

# 전류형 인버터에 의한 복수대권선형 유도전동기 구동의 정상상태 해석

論 文
33~12~3

## Steady State Analysis on the Multiple Induction Motor Drive with a Current Source Inverter

朴 旻 鎬\* · 薛 承 基\*\* · 鄭 勝 基\*\* · 趙 載 承\*\*\*  
(Min-Ho Park · Seung-Ki Sul · Seung-Ki Jeong · Jae-Seung Cho)

### Abstract

A speed control system of multiple induction motors is presented in this paper. The system consists of a single CSI, several wound rotor type induction motors, and the choppers which control the rotor current of motors. Some performance characteristics are studied, and the closed control loop is suggested.

### 1. 序 論

최근 電力用 半導體素子 分野가 급격히 발전함에 따라 電動機의 運轉方式에도 많은 변화와 발전이 일어나게 되었다. 그 대표적인 예로서 誘導電動機의 可變速運轉을 들 수 있는데 특수한 방법을 사용하지 않고서는 속도의 변화가 거의 불가능했던 籠形誘導電動機의 경우 인버터나 싸이클로 콘버터와 같은 可變周波數 電源裝置에 의해 効率的인 속도제어가 가능해지게 되었고 卷線形의 경우에는 속도의 변경을 위한 종래의 機械的인 방법이 静止形半導體 回路에 의해 대체되는 과정에 있다.<sup>1)~3)</sup>

한편 産業電動力應用의 여러 分野, 예컨대 抄紙機나 壓延機등 동시에 여러대의 電動機를 어떤 일관된 공정하에서 운전해야 할 필요가 있는 곳에서는 공정에서 요구되는 運轉特性에 잘 부응하면서 制御가 용이함과 동시에 効率的인 驅動시스템이 필요하게 된다.

여러대의 電動機를 동시에 可變速運轉하기 위해 쓰이는 가장 간단한 방법으로는 電壓形 인버터를 사용, 복수대의 동형 유도전동기를 並列運轉하는 방식을 들 수 있다. 여기서 전동기의 속도는 인버터의 出力周波數에 의해 결정되며 負荷에 따라 各 轉

동기의 속도에는 어느 정도의 誤差가 생길 수 있다. 電流形 인버터도 같은 방법으로 사용하는 것이 가능하며 이 때에는 시스템의 安定된 運轉을 위해 인버터의 出力電壓을 피이드백 制御함으로써 電壓形에 비해 信賴性이 높고 回路가 간단하며 특히 大容量化에 유리한 장점을 지니고 있어<sup>4)</sup> 複數臺 電動機의 驅動에 보다 적합하다 할 수 있다.

그러나 이와 같은 단일 인버터에 의한 複數臺 誘導電動機의 並列運轉은 몇가지의 약점을 지니고 있다. 即 固定子 周波數가 모든 電動機에 동일하게 주어지므로 電動機들 간에 서로 다른 속도가 요구될 경우에는 사용할 수 없으며 또한 모든 電動機를 같은 속도로 운전하고자 할 때에도 각각의 電動機 속도는 負荷의 상태에 따라 변동하게 되므로 정밀한 속도특성을 얻을 수 없게 된다.

이러한 점을 감안하여 本研究에서는 固定子周波數 制御와 回轉子電力制御를 조합함으로써 複數臺의 誘導電動機를 驅動하는 시스템을 제안하였다. 이를 위해 卷線形誘導電動機가 사용되었으며 驅動回路로는 電流形 인버터와 간단한 漕퍼回路를 誘導하여 定常狀態에서의 特性을 考察하였고 시스템의 開루우프 試驗과 함께 開루우프 實驗을 통하여 원하는 特性을 얻을 수 있음을 보였다.

### 2. 電力回路의 構成

그림 1은 本研究에 사용한 電力回路를 나타낸 것이다. 복수대의 권선형 유도전동기가 한대의 電流形

\*正 會 員 : 서울大 工大 電氣工學科 教授 · 工博  
\*\*正 會 員 : 서울大 大學院 電氣工學科 博士 課程  
\*\*\*正 會 員 : 서울大 大學院 電氣工學科 碩士 課程  
接受日字 : 1984年 9月 20日

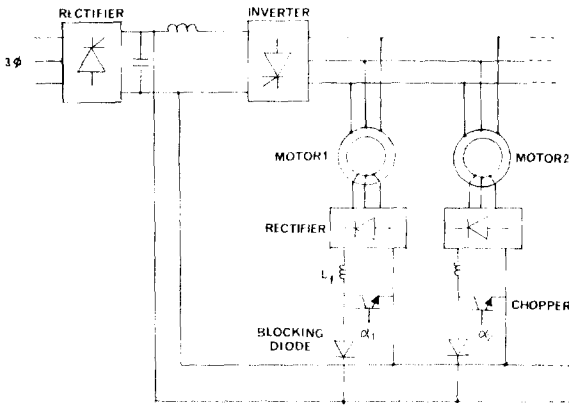


그림 1. 전력회로

Fig. 1. Power circuit of multiple motor drive

인버터에 並列接續되며 각 전동기의 廻轉子端은 整流器와 초퍼를 거쳐 인버터의 직류링크로 연결된다. 여기서 초퍼는 회전자의 낮은 整流電壓과 인버터 직류링크의 높은 電壓사이를 연결하는 遞昇 초퍼 (step-up chopper)의 역할을 하면서 전동기의 廻轉子電流를 制御한다. 이러한 회로는 그 구조에 있어서 廻轉子抵抗制御의 한 방법으로 사용되고 있는 회로와 유사하나<sup>9)</sup> 原理적으로는 静止形 셀비우스方式에서와 같이 회전자에 걸리는 逆起電力을 조절하는 작용을 한다.

인버터의 出力周波數는 각 전동기에 요구되는 속도들중 최대의 값에 따라 결정된다. 따라서 인버터는 전체 시스템의 同期速度를 결정하는 역할을 하며 그 이하의 속도에서 전동기의 개별적인 제어는 초퍼의 導通比 (duty cycle)를 조절함으로써 수행된다. 이 과정에서 廻轉子의 電力이 일부 인버터側으로 반환되므로 셀비우스方式에서와 같은 高效率의 速度制御가 가능하다. 또한 전동기들을 전체적으로 낮은 속도에서 運轉하고자 할 경우에는 인버터의 주파수를 낮춤으로써 각 전동기를 셀비우스方式에 의해 따로따로 제어할 때보다 더 높은 效率를 얻을 수 있다. 力率의 측면에 있어서도 기존의 셀비우스方式이 低速에서 심한 力率이 감소현상을 보이는 데 반하여 여기서는 電力이 直流의 형태로 반환되므로 속도와 무관하게 역률이 일정하게 유지될 뿐 아니라 초퍼회로를 사용함으로써 他勵式 인버터가 요구되는 셀비우스方式에 비해 電力回路가 훨씬 간단하다는 잇점이 있다.

따라서 그림 1의 구동시스템은 복수대의 권선형 유

도전동기들 동시에 구동하는 데에 있어서 設備 및 運用에 경제적이며, 정확한 속도의 제어가 필요한 경우에, 특히 전동기들을 전체적으로 비슷한 속도에서 운전해야 할 경우에 적합할 것으로 생각된다.

### 3. 定常狀態特性

일반적으로 電流形 인버터에 의한 유도전동기의 구동시스템에서는 安定運轉을 위하여 피이드백 制御에 의해 콘버터의 출력과 인버터의 주파수를 수시로 변화시켜야 한다. 그러나 본 연구에서는 전동기의 속도를 변화시키지 않는 한 인버터 주파수는 일정하게 유지되며 이 주파수에서 콘버터의 출력 전압은 전동기의 定格 V/f 比에 의해 결정된 값으로 일정하게 주어진다. 따라서 定常狀態에서 콘버터의 출력전압은 理想的인 直流電源으로 간주할 수 있다. 이 값을  $E_{cr}$ 라 놓고 그림 1의 유도전동기를 초퍼를 포함한 직류측으로 환산한 등가회로를 그려면 그림 2와 같이 된다.<sup>7)</sup>

그림 2에서  $\alpha$ 는 초퍼의 導通比를 나타내며  $V_{dc}$ 와  $I_{dc}$ 는 整流된 회전자의 전압과 전류를 각각 나타낸다. 필터  $L_f$ 의 작용에 의해 초퍼의 전류가 충분히 平滑하고 連續이라 가정하면 整流電流의 平均値  $I_{dc}$ 는

$$I_{dc} = (V_{dc} - (1 - \alpha) E_{cr}) / R_{eq} \quad (1)$$

로 표현된다. 여기서  $R_{eq}(S)$ 는 直流等價回路에서의 等價임피던스를 나타내며

$$R_{eq}(S) = \frac{3}{\pi} (X'_s + X_r) S + 2sR'_l + 2R_r + R_f \quad (2)$$

와 같다. 식 (1) 과 (2)에서 보는 바와 같이  $I_{dc}$ 는 전동기의 슬립 S와 초퍼의 導通比  $\alpha$ 의 함수가 되며 이 관계를 그림 3에 나타내었다.

한편 정류기 뒷단의 필터에서의 損失 및 인버터側으로 환원되는 電力을 交流側으로 환산하면 전동기의 空際電力은

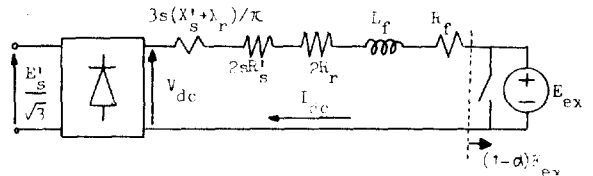


그림 2. 직류등가회로

Fig. 2. DC Equivalent circuit

$$P_{ag} = 3 \cdot \frac{1}{s} \left[ (R_r + R_f/2) I_r^2 + \frac{1}{\sqrt{6}} (1-\alpha) E_{ex} I_r \right] \quad (3)$$

와 같이 표시되므로 여기서 그림 4와 같은 相當等價回路를 유도할 수 있다. 이때 전동기의 출력토크는  $T = P_{ag}/\omega_m$

$$= \frac{3P}{2\omega_s S} \left[ (R_r + R_f/2) I_r^2 + \frac{1-\alpha}{\sqrt{6}} E_{ex} I_r \right] \quad (4)$$

와 같이 슬립과  $\alpha$ 의 함수가 되며 이 관계는 그림 5와 같다. 여기서 전동기의 토크-속도 특성은 기존의 셀비우스 시스템에서와 비슷한 특성을 나타내며 조파의 도통비를 조절함으로써 광범위한 속도의

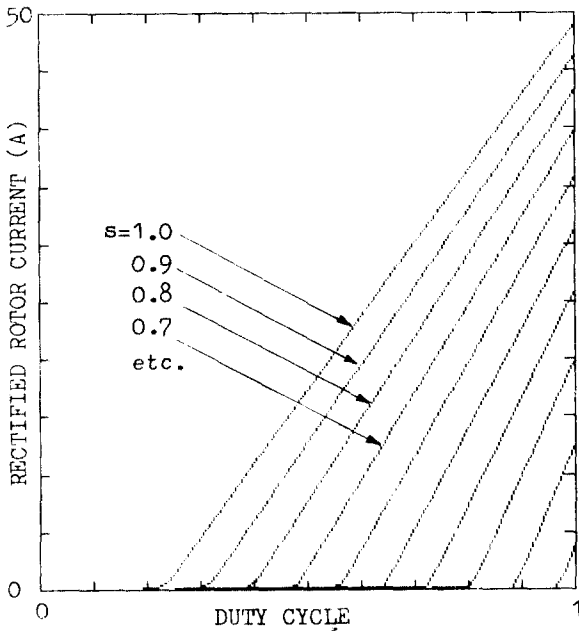


그림 3.  $\alpha$  값에 따른  $I_{dc}$ 의 변화  
Fig. 3. The curve of  $I_{dc}$  vs.  $\alpha$  with the of slip variation

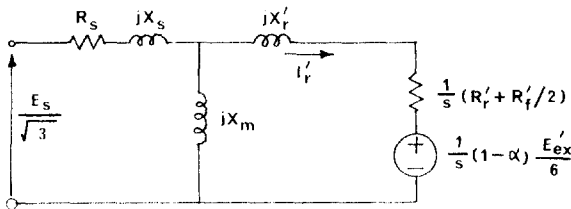


그림 4. 교류 등가회로  
Fig. 4. AC equivalent circuit

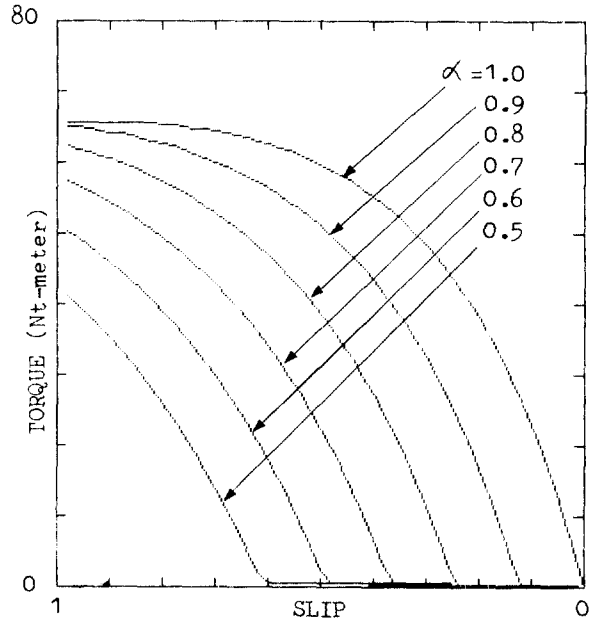


그림 5. 속도 대 토크 곡선  
Fig. 5. Torque - speed curve

제어가 가능함을 알 수 있다. 그리고 식 (1), (2) 및 식 (4)와 함께  $I_{dc} = \sqrt{3/2} I_r$ 의 관계를 이용, 토크 식에서 S와  $\alpha$ ,  $E_{ex}$ 를 소거하면

$$T = \frac{P}{\omega_s} \left[ -\left( R_r' + \frac{3}{2\pi} (X_s' + X_r) \right) I_{dc}^2 + E_s' I_{dc} / 2 \right] \quad (5)$$

와 같이 토크가  $I_{dc}$ 만의 2차함수로 표현되므로 他勵式 直流電動機에서와 같이 속도와 무관하게 回轉子電流를 제어함으로써 원하는 토크를 얻을 수 있다.

#### 4. 實驗結果 및 檢討

定常狀態에서의 운전특성을 고찰하기 위하여 인버터의 수과수를 일정하게 한 상태에서 조파의 導通比에 대한 속도의 변화를 관찰하였다. 그림 6은  $\alpha_2$ 를 1과 0.5로 한 상태에서  $\alpha_1$ 에 대한 두 전동기의 속도변화를 표시한 것으로  $\alpha_1$ 의 값에 따라  $\omega_{m1}$ 이 거의 線型的인 관계를 갖고 있음을 알 수 있다. 한편  $\omega_{m1}$ 이 증가함에 따라  $\omega_{m2}$ 가 감소하는 경향이 있음을 관찰할 수 있는데 이러한 電氣的 結合現象은 인버터의 출력전압, 즉 전동기의 고정자전압( $E_s$ )이 속도에 따라 변동하는데에 기인하는 것으로 이에 대해 그림 7에서는  $\omega_{m2}$ 를 일정하게 유지하기 위한

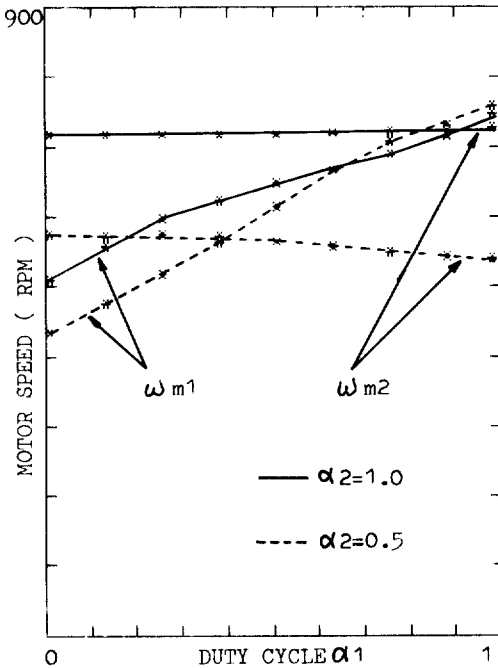


그림 6.  $\alpha_1$ 의 변화에 따른 전동기의 속도변화  
**Fig. 6.** The speed variation with duty cycle  $\alpha_1$

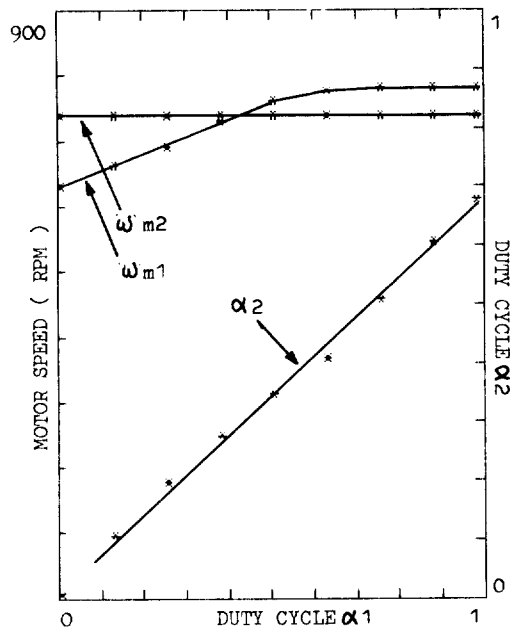


그림 7.  $\omega_{m2}$ 를 일정하게 하기 위한  $\alpha_1$ 과  $\alpha_2$ 의 관계  
**Fig. 7.** The Speed control with duty cycle

$\alpha_1$ 과  $\alpha_2$  사이의 관계를 나타내었다. 이와 같은 閉 루우프 실험결과는 인버터의 주파수와 초퍼의 道通

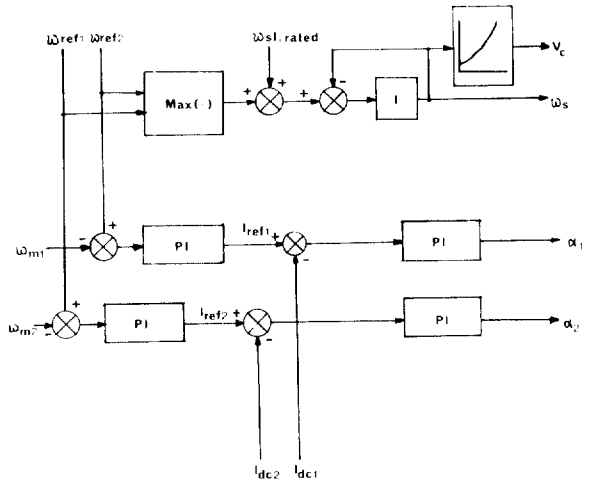


그림 8. 제어회로  
**Fig. 8.** Closed control loop block diagram

비에 의해 전동기의 속도가 제어가능함을 보여주며 본 연구에서는 그림 8과 같은 제어루우프를 사용, 閉 루우프 실험을 수행하였다. 그림 8에서 전체 제어계 통은 크게 인버터의 주파수를 제어하는 부분과 초퍼의 道通比를 제어하는 부분으로 나뉘어 진다.

우선 전동기의 基準速度 ( $\omega_{ref1,2}$ )가 주어지면 주 파수제어 루우프에서는 이들 중 최대값을 골라내어 그 값에 전동기의 정격슬립주파수 ( $\omega_{sl, rated}$ )를 더한 값으로 인버터의 주파수를 결정한다.

이때 주파수의 급작스런 변화로 인한 전동기의 脱調 (break-down)를 막기 위하여 주파수의 출력은 적분기를 포함한 1次遲延要素를 거치게 되며  $V/f$  비를 곱한 값으로 출력된다.

한편 속도제어 루우프에서는 基準速度和 寬際速度와의 誤差를 계산한 뒤 PI 制御器를 거쳐  $I_{dc}$ 의 基準值 ( $I_{ref1,2}$ )를 출력하고 이 값을 다시 실제의 전류와 비교, 道通比를 결정하는 과정을 거친다. 전체의 제어루우프는 8 bit microprocessor에 의해 실현되었으며 실험데이터는 microprocessor에 연결된 HP-9845 B型 미니컴퓨터를 사용하여 처리하였다.

그림 9는 閉루우프 실험의 결과로서 전동기속도의 過渡應答特性을 보여주고 있다. 맨처음 同期速度 630 rpm에서 전동기는 각각 450 rpm과 550rpm으로 운전되고 있다. A 지점에 이르러  $\omega_{ref1}$ 을 650 rpm으로 급증시키면 同期速度  $\omega_s$ 는 약 730 rpm으로 증가하며 잠시의 과도기간을 거친후  $\omega_{m1}$ 과  $\omega_{m2}$ 는 기준속도에 수렴한다. B 지점에서는  $\omega_{ref2}$

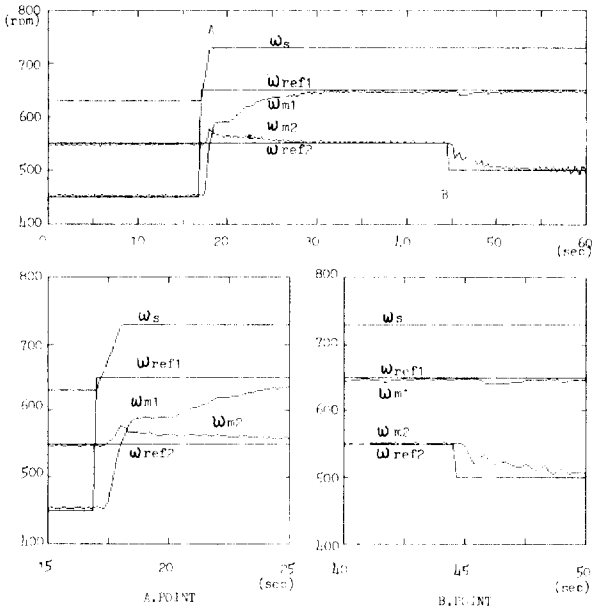


그림 9. 폐회로 실험결과

Fig. 9. Speed response with feedback control

를 500 rpm으로 감소시켰는데 이 때문에 最大基準速度가 변화하지 않으므로  $\omega_s$ 는 일정하게 유지되며 앞서와 같이  $\omega_{m2}$ 가  $\omega_{ref2}$ 에 접근함을 볼 수 있다. 그러나 여기서는  $\omega_{m1}$ 의 속도가 거의 변동하지 않는 점으로 미루어 電氣的結合의 효과가 피드백 제어에 의해 거의 상쇄되었음을 알 수 있으며 A지점에서  $\omega_{m2}$ 가 비교적 큰 과도상태를 거치는 것으로 보아 시스템의 과도상태는 주파수의 변화에 보다 큰 영향을 받는 것으로 분석된다.

### 5. 結 論

본 연구에서 제시한 복수대 유도전동기의 구동시스템은 다음과 같은 특징을 지니고 있다.

1. 각전동기의 광범위하고 정확한 속도제어가 가능하다.

2. 전력회로가 간단하여 경제적이다.
  3. 셀비우스 시스템에서와 같은 力率의 低減이 일어나지 않는다.
  4. 특히 저속에서의 高効率運轉이 가능하다.
- 따라서 본 시스템은 복수대 전동기의 同時運轉이 필요한 곳에 매우 적합하리라 기대된다. 앞으로 실제적인 運用을 위하여 과도 및 정상상태 특성의 개선을 위한 제어방식에 대한 연구와 이를 위해 시스템의 解析的인 검토가 뒤따라야 할 것이다.

### 참고문헌

- 1) Bimal K. Bose ; "Adjustable speed ac drive systems", IEEE Pres, New York, 1980
- 2) A. Lavi and R. J. Polge ; " Induction motor speed control with static inverter the rotor " IEEE Trans., vol. PAS-85, pp. 76-84, 1966
- 3) William Shepherd and Jack stanway ; " Slip power recovery in an induction motor by the use of a thyristor inverter " IEEE Trans., vol. IGA-5, pp. 74~82, 1969
- 4) R. Krishncan, V. R. Stefanovic and J. F. Lindsay ; "Control characteristics of inverter-fed induction motor " IEEE Trans., vo. IA-19, no. 1 1983
- 5) Kenneth P. Phillips ; " Current-source converter for ac motor drives " IEEE Trans., vol. IA-8, pp. 679-683, 1972
- 6) P. C. Sen and K. H. J. Ma ; Rotor chopper control for induction motor drive " IEEE Trans., vol. IA-11, pp. 43-49, 1975
- 7) Seung K. Jeong, Seung K. Sul and Min H. Park ; "Multi-motor drive with a current source inverter ", 15th Annu. IEEE PESC Conference. 1984