FIATAL MŰSZAKIAK TUDOMÁNYOS ÜLÉSSZAKA XIX.

Kolozsvár, 2014. március 20–21.

FESZÜLTSGVEZÉRELT INVERTERRŐL TÁPLÁLT INDUKCIÓS MOTOR VEKTORIÁLIS SZABÁLYOZÁSA

VECTOR CONTROL OF INDUCTION MOTOR FED BY VOLTAGE CONTROLLED INVERTER

KACSÓ Zoltán⁽¹⁾, KELEMEN András⁽²⁾, IMECS Mária⁽³⁾

(1), (2) *Sapientia Erdélyi Magyar Tudományegyetem, marosvásárhelyi Műszaki és Humántudományok Kar, Villamosmérnöki Tanszék, Románia, Segesvári u. 1C. Telefon: +40-265-206210/ Fax: +40-265-206211, Târgu-Mureș, O.p. 9, C.p. 4, Cod 540485 kacsozoli82@yahoo.com, kandras@ms.sapientia.ro*

(3) *Kolozsvári Műszaki Egyetem, Villamosmérnöki Kar, Villamos Gépek és Hajtások Tanszék, Románia, Kolozsvár, Malom u. (Str. Barițiu) 28, P.O. 1, Box 99, RO-400750 maria.imecs@emd.utcluj.ro*

Abstract

The aim of the paper is the investigation of a vector control structure for squirrel-cage induction motors, which makes possible the constant commutation frequency operation of the PWM voltage-source inverter. The implementation of the current mode control of such inverters can be a challenging task due to the variable and possibly high switching frequency. The voltage mode control structure presented in the paper synthesizes the inverter output voltage components in the rotor flux reference frame using compensation terms in addition to the outputs of the active and reactive stator current regulators.

Keywords: voltage-source inverter (VSI), space-vector modulation, vector control, induction motor

Összefoglalás

A dolgozat célja az indukciós motor olyan vektoriális szabályozási struktúrájának a tanulmányozása, amely lehetővé teszi a gépet tápláló feszültséginverter konstans kapcsolási frekvenciával történő működtetését, illetve az inverter vezérlésének digitális jelprocesszorral történő megvalósítását. Az inverter feszültség-módusú vezérlése azt jelenti, hogy a cél annak feszültségforrásként történő működtetése. Az inverter kimenetén a rendelkezőjel és a közbensőkör feszültsége által meghatározott feszültségrendszer jelenik meg, miközben a kimeneti áramokat ez a feszültségrendszer és a terhelés határozza meg. A sztatóráram térfázor összetevőit a sztatórfeszültség térfázor összetevői segítségével szabályozzuk. A feladat megoldásához szükséges feszültségvektorokat térfázor modulációval állítjuk elő, amely konstans kapcsolási frekvenciát biztosít.

Kulcsszavak: feszültség forrás jellegű váltóirányító, térfázoros impulzus-szélesség moduláció

1. Bevezetés

A feszültség-forrás jellegű váltóirányítóknál (FVI, azaz angolul VSI – „Voltage-Source Inverter”) alkalmazott áram-visszacsatolós (ÁVCs) impulzus-szélesség modulációs (ISZM) vezérlési eljárások gyors áramszabályozók segítségével a kimeneti feszültséget úgy változtatják, hogy az FVI a beavatkozó jel által vezérelt áramforrásként viselkedjen, ami azt

jelenti, hogy egyúttal elvégzi a motor áramszabályozását is. Az ÁVCs ISzM gyakorlati megvalósítása korántsem problémamentes a kapcsolási frekvencia lehetségesen nagy és változó értéke miatt. A nyílthurkú ISzM eljárások azon kívül, hogy állandó kapcsolási frekvenciával működnek, optimalizálhatók a FVI veszteségei szempontjából és lehetővé teszik a vezérlésnek a kereskedelembe elérhető, villamos hajtásoknak szánt, digitális jelprocesszorokkal történő megvalósítását. A vektoriális szabályozás a térfázor- (TF) elméleten alapszik, ami alkalmazást nyert nemcsak a háromfázisú (3F) gépek, hanem az áramirányítók tanulmányozásában és az ISzM vezérléstechnikában is.

2. Elméleti háttér

A vektoriális szabályozás a mezőorientációs elven (MO) alapszik. A kalickás indukciós motorok (KIM) esetében rotorfluxus-orientáció (RFO) a legalkalmasabb, ami azt jelenti, hogy a számításokat TF-ekkel a rotorfluxushoz rögzített, a sztátorhoz képest λ_r szöggel elforgatott, koordináta-rendszerben, azaz komplex síkban (KKR) végezzük. A sztátoráram kétfázisú összetevőit (2FÖ) ebben a KKR-ben a fluxus- illetve nyomatékszabályozó írja elő. A RFO-s sztátorfeszültség $\underline{u}_s^{\lambda_r}$ TF meghatározásához a sztátorfeszültség egyenletét a RFO-KKR-ben írjuk fel ahol, a sztátorfluxust a Ψ_r MO-s rotorfluxus és a mérhető $\underline{i}_s^{\lambda_r}$ sztátoráram segítségével fejezzük ki, az alábbi egyenlet szerint:

$$\underline{u}_s^{\lambda_r} = R_s \underline{i}_s^{\lambda_r} + \frac{L_r L_s - L_m^2}{L_r} \frac{d}{dt} \underline{i}_s^{\lambda_r} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d}{dt} \Psi_r + j\omega_{\lambda_r} \left(\frac{L_r L_s - L_m^2}{L_r} \underline{i}_s^{\lambda_r} + \frac{L_m}{L_r} \Psi_r \right) \quad (1)$$

ahol R_s a sztátor ellenállása, L_m a 3F-ű eredő mágnesezési induktivitás L_s és L_r a sztátor, illetve a rotor szórását is tartalmazó eredő 3F-ű induktivitása ($L_{s/r} = L_m + L_{\sigma s/r}$, ahol $L_{\sigma s}$ és $L_{\sigma r}$ a szórási induktivitások) továbbá ω_{λ_r} a rotor fluxus (szinkron) szögsebessége villamos szögben kifejezve.

Az (1) tagjait valós és képzetes részekre bontva az alábbi összefüggéseket kapjuk.

$$\begin{cases} u_{sd}^{\lambda_r} = R_s i_{sd}^{\lambda_r} + \frac{L_r L_s - L_m^2}{L_r} \frac{d}{dt} i_{sd}^{\lambda_r} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d}{dt} \Psi_r - \omega_{\lambda_r} \frac{L_r L_s - L_m^2}{L_r} i_{sq}^{\lambda_r} \\ u_{sq}^{\lambda_r} = R_s i_{sq}^{\lambda_r} + \frac{L_r L_s - L_m^2}{L_r} \frac{d}{dt} i_{sq}^{\lambda_r} + \omega_{\lambda_r} \frac{L_r L_s - L_m^2}{L_r} i_{sd}^{\lambda_r} + \omega_{\lambda_r} \frac{L_m}{L_r} \Psi_r \end{cases} \quad (2)$$

A beavatkozó jelek meghatározására a következő változókat definiáljuk [1], [2]:

$$\begin{cases} v_{sd}^{\lambda_r} = R_s i_{sd}^{\lambda_r} + \frac{L_r L_s - L_m^2}{L_r} \frac{d}{dt} i_{sd}^{\lambda_r} \\ v_{sq}^{\lambda_r} = R_s i_{sq}^{\lambda_r} + \frac{L_r L_s - L_m^2}{L_r} \frac{d}{dt} i_{sq}^{\lambda_r} \end{cases} \quad (3) \text{ és } \begin{cases} \Delta u_{sd}^{\lambda_r} = \frac{L_m}{L_r} \frac{d}{dt} \Psi_r - \omega_{\lambda_r} \frac{L_r L_s - L_m^2}{L_r} i_{sq}^{\lambda_r} \\ \Delta u_{sq}^{\lambda_r} = \omega_{\lambda_r} \frac{L_r L_s - L_m^2}{L_r} i_{sd}^{\lambda_r} + \omega_{\lambda_r} \frac{L_m}{L_r} \Psi_r \end{cases} \quad (4)$$

A $v_{sd}^{\lambda_r}$ és $v_{sq}^{\lambda_r}$ feszültség 2FÖ-t áramszabályozók állítják elő, amelyek a az $i_{sd}^{\lambda_r}$ és $i_{sq}^{\lambda_r}$ sztátoráram RFO-2FÖ-it szabályozzák. A térfázor modulátor által megvalósítandó $u_{sd}^{\lambda_r}$ és $u_{sq}^{\lambda_r}$ feszültség RFO-2FÖ-it az $\Delta u_{sd}^{\lambda_r}$, $\Delta u_{sq}^{\lambda_r}$ kompenzáló tagokkal számítjuk ki.

$$\begin{cases} \frac{d\Psi_r}{dt} = \frac{1}{\tau_r} (L_m i_{sd}^{\lambda_r} - \Psi_r) \\ \omega_{\lambda_r} = \omega + i_{sq}^{\lambda_r} \frac{1}{1 + \sigma_r} \frac{R_r}{\Psi_r} = p\omega_m + i_{sq}^{\lambda_r} \frac{1}{1 + \sigma_r} \frac{R_r}{\Psi_r} \end{cases} \quad (5)$$

A szimulációra használt szabályozási struktúra tömbvázlata az 1. ábrán látható [1], [2], [3]. A tömbvázlatban szerepelő (4) valamint (5) tömbök a fent levezetett hasonló számozású összefüggéseket helyettesítik. A „*” jel a változók referenciaértékeit jelöli. Az $i_{sa,\beta}$ a és az $u_{sa,\beta}$ sztátoráram, illetve a sztátorfeszültség 2FÖ-i természetes, sztátorhoz rögzített KKR-ben. Az [A] mátrix a fázistranszformációt szimbolizálja.

Az MO-s fluxus TF-jának a becslése az úgynevezett I- Ω módszeren alapszik, mely az (5)-nek megfelelő egyenletrendszer alapján történik, azzal a különbséggel, hogy sztátorhoz rögzített KKR-ben számolunk [1], [3]. Mivel a MO-s fluxus pozíciószögét közvetlenül számítjuk és nem a csúszáskompenzálással kapott szinkronsebesség integrálásából, ebben az esetben direkt MO-ról van szó.

4. Szimulációs eredmények

Az 1. ábrán bemutatott szabályozási struktúrát Matlab-Simulink® szimulációs szofver környezetben modelleztük. A motor paraméterei: $R_s = 0.435 \, \Omega$, $R_r = 0.816 \, \Omega$, $L_m = 69 \, \text{mH}$, $L_{os} = L_{or} = 2 \, \text{mH}$; $p = 1$ póluspár, valamint a forgórészre redukált ekvivalens tehetetlenségi nyomaték $J=0.1 \, \text{kgm}^2$. Az inverter kapcsolási frekvenciája 5 kHz, és az egyenáramú tápfeszültsége $U_d=600\text{V}$. Az 2. – 4. ábrák a szimulálási eredményeket ábrázolják a motor indítása és irányváltása során, $m_t=1 \, \text{Nm}$ -es terhelés alatt. A PI típusú sebesség-szabályozó paraméterei: $K_P=200$, $K_I=2000$. Indítás előtt megfigyelhető az előmágnesezés.

a) A motor sebessége (—) és a sebesség alapjele (—);

b) A motor sebessége valamint a $\Delta u_{sd}^{\lambda_r}$ és $\Delta u_{sq}^{\lambda_r}$ kompenzáló feszültségek;

2. ábra. A motor időbeli viselkedése indítás és irányváltás során.

3. ábra. A sebesség (Omega) és a sztátor fázisáramainak az időbeli változása indítás és irányváltás során.

A szimulációs eredmények alapján megállapítható a szabályozási rendszer jó dinamikája és a stabilitása a terhelés és a sebesség-alapjel hirtelen változása esetén is. A rotor-ellenállás értékének a változása befolyásolja a becsült MO-s fluxus értékét.

A jövőre nézve a kutatás további célja a rotor-ellenállás becslése és a szimulált modell digitális jelprocesszorral történő megvalósítása a struktúrának egy dSPACE szimulátorral való implementálása által.

Irodalom

- [1] Kelemen Árpád, Imecs Mária: *Vector Control of AC Drives*, Vol. 1: *Vector Control of Induction Machine Drives*, OMIKK-Publisher, Budapest, 1991, ISBN 963 593 140 9.
- [2] Flöter W., Ripperger H.: *Das Transvektor-Regelung für den feldorientierten Betrieb einer Asynchronmaschine* (német nyelven), Siemens-Zeitschrift 45, Heft 10, 1971, pp. 761-764.
- [3] Leonhard W.: *Control of Electrical Drives*, Springer Verlag, Berlin, 1985.