

PQR 전력이론을 이용한 Matrix Converter 구동 시스템의 비선형특성 보상

論 文

53B-12-8

A Non-Linearity Compensation Method for Matrix Converter Drives Using PQR Power Theory

李 教 範[†]
(Kyo-Beum Lee)

Abstract - This paper presents a new method to compensate the non-linearity for matrix converter drives using PQR instantaneous power theory. The non-linearity of matrix converter drives such as commutation delay, turn-on and turn-off time of switching device, and on-state switching device voltage drop is modelled by PQR power theory and compensated using a reference current control scheme. The proposed method does not need any additional hardware and off-line experimental measurements. The proposed compensation method is applied for high performance induction motor drives using a 3 kW matrix converter system without a speed sensor. Simulation and experimental results show the proposed method using PQR power theory provides good compensating characteristic.

Key Words : Matrix Converter Drives, Non-Linearity Compensation, PQR Power Theory

1. 서 론

Matrix converter로 구동되는 유도전동기 구동장치는 기존의 인버터 구동장치에 비해, 부피가 크고 구동장치 수명 단축의 주요 원인이 되는 직류단의 커패시터가 없고, 양방향 전력 흐름이 가능하고, 입력전류와 출력전류의 정현파 구현이 가능하고, 입력단의 역률을 조절할 수 있다는 장점이 있다. 또한 높은 집약도와 반도체 스위칭 소자의 다양한 구성이 가능하다는 장점이 있어, 산업현장에서 요구되는 열악한 환경에서의 구동과 부피 및 무게가 제한되는 조건을 만족시킬 수 있는 대안으로 제시되고 있다[1].

기존의 인버터 구동장치와 마찬가지로 matrix converter로 구동되는 유도전동기 구동장치에서도 직접 출력단의 출력전압을 측정하기 쉽지 않으므로 대개의 경우에는 실제 측정값 대신에 전류제어의 출력값인 전압 지령값을 사용한다. 그러나 전환지연(commutation delay), 스위칭 소자의 온, 오프 시간, 스위칭 소자의 온-상태 전압 강하 등의 matrix converter 구동장치의 비선형 특성으로 인해 지령값은 실제 출력값과 일치하지 않게 된다. 이 문제를 해결하기 위해, 벡터제어 동기좌표축 상에서 q축 전류의 부호와 스위칭 소자의 오프-라인 특성 측정을 이용한 보상기법이 제안되었다[2]. 제안된 기법에서 보상신호가 q축 전류의 부호에 대한 함수로 표시되는데 전동기가 저속영역에서 구동되어 전류의 값이 0 부근에 있을 경우 그 값을 정확하게 측정하는 것이

쉽지 않다는 문제점이 있다. 만약 전류의 부호가 잘못 측정 되어졌을 경우, 보상신호가 전류부호에 대한 함수로 나타내어짐으로써 보상기법이 적절하게 동작하지 않게 될 수 있다. 또한 오프-라인으로 측정된 스위칭 소자의 온, 오프 시간과 온-상태 전압강하도 운전 환경에 민감하게 반응하므로 제대로 된 보상이 쉽지 않음을 알 수 있다[3-5].

본 논문에서는 PQR 전력이론을 이용한 matrix converter 구동장치의 비선형특성을 보상하는 기법을 제안한다. 그림 1은 제안하는 비선형 보상기법을 포함한 matrix converter를 이용한 유도전동기 센서리스 구동장치 전체 시스템의 제어 블록도를 나타낸다. 제안하는 간단한 보상기법은 하드웨어의 추가가 필요 없고, 기존의 방식에서 필요했던 스위칭 소자의 오프라인 특성측정도 필요 없다는 장점이 있다. Matrix converter 구동장치의 비선형특성과 전류측정의 오차에 의한 왜곡 전류를 d, q축 전압 지령값과 각 상전류를 입력으로 받아 PQR 변환을 통하여 계산한다. 계산된 각각 P, Q, R 축의 왜곡전류로부터 기준 전류 제어 방식을 이용하여 보상전류를 구한다. 구한 P, Q, R 축의 보상전류를 PQR 역변환을 통해 d, q 축 보상전류로 변환하고 그 값을 전류제어기의 입력값에 전향 보상을 한다. 제안한 보상기법의 타당성은 시뮬레이션과 실험을 통하여 나타낸다.

2. Matrix converter drive의 비선형특성

그림 1에서보면 제안하는 matrix converter 구동장치는 입력단의 전압과 출력전류를 사용한다. 시스템의 응답 특성은 출력전압에 따라 크게 영향을 받게 되므로 고성능의 제어시스템을 구축하기 위해서는 matrix converter의 입력전압과 출력전압의 관계에 대한 정확한 정보가 필요하다. 전환지연과 스위칭 소자의 전압강하에 의하여 비선형적인 입

[†] 교신저자, 正會員 : Institute of Energy Technology, Aalborg University, 연구조교수 · 工博

E-mail : kyl@iet.aau.dk

接受日字 : 2004年 5月 8日

最終完了 : 2004年 6月 15日

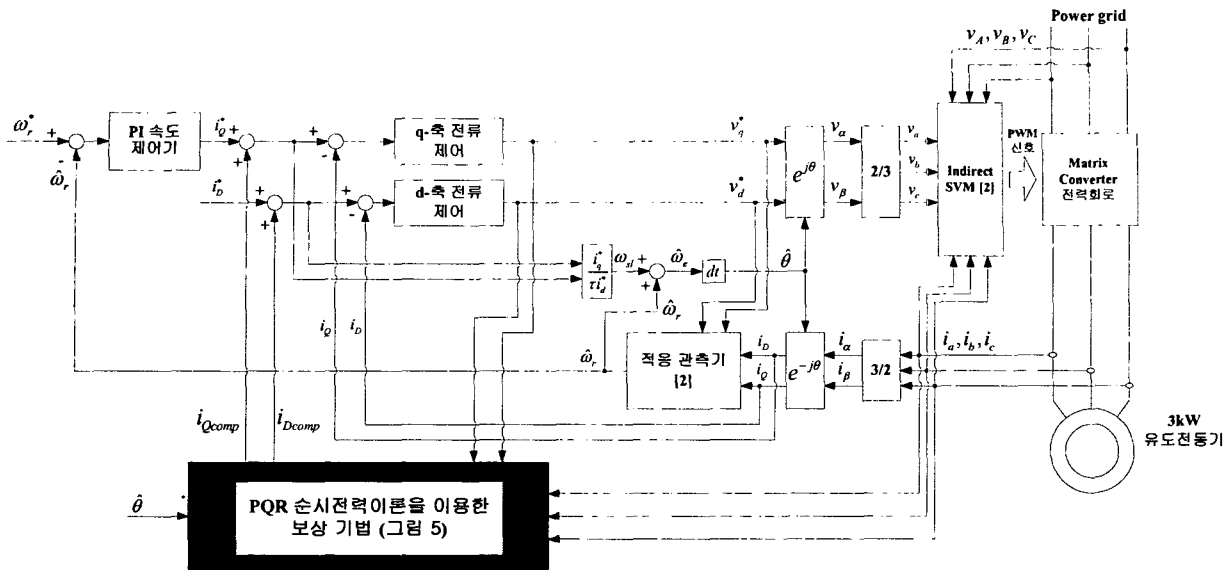


그림 1 제안하는 matrix converter를 이용한 유도전동기 센서리스 벡터제어 블록도
 Fig. 1 The proposed sensorless vector control for matrix converter drives.

출력 전압관계를 나타내는 matrix converter를 각각 모델링 하여 응답특성을 향상시킨다.

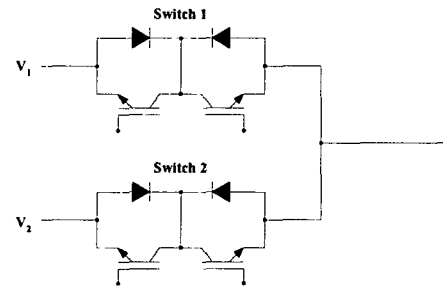
2.1 전환지연(commutation delay)

Matrix converter를 제어하는데 있어서 스위칭의 전환(commutation)은 상당히 중요한 부분 중의 하나이다. 스위칭 상태가 하나의 스위치로부터 다른 스위치로 전환할 때 전류도 같이 전환하여야 한다. 전류전환 시에 발생하는 순환 전류(circulating current)를 방지하기 위해 그림 2와 같이 4단계 스위칭 전환기법이 보편적으로 사용되고 있다[1]. 이 기법은 스위치가 도통하는 동안 두개의 스위칭 트랜지스터가 동시에 온-상태를 유지하도록 하는 기법이다. 이 방식은 순환전류발생을 방지하기 위한 추가적인 논리회로가 필요하지 않게 된다. 전류의 부호에 따라 도통하는 다이오드의 자연적 소호(turn-off)와 강제적 소호가 결정된다.

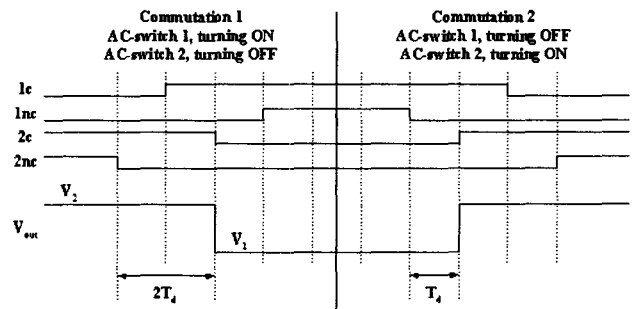
그림 2는 두 순차적인 스위칭 전환을 나타낸다. 출력 전압이 4단계 스위칭 전환기법을 위한 제어신호와 같이 도시되어 있다. 두 상태 모두 부하전류는 양이라 하고 입력 전압은 V_2 가 V_1 보다 크다고 가정한다. 도통되는 트랜지스터를 1c와 2c로 나타내고 도통되지 않는 트랜지스터는 1cn과 2cn으로 표기한다.

그림 2의 전환구간 1에서 보면, 전환이 시작되기 전에 출력전압은 V_2 이고, 전환이 끝나고 나면 출력전압은 V_1 이 된다. $V_2 > V_1$ 이라면, 전환이 시작되고 지연시간 T_d 지난 후에도 스위치 1의 도통되어 있는 트랜지스터와 연결되어 있는 다이오드는 역방향 바이어스이고, 지연시간, T_d 이후에 도통하고 있는 스위치 2를 강제로 소호(turn-off) 시키기 전에는 전환이 일어나지 않게 된다. 이러한 경우를 강제 스위칭 전환(hard switched commutation) 이라 하고 이 때에는 그림 2에서처럼 $2T_d$ 만큼의 지연시간이 발생하게 된다. 전환 구간 2에서 보면 입력전압의 부호가 전환구간 1에 비해 반대의 부호를 가진다. 전환이 시작되고 지연시간, T_d 가 지난

후, 도통되어 있는 트랜지스터와 연결되어 있는 다이오드는 순방향 바이어스가 되어 자연적 전환이 일어나게 된다. 이 경우 T_d 만큼 지연시간이 발생하게 된다



(a) 양방향 스위치의 구조



(b) 4단계 스위칭 전환

그림 2 Matrix converter의 4단계 스위칭 전환기법

Fig. 2 Four-step commutation in a matrix converter.

a 상의 상전류가 양의 값을 가질 때 앞서 설명한 전환지연에 의한 스위칭 시간의 오차는 그림 2로부터 계산하면 다음과 같다.

$$T_{a,err} = T_d + T_f - T_r \tag{1}$$

여기서 T_r 은 스위칭 소자의 상승시간, T_f 는 스위칭 소자의 하강시간을 나타낸다.

마찬가지 방법으로 a 상의 상전류가 음의 값을 가질 때 전환지연에 의한 스위칭 시간의 오차는 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$T_{a,err} = -(T_d + T_f - T_r) \quad (2)$$

(1)과 (2)를 다음 식 (3)과 같이 나타낼 수 있고 이를 이용하여 전환 지연에 의한 전압 오차를 식 (4)와 같이 나타낼 수 있다.

$$T_{a,err} = (T_d + T_f - T_r) \text{sgn}(i_{as}) \quad (3)$$

$$v_{a,cd} = \frac{T_{a,err}}{T_{sp}} v_{l-l} = v_{cd} \cdot \text{sgn}(i_{as}) \quad (4)$$

여기서 T_{sp} 는 스위칭 주기, v_{l-l} 은 선간 전압,

$$v_{cd} = \frac{T_d + T_f - T_r}{T_{sp}} \text{을 나타낸다.}$$

각상에 대한 전환지연에 의한 전압오차를 벡터제어의 개념을 이용하여 고정자좌표계에서 d 축과 q 축의 값으로 나타내면 다음과 같다

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_{q,cd}^s \\ v_{d,cd}^s \end{bmatrix} &= \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(0) & \cos\left(-\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin(0) & \sin\left(-\frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{a,cd} \\ v_{b,cd} \\ v_{c,cd} \end{bmatrix} \\ &= v_{cd} \cdot \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{sgn}(i_{as}) \\ \text{sgn}(i_{bs}) \\ \text{sgn}(i_{cs}) \end{bmatrix} \\ &= v_{cd} \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{3} & \frac{\sqrt{3}}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{sgn}(i_{qs}^r \cos(\theta_r)) \\ \text{sgn}(i_{qs}^r \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3})) \\ \text{sgn}(i_{qs}^r \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3})) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5)$$

2.2 스위칭 소자의 온 상태 전압강하 (on-state switching device voltage drop)

Matrix converter는 스위치가 온-상태일때 항상 두개의 스위칭 소자가 도통됨을 알 수 있다. 따라서 기존의 PWM 인버터에 비해 온-상태일 때 사용되는 스위칭 소자의 개수가 2배 더 많으므로 스위칭 소자의 전압강하도 기존의 PWM 인버터에 비해 2배 크게 됨을 알 수 있다. 따라서 저속 영역에서 제어특성에 크게 영향을 미치는 스위칭 소자의 전압강하에 관한 영향이 기존의 PWM 인버터에 비해 크고, 그에 대한 영향을 고려해주어야 저속영역에서의 좋은 제어특성을 기대할 수 있게 된다. 스위칭 소자의 온-상태 전압강하 특성이 거의 같다고 가정하면, 전압강하는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$v_d = R_d i_c + v_{th} \quad (6)$$

여기서 R_d 는 스위칭 소자의 저항, v_{th} 는 스위칭 소자의 임계전압을 나타낸다.

스위칭 소자의 저항, R_d 은 흐르는 전류와 인버터 전압과의 선형적인 관계로 근사화할 수 있고 이를 그림으로 나타내면 그림 3과 같다. 그림에서 보면 스위칭 소자의 저항은 전동기 구동 시 고정자의 저항성분에 포함시킬 수 있고 그 값은 그림 1의 적응관측기에서 고정자저항의 추정을 통해 동시에 추정될 수 있다[2].

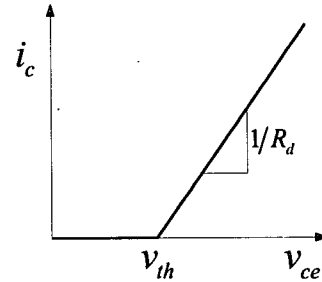


그림 3 전력소자의 간략화된 온-상태의 전압, 전류특성 곡선
Fig. 3 Simplified forward on-state characteristics of the power device.

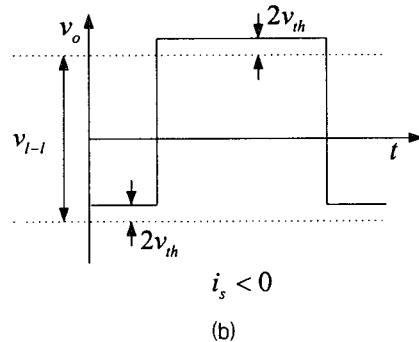
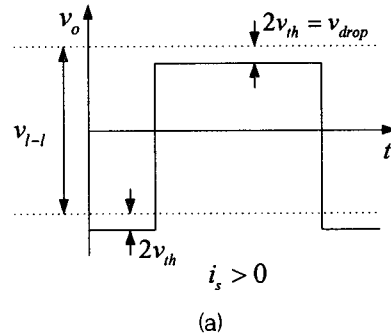


그림 4 전력소자의 전압강하로 인한 matrix converter의 출력 전압 (a) $i_s > 0$, (b) $i_s < 0$

Fig. 4 Output voltage in matrix converter due to voltage drop across the power devices (a) $i_s > 0$, (b) $i_s < 0$.

온-상태의 스위칭에 의한 전압강하는 상전류의 방향에 따라 결정이 되며, 그림 4는 이러한 전압강하가 출력전압에

미치는 영향을 나타낸다.

각 상의 전압강하는 다음과 같이 벡터제어의 개념을 이용하여 고정자 축의 d, q축 전압으로 나타낼 수 있다

$$\begin{bmatrix} v_{q,drop}^s \\ v_{d,drop}^s \end{bmatrix} = v_{drop} \cdot \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{3} & \frac{\sqrt{3}}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{sgn}(i_{qs}^r \cos(\theta_r)) \\ \text{sgn}(i_{qs}^r \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3})) \\ \text{sgn}(i_{qs}^r \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3})) \end{bmatrix} \quad (7)$$

3. PQR 전력이론을 이용한 보상기법

앞 장에서 언급한 바와 같이 matrix converter 구동장치의 비선형 특성에 의한 왜곡전압은 출력전압의 왜곡을 초래하고, 그 결과로 상전류의 왜곡과 토크맥동의 원인이 된다. 앞의 식 (5)와 (7)에서 보면, 왜곡전압은 전환지연(commutation delay), 온-상태 스위칭 소자의 전압강하(on-state switching device voltage drop), 스위칭 소자의 온, 오프 시간, 동기좌표계에서 나타난 q축 전류부호의 함수로 표현됨을 알 수 있다. 그러나 각각의 값들은 matrix converter 구동장치의 구동조건에 따라 그 값이 변하므로, 각각의 값들을 오프-라인으로 구하여 보상을 하는 방식으로 여러 구동조건에서 좋은 보상성능을 기대하기 힘들다. 특히 상전류가 0의 값에 가까운 상태에서 구동할 경우, 전류부호의 값을 정확히 측정하는 것이 힘들어 오히려 보상전보다 더 큰 왜곡이 나타날 수 있으므로 오프-라인 방식으로 matrix converter의 비선형 특성을 보상하는 방식은 좋은 성능을 기대하기 힘들다[5]. 이러한 문제점들을 해결하기 위해 PQR 전력이론을 이용한 새로운 보상방식을 제안한다. 제안하는 방식은 그림 5에 나타나 있고, PQR 변환, 역기전력의 계산, 고역통과 필터, 기준 전류 제어 등을 구성되어 있다.

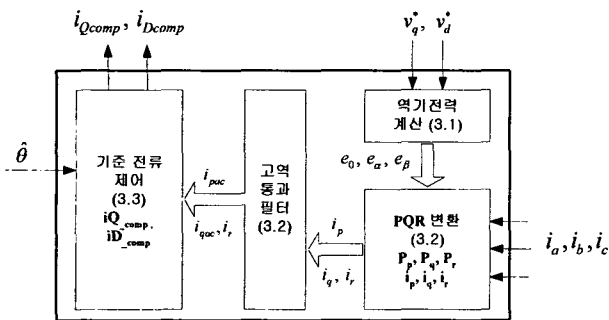


그림 5 PQR 순시전력이론을 이용한 보상기법
Fig. 5 The proposed non-linearity compensation method.

3.1 역기전력 계산(back EMF voltage calculation)

제안한 PQR 순시전력이론을 이용한 보상기법에서 역기전력을 추정하는 것은 제안한 보상기법을 적용하기 위해서 아주 중요한 부분이다. 본 논문에서는 d, q축 역기전력을 각각 추정하기 위해서 전류예측 알고리즘을 이용하여 역기전력을 추정하는 기법을 적용하였다[7-9].

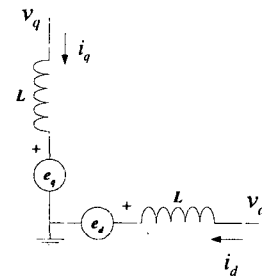


그림 6 유도전동기의 2상 등가회로
Fig. 6 Two-phase equivalent induction motor model.

그림 6과 같은 유도전동기 2상 등가회로의 각 d, q축에 전류가 흐른다고 가정하면, (k-1)번째 샘플링 시점의 역기전력은 다음과 같이 쉽게 구할 수 있다.

$$e_{dq,k-1} = v_{dq,k-1}^* - \frac{L}{T_{sp}} (i_{dq,k-1}^* - i_{dq,k-2}^*) \quad (8)$$

(k)번째 전류값이 (k-1)번째 전류 지령값과 같도록 하는 dead beat 알고리즘을 적용하면 각 샘플링 주기마다 전류 오차는 0이 된다.

$$i_{dq,k} - i_{dq,k-1} = \frac{T_{sp}}{L} (v_{dq,k-1}^* - e_{dq,k-1}) \quad (9)$$

전류 지령값과 입력전압을 선형 근사화하면 식 (8)은 다음과 같이 변형할 수 있다.

$$e_{dq,k} = -\frac{L}{T_{sp}} \{ (2-\alpha) i_{dq,k-1}^* - (1+\alpha) i_{dq,k-2}^* - i_{dq,k-1} \} + 2v_{dq,k-1}^* - e_{dq,k-1} \quad (10)$$

$$e_{\alpha\beta,k} = \sqrt{\frac{2}{3}} e_{dq,k} \quad (11)$$

여기서 $v_{dq,k}^* = 2v_{dq,k-1}^* - v_{dq,k-2}^*$,

$$i_{dq,k}^* = (2-\alpha) i_{dq,k-1}^* - (1+\alpha) i_{dq,k-2}^*,$$

α : 양의 정수, $0 < \alpha < 1$.

식 (10)과 식(11)의 간단한 예측 알고리즘으로 (k-1)번째 혹은 그 이전의 시스템변수들, 즉, 전류 지령값, 실제전류, 입력전압, 역기전력 등을 이용하여 (k)번째 역기전력을 계산할 수 있다.

3.2 PQR 변환(PQR transformation)

d, q 축과 0 축의 전류를 PQR 축으로 변환하면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} i_p \\ i_q \\ i_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & e_\alpha & e_\beta \\ e_{\alpha\beta} & e_{\alpha\beta} & e_{\alpha\beta} \\ 0 & -e_\beta & e_\alpha \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 0 & e_\alpha & e_\beta \\ e_{\alpha\beta} & e_{\alpha\beta} & e_{\alpha\beta} \\ 0 & -e_\beta & e_\alpha \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_D^s \\ i_Q^s \end{bmatrix} \quad (12)$$

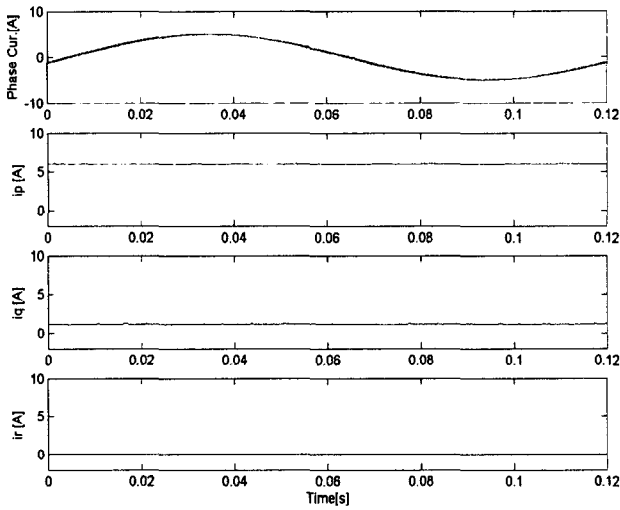
여기서 $e_{\alpha 3} = \sqrt{e_{\alpha}^2 + e_{\beta}^2}$.

PQR 축에서 역기전력은 다음과 같이 표현된다.

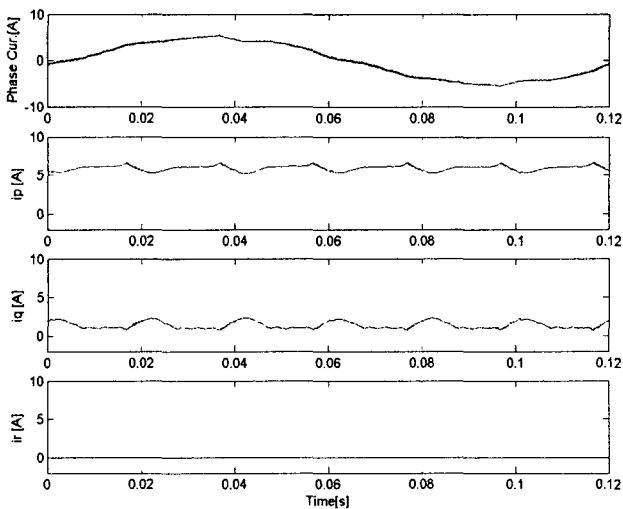
$$\begin{bmatrix} e_p \\ e_q \\ e_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{\alpha} & e_{\beta} \\ e_{\alpha 3} & e_{\alpha 3} \\ -e_{\beta} & e_{\alpha} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{\alpha} \\ e_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{\alpha 3} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (13)$$

순시유효전력과 무효전력을 다음과 같이 나타낼 수 있다.

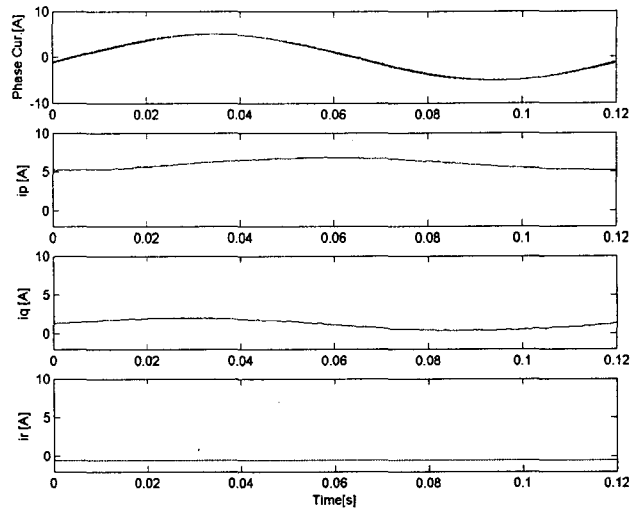
$$\begin{bmatrix} p \\ q_q \\ q_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_p i_p \\ -e_p i_r \\ e_p i_q \end{bmatrix} \quad (14)$$



(a)



(b)



(c)

그림 7 matrix converter 모델과 전류측정의 오차에 따른 상 전류와 P, Q, R-좌표축 전류 (a) 이상적인 matrix converter 모델, (b) 비선형 특성을 고려한 실제 matrix converter 모델, (c) 전류측정 오차를 고려한 이상적인 matrix converter 모델

Fig. 7 Current representation in PQR coordinates (output phase current, P, Q, and R-axis current) (a) with an ideal matrix converter model, (b) with a practical matrix converter mode (c) with a ideal converter model and unbalanced current sensing.

식 (14)에서 볼 수 있듯이 유효전력값 및 무효전력값, p , q_p , q_r 은 각각 서로 선형적으로 독립되어 있다. 따라서 각 전력성분들의 독립적인 보상을 통해 전류성분들의 독립적인 제어가 가능함을 알 수 있다. 다음의 시뮬레이션 결과는 각 전류로 서로 독립적으로 제어가 가능함을 보여준다. 시뮬레이션은 다음장의 시뮬레이션과 실험에 사용된 matrix converter 구동장치와 동일한 시스템에 적용하여 수행하였다.

그림 7(c)에서 보면 r 축의 전류, i_r 은 중성점 전류에 관련이 있음을 알 수 있다. 만약 matrix converter 구동장치의 출력 전류가 중성점 전류가 0이고 완전한 정현파의 형태를 갖는다면, i_p 와 i_q 는 직류값을 갖고 i_r 은 0의 값을 갖게 된다. 만약 전류에 중성점 전류성분이 있고 비선형성에 의해 전류의 파형이 왜곡이 된다면 각각의 전류 i_p , i_q , i_r 에 그 영향이 나타나게 된다. 이러한 전류측정의 오차에 의한 중성점전류와 matrix converter의 비선형특성에 의한 왜곡 전류성분의 제거를 위하여 기준전류 제어기법을 적용한다. 보상전류를 구하기 위해 간단한 1차의 고역통과필터를 거쳐 각각의 P, Q, R 축의 전류성분을 직류성분과 교류성분으로 나누고 그 값을 이용 보상 전류값을 구한다.

3.3 기준전류제어(reference current control)

기준전류제어를 통해 matrix converter의 비선형 특성과 전류측정의 오차로 인한 왜곡성분을 보상할 수 있는 보상

전류를 계산하여 보상함으로써 실제 시스템에는 3상의 정현파 전류가 흐를 수 있도록 한다. 출력전류 i_{as}, i_{bs}, i_{cs} 는 식 (12)의 PQR 변환을 통해 i_p, i_q, i_r 로 변환할 수 있다. 실제 시스템에서 i_p 는 그림 7(b)의 시뮬레이션 결과에서 보듯이 직류성분인 i_{pdc} 와 교류성분인 i_{pac} 로 구성된다. i_q 도 마찬가지로 직류성분인 i_{qdc} 와 교류성분인 i_{qac} 로 구성된다. 여기서 그림 7(a)와 그림 7(b)를 비교하면, 교류성분인 i_{pac} 와 i_{qac} 는 matrix converter 구동장치의 비선형특성에 의한 출력전류의 고조파성분과 관련되어 있음을 알 수 있다. i_r 은 출력전류의 중성점성분을 나타내므로 실제 출력전류가 전류 측정에 의한 비대칭적으로 나타날 경우 0이 아닌 값을 갖게 된다. 그러므로 전체적으로 왜곡이 없는 대칭의 정현파 출력전류를 얻기 위해서는 i_p 와 i_q 는 직류성분만 갖도록 i_r 은 0의 값을 갖도록 제어해 주어야 한다.

그림 5에서 볼 수 있듯이 간단한 1차의 고역통과필터를 이용하여 다음과 같은 P, Q, R-축의 전류를 구할 수 있다.

$$i_{pcomp} = i_{pac} \quad (15)$$

$$i_{qcomp} = i_{qac} \quad (16)$$

$$i_{rcomp} = i_r \quad (17)$$

여기서 i_{pcomp} 는 P 축의 보상전류이고, i_{qcomp} 와 i_{rcomp} 는 각각 Q 축과 R 축의 보상전류이다.

P, Q, R 축에서 각각의 보상전류 $i_{pcomp}, i_{qcomp}, i_{rcomp}$ 는 식 (12)의 역변환을 통해서 고정자 좌표축의 d, q 축 전류성분으로 변환할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} i_0 \\ i_{Dcomp}^s \\ i_{Qcomp}^s \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ e_{\alpha} & -e_{\beta} & 0 \\ e_{\beta} & e_{\alpha} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{pcomp} \\ i_{qcomp} \\ i_{rcomp} \end{bmatrix} \quad (18)$$

동기 좌표축의 전향 보상전류는 다음과 같이 계산된다.

$$\begin{bmatrix} i_{Dcomp} \\ i_{Qcomp} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \hat{\theta} & -\sin \hat{\theta} \\ \sin \hat{\theta} & \cos \hat{\theta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Dcomp}^s \\ i_{Qcomp}^s \end{bmatrix} \quad (19)$$

식 (15) - 식 (19)에서 보는바와 같이 제안한 보상기법은 그 계산 과정이 간단하고 명료하며, 동기좌표계의 d, q 축 전류를 바로 구할 수 있다는 장점이 있다. 특히 각 전류는 각각 독립적으로 제어가 가능하다.

4. 시뮬레이션 및 실험

제안한 보상기법의 성능을 확인하기 위하여 실험을 수행하였으며, 본 논문에서는 주로 보상기법의 적용에 따른 상전류의 응답특성향상에 초점을 맞추고 있다. 실험에는 정격용량 3 kW, 정격속도 50 Hz, 선간전압 380 V, 4극의 유도전동기와 matrix converter를 이용한 전력회로부를 사용하였다. 제어기로는 2중 구조로 32비트 DSP (ADSP 21062) 보드와 16비트의 마이크로 컨트롤러(80C167)가 사용되었으며, 12비트의 AD 변환기가 선간전압 및 출력전류, 속도정보의 제어기입력을 위해 사용되었다. 그림 1에 나타나 있는 제안한 보상기법을 포함한 전체 제어알고리즘을 계산하기 위한 제어주기는 150 us 로 하였다.

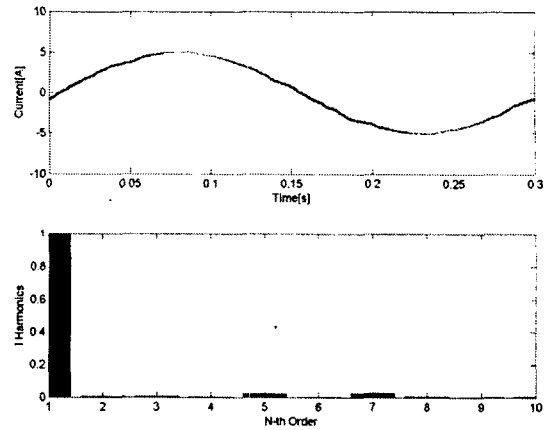


그림 8 PQR 순시전력이론을 이용한 보상기법을 적용한 경우 전류제어의 시뮬레이션 결과 (상전류와 고조파 스펙트럼, 전동기 속도 100 rpm)

Fig. 8 Simulation result of current control with non-linearity compensation at 100 rpm using PQR power theory (phase current and harmonic spectrum).

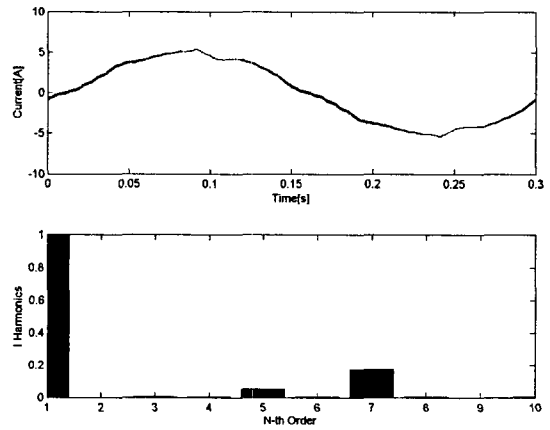


그림 9 PQR 순시전력이론을 이용한 보상기법을 적용하지 않은 경우 전류제어의 시뮬레이션 결과 (상전류와 고조파 스펙트럼, 전동기 속도 100 rpm)

Fig. 9 Simulation result of current control without non-linearity compensation at 100 rpm using PQR power theory (phase current and harmonic spectrum).

그림 8과 그림 9는 시뮬레이션 결과로 전동기 속도 100 rpm 에서 제안한 비선형 보상기법을 적용하였을 때와 적용하지 않았을 때의 전류제어성능을 나타낸다. 그림 10은 상전류와 pqr 축에서 각각의 보상전류에 대한 실험결과파형이다. 그림 7의 시뮬레이션 결과 (b)와 (c)에서 살펴보았던 것처럼 실제 구동 시스템에서는 전류측정오차에 의한 중성점 전류와 matrix converter 구동장치의 비선형특성으로 인한 전류파형의 왜곡이 P, Q, R 각 축의 전류성분에 나타남을 볼 수 있다. 그림 11 - 그림 13은 실험결과로, 그림 11은 50 rpm으로 전동기를 구동시켰을 때 제안한 보상 기법을 적용하였을 때와 하지 않았을 때의 상전류의 파형을 비교하여 도시하였고, 그림 12와 그림 13은 100 rpm으로 전동기를 구동시켰을 때 상전류 파형과 고조파분석의 결과이다. 그림

12와 그림 13은 한주기 동안의 각상 전류값을 저장한 뒤, matlab을 이용하여 전류파형을 그래프로 도시하고, 그 실험값을 이용하여 고조파 분석을 하였다. 그림 11에서 나타나는 50 rpm의 운전에서는 제안한 보상 기법을 통해 상전류의 고조파성분이 감소되었음을 볼 수 있고, 그림 12와 그림 13에서 나타나는 100 rpm의 실험결과에서는 그림 8과 그림 9의 시뮬레이션 결과와 거의 동일함을 볼 수 있다. 이 시뮬레이션과 실험결과로부터 PQR 전력이론을 이용한 제안한 보상기법을 적용함으로써 matrix converter의 비선형특성과 전류측정의 오차로 인한 중성점 전류에 의한 상전류의 5차와 7차 고조파성분을 크게 줄일 수 있음을 알 수 있다.

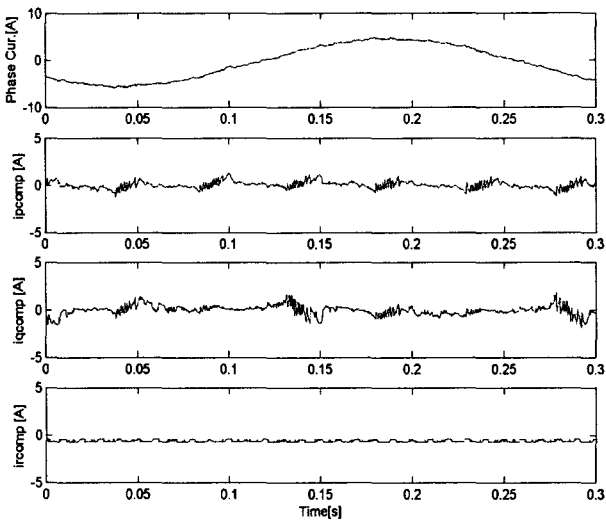


그림 10 PQR 축에서 각상 보상전류의 실험결과 (상전류, P, Q, R 축 전류)

Fig. 10 Experimental result of compensation current (phase current, P, Q, and R -axis compensation current).

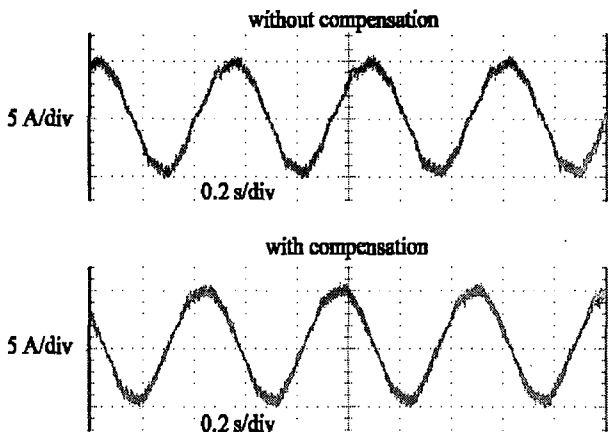


그림 11 보상기법 적용에 따른 전류파형 (보상기법을 적용하지 않았을 경우와 적용하였을 경우, 전동기 속도 50 rpm)

Fig. 11 Experimental result of compensation current (phase current, P, Q, and R -axis compensation current).

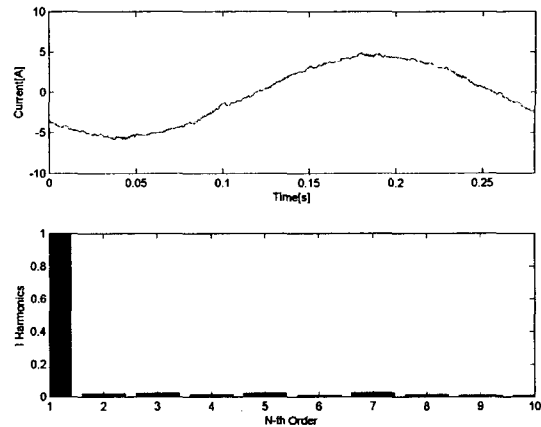


그림 12 PQR 순시전력이론을 이용한 보상기법을 적용한 경우 전류제어의 실험결과 (상전류와 고조파 스펙트럼, 전동기 속도 100 rpm)

Fig. 12 Experimental result of current control with non-linearity compensation at 100 rpm using PQR power theory (phase current and harmonic spectrum).

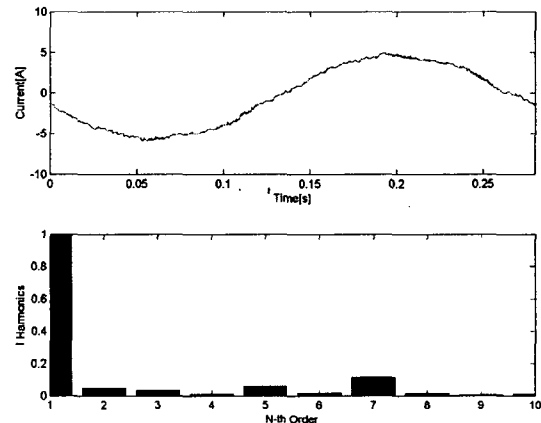


그림 13 PQR 순시전력이론을 이용한 보상기법을 적용하지 않을 경우 전류제어의 실험결과 (상전류와 고조파 스펙트럼, 전동기 속도 100 rpm)

Fig. 13 Experimental result of current control without non-linearity compensation at 100 rpm using PQR power theory (phase current and harmonic spectrum).

5. 결 론

본 논문에서는 PQR 순시전력이론을 이용한 matrix converter 구동장치의 비선형특성의 보상기법을 제안하였다. 구조가 간단하고 오프-라인으로 측정이 필요없다는 장점이 있는 제안한 보상기법은 전환지연(commutation delay), 온-상태 스위칭 소자의 전압강하, 전류측정의 오차 등을 온-라인으로 보상이 가능하도록 한다. 시뮬레이션 및 실험을 통하여 matrix converter로 구동되는 센서리스 벡터제어 시스템에 제안한 알고리즘을 적용하고, 보상 알고리즘의 타당성을 검증하였다.

참 고 문 헌

- [1] M. P. Kazmierkowski, R. Krishnan, and F. Blaabjerg, Control in power electronics - Selected problems. Academic press, 2002, ISBN 0-12-402772-5, ch. 3.
- [2] 이교범, "비선형 모델링과 외란 관측기를 이용한 Matrix Converter로 구동되는 유도전동기 센서리스 벡터제어의 성능 개선," 대한전기학회논문집, vol. 53B, no. 8, pp. 500-508, Aug. 2004.
- [3] H. S. Kim, H. T. Moon, and M. J. Yoon, "On-line Dead-Time Compensation Method Using Disturbance Observer," IEEE Trans. Power Electronics, vol. 18, no. 6, pp. 1336-1345, Nov. 2003.
- [4] A. R. Muniz and T. A. Lipo, "On-Line Dead-time Compensation technique for Open-Loop PWM-VSI Drives, IEEE Trans. Power Electronics, vol. 14, no. 4, pp. 683-689, July 1999.
- [5] N. Urasaki, T. senjyu, K. Uezato, and T. Funabashi, "A Dead-Time Compensation Strategy for Parmanent Magnet Synchronous Motor Drive Suppressing Current Distortion," in Proc. IEEE IECON03, pp. 1255-1260, 2003.
- [6] H. Kim, F. Blaabjerg, B. Bak-Jensen, and J. Choi, "Instantaneous Power Compensation in Three-Phase Systems by Using p-q-r Theory," IEEE Trans. Power Electronics, vol. 17, no. 5, pp. 701-710, Sept. 2002.
- [7] K. B. Lee, M. H. Woo, J. H. Song, and I. Choy, "Single-Phase Active Filter for High-Order Harmonics Compensation," in proc. EPE2001, CD Format, 2001.
- [8] S. J. Henriksen, R. E. Betz, and B. J. Cook, "Digital Hardware Implementation of a Current Controller for IM Variable-Speed Drives," IEEE Trans. Industry Applications, vol. 35, no. 5, pp. 1021-1029, Sep./Oct. 1999.
- [9] L. Springob and J. Holtz, "High-Bandwidth Current Control for Torque-Ripple Compensation in PM Synchronous Machines," IEEE Trans. Industrial Electronics, vol. 45, no. 5, pp. 713-721, Oct. 1998.

저 자 소 개



이 교 범(李 教 範)

1972년 6월 30일생. 1997년 아주대 전기전자공학부 졸업. 1999년 동 대학원 제어계측공학과 졸업(석사). 2003년 고려대 대학원 전기공학과 졸업(공학). 2003년~2004년 Institute of Energy Technology, Aalborg University, Denmark (박사후 연구원). 현재 Institute of Energy Technology, Aalborg University, Denmark 연구조교수. 2004년 11월 IECON04 최우수 논문상 수상.
 Tel : +45 9635 9283
 Fax : +45 9815 1411
 E-mail : kyl@iet.aau.dk