

# ACIONAMENTO DE MÚLTIPLAS MÁQUINAS COM NÚMERO REDUZIDO DE COMPONENTES ALIMENTANDO MÁQUINAS BIFÁSICAS E TRIFÁSICAS

Euzeli C. dos Santos Jr., Cursino B. Jacobina, Osglay I. da Silva, Antônio M. N. Lima  
Laboratório de Eletrônica Industrial e Acionamento de Máquinas  
Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Campina Grande  
Caixa Postal 10105; 58109-970 Campina Grande, PB; Brasil  
Fax: ++55(83)3310-1015; Fone: +55(83)3310-1136  
e-mail: [euzeli,jacobina,osglay,amnlima]@dee.ufcg.edu.br

**Resumo** – O principal objetivo deste artigo é comparar dois sistemas de acionamento de múltiplas máquinas com número reduzido de componentes. A Configuração A alimenta  $n$  máquinas bifásicas, enquanto a Configuração B alimenta  $n$  máquinas trifásicas. Ambas as topologias usam múltiplos inversores de dois braços associados com um braço extra compartilhado. As configurações estudadas neste artigo apresentam capacidade de tensão e corrente complementares. As principais características dos sistemas de acionamento são apresentadas, além de resultados experimentais.

**Palavras-Chave** – Acionamento de múltiplas máquinas trifásicas, acionamento de múltiplas máquinas bifásicas.

## COMPONENT MINIMIZED MULTI-DRIVE SYSTEMS SUPPLYING TWO-PHASE AND THREE-PHASE MACHINES

**Abstract** – The main goal of this paper is compare two multi-machine drive systems with reduced number of components. Configuration A feeds  $n$  two-phase machines, while Configuration B feeds  $n$  three-phase machines. Both topologies use multiple two-leg inverters associated with a same shared leg. The studied configurations have complementary voltage and current rating performance. Main characteristics of the drive systems are presented together with experimental results.

**Keywords** – Multiple three-phase drive, multiple two-phase drive.

### NOMENCLATURA

$v_{sal}$	Tensão da fase $a$ da máquina $l$ , $l = 1$ até $n$
$v_{sbl}$	Tensão da fase $b$ da máquina $l$ , $l = 1$ até $n$
$v_{scl}$	Tensão da fase $c$ da máquina $l$ , $l = 1$ até $n$
$v_{al0}^*$	Tensão de pólo de referência do braço $a$
$v_{bl0}^*$	Tensão de pólo de referência do braço $b$
$v_{c0}^*$	Tensão de pólo de referência do braço $c$
$v_{sal}^*$	Tensão de referência da fase $a$

$v_{sbl}^*$	Tensão de referência da fase $b$
$v_{scl}^*$	Tensão de referência da fase $c$
$q_{al}, \bar{q}_{al}$	Chaves do braço $a$
$q_{bl}, \bar{q}_{bl}$	Chaves do braço $b$
$q_{cl}, \bar{q}_{cl}$	Chaves do braço $c$
$\mu$	Fator de distribuição da roda livre global
$\mu_j$	Fator de distribuição da roda livre local
$v_\mu$	Tensão homopolar
$E$	Tensão do barramento cc
$\tau$	Larguras de pulso
$T$	Período de chaveamento
PWM	Modulação por Largura de Pulsos
THD	Distorção Harmônica Total

## I. INTRODUÇÃO

Um sistema de acionamento de motor ca padrão é constituído por um retificador de entrada, um banco de capacitores como barramento cc, um inversor, um motor elétrico e um sistema de controle baseado em microcomputador. Em aplicações industriais onde o acionamento de vários motores é requerido, uma solução direta consiste em replicar a configuração padrão. Uma das primeiras alternativas para redução de custos nestes casos é o uso de um barramento cc comum para todos os sistemas de acionamentos instalados na planta. Uma segunda alternativa para uma maior redução nos custos da instalação, consiste no uso de topologias com um número reduzido de dispositivos de chaveamento de potência [1], [3], [4], [5], [6], [9], [10], [11], [12].

Neste artigo, são investigadas configurações de acionamentos ca, que se diferenciam pelo tipo de motores usados. Estas topologias serão empregadas para permitir uma significativa redução no número de dispositivos de potência, se comparadas à solução direta, na qual a configuração padrão é simplesmente replicada. Este trabalho examina topologias com número reduzido de componentes para sistemas de acionamentos de múltiplas máquinas ca, no qual todos os inversores compartilham uma conexão em um braço extra, conforme mostrado nas Figs. 1 e 2. A Configuração A aciona motores bifásicos, enquanto a Configuração B aciona motores trifásicos. Apesar das máquinas bifásicas apresentarem menor importância comercial que as máquinas trifásicas, serão consideradas neste trabalho uma vez que a configuração com máquinas bifásicas apresenta menor tensão

do barramento cc [13], como será discutido na Seção VIII. Ambas as topologias empregam múltiplos inversores de dois braços, com um braço extra compartilhado. A Configuração *A* é proposta neste artigo, enquanto que a Configuração *B* foi proposta em trabalho anterior [8]. A Configuração *B* é discutida novamente neste trabalho, já que alguns novos as-

pectos são destacados e para efeito de comparação com a Configuração *A*. Uma redução ainda maior do número de componentes pode ser obtida se for compartilhado o ponto central do banco de capacitores no barramento cc [8], mas estas configurações não são consideradas neste artigo devido aos problemas associados com a corrente ca através dos capacitores.

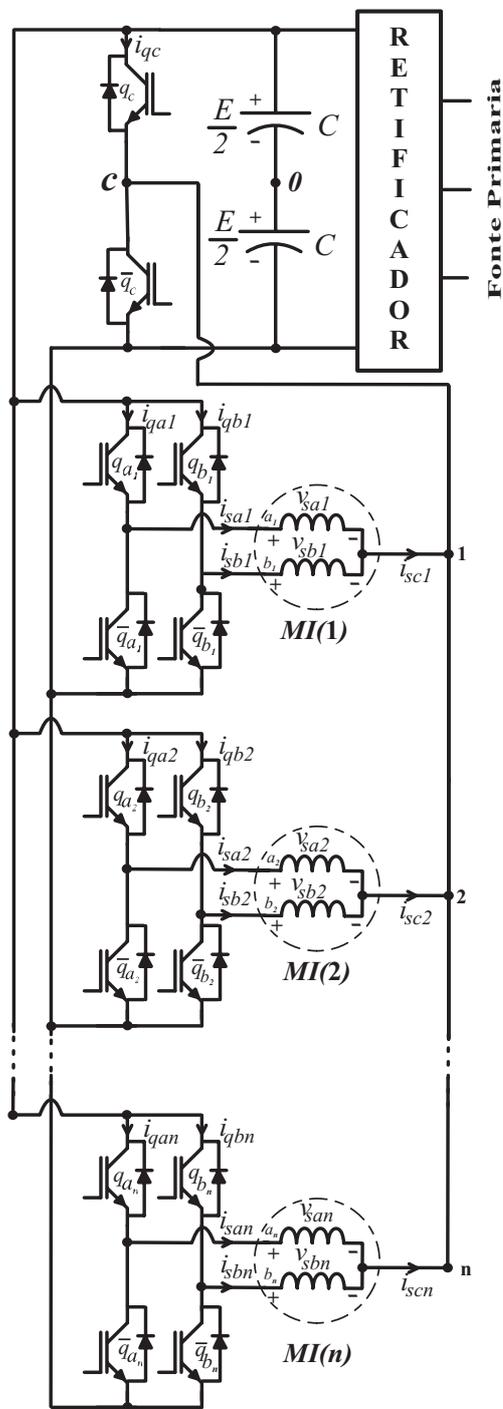


Fig. 1. Sistema de acionamento de múltiplas máquinas bifásicas – Configuração *A*.

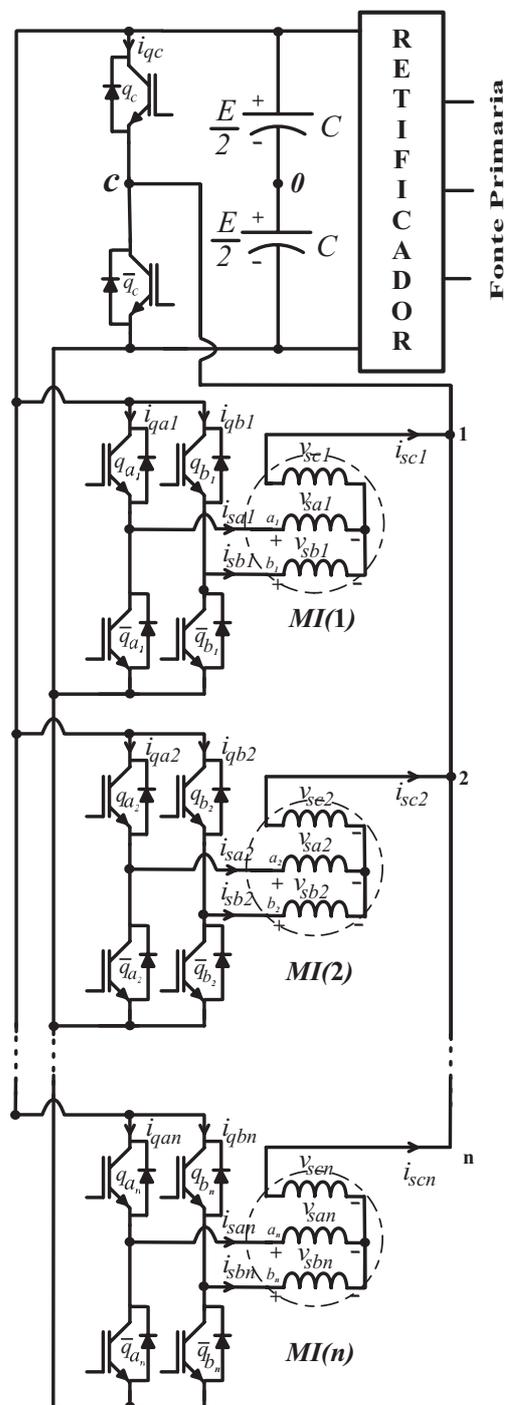


Fig. 2. Sistema de acionamento de múltiplas máquinas trifásicas – Configuração *B*.

## II. SISTEMAS DE ACIONAMENTO

Na Figura 1, é apresentada a Configuração A, onde mostra-se o retificador de entrada, banco de capacitores (barramento cc),  $n$  motores bifásicos alimentados por  $n$  inversores fonte de tensão (chaves  $q_{al}$ ,  $\bar{q}_{al}$ ,  $q_{bl}$  e  $\bar{q}_{bl}$ , para  $l=1$  a  $n$ ). Nesta topologia um braço extra é compartilhado ( $q_c$  e  $\bar{q}_c$ ) por todos os motores bifásicos, com o terminal de neutro de cada motor conectado a este braço. Na Figura 2, é mostrada a Configuração B, neste caso usam-se  $n$  motores trifásicos onde a terceira fase de cada motor é conectada ao braço compartilhado. Doravante, em todas as expressões onde aparecer o subscrito  $l$ , entende-se que o mesmo se refere a todas as máquinas, e então  $l$  varia de 1 a  $n$ .

O estado de condução de todas as chaves será representado pelas variáveis binárias homônimas  $q_{al}$ ,  $\bar{q}_{al}$ ,  $q_{bl}$  e  $\bar{q}_{bl}$ ,  $q_c$  e  $\bar{q}_c \in \{0,1\}$ , onde  $q=1$  indica chave fechada enquanto  $q=0$  indica chave aberta. Os pares  $q_{al}$  -  $\bar{q}_{al}$ ,  $q_{bl}$  -  $\bar{q}_{bl}$  e  $q_c$  -  $\bar{q}_c$  são complementares e, portanto  $q_{al}=1-\bar{q}_{al}$ ,  $q_{bl}=1-\bar{q}_{bl}$  e  $q_c=1-\bar{q}_c$ .

## III. ESTRATÉGIA PWM - CONFIGURAÇÃO A

Considerando a topologia mostrada na Figura 1, as tensões de fase  $v_{sal}$  e  $v_{sbl}$ , são expressas por:

$$v_{sal} = v_{al0} - v_{c0} = (q_{al} - q_c)E \quad (1)$$

$$v_{sbl} = v_{bl0} - v_{c0} = (q_{bl} - q_c)E \quad (2)$$

onde  $E$  é a tensão do barramento cc,  $v_{al0}$ ,  $v_{bl0}$  e  $v_{c0}$  são as tensões de pólo, referenciadas ao ponto central dos capacitores ('0').

Se as tensões de fase de referência são dadas por  $v_{sal}^*$  e  $v_{sbl}^*$ , então as tensões de pólo podem ser expressas por:

$$v_{al0}^* = v_{sal}^* + v_{c0}^* \quad (3)$$

$$v_{bl0}^* = v_{sbl}^* + v_{c0}^* \quad (4)$$

Observa-se que estas equações não podem ser resolvidas antes que  $v_{c0}^*$  seja definida. Equações (3) e (4) podem ser formuladas como:

$$v_{al0}^* = v_{sal}^* + v_{\mu}^* \quad (5)$$

$$v_{bl0}^* = v_{sbl}^* + v_{\mu}^* \quad (6)$$

$$v_{c0}^* = v_{\mu}^* \quad (7)$$

O controle de tensão PWM pode ser implementado de acordo com um dos dois métodos a seguir.

### Método I: Fator de Distribuição Global

O controle PWM pode ser definido usando um fator de distribuição global  $\mu$  ( $0 \leq \mu \leq 1$ ) para dividir o período de roda livre  $t_o$  (período nos quais as  $n$  tensões de pólo  $v_{al0}$ ,  $v_{bl0}$  e  $v_{c0}$  são iguais) no início e no final do período de chaveamento. Neste caso a tensão  $v_{\mu}^*$  pode ser determinada tomando-se o fator de distribuição global  $\mu$ . Assim  $v_{\mu}^*$  é dada por:

$$v_{\mu}^* = E \left( \mu - \frac{1}{2} \right) - \mu v_{\max}^* + (\mu - 1) v_{\min}^* \quad (8)$$

onde  $v_{\max}^* = \max V$  e  $v_{\min}^* = \min V$  e  $V = \{v_{al0}^*, v_{bl0}^*, 0\}$  para  $l=1$  até  $n$ .

A equação (8) foi derivada usando a mesma estratégia empregada para a modulação PWM para o equivalente trifásico [2].

O algoritmo para determinar os sinais de comando das chaves é dado a seguir:

Passo 1. Escolha o fator de distribuição  $\mu$  e calcule  $v_{\mu}^*$  usando (8). A redução da distorção harmônica é o critério usado para a escolha de  $\mu$ .

Passo 2. Usando  $v_{\mu}^*$  determine  $v_{al0}^*$ ,  $v_{bl0}^*$  e  $v_{c0}^*$  usando (5)-(7) para todas as  $n$  máquinas.

Passo 3. Finalmente, uma vez que as tensões em relação ao ponto central dos capacitores ('0') foram determinadas, calcule a largura dos pulsos:  $\tau_{al}$ ,  $\tau_{bl}$  e  $\tau_c$  para todas as  $n$  máquinas usando

$$\tau_{al} = \frac{T}{2} + \frac{T}{E} v_{al0}^* \quad (9)$$

$$\tau_{bl} = \frac{T}{2} + \frac{T}{E} v_{bl0}^* \quad (10)$$

$$\tau_c = \frac{T}{2} + \frac{T}{E} v_{c0}^* \quad (11)$$

Os valores das larguras de pulsos são usados no sistema de controle digital para gerar os sinais de gatilho das chaves. Alternativamente, estes sinais podem ser gerados via *hardware* como será mostrado em seguida.

### Método II: Fator de Distribuição Local

A tensão  $v_{\mu}^*$  pode ser determinada considerando o fator de distribuição de roda livre local  $\mu_j$  de uma máquina particular  $j^{th}$ . Neste caso  $v_{\mu}^* = v_{j\mu}^*$ , onde  $v_{j\mu}^*$  é dado por

$$v_{j\mu}^* = E \left( \mu_j - \frac{1}{2} \right) - \mu_j v_{j\max}^* + (\mu_j - 1) v_{j\min}^* \quad (12)$$

onde  $v_{j\max}^* = \max V_j$  e  $v_{j\min}^* = \min V_j$ , onde  $V_j = \{v_{saj}^*, v_{sbj}^*, 0\}$ .

Neste caso, define-se o fator de distribuição local  $\mu_j$  ( $0 \leq \mu_j \leq 1$ ) como

$$\mu_j = t_{oj} / t_{oj} \quad (13)$$

para indicar a distribuição do período de roda livre  $t_{oj}$  entre o início ( $t_{oj} = \mu_j t_{oj}$ ) e o fim ( $t_{off} = (1 - \mu_j) t_{oj}$ ) do período de chaveamento  $T$  [2], [7].

O fator de distribuição de roda livre local pode ser modificado, em função do índice de modulação ( $m$ ), para reduzir a THD (distorção harmônica total) de uma máquina particular  $j^{th}$ . Neste caso é possível controlar como a distorção harmônica se distribui entre as máquinas.

Além de (12), a tensão  $v_{j\mu}^*$  precisa atender também às tensões das outras  $k^{th}$  máquinas (para  $k=1$  a  $n$  com  $k \neq j$ ). Então, de (5) e (6) para a  $k^{th}$  máquina (substituindo  $l$  por  $k$ ) os limites para  $v_{j\mu}^*$  podem ser calculados como:

$$v_{\mu MAX} = \frac{E}{2} - \max U_k \quad (14)$$

$$v_{\mu MIN} = -\frac{E}{2} - \min U_k \quad (15)$$

onde  $U_k = \{v_{sak}^*, v_{sbk}^*\}$ .

Baseado na discussão anterior, é proposto um algoritmo para determinar os sinais de comando das chaves, como mostrado a seguir:

Passo 1. Escolha o fator de distribuição local  $\mu_j$  (para otimizar o THD da  $j^{th}$  máquina) e calcule  $v_{\mu j}^*$  a partir de (12).

Passo 2. Determine os limites de  $v_{\mu j}^*$ ,  $v_{\mu MAX}^*$  e  $v_{\mu MIN}^*$  a partir de (14) e (15), respectivamente. Limite  $v_{\mu j}^*$  a  $v_{\mu MAX}^*$ , se  $v_{\mu j}^* > v_{\mu MAX}^*$ , e  $v_{\mu j}^*$  a  $v_{\mu MIN}^*$ , se  $v_{\mu j}^* < v_{\mu MIN}^*$ .

Passo 3. Determine  $v_{a10}^*$ ,  $v_{b10}^*$  e  $v_{c10}^*$  a partir de (5)-(7) usando  $v_{\mu}^*$  calculado anteriormente.

Passo 4. Use o Passo 3 do Método I.

Este algoritmo também pode ser implementado por comparação dos sinais de referências de modulação  $v_{a10}^*$ ,  $v_{b10}^*$  e  $v_{c10}^*$  com uma portadora triangular de alta frequência, como será mostrado em seguida.

#### Comparação entre as estratégias PWM

O Método I permite a mudança na capacidade de tensão dos inversores, que é interessante quando uma das máquinas requer níveis de tensão diferentes das outras máquinas. O Método II permite também a mudança da capacidade de tensão dos inversores e adicionalmente permite otimizar o THD de uma das máquinas, escolhendo o fator de distribuição de roda livre local, quando as tensões escolhidas pelas outras máquinas permitem (limites dados pelas equações (14)-(15)).

O Método II é mais eficiente quando o número de máquinas é pequeno, porque como observado em (14)-(15) a tensão dada em (12) precisa atender as restrições de tensão das outras máquinas, e desta forma se o número de máquinas aumenta, as restrições (14)-(15) também aumentam.

#### Implementação via Hardware

A estratégia PWM proposta pode ser implementado através de um circuito específico. Mostra-se nas Figs. 3(a) e 3(b) a implementação dos dois métodos descritos anteriormente, para o caso particular onde duas máquinas são usadas.

Destaca-se na Figura 3(a) o diagrama de blocos para a modulação descrita no Método I, no qual o fator de distribuição de roda livre global é escolhido. A tensão  $v_{\mu}^*$  é calculada a partir de (8), adiciona-se este valor a cada tensão de fase  $v_{sa1}^*$  e  $v_{sb1}^*$ , obtendo-se assim as tensões de pólo de referência (5)-(7). Os sinais de gatilho das chaves são obtidos pela comparação dos três sinais de referência ( $v_{a10}^*$ ,  $v_{b10}^*$  e  $v_{c10}^*$ ) com um sinal triangular de alta frequência ( $r = [t/T - 1/2]E$  para inclinação positiva e  $r = [-t/T + 1/2]E$  para inclinação negativa).

Observa-se na Figura 3(b) o diagrama de blocos para a modulação descrita no Método II, no qual o fator de distribuição de roda livre local é escolhido, para otimizar a THD da máquina 1. Determinam-se os limites das tensões  $v_{\mu 1}^*$  a partir de (14)-(15), como indicado no bloco limitador (Figura 3(b)). Dado  $v_{\mu 1}^*$  as tensões de pólo de referência e os sinais de gatilho são dados como no Método I.

#### IV. ESTRATÉGIA PWM - CONFIGURAÇÃO B

Considerando a topologia mostrada na Figura 2, as tensões de fase  $v_{sa1}$ ,  $v_{sb1}$  e  $v_{sc}$ , são expressas por:

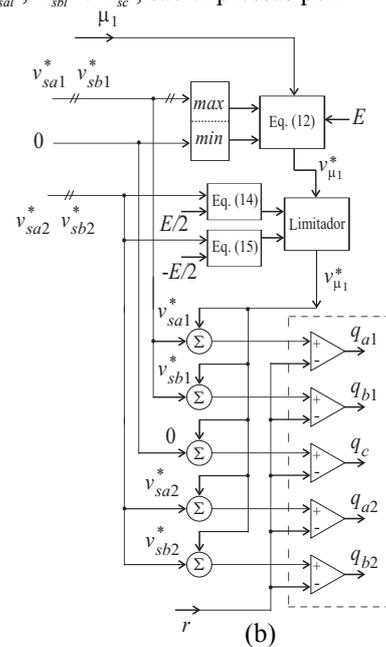
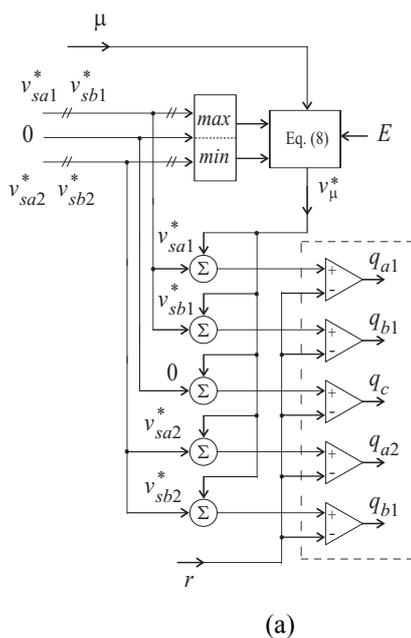


Fig. 3 Diagrama de blocos para implementação das estratégias PWM via hardware. (a) Método I e (b) Método II.

$$v_{sal} = v_{al0} - v_{l0} = (2q_{al} - 1) \frac{E}{2} - v_{l0} \quad (16)$$

$$v_{sbl} = v_{bl0} - v_{l0} = (2q_{bl} - 1) \frac{E}{2} - v_{l0} \quad (17)$$

$$v_{scl} = v_{c0} - v_{l0} = (2q_c - 1) \frac{E}{2} - v_{l0} \quad (18)$$

onde  $E$  é a tensão no barramento cc,  $v_{al0}$ ,  $v_{bl0}$  e  $v_{c0}$  são as tensões de pólo referenciadas ao ponto central dos capacitores ('0').

Se as referências das tensões das fases são dadas  $v_{sal}^*$ ,  $v_{sbl}^*$  e  $v_{scl}^*$ , então as tensões de pólo, referenciadas ao ponto central do banco de capacitores, são dadas por:

$$v_{sal}^* = v_{al0}^* + v_{n0}^* \quad (19)$$

$$v_{sbl}^* = v_{bl0}^* + v_{n0}^* \quad (20)$$

$$v_{scl}^* = v_{cl0}^* + v_{n0}^* \quad (21)$$

Similarmente a Configuração A, o controle de tensão PWM para a Configuração B pode ser realizado usando um dos dois métodos apresentados anteriormente [8].

## V. CORRENTES NO BRAÇO COMPARTILHADO

### A. Configuração A

Pode ser demonstrado que a corrente média  $\bar{i}_{qc}$ , na chave  $q_c$ , é dada por:

$$\bar{i}_{qc} = \left( \frac{v_{c0}^*}{E} + \frac{1}{2} \right) \sum_{l=1}^n (\bar{i}_{sal} + \bar{i}_{sbl}) \quad (22)$$

Então, a corrente através das chaves do braço compartilhado é maior que a corrente através de qualquer outra chave. No entanto, quando  $v_{c0}^* = 0$ , a corrente  $\bar{i}_{qc}$  tem um fator 1/2 sobre a corrente instantânea em regime permanente do acionamento. A corrente total é definida pela soma das correntes nos braços  $\left( \sum_{l=1}^n (\bar{i}_{sal} + \bar{i}_{sbl}) \right)$ . A análise para a chave  $\bar{q}_c$  é similar.

### B. Configuração B

Neste caso a mesma relação é mantida. A corrente média  $\bar{i}_{qc}$ , na chave  $q_c$ , é dada por:

$$\bar{i}_{qc} = \left( \frac{v_{c0}^*}{E} + \frac{1}{2} \right) \sum_{l=1}^n \bar{i}_{scl} \quad (23)$$

## VI. CAPACIDADE DE TENSÃO

### A. Configuração A

A amplitude da tensão para todos os  $n$  motores é  $V_k + V_j = E$  para  $k=1, n$  com  $k \neq j$ , onde  $V_k$  e  $V_j$  são as amplitudes das tensões senoidais de fase das máquinas  $k$  e  $j$ , respectivamente.

### B. Configuração B

Neste caso, temos  $V_k + V_j = E / \sqrt{3}$  para  $k=1, n$  com  $k \neq j$ .

## VII. DISTORÇÃO HARMÔNICA TOTAL – THD

A distorção harmônica total é calculada usando a seguinte expressão

$$THD(p) = \frac{1}{a_1} \sqrt{\sum_{i=2}^p \left( \frac{a_i}{i} \right)^2} \quad (24)$$

onde  $a_1$  é a amplitude da tensão fundamental,  $a_i$  é a amplitude do  $i^{th}$  harmônico e  $p$  é o número de harmônicos considerados.

Mostra-se na Figura 4, a comparação da THD das duas configurações estudadas (Configuração A e Configuração B), observa-se neste gráfico que existem alguns valores de índice de modulação das máquinas 1 e 2 que a Configuração B apresenta THD ligeiramente menor que a Configuração A, no entanto para os outros valores de índice de modulação as duas Configurações praticamente apresentam a mesma THD.

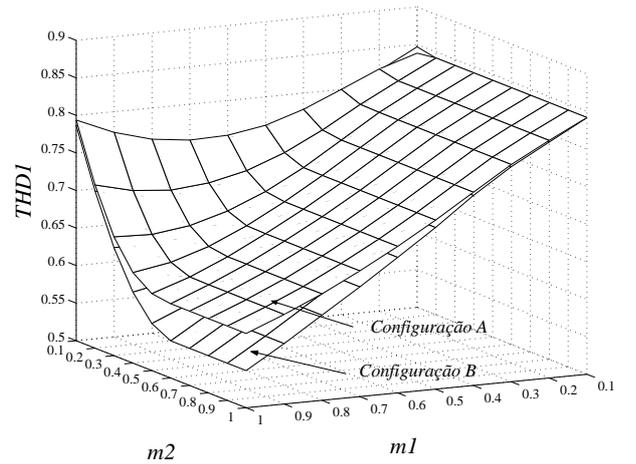


Fig. 4. THD da máquina 1 em função do índice de modulação das máquinas 1 e 2, usando a estratégia PWM que implementa o Método II.

## VIII. COMPARAÇÃO ENTRE AS TOPOLOGIAS

Mostra-se na Tabela 1 uma comparação entre as topologias estudadas, onde são mostrados aspectos das Configurações A e B (Figs. 1 e 2, respectivamente) operando no mesmo nível de potência.

Nesta tabela, a tensão do barramento cc ( $E$ ) e a amplitude da componente fundamental da tensão de fase ( $V$ ) são normalizadas em relação à tensão de fase de um sistema de acionamento com três braços padrão alimentando um motor trifásico. A corrente de fase ( $I$ ) e a amplitude da corrente no braço compartilhado ( $I_{sl}$ ) são normalizadas em relação aos valores do inversor de três braços padrão.

**TABELA I**

Comparação entre as topologias		
	Configuração A	Configuração B
$E$	$\sqrt{2}$	$\sqrt{3}$
$V$	$\sqrt{3/2}$	1
$I$	$\sqrt{3/2}$	1
$I_{st}$	$\sqrt{3}$	1

Considera-se que  $I_{st}$  é normalizado em relação à corrente de fase do braço compartilhado da Configuração B. A partir da Tabela I pode-se notar que a Configuração A demanda menor tensão de barramento cc, enquanto a Configuração B demanda a menor corrente nas chaves, incluindo as chaves do braço compartilhado.

*Comparação de custo financeiro entre as topologias*

Os sistemas de acionamento com número reduzido de componentes requerem o uso de dispositivos de chaveamento com maior capacidade de corrente, no caso específico das topologias estudadas neste trabalho.

Na Figura 5, mostra-se as relações de custos para as Configurações A e B, fica claro que o acionamento multimáquinas apresenta sempre menor custo, comparativamente com uma configuração padrão que utiliza um barramento cc comum, suprindo  $n$  inversores, com uma tendência desta relação aumentar quando aumenta-se o número de motores acionados. Nesta figura, os custos são normalizados com relação ao preço de um braço.

No estudo comparativo mostrado na Figura 5 o custo foi computado levando em consideração o preço das chaves de potência em cada configuração.

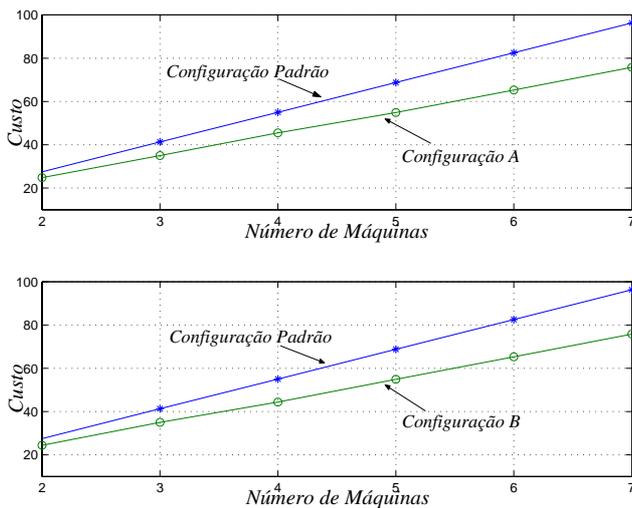


Fig. 5. Comparação de custos entre a Configuração A e uma configuração padrão alimentando máquinas bifásicas (acima) e entre a Configuração B e uma configuração padrão alimentando máquinas trifásicas (abaixo).

**IX. RESULTADOS EXPERIMENTAIS**

As topologias propostas foram implementadas em laboratório acionando duas máquinas bifásicas, Configuração A, e duas máquinas trifásicas, Configuração B. Nos experimentos realizados a frequência de chaveamento foi de 10kHz e a capacitância do banco de capacitores utilizado foi de 1000µF. O sistema usado nos experimentos é controlado por um microcomputador equipado com placas e sensores.

Os resultados experimentais são mostrados nas Figs. 6 e 7. Dois motores bifásicos de 1/4HP e dois motores trifásicos de 1HP são acionados em frequências diferentes. Os dados dos motores são especificados na Tabela II. Na Figura 6, são mostradas as correntes  $i_{sa1}$ ,  $i_{sb1}$  (motor 1) e  $i_{sa2}$ ,  $i_{sb2}$  (motor 2) para a Configuração A operando com frequências de 10Hz e 20Hz, respectivamente. Na Figura 7, são mostrados as correntes  $i_{sa1}$ ,  $i_{sb1}$  e  $i_{sc1}$  (motor 1) e  $i_{sa2}$ ,  $i_{sb2}$  e  $i_{sc2}$  (motor 2) para a Configuração B operando com frequências de 10Hz e 20Hz, respectivamente. Observa-se nas Figs. 6 e 7 que as máquinas podem operar com frequências diferentes, caracterizando o controle independentes das máquinas.

Com índice de modulação igual a 0.9 para ambas as máquinas, a THD experimental para máquina 1 é dado por: 0.61 e 0.72 para as Configurações B e A, respectivamente. A THD experimental foi calculada a partir de (24) e foi utilizado a estratégia PWM que implementa o Método II.

**TABELA II**

	Dados dos motores	
	Motor Trifásico	Motor Bifásico
Potência	1HP	1/4HP
Tensão	380V	220V
Corrente	1,75A	2A
Fator de Potência	0.82	0.87

**X. CONCLUSÕES**

Neste artigo, foram examinadas duas configurações de acionamentos com número reduzido de componentes utilizando múltiplos acionamentos ca.

A topologia proposta, denominada Configuração A, aciona motores bifásicos enquanto a Configuração B aciona motores trifásicos. Ambas as configurações usam múltiplos inversores, em fonte de tensão, de dois braços com um braço extra compartilhado. Uma comparação geral das configurações é proposta neste trabalho, além de propor duas estratégias PWM para a Configuração A.

Topologias de conversores com número reduzido de componentes requerem dispositivos de chaveamento com potência mais elevada, se comparada com topologias padrões, onde o número de componentes obedece basicamente a um critério funcional do sistema de acionamento, sem levar em consideração fatores como custo ou tamanho do sistema.

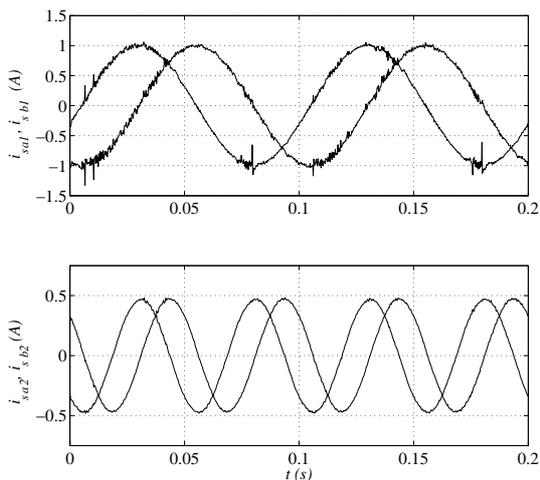


Fig. 6. Resultados experimentais da Configuração A alimentando duas máquinas, uma operando com 10Hz (acima) e a outra operando com 20Hz (abaixo).

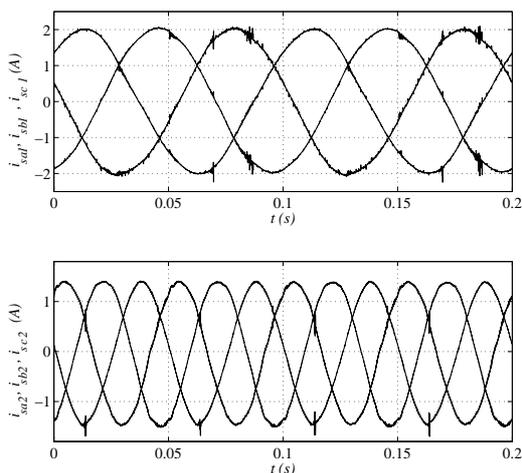


Fig. 7. Resultados experimentais da Configuração B alimentando duas máquinas, uma operando com 10Hz (acima) e a outra operando com 20Hz (abaixo).

No entanto, as configurações estudadas (Figs.1 e 2) são indicadas para os casos onde o aumento do custo devido à potência das chaves é pequeno se comparado com a redução do custo devido a minimização do número de componentes (incluindo chaves e drives), ou em casos onde o tamanho do sistema é considerado como um fator crítico.

#### AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq) pelo suporte financeiro à realização deste trabalho.

#### REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] F. Blaabjerg, S. Freysson, H. H. Hansen, and S. Hansen, “Comparison of a space-vector modulation strategy for a three phase standard and a component minimized voltage source inverter”, in *Proc. EPE*, pp. 1806–1813, Sevilla-Spain, 1995.
- [2] V. Blasko, “Analysis of a hybrid pwm based on modified space-vector and triangle-comparison methods”, *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 33, no. 3, pp. 756–764, May/June 1996.
- [3] H.W. Van der Broeck and J.D. Wan Wyk, “A comparative investigation of three-phase induction machine drive with a component minimized voltage-fed”, *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 20, no. 2, pp. 309–320, March/April 2005.
- [4] P. Enjeti and A. Rahman, “A new single phase to three phase converter with active input current shaping for low cost ac motor drives”, in *Conf. Rec. IEEE IAS Annu. Meeting*, pp. 935–939, 1990.
- [5] C. B. Jacobina, M. B. R. Correa, E. R. C. da Silva, and A. M. N. Lima, “Induction motor drive system for low-power applications”, *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 35, no. 5, pp. 52–61, Jan./Feb. 1999.
- [6] C. B. Jacobina, O. I. da Silva, E. C. dos Santos Jr, and A. M. N. Lima, “Reduced switch count multi-motor drive systems”, in *Proc. of IEMDC*, pp. 1858-1862, May 2005.
- [7] C. B. Jacobina, A. M. N. Lima, E. R. C. da Silva, R. N. C. Alves, and P. F. Seixas, “Digital scalar pulse width modulation: a simple approach to introduce non-sinusoidal modulating waveforms”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 16, no. 3, pp. 351–359, May 2001.
- [8] C.B. Jacobina, T.M. Oliveira, M.B.R. Corrêa, A.M.N. Lima and E.R.C. da Silva, “Component minimized drive systems for multi-machine applications”, in *Proc. of IEEE PESC*, pp. 1445-1450, June 2002.
- [9] G.-T. Kim and T.A. Lipo, “Vsi-pwm rectifier/inverter system with a reduced switch count”, in *Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting*, pp. 2327 – 2332, 1995.
- [10] E. Ledezma, B. McGrath, A. Muoz, and T.A. Lipo, “Dual ac-drive system with a reduced switch count”, *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 37, no. 5, pp. 1325–1333, Sep./Oct. 2001.
- [11] B.K. Lee, B. Fahimi, and M. Ehsani, “Overview of reduced parts converter topologies for ac motor drives”, in *Proc. IEEE PESC*, vol. 4, pp. 2019–2024, June 2001.
- [12] C.-T. Pan and M.-C. Jiang, “Control and implementation of three phase voltage-double reversible ac to dc converter”, in *Proc. IEEE PESC*, pp. 437–443, 1995.
- [13] C. B. Jacobina, E. C. dos Santos Jr., M. B. R. Correa and E. R. C. da Silva, “Reduced switch count ac-ac two-phase drive systems”, in *Proc. of IEEE PESC*, pp. 687–693, June 2005.

## DADOS BIOGRÁFICOS

**Euzeli Cipriano dos Santos Júnior**, nasceu em Picuí, Paraíba, Brasil, em 1979. Obteve o Diploma de Engenheiro e de Mestre em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande, Campina Grande, Paraíba, Brasil em 2004 e 2005, respectivamente, e o Diploma de Doutor em Engenharia Elétrica em 2007 pela Universidade Federal de Campina Grande participando como pesquisador visitante no Electric Machines & Power Electronics Laboratory na Texas A&M University, College Station, Texas, Estados Unidos entre 2006 e 2007. Trabalha desde agosto de 2006 como professor efetivo do Centro Federal de Educação Tecnológica da Paraíba, na Unidade Descentralizada de Cajazeiras. Seus interesses de pesquisa são Acionamentos elétricos, Máquinas Elétricas e Eletrônica de Potência.

**Cursino Brandão Jacobina**, nascido em 1955 em Correntes, Pernambuco, é engenheiro eletricista (1978) pela Universidade Federal da Paraíba, mestre (1980) e doutor (1983) 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.

**Osglay Izídio da Silva** nasceu no Rio de Janeiro, Brasil, em 1965. Obteve o Diploma de Engenheiro da Escola Politécnica da

Universidade de Pernambuco, Recife, Pernambuco, Brasil em 2003 e o de Mestre em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande, Campina Grande, Paraíba, Brasil em 2006, atualmente é aluno de doutorado em engenharia elétrica desta instituição. Desde março de 1994 é professor efetivo do Centro Federal de Educação Tecnológica de Pernambuco, no Departamento Acadêmico de Eletroeletrônica e Sistemas de Informação. Seus interesses de pesquisa são Acionamentos eletro-eletrônicos, Controle e Eletrônica de Potência.

**Antonio Marcus Nogueira Lima** nasceu em Recife, Pernambuco, Brasil, em 1958. Obteve o Diploma de Engenheiro e de Mestre em Engenharia Elétrica da Universidade Federal da Paraíba, Campina Grande, Paraíba, Brasil em 1982 e 1985, respectivamente, e o Diploma de Doutor em Engenharia Elétrica em 1989 pelo Institut National Polytechnique de Toulouse, Toulouse, France. Trabalhou como Professor e Coordenador Técnico da Escola Técnica Redentorista, Campina Grande, Paraíba, Brasil de 1977 a 1982 e foi Engenheiro de Projetos da Sul-América Philips, Recife, Pernambuco, Brasil, de 1982 a 1983. De 1983 a 2002 trabalhou no Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal da Paraíba onde foi aprovado no Concurso para Professor Titular de Instrumentação Eletrônica em 1995. Trabalha desde abril de 2002 como Professor Titular do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande. Seus interesses de pesquisa são Acionamentos Elétricos, Eletrônica de Potência, Instrumentação Eletrônica, Sistemas de Controle, Identificação de Sistemas e Sistemas Embarcados.