매트릭스 컨버터로 구동되는 유도전동기의 직접토크제어를 위한 모델예측제어 기반의 SVM 기법

Model Predictive Control for Induction Motor Drives Fed by a Matrix Converter

최 우 진, 이 은 실, 송 중 호, 이 영 일, 이 교 범*
(Woo Jin Choi¹, Eunsil Lee¹, Joong-ho Song², Young-Il Lee², and Kyo-Beum Lee^{1,*})

¹Dept. of Electrical and Computer Engineering, Ajou University

²Dept. of Electrical and Information Engineering, Seoul National University of Sci. & Tech.

Abstract: This paper proposes a MPC (Model Predictive Control) method for the torque and flux controls of induction motor. The proposed MPC method selects the optimized voltage vector for the matrix converter control using the predictive modeling equation of the induction motor and cost function. Hence, the reference voltage vector that minimizes the cost function of the torque and flux error within the control period is selected and applied to the actual system. As a result, it is possible to perform the torque and flux control of induction motor using only the MPC controller without a PI (Proportional-Integral) or hysteresis controller. Even though the proposed control algorithm is more complicated and has lots of computations compared with the conventional MPC, it can perform torque ripple reduction by synthesizing voltage vectors of various magnitude. This feature provides the reduction of amount of calculations and the improvement of the control performance through the adjustment of the number of the unit vectors n . The proposed control method is validated through the PSIM simulation.

Keywords: IM (Induction Motor), MC (Matrix Converter), DTC (Direct Torque Control), MPC (Model Predictive Control), SVM (Space Vector Modulation)

I. 서론

산업발전에 따라 주요 운송 수단인 철도, 지하철, 전기자동차를 비롯하여 공장 자동화를 위한 로봇, 정밀 가공 기계 등의 분야에 이르기까지 전동기의 가변속 운전의 중요성이 강조되고 있다. 가변속 운전 시스템의 전력변환장치로 입력부에 다이오드 정류회로를 갖는 전압형 인버터가 가장 보편적으로 사용되고 있다. 하지만 이는 입력 전류에 많은 고조파를 포함하여 효율이 좋지 않고, 입출력이 단방향이기 때문에 에너지가 회생되지 않는 단점이 있다. 또한 중간 에너지 저장장치로 커패시터를 사용하여 전체 시스템의 수명이 제한됨과 동시에 부피가 커진다. 반면에 매트릭스 컨버터(MC)로 구성된 시스템은 인버터 구동시스템과 비교해 다음과 같은 장점을 가진다[1-3].

- 1) 직류단 커패시터를 포함하지 않는다.
- 2) 간단하고 소형화된 회로 구성을 가진다.
- 3) 출력전압의 진폭과 주파수를 임의로 정할 수 있다.
- 4) 입력과 출력 전류가 정현적이다.
- 5) 입력 역률의 제어가 가능하다.
- 6) 4상한 운전이 가능하여 전력의 회생이 가능하다.

이러한 장점으로 인하여 최근 매트릭스 컨버터를 이용한 전력변환장치의 구성이 활발히 진행되고 있다. 하지만 상용화를 위하여 매트릭스 컨버터는 약 87%의 낮은 전압 전달률과 제어의 복잡성, ride-through 대책으로써 보호회로를 포함해야 한다는 점 등을 해결해야 한다. 현재까지 이러한 문제점을 극복하기 위하여 매트릭스 컨버터의 다양한 제어기법에 대한 연구가 이루어지고 있다[4].

직류전동기는 제어의 용이성 때문에 가변속 운전에서 보편적으로 사용되었다. 하지만 브러시의 기계적인 구조로 인하여 꾸준한 유지와 보수가 필요하며 운전시 주변의 환경적인 제약을 많이 받는다. 반면에 유도전동기는 구조가 간단하고 가격이 저렴할 뿐만 아니라 견고하여 신뢰성 높은 운전이 가능하다. 따라서 전동기가 필요한 다양한 전력 응용 분야에서 폭넓게 사용하고 있으며 현재까지도 유도전동기의 토크 및 가변속 제어에 대한 연구가 계속적으로 이루어지고 있는 추세이다[5].

전동기의 제어기법 중 직접 토크 제어(DTC) 기법은 히스테리시스 제어기 기반의 비교적 간단한 제어방법과 빠른 동특성을 장점으로 가진다. 하지만 동일한 스위칭 주파수에서 벡터제어와 비교하여 보다 큰 리플을 포함할 수 있으므로 일정한 스위칭 주파수를 보장할 수 있도록 제어기의 성능 개선을 위한 노력이 필요하다. 최근 기존의 DTC기법의 단점을 해결하기 위한 효과적인 대안으로써 모델예측제어(MPC) 기법에 대한 연구가 활발히 이루어지고 있다. 모델예측제어 기법은 시스템 모델링을 통하여 토크와 자속의 오차 상태에 따라 정확하고 최적화된 제어입력인 전압벡터를 선정하여 인

* Corresponding Author

Manuscript received November 8, 2013 / revised June 12, 2014 / accepted July 3, 2014

최우진, 이은실, 이교범: 아주대학교 전자공학과
(cwj@ajou.ac.kr/ssilylife@hotmail.com/kyl@ajou.ac.kr)

송중호, 이영일: 서울과학기술대학교 전기정보공학과
(joongho@seoultech.ac.kr/yilee@seoultech.ac.kr)

* 본 논문은 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임(No. 20110029233).

가하는 방법이다[6]. 기존의 MPC는 한 주기에 단일 전압벡터만을 인가하기 때문에 제어시에 큰 토크 리플을 야기한다. 기존 MPC 기법의 제어 성능 향상을 위해 한 제어주기 내 여러 개의 전압벡터를 인가하여 제어의 정확성과 신뢰성을 높이기 위한 방법이 제안되었다[7,8].

이 논문에서는 매트릭스 컨버터로 구동되는 유도전동기 구동시스템의 고성능 제어를 위하여 다양하고 세분화된 전압벡터를 합성하고 비용합수를 최소로 하는 합성벡터를 선정한다. 선정된 합성벡터를 매트릭스 컨버터의 공간벡터 전압 변조방식(SVM)의 지령으로 인가하여 토크와 자속의 응답 특성을 향상시키는 방식을 제안한다.

II. 매트릭스 컨버터

그림 1과 같이 AC-AC 직접 전력변환 시스템은 에너지 저장소 없이 입력단과 출력단이 여러 개의 전력용 반도체 스위치만으로 연결되어 있다. 이 시스템은 적절한 스위치의 제어를 통하여 입력 교류 전압을 원하는 크기와 주파수의 출력 교류 전압으로 직접 변환하는데, 이러한 직접 전력변환 장치를 매트릭스 컨버터(Matrix Converter)라고 한다[9,10].

매트릭스 컨버터를 이용한 유도전동기의 구동장치는 그림 2와 같이 나타낼 수 있다. 주요 회로로 입력 필터, 양방향 전력스위치, 클램프 회로로 구성된다. 매트릭스 컨버터는 9개의 양방향 스위치로 구성되며 각각의 스위치들은 입력과 출력을 연결하고 있다. 입력단의 LC필터는 2차 저역 통과 필터로 입력전류의 고조파를 저감하기 위해 설계된다. 또한 다이오드 클램프 회로는 두 개의 다이오드 브릿지와 클램프 커패시터를 사용하여 입출력의 과전압으로 인한 시스템의 손상을 방지하기 위한 목적으로 포함한다.

그림 1. AC-AC 직접 전력변환 시스템(매트릭스 컨버터).
Fig. 1. AC-AC direct power conversion system (matrix converter).

그림 2. 매트릭스 컨버터 유도전동기 구동장치의 구성.
Fig. 2. Structure of the IM drive system using the matrix converter.

1. 입력필터

입력필터는 필터에서 발생하는 무효전력을 최소로 하며 입력전류의 리플이 저감되도록 설계해야 한다. 대부분 LC 회로를 사용하지만 더 높은 감쇄율이 필요한 경우 부피와 비용의 문제를 고려하여 선택적으로 다단필터의 사용이 가능하다. 입력필터의 절점 주파수 ω_0 는 스위칭 주파수에서 정해진 감쇄율을 만족해야 하며, 스위칭 주파수 보다는 낮아야 한다는 조건을 가진다. 입력필터의 인덕턴스는 정격 전류에서의 전압강하에 의해 결정된다. 위의 언급한 조건에 따라 입력필터의 절점 주파수는 식 (1)로 계산 가능하며, 인덕턴스는 식 (2)를 만족하는 값으로 선정할 수 있다[11].

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} \quad (1)$$

$$\frac{\Delta U}{U_n} = 1 - \sqrt{1 - (\omega_s \cdot L_f)^2 \cdot \left(\frac{I_n}{U_n}\right)^2} \quad (2)$$

여기서 ω_0 는 절점 주파수(cut-off frequency), ω_s 는 전원 주파수, 그리고 L_f 와 C_f 는 입력 필터의 인덕턴스와 커패시턴스이다. 그리고 U_n 는 입력 정격전압, I_n 는 입력 정격전류, ΔU 는 인덕턴스 최대 전압강하 크기이다.

2. 클램프 회로

클램프 회로는 매트릭스 컨버터의 입출력의 과전압으로부터 시스템을 안전하게 동작하도록 한다. 클램프 회로의 커패시터 용량은 식 (3)과 같이 설정한다[11].

$$C_{clamp} = \frac{3i_{max}^2 (L_{\sigma s} + L_{\sigma r})}{2[U_{max}^2 - (\sqrt{2}U_{line})]} \quad (3)$$

여기서 i_{max} 는 과전류 보호레벨 전류의 실효값, $L_{\sigma s} + L_{\sigma r}$ 은 전동기의 총 누설인덕턴스, C_{clamp} 는 클램프 회로의 커패시터 용량이며, U_{max} 와 U_{line} 는 과전압 보호레벨의 전압과 선간 전압을 나타낸다.

3. 스위칭의 구성

그림 3은 매트릭스 컨버터의 동작을 살펴보기 위하여 단순화한 매트릭스 컨버터 스위치 구성을 보여준다. 매트릭스 컨버터의 스위치들은 3상 전원전압과 직접 연결되어 있으므로 모든 순간 입력상이 출력상과 연결되어야 한다. 따라서 아래의 KVL, KCL을 고려한 회로 구조상의 제한조건이 항상 존재한다.

그림 3. 도식화한 매트릭스 컨버터의 스위치.
Fig. 3. Circuit structure of the three-phase matrix converter.

조건 1: 입력상이 단락 회로 상태가 되면 스위치를 통하여 무한대의 전류가 흘러 회로의 손상을 줄 수 있으므로 입력상의 단락은 반드시 방지해야 한다.

조건 2: 일반적인 부하의 유도적인 특성으로 인하여 출력상 개방시의 인덕터 전압은 이론상 무한대이다. 따라서 스위치는 과전압으로 손상될 수 있으므로 출력상의 개방은 방지해야 한다.

위의 조건을 고려하면 그림 3의 각 출력상에 대한 양방향 스위치의 함수는 식 (4)로 나타낼 수 있다. 이 때, 각 상 스위치의 상태는 식 (5)를 만족해야 한다.

$$S_{jk} = \begin{cases} 1 & S_{jk} \text{ is closed} \\ 0 & S_{jk} \text{ is opened} \end{cases} \quad k \in \{A, B, C\} \quad (4)$$

$$S_{jA} + S_{jB} + S_{jC} = 1, \quad j \in \{a, b, c\} \quad (5)$$

매트릭스 컨버터가 입력의 단락 및 출력의 개방을 하지 않으면서 나타낼 수 있는 스위칭 상태는 27가지가 존재한다. 27개의 공간벡터 중 표 1에 나타난 벡터 1에서 18번까지는 정지 벡터 또는 유효벡터, 19번에서 21번까지는 영 벡터로 분류한다. 나머지 6개의 벡터는 회전 벡터로 부르고 출력 전압을 합성할 때에는 21가지의 유효벡터와 영 벡터만을 사용한다.

유효벡터(active vectors): 2개의 출력상을 같은 입력 상으로 연결하고 나머지 출력상은 다른 입력 상으로 연결하는 경우이며 모두 18가지 상태가 존재한다. 2개의 출력상이 단락이므로, 출력 선간 전압 중 하나는 0이다. 마찬가지로 입력 상 전압 중 하나는 연결되어 있지 않으므로 해당 상 전류는 0이 된다.

표 1. 매트릭스 컨버터의 스위칭 구성.

Table 1. Switching configuration of a matrix converter.

No./vector	A	B	C	V_{AB}	V_{BC}	V_{CA}	i_a	i_b	i_c
1	+1	a	b	v_{ab}	0	$-v_{ab}$	i_A	$-i_A$	0
2	-1	b	a	$-v_{ab}$	0	$-v_{ab}$	$-i_A$	i_A	0
3	+2	b	c	v_{bc}	0	$-v_{bc}$	0	i_A	$-i_A$
4	-2	c	b	$-v_{bc}$	0	v_{bc}	0	$-i_A$	i_A
5	+3	a	c	v_{ca}	0	$-v_{ca}$	$-i_A$	0	i_A
6	-3	b	a	$-v_{ca}$	0	v_{ca}	i_A	0	$-i_A$
7	+4	a	b	$-v_{ab}$	v_{ab}	0	i_B	$-i_B$	0
8	-4	a	b	v_{ab}	$-v_{ab}$	0	$-i_B$	i_B	0
9	+5	c	b	$-v_{bc}$	v_{bc}	0	0	i_B	$-i_B$
10	-5	b	c	v_{bc}	$-v_{bc}$	0	0	$-i_B$	i_B
11	+6	a	b	$-v_{ca}$	v_{ca}	0	$-i_B$	0	i_B
12	-6	c	a	v_{ca}	$-v_{ca}$	0	i_B	0	$-i_B$
13	+7	b	b	0	$-v_{ab}$	$-v_{ab}$	i_C	$-i_C$	0
14	-7	a	a	0	v_{ab}	$-v_{ab}$	$-i_C$	i_C	0
15	+8	c	c	0	$-v_{bc}$	v_{bc}	0	i_C	$-i_C$
16	-8	b	b	0	v_{bc}	$-v_{bc}$	0	$-i_C$	i_C
17	+9	a	a	0	$-v_{ca}$	v_{ca}	$-i_C$	0	i_C
18	-9	c	c	0	v_{ca}	$-v_{ca}$	i_C	0	$-i_C$
19	0 _a	a	a	0	0	0	0	0	0
20	0 _b	b	b	0	0	0	0	0	0
21	0 _c	c	c	0	0	0	0	0	0

영 벡터(zero vectors): 3개의 출력상을 모두 같은 입력상으로 연결한 상태로 출력 선간 전압은 모두 0이 되고 입력상 전류 또한 모두 0이 된다.

출력 측의 임의의 상 전압은 3개의 입력전압을 이용하여 표현된다. 각 스위치의 상태에 따른 매트릭스 컨버터의 출력상 전압은 다음의 행렬식 (6)을 통하여 계산할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{aA} & S_{aB} & S_{aC} \\ S_{bA} & S_{bB} & S_{bC} \\ S_{cA} & S_{cB} & S_{cC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = T \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (6)$$

여기서 V_A, V_B, V_C 는 각 상의 출력 상전압, V_a, V_b, V_c 는 입력 상전압, 그리고 T 는 스위칭에 따른 상태행렬을 나타낸다.

이 때 각 입출력에 따른 입력 전압과 출력 공간 전압벡터의 식으로 나타내면 아래의 식 (7)과 같다.

$$\begin{aligned} \bar{v}_i &= \frac{2}{3}(v_{ab} + \bar{a}v_{bc} + \bar{a}^2v_{ca}) = v_i(t)e^{j\alpha_i(t)} \\ \bar{v}_o &= \frac{2}{3}(v_{AB} + \bar{a}v_{BC} + \bar{a}^2v_{CA}) = v_o(t)e^{j\alpha_o(t)} \\ \bar{i}_i &= \frac{2}{3}(i_a + \bar{a}i_b + \bar{a}^2i_c) = i_i(t)e^{j\beta_i(t)} \\ \bar{i}_o &= \frac{2}{3}(i_A + \bar{a}i_B + \bar{a}^2i_C) = i_o(t)e^{j\beta_o(t)} \end{aligned} \quad (7)$$

여기서 $v_i(t), v_o(t), i_i(t)$ 와 $i_o(t)$ 는 시간에 따라 변하는 공간 벡터의 크기이며 $\alpha_i(t), \alpha_o(t), \beta_i(t)$ 와 $\beta_o(t)$ 는 위상 각, 그리고 $\bar{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}}, \bar{a}^2 = e^{-j\frac{2\pi}{3}}$ 이다.

4. 공간벡터변조방식

일반적인 매트릭스 컨버터의 공간벡터 변조기법에 대하여 간략하게 설명한다. 공간벡터 변조 기법은 입력 전류벡터와 출력 전압벡터의 순시적인 상태를 기반으로 한다. 위에서 설명한 바와 같이 표 1에 나타난 전체 스위칭 구성 가운데 21가지 스위칭 상태만이 SVM에 사용된다. 1~18번의 스위칭 상태는 그림 4에서와 같은 출력 전압벡터와 입력 전류벡터의 상태를 갖는다. 출력되는 전압 벡터의 크기는 각각의 입력 전압과 출력 전류의 순시적인 값에 따라 정해진다.

따라서 제어주기 내에 합성할 출력 전압벡터와 입력전류 벡터의 지령이 주어지면, 그림 4(a)와 (b)처럼 정의된 섹터에서 출력 전압벡터의 각(Δ_{out})과 입력 전류벡터의 각(Δ_{in})을 이용하여 주기내의 인가될 스위칭 상태와 유효 듀티비

그림 4. 입력과 출력 섹터의 정의.

Fig. 4. Definition of input and output sectors.

$(d_{\gamma\alpha}, d_{\lambda\alpha}, d_{\gamma\beta}, d_{\lambda\beta}, d_0)$ 가 식 (8)과 같이 계산된다. 듀티 사이클은 그림 4의 출력 전압벡터와 입력 전류벡터의 위상에 따라 계산된다. 여기서, m_{mc} 는 매트릭스 컨버터의 전압변조지수를 의미하여 아래의 식 (9)로 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} d_{\gamma\alpha} &= m_{mc} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \Delta_{out}\right) \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \Delta_{in}\right) \\ d_{\lambda\alpha} &= m_{mc} \cdot \sin(\Delta_{out}) \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \Delta_{in}\right) \\ d_{\gamma\beta} &= m_{mc} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \Delta_{out}\right) \cdot \sin(\Delta_{in}) \\ d_{\lambda\beta} &= m_{mc} \cdot \sin(\Delta_{out}) \cdot \sin(\Delta_{in}) \\ d_0 &= 1 - d_{\gamma\alpha} - d_{\lambda\alpha} - d_{\gamma\beta} - d_{\lambda\beta} \end{aligned} \quad (8)$$

$$m_{mc} = \frac{2}{3 \cdot \cos(\varphi_{in})} \cdot \frac{|\vec{V}_{out}|}{|\vec{V}_{in}|} \quad (9)$$

여기서 φ_{in} 는 입력 전압과 입력 전류 사이의 위상차, 즉 입력 역률을 나타낸다. 입력 역률이 1이라 가정하였을 때의 최대 전압 전달비 $m_{mc} = \sqrt{3}/2$ 가 된다. 각 유효 벡터 인가시간 동안 사용될 스위칭 상태와 시퀀스는 경우에 따라서 다르게 구성할 수 있다.

III. 유도 전동기 모델

모델예측제어를 위한 예측 값은 유도전동기 모델의 시스템 방정식으로부터 얻는다. 아래 식 (10)은 정지 좌표계 상에서 유도전동기의 전차원 상태 공간(full state-space) 모델링 식이다.

$$\dot{x}(t) = A_c(\omega(t))x(t) + B_c u(t) \quad (10)$$

위의 식에서 상태변수인 $x = [i_{ds} \ i_{qs} \ \lambda_{dr} \ \lambda_{qr}]^T$ 이고 입력 $u = [V_{ds} \ V_{qs}]^T$ 이다. 여기서 상태변수 i_{ds} 와 i_{qs} 는 각각 d-q축의 고정자 전류이며, λ_{dr} 와 λ_{qr} 은 d-q축의 회전자 쇄고 자속이다. 또한 상태 매트릭스 A_c 와 B_c 는 아래의 식 (11), (12)와 같이 나타낼 수 있다.

$$A_c(\omega) = \begin{bmatrix} -\gamma & 0 & \alpha\beta & n_p\beta\omega \\ 0 & -\gamma & -n_p\beta\omega & \alpha\beta \\ \alpha L_m & 0 & -\alpha & -n_p\omega \\ 0 & \alpha L_m & n_p\omega & -\alpha \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$B_c = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (12)$$

여기서 $\alpha = R_r/L_r = 1/T_r$, $\beta = L_m/\sigma L_s L_r$, $\gamma = 1/\sigma(\alpha(1-\sigma) + 1/T_s)$, $T_s = R_s/L_s$ 이며 $\sigma = 1 - (L_m^2/L_s L_r)$ 이다. R_s 와 R_r 는 고정자와 회전자의 저항, L_s 와 L_r 는 고정자와 회전자의 인덕턴스, L_m 은 상호 인덕턴스, n_p 는 유도전동기의 극쌍수 (number of pair of poles of the induction machine), 그리고 σ 는 누설계수이다.

연속시간에 대한 모델링 식 (10)을 이산화하면 아래와 같다.

$$x_{k+1} = A_k x_k + B_k u_k \quad (13)$$

이 때, 온라인 연산에 의한 A_k 와 B_k 의 행렬의 표현식은 다음과 같다.

$$A_k = e^{A_c(\omega_k) \cdot (t_{k+1} - t_k)} \quad (14)$$

$$B_k = \int_{t_k}^{t_{k+1}} e^{A_c(\omega_k) \cdot (t_{k+1} - t_k)} B_c dt \quad (15)$$

각 샘플링 시점에서의 유도기의 전기적인 토크(τ_{em})와 고정자 자속 크기(λ_s)는 식 (16)으로 나타낸다.

$$\begin{aligned} |(\lambda_s)_k|^2 &= [Cx_k]^T [Cx_k] \\ (\tau_{em})_k &= x_k^T T x_k \end{aligned} \quad (16)$$

식 (16)의 C 와 T 행렬은 다음과 같다.

$$C = \begin{bmatrix} L_s \sigma & 0 & \frac{L_m}{L_r} & 0 \\ 0 & L_s \sigma & 0 & \frac{L_m}{L_r} \end{bmatrix} \quad (17)$$

$$T = \frac{3}{2} n_p \frac{L_m}{L_r} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -0.5 \\ 0 & 0 & 0.5 & 0 \\ 0 & 0.5 & 0 & 0 \\ -0.5 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (18)$$

IV. MPC-SVM 기법

제안하는 방식은 유도전동기 모델링 식의 계산을 통해 예측하여 합성된 지령 전압벡터를 매트릭스 컨버터의 공간벡터 변조기법(SVM)에 인가하는 방법이다.

1. 모델 예측 제어

일반적인 DTC 방식은 유도전동기의 단순화한 모델로 자속벡터의 위치를 구하고, 정형화된 스위칭 테이블을 기반으로 현재의 제어동작을 결정하는 방법이다. 반면에 MPC는 비용함수의 계산을 통하여 오차를 최소화하는 제어입력을 결정하는 방법으로 DTC와는 근본적으로 다른 제어기법이다. 기본적인 모델예측제어의 블록도는 그림 5와 같다.

모델예측제어는 각 샘플링 시점에서 가능한 모든 제어 입력을 계산하여 일종의 예측 수평선을 예상한다. 이 때 예측 오차를 최소로 하는 최적의 제어 입력을 결정하여 실제 시스템에 인가하게 된다. 따라서 샘플링 시점을 기준으로, 이전의

그림 5. 기본적인 모델예측제어 블록도.

Fig. 5. Basic MPC block diagram.

입력에 의한 현재의 상태에 따라 예측할 시점에서의 시스템 상태를 계산한다. 이와 같은 피드백 동작을 반복하여 최적의 제어 입력을 선택하고 인가함으로써 시스템을 제어하는 방법이다.

2. 비용함수 선정

모델예측제어의 비용함수는 사용하는 토폴로지와 부하의 모델에 따라 최적화된 변수로 구성된다. 부하의 모델링을 통해 비용함수 내의 상태 변수를 정할 수 있고 제어 입력은 토폴로지의 특성이 고려된 스위칭 상태에 따른 출력 전압벡터를 사용한다. 인버터의 경우 모델예측제어의 입력으로 스위칭에 따른 8개의 출력 전압 상태만을 가진다. 하지만 매트릭스 컨버터의 경우 18개의 단방향 또는 9개의 양방향의 스위치의 상태에 따라 27가지의 스위칭 상태와 출력전압이 나타나게 되므로 이를 모두 고려해야 한다.

모델예측제어는 계산을 통해 구한 출력의 예측 상태와 지령을 비교하여 최적의 출력을 가지는 스위칭 상태를 선택해야 한다. 이러한 목적으로 모델 예측제어 알고리즘은 입력에 따른 비용 함수(cost function)를 계산하고 오차를 최소화 하는 입력의 값을 선택하는 과정을 수행한다. 유도 전동기의 토크와 자속을 제어하기 위한 비용함수를 다음의 식 (19)와 같이 선정할 수 있다.

$$J = W_T [T_{em}(t_i) - T_{ref}(t_i)]^2 + W_\lambda [\lambda_s(t_i)]^2 - \lambda_{ref}^2(t_i)]^2 \quad (19)$$

여기서 T_{em} 은 유도 전동기의 전기적인 토크의 크기를 의미하며 $|\lambda_s|$ 는 고정자 자속의 크기, T_{ref} 와 λ_{ref} 는 토크와 자속의 지령, W_T 와 W_λ 는 각각 토크와 자속에 대한 가중치를 나타낸다.

3. 제안하는 모델예측제어 기법

제안하는 방법의 블록도는 그림 6과 같다. 매트릭스 컨버터를 이용한 유도전동기 구동 시스템은 3상의 교류전원을 입력으로 사용하고 매트릭스 컨버터를 통한 3상의 출력이 유도전동기와 연결되어 있다. 토크와 자속의 제어를 위하여 각각의 지령이 주어지면 MPC 제어기를 거쳐 적합한 d축과 q축의 전압이 선택된다. 선택된 지령 전압 벡터는 SVM 기법을 통하여 스위칭 상태와 듀티비가 정해지고, PWM 신호가

그림 6. 제안하는 MPC-SVM 기법의 블록도.

Fig. 6. Proposed MPC-SVM strategy block diagram.

매트릭스 컨버터를 통하여 유도전동기에 인가되는 과정으로 제어가 수행된다.

위의 시스템의 경우에 입력의 전압 센서와 출력의 전류센서를 가진다. 그림 6에서 센서로 측정된 각 상의 변수는 아래의 정지 좌표계 변환식인 식 (20)을 통해 정지 좌표계의 d-q축 변수로 변환할 수 있다.

$$\begin{aligned} f_d^s &= \frac{2f_a - f_b - f_c}{3} \\ f_q^s &= \frac{1}{\sqrt{3}}(f_b - f_c) \end{aligned} \quad (20)$$

여기서 f_a, f_b, f_c 는 각 3상의 변수이고 f_d^s, f_q^s 는 고정자 좌표계의 d-q축 변수들이다.

식 (20)으로 구한 d축과 q축의 전압과 전류를 통하여 MPC 제어의 초기 자속의 값을 추정한다. 계산에 사용되는 전류모델 식은 유도 전동기의 회전자 전압 방정식으로부터 회전자 채교 자속을 구하는 방법이다. 이렇게 얻은 고정자 좌표계에서의 회전자 자속과 고정자 전류를 III 장에서 언급한 유도기의 전차원 상태 모델링 식 (10)에 대입하면, 고정자 전류의 변화량 $\Delta i_d^s, \Delta i_q^s$ 와 회전자 자속의 변화량 $\Delta \lambda_{dr}^s, \Delta \lambda_{qr}^s$ 은 다음의 식 (21)로 정리가 가능하다.

$$\begin{aligned} \Delta i_d^s &= -\gamma i_d^s + \alpha \beta \lambda_{dr}^s + n_p \beta \omega \lambda_{qr}^s + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds-k} \\ \Delta i_q^s &= -\gamma i_q^s - n_p \beta \omega \lambda_{dr}^s + \alpha \beta \lambda_{qr}^s + \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs-k} \\ \Delta \lambda_{dr}^s &= \alpha L_m i_d^s - \alpha \lambda_{dr}^s - n_p \omega \lambda_{qr}^s \\ \Delta \lambda_{qr}^s &= \alpha L_m i_q^s + n_p \omega \lambda_{dr}^s - \alpha \lambda_{qr}^s \end{aligned} \quad (21)$$

임의의 (k+1)th 예측 시점에서의 고정자 전류와 회전자 자속은 다음의 식 (22)와 같이 정리할 수 있다. 식 (22)에서 t_{smp} 은 샘플링 시간이다.

식 (22)를 거쳐 예측 시점에서의 토크는 아래의 식 (23)으로 정리된다.

$$\begin{aligned} i_{d-k+1}^s &= \Delta i_d^s \cdot t_{smp} + i_{d-k}^s \\ i_{q-k+1}^s &= \Delta i_q^s \cdot t_{smp} + i_{q-k}^s \\ \lambda_{dr-k+1}^s &= \Delta \lambda_{dr}^s \cdot t_{smp} + \lambda_{dr-k}^s \\ \lambda_{qr-k+1}^s &= \Delta \lambda_{qr}^s \cdot t_{smp} + \lambda_{qr-k}^s \\ T_{em-k+1} &= \frac{2}{3} n_p \left(\frac{L_m}{L_r} \right) (\lambda_{dr-k+1}^s \cdot i_{q-k+1}^s - \lambda_{qr-k+1}^s \cdot i_{d-k+1}^s) \end{aligned} \quad (22)$$

다음 시점에서 인가될 전압벡터는 계산된 토크와 자속을 식 (19)에서 언급한 비용함수 식에 대입하여 오차가 최소일 때의 것으로 선정한다.

4. 지령 전압벡터의 합성법

이 절에서는 모델 예측 제어를 통해 한 주기 내 인가될 입력전압의 합성법에 대하여 설명한다. 일반적으로 사용하는 공간 전압벡터 변조기법은 인접한 두 개의 전압 벡터의 크기와 각을 합성하여 지령과 동일한 벡터를 만든다. 스위칭 상태에 따라 영벡터와 유효벡터를 포함하는 출력 전압 벡터 ($\bar{v}_o$)의 개수는 인버터의 경우에 8개이다. 하지만 매트릭스

그림 7. 매트릭스 컨버터 출력 전압 벡터도.

Fig. 7. The vector diagram of matrix converter output voltages.

컨버터의 경우는 표 1에 나타난 것과 같이 유효벡터와 영벡터의 구성은 총 21개이다. 이를 간략화하여 벡터도로 나타내면 그림 7과 같이 도식화 할 수 있다.

앞에서 설명한 바와 같이 매트릭스 컨버터에서의 SVM 기법은 제어에 최적화된 지령 전압벡터를 나타내기 위하여 일반적으로 사용하는 8-스위칭의 경우에 한 주기 내 8개의 스위칭 시퀀스와 듀티비가 계산된다. 따라서 모델예측제어 기법을 적용하기 위해서는 각 스위칭 상태에 따른 벡터를 단위 벡터로 나타내는 것이 필요하다. 여기서 단위벡터란 스위칭 상태에 따라 출력되는 전압벡터의 d-q축 성분을 n 등분한 전압벡터를 의미한다. 각 단위벡터는 모델예측제어 기법을 통하여 선정되며 식 (24)를 통하여 다시 합성된다.

그림 7에서 매트릭스 컨버터의 출력벡터는 하나의 섹터 내의 스위칭 상태와 그 크기에 따라 아래의 그림 8과 같이 Large, Medium, Small의 세가지로 구분할 수 있다. 이를 다시 단위벡터, 즉 SVM의 스위칭 구성이 가능한 벡터의 크기로 나타내면 그림 8의 삼각형 하단의 벡터가 된다. 따라서 그림 8은 크기에 따른 단위 전압벡터로 이는 그림 7의 벡터도를 하나의 섹터 내에서 부분적으로 나타낸다.

실제 8개의 벡터와 듀티비에 따라 구성이 되는 SVM (8-스위칭)의 경우에는 가운데 영벡터를 기준으로 대칭이 되는 4개의 스위칭 시퀀스를 사용한다. 따라서 n 을 4로 적용하여 Large, Medium, Small 단위벡터 각 4개씩 d와 q축의 지령 전압벡터를 합성할 수 있다. 이 기법의 경우에 n 의 설정에 따라 연산량 및 제어특성의 변경이 가능하다. 예를 들어 n 이 1인 경우, 제어주기 내 하나의 스위칭 상태만 유지하는 기존의 MPC와 제어가 동일하다. n 을 크게 설정할수록 제어주기 내에 고려되는 출력 전압벡터의 영역이 증가하고 세분화된다. 따라서 n 이 5인 경우에 그림 9와 같은 지령전압 벡터의 합성이 가능하다. 여기서 실제 n 은 어떠한 수로 설정해도 무방하므로 $n=5$ 로 적용하여 설명한다.

위의 제어 과정에서 벡터를 합성하기에 앞서 인접한 두 개의 벡터(V_1 , V_2)를 선정한다. 컨버터 출력 축의 벡터도 그림 7을 참고하면 섹터 1의 경우 인접한 두 개의 출력 벡터는 +1, +2, +3과 -7, -8, -9가 된다. 이 때 V_1 과 V_2 의 단위벡터는 이 Large, Medium, Small의 세가지 벡터를 n 등분한 벡터가 된다. 그림 7의 전압벡터도 상에서 스위칭 상태에 따라 크기는 다

그림 8. 단위 전압 벡터의 선정.

Fig. 8. Selection of unit voltage vectors.

그림 9. 합성된 전압벡터.

Fig. 9. Synthesized voltage vectors.

르지만 방향은 같은 3개의 벡터를 각각 V_d 와 V_q 로 나타낸다. 이를 그림 9에서 인접한 두 축의 성분으로 표현하면 각각 $V_{d1_unit}^s$, $V_{d2_unit}^s$, $V_{q1_unit}^s$, $V_{q2_unit}^s$ 의 4개로 나타낼 수 있다. 이때 영벡터(V_0)는 실제로는 방향과 크기가 존재하지 않으므로 고려하지 않아도 되지만 SVM 지령 전압벡터의 합성에 대한 이해를 돕기 위해 $V_{d0_unit}^s$, $V_{q0_unit}^s$ 으로 나타낸다.

위의 과정을 거쳐 모델 예측 제어기를 거쳐 나오는 d-q축의 지령 전압벡터는 최종적으로 아래의 식 (24)로 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} V_d^* &= V_{d1_unit}^s \cdot i + V_{d2_unit}^s \cdot j + V_{d0_unit}^s \cdot (n-i-j) \\ V_q^* &= V_{q1_unit}^s \cdot i + V_{q2_unit}^s \cdot j + V_{q0_unit}^s \cdot (n-i-j) \end{aligned} \quad (24)$$

여기서 i 와 j 는 지령 전압벡터에 d-q축의 인접한 단위벡터 (V_1 , V_2)의 개수를 의미한다. 위의 식으로부터 전체 전압벡터를 구성하는 단위벡터의 개수를 n 으로 설정하면, 각 단위벡터 ($V_{d1_unit}^s$, $V_{d2_unit}^s$, $V_{q1_unit}^s$, $V_{q2_unit}^s$, $V_{d0_unit}^s$, $V_{q0_unit}^s$)의 개수는 전체 인접한 단위벡터의 구성수인 n 을 넘을 수 없다. 예를 들어, d-q축에서 각각 합성된 지령벡터들은 그림 9와 같이 다시 크기와 각을 가지는 전압벡터로 나타낼 수 있으며 그림 9는 d축과 q축의 전압지령이 n 이 5로 설정하여 합성되었을 때의 지령 전압벡터를 보여준다. 결과적으로 최종 합성된 전압 (V^*)가 SVM의 지령으로 인가된다.

지령 전압 벡터를 구성하는 단위 전압벡터의 수 n 에 따라 연산량은 제어주기 내에서 (유효전압벡터수) n 개가 된다. 매트릭스 컨버터의 경우 유효전압벡터는 18개이므로 한 주기의 지령 전압벡터를 합성하기 위한 연산량은 (18) n 개이다. 이와 같은 방법을 사용하는 경우에 실제 지령 전압벡터를 구성하는 단위벡터의 개수 n 을 1로 정하면 제어주기 내에서 한 벡터만을 인가하는 기존의 MPC 기법과 같은 동작을 수행한다.

따라서 연산량을 고려하여 n 을 조정함으로써 실제 제어의 응답특성을 향상시키고 리플의 크기 또한 감소시킬 수 있다. n 을 크게 설정할수록 출력 전압벡터도 상에서 표현이 가능한 지령 전압벡터의 형태는 더 세분화되는 장점이 있지만, 반면에 연산량은 증가하게 된다. 따라서 이 방법을 사용하기 위해 제어시의 응답특성과 연산량을 고려하여 적절한 n 을 설정하여야 한다.

V. 시뮬레이션

제안한 알고리즘의 타당성을 검증하기 위해 PSIM을 이용한 시뮬레이션을 진행하였다. 스위칭 주파수는 10 [kHz]로 설정하였고 매트릭스 컨버터의 입력전압으로 3상 교류 380 [V], 60 [Hz]의 전압을 인가하였다. 매트릭스 컨버터는 MPC를 통하여 선정된 합성벡터를 지령 전압으로 사용하며, SVM을 통하여 유도전동기를 구동한다.

시뮬레이션에 사용된 유도전동기의 파라미터는 표 2와 같다. 그림 10에서는 제안한 MPC-SVM 기법으로 구동되는 유도전동기에서 토크 지령을 스텝으로 인가하였을 때, 실제 토크와 자속의 값이 지령을 추종하며 제어가 수행됨을 보여준다.

그림 10(a)와 (b)에서는 자속의 크기를 0.4504 [Wb]의 정격으로 유지하는 동안 토크 지령을 0 [Nm]에서 15 [Nm], 5 [Nm], 10 [Nm], -5 [Nm]의 순으로 변화하였다. 이 때 지령이 변화함에 따라 실제 유도전동기의 토크가 지령을 빠르게 추종하는 것을 볼 수 있다. 이 때 MPC 제어기의 특성상 토크와 자속을 하나의 비용함수로 제어한다. 따라서 토크와 자속의 커플링 현상으로 인하여 자속의 크기가 진동함을 볼 수 있다. 그림 10(d)의 파형은 제안된 방법으로 합성된 전압벡터 중 비용함수를 최소로 하는 선정된 d축과 q축 지령 전압벡터의 파형을 나타낸다.

그림 11은 제안한 MPC-SVM 기법의 토크 과도상태 응답 특성 및 정상상태에서의 리플을 보여준다. 제어주기를 100 [μ s]로 설정하였을 때, 0 [Nm]에서 15 [Nm]로 지령을 변화시키면 0.02 [s] 이내에 지령 값에 도달하는 우수한 동적 특성을 보인다. 하지만 SVM의 특성상 영 벡터의 인가시간이 항상 존재해야 하므로 일반적으로 제어주기 내 하나의 벡터만 인가하여 지령 값을 추종하는 DTC나 기존의 MPC와 비교하여 약간의 동적 응답특성은 저하될 수 있다. 하지만 스위칭 주파수를 일정하게 유지할 수 있으며, 또한 100 [μ s] 이상의 제어주기를 설정하더라도 제어특성이 DTC와 기존 MPC와 비교하여 우수함을 확인할 수 있다. 뿐만 아니라 정상상태에서 1 [Nm] 이하의 토크 리플을 갖는 우수한 토크 제어 특성을 갖는다.

표 2. 유도전동기 파라미터.

Table 2. The parameters of IM (Induction Motor).

유도전동기 파라미터			
R_s	1.366 [Ω]	n_p	2
R_r	2.546 [Ω]	λ_{rate}	0.4505 [Wb]
L_s	0.145 [mH]	T_{rate}	20.36 [Nm]
L_r	0.145 [mH]	J	0.19 [kgm ²]
L_{lr}	0.007833 [mH]	P_{rate}	5.5 [kW]
L_{ls}	0.007833 [mH]	v_{rate}	1750 [rpm]

그림 10. 제안한 MPC-SVM 기법의 시뮬레이션 파형; (a) 토크, (b) 고정자 자속 크기, (c) 모터의 속도, (d) 합성된 지령전압.

Fig. 10. Simulation waveforms of proposed MPC-SVM; (a) torque, (b) stator flux magnitude, (c) motor speed, (d) synthesized reference voltage.

그림 11. 제안한 MPC-SVM기법의 토크 특성.

Fig. 11. Torque dynamics proposed MPC-SVM strategy.

그림 12. 출력 상전류와 출력 선간 전압의 파형.

Fig. 12. Waveforms of output phase current and line-to-line voltage.

그림 12의 파형은 매트릭스 컨버터의 출력 전류와 선간 출력 전압의 파형을 나타낸다. 전류의 경우에는 MPC 제어기의 출력으로써 지령 전압벡터가 선정되기 때문에 PI 제어기를 사용하여 제어하는 경우보다 많은 고조파 성분을 포함한다. 하지만 지령전압벡터를 구성하는 단위벡터 수 n 을 증가시켜 합성된 지령을 세분화 시킨다면 전류의 고조파 성분 또한 저감이 가능하다.

VI. 결론

본 논문에서 기존의 SVM에 사용하기 위한 모델예측제어 기반의 지령 전압벡터 합성법을 제안하였다. 또한 PSIM 시뮬레이션 결과를 통하여 제안한 모델예측제어 기법에 대한 과도상태와 정상상태에서의 토크 및 자속의 제어특성을 분

석하여 제안한 방법의 타당성을 검증하였다. 비용함수의 계산식에서 사용되는 지령전압 벡터를 제어주기 내 하나의 전압 벡터만을 고려하는 것이 아니라 제어 특성의 향상을 목적으로 세분화시키기 위한 방법을 모색하였다. 이를 위해 제안한 방법으로 지령 전압을 합성하고 예측시점에서 오차를 최소화하는 합성 벡터를 비용함수의 계산을 통하여 선정하였다.

결과적으로 기존의 방법과는 다르게 PI 제어를 사용하지 않고 MPC 제어기만을 사용하여 유도전동기의 토크와 자속의 제어가 가능함을 모의실험을 통하여 확인하였다. 나아가 단위 벡터의 구성 개수의 조절을 통하여 성능개선 또는 실제 시스템에 적용시에 연산량까지 고려한 제어기법으로 사용될 수 있음을 보였다.

REFERENCES

- [1] D. Casadei, G. Serra, and A. Tani, "The use of matrix converters in direct torque control of induction machines," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 48, no. 6, pp. 1057-1064, Dec. 2001.
- [2] K. B. Lee, C. H. Bae, and F. Blaabjerg, "An improved DTC-SVM method for matrix converter drives using a deadbeat scheme," *International Journal of Electronics*, vol. 93, no. 11, pp. 737-753, Nov. 2006.
- [3] Y. C. Zhang and H. Yang, "Torque ripple reduction of model predictive torque control of induction motor drives," in *Proc. ECCE*, pp. 1176-1183, Sep. 2013.
- [4] J. Rodriguez, M. Rivera, and J. W. Kolar, "A review of control and modulation methods for matrix converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 1, pp. 58-70, Jan. 2012.
- [5] A. A. Z. Diab and V. V. Pankratov, "Model predictive control of vector controlled induction motor drive," in *Proc. IFOST*, pp. 1-6, Sep. 2012.
- [6] T. Geyer, G. Papafotiou, and M. Morari, "Model predictive direct torque control - part I: Concept, algorithm, and analysis," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 6, pp. 1916-1924, Jun. 2009.
- [7] M. E. Romero, M. M. Seron, and G. C. Goodwin, "A combined model predictive control/space vector modulation (MPC-SVM) strategy for direct torque and flux control of induction motors," in *Proc. IECON*, pp. 1674-1679, Nov. 2011.
- [8] E. Lee, K. B. Lee, Y. I. Lee, and J. H. Song, "High performance current controller for sparse matrix converter based on model predictive control," *Journal of Electrical Engineering & Technology*, vol. 8, no. 5, pp. 1138-1145, Sep. 2013.
- [9] A. Alesina and M. Venturini, "Analysis and design of optimum amplitude nine switch direct AC-AC converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 4, no. 1, pp. 101-112, Jan. 1989.
- [10] P. W. Wheeler, J. Rodriguez, J. C. Clare, L. Empringham, and A. Weinstein, "Matrix converters: a technology review," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 49, pp. 276-288, Apr. 2002.
- [11] P. Nielsen, F. Blaabjerg, and J. K. Pedersen, "Novel solution for protection of matrix converter to three phase induction machine," *IEEE IAS Annual Meeting, IAS*, vol. 2, pp. 1447-1454, Oct. 1997.

최 우 진

2012년 세명대학교 전기공학과 졸업.
2014년 아주대학교 전자공학과 졸업(석사). 2014년~현재 아주대학교 전자공학과 박사과정 재학중. 관심분야는 전력 변환, 매트릭스 컨버터, 모터 제어.

이 은 실

2010년 아주대학교 전자공학부 졸업.
2012년 아주대학교 전자공학과 졸업(석사). 2012년~현재 아주대학교 전자공학과 박사과정 재학중. 관심분야는 매트릭스 컨버터 및 멀티레벨 인버터 제어.

송 중 호

1980년 서울대학교 전기공학과 졸업.
1982년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1993년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(박사). 1995년~1996년 미국 위스콘신대 초빙연구원. 1982년~1985년 이화전기 기술개발부. 1985년~2002년 한국과학기술원 지능제어연구센터 책임연구원. 2002년~현재 서울과학기술대학교 전기정보공학과 교수. 관심분야는 전력변환기 및 전기기기의 제어, 전력품질, 대체에너지 등.

이 영 일

1986년 서울대학교 제어계측공학과 졸업. 1988년 석사, 1993년 박사 이수. 1994년~2001년 경상대학교 제어계측공학과 근무. 2001년~현재 서울과학기술대학교 전기정보공학과 교수. 1998년~1999년, 2007년에 옥스포드 대학교에서 방문연구교수로 연구하였음. 관심분야는 모델예측제어와 전력변환기 및 전기기기에의 응용, 임베디드 시스템 등.

이 교 범

1997년 아주대학교 전자공학과 졸업.
1999년 동 대학원 제어계측공학과 졸업(석사). 2003년 고려대 전기공학과 졸업(박사). 2003년~2006년 The Institute of Energy Technology, Aalborg University in Denmark. 2006년~2007년 전북대 전자정보공학부 조교수. 2007년~현재 아주대 전자공학과 교수. 관심분야는 전력변환, 매트릭스 컨버터, 모터 제어.