

直 流 電 動 機 運 轉

韓 慶 熙
(明知大 工大 教授)

1. 서 론	4. 초퍼制御
2. 直流電動機	5. 끝맺음
3. 다이리스티레오나드制御	參考文獻

1 서 론

直流電動機는 整流子 및 브러쉬(Brush)를 갖고 있어, 保守問題 및 容量에 制限을 받는 難點이 있지만, 勵磁方式에 의해 여러가지 特性의 電動機가 얻어지며 交流電動機에 比하여 速度 및 토오크制御가 훨씬 간단하고, 정밀하며, 경제적으로도 우수하기 때문에 옛날부터 可變速驅動裝置로써 主體的 地位을 유지하여 온것은 잘 알려진 사실이다.^{1),2)}

直流電動機驅動시스템(System)은 電源으로써 直流電源이 必要하므로, 制御用 電力變換裝置로서는, 交流→直流變換器 또는 直流→直流變換器로 한정된다. 여기에서 前者는 레오나드(Leonard)制御라 불리우는 것으로, 워드레오나드(Ward-Leonard)방식, 일구너(Ilgner)방식, 다이리스티레오나드(Thyristor Leonard) 방식등이 있으며, 後者는 초퍼(Chopper)制御라 불리워지고 있다. 이 들중 워드레오나드방식과 일구너방식은 大容量의 電力用半導體素子가 開發되기 前에 主로 使用되었던 方式으로서, 交流電動機—直流發電機세트(M-G Set)에 의한 電力變換裝置로써, 直流電動機의 速度를 正負의 넓은 範圍에 걸쳐 連續的으로 圓滑한 速度制御가 可能하며, 速度變動率도 작고 制御電力도 작은 것等 制御性이 우수하지만, 設備費가 高價가 되는 缺點을 갖고 있다. 한편 다이리스티레오나드 방식과 초퍼방식은 1960年代에 탄

생한 다이리스티素子와 더불어 탄생한 電力變換裝置로써, 前者는 모든 産業分野에, 後者는 電鐵과 같은 수송계통에 主로 채용되고 있다.^{1),2)}

以下 AC→DC變換裝置를 利用한 다이리스티레오나드방식과 DC→DC變換裝置인 초퍼방식에 의한 直流電動機운전에 대하여 살펴보고자 한다.

2 直流電動機

2.1 直流電動機의 始動

直流電動機를 始動할 때 電動機를 直接 電源에 연결하면 큰 始動電流가 흐르게 되는데, 이것은 定格電流의 10~40 배에 이른다고 한다. 이로 인해 다른 負荷에 나쁜 영향을 미치며, 전동기自體에서는 電機子 권선의 손상, 整流惡化, 브러쉬의 손상을 일으키며, 始動토크가 極端的으로 크게 되어, 負荷의 관성이 큰 경우에는 軸에 커다란 비틀림應力을 받게되어 軸이 파손하는 경우가 있다. 이 때문에 小出力機이외의 거의 모든 電動機는 始動電流를 抑制하여 始動할 필요가 있다.^{1),3)}

一般的으로 直流電動機의 電機子電流 I_a 는 다음式으로 표현된다.

$$I_a = \frac{V - E_c}{R_a} = \frac{V - K_a \phi \omega}{R_a} \quad (A) \quad (1)$$

여기에서 V 는 電機子에 加해지는 電壓, E_c 는 電機子の 逆起電力으로 $E_c = K_a \phi \omega$ 이다. K_a 는 定

數, ϕ 는 界磁磁束, ω 는 電機子の 角速度이다. 式(1)에서 始動初期 즉 $\omega = 0$ 인 경우의 I_a 는 $K_a \phi \omega = 0$ 이므로

$$I_a = \frac{V}{R_a} \text{ [A]} \quad (2)$$

가 된다. 그런데 電機子抵抗 R_a 는 상당히 작으므로, 이 始動電流가 定格電流의 10~40 배나 된다. 또 始動時의 토오크 T 는 $T = K_a \phi I_a$ [N · m] 로 주어지므로 ϕ 를 一定이라하면 始動電流와 같이 始動토오크도 10~40 배가 된다. 式(2)으로부터 I_a 를 抑制하기 위해서는 端子電壓 V 를 變化시키는 方法과, 電機子에 直列로 抵抗을 삽입하여 電流를 制御하는 方法이 있다. 電機子回路에 抵抗을 삽입하여 始動하는 抵抗始動式은 옛날부터 많이 使用된 方式으로서 抵抗에서 消費되는 電力이 상당히 多다. 省에너지의 觀點에서 現在는 電力變換裝置를 利用하여 V 를 變化시키는 方法을 취하고 있다. 이것이 뒤에 說明하는 다이리스터레오나드方式과 초퍼方式이다.

2.2 直流電動機의 可變速度制御

우선 直流他勵磁電動機와 分捲電動機의 速度制御法에 대하여 고찰한다. 이들의 速度 · 토오크特性은 다음식과 같다.

$$\omega = \frac{V - R_a I_a}{K_a \phi} = \frac{V}{K_a \phi} - \frac{R_a}{(K_a \phi)^2} T \text{ [rad/sec]} \quad (3)$$

이 식으로부터 속도 ω 를 變化시키는데에는 可變要素인 ϕ , R_a , V 를 變化시키면 되는 것을 알 수 있다. 그러므로 이들 중 하나 또는 그 이상의 要素를 變化시킴으로써 電動機의 速度 · 토오크特性을 變化시켜 速度制御를 할 수 있다.

(1) 界磁制御法: 端子電壓 V 를 一定으로 유지하고 界磁電流를 制御하여 磁束 ϕ 를 變化시키는 方法이다. 이 方法은 界磁電流를 작게 할 수록 速度가 빨라지는데 이 弱界磁制御(Field-Weaking Control)는 一般的으로 速度上界時 使用한다. 이 界磁制御法은 電機子電流에 비해 아주 작은 電流로 制御할 수 있는 특징이 있으나 界磁捲線의 인덕턴스분위 크기 때문에 응답성이 느리다. 速度는 界磁를 약하게 할 수록 높게 되지만, 너무 약하게 하면 不安定하게 되어 速度가 맥동하며, 整流를 惡化시키므로 制御範圍에 制約을 받는다. 一般的

으로 速度制御範圍를 1 : 2 程度로 한다.^{3),4)}

(2) 抵抗制御法: 界磁磁束을 一定히 유지하고, 電機子回路에 直列로 可變抵抗 R_s 를 삽입하여 電機子에 걸리는 電壓 V_a 를 $\{V_a = (V - R_s I_a)\}$ 變化시켜 速度를 制御하는 方法으로 速度를 定格速度以下에서 制御하는 경우에 使用된다. 이것이 從來 가장 많이 使用되던 方法이지만 R_s 의 抵抗損이 커서 효율이 좋지 않다.

(3) 電壓制御法: 界磁電流를 一定으로 유지하고, 電機子에 加해지는 電壓 즉 (3)式의 V 를 變化시켜 速度制御를 行하는 方法으로 他勵磁機에 많이 使用한다. 分捲機에서는 界磁回路가 접속되어 있으므로 그대로 電壓制御는 할 수 없으며, 이 경우에는 他勵磁機로 접속할 필요가 있다.

다음은 直流直捲電動機의 可變速運轉에 대하여 고찰한다. 이것의 速度 · 토오크特性은 다음과 같다.

$$\omega = \frac{V}{K_a \phi(I_a)} - \frac{R_a + R_{fs}}{\{K_a \phi(I_a)\}^2} T \text{ [rad/sec]} \quad (4)$$

여기에서 R_{fs} 는 直捲界磁의 抵抗이다. 이 式으로부터 他勵 및 分捲機의 경우와 같이 ϕ , $(R_a + R_{fs})$, V 중 하나 또는 그 以上을 變化시킴으로써 速度制御가 可能함을 알 수 있다. 그러나 直捲機에서는 V 를 變化시키면 I_a 가 變化하고, 또 R_a , R_{fs} 및 負荷가 變化하여도 I_a 가 變하기 때문에, 同時에 界磁磁束이 變化하는 磁束의 獨立성이 없는 관계상 他勵 및 分捲機의 경우와 상당히 다른 特性을 나타낸다. 始動時에는 磁束 ϕ 및 電機子電流 I_a 가 크므로 始動토오크가 큰 장점이 있으며, 速度 · 토오크特性이 垂下特性이 된다.

다음 直流複捲電動機는 直捲機 및 分捲機의 中間特性을 갖는 것으로 速度制御法은 原理上 直捲機 및 分捲機와 同一하다. 複捲機는 一般的으로 速度制御範圍를 크게 취하지 못하므로 可變速度制御에는 別로 使用되지 않는다.³⁾

2.3 直流電動機의 逆轉運轉 및 制動

直流電動機의 回轉方向은 그 原理上 電機子電流 I_a 의 方向과 界磁磁束 ϕ 의 方向이 직각일 경우 후레밍(Fleming)의 左手法則에 의해 電機子가 回轉하므로, 正方向運轉과 反對方向으로 逆轉시키기 위해서는 I_a 의 方向을 反對로 하던가, ϕ 의 方向을 反對로 하여주면 된다.

다음 電動機의 制動方法으로는 마찰제동, 發電 제동 및 回生制動等이 있다. 電動機軸制動輪의 마찰력을 利用하는 마찰제동은 摩耗가 심하므로 一般的으로는 電氣的制動과 併用하여 使用한다.

發電制動은 電動機를 電源으로부터 끊고, 관성력에 의해 回轉하는 電動機를 發電機로 動作시켜, 電機子兩端에 삽입한 抵抗에서 消費되는 電力量에 해당하는 制動力을 얻고 있다.

回生制動은 관성력에 의해 回轉하는 電動機를 發電機로 動作시키는 것은 發電制動과 同一하지만, 발전기에서 放出하는 能量을 電源側에 回生시킴으로써 制動力을 얻고 있다. 電源側에서는 回生된 能量을 蓄積하였다가 다시 使用함으로써 省에너지화에 크게 功獻하고 있는 方式으로, 現在 관성력이 큰 곳에는 거의 이 方式이 採用되고 있다. 이상의 發電制動 및 回生制動方式은 발전기(전동기)의 速度가 낮은 정지직전의 速度에서는 充分한 制動力을 얻지 못함으로 어느 方式을 막론하고 마찰제동方式과 併用하지 않으면 안된다.

電動機運轉을 論할 때 다음과 같은 定義를 使用하고 있다. 電機子에 그림 1(a)에 표시한 바와 같은 전압극성 및 전류가 흐르는 경우를 正方向驅動이라 하면, 이것을 別名으로 第I象限運轉이라고도 한다. 이에 대하여 같은 電壓極성을 갖고 電流方向만이 反對인 경우를 正方向回生制動이라 하여 第II象限運轉이라 한다. 電壓極성 및 電流方向이 전부 反對인 경우를 逆方向驅動이라 하여 第III象限運轉이라 한다. 또한 電壓極성이 反對이고 電流方向이 같은 경우를 逆方向回生制動이라 하여, 第IV象限運轉이라 하고 있다. 以上과 같이 定義할 때 正方向에서의 驅動 및 制動作用을 하려면 第I, II象限動作을 同時에 할 수 있어야 하고, 逆方向에서의 驅動 및 制動作用을 하기 위해서는 第III, IV象限動作이 同時에 可能해야 한다.

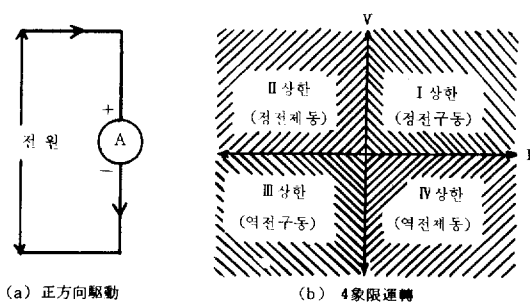


그림 1. 電動機의 4象限運轉

③ 다이리스터레오나드制御

3.1 位相制御整流(Phase Controlled Rectifier)

다이오드, 트랜지스터, 다이리스터半導體 素子를 利用하여, 交流電源으로 直流機를 制御하기 위한 電力變換裝置의 基本은 位相制御整流回路이다. 그림 2(a), (b)에 單相全波位相制御整流回路로서 混合브리지 回路과 對稱브리지 回路에 의한 直流電動機運轉時의 原理圖를 表示한다. 여기에서 直流機 A는 편의상 他勵磁電動機라 하며 他勵磁捲線은 省略한다. 또한 同圖(c)에 각경우의 出力端電壓波形을 표시한다. (ii)의 v_D 의 波形은 모든 素子를 다이오드로 代치했을 때의 波形으로 出力端電壓의 平均值 E_D 는 $E_D = 2\sqrt{2} V_m / \pi$ (V) 이다. (iii)의 v_{ABD} 波形은 (a)의 混合브리지 및 (b)의 對稱브리지에서 環流다이오드 D_r 가 접속된 경우로서 다이리스터의 點호각이 α 인 경우의 波形이다. 이 때의 平均值 E_{ABD} 는 $E_{ABD} = (2\sqrt{2} V_m / \pi) (1 + \cos \alpha) / 2$ 가 된다. 즉 α 를 $0 \sim 180^\circ$ 까지 制御함으로써 E_{ab} 를 0에서 E_D 까지 制御할 수 있다. (iv)의 v_{ab} 波形은 (b)의 對稱브리지 回路에서 D_r 가 없는 경우로서 L_c 가 充分히 큰 경우의 波形이다. 이 때의 平均值 E_{ab} 는

$$E_{ab} = \frac{2\sqrt{2} V_m}{\pi} \cos \alpha = E_D \cdot \cos \alpha \quad (5)$$

가 된다. 이 값은 α 가 $0 \sim 90^\circ$ 까지는 正이고, $90 \sim 180^\circ$ 까지는 負의 極성을 갖는다. 이 負의 意味는 負荷側에서 電源으로 能量을 返還하는 것을 뜻한다. 以上 單相全波位相制御回路를 살펴 보았는데, 이 경우 平滑用리액터 L_c 가 크면 클 수록

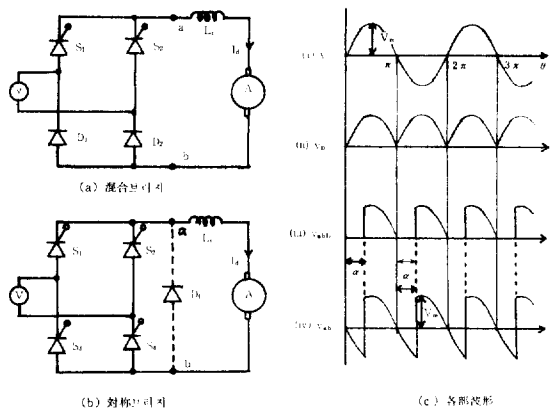
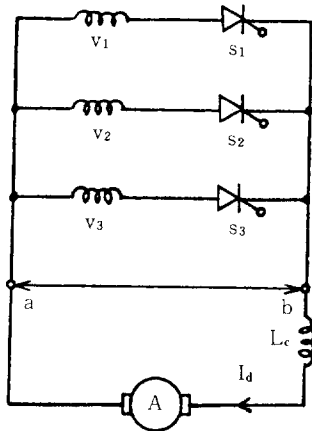
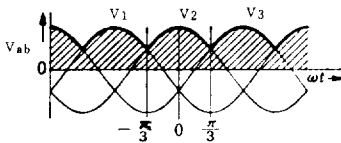


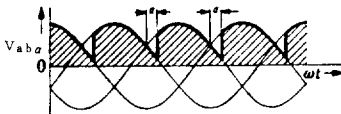
그림 2. 單相全波整流와 各部波形



(a) 3相半波 整流回路



(b) 無制御時의 出力波形



(c) 制御角 α일때의 波形

그림 3. 3相半波整流回路 및 출력전압과형

負荷에 흐르는 電流 I_d 는 直流에 가깝게 된다. 이 L_c 를 작게 하기 위하여 出力側電壓의 맥동이 작은 3相을 使用하게 되는데, 다음에는 그림 3(a)와 같은 3相半波位相整流회로를 예로 들어 좀더 자세히 살펴본다. 以下 說明하는 電氣의 特性은 앞의 他的 電力變換回路에 그대로 적용할 수 있는 事項이다. 지금 S_1 , S_2 및 S_3 를 다이오드로 代置한 경우의 出力波形 v_{ab} 는 同圖(b)의 굵은線과 같으며, 이것의 平均值 E_D 는 $E_D = (3\sqrt{2} V_m / \pi) \times \sin(\pi / 3)$ 가 된다. 다음에 S_1 , S_2 및 S_3 를 120° 의 位相差를 갖고, 各相電壓의 交點에 대한 遲延角 α 의 點에서 점호할 때의 電壓波形을 그림 3(c)에 표시한다. 이 때의 平均值 E_{ab} 는

$$E_{ab} = \frac{3\sqrt{2} V_m}{\pi} \sin \frac{3}{\pi} \cdot \cos \alpha = E_D \cdot \cos \alpha \quad (6)$$

가 되어, 式(5)와 同一하게 制御角 α 의 餘弦함수에 따라 變化하는 것을 알 수 있다. 制御角 α 가 零에서부터 증가함에 따라 式(5), (6)에 의해 變化하고, $\alpha = 90^\circ$ 에서 $E_{ab} = 0$ 가 된다. α 가 90° 以上으로 增加하면 E_{ab} 는 負의 값으로 增加하여 $\alpha = 180^\circ - \gamma$ 에서 負의 最大値를 갖는다. 여기에서 γ 는 消弧角이라 불리우는 것으로, 이것은 導通하고 있는 다이리스터가 完全히 消弧하는데 필요한 逆마이스 期間을 保障하기 위한 것이다(그림 4 참조). 一般的으로 $\alpha = 0 \sim 90^\circ$ 의 動作을 順變換 動作이라 하며, $\alpha = 90^\circ \sim 180 - \gamma$ 의 動作을 逆變換動作이라 한다. 逆變換動作에서는 에너지의 흐름이 順變換時와 逆으로 되어, 直流負荷側에서 3相電源側으로 에너지를 返還한다. 5) 그림 4에 順變換動作에서 逆變換動作으로의 移行과정을 표시한다. 이 그림으로부터 제어각 α 의 增加에 따라 直流電壓의 平均值의 부호는 反對로 되지만 變換素子의 方向特性으로부터 負荷側 電流 I_d 의 方向은 바뀌지 않음을 알 수 있다.

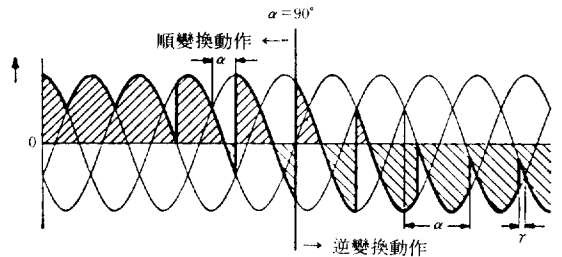


그림 4. 順變換動作→逆變換動作

3.2 다이리스터레오나드(Thyristor Leonard)

다이리스터레오나드制御는 3.1節에서 說明한 整流回路인 交流→直流變換회로를 使用한 直流機의 電機子電壓制御回路이다. 이것에는 直流電動機를 連續적으로 一方向으로 驅動하는데에 使用되는 一方向驅動用다이리스터레오나드裝置와 回生制動 또는 逆轉驅動을 필요로 하는 用途에 使用되는 可逆驅動用 다이리스터레오나드裝置가 있다. 2)

(1) 一方向驅動用다이리스터레오나드裝置: 一方向驅動에 使用하는 경우에는 앞에서 說明한 位相制御整流회로를 그대로 使用할 수 있으며, 이에 使用되는 整流회로로서는 單相, 三相, 全波, 半波等 自由로 選擇할 수 있지만, 電流脈動 및 容量에

따라 選定할 필요가 있다. 이번에는 3相全波回路를 들어 그의 動作을 생각해 본다. 그림 5(a)는 3相대칭브리지 방식과 位相制御角 α 에 따른 整流波形이다. 3.1節에서 서술한 바와 같이 이 방식은 電壓을 正負로 制御할 수 있기 때문에 電壓, 電流가 全部 正인 第 I 象限運轉과 電壓만이 反對로 되는 第 IV 象限에서의 制御가 可能하다. 한편 同圖(b)는 3相混合브리지 방식과 位相制御角에 따른 整流波形이다. 이 방식은 第 I 象限動作만이 可能的한 것으로, 速度가 零근방에서도 安定한 運轉을 하기 위해서는 環流다이오드 D_r 를 使用해야 한다.

(2) 可逆驅動용 다이리스터 레오나드裝置 : 一方 向 다이리스터 레오나드의 整流回路中에서는 對稱브리지回路를 使用하더라도 有效하지 않은 2個象限(第 I, IV 象限)의 動作만을 行함으로, 電動機의 正方向驅動(第 I 象限), 正方向에서의 制動(第 II 象限), 逆方向驅動(第 III 象限), 逆方向에서의 制動(第 IV 象限)의 4 象限運轉을 行하기 위해서는 어떤 補助手段을 使用할 필요가 있다. 그 方法으로서는, 電機子切換方式, 界磁切換方式 및 逆並列結線 또

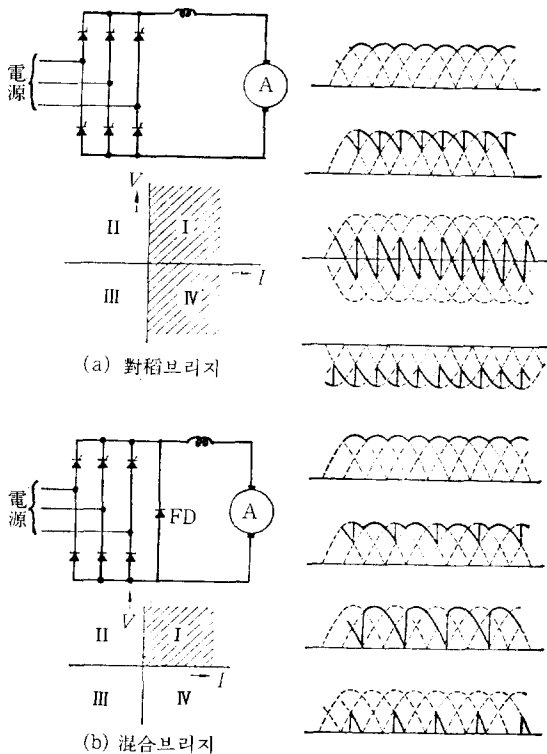


그림 5. 3相全波 整流回路

는 十字結線方式 등이 있다. 그림 6(a), (b)에 電機子切換方式을, (c)에 界磁切換方式을 表示한다. 그림 6(a)는 電機子回路에 切換開閉器 aa' 와 bb' 를 設置하여, 接點 aa' 가 閉일때 第 I, IV 象限의 動作을, bb' 가 閉일때 第 II, III 象限으로 動作하도록 고려한 것이다. 이것의 切換時間은 約 0.1~0.2 秒程度로써, 이 時間을 단축하고, 接點에 의한 보수 문제를 해결하기 위하여 同圖(b)와 같이 다이리스터에 의해 切換器를 靜止化한 回路도 實用化되어 있다. (c)圖는 界磁電流를 逆轉시킴으로써 4 個象限의 動作을 行하게 한 것으로, 電機子切換方式과 比較하여 작은 電流를 切換하는 利點이 있으나, 切換時 界磁捲線電流의 方向이 逆轉하는데에 많은 時間을 要한다.

이상 2 個의 例는 電動機의 運轉象限을 既存의 레오나드裝置에 맞추어 行하는 것이지만, 電動機의 모든 運轉象限을 레오나드裝置로 行할 수 있도록 고려한 것이 그림 7(a), (b)에 表示하는 逆並列結線과 十字結線方式이다. 이 방식은 다이리스터 整流器를 I 群, II 群으로 設置하여 電動機의 第 I, IV 象限動作을 I 群으로, 第 II, III 象限動作을 II 群의 整流裝置로 履行하도록 한 것이다. 이 방식은 運轉이 極히 圓滑하고, 모든 用途에 適當한 方式으로 現在 가장 많이 利用되고 있는 방식이

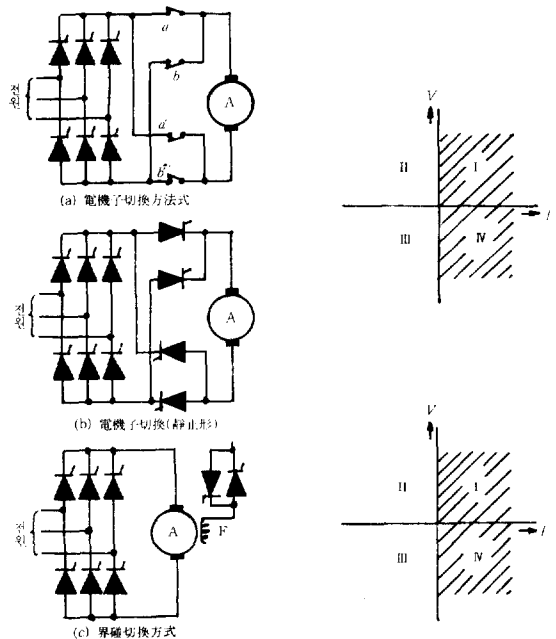


그림 6. 電機子切換法과 界磁切換法

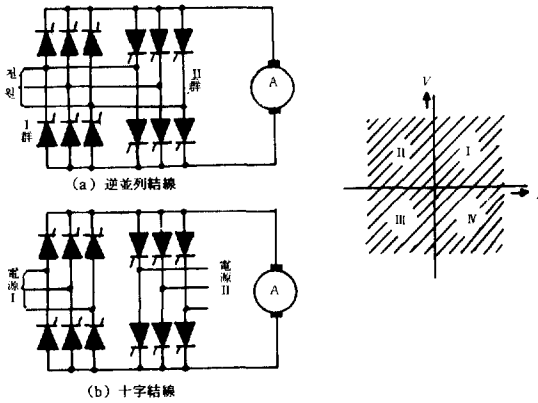


그림 7. 4象限運轉用 레오나드장치

다. 이 두方式中 逆並列結線方式는 十字結線方式와 比較하여 設備機器의 數도 적고, 回路의 構造도 간단하기 때문에 特히 우수한 方式이라 할 수 있다.

4 초퍼制御

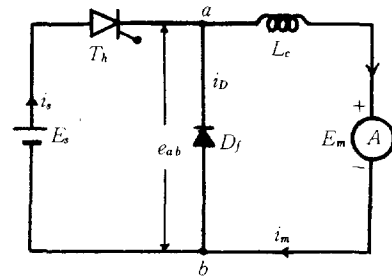
DC→DC電力變換裝置인 초퍼裝置는 一名TRC (Time Ratio Control)裝置라고도 하는데 이것은 原理上 크게 遞降초퍼와 遞昇초퍼로 나눌수 있다.⁶⁾ 各素子는 理想的이라 가정하고 그 基本原理를 고찰하여본다.

4.1 遞降초퍼

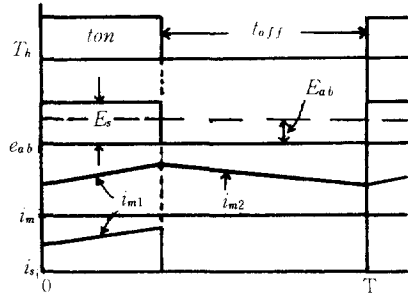
一般的으로 遞降초퍼는 電動機驅動時에 使用하는 초퍼方式으로써 그 基本形을 그림 8(a)에 표시한다. 여기에서 E_s 는 電源電壓, L_c 는 平滑用리액터, E_m 은 電機子의 逆起電力, D_r 는 環流다이오드, T_h 는 다이리스터스위치이다. T_h 의 開閉에 따른 各部의 波形을 同圖(b)에 表示한다. T_h 가 閉인 t_{on} 時間동안 電源 E_s 로 부터 電動機에 에너지를 供給하여 i_{m1} 의 電流가 흐르며, T_h 가 開인 t_{off} 時間동안 L_c 에 蓄積된 에너지에 의하여 D_r 가 導通되어 $e_{D_r} = 0$ 가 되며, 環流電流 i_{m2} 가 흐른다. 이 回路에서 D_r 兩端에 걸리는 電壓 e_{D_r} 의 平均値 E_m 은 (b)圖로 부터 다음과 같이 된다.

$$E_m = E_s \cdot \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} = E_s \cdot \frac{t_{on}}{T} = E_s \cdot \alpha \quad (7)$$

여기에서 $T = t_{on} + t_{off}$ 로 초퍼의 動作周期이며, $t_{on}/T = \alpha$ 를 時比率이라 부른다. 定常狀態에서 리



(a) 遞降초퍼의 基本回路



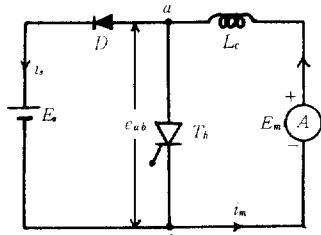
(b) 各部波形

그림 8. 遞降초퍼 및 各部 波形

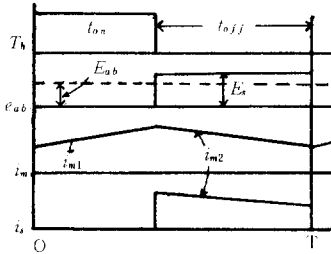
액터 L_c 에 걸리는 電壓의 平均値는 零이므로 式(7)로 부터 電動機兩端에 걸리는 電壓의 平均値는 時比率 α 를 零에서 1까지 制御함으로써, $0 \sim E_s$ (V) 까지 連續的으로 制御가 可能하다. 초퍼방식은 直流入力電源을 초핑하기 때문에 出力端電壓은 그림 8(b)에 표시하는 바와 같이 矩形波가 된다. 그러므로 負荷電流도 크게 脈動하게 되므로 平滑用리액터 L_c 를 반드시 使用할 필요가 있다.

4.2 遞昇초퍼

電動機의 再生制動時에는 定格速度以下の 낮은 電壓(발전기 電壓 E_m)에서 높은 電壓(電源 E_s)으로 에너지를 再生시킨다는 觀點에서 一般的으로 遞昇초퍼를 使用한다. 電動機를 發電機로 動作시켜 再生制動을 行하는 遞昇초퍼의 主原理圖를 그림 9(a)에 표시하며, 초프부 T_h 의 開閉에 따른 各部의 波形을 (b)圖에 표시한다. T_h 가 閉일때에는, $E_m - L_c - T_h - E_m$ 의 경로로 電流 i_{m1} 이 흘러 L_c 에 에너지가 蓄積된다. T_h 가 開일때에는 $E_m - L_c - D - E_s - E_m$ 의 경로로 L_c 에 축적된 에너지와 E_m 이 直列로 連結되어 電源 E_s 에 再生電流 i_{m2} 가 흐른다. 이 때 초프부 兩端에 걸리는 電壓의 平均値 E_m 은 다음과 같다.



(a) 遮降초퍼의 基本回路



(b) 各部波形

그림 9. 遮降초퍼 및 各部波形

$$E_m = E_s (1 - \alpha) \quad (8)$$

α 는 零에서 1까지의 값을 가지므로 本方式은 $0 \leq E_m \leq E_s$ 의 範圍에서 再生制御가 可能하다.

4.3 時比率의 制御方法

周期T에 對한 초퍼部의 閉期間 t_{on} 과의 比인 時比率의 制御方法은 크게 두 가지가 있다. 그 하나는 그림 10에 표시한 PWM(Pulse Width Modulation)制御方式으로 周期T를 一定히 하고 t_{on} 을 變化시키는 方式이다. 다음은 PFM(Pulse Frequency Modulation)制御方式으로 그림 11(a)와 같이 t_{on} 期間을 一定值로 하고 周期T를 變化시키는 方法이며, 同圖(b)는 t_{off} 期間을 一定值로 하고 T를 變化시키므로서 時比率 α 를 制御하는 方法이다. 實用面에 있어서는 보다 精確한 制御를 위하여 兩方式을 併用하는 경우도 있지만, 一般的으로 PFM方式은 恒時 周波數를 變化시킴으로 因해 通信系統에 誘導障害를 일으킬 염려가 많다. 그러므

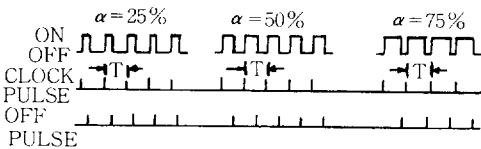
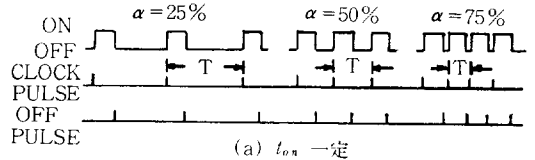
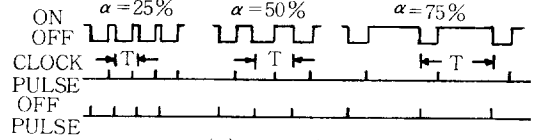


그림 10. P W M制御



(a) t_{on} 一定



(b) t_{off} 一定

그림 11. P F M制御

로 誘導障害가 적은 周波數로 固定시켜 놓을 수 있는 PWM制御方式이 많이 採用되고 있는 實情이다.

4.4 초퍼方式의 應用

直流電源을 受電하거나 電池를 使用하는 곳이라면, 어떤 用途이건 초퍼방식에 의한 直流電動機運轉이 可能하지만, 現在 초퍼制御方式이 가장 많이 使用되고 있는 分野는 電鐵 및 電氣自動車와 같은 수송기관이라 할 수 있다.²⁾ 우선 電鐵의 경우를 例로 들어 그 動作을 간단히 살펴 보기로 한다. 앞에서 언급한 바와 같이 초퍼制御方式은 直流入力電壓을 초핑하기 때문에 電源電流 및 電動機電流는 脈動하게 되므로, 電源側에서 發生하는 高調波電流에 의한 誘導障害 및 電動機電流脈動에 의한 整流惡化等の 문제가 있다. 이의 對策으로 ① 초퍼의 動作周波數를 높게 한다. ② 電源側에는 큰 電感器나 리액터로 構成되는 大容量의 필터(Filter)를 設置한다. ③ 電動機側에는 平滑用리액터를 삽입한다. 等の 方法이 있다. 그러나 다이리스터의 턴·오프時間(Turn-Off Time)에 의해 초퍼의 動作周波數가 制限되며, 필터 및 平滑用리액터의 容量은 重量, 크기 및 價格面에서 制限을 받는다. 이상과 같은 理由로 초퍼를 多相多重化하여 電流脈動을 작게 하고 있으나, 實質的으로는 2相2重 초퍼方式이 가장 많이 使用된다. 8臺의 直流電動機를 한개의 초퍼裝置로서 驅動과 再生制動을 行하는 主回路圖를 그림 12(a), (b)에 表示한다. CH 1과 CH 2는 轉流回路를 省略한 초퍼이다. 이 방식은 單相초퍼방식(그림 8, 9)과 比較하여 素子數가 2倍로 增加하는 弱點이 있지만, 電源電流의 脈動率이 1/2로 감소하여 基本高調波成分의 最大値는 1/8로 줄고, 電動機電流의 脈動率은 1/

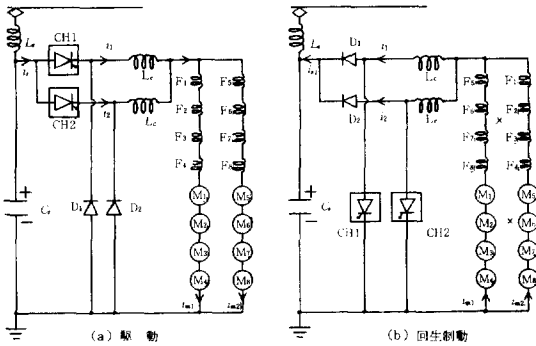


그림 12. 2相2重초퍼방식

4로 감소한다. 그리고 본 방식은 경제적 및 제어상, 복수臺(여기에서는 8臺)의電動機를 2분하여 並列로 接續하는 방식을 취하고 있으므로 兩支路의 電流分擔이 均一하게 되지 않으므로 速度-토크特性이 垂下特性인 直捲機를 對象으로 하고 있다.¹⁾ 그러나 分捲特性의 電動機가 粘着性이 좋고 高効率운전이 可能하여 直捲機보다 經濟性인 點에 착안, 現在는 他勵磁機 및 分捲機를 利用하려는 움직임이 활발하다.⁷⁾

回生制動에 있어서 現在 實用되고 있는 방식은, (電源電壓 E_s) \geq (發電機電壓 E_m)의 範圍에서만 制御가 可能한 것으로, 回生領域을 擴大하기 위하여, $E_s < E_m$ 의 高速度範圍에서도 回生制動이 可能한 방식에 대하여 研究가 活發하지만 實用된 方法은 아직 없다. 省에너지의 觀點에서도 이 問題가 最大課題라 할 수 있다.

한편 電氣自動車에 초퍼 방식을 사용하는 경우에는 電源으로서 獨立된 電池를 使用함으로 外部에 미치는 誘導障害의 염려가 없다. 그러므로 電動機 電流의 脈動을 어떤 許容值以下로 抑制할 수 있는 한 單相초퍼 방식을 그대로 使用할 수 있다.⁸⁾

5) 끝맺음

이상 다이리스터레오나드 방식과 초퍼 방식에 의한 直流電動機의 運轉에 대하여 概略적으로 檢討하였다. 高精度 可變速度制御를 要하는 産業部門

에서는 다이리스터레오나드 제어 방식이 많이 사용되며, 電鐵, 電氣自動車와 같은 수송기관에는 초퍼 방식이 주로 사용되고 있다.

그러나 直流機는 構造上 整流子 및 브러시를 갖고 있으므로, 保守問題, 容量 및 速度의 制限, 使用環境의 制約 및 高價인 難點이 있는 關係上, 直流機 代身에 交流機를 모든 分野에서 使用하기 위한 研究가 近年 活發히 展開되어, 現在 産業分野는 물론 電鐵과 같은 수송기관에 까지 인버터 제어에 의한 交流機運轉의 使用例가 發表되어 있다. 現段階에서는 經濟性 및 制御性의 觀點에서 交流機 시스템이 直流機 시스템보다 우수하다고는 할 수 없지만, 直流機 시스템이 今後에도 계속하여 發展하기 위해서는 經濟性을 第一爲 주로 不斷한 研究가 必要한 時期라 생각된다.

參考文獻

- 1) 紙谷：“電動機制御システム” 電氣書院 (1978~5)
- 2) 電氣學會雜誌(日本), 特集“パワエレクトロニクス” Vol. 98, No. 5(1978~5)
- 3) 藤男：“電動力應用工學” 森北出版社, pp. 42~69(1980)
- 4) 芦谷外 4名：“帝都高速營團向け 8號線 AVF チョップ制御裝置” 三菱電機技報, Vol. 47, No. 9 (1973~9)
- 5) 前田(譯)：“パワエレクトロニクスの基礎” 東京電機大學出版局, pp. 74~77(1973~8)
- 6) 朴旻鎬：“電力電子工學” 信光出版社, pp. 239~260(1983-2)
- 7) R. A. VAN ECK：“The Separately Excited DC Traction Motor Applied to DC and Single-Phase AC Rapid Transit System and Electrified Railroads, Part I, IEEE Trans, Vol. IGA-7, No. 5, (1971-9/10)
- 8) チョップ制御方式專門委員會編：“チョップ制御ハンドブック” 電氣學會(1980-1)