



República Federativa do Brasil
Ministério do Desenvolvimento, Indústria
e do Comércio Exterior
Instituto Nacional da Propriedade Industrial

(11) PI 0311657-3 B1

(22) Data do Depósito: 05/06/2003

(45) Data de Concessão: 17/05/2016

(RPI 2367)



* B R P I 0 3 1 1 6 5 7 B 1 *

(54) Título: SISTEMA DE ACIONAMENTO PARA UM MOTOR SEM ESCOVAS MULTIFÁSICO

(51) Int.Cl.: H02M 7/5387; H02P 21/00

(30) Prioridade Unionista: 07/06/2002 GB 0213098.7

(73) Titular(es): TRW LIMITED. TRW AUTOMOTIVE US LLC

(72) Inventor(es): CONNELL BRETT WILLIAMS, JEFFREY RONALD COLES, ADRIAN SZABO,
CHRISTOPHER DAVID DIXON, JIANG LI, ABBAS AHMAD FARDOUN

“SISTEMA DE ACIONAMENTO PARA UM MOTOR SEM ESCOVAS MULTIFÁSICO”

Esta invenção é relativa a controle de motor elétrico e, em particular, a controle de modulação em largura de pulso (PWM) de motores sem escovas, de diversas fases.

Sistemas de controle para motores elétricos precisam medir a corrente através dos enrolamentos ou fases do motor, e isto pode ser feito ou por meio de sensores de corrente separados para todas as fases, ou por meio de um único sensor de corrente que é colocado no circuito de modo a medir a corrente instantânea total que escoar entre um suprimento de energia de corrente contínua e a combinação circuito ponte e motor. Em um sistema de sensor de corrente único, as diversas correntes de fase do motor são derivadas deslocando os padrões PWM dos comutadores que aplicam a tensão requerida a cada fase, e amostrando o sensor de corrente em pontos apropriados. Sob certas configurações isto pode colocar restrições ao padrão PWM que limita a tensão de fase fundamental máxima que pode ser produzida.

É uma intenção da invenção maximizar a magnitude da tensão de fase fundamental produzida por um único sistema de acionamento de sensor de corrente único.

Conseqüentemente, a presente invenção fornece um sistema de acionamento para um motor sem escovas multifásico que compreende uma pluralidade de fases, o sistema compreendendo um circuito de acionamento que inclui dispositivo comutador associado com cada uma das fases para variar o potencial elétrico aplicado através de cada uma das fases comutando o circuito de acionamento entre uma pluralidade de estados, um sensor de corrente conectado de tal modo que ele pode detectar a corrente total instantânea que escoar através dos enrolamentos, e um dispositivo de controle arranjado para fornecer sinais de acionamento modulados em largura de pulso, para controlar o dispositivo comutador de modo a controlar o tempo

que o circuito de acionamento comuta entre os estados em cada um de uma série de períodos de modulação em largura de pulso, no qual o dispositivo de controle é arranjado de tal modo que, sob algumas circunstâncias, quando o dispositivo comutador para duas das fases é comutado durante um único período de modulação em largura de pulso, toda a comutação do dispositivo comutador associada com uma de as duas fases durante o período pode ser completada antes que qualquer comutação do dispositivo comutador associado com um a outra de as duas fases seja iniciada.

A presente invenção ainda fornece um sistema de acionamento para um motor sem escovas multifásico que compreende uma pluralidade de fases, o sistema compreendendo um circuito de acionamento que inclui dispositivo de comutação para variar o potencial elétrico aplicado através de cada um dos enrolamentos comutando o circuito de acionamento entre uma pluralidade de estados, um sensor de corrente conectado de tal modo que ele possa detectar a corrente total instantânea que escoar através dos enrolamentos, e um dispositivo de controle arranjado para fornecer sinais de acionamento modulados em largura de pulso para controlar o dispositivo de comutação de modo a controlar o tempo em que o circuito de acionamento comuta entre os estados em cada um de uma série de períodos de modulação em largura de pulso, no qual existe um tempo morto associado com a comutação de cada uma das fases e o dispositivo de controle é arranjado de tal modo que em um período durante o qual o circuito está em um primeiro estado por um primeiro tempo de estado e dois outros estados por períodos de estado respectivos mais curtos, um espaço deixado entre os dois períodos de estado mais curtos de comprimento suficiente para evitar superposição de seus tempos mortos associados. Isto significa que em demandas de tensão elevadas a ocorrência de estados de zero volt entre os dois tempos de estado mais curtos pode ser evitada.

A presente invenção ainda fornece um sistema de acionamento

para um motor sem escovas, multifásico que compreende uma pluralidade de fases, o sistema compreendendo um circuito de acionamento que inclui dispositivo comutador para variar o potencial elétrico aplicado a cada uma das frases comutando o circuito de acionamento entre uma pluralidade de estados, um sensor de corrente é conectado de tal modo que ele pode detectar a corrente total instantânea que escoia através dos enrolamentos, e um dispositivo de controle arranjado para fornecer sinais de acionamento modulados em largura de pulso para controlar o dispositivo de comutação de modo a controlar o tempo que o circuito de acionamento comuta entre os estados em cada um de uma série de períodos de modulação em largura de pulso, no qual o dispositivo de controle é arranjado para controlar os tempos de comutação do dispositivo de comutação de modo que tempo suficiente é gasto em um número suficiente de estados ativos para a corrente em cada uma das fases a ser determinada por meio do sensor de corrente, de modo que a soma dos tempos de estado no qual o circuito de acionamento está nos estados ativos durante cada período de modulação em largura de pulso possa aumentar até 100% daquele período.

Alternativamente, ou em adição, cada fase pode, preferivelmente, ser comutada para um estado comutado constante, seja ligado ou desligado, para todo o período.

A presente invenção fornece ainda mais um sistema de acionamento para um motor sem escovas multifásico que compreende uma pluralidade de fases, o sistema compreendendo um circuito de acionamento que inclui dispositivo de comutação para variar o potencial elétrico aplicado a cada uma das fases, como também o circuito de acionamento entre uma pluralidade de estados, um sensor de corrente conectado de tal modo que ele pode detectar a corrente total instantânea que escoia através dos enrolamentos, e um dispositivo de controle arranjado para fornecer sinais de acionamento modulados em largura de pulso para controlar o dispositivo de comutação, de

modo a controlar o tempo que o circuito de acionamento comuta entre os estados em cada um de uma série de períodos de modulação em largura de pulso, no qual o dispositivo de controle é arranjado para controlar os tempos de comutação do dispositivo de comutação, de modo que tempo suficiente é
5 gasto em um número suficiente de estados ativos para a corrente em cada uma das fases a ser determinada por meio do sensor de corrente, e o dispositivo de controle é arranjado para utilizar modulação vetorial espacial para determinar tempos que o circuito gasta em cada um dos estados em cada período.

A presente invenção fornece ainda mais um sistema de
10 acionamento para um motor sem escovas multifásico que compreende uma pluralidade de fases, o sistema compreendendo um circuito de acionamento que inclui dispositivo de comutação para variar o potencial elétrico aplicado a cada uma das fases comutando o circuito de acionamento entre uma pluralidade de estados, um sensor de corrente conectado de tal modo que ele
15 pode detectar a corrente total instantânea que escoia através dos enrolamentos e dispositivo de controle arranjado para fornecer sinais de acionamento modulados em largura de pulso para controlar o dispositivo de comutação de modo a controlar o tempo que o circuito de acionamento comuta entre os estados em cada um de uma série de períodos de modulação em largura de pulso, no qual o dispositivo de controle é arranjado para controlar os tempos
20 de comutação do dispositivo de comutação de modo que tempo suficiente é gasto em um número suficiente de estados ativos para a corrente em cada uma das fases a ser determinada por meio do sensor de corrente, e o dispositivo de controle é arranjado para inibir uma mudança, entre dois períodos adjacentes,
25 da ordem na qual o dispositivo de comutação é comutado dentro dos períodos, quando a tensão demandada é baixa, porém para permitir tal mudança de ordem quando a tensão demandada é elevada. Isto pode evitar reordenação rápida dos estados dentro de períodos PWM sucessivos que podem, de outra forma, produzir ruído e vibração no motor.

A presente invenção fornece ainda mais um sistema de acionamento para um motor sem escovas multifásico que compreende uma pluralidade de fases, o sistema compreendendo um circuito de acionamento que inclui dispositivo de comutação para variar o potencial elétrico aplicado a cada uma das fases comutando o circuito de acionamento entre uma pluralidade de estados, um sensor de corrente conectado de tal modo que ele pode detectar a corrente total instantânea que escoia através dos enrolamentos, e um dispositivo de controle arranjado para fornecer sinais de acionamento modulados em largura de pulso para controlar o dispositivo de comutação de modo a controlar o tempo que o circuito de acionamento comuta entre os estados em cada um de uma série de períodos de modulação em largura de pulso, no qual o dispositivo de controle é arranjado para controlar os tempos de comutação do dispositivo de comutação de modo que tempo suficiente é gasto em um número suficiente de estados ativos para a corrente em cada uma das fases a serem determinadas por meio do sensor de corrente, e o dispositivo de controle é arranjado para comutar ligada cada fase em um respectivo tempo ligado e desligada em um respectivo tempo desligado e ou os tempos ligados ou os tempos desligados estão em tempos predeterminados em cada período. Isto pode ajudar a reduzir a quantidade de computação requerida quando no mínimo parte da sincronização é fixada para cada período.

A presente invenção ainda fornece mais um sistema de acionamento para um motor sem escovas multifásico que compreende uma pluralidade de fases, o sistema compreendendo um circuito de acionamento que inclui dispositivo de comutação para variar o potencial elétrico aplicado a cada uma das fases, como também o circuito de acionamento entre uma pluralidade de estados, um sensor de corrente é conectado de tal modo que ele pode detectar a corrente total instantânea que escoia através dos enrolamentos, e um dispositivo de controle arranjado para fornecer sinais de acionamento

modulados em largura de pulso para controlar o dispositivo de comutação de modo a controlar o tempo que o circuito de acionamento comuta entre os estados em cada um de uma série de períodos de modulação em largura de pulso, no qual o dispositivo de controle é arranjado para controlar os tempos de comutação do dispositivo de comutação de modo que tempo suficiente é gasto em um número suficiente de estados ativos para a corrente em cada uma das fases a serem determinadas por meio do sensor de corrente, e o dispositivo de controle é arranjado para abandonar detecção de corrente sob algumas condições operacionais, de modo a permitir uma faixa maior de sincronizações de modulação em largura de pulso. Isto pode aumentar a saída de energia disponível máxima do motor.

Configurações preferenciais da presente invenção serão descritas agora à guisa de exemplo somente, com referência aos padrões que acompanham, nos quais:

15 A Figura 1 é um diagrama de um circuito de acionamento para um motor de acordo com a invenção;

A Figura 2 mostra como as tensões de linha e de fase no motor da Figura 1 variam com o tempo, durante um ciclo elétrico do motor;

20 A Figura 3 mostra os diversos estados possíveis dos transistores do circuito da Figura 1;

A Figura 4 é um diagrama de modulação vetorial espacial utilizado para descrever a operação do circuito da Figura 1;

A Figura 5 é um diagrama de sincronização de estado que mostra uma modulação possível utilizada no circuito da Figura 1;

25 A Figura 6 é um diagrama vetorial espacial que mostra aspectos da operação do sistema da Figura 1;

A Figura 7 é um diagrama vetorial espacial que mostra outros aspectos da operação do sistema da Figura 1;

As Figuras 8a, 8b e 8c são diagramas de sincronização de

estado que mostram os efeitos de tempo morto nos sinais PWM do sistema da Figura 1;

As Figuras 9a e 9b são gráficos que mostram o efeito de tempo morto nas tensões de linha e de fase do sistema da Figura 1;

5 As Figuras 10a, 10b e 10c são diagramas de sincronização que mostram um primeiro método de operar o sistema da Figura 1;

As Figuras 11a, 11b e 11c são diagramas de sincronização que mostram um segundo método de operar o sistema da Figura 1;

10 A Figura 12 é um gráfico que mostra como as tensões terminais variam com o tempo em outro modo de operação do sistema da Figura 1;

A Figura 13 mostra possibilidades para fixação em barramento em um modo adicional de operação do sistema da Figura 1;

15 A Figura 14 é um diagrama vetorial de estado que mostra os efeitos dos modos de operação das Figuras 12 e 13;

A Figura 15 ilustra um método de inibir oscilações de seqüência de fazer no sistema da Figura 1;

A Figura 16 é um diagrama de sincronização que mostra um algoritmo de comutação de acordo com uma outra modalidade da invenção;

20 A Figura 17 é um diagrama de sincronização que mostra um algoritmo de comutação de acordo com uma outra configuração da invenção.

A Figura 18 é um diagrama de sincronização que mostra um algoritmo de comutação de acordo com uma outra modalidade da invenção;

25 A Figura 19 é um diagrama de sincronização que mostra um algoritmo de comutação de acordo com uma outra configuração da invenção.

A Figura 20 é um diagrama de sincronização que mostra um algoritmo de comutação de acordo com uma outra modalidade da invenção;

Visão geral do sistema

Fazendo referência à Figura 1, um motor sem escovas trifásico

1 compreende três enrolamentos de motor 2, 4, 6 designados genericamente como fases A, B e C conectados em uma rede em estrela. Uma extremidade 2a, 4a, 6a de cada bobina é conectada a um respectivo terminal 2c, 4c, 6c. As outras extremidades 2b, 4b, 6b das bobinas são conectadas juntas para formar o centro da estrela 7. Um circuito de acionamento compreende uma ponte trifásica 8. Cada braço 10, 12, 14 da ponte compreende um par de comutadores na forma de um transmissor transistor superior 16 e um transistor inferior 18 conectados em série entre um trilho de suprimento 20 e linha de terra 22. Os enrolamentos de motor 2, 4, 6 são, cada um, ligados a partir de entre um par complementar respectivo de transistores 16, 18. Os transistores 16, 18 são ligados e desligados em uma maneira controlada por meio de um controlador 21 para fornecer modulação em largura de pulso do potencial aplicado a cada um dos terminais 2c, 4c, 6c, para com isto controlar a diferença de potencial aplicada através de cada um dos enrolamentos 2, 4, 6 e daí também a corrente que escoar através dos enrolamentos. Isto por sua vez controla a força e orientação do campo magnético produzido pelos enrolamentos.

Um dispositivo de medição de corrente na forma de um resistor 24 é fornecido na linha de terra 22 entre o motor 1 e o terra, de modo que o controlador 21 pode medir a corrente total que escoar através de todos os enrolamentos 2, 4, 6. Para medir a corrente em cada um dos enrolamentos, a corrente total deve ser amostrada em momentos precisos dentro do período PWM onde a tensão aplicada a cada terminal do enrolamento, e daí o estado de condução da fase particular é conhecida, como será explicado em mais detalhe abaixo.

Para conseguir a operação a mais suave, as tensões de fase aplicadas (a diferença de potencial entre a tensão no terminal 2c, 4c, 6c do enrolamento e o ponto estrela 7) deveriam variar em uma maneira senoidal com um ciclo para cada revolução elétrica do motor. Contudo, a tensão

terminal máxima (a diferença de potencial entre o potencial no terminal 2c, 4c, 6c da máquina e o potencial do ponto médio do suprimento de corrente contínua), é $v_{dc}/2$ onde v_{dc} é a diferença de tensão entre o trilho de suprimento de corrente contínua positivo e o terra. Se apenas tensões senoidais fossem aplicadas aos terminais da máquina, a tensão de fase no pico máximo poderia também ser $v_{dc}/2$. Contudo, fazendo referência à Figura 2, é possível aumentar a tensão de fase efetiva utilizando uma técnica conhecida referida como uma “sobre-modulação”. As tensões terminais são feitas para seguir tão próximo quanto possível uma variação senoidal cuja amplitude v_0 é maior do que $v_{dc}/2$.

10 Uma vez que as tensões exterminais não podem realmente exceder $v_{dc}/2$, isto resulta em os picos do ciclo de tensão terminal serem presos de modo que as tensões terminais permanecem em uma constante $\pm v_{dc}/2$ sobre parte de cada ciclo. Na Figura 2 as tensões terminais estão mostradas como valores normalizados com $v_{dc}/2$ representada como 1.

15 Profundidade de modulação é definida aqui como $v_0/(v_{dc}/2)$ e será, portanto, maior do que 1 para sobre-modulação.

O ciclo de tensão de fase resultante, que é a variação na tensão através de um dos enrolamentos entre seu terminal 2c, 4c, 6c e o ponto central de estrela 7 está também mostrado na Figura 2. Novamente, isto está normalizado com 1 representando a tensão de fase produzida por uma tensão de linha senoidal suave com uma amplitude normalizada de 1. Pode ser visto que mesmo com sobre-modulação a tensão de fase segue uma curva razoavelmente suave, embora exista alguma distorção que pode resultar em vibração e ruído no motor.

25 O componente fundamental da tensão de fase é o componente da tensão cuja frequência corresponde à frequência elétrica do motor. Este componente de tensão é importante uma vez que ele produz o componente de corrente fundamental que é responsável por produzir o torque motor útil na máquina. A finalidade da invenção é maximizar este componente de tensão de

fase, ao mesmo tempo que minimiza a geração de componentes de tensão de distorção em outras frequências espaciais e temporais. A magnitude da tensão fundamental alcançada é aqui descrita utilizando o índice de modulação, que é aqui definido como $v_1/(v_{dc}/2)$, onde v_1 é a magnitude do componente fundamental da tensão de fase realizada. Deveria ser observado que embora o argumento acima seja apresentado para um enrolamento trifásico conectado em estrela, fatores similares se aplicam para outras topologias de enrolamento, tais como enrolamentos conectados em triângulo, e elementos de fase, por exemplo, motores de 3 ou 6, ou mesmo 4 ou 5 fases.

Para maximizar a tensão de fase fundamental a sincronização de elevação e queda de eventos de comutação para cada um dos transistores no acionamento (por exemplo, em um acionamento trifásico haverá seis comutadores transistores) deve ser otimizada. O algoritmo de modulação utilizado para calcular as demandas do ciclo de trabalho para os comutadores (que é a relação do tempo ligado do comutador para o período PWM) não determina em si mesmo a tensão disponível máxima. A tensão de fase fundamental é apenas limitada pelo algoritmo de comutação final que converte as demandas do ciclo de trabalho em posições de borda de comutação. Uma forma conveniente do algoritmo de modulação utiliza Modulação Vetorial Espacial (SVM) que é descrita em mais detalhe abaixo. Contudo, qualquer técnica de modulação (tal como PWM seno-triângulo, PWM seno-triângulo com injeção triplen ou SVM) pode igualmente ser utilizada sem afetar a utilização de tensão de fase máxima. As diferenças primárias entre utilizar os diferentes esquemas de modulação será a quantidade de distorção de componentes de distorção (não fundamental) da tensão que são produzidos.

Modulação Vetorial Espacial

Fazendo referência à Figura 3, cada enrolamento 2, 4, 6 em um sistema trifásico pode apenas ser conectado ou ao trilho de suprimento 20 ou

à linha de terra 22, e existem, portanto, 8 estados possíveis do circuito de controle. Utilizando 1 para representar uma das fases que está em tensão positiva e 0 para representar uma fase conectada ao terra, o Estado 1 pode ser representado como [100] que indica fase A em 1 fase B em 0 e fase C em 0. O Estado 2 é representado como [110], o Estado 3 como [010], o Estado 4 como [011], o Estado 5 como [001], o Estado 6 como [101], o Estados 0 como [000] e o Estado 7 como [111]. Cada um dos estados 1 até 6 é um estado de condução no qual corrente escoia através de todos os enrolamentos 2, 4, 6, escoando em uma direção através de um deles e na outra direção através dos outros dois. O Estado 0 é um estado de zero-volts no qual todos os enrolamentos estão conectados ao terra, e Estado 7 é um estado de zero-volts no qual todos os enrolamentos estão conectados ao trilho de suprimento.

Quando o circuito está sendo controlado para produzir modulação em largura de pulso, cada uma das fases será normalmente ligada e desligada uma vez em cada período PWM. Os comprimentos de tempo relativos que são tomados em cada estado irão determinar a magnitude e direção do campo magnético produzido em cada enrolamento, e daí a magnitude e direção do torque total aplicado ao motor. Estes comprimentos de tempo podem ser calculados por diversos algoritmos de modulação, como mencionado acima.

Fazendo referência à Figura 4, em sistemas de modulação vetorial de estado, os tempos em cada período PWM gastos em cada um dos estados, são representados como vetores de estado em um diagrama de modulação vetorial espacial (SVM). Neste tipo de diagrama, vetores de estado únicos são aqueles nas direções dos vetores S1 até S6 e o comprimento dos vetores em cada uma destas direções representa a quantidade de tempo em cada período PWM gasto no respectivo estado. Isto significa que qualquer tensão desejada nos enrolamentos pode ser representada como um ponto no diagrama que corresponde a um vetor de tensão v^* que representa a

magnitude e direção da tensão, e pode ser produzido no exemplo mostrado por uma combinação de vetores de estado s_1 e s_2 , cujos comprimentos representam o tempo em cada período PWM gasto naquele estado. A Figura 5 mostra um típico ciclo de trabalho utilizado para conseguir as tensões requeridas, no qual o tempo LIGADO para cada fase A, B e C é centralizado no centro do período PWM. Isto produz dois períodos iguais gastos em cada um dos estados 1 e 2, e assegura que no início e final do ciclo todas as fases estão DESLIGADAS.

Se o circuito permanece em qualquer dos estados para todo o ciclo de trabalho, então a tensão resultante é representada por um vetor em uma das direções S1 até S6, cujo comprimento corresponde ao período PWM T_p . Uma vez que a soma do tempo gasto nos diferentes estados em cada ciclo de trabalho deve totalizar o período PWM T_p , a faixa de vetores de tensão alcançável teoricamente é definida pelo hexágono mostrado na Figura 4, unindo os pontos dos vetores de comprimento T_p nas direções S1 até S6. Qualquer ponto dentro deste hexágono pode ser alcançado a partir do centro pelos dois vetores de estado cujos comprimentos quando somados juntos são menores do que, ou igual T_p . Em teoria isto poderia significar que qualquer vetor de tensão demandada para um período PWM poderia ser alcançado comutando para dois estados selecionados corretamente, cada um para a duração de tempo correta. Contudo, existem diversos fatores que na prática restringem a faixa de vetores de tensão possíveis, os quais serão descritos agora.

Fazendo referência à Figura 6, a magnitude de tensão dos seis vetores de tensão primária é $2v_{dc}/3$. Esta é a tensão máxima que pode ser produzida através de um dos enrolamentos, por exemplo, se ele está conectado ao trilho de suprimento e os outros dois estão conectados ao terra. Um índice de modulação de 100%, isto é, PWM seno-triângulo sem qualquer sobre-modulação, resulta em uma tensão de fase fundamental de $v_{dc}/2$, que

fornece um lugar geométrico de profundidade de modulação como mostrado, que é um círculo de raio $0,75 T_p$.

Modulação vetorial espacial com um sensor de corrente único

Como mencionado acima, a maior parte dos sistemas tem um sensor de corrente em cada fase. Contudo, para um sistema de sensor de corrente único existem outras restrições. Em um sistema com um sensor de corrente único existe um requisito por no mínimo dois (no caso de um sistema trifásico) estados não-zero (isto é, estados diferentes de estado 0 ou 7) a serem aplicados por um tempo mínimo T_{min} em cada período. Este requisito é aqui referido como o critério de tempo de estado mínimo. Isto é para permitir tempo suficiente para medir a corrente no sensor de corrente, para determinar a corrente em todas as fases. No diagrama vetorial espacial da Figura 6, isto significa que para alcançar o ponto desejado no diagrama, no mínimo dois vetores diferentes devem ser utilizados com um comprimento mínimo de T_{min} .

Portanto, para áreas do espaço vetorial que se situam dentro de uma distância T_{min} de um dos seis vetores primários, o vetor de tensão desejado não pode ser alcançado a partir de apenas dois componentes de vetor primários. Ao invés disto, para aquelas áreas três ou mais componentes de vetor primário são utilizados, dois dos quais são do comprimento no mínimo T_{min} . Um exemplo disto está mostrado na Figura 6, onde o ponto no espaço vetorial x é alcançado utilizando um primeiro componente s_1 , um segundo componente s_2 que é de comprimento T_{min} , e um terceiro componente s_6 que é mais curto do que T_{min} . Isto significa que em um ciclo de trabalho o circuito de acionamento irá gastar tempo em cada um dos estados S_1 , S_2 e S_6 , porém que o tempo em cada um de S_1 e S_2 será suficiente para permitir a medição de corrente pelo sensor de corrente único. As únicas partes do espaço vetorial que estão então excluídas devido ao requisito de sensor de corrente único são aquelas nas áreas T_X . Estas são as áreas que correspondem a um tempo de estado o maior do que $T_p - T_{min}$ e um outro tempo de estado menor do que T_{min} .

A partir da Figura 6 pode ser visto que o índice de modulação realizável máximo para tensões de fase de baixa distorção está descrito por um círculo de raio $T_p - T_{min}$. Seria possível aumentar o índice de modulação ainda mais utilizando uma trajetória não circular, contudo, aquilo poderia produzir distorção significativa de tensões de fase, e daí ondulação significativa de torque da máquina, que poderia não ser desejável. O índice de modulação máximo alcançável é assim $4/3(1 - T_{min}/T_p)$. Portanto, por exemplo, se o período PWM T_p é $49,6 \mu s$, o tempo de estado mínimo T_{min} é $6,4 \mu s$, o índice de modulação alcançável máximo é 1,16.

10 Técnicas para calcular os estados requeridos para sensor de corrente único SVM

Existem diversas técnicas diferentes que podem ser utilizadas para calcular os vetores de estado individuais para um dado vetor de demanda de tensão em sensor de corrente único SVM.

15 Dois métodos práticos para fazer isto estão descritos abaixo.

(a) Método explícito

A magnitude de demanda de tensão e direção é calculada primeiro em coordenadas α - β (estator-estrutura). A partir deste resultado os vetores SVM são então calculados.

20 Uma primeira técnica é calcular os vetores de forma explícita. A Figura 7 mostra o setor SVM 1 que é o setor entre os vetores de estado único S1 e S2 quebrados nas regiões onde dois vetores adjacentes (região A), três vetores adjacentes (região B) e três ou mais vetores não adjacentes (região C) são requeridos. Para calcular os vetores de maneira explícita, a
25 região do setor em que o vetor de demanda de tensão se situa é determinada primeiro. Para cada região o comprimento dos dois, três ou quatro estados (dependendo da região), podem então ser calculados exclusivamente a partir da demanda de tensão e parâmetros do sistema, tais como T_{min} . Os estados e seus comprimentos são então passados para o algoritmo de geração PWM, o

qual calcula as posições de borda PWM e pontos de amostra de sensor de corrente para cada fase. O setor pode ser quebrado em um conjunto de regiões diferentes daquele mostrado na Figura 7, dependendo dos algoritmos exatos utilizados para calcular os comprimentos do vetor-estado.

- 5 Diversas abordagens diferentes podem ser utilizadas para calcular os vetores estado nos outros setores. Um método é girar o vetor de demanda de tensão para o setor 1, calcular os vetores de estado para o setor e então girar aqueles vetores de estado de volta para o setor original, de modo que eles possam ser aplicados de maneira correta aos enrolamentos de fase.
- 10 Um outro método é formular um conjunto de equações diferentes para cada região de cada setor do diagrama SVM, de modo que os vetores de estado são calculados diretamente para cada parte do espaço vetorial. A primeira técnica pode ser mais econômica em termos de dimensão de algoritmo, a segunda pode ser mais econômica em termos de velocidade de execução.

- 15 Quando os vetores espaciais e individuais foram calculados pelo algoritmo de modulação, a ordem em que os vetores são aplicados no ciclo PWM e as proporções dos vetores aplicados, devem ser determinadas pelo algoritmo de comutação. A escolha deve satisfazer a ambos, ao critério de tempo de estado mínimo para a amostragem de sensor de corrente único, e
- 20 outros critérios práticos tais como minimizar o número de transições de comutação para cada transistor na ponte em um ciclo PWM. É preferível que o algoritmo para realizar isto possa levar em consideração em que setor a demanda de tensão se situa, e mesmo que região do setor para determinar a seqüência de comutação correta.

- 25 (b) Método implícito

Em um outro, método implícito, os ciclos de trabalho para cada fase são calculados primeiro utilizando um algoritmo SVM padrão, como imaginado que o sistema tinha os sensores de corrente de múltiplas fases convencional. Existe alguma escolha em como os ciclos de trabalho são

determinados (por exemplo, para PWM padrão alinhado pelo centro, PWM alinhado por borda, fixação em barramento, etc.), e a escolha real deveria depender de outros fatores. Deveria ser observado, contudo, que o vetor de demanda de tensão deve ter o mesmo limite como no método explícito, de modo que o escopo dos vetores de demanda de tensão não pode ser o mesmo como para um sistema com sensores de corrente de fase múltiplos.

Uma vez calculadas utilizando as técnicas acima, as formas de onda PWM são então deslocadas utilizando um algoritmo de deslocamento adequado, de modo que o critério de tempo de estado mínimo é satisfeito para permitir tempo suficiente em cada ciclo, para amostrar a corrente no sensor de corrente. O processo de deslocar as formas de onda implicitamente resulta em um novo conjunto de vetores espaciais, de modo que haverá agora até quatro vetores espaciais ativos, exatamente como existem no método explícito.

A vantagem do método implícito é a simplicidade do algoritmo. A vantagem do método explícito é que existe mais controle sobre a forma final da forma de onda PWM, o que pode ser explorado para outros benefícios.

Efeitos de tempo morto

Um fator importante no índice de modulação alcançável máximo é o efeito de tempo morto. Em um sistema de acionamento real é necessário inserir um atraso de tempo, aqui definido como o tempo morto, entre desligar o transistor superior de uma perna de fase e ligar o transistor inferior da mesma perna de fase e um atraso adicional entre desligar o transistor inferior de uma perna de fase e ligar o transistor superior da mesma perna de fase. A finalidade deste tempo morto é impedir que ambos os transistores sejam ligados simultaneamente, o que poderia resultar em um curto circuito potencialmente danoso através do barramento de corrente contínua. A Figura 8a mostra um exemplo dos sinais de comando para os transistores superior e inferior de uma perna de fase com tempo morto em

inserido. Contudo, a tensão terminal real fornecida pelo acionamento é dependente da polaridade da corrente que escoar na fase a que ele está conectado, uma vez que isto determina se o diodo superior ou o inferior estará conduzindo durante o tempo morto. A Figura 8b e a Figura 8c mostram o ciclo de trabalho real que poderia ser realizado, e daí a tensão média sobre um ciclo PWM, para polaridades de corrente positiva e negativa, respectivamente.

A Figura 9a mostra as tensões terminais que poderiam resultar tipicamente para um atraso de fase arbitrário entre tensão e corrente, comparado com as tensões de linha ideais que estão mostradas em linhas interrompidas. Pode ser visto que quando a polaridade da corrente muda, existe uma etapa de mudança na tensão real que aparece nos terminais do motor. Quando a corrente é positiva a tensão diminui, enquanto que quando a corrente é negativa a tensão aumenta. Uma vez que o atraso de fase máximo entre a corrente e a tensão é 90 graus, a tensão tenderá a diminuir quando está perto do topo de seu pico e aumenta quando está perto do fundo de seu vale. Conseqüentemente, tenderá a haver uma redução em tensão terminal de pico a pico. Isto irá provocar, portanto, uma redução nas tensões de fase pico a pico resultantes, com mostrado na Figura 9b. Daí, tempo morto provoca uma perda irrecuperável de tensão de fase pico a pico sob certas condições.

O índice de modulação alcançável máximo levando em consideração tempo morto é assim reduzido. Neste exemplo se T_p é 49,6 μs T_{min} é 6,4 μs e T_d é 0,75 μs o índice de modulação teórico máximo se torna 1,12, o qual é 3,5% menor do que a tensão fundamental alcançável máxima sem tempo morto.

Aumentando a tensão de fase máxima fundamental com um sistema de sensor de corrente único

Em um sistema de acionamento convencional com diversos sensores de corrente, o padrão do transistor é tipicamente ou alinhado pelo centro, por exemplo como mostrado na Figura 4, ou alinhado pela borda. No

padrão alinhado pela borda os transistores do lado alto para todas as fases são ligados simultaneamente no início do período PWM, enquanto o padrão alinhado pelo centro coloca as formas de onda PWM do lado elevado a e de maneira eqüidistante ao redor da linha de centro do período PWM. Em qualquer caso, em cada ciclo PWM o transistor superior de cada fase será ligado antes do transistor superior em qualquer uma das outras fazer ser desligado. De maneira similar, em cada ciclo PWM o transistor inferior de cada fase será desligado antes que o transistor inferior em qualquer uma das outras fases seja ligado. (A única exceção a isto é quando o ciclo de trabalho em qualquer fase é ou 0% ou 100%, caso em que não haverá transições de comutador para aquela fase em um ciclo PWM. Conseqüentemente, existe uma linha imaginária, a linha central, que separa todas as transições de borda condutora de todas as transições de borda cadente.

Uma restrição similar poderia ser esperada ser satisfatória em um sistema de sensor de corrente único. Contudo, como será visto, tal restrição aqui referida como a restrição de linha de centro, irá provocar uma redução desnecessária em tensão de fase realizável. A Figura 10a mostra comandos de transistor típicos para um sistema de sensor de corrente único, com uma restrição de linha de centro. A Figura 10b mostra os estados vetoriais espaciais comandados correspondentes para aquele período. Pode ser visto que a restrição de linha de centro resulta em o estado vetorial espacial 7 que aparece no centro do período PWM. Uma vez que isto é um estado de zero volts, ele reduz a tensão de fase máxima. A largura deste estado de zero volts é T_{tick} que é a resolução do gerador PWM. Contudo, quando o tempo morto é levado em consideração o estado de zero volt real que será aplicado aos enrolamentos terá a largura $2T_d + T_{tick}$ sob as condições de pior caso. Isto está ilustrado na Figura 10c. Assim, o comprimento do vetor de tensão realizável máxima V^* será reduzido por até $2T_d + T_{tick}$,

Removendo a restrição de linha de centro

Para superar esta limitação, a invenção aplica dois requisitos adicionais ao algoritmo que aloca os pontos de comutação de borda de cada um dos transistores durante um ciclo PWM. Primeiramente ele requer que qualquer dentre a borda condutora dos transistores superior e inferior ou a aresta seguidora dos transistores superior e inferior em uma fase devam ser deixados ocorrer em qualquer ponto no ciclo PWM a despeito do estado da posição das transições dos transistores nas outras fases, exceto quando isto contraria o segundo requisito.

Em segundo lugar ele requer que nas porções do ciclo em que o vetor de tensão de demanda V^* é composto de três vetores espaciais, os dois vetores mais curtos (os quais podem ou não ter o mesmo comprimento um do outro), devem ser suficientemente separados, tal que o tempo morto de um vetor espacial não deve superpor o outro. As Figuras 11a, 11b, e 11c ilustram este ponto. Aqui a definição de vetor de estado demandado é o vetor de estado que corresponde ao estado comandado dos transistores superiores nas três fases. Por meio desta definição, uma vez que comutação do transistor inferior, e daí o tempo morto podem ocorrer antes ou depois da comutação do transistor superior dependendo da direção da corrente na fase, pode ser visto que é necessário inserir uma porção do estado mais longo de um comprimento de no mínimo duas vezes o tempo morto ($2T_d$) entre os dois estados mais curtos para assegurar que os tempos mortos dos dois estados não se superpõem para qualquer combinação de polaridades de correntes nas fases. Pode ser visto então a partir da Figura 10c que os estados reais que serão aplicados aos terminais da máquina para as três condições de pior caso de tempo morto com as diversas combinações de polaridades possíveis das correntes de fase I_A , I_B e I_C não contém um estado de zero volts no ciclo. Isto porque mesmo com a inserção de um estado S1 entre S2 e S6, se ele fosse muito estreito, tal que os tempos mortos poderiam se superpor, um estado de

zero volts poderia ocorrer.

Deveria ser observado que embora a invenção esteja definida em termos de vetores espaciais não é necessário computar os ciclos de trabalho para as três fases utilizando modulação vetorial espacial. Qualquer esquema de modulação (por exemplo PWM seno-triângulo, PWM seno-triângulo com injeção triplen) pode ser utilizado para computar os ciclos de trabalho requeridos de cada um dos comutadores, desde que os padrões de comutação reais dos transistores sigam a definição acima.

Removendo as restrições extremas

Em um sistema prático é necessário ter um tempo mínimo para o qual cada transistor pode ser ligado. Ligar um transistor por menos do que este tempo mínimo poderia provocar resultados imprevisíveis e possivelmente mesmo dano aos transistores. O resultado deste tempo mínimo de transistor ligado T_{FET} é que a faixa de ciclos de trabalho que pode ser aplicada a cada fase da máquina é limitada. Isto está ilustrado na Figura 10a onde o ciclo de trabalho máximo que pode ser aplicado à fase A é limitado pelo fato que o transistor superior deve ser desligado antes do final do período PWM para permitir que o transistor inferior seja ligado pelo tempo mínimo de transistor ligado. Existe um limite similar no ciclo de trabalho mínimo provocado pelo fato que o transistor superior deve estar ligado por T_{FET} . O resultado desta restrição é que sob as condições de pior caso, um estágio de tensão zero de $T_{FET} + T_d$ irá ocorrer aos finais do período PWM.

Para superar esta restrição em um sistema de sensor de corrente único, a invenção requer que o ciclo de trabalho para cada fase deve ser deixado alcançar 0% ou 100%. Assim é possível para um transistor em uma ou mais fases ser ligado por um período PWM inteiro e para o transistor complementar ser desligado por um período PWM inteiro sem qualquer comutação ocorrendo naquela fase para aquele período PWM.

Uma vez que nenhum transistor pode ser ligado por menos do

que T_{FET} , deve haver um salto descontínuo em ciclos de trabalho realizáveis desde 0% até o ciclo de trabalho mínimo, quando ambos os transistores comutam em um período PWM, e entre o ciclo de trabalho máximo onde ambos os transistores comutam em um período PWM e 100%. Assim, a faixa de ciclos de trabalho realizáveis definida como o ciclo de trabalho comandado, d , para o transistor superior de uma perna de fase é ou 0 ou 1 dentro da faixa

$$\frac{T_{FET}}{T_p} \leq d \leq \frac{(T_p - 2T_p - T_{FET})}{T_p}$$

Um método de implementar esta técnica é calcular os ciclos de trabalho desejados para cada fase utilizando uma técnica de modulação padrão (por exemplo, PWM seno-triângulo, PWM seno-triângulo com injeção triplen, SVM) e limitar as demandas de ciclo de trabalho disponíveis em cada fase à faixa de valores definida acima. Isto significa que em demandas de índice de modulação muito elevadas, os picos das formas de onda de tensão terminais serão ligeiramente distorcidos, uma vez que eles poderiam saltar ou para 0% ou para 100% de ciclos de trabalho, como mostrado na Figura 12.

Um método alternativo de implementar a técnica seria utilizar o esquema de fixação em barramento. Em um esquema fixado em barramento as demandas de ciclo de trabalho para todas as fase são calculadas utilizando uma técnica de modulação padrão (por exemplo, PWM seno-triângulo, PWM seno-triângulo com injeção triplen, SVM) e são então modificadas aumentando ou diminuindo-as todas pela mesma quantidade, de modo que no mínimo uma fase seja mantida ou a 0% ou a de 100% de demanda de ciclo de trabalho para qualquer ponto no ciclo (isto é, aquela fase é fixada ou ao barramento positivo ou negativo). Em um sistema convencional com diversos sensores de corrente existe alguma flexibilidade na escolha de que fase é fixada a que barramento em um dado momento. Contudo, em um sistema de sensor de corrente único, nas porções do ciclo onde três estados vetoriais

espaciais são requeridos (região B na Figura 7) existe apenas uma escolha de que fase deveria ser fixada a que barramento, uma vez que apenas uma fase pode estar no mesmo estado comutado para todos os três estados. Além disto, em índices de modulação baixos, a área onde três ou mais estados não adjacentes são requeridos (região C na Figura 7) fixação em barramento não é possível.

Isto porque, como pode ser visto da Figura 3, para três estados não adjacentes não há comutadores que estejam na mesma posição para todos os três estados. Daí, fixação em barramento pode apenas ser utilizada com índices de modulação elevados. Um esquema de fixação em barramento adequado para índices de modulação elevados poderia ser o esquema fixado dividido a 60° e ilustrado na Figura 13. Contudo, qualquer esquema de fixação em barramento arbitrário poderia ser utilizado desde que ele se fixe ao barramento correto enquanto na região B da Figura 7. Observar que embora o arranjo de fixação em barramento esteja descrito aqui em termos de vetores espaciais em um sistema trifásico, o argumento se estende a qualquer sistema de modulação e pode ser estendido a qualquer número de fases.

Fazendo referência à Figura 13, em uma implementação onde fixação em barramento é utilizada, algum método é necessário para comutar entre fixação em barramento e não fixação em barramento quando o índice de modulação se torna muito baixo para permitir fixação em barramento em um sistema de sensor único como descrito acima. Isto poderia ser conseguido comutando ligado fixação em barramento quando alguma medida do índice de modulação, tal como a magnitude do índice de modulação, a magnitude do vetor de demanda de tensão ou mesmo a velocidade de rotação da máquina excedeu um certo limiar, e desligado quando a medição caiu abaixo do limiar novamente. Histerese pode ser incorporada no limiar para impedir oscilação entre os dois modos de operação ao redor do limiar de comutação, que pode, de outra forma, conduzir a ruído acústico ou outros problemas. Em uma

implementação alternativa pode ser possível construir o algoritmo de fixação em barramento de tal maneira que a fixação em barramento acontece automaticamente nas regiões onde ela é possível (regiões A e B na Figura 7) e não acontece na região onde ela não é possível (região C na Figura 7). Para conseguir isto, o algoritmo é estabelecido de modo que todo os vetores de tensão zero em um ciclo consistem inteiramente ou de vetores zero ou vetores sete (porém não ambos) é que todos os vetores (estados de tensão zero e não zero) são ordenados de tal maneira a alcançar fixação em barramento nas regiões onde ela é possível com o número mínimo de estados de comutação.

5

10 Nas regiões onde fixação em barramento não é possível, esta técnica resultará automaticamente em um padrão PWM legítimo para detecção de corrente de sensor único que não incorpora fixação em barramento.

A escolha de qual destas implementações é adotada não afeta a utilização de tensão máxima fornecida desde que os ciclos de trabalho sejam permitidos alcançar 0% e 100%. Em qualquer caso haverá alguma distorção provocada pelo salto descontínuo em ciclos de trabalho ao redor de 0% e 100%. O efeito disto no espaço vetorial está mostrado na Figura 14. Pode ser visto que em índices de modulação elevados uma porção da trajetória de tensão demandada pode se situar na região do espaço vetorial que não é realizável devido ao requisito de tempo de transistor ligado mínimo. Neste caso, a trajetória deve ser forçada sobre o limite hexagonal, o que resulta em uma distorção da forma de onda de tensão. Contudo, onde os atrasos de intertravamento de tempo mínimo de transistor ligado são pequenos em relação ao período PWM, a magnitude da distorção será pequena. Haverá alguma diferença entre as duas técnicas na distorção das correntes e daí ruído acústico e ondulação de torque devido a efeitos de ordem mais elevada. Pode ser previsto que variações sutis nestas implementações podem ser imaginadas, as quais poderiam minimizar certo ruído acústico e critérios de ondulação de torque.

15

20

25

Oscilações de seqüência de fase em índices de modulação baixos

Em um sistema de sensor de corrente único problemas de ruído acústico podem ocorrer em demandas de índice de modulação muito baixos particularmente quando o sistema estar em corrente de malha fechada ou controle de velocidade onde o valor demandado é baixo comparado com o sistema e ruído de medição. Em demandas de índice de modulação muito baixos, o ruído no vetor de tensão demandada pode ser suficiente para fazer com que ele oscile rapidamente entre diferentes setores do diagrama vetorial espacial. A largura de banda destas oscilações pode ser igual à largura de banda da corrente ou do sistema de medição de velocidade e, portanto, pode ser muito mais elevada em frequência do que a velocidade de transição entre setores normalmente encontrados em tais índices de modulação baixos. Em um sistema de sensor de corrente único a forma de onda PWM para cada fase é deslocada das outras fases para permitir às correntes serem amostradas. Em operação normal a ordem das PWM para as fases é determinada pelo setor vetorial espacial em que a tensão demandada se situa uma vez que isto possibilita à fase com a demanda de ciclo de trabalho máxima ser aplicada mais próximo do início do período PWM. Daí, uma oscilação rápida entre setores irá também provocar uma reordenação rápida das formas de onda PWM o que resulta em ruído acústico. Em índices de modulação mais elevados o componente ruído da demanda de tensão é muito menor do que o componente médio da demanda de tensão e oscilação de frequência elevada não irá mais ocorrer.

Fazendo referência à Figura 15, para superar este problema de ruído acústico a invenção propõe interromper a reordenação das formas de onda PWM em índices de modulação baixos. Quando o índice de modulação está abaixo de um certo limiar a ordem das designações PWM é congelada e não varia mais de setor para setor. Daí haverá alguns setores nos quais a fase com o ciclo de trabalho PWM máximo é realmente a última fase a começar

em um período PWM. Contudo, por meio de escolha cuidadosa do limiar de troca com relação ao período PWM e o critério de tempo de estado mínimo, é possível assegurar que os índices de modulação onde a ordem PWM não muda são suficientemente baixos tal que a fase com o ciclo de trabalho máximo irá sempre alcançar seu ponto de desligamento antes do final do período PWM. Quando a medida do índice de modulação vai acima do limiar (o qual pode incorporar histerese para impedir oscilação entre os dois modos ao redor do limiar), reordenação normal das formas de onda PWM irão ocorrer. Isto possibilita que a geração de ruído acústico em índices de modulação baixos seja impedida sem atrapalhar a utilização de tensão em índices elevados.

Ao invés de utilizar a magnitude do próprio o índice de modulação como o limiar, também é possível utilizar outras variáveis que são relacionadas ao índice de modulação tal como a magnitude do vetor de demanda de tensão, ou mesmo a magnitude da velocidade de rotação da máquina.

Fixar a ordem PWM tem a vantagem adicional que o caso de amostra de corrente também é fixado de modo que as correntes para as três fases são determinadas pelas mesmas amostras do sensor de corrente. Se este não fosse o caso, o efeito de qualquer erro na medição de corrente (isto é, determinação incorreta de ondulação de corrente) que era dependente da seqüência de fase poderia aparecer como ruído de alta frequência nas correntes de fase medidas.

Designações de borda fixa para detecção de corrente única.

Fazendo referência à Figura 16, um algoritmo para reduzir os requisitos de computação para designar as posições de borda PWM será agora descrito. Em algoritmos precedentes de sensor de corrente único que utilizam deslocamento PWM para permitir tempo suficiente para amostrar o sensor de corrente em todas as posições, um cálculo complexo é requerido para

recalcular a posição das bordas que sobem e que caem do padrão PWM de cada fase a cada vez que as demandas de tensão terminal são atualizadas.

Como mostrado na Figura 16, para reduzir o tempo de computação esta configuração da invenção realiza as seguintes operações:

5 Etapa 1: determina a ordem em que as formas de onda PWM para cada fase irão aparecer no período PWM.

Etapa 2: designa uma borda de cada forma de onda PWM para uma das três posições fixadas predeterminadas com base na decisão feita na Etapa 1.

10 Etapa 3: designa a outra borda de cada forma de onda PWM com base na posição da borda fixa e da demanda de ciclo de trabalho.

A decisão da ordem de seqüência de fase na Etapa 1 será normalmente determinada pela magnitude relativa da demanda do ciclo de trabalho (que por sua vez é relacionada ao setor vetorial espacial). Nesta configuração a fase com a demanda de ciclo de trabalho o mais longo vem primeiro, e as fases restantes seguem em ordem de demanda de ciclo de trabalho decrescente. Esta ordenação pode mudar em situações onde a ordem é fixada como descrito acima para impedir oscilações de seqüência de fase em índices de modulação baixos.

20 Será apreciado que na tensão máxima o ciclo de trabalho da fase que começa em segundo lugar será tão pequeno que a sua segunda borda irá ocorrer antes da primeira borda da primeira fase começar. Daí, a restrição de linha de centro ser removida.

A escolha das três posições de borda fixa na Etapa 2 é dependente dos pontos de amostra do sensor de corrente. Uma escolha para a posição das bordas fixas é fixá-las próximo ao início do período PWM como mostrado na Figura 16. A distância entre as posições fixas deve ser no mínimo T_{min} para permitir tempo para o sensor de corrente ser amostrado. Quando os efeitos do tempo morto e da restrição de linha de centro são

levados em consideração, um exemplo das posições para as posições de borda comandadas dos padrões PWM e dos seis transistores em uma ponte trifásica estão mostrados na Figura 13. As primeira e segunda posições de borda fixa são espaçadas separadas pelo tempo $T_{\min} + T_d$ e as segunda e terceira posições de borda fixa são espaçadas separadas pelo tempo $T_{\min} + 2T_d$. Pode ser visto aqui que um tempo morto extra foi adicionado antes da terceira posição de borda fixa que resulta na remoção da restrição de linha de centro, que assegura que uma fase pode desligar antes que a próxima ligue, e que existe um período de $2T_d$ entre os dois vetores espaciais não zero menores.

10 Outras escolhas possíveis para as posições de borda poderiam ser colocar todas as três posições de borda na extremidade do período PWM ou fixar algumas no início e algumas no final do período. Qualquer combinação de posições fixas é permissível desde que satisfaça o critério de tempo de estado mínimo para permitir ao sensor de corrente ser amostrado em
15 dois pontos no período PWM para possibilitar às correntes trifásicas serem determinadas.

Fazendo referência à Figura 17, em uma outra configuração as sincronizações das bordas são alternadas em períodos PWM subseqüentes entre serem alinhadas pela esquerda, isto é, fixadas no início do período PWM e sendo alinhadas pela direita, isto é, fixadas no final do período PWM. Isto
20 significa que os pontos de amostra de corrente alternam entre duas posições diferentes em períodos PWM sucessivos. Como mostrado na Figura 17, a corrente de fase varia durante cada período PWM como resultado da comutação entre estados. Portanto, a alternância de pontos de amostra
25 significa que a corrente é amostrada em pontos diferentes na ondulação, isto é, quando ela está em diferentes magnitudes. Isto possibilita à ondulação de corrente ser estimada e seus efeitos na medição eliminados.

A PWM alinhada à esquerda permite às correntes serem medidas junto aos picos da forma de onda de ondulação de corrente, a PWM

alinhada à direita permite a elas serem medidas junto aos vales da forma de onda de ondulação de corrente. Nesta configuração as amostras A e D lêem a corrente de fase 1, enquanto as amostras B e C lêem a corrente de fase 3 negativa. Idealmente, a característica de ondulação de corrente no ponto de amostra A deveria ser o inverso exato da característica de ondulação de corrente no ponto de amostra B, de modo que a corrente média na fase 1 durante dois períodos PWM poderia ser determinada. Na prática, contudo, a amostra B é deslocada ao longo da forma de onda a partir da posição ideal por cerca de T_{\min} , de modo que o valor exato da corrente média não pode ser determinado. A despeito disto a média das duas leituras de correntes fornecerá uma estimativa melhor da corrente de fase média do que com o padrão PWM alinhado à esquerda apenas.

Pode ser visto que uma vantagem adicional de fixar uma das posições de borda para cada um dos sinais PWM é que os pontos de amostra de corrente podem ser fixados e não precisam mais serem calculados a cada momento, o que reduz ainda mais os requisitos de tempo de computação.

Abandonando medições de corrente em índices de modulação muito elevados.

Fazendo referência novamente agora à Figura 6, em uma outra configuração da invenção o índice de modulação máximo é aumentado ainda mais removendo o requisito para detecção de corrente em índices de modulação elevados. Especificamente o vetor de tensão é deixado assumir qualquer posição dentro do hexágono externo da Figura 6, porém sempre que ele cai dentro de uma das áreas TX onde o requisito por dois tempos de estado de no mínimo T_{\min} não pode ser alcançado porque um dos tempos de estado precisa ser maior do que $T_p - T_{\min}$, não será possível medir as correntes trifásicas e controle de corrente perfeito não será mais possível. Contudo, esta situação ocorre somente quando a magnitude do vetor de demanda de tensão, e daí a velocidade de rotação da máquina, são muito elevadas. Além disto, em um sistema trifásico a perda de capacidade de medição ocorre apenas seis

vezes em uma revolução elétrica, e entre estes tempos a medição de corrente total é ainda possível. Conseqüentemente, as medições de corrente trifásica serão apenas perdidas em velocidades muito elevadas e apenas uma fração das medições será perdida em um ciclo elétrico. Para evitar violações de

5 velocidade de amostragem é preferível assegurar que a velocidade de amostragem de corrente é suficientemente elevada que não mais do que 50% das medições de corrente podem ser perdidas na velocidade operacional máxima da máquina. Além disto, as medições de corrente perdidas são

10 intercaladas com medições de corrente real, de modo que a frequência na qual as medições de corrente faltantes ocorrem é elevada em relação às constantes de tempo mecânicas do sistema.

Em certas situações quando o vetor de tensão cai dentro de uma das áreas da Figura 6 o algoritmo de sensor de corrente único poderia deslocar no mínimo uma das formas de onda PWM tão afastadas que sua

15 segunda borda poderia terminar caindo depois do final do período PWM. É necessário detectar estas situações e reduzir o deslocamento entre as formas de onda PWM apropriadas, por exemplo reduzindo o tempo entre suas bordas dianteiras para permitir que todos os ciclos de trabalho PWM possam ser aplicados dentro do período PWM. Uma maneira de fazer isto é alterar a

20 sincronização para reduzir o deslocamento na forma de onda PWM apropriada, de modo que a segunda borda daquela forma de onda caia apenas ao final do período PWM. Um método alternativo poderia ser comutar completamente para PWM alinhado ao centro para as amostras onde as correntes não podem ser medidas. Outras variações que podem ser previstas

25 poderiam conseguir a mesma intenção de assegurar que todas as formas de onda PWM terminam antes do final do período PWM.

Em um sistema trifásico, uma maneira de detectar se o vetor de demanda de tensão cai dentro de uma das áreas TX é examinar o segundo maior dos três ciclos de trabalho. O vetor de tensão irá cair na área TX se este

ciclo de trabalho, depois de os efeitos do tempo morto serem levados em conta, é ou menor do que T_{\min} , ou maior do que $T_p - T_{\min}$.

5 Durante os tempos quando as correntes não podem ser medidas, uma estimativa da corrente deve ser calculada e alimentada para o controlador de corrente para possibilitar que ele atualize as demandas de tensão. A maneira mais simples de estimar a corrente é admitir que a magnitude e fase do vetor corrente que gira no extrator irá mudar por uma quantidade tão pequena em um período que será essencialmente imutável. Esta suposição é genericamente válida uma vez que a magnitude e fase reais do vetor corrente tende a mudar na mesma velocidade que a velocidade e torque da máquina, o que tende a ser muito mais lento do que a velocidade na qual as amostras de corrente são perdidas.

15 Daí, quando as correntes de fase não podem ser medidas, o valor medido anteriormente da magnitude e fase do vetor corrente relativos à posição do motor é introduzido para o controlador de corrente e o algoritmo controlador de corrente opera como normal. O controlador de corrente continua a atualizar a fase e magnitude das demandas de tensão relativas à posição do motor, o que por sua vez resulta nas três demandas de tensão terminais serem atualizadas com base no último valor de posição na maneira normal. Em qualquer caso, tão logo as correntes possam ser medidas novamente, as novas correntes medidas são alimentadas para o controlador de corrente e a operação do controlador de corrente continua como normal.

25 Alternativamente, uma estimativa baseada em modelo da corrente pode ser utilizada durante as amostragens de corrente faltantes. Esta estimativa computa as correntes esperadas com base nos parâmetros conhecidos tais como tensões aplicadas, velocidade de motor, parâmetros do motor, etc. Além disto, esta estimativa baseada em modelo pode ser configurada como um observador incorporando alguma forma de correção de realimentação. Além disto, mesmo embora não seja possível medir todas as

correntes trifásicas nas áreas TX, é sempre possível medir uma das correntes de fase nestas áreas, e esta informação pode ser utilizada para melhorar ainda mais a estimativa da corrente.

Uma abordagem alternativa para utilizar uma estimativa da corrente no controlador de corrente é simplesmente suspender o controle de corrente durante as amostragens faltantes e utilizar os valores precedentes da fase e magnitude das demandas de tensão para atualizar as três demandas de tensão terminais com base no último valor de posição. Contudo, se o controlador contém alguma forma de ação integral, a resposta dinâmica do controlador irá mudar quando ele está suspenso, e alguma forma de compensação pode ser necessária para superar este efeito.

Possível implementação de um algoritmo PWM para aumentar a tensão de fase fundamental em um sistema de sensor de corrente único

A abordagem exata para aplicar os ciclos de trabalho depende do método utilizado para aplicar o algoritmo PWM. Uma abordagem é atualizar os ciclos de trabalho no início do ciclo PWM. Isto requer que o tempo das bordas de subida e de descida para cada fase sejam especificados individualmente, o que pode ser imaginado como descrito abaixo com referência às Figuras A1 até A3.

Primeiramente as relações de trabalho para as três fases são determinadas a partir das demandas de tensão alfa e beta. Estes são os dois componentes da tensão na estrutura do estator e estão indicados na Figura 4. A escolha real de ciclo de trabalho irá depender de inúmeros fatores tais como o método de modulação utilizado (por exemplo, PWM seno-triângulo, PWM seno-triângulo com injeção de terceiro harmônico, SVM) o grau e tipo de sobre-modulação permitido etc. Este são selecionados para determinar a relação de trabalho máxima, média e mais curta, fase A, fase B e fase C (no caso de um sistema trifásico).

Então uma verificação é feita para determinar se é possível

medir as correntes de enlace utilizando o sensor de corrente único, isto é, se o critério de tempo de estado único é alcançado. Se isto não é possível, o observador preditivo é habilitado. Isto mantém a saída dos controladores de corrente constante (d, q) eixo de demanda de tensão constante) ao mesmo tempo que atualiza a medição de posição (ângulo). Correntes de enlace CC são ignoradas enquanto o observador está ativo.

Então para o comutador superior e inferior de cada uma das três fases borda 1 quando o transistor é comutado ligado, e borda 2 quando o transistor é comutado desligado, são determinadas como a seguir:

10 Para um sistema SVM de sensor único a sincronizações poderia ser como a seguir, como ilustrado na Figura 18:

Fase A (com relação de trabalho a maior)

	Borda superior 1 (ligado):	T_d
	Borda superior 2 (desligado):	$T_d + d_a$
15	Borda inferior 1 (desligado):	0
	Borda superior 2 (ligado);	$2 * T_d + d_a$

Fase B (com relação de trabalho media)

	Borda superior 1 (ligado):	$2 * T_d + T_{min}$
	Borda superior 2 (desligado):	$2 * T_d + T_{min} + d_b$
20	Borda inferior 1 (desligado):	$T_d + T_{min}$
	Borda superior 2 (ligado);	$3 * T_d + T_{min} + d_b$

Fase C (com relação de trabalho a menor)

	Borda superior 1 (ligado):	$3 * T_d + 2 * T_{min}$
	Borda superior 2 (desligado):	$3 * T_d + 2 * T_{min} + d_c$
25	Borda inferior 1 (desligado):	$2 * T_d + 2 * T_{min}$
	Borda superior 2 (ligado);	$4 * T_d + 2 * T_{min} + d_c$

As amostras de corrente de enlace CC são então assumidas e correntes de fase do motor calculadas.

A amostras de corrente CC são assumidas nas seguintes

instantes de tempo:

- Amostra S1: $t_{S1} = T_d + T_{\min} - T_{sp1}$

- Amostra S2: $t_{S2} = 2 * T_d + 2 * T_{\min} - T_{sp1}$

5 Para um sistema de fixação em barramento positivo as sincronizações poderiam ser como a seguir como ilustrado na Figura 19.

Fase A (com relação de trabalho a maior)

MOSFET superior: ligado

MOSFET inferior: desligado

Fase B (com relação de trabalho media)

10	Borda superior 1 (ligado):	$T_d + T_{\min}$
	Borda superior 2 (desligado):	$T_d + T_{\min} + d_b$
	Borda inferior 1 (desligado):	T_{\min}
	Borda superior 2 (ligado);	$2 * T_d + T_{\min} + d_b$

Fase C (com relação de trabalho a menor)

15	Borda superior 1 (ligado):	$3 * T_d + T_{\min} + d_b$
	Borda superior 2 (desligado):	$3 * T_d + T_{\min} + d_b + d_c$
	Borda inferior 1 (desligado):	$2 * T_d + T_{\min} + d_b$
	Borda superior 2 (ligado);	$4 * T_d + T_{\min} + d_b + d_c$

20 As amostras de corrente de enlace CC são então assumidas e correntes de fase de motor calculadas.

As amostras de corrente CC são assumidas nos seguintes instantes de tempo:

- Amostra S1: $t_{S1} = T_{\min} - T_{sp1}$

- Amostra S2: $t_{S2} = T_d + 2 * T_{\min} - T_{sp1}$

25 Para um sistema de fixação em barramento negativo as sincronizações poderiam ser como a seguir, como ilustrado na Figura 20.

Fase A (com relação de trabalho a maior)

Borda superior 1 (ligado): T_d

Borda superior 2 (desligado): $T_d + d_a$

	Borda inferior 1 (desligado):	0
	Borda superior 2 (ligado);	$2 \cdot T_d + d_a$
	Fase B (com relação de trabalho media)	
	Borda superior 1 (ligado):	$2 \cdot T_d + T_{\min}$
5	Borda superior 2 (desligado):	$2 \cdot T_d + T_{\min} + d_b$
	Borda inferior 1 (desligado):	$T_d + T_{\min}$
	Borda superior 2 (ligado);	$3 \cdot T_d + T_{\min} + d_b$
	Fase C (com relação de trabalho a menor)	
	MOSFET superior:	desligado
10	MOSFET inferior:	ligado

As amostras de corrente de enlace CC são então assumidas e correntes de fase de motor calculadas.

As amostras de corrente CC são assumidas nos seguintes instantes de tempo:

- 15
- Amostra S1: $t_{S1} = T_d + T_{\min} - T_{sp1}$
 - Amostra S2: $t_{S2} = 2 \cdot T_d + 2 \cdot T_{\min} - T_{sp1}$

Os sinais de controle estão mostrados na Figura 3

As quantidade referidas acima são definidas como a seguir

- 20
- T_d = tempo morto (atraso de inter-travamento)
 - T_{\min} = tempo mínimo de superposição
 - T_{sp1} = tempo de amostragem de hardware
 - d_a, d_b, d_c = relações de trabalho das fases A, B e C

REIVINDICAÇÕES

1. Sistema de acionamento para um motor sem escovas (1) multifásico que compreende uma pluralidade de fases (A, B, C), compreendendo um circuito de acionamento (8) que inclui um dispositivo de comutação para variar o potencial elétrico aplicado a cada uma das fases (A, B, C) comutando o circuito de acionamento (8) entre uma pluralidade de estados, um sensor de corrente conectado de tal modo que ele pode detectar a corrente total instantânea que escoar através dos enrolamentos (2, 4, 6), e um dispositivo de controle arranjado para fornecer sinais de acionamento modulados em largura de pulso para controlar o dispositivo de comutação de modo a controlar o tempo que o circuito de acionamento (8) comuta entre os estados em cada um de uma série de períodos de modulação em largura de pulso, caracterizado pelo fato de que o dispositivo de controle é arranjado para controlar os tempos de comutação do dispositivo de comutação de modo que tempo suficiente seja gasto em um número suficiente de estados ativos para a corrente em cada uma das fases (A, B, C) a ser determinada por meio do sensor de corrente e de modo que a soma dos tempos de estado nos quais o circuito de acionamento (8) está nos estados ativos durante cada período de modulação em largura de pulso possa aumentar até 100% daquele período.

2. Sistema de acordo com a reivindicação 1, caracterizado pelo fato do dispositivo de controle ser arranjado para determinar uma tensão de demanda para o período, para calcular os tempos de estado para os quais o circuito de acionamento (8) precisa estar em cada um da pluralidade de estados ativos para fornecer a tensão de demanda, e se a soma dos tempos de estado está dentro de um tempo de comutador ligado mínimo do período total, aumentar um dos tempos de estado de modo que a soma dos tempos de estado ativos seja igual ao período total.

3. Sistema de acordo com a reivindicação 1, caracterizado pelo fato do dispositivo de controle ser arranjado para utilizar fixação em

barramento.

4. Sistema de acordo com a reivindicação 3, caracterizado pelo fato de ser para um motor trifásico, o circuito de acionamento (8) tendo seis estados ativos no qual o dispositivo de controle é arranjado de tal modo que para tensões demandadas onde três estados são necessários em um período para permitir que a corrente em cada uma das fases (A, B, C) seja determinada a partir do sensor de corrente, a fixação em barramento seja consistente com cada um dos três estados.

5. Sistema de acordo com a reivindicação 3 ou reivindicação 4, caracterizado pelo fato do dispositivo de controle ser arranjado para identificar períodos quando a tensão demandada é muito baixa para permitir fixação em barramento, e utilizar uma estratégia de fixação em barramento para tais períodos.

6. Sistema de acordo com a reivindicação 5, caracterizado pelo fato do dispositivo de controle ser arranjado para identificar os períodos monitorando o índice de modulação para cada período.

7. Sistema de acordo com a reivindicação 5, caracterizado pelo fato do dispositivo de controle ser arranjado para identificar os períodos monitorando a magnitude da tensão demandada.

8. Sistema de acordo com a reivindicação 5, caracterizado pelo fato do dispositivo de controle ser arranjado para identificar os períodos monitorando a velocidade de rotação do motor.

9. Sistema de acordo com qualquer uma das reivindicações 5 a 8, caracterizado pelo fato de histerese fornecida para impedir oscilação entre os modos de operação fixado em barramento e não fixado em barramento.

10. Sistema de acordo com qualquer uma das reivindicações 1 a 9, caracterizado pelo fato do dispositivo de controle ser arranjado para utilizar modulação vetorial espacial para determinar os tempos que o circuito gasta em cada um dos estados em cada período.

11. Sistema de acionamento para um motor sem escovas (1) multifásico que compreende uma pluralidade de fases (A, B, C), compreendendo um circuito de acionamento (8) que inclui dispositivo de comutação para variar o potencial elétrico aplicado a cada uma das fases (A, B, C) comutando o circuito de acionamento (8) entre uma pluralidade de estados, um sensor de corrente conectado de tal modo que ele pode detectar a corrente total instantânea que escoia através dos enrolamentos (2, 4, 6), e um dispositivo de controle arranjado para fornecer sinais de acionamento modulados em largura de pulso para controlar o dispositivo de comutação de modo a controlar o tempo que o circuito de acionamento (8) comuta entre os estados em cada um de uma série de períodos de modulação em largura de pulso, caracterizado pelo fato de que o dispositivo de controle é arranjado para controlar os tempos de comutação do dispositivo de comutação de modo que tempo suficiente seja gasto em um número suficiente de estados ativos para a corrente em cada uma das fases (A, B, C) a ser determinada por meio do sensor de corrente, e o dispositivo de controle é arranjado para utilizar modulação vetorial espacial para determinar tempos que o circuito gasta em cada um dos estados em cada período.

12. Sistema de acordo com a reivindicação 11, caracterizado pelo fato do dispositivo de controle ser arranjado para definir uma área vetorial espacial que inclui posições que correspondem a todos os possíveis vetores de demanda de tensão, a área tendo um número de setores divididos por vetores de estado único, e para definir dentro de no mínimo uma das regiões dos setores onde o vetor de tensão demandada pode ser constituído a partir de dois vetores de estado de comprimento suficiente para permitir a medição da corrente em cada uma das fases (A, B, C) utilizando o sensor de corrente, e regiões onde o vetor de tensão demandada precisa ser constituído de mais do que dois vetores de estado para permitir tal medição de corrente.

13. Sistema de acordo com a reivindicação 12, caracterizado

pelo fato do dispositivo de controle ser ainda arranjado para definir dentro de no mínimo uma das regiões de setor onde o vetor de demanda de tensão precisa ser constituído de três vetores de estado e regiões onde o vetor de demanda de tensão precisa ser constituído de quatro vetores de estado para
5 permitir tal medição de corrente.

14. Sistema de acordo com qualquer uma das reivindicações 12 ou 13, caracterizado pelo fato do dispositivo de controle ser arranjado para definir as regiões para cada setor da área.

15. Sistema de acordo com a reivindicação 14, caracterizado
10 pelo fato do dispositivo de controle ser arranjado para determinar para cada vetor de demanda de tensão em que setor e em que região o vetor de demanda cai para definir para cada região em cada setor que estados ativos serão requeridos para produzir a tensão demandada e calcular a partir da posição do vetor de demanda de tensão na região os tempos de estado para cada um dos
15 estados ativos apropriados.

16. Sistema de acordo com qualquer uma das reivindicações 12 ou 13, caracterizado pelo fato do dispositivo de controle ser arranjado para definir as regiões para somente um dos setores, para determinar a partir de cada vetor de demanda de tensão um vetor de demanda de tensão
20 correspondente em um setor e um grau de rotação que poderia trazer o vetor de demanda para o mencionado um setor, calcular os tempos de estado para o vetor de demanda de tensão correspondente e converter estes para tempos de estado para o vetor de demanda de tensão real com base no grau de rotação.

17. Sistema de acordo com a reivindicação 11, caracterizado
25 pelo fato do dispositivo de controle ser arranjado para calcular vetores de estado sem requerer que a medição de corrente para cada uma das fases (A, B, C) utilizando o sensor de corrente seja possível e então determinar se os vetores de estado resultantes permitem tal medição de corrente, e se não, aplicar um algoritmo de deslocamento para produzir vetores de estado que

permitam tal medição de corrente.

18. Sistema de acionamento para um motor sem escovas (1) multifásico que compreende uma pluralidade de fases (A, B, C), compreendendo um circuito de acionamento (8) que inclui dispositivo de comutação para variar o potencial elétrico aplicado a cada uma das fases (A, B, C) comutando o circuito de acionamento (8) entre uma pluralidade de estados, um sensor de corrente conectado de tal modo que ele pode detectar a corrente total instantânea que escoar através dos enrolamentos (2, 4, 6), e um dispositivo de controle arranjado para fornecer sinais de acionamento modulados em largura de pulso para controlar o dispositivo de comutação de modo a controlar o tempo que o circuito de acionamento (8) comuta entre os estados em cada um de uma série de períodos de modulação em largura de pulso, caracterizado pelo fato de que o dispositivo de controle é arranjado para controlar os tempos de comutação do dispositivo de comutação de modo que tempo suficiente seja gasto em um número suficiente de estados ativos para a corrente em cada uma das fases (A, B, C) a ser determinada por meio do sensor de corrente, e o dispositivo de controle é arranjado para inibir uma mudança entre dois períodos adjacentes, da ordem na qual os dispositivos de comutação são comutados dentro dos períodos, quando a tensão demandada é baixa, porém para permitir tal mudança de ordem quando a tensão demandada é elevada.

19. Sistema de acordo com a reivindicação 18, caracterizado pelo fato do dispositivo de controle ser arranjado para definir um limiar de um parâmetro do sistema, abaixo do qual a mudança de ordem é inibida.

20. Sistema de acordo com a reivindicação 19, caracterizado pelo fato do parâmetro ser um índice de modulação.

21. Sistema de acordo com qualquer uma das reivindicações 18 a 20, caracterizado pelo fato do dispositivo de controle ser arranjado para inibir a mudança de ordem de tal modo que a mudança de ordem é impedida.

22. Sistema de acordo com qualquer uma das reivindicações 18 a 20, caracterizado pelo fato do dispositivo de controle ser arranjado para inibir a mudança de ordem fornecendo histerese em mudanças de a ordem.

23. Sistema de acordo com a reivindicação 22, caracterizado
5 pelo fato do dispositivo de controle ser arranjado para fornecer histerese na comutação entre um primeiro estado onde a mudança de ordem é permitida e um segundo estado onde a mudança de ordem é impedida.

24. Sistema de acionamento para um motor sem escovas (1) multifásico que compreende uma pluralidade de fases (A, B, C),
10 compreendendo um circuito de acionamento (8) que inclui dispositivo de comutação para variar o potencial elétrico aplicado a cada uma das fases (A, B, C) comutando o circuito de acionamento (8) entre uma pluralidade de estados, um sensor de corrente conectado de tal modo que ele pode detectar a corrente total instantânea que escoar através dos enrolamentos (2, 4, 6), e um
15 dispositivo de controle arranjado para fornecer sinais de acionamento modulados em largura de pulso para controlar o dispositivo de comutação de modo a controlar o tempo que o circuito de acionamento (8) comuta entre os estados em cada um de uma série de períodos de modulação em largura de pulso, caracterizado pelo fato de que o dispositivo de controle é arranjado para
20 controlar os tempos de comutação do dispositivo de comutação de modo que tempo suficiente seja gasto em um número suficiente de estados ativos para a corrente em cada uma das fases (A, B, C) a ser determinada por meio do sensor de corrente, e o dispositivo de controle é arranjado para comutar cada fase ligada em um respectivo tempo ligado e desligada em um respectivo
25 tempo desligado e ou os tempos ligados ou os tempos desligados serem tempos predeterminados em cada período.

25. Sistema de acordo com a reivindicação 24, caracterizado pelo fato do dispositivo de controle ser arranjado para amostrar a corrente utilizando o sensor de corrente em tempos que são fixados em relação a os

tempos predeterminados.

26. Sistema de acordo com qualquer uma das reivindicações 24 ou 25, caracterizado pelo fato dos tempos predeterminados serem o mesmo em todos os períodos.

5 27. Sistema de acordo com qualquer uma das reivindicações 24 ou 25, caracterizado pelo fato dos tempos predeterminados variarem entre uma pluralidade de conjuntos de tempos predeterminados em períodos subseqüentes.

10 28. Sistema de acordo com a reivindicação 27, caracterizado pelo fato de períodos subseqüentes alternarem entre tempos predeterminados ligados e tempos predeterminados desligados.

15 29. Sistema de acordo com a reivindicação 28, caracterizado pelo fato dos tempos predeterminados ligados estarem próximos do início do período e os tempos predeterminados desligados estarem próximos do final do período.

30. Sistema de acordo com qualquer uma das reivindicações 27 a 29, caracterizado pelo fato de amostras de correntes também variarem entre uma pluralidade de conjuntos de tempos predeterminados em períodos subseqüentes.

20 31. Sistema de acordo com a reivindicação 30, caracterizado pelo fato do dispositivo de detecção de corrente ser arranjado para utilizar diferenças em correntes detectadas entre períodos subseqüentes para compensar ondulação de corrente ao medir corrente.

25 32. Sistema de acordo com a reivindicação 31, caracterizado pelo fato do dispositivo de detecção de corrente ser arranjado para utilizar uma média de correntes detectadas em períodos subseqüentes para medir a corrente.

33. Sistema de acionamento para um motor sem escovas (1) multifásico que compreende uma pluralidade de fases (A, B, C),

compreendendo um circuito de acionamento (8) que inclui dispositivo de comutação para variar o potencial elétrico aplicado a cada uma das fases (A, B, C) comutando o circuito de acionamento (8) entre uma pluralidade de estados, um sensor de corrente conectado de tal modo que ele pode detectar a corrente total instantânea que escoia através dos enrolamentos (2, 4, 6), e um dispositivo de controle arranjado para fornecer sinais de acionamento modulados em largura de pulso para controlar o dispositivo de comutação de modo a controlar o tempo que o circuito de acionamento (8) comuta entre os estados em cada um de uma série de períodos de modulação em largura de pulso, caracterizado pelo fato que o dispositivo de controle é arranjado para controlar os tempos de comutação do dispositivo de comutação de modo que tempo suficiente seja gasto em um número suficiente de estados ativos para a corrente em cada uma das fases (A, B, C) a ser determinada por meio do sensor de corrente, e o dispositivo de controle é arranjado para abandonar detecção de corrente sob algumas condições operacionais, de modo a permitir uma faixa maior de sincronizações de modulação em largura de pulso.

34. Sistema de acordo com a reivindicação 33, caracterizado pelo fato do dispositivo de medição de corrente (24) ser arranjado para abandonar detecção de corrente em demandas de tensão elevadas.

35. Sistema de acordo com a reivindicação 34, caracterizado pelo fato do dispositivo de controle ser arranjado para calcular os tempos de comutação para cada uma das fases (A, B, C) dentro de um período, de modo a permitir operação do dispositivo de medição de corrente (24) para determinar quando se qualquer dos tempos de comutação deveria cair depois do final do período e se deveriam no mínimo abandonar parcialmente detecção de corrente e deslocar os tempos de comutação de modo que todos eles caiam dentro do período.

36. Sistema de acordo com a reivindicação 34, caracterizado pelo fato do dispositivo de controle ter definido aqui uma faixa de no mínimo

um parâmetro do sistema no qual detecção de corrente deve ser no mínimo parcialmente abandonada e se o parâmetro cair dentro daquela faixa o dispositivo de controle ser arranjado para no mínimo abandonar parcialmente detecção de corrente.

5 37. Sistema de acordo com a reivindicação 36, caracterizado pelo fato do parâmetro ser um dos tempos de estado.

38. Sistema de acordo com a reivindicação 37, caracterizado pelo fato do tempo de estado ser o segundo tempo de estado mais longo dentro do período.

10 39. Sistema de acordo com a reivindicação 38, caracterizado pelo fato de a faixa de tempos ser de tempos menores que T_{\min} ou tempos maiores do que $T_p - T_{\min}$, onde T_p é o comprimento do período e T_{\min} é o tempo de estado mínimo requerido para detecção de corrente.

15 40. Sistema de acordo com qualquer uma das reivindicações 33 a 39, caracterizado pelo fato de em períodos onde a medição de corrente é abandonada o dispositivo de medição de corrente (24) ser arranjado para estimar a corrente.

20 41. Sistema de acordo com a reivindicação 40, caracterizado pelo fato do dispositivo de medição de corrente (24) ser arranjado para estimar a corrente como o último valor medido.

42. Sistema de acordo com a reivindicação 40, caracterizado pelo fato do dispositivo de medição de corrente (24) ser arranjado para estimar a corrente com base em no mínimo uma variável.

25 43. Sistema de acordo com a reivindicação 42, caracterizado pelo fato da variável ser a corrente em no mínimo uma parte do sistema.

44. Sistema de acordo com a reivindicação 43, caracterizado pelo fato de a parte do sistema ser uma das fases (A, B, C).

45. Sistema de acordo com qualquer uma das reivindicações 33 ou 34, caracterizado pelo fato do dispositivo de controle ser arranjado para

suspender controle de corrente durante períodos quando detecção de corrente é abandonada.

46. Sistema de acordo com a reivindicação 45, caracterizado pelo fato do dispositivo de controle ser arranjado para controlar a sincronização de comutação do dispositivo de comutação de modo a fornecer a mesma magnitude e relação de fase da demanda de tensão com relação à posição do motor como no período precedente quando detecção de corrente é abandonada.

47. Sistema de acionamento para motor sem escovas (1) multifásico que compreende uma pluralidade de fases (A, B, C), compreendendo um circuito de acionamento (8) que inclui dispositivo de comutação associado com cada uma das fases (A, B, C) para variar o potencial elétrico aplicado através de cada uma das fases (A, B, C) comutando o circuito de acionamento (8) entre uma pluralidade de estados, um sensor de corrente conectado de tal modo que ele pode detectar a corrente total instantânea que escoar através dos enrolamentos (2, 4, 6), e um dispositivo de controle arranjado para fornecer sinais de acionamento modulados em largura de pulso para controlar o dispositivo comutador de modo a controlar o tempo que o circuito de acionamento (8) comuta entre os estados em cada um de uma série de períodos de modulação em largura de pulso, caracterizado pelo fato de que o dispositivo de controle é arranjado de tal modo que sob algumas circunstâncias, quando o dispositivo de comutação para duas das fases (A, B, C) é comutado durante um único período de modulação em largura de pulso, toda a comutação do dispositivo de comutação associada com uma de as duas fases (A, B, C) durante o período pode ser completada antes que qualquer comutação do dispositivo de comutação associado com a outra de as duas fases (A, B, C) seja iniciada.

48. Sistema de acordo com a reivindicação 47, caracterizado pelo fato do dispositivo de comutação associado com cada uma das fases (A,

B, C) compreender uma pluralidade de comutadores.

5 49. Sistema de acionamento para um motor sem escovas (1) multifásico que compreende uma pluralidade de fases (A, B, C), compreendendo um circuito de acionamento (8) que inclui um dispositivo
10 comutador para variar o potencial elétrico aplicado através de cada um dos enrolamentos (2, 4, 6) comutando o circuito de acionamento (8) entre uma pluralidade de estados, um sensor de corrente conectado de tal modo que ele possa detectar a corrente total instantânea que escoar através dos enrolamentos (2, 4, 6), e um dispositivo de controle arranjado para fornecer sinais de
15 acionamento modulados em largura de pulso para controlar o dispositivo de comutação de modo a controlar o tempo que o circuito de acionamento (8) comuta entre os estados em cada um de uma série de períodos de modulação em largura de pulso, caracterizado pelo fato que existe um tempo morto associado com comutar cada uma das fases (A, B, C), e o dispositivo de
20 controle é arranjado de tal modo que em um período durante o qual o circuito está em um primeiro estado por um primeiro tempo de estado e dois outros estados por respectivos tempos de estado mais curtos, um espaço deixado entre os dois tempos de estado mais curtos tem comprimento suficiente para evitar superposição de seus tempos mortos associados.

20 50. Sistema de acordo com a reivindicação 49, caracterizado pelo fato do espaço ser no mínimo duas vezes o comprimento do tempo morto.

25 51. Sistema de acordo com qualquer uma das reivindicações 48 ou 49, caracterizado pelo fato de, no espaço entre os dois tempos de estado mais curtos, o dispositivo de controle ser arranjado para comutar o circuito de acionamento (8) para o primeiro estado.

52. Sistema de acordo com qualquer uma das reivindicações 49 a 51, caracterizado pelo fato dos três estados serem todos estados ativos.

53. Sistema de acordo com qualquer uma das reivindicações 1

a 52, caracterizado pelo fato das fases (A, B, C) serem conectadas em uma formação em estrela.

54. Sistema de acordo com qualquer uma das reivindicações 1 a 53, caracterizado pelo fato do motor ter três fases (A, B, C).

5 55. Sistema de acordo com qualquer uma das reivindicações 1 a 54, caracterizado pelo fato do dispositivo de comutação compreender uma pluralidade de dispositivos de comutação, cada um associado com uma das fases (A, B, C).

10 56. Sistema de acordo com a reivindicação 55, caracterizado pelo fato de cada um de a pluralidade de dispositivos de comutação compreender um par de comutadores, cada um operável para conectar a respectiva fase a um da pluralidade de potenciais.

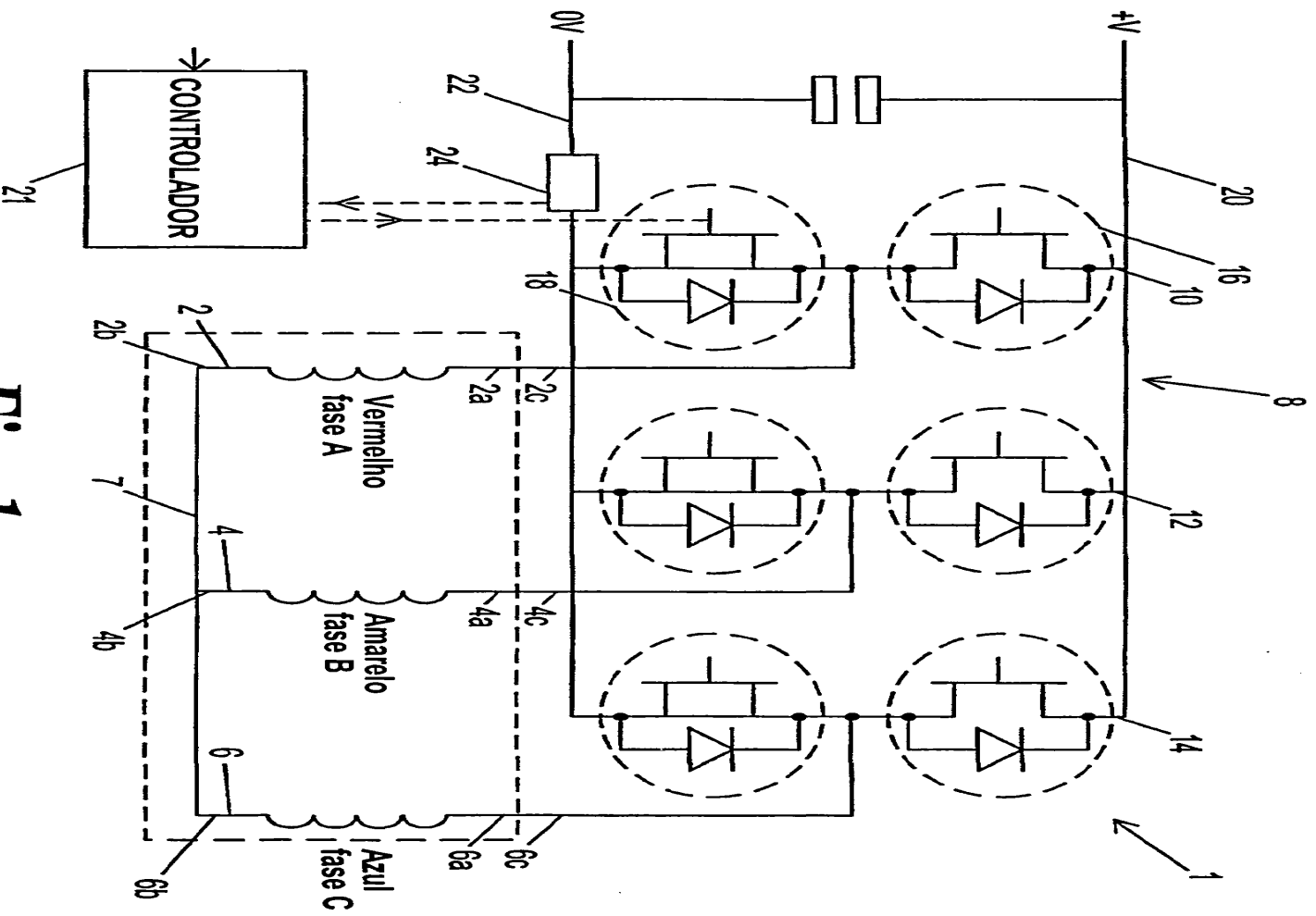


Fig. 1

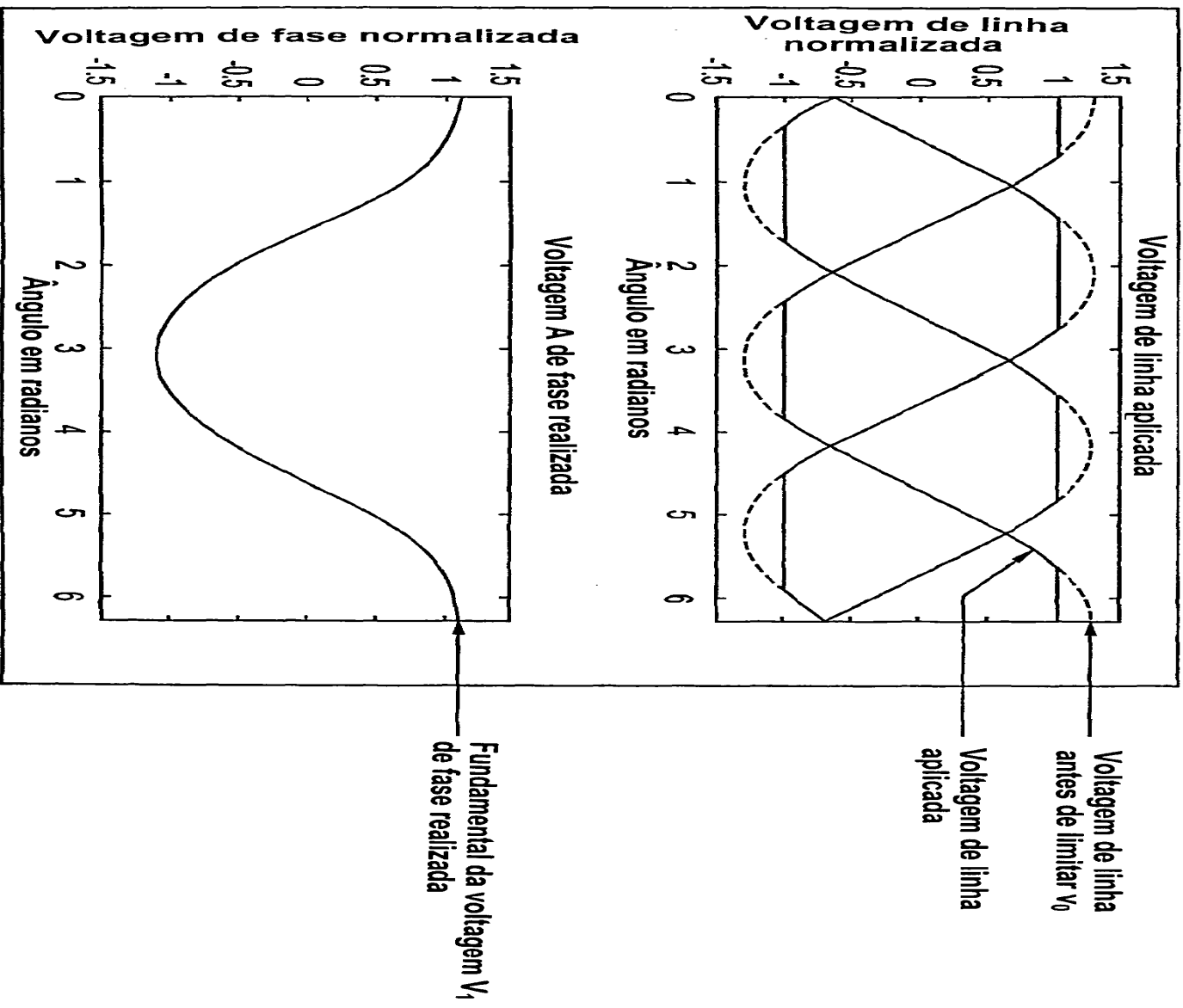
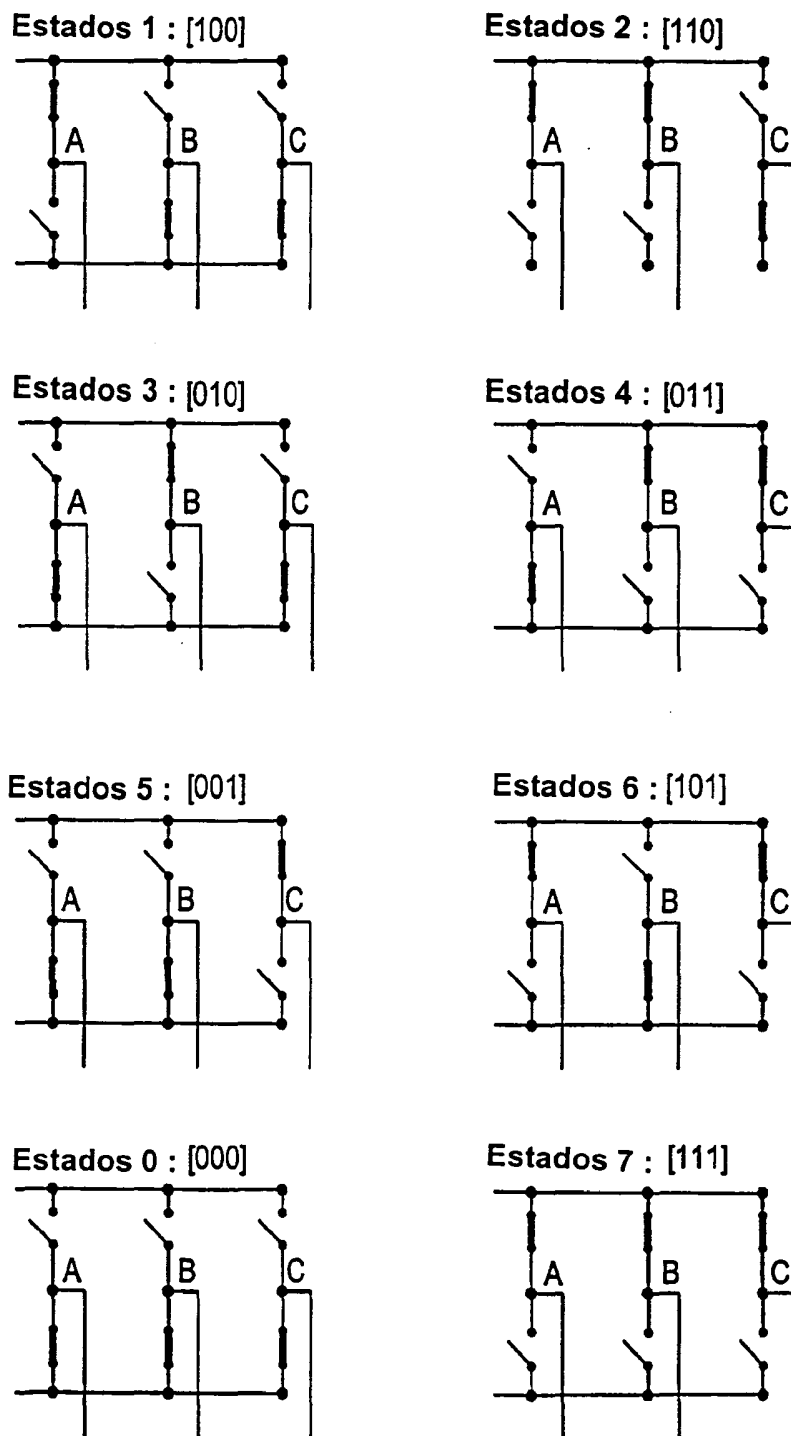


Fig. 2

*Fig.3*

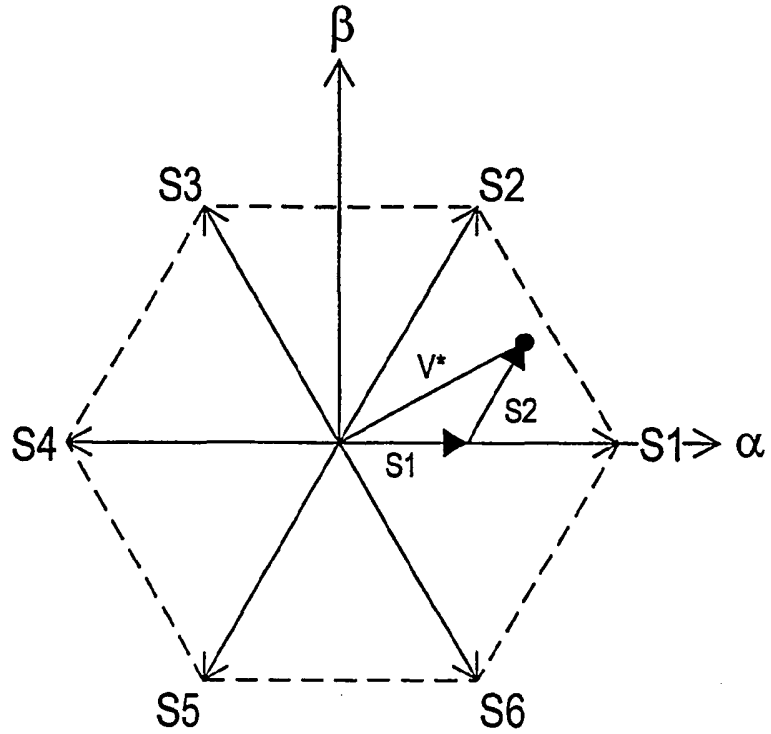


Fig.4

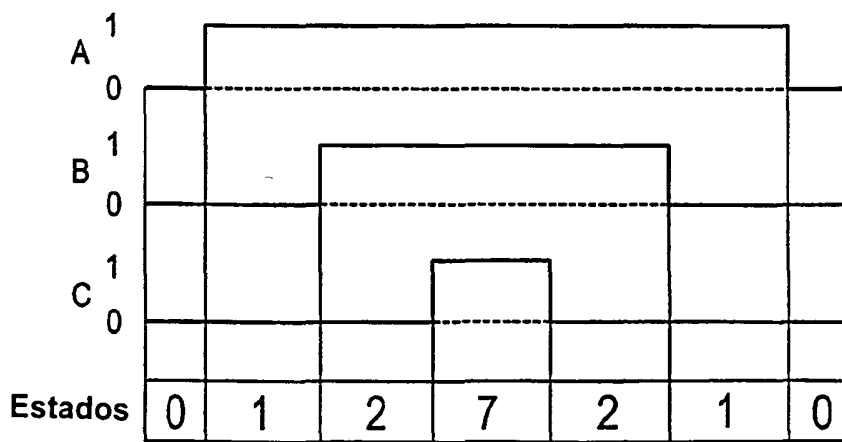


Fig.5

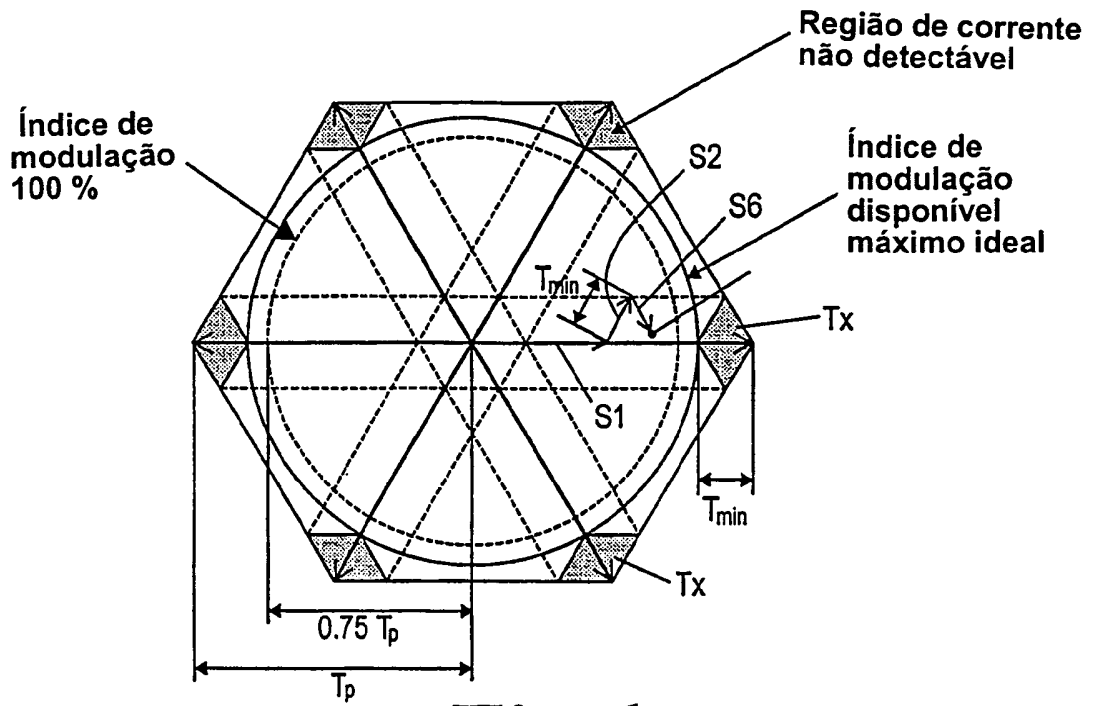


Fig. 6

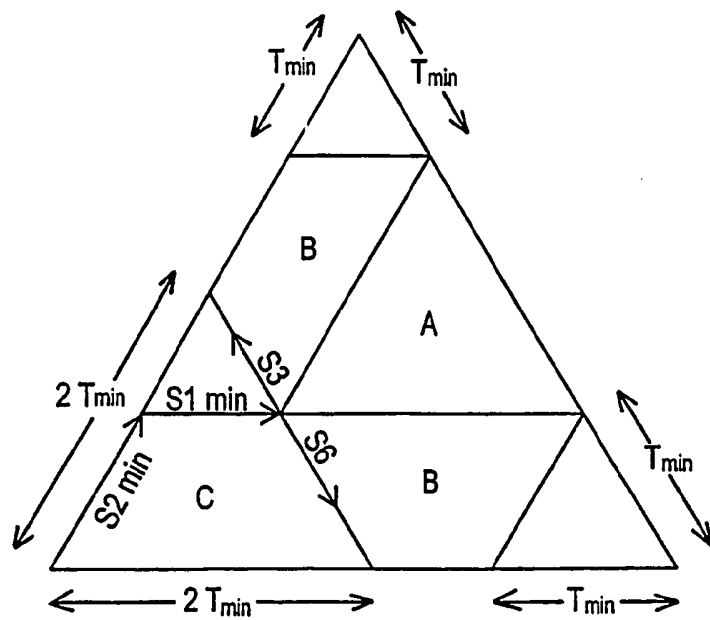


Fig. 7

Sinais de comando para transistor superior e inferior:

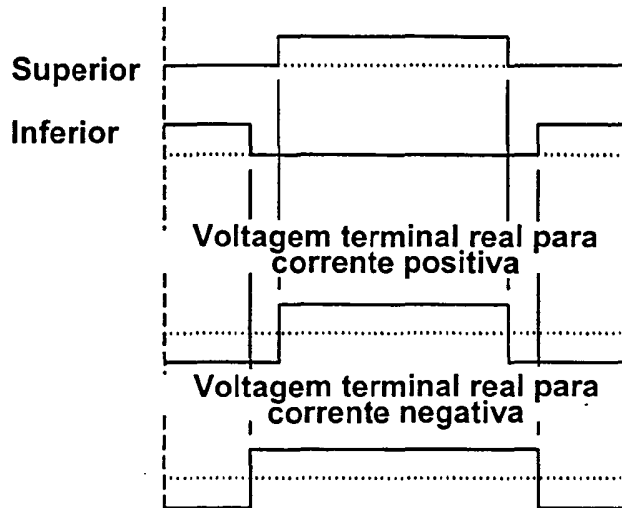


Fig.8a

Fig.8b

Fig.8c

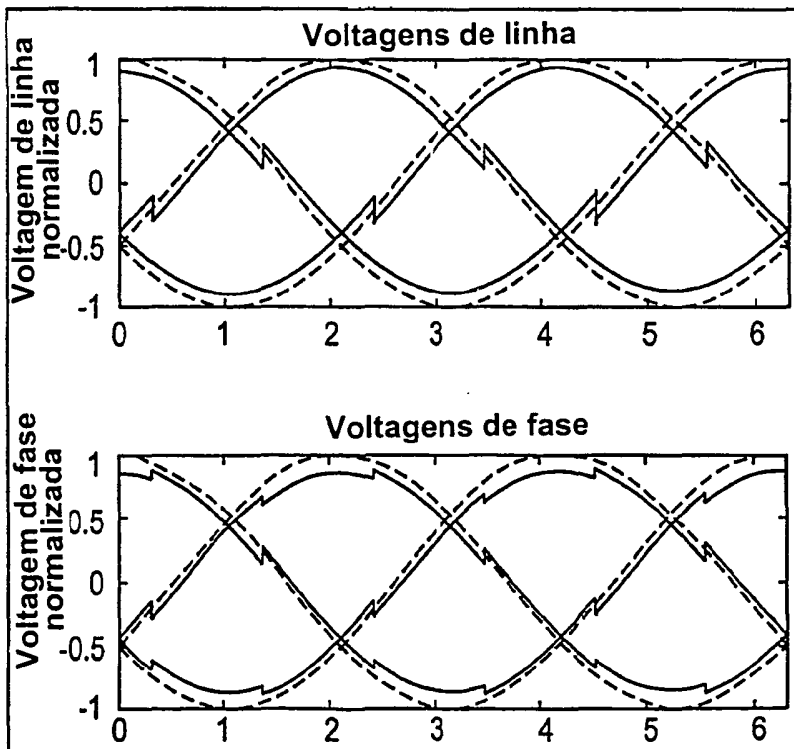


Fig.9a

Fig.9b

Formas de onda PWM:-

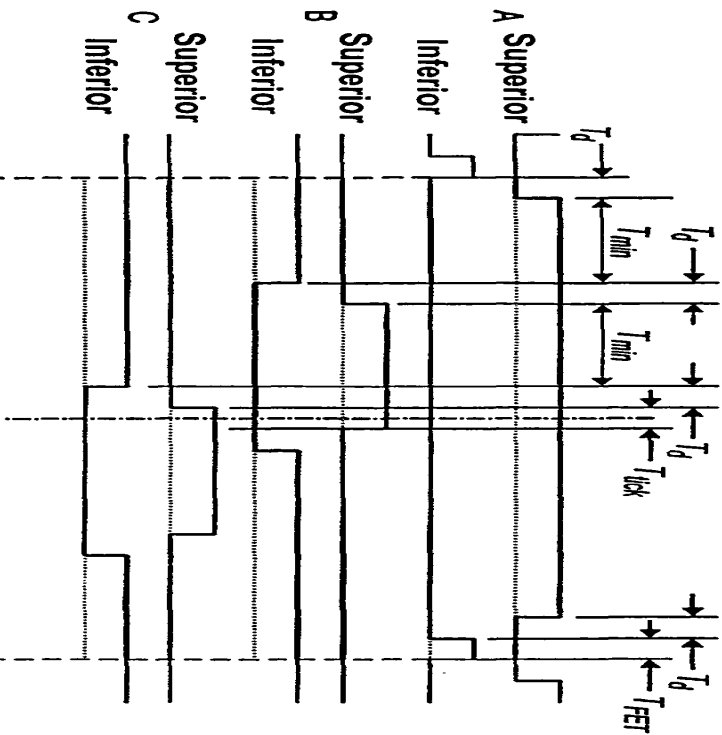


Fig.10a

Estados demandados (ciclos de trabalho comutador superior, sem tempo morto):-

(a)	0	1	2	7	6	1	0
-----	---	---	---	---	---	---	---

Fig.10b

Estados reais (incluindo tempo morto):-

	(b)	0	1	2	7	6	1	0	+ . .
	(c)	0	1	2	7	6	1	0	
(d)	0	1	2	7	6	1	0	+ . .	+ +

Fig.10c

Voltagens de fase:-

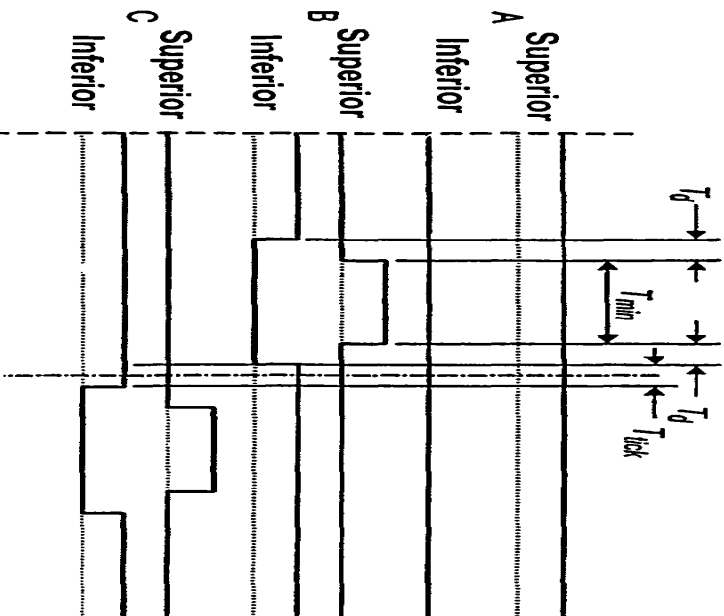


Fig.11a

Estados demandados (ciclos de trabalho comutador superior, sem tempo morto):-

(a)

1	2	1	6	1
---	---	---	---	---

Fig.11b

Estados reais (incluindo tempo morto):-

(b)

1	2	1	6	1
---	---	---	---	---

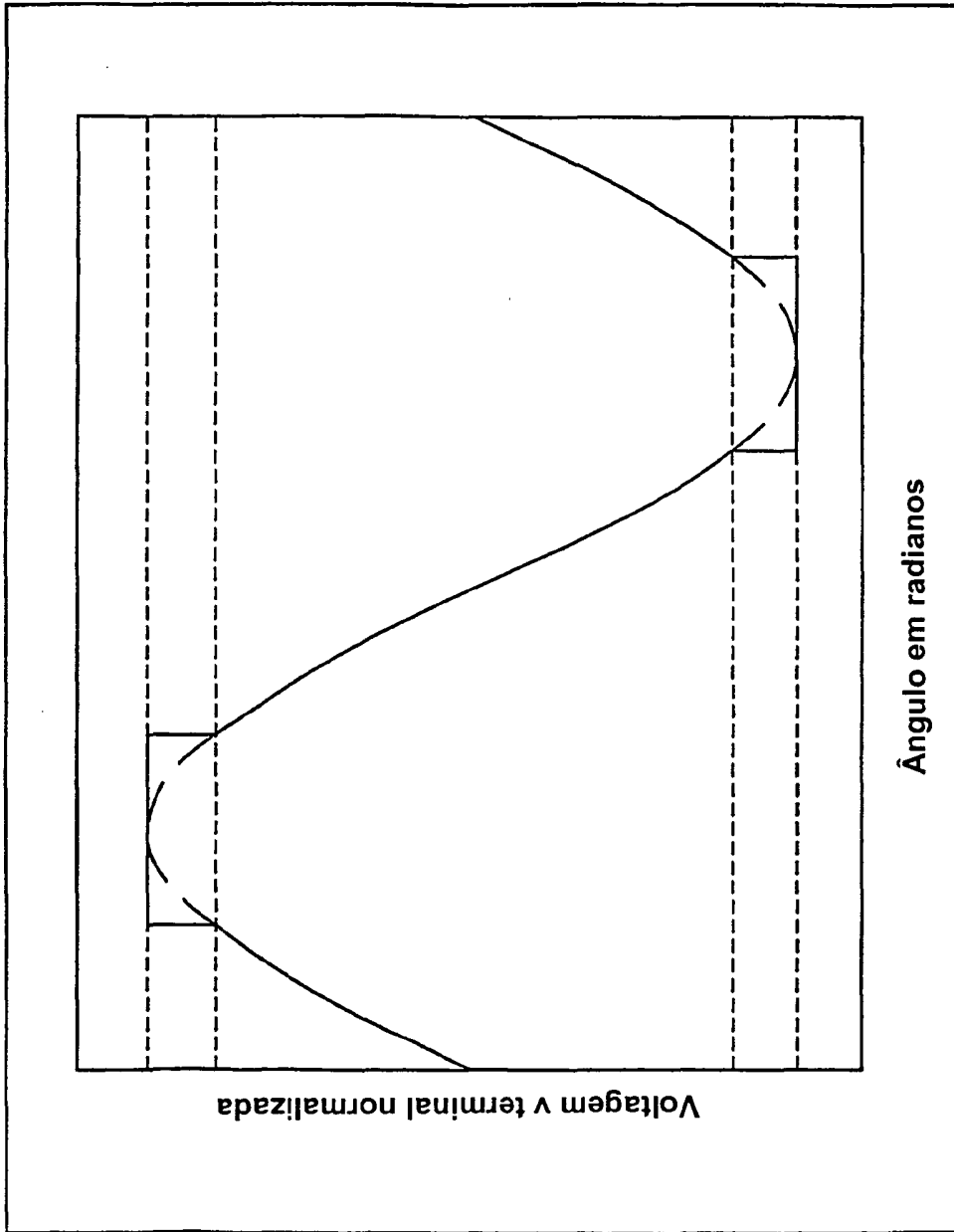
(c)

1	2	1	6	1
---	---	---	---	---

(d)

1	2	1	6	1
---	---	---	---	---

Fig.11c



Ângulo em radianos

Fig. 12

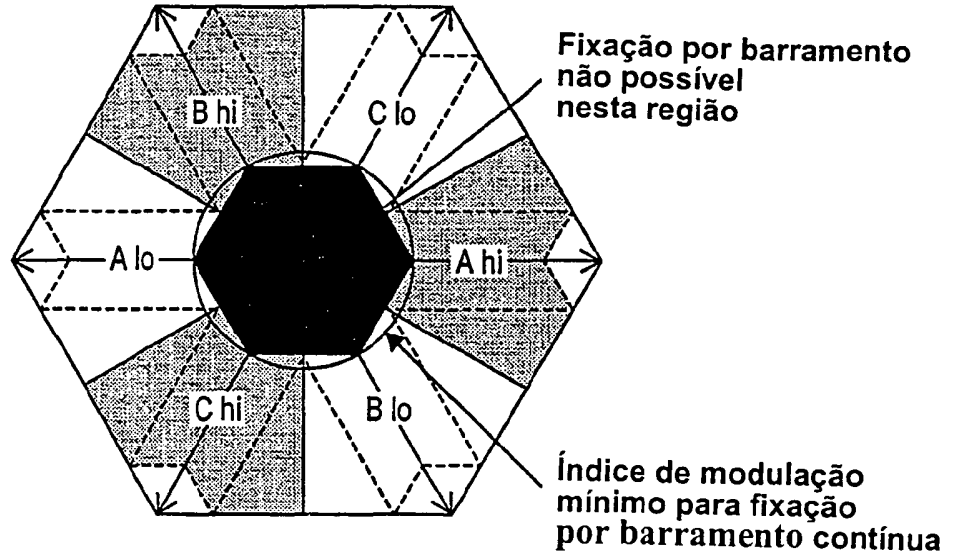


Fig.13

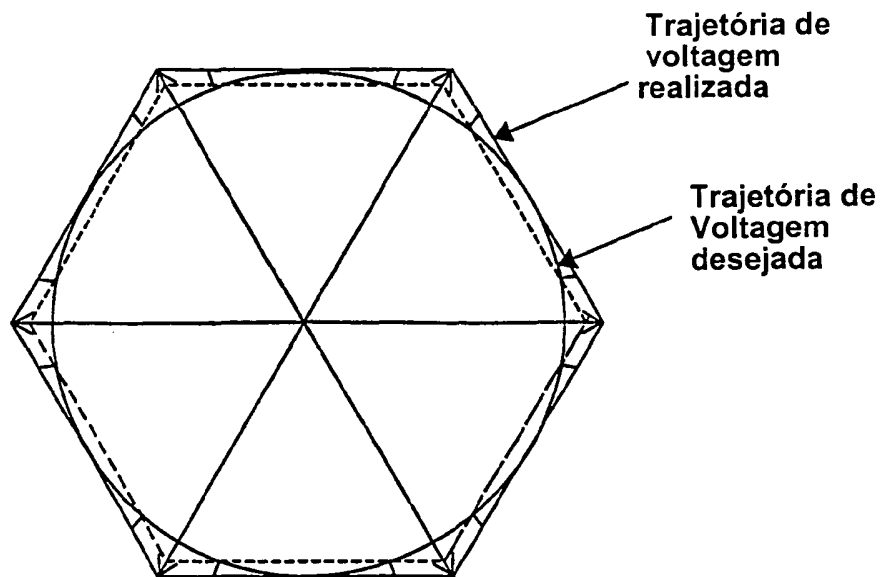


Fig.14

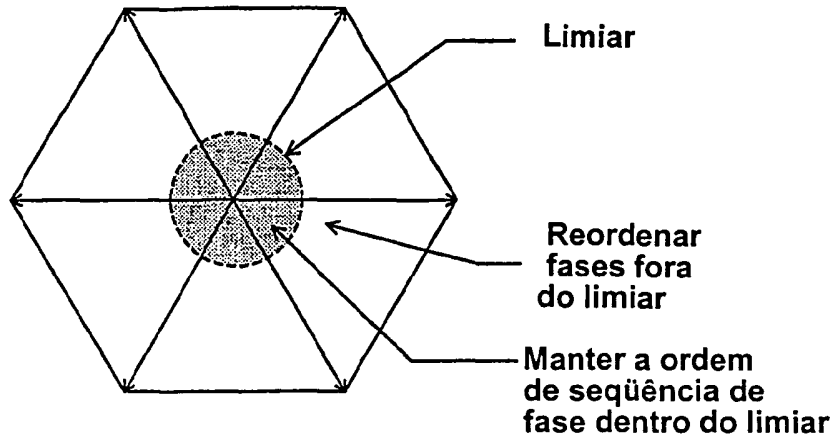


Fig.15

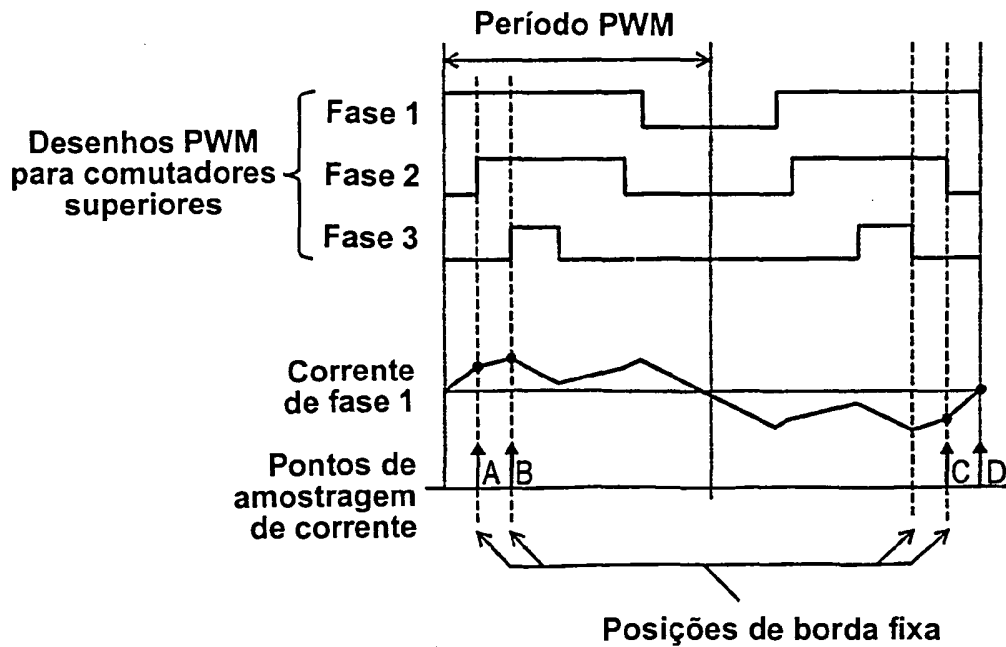
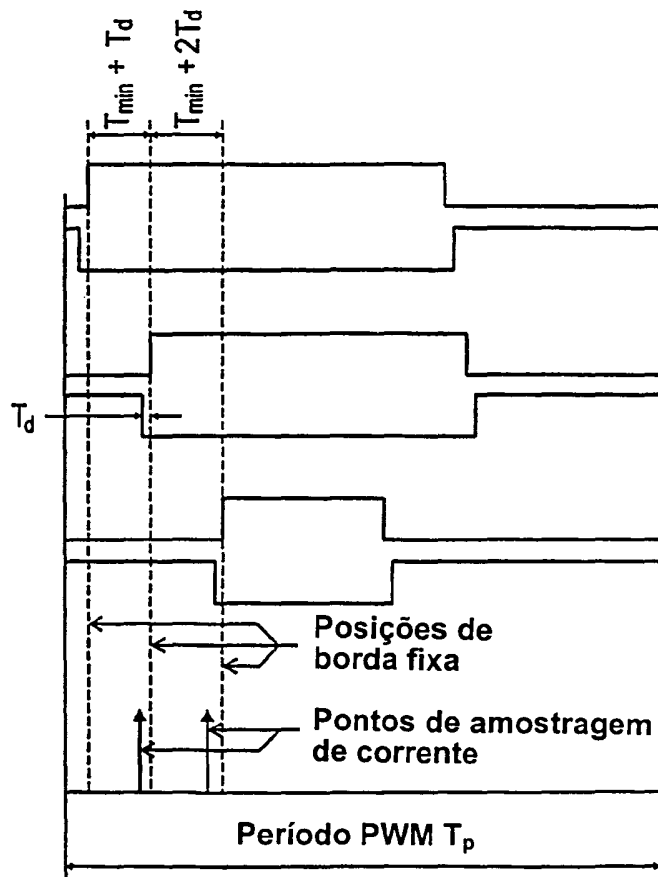
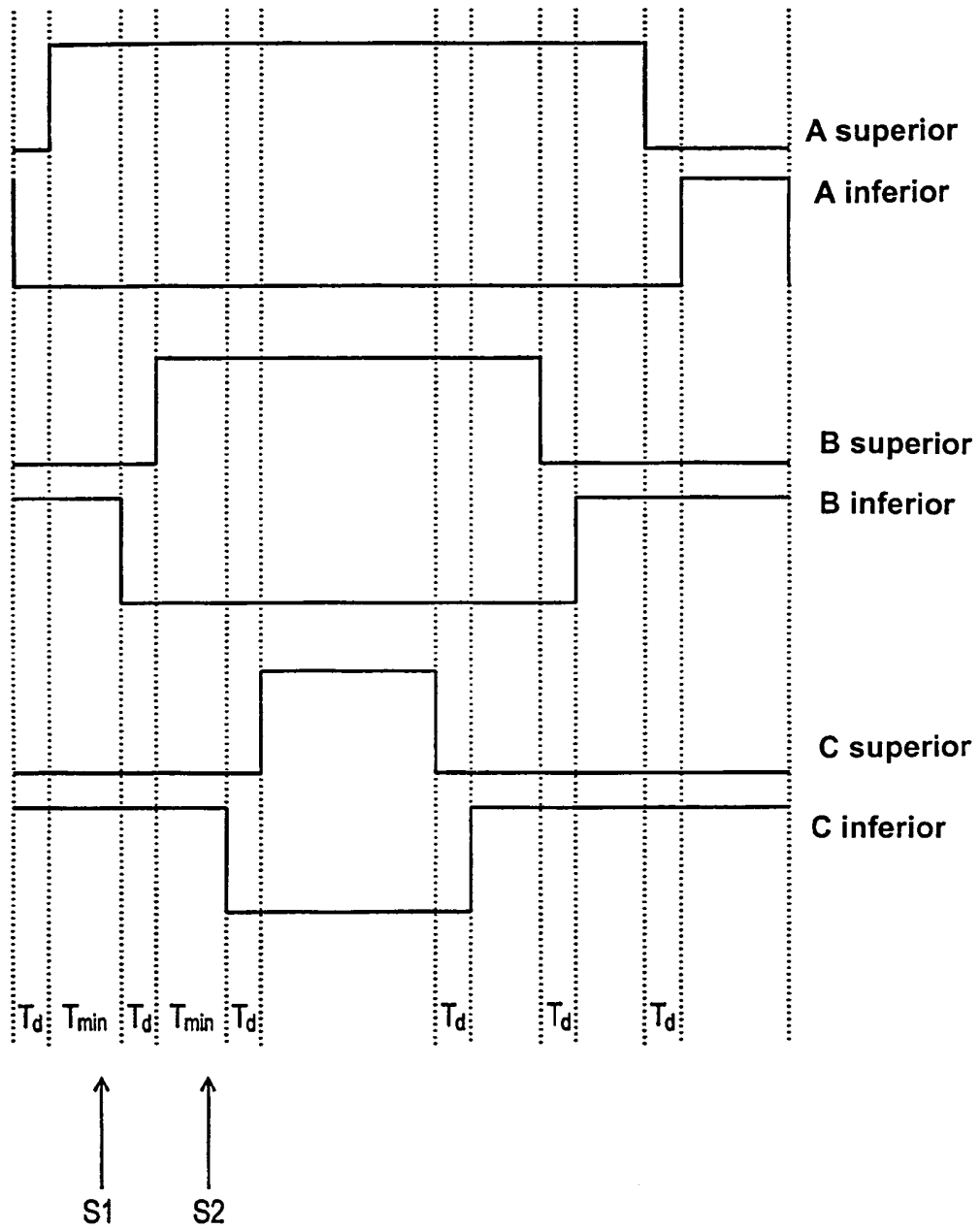


Fig.17

*Fig.16*

*Fig.18*

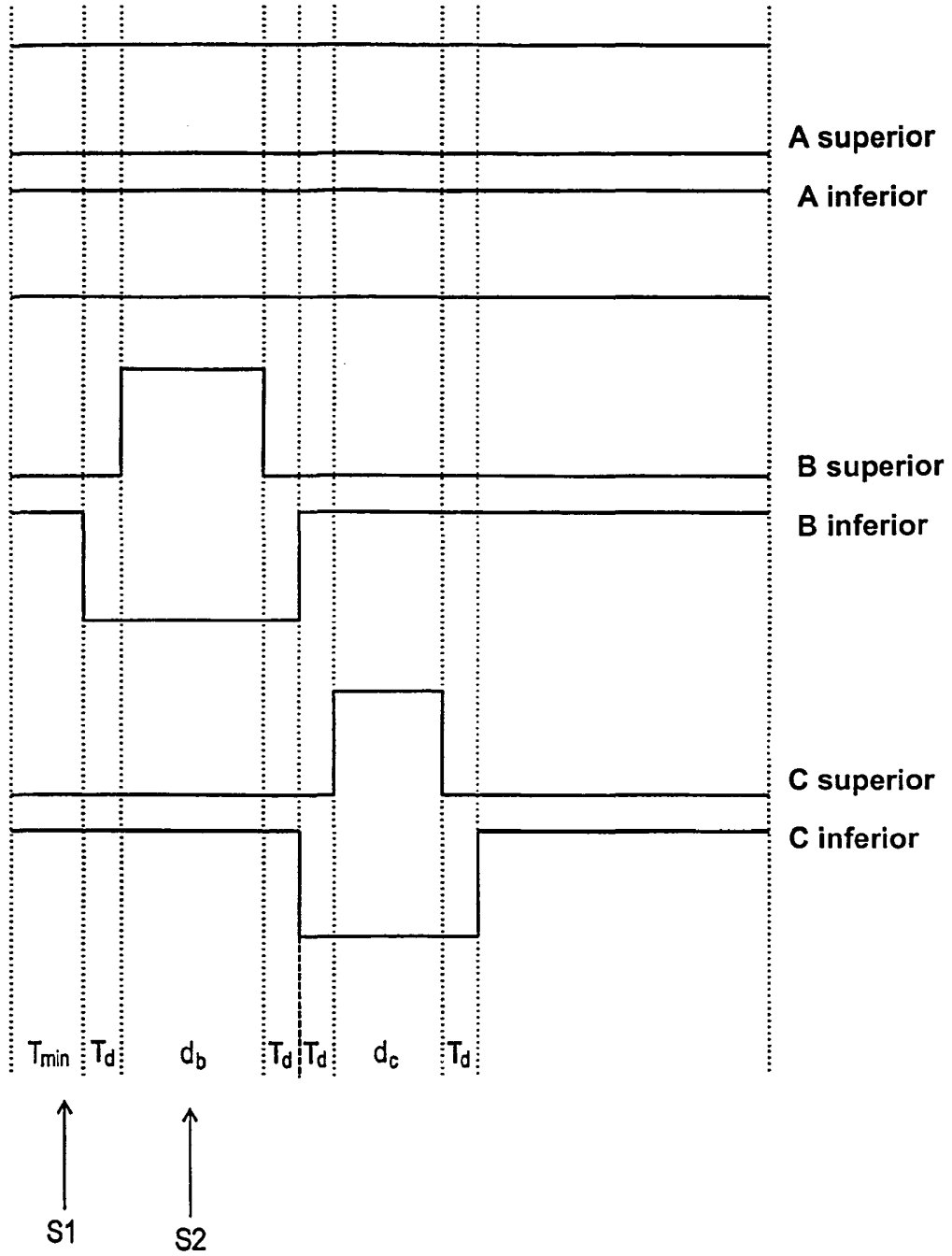


Fig.19

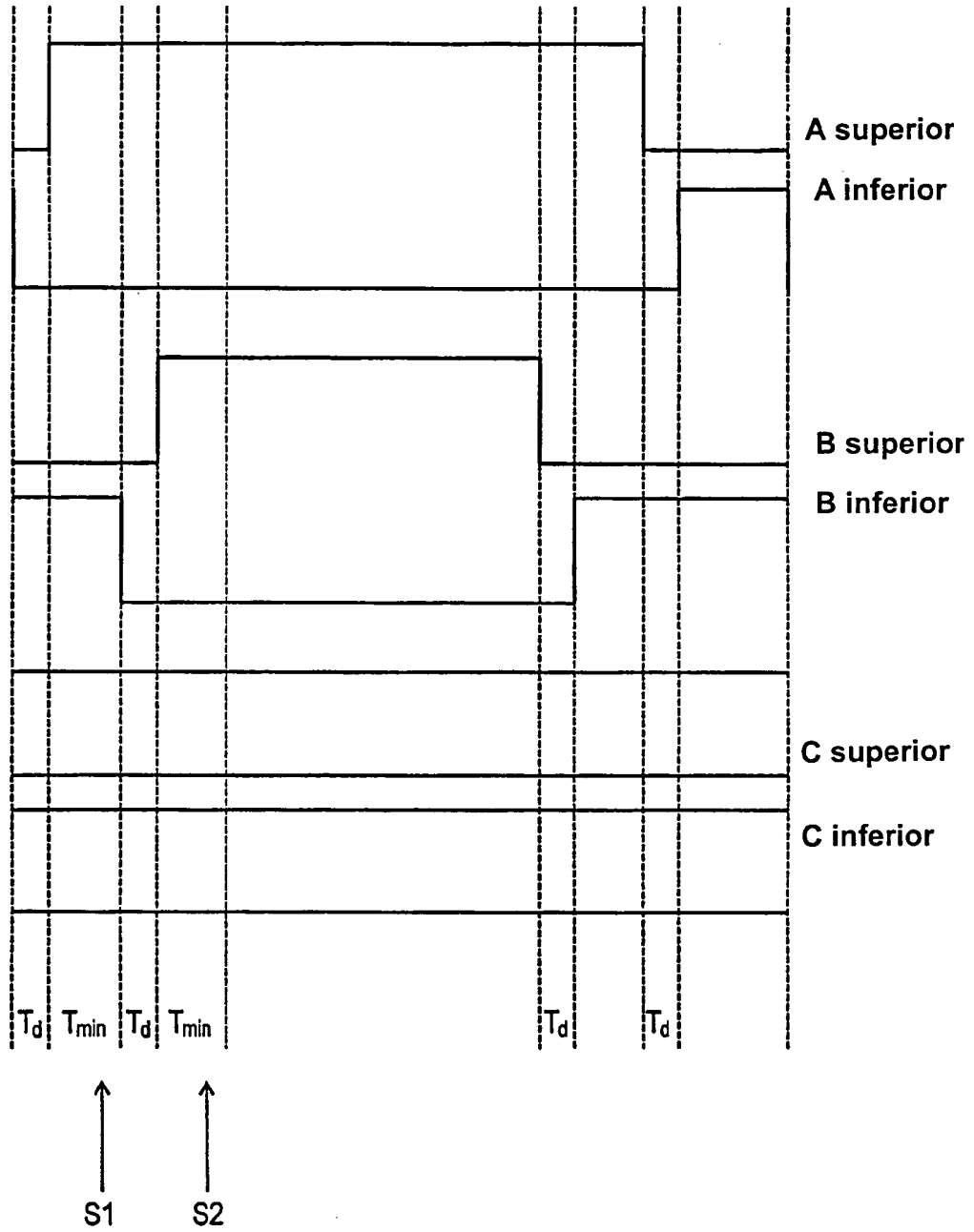


Fig.20

RESUMO**“SISTEMA DE ACIONAMENTO PARA UM MOTOR SEM ESCOVAS (1) MULTIFÁSICO”**

Um sistema de acionamento para um motor de corrente alternada trifásico sem escovas (1) é arranjado para otimizar o padrão de comutação de transistor para melhorar saída de potência ao mesmo tempo que permite medição de corrente em todas as fases (A, B, C) utilizando um único sensor. Isto é conseguido definindo x vetores de demanda de tensão onde mais do que dois estados são requeridos para alcançar um requisito de tempo mínimo de estado determinado pelo método de sensor único, e calculando três ou mais vetores de estado que produzem o vetor x demandado ao mesmo tempo que ainda permite detecção de corrente única. Também são divulgados diversos métodos de otimizar o padrão PWM, de modo a fornecer saída máxima ao mesmo tempo que utiliza detecção de corrente única.