



生産工場에 있어서의 마이크로컴퓨터의 應用 (6)  
 — 電動機 驅動 시스템에의 應用 —

마이크로 프로세서가 1971년에 發明된 以來, 産業의 모든 分野에서 디지털化 製品이 實用에 供與되고 있는 나, 電動機 驅動 시스템의 全디지털化는 實用化가 늦어져 겨우 1981年에 實用에 쓰이게 되었다. 여기서는 製鐵所에 있어서의 電動機의 可變速 驅動 시스템에 대해서 그 變遷, 技術의 進歩 全디지털化의 現狀等에 對해 記述한다.

1. 製鐵所에 있어서의 電動機의 可變速 驅動 시스템의 變遷

製鐵所에는 壓延機와 프로세서라인等 可變速 制御를 必要로 하는 設備가 많다. 또 交流可變速 技術의 進歩에 따라 從來 定速 電動機로 驅動되고 있던 設備도 可變速 驅動하게 되었다. 여기에서는 製鐵所에 있어서의 可變速 驅動 시스템의 變遷을 概說한다.

(1) 直流機의 可變速 驅動 시스템의 變遷

直流 電動機의 回轉數는

$$N = K \frac{V - IR}{\phi}$$

但 V: 電動機端子電壓, I: 電機子電流, R: 電機子抵抗,  $\phi$ : 界磁磁束, K: 比例定數로 表示된다. 電動機端子 電壓, 또는 界磁磁束을 加함으로써 平滑한 速度制御가 可能하다.

따라서 端子電壓을 變化시켜, 速度를 바꾸는 오나아드시스템이 採用된다.

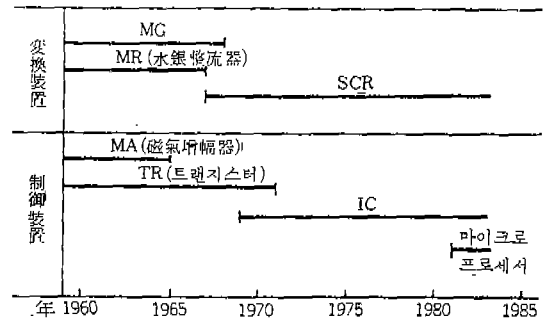
그림 1은 鐵鋼 7 個社의 22 個 事業所의 레오나아드 시스템의 實態를 調査한 것이다.

電力變換裝置로서는 MG 방식이 1938年에 19

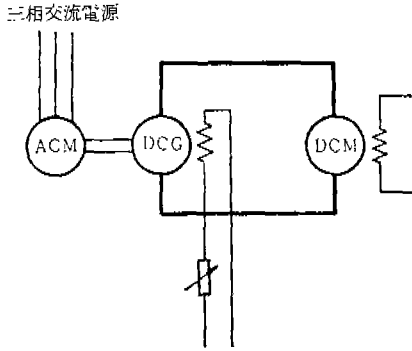
68年까지 採用되고 있다. MG方式이라는 것은 交流 電動機로서 直流發電機를 驅動하여 發生한 直流電壓을 直流電動機에 印加하는 것이다. 端子電壓은 直流發電機의 界磁 電流를 調節함으로써 變化 시킬 수 있다. 方式은 그림 2에 表示한다.

水銀整流器는 1958年에 1967年까지 採用되고 있다.

1967年부터 다이리스터 레오나아드 시스템이 採用되게 되었다. 이것은 整流素子로서 位相制御 다이리스터를 使用한 것이며, 水銀整流器에 比해 小型·輕量, 騒音이 적으며, 效率·制御性에 있어 뛰어나며 保守가 容易하기 때문에 쉽게 普及되었다. 1967年以後의 新規 設備는 거의 다이리스터 오나아드



〈그림-1〉 製鐵所의 直流機 驅動 시스템의 變遷



〈그림-2〉 MG 방식의 예

시스템이었다.

제어장치로서는 1944년경부터 1965년까지 磁氣增幅器 (Magnetic Amplifier, MA)가 採用되었다. 1955년대의 中盤에서 1971년에 걸쳐서는 트랜지스터 式 演算增幅器가 使用되었다.

그後 半導體 技術의 進歩에 따라 IC나 LSI가 開發되어, 이를 使用한 演算增幅器를 1969년경부터 採用하게 되었다.

以上の 制御裝置는 아날로그식 또는 아날로그 디지털 複合式이었으나 1981년이 되어, 마이크로프로세서를 使用한 舍디지탈 制御裝置가 登場하여 다이리스터 레오나아드方式도 舍디지탈時代를 맞이하게 되었다.

## (2) 交流機의 可變速驅動 시스템의 變遷

交流機의 可變速制御 技術의 實用化의 歷史는 아직 짧다. 關心을 갖게된 것은 1973년의 오일쇼크以後이다.

2大 理由를 다음과 같이 들 수 있다.

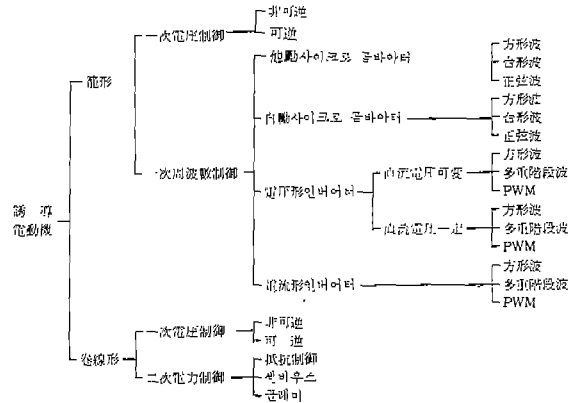
- ① 省에너지 對策
  - ② 다이리스터 레오나아드 시스템의 代替
- 後者는 保守의 省力, 省에너지를 主目的으로 하고 있다.

### (1) 誘導電動機의 可變速制御方式

誘導電動機의 可變速制御方式은 그림 3과 같이 分類 할 수 있다.

$$N = N_0 (1 - s) = \frac{120f}{P} (1 - s) \text{ [rpm]}$$

但,  $N_0$ : 同期速度,  $P$ : 極數,  $f$ : 周波數,  $s$ : 슬립으로 表示된다.



〈그림-3〉 誘導電動機의 可變速驅動方式

따라서 周波數가 슬립이 變하면 回轉數도 變한다 1次電壓制御는 電動機轉크가 1次電壓의 2乘에 比例 하는 것을 利用하여 슬립을 바꾸어 速度를 바꾸도록 한다.

周波數를 바꾸는 方法으로서는 인버터와 사이크로 콤버터가 있다.

인버터는 AC-DC-AC變換을 하는 것으로서 먼저 順變換裝置(콤버터)에 의해 交流를 直流로 變換하여, 이를 逆變換裝置(인버터)로 交流에 變換하는 것이다.

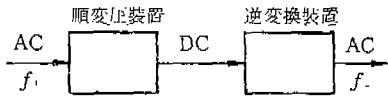
사이크로 콤버터는 交流電源에서 다이리스터의 스위치 作用을 利用하여 直接으로 周波數의 다른 交流 電力을 얻는 것이다.

셀버우스制御는 巻線形 誘導電動機의 2次側에서 2次電壓과 平衡하는 電壓을 주어 그 크기·位相等을 바꾸어 速度를 바꾸는 것으로서 最終的으로 슬립이 變하는 것이다.

그림 4는 1次周波數 制御方式의 原理圖이다. 그림 5는 各種 可變速制御의 基本回路이다.

인버터의 電壓, 或은 電流의 波形은 方形波·多重階段波·PWM로 分類 할 수 있다. 이를 그림 6에 表示한다. 各各 主回路 構成, 制御方式과 密接하게 關係한다. 詳細한 설명은 이번號의 主題가 아니기 때문에 省略한다.

그리고, PWM (Pulse Width Modulation)라 함은 펄스幅變調方式으로서, 半周期間의 電壓을 箆핑하여 等價出力電壓을 바꾸는 것이다. 이와 비슷한 말에 PAM (Pulse Amplitude Modulation; 振幅變調)가 있다. 이는 인버터의 直流 入力電壓(콤버터 出

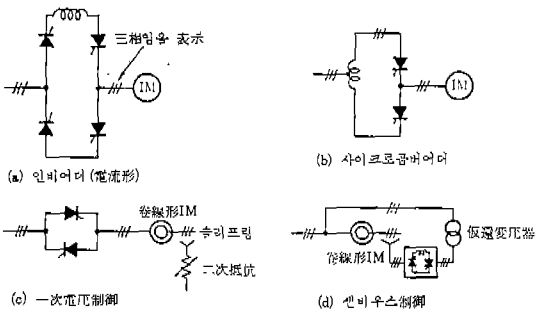


(a) 인버터

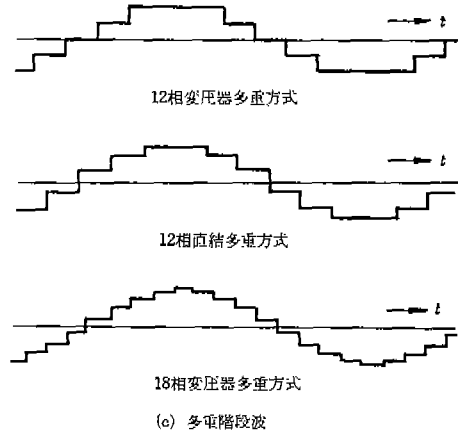
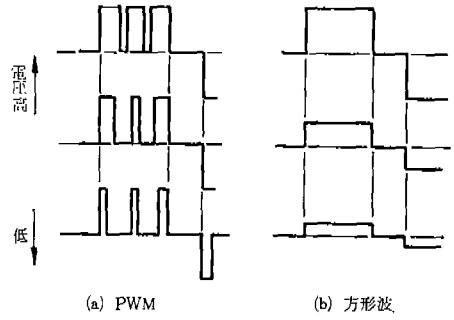


(b) 사이크로컴버터

〈그림-4〉 一次周波數制御方式



〈그림-5〉 基本回路



〈그림-6〉 인버터의 出力波形

力電壓을 바꾸는 것으로 波形은 方形波이다.

(2) 採用動向

표 1 은 1977年에 鐵鋼 7 個社의 13 個 事業所에서 設置狀況을 調査한 結果이다. 設置 台數는 1972年 부터 增加하고 있으며, 可變速 制御方式으로서는 인버터가 全体의 90%를 占하고 있다. 인버터의 機種으로서는 電壓形이 많다. 이는 最近의 傾向과는 다르다.

표 2 는 用途別 分類이다. 테이블이 全体의 84.6%, 핀치로울이 9.3%를 占하고 있다.

採用 理由로서는 그림 7 에 表示하는 바와같이 保守 輕減(直流機에 比하여)이 74.6%, 停止 精度를 要하는 可變速制御의 實施가 15.6%이다.

1978年 以後가되니 交流可變速 驅動方式의 採用이 定着되어 갔다. 用途로서는 生産라인에도 採用하게 되었다. 機種도 豊富하게 되어, 用途에 따라 最新의 것을 選擇하게 되었다.

표 3 은 鐵鋼 7 個社 9 個 事業所에서, 라인設備에 있어서의 籠形誘導電動機의 可變速制御方式의 適用 實態를 調査한 것이다. 電流形 인버터가 全体의 62.7%를 占하며, GTR 인버터(자이안트 트랜지스

〈表-1〉 誘導電動機의 可變速驅動的 採用狀況

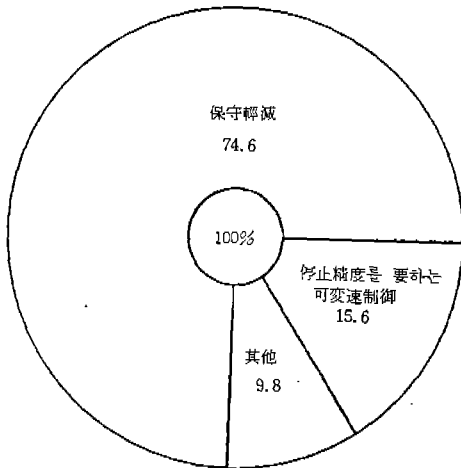
形式 設置年	인버터		사이크로 컴버터	次電 壓制御	셀비우 스制御	計
	電流形	電壓形				
1968				4		4
1971	15			3		18
1972		480	1	4		485
1973	26			6		32
1974	1	118	2	2		123
1975					1	1
1976	134	76	91	21	6	328
1977	482	179	25	1		687
	685 (39.2)	853 (50.8)	119 (7.1)	41 (2.4)	7 (0.5)	1,678 (100.0)

(注) 1. 容量은 3.7kW 以上의 電動機로 한다.  
2. 台數는 電動機台數로 한다.  
3. ( ) .....은%

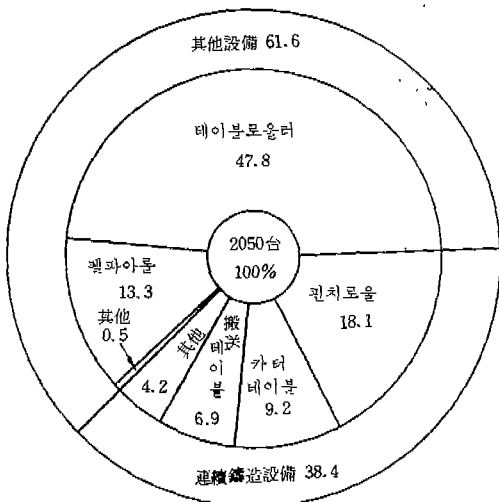
터를 사용한 인버터)가 30.5%, 電壓形 인버터(다이리스터 使用)는 不過 6.8%이다. 그림 8 은 用途別 內譯을 表示한 것이다. 連續鑄造設備가 全体

〈表-2〉設備別採用狀況

用途	形式		사용 이버 크러 터	1/2 次制 電御	펄스 비제 우御	計
	電流 形	電壓 形				
테이블	454	851	115			1420 (84.6)
핀치로울	157					157 (9.3)
트럭, 클레인			2	5		7 (0.4)
피이더	26			6		32 (1.9)
卷上機			1	8		9 (0.5)
분로워					7	7 (0.4)
其他	21	2	1	22		46 (2.9)
計	658	853	119	41	7	1678 (100.0)



〈圖-7〉採用理由



〈圖-8〉設備別의 使用比率

〈表-3〉인버터驅動電動機台數

形式	設置年	53	54	55	56	57	58	59	計
電流形 (펄스 制御 PWM)				8	90	110			208 (10.1)
電流形 (펄스 制御 PAM)					10	76			86
電流形 (V/F 一定 PAM)		25	520		179	629			993 (48.4)
電壓形 (펄스 制御 PWM)					8	16			24 (1.2)
電壓形 (V/F 一定 PAM)						13			13 (0.6)
GTR (S/F制御 PWM)				55	49				104 (5.0)
GTR (펄스 制御 PWM)				81		19	103		203 (9.9)
GTR (V/F- 一定 PWM)					54	58	61	42	215 (10.5)
					120	40	14	30	204 (10.1)
		25	520	144	510	601	178	72	2050 (100.0)

(注) ( )内는 %

의 38.4%를 占하여 單一設備로서는 가장 使用 比率이 많다. 핀치롤, 카터테이블, 펄퍼롤은 從來 다 이리스터 레오나아드方式이 使用되고 있으며 精度가 높고, 또한 變速 範圍가 넓으며 張力制御나 抽速制御等 高度의 制御가 必要한 것이나 펄스制御等 高性能인 制御方式에 의해 交流 驅動化가 實現한 것이다. 連續 鑄造設備는 바야흐로 全交流機 驅動이 되고 있다.

## 2. 主要한 技術的 進歩

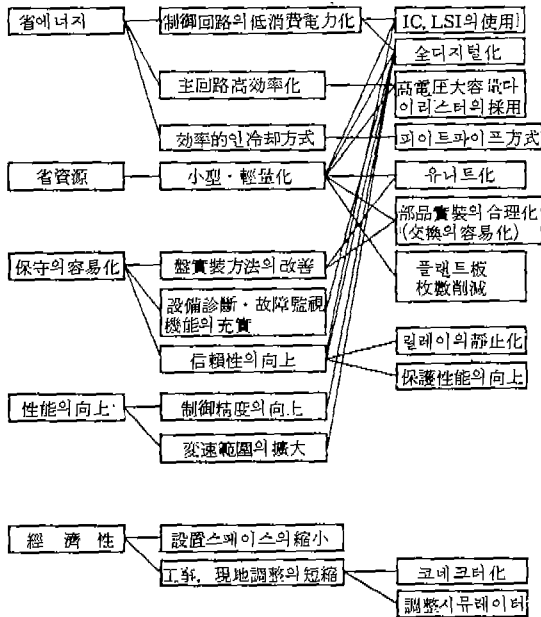
過去, 可變速 驅動裝置가 어떻게 進歩해 왔는지, 다이리스터 레오나아드 裝置와 籠形誘導電動機의 인버터 裝置에 대해 說明한다.

### (1) 다이리스터 레오나아드 裝置

技術的 進歩는 그림 9에 表示하는 바와 같이 省 에너지 省資源, 保守의 容易化, 性能의 向上, 經濟性으로 集約 할 수 있다.

#### ① 省에너지

省에너지 對策에서는 制御回路의 低消費 電力化 (트랜지스터에서 IC로, 다시 LSI, 마이크로 프로



(그림-9) 다이리스터 레오나아드裝置의 技術的進步

세서의 사용, 릴레이의 靜止化), 主回路의 高効率化 (高電壓, 大容量 素子의 使用에 의한 直並列 素子數의 減少), 効率的인 冷却方式의 採用 등이 實施되었다. 그림10은 位相制御 다이리스터의 實用化의 推移이다. 1960年代에 400V, 70A였던 것이 1980년에는 4000V, 3000A의 素子가 實用되고 있다. 1 시스템 (電力變換裝置와 制御裝置 包含)의 發生 損失은 그림11에 表示하는 바와 같이 1965年代를 100으로 하면, 1981년에는 20以下로 低減하고 있다.

効率的인 冷却方式에서는 例로서 個別型方式과 피드백회로를 應用한 그림12와 같은 冷却方式이 考察되고 있다.

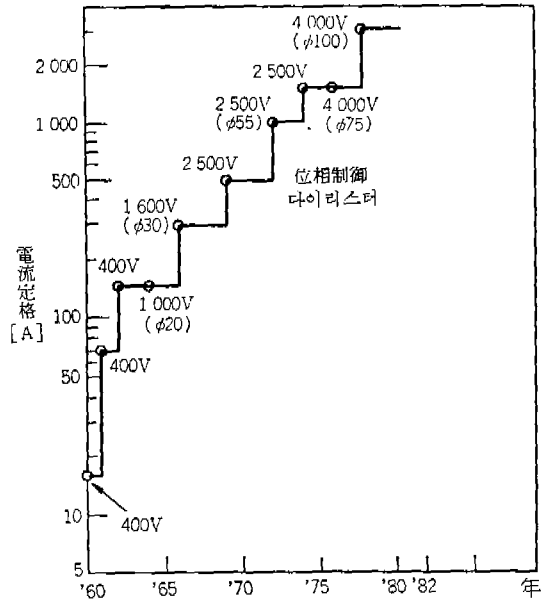
이 例로서는 空調되지않은 電氣室에 다이리스터 變換裝置의 設置가 可能하며, 空調用 電力을 輕減할 수 있다.

(2) 省資源

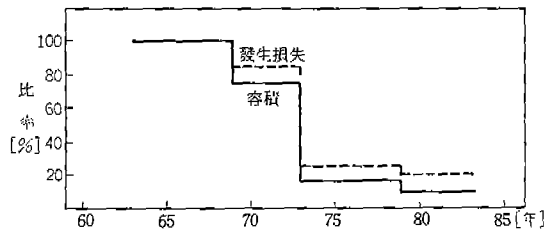
다이리스터素子의 高電壓大容量化, IC, LSI 등의 高度集積部品の 使用, 유니트化, 빌딩블록式의 實裝 技術 등에 의해, 部品 點數가 대단히 적어지는 同時에, 시스템의 體積수도 大幅으로 작아지고 있다. 그림11은 容積化의 推移를 表示한 것이다.

1965年代를 100으로 하면 1981年代는 10이다.

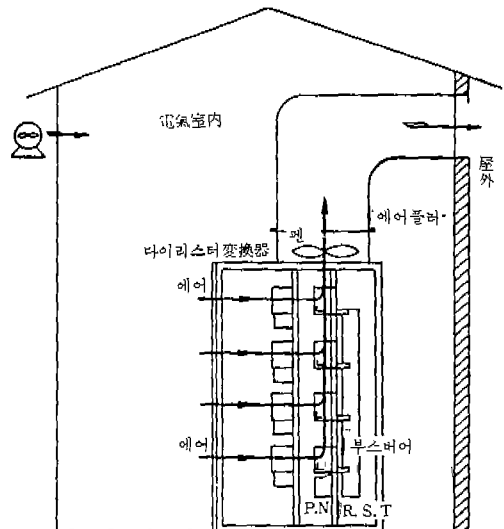
(3) 保守의 容易化



(그림-10) 位相制御다이리스터의 實用化의 推移

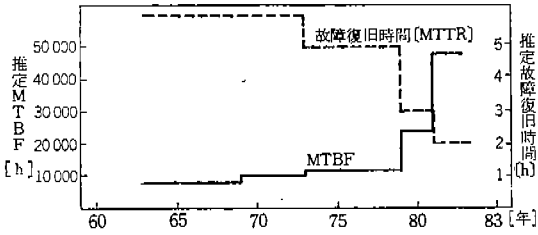


(그림-11) 다이리스터레오나아드 시스템의 容積과 損失의 推移



(그림-12) 新冷却方式

保守의 容易化에 있어서는 먼저 信賴性이 向上되며, 故障 發生이 적어지고 있다는 點이다. 그림13에 MTBF (Mean Time Between Failure, 平均 故障 間隔)의 推移를 表示



(그림-13) 다이리스터레오나아드 시스템의

### MTBF와 MTTR의 推移

1965年代는 推定 MTBF는 8000時間이었던 것이 1981年代는 全디지털 다이리스터레오나아드 로서는 約 48,000時間이 되고 있다.

이것은 部品 그 自体의 信賴性이 向上 되고 있는 同時에 소프트化, LSI化에 의해 使用部分이 大幅으로 減少한 것, 可動接點의 靜止化, 아날로그式으로부터 디지털式으로의 變更으로 인한 溫度 드리프트의 問題가 없어진 것 등에 의한다.

다음으로는 故障 復旧時間이 적어지고 있다. 이것은 各種 設備 診斷 故障監視機能이 充實하여, 故障部位를 早期에 發見 할 수 있게 되었다는 것. 부 작 部 品 的 輕 量 小 型 化 에 의 한 作 業 的 容 易 化 · 유 니 트 化 · 필 디 블 록 式 實 裝 · 크 베 커 터 化 등 에 의 한 交 換 時 間 的 短 縮 等 이 있다. 그림13에 故障復旧時間의 推移를 表示한다.

#### (4) 性能의 向上

性能의 向上에서는 速度制御 精度의 向上이 있다. 아날로그 制御方式에서는 定格速度에 있어서  $\pm 0.1\%$ 의 精度가 限界였으나, 디지털制御에서는  $\pm 0.01\%$ 와 10倍로 精度가 向上하고 있다. 그리고 아날로그 制御方式에서는 速度 檢出센서의 低速域에 있어서 誤差가 크며 ( $1\%$  速度로  $\pm 50\%$ ), 實用上 可變速 範圍는 1 : 20程度였으나, 全디지털式에서는  $1\%$  速度時의 精度는  $\pm 1\%$  程度이며, 可變速 範圍 1 : 100이 可能하게 되었다.

#### (5) 經濟性

體積수의 縮少, 데이터 傳送시스템의 採用에 의한 制御케이블의 미니멀化 · 코넥터化 · 試運轉 調整 시뮬레이터 등에 의해 建設費 · 工事費 · T.事期間

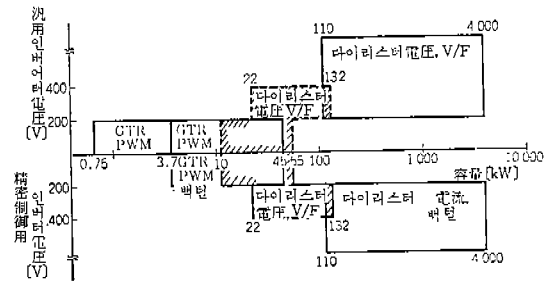
등이 輕減 或은 短縮되고 있다.

## (2) 인버터 裝置

### (1) 機種

인버터機種은 大別하여 汎用과 精密制御용으로 나누어진다. 汎用은 主로 送風機나 펌프의 省에너지 或은 一般 工業用的 可變速 制御에 쓰여지는 것으로서 速度制御 範圍는 1 : 10程度이다. 文字와 같이 可變電壓, 可變周波電源이며, 速度피드백制御等은 行하지 않고 있으며 本質적으로 슬립分의 速度變動이 있다.

精密制御用은 鐵鋼프로세스라인等 精密한 速度制御를 必要로 하는 設備에 쓰여지는 것으로서, 速度制御精度는 定格速度에 있어서  $\pm 0.1\%$ , 應答性은 直流機程度의  $\omega_c$  (클로소오우버 角周波數)  $30\text{rad/s}$ 의 것이 實用되고 있다. 그림14는 인버터의 機種系列 例를 表示한다.



(그림-14) 인버터의 機種系列 例

### (2) 電力素子

電力素子로서는 小容量域에서 GTR (자이안트 트랜지스터)이, 中 · 大容量域에서는 다이리스터가 사용되고 있다. 最近의 電力素子の 進歩로서는 自己消弧能力을 갖는 GTR이나 GTO (게이트 턴 오프) 다이리스터의 高压 大容量化를 들 수 있다. GTR은 1000V, 200A, GTO는 4500V, 2400A 라는 素子が 市販되고 있다.

轉流 턴오프形 다이리스터 (一般의 다이리스터)를 인버터에 適用할 경우에는 轉流補助回路가 必要하며, 回路가 복잡하게 되나 自己消弧素子は 轉流回路를 必要로 하지 않는다. 또한 高速스위칭이 可能하며, PWM方式等の 高周波應用 制御方式도 可能. 裝置 全体의 寸수의 인버터는 1000kVA의 것이 實用 되어가고 있다.

(3) 性能

性能의 向上으로는 PWM 制御나 벡터制御의 適用에 따라 다이리스터 레오나아드만큼의 性能을 갖는 것이 出現하고 있다. 이미 記述한 바와 같이 프로세라인에는 適用되고 있으며 壓延主機 驅動이 直流機로부터 交流機로 바뀌는 날도 멀지 않다.

표 4는 高性能 인버터의 例이다.

以下 用語 解説을 한다.

**PWM 制御**: 펄스幅變調(Pulse Width Modulation)를 말한다. 이 타입의 인버터는 콜버터의 直流出力電壓은 一定하며, 이 直流出力電壓은 半사이클 中에 裁斷, 可變의 交流電壓과 周波數를 얻는다. 周波數高·中·低時의 波形을 그림15에 表示한다.

이 方式으로는 電動機에의 交流電壓, 電流가 거의 正弦波가 되며, 低速의 特性(특히, 투르크리플)이 현저하게 改善된다.

**벡터制御**: 直流機는 電機子回路와 界磁回路가 獨立하고 있으며, 界磁 $\phi$ 와 電機子電流  $I$ 를 獨立으로 制御 할 수 있다. 界磁電流  $I_f$ 를 一定으로 하면 투르크  $T$ 는 電機子電流  $I$ 에 比例한다는 定투르크 特性을 얻을 수 있다. 그러나 誘導電動機로서

〈表-4〉 高性能 인버터의 例

驅動시스템 項目	벡터制御 G-TR 인버터	벡터制御다이리스터 電流形 인버터
容 量	中小容量에 適 (~45kW)	中大容量에 適 (~1,000kW)
最高周波數	120Hz	100 Hz
出力波形	正弦波電流 (PWM 制御)	低速: TFM 制御電流 高速: 120° 方形波電流
速度制御精度	± 0.5%	± 0.1%
制御 應 答	直流機와 같은	直流機와 같은
界磁弱範圍	3 : 1	4 : 1
適用 電動機	籠形誘導電動機 (單機驅動)	同 左
스토울톤크	可	可
電 動 機 부 착 센서	펄스發信器	펄스發信器
適用 效果	省保守, 省에너지	省保守, 省에너지
負 荷 特 性	定토크(定出力) 速度 2 乘토크	定토크(定出力) 速度 2 乘토크
主 用 途	中小容量 直流機 代 替 用 全 般	中大容量 直流機代 替 用 全 般(抄紙機, 외인더, 壓 延補機

는 界磁回路와 主回路를 分離하는 것은 不可能하다  
그림16은 一相 주변의 簡易等價回路이다.

但,  $V_1$ : 端子電壓,  $E_o$ : 勵磁電壓,  $R_1, R_2$ : 一次  
二次抵抗

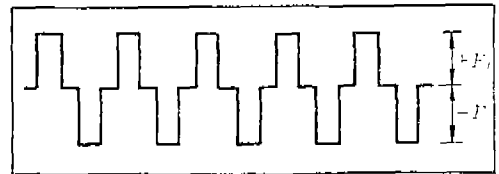
$L_1, L_2$ : 一次, 二次 리액턴스,  $L_o$ : 勵磁리  
액턴스이다. 그림16에 있어서 發生투르크  $T$   
는  $K$ 를 比例定數로 하여

$$T = KI_o I_2$$

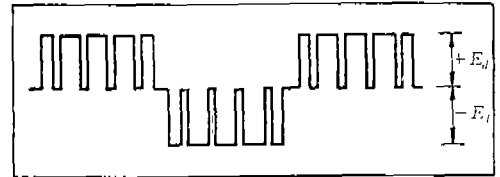
$$\dot{I}_2 = \dot{I}_o + \dot{I}_2$$

$$\dot{E}_o = 2 \pi f L_o \dot{I}_o$$

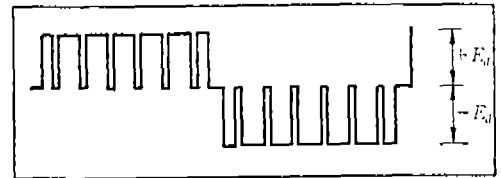
$$\dot{I}_2 = \frac{\dot{E}_o}{\frac{R_2}{s} + j2 \pi f L_2}$$



周波數 “高”  
電 壓 “高”

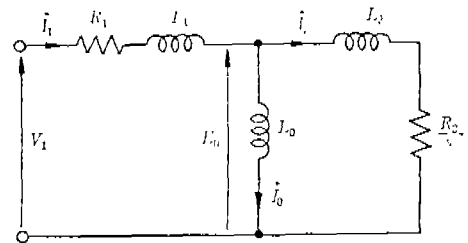


周波數 “中”  
電 壓 “中”



周波數 “低”  
電 壓 “低”

〈그림-15〉 PWM 形 인버터의 電壓·周波數制御



〈그림-16〉 三相誘導電動機의 一相 周邊의 等價回路

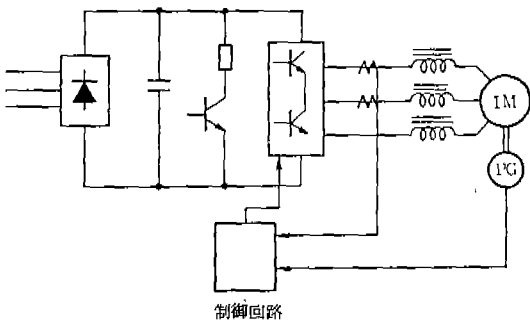
가 된다. 實質上 定轉速特性을 얻기 위해서는,  $I_0$  를 一定으로 하여,  $T$ 가  $I_2$ 에 比例하도록 하지 않으면 안된다. 그러나 外部에서 檢出 할 수 있는 것은  $V_1$ ,  $I_1$ ,  $V_2$  와  $I_2$ 의 位相差, 슬립s, 周波數  $f$ 와 미리 데이터로서 알고 있었던  $R_s$ ,  $L_s$ ,  $L_r$ ,  $R_r$  뿐이다. 따라서 直流機정도의 性能을 얻는에는, 前記 파라미터를 센서로 檢出, 백털演算을 하여,  $I_0$ 를 一定으로,  $I_2$ 를 制御하는 定轉速特性을 얻는다.

이것을 백털制御라고 한다.

그림17은 GTR 인버터(PWM, 백털制御)의 回路例이다. PG로서 實速度를 檢出, 同期速度와 比較하여 슬립을 算出하고 있다.

(4) 其他

省에너지·省資原·保守의 容易化·經濟性 等の 進歩는 基本的으로 다이리스터 레오나아드 裝置와 같은 傾向이며, 最近은 制御裝置는 全디지털化의 方向에 있다.



〈그림-17〉 GTR 인버터(PWM 백털制御)

### 3. 마이크로 컴퓨터의 可變速 驅動 시스템에의 應用

마이크로 프로세서가 發明된 것은 1971年이다. 以來 不過 12年이지만 LSI를 包含한 마이크로 엘렉트로닉스의 技術 進歩는 눈부신 바 있고, 거의 모든 産業의 分野에서 마이크로 프로세서를 利用한 디지털化 制品이 應用되어 實用에 供與되고 있다. 生産 플랜트나 生産 프로세스에 있어서도 마찬가지로 1975年 以後는 디지털制御時代를 맞고 있다.

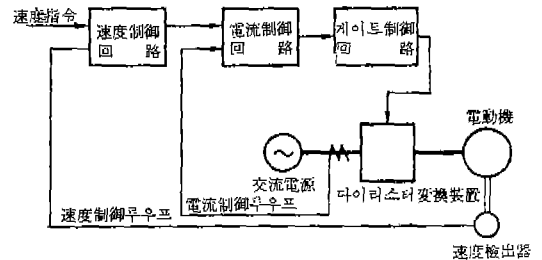
1975년에는 마이크로 프로세서를 利用한 프로그램머블 콘트롤러가 開發되었으며 1977年, 78년에는 퍼스널 컴퓨터, 원루우퍼콘트롤러가 登場했다

그러나 可變速驅動 시스템은 디지털化가 늦었다. 그것은 經濟性, 應答性의 點에서 아날로그制御에 뒤떨어지고 있었다는 것과, 強磁磁 環境下에서의 雜音對策등으로 問題가 있었기 때문이다.

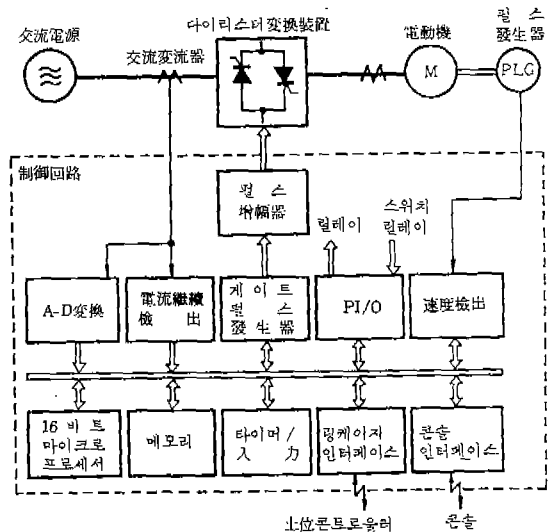
그러나 高速으로 安價한 16비트 마이크로 프로세서나 周邊 LSI의 普及은 電動機의 可變速驅動시스템의 全디지털化를 可能케 했다. 이미 全디지털 다이리스터 레오나아드裝置는 1981년에 實用化되어 인버터制御裝置의 全디지털化도 實用段階에 있다. 以下 全디지털 다이리스터레오나아드裝置에 대해說明한다.

표 5는 아날로그制御와 디지털制御의 特徵를 比較한 것이다. 모든點에서 디지털制御가 아날로그制御를 앞서고 있다. 懸案이었던 應答性에 對해서는 16비트 高速마이크로 프로세서의 演算處理 速度로 充分히 對處 할 수 있다.

다이리스터 레오나아드시스템의 基本 構成을 그



〈그림-18〉 다이리스터레오나아드 시스템의 基本構成



〈그림-19〉 디지털速度制御시스템의 構成



〈表-5〉 아날로그制御와 디지털制御의 特徵比較

項目		方式	
		아날로그 制 御	디 지 털 制 御
精 度	改善에 對한 容易性	△	◎
	틀리프트에 對한  영향	×	◎
	溫度, 電壓變化 經年變化	×	◎
應 答 性		○	○
保 護 機 能		△	○
擴 張 性	(1) 機 能	△	○
	(2) 設 備 的 自 動 化	△	○
保 守 性	(1) 故 障 診 斷	×	◎
	(2) 監 視	△	◎
經 濟 性		○	○

(注) ◎ : 優, ○ : 良, △ : 若干劣, × : 劣

림18에 表示한다. 다이리스터나 電動機의 電流 定格內서 應答이 좋은 速度制御를 行하기 爲해서는 速度制御루우프의 內側에 電流制御 루우프가 必要하다.

아날로그 制御만큼의 應答을 確保하는데는 速度制御 루우프로 5~10ms, 電流制御 루우프로 1~3ms의 샘플 周期가 必要하나, 마이크로 프로세서로 充分히 處理 可能하다.

디지털 速度制御 시스템의 構成을 그림19에 表示한다.

디지털 速度制御시스템의 目的과 메리트를 표 6에 表示한다.

◇ ◇ ◇

〈表-6〉 全 디지털速度制御 시스템의 目的, 메리트

性能, 機能의 向上	<ul style="list-style-type: none"> <li>• 制御精度的 向上과 安定性</li> <li>• 設定의 再現性</li> <li>• 틀리프트플리</li> <li>• 上位機器 (코트로올러, CPU) 와의 情報交換</li> <li>• 制御, 監視메이터의 記憶</li> </ul>
信賴性的 向上	<ul style="list-style-type: none"> <li>• 高集積化</li> <li>• 靜止化, 소프트웨어化</li> <li>• 部品點數削減</li> <li>• MTBF의 向上</li> </ul>
保守性的 向上	<ul style="list-style-type: none"> <li>• 故障診斷, 監視機能의 充實</li> <li>• 豊富な 情報表示</li> <li>• 故障復旧時間의 短縮</li> <li>• 하아드웨어의 標準化</li> </ul>
經 濟 性	<ul style="list-style-type: none"> <li>• 工事費削減(制御케이블, 建屋)</li> <li>• 現地調整期間, 費用削減</li> <li>• 保全費用削減</li> </ul>

連載를 시작한지 벌써 2年이 지났다. 마이크로 電氣트로닉스分野에 있어서의 技術 進歩는 大端히 빨라, 2年前의 製品은 이미 旧型에 屬해 있는것이 오늘날의 常識이다. 즉 디지털化製品의 라이프사이클은 더욱 짧아지고 있다. 이와같은 傾向이 果然 使用者에게 어떠한 메리트를 줄 것인가, 이와같은 것을 생각하는 것이 요즘이다.

아뭇튼 2年間에 걸친 愛讀에 感謝한다. 이 連載가 컴퓨터應用技術의 理解에 조금이나마 도움이 되었으면 한다.

