

論文 95-32B-9-11

강제전류 싸이크로콘버터에 의한 유도전동기 벡터제어

(Vector Control of an Induction Motor with Forced Commutated Cycloconverter)

金 基 澤 *

(Gi Taek Kim)

요 약

강제전류 싸이크로콘버터(Forced Commutated Cycloconverter, FCC)는 교류전압의 크기, 주파수 및 위상을 동시에 변환하는 직접변환방식의 AC/AC 변환기이다. 본 연구에서는 강제전류 싸이크로콘버터를 이용한 유도전동기 벡터제어와 전류제어방식을 제안하였다. 전류제어의 장점은 고정자의 전기적 과도현상을 제거하여 고성능 벡터제어를 가능하게 한다. dq 변환기법에 의한 새로운 전류제어 방식을 제시하였다. 새로운 전류제어 방식은 원하는 출력전압의 크기와 주파수 등의 정상상태 전압을 이용하지 않고, dq 변환 기법을 이용하여 원하는 출력전압의 순시치에 의해 저주파수 변조 함수를 발생한다. 전류제어를 위하여 PI 제어와 예측제어를 적용하였으며 유도전동기 벡터제어 시스템과 전류제어에 대하여 시뮬레이션을 수행하여 계단응답과 토크 외란 등의 제어성능을 제시하여 제안된 방식의 타당성을 입증하였다.

Abstract

A forced commutated cycloconverter (FCC) is a direct ac-ac converter capable of providing simultaneous voltage and frequency transformations. In this paper, vector control of an induction motor controlling stator current with forced commutated cycloconverter is presented. The advantage of current control is that the stator dynamics are eliminated and high performance vector control can be achieved. A novel modulation method based on dq transformation techniques is presented. Proposed modulation strategy generates the low frequency modulation function by the instantaneous value of the desired output voltages not by the steady state values of output magnitude and output frequency. PI control and predictive control algorithm for current control are applied, and the validity of proposed method is confirmed through digital simulations. Simulation results of step response and torque disturbance and current control are presented.

I. 서 론

강제전류 싸이크로콘버터(Forced Commutated

Cycloconverter, FCC)는 교류전압의 크기, 주파수 및 위상을 동시에 변환하는 직접변환방식의 AC/AC 변환기이다. 강제전류 싸이크로콘버터는 기존의 정류기-인버터 시스템에서 직류 링크를 제거하여 변환효율과 속응성을 개선한 것으로 매우 간단한 구조를 갖고 있으며 다음의 장점을 갖고 있다.

(1) 입출력의 전압과 전류파형이 정현파로서 고조파

* 正會員, 江原大學校 制御計測工學科

(Dept. of Control and Instrumentation Eng. College of Eng., Kangwon National University)

接受日字: 1994年2月22日, 수정완료일: 1995年9月5日

의 차수가 높아 기존의 인버터의 직류 링크에서 요구하는 큰 용량의 평활용 커패시터나 인덕터가 필요하지 않으며 따라서 주파수 변환기의 크기를 줄일 수 있다.

- (2) 스위칭 소자의 수가 적고 평활용 리액티브 소자를 사용하지 않기 때문에 변환효율이 높다.
- (3) 4상한 운전이 가능하고 입력역률을 제어할 수 있다.

강제전류 사이크로콘버터는 1980년 최초로 소개된 이후 많은 이론적인 연구가 있었지만 실용화되지 못하고 있었다. 그 이유는 양방향성 스위칭 소자의 실현과 제어 및 보호회로가 복잡하다는 문제도 있지만 입력전압에 대한 출력전압의 비, 즉 전압전달율(input-output voltage transfer ratio)가 낮다는 것이다. 최초의 강제전류 사이크로콘버터는 전압전달율이 0.5이었으나^[1,2], 계속된 연구결과로 전압전달율을 0.866까지 개선시켰다^[3,4]. 이 방법들은 가상의 직류 링크를 이용하여 기존의 정류기-인버터 시스템의 스위칭 알고리즘을 이용하여 입력전류의 정현파 파형을 포기하거나 3고조파의 영상분을 출력전압에 더해주는 방식이다.

본 연구에서는 강제전류 사이크로콘버터에 의한 유도전동기 벡터제어 시스템을 제안하였다. 전류제어는 고성능의 교류전동기 제어에서 고정자측의 동특성을 제거하여 전동기에 입력되는 전류를 직접 제어함으로써 제어특성이 개선되어 유도전동기 벡터제어 등에 필수적이다^[5,6]. 벡터제어를 위해서는 고정자의 전류를 매우 정밀하게 제어할 수 있어야 한다. 전류제어를 위하여 강제전류 사이크로콘버터의 새로운 변조방식을 제안하였다. 기존의 변조방식은 출력전압의 정상상태 값인 전압의 크기, 주파수 및 위상에 대한 정보를 필요로 한다. 그러나 전류제어를 위해서는 원하는 출력전압의 순시치를 발생시킬 수 있는 변조방식이 요구된다.

본 연구에서 제안한 방식은 dq 변환 기법을 이용하여 원하는 출력전압의 정상상태 정보가 아닌 순시값을 발생하는 변조함수를 발생한다. 제안된 변조방식을 채택한 강제전류 사이크로콘버터는 이득이 1인 선형의 전력증폭기로 모델링할 수 있으며 전체 시스템이 선형화된다. 따라서 여러가지 방식의 전류제어 방식이 적용될 수 있으며 본 연구에서는 PI 제어방식과 전류예측 제어방식에 대하여 검토하였다.

강제전류 사이크로콘버터에 의한 유도전동기 벡터제어 시스템에 대한 시뮬레이션을 수행하여 전류제어 성능과 속도제어의 과도상태를 조사하였다.

II. 강제전류 사이크로콘버터의 변조방식

1. 강제전류 사이크로콘버터의 수학적 표현

3상 강제전류 사이크로콘버터는 양방향으로 전압을 차단하고 전류를 도통시킬 수 있는 양방향성(bidirectional) 스위치 9개가 그림 1과 같이 Matrix 형태로 구성되어 있어 임의의 시간에 임의의 입력이 출력에 연결될 수 있다. 주어진 입력전압에 대하여 원하는 출력전압은 적절한 스위칭, 즉 변조함수에 의해 얻을 수 있다.

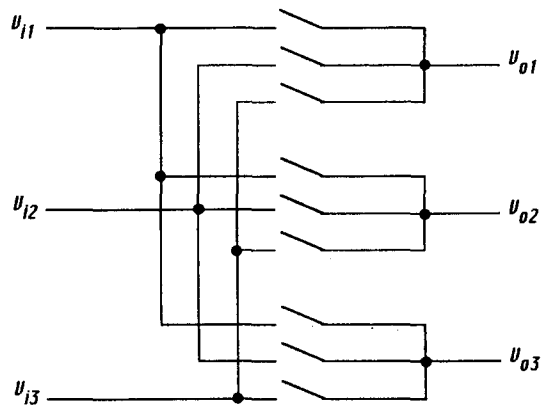


그림 1. 3상 강제전류 사이크로콘버터
Fig. 1. Three phase forced commutated cycloconverter.

입력상전압 $[v_i]$ 는 다음과 같다.

$$[v_i] = \begin{bmatrix} v_{i1} \\ v_{i2} \\ v_{i3} \end{bmatrix} = V_i \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t) \\ \cos(\omega_i t + 2\pi/3) \\ \cos(\omega_i t + 4\pi/3) \end{bmatrix} \quad (1)$$

원하는 출력전압 $[v_o]$ 는 다음과 같이 변조함수 행렬 $[M]$ 에 의해 얻어진다.

$$[v_o] = [M] [v_i] = \begin{bmatrix} v_{o1} \\ v_{o2} \\ v_{o3} \end{bmatrix} = V_o \begin{bmatrix} \cos(\omega_o t + \theta_o) \\ \cos(\omega_o t + \theta_o + 2\pi/3) \\ \cos(\omega_o t + \theta_o + 4\pi/3) \end{bmatrix} \quad (2)$$

여기서, ω_i : 입력 각주파수
 ω_o : 출력 각주파수
 V_i : 입력전압의 크기
 V_o : 출력전압의 크기
 θ_o : 출력전압의 위상

스위칭 방식에 관계없이 정현파를 유지하기 위해서는 출력전압의 크기에 제한이 있게 된다. 어느 시점에서 출력전압의 제어는 입력상전압의 범위 내에 있어야 구현 가능하게 된다. 이 제한에 의해 영상분이 없는 출력전압은 크기가 입력전압의 0.5로 제한된다. 3고조파 성분을 모든 출력에 더하게 되면 이러한 제한은 개선될 수 있다. 3고조파를 더하게 되면 가능한 출력전압의 크기는 $V_i/4$ 만큼 증가되어 전압전달율은 0.75로 개선된다. 여기에 출력전압의 3고조파를 모든 출력전압에서 빼주게 되면 전압전달율은 0.866으로 개선된다. 따라서 출력전압은 다음과 같아진다.

$$\begin{aligned} [v_o] = [M] [v_i] &= \begin{bmatrix} v_{o1} \\ v_{o2} \\ v_{o3} \end{bmatrix} = V_o \begin{bmatrix} \cos(\omega_o t + \theta_o) \\ \cos(\omega_o t + \theta_o + 2\pi/3) \\ \cos(\omega_o t + \theta_o + 4\pi/3) \end{bmatrix} \\ &+ V_i/4 \begin{bmatrix} \cos(3\omega_i t) \\ \cos(3\omega_i t) \\ \cos(3\omega_i t) \end{bmatrix} - V_i/6 \begin{bmatrix} \cos(3\omega_i t + 3\theta_o) \\ \cos(3\omega_i t + 3\theta_o) \\ \cos(3\omega_i t + 3\theta_o) \end{bmatrix} \\ &= ([A] + [B] + [C]) [v_i] \end{aligned}$$

[] 안의 대문자는 행렬을 뜻하고 소문자는 벡터를 나타낸다. 식 (3)에서 첫째항의 V_o 는 0.866 V_i 까지 가능하고 2, 3번 째의 공통항은 영상분에 해당하기 때문에 제거될 수 있다. 강제전류 사이크로콘버터의 변조방식은 식 (3)을 만족하는 저주파수 변조함수(low frequency modulation function) [M]를 찾는 것이다. 여기서 [M]의 요소 m_{ij} 는 다음의 제약조건을 만족해야 한다.

$$0 \leq m_{ij} \leq 1, \quad 1 \leq i \leq 3, \quad 1 \leq j \leq 3 \quad (4)$$

$$m_{i1} + m_{i2} + m_{i3} = 1, \quad 1 \leq i \leq 3 \quad (5)$$

식 (4)에서 m_{ij} 는 스위칭 시간을 나타내는 것으로 음의 스위칭이나 주어진 스위칭 구간을 넘는 스위칭을 할 수 없다는 것을 의미한다. 강제전류 사이크로콘버터는 입력을 전압원으로, 출력을 전류원으로 생각하기 때문에 입력측 단락이나 출력측 개방이 있으면 안되며 이 조건이 식 (5)로 표현된다. 따라서 강제전류 사이크로콘버터의 변조방식에 대한 문제는 식 (4),(5)의

제약조건을 갖고 식 (3)을 만족하는 [M]를 [A], [B], [C] 각각에 대하여 구하는 것이다.

2. 변조방식 유도

기존의 변조방식은 식 (3)-(5)를 만족하는 변조함수 [M]을 구하는 것으로 변조함수의 식에 출력전압의 정상상태 값인 크기 V_o , 주파수 ω_o 및 위상 θ_o 등의 정보로부터 구해진다. 그러나 전류제어를 하기 위해서는 동적제어가 필요하며 따라서 출력전압의 순시치를 발생할 수 있는 변조방식이 필요하다. 식 (3)의 첫째항 [A]는 다음과 같이 2가지 모드로 표현할 수 있다.

$$[v_o] = [M_s] [v_i] = \begin{bmatrix} m_{s1} & m_{s2} & m_{s3} \\ m_{s2} & m_{s3} & m_{s1} \\ m_{s3} & m_{s1} & m_{s2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{i1} \\ v_{i2} \\ v_{i3} \end{bmatrix} \quad (6.a)$$

$$[v_o] = [M_a] [v_i] = \begin{bmatrix} m_{a1} & m_{a2} & m_{a3} \\ m_{a3} & m_{a1} & m_{a2} \\ m_{a2} & m_{a3} & m_{a1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{i1} \\ v_{i2} \\ v_{i3} \end{bmatrix} \quad (6.b)$$

$$[M] = \alpha_1 [M_s] + \alpha_2 [M_a] \quad (6.c)$$

$$\alpha_1 + \alpha_2 = 1, \quad \alpha_1 \geq 0, \quad \alpha_2 \geq 0$$

여기서 [M_s]는 대칭모드(Symmetric Mode)이며 [M_a]는 반대칭모드(Antisymmetric Mode)이다. α_1, α_2 는 각 모드에 대한 가중치로서 입력역률을 제어할 수 있다. 식 (6)을 정리하면 다음과 같다.

$$[V_s] [m_s] = \begin{bmatrix} v_{i1} & v_{i2} & v_{i3} \\ v_{i2} & v_{i3} & v_{i1} \\ v_{i3} & v_{i1} & v_{i2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} m_{s1} \\ m_{s2} \\ m_{s3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{o1} \\ v_{o2} \\ v_{o3} \end{bmatrix} \quad (7.a)$$

$$[V_a] [m_a] = \begin{bmatrix} v_{i1} & v_{i2} & v_{i3} \\ v_{i3} & v_{i1} & v_{i2} \\ v_{i2} & v_{i3} & v_{i1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} m_{a1} \\ m_{a2} \\ m_{a3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{o1} \\ v_{o2} \\ v_{o3} \end{bmatrix} \quad (7.b)$$

식 (7)의 행렬은 rank가 2이며 유도전동기 벡터제어에 적합하도록 다음의 dq 변환행렬을 도입한다.

$$[m_s] = [C] [m_{sdq}], \quad [m_{sdq}] = [C^T] [m_s]$$

$$[m_a] = [C] [m_{ada}], \quad [m_{ada}] = [C^T] [m_a] \quad (8)$$

$$[v_o] = [C] [v_{dq}], \quad [v_{dq}] = [C^T] [v_o]$$

$$[C] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix}, \quad [C^T] = \begin{bmatrix} 2/3 & -1/\sqrt{3} & -1/\sqrt{3} \\ 0 & 1/\sqrt{3} & -1/\sqrt{3} \end{bmatrix} \quad (9)$$

[M_s]의 dq 변환 [M_{sdq}]는 다음의 과정으로 구해진다.

$$[V_s] [m_s] = [v_o]$$

$$\begin{aligned}
 [V_s] [C] [m_{sdq}] &= [C] [v_{dq}] \\
 [C^T] [V_s] [C] [m_{sdq}] &= [v_{dq}] \quad (10) \\
 [V_{sdq}] [m_{sdq}] &= [v_{dq}] \\
 [V_{sdq}] &= [C^T] [V_s] [C] \\
 [m_{sdq}] &= [V_{sdq}]^{-1} [v_{dq}]
 \end{aligned}$$

$[m_s]$ 와 $[m_a]$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned}
 [m_s] &= [C] [m_{sdq}] = [C] [V_{sdq}]^{-1} [v_{dq}] = [V_{sm}] [v_{dq}] \\
 [V_{sm}] &= \frac{2}{3V_i} \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t) & -\sin(\omega_i t) \\ \cos(\omega_i t + 2\pi/3) & -\sin(\omega_i t + 2\pi/3) \\ \cos(\omega_i t + 4\pi/3) & -\sin(\omega_i t + 4\pi/3) \end{bmatrix} \quad (11)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 [m_a] &= [C] [m_{ada}] = [C] [V_{ada}]^{-1} [v_{da}] = [V_{am}] [v_{da}] \\
 [V_{am}] &= \frac{2}{3V_i} \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t) & \sin(\omega_i t) \\ \cos(\omega_i t + 2\pi/3) & \sin(\omega_i t + 2\pi/3) \\ \cos(\omega_i t + 4\pi/3) & \sin(\omega_i t + 4\pi/3) \end{bmatrix} \quad (12)
 \end{aligned}$$

지금까지 $[M_s]$ 와 $[M_a]$ 의 영상분이 0이라고 가정하였다. 그러나 식 (5)의 조건을 만족하기 위해서는 $[M_s]$, $[M_a]$ 의 각 요소에 1/3을 더해 주어야 한다. 식 (11), (12)는 앞에서 언급한 바와 같이 식 (4)를 만족하기 위해서는 출력전압은 입력전압의 0.5 이하가 되어야 한다. 따라서 전압전달율을 높이기 위해서 식 (3)의 두번째 $[B]$ 항을 더해주면 전체 변조함수는 다음과 같아진다.

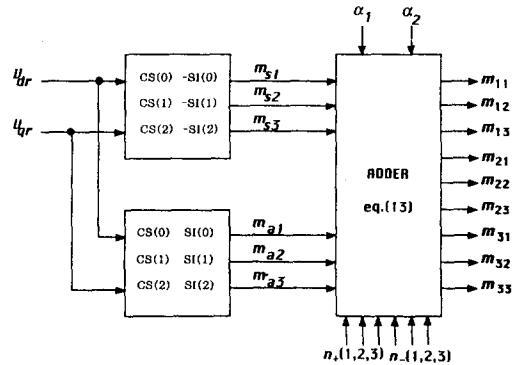
$$\begin{aligned}
 [M] &= \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} + \alpha_1 \begin{bmatrix} m_{s1} & m_{a2} & m_{s3} \\ m_{a1} & m_{s2} & m_{a3} \\ m_{s3} & m_{s1} & m_{a2} \end{bmatrix} + \alpha_2 \begin{bmatrix} m_{a1} & m_{a2} & m_{a3} \\ m_{a3} & m_{a1} & m_{a2} \\ m_{a2} & m_{a3} & m_{a1} \end{bmatrix} \\
 &+ \gamma_1 \begin{bmatrix} n_+(1) & n_+(2) & n_+(3) \\ n_+(1) & n_+(2) & n_+(3) \\ n_+(1) & n_+(2) & n_+(3) \end{bmatrix} + \gamma_2 \begin{bmatrix} n_-(1) & n_-(3) & n_-(2) \\ n_-(1) & n_-(3) & n_-(2) \\ n_-(1) & n_-(3) & n_-(2) \end{bmatrix} \quad (13)
 \end{aligned}$$

여기서, $\alpha_1 + \alpha_2 = 1$

$$\begin{aligned}
 n_+(i) &= \cos [4\omega_i + (i-1)2\pi/3] \\
 n_-(i) &= \cos [2\omega_i + (i-1)2\pi/3] \\
 \gamma_1 &= -0.75 \frac{1}{18\sqrt{3}}, \quad \gamma_2 = 0.75 \frac{1}{18\sqrt{3}} \quad (14)
 \end{aligned}$$

식 (13)은 $[A]$ 를 원하는 출력전압 순시치의 dq 축 성분으로부터 변환행렬에 의해 직접 구하고 $[B]$ 를 입력전압으로부터 구한 후 $[C]$ 를 생략하여 변조함수 $[M]$ 을 구한다. $[C]$ 를 생략한 것은 출력전압의 정상상태 정보인 출력주파수를 이용하고 있기 때문이다. 따라서 식 (13)의 변조방식은 전압전달율이 0.75로 제한된다. 이러한 변조방식의 강제전류 사이크

로콘버터는 출력전압이 입력전압의 0.75를 넘지 않으면 이득 1인 선형의 전력증폭기로 모델링할 수 있으며 따라서 여러가지 전류제어방식의 적용이 가능하다. 식 (13)의 변조방식을 그림 2에 보였다. 그림 2의 변환행렬은 입력전압이나 합성발생기 등으로 얻을 수 있다. 원하는 dq축 성분 전압 (보통 전류제어기의 출력이 됨) v_{qr} , v_{dr} 으로부터 강제전류 사이크로콘버터의 변조함수를 구할 수 있다.



$$\begin{aligned}
 CS(i) &= 2/(3V_i) \cos(\omega_i t + i2\pi/3) \\
 SI(i) &= w/(rV_i) \sin(\omega_i t + i2\pi/3)
 \end{aligned}$$

그림 2. 강제전류 사이크로콘버터 변조방식
Fig. 2. Modulation method for forced commutated cycloconverter.

변조함수를 이용하여 스위칭 신호를 발생하는 것은 그림 3과 같다. 각 변조함수와 비례하는 스위칭 구간을 발생하여야 하고 그림 3과 같이 톱니파와 비교하여 스위칭 신호를 발생한다. 출력 1상에 대하여 변조함수 m_{11} , m_{12} 및 m_{13} 의 합은 톱니파의 크기와 같으며 각 변조함수의 크기에 비례하는 스위칭 구간을 가져야 한다.

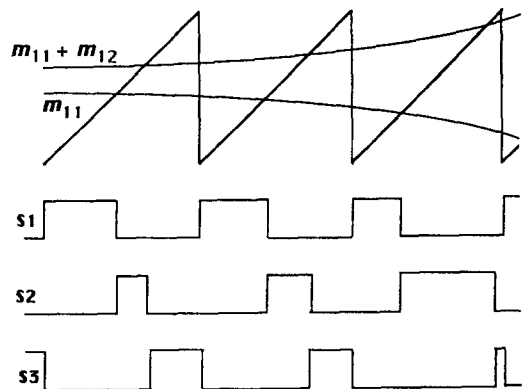


그림 3. 스위칭 신호 발생방법
Fig. 3. Switching signal generating method.

III. 전류제어

그림 4는 제안된 강제전류 사이크로콘버터의 전류제어 블럭다이어그램을 보여주고 있다. 본 연구에서는 PI 제어와 전류예측제어의 2가지 방식의 전류제어에 대하여 조사하였다. 원하는 dq축 성분 전류 기준치 (보통 벡터제어의 토크제어기와 자속제어기의 출력이 됨) i_{dr} , i_{dq} 과 실제전류의 dq축 성분 i_q , i_d 를 비교하여 전압기준치 v_{qr} , v_{dr} 을 발생하게 된다.

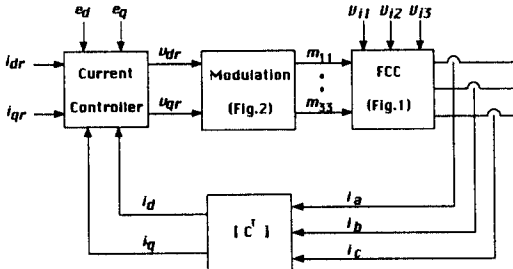


그림 4. 전류제어 블럭다이어그램
Fig. 4. Block diagram of current control.

1. PI 제어

전류의 기준치와 실제전류는 식 (9)의 변환 행렬을 이용하여 각각 dq 성분으로 변환된다. 전류의 오차가 PI 제어기를 거치게 된다.

$$[i_{dae}] = [i_{dqr}] - [i_{da}] \quad (15)$$

$$[v_{dar}] = K_p(1 + \frac{1}{TS}) [i_{dae}] + [e_{da}] \quad (16)$$

부하측에서 역기전력은 전류제어 루프에서 외란으로 작용하고 있기 때문에 feedforward 보상을 위하여 식 (16)에서 PI 제어기 출력에 역기전력항을 더해지게 된다. PI 제어기의 시정수는 부하측의 RL시정수와 같게 하여 pole-zero 상쇄를 시킨다. 루우프 이득 K_p 는 가능한 크게 잡아야 실제전류가 기준전류를 정확하게 추종하게 된다.

2. 전류예측제어

이 제어방식은 원하는 전류계절을 추종하게 하는 출력전압벡터를 계산하게 된다. 전압벡터는 다음과 같이 주어진다.

$$[v_{dar}] = \frac{R([i_{dqr}] - e^{-TR/L}[i_{da}])}{1 - e^{-TR/L}} + [e_{da}] \quad (17)$$

여기서 R/L 은 고정자측의 전기적 시정수이며 T는 전류제어의 샘플링 시간이다. PI 제어와 전류예측제어

에서는 역기전력의 dq성분에 대한 정보가 필요하게 되며 이를 고정자의 전압과 전류 정보로부터 추정하게 된다.

IV. 유도전동기 벡터제어

서보 제어 등 유도전동기의 정밀한 토크 제어를 위해서는 자화전류와 토크 전류를 분리시켜 독립적으로 제어해야 하며, 이를 위해 전동기 고정자 전류를 자속벡터에 오리엔테이션시켜 제어하는 방법이 벡터제어 (Vector Control) 방법이다. 벡터제어방법에 의해 유도전동기의 토크 전류와 자화전류는 독립적으로 분리제어가 가능하며 타러자 직류전동기와 같이 동작시킬 수 있다.

벡터제어에서 제어값들은 동기회전좌표계에서 직류량이 되나 실제 전동기에 흐르는 전류는 정지된 고정자를 기준으로 하는 정지좌표계에서는 3상 사인파가 된다. 따라서 동기회전좌표상에서의 제어변수가 고정자를 기준으로 하는 정지좌표계로 변환되고, 다시 3상으로 변환되는 과정이 필요하다.

동기회전좌표계에서 정지좌표계로 변환을 위해서는 동기속도로 회전하는 단위벡터 $e^{-j\theta}$ 가 필요하다. 단위벡터는 직류기의 정류자와 같은 역할을 하는 것으로 단위벡터를 구성하는 방법에 따라 직접벡터제어와 간접벡터제어방식으로 분류된다.

간접벡터제어는 feedforward 방식이라고도 하는데 고정자 전압이나 전류를 측정하지 않고 기준 토크 전류와 자속 전류로부터 슬립 각속도를 계산하고, 회전자 속도를 더하여 단위벡터를 얻는 방법이다. 따라서 직접벡터제어에서의 같이 측정값에 포함된 고조파를 제거하여야 하거나, 측정오차가 발생하는 등의 문제가 없다. 간접벡터제어에 의한 유도전동기 구동 시스템을 구성하면 그림 5와 같다.

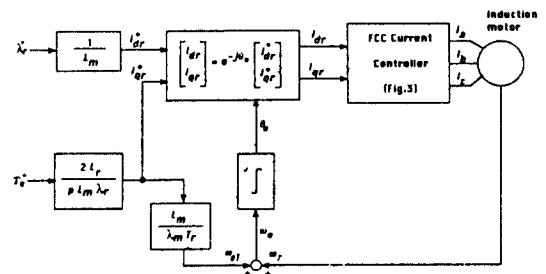


그림 5. 유도전동기 벡터제어 시스템
Fig. 5. Induction motor vector control system.

유도전동기 벡터제어의 토크제어기는 토크기준치 T^* 로부터 동기좌표계의 q축 성분 전류기준치 i_q^* 를 발생하고 자속제어기는 자속기준치 λ^* 로부터 d축 성분 전류기준치 i_d^* 를 발생한다. (* 는 동기회전좌표계의 변수임을 나타냄) 이를 동기좌표계에서 정지좌표계로 변환하면 각각 i_{qv} 과 i_{dv} 이 된다. 이 정지좌표계의 dq축 전류기준치가 실제전류의 dq축 성분 i_q , i_d 와 비교하여 전류제어를 수행하게 된다. 여기에 추정된 역기 전력 e_q , e_d 가 식 (16), (17)과 같이 포함된다.

전류제어기의 출력은 전압기준치 v_{qv} , v_{dv} 이 되고 이를 이용하여 식 (13)과 같이 변조함수를 발생하게 된다. 이 변조함수를 이용하여 그림 3과 같이 스위칭 신호를 발생하게 된다. 스위칭 신호 발생과 강제전류 싸이크로콘버터는 이득 1인 선형 증폭기와 2상/3상 변환기의 기능을 수행하게 된다.

V. 시뮬레이션

전류제어의 타당성을 검증하기 위하여 시뮬레이션을 수행하였다. 그림 4의 스위칭 방식은 다음의 프로그램으로 구현된다. 톱니파가 발생되고 변조함수와 비교하여 출력전압의 상전압이 결정된다. 출력의 1상에 대한 스위칭은 다음과 같다.

```

if      m11 >= Sawtooth, Vo1=Vi1;
elseif m11+m12 >= Sawtooth, Vo1=Vi2;
else   Vo1=Vi3;

```

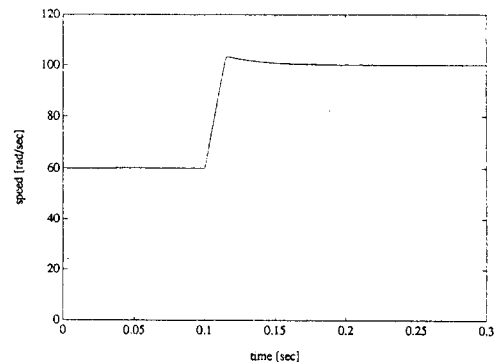
PI 제어와 전류예측제어를 수행한 후 입력전압의 0.75로 출력전압 v_{dr} , v_{qr} 을 제한한다. 그 이유는 본 연구에서 제안한 변조방식은 입력전압의 0.75 범위 내에서 동작할 수 있기 때문이다. 0.75보다 커지게 되면 음의 변조함수가 발생하게 되고 이는 음의 스위칭 시간을 갖게 되어 구현이 불가능하다. 최초의 Venturini 방식은 출력의 한 상에 입력의 한 상씩이 연결되는 방식에서 출력전압을 개선하기 위하여 여러개의 출력이 하나의 입력에 연결될 수도 있게 된다. 시뮬레이션에 사용한 톱니파의 주파수는 4 KHz 이며 전류예측제어에서의 샘플링 주파수도 4 KHz로 하였다.

시뮬레이션은 유도전동기 속도제어를 벡터제어기로 구성한 것으로 속도명령에 대한 계단응답과 토크외란에 대한 것이다. 속도제어기는 PI 제어기로 구성하고 일정자속으로 제어하였다. 그림 6은 속도 계단응답을

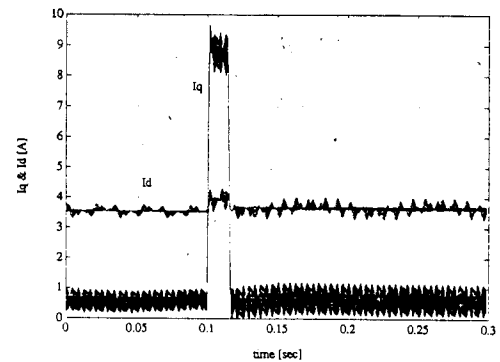
보여주고 있다. 속도명령은 60rad/sec에서 100rad/sec로 변화시킨 것으로 속도 외에 동기회전좌표계 상의 i_q^* 와 i_d^* 를 함께 보여주고 있다. i_q^* 는 토크성분 전류로서 속도변화에 따른 제어기 출력 특성을 보여주고 있다. i_d^* 는 자속성분 전류로서 속도 변화에 무관하게 거의 일정한 것을 볼 수 있다. 정지좌표계 상의 전류 기준치와 실제 전류도 보여주고 있다. 속도 변화에 따라 주파수가 증가하고 전류기준치를 실제전류가 잘 추종하는 것을 볼 수 있다. 이와 함께 출력 1상에 대한 변조함수의 변화도 함께 보여주고 있다.

그림 7은 토크 외란에 대한 응답을 보여주고 있다. 무부하에서 1/2 부하로 변화시켰을 때의 여러가지 파형을 그림 6에서와 같이 보여주고 있다. 토크 변화에 따라 동기회전좌표계의 토크분 전류 i_q^* 이 대응하여 증가하고 자속분 전류 i_d^* 는 거의 일정한 것을 볼 수 있다.

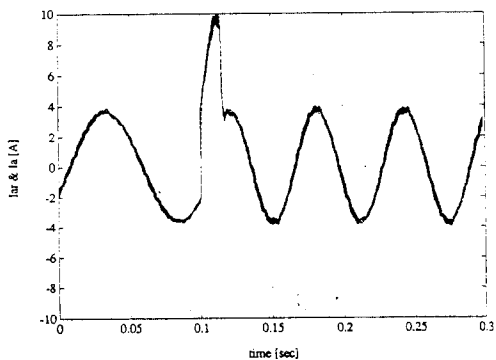
그림 6,7에서 만족할만한 제어성능을 발휘하는 것을 확인할 수 있다. 또한 전류제어에서 PI 제어와 전류예측제어는 거의 같은 성능을 나타내기 때문에 PI 제어 방식을 보였다.



(a)



(b)



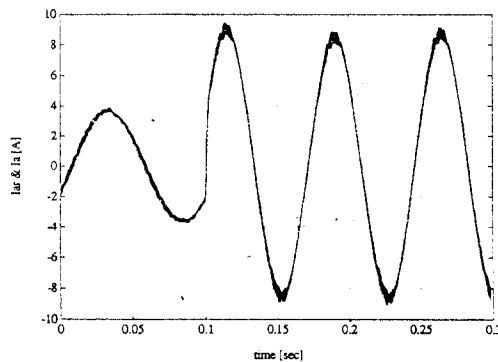
(c)

그림 6. 계단응답 파형

- (a) 각속도
- (b) $i_q^* i_d^*$ (등기회전좌표계)
- (c) 전류기준치와 실제전류

Fig. 6. Waveforms of step reponse.

- (a) angular speed
- (b) $i_q^* i_d^*$ (rotating frame)
- (c) reference and actual currents



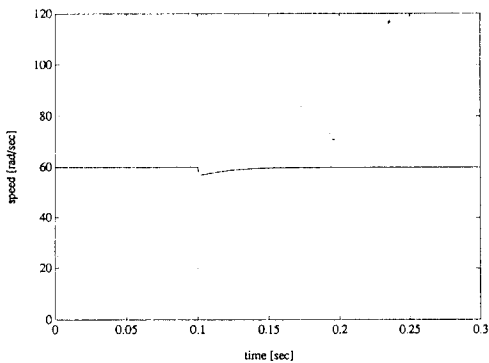
(c)

그림 7. 토크외란 파형

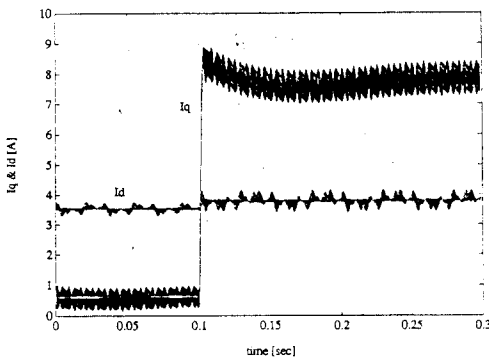
- (a) 각속도
- (b) $i_q^* i_d^*$ (등기회전좌표계)
- (c) 전류기준치와 실제전류

Fig. 7. Waveforms of torque disturbance.

- (a) angular speed
- (b) $i_q^* i_d^*$ (rotating frame)
- (c) reference and actual currents



(a)



(b)

V. 결 론

강제전류 사이크로콘버터는 교류전압의 크기, 주파수 및 위상을 동시에 변환하는 직접변환방식의 AC/AC 변환기이다. 최초의 강제전류 사이크로콘버터는 전압전달율이 0.5이었으나, 계속된 연구결과로 전압전달율을 0.866까지 개선시켰다.

본 연구에서는 강제전류 사이크로콘버터에 의한 유도전동기 벡터제어 시스템을 제안하였다. 본 연구에서 제안한 방식은 dq 변환 기법을 이용하여 원하는 출력전압의 정상상태 정보가 아닌 순시값을 발생하는 변조함수를 발생한다. 제안된 변조방식을 채택한 강제전류 사이크로콘버터는 이득이 1인 선형의 전력증폭기로 모델링할 수 있으며 전체 시스템이 선형이 된다. 따라서 여러가지 방식의 전류제어 방식이 적용될 수 있으며 본 연구에서는 PI 제어방식과 전류예측제어방식에 대하여 검토하였다.

강제전류 사이크로콘버터에 의한 유도전동기 벡터제어 시스템에 대한 시뮬레이션을 수행하여 전류제어 성능과 속도제어의 과도상태를 조사하였다. 시뮬레이션

결과 제안된 변조방식은 벡터제어와 전류제어의 정상 상태와 속도 계단응답과 토크 외란에 대하여 제어특성이 우수한 것을 확인할 수 있었다. 제안된 방식은 비교적 구현하기가 용이하고 교류전동기 벡터제어에 적합하다고 생각된다.

※ 이 논문은 1992년도 교육부 지원 한국학술진흥재단 자유공모(지방대학육성) 과제 학술연구비에 의하여 연구되었음.

참 고 문 헌

- [1] M.Venturini, "A New Sine Wave In, Sine Wave Out, Conversion Technique Eliminates Reactive Elements," *Proc. Powercon 7*, San Diego, CA, 1980, pp.E3-1-E3-15
- [2] A.Alesina and M.Venturini, "Solid-State Power Conversion: A Fourier Analysis Approach to Generalized Transformer Synthesis," *IEEE Trans. on Circuits and Systems*, vol.CAS-28, no.4, 1981, pp.319-330
- [3] A.Alesina and M.Venturini, "Analysis and Design of Optimum-Amplitude Nine-Switch Direct AC-AC converters," *IEEE Trans. on Power Elec.*, vol.PE-4, no.1, 1989, pp.101-112
- [4] P.D.Ziogas, S.I.Khan and M.H.Rashid, "Analysis and Design of Forced Commutated Cycloconverter Structures with Improved Transfer Characteristics," *IEEE Trans. on Ind. Elec.*, vol. IE-33, no.3, 1986, pp.271-280
- [5] D.W.Novotny and R.D.Lorentz, *Introduction to Field Orientation and High Performance AC Drives*, IEEE/IAS Annual Meeting, Tutorial Course, 1985
- [6] R.Gabriel, W.Leonard and C.Nordby, "Field Oriented Control of a Standard AC Motor Using Microprocessors," *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol.IA-16, no.2, 1980, pp.186-192

저 자 소 개



金基澤(正會員)

1960年 9月 25日生. 1983年 2月 서울대학교 전기공학과 졸업(공학사). 1989年 서울대학교 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 1990年 1月 - 8月 삼성종합기술원 선임연구원. 1994年 7月 - 1995年 6月 미국 Wisconsin 대학교 전기 및 컴퓨터공학과 방문교수. 1990년 8월 - 현재 강원대학교 제어계측공학과 조교수. 주관심분야는 전력전자, 전동기제어, 디지털 제어 등임.