



e-Learning in Electrical Engineering

Temática – Máquinas Eléctricas

Capítulo – Máquina Assíncrona

COMANDO VECTORIAL DA MÁQUINA ASSÍNCRONA PARA ACCIONAMENTOS MECÂNICOS

INTRODUÇÃO

Este módulo mostra como se pode controlar uma máquina assíncrona de tal forma que o seu comportamento se assemelhe ao de uma máquina de corrente contínua. Para o efeito, há que obter um modelo matemático da máquina e fazer o desacoplamento entre corrente do estator e binário; posteriormente, procede-se ao controlo de cada uma destas grandezas.

- pré-requisitos: Máquina Assíncrona - equações de funcionamento
- nível: Bases de Engenharia Electrotécnica e/ou Área de Especialização
- duração estimada: 1 h
- autor: [Dan Mihai](#)
- realização: [Cătălin Constantinescu](#)
- versão portuguesa : [Maria José Resende](#)



Este projecto é financiado pela União Europeia no âmbito de uma acção Sócrates-Minerva. As informações nele contidas são da exclusiva responsabilidade dos seus autores. A União Europeia declina toda a responsabilidade relativamente ao seu uso.

1. COMANDO VECTORIAL - PORQUÊ?

Comando vectorial - porquê?

Uma resposta antecipada: **para melhorar qualidades do sistema.**

Breve resumo das vantagens dos sistemas de accionamento dos motores assíncronos

Comparação inevitável:

- **máquinas de colectador mecânico (corrente contínua):**

- construção complexa;
- modelos e estrutura de controlo - relativamente simples;
- facilidade de controlo.

- **máquinas assíncronas:**

- construção simples;
- modelos complexos;
- leis e estruturas de comando - muito mais complexas.

Uma diferença essencial: o binário electromagnético das máquinas assíncronas resulta da interacção de diversas grandezas não desacopladas.

⇒ **as estratégias de controlo requerem algoritmos tanto mais complexos quanto melhor for o desempenho desejado.**

Qualidades - alguns critérios de avaliação:

- o domínio da potência-velocidade;
- a exigência em:
 - sobrecarga;
 - no fluxo reduzido (velocidade mais elevada do que a velocidade de projecto);
- a qualidade do binário (trepidações);
- o rendimento;
- a fiabilidade;
- reacções sobre a rede (poluição harmónica).

Desempenho estático:

- precisão da velocidade de rotação (< 0.01% do valor de referência, por exemplo, para as linhas de produção de película plástica);
- alta qualidade do binário (enroladores, sistemas de laminagem a frio).

Desempenho dinâmico:

- elevada dinâmica de velocidade e de binário durante as variações abruptas da carga (laminagem, corte, bancos de ensaios, ventiladores);

- eficaz controlo do binário na paragem (instalações de elevação);
- bom funcionamento durante as cavas da rede;
- limitações -ver os algoritmos e as medidas para proteger os interruptores de potência das sobrecorrentes e das variações bruscas do binário.

2. MÉTODOS TRADICIONAIS DE CONTROLO – DESVANTAGENS

Os métodos tradicionais, denominados de "**escalares**" controlam apenas a amplitude das grandezas .

Um controlo escalar típico: o comando **$U / f = \text{constante}$** . Baseado:

- nas características mecânicas (em regime permanente);
- na suposição de que as tensões/correntes do estator são sinusoidais puras.



Notável pela sua **simplicidade**.



Desempenho estático aceitável para uma boa parte das aplicações industriais.



Contudo, este método não permite controlar:

- **os regimes dinâmicos** ;
 - os transitórios das tensões/correntes podem danificar os interruptores de potência (ou então, estes devem estar sobredimensionados);
 - o desempenho dinâmico é fraco;
 - o rendimento da conversão da energia é degradado.
- **as instabilidades** (a associação rede - conversor - motor - carga sofre oscilações espontâneas do sistema).
- as estruturas de comando são específicas para os motores síncronos /assíncronos;
- não toma em consideração a interacção entre as 3 fases - o controlo é feito sobre as 3 fases separadamente, mas não sobre o sistema no seu conjunto;
- os reguladores PI (os mais usados) não podem ser dimensionados para controlar sistemas sinusoidais (variantes no tempo).

3. CARACTERÍSTICAS GERAIS

Controlo Vectorial

= "Field Oriented Control" (FOC); Controlo por Orientação de Campo;

= "Vector control";

= "Universal Field Oriented" (UFO).

- As primeiras pesquisas foram efectuadas por F. Blaschke.
- A ideia de base do controlo vectorial é o **desacoplamento entre o binário electromagnético e o fluxo**.
- O controlo vectorial toma em consideração tanto a amplitude das grandezas como a sua fase.

- O controlo vectorial:
 - é um método de controlo;
 - é uma nova visão da máquina e dos seus modelos dinâmicos.

Principais características do controlo vectorial:

- A utilização de "**vectores espaciais**", cujas projecções são as variáveis trifásicas;
- Transformação do sistema trifásico variável no tempo e na velocidade num **sistema difásico invariável**;
- **Desacoplamento** entre as 2 grandezas essenciais da máquina assíncrona: **fluxo e binário electromagnético**.

A estrutura de regulação (cadeia fechada) recebe 2 constantes como referência: a componente do binário (sobre o eixo q) e a do fluxo (sobre o eixo d).

O modelo obtido é similar ao das máquinas de C.C. e, portanto, de fácil controlo, atendendo à dependência linear entre binário e corrente.

- **Tratamento matricial/vectorial** (recorrendo a matrizes), cujo tratamento é facilitado por programas informáticos. Os modelos tornam-se muito compactos.
- **Os regimes dinâmicos** mais comuns são tidos em consideração. As grandezas iniciais são em **valores instantâneos**.
- A estrutura do comando dos semicondutores de potência é conseguida usando um modulador de vectores espaciais por **MLI** (Space Vector PWM).

O controlo vectorial ultrapassa as desvantagens mencionadas para o controlo $U/F = \text{constante}$ e pode assegurar elevados desempenhos dinâmicos e de conversão energética.

4. MODELO DA MÁQUINA ASSÍNCRONA

Notações:

p = número de pares de pólos;

θ_m = ângulo mecânico;

$\theta = p \theta_m$ - ângulo eléctrico;

$$\alpha = p \cdot \theta_m + \frac{2\pi}{3}; \quad \beta = p \cdot \theta_m + \frac{4\pi}{3}$$

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} \text{- velocidade de rotação do rotor;}$$

C_{em} = binário electromagnético.

O modelo inicial da máquina assíncrona de rotor em gaiola:

$$[U] = [R] \cdot [I] + [L] \cdot \frac{d}{dt}[I] + \omega \cdot \frac{d}{dt}[L] \cdot [I] \quad (1)$$

$$C_{em} = \frac{P}{2} \cdot [I]^t \cdot \frac{d}{d\theta}[L] \cdot [I]$$

$$[U] = \begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; [I] = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix}; \quad \text{Índices (a, b, c) para o estator e (1, 2, 3) para o rotor.}$$

$$[R] = \begin{bmatrix} [R_S] & [0] \\ [0] & [R_R] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_S & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_S & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_S & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_S & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_S & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_S \end{bmatrix}$$

$$[L] = \begin{bmatrix} [L_S] & [M_{SR}] \\ [M_{SR}] & [L_R] \end{bmatrix}; [L_S] = \begin{bmatrix} L_S & M_S & M_S \\ M_S & L_S & M_S \\ M_S & M_S & L_S \end{bmatrix}; [L_R] = \begin{bmatrix} L_R & M_R & M_R \\ M_R & L_R & M_R \\ M_R & M_R & L_R \end{bmatrix}$$

$$[M_{SR}] = m \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos \alpha & \cos \beta \\ \cos \beta & \cos \theta & \cos \alpha \\ \cos \alpha & \cos \beta & \cos \theta \end{bmatrix}$$

5. ELEMENTOS PREPARATÓRIOS

As tensões, correntes e os fluxos trifásicos das máquinas de C.A. podem ser representados por **vectores espaciais** (*Space Vector, Sinor, Vector espacial temporal representativo*).

De seguida, vai considerar-se o caso das correntes do estator, cujos valores instantâneos nos eixos a, b e c são representados por i_a, i_b, i_c .

O vector espacial \bar{i}_s descreve o conjunto (i_a, i_b, i_c) que é definido por- fig. 1:

$$\bar{i}_s = k \cdot (i_a + \bar{\alpha} \cdot i_b + \bar{\alpha}^2 \cdot i_c); \quad \bar{\alpha} = e^{j\frac{2\pi}{3}}; \quad \bar{\alpha}^2 = e^{j\frac{4\pi}{3}} - \text{operadores de rotação espacial} \quad (2).$$

A maioria dos autores adoptou para k o valor de 2/3. Esta escolha (acrítica) é justificada pela invariância da potência nos dois referenciais (a, b, c e α, β) ($1/3/2 = 2/3$).

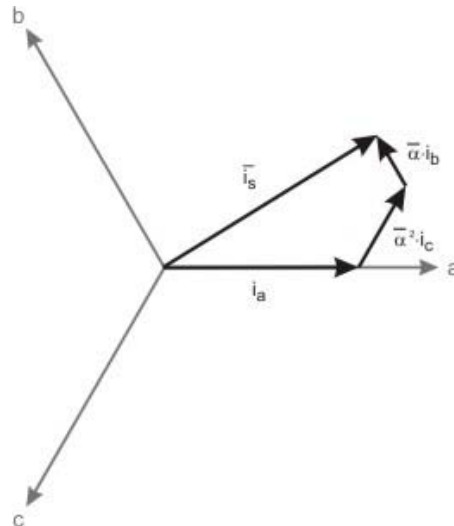


Fig. 1 Representação gráfica da obtenção do vector espacial através das correntes do estator

Para transformar o sistema trifásico variável num sistema difásico invariável (como o das máquinas C.C.), são efectuadas as seguintes transformações:

- **Transformação de Clarke:** $(a, b, c) \rightarrow (\alpha, \beta)$

O vector espacial é colocado num referencial de 2 eixos: α e β , tendo α a mesma direcção de a .

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{1}{3} \\ 0 & \frac{2}{\sqrt{3}} & -\frac{2}{\sqrt{3}} \\ \frac{2}{3} & \frac{2}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (3)$$

i_0 : componente homopolar do sistema. Quando $i_0 = 0$ (ou insignificante), a transformação toma a forma:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{2}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix}, i_a + i_b + i_c = 0 \quad (4)$$

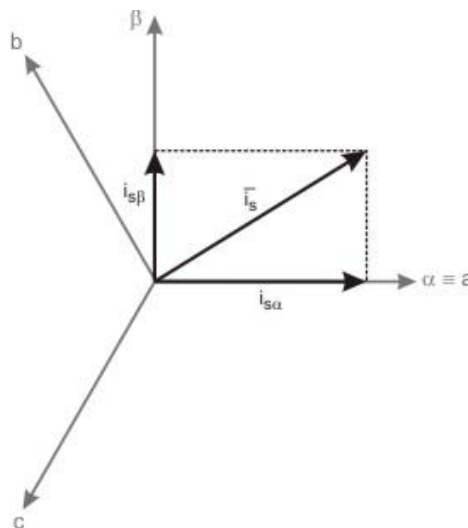


Fig. 2 - Passagem $(a, b, c) \rightarrow (\alpha, \beta)$

- **Transformação de Park:** $(\alpha, \beta) \rightarrow (d, q)$

Esta transformação, Fig. - 3 - faz a **passagem do referencial difásico (α, β) , para um referencial difásico ortogonal (d, q) girante à velocidade angular ω que fazem um ângulo θ com o eixo fixo α . Escolhe-se o eixo d com o mesmo sentido do fluxo do rotor. O eixo q referencia a posição deste fluxo.**

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (5)$$

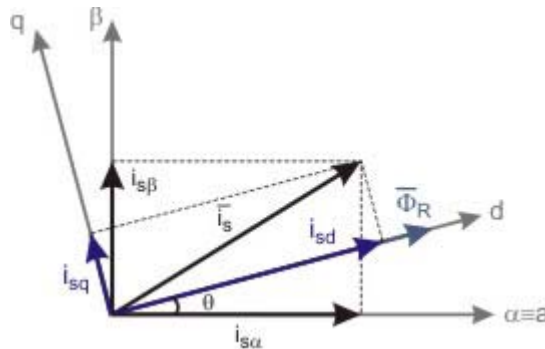


Fig. 3 - Passagem $(\alpha, \beta) \rightarrow (d, q)$

Quando se conhece a posição do fluxo, pode considerar-se i_d e i_q como valores "contínuos", pelo que, após as transformações de Clarke e Park, o sistema toma a forma de um sistema invariante no tempo num referencial difásico solidário com o rotor.

! As transformações de Clarke e Park podem ser aplicadas por uma relação combinada.

As transformações inversas :

- **Inversa de Park:**

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} \quad (6)$$

A expressão (6) é utilizada para fazer a passagem das tensões ligadas ao referencial girante do rotor, para as tensões ligadas a um referencial fixo (o do estator), ambas difásicas.

- **Inversa de Clarke:**

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (7)$$

6. PRINCÍPIO E DIAGRAMA DE BASE PARA O CONTROLO VECTORIAL

A estratégia do comando por orientação do fluxo consiste em realizar o desacoplamento entre as duas variáveis essenciais da máquina assíncrona, a saber: o binário e o fluxo.

A sua interdependência é traduzida por:

$$C_{em} = k \cdot [\Phi_{rd} \cdot \Phi_{sq} - \Phi_{rq} \cdot \Phi_{sd}]$$

$$k = \frac{3pM_{sr}}{2\sigma \cdot L_s \cdot L_r}; \sigma = 1 - \frac{M_{sr}^2}{L_s \cdot L_r} \quad (8)$$

Para o comando por orientação do fluxo, o eixo "d" é orientado segundo a resultante do fluxo do rotor:

$$\overline{\Phi_r} = \Phi_{rd} + j \Phi_{rq} \quad \Phi_{rd} = \Phi_r \quad \Phi_{rq} = 0 \quad (9)$$

Se Φ_{rd} for mantido constante, no referencial ligado ao fluxo do rotor obtém-se:

$$C_{em} = k_c \cdot I_{sq} \quad (10)$$

Esta expressão mostra uma semelhança notável com a máquina C.C. Assim, pode controlar-se o binário através da componente q do vector da corrente do estator, por isso mesmo também denominada "componente do binário".

As relações:

$$C_{em} = k_c \cdot I_{sq} = k'_c \cdot \Phi_r \cdot I_{sq}$$

$$\Phi_r = k_y \cdot I_{sd} \quad (11)$$

mostram que:

- a componente I_{sd} **determina apenas a amplitude de Φ_r** ;
- a componente I_{sq} **determina apenas a amplitude de C_{em}** desde que Φ_r seja mantido constante.

Não existe acoplamento das acções de I_{sd} e I_{sq} → esta é a configuração das máquinas de C.C.

O controlo vectorial utiliza um modelo da máquina num referencial tal que a ortogonalidade entre o fluxo e a componente activa da corrente seja mantida. Assim sendo, o binário electromagnético é dado por uma expressão escalar.

As funções essenciais a desempenhar pela estrutura do comando vectorial de forma a controlar o binário de uma máquina assíncrona, são:

- gerar as funções de controlo do fluxo e do binário que, partindo das referencias, definirão as referencias das correntes transformadas;
- implementar o controlo das correntes transformadas de forma a assegurar o seguimento das referências;
- assegurar a transformação entre os referenciais, $(d, q) \rightarrow (a, b, c)$, permitindo assim agir sobre as grandezas eléctricas reais, através de um conversor estático, normalmente um ondulador de tensão por MLI;
- determinar a posição do fluxo $\overline{\Phi_r}$;
- assegurar a transformação entre os referenciais $(a, b, c) \rightarrow (d, q)$.

O seguinte diagrama de blocos mostra os elementos básicos do comando vectorial.

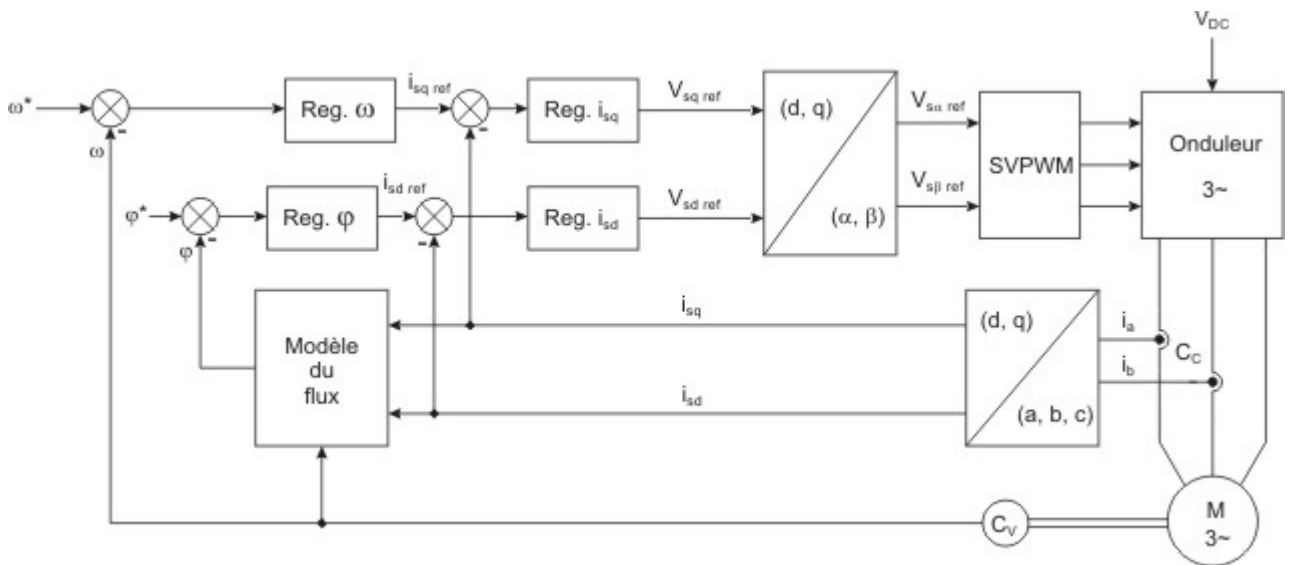


Fig. 4 - Representação esquemática do controlo vectorial - ilustração do princípio

As correntes do estator i_a e i_b , obtidas através dos sensores C_c , entram no bloco das transformações Clarke – Park, sendo transformadas para o referencial (d, q).

- $i_{sq\ ref}$ é uma imagem do binário;
- $i_{sd\ ref}$ é uma imagem do fluxo.

Alterando a referência do fluxo, pode particularizar-se a estrutura para o comando vectorial dos motores assíncronos ou síncronos.

As saídas dos reguladores de velocidade e de fluxo, fornecem as referências $i_{sq\ ref}$ e $i_{sd\ ref}$ para as componentes (d, q) dos reguladores de corrente que, por sua vez, fornecem as tensões de referência $V_{sd\ ref}$ e $V_{sq\ ref}$.

Estas grandezas, através da sua transformada de Park inversa, fornecem as tensões $V_{sd\ ref}$ e $V_{sq\ ref}$ que actuam o bloco de modulação SVPWM.

Este envia os impulsos de comando dos interruptores de potência do ondulator.

É essencial o conhecimento da amplitude e da fase do fluxo!

Os métodos que se podem usar para o obter, são:

- **métodos directos** (por medição: sondas de efeito de Hall inseridas nas bobinas do rotor) → primeiro método utilizado.
 - construção especial da máquina (perda de robustez);
 - problemas para extrair informação útil quando a baixas frequências.
- **métodos indirectos** - o fluxo é determinado por cálculo:
 - utilizando um modelo do fluxo ou, conhecendo as correntes e a velocidade, pode calcular-se o fluxo (ver esquemas anteriores);
 - simplificando o esquema de regulação por supressão do regulador de fluxo.

Efectivamente, atendendo à relação:

$$i_{sdref} = k \cdot \Phi_{rref} \quad (12)$$

- → a cadeia de regulação para a componente "d" da corrente corresponde à cadeia de regulação do fluxo (controlo indirecto).

Métodos que utilizam o cálculo do fluxo: **métodos por estimação do fluxo ou através de observadores do fluxo.**

Cadeia explícita de fluxo: pode adicionar-se um bloco suplementar dedicado ao tratamento do fluxo.

!!! Importante:

A estrutura/ o princípio apresentados são conhecidos como:

«controlo vectorial por fluxo do rotor»

= **a estratégia mais utilizada** de controlo vectorial .

O modelo da máquina assíncrona (incluindo a expressão do binário electromagnético) é tratado com base em diferentes referenciais:

- ligados ao estator ;
- ligados ao rotor;
- ligados ao campo girante do entreferro.

Assim sendo, podem implementar-se controlos vectoriais:

- do fluxo estatórico;
- rotórico;
- de magnetização no entreferro.

O controlo realiza-se no referencial ligado ao fluxo em questão e as correntes estatóricas são obtidas no referencial associado.

Num tal sistema, as componentes da corrente estatórica são sempre ortogonais e semelhantes à corrente de excitação e do induzido das máquinas de corrente contínua.

Comando por fluxo estatórico: apresenta como inconveniente a medida de tensões estatóricas muito distorcidas no caso dos onduladores MLI.

As novas tendências para soluções de controlo vectorial:

- supressão de sensores dinâmicos (em movimento). Os respectivos métodos são designados de " **sensorless** " (**sem sensor**) e necessitam de cálculo em tempo real de elevado desempenho para os processos de comando, o que requer a utilização de processadores digitais de sinal (DSP);
- **estimação do fluxo** tendo em conta as perturbações aleatória (estimador / filtro de Kalman);
- obtenção de um **comando robusto, adaptativo e óptimo** segundo diferentes critérios de desempenho;
- desenvolvimento de **técnicas não-convencionais**: fuzzy, por modo de deslizamento, com redes neuronais.

7. ASPECTOS DA IMPLEMENTAÇÃO DO CONTROLO VECTORIAL - AQUISIÇÃO DAS CORRENTES

O comando vectorial necessita, essencialmente, das correntes do referencial (a,b,c). i_a e i_b são medidas por sensores de efeito de Hall - fig. 5.

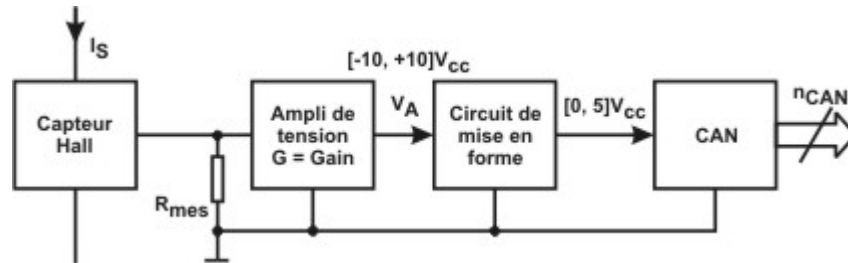


Fig. 5 Aquisição das correntes do estator - cadeia típica

A obtenção do fluxo (amplitude e fase) é diferente:

- para os motores síncronos:
 - θ medido directamente - o rotor e os fluxos estão síncronos ;
 - ou integrando a velocidade do rotor.
- para os motores assíncronos : escorregamento rotor / fluxo, a posição deste é determinada através de cálculo.

8. ASPECTOS DA IMPLEMENTAÇÃO DO CONTROLO VECTORIAL - REGULADORES PI

Reguladores **PI numéricos**: apropriados para controlar o binário e o fluxo.

! Desde que os parâmetros para os termos P (k_P) e I (k_I) sejam **bem dimensionados** .

O primeiro termo está relacionado com a sensibilidade ao erro.

O segundo, relaciona-se com o erro em regime permanente.

PI implementa-se através das relações de cadeia aberta (modelo na fig. 6):

$$u_k = k_{PI} \cdot \varepsilon_k + x_k$$

; x_k :variável auxiliar

(13)

$$x_k = x_{k-1} + k_I \cdot \varepsilon_k$$

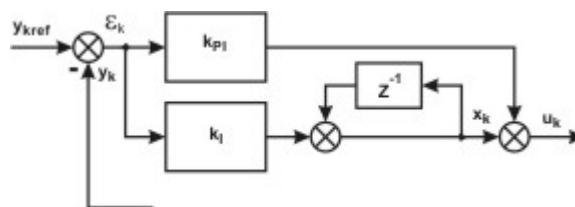


Fig. 6 Regulador PI numérico

Durante o funcionamento:

- as variações da referência;
- as perturbações ,

→ podem causar a saturação do regulador.



O comportamento não-linear está relacionado com **fenómenos transitórios devidos a perturbações**.



Para os evitar, modifica-se a componente integral:

$$\varepsilon_k = y_{kref} - y_k$$

$$u_k = x_k + k_{PI} \cdot \varepsilon_k; x_k = k_I \cdot \varepsilon_k + k_{cor} \cdot \varepsilon_{lk} + x_{k-1}; \varepsilon_{lk} = u_k - u_{lk}$$

$$u_{lk} = u_k$$

(14)

Sei $u_k > u_{max}$, $u_{lk} = u_{max}$

Se $u_k < u_{min}$, $u_{lk} = u_{min}$

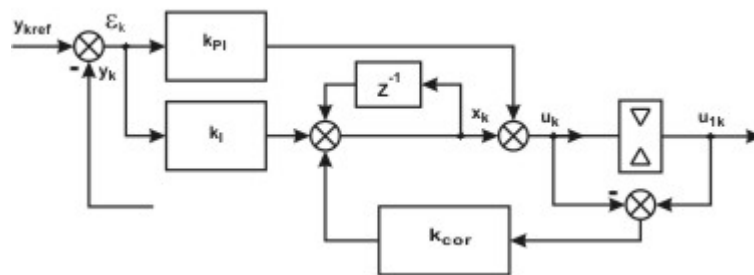


Fig. 7 Regulador PI numérico com anti-saturação

9. ASPECTOS DA IMPLEMENTAÇÃO DO CONTROLO VECTORIAL - SVPWM

MLI vectorial (SVPWM - **S**pace **V**ector **P**ulse **W**idth **M**odulation) = uma nova técnica de modulação que permite minimizar as harmónicas da corrente e do binário.

Considera-se a estrutura padrão do inversor - fig. 8:

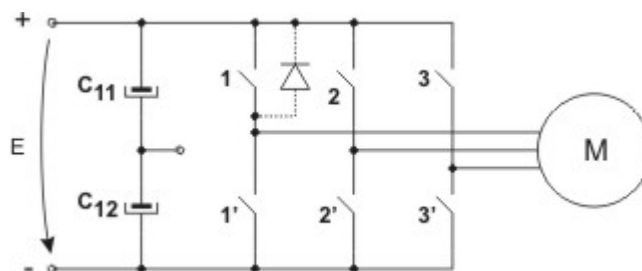


Fig. 8 - Ondulador - esquema básico da componente de potência c.c.-c.a

"O": o ponto médio fictício da fonte da tensão contínua.

As 3 tensões v_1, v_2, v_3 da máquina, formam um vector V_s :

$$\overline{V_s} = V_1 + \overline{a} \cdot V_2 + \overline{a}^2 \cdot V_3; \overline{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}}; \overline{a}^2 = e^{j\frac{4\pi}{3}} \quad (15)$$

Estados de funcionamento do inversor: 6 localizações "úteis" e duas "nulas".

V_s pode estar em oito posições fixas, correspondendo às 8 configurações dos interruptores de potência, codificadas por 3 bits.

A associação de códigos binários - estados do ondulator - posições do vector V_s - fig.9:

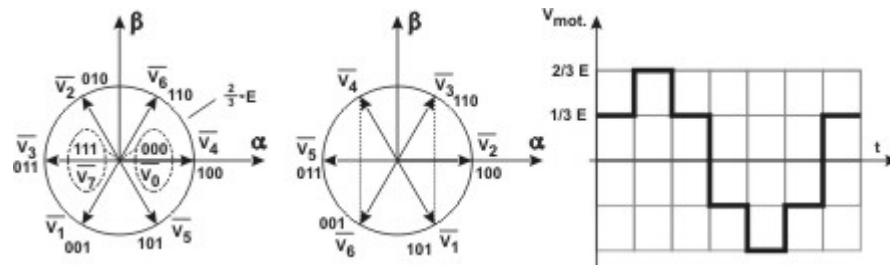


Fig. 9 - Estágios de funcionamento do ondulator

O código binário: 1 / 0: fecho / abertura do interruptor superior (ver fig. 8).

Segunda notação: a projecção sobre o eixo α dos vectores V_i , reproduz a forma de onda do ondulator durante um período (da componente fundamental) para o comando "de plena onda", sem modulação.

Ondulator com comando de plena onda - 2 inconvenientes:

- amplitude da componente fundamental é fixa (só depende da tensão de entrada do conversor);
- a baixas frequências estatóricas, existe ondulação do binário instantâneo.

O método MLI (PWM)

f_c = frequência de comutação; f_s = frequência da saída.

A multiplicidade do número de impulsos de tensão de saída do inversor durante um período de tensão quase sinusoidal a aplicar à máquina, permite variar o valor eficaz da harmónica fundamental desta tensão e aumentar a ordem das harmónicas indesejáveis.

MLI assíncrona : frequência de comutação = constante \rightarrow relação $f_c / f_s = p$ (qualquer).

- Harmónicas cuja amplitude é função da relação entre frequências, p .
- Aplicável desde que f_c seja consideravelmente superior à frequência da máquina.

Para máquinas de reduzida potência (onduladores a transístores).

Frequências de comutação > 2 KHz.

Para máquinas de elevada potência:

$f_c = 250$ Hz. 1KHz

$f_s = 50 \cdot 100$ Hz **conteúdo harmónico dos sinais: elevado**

MLI síncrona :

f_c e f_s : correlacionados. Para $f_s = 0.70$ Hz, f_c : 600.1000 Hz.

A modulação síncrona evita as inter-harmónicas (particularmente em cadeia aberta segundo uma lei $U/f = ct$), que provocam ressonâncias e problemas mecânicos na cadeia cinemática.

Inconvenientes:

- A amplitude da fundamental depende da relação $p = f_c / f_s$;
- se as tensões de referência fornecidas ao modulador são geradas por um comando numérico, é imperativo que se mantenha constante a frequência de amostragem durante toda a gama de velocidades, de forma a poder definir os reguladores numéricos (de contrário, não é possível aplicar a transformada z).

10. ASPECTOS DA IMPLEMENTAÇÃO DO CONTROLO VECTORIAL - ESTRATÉGIA VECTORIAL MLI

Supera parte das desvantagens mencionadas.

O princípio: aproximar a tensão de referência média $V_s(kT_e)$ durante um período de amostragem, T_e , aos vectores de tensão adjacentes (V_i, V_{i+1}), V_0 (também designado V_L) e V_7 (também designado V_H).

Os vectores para as oito posições fixas, são representados por:

$$V_s = \frac{2}{3} \cdot E \cdot e^{j(i-1)\frac{\pi}{3}} ; \quad i = \overline{1,6} \quad (16)$$

$V_s = V_H = 0$ (todos os interruptores de cima estão a conduzir);

$V_s = V_L = 0$ (todos os interruptores de cima estão ao corte).

- Os vectores de comutação $V_1 \cdot V_6$ representam os estados dos interruptores.
- $V_1 \cdot V_6$ representam as posições de passagem do vector espacial associado ao sistema trifásico das tensões da fase.
- O vector nulo (para V_H e V_L) corresponde ao ponto O (origem) do plano complexo.

As seqüências óptimas, do ponto de vista do rendimento dos interruptores do ondulator, são aquelas que conduzem ao menor número de comutações (apenas uma transição da passagem de um estado a outro).

A cada sector, corresponde a seguinte combinação de comutação:

1 : $V_L - V_1 - V_2 - V_H - V_2 - V_1 - V_L$

2 : $V_L - V_3 - V_2 - V_H - V_2 - V_3 - V_L$

3 : $V_L - V_3 - V_4 - V_H - V_4 - V_3 - V_L$

4 : $V_L - V_5 - V_4 - V_H - V_4 - V_5 - V_L$

5 : $V_L - V_5 - V_6 - V_H - V_6 - V_5 - V_L$

6 : $V_L - V_1 - V_4 - V_H - V_4 - V_1 - V_L$

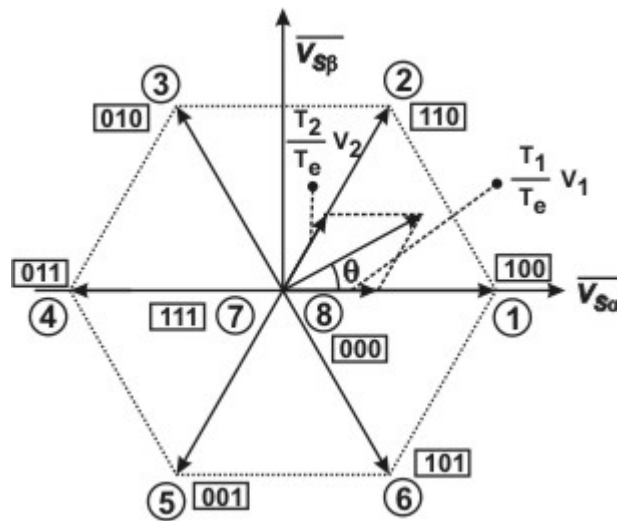


Fig. 10 - Cálculo da tensão de referência média

T_i : tempo durante o qual $V_s = V_i$

T_{i+1} : tempo durante o qual $V_s = V_{i+1}$

T_L : tempo durante o qual $V_s = V_L$

T_H : tempo durante o qual $V_s = V_H$

$$T_C = \frac{T_E}{2} = T_L + T_i + T_{i+1} + T_H \quad (17)$$

$$\int_0^{T_c} V_s dt = \int_0^{T_L} V_L dt + \int_{T_L}^{T_L+T_i} V_i dt + \int_{T_L+T_i}^{T_L+T_i+T_{i+1}} V_{i+1} dt + \int_{T_L+T_i+T_{i+1}}^{T_c} V_H dt \quad (18)$$

Uma vez que $V_L = V_H = 0$,

$$V_s(k) = V_i \cdot \frac{T_i}{T_c} + V_{i+1} \cdot \frac{T_{i+1}}{T_c} \quad (19)$$

O comando por orientação de fluxo, com duas cadeias de regulação do fluxo e da velocidade, disponibiliza em cada período de amostragem k , duas tensões: $V_{sd}(k)$ e $V_{sq}(k)$.

O algoritmo SVPWM consiste - fig. 11:

- na localização do sector i que contém o vector $V_s(k)$;
- no cálculo dos elementos característicos do vector tensão:
 - amplitude $|V_s(k)|$;
 - defasagem $\theta_i(k)$ com o vector tensão adjacente V_i .

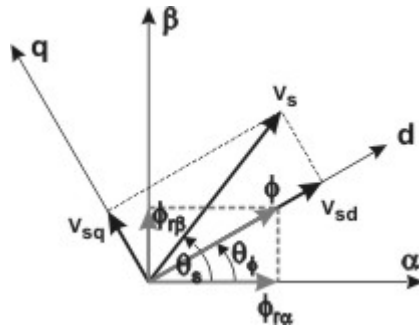


Fig. 11 - Elementos do vector tensão para SVPWM

$$|V_s(k)| = \sqrt{V_{sd}^2 + V_{sq}^2}$$

$$\theta_i(k) = \arg[V_s(k)] \text{ module } \frac{\pi}{3} = \theta_s \text{ module } \frac{\pi}{3} \quad (20)$$

$$\arg[V_s(k)] = \arctg \frac{\Phi_{r\alpha}(k) \cdot V_{sq}(k) + \Phi_{r\beta} \cdot V_{sd}(k)}{\Phi_{r\beta}(k) \cdot V_{sq}(k) - \Phi_{r\alpha}(k) \cdot V_{sd}(k)} \cdot \omega_\Phi \cdot \frac{T_e}{2}$$

Determinam-se os impulsos de comando através das relações:

$$T_i = T_c \cdot M(k) \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_i(k)\right); \text{ com } M(k) = \sqrt{3} \cdot \frac{|V_s(k)|}{E}$$

$$T_{i+1} = T_c \cdot M(k) \cdot \sin(\theta_i(k)); T_0 = T \text{ para } V = 0 \quad (21)$$

$$T_H = T_L = T_c - T_i - T_{i+1} = \frac{T_0}{4}$$

As formas de onda SVPWM são simétricas relativamente ao meio período PWM - fig. 12.

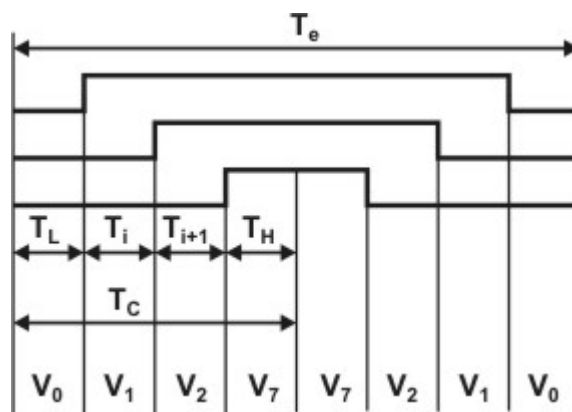


Fig. 12 - Impulsos modulados em largura para comando vectorial

Exemplo: impulsos MLI vectorial para o sector 5 - fig. 13

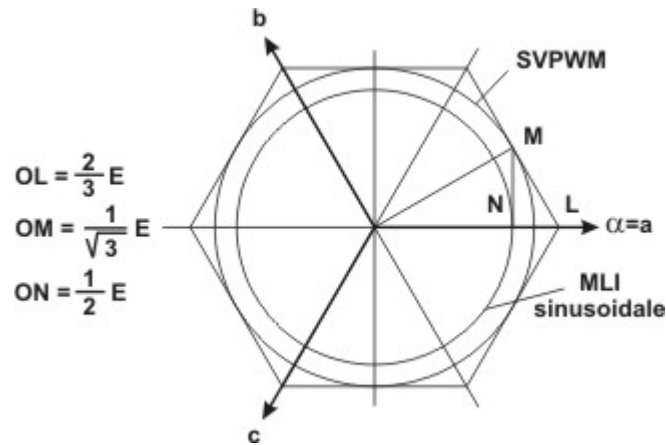


Fig. 13 - Comparação dos métodos de modulação

Sequência de comutação:

V_L	V_5	V_6	V_H	V_6	V_5	V_L
000	001	101	111	101	001	000

A modulação vectorial, contrariamente à modulação sinusoidal, permite distribuir da forma mais uniforme possível as zonas de roda livre (T_L et T_H) nas tensões fase-neutro.

A igualdade $T_L = T_H$ implica a **injecção da 3ª harmónica** cuja amplitude é 25% da amplitude da tensão sinusoidal de referência. A adição desta harmónica nas referências sinusoidais reduz, sensivelmente, a distorção harmónica da tensão de saída do ondulator.

Para SVPWM, a amplitude do vector de referência em regime permanente é $2/3E$, mas, geralmente, ele situa-se no interior do círculo de raio $\frac{1}{\sqrt{3}} \cdot E$.

A **tensão máxima de saída** para SVPWM é $\frac{2}{\sqrt{3}}$ superior à para MLI sinusoidal, pelo que a fonte

C.C. é melhor utilizada.