO

**VARIAÇÃO DE VAZÃO COM MOTOR DE INDUÇÃO DE
PÓLOS FENDIDOS**

Projeto de Diplomação apresentado ao Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Rio Grande do Sul, como parte dos requisitos para Graduação em Engenharia Elétrica.

ORIENTADOR: Yeddo Braga Blauth

PORTO ALEGRE

2009

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

TITO LÍVIO SANTIN MACHADO

**CONTROLE DE VAZÃO COM MOTOR DE INDUÇÃO DE
PÓLOS FENDIDOS**

Este projeto foi julgado adequado para fazer jus aos créditos da Disciplina de “Projeto de Diplomação”, do Departamento de Engenharia Elétrica e aprovado em sua forma final pelo Orientador e pela Banca Examinadora.

Orientador: _____

Prof. Dr. Yeddo Braga Blauth, UFRGS
Doutor pela UFSC, Florianópolis-SC, Brasil.

BANCA EXAMINADORA:

Prof. Dr. Roberto Petry Homrich, UFRGS
Doutor pela UNICAMP, Campinas-SP, Brasil.

Prof. Dr. Luiz Tiarajú dos Reis Loureiro, UFRGS
Doutor pela UFRGS, Porto Alegre-RS, Brasil.

Porto Alegre (dezembro/2009)

DEDICATÓRIA

Dedico este trabalho à minha família, mãe pai e irmã, que proveram apoio incondicional acompanhando de perto cada pequeno avanço, vitória, principalmente, contribuindo com incentivo nas inúmeras vezes que esse se fez necessário, e reconhecimento, quando merecido.

À namorada e companheira que soube compreender os longos momentos dedicados a este objetivo, com a qual pude dividir as dificuldades, ansiedades e vitórias superadas neste período.

AGRADECIMENTOS

Concluir a graduação em engenharia elétrica nesta instituição representa além de orgulho, muita dedicação e dificuldade. Somente quem convive diariamente com esta rotina pode entender quão sacrificante é atravessar este caminho.

Justamente por não trilhar sozinho este caminho que meu principal agradecimento é dirigido aos meus pais, Rita e Waldir Machado e namorada, Luciele B. Andretti. Sem seu apoio e compreensão jamais seria possível atingir este objetivo

Ao professor orientador fica a minha gratidão pela disponibilidade e dedicação dispensada desde o princípio das atividades que culminaram neste trabalho, mas sobretudo por mostrar-me um universo de possibilidades totalmente novo para a graduação que concluo.

Aos colegas e amigos de curso, pelas infindáveis horas de estudo, discussões e conversas, responsáveis por atenuar os momentos difíceis e amplificar os momentos de alegria

A empresa TRAFÓ equipamentos elétricos S.A. pelo tratamento diferenciado dispensado, não medindo esforços para conciliar minha carreira profissional e acadêmica. Em especial ao Chefe e demais colegas de setor os quais se revelaram verdadeiros amigos ao proporcionar a estrutura necessária para bom desempenho das minhas tarefas ainda que necessitando estar ausente por determinados momentos

Finalmente aos demais familiares que torceram e torcem por mim enviando sempre uma energia positiva que me motiva sempre a continuar avançando

RESUMO

Este trabalho apresenta uma contribuição relativa ao estudo da variação de vazão de uma bomba de água acionada por um motor de indução de pólos fendidos, quando este é alimentado com tensão e frequência variáveis. O tipo de modulação a ser utilizada pelo conversor estático que alimenta o motor é definido a partir de considerações teórico-práticas relativas ao funcionamento de regime permanente, de forma a ter bom desempenho e baixo custo.

Palavras-chave: Motor de pólos fendidos. Controle de vazão. Inversor.

ABSTRACT

This document presents a contribution to the study of the flow control of a water pump moved by a shaded-pole induction motor. The motor drive works with variable voltage and frequency, the modulation is defined from theoretical and practical steady state considerations and the cost is also taking into account

Keywords: Shaded-pole motor. Flow control. Inverter.

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	10
1.1 MOTIVAÇÃO.....	11
1.2 ESTRUTURA DO TRABALHO	13
2 CONTEXTO DO PROJETO	14
3 CONSIDERAÇÕES INICIAIS	16
4 A BANCADA DE TESTES.....	18
4.1 CIRCUITO HIDRÁULICO	18
4.1.1 Reservatório de água	19
4.1.2 Tubulação	19
4.1.3 Eletrobomba,	19
4.1.4 Hidrômetro	21
4.2 INSTRUMENTAÇÃO	22
4.2.1 Corrente no motor (im).....	22
4.2.2 Freqüência de operação (f)	22
4.2.3 Vazão da água (Q).....	22
4.2.4 Velocidade angular do rotor (ω)	22
4.3 O CIRCUITO IMPLEMENTADO	23
4.3.1 O circuito de potência.....	25
5 ENSAIOS REALIZADOS	29
6 CONCLUSÃO.....	33
REFERÊNCIAS	34
ANEXO.....	36

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1: Topologia utilizada em Machado e Blauth, 2006.....	14
Figura 2.2: Tensão e corrente do motor quando alimentado pelo inversor.....	15
Figura 2.3: Topologia a ser estudada neste trabalho	15
Figura 4.1: Circuito hidráulico	18
Figura 4.2: Eletrobomba composta, da esquerda para a direita, da bomba de água, motor de pólos fendidos e ventilador acoplado ao eixo para auto-refrigeração	20
Figura 4.3: Estator detalhando os anéis de cobre em curto formando os pólos fendidos ou sombreados	20
Figura 4.4: Bobina da eletrobomba acoplada ao núcleo de aço Laminado.....	21
Figura 4.5: Hidrômetro marca LAO.....	21
Figura 4.6: Montagem utilizada para medida da velocidade angular do motor	23
Figura 4.7: Circuito completo implementado.....	24
Figura 4.8: Modos de funcionamento do retificador.....	25
Figura 4.9: Modos de acionamento do inversor.....	26
Figura 4.10: Formas de ondas esperadas nos terminais do motor.....	27
Figura 5.1: Tensão e corrente do motor nas condições nominais	30
Figura 5.2: Gráfico Vazão (Q) x Frequência (f).....	32

ABREVIACÕES

ω	Velocidade angular do eixo do motor.
f	Freqüência de operação. Freqüência da 1 ^o harmônica das tensões e correntes do inversor e do motor
Im	Corrente do motor.
Inom	Valor nominal de Im.
Q	Vazão de água.
rpm	Rotações por minuto.
Tp	Largura do pulso gerado por cada transistor IGBT (Fig. 11).
Td	Largura do pulso gerado por cada diodo (Fig. 11).
V/f	(V/f constante) Lei de controle que mantem a tensão do motor proporcional  freqüência.
Vc	Tensão do capacitor
Vcc	Tensão de alimentação $\pm 15V$
Vca	Tensão do ramo CA – corrente alternada
Vm	Tensão do motor.
Vr	Valor eficaz da tensão da rede.
Zeq	Impedância equivalente do motor (V_m/I_m).

1 INTRODUÇÃO

Desde o início da era da eletrônica de potência até os dias de hoje, muitas pesquisas relacionadas à variação de velocidade de motores elétricos têm sido realizadas. A grande maioria delas refere-se a motores trifásicos de indução, onde a necessidade de uma performance superior justifica, em muitos casos práticos, a utilização de inversores trifásicos com complexos métodos de controle e de geração de padrões PWM. Outras pesquisas, que estudam casos onde as potências envolvidas são pequenas, consideram que o mais importante é o custo da eletrônica utilizada e a modulação com onda quadrada ou quase quadrada torna-se uma opção interessante (LEONG, 2004).

Apenas há cinco ou dez anos o controle de velocidade de motores monofásicos de indução tem gerado trabalhos de forma mais permanente. Entre as razões que justificam esta mudança está principalmente a contínua diminuição dos custos da eletrônica, o aumento vertiginoso do número de unidades comercializadas dos mais variados produtos que utilizam tais motores e o constante apelo por melhoria de desempenho.

A maioria desses trabalhos procura otimizar o desempenho dinâmico de motores que foram originalmente concebidos com um enrolamento auxiliar, o qual é necessário na partida do motor, mas que tem sua função ampliada no sentido de gerar um campo girante (COLLINS, 1990; LEE, 2001; PIMENTEL, 2004; HAMAD, 2004). Outros trabalhos buscam novas topologias para os conversores utilizados, analisando suas vantagens e desvantagens e, principalmente, tentando diminuir custos (MAKKY, 1995; BA-THUNYA, 2001; BLAABJERG, 2002).

Motores de pólos fendidos formam uma classe específica de motores monofásicos de indução, nos quais há pólos salientes. O conjugado de partida é gerado a partir de uma espira em curto-circuito (a espira de sombra), a qual defasa o campo magnético produzido em partes estratégicas de cada pólo. Tais motores têm como principais vantagens seu baixo custo e uma construção simples, robusta e confiável; e como principais desvantagens, baixo conjugado de partida, baixo rendimento e baixo fator de potência. Adicionalmente, são difícil análise devido à presença de enrolamentos assimétricos, fluxo não uniforme no entreferro e saturação (OSHEIBA, 1991; JÓZSEF, 1997; ALUZRI, 2002). Como consequência de suas características, os motores de pólos fendidos são amplamente utilizados para acionar bombas e ventiladores, que são cargas que têm baixo conjugado de partida, na faixa de pequenas potências, até aproximadamente 50W, onde o baixo rendimento é tolerável.

Trabalhos sobre motores de pólos fendidos alimentados por conversores estáticos são praticamente inexistentes na literatura, embora estejam começando a aparecer (GAO, 2005; MACHADO & BLAETH, 2006). De fato, a constante diminuição dos custos associados à eletrônica está modificando esta situação.

O objetivo deste trabalho é estudar as questões teóricas que devem orientar uma implementação e verificar na prática o comportamento de um motor de pólos fendidos que aciona uma bomba de água com velocidade variável

1.1 MOTIVAÇÃO

Contemplamos um cenário mundial em que o valor da matéria prima empregada na manufatura de motores vem crescendo vertiginosamente. O ferro e o cobre utilizados na manufatura do núcleo e das bobinas têm sua cotação atualizada instantaneamente nos mais

variados mercados e moedas do mundo. Essa realidade aliada ao exponencial aumento no número de peças demandado pelo mercado consumidor sugere que qualquer otimização agregada ao processo fabril, se multiplicada pelo número de peças, pode desequilibrar positivamente em favor do fabricante mais eficiente.

Acreditando que o custo de implementação de eletrônica tende a andar na contramão deste caminho, atingindo valores mais baixos quanto maior for a demanda e desenvolvimento tecnológico, surgiu o interesse no estudo dos possíveis resultados obtidos com o controle de frequência e tensão nesta classe de motores.

Seguindo esse raciocínio, um motor de 50W de potência operando na frequência nominal de 60 Hz da rede sem nenhum tipo de controle eletrônico pode ser mais caro do que um motor de 30W operando a 120Hz com o auxílio de eletrônica, por exemplo, e ainda assim poderiam obterem resultados operacionais similares em ambos os casos.

O custo final da eletrônica também não é objeto de estudo específico neste trabalho. No entanto, como a perspectiva de se propor um sistema de muito baixo custo é, talvez, a principal motivação da pesquisa, foi considerado importante fazer ao menos uma análise comparativa. Neste sentido, pode-se observar que atualmente fontes de alimentação de 300W para computadores podem custar menos de R\$ 50,00 e que lâmpadas fluorescentes compactas de 25W (que incluem a embalagem, a base e a lâmpada propriamente dita, ou seja, muito mais do que apenas a eletrônica) podem ser compradas por menos de R\$ 10,00. Estes valores indicam preços de venda ao consumidor final com taxas de 0,17 R\$/W e 0,40 R\$/W respectivamente.

Para um motor de 25W pode-se, então, estimar o preço de venda da eletrônica em, talvez, R\$ 6,00 (0,24 R\$/W) ou R\$ 8,00 (0,32 R\$/W), valores que são bem menores do que o preço de venda do motor e, com certeza, viabilizam a sua utilização.

Atualmente vem sendo desenvolvido através de convênio entre uma empresa integradora do conjunto de acionamento de eletrobombas e o laboratório LAMEC, do departamento de engenharia mecânica da UFRGS, um estudo específico para maximização de resultados e desenvolvimento de um sistema de controle para motor de indução de pólos fendidos onde se encontra em análise a possibilidade de implementação desta tecnologia em escala industrial em sua linha de montagem.

1.2 ESTRUTURA DO TRABALHO

O trabalho está dividido em 7 capítulos numerados e distintos, incluindo este introdutório, composto pela motivação e objetivos.

O capítulo 2 relata brevemente o contexto e o histórico do projeto.

O capítulo 3 levanta as considerações iniciais, detalha a escolha da topologia utilizada e limita os pontos a serem discutidos.

O capítulo 4 detalha a montagem prática do protótipo bem como a instrumentação utilizada, procurando explicar os motivos teóricos de cada passo

O capítulo 5 descreve os resultados obtidos

Finalmente, no sexto e último capítulo, são apresentadas conclusões para análises feitas ao decorrer do trabalho.

Após o final das partes enumeradas encontra-se o Anexo I, com uma publicação realizada no Congresso Brasileiro de Automática (CBA), de autoria conjunta minha e deste mesmo professor orientador (Tito L. S. Machado, Yeddo B. Blauth, 2006). Esta publicação é a motivadora deste novo trabalho e por diversas vezes servirá como comparativo

2 CONTEXTO DO PROJETO

Em trabalho anterior (anexo 1) foi estudado o comportamento de um motor de indução de pólos fendidos quando alimentado com o circuito mostrado na Figura 2.1. Este circuito gerava as formas de onda de tensão (V_m) e corrente (I_m) mostradas na Figura 2.2, e era capaz de acionar uma bomba de água em uma ampla faixa de variação de vazão. Ensaio realizados com o protótipo construído possibilitaram um mapeamento completo do sistema e, como exemplo, mostraram que com tensão da rede $V_r = 127V$ a vazão de uma determinada bomba, originalmente projetada para uma vazão de 18l/min., podia ser controlada entre 7,0 l/min e 27,0 l/min.

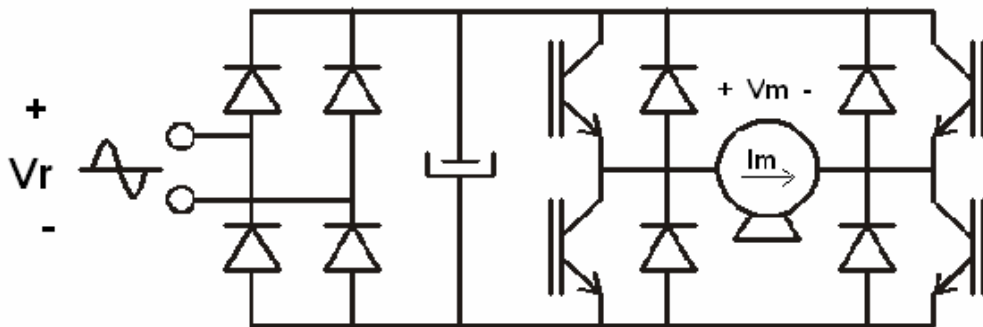


Figura 2.1: Topologia utilizada em Machado e Blauth, 2006.

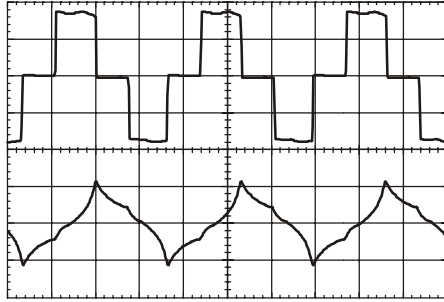


Figura 2.2: Tensão e corrente do motor quando alimentado pelo inversor da fig 2.1. Traço de cima: 100V/div; traço de baixo: 4A/div; escala de tempo: 5ms/div.

Naquela oportunidade (MACHADO & BLAUTH, 2006) já havíamos deixado como sugestão o estudo de uma topologia mais simples e econômica, que é justamente a proposta deste novo trabalho (figura. 2.3).

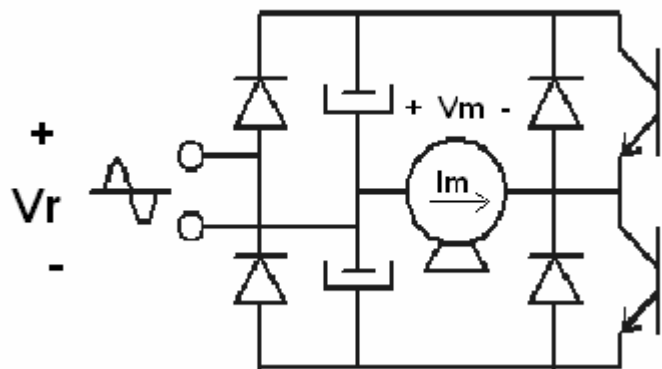


Figura 2.3: Topologia a ser estudada neste trabalho

3 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Quando motores trifásicos de indução são alimentados através de inversores, a corrente de magnetização é normalmente mantida constante em regime permanente através da conhecida lei que impõe V/f constante. Como consequência, as curvas de conjugado x escorregamento são também mantidas constantes e o conjugado nominal pode ser obtido em praticamente qualquer velocidade.

Já nos motores monofásicos de indução, as curvas de conjugado x escorregamento de regime permanente diminuem quando a frequência diminui, mesmo quando a razão V/f é mantida constante. Este comportamento típico indica que, dependendo da carga mecânica acionada, problemas devem ser esperados nas velocidades mais baixas (COLLINS, 1992; PIMENTEL, 2004), delimitando um ponto crítico mínimo para operação em baixa velocidade.

No entanto, a carga mecânica do acionamento deste trabalho é uma bomba de água e seu conjugado resistente também diminui quando a velocidade diminui. Por esta razão, como demonstrado em (MACHADO & BLAETH, 2006), mesmo em velocidades consideravelmente baixas será possível o funcionamento da bomba.

Por outro lado, com o inversor proposto (fig.2.3) não é possível gerar tensão senoidal, o que significa que harmônicas de corrente surgirão no enrolamento do motor. Mesmo assim, seu uso permanece válido posto que:

a) O motor tem característica elétrica de caráter fortemente indutivo, o que significa harmônicas de corrente relativamente pequenas.

- b) A carga é insensível a pequenas ondulações de conjugado.
- c) Harmônicas de corrente causam sobreaquecimento, mas sempre é possível manter a corrente do motor (I_m RMS) dentro de limites aceitáveis.
- d) Terá menor custo

4 A BANCADA DE TESTES

A fim de testar as idéias relativas ao controle de vazão proposto foi montada uma bancada de testes com os seguintes itens:

4.1 CIRCUITO HIDRÁULICO

O circuito hidráulico (Figura 4.1) possibilita que a água circule pela bomba e enquanto são medidas as grandezas de interesse.



Figura 4.1: Circuito hidráulico.

Uma descrição mais detalhada de cada parte integrante do circuito hidráulico será feita a seguir

4.1.1 Reservatório de água

O reservatório de água foi feito com um balde comum de 20 litros.

4.1.2 Tubulação

A tubulação necessária para fazer a água circular em circuito fechado foi construída com canos de PVC de $\frac{1}{2}$ polegada, de forma que a água saísse por baixo do balde, passasse pela eletrobomba, pelo medidor de vazão e voltasse para o balde. O comprimento total do percurso é de 2,75m, sendo 0,5m na vertical, e o volume total de água deslocado a cada instante foi calculado em 1,3 litros.

4.1.3 Eletrobomba,

A eletrobomba (figura 4.2) consiste de um motor de pólos fendidos ao qual se encontram mecanicamente acoplados, de um lado, um pequeno ventilador responsável pela ventilação do motor e, do outro lado, a bomba de água. Trata-se de um conjunto facilmente encontrado no comércio de peças de reposição para eletrodomésticos, embora não tenha placa de identificação contendo marca, modelo ou características técnicas

No detalhe da Foto 3 podemos observar o estator com os anéis de cobre em curto que caracterizam os motores de pólos fendidos e na Foto 4 podemos observar novamente o conjunto completo de um ângulo que realça a visualização da bobina.

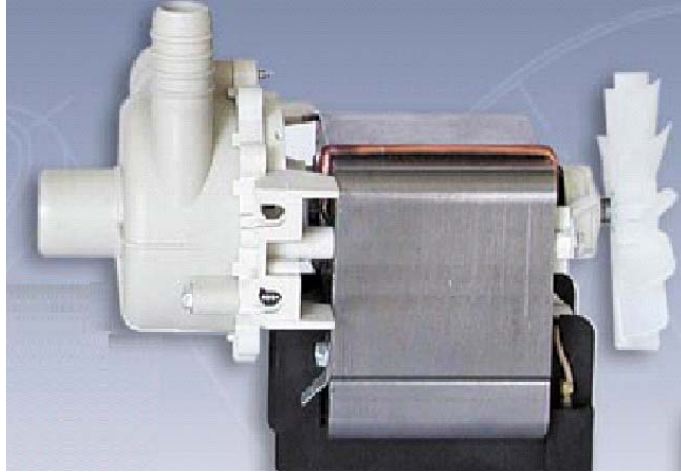


Figura 4.2: Ilustração de Eletrobomba similar a utilizada neste trabalho. Composta, da esquerda para a direita, da bomba de água, motor de pólos fendidos e ventilador acoplado ao eixo para auto-refrigeração.

Fonte: Catálogo EBERLE motores elétricos – Grupo Metalcorte



Figura 4.3: Estator detalhando os anéis de cobre em curto formando os pólos fendidos ou sombreados

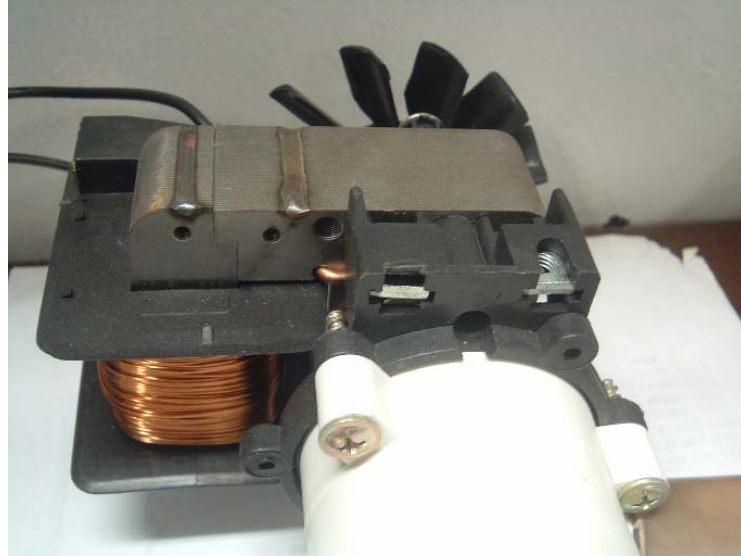


Figura 4.4: bobina da eletrobomba acoplada ao núcleo de aço laminado

4.1.4 Hidrômetro

O hidrômetro utilizado foi da marca LAO, e sua principal característica (para os propósitos desta pesquisa) é ter um ponteiro que dá uma volta completa a cada litro que passa por ele, de forma a ser possível medir a vazão com boa precisão.



Figura 4.5: Hidrômetro marca LAO

4.2 INSTRUMENTAÇÃO

As grandezas de interesse medidas foram: Corrente no motor (I_m), frequência de operação (f), vazão da água (Q) e velocidade angular do rotor (ω). Para leitura destes dados foram utilizados os seguintes equipamentos:

4.2.1 Corrente no motor (I_m)

A corrente eficaz ou RMS circulante no motor foi medida com auxílio de um amperímetro ferro-móvel

4.2.2 Frequência de operação (f)

A frequência de operação (f) é a frequência da primeira harmônica da tensão gerada pelo inversor. Naturalmente, a corrente I_m do motor tem esta mesma f .

Foi medida com um osciloscópio digital

4.2.3 Vazão da água (Q)

A vazão foi medida com o hidrômetro descrito no item 4.1.4

4.2.4 Velocidade angular (ω) do rotor

Para medir a velocidade angular do rotor da eletrobomba foi construído um conjunto composto de um fotodiodo e um fototransistor, dispostos um em frente ao outro (Foto 6). Este conjunto foi montado de forma que as hélices do ventilador da eletrobomba interrompessem o fluxo luminoso entre eles, fazendo com que o fototransistor gerasse pulsos.

Como o ventilador tem 12 pás, há 12 pulsos por rotação e, como consequência, a uma leitura de p. ex. 720Hz no coletor do fototransistor corresponde uma velocidade de $720/12 = 60$ rotações por segundo ou 3.600 rpm.



Figura 4.6: Montagem utilizada para medida da velocidade angular do motor

4.3 O CIRCUITO IMPLEMENTADO

O circuito completo implementado no protótipo está detalhado na figura 4.1.

No bloco 1 geramos uma onda triangular. Uma amostra desta onda é invertida no bloco 2 e ambas são comparadas com uma tensão constante de referência no bloco 3, gerando pulsos retangulares que controlam o disparo dos 2 transistores IGBT do inversor.

O ajuste da frequência do sistema é feito através do potenciômetro P1 do bloco 1. Já a V_m aplicada ao motor é controlada através do ajuste do potenciômetro P2 localizado no bloco 3 – comparador.

Os dois sinais de saída do bloco 3 possibilitam ajustes no circuito de potência do bloco 4, que será melhor detalhado adiante.

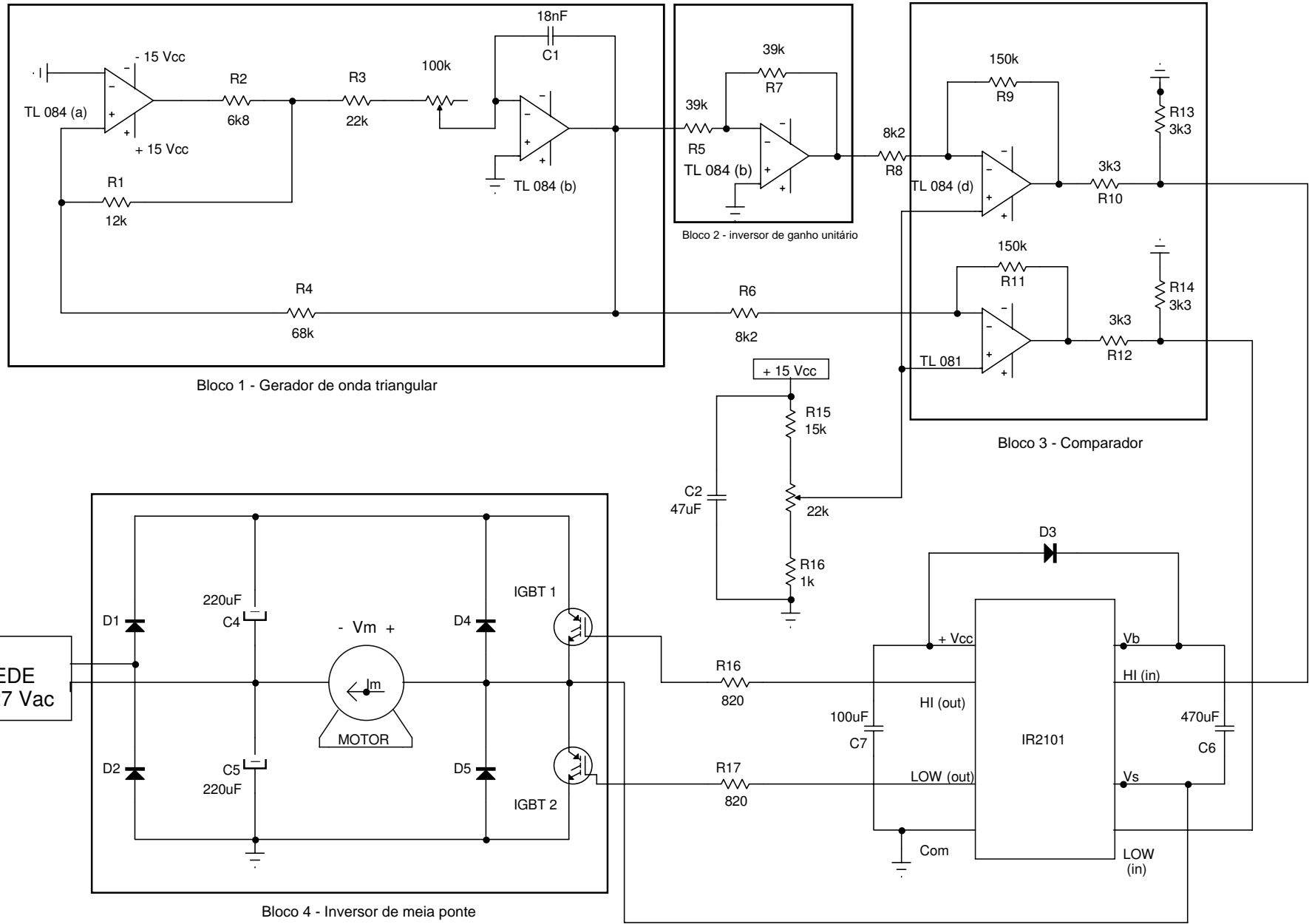


Figura 4.7 - Circuito completo implementado

O circuito de potência do bloco 4 pode ser dividido em 2 partes, retificador e inversor.

Para entender melhor seu funcionamento será descrito a seguir as etapas de acionamento que formam um ciclo completo de operação.

4.3.1 Circuito de potência

O circuito de potência é composto por um retificador dobrador e um inversor de meia ponte

Retificador dobrador:

Quando alimentado com tensão senoidal, o capacitor C1 é carregado durante o semiciclo positivo apresentando em seus terminais tensão VC1 (fig. 4.8-A). Já durante o semiciclo negativo o capacitor C2 é quem será carregado apresentando tensão VC2 nos seus terminais (fig 4.8-B).

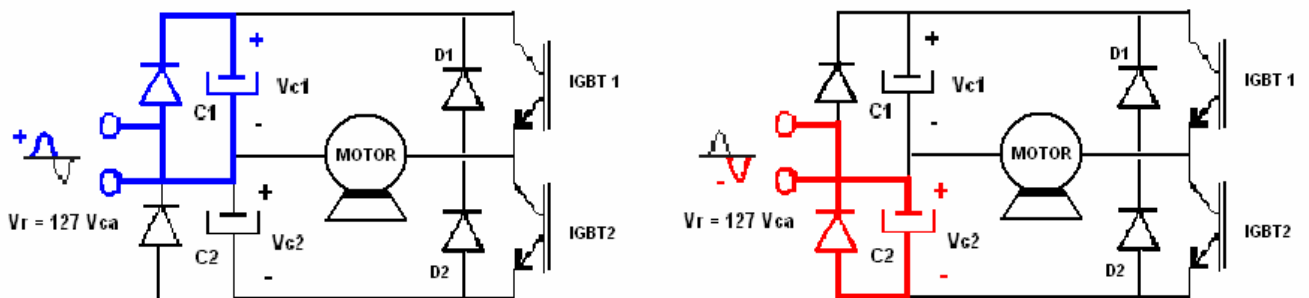


Figura 4.8 A e B: Modos de funcionamento do retificador. (a) semiciclo positivo e (b) negativo

A partir deste ponto os capacitores C1 e C2 servirão como fonte de tensão de corrente contínua para o restante do circuito. Considerando alimentação senoidal da rede (V_r) de 127V (AC) teremos em cada capacitor tensão de pico de aproximadamente 180V pela expressão a seguir:

$$V_{C1(PICO)} = V_r \times 1,41;$$

$$V_{C1(PICO)} = 127V \times 1,41 = 179V \text{Volts}$$

Este valor deve ser levado em conta para especificação dos capacitores bem como sua capacitância que determinará a velocidade da queda desta tensão durante o período de descarga contra o motor

Inversor de meia ponte

Na etapa seguinte do circuito de potência são utilizados dois transistores IGBT equipados com diodos rápidos. Para controle de disparo destes transistores foi implementada a lógica descrita nos blocos 1,2 e 3 do circuito apresentado na figura 4.7, que impossibilita a abertura simultânea, ou seja, é garantido que um transistor seja desabilitado antes da habilitação do outro. O circuito proposto foi especificado para operar com frequências entre 20 e 130 Hz.

As figuras 4.9 (a), (b), (c) e (d) mostram os modos de operação do inversor e caracterizam um ciclo completo.

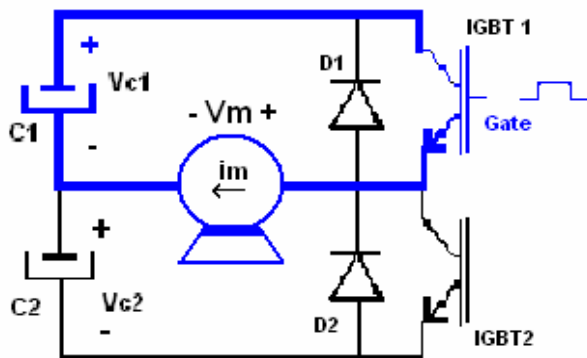


Figura 4.9 - A: Acionamento IGBT 1 (T_{p1})

$$V_m > 0, I_m > 0; V_m = V_{c1}$$

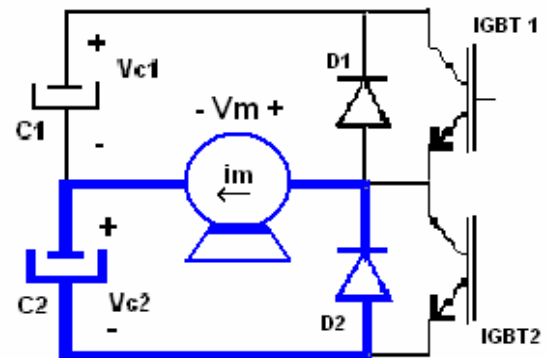


Figura 4.9 - B: Corrente residual percorrendo Diodo 2 (T_{d2})

$$V_m > 0, I_m > 0; V_m = -V_{c2}$$

Na Figura 4.9-A observamos o circuito inversor quando acionado o IGBT 1 gerando a corrente I_m , representada pela malha destacada em azul.

Devido a forte característica indutiva do motor a corrente que por ele circula não pode ser invertida instantaneamente ao desativar o IGBT 1 em cada período de transição entre estas

duas etapas, forçando I_{m1} a completar seu circuito através do diodo do quadrante oposto (D2), conforme descrito na Figura 4.9-B.

Em seguida será acionado o IGBT 2 gerando desta vez corrente I_m em sentido oposto, tendo comportamento análogo ao descrito anteriormente. (Figs 4.9-C e 4.9-D).

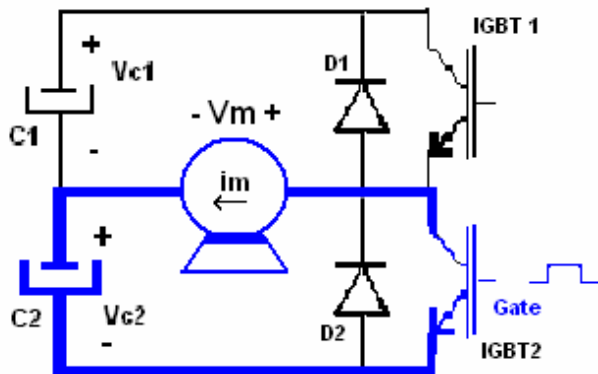


Figura 4.9 - C: Acionamento IGBT 2 (T_{p2})

$$V_m < 0, I_m < 0; V_m = -V_{c2}$$

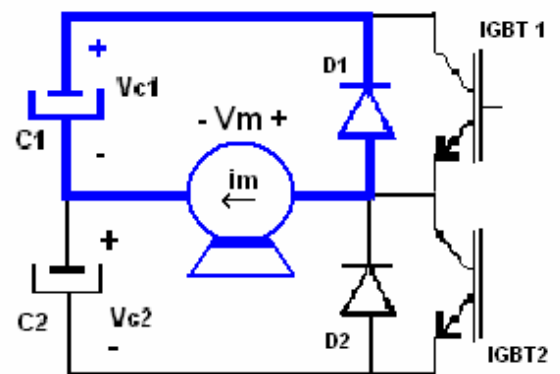
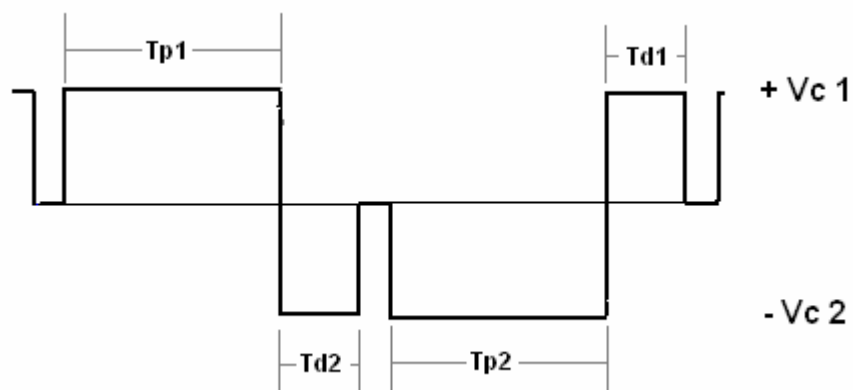


Figura 4.9 - D: Corrente residual percorrendo Diodo 1 (T_{d1})

$$V_m < 0, I_m < 0; V_m = V_{c1}$$

Devido à condução através dos diodos paralelos aos transistores IGBTs podemos esperar nos terminais do motor uma onda com assimetrias na tensão, conforme demonstra a Figura 4.10-A, a seguir.

Também é esperado um comportamento da corrente (i_m) conforme representado na figura 4.10-B



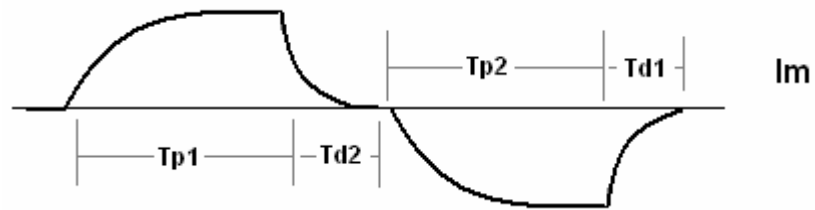


Figura 4.10: Formas de ondas esperadas nos terminais do motor
A cima: onda da tensão V_m .; A baixo: Onda da corrente I_m

Note-se que em frequências mais altas ocorrerá que a onda de tensão tenderá a ficar quadrada com a união entre os períodos de condução T_{p1} e T_{d1} com tensão $+V_{c1}$.

Analogamente um pulso único de tensão $-V_{c2}$ é esperado com período $T_{p2} + T_{d1}$. Esta expectativa deverá ser verificada durante os ensaios.

5 ENSAIOS REALIZADOS

Vale ressaltar para efeito comparativo que foi utilizada nos ensaios a mesma eletrobomba que gerou os resultados apresentados na publicação anterior (ver anexo I). O circuito hidráulico e a bancada de medições foram montados novamente, sempre tomando a precaução de recriar fielmente as mesmas condições anteriores, o que consumiu uma parte considerável do tempo dedicado à realização deste trabalho.

Como as características nominais da eletrobomba não eram conhecidos ensaios foram realizados com alimentação direta da rede (60Hz). Alguns dos resultados obtidos nestes ensaios são apresentados na tabela I.

Tabela I. Resultados obtidos com alimentação senoidal da rede (60Hz).

	Sem água			Com água		
V _m	I _m	Z _{eq}	ω	I _m	ω	Q
(V)	(A)	(ohm)	(rpm)	(A)	(rpm)	(l/min)
90	1,12	80,4	3363	1,22	2770	16
100	1,4	71,4	3388	1,44	2918	17
127	2,5	50,8	3390	2,5	3092	18
140	3,36	41,7	3405	3,36	3140	18,4

A Tabela I mostra que a variação de vazão obtida com variação de tensão não é significativa, mostrando que variar a tensão não é um bom método para se obter variação de velocidade ou de vazão. Além disto, a tabela I mostra que a corrente do motor quase não varia quando o motor opera com carga ou a vazio, isto é, com ou sem água na tubulação; que a

corrente nominal do motor pode ser considerada $I_m \text{ nominal} = 2,5\text{A}$ e que o motor trabalha fortemente saturado (uma vez que Z_{eq} diminui quando V_m aumenta). Observando-se a Figura 5.1 pode-se concluir que, de fato, existe um forte conteúdo harmônico na corrente do motor mesmo quando este é alimentado com a tensão (quase) senoidal da rede.

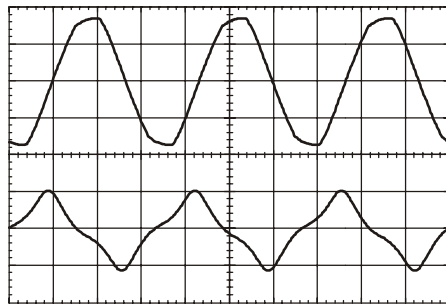


Figura 5.1: Tensão e corrente do motor nas condições nominais. Traço de cima: 100V/div, $V_{rms} = 127\text{V}$; traço de baixo: 4A/div, $I_{rms} = 2,5\text{A}$; escala de tempo: 5ms/div.

Com a bancada de testes funcionando a contento, muitos ensaios foram realizados. Para cada frequência era possível variar a largura dos pulsos da tensão (T_{p1} e T_{p2} da figura 4.10 – A), variando assim o valor RMS da corrente (I_m) do motor e medir a velocidade angular (ω), a vazão de água (Q) e o valor eficaz da corrente (I_m).

Muitas tabelas e gráficos foram gerados, mas a Figura 5.2 resume os principais resultados obtidos.

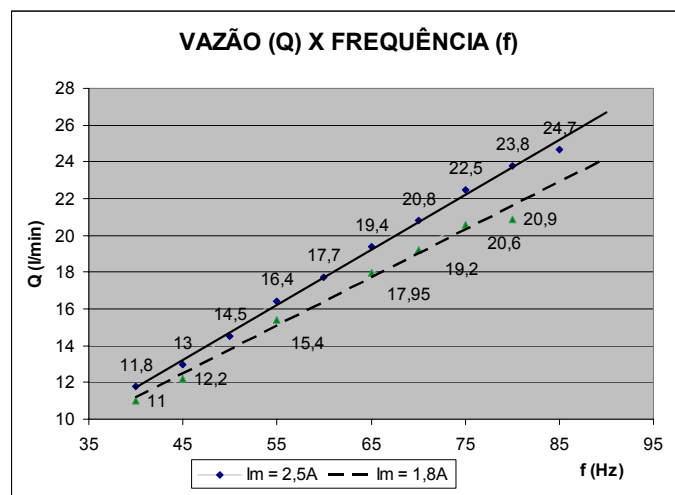


Figura 5.2 – Gráfico Vazão (Q) x Frequência (f)

O gráfico da Fig. 5.2 relaciona a vazão Q e a frequência f para 2 valores da corrente I_m do motor, mantido constante $V_r = 127V$.

No primeiro caso a linha superior representa $I_m = 2,5A$, já no segundo caso, temos a representação para $I_m = 1,8A$.

. Percebe-se que com $I_m = 2,5A$ em regime contínuo de funcionamento, p. ex., foi possível variar a vazão de água entre aproximadamente 11,8 l/min (40Hz) e 24,7 l/min (80Hz).

Para a reta inferior ($I_m = 1,8$), operando em frequências acima de 80Hz o motor perde o sincronismo e não é mais possível obter ganhos de vazão. De maneira equivalente na reta superior ($I_m=2,5$) há perda de sincronismo a partir de 87 Hz

Verificou-se também que se utilizado V_r diferente de 127V, porém ainda mantendo $I_m=2,5$, obtém-se resultados de vazão (Q) similares aos apresentados acima. Assim sendo é possível extrapolar as retas da figura 5.2 e dobrar a vazão nominal (de $Q = 18l/min$ para $Q = 36l/min$) em aproximadamente 130Hz desde que operando com tensão V_r superior

Na realidade, neste ponto já estamos trabalhando com o mesmo formato de onda quase quadrada proposto no artigo do anexo. Isso nos permite assumir que resultados idênticos são esperados nestas faixas de operação podendo chegar aos mesmos 40,0 l/min com $V_r = 180V$, por exemplo, conforme descrito no item 6.2 do mencionado anexo

De fato o dado mais relevante em relação a fig 5,3 é que, se comparado aos resultados obtidos na fig 8 do trabalho em Anexo, valores similares foram atingidos indicando que do ponto de vista da vazão pouco ou nada importa a diferença entre os dois formatos de onda aplicados ao motor, com a vantagem de que o inversor proposto neste trabalho é mais barato.

Relata-se aqui a ocorrência de eventuais efeitos indesejados como súbita variação de corrente e aceleração do rotor quando o inversor foi ajustado para operar próxima a

freqüência da rede, ou seja, 60Hz. Esses efeitos justificam-se pela interação entre a rede e modulação do inversor e portanto é desaconselhado a utilização na faixa entre 55Hz e 65Hz

Imaginava-se que nas altas freqüências, onde é nossa região de interesse de operação, a tensão aplicada aos terminais do motor seria praticamente quadrada como mencionado anteriormente. Porém, durante a obtenção destes dados foi possível verificar que essa expectativa não se confirmou para freqüências inferiores a 85 Hz e corrente nominal de 2,5A.

6 CONCLUSÃO

Este trabalho comprovou que motores de indução de pólos fendidos podem acionar bombas de água em uma ampla faixa de variação de vazão quando alimentados com f e V_m variáveis. Os ensaios realizados com o protótipo construído possibilitaram um mapeamento completo do sistema e, como exemplo, mostraram que com $V_r = 127V$ a vazão pode ser controlada entre 11 l/min e 24,7 l/min sem alterar a corrente nominal do motor.

A utilização do inversor proposto na Figura 2.3 mostrou-se adequada pois:

- Possibilitou o funcionamento da bomba com velocidade e vazão variáveis, com variações similares às obtidas em (MACHADO & BLAUTH, 2006), onde um inversor quase duas vezes mais caro foi utilizado.
- Possibilitou a utilização de modulação de baixa frequência, a qual é de simples implementação e gera baixas perdas no inversor
- a utilização da eletrônica pode proporcionar aumentos consideráveis de vazão e potência

Atualmente, para se obter um aumento de vazão é necessário construir o motor com mais chapas de ferro e mais cobre no enrolamento, e utilizar uma bomba com maior capacidade. A solução com eletrônica não altera nem o motor, nem a quantidade de cobre e nem a bomba, e tem custo equivalente, senão menor. Apenas o enrolamento do motor deve ser modificado (rebobinado com menos espiras), de forma que o mesmo resultado seja obtido com a tensão nominal da rede.

REFERÊNCIAS

ALUZRI, A.M. and MOHAMMED, I.A. Vector Optimization Design of a Shaded-Pole Induction Motor, IEEE. **Transactions on Energy Conversion**, vol. 17, No. 3, sept 2002, pp 374-379, 2002.

BA-THUNYA, A.S.; KHOPKAR, R.; WEI, K.; TOLYIAT, H.A. Single Phase Induction Motor Drives - A Literature Survey. **Proceedings of the IEEE International Electric Machines and Drives Conference**, pp 911-916, 2001.

BLAABJERG, F.; LUNGEANU, F.; SKAUG, K. AND AUPKE, A. Comparison of Variable Speed Drives for Single-Phase Inductions Motors. **Proceedings of the Power Conversion Conference PCC-2002**, Osaka, 2-5 april, pp 1328-1333, 2002.

COLLINS Jr., E.R. (1992). Torque and Slip Behavior of Single-Phase Induction Motors Driven from Variable Frequency Supplies, IEEE **Transactions on Industry Applications IA**, vol. 28, No 3, may/june/1992, pp. 710-715.

GAO, Y.; CHAU, K.T.; YE, S. (2005). A Novel Chaotic-Speed Single-Phase Induction Motor Drive for Cooling Fans. **Conference Record of the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting IAS**. 2-6 oct, vol. 2, pp 1337-1341, 2005.

HAMAD, S.H.; BASHI, S.M.; ARIS, I. AND MAILAH, N.F. Speed Drive of Single-Phase Induction Motor. **Proceedings of the Power Conversion Conference PECon 2004**, 2-5 apr., pp 1328-1333, 2004.

JÓZSEF, V. AND DJURA, B. Analysis of the Characteristics of Single Phase Shaded Pole Induction Motor with Two Short-Circuited Auxiliary Phases, IEEE **Transactions on Energy Conversion**, vol. 12, No. 4, dec 1997, pp 269-274, 1997.

LEE, K.J.; KIM, H.G.; LEE, D.K.; CHUN, T.W. AND NHO, E.C. (2001). **High Performance Drive of Single-Phase Induction Motor**, **Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics**, 12-16 june, pp. 983-988, 2001.

LEONG, C.Y.; SCHOUTEN, N.P.; MALLIBAND, P.D. AND MCMAHON, R.A. A Comparison of Power Losses for Small (<1kW) Induction Motor Drives Adopting Squarewave and Sinusoidal PWM excitation, **Second International Conference on Power Electronics Machines and Drives PEMD 2004**, 331/03 a 02/04, pp. 286-290

MAKKY, A-R.A.M.; ABDEL-RAHIM, G.M AND EL-LATIF, N.A. A Novel DC Chopper Drive for a Single-Phase Induction Motor, IEEE **Transactions on Industrial Electronics**, vol. 42, No 1, febr/1995, pp 33-39, 1995.

OSHEIBA, A.M; AHMED, K.A; RAHMAN, M.A. (1991). Performance Prediction of Shaded Pole Induc-tion Motors, IEEE **Transactions on Industry Applications**, vol. 27, No 5, oct/91, pp 876-882.

PIMENTEL, L.F.C.; NEVES, F.A.S.; CAVALCANTI, M.C. AND SELEME Jr., S.I. Modern Control Techniques for Single-Phase Inductions Motors High-Performance Drive Systems, Anais da **VI Conferência Internacional de Aplicações Industriais** INDUSCON 2004, Joinville, pp 1-6, 2004.

ANEXO

CONTROLE DE VAZÃO COM MOTOR DE INDUÇÃO DE PÓLOS FENDIDOS

TITO L. S. MACHADO, EVERTON F. DE OLIVEIRA E YEDDO B. BLAUTH

Laboratório de Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico - LEPACE
Departamento de Engenharia Elétrica - DELET
Universidade Federal do Rio Grande do Sul - UFRGS
Av. Osvaldo Aranha, 103
90110-290 Porto Alegre RS
email: yeddo@ufrgs.br

Abstract - This paper presents a contribution to the study of the flow control of a water pump moved by a shaded-pole induction motor. The motor drive works with variable voltage and frequency, the modulation is defined from theoretical and practical steady state considerations and the cost is also taking into account. Experimental results are gathered and a simple microprocessor or single-chip implementation is proposed.

Keywords - Shaded-pole motor, flow control, inverter.

Resumo - Este trabalho apresenta uma contribuição relativa ao estudo da variação de vazão de uma bomba de água acionada por um motor de indução de pólos fendidos, quando este é alimentado com tensão e frequência variáveis. O tipo de modulação a ser utilizada pelo conversor estático que alimenta o motor é definido a partir de considerações teórico-práticas relativas ao funcionamento de regime permanente, de forma a ter bom desempenho e baixo custo. Resultados experimentais são coletados e uma implementação com microprocessador ou com circuito integrado dedicado é proposta.

Palavras-chave - Motor de pólos fendidos, controle de vazão, inversor.

1 Simbologia

α	Ângulo correspondente a $T_p/2$ (Fig. 1).
ω	Velocidade angular do eixo do motor.
f	Frequência de V_m .
I_1	Valor eficaz da 1ª harmônica de I_m .
I_m	Corrente do motor.
I_n	Valor eficaz da n -ésima harmônica de I_m .
I_{nom}	Valor nominal de I_m .
I_{rms}	Valor eficaz de I_m .
n	Número da harmônica considerada.
pu	Por unidade - indica valores parametrizados.
Q	Vazão de água.
rpm	Rotações por minuto.
T_p	Largura do pulso gerado pelo inversor (Fig. 1).
V_1	Valor eficaz da 1ª harmônica de V_m .
V_{cc}	Tensão do ramo CC.
V/f	(V/f constante) Lei de controle que mantém a tensão do motor proporcional à frequência.
V_m	Tensão do motor.
V_n	Valor eficaz da n -ésima harmônica de V_m .
V_r	Valor eficaz da tensão da rede.
Z_{eq}	Impedância equivalente do motor (V_m/I_m).

2 Introdução

Desde o início da era da eletrônica de potência até os dias de hoje muitas pesquisas relacionadas à variação de velocidade de motores elétricos têm sido realizadas. A grande maioria delas refere-se a motores trifásicos de indução, onde a necessidade de uma performance superior justifica em muitos casos práticos a utilização de inversores trifásicos com

complexos métodos de controle e de geração de padrões PWM. Outras pesquisas, que estudam casos onde as potências envolvidas são pequenas, consideram que o mais importante é o custo da eletrônica utilizada e a modulação com onda quadrada ou quase quadrada torna-se uma opção interessante (Leong, 2004).

Apenas há 5 ou 10 anos o controle de velocidade de motores monofásicos de indução tem gerado trabalhos de forma mais permanente. Entre outras razões que justificam esta mudança estão principalmente a contínua diminuição dos custos da eletrônica, o aumento vertiginoso do número de unidades comercializadas dos mais variados produtos que utilizam tais motores e o constante apelo por melhoria de desempenho.

A maioria destes trabalhos procura otimizar o desempenho dinâmico de motores que foram originalmente concebidos com um enrolamento auxiliar, o qual é necessário na partida do motor, mas que tem sua função ampliada no sentido de gerar um campo girante (Collins, 1990; Lee, 2001; Pimentel, 2004; Hamad, 2004). Outros trabalhos buscam novas topologias para os conversores utilizados, analisando suas vantagens e desvantagens e, principalmente, tentando diminuir custos (Makky, 1995; Ba-thunya, 2001; Blaabjerg, 2002).

Motores de pólos fendidos formam uma classe específica de motores monofásicos de indução, nos quais há pólos salientes e não há enrolamento auxiliar. O conjugado de partida é gerado a partir de uma espira em curto-circuito (a espira de sombra), a qual defasa o campo magnético produzido em partes estratégicas de cada pólo. Tais motores têm como

principais vantagens seu baixo custo e uma construção simples, robusta e confiável; e como principais desvantagens, baixo conjugado de partida, baixo rendimento e baixo fator de potência, além de serem de difícil análise devido à presença de enrolamentos assimétricos, fluxo não uniforme no entreferro e saturação (Osheiba, 1991; József, 1997; Aluzri, 2002). Como consequência de suas características, os motores de pólos fendidos são amplamente utilizados para acionar bombas e ventiladores, que são cargas que têm baixo conjugado de partida, na faixa de pequenas potências, até aproximadamente 50W, onde o baixo rendimento é tolerável.

Trabalhos sobre motores de pólos fendidos alimentados por conversores estáticos são praticamente inexistentes na literatura, embora estejam começando a aparecer (Gao, 2005). De fato, a constante diminuição dos custos associados à eletrônica está modificando esta situação.

O objetivo deste trabalho é estudar as questões teóricas que devem orientar uma implementação e verificar na prática o comportamento de um motor de pólos fendidos que aciona uma bomba de água com velocidade variável. Neste sentido, o item (3) apresenta algumas considerações iniciais, principalmente a respeito da estratégia de modulação a ser empregada, o item (4) apresenta a bancada de testes que foi montada, o item (5) apresenta os resultados obtidos e no item (6) são feitas algumas propostas.

3 Considerações iniciais

Quando motores trifásicos de indução são alimentados através de inversores, a corrente de magnetização é normalmente mantida constante em regime permanente através da conhecida lei que impõe V/f constante. Como consequência, as curvas de conjugado x escorregamento são também mantidas constantes e o conjugado nominal pode ser obtido em praticamente qualquer velocidade. Quando há interesse em se obter elevado desempenho dinâmico, manter V/f constante não é suficiente e alguma variação de controle vetorial deve ser utilizada.

Já nos motores monofásicos de indução, as curvas de conjugado x escorregamento de regime permanente diminuem quando a frequência diminui, mesmo quando a razão V/f é mantida constante. Este comportamento típico indica que, dependendo da carga mecânica acionada, problemas devem ser esperados nas velocidades mais baixas (Collins, 1992; Pimentel, 2004).

No entanto, a carga mecânica do acionamento deste trabalho é uma bomba de água e seu conjugado resistente também diminui quando a velocidade diminui. Por esta razão, tudo indica que utilizar a lei V/f constante irá possibilitar o funcionamento da bomba mesmo em velocidades consideravelmente baixas.

Por outro lado, sem um enrolamento auxiliar que possa ser utilizado na implementação de algum tipo de controle vetorial, é de se esperar que o acionamento com motor de pólos fendidos e V/f constante tenha baixo desempenho dinâmico.

No entanto, mais uma vez deve-se observar o ponto de vista da carga e considerar que sistemas ou equipamentos que utilizam bombas de água não costumam exigir elevado desempenho dinâmico.

Por estas razões, decidiu-se que a implementação da lei V/f constante seria, ao menos, um bom ponto de partida.

A fim de se gerar uma fonte com tensão e frequência variáveis seria necessário implementar algum tipo de inversor e definir o tipo de modulação a ser empregado. Considerou-se, então, que:

- a) A eletrônica deveria ter baixo custo.
- b) A carga mecânica (bomba de água) é insensível a pequenas ondulações de conjugado.
- c) O motor tem característica elétrica de caráter fortemente indutivo, o que significa que eventuais harmônicas de tensão geradas pelo inversor gerariam harmônicas de corrente que teriam amplitudes tanto menores quanto maiores fossem as frequências envolvidas.

Como conclusão, decidiu-se que não seria necessário utilizar modulação PWM, optando-se, então, pela forma de onda apresentada na Fig. 1.

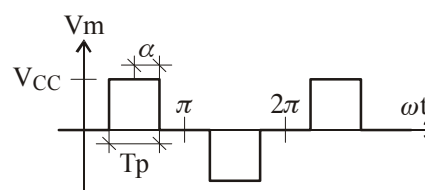


Fig. 1. Forma de onda da tensão V_m aplicada no motor

Os valores eficazes das harmônicas da tensão aplicada nos terminais do motor podem ser calculados a partir da série de Fourier da forma de onda mostrada na Fig. 1 e são dadas por (1).

$$V_n = \frac{4V_{CC}}{n\pi\sqrt{2}} \text{sen}(n\alpha) \quad n = 1,3,5... \quad (1)$$

A fim de se cumprir a lei V/f constante é preciso fazer, na verdade, V_1/f constante, de forma que a largura do pulso deve ser variável com a frequência, de acordo com (2).

$$\frac{V}{f} = \frac{127}{60} \cong \text{cte} \Rightarrow \alpha = \arcsen\left(\frac{1,66f}{V_r}\right) \quad (2)$$

O valor 1,66 que surge em (2) é calculado supondo-se que o retificador não tem perdas e gera no ramo CC uma tensão de $V_{CC} = V_r\sqrt{2}$, e ainda que os valores nominais de tensão e de frequência são, respectivamente, 127V e 60Hz. Este valor

indica, p. ex., que para $V_r = 127V$ não é possível manter V/f constante acima de $127/1,66 = 76,4Hz$.

A largura do pulso T_p pode, então, ser calculada a partir de (3) e as harmônicas de tensão ficam como mostrado em (4).

$$T_p = \frac{\alpha}{f\pi} = \frac{1}{f\pi} \arcsen\left(\frac{1,66f}{V_r}\right) \quad (3)$$

$$V_n = \frac{4V_r}{n\pi} \left[\arcsen\left(\frac{1,66f}{V_r}\right) \right] \quad n = 1,3,5... \quad (4)$$

Admitindo-se que o motor representa uma carga basicamente indutiva, as harmônicas de corrente I_n que irão circular no motor quando este for alimentado por uma tensão com a forma mostrada na Fig. 1 são dadas, de forma parametrizada, por (5).

$$\frac{I_n}{I_1} = \frac{V_r}{1,66n^2f} \left[\arcsen\left(\frac{1,66f}{V_r}\right) \right] \quad n = 1,3,5... \quad (5)$$

A partir de (5) podem ser calculados o valor eficaz parametrizado da corrente do motor I_{RMSpu} e sua taxa de distorção harmônica THD, além dos valores parametrizados de qualquer harmônica. Alguns destes cálculos são mostrados na Fig. 2.

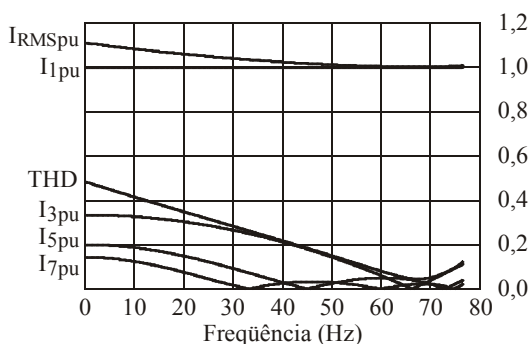


Fig. 2. Valores parametrizados dos valores eficazes das harmônicas de números 1, 3, 5 e 7; taxa de distorção harmônica THD e valor eficaz parametrizado da corrente que circula no motor quando ele é alimentado com a tensão mostrada na Fig. 1, $V_r = 127V$ e V/f constante.

A partir da Fig. 2 conclui-se que na faixa de maior interesse (de 30Hz ou 40Hz em diante) o valor eficaz parametrizado I_{RMSpu} da corrente do motor é aproximadamente igual à unidade, ou seja, o valor eficaz da corrente do motor é aproximadamente igual ao valor eficaz de sua primeira harmônica. Como consequência, pode-se afirmar que:

a) O conteúdo harmônico da corrente do motor nesta faixa é relativamente pequeno e a decisão de não utilizar padrões PWM, que foi tomada principalmente em função de uma diminuição dos custos, também não irá influir significativamente nas perdas.

b) A largura do pulso T_p que mantém V/f constante é aproximadamente a mesma que mantém I_{rms} constante, ou seja, é a mesma que mantém as perdas no cobre constantes.

Esta última conclusão possibilita uma inversão interessante na estratégia de obtenção da largura do pulso T_p que deve ser aplicada ao motor em cada frequência. De fato, já que manter V/f constante ou manter I_{rms} constante levam a resultados similares, neste trabalho decidiu-se que, quando possível, a largura do pulso T_p seria definida de forma a manter I_{rms} constante, método que garantiria também perdas no cobre constantes.

Note-se que o cálculo exato das perdas do motor não é realizado neste trabalho em função das dificuldades já comentadas (Osheiba, 1991; József, 1997; Aluzri, 2002), mas que o assunto é da maior relevância, pois em hipótese alguma deve-se operar em temperaturas superiores àquelas para as quais o motor foi projetado.

Sabe-se que o aquecimento de motores com ventilação própria é maior nas baixas velocidades, pois a ventilação diminui. Conseqüentemente, as perdas deverão diminuir nas baixas velocidades e o valor eficaz da corrente do motor também. O motor irá funcionar com enfraquecimento de campo e a questão fundamental será determinar o ponto em que haverá perda de sincronismo e o motor irá parar.

Da mesma forma, o custo da eletrônica também não é objeto de estudo específico neste trabalho. No entanto, como a perspectiva de se propor um sistema de muito baixo custo é, talvez, a principal motivação da pesquisa, foi considerado importante fazer ao menos uma análise comparativa. Neste sentido, pode-se observar que atualmente fontes de alimentação de 300W para computadores podem custar menos de R\$ 50,00 e que lâmpadas fluorescentes compactas de 25W (que incluem a embalagem, a base e a lâmpada propriamente dita, ou seja, muito mais do que apenas a eletrônica) podem ser compradas por menos de R\$ 10,00. Estes valores indicam preços de venda ao consumidor final com taxas de 0,17 R\$/W e 0,40 R\$/W respectivamente.

Para um motor de 25W pode-se, então, estimar o preço de venda da eletrônica em, talvez, R\$ 6,00 (0,24 R\$/W) ou R\$ 8,00 (0,32 R\$/W), valores que são bem menores do que o preço de venda do motor e, com certeza, viabilizam a sua utilização.

4 A bancada de testes

A fim de testar as idéias relativas ao controle de vazão proposto foi montada uma bancada de testes com uma eletrobomba, um hidrômetro, um medidor de velocidade angular, um balde e a tubulação necessária para fazer a água circular em circuito fechado, além da eletrônica responsável pela variação da velocidade do motor.

A eletrobomba consiste de um motor de pólos fendidos ao qual encontram-se mecanicamente acoplados, de um lado, um pequeno ventilador responsável pela ventilação do motor e, do outro lado, a bomba de água. Trata-se de um conjunto

facilmente encontrado no comércio de peças de reposição para eletro-domésticos.

O hidrômetro utilizado foi da marca LAO, e sua principal característica (para os propósitos desta pesquisa) é ter um ponteiro que dá uma volta completa a cada litro que passa por ele, de forma a ser possível medir a vazão com boa precisão.

O medidor de velocidade angular foi construído com um fotodiodo e um fototransistor, dispostos um em frente ao outro. Este conjunto foi montado de forma que as hélices do ventilador da eletrobomba interrompessem o fluxo luminoso entre eles, fazendo com que o fototransistor gerasse pulsos em sua tensão de coletor com uma frequência proporcional à velocidade angular do eixo. Como o ventilador tem 12 pás, há 12 pulsos por rotação e, como consequência, a uma leitura de p. ex. 720Hz no coletor do fototransistor corresponde uma velocidade de $720/12 = 60$ rotações por segundo ou 3.600 rpm.

O balde utilizado foi do tipo comum, com capacidade para 20 litros. A tubulação foi construída com canos de PVC de $\frac{1}{2}$ polegada, de forma que a água saísse por baixo do balde, passasse pela eletrobomba, pelo medidor de vazão e voltasse para o balde. O comprimento total do percurso é de 2,75m, sendo 0,5m na vertical, e o volume total de água deslocado a cada instante foi calculado em 1,3 litros.

Com relação à topologia do conversor que deveria ser utilizada, após algumas discussões decidiu-se implementar a configuração clássica da Fig. 3, de forma a ser possível gerar nos terminais do motor os três níveis de tensão da Fig. 1.

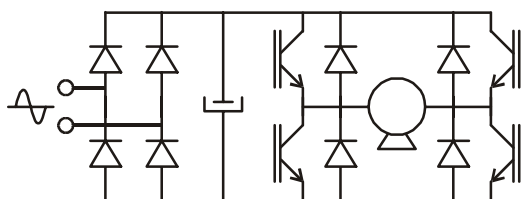


Fig. 3. Topologia clássica, utilizada na alimentação do motor.

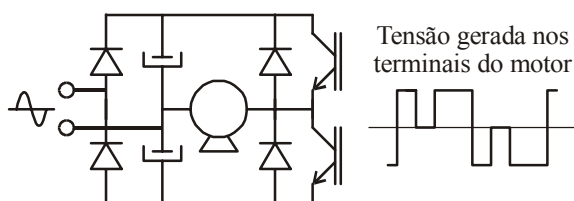


Fig. 4. Topologia de menor custo que a da Fig. 3, com a qual não se consegue gerar a tensão mostrada na Fig. 1.

Note-se que, em princípio, seria possível utilizar também a topologia da Fig. 4, que tem menos semicondutores e, conseqüentemente, menor custo. No entanto, esta topologia não é capaz de alimentar o motor com a tensão desejada da Fig. 1, gerando uma forma de onda de tensão com maior conteúdo harmônico, como mostrado na própria Fig. 4. Ainda assim, graças a seu menor custo, trata-se de uma topologia que deverá ser estudada em trabalhos futuros.

5 Ensaios realizados

A eletrobomba foi comprada no comércio local apenas como sendo peça de reposição para máquinas de lavar e não veio com nenhum tipo de informação técnica. Por esta razão, a realização de ensaios prévios com alimentação senoidal foi necessária.

Alguns dos resultados obtidos nestes ensaios são apresentados na tabela I.

Tabela I. Resultados obtidos com alimentação senoidal da rede (60Hz).

Vm (V)	sem água			com água		
	Im (A)	Zeq (Ω)	ω (rpm)	Im (A)	ω (rpm)	Q (l/min)
90	1,12	80,4	3363	1,22	2770	16,0
100	1,40	71,4	3388	1,44	2918	17,0
127	2,50	50,8	3390	2,50	3092	18,0
140	3,36	41,7	3405	3,36	3140	18,4

A tabela I mostra que a variação de vazão obtida com variação de tensão não é significativa, mostrando que variar a tensão não é um bom método para se obter variação de velocidade ou de vazão. Além disto, a tabela I mostra que a corrente do motor quase não varia quando o motor opera com carga ou a vazio, isto é, com ou sem água na tubulação; que a corrente nominal do motor pode ser considerada $I_{nom} = 2,5A$ e que o motor trabalha fortemente saturado (uma vez que Z_{eq} diminui quando V_m aumenta). Observando-se a Fig. 5 pode-se concluir que, de fato, existe um forte conteúdo harmônico na corrente do motor mesmo quando este é alimentado com a tensão (quase) senoidal da rede.

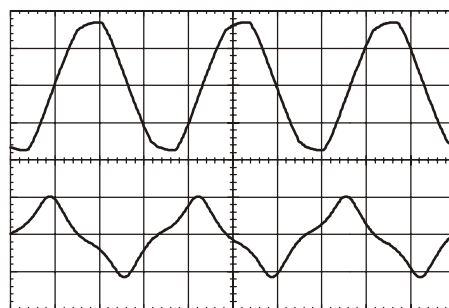


Fig. 5. Tensão e corrente do motor nas condições nominais. Traço de cima: 100V/div, $V_{rms} = 127V$; traço de baixo: 4A/div, $I_{rms} = 2,5A$; escala de tempo: 5ms/div.

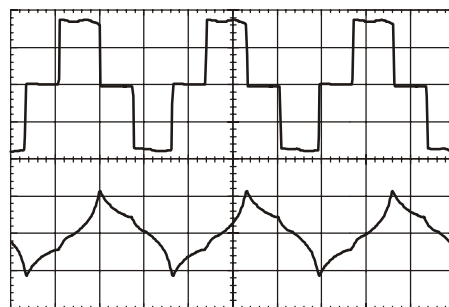


Fig. 6. Tensão e corrente do motor quando alimentado pelo inversor. Traço de cima: 100V/div; traço de baixo: 4A/div; escala de tempo: 5ms/div.

A Fig. 6 mostra uma aquisição da tensão e da corrente do motor quando este é alimentado com o inversor mostrado na Fig. 3. Nota-se que a tensão tem a forma desejada da Fig. 1 e que a corrente do motor não difere muito daquela da Fig. 5.

Com a bancada de testes funcionando a contento, muitos ensaios foram realizados. Para cada frequência era possível variar V_r e T_p , e medir, entre outras grandezas, a velocidade angular, a vazão de água, o valor eficaz da corrente e a temperatura da carcaça do motor, além de ser possível descobrir o ponto em que o motor perdia o sincronismo.

Muitas tabelas e gráficos foram gerados, mas a Fig. 7 resume os principais resultados obtidos, com os quais o motor funciona a contento, em regime contínuo ou intermitente.

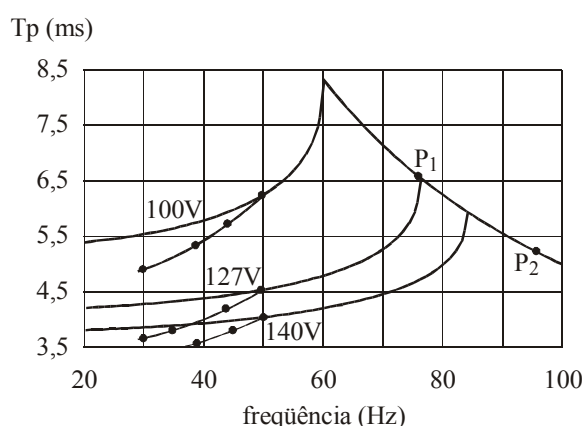


Fig. 7. Largura do pulso T_p em função da frequência, para 3 diferentes valores da tensão da rede.

Na fig. 7, a curva assinalada com 100V estabelece a largura do pulso T_p necessária para fazer $I_{rms} = I_{nom} = 2,5A$ quando $V_r = 100V$. Os resultados obtidos nos ensaios mostraram ótima concordância com a equação (3), de forma que na Fig. 7 é a equação (3) que está representada e círculos pretos indicativos das medidas realizadas não foram colocados sobre ela apenas por questões de clareza. Nota-se que T_p aumenta com f até 8,33ms em 60Hz, mantendo I_{rms} e V/f constantes. A partir daí, a forma de onda da tensão não pode mais se modificar (onda quadrada) e T_p começa a diminuir, forçando o motor a entrar na região de enfraquecimento de campo. O ponto P_1 assinala que em 75Hz o motor perde o sincronismo. Os ensaios mostraram também que abaixo de 50Hz a operação do motor em regime contínuo com $I_{rms} = 2,5A$ não é mais possível, pois ele superaquece. Neste caso, T_p e I_{rms} devem diminuir. A largura do pulso T_p que torna possível a operação do motor em regime contínuo (sem sobreaquecimento) foi obtida nos ensaios e aparece na Fig. 7 logo abaixo da indicação de 100V, com quatro círculos pretos. Neste caso o motor perde o sincronismo em aproximadamente 30Hz.

Analogamente, a curva assinalada com 127V refere-se a $V_r = 127V$, estabelece que V/f pode ser mantido constante até 75Hz e que a perda de sincronismo ocorre em 95Hz, no ponto P_2 . Já com

140V, o enfraquecimento de campo ocorre apenas a partir de 84Hz e a perda de sincronismo ocorre em 105Hz, fora dos limites do gráfico.

Note-se que a curva assinalada com os pontos P_1 e P_2 representa a função $1/(2.f)$, a qual, por outro lado, impõe que a largura do pulso T_p não pode aumentar além daquela de uma onda quadrada.

A vazão correspondente aos vários pontos possíveis de funcionamento é dada na Fig. 8, que mostra uma variação quase linear com a frequência e quase nula com a tensão (esta última característica já havia sido constatada na tabela I).

A Fig. 8 mostra também que a vazão supera 30 litros por minuto quando a frequência é de 100Hz, resultando em um aumento de vazão de aproximadamente 70% em relação à operação com alimentação senoidal em 60Hz.

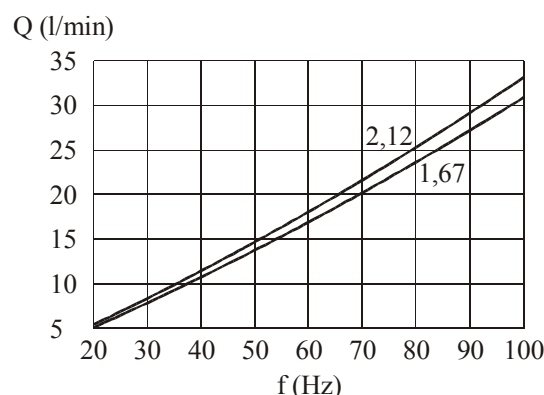


Fig. 8. Vazão da bomba de água em função da frequência, para 2 diferentes valores de V/f .

Uma análise conjunta das Figs. 7 e 8 mostra que com $V_r = 127V$ e regime contínuo de funcionamento, p. ex., foi possível variar a vazão de água entre aproximadamente 7,0 l/min (30Hz) e 27,0 l/min (95Hz)

Como conclusão, os ensaios mostraram que manter V/f constante possibilita uma ampla faixa de variação de vazão e que os maiores problemas práticos estão em determinar e, posteriormente, em evitar os pontos de operação que superaquecem o motor e também os que o levam à perda de sincronismo.

6 Possibilidades

6.1 Mapeamento

A geração dos pulsos que leva o inversor a trabalhar com a forma de onda desejada da Fig. 1 foi feita neste trabalho com lógica discreta. Para cada frequência desejada na tensão de alimentação do motor e para cada valor de tensão da rede, a largura do pulso T_p era ajustada manualmente de forma que o valor eficaz da corrente ou a temperatura da carcaça do motor atingissem valores pré-estabelecidos. Com este procedimento montaram-se tabelas e gráficos (como os das Figs. 7 e 8) e

vislumbrou-se a possibilidade de se realizar um mapeamento, que tornaria a tarefa de encontrar a largura do pulso T_p adequada a cada situação uma simples consulta e evitaria cálculos que, com certeza, seriam consideravelmente complexos.

Na verdade, todas as funções de baixa potência, inclusive as de mapeamento, poderiam ser realizadas com o auxílio de um único microprocessador da linha PIC ou similar. E até um circuito integrado dedicado poderia ser desenvolvido, com o quê os custos de produção em larga escala cairiam a valores realmente próximos de zero.

6.2 Aumento de vazão e de potência

Os resultados obtidos na bancada de teste mostraram que a utilização da eletrônica pode proporcionar aumentos consideráveis de vazão e de potência. Assim, ensaios específicos mostraram que, p. ex., com $V_r = 180V$, a vazão superou os 40,0 l/min.

Atualmente, para se obter um aumento de vazão é necessário construir o motor com mais chapas de ferro e mais cobre no enrolamento, e utilizar uma bomba com maior capacidade. A solução com eletrônica não altera nem o motor, nem a quantidade de cobre e nem a bomba, e tem custo equivalente, senão menor. Apenas o enrolamento do motor deve ser modificado (rebobinado com menos espiras), de forma que o mesmo resultado seja obtido com a tensão nominal da rede.

7 Conclusão

Este trabalho comprovou que motores de indução de pólos fendidos podem acionar bombas de água em uma ampla faixa de variação de vazão quando alimentados com f e V_m variáveis. Os ensaios realizados com o protótipo construído possibilitaram um mapeamento completo do sistema e, como exemplo, mostraram que com $V_r = 127V$ a vazão pode ser controlada entre 7,0 l/min e 27,0 l/min.

A lei de controle V/f constante foi adotada, apesar de gerar curvas de conjugado x escorregamento que diminuem quando f diminui, pois a característica de conjugado da bomba se adaptou bem à situação. Nas baixas velocidades e regime contínuo de funcionamento foi necessário respeitar as limitações térmicas do motor, e nas altas foi preciso manter V_m constante. Tanto nas baixas quanto nas altas velocidades o motor precisou trabalhar com enfraquecimento de campo e o principal problema prático foi determinar o ponto em que ocorria a perda de sincronismo.

A decisão de se utilizar modulação com onda quase quadrada (Fig. 1) mostrou-se adequada e simplificou uma eventual implementação de todas as funções de baixa potência em microprocessador ou em circuito integrado dedicado. O baixo custo do sistema proposto viabiliza sua utilização não só em aplicações de controle de vazão, mas também como método de aumento de potência e vazão fixa.

8 Referências bibliográficas

- Aluzri, A.M. and Mohammed, I.A. (2002). *Vector Optimization Design of a Shaded-Pole Induction Motor*, IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 17, No. 3, sept 2002, pp 374-379.
- Ba-thunya, A.S.; Khopkar, R.; Wei, K.; Tolyiat, H.A. (2001). *Single Phase Induction Motor Drives - A Literature Survey*, Proceedings of the IEEE International Electric Machines and Drives Conference, pp 911-916.
- Blaabjerg, F.; Lungeanu, F.; Skaug, K. and Aupke, A. (2002). *Comparison of Variable Speed Drives for Single-Phase Inductions Motors*, Proceedings of the Power Conversion Conference PCC-2002, Osaka, 2-5 april, pp 1328-1333.
- Collins Jr., E.R. (1992). *Torque and Slip Behavior of Single-Phase Induction Motors Driven from Variable Frequency Supplies*, IEEE Transactions on Industry Applications IA, vol. 28, No 3, may/june/1992, pp. 710-715.
- Gao, Y.; Chau, K.T.; Ye, S. (2005). *A Novel Chaotic-Speed Single-Phase Induction Motor Drive for Cooling Fans*, Conference Record of the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting IAS 2005, 2-6 oct, vol. 2, pp 1337-1341.
- Hamad, S.H.; Bashi, S.M.; Aris, I. and Mailah, N.F. (2004). *Speed Drive of Single-Phase Induction Motor*, Proceedings of the Power Conversion Conference PECon 2004, 2-5 apr., pp 1328-1333.
- József, V. and Djura, B. (1997). *Analysis of the Characteristics of Single Phase Shaded Pole Induction Motor with Two Short-Circuited Auxiliary Phases*, IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 12, No. 4, dec 1997, pp 269-274.
- Lee, K.J.; Kim, H.G.; Lee, D.K.; Chun, T.W. and Nho, E.C. (2001). *High Performance Drive of Single-Phase Induction Motor*, Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 12-16 june, pp. 983-988.
- Leong, C.Y.; Schouten, N.P.; Malliband, P.D. and McMahon, R.A. (2004). *A Comparison of Power Losses for Small (<1kW) Induction Motor Drives Adopting Squarewave and Sinusoidal PWM excitation*, Second International Conference on Power Electronics Machines and Drives PEMD 2004, 331/03 a 02/04, pp. 286-290
- Makky, A-R.A.M.; Abdel-Rahim, G.M and El-Latif, N.A. (1995). *A Novel DC Chopper Drive for a Single-Phase Induction Motor*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 42, No 1, febr/1995, pp 33-39.
- Osheiba, A.M; Ahmed, K.A; Rahman, M.A. (1991). *Performance Prediction of Shaded Pole Induction Motors*, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 27, No 5, oct/91, pp 876-882.
- Pimentel, L.F.C.; Neves, F.A.S.; Cavalcanti, M.C. and Seleme Jr., S.I. (2004). *Modern Control Techniques for Single-Phase Inductions Motors High-Performance Drive Systems*, Anais da VI Conferência Internacional de Aplicações Industriais INDUSCON 2004, Joinville, pp 1-6.