

# SISTEMA DE ACIONAMENTO PARA MOTORES DE INDUÇÃO MONOFÁSICOS - UMA AVALIAÇÃO

M.B. de R. Corrêa<sup>1,2</sup>, C.B. Jacobina<sup>1</sup>, A.M.N. Lima<sup>1</sup> e E.R.C. da Silva<sup>1</sup>

<sup>1</sup> Dep. de Eng. Elétrica - CCT - UFCG - Caixa Postal 10.105  
58109-970 Campina Grande, PB - Brasil

Fone: (83)310-1061/1136, Fax: (83)310-1418/1015

<sup>2</sup> CEFET - AL, UNED - Palmeira dos Índios, AL - Brasil  
email: {mbeltrao,jacobina,amnlima,edison}@dee.ufcg.edu.br

**Resumo:** Este artigo investiga o desempenho de sistemas de acionamento destinados a motores monofásicos com capacitor de partida ou capacitor permanente. Neste estudo, é demonstrado como a operação no modo bifásico aumenta o valor médio do conjugado, reduz a componente pulsante e suaviza a corrente de partida, em função do tipo do motor monofásico em questão. Também apresenta uma estratégia de controle de alto desempenho baseada na orientação pelo campo rotórico. Resultados de simulações e experimentais são apresentados como forma de demonstrar a viabilidade das configurações.

**Palavras-Chave** – Acionamento de alto desempenho, Motores de indução monofásicos, Sistema de acionamento.

## MOTOR DRIVE SYSTEM FOR SINGLE-PHASE INDUCTION MOTORS – AN EVALUATION

**Abstract:** This paper investigates the performance of adjustable-speed drive systems for capacitor-start or capacitor-run single-phase motors. It is demonstrated that operating single-phase motors in two-phase mode contributes to increase the motor torque, reduces the torque pulsation and provides smooth start-up currents, this paper reveal how the gain in performance occur depending on the kind of motor. Also a high performance control strategy based on indirect rotor field orientation is presented. Simulation and experimental results are provided to demonstrate the performance, correctness and feasibility of the proposed approaches.

**Keywords** – AC motor drive systems, High performance motor drive systems, Single-phase induction motors.

### I. INTRODUÇÃO

O uso de motores monofásicos está diretamente relacionado com aplicações de baixa potência. Entre os diversos tipos de motores monofásicos existentes, são de interesse, neste trabalho, os que possuem dois conjuntos de enrolamentos estatóricos (principal e auxiliar) em quadratura, particularmente, o do tipo capacitor de partida e capacitor

permanente. Nas aplicações residenciais, estes motores são largamente utilizados em máquinas de lavar roupas, refrigeradores e condicionadores de ar. Outras aplicações nas quais este tipo de motor é utilizado inclui compressores de ar, sistemas de bombeamento, e tração para os mais diversos tipos de implementos e ferramentas. Nestes casos, o motor é operado com tensão e frequência constantes e a geração do campo girante depende do capacitor instalado em série com o enrolamento auxiliar.

No caso do motor com capacitor de partida, o enrolamento auxiliar, juntamente com o capacitor, são desligados logo após a partida e em regime permanente o motor opera com um único enrolamento. Este modo de operação faz com que o conjugado eletromagnético tenha uma componente pulsante cuja frequência é o dobro da frequência de alimentação. Para o motor com capacitor permanente, o capacitor e o enrolamento auxiliar são utilizados durante toda a faixa de operação. Comparado ao motor com capacitor de partida as pulsações do conjugado são menores, todavia ainda se fazem presentes e durante a partida apresenta um baixo valor de conjugado.

De modo geral, estes dois tipos de motores ou apresentam conjugado de partida elevado e com pulsação acentuada em regime (motor com capacitor de partida) ou baixo valor de conjugado de partida porém, suave em regime (motor com capacitor permanente). Para ambos os casos a velocidade de operação do motor é fixa e depende diretamente da frequência de alimentação. Nas situações em que é necessário variar a velocidade mecânica da carga acoplada ao motor é comum recorrer a dispositivos mecânicos dissipativos.

Se por um lado os motores monofásicos satisfazem as exigências operacionais de inúmeras aplicações (tensão e frequência constantes), convém observar que nestas condições, os motores operam com baixo rendimento e fator de potência, e não podem funcionar com velocidade variável. Apesar do acionamento a velocidade variável ser aplicado com sucesso em motores trifásicos, não há soluções equivalentes e economicamente viáveis para os motores monofásicos.

A possibilidade de melhorar o desempenho e ampliar a faixa de controle dos motores monofásicos tem motivado pesquisadores em todo o mundo [1–7]. Basicamente, há duas abordagens para desenvolver o sistema de acionamento com velocidade variável: numa delas o motor opera no modo monofásico [8,9] e na outra o motor opera no modo bifásico. Na primeira, a fonte de tensão é monofásica enquanto na segunda, é bifásica.

---

Artigo Submetido em 10/03/2003. Primeira Revisão em 26/04/2003. Segunda Revisão em 02/06/2003. Aceito sob recomendação do Editor Especial Prof. Richard Magdalena Stephan.

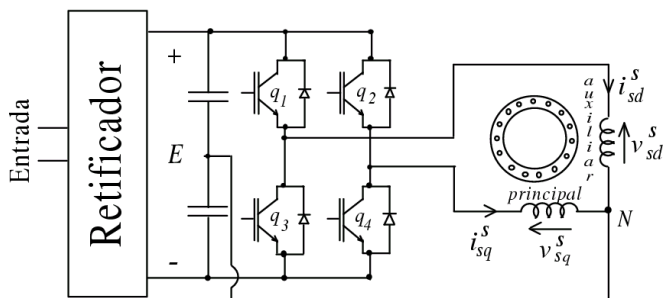


Fig. 1. Sistema de acionamento com velocidade variável para motores monofásicos.

Quando o motor opera no modo monofásico, é interessante notar que os capacitores são dimensionados para o funcionamento na frequência nominal de alimentação, sem compromisso com a operação em frequência variável. Nesta condição, os motores do tipo capacitor permanente são mais adequados para variar a velocidade, uma vez que seu funcionamento padrão prevê a utilização contínua do enrolamento auxiliar, ao contrário do motor capacitor de partida que o utiliza apenas no transitório de partida. Os melhores resultados são obtidos quando se utiliza um capacitor variável que é ajustado para o ponto de operação do motor [10–13].

A operação no modo bifásico proporciona maior grau de liberdade para controle do motor monofásico em acionamento com velocidade variável. Apesar dos trabalhos normalmente considerarem motores com capacitor permanente para operação no modo bifásico, é importante notar que um motor capacitor de partida também pode funcionar no modo bifásico. Independente do tipo de motor, o funcionamento equilibrado do motor pode ser conseguido tratando a assimetria verificada entre os enrolamentos estáticos. Uma vez operando no modo bifásico, é possível estender as técnicas de acionamento de alto desempenho, outrora desenvolvidas para motores trifásicos, aos motores, originalmente, monofásicos [14, 15].

Dependendo da topologia do sistema de acionamento, também, é possível melhorar o fator de potência, caso seja utilizada uma entrada controlada para realizar a conversão CA/CC. No desenvolvimento deste trabalho, utilizou-se a topologia ilustrada na Figura 1, tendo em vista o número reduzido de chaves, em função da utilização do ponto central do banco de capacitor.

Este trabalho tem como objetivo contribuir com o desenvolvimento de sistemas de acionamento de baixo custo, utilizando motores monofásicos do tipo capacitor de partida ou capacitor permanente. Para isto, apresenta uma análise comparativa entre o modo de operação monofásico e bifásico operando com frequência variável, utilizando dois motores: um do tipo capacitor de partida e outro do tipo capacitor permanente. Como resultado, é possível identificar as vantagens em operar o motor com frequência variável, tanto no modo monofásico como no modo bifásico, para os dois tipos de motor e salientar os pontos de operação em que ocorre melhoria, em função do motor em questão. O trabalho também trata de como aplicar técnicas de acionamento de alto desempenho para um motor monofásico, operando no modo bifásico levando em conta a assimetria estática.

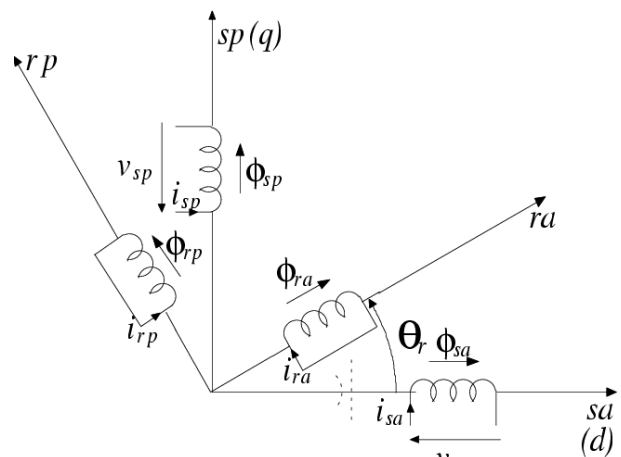


Fig. 2. Modelo da máquina monofásica.

Resultados de simulações e experimentais são apresentados para validar as análises apresentadas.

## II. MODELO DO MOTOR DE INDUÇÃO MONOFÁSICO

As análises apresentadas neste trabalho avaliam o funcionamento do motor em regime dinâmico e permanente. Para tanto, a teoria de geral de máquinas elétricas é utilizada para obter a representação matemática do motor.

Uma máquina monofásica, dois enrolamentos estáticos concentrados defasados de  $90^\circ$  elétricos, pode ser representada graficamente, tal como ilustrado na Figura 2.

A determinação do modelo elétrico deste motor pode ser realizada considerando as seguintes hipóteses:

1. Correntes “positivas” geram fluxos positivos no sentido do eixo;
2. Entreferro constante: comprimento do circuito magnético, para o cálculo da indutância, independe do ângulo  $\theta_m$ , ou seja, máquina a pólos lisos;
3. Máquina não saturada, podendo-se escrever para o fluxo total e conjugado:

$$\phi_i = \Sigma \phi_i, \phi_i \text{ representa a componente de fluxo da fase } i, \text{ e}$$

$$T_e = dW/d\theta_m.$$

Com o objetivo de obter um modelo a parâmetros constantes, foi adotado um referencial fixo para o sistema de coordenadas  $dq$ , ou seja, as coordenadas  $d$  e  $q$  estão orientadas segundo os eixos das grandezas estáticas primitivas ( $sa$  – eixo magnético do enrolamento estático auxiliar e  $sp$  – eixo magnético do enrolamento estático principal). Utilizando o índice  $s$  para denotar o referencial fixo tem-se:

- Equações das tensões  $dq$  no referencial estático

$$v_{sdq}^s = \begin{bmatrix} r_{sd} & 0 \\ 0 & r_{sq} \end{bmatrix} i_{sdq}^s + \frac{d\phi_{sdq}^s}{dt} \quad (1)$$

$$0 = \begin{bmatrix} r_r & 0 \\ 0 & r_r \end{bmatrix} i_{rdq}^s + \frac{d\phi_{rdq}^s}{dt} + \begin{bmatrix} 0 & \omega_r \\ -\omega_r & 0 \end{bmatrix} \phi_{rdq}^s \quad (2)$$

- Equações dos fluxos  $dq$  no referencial estatórico

$$\phi_{sdq}^s = \begin{bmatrix} l_{sd} & 0 \\ 0 & l_{sq} \end{bmatrix} i_{sdq}^s + \begin{bmatrix} m_{srd} & 0 \\ 0 & m_{srq} \end{bmatrix} i_{rdq}^s \quad (3)$$

$$\phi_{rdq}^s = \begin{bmatrix} l_r & 0 \\ 0 & l_r \end{bmatrix} i_{rdq}^s + \begin{bmatrix} m_{srd} & 0 \\ 0 & m_{srq} \end{bmatrix} i_{sdq}^s \quad (4)$$

- Equação mecânica e eletromecânica do motor

$$T_e = P(m_{srq} i_{sq}^s \phi_{rd}^s - m_{srd} i_{sd}^s \phi_{rq}^s) \quad (5)$$

$$P(T_e - T_m) = J \frac{d\omega_r}{dt} + F\omega_r \quad (6)$$

sendo  $v_{sdq}^s = [v_{sd}^s \ v_{sq}^s]^T$ , as tensões estatóricas;  $i_{sdq}^s = [i_{sd}^s \ i_{sq}^s]^T$  e  $i_{rdq}^s = [i_{rd}^s \ i_{rq}^s]^T$ , as correntes estatóricas e rotóricas;  $\phi_{sdq}^s = [\phi_{sd}^s \ \phi_{sq}^s]^T$  e  $\phi_{rdq}^s = [\phi_{rd}^s \ \phi_{rq}^s]^T$ , os fluxos estatóricos e rotóricos;  $r_{sd}$ ,  $r_{sq}$  e  $r_r$  denotam as resistências estatóricas e rotórica;  $l_{sd}$ ,  $l_{sq}$ ,  $l_r$ ,  $m_{srd}$  e  $m_{srq}$  as indutâncias próprias do estator e rotor e a indutância mútua entre os eixos estatóricos e o rotor;  $\omega_r$ ,  $T_e$  e  $T_m$  são a velocidade mecânica, o conjugado eletromagnético e o conjugado mecânico; e por fim:  $P$ ,  $J$  e  $F$  são o número de pares de pólo do motor, o momento de inércia e o coeficiente de atrito, respectivamente.

O modelo descrito por intermédio das equações (1)–(6) representa qualquer tipo de motor monofásico com dois enrolamentos estatóricos em quadratura. A vantagem é que também pode ser utilizado para o motor operando com ou sem capacitor, no modo monofásico ou bifásico. No caso do motor com capacitor conectado em série como enrolamento auxiliar (enrolamento localizado sobre o eixo  $d$ ) e alimentado por meio de uma fonte de tensão monofásica é possível notar que a tensão sobre o enrolamento auxiliar será dada por:

$$v_{sd}^s = v_{sq}^s - v_c \quad (7)$$

na qual  $v_c$  corresponde a tensão sobre o capacitor em série com o enrolamento auxiliar, que pode ser calculada por meio da seguinte expressão:

$$v_c = \frac{1}{C} \int_{t_0}^t i_{sd}^s(\tau) d\tau + v_c(t_0) \quad (8)$$

sempre que o capacitor estiver participando do funcionamento do motor. Para o motor com capacitor permanente esta situação é válida durante todo o funcionamento, enquanto para o motor com capacitor de partida a equação (7) só faz sentido enquanto a chave centrífuga está fechada. Uma outra observação referente ao funcionamento do motor com capacitor de partida, diz respeito ao cálculo do conjugado. Com a abertura da chave centrífuga tem-se que  $i_{sd}^s = 0$  e conseqüentemente a equação (5) passa a ser

$$T_e = P m_{srq} i_{sq}^s \phi_{rd}^s \quad (9)$$

Os estudos realizados com base neste modelo permitem avaliar o funcionamento do motor operando no modo monofásico ou bifásico bem como obter um modelo que permite realizar o controle vetorial da máquina. Apesar do modelo ser adequado tanto para um motor do tipo capacitor

de partida como capacitor permanente é importante lembrar que a concepção de cada um dos motores é diferente e que um dos objetivos deste trabalho é observar como o desempenho de cada um destes motores pode vir a ser melhorado. Por isto, antes de tratar do acionamento de alto desempenho, são apresentados aspectos peculiares a operação destes motores no modo monofásico e bifásico.

### III. ANÁLISE DE REGIME PERMANENTE

A análise de regime permanente é realizada de forma a obter as características de conjugado dos motores em diferentes frequências de funcionamento para os motores operando no modo monofásico e bifásico. Na definição do modelo de simulação, foram considerados os parâmetros, obtidos através de ensaios clássicos, dos motores e o modelo de regime permanente foi obtido com base no modelo dinâmico (1)–(6) [16]. Para fins de simplificação, considerou-se modelos ideais para as fontes de tensão.

#### A. Capacitor de Partida

Estes motores têm como característica a utilização de um capacitor dimensionado para que o motor desenvolva um conjugado elevado na partida. Numa determinada velocidade, a chave centrífuga retira a alimentação do enrolamento auxiliar e o motor passa a operar com um único enrolamento. Note que neste modo de operação o conjugado eletromagnético é pulsado e, conseqüentemente, produz perdas no processo de conversão eletromecânica. A operação deste tipo de motor com tensão e frequência variáveis encontra limitações no fato da chave centrífuga provocar variações abruptas nas características operacionais, impedindo um funcionamento suave. Ainda que, uma vez aberta, a chave centrífuga só volte a fechar caso o motor seja desligado da rede elétrica, não é possível garantir uma grande faixa de velocidade para o motor operar.

Por outro lado, a operação no modo bifásico permite que o motor opere em uma grande faixa de velocidade ao mesmo tempo em que ocorre uma redução na amplitude da pulsação do conjugado eletromagnético, resultando em um aumento no rendimento do motor.

Nas Figuras 3(a) e 4(a) encontram-se ilustradas as características do conjugado médio em função do escorregamento de um motor capacitor de partida operando no modo bifásico e monofásico (respectivamente) considerando diferentes frequências e mantendo constante a relação  $V/Hz$  nominal. Nestas curvas,  $\omega_s = 2\pi f_s$  representa a frequência elétrica da tensão de alimentação e  $\omega_r$  indica a velocidade elétrica do rotor. Com base nos resultados obtidos, é possível perceber que, principalmente, para valores de frequência abaixo da nominal, o modo de operação bifásico permite um aumento do conjugado eletromagnético máximo. As descontinuidades observadas, nas curvas do modo de operação monofásico, devem-se à abertura da chave centrífuga.

Em relação às oscilações no conjugado, é possível perceber, por meio das Figuras 3(b) e 4(b), que no modo bifásico ocorre uma redução significativa da amplitude desta componente. É importante lembrar que o termo pulsante está

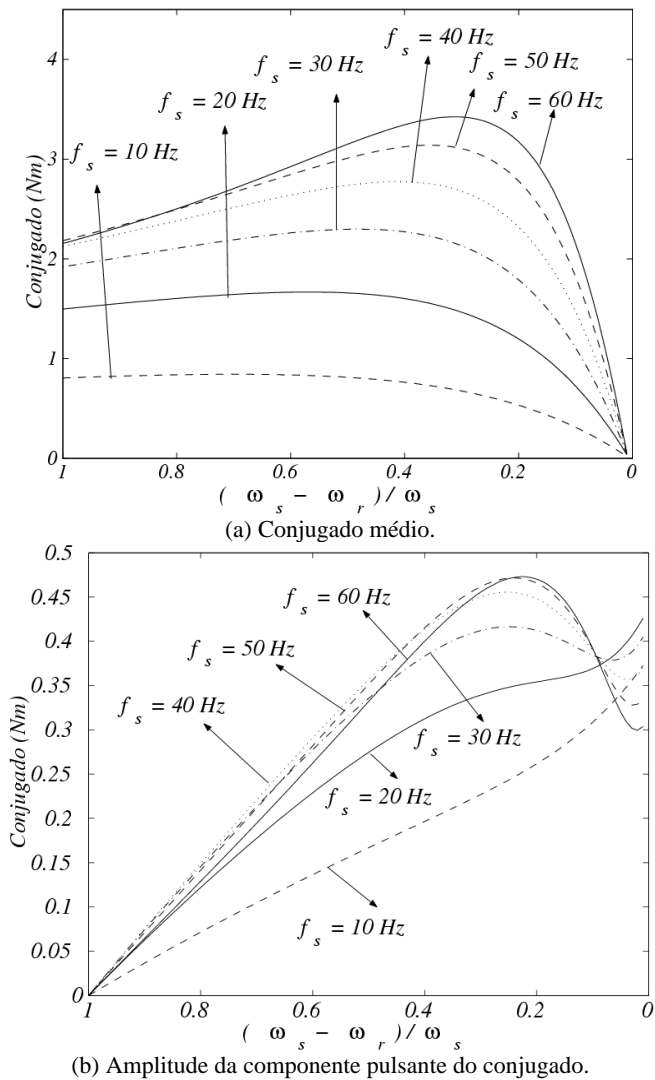


Fig. 3. Perfil do torque de um motor com capacitor de partida, operando no modo bifásico, sem capacitor e chave centrífuga.

diretamente associado a perdas e que sua redução resulta em melhoria de rendimento. Na definição das tensões de alimentação as componentes  $dq$  estão em quadratura e foram ajustadas, em amplitude, de modo que  $|v_{sd}^s| = m_{srd}/m_{srq} |v_{sq}^s|$ . O fator  $m_{srd}/m_{srq}$  corresponde aproximadamente a relação entre o número de espiras do enrolamento auxiliar e principal e conforme será mostrado na seção V é essencial para definir o funcionamento equilibrado do motor. Uma vez que o enrolamento auxiliar (eixo  $d$ ) possui um maior número de espiras e resistência elétrica, a amplitude da tensão aplicada neste enrolamento é maior que no enrolamento principal. Desta forma, admitindo que o valor máximo de tensão para operar no modo monofásico ou bifásico é o mesmo, o enrolamento principal pode vir a operar com uma tensão abaixo da nominal, uma vez que o enrolamento auxiliar necessita de maior valor de tensão.

Apesar da restrição, apenas para os casos em que o número de espiras do enrolamento auxiliar é bem maior que no principal (cerca de 30%) é que este fato serve de impedimento para operação no modo bifásico. Entretanto,

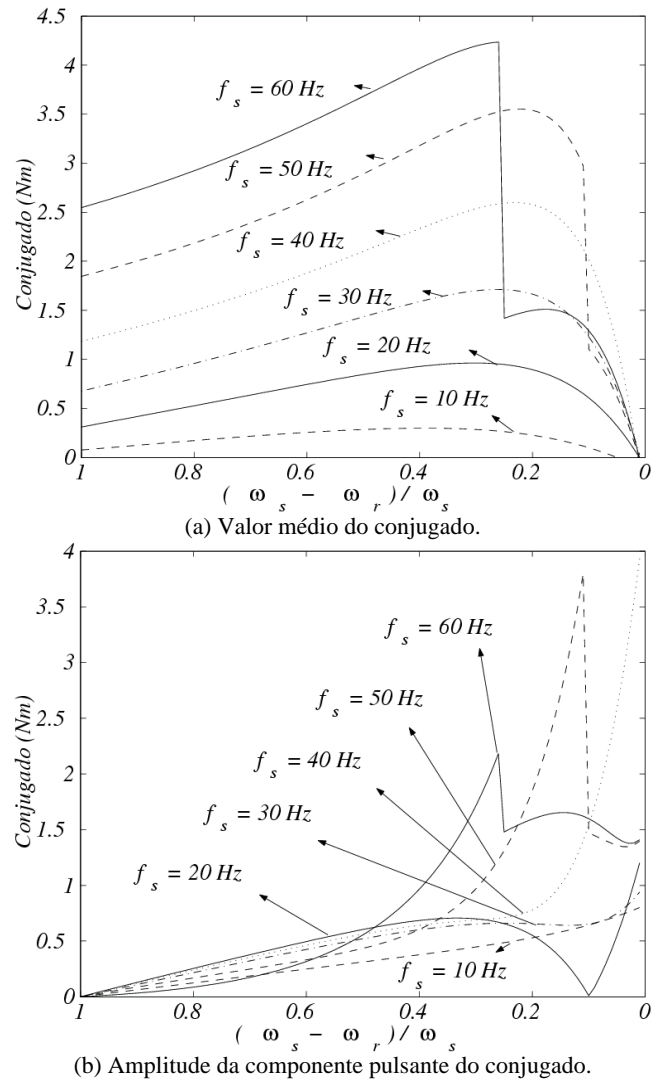


Fig. 4. Perfil do torque de um motor com capacitor de partida, operando no modo monofásico, com capacitor e chave centrífuga.

isto só tem efeito quando o motor opera com velocidade próxima a nominal, uma vez que operando com velocidade inferior, volta a ser possível reestabelecer o valor nominal da tensão para o enrolamento principal.

### B. Capacitor Permanente

O fato deste tipo de motor operar continuamente com um capacitor em série com o enrolamento auxiliar, e consequentemente, utilizando os dois enrolamentos mesmo em regime permanente, faz com que opere de forma mais suave que o do tipo anteriormente analisado. Além disto a presença do capacitor colabora para que o motor opere com um melhor fator de potência. Todavia, é característico deste tipo de motor um baixo conjugado de partida. Desta forma, sua utilização é restrita a cargas que apresentam baixo valor de inércia.

Seguindo os mesmos procedimentos adotados para avaliar o motor com capacitor de partida, encontram-se nas Figuras 5 e 6 as curvas de conjugado para os dois modos de operação. Note que para valores de escorregamento unitário,

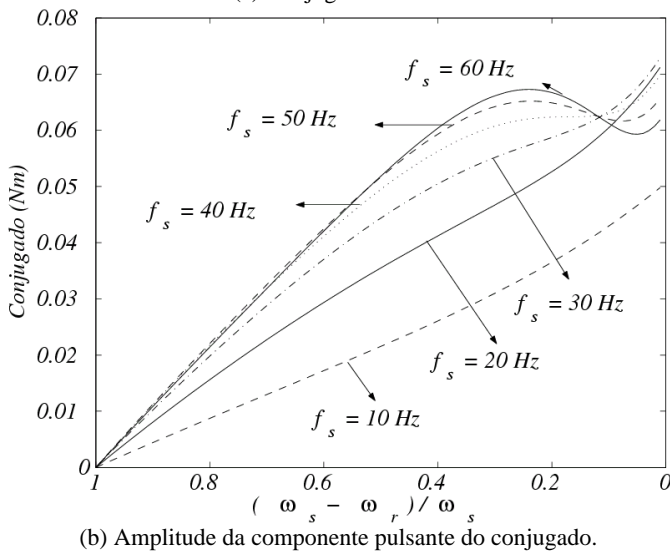
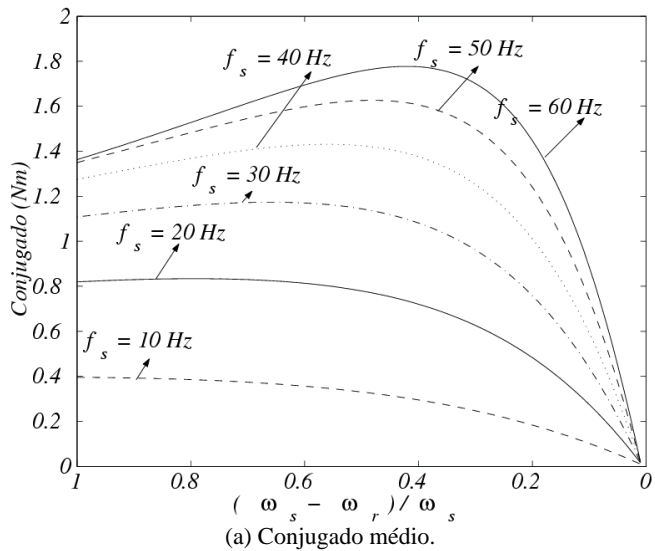


Fig. 5. Perfil do torque de um motor tipo capacitor permanente, operando no modo bifásico (sem capacitor).

a operação no modo bifásico, Figura 5(a) oferece ganho acentuado quando comparado ao modo monofásico, Figura 6(a), para todas as frequências. Já para valores de escorregamento menores, o ganho em conjugado é maior para frequências abaixo da nominal.

Em relação ao termo pulsante do conjugado, é possível verificar nas Figuras 5(b) e 6(b) que a pulsação do conjugado é bastante reduzida quando o motor opera no modo bifásico.

Considerando os resultados da análise do conjugado eletromagnético em regime permanente, é importante perceber que o modo de operação bifásico é mais adequado para fazer variar a velocidade, independente do tipo de motor em questão – capacitor de partida ou capacitor permanente.

#### IV. ANÁLISE DE REGIME TRANSITÓRIO

Na análise de regime transitório é realizada uma avaliação do comportamento dinâmico dos motores quando submetidos a diferentes formas de alimentação. Neste caso, além do

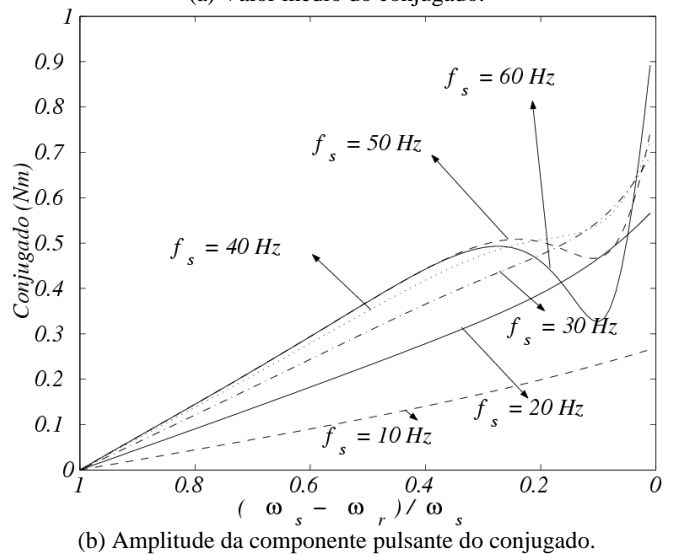
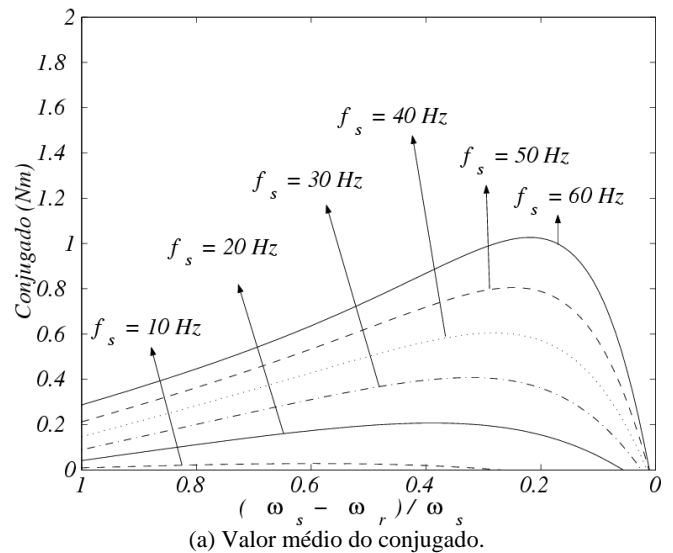


Fig. 6. Perfil do torque de um motor com capacitor permanente, operando no modo monofásico.

conjugado eletromagnético, o perfil das correntes estatóricas foram considerados.

Para ambos os motores foi aplicado um transitório de partida utilizando um controle  $V/Hz$  da tensão de alimentação e o conjugado de carga foi considerado constante. Os resultados são apresentados e discutidos na sequência do trabalho.

#### A. Capacitor de Partida

Nas Figuras 7 e 8 encontram-se as curvas de conjugado e corrente do motor tipo capacitor de partida, quando operando no modo monofásico e bifásico, respectivamente. O efeito do controle de tensão sobre o funcionamento do motor faz com que os valores de conjugado e corrente, durante o transitório, fiquem próximos dos valores de regime permanente. Todavia, é importante notar que as oscilações do conjugado são bem mais acentuadas quando o motor opera no modo monofásico. Com relação as correntes, note que as amplitudes são menores quando operando no modo bifásico.

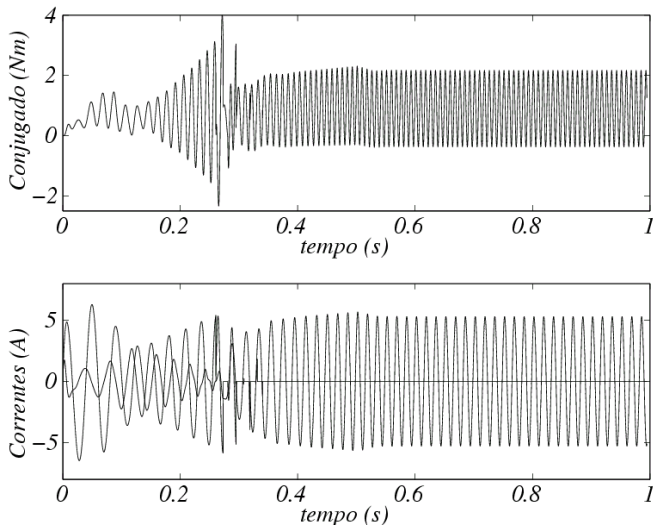


Fig. 7. Curva de conjugado e correntes de fase de um motor do tipo capacitor de partida durante um transitório de partida utilizando o controle  $V/f_s$  constante, operando no modo monofásico.

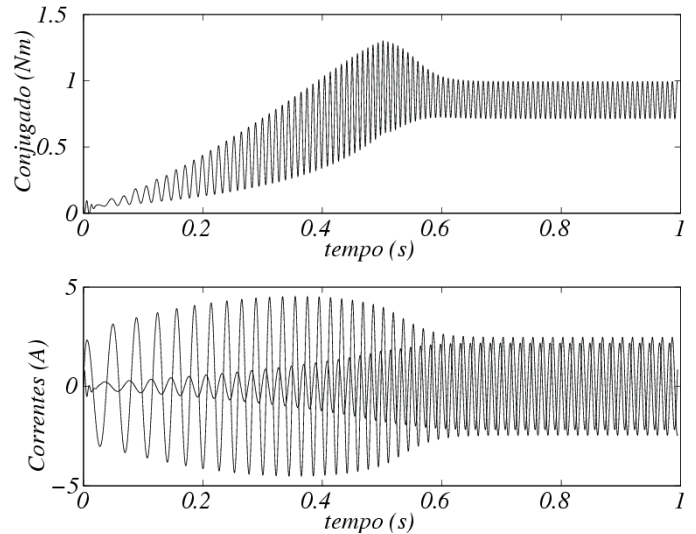


Fig. 9. Curva de conjugado e correntes de fase de um motor do tipo capacitor permanente durante um transitório de partida utilizando o controle  $V/f_s$  constante, operando no modo monofásico.

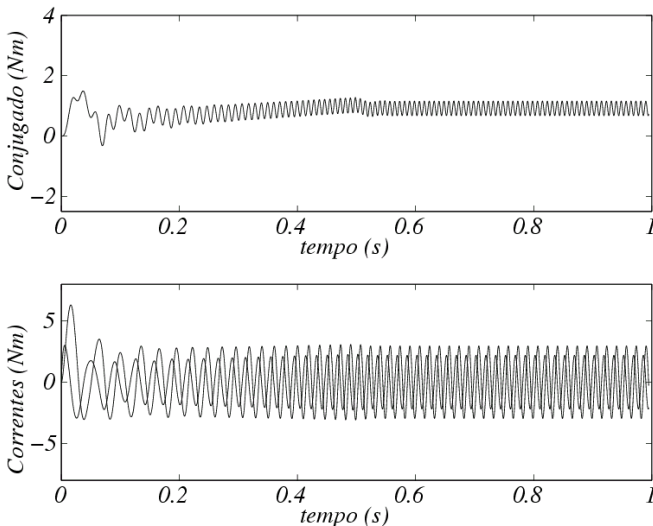


Fig. 8. Curva de conjugado e correntes de fase de um motor do tipo capacitor de partida durante um transitório de partida utilizando o controle  $V/f_s$  constante, operando no modo bifásico.

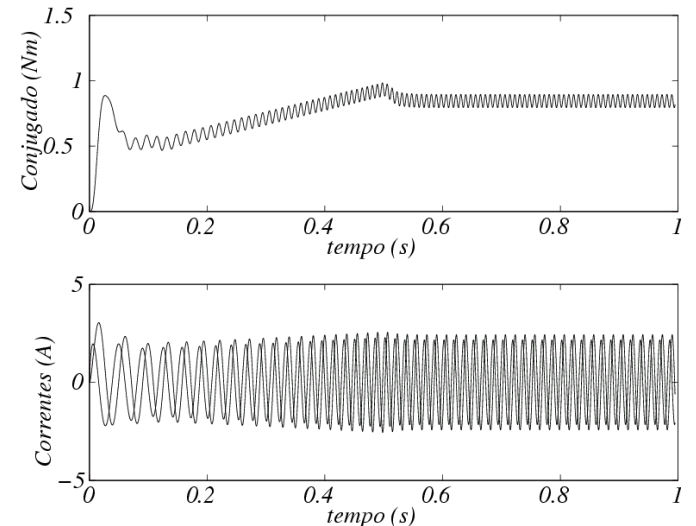


Fig. 10. Curva de conjugado e correntes de fase de um motor do tipo capacitor permanente durante um transitório de partida utilizando o controle  $V/f_s$  constante, operando no modo bifásico.

### B. Capacitor Permanente

Nas Figuras 9 e 10 encontram-se os resultados do transitório de partida para o motor com capacitor permanente operando no modo monofásico e bifásico, respectivamente. Neste caso, o conjugado de partida é mais elevado quando o motor opera no modo bifásico. Além disto observe que a corrente apresenta valores mais elevados com o motor operando no modo monofásico.

Desta forma, pode-se perceber que um motor com capacitor permanente apresenta uma resposta dinâmica melhor (tempo de partida e oscilações de conjugado menores) quando opera no modo bifásico.

## V. ACIONAMENTO DE ALTO DESEMPENHO

Nesta parte do trabalho considera-se acionamento de alto desempenho as estratégias de controle vetorial do motor. No desenvolvimento de tais estratégias, a assimetria de um motor monofásico adquire maior importância uma vez que interfere diretamente na obtenção de um modelo vetorial conveniente. A maior dificuldade é fazer com que o modelo vetorial seja expresso em termos de vetores e parâmetros constante. Todavia, a compensação realizada para operação em malha aberta pode ser refinada para obtenção de um modelo cujos vetores tenham amplitude constante. Como resultado pode-se mostrar que é possível definir o controle vetorial com orientação pelo fluxo estático ou rotórico [15].



Tal como para uma máquina simétrica, o controle com orientação pelo fluxo estatórico não garante um desacoplamento total entre as grandezas  $dq$  mas, apesar das aproximações adotadas em seu equacionamento, apresenta resultados equivalentes aos alcançados para uma máquina simétrica. Para fins de detalhamento, será apresentado, em sequência, o controle com orientação pelo fluxo rotórico, cuja solução algébrica estabelece um desacoplamento total entre as grandezas  $dq$ .

#### A. Controle com Orientação pelo Fluxo Rotórico

Partindo do princípio que a orientação pelo campo tem como base o desacoplamento entre o controle do fluxo rotórico e o conjugado da máquina, sendo este último calculado em função das componentes do fluxo rotórico e da corrente estatórica, considere a equação (5), bem como a relação entre o fluxo rotórico em função da corrente estatórica dada por

$$\frac{d\phi_{rd}^s}{dt} + \frac{1}{\tau_r} \phi_{rd}^s + \omega_r \phi_{rq}^s = \frac{1}{\tau_r} m_{srd} i_{sd}^s \quad (10)$$

$$\frac{d\phi_{rq}^s}{dt} + \frac{1}{\tau_r} \phi_{rq}^s - \omega_r \phi_{rd}^s = \frac{1}{\tau_r} m_{srq} i_{sq}^s \quad (11)$$

sendo  $\tau_r = l_r/r_r$ .

Como resultado da assimetria da máquina, os termos referentes a indutância mútua entre estator e rotor ( $m_{srd}$  e  $m_{srq}$ ) são diferentes, dependendo da bobina estatórica em questão, fato que dificulta a definição de estratégias vetoriais para controle da máquina. Considerando ser um motor com pólos lisos tal que o rotor não apresenta assimetrias, o funcionamento equilibrado requer um vetor de fluxo rotórico com amplitude constante. Desta forma, a eliminação da componente oscilatória do conjugado pode ser obtida impondo correntes estatóricas tais que

$$\frac{A(i_{sd}^s)}{A(i_{sq}^s)} = \frac{m_{srq}}{m_{srd}} = \frac{1}{k} \quad (12)$$

Nesta última expressão  $A(x)$  representa um operador que extrai a amplitude da variável senoidal  $x$ . Considerando que  $i_{sd1}^s = i_{sd}^s$  e  $i_{sq1}^s = i_{sq}^s/k$  é possível reescrever as equações (5), (10) e (11) como segue

$$T_e = \frac{Pm_{srd}}{l_r} (i_{sq1}^s \phi_{rd}^s - i_{sd1}^s \phi_{rq}^s) \quad (13)$$

$$\frac{d\phi_{rd}^s}{dt} + \frac{1}{\tau_r} \phi_{rd}^s + \omega_r \phi_{rq}^s = \frac{1}{\tau_r} m_{srd} i_{sd1}^s \quad (14)$$

$$\frac{d\phi_{rq}^s}{dt} + \frac{1}{\tau_r} \phi_{rq}^s - \omega_r \phi_{rd}^s = \frac{1}{\tau_r} m_{srd} i_{sq1}^s \quad (15)$$

O modelo vetorial pode ser obtido, a partir destas duas últimas equações, e poderá ser escrito para um referencial genérico (aqui simbolizado pelo expoente  $g$ ), ou seja, este referencial está situado a um ângulo  $\delta_g$  do eixo  $d$ , Figura 11. Como resultado da transformação entre os sistemas de coordenadas tem-se:

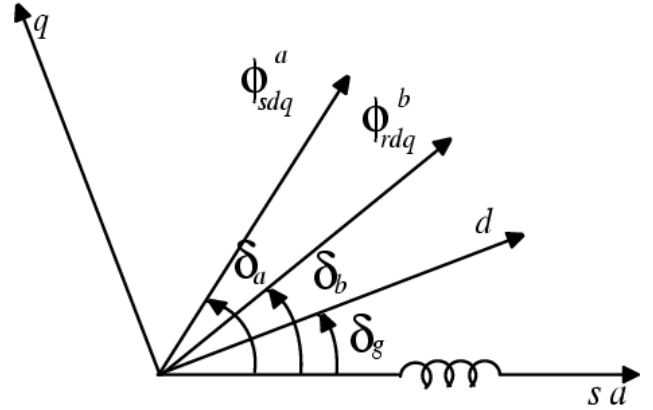


Fig. 11. Diferentes localizações do sistema de coordenadas  $dq$  em relação ao referencial estatórico: referencial genérico ( $\delta_g$ ), referencial fluxo estatórico ( $\delta_a$ ) e referencial fluxo rotórico ( $\delta_b$ ).

$$\frac{d\phi_{rdq}^g}{dt} = \frac{1}{\tau_r} \phi_{rdq}^g + j(\omega_g - \omega_r) \phi_{rdq}^g + \frac{1}{\tau_r} m_{srd} i_{sdq1}^g \quad (16)$$

na qual,  $\omega_g = d\delta_g/dt$  é a frequência do referencial arbitrário. As variáveis transformadas podem ser obtidas a partir das componentes estacionárias, segundo as equações (17) e (18).

$$\phi_{rdq}^g = \phi_{rd}^g + j \phi_{rq}^g = (\phi_{rd}^s + j \phi_{rq}^s) e^{-j\delta_g} \quad (17)$$

$$i_{sdq1}^g = i_{sd1}^g + j i_{sq1}^g = (i_{sd1}^s + j i_{sq1}^s) e^{-j\delta_g} \quad (18)$$

Com base no equacionamento vetorial definido em (16), é possível aplicar os princípios de orientação pelo campo para controlar o fluxo rotórico e o torque eletromagnético do motor monofásico. Para tanto, o vetor fluxo rotórico será adotado como referencial para as grandezas reais do motor (eixo  $d$ ). Como resultado, obtém-se uma equação semelhante a (16), exceto o índice  $g$  que passa a ser  $b$  (referencial fluxo rotórico). Separando as partes real e imaginária da equação, tem-se:

$$\frac{m_{srd}}{\tau_r} i_{sd1}^b = \frac{\phi_r}{\tau_r} + \frac{d\phi_r}{dt} \quad (19)$$

$$\frac{m_{srd}}{\tau_r} i_{sq1}^b = \omega_{br} \phi_r \quad (20)$$

sendo  $\omega_{br} = \omega_b - \omega_r$  e  $\phi_r$  a amplitude do fluxo rotórico. Aplicando as variáveis transformadas para o referencial “fluxo rotórico”, no cálculo do torque eletromagnético, a equação (13) será reescrita como segue:

$$T_e = \frac{Pm_{srd}}{l_r} \phi_r i_{sq1}^b \quad (21)$$

O modelo dado por (19), (20) e (21) é semelhante àquele que determina a lei de controle com orientação pelo campo de uma máquina simétrica. Considerando que  $d\phi_r/dt = 0$ , na equação (19), é possível deduzir um esquema do controle indireto com orientação pelo campo, conforme mostra a Figura 12. Neste diagrama,  $T_e^*$  e  $\phi_r^*$  representam os valores do conjugado e do fluxo de referência e  $i_{sd}^*$  e  $i_{sq}^*$  são as correntes de referência que devem ser aplicadas à máquina. Neste mesmo diagrama, o bloco que contém o multiplicador  $e^{j\delta_b^*}$  é responsável pela transformação entre o referencial

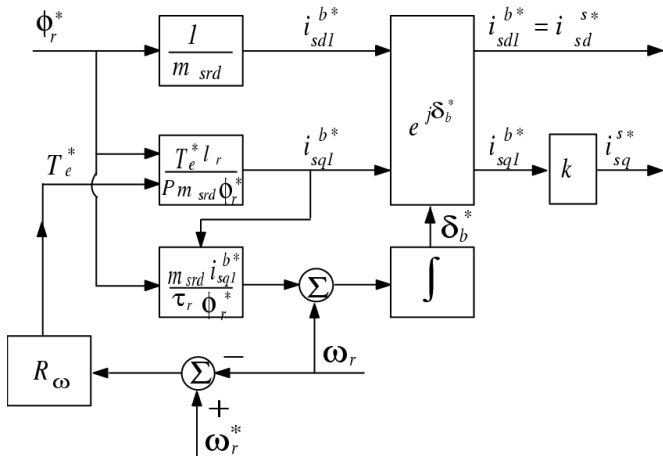


Fig. 12. Controle com orientação indireta pelo fluxo rotórico.

fluxo rotórico e estacionário, segundo as equações (22) e (23).

$$i_{sd1}^{s*} = \text{Re}[(i_{sd1}^{b*} + j i_{sq1}^{b*}) e^{j\delta_b^*}] \quad (22)$$

$$= i_{sd1}^{b*} \cos \delta_b^* + j i_{sq1}^{b*} \sin \delta_b^*$$

$$i_{sq1}^{s*} = \text{Im}[(i_{sd1}^{b*} + j i_{sq1}^{b*}) e^{j\delta_b^*}] \quad (23)$$

$$= i_{sd1}^{b*} \sin \delta_b^* + j i_{sq1}^{b*} \cos \delta_b^*$$

O bloco  $R_\omega$  representa o controlador de velocidade e o bloco CC+PWM+MI representa o controle de corrente, o controle de tensão PWM e a máquina de indução. A corrente de referência pode ser imposta através do uso de controladores do tipo PI (opção utilizada neste trabalho), levando em conta aspectos associados a assimetria da máquina e o controle adequado da fonte de tensão [15], ou de controladores por histerese. Os estudos por simulação, realizados para ambos motores (capacitor de partida e capacitor permanente) confirmaram que o controle vetorial pode ser aplicado sem distinção, desde que os parâmetros sejam conhecidos confirmando a análise algébrica.

## VI. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Para comprovar as modificações no funcionamento dos motores monofásicos em função do modo de operação, o sistema ilustrado na Figura 1 foi implementado em laboratório. Como parte do sistema, o controle das chaves de potência foi implementado via software utilizando um computador Pentium II – 266 MHz equipado com placas de controle dotadas de temporizadores e conversores A/D de 12 bits. A frequência de chaveamento utilizada para o controle das chaves foi de 10 kHz. Para medir a velocidade, utilizouse um sensor ótico de posição com resolução de 12 bits para que fosse calculado o deslocamento do eixo rotórico em função do tempo de amostragem.

Considerando que os estudos por simulações revelam que os dois tipos de motores podem operar com velocidade variável tanto no modo bifásico como monofásico, o motor do tipo capacitor de partida foi tomado com exemplo para estudo em laboratório. Na realização dos testes experimentais foram medidas a velocidade e as correntes estáticas da máquina. As curvas resultantes encontram-se nas Figuras 13

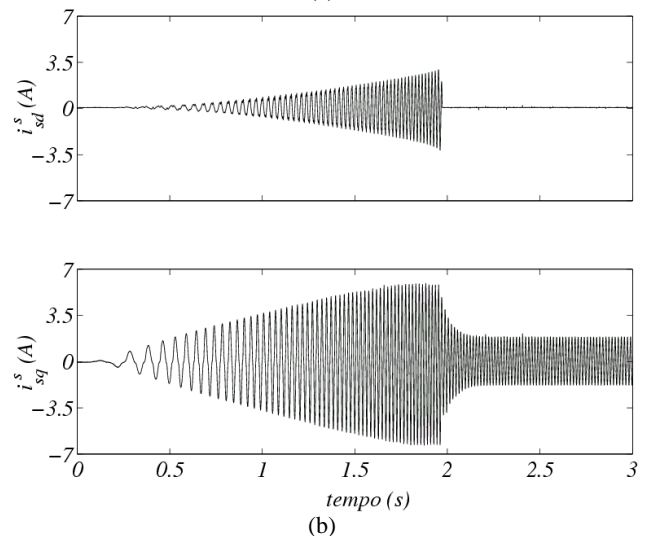
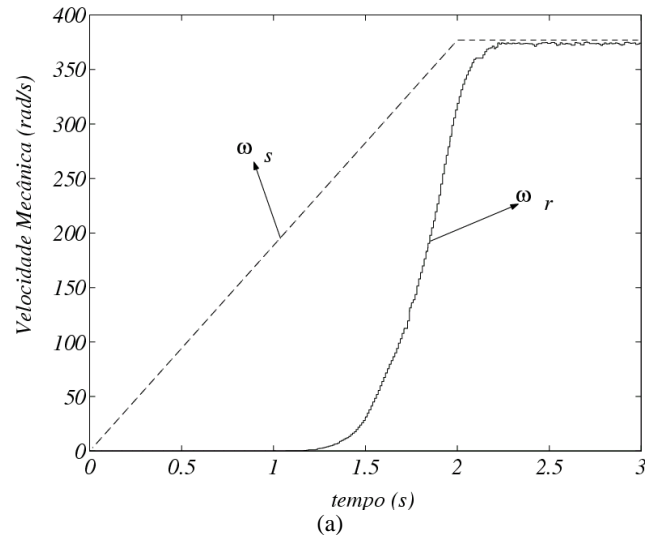


Fig. 13. Evolução da velocidade e correntes de fase de um motor do tipo capacitor de partida durante um transitório de partida utilizando o controle  $V/f_s$  constante, operando no modo monofásico.

e 14, sendo que a primeira é referente ao modo monofásico e a segunda, ao modo bifásico. Para o controle da tensão, foi mantida constante a razão  $V/Hz$  nominal do motor. O efeito da operação fora da frequência nominal, para o motor capacitor de partida, é limitar a geração de torque eletromagnético.

De fato, nesta condição não há torque suficiente para iniciar o movimento antes de  $t = 1.2s$ , Figura 13(a), sendo necessário quase um segundo a mais em relação ao modo bifásico, Figura 14(a). Em relação as correntes nos enrolamentos da máquina, observa-se que o modo de operação monofásico 14(b) implica em valores mais elevados comparados aos obtidos no modo bifásico 13(b). Estas características de funcionamento são diretamente relacionadas com a operação mais suave que o motor apresenta quando no modo bifásico.

Na Figura 15 são apresentados resultados referentes ao motor operando segundo o controle com orientação pelo fluxo rotórico. Ao contrário dos casos anteriores, a determinação da velocidade bem como a leitura das correntes



passa a ser obrigatória, resultando em um sistema de maior custo, porém de maior precisão para o controle de velocidade

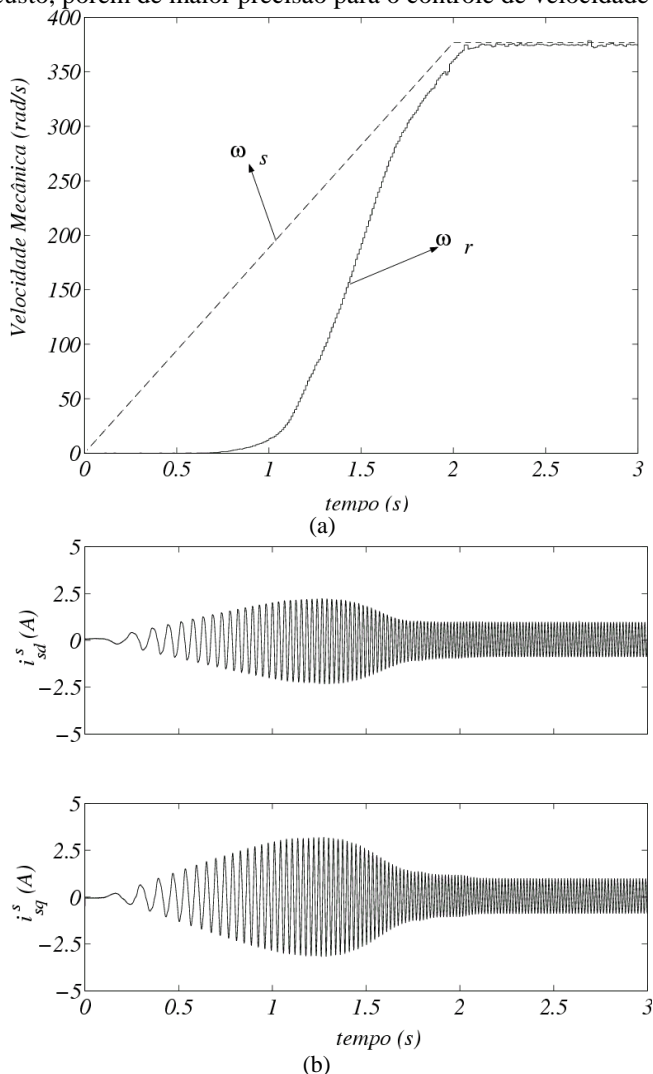


Fig. 14. Evolução da velocidade e correntes de fase de um motor do tipo capacitor de partida durante um transitório de partida utilizando o controle  $V/f_s$  constante, operando no modo bifásico.

da máquina. Como resultado, pode ser observado que a velocidade segue corretamente a referência indicando que o controle proposto para a máquina monofásica é realizável. Observando as correntes medidas durante o transitório de partida, note que em virtude da compensação para garantir o funcionamento equilibrado, as componentes de eixo  $d$  e  $q$  possuem amplitudes diferentes.

## VII. CONCLUSÕES

Este trabalho avaliou o desempenho de diferentes motores monofásicos como parte de um sistema de acionamento utilizando um conversor estático para implementar uma fonte de tensão com amplitude e frequência variáveis.

Diante dos resultados é possível observar que, dependendo do tipo de motor a ser acionado é possível obter maior valor para o conjugado eletromagnético bem como uma redução na amplitude do termo pulsante, em diferentes pontos de operação. Para o motor com capacitor permanente a operação no modo bifásico confere um aumento no

conjugado de partida, enquanto que para o motor com capacitor de partida o benefício ocorre em termos da redução da componente pulsante do conjugado. Para ambos os motores fica claro que a variação de velocidade no modo monofásico, principalmente para o motor do tipo capacitor de partida, não é recomendável tendo em vista o dimensionamento dos capacitores (permanente ou de partida)

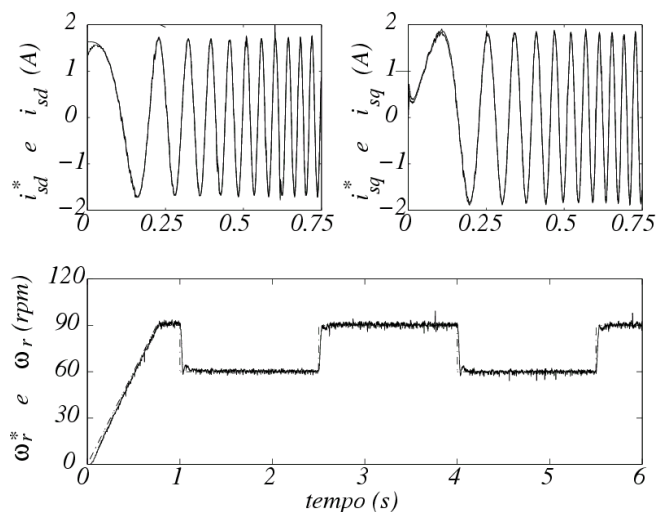


Fig. 15. Evolução da velocidade mecânica e correntes estatóricas no motor controlado segundo os princípios de orientação pelo fluxo rotórico.

ser específico para um determinado ponto de operação.

A operação no modo bifásico permite acionar o motor utilizando técnicas de alto desempenho, mantendo o funcionamento do motor equilibrado. Apesar da assimetria do motor dificultar a obtenção de um modelo vetorial adequado, é possível fazê-lo a partir de uma manipulação algébrica na qual se considera a assimetria do motor. Atualmente, o controle vetorial para motores monofásicos encontra resistência, devido ao custo associado ao sistema de acionamento, frente a simplicidade normalmente empregada nas aplicações que envolvem motores monofásicos. Todavia, o interesse em desenvolver sistemas de acionamento com velocidade variável para motores monofásicos, juntamente com a contínua redução de preço dos sistemas embarcados, permite acreditar que se trata de uma solução a ser explorada em um futuro próximo e que merece continuar sendo avaliada.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1]D.G. Holmes and A. Kotsopoulos. "Variable speed control of single and two phase induction motors using a three phase voltage source inverter", in *Proc. of IAS*, pages 613–620, 1993.
- [2]M.F. Rahman and L. Zhong. "A current-forced reversible rectifier fed single-phase variable speed induction motor drive", in *Proc. of PESC*, pages 114–119, 1996.
- [3]E.R. Benedict and T.A. Lipo "Improved pwm modulation for permanent-slit capacitor motor", in *Proc. of IAS*, pages 2004–2010, 2000.
- [4]M. Chomat and T.A. Lipo. "Adjustable speed drive with

single-phase induction machine for hvac applications”, in *Proc. of PESC*, pages 1446–1451, 2001.

[5]A.S. Ba-Thuya, R. Khopkar, K. Wei, and H.A. Toliyat. “Single phase induction motor drives - a literature survey”, in *Proc. of IEMDC*, pages 911–916, 2001.

[6]F. Blaabjerg, F. Lugeanu, K. Skaug, and A. Aupke. “Comparison of variable speed drives for single-phase induction motors”, in *Proc. of PCC*, pages 1328–1333, 2002.

[7]M.B.R. Corrêa, C.B. Jacobina, A.M.N. Lima, and E.R.C. da Silva. “Adjustable-speed single-phase induction motor drives systems”, in *Proc. of APEC*, Dallas - Texas, 2002.

[8]E.R. Collins Jr. and R.E. Ashley. “Operating characteristics of single-phase capacitor motors driven from variable speed supplies”, in *Proc. of IAS*, pages 52–57, Dearborn, Mi, 1991.

[9]E.R. Collins. “Torque and slip behavior of single-phase induction motors driven from variable frequency supplies”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 28, no. 3, pp. 710–715, May/June 1992.

[10]E. Muljadi, Y. Zhao, T.H. Liu, and T.A. Lipo. “Adjustable ac capacitor for a single-phase induction motor”, in *Proc. of IAS*, pages 185–190, Dearborn, Mi, 1991.

[11]T.A. Lettenmaier, D.W. Novotny, and T.A. Lipo. “Single-phase induction motor with an electronically controlled capacitor”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 27, no. 1, pp. 38–43, Jan/Feb 1991.

[12]H. Langari and S. Vaez-Zadeh. “DSP based optimal torque control of single-phase induction motors”, in *Proc. of PESC*, pages 850–855, 2001.

[13]S.E. Deghedie, M.M. Ahmed, and T.H. Abdelhamid. “High performance single-phase induction motor using hysteresis current controller”, in *Proc. of MELECON*, pages 978–981, 2000.

[14]M.B.R. Corrêa, C.B. Jacobina, A.M.N. Lima, and E.R.C. da Silva. “Single-phase induction motor drives systems”, in *Proc. of APEC*, pages 403–409, Dallas - Texas, 1999.

[15]M.B.R. Corrêa. *Estruturas Estáticas Alternativas para Acionamento de Motores de Indução*. Tese de doutorado, Universidade Federal da Paraíba, Campina Grande - PB, Maio 2002.

[16]P.C. Krause, O. Wasynczuk, and S.D. Sudho. *Analysis of Electric Machinery*. IEEE Press, Piscataway, 1995.

#### DADOS BIOGRÁFICOS

**Maurício Beltrão de Rossiter Corrêa**, nascido em 1973 em Maceió, Alagoas, é engenheiro eletricitista (1996), mestre

(1997) e doutor em Engenharia Elétrica (2002) pela Universidade Federal da Paraíba. Desde 1997 é professor do CEFET-AL/UNED-Palmeira dos Índios. Suas áreas de interesse são: Máquinas Elétricas, Eletrônica de Potência e Automação.

**Cursino Brandão Jacobina**, nascido em 1955 em Correntes, Pernambuco, é engenheiro eletricitista (1978), mestre (1980) e doutor (1983) ambos pelo Institut National Polytechnique de Toulouse, Toulouse, France. De 1978 até março de 2002 foi professor do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal da Paraíba. Desde abril de 2002 é professor do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande. Suas áreas de interesse são: Eletrônica de Potência, Acionamento de Máquinas Elétricas, Sistemas de Controle e Identificação de Sistemas.

**Antonio Marcus Nogueira Lima**, nascido em 1958 em Recife, Pernambuco, é engenheiro eletricitista (1982) e mestre (1985) em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal da Paraíba e doutor (1989) pelo Institut National Polytechnique de Toulouse, Toulouse, France. De 1983 até março de 2002 foi professor do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal da Paraíba. Desde abril de 2002 é professor do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande. Suas áreas de interesse incluem Eletrônica de Potência, Acionamento de Máquinas Elétricas, Sistemas de Controle, Instrumentação Eletrônica e Identificação de Sistemas.

**Edison Roberto Cabral da Silva**, nascido em 1942 em Pelotas, Rio Grande do Sul, é engenheiro eletricitista (1965) pela Escola Politécnica de Pernambuco, mestre (1968) em Engenharia Elétrica pela Universidade do Rio de Janeiro e doutor (1972) pela Université Paul Sabatier, Toulouse, France. De 1967 até março de 2002 foi professor do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal da Paraíba. Desde abril de 2002 é professor do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande. Suas áreas de interesse incluem Eletrônica de Potência e Acionamento de Máquinas Elétricas.