

에너지 節減을 위한 交流電動機의 速度制御

2次勵磁制御와 效果的인 使用方法

金 善 慶 譯

작금의 에너지사정으로 電力節減을 하기 위한 시스템이 중요한 과제가 되었다. 종래에는 대체로 크게 나누어 교류전동기를 固定速電動機, 직류전동기를 可變速電動機라고 하였다. 교류기중에서도 捲線形電動機는 比例推移法을 사용하여 2次抵抗制御에 의한 可變速電動機로서 옛부터 쓰여 왔으나, 半導體의 급속한 진보에 따라 사이리스터 電力變換器를 응용한 同期電動機의 可變速化(無整流子電動機), 籠形電動機의 可變速化(VVVF 장치)로, 산업계에서 사용되고 있는 태반의 交流機에 대하여 可變速化하는 경향이 나타나고 있다.

여기서는 捲線形誘導電動機의 速度制御方法, 에너지 절감효과 및 그 효과적인 운용방법에 대하여 기술한다.

1. 誘導電動機의 속도제어법

(1) 比例推移法

일반적으로 전동기의 속도를 바꾼다는 것은 負荷토크에 따라 전동기의 토크를 바꾸는 것을

의미한다. 유도전동기의 토크 $T [N \cdot m]$ 은 다음과 같이 표시된다.

$$T = \frac{3P}{4\pi f} V_1^2 \frac{r_2'/s}{(r_1 + r_2'/s)^2 + (x_1 + x_2')^2} \quad (1)$$

여기서 V_1 : 1次1相의 端子電壓

r_1 : 1次1相의 抵抗

x_1 : 1次1相의 누설리액턴스

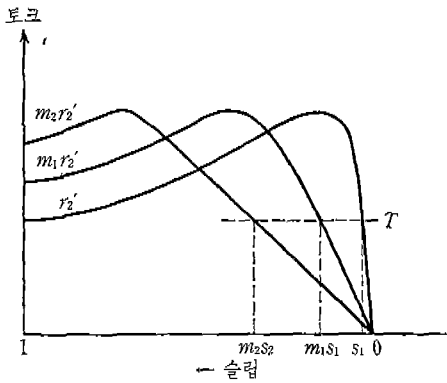
r_2' : 2次1相의 抵抗(1차 환산)

x_2' : 2次1相의 누설리액턴스(1차 환산)

이 식에서 $r_2'/s = \text{일정}$ 하면 토크는 일정하게 되고, 2次抵抗 r_2' 는 回轉子捲線의 抵抗과 外部抵抗의 합이므로 外部抵抗을 바꿈으로써 토크 특성을 바꿀 수 있다. 그림 1에 토크특성을 표시한다.

그림에서 알 수 있듯이 2次抵抗을 捲線抵抗의 m_1, m_2 배로 바꾸면 토크특성은 負荷토크 T 에서 슬립 s_1 이었던 것이 그 m_1, m_2 배로 슬립이 늘어나는 것으로 추이된다.

이 방식은 조작성이 간단하고 이니셜 코스트도 싸다. 크레인, 捲揚機, 팬, 펌프 등에 채용되고



<그림 1> 토크의 比例推移

있다. 다만 外部抵抗은 그대로 2次銅損이 되므로 효율이 나빠지는 결점이 있다.

(2) 2次勵磁制御

앞서 기술한 2次抵抗制御의 원리를 다음과 같이 생각할 수 있다. 즉 外部抵抗을 R_2 라 하면 2次端子에 $I_2 \cdot R_2$ 의 電壓을 인가하여, 2次電流 I_2 를

$$I_2 = \frac{E_2 - I_2 R_2}{\sqrt{(R_2 + r_2)^2 + (sX_2)^2}} = \frac{sE_{20} - I_2 R_2}{Z} \quad (2)$$

가 되도록 제어하고 있는 것이 된다. 여기서 모터 1次端子電壓 V_1 을 일정하게 하면 磁束 ϕ 는 일정하게 되므로 발생 토크 T 는

$$T = k \cdot \phi \cdot I_2$$

k : 정수

가 되어 2次電流 I_2 에 비례한다. 이와 같이 생각해 가면 電動機發生 토크를 바꾸는데 필요한 것은 抵抗 R_2 가 아니고 무엇인가의 방법에 의해 印加되는 電壓인 것을 알 수 있다. 2次抵抗制御法에서는 $I_2 \cdot R_2$ 가 이에 해당하고 있는 것이다.

즉, 모터 2次誘起電壓과 그 2次端子에 印加되는 電壓과의 電位差로 2次回路 임피던스에 電流 I_2 가 흘러 磁束 ϕ 와의 사이에 토크 T 가 발

생하는 것이다. 슬립 s 로 회전하고 있다고 하면 2次抵抗 R_2 에는 f 사이클의 電壓이 모터 2次電壓과 반대방향으로 존재하고 있어, R_2 를 변화시켜 속도가 변하는 것은 이 반대방향의 전압을 억눌러 負荷토크에 필요한 電流 I_2 를 흘리기 때문에 슬립이 변화하게 되는 것이다.

따라서, 혹시 모터 2次端子를 슬립周波數 sf 와 같은 周波數의 可變電源에 접속하면 외부에서 電壓을 2次捲線에 印加할 수가 있어 토크를 바꿀 수 있다. 이와 같은 可變電源裝置를 2次勵磁裝置라 한다.

電力面에서 말하면 모터의 2次入力 P_2 , 2次出力 P_0 , 機械의出力 P_m , 슬립 s 와의 사이에는 다음과 같은 관계식이 성립된다.

$$P_2 = P_m + P_0 \quad (3)$$

$$P_m = (1-s) P_2 \quad (4)$$

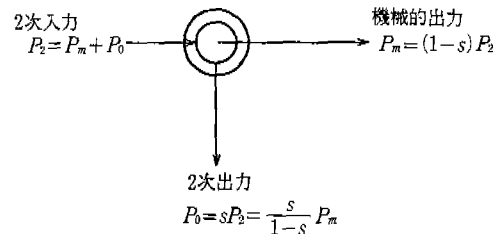
$$P_0 = sP_2 = \frac{s}{1-s} P_m \quad (5)$$

이 관계를 그림 2에 표시한다.

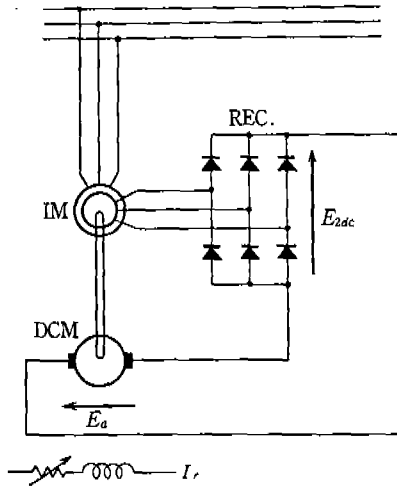
즉 1次側에서 電磁誘導에 의하여 2次側에 공급된 有效電力 P_2 중 機械의出力 P_m 을 빼낸 電力 sP_2 (2次 슬립전력이라고도 한다)를 어떻게 처리하고 어떻게 제어하느냐에 따라 2次勵磁制御方式이 분류된다.

(a) 크레머方式

그림 3에 표시하는 시스템을 크레머方式이라 한다. 捲線形 유도전동기의 2次端子에 접속되는 整流器와 이 整流器에서 直流電力이 공급되는 직류전동기로 구성되고 있으며, 捲線形전동기와



<그림 2> 誘導電動機의 에너지의 흐름



<그림 3> 크레머方式

직류전동기에는 축이 직결된다.

유도전동기의捲線抵抗, 누설인덕턴스, 整流器順方向電壓, 직류전동기의電機子抵抗, 電機子反作用 등을 무시하면 다음과 같은 관계식이 성립된다.

어떤 슬립 s 로 회전하고 있을 때의 整流器出力電壓 평균치 E_{2dc} 는

$$E_{2dc} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cdot sE_{20} = 1.35E_{20} \cdot s \quad (6)$$

직류전동기의 逆起動力을 E_a 라 하면

$$E_a = k_1 \cdot \phi \cdot N = k_2 \cdot I_f \cdot (1-s)N_0 \quad (7)$$

여기서 N_0 는 同期速度이다.

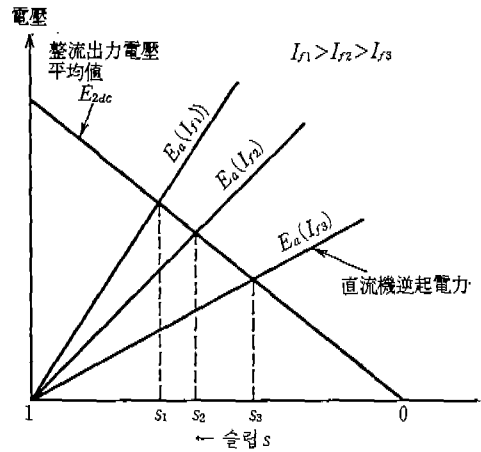
이들의 관계를 그림 4에 표시한다.

따라서 속도는 양자의交點에서 정하여지고 I_f 를 줄이도록 制御하면 속도는 상승한다.

負荷토크는 $E_{2dc} - E_a$ 의 電位差로 흐르는 直流機電機子電流 I_a 에 의한 토크와 I_a 를 공급하기 위하여 흐르는 유도기 2次電流 I_2 에 의한 토크와의 合成에 의하여 이룩된다.

(b) 靜止셀비우스方式

앞서 기술한 크레머方式은 2次슬립電力을 직



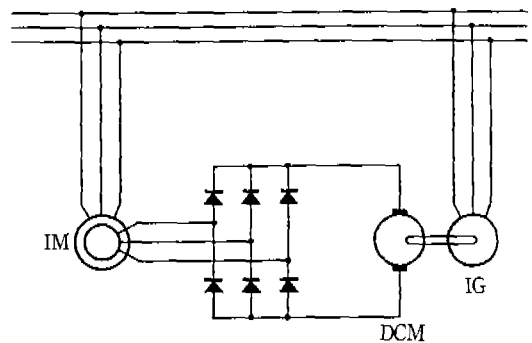
<그림 4> 크레머方式 速度特性

류전동기의 軸出力으로 반환한 것이지만, 이것을 電力과 電源측에 귀환하도록 한 것을 일반적으로 셀비우스方式이라 한다.

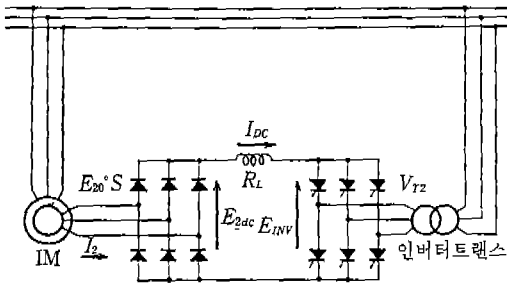
셀비우스方式에는 回轉셀비우스方式(그림 5)과 靜止셀비우스方式(그림 6)이 있다.

크레머方式과 回轉셀비우스方式의 차이는 유도전동기의 2次슬립電力 sP_2 를 직류전동기出力으로 변환하여 이를 軸出力으로서 처리하는가 電源에의 귀환전력으로서 처리하는가에 있다.

최근 電力半導體의 비약적인 발달로 이들의 回轉式電力變換裝置를 사이리스터 등을 응용한 靜止形電力變換裝置로 바꾸어 놓은 것이 여기서 말하는 靜止셀비우스裝置이다. 機器 치수,



<그림 5> 回轉셀비우스方式



<그림 6> 靜止셀비우스方式

용량, 신뢰성 면에서 각별한 개선이 된 것이다.

그림 7에 靜止셀비우스裝置의 제어원리를 표시한다.

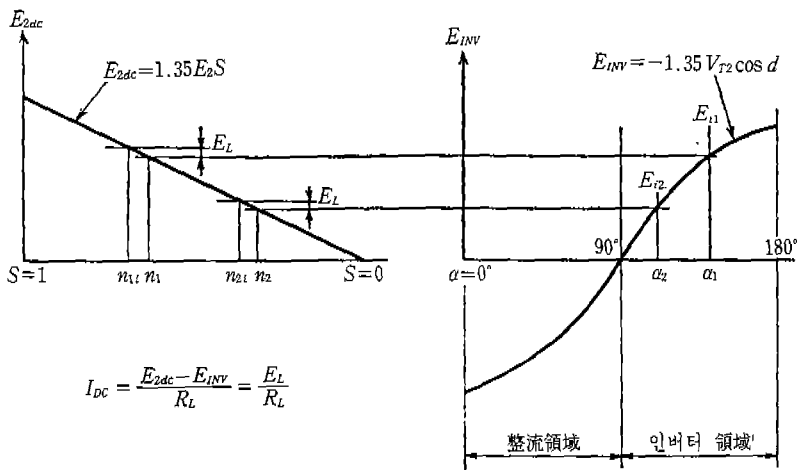
유도기의 捲線抵抗, 누설인덕턴스, 整流器의 順方向電壓降下 등을 무시하면 整流器側 直流電壓平均值 E_{2dc} 는 (6)식과 마찬가지로

$$E_{2dc} = 1.35 \cdot sE_{20} \quad (8)$$

또한 인버터트랜스의 누설인덕턴스, 사이리스터의 順方向電壓降下, 轉流중복角 등을 무시하면 어떤 制御遲延角 α 일 때 인버터 出力直流電壓 平均值 E_{INV} 는 인버터트랜스 2次電壓을 V_{T2} 라 하면

$$E_{INV} = 1.35 \cdot V_{T2} \cos \alpha \quad (9)$$

로 표시된다.



<그림 7> 靜止셀비우스의 速度制御原理圖

制御遲延角 α 는 인버터動作 영역에서는

$$90^\circ < \alpha < 150^\circ \sim 160^\circ$$

의 사이에서 제어되므로 그림의 화살표 방향으로 電壓의 방향을 잡을 수 있다.

直流電流 I_{DC} 는 E_{2dc} 과 E_{INV} 의 電位差에서 抵抗 R_L 을 통하여 흘러 (10)식과 같이 표시될 수 있다.

$$I_{DC} = \frac{E_{2dc} - E_{INV}}{R_L} = \frac{E_L}{R_L} \quad (10)$$

直流電流 I_{DC} 는 유도전동기 2次電流 I_2 가 直流로 변환된 것이므로 (10)식의 電位差가 토크를 발생시키고 있다하여도 좋다.

지금 인버터의 制御遲延角 α_1 , 즉 인버터電壓 E_{I1} 의 경우에 대하여 생각해 보면 속도가 n_1 이상에서는 모터 2次電壓이 인버터電壓보다 낮아지기 때문에 電流 I_{DC} 가 흐르지 않고 토크가 발생하지 않으므로 모터는 減速한다. 모터속도가 負荷토크에 의하여 減速하여 n_1 보다 늦어지면 모터 2次電壓은 인버터電壓보다 커져 電流 I_{DC} 가 흐르기 시작하여 토크를 발생할 수가 있다. 반대로 속도가 n_1 일 때 制御遲延角을 α_2 로 이동시켜 인버터電壓을 E_{I2} 까지 내리면 差電壓은 커지고 電流도 커지므로, 발생토크가 커져 모터는 가속하여 최종적으로 負荷토크와 밸런스되는 속도 n_{21} 에서 안정된다.

이와 같이 靜止셀비우스裝置에서는 인버터의 制御遲延角 α 를 제어함으로써 인버터出力電壓이 제어되고, 모터의 회전수를 바꿀 수 있게 된다.

일반적으로 誘導電動機의 2次回路 및 直流리액터의 임피던스는 적으므로 약간의 差電壓에서 충분히 큰 電流가 흐르기 때문에 가령 α 가 고정이라 하더라도 부하변동에 의한 속도변동은 적고 소위 分捲特性을 표시한다. 自動制御回路를 이용하여 制御角 α 를 자동적으로 조절하면 다시 고도의 정밀한 속도를 얻을 수 있다. 速度의 精度는 주로 制御回路의 앰프드리프트, 타코제너레이터의 정밀도에 의하여 결정되고 통상 0.5% 정도를 얻을 수 있으나 그들에 고정밀도, 고안정도의 것을 사용하면 0.01% 정도도 가능하다. 또 동시에 電流制御도 하고 있으므로 과대한 電流가 흐르는 것을 방지할 수 있어 기계적으로 과중한 토크가 걸리지 않고 기계적 쇼크를 줄일 수가 있다.

靜止셀비우스方式은 2次抵抗制御方式의 경우 熱로서 버려져 있던 2次슬립電力을 인버터를 사용하며 電源側에 귀환시키게 되므로 효율이 좋고 또 크레머方式, 회전셀비우스方式에 비하여 驅動用的 誘導電動機 이외에 브러시, 整流子가 있는 回轉機를 사용하지 않으므로 效率, 설치면적, 보수, 편의 등의 면에서도 큰 특징이 있다.

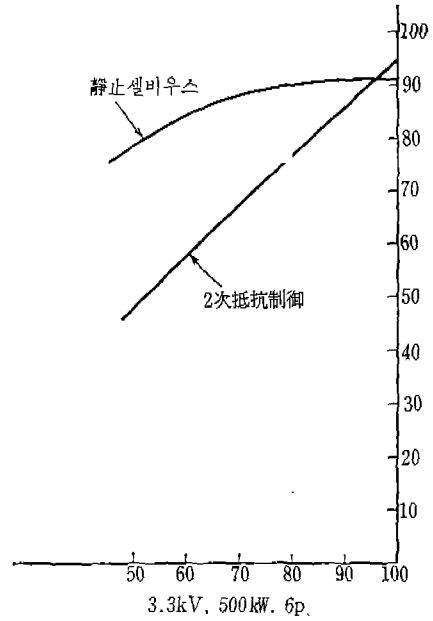
2. 靜止셀비우스의 에너지節減效果

靜止셀비우스裝置의 回收電力 P_r 는 $s \cdot P_2$ 중에서 變換裝置損失을 뺀 것이다. 變換裝置損失 P_{con} 에는 整流器, 直流리액터, 인버터, 인버터 트랜스 등에서 발생하는 손실이 포함된다. 回收效率를 η_r 이라 하면

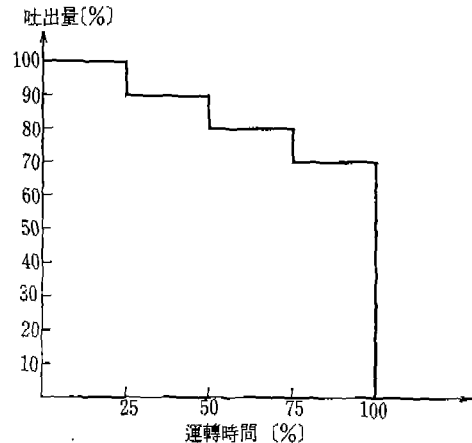
$$\eta_r = \frac{sP_2 - P_{con}}{sP_2} = \frac{P_r}{sP_2} \quad (11)$$

로 정의되므로 실제의 回收電力 P_r 는

$$\begin{aligned} P_r &= sP_2 \cdot \eta_r \\ &= \frac{s}{1-s} P_m \cdot \eta_r \end{aligned} \quad (12)$$



<그림 8> 綜合效率曲線



<그림 9> 펌프 運轉 패턴(계산예1)

이 된다.

모터出力 500kW일 때의 각 制御方式의 效率 曲線을 그림 8에 표시한다. 負荷는 펌프이다.

(1) <계산예1> 2乘토크負荷의 경우

모터出力 : 500kW

負 荷 : 펌 프

運轉패턴 : 그림 9 의 경우

運轉時間 : 800시간/년간

電力單位 : 60원/kWh

制御方式 : A. 밸브제어

B. 2次抵抗제어

C. 靜止셀비우스

< 계산과정 >

밸브제어의 경우 펌프軸動力 P 는 펌프吐出量 Q 에 직선적으로 비례하여 吐出量 Q 가 0일 때 도 軸動力은 정격의 80%를 필요로 하는 것이다.

回轉數制御의 경우 2乘토크負荷이기 때문에 펌프吐出量은 회전수에 비례하고 軸動力은 회전수의 3乘에 비례하는 것으로 한다.

< 계산식 >

$$M = \left(\frac{P_1}{\eta_1} \times T_1 + \frac{P_2}{\eta_2} \times T_2 + \frac{P_3}{\eta_3} \times T_3 + \frac{P_4}{\eta_4} \times T_4 \right) \times H \times C \quad (13)$$

여기서 M : 연간전력요금 [원]

$P_1 \sim P_4$: 펌프軸動力 [kW]

$\eta_1 \sim \eta_4$: 綜合效率

$T_1 \sim T_4$: 運轉時間比

H : 年間運轉時間 [8000h]

C : 電力單價 [60원/kWh]

계산결과를 표 1에 표시한다. 표에서 2乘토크負荷인 경우에는 우선 회전수제어를 함으로써 많은 電力節減이 가능한 것을 알 수 있다. 이는 모터軸動力이 회전수의 3乘에 비례하기 때문에 低速領域에서 운전하면 軸動力 그 자체가 적어도 된다는 効用에 따른 것이다.

또 그 回轉數制御方式중에도 슬립電力 損失을 발생하는 2次抵抗制御方式에 비하여 이를 回收電力으로서 절감하는 靜止셀비우스方式이 高效率運轉인 것을 알 수 있다.

이와 같이 運轉電力料金 면에서 검토하는 것을 러닝코스트 비교라고 하나 이는 운전패턴에 크게 좌우되어 定格速度의 80% 속도 이하로 운전시간이 긴 용도일수록 이 차이는 현저하게

< 표 1 > 各種流量制御方式의 運轉電力試算例

| | 밸브 제어 | 2次抵抗制御 | 靜止셀비우스 |
|----------|------------------------|------------------------|------------------------|
| 모터軸動力 | | | |
| 100%吐出量時 | 500kW | 500kW | 500kW |
| 90%吐出量時 | 490 | 364.5 | 364.5 |
| 80%吐出量時 | 480 | 256 | 256 |
| 70%吐出量時 | 470 | 171.5 | 171.5 |
| 電源電力 | | | |
| 100%吐出量時 | 526kW | 526kW | 546kW |
| 90%吐出量時 | 521 | 423 | 400 |
| 80%吐出量時 | 516 | 332 | 284 |
| 70%吐出量時 | 511 | 254 | 195 |
| 年間電力量 | 4.15×10^6 kWh | 3.07×10^6 kWh | 2.85×10^6 kWh |
| 年間電力料金 | 24,900원 | 18,420원 | 17,100원 |
| 年間電力料金差 | 7,800만 | 1,320만 | 0 |

나타난다.

예를 들면 펌프, 送風機의 油量·風量制御를 하는데 에너지節減運轉을 위해서 다음과 같은 계획이 필요하다.

(i) 定格으로 운전되는 것에 만족하는 1대의 電動機에 대해서 靜止셀비우스와 같은 高效率 시스템을 채택한다.

(ii) 복수대의 電動機로 분할하여 거의 이들을 順序起動하여 臺數制御를 하지만 상세한 제어는 임의의 1대의 電動機에 대해서 回轉數制御를 시킨다.

(iii) 복수대의 電動機로 분할하나 이들을 동시에 回轉數制御하여 모두 빠른 운전을 시킨다.

이들은 시스템마다에 설비의 가동상황, 비용, 설치면적, 신뢰성 검토 등을 거쳐 결정된다.

靜止셀비우스裝置의 이니셜코스트업분은 러닝코스트가 싸므로 1~2년에 상각이 된다.

(2) < 계산예 > 定토크負荷의 경우

모터出力 : 500 kW

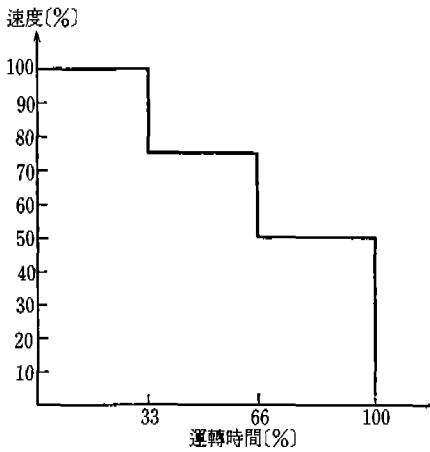
負 荷 : 押出機

運轉패턴 : 그림 10의 경우

電力單價 : 60원/kWh

制御方式 : A. 2次抵抗制御

B. 靜止셀비우스方式



<그림10> 押出器의 運轉 패턴

<계산가정>

모터 綜合效率은 그림 8을 사용한다. 定토크 負荷일 경우 效率은 약간 좋아지는 경향이 있다. 계산결과를 표 2에 표시한다.

定토크負荷인 경우에는 2次슬립電力은 슬립 s에 직선적으로 비례하여 저속이 될수록 증대한다. 0속도에서는 모터 定格出力과 같은 손실이 2次側에 발생한다. 따라서 押出器와 같은 定토크負荷를 구동하는 경우 이와 같은 2次슬립電力을 熱抵抗으로 버리느냐 電力으로서 회수하느냐는 電力費用의 면에서 표 2에 표시하는 바와 같이 큰 차가 생긴다.

<표 2> 定토크負荷의 運轉電力費試算例

| | 2次抵抗制御 | 靜止셀비우스 |
|----------|------------------------|------------------------|
| 모터軸電力 | | |
| 100% 速度時 | 500 kW | 500 kW |
| 75% 速度時 | 375 | 375 |
| 50% 速度時 | 250 | 250 |
| 電源電力 | | |
| 100% 速度時 | 526 kW | 546 kW |
| 75% 速度時 | 517 | 421 |
| 50% 速度時 | 520 | 318 kW |
| 年間電力料 | 4.17×10^6 kWh | 3.42×10^6 kWh |
| 年間電力料金 | 25,020원 | 20,508원 |
| 年間電力料金差 | 4,512원 | 0 |

(3) 負荷의 토크特性和 2次슬립電力

이상 기술하여 본 2次슬립電力이 負荷의 토크特性 차이로 어떻게 표현되는가 다음에 생각하여 보자.

(i) 2乘토크負荷의 경우; 機械的 出力 P_m 은 4식에서

$$P_m = (1-s) \cdot P_2$$

또 이는 속도의 3乘에 비례하므로

$$P_m = (1-s)^3 \cdot P_M \quad (P_M \text{은 定格出力})$$

$$\therefore P_2 = (1-s)^2 \cdot P_M$$

그러므로 2次슬립電力 P_0 는

$$P_0 = s \cdot P_2 = s \cdot (1-s)^2 \cdot P_M \quad (14)$$

P_0 의 최대치는 $dP_0/ds=0$ 일 때 구해진다. $s=1/3$ 일 때 $4/27 P_M$ 이 된다(약 15%).

(ii) 定토크負荷인 경우 (i)과 마찬가지로

$$P_m = (1-s) \cdot P_2$$

또 定토크負荷이기 때문에

$$P_m = (1-s) \cdot P_M$$

이 되므로 $P_2 = P_M$ 인 것을 알 수 있다.

따라서

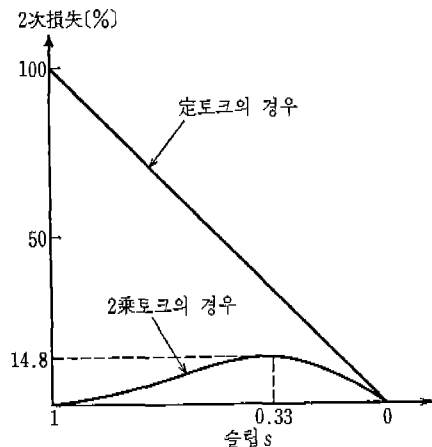
$$P_0 = s \cdot P_M \quad (15)$$

(14), (15)식을 그림 11에 표시한다.

3. 靜止셀비우스裝置의 運用方法

(1) 速度制御範圍와 용량

變換裝置의 용량[kVA]는 모터의 定格 2次電



<그림11> 2次損失特性

流와 최저속도에서의 모터 2次電壓의 곱으로 결정된다. 즉

$$kVA = k \cdot s_{max} \cdot P_M \quad (16)$$

여기서 速度制御範圍가 高速領域에 국한되는 것으로 그 범위가 좁을수록 경제적이 된다. 이는 VVVF裝置와 같이 모터의 1次側에서 制御하는 것이 속도범위에 불구하고 모터定格出力을 감당해야 하는데 비해서 큰 특징이 있다.

최고속도는 동상 同期速度의 95~96%가 된다. 인버터를 整流領域에서 운전하여 인버터交流側에서 직류회로에 전류를 흐르게 하면 직류회로의 電壓降下분이 보상되고 2次短絡速度에 가까운 속도까지 増速이 되나 인버터電流가 증가하기 때문에 특수한 용도가 아니면 이 방법은 별로 채택하지 않는다.

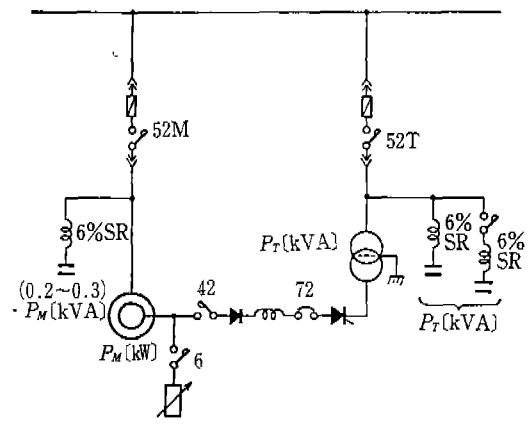
(2) 力率改善

靜止셀비우스裝置에서 전원측에 돌아오는 電力은 그 대부분이 無效電力이다. 이는 인버터가 制御遲延角 α 에서 制御되기 때문이고 이 無效電力은 거의 $\sin \alpha$ 에 비례한다.

따라서 $\alpha \approx 90^\circ$ 가 되는 최고속도시, 無效電力은 최대가 되고 그 값은 變換裝置容量, 즉 인버터트랜스容量과 거의 동일하게 된다.

定格點에서의 力率改善은 0.95 정도를 목표로 했을 때의 1예를 그림12에 표시한다.

귀환되는 無效電力의 보상을 위해서 인버터트랜스 1次側에 트랜스 容量과 같은 정도의 콘덴서를 설치한다. 2乘토크負荷 등의 경우 低速領域에서 軸動力 그 자체가 경감되기 때문에 1대의 콘덴서로서는 반대로 進力率이 되는 때가 있다. 이를 방지하기 위해서 그림과 같이 분할하여 제어를 하면 속도범위의 全領域에서 良好한 力率이 얻어진다. 콘덴서를 제어하는 방법으로는 계통의 無效電力량을 검출하는 것이 가장 확실하나, 회전수나 負荷電流를 검출하는 방법도 일반적으로 시행되고 있다. 모터 1次側에는 모터의 無效電力相當分, 동상 定格出力의 0.2~0.3 정도이며 이것을 넣는다.



<그림12> 力率改善의 1例

콘덴서뱅크로서 계통의 1개소에 이와 같은 콘덴서를 정리하여 삽입하면 좋으나, 모터 1次開閉器의 負荷側 즉 모터의 1次端子에 과대한 콘덴서가 접속되면 電源開放時 自動現象에 의하여 端子電壓이 上昇하는 일이 있으므로 주의해야 한다.

동상적인 모터에서는 定格出力의 1/2~1/3 정도 이하로 억제하여야 한다.

(3) 토크脈動

모터2次側에 3相 均一 브리지의 整流器가 접속되므로 2次電流에는 $6 \cdot s \cdot f$ 의 리플電流가 포함되어 토크脈動이 반복하여 발생한다. 이는 機械系에 攪입진동이 생길 가능성이 있으므로 충분히 검토해야 할 필요가 있다. 특히 GD^2 이 큰 送風機 등에서는 주의해야 한다. 攪입진동을 피하는 방법으로서 다음과 같은 것이 있다.

(i) 機械의 固有振動數가 운전범위에 나타나는 $6 \cdot s \cdot f$ 에 합치되지 않도록 한다. 혹시 합치되었을 때는 이 속도에서의 연속운전을 피하도록 한다.

(ii) 모터와 機械와의 커플링에 탄력성 커플링 등을 사용한다.

(iii) 整流器를 多相化하여 리플周波數를 높은 편으로 보낸다.

(4) 電源側高調波

사이리스터인버터에서 流出되는 高調波電流에 의하여 다음과 같은 장애가 예상된다.

- (i) 다른 機器에의 異常流入(특히 進相콘덴서)
- (ii) 誘導障害
- (iii) 電源系統의 並列共振에 의한 異常電壓의 발생

이들은 특히 進相콘덴서의 경우는 콘덴서容量的 6%의 直列리액터를 접속하든가 高調波필터를 설치함으로써 해결된다. 특히 인버터를 多相化함으로써 高調波電流가 큰 폭으로 저감이 되므로 이 효과는 크다. 그림 13에 12상 인버터의 靜止셀비우스裝置를 표시한다.

電源系統의 高調波의 영향에 대해서는 임피던스·맵을 컴퓨터에 入力함으로써 간단하게 해석되는 프로그램이 개발되어 있어 高調波필터의 필요여부도 포함하여 設計의 합리화에 이바지하고 있다.

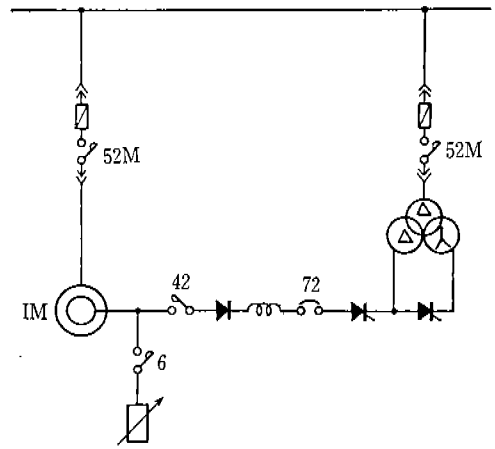
(5) 瞬時停電 및 電壓降下 대책

電源電壓이 순시에 異常降下했을 때 인버터가 轉流失敗하여 트립에 이를 경우가 있다. 이는 인버터가 電源轉流를 하고 있어 轉流를 위한 電源電壓이 상실하는데 기인한다. 그때에 直流리액터의 電流는 바로 0이 안되고 사이리스터를 통해서 계속 흐르고 있으나 다시 충전되었을 때 電源電流가 이 電流에 중첩되어 증대하기 때문에 過電流가 된다.

대책으로서는 瞬時停電檢出裝置, 高速度직류 차단기, 이상전압흡수장치 등을 설치하면 된다. 機械에 따라서는 瞬時停電時, 過電流에 이르기 전에 강제트립시켜 전기가 다시 送電되었을 때 自動再起動시켜도 아무 지장이 없는 것도 있으므로 비용, 스페이스 등을 두루 합친 용도마다에 대책을 세워야 한다.

(6) 電流비트

모터 2次에 整流器가 접속되어 그 出力에 충분히 큰 直流리액터가 있기 때문에, 2次電流는



<그림 13> 直列12相 인버터

거의 台形狀態가 되어 $(6 \cdot n \pm 1)$ 次의 高調波成分을 포함하게 된다. $(6 \cdot n - 1)$ 次의 高調波成分에 의한 空間磁界는 基本波와 반대방향으로 회전하기 때문에 그 空間速度가 電源周波數와 일치하는 점에서 1次電流는 비트를 친다.

$$(1-s) \cdot f - (6 \cdot n - 1) \cdot sf = -f$$

여기서 $s = \frac{1}{3 \cdot n}$

$s = \frac{1}{3}$ 일 때 5周波成分의 비트

$s = \frac{1}{6}$ 일 때 11周波成分의 비트

등이 있으나 이들은 實用上은 하등 문제가 안되는 것이 실제 機械에 의해서 확인되었다.

시스템은 고려할 때에 各機器의 특징에만 자세하게 눈을 돌려 缺點을 알지 못한다고 한다면 어떻게 될 것인가. 이것으로 機器를 사용하지 못하게 되는 것은 아닌가. 어떠한 것이라도 一長一短이 있으므로 이를 잘 알고 시스템을 設計하고 유지·보수하는 것이 技術이라 생각된다. 에너지使用合理化에 있어서도 王道는 없다. 이니셜코스트, 설치면적, 유지·보수性, 信賴性 등을 종합적으로 검토하여 케이스 바이 케이스로 해결하여 가는 方法이 있을 것이다.

☛ 다음 호에 계속