

講演

交流可變速度 驅動方式의 諸問題

佐藤 則明\*  
鄭 然 澤\*\*

目 次

- 1. 序 言
- 2. 可變周波數인버터에 의한 籠型誘導電動機의 驅動
  - 2-1 電壓形과 電流形
  - 2-2 制御方式
- 3. 無整流子電動機
  - 3-1 同期機와의 類似點과 相違點
  - 3-2 回路構成
  - 3-3 벡터圖
  - 3-4 電機子反作用
  - 3-5 電機子電壓, 速度및 터어크
  - 3-6 轉流重疊角
  - 3-7 補償卷線
  - 3-8 起 動
  - 3-9 特 徵
- 4. 結 言

1. 序 言

최근 直流電動機대신에 구조가 간단하고, 견고하며 정비가 자유스럽다는 특징을 가지고 있는 交流機에 의하여 可變速度驅動을 하는 일이 産業의 각 方面에서 盛行되고 있다. 이 方法에는 可變周波數인버터와 籠型誘導電動機를 組合하는 方式과, 位置檢出器를 가지는 同期電動機와 싸이리스터 스위치回路를 組合한 無整流子電動機와의 두가지 方式이 있고 각각 특징을 가지고 있어서 實用化段階에 들어가 있다. 여기에서는 前者에 대하여 간단히 그 특징을 설명하고 우리들이 처음으로 開發한 後者에 대해서는 자세히 설명하기로 한다.

2. 可變周波數인버터에 의한 籠型誘導電動機의 驅動

2.1 電壓形과 電流形

可變周波數인버터는 크게 나누어 電壓形과 電流形

이 있다. 電壓形은 그림 1에 표시하는 바와같이 인버터의 入力이 定電壓電源이 되어 歸還다이오드가 접속되어 사이리스터는 180° 通電形이 되는 것이 특징이다. 그림 2에 표시하는 바와같이 電動機의 端子電壓은 矩形波가 되지만 電流는 正弦波에 가까운 波形이 된다 電壓形은 펄스幅變調(PWM)를 적용하기가 쉬우므로 高調波電壓의 低減과 DC링크電壓 그대로 出力電壓의 制御가 이루어진다.

여기에 대하여 電流形은 그림 3에 표시하는 바와같이 인버터의 入力側에 直列로 리액터가 挿入되어 定電流電源으로부터 供給되어 사이리스터는 120° 通電形이 되어 歸還다이오드는 삼입하지 않는다. 이 때문에 그림 4와 같이 電動機의 電流는 矩形波가 되고, 電

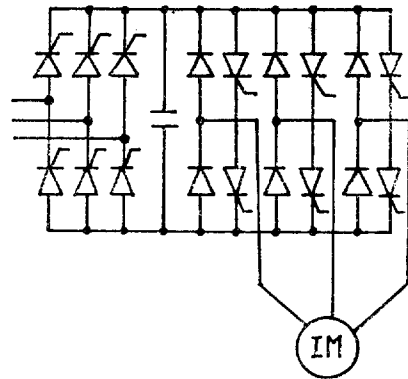
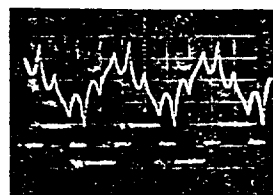


그림 1. 電壓形인버터回路(轉流回路省略)



上: 電流  
下: 電壓

그림 2. 電壓形인버터 電流·電壓波形

\* 日本東京工業大學教授(工博)  
 \*\* 正會員: 明知大學校 學生處長(工博) 當學會編修理事  
 本稿는 電氣機器研究會의 第12回 學術發表會(1980. 11. 22)에서 特別講演으로 發表된 內容을 收錄한 것이다.

壓은 正弦波에 가까운 波形이 된다. 이 方式의 轉流 콘덴서는 轉流에너지 이외에 負荷의 誘導에너지도 補償하지 않으면 안되므로 電壓形에 비해 轉流裝置가 大型化한다. 그러나 電動機의 回轉에너지를 再生시키는 데에는 定電壓形의 콘버터로서는 逆並列로 된 二群이 필요한데 반해, 電流形에서는 電流方向 그대로 進압의 방향을 바꾸어 이루어 지므로 一群만으로 이루어 지는 利點이 있다. 이 장점은 1971년 Magg와 Phillips가 처음으로 指摘하였고<sup>(1),(2)</sup>, 그때까지 電壓形 뿐이었던 인버터驅動에 電流形도 합세하여서 그 응용개발에 한층 박차를 가하게 되었다.

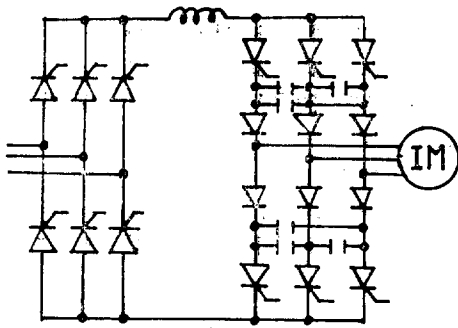


그림 3. 電流形인버터 主回路

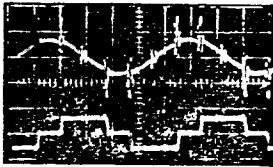


그림 4. 電流形인버터 電壓·電流波形

### 2.2 制御方式

인버터에 있어서는 周波數  $f$ 와 電機子電壓  $V$  또는 電流를 각각 독립적으로, 또는 관련시켜 제어할 수 있는 여러가지 制御方法을 탄생시켰다.

최근의 制御方式의 進歩는 눈부신 것이 있다. 空際磁束을 回轉數에 관계없이 일정하게 유지하므로  $V/f$ 를 일정하게 하고, 電動機에 回轉數에 관계없이 定格의 磁束을 주어서 유효하게 터어크를 발생시키는 방법은 가장 일반적이고, 多數臺의 電動機를 Open loop로 서 群制御하는 경우等에는 유효하다.

다음에 팔주하는 周波數를 제어하는 방법은 임의의 터어크特性을 가지게 하므로 閉루우프制御와 함께 자주 채용된다. 이 방법으로 回轉數에 관계없이 항상 최

대 터어크를 발생시키기도 하고, 定出力特性으로 하기도 하고, 혹은 直卷特性을 얻을 수도 있게 되었다<sup>(3)-(8)</sup>.

또한 Blaschke氏는 空際磁束의  $d$ 軸 및  $q$ 軸 成分을 검출하여  $d$ 軸(勵磁)電流와 主磁束의 位相角을 구하여서 이것에 따라서 電機子電流의  $d$ 軸 및  $q$ 軸成分을 制御함으로써 補償卷線付 直分流卷電動機와 等價인 터어크發生方式을 얻는 터어크制御(또는 Field Orientation)라 불리우는 제어방식을 개발하였다.<sup>(7)</sup> 固定子電流의 瞬時值制御에 의하여 直流機와 等價인 터어크發生方式을 얻었다는 것은 制御上의 커다란 진보라고 보아도 된다. 그러나 磁束은 스텝의 變化는 不可能하여서 반드시 지연이 나오는 것은 에너지蓄積素子로서의 본질적인 것이므로 過渡特性까지 直流機와 동등하게 하는 데에는 미해결의 문제가 남아 있다.

速應制御에 관하여 최근 赤松氏는 所要의 勵磁電流를 미리 유지시켜 놓고서 轉流과 스텝속도와 轉流의 位相角을 제어함에 의하여 高速應答을 얻는 방법을 발표하고 있다.<sup>(8)</sup>

역시 이와같은 고급의 제어를 실행하는 데에는 速度計發電機 및 空際磁束의 측정等 각종의 센서를 필요로 하는 것이 缺點이 되고 있다.

### 3. 無整流子電動機

그림 5에 無整流子電動機의 主回路結線圖를 표시한다. 電動機는 同期電動機를 사용하고, 軸에 直結한 回轉位置檢出器에 의하여 사이리스터 스위치回路(인버터)의 點弧를 제어한다. 轉流는 電動機의 電機子誘起電壓에 의존하므로 인버터에는 強制轉流回路가 불필요하게 되어 主回路는 현저하게 간소화 할 수 있다.

#### 3.1 同期機와의 類似點과 相違點

無整流子電動機의 電動機 本體는 구조적으로 同期電動機와 똑같다. 단, 軸端에 近接스위치와 扇狀鐵板(또

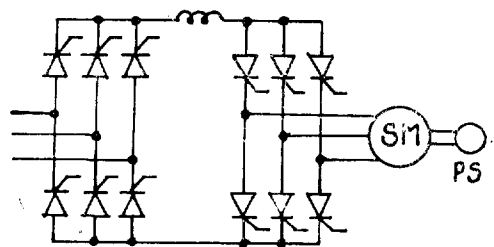


그림 5. 無整流子 電動機主回路

는 光電트랜지스터와 遮光鐵板)으로 구성되는 回轉位 置檢出器(Rotor Position Sensor)가 付屬되는 點만이 들린다. 그림 6은 無整流子電動機의 電機子電壓(相電 壓) 및 電機子電流波形을 표시한 것으로서 期間 $\alpha$ 는 2 개의 싸이리스터가 동시에 通電하여 電流가 한쪽으로 부터 다른쪽으로 옮기는 轉流期間이다.  $u$ 는 일반적으 로 전류가 잘 수룩 길게 된다. 전압  $v$ 의 파형은 轉流期 間에 圖示한바와 같이 조금 歪曲이 있는 것을 제외하 고는 同期電動機의 마찬가지로 正弦波이다.

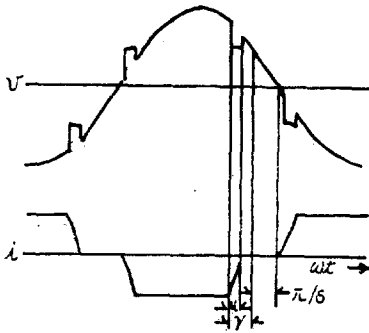


그림 6. 電機子電壓, 電流波形

이것과 반대로 電流波形  $i$ 는 正弦波가 아니라 矩形 波에 가깝다.

電機子의 誘起電壓을 싸이리스터의 轉流에 이용하 는 방식 때문에 電動機는 그림 6과 같이 앞선 力率로 運 轉하여야 한다. 그러나 콘덴서와 같은 強制轉流回路를 付屬하 는 回路方式에서는 力率 1 또는 뒤진 力率運轉 도 려락된다. 同期電動機는 勵磁電流을 바꾸어도 速度 는 변하지 않고 力率이 변화하는데 반해, 無整流子電 動機에서는 勵磁電流에 의하여 力率이 변하지 않고, 그 대신에 直流機와 같이 回轉速度가 변화하는 것은 매우 흥미있는 일이다. 또 同期機에서는 댐퍼 卷線은 起動이나 過渡時를 위하여 있는데 대하여, 無整流子機 에서는 轉流期間  $\alpha$ 를 단축시킬 목적으로도 받아들여 진다.

3.2 回路構成

그림 7은 無整流子電動機의 主回路와 制御블록도를 표시한다. 限流리액터  $L_d$ 는 싸이리스터의 轉流時에 入 力電流의 증대를 억제하는 동작과, 整流器出力電壓과 電機子誘起電壓과의 差電壓을 흡수하는 동작을 하고 있다. 整流器는 그림 7과 같이 三相全波이든 또는 單 相全波이든 좋으나, 그 結線方式이나 制御角에 의하여 出力電壓의 脈動分에 변화한다. 한편, 電機子誘起電壓

은 回轉數나 앞선角  $r$ (그림 6 참조)에 의하여 脈動周 波數나 電壓이 변화한다. 거기에서 入力電流를 대체로 平滑하게 하기 위하여  $L_d$ 를 필요로 한다. 이 方式은 인버터에 轉流콘덴서나 보조 싸이리스터와 같은 轉 流用의 외부회로를 필요로 하지 않는다. 그 이유는, 예를들면 싸이리스터  $u$ 와  $z$ 가 通電하고 있고, 다음에  $V$ 를 點弧시키는 것은 電機子誘起電壓이 그림 8과 같 은 極性일 경우이다.

이 때문에 點線과 같이  $u$ 에 逆流를 흘려서 전류를 즉시 零으로 하고(그림 6의 期間  $u$ 에 相當), 또 이 다음에 계속되는 逆電壓이  $u$ 에 걸리므로 싸이리스터는 順疎止能力을 回復한다. 따라서 本方式은 主回路가 필 쥔 간소화 된다.

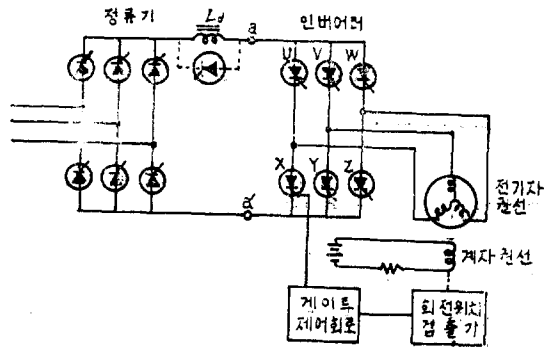


그림 7. 主回路接續圖

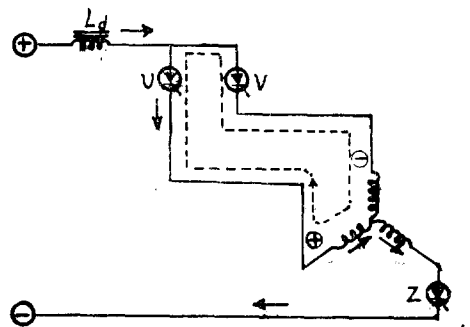


그림 8. 轉流期間의 電流

3.3 벡터圖

그림 6의 電流波形은 基本波 이외에 第3, 第5 등의 奇數次高調波를 포함하게 되는데,  $n$ 次高調波의 振幅 은 基本波振幅에 比하여 約  $1/n$ 로 減衰함을 알 수 있 다.<sup>(9)</sup> 따라서, 第 1 近似로서 電壓, 電流의 基本波成分 에 대하여 생각하기로 하면 同期電動機와 똑같은 벡터

圖로 표시할 수 있다. 거기에서 回轉位置檢出器의 設定에 의하여 결정되는 無負荷앞선角을  $r_0$ . 負荷가 있을 때의 앞선角을  $r$ , 누설리액턴스를  $X_l$ , 直軸 및 橫軸 同期리액턴스 가운데 回轉자와 鎖交하는 磁束에 의하여 일어나는 것을  $X_d'$ ,  $X_q'$ 라고 하면(同期機에서는 보통  $X_d'+X_l$ ,  $X_q'+X_l$ 을 각각 直軸 및 橫軸 同期리액턴스로 정의하고 있다) 無整流子電動機의 벡터圖는 그림 9와 같이 표시할 수 있다(抵抗分無視). 이것은 앞선力率  $\cos r$ 의 同期電動機와 완전히 똑같다.

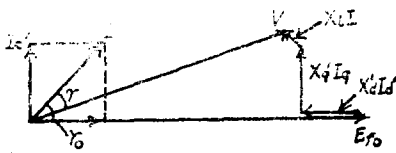


그림 9. 벡터圖

### 3.4 電機子反作用

그림 9로 부터 알 수 있는 바와같이 앞선角  $r$ 은 無負荷앞선角  $r_0$ 보다 작게 된다. 이것은 리액턴스降下  $X_q'I_q$  및  $X_l I$ 의 영향으로서 同期機의 電機子反作用과 마찬가지로 電機子電流가 回轉자와 鎖交하여 만드는 磁束의 결과이다. 同期電動機에서는 速度가 일정한 拘束條件이 있으므로 界磁電流  $I_f$ 가 주어지면 誘起電壓  $E_{f0}$ 의 크기가 결정되고, 또한 電源電壓  $V$ 와 負荷터어크가 외부로 부터 주어지면 그림 9의 벡터圖를 만족하도록 力率角  $r$ 과 電流  $I$ 의 크기가 자연히 조정된다. 이 때에 界磁와 電機子起磁力의 合成空際磁束은  $I$  및  $I_f$ 에는 무관하며  $V$  및  $f$ 에 의하여 결정되어 변하지 않고 보존된다. 角度  $r_0 - r$ 을  $\delta$ 라고 하면(同期機의 경우는 內部相差角) 同期機와 마찬가지로 無整流子電動機의 터어크는 다음 식으로 주어진다.

$$T = \frac{3}{W_s} \left[ \frac{E_{f0} V}{X_d' + X_l} \sin \delta + \frac{1}{2} \left( \frac{1}{X_q' + X_l} - \frac{1}{X_d' + X_l} \right) V^2 \sin 2\delta \right]$$

단,  $w_s (= 2\pi n)$ ,  $n$ 은 每秒回轉數)는 同期角速度이다.

同期電動機의 電機子反作用是  $X_d'$ 에 의한 것은 進上力率에서 減磁作用, 遲上力率에서 增磁作用을 없애고(무한대母線에 연결되는 同期發電機의 경우는 이것과 반대가 된다)  $X_q'$ 는 負荷角  $\delta$ 에 영향을 준다. 이것에 대하여 無整流子電動機에서는 直流入力電壓으로부터  $V$ 가 결정되고, 한편 界磁電流와 負荷터어크가 독립변수로서 주어지는 것은 同期機와 마찬가지로이지만, 그 이외에 位置檢出器의 機械的調整에 따라서 角度  $r_0$ 가 주어진다. 그렇게하면 그림 9의 벡터圖를 만족하도록

角度  $r$ 과  $E_{f0}$ 의 크기가 결정된다. 즉 同期機에서는  $r_0$ 가 從屬의으로 결정되는데 대하여 後者에서는  $E_{f0}$ , 따라서 速度가 종속적으로 결정된다. 電機子反作用의 영향은 同期機와 마찬가지로  $X_d'$ 의 영향은 減磁作用,  $X_q'$ 의 영향은 앞선角  $r$ 을 감소시키는 작용을 한다. 그러나 同期機와 달리  $I_f$ 에 의하여  $r$ 의 변동은 보상할 수 없고, 전류의 증가에 따라서  $r$ 가 감소하는 일은 轉流에 심각한 영향을 주게 된다.

### 3.5 電機子電壓, 速度 및 터어크

電機子電壓을  $V$ (相電壓有效值), 直流入力電壓, 電流를  $E_d$  및  $I_d$ 라고 하면 다음 관계식이 있다.<sup>(10)</sup>

$$E_d - RI_d = (3\sqrt{6}/\pi) V \cos(r-u/2) \cos(u/2)$$

여기에서  $R$ 은 그림 7의 電源側低抗,  $L_d$ 의 卷線抵抗, 電機子卷線二相分の 저항 및 싸이리스터 2개의 등가저항의 총화이다. 또 相電壓  $V$ 와 회전속도  $n$ (rps)사이에는 同期機로서의 기본식으로 부터 다음의 관계가 있다.

$$V = \sqrt{2} \pi f k_w \omega \phi_r = \sqrt{2} \pi p n k_w \omega \phi_r$$

단,  $\phi_r$ 은 空際磁束(電機子反作用磁束을 합친 合成磁束),  $k_w$ 는 卷線係數(分布卷係數와 短節卷係數의 곱),  $w$ 는 一相의 卷數이다. 위의 두식에 의하여  $n$ 은 다음 식으로 표시된다.

$$n = \frac{E_d - RI_d}{6\sqrt{3} k_w p w \phi_r \cos(r-u/2) \cos(u/2)}$$

위의 식으로 부터 無整流子電動機의 速度는 다음의 3가지 방법에 의하여 이루어 짐을 알 수 있다.

- (1) 直流電壓  $E_d$
- (2) 勵磁電流  $I_f$
- (3) 앞선角  $r$

이 가운데 (1), (2)에 의한 속도조정법은 直流電動機와 마찬가지로이다. 다음에 터어크는 다음 식으로도 주어진다.

$$T = \frac{(E_d - RI_d) I_d}{2\pi n} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} k_w \omega p \phi_r I_d \cos\left(r - \frac{u}{2}\right) \cos \frac{u}{2}$$

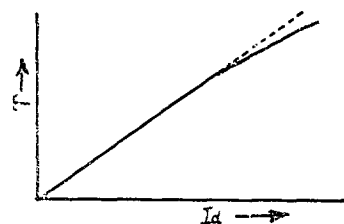


그림 10. 直流入力電流 對 터어크特性

이들 관계식에서  $\phi_r$ 은 電機子電流에 의한 磁束을 고려한 合成磁束이므로 電壓, 速度 및 터어크는 모두 많은 작은 電機子反作用의 영향을 받는다. 즉, 만일  $E_d - RI_d$ 를 일정하게 하면(그림 7의  $aa'$ 사이의 전압을 일정하게 확보하는 것에 해당) 일정한 勵磁電流에서는 回轉數는  $I_d$ 와 함께 증가하여 터어크는 그림 10의 實線과 같이  $I_d$ 와의 比例關係보다 低下한다.

3.6 轉流重疊角

일반적으로 싸이리스터의 轉流條件은 싸이리스터의 turn-off시간을  $t_0$ , 角速度를  $\omega(=2\pi pn)$ 라고 하면 다음 식으로 주어진다.

$$r-u > \omega t \quad (1)$$

싸이리스터를 통과하는 電流 및 그 단자전압파형은 그림 11과 같이 된다. 싸이리스터가 轉流할 때에 電機子卷線은 일시적으로 二相短絡이 되는데, 그 기간을 電氣角으로 표시한 것을 轉流重疊角이라고 부르고, 그림 6, 11과 같이 보통  $u$ 로 표시한다. 轉流리액턴스를  $X_c$ 라 하면 다음 관계식 있다.

$$\cos(r-u) - \cos r = 2X_c I_d / \sqrt{3} V \quad (2)$$

따라서  $u$ 는  $r$ 이 클 수록,  $V$ 가 클 수록 작게 되고, 거꾸로  $I_d$  또는  $X_c$ 가 클 수록 커지게 된다.  $u$ 는 가능한 작은 쪽이 큰 電機子電流를 轉流할 수 있는 點으로 바람직하므로 轉流리액턴스  $X_c$ 는 極力 작은 것이 좋다. 勵磁卷線은 바로 변압기의 二次短絡時에 一次입의 電壓가 작게 되는 것과 마찬가지로 동작을 하여  $X_c$ 를 작게 하는 것이 효과가 있다. 또한 角度  $r-u$ 는 그림 11과 같이 싸이리스터의 逆바이어스期間을 표시하고, (1)식은 이 시간이 싸이리스터素子の turn-off시간보다 커야됨을 표시하고 있다.  $r-u$ 를 餘裕角이라 부르는 경우도 있다.

지금 하나의 例로서 回轉數를 3,000rpm으로 하면,  $r-u=5.7^\circ$ 에 상당하는 시간은  $300\mu s$ 이다. 回轉數가 이것보다 낮을 경우에 이 시간이 보다 길어지는 것은

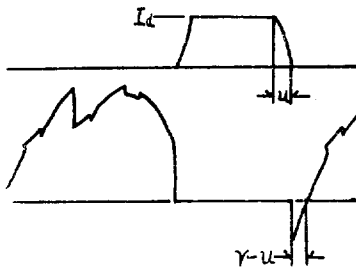


그림 11. 싸이리스터電壓 및 端子電壓波形

분명한 일이다. 일반적으로 인버터에서는 轉流콘덴서의 過大가 損失의 증대를 방지하기 위하여 turn-off 시간이 짧은 싸이리스터를 선정하여야 한다.

또 高耐壓의 싸이리스터는 turn-off시간을 짧게 하는 일이 원리상으로 곤란하기 때문에 인버터의 高壓化가 제한되어 있다. 이것에 대하여 本方式의 인버터에 사용하는 싸이리스터가 turn-off시간이 비교적 긴 소자라도 좋은 점은 위의 例로부터 알 수 있는 바와 같이 本方式은 低壓用뿐만 아니라 高壓, 大容量 電動機에 적합하다.

3.7 補償卷線

(2)式으로부터 알 수 있는 바와 같이,  $u$ 는  $I_d$ 와 함께 증가하고, 또한 그림 9에서 밝힌 바와같이  $r$ 은  $I_d$ 와 함께 감소한다. 즉  $r$ 이나  $u$ 의  $I_d$ 에 대한 변화는 그림 10의 點線과 같다. 電動機의 許容最大電流는 (1)式을 만족하는 電流로 결정되고 轉流로부터 억제된 다이의 最大電流를 交流機와 같이 定格의 200%라든가 300%라든가 하는 정도로 크게 할 수는 없다. 이 缺點은 그러나 直流機와 마찬가지로 磁極片에 補償卷線을 附加하여 直流電流를 흘림에 의하여 제거할 수 있다.<sup>11)</sup> 補償卷線에 의하여 생기는 磁束은 主磁束과 전기적 90°로位相差가 있으므로 그 相互인덕턴스에 의한 誘起電壓  $E_c$ 는 向量圖, 그림 13에 표시하는 바와같이 바로 電壓降下  $X_c' I_d$ 를 소거하도록 생긴다. 이 때문에 앞선 角  $r$ 은 電流  $I_d$ 가 증가하여도 감소하지 않도록 할 수

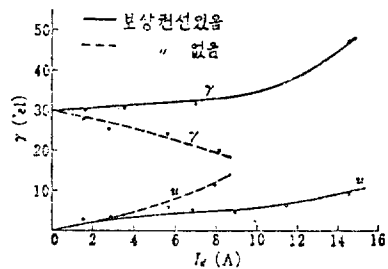


그림 12.  $r, u$ 와  $I_d$ 의 관계 (6KW-692V-6V電動機의 例)

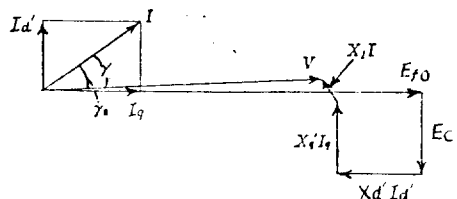


그림 13. 補償卷線이 있는 경우의 向量圖

있다. 그림 12의 實線은 6KW-692V-6A 電動機에서 補償卷線이 있을 경우의  $r$  및  $u$  對  $I_d$ 의 實測데이터이다. 이와같이 하여서 過負荷耐量을 交流電動機와 똑같이 熱的으로 제한될 때까지 增大시킬 수 있다.

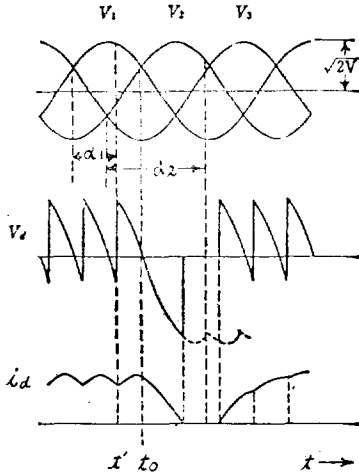


그림 14. 起動초우핑時의 直流電壓, 電流波形(制御角  $\alpha_1 \rightarrow \alpha_2 \rightarrow \alpha_1$ 으로 變化)

### 3.8 起 動

誘起電壓轉流形無整流子電動機는 停止時에 誘起電壓이 발생하지 않으므로 重負荷에서의 起動은 곤란하다. 그러나 그림 7에서 整流器側싸이리스터의 制御角을 間缺的으로 短時間 크게 하면( $\alpha_1 \rightarrow \alpha_2$ ) 直流入力電流은 그림 14와 같이 0이 되고, 싸이리스터는 順疎止能力을 회복한다. 이 초우퍼操作을 起動時에 數回 반복하면 負荷터어크가 커져도 起動할 수 있다.<sup>12)</sup> 또한 이 방법과 함께 그림 7의 點線과 같이 限流리액터  $L_d$ 에 逆並列로 싸이리스터를 접속하고 초우핑 期間에 通電시키면  $L_d$ 에 축적된 電磁에너지가 이것을 통하여 放出되므로 主電流의 減衰가 빠르게 되어 시동시간을 단축할 수 있다. 따라서 實用上 始動의 곤란은 제거할 수 있었다.

이와같은 斷續始動은 揚水發電電動機의 始動用에도 適用화되고 있다. 예를들면 關西電力奧吉野發電所의 21,400KW同期發電機를 시동할 때에는 그림 5와 같이 접속하여 시동하는 방법을 채용하고 있다.<sup>13)</sup>

### 3.9 特 徵

無整流子電動機의 長點으로서 다음을 들 수 있다.

- (1) 誘起電壓轉流形은 사용 싸이리스터에 turn-off

시간이 짧은 것을 선택할 필요가 없으므로 低壓用 뿐만 아니라 高壓大容量機에 적합하다.

- (2) 界磁의 接속방법에 따라서 分卷形 및 直卷形特性이 얻어진다.
- (3) 正逆 2組의 인버터 또는 主回路를 바꿀 필요 없이 可逆轉制御가 게이트信號의 切換制御만으로도 가능하다.
- (4) 補償卷線을 付加함에 의하여 過負荷容量을 交流機와 마찬가지로 熱的限度까지 크게할 수 있다.
- (5) 多重인버터에 의한 주파수제어와 같이 출력전압을 正弦波形式으로 近似시킬 필요가 없으므로 主回路가 간단하다. 특히 誘起電壓轉流形은 轉流보조장치를 필요로 하지 않으므로 이상적인 회로방식이다.
- (6) 誘導電動機에 비하여 同期機構造때문에 空隙을 크게할 수 있다.
- (7) 可變인버터에 의한 유도기의 可變速運轉에 비하여 低速時의 回轉이 순탄하다.
- (8) 最高回轉數는 싸이리스터의 turn-off시간에 의하여 결정되고, 매우 높은 回轉數를 얻을 수 있다. 한편, 缺點으로서는 同期機를 사용하므로 브러쉬와 스톱·링이 勵磁卷線때문에 필요하게 되는데 이른바 발동形磁極構造(claw pole)를 채용하면 이 결점도 제거할 수 있다.

## 4. 結 言

금년 大韓民國 訪問에 대하여 여러가지로 도움을 주신 여러분에게 深深한 謝意를 表하는 바입니다.

또한 우리들은 1983年 3月 27日~31日까지 東京에서 International Power Electronics Conference를 開催하려고 준비를 진행하고 있습니다. 이 기회를 빌려서 貴國으로 부터도 多數 參加하여 주시기를 부탁드립니다. 면서 拙文을 끝내고자 합니다. 끝

### 參 考 文 獻

1. R.B. Magg; IEEE-IGA Annual Meeting, p. 411, 1971.
2. K.P. Phillips; IEEE-IGA Annual Meeting, p. 385, 1971.
3. B. Mokrytzki; IEEE Trans. IGA, p. 312, 1968.
4. J.T. Salihi; IEEE Trans. IGA, p. 149, 1969.
5. 難波江他; 1974年 連大 54.

6. P. Pagano, A. Perfetto; IFAC-Symposium, p. 399, 1977.
7. F. Blaschke; Siemens Review, p. 217, 1972.
8. 赤松他; 第24回 파워エレクトロニクス研究會資料, 1977.
9. V. Valkenburg; Network Analysis, Prentice-Hall, 1974.
10. 佐藤; 無整流子電動機の研究, 電學誌, Vol. 84~8, pp. 1249~1257, 1964年 8月.
11. 佐藤; 誘起電壓轉流式無整流子電動機の研究, 電學誌, pp. 1065~1074, 1971年 6月.
12. 佐藤, 多久島; 90KVA直卷形整流子電動機, 1967年連大, p. 538.
13. 岡崎他; 東芝レビュー, 31號 2號, pp. 139~143, 1976年 2月.

## 原 稿 募 集

아래와 같이 會員여러분의 玉稿를 기다립니다.

技術資料, 技術展望, 技術解説, 技術報告, 技術情報, 製品紹介, 現場經驗談, 海外旅行記 등 많은 投稿  
있으시기 바랍니다.

### 아 래

內 容 : 論文, 技術解説, 技術展望, 技術情報, 技術資料, 技術報告, 講座, 現場經驗談, 製品紹介, 國內  
外動靜, 國內外旅行記, 會員消息 等

要 領 : 200字 原稿用紙 30枚~50枚 內外

마 감 : 隨時接受(但 論文은 期日前이라도 接受順에 따름)

送付處 : 大韓電氣學會(編修委員會安) 서울特別市 中區 水標洞 11-4 電氣會館 306號  
206-2253, 267-0213

參 考 : ① 原稿 投稿時는 會誌投稿規程에 따를 것

② 論文提出時는 國文要旨도 꼭 提出하시되 本文中의 圖面은 바로 印刷에 들어갈 수 있도록 먹  
으로 깨끗이 그리시어 提出하시기 바랍니다

③ 그림의 說明文句들은 축소할 경우를 고려하여 글자를 삼입하시기 바랍니다

## 會員에게 알리는 말씀

會員 여러분의 健勝하심을 仰祝합니다.

그간 本學會 會員 여러분의 積極的인 協助과 參與로써 많은 發展을 이룩하여 公益學術團  
體로서 確固한 位置를 갖추게 되었습니다.

그러나 會員 여러분 自身의 團體인 學會의 會費를 아직까지 納付치 않으신 會員은 早速한  
時日內에 會費를 納付해 주시길 바랍니다.