

| Nº | CÓDIGO | DATA E HORA DE RECEÇÃO | MODALIDADE | PROCESSO RELACIONADO |
|----------------|--------|------------------------|------------|----------------------|
| 20131000056217 | 0199 | 2013/07/26-15:51:02 | PAT | 107079 X |

PAGAMENTO CONFIRMADO

PEDIDO DE PATENTE, MODELO DE UTILIDADE OU DE TOPOGRAFIA DE PRODUTOS SEMICONDUTORES

| 1 | REQUERENTES |
|---|---|
| | <p>Código 825217 Nacionalidade PORTUGUESA</p> <p>Nome INSTITUTO SUPERIOR TÉCNICO</p> <p>Endereço ÁREA DE TRANSFERÊNCIA DE TECNOLOGIA, AVENIDA ROVISCO PAIS, 1</p> <p>Localidade LISBOA Código Postal 1049-001</p> <p>Telefone 218419842 Telemóvel Fax 218419846</p> <p>E-mail PI@IST.UTL.PT</p> <p>Atividade (CAE)</p> <p>NIF</p> |
| | <p>Código 1854578 Nacionalidade PORTUGUESA</p> <p>Nome INSTITUTO SUPERIOR DE ENGENHARIA DE LISBOA</p> <p>Endereço RUA CONSELHEIRO EMÍDIO NAVARRO, 1</p> <p>Localidade LISBOA Código Postal 1959-007</p> <p>Telefone 218317000 Telemóvel Fax 218317173</p> <p>E-mail SDOCPUB@SA.ISEL.PT</p> <p>Atividade (CAE)</p> <p>NIF</p> |
| 2 | MODALIDADE / TIPO DE PEDIDO |
| | <p>Modalidade: PATENTE DE INVENÇÃO NACIONAL</p> <p>Nº de reivindicações apresentadas: 9</p> |
| 3 | EPÍGRAFE OU TÍTULO |
| | <p>SISTEMA DE EQUILÍBRIO DAS TENSÕES NOS CONDENSADORES DO DIVISOR DE TENSÃO CONTÍNUA DE CONVERSORES MULTINÍVEL COM CONTROLADORES PREDITIVOS POR DINÂMICA INVERSA</p> |
| 4 | RESUMO |
| | <p>A PRESENTE INVENÇÃO REFERE-SE A UM SISTEMA DE EQUILÍBRIO DAS TENSÕES NOS CONDENSADORES DO DIVISOR DE TENSÃO CONTÍNUA DE CONVERSORES MULTINÍVEL USANDO CONTROLADORES PREDITIVOS POR DINÂMICA INVERSA COM FUNCIONAL DE CUSTO DE PESOS VARIÁVEIS. SIMULTANEAMENTE, PERMITE REGULAR OU CONTROLAR POTÊNCIAS, TENSÕES, CORRENTES OU FREQUÊNCIAS.OS PADRÕES DE QUALIDADE E POTÊNCIA EXIGIDOS AOS CONVERSORES ELETRÔNICOS DE POTÊNCIA, E FUNDAMENTALMENTE A LIMITAÇÃO EM TENSÃO DOS SEMICONDUTORES CONDUZIRAM AO DESENVOLVIMENTO DOS CONVERSORES MULTINÍVEL. ESTES CONVERSORES TRABALHAM COM TENSÕES ELEVADAS MANTENDO OS SEMICONDUTORES SUJEITOS A UMA FRAÇÃO DA TENSÃO TOTAL DO BARRAMENTO DE TENSÃO CONTÍNUA.OS DIFERENTES NÍVEIS DISCRETOS DE TENSÃO DISPONÍVEIS NOS CONVERSORES MULTINÍVEL SÃO CONSEGUIDOS ATRAVÉS DE FONTES DE TENSÃO CONTÍNUAS OU, UTILIZANDO SISTEMAS CAPACITIVOS.PARA OS CONVERSORES QUE UTILIZAM SISTEMAS CAPACITIVOS PARA OBTENÇÃO DOS NÍVEIS DE TENSÃO CONTÍNUA É ABSOLUTAMENTE NECESSÁRIO EQUILIBRAR AS</p> |

TENSÕES DOS CONDENSADORES DO DIVISOR DE TENSÃO CONTÍNUA. ESTE EQUILÍBRIO DEVE GARANTIR A ADEQUADA DISTRIBUIÇÃO DA TENSÃO CONTÍNUA POR TODOS OS CONDENSADORES DO DIVISOR DE TENSÃO CONTÍNUA.

5 FIGURAS

6 INVENTORES

Nome JOSÉ FERNANDO ALVES DA SILVA
Endereço R. POETA BOCAGE, Nº 18-5º DTO
Localidade LISBOA
Telefone 218417436
E-mail FERNANDOS@ALFA.IST.UTL.PT
NIF 122817079

Nacionalidade PORTUGUESA
Código Postal 1600-581

Nome MIGUEL CABRAL FERREIRA CHAVES
Endereço AV. BONNEVILLE FRANCO, Nº8-5º D
Localidade PAÇO DE ARCOS
Telefone 218317000
E-mail MCHAVES@DEEA.ISEL.IPL.PT
NIF 213513870

Nacionalidade PORTUGUESA
Código Postal 2770-055

Nome ELMANO DA FONSECA MARGATO
Endereço AV. GORGEL DO AMARAL, Nº12-2º ESQ.
Localidade AMADORA
Telefone 218317000
E-mail EFMARGATO@ISEL.IPL.PT
NIF 153791756

Nacionalidade PORTUGUESA
Código Postal 2720-268

Nome SÓNIA MARIA NUNES DOS SANTOS PAULO FERREIRA PINTO
Endereço R. DE LEIRIA, Nº111
Localidade CARCAVELOS
Telefone 218417299
E-mail SONIAFP@IST.UTL.PT
NIF 192470787

Nacionalidade PORTUGUESA
Código Postal 2775-724

Nome JOÃO JOSÉ ESTEVES SANTANA
Endereço R. PROF. HERNÂNI CIDADE, Nº3-2ºC
Localidade LISBOA
Telefone 217583607
E-mail JSANTANA@IST.UTL.PT
NIF 120062089

Nacionalidade PORTUGUESA
Código Postal 1600-630

7 REIVINDICAÇÃO DE PRIORIDADE

8 DOCUMENTOS ANEXOS

| | |
|--|--|
| DESCRIÇÃO (DESCRIÇÃO.pdf) REIVINDICAÇÕES (REIVINDICAÇÕES.pdf) RESUMO (RESUMO.pdf) DESENHOS (DESENHOS.pdf) FOTOCÓPIA DE BI (Cartão Cidadão Presidente IST.pdf) FOTOCÓPIA DE BI (Cartão Cidadão LCO.pdf) OUTROS (Acta de Posse Presidente IST 7 Fev 2012.pdf) OUTROS (Acta Posse LCO_7 Fev 2012.pdf) OUTROS (Isenção Taxas IST.pdf) FOTOCÓPIA DE BI (Cartao Cidadao_ISEL.pdf) OUTROS (Despacho Tomada Posse_ISEL.pdf) OUTROS (Isenção Taxas_ISEL.pdf) | |
| 9 OBSERVAÇÕES | |
| O Requerente e o INPI acordam em submeter a Tribunal Arbitral eventuais litígios emergentes do presente ato, nos termos e condições especificados em Anexo. Esta cláusula vincula as partes que a subscrevem, apenas podendo ser revogada, por comum acordo, até à pronúncia da decisão arbitral. | |
| 10 TAXAS | |
| Taxa | Importância |
| PEDIDO DE PATENTE NAC. | 0,00 € |
| Total: | 0,00 € |
| 11 PAGAMENTO | |
| Tipo de Pagamento | Não aplicável. Requerimento isento. |
| 12 ASSINATURA DO REQUERENTE OU MANDATÁRIO/REPRESENTANTE LEGAL | |
| Assinatura/Nome | Luis Miguel Veiga Vaz Caldas de Oliveira |
| Nº B.I. | 6043672 |
| Data | 2013/07/26 |

Atenção: Os dados relativos ao nome e morada serão publicados no Boletim da Propriedade Industrial, de acordo com o previsto no Código da Propriedade Industrial, aprovado pelo Decreto-Lei n.º 36/2003, de 5 de Março, ficando também incluídos nas bases de dados de marcas e patentes disponibilizadas neste portal.

Se desejar que a morada não seja conhecida pode optar por indicar um Apartado Postal.

Caso o requeira, poderá também aceder e retificar os seus dados. Para mais informações consulte a política de privacidade deste portal.

RESUMO

Sistema de equilíbrio das tensões nos condensadores do divisor de tensão contínua de conversores multinível com controladores preditivos por dinâmica inversa

A presente invenção refere-se a um sistema de equilíbrio das tensões nos condensadores do divisor de tensão contínua de conversores multinível usando controladores preditivos por dinâmica inversa com funcional de custo de pesos variáveis. Simultaneamente, permite regular ou controlar potências, tensões, correntes ou frequências.

Os padrões de qualidade e potência exigidos aos conversores eletrônicos de potência, e fundamentalmente a limitação em tensão dos semicondutores conduziram ao desenvolvimento dos conversores multinível. Estes conversores trabalham com tensões elevadas mantendo os semicondutores sujeitos a uma fração da tensão total do barramento de tensão contínua.

Os diferentes níveis discretos de tensão disponíveis nos conversores multinível são conseguidos através de fontes de tensão contínuas ou, utilizando sistemas capacitivos.

Para os conversores que utilizam sistemas capacitivos para obtenção dos níveis de tensão contínua é absolutamente necessário equilibrar as tensões dos condensadores do divisor de tensão contínua. Este equilíbrio deve garantir a adequada distribuição da tensão contínua por todos os condensadores do divisor de tensão contínua.

DESCRIÇÃO

Sistema de equilíbrio das tensões nos condensadores do divisor de tensão contínua de conversores multinível com controladores preditivos por dinâmica inversa

Campo da invenção

Campo técnico em que a invenção se insere

A presente invenção refere-se a um sistema de equilíbrio das tensões nos condensadores do divisor de tensão contínua de conversores multinível e seu controlo, usando controladores preditivos por dinâmica inversa com funcional de custo de pesos variáveis.

Estado da técnica

Os processos de comando e controlo atualmente aplicados aos conversores eletrónicos de potência, em particular aos conversores multinível com díodos de ligação ao neutro, podem ser divididas em três sub-grupos, quer para o caso dos processos de comando quer para os processos de controlo. Consideram-se como processos de comando os métodos que não requerem realimentação de variáveis, isto é, funcionam em cadeia aberta. Os processos de controlo pressupõem a monitorização permanente das variáveis que estão a ser controladas e podem utilizar um dos processos de comando existentes.

Os processos de comando atualmente utilizados, apresentados na figura 1, são: Modulação por largura de impulso (PWM - *Pulse With Modulation*); Modulação por vetores de espaço (SVM - *Space Vector Modulation*) e eliminação seletiva de harmónicas (SHE - *Selective Harmonic Elimination*). O processo PWM [1]-[5], muito divulgado, é baseado na

comparação entre um sinal de referência e um sinal designado por portadora, de frequência elevada relativamente ao sinal de referência. Este método trabalha a frequência constante e é particularmente utilizado para baixas frequências de comutação. O processo de comando por SVM [6]-[8] sintetiza o vetor de tensão de saída desejado a partir da média ponderada, num período de comutação aqui designado T_s , dos três vetores de tensão existentes e mais próximos da referência. Neste método existe a dificuldade de determinar os tempos de aplicação dos três vetores possíveis de tal modo que a soma seja igual a T_s . A eliminação seletiva de harmónicas (SHE) [9] aplicada em baixas frequências de comutação, utiliza um número de ângulos de comutação distintos, em função do número de níveis e simetria de meia onda para controlar a frequência fundamental e eliminar algumas harmónicas.

Os processos de controlo esquematizados na figura 2 são os atualmente mais utilizados: Controlo linear; Controlo histerético e Controlo preditivo. O controlo clássico linear utiliza moduladores PWM [3]-[5] ou SVM [6]-[8] para fazer o seguimento das referências. São conhecidos por terem uma resposta lenta, serem sensíveis às variações de carga e a não linearidades dos conversores (por exemplo quedas de tensão de condução e tempos de passagem à condução e corte dos semicondutores). Os controladores histeréticos [10]-[12] têm uma resposta dinâmica rápida e são robustos relativamente a variações de carga e não linearidades dos conversores, no entanto apresentam uma frequência de comutação não definida e tipicamente superior à dos processos clássicos.

Os controladores preditivos [12]-[15] são atualmente uma opção muito promissora e têm os seguintes atrativos: Conceito intuitivo; Podem ser aplicados a um vasto leque de

sistemas; Podem ser facilmente aplicados a sistemas multivariáveis; Tratamento simples de restrições e não linearidades; Versatilidade do controlador (aceita modificações e extensões, adaptando-se a novas aplicações). Os controladores preditivos utilizados nos conversores multinível, atualmente referidos na literatura, utilizam a dinâmica direta para determinar todos os estados possíveis do sistema no instante seguinte, considerando a aplicação de todos os vetores de tensão possíveis do conversor no instante atual. Posteriormente, faz-se a minimização de um funcional de custo com pesos fixos, para determinar qual dos possíveis vetores de tensão conduz ao estado que minimiza os erros de controle. Esse vetor de tensão é o que vai ser aplicado pelo conversor à rede/carga, no instante seguinte. Esta metodologia apresenta excessiva lentidão, uma vez que é necessário obter todos os possíveis estados do sistema, utilizando as equações da dinâmica direta, para todos os vetores possíveis do conversor. O tempo, excessivamente longo necessário para a obtenção de todos os estados, pode inviabilizar a utilização deste tipo de controlador para os conversores multinível com um elevado número de níveis (superior a três) [15].

As patentes sobre o tema, encontradas no âmbito da pesquisa realizada, utilizam diferentes soluções: circuitos auxiliares de equilíbrio [16], [17]; extensões da técnica PWM [18]-[20] ou utilização híbrida das técnicas SVM e SHE [21]. Na patente [16] são utilizados três conjuntos de dois semicondutores adicionais que interligam a fonte de tensão alternada e o ponto neutro do conversor. Os semicondutores são comandados de modo a assegurar o equilíbrio da tensão do ponto neutro. Em [17] são, também, utilizados semicondutores adicionais e condensadores para constituir um braço de potência extra. Os semicondutores são

comandados de modo a estabelecerem a ligação em paralelo entre os condensadores adicionais e os condensadores do divisor de tensão contínua. A utilização de circuitos auxiliares, técnica distinta da proposta neste documento, contribui para aumentar a complexidade e os custos do sistema e reduzir o rendimento. Nas patentes [18]-[21] são utilizadas variantes da técnica de comando por PWM: modificação dos sinais de comando em função da tensão de modo comum [18]; alteração da amplitude das portadoras da modulação PWM em função da necessidade de equilíbrio das tensões dos condensadores do divisor de tensão contínua [19]; utilização de malhas de controlo auxiliares baseadas na modulação PWM, que modificam os tempos de comutação dos semicondutores a partir da informação do valor médio da tensão nos condensadores do divisor de tensão contínua e em sinais proporcionais às correntes nos barramentos dos condensadores do divisor de tensão contínua [20]; seleção preditiva por modelo direto da sequência PWM equivalente que melhora o funcionamento de um sistema constituído por três conversores monofásicos multinível com dois condensadores cada um [21]. Os sistemas baseados na técnica de modulação PWM, distintos do sistema proposto, têm tipicamente uma resposta dinâmica lenta e são menos robustos a perturbações externas. Em [22] o equilíbrio das tensões nos condensadores do divisor de tensão contínua, aplicado a um conversor de três níveis, é feito utilizando uma técnica, distinta da aqui proposta, baseada na modulação SVM e que utiliza sequências de comutação predefinidas para garantir a simetria de meia onda e a eliminação das harmónicas pares. A patente [23] diz respeito a outro tipo de conversor, conversor de condensadores flutuantes (*inverter with flying capacitors*),

e utiliza um método baseado nos valores médios das grandezas controladas.

O processo de controle, aqui proposto, utiliza controladores preditivos por dinâmica inversa, diferindo portanto de [21], e apresenta uma redução muito significativa do tempo necessário à sua realização, uma vez, que através das equações da dinâmica inversa do sistema se geram diretamente em tempo real 1) o vetor de tensão ótimo no plano $\alpha\beta$ que garante a convergência das grandezas (correntes, tensões, potências) controladas; 2) o vetor ótimo de correntes, necessário ao equilíbrio das tensões nos condensadores do divisor de tensão contínua e 3) o número de comutações de semicondutores que minimiza a frequência de comutação. Em sequência, utiliza depois a minimização de um funcional de custo de pesos variáveis, para obter o vetor de tensão disponível no conversor que garante o menor valor dos erros de seguimento, vetor esse que é aplicado pelo conversor à carga no instante seguinte. O sistema de pesos variáveis utilizado no funcional de custo permite alcançar, em toda a gama de operação, o equilíbrio das tensões nos condensadores do divisor de tensão contínua, assim como, a convergência das demais grandezas controladas para as respectivas referências.

Sumário da invenção

Sistema de equilíbrio das tensões nos condensadores do divisor de tensão contínua (1), (2), (3), (4) ou também nos condensadores do divisor de tensão contínua (26), (27), (28), (29) em conversores multinível, constituído por dois conversores (5) e (25) interligados em todos os condensadores do divisor de tensão contínua (1), (2), (3), (4), (26), (27), (28), (29) pelos barramentos de tensão contínua (7), (8), (9), (10), (11) ou só nos barramentos extremos de tensão contínua (7) e (11), e por circuitos de amostragem de duas tensões e duas correntes do lado alternado e das tensões contínuas nos condensadores do divisor de tensão contínua (1), (2), (3), (4), (26), (27), (28), (29), caracterizado por conter um controlador preditivo por dinâmica inversa com funcional de custo de pesos variáveis (6), que gera os sinais de disparo dos semicondutores de potência (5a) e (25a) dos dois conversores (5), (25) e simultaneamente equilibra as tensões nos condensadores do divisor de tensão contínua (1), (2), (3), (4), (26), (27), (28), (29) e regula ou controla outras grandezas, como potências, tensões, correntes ou frequências.

Descrição detalhada da invenção

O sistema de equilíbrio das tensões nos condensadores do divisor de tensão contínua (1), (2), (3), (4), (26), (27), (28), (29) de conversores multinível com controladores preditivos por dinâmica inversa segue referências de potências ativa e reativa, a partir da imposição das necessárias correntes alternadas do conversor multinível (5) e (25) e equilibra as tensões nos condensadores do divisor de tensão contínua (1), (2), (3), (4), (26), (27), (28), (29) dos conversores multinível (5) e (25). A figura 3 apresenta o diagrama global do sistema proposto, e a figura 4 mostra o detalhe do circuito do conversor multinível com díodos de ligação ao neutro de m níveis. O sistema proposto pode ser aplicado apenas a um conversor ou à associação de dois conversores interligados pelos barramentos de tensão contínua. Esta interligação pode ser feita em todos os condensadores do divisor de tensão contínua (1), (2), (3), (4), figura 5, ou só nos barramentos extremos de tensão contínua (7), (11), figura 6.

A partir das referências de potência ativa P_{ref} e reativa Q_{ref} obtêm-se os valores das correntes de referência de entrada do conversor i_{dqref} (18) utilizando (i)

$$\begin{cases} i_{dref} = \frac{P_{ref}}{U_d} \\ i_{qref} = -\frac{Q_{ref}}{U_d} \end{cases} \quad (i)$$

Por aplicação da transformação de Park obtêm-se as correntes de referência no referencial $\alpha\beta$, $i_{\alpha\beta ref}$, utilizado para desenvolver o processo de controlo do sistema.

Aplicando a transformação *Clarke-Concordia* às tensões da rede u_{g123} (19) e correntes nas fases i_{s123} (20) obtêm-se as

tensões $u_{c\alpha\beta}$ e correntes $i_{s\alpha\beta}$ no referido sistema de coordenadas $\alpha\beta$.

Considerando que a interligação entre o conversor multinível (5) ou (25) e a rede de energia é realizada através de uma impedância de interligação de componentes resistência de valor R e indutância de valor L (12), (13), (14), (15), (16) e (17), esta pode ser modelada, no sistema de coordenadas $\alpha\beta$, utilizando a equação da dinâmica direta (ii),

$$\begin{cases} \frac{di_{s\alpha}}{dt} = \frac{-u_{s\alpha} + u_{G\alpha} - Ri_{s\alpha}}{L} \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} = \frac{-u_{s\beta} + u_{G\beta} - Ri_{s\beta}}{L} \end{cases} \quad (ii)$$

onde $u_{c\alpha\beta}$ representa as tensões de rede, $u_{s\alpha\beta}$ as tensões de saída do conversor, $i_{s\alpha\beta}$ as correntes nas fases de entrada do conversor multinível e R, L os valores da impedância de interligação (12), (13), (14), (15), (16) e (17).

Utilizando um controlador preditivo clássico, obtêm-se as correntes nas fases $i_{s\alpha\beta}$ com base num modelo discreto no tempo baseado no método de Euler. A partir da dinâmica direta (ii) obtém-se a equação (iii) que permite prever o valor da corrente $i_{s\alpha\beta}$ no instante de tempo seguinte $i_{s\alpha\beta_{t_s+1}}$, sendo T_s definido por $T_s = t_{s+1} - t_s$, o intervalo de amostragem.

$$i_{s\alpha\beta_{t_s+1}} \cong \frac{Li_{s\alpha\beta_{t_s}} - T_s(u_{s\alpha\beta_{t_s}} - u_{G\alpha\beta_{t_s+1}})}{L + RT_s} \quad (iii)$$

Esta corrente é obtida para todos os vetores de tensão possíveis do conversor $u_{s\alpha\beta_i}$, selecionando-se, com recurso a um funcional de custo (6b), o vetor que originar o valor de corrente mais próximo do valor de referência. Num conversor multinível (5) ou (25) de 5 níveis, é necessário obter as correntes para os 125 vetores disponibilizados pelo conversor multinível (5) ou (25).

Nesta invenção utiliza-se a dinâmica inversa (6a) do sistema, equação (iv), determinada a partir de (ii), para obter diretamente a tensão ótima de saída do conversor $u_{s\alpha\beta_{t_{s+1}}}$, necessária para alcançar a referência de corrente $i_{s\alpha\beta_{ref}}$, no próximo instante de tempo t_{s+1} .

$$u_{s\alpha\beta_{t_{s+1}}} = u_{G\alpha\beta_{t_{s+1}}} - \frac{L}{T_s} (i_{s\alpha\beta_{ref}} - i_{s\alpha\beta_{t_s}}) - Ri_{s\alpha\beta_{ref}} \quad (iv)$$

Deste modo, ao contrário do controlador preditivo clássico, é necessário realizar apenas uma operação (em lugar das 125), o que permite reduzir fortemente o tempo de geração do vetor a aplicar, alargando o seu potencial de utilização e permitindo a operação em tempo real.

A tensão obtida em (iv) corresponde ao valor ótimo de tensão que o conversor deve colocar na saída de modo a que as correntes atinjam a referência. No entanto, o conversor multinível (5) ou (25) pode não ter disponível o vetor de tensão ótimo determinado. Assim, seleciona-se em tempo real, com recurso a um funcional de custo (6b), o vetor de tensão \mathbf{V}_i (24), dentro do conjunto de vetores de tensão \mathbf{V}_i (24) disponíveis no conversor multinível (5) ou (25), que estiver mais próximo do vetor ótimo para a convergência das correntes.

O vetor de tensão determinado por (iv), apesar de conduzir as correntes para as respetivas referências, não assegura necessariamente o equilíbrio das tensões nos condensadores do divisor de tensão contínua (1), (2), (3) e (4) ou (26), (27), (28) e (29). Isto é, a escolha sistemática do vetor de tensão ótimo para a convergência das correntes não garante, explicita ou implicitamente, uma utilização distribuída e equilibrada de todos os condensadores do divisor de tensão contínua, nem assegura uma baixa frequência de comutação. Torna-se então necessário incluir, no sistema de seleção em tempo real do vetor a aplicar pelo conversor multinível (5) ou (25), uma parcela relativa ao equilíbrio das tensões nos condensadores do divisor de

tensão contínua e outra relativa a otimizar em tempo real o número de comutações minimizando a frequência de comutação. A cada vetor de tensão \mathbf{V}_i (24) disponível no conversor multinível (5) e (25) corresponde uma determinada configuração do estado lógico dos semicondutores do conversor, que interliga, de forma única, as fases de entrada do conversor (21), (22) e (23) e os barramentos de tensão contínua (7), (8), (9), (10) e (11). Um padrão de utilização dos vetores de tensão disponíveis pelo conversor multinível (5) ou (25) que privilegie a utilização de alguns vetores originará a sobre-carga de alguns dos condensadores do divisor de tensão contínua em oposição à sub-carga dos restantes. Os desequilíbrios das tensões nos condensadores do divisor de tensão contínua (1), (2), (3) e (4) ou (26), (27), (28) e (29) também têm origem em assimetrias da carga ou dos braços do conversor multinível (5) ou (25), ou em ligeiras variações das características dos componentes, o que altera a energia (fornecida ou recebida) em cada nível do conversor multinível (5) ou (25), resultando numa corrente diferente para cada condensador e conseqüentemente numa tensão diferente.

Considera-se que todos os condensadores do divisor de tensão contínua (1), (2), (3) e (4) do sistema de divisão capacitiva, com tensões u_{c1} , u_{c2} , u_{c3} e u_{c4} , têm a mesma referência de tensão $u_{cref}=u_{dc}/4$ (num conversor de 5 níveis). Assim, pode determinar-se a corrente i_{cj} necessária em cada condensador, para que este alcance a referência u_{cref} no instante de tempo seguinte t_{s+1} , utilizando a dinâmica inversa (v)

$$i_{C_j^{t_{s+1}}} = C_j \frac{u_{C_{ref}} - u_{C_j^{t_s}}}{T_s} \quad (v)$$

A partir das correntes i_{cj} necessárias em cada condensador constrói-se em tempo real o vetor ótimo de correntes nos barramentos de tensão contínua \mathbf{I}_{ref} (vi), com i_j ($j \in \{1, 2, \dots, n, \dots, (m-1)\}$) dado por (vii), que conduz ao equilíbrio das tensões nos condensadores do divisor de tensão contínua.

$$\mathbf{I}_{ref} = [i_{(m-1)(t_{s+1})} \quad \dots \quad i_{n(t_{s+1})} \quad \dots \quad i_{1(t_{s+1})} \quad i_{0(t_{s+1})}]^T \quad (\text{vi})$$

$$i_{j(t_{s+1})} = i_{Cj(t_{s+1})} - i_{C(j+1)(t_{s+1})} \quad (\text{vii})$$

Uma vez que o conversor não disponibiliza vetores de corrente nos barramentos de tensão contínua \mathbf{I} , estes têm de ser obtidos para todos os vetores de tensão \mathbf{V}_i (24) disponíveis no conversor, assumindo as correntes nas fases i_{s1} , i_{s2} e i_{s3} constantes, de acordo com a equação (viii), onde γ_{nk} representa o estado lógico das ligações do conversor entre as fases da rede e os barramentos de tensão contínua do conversor.

$$\mathbf{I}_{V_i} = [\gamma_{nk}]_{V_i} [i_{S1ref} \quad i_{S2ref} \quad i_{S3ref}]^T \quad (\text{viii})$$

Do ponto de vista do equilíbrio da tensão nos condensadores do divisor de tensão contínua, o melhor vetor de tensão \mathbf{V}_c a aplicar pelo conversor multinível (5) ou (25) corresponde ao vetor \mathbf{V}_i disponível no conversor multinível (5) ou (25) que conduz ao vetor de correntes nos barramentos de tensão contínua \mathbf{I}_{V_i} (7), (8), (9), (10), (11) mais próximo da referência \mathbf{I}_{ref} .

A cada troca do vetor de tensão de saída do conversor multinível (5) e (25) corresponde um determinado número de comutações dos semicondutores, isto é, para uma determinada alteração do estado dos semicondutores do conversor multinível (5) e (25), existem semicondutores que passam ao corte e outros que passam à condução. Pretende-se diminuir as perdas de comutação o que equivale a reduzir o número de comutações a cada troca de vetor de tensão (24) ou seja, minimizar a frequência de comutação uma vez que existem limitações na frequência e nas perdas associadas às comutações dos semicondutores.

Esta invenção minimiza em tempo real a frequência de comutação (e conseqüentemente as perdas de comutação) privilegiando o uso dos vetores disponíveis no conversor multinível (5) e (25), próximos do ótimo, mas que dão

origem a um menor número de comutações do conversor multinível (5) e (25). A cada passagem do vetor de tensão atual \mathbf{V}_{ts} para o novo vetor de tensão \mathbf{V}_i , as comutações do conversor n_c são obtidas pelo somatório (ix) de todas as trocas de estado lógico S_s dos $m-1$ semicondutores comandados dos três braços do conversor multinível (5) e (25).

$$n_c = \sum_{k=1}^3 \left(\sum_{j=1}^{m-1} |S_{SVts_{kj}} - S_{SVi_{kj}}| \right) \quad (\text{ix})$$

O controlo, simultâneo e em tempo real, das correntes no conversor, equilíbrio das tensões nos condensadores do divisor de tensão contínua e minimização da frequência de comutação conduz a um problema de decisão do controlador, uma vez que existem três objetivos de controlo e apenas um tipo de variável de comando. Isto é, para controlar as correntes no conversor multinível (5) e (25) selecciona-se o melhor vetor \mathbf{V}_i que conduz à convergência das correntes nas fases. No entanto, este vetor ótimo para o controlo de correntes não corresponde normalmente ao vetor ótimo do ponto de vista do equilíbrio das tensões nos condensadores do divisor de tensão contínua \mathbf{V}_c (1), (2), (3) e (4) ou (26), (27), (28) e (29), nem minimiza a frequência de comutação.

Uma vez que um só vetor pode ser aplicado pelo conversor multinível (5) e (25) em cada instante, a escolha do vetor a ser aplicado pelo conversor multinível (5) e (25) deve ser feita de entre os vetores mais próximos do vetor ótimo para o equilíbrio das tensões nos condensadores do divisor de tensão contínua \mathbf{V}_c , (1), (2), (3) e (4) ou (26), (27), (28) e (29), e do vetor ótimo para as correntes \mathbf{V}_i , minimizando o número de comutações dos semicondutores em cada aplicação de novo vetor de tensão. A escolha é feita avaliando em tempo real a necessidade de convergência de cada um dos objetivos de controlo, utilizando para o efeito um funcional de custo (6b) de pesos variáveis.

O funcional de custo (6b) usa uma soma quadrática, ponderada por pesos variáveis, dos erros das diferentes variáveis em causa. Geralmente estes pesos são fixados à partida pelo projetista do sistema não mudando ao longo do tempo. Para a aplicação proposta, nesta invenção o funcional de custo (6b) tem pesos variáveis e para o vetor de tensão disponível \mathbf{V}_i é obtido a partir de (x):

$$f_C(\mathbf{V}_i) = \sqrt{W_I e_{U_{Vi}}^2 + W_U e_{I_{Vi}}^2 + W_f e_{f_{Vi}}^2} \quad (\text{x})$$

onde $e_{U_{Vi}}$ é o erro, obtido por (xi), entre cada vetor de tensão possível do conversor multinível (5) e (25) \mathbf{V}_i e o vetor ótimo de tensão necessário ao controlo das correntes de fase \mathbf{V}_I , $e_{I_{Vi}}$ é o erro entre cada vetor de corrente possível nos barramentos de tensão contínua \mathbf{I}_{Vi} (7), (8), (9), (10) e (11) e o vetor de corrente nos barramentos de tensão contínua ótimo para o equilíbrio da tensão nos condensadores do divisor de tensão contínua \mathbf{I}_{ref} (1), (2), (3) e (4) ou (26), (27), (28) e (29), obtido por (xii), $e_{f_{Vi}}$ o somatório (xiii) de todas as comutações necessárias no conversor para aplicar o novo vetor de tensão \mathbf{V}_i (24).

$$e_{U_{Vi}} = \sqrt{(u_{S\alpha_{t_{s+1}}} - u_{S\alpha})^2 + (u_{S\beta_{t_{s+1}}} - u_{S\beta})^2} \quad (\text{xi})$$

$$e_{I_{Vi}} = \left(\sum_{j=1}^{m-1} |i_{jref} - i_{j_{Vi}}| \right) \quad (\text{xii})$$

$$e_{f_{Vi}} = \sum_{k=1}^3 \left(\sum_{j=1}^{m-1} |S_{SVt_{skj}} - S_{SVi_{kj}}| \right) \quad (\text{xiii})$$

Os termos \bar{W}_I , \bar{W}_U e \bar{W}_f são pesos para ponderações de erros. Nos controladores preditivos ótimos são considerados fixos uma vez ajustados. Porém, nesta invenção, utilizam-se pesos de ponderação \bar{W}_I e \bar{W}_U variáveis no tempo e função do erro de seguimento das variáveis controladas, determinados respetivamente por (xiv) e (xv), para o controlo das correntes e equilíbrio das tensões nos condensadores do divisor de tensão contínua (1), (2), (3) e (4) ou (26), (27), (28) e (29). A ponderação utilizada para a

minimização da frequência de comutação W_f pode ser considerada constante, ou tomada inversamente proporcional ao valor quadrático dos erros das correntes alternadas (ou das potências, tensões ou outras grandezas).

$$W_I = \rho_I \left((i_{\alpha_{ref}} - i_{\alpha_s})^2 + (i_{\beta_{ref}} - i_{\beta_s})^2 \right) \quad (\text{xiv})$$

$$W_U = \rho_U \left(\sum_{j=1}^{m-1} |u_{C_{ref}} - u_{C_j}| \right)^2 \quad (\text{xv})$$

Este sistema de pesos variáveis em que ρ_I e ρ_U são constantes de adaptação, permite alargar a gama de funcionamento do conversor para os diferentes pontos de funcionamento de potências ativa e reativa no plano PQ . Esta vantagem permite o funcionamento do conversor multinível (5) e (25) próximo dos valores limite e não é encontrada noutros processos de controlo de conversores multinível (5) e (25).

O vetor de tensão \mathbf{V} (24) disponível no conversor, e selecionado para ser aplicado pelo conversor, é aquele que minimiza o funcional de custo (6b, equação (x)).

Para avaliar o desempenho do sistema de controlo proposto foram realizados ensaios experimentais num protótipo de um conversor eletrónico de potência multinível com díodos de ligação ao neutro de cinco níveis ($m=5$). Os ensaios efetuados caracterizam duas situações: o controlo de potências e o equilíbrio da tensão nos condensadores do divisor de tensão contínua (1), (2), (3), (4), (26), (27), (28), (29).

As figuras 7a) e 7b) mostram resultados experimentais da tensão da rede u_{ci} e corrente na fase i_{si} do conversor multinível (5) e (25), respetivamente para variações em escalão das potências ativa P e reativa Q . Este resultado demonstra a robustez do sistema de controlo relativamente ao seguimento das referências de potência.

A figura 8 apresenta um resultado experimental relativo ao equilíbrio da tensão nos condensadores do divisor de tensão contínua (1), (2), (3), (4), (26), (27), (28), (29) sequencialmente em situações distintas: no início o sistema de equilíbrio das tensões está ligado, depois é desligado, observando-se as tensões dos condensadores do divisor de tensão contínua (1), (2), (3), (4), (26), (27), (28), (29) a evoluir cada uma para um valor diferente.

Depois de religado, o sistema de equilíbrio, as tensões dos condensadores do divisor de tensão contínua (1), (2), (3), (4), (26), (27), (28), (29) voltam a ter um valor próximo da sua referência. Observa-se, assim, a convergência das tensões nos condensadores do divisor de tensão contínua (1), (2), (3), (4), (26), (27), (28), (29) após um intervalo de tempo sem o sistema de equilíbrio estar ativo, o que evidencia a capacidade do sistema de controlo na convergência das tensões nos condensadores do divisor de tensão contínua (1), (2), (3), (4), (26), (27), (28), (29) para a referência de tensão.

Perspetiva-se a disseminação da utilização deste tipo de conversores multinível (5) e (25) em interligação de redes de energia de diferentes frequências; interface entre redes de corrente alternada e redes de corrente contínua; no transporte para longas distâncias em alta tensão contínua; alimentação de instalações *offshore*; interface entre instalações de produção de energia elétrica a frequência variável e a rede de energia e acionamentos eletromecânicos de velocidade variável alimentados em média e alta tensão. Importa salvaguardar a potencial utilização da invenção proposta por parte das indústrias de equipamento e conversores elétricos, bem como no equilíbrio de sistemas de armazenamento de energia elétrica, como baterias e outros. Daí a razão deste pedido de patente de invenção, cujos resultados mostram um desempenho superior sobre outras soluções consideradas clássicas.

Descrição das figuras

A Figura 1 representa os tipos de moduladores mais utilizados, onde se observam os processos de comando atualmente utilizados: modulação por largura de impulso (*Pulse With Modulation*) (PWM), modulação por vetores de espaço (*Space Vector Modulation*) (SVM) e eliminação seletiva de harmônicas (*Selective Harmonic Elimination*) (SHE).

A Figura 2 representa os tipos de controladores mais utilizados, onde se observam, controle linear; controle histerético e controle preditivo.

A Figura 3 representa um controlador por dinâmica inversa aplicado a um conversor multinível com díodos de ligação ao neutro. Subsistemas indicados na figura: condensadores do divisor de tensão contínua (1), (2), (3), (4); o conversor multinível (5) com semicondutores de potência do tipo (5a); o controlador preditivo por dinâmica inversa (6a) com funcional de custo de pesos variáveis (6b); os barramentos de tensão contínua (7), (8), (9), (10) e (11), cada um deles correspondente a um dos níveis discretos do conversor multinível (5); a resistência e indutância por fase de interligação com a rede (12), (13), (14), (15), (16), (17); a corrente de referência em coordenadas dq0 (18); as tensões da rede u_{G123} (19); as correntes nas fases i_{S123} (20), as tensões saída do conversor u_{S123} (21), (22) e (23) e o vetor de tensão V (24).

A Figura 4 representa um conversor multinível com díodos de ligação ao neutro de 5 níveis. Subsistemas indicados na figura: condensadores do divisor de tensão contínua (1),

(2), (3), (4) e os barramentos de tensão contínua (7), (8), (9), (10) e (11).

A Figura 5 representa a interligação multipolar de 2 conversores multinível (5) e (25) com díodos de ligação ao neutro de 5 níveis. Subsistemas indicados na figura: condensadores do divisor de tensão contínua (1), (2), (3), (4); barramentos de tensão contínua (7), (8), (9), (10) e (11); os conversores multinível (5) e (25) e os semicondutores (5a) e (25a); a resistência e indutância por fase de interligação com a rede (12), (13), (14), (15), (16), (17).

A Figura 6 representa a interligação bipolar de 2 conversores multinível (5) e (25) com díodos de ligação ao neutro de 5 níveis. Subsistemas indicados na figura: condensadores do divisor de tensão contínua dos 2 conversores (1), (2), (3), (4), (26), (27), (28), (29); barramentos extremos de tensão contínua (7) e (11); os conversor multinível (5) e (25) e os semicondutores (5a) e (25a); a resistência e indutância por fase de interligação com a rede (12), (13), (14), (15), (16), (17).

A Figura 7 representa graficamente os resultados obtidos num protótipo, da corrente e tensão numa fase para variações escalão nas potências ativa, figura 7a e reativa, figura 7b. Nas Figuras 7a e 7b o eixo das ordenadas, refere-se a: corrente i_d , expressa em Ampere, para uma escala de 10 Ampere/divisão (Figura 7a), corrente i_q , expressa em Ampere, para uma escala de 10 Ampere/divisão (Figura 7b), tensão da rede u_{G1} , expressa em Volt, para uma escala de 200 Volt/divisão e a corrente na fase i_{S1} , expressa em Ampere, para uma escala de 10 Ampere/divisão. O

eixo das abcissas refere-se ao tempo, expresso em segundos, para uma escala de 10 milissegundos/divisão.

A Figura 8 representa graficamente os resultados experimentais, obtidos com o protótipo, do equilíbrio das tensões nos condensadores do divisor de tensão contínua antes e depois de um período de tempo sem sistema de equilíbrio. Nesta figura o eixo das ordenadas refere-se às tensões nos condensadores do divisor de tensão contínua u_{c1} , u_{c2} , u_{c3} , u_{c4} , expressa em Volt, para uma escala de 100 Volt/divisão e o eixo das abcissas refere-se ao tempo, expresso em segundos, para uma escala de 2,50 segundos/divisão.

Referências Bibliográficas

- [1] D. G. Holmes and T. A. Lipo, "Pulse width modulation for power converters", Wiley, New York 2003.
- [2] S. Khomfoi, M. Tolbert, "Chapter 31: Multilevel power converters", in "Power Electronics Handbook", Elsevier, 2006.
- [3] M. P. Kazmierkowski and L. Malesani, "Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: A survey", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 45, no. 5, pp. 691-703, Oct. 1998.
- [4] Lech M. Grzesiak, Jacek G. Tomasik, "Novel DC link balancing scheme in generic n-level back-to-back converter system", 7th International Conference on Power Electronics, ICPE'07, 2007.
- [5] S. Busquets-Monge, S. Alepuz, J. Rocabert, and J. Bordonau, "Pulsewidth modulations for the comprehensive capacitor voltage balance of n-Level diode-clamped

- converters", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 24, no. 5, May 2009.
- [6] J. Pou, R. Pindado, D. Boroyevich, and P. Rodriguez, "Voltage balance strategies for diode-clamped multilevel converters", In Proc. IEEE-PESC, vol. 5, pp. 3988-3993, Jun. 2004.
- [7] Maryam Saeedifard, Reza Iravani, Josep Pou, "Analysis and control of DC-capacitor-voltage-drift Phenomenon of a passive front-end five-level converter", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 54, pp. 3255-3266, 2007.
- [8] Maryam Saeedifard, Reza Iravani, Josep Pou, "A space vector modulation strategy for a back-to-back five-level HVDC converter system", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 56, no. 2, February 2009.
- [9] J. Pontt, J. Rodriguez, and R. Huerta, "Mitigation of noneliminated harmonics of SHEPWM three-level multipulse three-phase active front end converters with low switching frequency for meeting standard IEEE-519-92," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 19, no. 6, pp. 1594-1600, Nov. 2004.
- [10] Hung J. Y., Gao W., Hung J. C., "Variable structure control: A survey", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 40, pp.2-22, 1993.
- [11] J. Fernando Silva, N. Rodrigues, J. Costa, "Space vector alpha-beta sliding mode current controllers for three-phase multilevel inverters", IEEE, 2000.
- [12] J. Dionísio Barros, J. Fernando Silva, "Optimal predictive control of three-phase NPC multilevel inverter: comparison to robust sliding mode controller", IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference, PESC07, June 2007.

- [13] J. Rodríguez, J. Pontt, C. A. Silva, P. Correa, P. Lezana, P. Cortés, and U. Ammann, "Predictive current control of voltage source inverter", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 54, no. 1, pp. 495-503, Feb. 2007.
- [14] R. Vargas, P. Cortes, U. Ammann, J. Rodriguez, and J. Pontt, "Predictive control of a three-phase neutral-point-clamped inverter", Transactions on Industrial Electronics, Vol. 54, no 5, pp. 2697-2705, October 2007.
- [15] J. Dionísio Barros, J. Fernando Silva, "Optimal predictive control of three-phase NPC multilevel converter for power quality applications", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 55, no 10, pp.3670-3681, October 2008.
- [16] Reddy Raghothama, "Multilevel power converter and methods of manufacturing and operation thereof", US2013003431 (A1), 2013-01-03.
- [17] Zeliang Shu, "Voltage-sharing control circuit of diode-clamped multilevel converter DC (direct current) capacitor and voltage-sharing control method thereof", Univ Jiaotong Southwest, CN102255547 (A), 2011-07-17.
- [18] Jie Shen, Stefan Schroeder, Robert Roesner, "DC-link voltage balancing system and method for multilevel converters", Gen Electric, CN102437760, 2012-05-02.
- [19] Shanmei Cheng, Bo Gong, Bowen Ning, Jiang Liu, "Neutral point voltage control method for neutral point clamped (NPC) type three-level inverter based on carrier amplitude shift", Univ Huazhong Science Tech, CN102684533 (A), 2012-05-08.
- [20] John Ainsworth, David Trainer, "Multilevel converter with capacitor voltage balancing", GEC Alsthom Lda, US5532575 (A), 1994-08-01.

- [21] Frederick Kieferndorf, Georgios Papafotiou, Nikolaos Oikonomou, Tobias Geyer, "Method for controlling an electrical converter", ABB Research Ltd, US20130016549 (A1), 2010-01-25.
- [22] Feng Weixing David W, Liu Congwei, Wu Bin, Xu Dewei David, Zargari Navid R, Rizzo Steven C, "DC voltage balance control for three-level NPC power converters with even-order harmonic elimination scheme", Rockwell Automation Tech Inc, EP1713168 (A2), 2005-04-15.
- [23] Haederli Christoph, "Inverter and method for controlling an inverter with flying capacitors", ABB Research Ltd, EP2110939 (A1), 2008-04-18.

Lisboa, 25 de julho de 2013

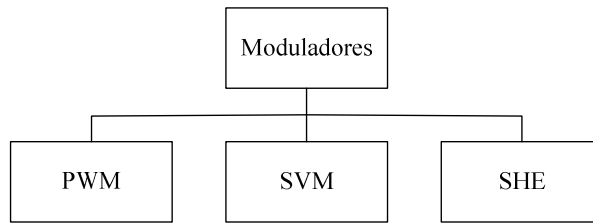


Figura 1

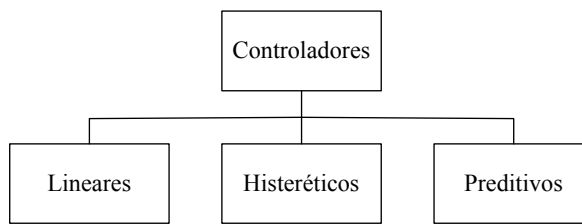


Figura 2

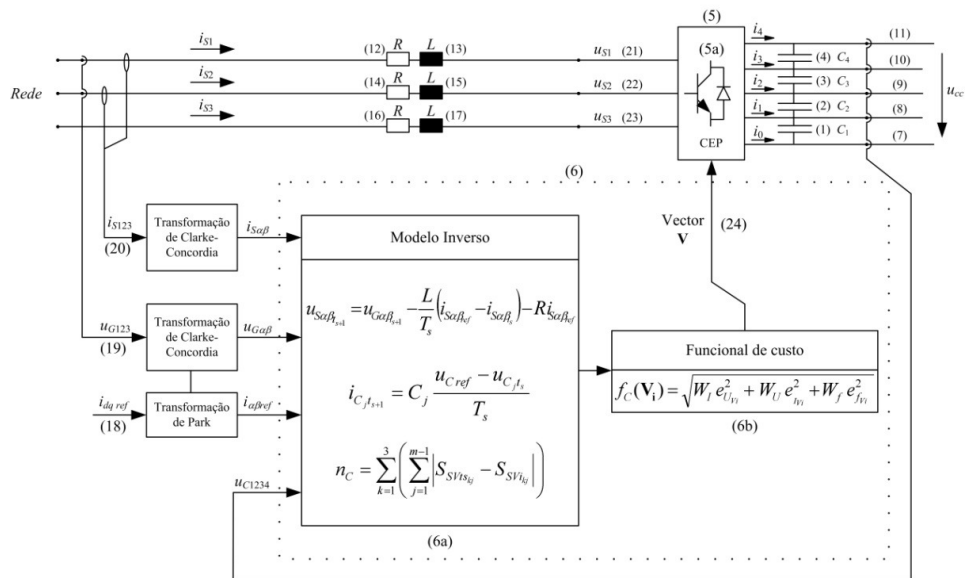


Figura 3

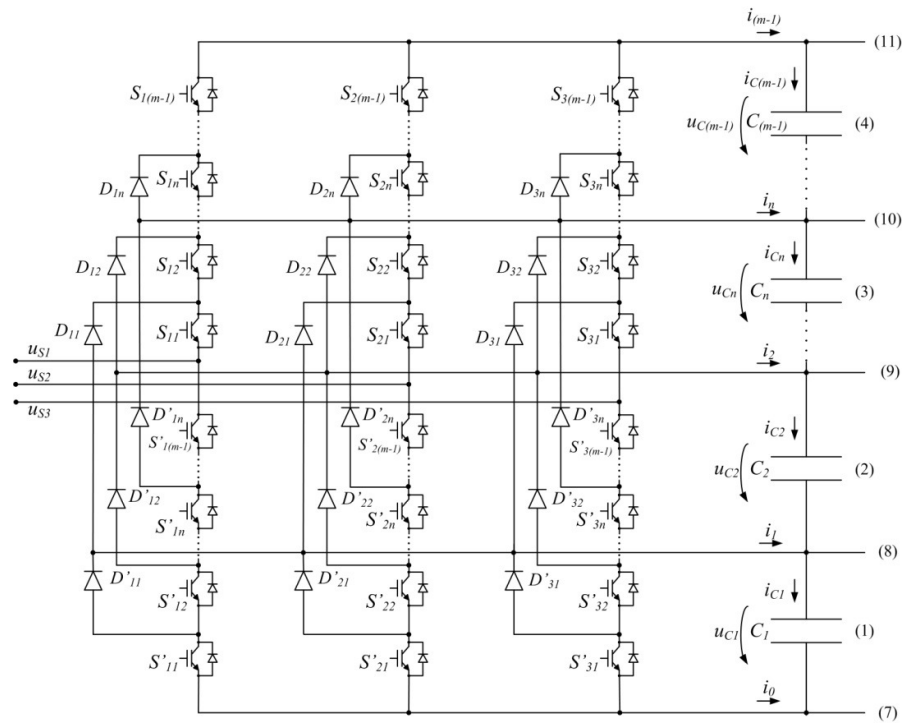


Figura 4

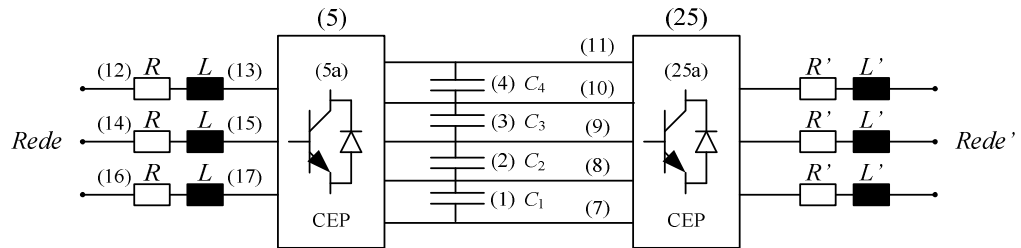


Figura 5

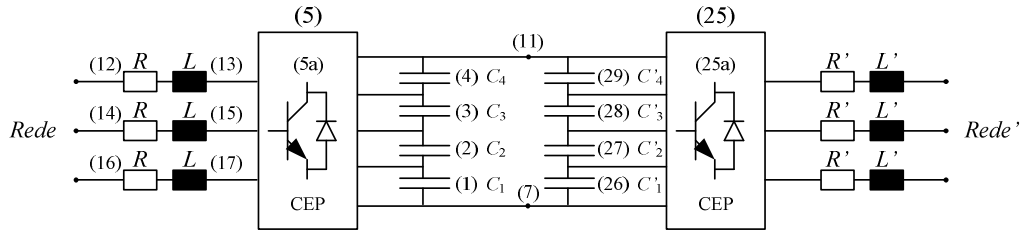


Figura 6

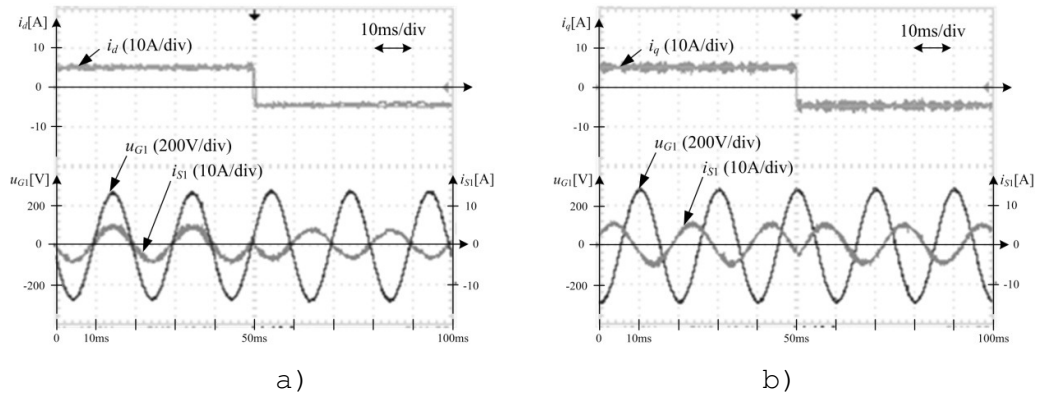


Figura 7

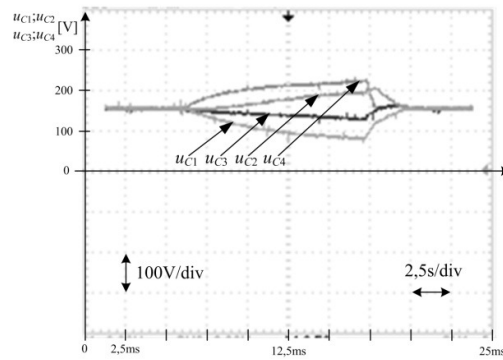


Figura 8

REIVINDICAÇÕES

REIVINDICAÇÕES

1. Sistema de equilíbrio das tensões nos condensadores do divisor de tensão contínua (1), (2), (3), (4) em conversores multinível (5) e (25), constituído por dois conversores multinível (5) e (25) interligados em todos os condensadores do divisor de tensão contínua (1), (2), (3), (4) pelos barramentos de tensão contínua (7), (8), (9), (10), (11), e por circuitos de amostragem de duas tensões e duas correntes no lado alternado e das tensões contínuas nos condensadores do divisor de tensão contínua (1), (2), (3), (4), caracterizado por conter um controlador preditivo (6) por dinâmica inversa do sistema (6a) com funcional de custo de pesos variáveis (6b), gerando os sinais de disparo dos semicondutores de potência (5a) e (25a) dos dois conversores multinível (5) e (25), e simultaneamente equilibrando as tensões nos condensadores do divisor de tensão contínua (1), (2), (3), (4) e regulando ou controlando outras grandezas, como potências, tensões, correntes ou frequências.

2. Sistema de equilíbrio das tensões nos condensadores do divisor de tensão contínua (1), (2), (3), (4), (26), (27), (28), (29), em conversores multinível, constituído por dois conversores multinível (5) e (25) interligados nos barramentos extremos de tensão contínua (7), (11) e por circuitos de amostragem de duas tensões e duas correntes do lado alternado e das tensões contínuas dos condensadores do divisor de tensão contínua (1), (2), (3), (4), e (26), (27), (28), (29), caracterizado por conter dois controladores preditivos (6) por dinâmica inversa do

sistema (6a) com funcional de custo de pesos variáveis (6b), gerando cada um deles os sinais de disparo dos semicondutores de potência (5a) (25a) de cada um dos conversores multinível (5) e (25), equilibrando as tensões nos dois grupos de condensadores do divisor de tensão contínua (1), (2), (3), (4), (26), (27), (28), (29), e simultaneamente regulando ou controlando outras grandezas, como potências, tensões, correntes ou frequências.

3. Processo de equilíbrio das tensões nos condensadores do divisor de tensão contínua (1), (2), (3), (4) ou nos condensadores do divisor de tensão contínua (26), (27), (28), (29) implementado no sistema definido nas reivindicações 1 e 2, baseado num controlador preditivo (6) por dinâmica inversa do sistema (6a) com funcional de custo de pesos variáveis (6b), caracterizado por gerar em tempo real o vetor ótimo de correntes necessário ao equilíbrio das tensões nos condensadores do divisor de tensão contínua (1), (2), (3), (4), (26), (27), (28), (29).

4. Processo de equilíbrio das tensões nos condensadores do divisor de tensão contínua (1), (2), (3), (4) ou nos condensadores do divisor de tensão contínua (26), (27), (28), (29) implementado no sistema definido nas reivindicações 1 e 2, baseado num controlador preditivo (6) por dinâmica inversa do sistema (6a) com funcional de custo de pesos variáveis (6b), de acordo com a reivindicação 3, caracterizado por gerar em tempo real o vetor ótimo de tensões necessário ao controlo das correntes alternadas dos conversores multinível (5) e (25), e ao controlo de outras grandezas, como potências, tensões, ou frequências.

5. Processo de equilíbrio das tensões nos condensadores do divisor de tensão contínua (1), (2), (3), (4), ou nos

condensadores do divisor de tensão contínua (26), (27), (28), (29) implementado no sistema definido nas reivindicações 1 e 2, baseado num controlador preditivo (6) por dinâmica inversa do sistema (6a) com funcional de custo de pesos variáveis (6b), de acordo com as reivindicações 3 e 4, caracterizado por otimizar em tempo real o número de comutações dos semicondutores de potência (5a) e (25a) necessários à aplicação dos vetores de tensão do conversor.

6. Processo de equilíbrio das tensões nos condensadores do divisor de tensão contínua (1), (2), (3), (4), ou nos condensadores do divisor de tensão contínua (26), (27), (28), (29) implementado no sistema definido nas reivindicações 1 e 2, baseado num controlador preditivo (6) por dinâmica inversa do sistema (6a) com funcional de custo de pesos variáveis (6b), de acordo com as reivindicações 3 a 5, caracterizado por incluir um peso variável dos erros do vetor de corrente, proporcional ao valor quadrático do somatório dos valores absolutos dos desequilíbrios das tensões dos condensadores do divisor de tensão contínua, ponderando a escolha do vetor de corrente que mais se aproxima do vetor ótimo de corrente necessário ao equilíbrio das tensões dos condensadores do divisor de tensão contínua.

7. Processo de equilíbrio das tensões nos condensadores do divisor de tensão contínua (1), (2), (3), (4), ou nos condensadores do divisor de tensão contínua (26), (27), (28), (29) implementado no sistema definido nas reivindicações 1 e 2, baseado num controlador preditivo (6) por dinâmica inversa do sistema (6a) com funcional de custo de pesos variáveis (6b), de acordo com as reivindicações 3 a 6, caracterizado por incluir um peso variável dos erros

do vetor de tensão, proporcional ao valor quadrático dos erros das correntes alternadas, ou de potências, ou de tensões, ponderando a escolha do vetor de tensão que mais se aproxima do vetor ótimo de tensão necessário ao seguimento das correntes alternadas.

8. Processo de equilíbrio das tensões nos condensadores do divisor de tensão contínua (1), (2), (3), (4), ou nos condensadores do divisor de tensão contínua (26), (27), (28), (29) implementado no sistema definido nas reivindicações 1 e 2, baseado num controlador preditivo (6) por dinâmica inversa do sistema (6a) com funcional de custo de pesos variáveis (6b), de acordo com as reivindicações 3 a 7, caracterizado por incluir um peso fixo ou variável, neste caso inversamente proporcional ao valor quadrático dos erros das correntes alternadas, ou de potências, ou de tensões, minimizando as perdas de comutação dos semicondutores de potência (5a) e (25a) necessárias à aplicação dos vetores de tensão do conversor.

9. Utilização do processo de equilíbrio de tensões definido nas reivindicações 3 a 8, caracterizado pelo seu emprego no equilíbrio de tensões capacitivas de outros tipos de conversores, como por exemplo em conversores multinível de condensadores flutuantes, ou outros, ou no equilíbrio do estado de carga ou de descarga de elementos de armazenamento de energia química, elétrica, magnética, térmica ou química, incluindo baterias, supercondensadores, condensadores, bobinas supercondutoras ou não, células de combustível, sistemas fotovoltaicos ou termoelétricos, entre outros.

Lisboa, 25 de julho de 2013