

誘導電動機의 벡터制御 System

具憲會 / 技術指導室

I. 序 論

직류전동기의 磁束과 토오크는 전기자 전류와 界磁制御에 의해서 쉽게 제어할 수 있기때문에 速度變化가 필요한 곳에서 널리 사용되고 있다. 그러나, 直流電動機는 整流子和 브러시가 존재하므로 주기적인 정비가 필요하고 정류자의 整流 限界上 高速 回轉化, 高壓化에 限界가 있고 電動機의 설치 환경에 폭발과 부식의 위험이 있는 장소에서는 사용하지 못하는 등의 제약이 많다.

이 문제를 해결하기 위해서 직류전동기를 능가하거나 同一한 수준의 制御特性을 얻기 위해 간단하고 堅固한 構造와 운전, 보수면에서 경제성을 갖는 유도전동기를 채용한 많은 연구가 있었다.

인버터에 의한 交流機 可變速시스템은 變換器의 발달과 더불어 많은 分野에서 이용되어 왔으나, 아직도 제어성의 점에서는 어려움이 있고 직류기의 가변속 영역에는 미치지 못하고 있다.

벡터 制御方式은 分捲直流機의 토오크發生原理를 基本으로 해서 분권직류기에 等價인 토오크발생 방식을 추구한 것이다. 직류기의 경우 정류작용에 의해서 磁界의 方向과 電機子 電流

의 位相이 固定되어 스칼라량으로 생각할 수 있으나 交流機의 경우 回轉 磁界上에서 생각하지 않으면 안되며 그런뜻에서 벡터제어라 한다.

그 제어방법에는 誘導電動機로 부터 磁束을 검출하여 이 磁束벡터를 基本으로 해서 固定子 電流를 제어하는 '磁界오리엔테이션 (Orientation) 제어방식'과 回轉子의 角速度를 검출하여 각속도를 基本으로해서 固定子 電流를 제어하는 '슬립周波數 제어방식'이 있다. 여기서는 유도전동기의 轉達函數를 구하고 슬립주파수제어에 대해 간단히 설명하기로 한다.

II. 誘導電動機의 轉達函數

과도상태를 포함한 유도전동기의 해석을 하기 위해서는 電壓과 電流의 관계를 記述한 전압 전류 方程式을 취급할 필요가 있다. 그러나 유도전동기의 전압전류 방정식은 4行 4列이상의 행렬식으로 되고 식의 취급이 복잡하고 물리적인 의미를 읽기 쉽다. 그래서 식의 취급이 용이하며 물리적인 이해가 쉽도록 전압전류의 벡터로서 취급하여 설명을 하고자 한다.

일반적으로 誘導電動機는 三相機가 이용되고

있지만 等価二相 誘導電動機로 變換시킨 電壓 전류의 方程式 및 토오크의 關係는 아래와 같다.

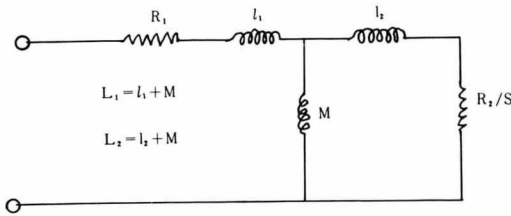
$$\begin{bmatrix} \vec{U}_1 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_1 - L_1 \frac{d}{dt} & -M \frac{d}{dt} \\ -M \frac{d}{dt} + \vec{\omega} M & -R_2 - L_2 \frac{d}{dt} + \vec{\omega} L_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{i}_1 \\ \vec{i}_2 \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (1)$$

$$\vec{T}_m = M \vec{i}_2 \times \vec{i}_1 \quad \dots\dots\dots (2)$$

여기서

- L_1 : 1 차 自己인덕턴스
- L_2 : 2 차 自己인덕턴스
- R_1 : 1 차저항
- R_2 : 2 차저항
- M : 相互인덕턴스
- \vec{i}_1 : 1 차전류
- \vec{i}_2 : 2 차전류
- \vec{U}_1 : 1 차전압
- $\vec{\omega}$: 회전자의 회전 각속도 (축방향 벡터)
- \vec{T}_m : 전동기 토오크 (축방향 벡터)

축방향벡터는 오른손법칙에 따라 전압 전류벡터 평면에 수직이다. 각 定數는 二相전동기 정수이고 3 상전동기는 <그림 1>의 T형 등가회로로 나타낸다.



<그림 1> T형 등가회로

벡터제어는 基本的으로 전류 \vec{i}_1 을 제어하는 電流制御形이고 2 차회로의 전압전류 방정식만 취급하면 된다.

式 (1)에서 2 차회로의 전압방정식은

$$0 = R_2 \vec{i}_2 + \frac{d}{dt} (M \vec{i}_1 + L_2 \vec{i}_2) - \vec{\omega} \times (M \vec{i}_1 + L_2 \vec{i}_2) \quad \dots\dots\dots (3)$$

여기서 $M \vec{i}_1$ 은 고정자 전류에 의해 회전자에서 발생하는 磁束이고 $L_2 \vec{i}_2$ 는 회전자 전류에 의해 회전자에서 발생하는 자속이므로 회전자 자속

벡터 Φ_2 는

$$\Phi_2 = M \vec{i}_1 + L_2 \vec{i}_2 \quad \dots\dots\dots (4)$$

토오크方程式은

$$\vec{T}_m = -\Phi_2 \times \vec{i}_2 \quad \dots\dots\dots (5)$$

로써, $\vec{\omega}_0$ 를 回轉子 磁束벡터 Φ_2 의 角速度라 하면 Φ_2 의 슬립角速度는

$$\vec{\omega}_s = \vec{\omega}_0 - \vec{\omega}_1 \quad \dots\dots\dots (6)$$

式 (3)을 變換하면

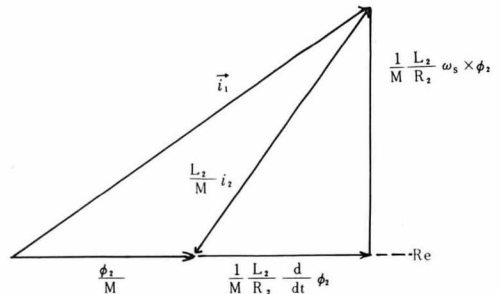
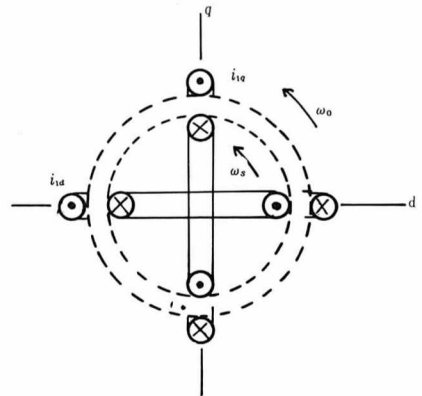
$$R_2 \vec{i}_2 + \frac{d}{dt} \Phi_2 + \vec{\omega}_s \times \Phi_2 = 0 \quad \dots\dots\dots (7)$$

그러므로

$$\vec{i}_2 = -\frac{1}{R_2} \frac{d}{dt} \Phi_2 - \frac{1}{R_2} \vec{\omega}_s \times \Phi_2 \quad \dots\dots\dots (8)$$

이고, (4)와 (8)로 부터

$$\vec{i}_1 = \frac{1}{M} \left(\Phi_2 + \frac{L_2}{R_2} \frac{d}{dt} \Phi_2 + \frac{L_2}{R_2} \vec{\omega}_s \times \Phi_2 \right) \quad \dots\dots\dots (9)$$



<그림 2> 유도전동기의 Vector도

式 (9)의 벡터도는 <그림 2>와 같다. 그림에서 \vec{i}_1 은 Φ_2 의 방향을 실수축으로 하는 복소수가 된다. 式 (9)에서 다음 방정식이 얻어진다.

$$i_{1d} = \frac{1}{M} \Phi_2 + \frac{L_2}{R_2} \frac{d}{dt} \Phi_2 \quad \dots\dots\dots (10)$$

$$i_{1q} = \frac{1}{M} \frac{L_2}{R_2} \omega_s \Phi_2 \quad \dots\dots\dots (11)$$

\vec{i}_2^* 의 실수成分과 허수成分은

$$i_{2d} = -\frac{1}{R_2} \frac{d}{dt} \Phi_2 \quad \dots\dots\dots (12)$$

$$i_{2q} = -\frac{1}{R_2} \omega_s \Phi_2 \quad \dots\dots\dots (13)$$

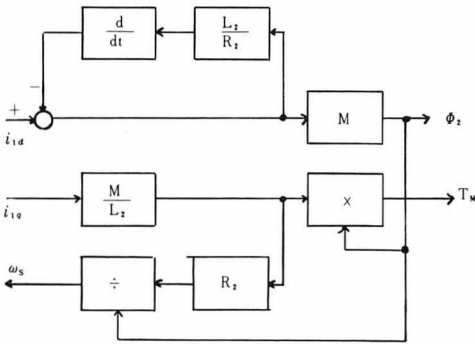
이 된다. 슬립 각속도 ω_s 는 (11)式으로 부터

$$\omega_s = \frac{R_2 M}{L_2} \frac{i_{1q}}{\Phi_2} \quad \dots\dots\dots (14)$$

토크 T_M 은

$$T_M = -\Phi_2 i_{2q} = \frac{M^2}{L_2} \Phi_2 i_{1q} \quad \dots\dots\dots (15)$$

따라서 式(10), (14), (15)로 부터 i_{1d} 와 i_{1q} 에 관하여 誘導電動機의 傳達函數는 <그림 3>의 블록선도로 나타낼 수 있다.



<그림 3> 유도전동기의 전달함수

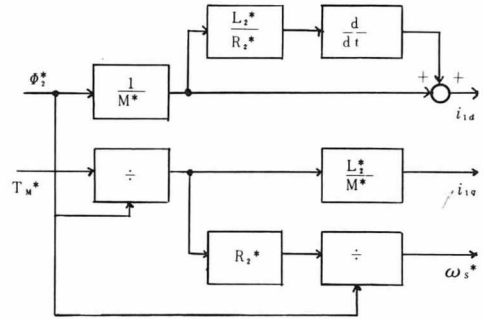
유도전동기의 回轉子 磁束 Φ_2 는 i_{1d} 로부터 1차 지연으로 주어지고 L_2/R_2 의 시정수를 갖는다. 반면에 전동기토크 T_M 은 i_{2q} 와 Φ_2 의 積에 비례한다.

유도전동기의 전달함수는 i_{1d} , i_{1q} 에 관하여 전동기 정수 M , L_2 , R_2 의 간단한 방정식으로 표시할 수 있으므로 만약 i_{1d} 와 i_{1q} 가 式(10), (14), (15)를 만족하도록 제어되면 Φ_2 와 T_M 은 그들의 指令値에 따라 제어될 수 있을 것이다.

회전자 磁束 指令値가 Φ_2^* 일때 指令받은 電流 i_{1d}^* 는

$$i_{1d}^* = \frac{1}{M^*} (\Phi_2^* + \frac{L_2^*}{R_2^*} \frac{d}{dt} \Phi_2^*) \quad \dots\dots\dots (16)$$

여기서 M^* , L_2^* , R_2^* 는 제어되는 유도전동기 정수 M , L_2 , R_2 와 일치하는 계산회로로 設定



<그림 4> 고정자 전류지령치 계산회로

되는 정수이다. 전동기 토크指令値가 T_M^* 일 때

$$i_{1q}^* = \frac{L_2^*}{M^*} \frac{1}{\Phi_2^*} T_M^*$$

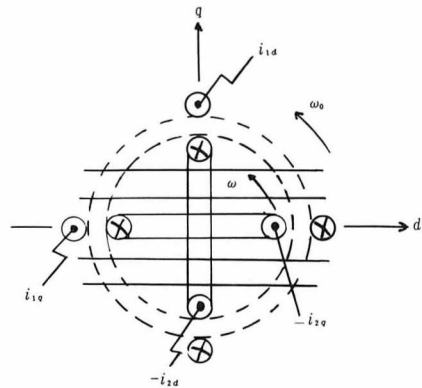
마찬가지로 角速度指令値 ω_s^* 는

$$\omega_s^* = \frac{R_2^* M^*}{L_2^* \Phi_2^*} i_{1q} \quad \dots\dots\dots (18)$$

이 된다.

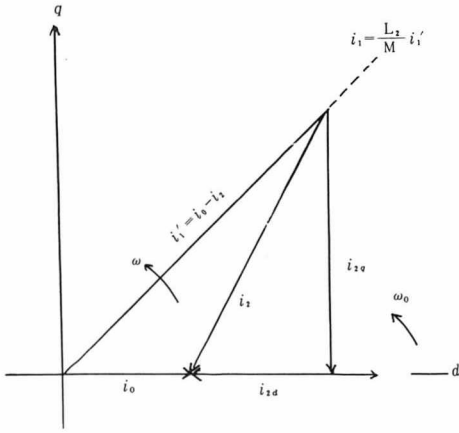
<그림 4>는 式(16)~(18)과 일치하는 i_{1d}^* , i_{1q}^* , ω_s^* 를 계산하는 固定子 電流 指令値 계산회로이다. 式(15)에서 2차 자속 Φ_2 와 2차 전류 또는 1차 전류의 Φ_2 에 直交하는 成分 i_{2q} 와를 制御할 수 있으면 直流電動機와 같이 토크를 자유로이 제어할 수 있다.

Ⅲ. 슬립周波數 制御形 벡터制御의 原理

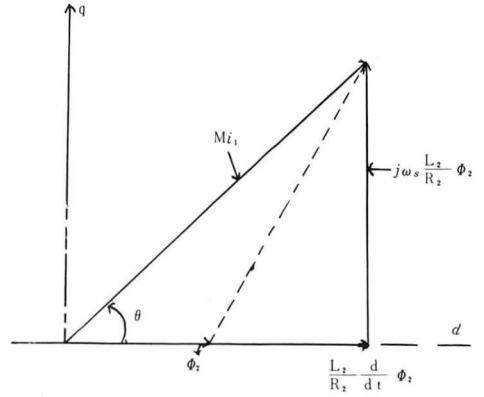


<그림 5> 원리도

<그림 5>에서처럼 2차 자속 Φ_2 와 同期로 回轉하는 複素座系를 생각한다. 유도전동기의 2



〈그림 6〉 Vector도



〈그림 7〉 Φ_2 와 i_1 의 Vector관계

차 導体에는 速度 起電力에 의한 Φ_2 에 直交하는 i_{2q} 와 磁束變化에 의한 Φ_2 와 平行인 電流 성분 i_{2d} 가 흐른다. 2차 도체 Φ_2 와 2차 도체의 角周波數를 각각 ω_0 및 ω 라 하고 反時計 方向의 回轉을 正方向으로 한다. 2차 저항을 R_2 라고 하면 i_{2q} 및 i_{2d} 는 아래식으로 된다.

$$i_{2q} = -\frac{\omega_0 - \omega}{R_2} \omega_s \Phi_2 \dots\dots\dots (19)$$

$$i_{2d} = -\frac{1}{R_2} \frac{d\Phi_2}{dt} \dots\dots\dots (20)$$

(여기서 $\omega_s = \omega_0 - \omega$: 2차 導体에 대한 Φ_2 의 角周波數)

따라서 電流 i_2 는 i_{2q} 를 q 軸 成分, i_{2d} 를 d 軸 成分으로 하는 벡터로서 〈그림 6〉과 같이 표시된다. 2차 자속 Φ_2 를 만드는 여자電流를 i_0 라 하면 1차 電流 i_1 은

$$i_1 = \frac{L_2}{M} i_1' = \frac{L_2}{M} (i_0 - i_2) \dots\dots\dots (21)$$

이 된다.

(여기서 L_2 : 유도기 2차自己인덕턴스

M : 유도기 相互인덕턴스)

i_1 의 q 축 성분은 i_{1q} , d 축 성분은 i_{1d} 라 하면 〈그림 6〉과 식 (19), (20)에서

$$i_{1q} = -\frac{L_2}{M} i_{2q} = \frac{L_2}{M R_2} \omega_s \Phi_2 \dots\dots\dots (22)$$

$$i_{1d} = \frac{L_2}{M} (i_0 - i_{2d}) = \frac{L_2}{M} \left(\frac{\Phi_2}{L_2} + \frac{1}{R_2} \frac{d\Phi_2}{dt} \right) \dots\dots\dots (23)$$

전동기가 발생하는 토오크는 i_2 와 Φ_2 의 外積으로 표시된다.

$$\tau = -i_{2q} \Phi_2 = \frac{M}{L_2} i_{1q} \Phi_2 \dots\dots\dots (24)$$

$$\Phi_2 = \frac{M}{1 + \frac{L_2}{R_2} \frac{d}{dt}} i_{1d} \dots\dots\dots (25)$$

i_1 에 대응하는 벡터도는 〈그림 7〉과 같다.

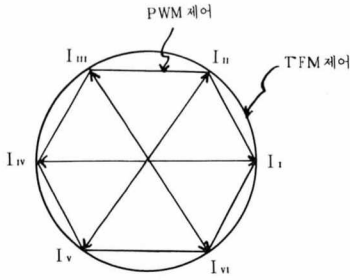
이 그림에서 보는것 처럼 i_1 을 i_{1q} , i_{1d} 의 성분으로 분해해서 i_{2q} 가 (22)식을 만족하도록 제어를 하면 전동기의 전달함수는 (24)式에 표시한 것처럼 線形化되고 토오크는 i_{1d} 에 比例한다. 역시 식 (25)에 표시한 것처럼 i_{1d} 에 의한 Φ_2 를 직접 제어할 수 있다. 따라서 i_{1d} 에 의해 二次 磁束 Φ_2 를 각각 독립적으로 高速応答 제어할 수 있다.

IV. 벡터制御의 電流形 인버터에 적용

前章에서 설명한 벡터제어를 電流形 인버터에 適用하는 경우에 관해서 알아본다.

電流形 인버터는 交流의 入力電源을 整流器를 이용해서 直流로 變換하고 직류 리액터에서 平滑化한 후에 인버터 회로에서 교류로 변환한다. 電流形 인버터는 그 출력이 矩形波 電流로 되기 때문에 벡터제어의 성능을 충분히 발휘하기 위해서는 다음의 점에 유의할 필요가 있다.

(1) 通常의 120° 통전 구형파에 의해 유도전동기를 구동하는 경우 어떤 轉流에서 다음의 轉流까지 일정한 電流로 된다. 따라서 그간에 2차 자속 Φ_2 가 주기적으로 변화하기 때문에 토오크맥동을 발생한다. 토오크맥동은 초저속 회전에서 속도에 영향을 주기 쉽기때문에 광범위

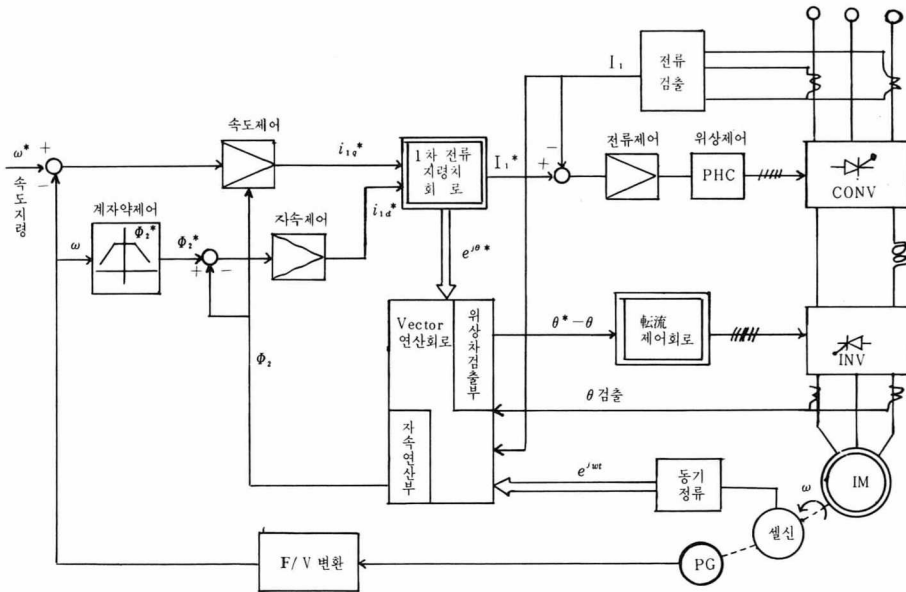


〈그림 8〉 자속 벡터 회전

한 속도제어에 대해서 별도의 수단을 강구할 필요가 있다.

(2) 저속회전을 하는 용도에 대해서는 토오크 맥동을 제거할 수 있는 TFM(Torque Frequency Modulation) 제어를 이용하면 특히 효과적이다. 이 TFM 제어는 〈그림 8〉에서 처럼 자속의 벡터가 육각형의 변위로 회전하는 통상의 PWM(Pulse Width Modulation)제어와 다른 자속벡터가 원주상을 회전하는 것과 같이 제어하기 때문에 정현파의 교류전원에서 구동하는 경우와 같은 모양으로 토오크맥동이 적게 되어 넓은 회전수 범위에서 항상 안정한 운전이 가능하다.

〈그림 9〉는 TFM제어를 포함하는 벡터제어의 제어회로의 구성도이다.



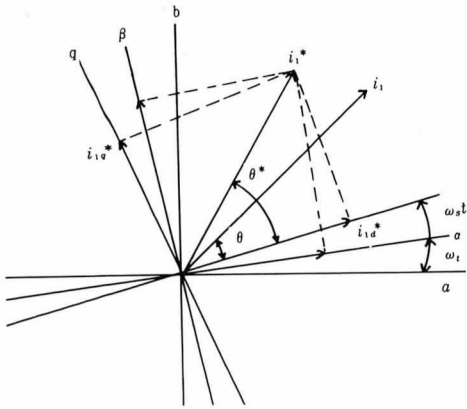
〈그림 9〉 제어회로의 전체구성도

이 회로의 구성요소에 대한 각각의 기능은 아래와 같다.

- 速度制御; 속도기준 ω^* 와 속도귀환 ω 의 오차증폭에 의해 토오크기준이 구해지고 이것을 Φ_2 로 나누어서 토오크전류기준 i_{1d}^* 를 얻는다.
- 界磁弱制御; 어떤 주파수(回轉數) 이상은 제자 약제어에 의해 定出力 特性을 얻기 때문에 자속기준 Φ_2^* 를 구한다.
- 磁束制御; Φ_2^* 로 연산된 2차 자속 Φ_2 의 귀환신호를 誤差 增幅하는 것으로 제자전류 기준 i_{1d}^* 를 얻는다.

준 i_{1d}^* 를 얻는다.

- 一次電流 指令値回路; i_{1d}^* 및 i_{1q}^* 에서 〈그림 10〉의 벡터도의 관계에서 전류기준 I_1^* 및 전류 위상기준 $e^{j\theta^*}$ ($\sin \theta^*$ 및 $\cos \theta^*$)를 얻는다.
- 電流制御 · 位相制御 · 電流檢出; I_1^* 에 상응하는 전류를 인버터회로 · 유도전동기에 흐르도록 정류기를 구성하는 thyristor의 점호각제어를 한다.
- 同期整流; 유도전동기의 回轉子에 직결되어 각속도 ω 로 회전하는 셀신의 3상출력을 90°



〈그림 10〉 벡터도

位相이 늦은 2 상(〈그림 10〉의 $\alpha-\beta$ 軸)으로 변환된다.

• 벡터연산회로; 1 차전류 지령회로에서 $e^{j\theta^*}$, 동기정류회로에서 $e^{j\omega t}$ 및 출력전류 검출용 변성기에서의 출력전류 위상에서 전류 위상 기준 θ^* 와 실전류 위상 θ 와의 차를 구하는 위상검출부를 가진다. 또한 전류검출 I_1 에서 2 차자속 Φ_2 를 연산하고 자속연산부도 갖는다.

• 轉流制御回路; 位相差를 '쉬'으로 하도록 인버터회로를 구성하는 thyristor를 선택해서 점호펄스를 만든다.

V. 結 論

以上으로 유도전동기의 전달함수를 구하고 슬

립周波数 制御形 벡터制御에 대해서 설명하였다. 벡터제어방식에 의하면 유도전동기의 1 차전류 성분을 토오크전류 성분과 자속성분으로 구분해서 제어하기 때문에 유도전동기는 거의 완전한 보상권선을 갖는 직류기라 볼 수 있다. 반면 직류기가 갖는 정류자 브러시가 없기때문에 전동기의 보수점검을 대폭 경감시킬 수 있으며 내환경성이 대폭 향상된다.

이러한 관점으로 볼때 벡터제어방식은 교류전동기의 속도조정 기능을 실용화 하는데 가장 효과적인 방식이라 볼 수 있다.

参 考 文 献

1. Akira Nabae, "An Approach to Flux Control of Induction Motors Operated with Variable-Frequency Power Supply." IEEE, Vol. 1A-16 No. 3, May/June, 1980
2. 誘導電動の 駆動方式と高性能化, 東京, 芝浦電氣株式会社
3. 難波江 章, "誘導電動機のすべり周波数制御特性", 東芝レビュー, 31卷7号.
4. Blaschke, F, "The Principle of Field Orientation as Applied to the New Transvektor Closed-Loop Control System for Rotating-Field Machine.", Siemens Rev. Vol. 39, 1972.