
ACIONAMENTO DO MOTOR DE INDUÇÃO BIFÁSICO SIMÉTRICO EMPREGANDO MODULAÇÃO VETORIAL

Denizar C. Martins*

denizar@inep.ufsc.br

Telles B. Lazzarin*

denizar@inep.ufsc.br

Luis C. Tomaselli*

luistomaselli@yahoo.com.br

Ivo Barbi*

ivobarbi@inep.ufsc.br

*Universidade Federal de Santa Catarina, Departamento de Engenharia Elétrica, Instituto de Eletrônica de Potência
Caixa Postal: 5119 - 88040-970 - Florianópolis, SC - Brasil

ABSTRACT

A drive for a symmetrical two-phase induction machine using vector modulation is studied in this paper. It is performed a comparison among different kinds of space vector modulation (discontinuous and continuous) and a new one is proposed. The concepts of the vector modulation are reviewed. Experimental results are shown to validate the theoretical statements.

KEYWORDS: Space vector modulation, two-phase induction symmetrical motor, AC drive.

RESUMO

Neste artigo o acionamento de um motor de indução bifásico usando modulação vetorial é estudado. Uma comparação entre diferentes tipos de modulação vetorial (descontínua e contínua) é apresentada, e uma nova técnica é proposta. Os conceitos de modulação vetorial são revisados e é proposta uma modulação vetorial descontínua híbrida. São apresentados resultados experimentais para validação dos estudos teóricos.

Artigo submetido em 25/05/2005

1a. Revisão em 18/08/2005

2a. Revisão em 02/03/2006

3a. Revisão em 06/06/2006

Aceito sob recomendação do Editor Associado

Prof. José Antenor Pomílio

PALAVRAS-CHAVE: Modulação vetorial, motor de indução bifásico simétrico, acionamento em corrente alternada.

1 INTRODUÇÃO

O acionamento de máquinas bifásicas é de grande interesse industrial haja vista o potencial em aplicações residenciais (compressores, ventiladores, etc). Sabe-se que um dos métodos para a variação de velocidade do motor monofásico com capacitor permanente é retirar o capacitor do enrolamento auxiliar e considerá-lo como uma máquina bifásica (Blaabjerg, 2002; Holmes, 1993; Corrêa, 2003) e, desse modo, o motor seria alimentado por um inversor bifásico. O problema é que os enrolamentos do motor não são idênticos; devido à inserção do capacitor, que forma um circuito ressonante com a indutância do motor, o enrolamento auxiliar fica submetido a uma tensão maior e para tentar preservar a relação tensão/espira dos enrolamentos altera-se o enrolamento auxiliar. Isso conduz à necessidade de alimentar com tensões diferentes os dois enrolamentos. Como consequência direta do desbalanço de tensão não é aproveitado da melhor forma possível a região de operação linear dos conversores. Nesse caso, ao invés de projetar o inversor bifásico para alimentar o motor monofásico sem capacitor é melhor reprojeter o motor para que este se torne uma máquina bifásica simétrica. A vantagem é que o motor passa a ser alimentado por tensões balanceadas e, assim, podendo aproveitar melhor a tensão disponível no barramento CC – imaginando um retificador não controlado em ponte completa convencional.

Este trabalho focaliza o uso de inversores bifásicos com modulação vetorial para acionar máquinas bifásicas simétricas. Para o inversor de tensão, utilizado, são três as escolhas possíveis (Wekhane, 1999). A primeira é o inversor de tensão bifásico tipo H-bridge, que é composto por dois braços e o ponto médio é derivado de um divisor capacitivo (Figura. 1). Esse conversor possui a desvantagem de subutilizar o barramento CC, além de apresentar problemas de desequilíbrio de tensão, principalmente em baixas frequências. O menor número de interruptores é uma vantagem, porém o aumento no volume de capacitores (e consequentemente custo) pode tornar esta solução menos atraente. A segunda é o inversor bifásico com três braços, onde o ponto médio é obtido por meio do controle adequado do braço comum (Figura. 2). Neste caso permite-se utilizar tensões de modo comum ou funções cossenoidais com diferentes fases (Benedict, 2000), se for usado modulações com portadora. Desse modo, a região linear de operação do inversor será estendida. Também permite o uso de modulação vetorial, pois agora é possível o uso de vetores nulos. Salientamos que embora o conversor de dois braços também possa utilizar modulação vetorial, porém para preservar o valor médio nulo, divide-se o tempo associado ao vetor nulo aos dois vetores ativos existentes na topologia de dois braços. Isso significa modificar os tempos associados aos vetores ativos, criando desse modo a modulação vetorial. No entanto com essa estratégia perde-se a “liberdade” de distribuição do tempo associado ao vetor nulo, resultando sempre em uma modulação bipolar. Ressalta-se que é condição *sine qua non* a existência de vetor nulo para poder se caracterizar as diferentes modulações vetoriais quando operando na região linear de modulação. Adicionalmente, acredita-se que exista uma relação “biunívoca” entre modulação vetorial e por portadora. Contudo, a o vetorial permite obter e trabalhar informações de modo mais simples, já que pode-se afirmar que são formas diferentes de se ver a mesma coisa. Há um aumento no número de interruptores em relação à estrutura anterior. A última escolha possível é o inversor de quatro braços, um para cada fase (2). Esse é o que apresenta maior região linear de operação. Porém é o que maior número de interruptores apresenta, implicando em maiores perdas e maior quantidade de circuitos de comando. Optou-se pelo inversor de tensão bifásico de três braços.

A idéia principal do trabalho é apresentar uma nova estratégia de modulação vetorial descontínua que permita minimizar as perdas do inversor.

2 MODULAÇÃO VETORIAL USADA NO INVERSOR BIFÁSICO DE TRÊS BRAÇOS

A modulação vetorial se caracteriza por não apresentar portadora e uma de suas principais vantagens é o grau de liber-

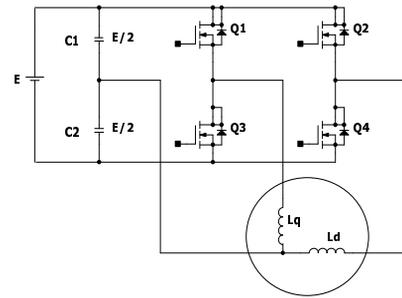


Figura 1: Inversor de tensão bifásico H-bridge.

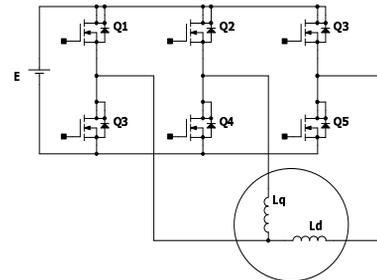


Figura 2: Inversor de tensão bifásico com três braços.

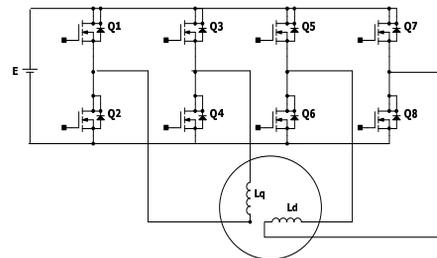


Figura 3: Inversor de tensão bifásico com quatro braços.

dade na distribuição do tempo associado aos vetores nulos. Utilizando-se esse fator pode-se minimizar as perdas de comutação. Apresenta como desvantagens: a necessidade de precisão nos tempos, não possui um tempo mínimo de duração dos pulsos, não previne “notches” e não é simples de se aplicar a técnica de sobremodulação (devido a transição da função de modulação, que é contínua, para uma função descontínua). Diferentemente do caso trifásico (sem neutro também é possível uma representação no plano, pois uma fase é linearmente dependente) os padrões de comutação não formam um hexágono regular (Jabbar, 2001) (Figura. 4).

Pela Figura 4 percebe-se que somente é possível reproduzir na saída um vetor de referência (U_0) que esteja contido dentro da região formada pela envoltória definida pelos vetores padrões. Define-se ainda a região linear como aquela em que o vetor de referência pode ser reproduzido na saída sem distorções. Assim, U_0 é um vetor que gira com frequência an-

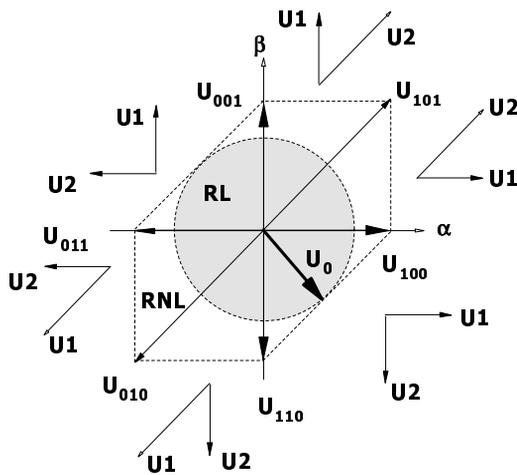


Figura 4: Hexágono com os padrões de comutação.

gular constante e cuja trajetória forma uma circunferência – pois se deseja duas senóides defasadas de noventa graus entre si – e a amplitude do vetor é o raio dessa, sendo que seu valor máximo define a região linear, ou seja, pelo raio da circunferência circunscrita no hexágono formado pelos padrões de comutação. Ainda, pode-se determinar seu valor para a trajetória do vetor na região linear de operação, que é $1/\sqrt{2}pu$ – valor parametrizado em função da tensão do barramento CC. Para valores maiores entra-se na região de operação não linear.

Do exposto, pode-se dizer que a modulação vetorial combina diferentes padrões de comutação a fim de se obter na saída do conversor o vetor de referência desejado. Isto é feito igualando o valor médio dos vetores instantâneos dentro de um período de comutação ao valor do vetor de referência, num processo igual à modulação senoidal. Existem muitas combinações possíveis que satisfazem esta condição; porém, somente se trabalha com as possibilidades com menor número de comutações possíveis. O objetivo é minimizar perdas de comutação.

Verifica-se que se ligando os vértices do hexágono formam-se seis triângulos retângulos, definindo seis regiões de operação ou seis setores. Observa-se que os catetos adjacentes e as hipotenusas constituem os vetores básicos e que esses são adjacentes a qualquer vetor de referência dentro do setor. Procura-se construir o vetor de referência utilizando-se somente os vetores adjacentes dos setores. Estabelece-se que os vetores adjacentes de cada setor são denominados de U2 e de U1 e que essa denominação se preserva na mudança de setor. Destarte, ao se definir como U1 o vetor formado pela combinação 100, o próximo vetor (em qualquer sentido) será U2 e assim, consecutivamente, até completar a denominação dos padrões de comutação (Figura. 4). De forma similar, o tempo que é despendido no vetor U2 é denominado de T2 e

T1 é o associado ao U1. Assim, dado um vetor de referência localizado em um setor formado por U1 e U2 – dois vetores básicos adjacentes – pode-se estabelecer a equação que define a relação entre os tempos e vetores:

$$T_{PWM} \cdot \vec{U}_0 = T_1 \cdot \vec{U}_1 + T_2 \cdot \vec{U}_2 \quad (1)$$

A expressão (1) mostra que o produto tensão por tempo deve ser igual, isto é, que o produto do vetor de referência pelo período de comutação deve ser igual a soma do produto dos vetores com os tempos associados a esses. Assim, controla-se a evolução média dentro do período. Nem sempre a soma dos tempos T1 e T2 será igual a unidade, deste modo é necessário despendar o restante do período em um vetor nulo de modo a não alterar a soma dada pela equação (1). Portanto, quando a soma dos tempos (T1 e T2) é menor que o período de comutação, para se manter a tensão de saída constante, utiliza-se os vetores nulos no restante do período. Então:

$$T_0 = T_{PWM} - T_1 - T_2 \quad (2)$$

Assim, calculando os tempos pode-se gerar os sinais de comutação. Há muitos padrões de comutação para se implementar a modulação vetorial. Uma possível seqüência de comandos é U000 – U1 – U2 – U111 – U2 – U1 – U000, e significa que as saídas comutam seqüencialmente de U000 para U1, U2, U111, U2, U1 e retornam novamente para U000 em cada período, onde U1 e U2 são os vetores básicos que formam o setor no qual o vetor de referência se encontra. Pode-se dizer que da distribuição do tempo T0, ao longo do período de comutação entre os vetores nulos, surgem as diferentes modulações vetoriais.

Estabelecendo a notação para os vetores básicos:

$$\begin{aligned} \vec{U}_1 &= V_1 e^{j\theta_1} \\ \vec{U}_2 &= V_2 e^{j\theta_2} \end{aligned} \quad (3)$$

então, a partir da Figura. 4, pode-se definir V_1 , V_2 , θ_1 e θ_2 para cada setor. Utiliza-se o sentido anti-horário para definir os ângulos. Assim:

Supondo que $U_0 = V e^{j\theta}$, substituindo (3) em (1), separando a parte real da imaginária, escrevendo sob a forma matricial e isolando T1 e T2, tem-se:

Tabela 1: Definições para os vetores U_1 e U_2 .

Setor	U1	U2	V1	V2	θ_1	θ_2
1	U100	U101	1	$\sqrt{2}$	0	45
2	U001	U101	1	$\sqrt{2}$	90	45
3	U001	U011	1	1	90	180
4	U010	U011	$\sqrt{2}$	1	225	180
5	U010	U110	$\sqrt{2}$	1	225	270
6	U100	U110	1	1	0	270

$$\begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \end{bmatrix} = T_{PWM} \begin{bmatrix} V_1 \cos(\theta_1) & V_2 \cos(\theta_2) \\ V_1 \sin(\theta_1) & V_2 \sin(\theta_2) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} V \cos(\theta) \\ V \sin(\theta) \end{bmatrix} \quad (4)$$

Logo:

$$\frac{T_1}{T_{PWM}} = \frac{V}{V_1} \cdot \frac{\sin(\theta_2 - \theta)}{\sin(\theta_2 - \theta_1)} \quad (5)$$

$$\frac{T_2}{T_{PWM}} = \frac{V}{V_2} \cdot \frac{\sin(\theta - \theta_1)}{\sin(\theta_2 - \theta_1)} \quad (6)$$

T_0 por sua vez será dado por (2). V_1, V_2, θ_1 e θ_2 são definidos em função do setor de operação.

3 MODULAÇÃO PROPOSTA

É interessante observar que esta modulação apresenta um grau de liberdade: a distribuição do tempo T_0 nos dois vetores nulos. Esse fato é o que dá origem aos diferentes tipos de modulação. Em inversores trifásicos utiliza-se a distribuição do tempo nulo, entre os vetores nulos, dentro do período de comutação para denominar o tipo de modulação vetorial empregada. Para isto define-se T_{01} para o vetor nulo 000 e T_{02} para o vetor nulo 111. Utiliza-se uma variável para a classificação das diferentes modulações, dada pela expressão seguinte (Hava, 1999):

$$\mu = \frac{T_{01}}{T_{01} + T_{02}} \quad (7)$$

Quando μ assume valores entre zero e a unidade tem-se a modulação contínua. Quando em determinados setores μ assume os valores extremos (0 ou 1) tem-se a modulação descontínua. A modulação descontínua apresenta a vantagem de diminuir o número de comutações dentro de um período

do sinal de referência, porque um dos braços sempre está conectado ao positivo ou ao terra do barramento CC. Deste modo, quando $T_{01} = T_{02}$, $\mu = 0,5$, tem-se a modulação vetorial contínua (CSVPWM). Do mesmo modo, quando $T_{01} = T_0$ e $T_{02} = 0$, $\mu = 1$, tem-se a modulação vetorial descontínua mínima (DPWMMIN). Por sua vez quando $T_{01} = 0$ e $T_{02} = T_0$, $\mu = 0$, tem-se a modulação vetorial descontínua máxima (DPWMMAX). A modulação descontínua se caracteriza pelo fato de um dos braços não estar comutando. No caso trifásico cada braço fica durante 120 graus sem comutar. No caso bifásico, o braço comum fica 90 graus sem comutar enquanto os outros dois braços ficam 135 graus. Desse modo, além do desequilíbrio térmico causado pela má distribuição de corrente entre os interruptores – característica de um inversor bifásico – soma-se o efeito de um número de comutações diferente do braço comum em relação aos demais braços. Ressalta-se que as perdas de comutação são dadas por três fatores: amplitudes das grandezas elétricas (tensão e corrente) do componente, tempo de comutação, recuperação reversa no bloqueio do diodo e número de comutações dentro do período de referência (1s). Considerando que não se altera os três primeiros, o único modo de aumentar ou diminuir as perdas é alterando o número de comutações. Como na modulação descontínua sempre há um braço sem comutar, pode-se dizer que se reduz o número de comutações a 1/3 do valor obtido na modulação contínua, com redução das respectivas perdas. Salienta-se que a condição básica assumida foi de que um dos braços não estaria conduzindo, característica essa da modulação descontínua. Devido à assimetria do espaço vetorial que define as tensões de saída observamos que a área dos setores não são idênticas, implicando que alguns setores terão períodos maiores que outros. Por isso, é impossível fazer uma distribuição uniforme do tempo em que não ocorre comutação entre os interruptores, provocada pelo deslocamento angular entre as tensões de referência. Isto provoca um desequilíbrio na distribuição das perdas de comutação. Contudo ressaltamos o fato de que o braço comum conduz mais corrente – para satisfazer as leis de Kirchhoff – indicando, também, desequilíbrio na distribuição das perdas de condução. Portanto, foi adotado que esse ficasse metade do período sem comutar enquanto os dois restantes ficariam sem conduzir um quarto do período. Lembra-se de que as perdas de comutação são proporcionais a amplitude da corrente e o número de comutações, assim reduzem-se em duas formas de modo a aproveitar melhor o desequilíbrio térmico natural na forma como esta topologia está sendo empregada. Em acordo com o exposto é proposta uma nova técnica. Define-se eixos de simetria (deslocados de 45 graus em relação aos eixos do plano DQ) que dividem o hexágono em duas partes iguais sendo que em uma parte utiliza-se DPWMMIN e noutra a DPWMMAX, ou seja, durante 180 graus $\mu = 1$ e outros 180 graus $\mu = 0$. Denomina-se essa técnica de modulação vetorial descontínua híbrida (ver 4). Com esta es-

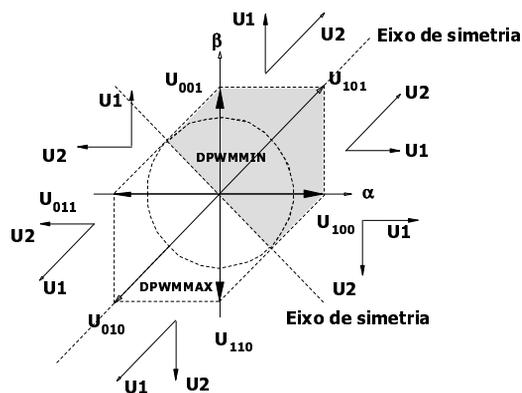


Figura 5: Sequência de comutação para cada setor na modulação vetorial descontínua híbrida.

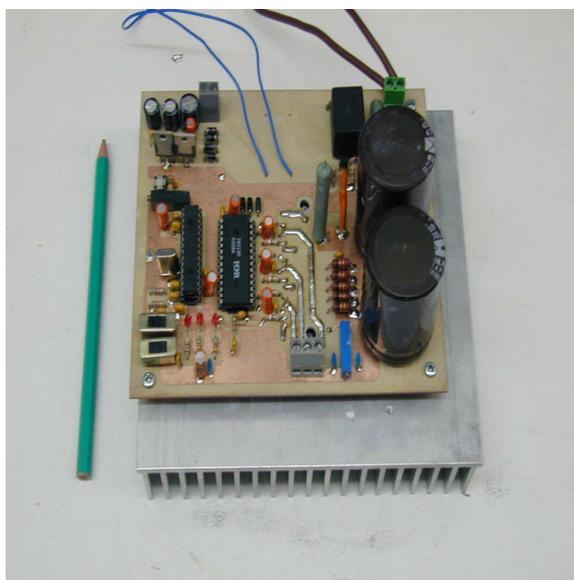


Figura 6: Foto do protótipo implementado.

tratégia o braço comum fica sem comutar durante 180 graus conquanto os demais braços noventa graus – isto é interessante, pois o braço comum é o de maior corrente. Da mesma forma, o desequilíbrio entre os interruptores de um mesmo braço desvanece.

Salienta-se que as modulações vetoriais contínua e híbrida apresentam uma melhor distribuição de corrente entre os interruptores com relação as demais modulações descontínuas analisadas. Nas modulações descontínua máxima e mínima ocorre que os interruptores superiores ou os inferiores conduzem mais tempo. Em termos de distribuição de corrente a modulação vetorial contínua é superior. A vantagem da modulação vetorial descontínua reside no fato de que as perdas por comutação se restringem a um terço do que ocorre na modulação vetorial contínua pelos fatos já abordados. A

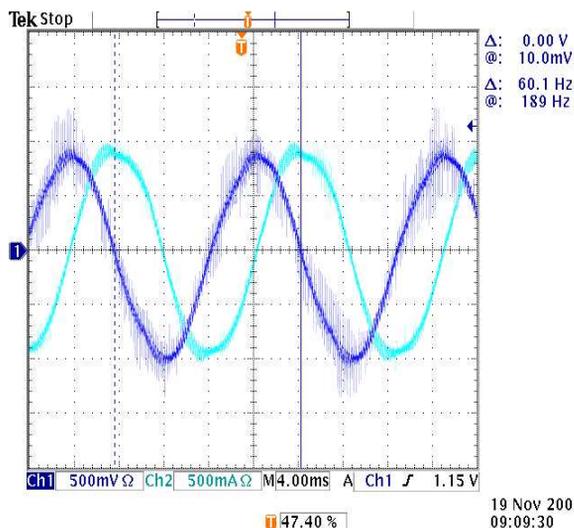


Figura 7: Correntes de estator com frequência de 60Hz.

modulação vetorial descontínua híbrida é a que mais se assemelha com a modulação vetorial contínua no que se refere a distribuição das perdas por condução em um mesmo braço. Pode ser feita uma correlação as modulações por largura de pulso obtido por onda triangular e dente de serra. A Tabela 2 – apresentada ao final do artigo – indica as razões cíclicas dos braços do inversor para cada setor de operação.

4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Um protótipo (Figura. 6) foi implementado a fim de estudar este acionamento. Foi utilizado um motor bifásico simétrico de IV pólos, 220V, 60Hz e potência nominal de 350W. A frequência de comutação adotada foi de 5kHz para todas as modulações analisadas alterando-se o número de comutações entre essas – por limitação do microcontrolador utilizado que não possuía capacidade de cálculo suficiente para frequências maiores. As figuras 7, 8 e 9 apresentam alguns resultados experimentais (correntes de estator e detalhe das tensões dos braços).

Para baixas frequências, ocorre uma deformação na trajetória das correntes. Isto se deve a forma como foi implementada a modulação. Como o índice de modulação para baixas frequências diminui, os tempos associados aos vetores nulos são baixos aproximando-se, em grandeza, ao tempo de atraso da rotina do programa. Deste modo, uma limitação ocorre para tempos pequenos estipulando um valor mínimo. Isto acaba provocando deformações na corrente. Outro ponto importante é que a própria máquina satura com correntes próximas à amplitude nominal. As curvas de torque eletromagnético, para a modulação proposta, foram obtidas por meio de uma bancada de torque com freio eletromagnético. Os

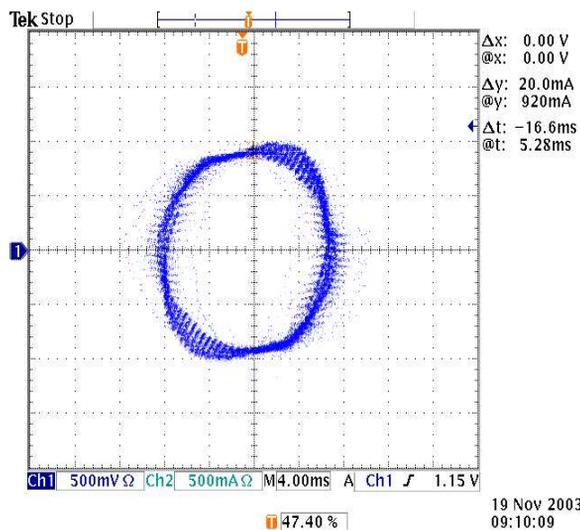


Figura 8: Correntes de estator com frequência de 60Hz no plano DQ.

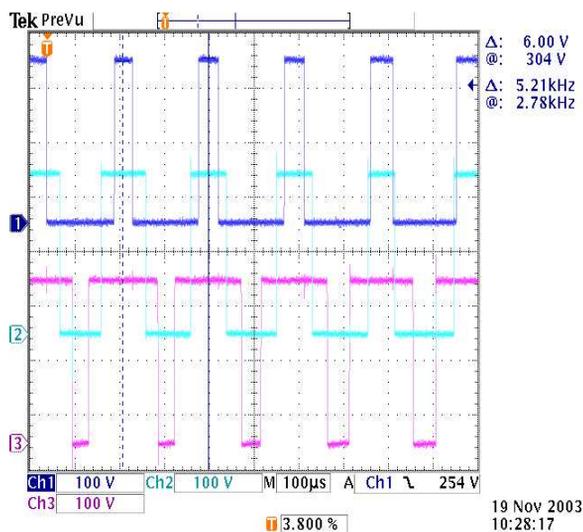


Figura 9: Detalhe das tensões dos braços.

resultados são apresentados na Figura. 10.

Todas as modulações, abordadas neste trabalho, foram implementadas e ensaios de rendimento foram efetuados por meio de uma carga indutiva de 250W por fase, isso porque não havia um sistema de medição confiável para se medir o rendimento a partir do motor. A Figura. 11 apresenta os resultados para a frequência nominal conquanto a 5 para a frequência de 10Hz. Como observado as modulações descontinuas obtiveram melhor desempenho.

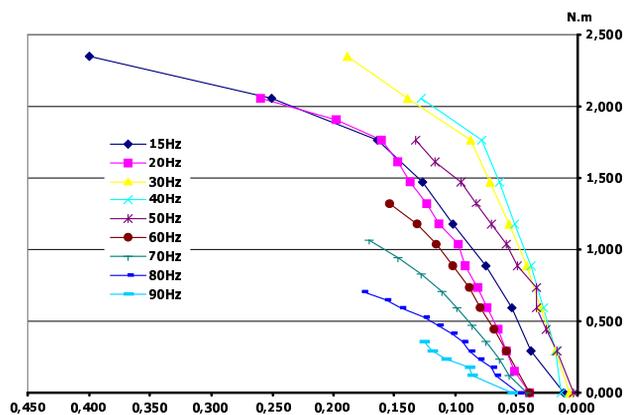


Figura 10: Curvas de torque mecânico por escorregamento experimentais para diferentes frequências de alimentação para a modulação proposta.

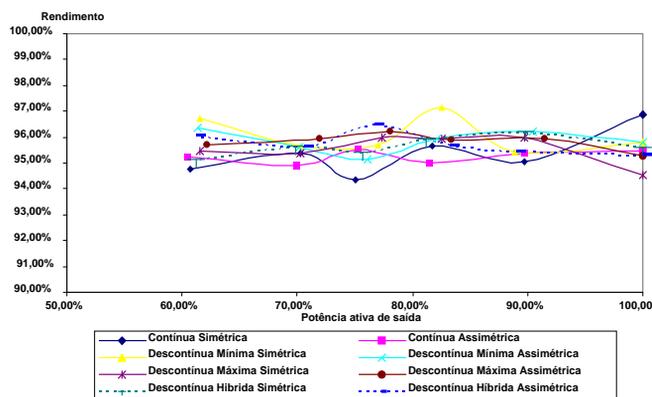


Figura 11: Rendimento obtido, experimentalmente, para o inversor com uma carga bifásica (tipo RL) pela variação da potência de saída (normalizada em função do valor nominal – 250W por fase) na frequência de 60Hz.

5 CONCLUSÕES

Um fator importante é que ao se usar o motor bifásico (quando comparado ao motor monofásico com capacitor permanente) obtém-se uma melhor característica de torque e também aproveita-se melhor a tensão disponível do barramento CC. Adota-se o inversor bifásico com três braços para se obter as tensões de fase. Isso para evitar o divisor capacitivo, que apresenta inconvenientes em baixa frequência (desequilíbrio de tensão).

É utilizada a modulação vetorial por essa permitir uma maior liberdade no projeto. Tanto que são apresentados quatro tipos de modulação (contínua e descontínua). Adota-se como solução, a modulação vetorial descontínua híbrida. Esta é escolhida em função do menor número de comutações e por permitir uma melhor distribuição das correntes nos braços.

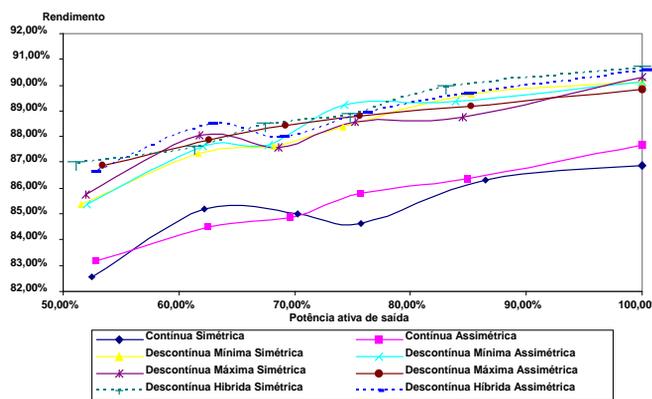


Figura 12: Rendimento obtido, experimentalmente, para o inversor com uma carga bifásica (tipo RL) pela variação da potência de saída (normalizada em função do valor nominal – 36W por fase) na frequência de 10Hz.

Observa-se que em baixa frequência os rendimentos das diversas modulações são próximos. Isto porque as perdas por comutação não foram relevantes devido à tecnologia utilizada para os semicondutores. Contudo, um aumento na corrente ou aumento na frequência de comutação pode potencializar os resultados a ponto de justificar o uso da metodologia.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem ao CNPq por sua contribuição ao trabalho por meio de fomento de bolsa e a WEG pela gentil doação do motor bifásico empregado.

REFERÊNCIAS

- Benedict, E.R. and Lipo, T.. “Improved PWM modulation for a permanent-split capacitor motor”. *Conference Record of the Industry Applications Conference*, vol. 3, Oct. 2000, pp. 2004-2010.
- Blaabjerg, F.; Lungeanu, F.; Skaug, K. and Aupke, A. “Comparison of Variable Speed Drives for Single-Phase Induction Motors”. *Osaka: PCC 2002*, pp. 1437-1140.
- Corrêa, M. R. B.; Jacobina, C.B.; Lima, A.M.N and Silva, E.R.C.. “A three-leg voltage source inverter for two-phase AC motor drive systems,” *Transactions on Power Electronics*, vol. 17, No. 4, July 2002, pp. 517-523.
- Hava, A.M.; Kerkman, R.J. and Lipo, T.A.. “Simple analytical and graphical methods for carrier-based PWM-VSI drives”. *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 14, Issue 1, Jan. 1999, pp. 49-61.
- Holmes, D. G. and Kotsopoulos, A.. “Variable Speed Control of Single and Two Phase Induction Motors Using a

Three Phase Voltage Source”. *Conference Record of the Industry Applications Society*, Oct. 1993, pp. 613-618.

Jabbar, M.A.; Khambadkone, A.M. and Zhang Yanfeng. “DSP based space vector PWM drive for constant power operation of two-phase induction motors”. *The 27th Annual Conference of the Industrial Electronics Society*, vol.2, Dec. 2001, pp. 1166-1171.

Wekhande, S.S.; Chaudhari, B.N.; Dhopte, S.V. and Sharma, R.K.. “A low cost inverter drives for 2-phase induction motor”. *Proceedings of the Power Electronics and Drive Systems*, vol.1, July 1999, pp. 428-431.

Tabela 2: Razões cíclicas dos braços do inversor para cada setor de operação.

Setor	CSPWM		
	D_α	D_{comum}	D_β
1	$\frac{1}{2}(1 + M \cos \theta)$	$\frac{1}{2}(1 - M \cos \theta)$	$\frac{1}{2} + 1, 1183 M \sin(\theta - 0, 464)$
2	$\frac{1}{2} + 1, 1183 M \cos(\theta - 0, 464)$	$\frac{1}{2}(1 - M \sin \theta)$	$\frac{1}{2}(1 + M \sin \theta)$
3	$\frac{1}{2}(1 - \sqrt{2} M \sin(\theta - \frac{\pi}{4}))$	$\frac{1}{2}(1 - \sqrt{2} M \sin(\theta + \frac{\pi}{4}))$	$\frac{1}{2}(1 + \sqrt{2} M \sin(\theta - \frac{\pi}{4}))$
4	$\frac{1}{2}(1 + M \cos \theta)$	$\frac{1}{2}(1 - M \cos \theta)$	$\frac{1}{2} + 1, 1183 M \sin(\theta - 0, 464)$
5	$\frac{1}{2} + 1, 1183 M \cos(\theta + 0, 464)$	$\frac{1}{2}(1 - M \sin \theta)$	$\frac{1}{2}(1 + M \sin \theta)$
6	$\frac{1}{2}(1 - \sqrt{2} M \sin(\theta - \frac{\pi}{4}))$	$\frac{1}{2}(1 - \sqrt{2} M \sin(\theta + \frac{\pi}{4}))$	$\frac{1}{2}(1 + \sqrt{2} M \sin(\theta - \frac{\pi}{4}))$
Setor	DPWMMIN		
	D_α	D_{comum}	D_β
1	$M \cos \theta$	0	$M \sin \theta$
2	$M \cos \theta$	0	$M \sin \theta$
3	0	$-M \cos \theta$	$\sqrt{2} M \sin(\theta - \frac{\pi}{4})$
4	0	$-M \cos \theta$	$\sqrt{2} M \sin(\theta - \frac{\pi}{4})$
5	$\sqrt{2} M \cos(\theta + \frac{\pi}{4})$	$-M \sin \theta$	0
6	$\sqrt{2} M \cos(\theta + \frac{\pi}{4})$	$-M \sin \theta$	0
Setor	DPWMMAX		
	D_α	D_{comum}	D_β
1	1	$1 - M \cos \theta$	$1 + \sqrt{2} M \sin(\theta - \frac{\pi}{4})$
2	$1 + \sqrt{2} M \cos(\theta + \frac{\pi}{4})$	$1 - M \sin \theta$	1
3	$1 - \sqrt{2} M \sin(\theta - \frac{\pi}{4})$	$1 - M \sin \theta$	1
4	$1 + M \cos \theta$	1	$1 + M \sin \theta$
5	$1 + M \cos \theta$	1	$1 + M \sin \theta$
6	1	$1 - M \cos \theta$	$1 + \sqrt{2} M \sin(\theta - \frac{\pi}{4})$
Setor	DPWMHIBRIDA		
	D_α	D_{comum}	D_β
1	$M \cos \theta$	0	$M \sin \theta$
2	$M \cos \theta$	0	$M \sin \theta$
3	0 $1 - \sqrt{2} M \sin(\theta - \frac{\pi}{4})$	$-M \cos \theta$ $1 - M \sin \theta$	$\sqrt{2} M \sin(\theta - \frac{\pi}{4})$ 1
4	$1 + M \cos \theta$	1	$1 + M \sin \theta$
5	$1 + M \cos \theta$	1	$1 + M \sin \theta$
6	1 $\sqrt{2} M \cos(\theta + \frac{\pi}{4})$	$1 - M \cos \theta$ $-M \sin \theta$	$1 + \sqrt{2} M \sin(\theta - \frac{\pi}{4})$ 0