

3相交流 電動機의 트랜스벡터制御에 관한 研究

盧 彰 注* · 洪 淳 一**

A Study on the Trans-vector Control of the 3 ϕ Induction Motor drive

C. J. NOH, S. I. HONG

Abstract

In this Paper, the fundamental equation on the TransVector control of 3 ϕ Induction motor drive and the new equivalent circuit to be adapted for this equation, have been obtained, and control drive system to be coincide with this equation is made. therefore, it has been obtained that control scheme can always be used motor drive. 3 ϕ Induction motor drive has been got the dynamic behavior the same as that of DC motor drive.

The drive dynamic response is very rapid because of Trans-vector Control on the I_1 (primary current) and ω_1 (frequency of primary current) of the Induction machine. This paper indicates that a practicality of the drive control system and the rationality of the theory have been identified with the experimental results. The effect of parameter variations on the drive dynamic response can be evaluated from these results.

記 號 說 明

부록 :

V_d : 사이리스터 콘버터 출력전압 (V)
 V : 교류입력 실효치 (V)
 α : 콘버터 점호제어각 [$^\circ$]
 i_d : 콘버터 출력전류 [A]
 V_I : 사이리스터 인버터 입력전압 (V)
 \dot{V}_1 : 3상교류전동기 입력단자전압 (V)
 I_1 : 3상교류전동기 1차입력전류 [A]
 I_1^* : 전동기 1차입력전류 지령신호 (V)

$$a : \text{인버터비} = \frac{\pi}{3\sqrt{2}}$$

첨자 D, Q : 2相교류 전동기 d, q 축의 고정자축 변수

첨자 d, q : 2相교류 전동기 d, q 축의 회전자축 변수

첨자 * : 制御指令値

첨자 \cdot : Vector 량의 변수를 表示

R_1, R_2 : 전동기 1, 2차 저항

L_1, L_2 : 전동기 1, 2차 자기인덕턴스

M : 1, 2차 상호 인덕턴스

$\dot{\omega}$: 회전자 회전각주파수

* 正會員, 韓國海洋大學

** 正會員, 釜山開放大學

- ω_1 : 전동기 1차입력전류 각주파수
- \dot{V}_2 : 전동기 2차전압
- ϕ_2 : 2차자속
- $\dot{\omega}_0$: 2차자속 회전각주파수
- \dot{I}_0 : 자화전류
- \dot{I}_2 : 3상교류전동기의 토오크전류
- ϕ_G : 공극자속
- l_2 : 2차누설리액턴스
- $\dot{\omega}_{s1}$: 스톱 각 속도

1. 序 論

最近 Power Electronics의 發展은 回轉機의 驅動技術에 큰 영향을 미쳤다. Power Electronics는 電力用 半導體素子를 이용하여 電力의 變換과 制御를 하는 技術이다. 그 最大適用分野는 전동기의 可變速驅動分野이다. 교류전동기를 가변속운전 시키는 것은 여러가지 방법에 의해서 행해지고 있다. 그 대부분은 速度만을 가변시키는 始動, 停止, 急速加減速 등 설정변경에 대한 추종성과 外亂에 대한 回復力을 말하는 것이 動的運轉, 制御를 요구하는 곳에서는 可變速運轉이 되지 아니하였다. 사실 이와 같은 性能을 要求하는 用途에서는 종래에는 직류전동기가 사용되어 왔다. 그러나 교류전동기도 직류전동기와 같이 動的運轉, 制御性能이 얻어질 뿐 아니라 구조가 간단하여 보수 점점이 용이하고 高速化, 大容量化를 쉽게 할 수 있다. 이와 같은 性能을 발휘 할 수 있는 技術이 트랜스벡터 제어이다. 이 기술은 1968年 지멘스사 Blaschke씨의 磁束檢出形 Vector制御에서 시작되어 최근 長瀬博, Hasse (IEEE)씨 등에 의하여 연구되고 있다.

本 研究에서는 전동기 1차입력전압 (\dot{V}_1)은 1차 전류(\dot{I}_1)을 제어한 결과로서 정하여 지므로 \dot{V}_1 을 제어하는 종래의 방법과 달리 I_1 을 벡터적으로 제어함으로써 3相交流電動機의 速度와 토오크의 動的運轉 制御를 하도록 하였다.

그 방법으로서는 회전각주파수를 檢出하여 이 신호와 速度設定信號의 差를 速度制御 增幅器에 의해서 토오크 지령전류(I_2^*)를 만들고 이 신호와 제어 할려는 전동기의 磁化電流지령분(I_0^*)을 $\sqrt{I_2^{*2} + I_0^{*2}}$ 로 합성하여 1차전류지령(I_1^*)을 만

들어 I_1^* 에 대응하는 교류입력을 싸이리스터콘버터에 입력시켰다. 또 토오크 전류 지령분과 I_0^* 을 除算하여 스톱각주파수 신호를 만들고 이 신호와 회전각주파수신호를 가합하여 전동기 입력전류 각주파수지령(ω_1^*)을 만들어 싸이리스터인버터의 게이트에 입력하였다.

이결과 자화전류(\dot{I}_0)을 일정시키고 토오크전류(\dot{I}_2)를 제어 함으로써 전동기의 1차전류(\dot{I}_1)이 Vector의으로 制御되어 교류 전동기도 직류분권전동기와 같은 動的制御特性을 얻을 수 있다. 이 벡터제어 실현을 위해서 理論的 基礎方程式과 간편한 等價回路 및 制御조건식을 提示하였고 實驗을 통해서 타당성을 확인 하였다.

2. 트랜스벡터 制御理論

2.1 誘導電動機의 Vector制御에 관한 基礎方程式의 導出

트랜스벡터 제어를 위한 主回路의 驅動動作은 다음 그림1과 같다. 즉 트랜스벡터 制御에 있어서는 1次電流指令(I_1^*)에 대응하는 入力을 인버터에 입력할 必要가 있으므로 여기서는 三相兩압 制御의 싸이리스터 콘버터를 사용한다. 또 인버터부는 콘버터에서의 直流出力을 1차전류주파수제어지령신호(ω_1^*)에 일치된 交流로 변환하여 전동기를 運轉한다.

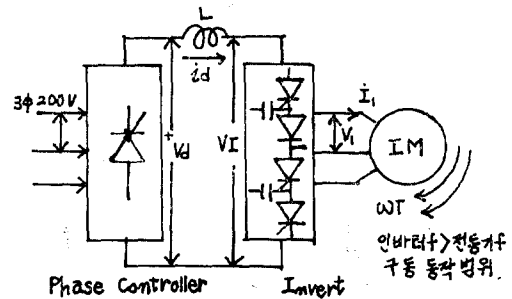


그림 1. 主回路驅動動作

여기서 3상교류 입력전압, V 에 대하여 전동기 입력전압 V_1 의 관계식을 구하면 다음과 같다

$$V_d = 3\sqrt{2}/\pi \cdot \cos\alpha = (R + L \cdot P)i_d + V_I \quad (1)$$

여기서 V : 교류입력실효치, α : 점호제어각,

$0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{2}$, R, L : Reator의 저항과 리액턴스

$$V_1 = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_I \sin \omega_1 t, \quad I_1 = \frac{2}{\pi} I_d$$

$$\sin \omega_1 t \quad (2)$$

$$\dot{V}_1 = aV_1 = V \cos \alpha - a^2(R_d + LP) I_1 \quad (3)$$

여기서

$$a = \frac{V_1}{V_2} = \frac{i_d}{I_1} = \pi/3 \sqrt{2}, \quad P = \frac{d}{dt}$$

로 表示된다.

이 驅動動作理論에 表示한 V_1, I_1 으로 제어동작 이론식을 도출한다.

3상 유도전동기는 3相↔2相 변환을 쉽게 할 수 있으므로 유도기는 2상 2극이라 하면 고정자평면 기준좌표에 있어서 등가 2相 誘導電動機의 전압전류 미분방정식은 다음과 같다.¹⁾

$$\begin{pmatrix} V_D \\ V_Q \\ V_d \\ V_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_1 + L_1 P & 0 & MP & 0 \\ 0 & R_1 + L_1 P & 0 & MP \\ MP & M\omega & R_2 + L_2 P & L_2 \omega \\ -M\omega & MP & -L_2 \omega & R_2 + L_2 P \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_D \\ i_Q \\ i_d \\ i_q \end{pmatrix} \quad (4)$$

(4)식의 D, Q 축, 전류를 그림2와 같은 벡터 전류 \dot{I}_1 와 \dot{I}_2 로 바꾸어 환산하면 (5)식과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= (R_1 + L_1 P) \dot{I}_1 + MP \dot{I}_2 \\ \dot{V}_2 &= (MP - j\omega M) \dot{I}_1 + (R_2 + L_2 P) \dot{I}_2 - j\omega L_2 \dot{I}_2 \end{aligned} \quad (5)$$

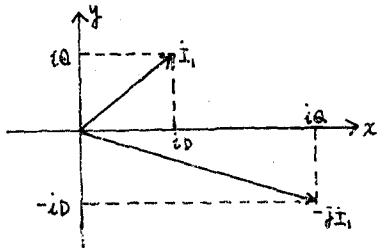


그림 2. 1차전류 Vector

그런데 실제 유도전동기의 2차측은 단락되어 있으므로 $\dot{V}_2 = 0$ 로 놓고 $\omega = j\omega$ (\dot{I}_1, \dot{I}_2 가 만드는 평면에 수직) 놓으면 다음 (6)식이 된다.

$$\begin{pmatrix} \dot{V}_1 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_1 + L_1 P & MP \\ MP - M\omega & R_2 + L_2 P - L_2 \omega \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{I}_2 \end{pmatrix} \quad (6)$$

이 식이 전압전류 벡터미분방정식이다.

2.2 誘導電動機의 新等價回路

(6)식에서 $\frac{d}{dt} = P = j\omega_1, S = \frac{\omega_1 - \omega}{\omega_1}$, 즉 전동기 1차 입력전류에 대한 회전자 스리프를 S 라하면 (7)식이 된다.

$$\begin{pmatrix} \dot{V}_1 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_1 + j\omega_1 L_1 & j\omega_1 M \\ j\omega_1 S M & R_2 + j\omega_1 S L_2 \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{I}_2 \end{pmatrix} \quad (7)$$

여기서 철손은 무시하고 권수비 1이라 가정한다. 또 2차를 변환하여 새로운 등가회로를 유도하기 위해서

$\begin{pmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{I}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \alpha \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{I}_2 \end{pmatrix}$ 라 하면 (7)식은 (8)식과 같다.

$$\begin{pmatrix} \dot{V}_1 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_1 + j\omega_1 L_1 & j\alpha \omega_1 M \\ j\alpha \omega_1 M & \alpha^2 \left(\frac{R_2}{S} + j\alpha^2 L_2 \omega_1 \right) \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{I}_2 \\ \bar{\alpha} \end{pmatrix} \quad (8)$$

여기서 任意의 數 α 대신 $\alpha = \frac{M}{L_2}$ 을 代入하면

(8)식은 (9)식이 된다.

$$\begin{pmatrix} \dot{I}_1 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_1 + j\omega_1 L_1 & j\omega_1 \frac{M^2}{L_2} \\ j\omega_1 \frac{M^2}{L_2} & \left(\frac{M}{L_2} \right)^2 \frac{R_2}{S} + j\omega_1 \frac{M^2}{L_2} \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} \dot{I}_1 \\ \frac{L_2}{M} \dot{I}_2 \end{pmatrix} \quad (9)$$

이 식에 대응하는 등가회로를 그리면 그림3과 같다.

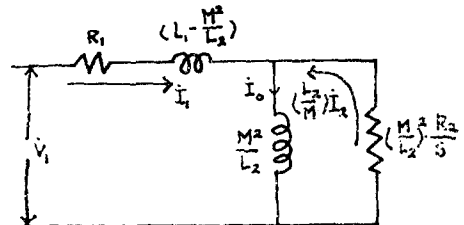


그림 3. 新等價回路

이 그림에서 2차리액턴스 x_2 가 2차회로에 없으므로 \dot{I}_2 는 토오크전류라 칭하고 \dot{I}_2 와 \dot{I}_0 는 $\frac{\pi}{2}$ 의 상차를 갖는다.

*; I_0 의 意味

제어시스템의 블럭선도를 설명하면 다음과 같다.

회전각주파수를 검출하여 이 신호와 速度設定信號의 差를 速度制御增幅器에 의해서 I_2^* 을 만들고 이 신호와 I_0^* 을 $\sqrt{I_2^*+I_0^*}$ 로 합성하여 I_1^* 을 만들어 I_1^* 에 대응하는 교류입력을 싸이리스터 콘버터에 입력시켰다. 또 I_0^* 과 I_2^* 을 제산하여 ω^* 을 만들고 이 신호와 ω 신호를 가함하여

ω_1^* 신호를 만들어서 싸이리스터 인버터의 게이트에 입력 하였다.

4. 實驗結果 및 檢討

4.1 實驗裝置

그림6은 本實驗에 사용된 실험試作品과 그 전기적 결선도를 나타낸 그림이다.

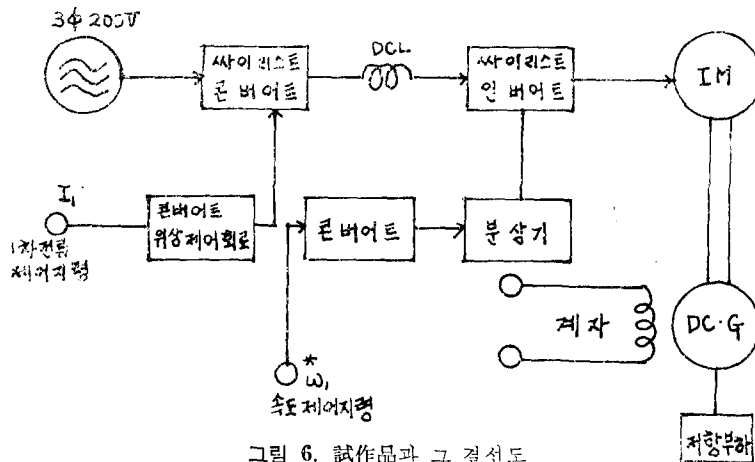
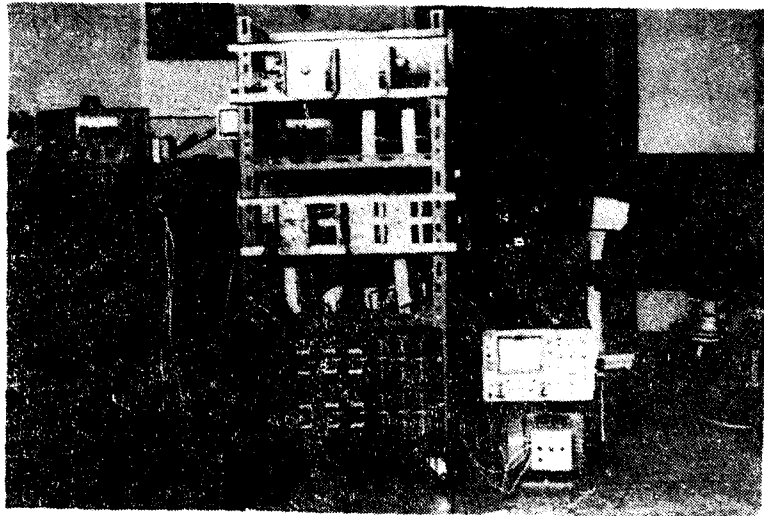


그림 6. 試作品과 그 결선도

4.2 實驗結果

(1) 피시험전동기 仕様

Number of poles	4	$x_m=91.6(\Omega)$
Out put	0.4(KW)	$r_2=1.4(\Omega)$
No load current	1.2(A)	$r_2/M=4.8(\Omega/H)$
Slip at full load	5(%)	정격 입력전압=200(V)
동기 속도	1,500rpm	정격 주파수=50Hz
Full load current	2.3(A)	
Torque current	1.96(A)	

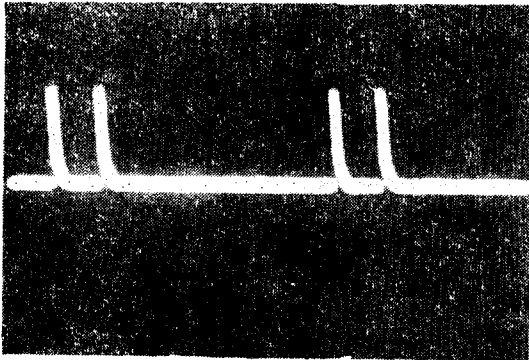
(2) 주회로 및 제어장치 각부 측정값

	무부하시	부하시	단위
V/F 콘버터 출력주파수	249(41.5)Hz	255(42.5)	Hz
1차 전류제어지령 신호(I_1^*)	8.95	9.75	V
콘버터 입력 전압	60.0	58.0	V
콘버터 입력 전류	0.41	0.68	A
인버터 입력 전압	60	73	V
인버터 출력 전압	57	64	V
인버터 출력전류	2.11	3.11	A
회전수	1,195	1,191	rpm

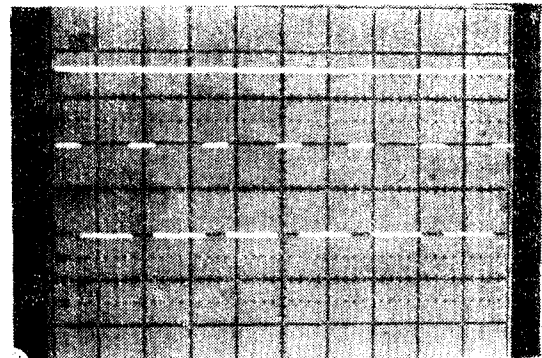
속도변경에 대한 응답시간, 가속시 120ms, 감속시 100ms

(3) 각 부측정 파형

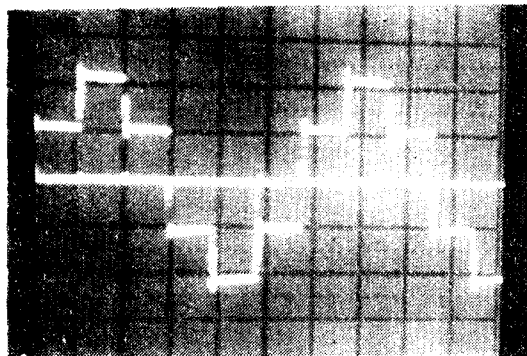
다음은 그림 7로서 각부의 측정파형을 나타낸다.



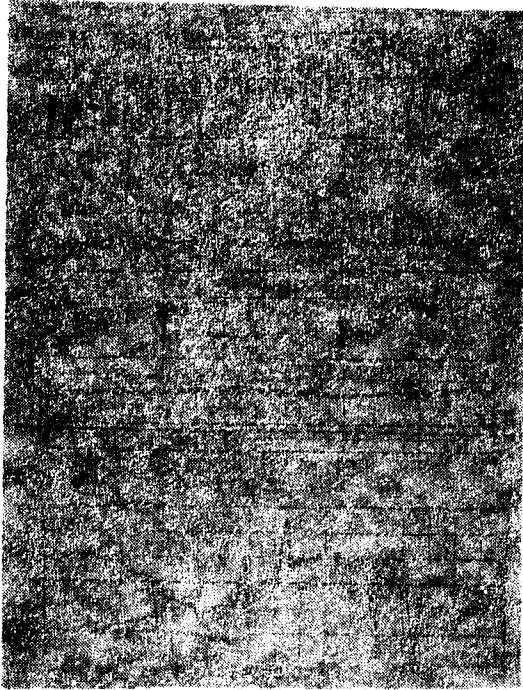
(a) (上) 전류지령 I_1^* (下) 주파수지령 ω_1^*
 종축 2V/div 횡축 2ms/div



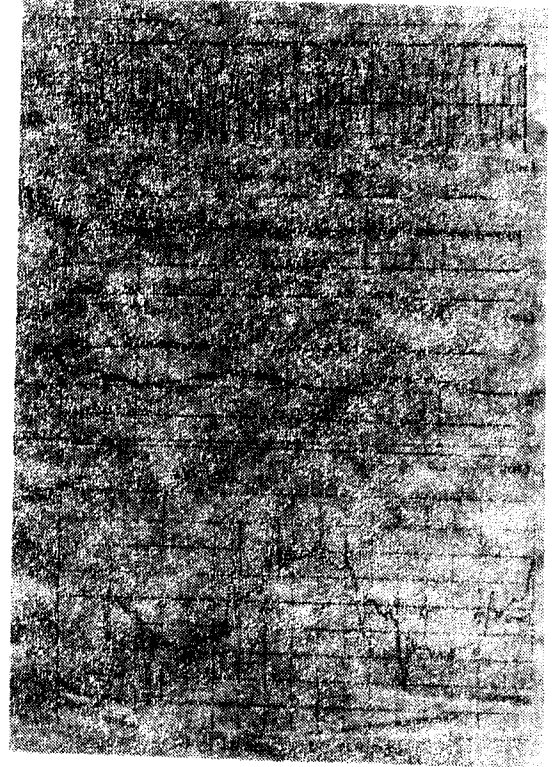
(b) gate 신호
 종축 2V/div 횡축 5ms/div



(c) 인버터 출력 선간전압 부하 open시
 종축, 100V/div 횡축 2ms/div



(d) 무부하시의 파형



(e) 부하시의 파형
그림 7.

4.3 檢 討

(1) 물리적 의미의 검토

그림 3의 등가회로에서 勵磁인덕턴스 $\frac{M^2}{L_2}$ 에 흐르는 電流 I_0 는 (12)식에서 표시한 것처럼 2次 磁束을 주는 磁化電流이다. 또 2차측 회로에서 $x_2=0$ 이므로 이 회로에 흐르는 전류는 토오크전류(I_2)을 표시한다. 즉 I_2 와 I_0 는 서로 직교하고 있음을 의미하고 I_0 을 일정히 하면서 I_2 을 제어함으로써 I_1 이 제어됨을 알 수 있다. 그림 8에서 I_1 은 토오크가 적을시키고 I_1' 는 토오크가 클 때이다.

(2) 그림 7의 (d), (e)에서 보던 톨다 60(V)의 정현파를 콘바터에 入力하였다. 그러나 콘바터의 출력전압은 무부하시는 약 60(V), 부하시에는 약 73(V)로 부하가 걸리면 상승되는 것을 알 수 있다. 이것은 콘바터의 位相制御角이 복합적 영향을 받아 변화되기 때문이고 이것은 실험결과와 1차전류제어 지령신호를 보아도 알 수 있다.

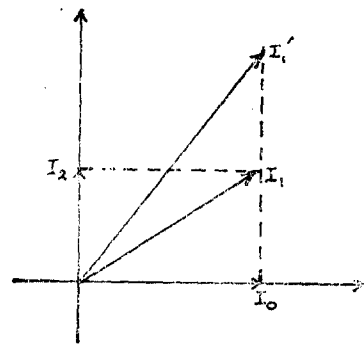


그림 8. 電流벡터圖

(3) 인바터의 출력주파수가 무부하시 41.5Hz에서 부하시 42.5Hz로 약간 상승되는데 이것은 전동기 2차저항의 변화로 주파수제어 지령신호가 변화하였기 때문이다.

(4) 실험결과에서 슬립은 4.02(%)이고 속도 변동률은 0.33(%)이다. 또 속도변경에 대한 응답시간이 가속시 120(ms)로 빠른 勵特性을 갖

는다.

5. 結 論

이상의 理論과 實驗結果로 부터 다음을 알 수 있다.

(1) 2軸理論과 관련하여 瞬時토크 제어가 가능한 트랜스벡터 제어법에 사용되는 벡터제어의 基礎方程式과 等價回路를 導出하여 實用性を 提示하였다.

(2) 電流를 制御함으로써 速度의 급속한 制御가 가능해서 응답특성이 좋으며 기존의 전동기에 특별한 개조없이 가변속제어 가능케 된다.

(3) 始動時에 轉流能力이 부족되기 쉽고 높은 주파수영역 및 輕負荷時에는 不安定現象이 발생 하는 어려움이 있으며 써지전압등에 대한 소자 보호와 억제장치가 계속 연구 되어야 한다.

결국 實驗結果에 나타난 것에 따라 本論文에서 서술한 3 ϕ 전동기의 벡터제어 방식의 實用性和 基礎方程式 및 등가회로의 타당성을 확인하였다.

參 考 文 獻

1. Mohameda Abbas, et al. "The Stator

Voltage-Controlled Current Source Inverter Induction Motor Drive" IEEE Industry App' Vol. 1A-18, No. 3, May/June 1982, p. 219-229.

2. Masahiko Akamatsu, et al. "High Performance IM Drive by Coordinate Control using a Controlled Current Inverter" IEEE Industry App Vol. 1A-18, No. 5, 1981, p. 562-571.

3. 難波江・黑澤 "誘導電動機의 토크傳達關數定數化制御" 電學論, 53-B 38 Vol. 98, No. 3, p. 303(昭53-3).

4. N.N. Hancock "Matrix analysis of electrical machinery" Pergamon Press, 1974, p. 100-137.

5. S.B. Dewan et al. "Power Semiconductor Circuit" Tower Press, 1980, p. 131-133.

6. 安達忠著 "ベクトル解析" 培風館社, 昭 50, p. 146-150.

7. Luis J. Garces "Parameter Adaption for the Speed Controlled Static A.C. Drive with a Squirrel-Cage Induction Motor" IEEE Trans' Industry App' Vol. 1A-16, No. 2, Mar, 1980, p. 173-178.