

車輛用 誘導電動機의 인버터制御

千 熙 英

目 次

1. 序 言
2. 인버터方式의 長點
 - 2.1 主回路의 無接點化
 - 2.2 主電動機의 無電流子化
 - 2.3 定速特性
3. 쇼퍼 制御方式과 인버터 制御方式의 比較
4. 主要動機의 制御
 - 4.1 定토크 모드
 - 4.2 定出力 모드
 - 4.3 定電壓 모드
5. 인버터와 制御方式
 - 5.1 主回路方式
 - 5.2 制御方式
 - 5.3 高粘着制御
6. 其他의 問題點
 - 6.1 粘着性能
 - 6.2 誘導障害
7. 結 言

1. 序 言

現在 電氣鐵道分野에서는 從來의 軀車에 대하여 電力消費量을 低減할 수 있는 直流電動機의 쇼퍼制御方式이 技術的으로 完成의 段階에 到達하여 널리 使用되고있다. 한편 이 쇼퍼制御方式에 다음가는 新動力方式으로서 인버터制御에 의한 誘導電動機驅動方式의 開發이 歐洲를 中心으로 活潑이 進行되고 있다.

車輛用電動機를 無整流子化로 하려고하는 所望은 오래전부터 있었지만 주로 可變電壓·可變周波數인버터技術의 未熟으로 그 實用化가 이루어지지 않았다.

最近 다이스터의 大容量化, 펄스幅變調(pulse width modulation, PWM) 인버터技術의 進歩등으로 이제는 實用期에 들어갔다.

이와같은 背景에서 車輛用誘導電動機의 인버터制

御方式을 實用化하기 위한 여러 問題點에 대한 概要를 다음에 說明한다.

2. 인버터方式의 長點

인버터制御方式의 固有한 特徵은 車輛動力方式의 長點으로 그대로 살릴 수가 없으므로 이 인버터方式의 長點을 아래에 列舉한다.

2.1. 主回路의 無接點化

3相誘導電動機는 相回轉의 切換으로 前進과 後進을 하고, 슬립周波數의 切換으로 力行과 回生制動으로의 切換을 할 수 있다. 따라서 直流電動機를 使用하는 경우와는 달리 主回路切換用의 스위치가 必要없으므로 이 部分에 대하여 無補修化, 小型化, 輕量化를 이룰 수가 있다.

2.2. 主電動機의 無整流子化

(a) 無補修化

直流電動機는 整流子가 있기 때문에 定期的인 點檢이 必要하지만 誘導電動機는 전혀 그럴 必要가 없고 整流子에 起因되는 故障도 發生하지 않는다.

(b) 最高回轉數의 向上

誘導電動機는 整流에 관한 問題가 없으므로 回轉數를 機械的인 限度까지 가져 갈 수 있다. 따라서 齒車比를 내리지 않고서도 高速運轉을 할 수 있고 加速度도 維持된다. 또 齒車比를 올려서 定格回轉數를 높이면 電動機를 小型化할 수 있음으로 低마루型小型臺車等으로의 應用範圍도 넓어진다.

2.3. 定速特性

誘導電動機는 速度變化에 대한 토크變化의 比率이 큰 特性이 있으므로 粘着特性이 좋다. 따라서 電車의 一編成중의 電動車(M車)의 比率을 내릴 수 있는 可能性이었다.

또 粘着性能이 向上된 分만큼 制動時 回生制動負擔率

*正會員: 高麗大 工大 電氣工學科 教授·工博(當學會編修理事)

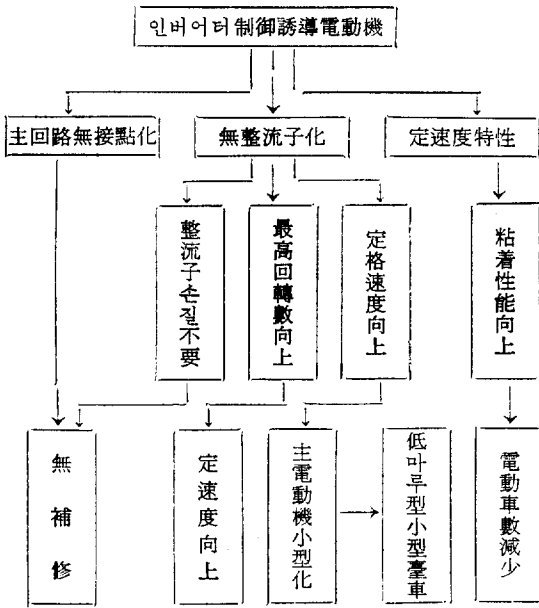


그림 1. 인버터 제어 방식의 長點

을 增加시킴으로서 回生率을 上昇시킬 수 있고 省에너지의 效果를 높일 수 있다.

그림 1에 인버터 방식의 長點을 나타낸다.

3. 초퍼 제어 방식과 인버터 제어 방식의 比較

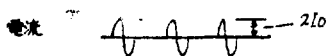
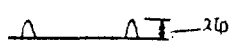
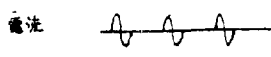
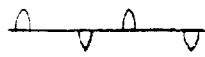


高速特性和 粘着特性 그리고 主回路的 簡略化등에서는 인버터 제어 유도電動機 방식이 優秀하나 車輪徑差의 影響이나 다이리스터의 個數등에서는 초퍼 제어 直流電動機 방식이 優越하다. 한편 重量의 으로는 인버터 제어 방식이 초퍼 제어 방식보다 若干무거워지나 主電動機를 輕量化할 수 있으므로 全體의 으로는 초퍼 방식과 같은 程度의 重量으로 할 수 있는 可能性이 充分히 있다. 다음의 두 방식에 대한 比較를 表 1로 나타낸다.

4. 主電動機의 制御

誘導電動機는 本質의 으로 電源周波數 f 와 極數 p 로

表 1. 초퍼 제어 방식과 인버터 제어 방식의 比較

區 分	초퍼 제어 直流電動機 방식	인버터 제어 유도電動機 방식
主回路簡略圖		
車輪性能	<p>토오크 특성</p> <p>속도 V</p> <p>弱界속도에서의 制限이 있음</p>	<p>토오크 특성</p> <p>속도 V</p> <p>整流의 限制가 없고 弱界속도에서 토오크를 높일 수 있다</p>
性 能	<p>車輪徑差의 影響</p> <p>$\Delta T/\Delta V$가 적어 車輪徑差에 의한 토오크 不平衡이 적다.</p> <p>粘着性能</p> <p>$\Delta T/\Delta V$가 적은 것과 主電動機 直列 接續에 의하여 空轉速度가 크고 再粘着이 어렵다.</p>	<p>車輪徑差의 影響</p> <p>$\Delta T/\Delta V$가 커서 車輪徑差에 의한 토오크 不平衡이 크다.</p> <p>粘着性能</p> <p>$\Delta T/\Delta V$가 큰 것과 主電動機가 並列 接續되므로 空轉速度가 적고 再粘着하기 쉽다.</p>
變 換	<p>主다이리스터</p> <p>電壓</p> <p>電流</p> <p>電容</p> <p>$E_b \times I_a \times \alpha \text{ 안 } = E_b I_b$</p>	<p>主다이리스터</p> <p>電壓</p> <p>電流</p> <p>電容</p> <p>$E_b \times \frac{1}{3} I_b \times 60 \text{ 안 } = 2E_b I_b$</p> <p>最大의 $\frac{1}{3} I_b$</p>

換 器	補助다이리스터	電流  OF 匝數1 周波數: 150~300Hz	電流  OF 匝數6 周波數75~300Hz
	轉流컨덴서 리액터	電流  數 (L·C)×1匝	電流  數 (L·C)×3匝
	入力電流	 필스周波數= 主 回周波數	 필스周波數= 出力周波數×PWM 필스數
制 御	前進, 後進切換	電機子 또는 界磁轉換	인버터의 相順切換
	回生制動	主回路切換必要	主回路切換不必要
	接觸器 遮斷器	逆轉器, 制動轉換器, 界磁接觸器, 豫備勵磁裝置, 主電動機遮斷器 및 回生用高速遮斷器가 必要	不 必 要
其他의 機器	主平滑리액터와 界磁分器 抵抗器가 必	不 必 要	

정해지는 同期速度 $N_s = 120f/p$ [rpm]를 中心으로 回轉하는 定速度特性을 갖이고 있다. 여기서 速度를 連續的으로 變化시키려면은 周波數를 制御할 必要가 있다. 한편 電動機의 토오크는 空隙의 磁束과 回轉子에 흐르는 電流에 의하여 생긴다.

直流直捲電動機로 車輛을 驅動하는 경우와 꼭 같은 狀態의 一定加速度運轉을 하기 위하여서는 磁束과 回轉子에 흐르는 電流를 制御하여 토오크를 制御하여야 한다. 이렇게 하기 위하여서는 슬립周波數나 電動機電壓 및 電動機電流를 制御해야하나 이것들을 서로가 獨立된 것이 아니고 그중 둘만 制御하면 나머지는 自然히 정해진다.

車輛을 運轉하는 경우 各周波數에서의 誘導電動機特性和 車輛特性을 그림 2에 나타낸다. 그리고 각 모우드에서의 制御는 다음과 같다.

4.1. 定토크 모우드

磁束을 一定하게 하기 위하여서는 電動機電壓(V_M)와 周波數(f)의 比를 一定하게 하며 回轉子電流도 一定하게 하기 위하여서는 슬립周波數를 一定하게 維持한다. 이렇게 하면 電動機電流가 거의 一定하게 된다. 또 슬립周波數를 一定하게 하면서 電動機電流를 一定하게 制御하여도 된다.

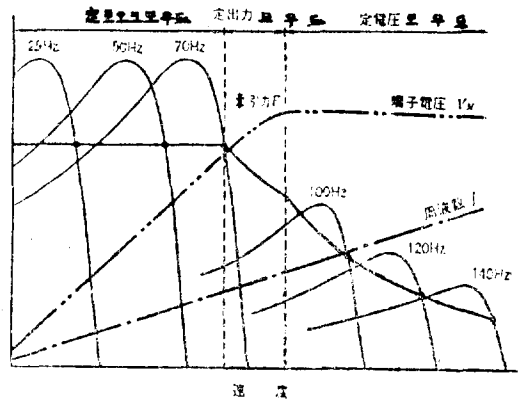


그림 2. 牽引力-速度特性和 誘導電動機制御

이 경우는 結果的으로 V_M/f 이 거의 一定하게 된다.

4.2. 定出力모우드

슬립周波數를 一定하게 하고 電動機電壓을 $V_M \propto \sqrt{f}$ 가 되게 制御하는 方法이었고, 또 다른 한가지 方法은 電動機電壓을 一定하게 하여 슬립周波數(f_s)를 $f_s \propto f$ 로 하는 方法이었다. 이 方法은 直流直捲電動機에서의 弱界磁制御에 對應한다.

4.3. 定電壓모우드

電壓을 一定아래서 슬립周波數를 一定하게 하면 速

도의 增加에 따라 空隙磁束과 回轉子電流가 減少하고 토오크는 周波數의 元來에 反比例하여 減少한다.

이것은 直流直捲電動機의 特性運轉모우드에 對應한다

5. 인버터와 制御方式

5.1. 主回路方式

車輛의 可變電壓·可變周波數電源으로서는 小型輕量 이란點에서 PWM인버터와 電流型초퍼인버터를 생각할 수 있다.

PWM方式은 인버터自身이 電壓制御와 周波數制御를 하며 出力電壓은 PWM變調된 펄스제이고 電流는 正弦波狀이 된다.

電流型초퍼인버터方式은 前段의 초퍼로 電壓制御를하고 後段의 인버터로 周波數制御를 하며 出力電壓은 正弦波이고 電流는 矩形波로 되는것이 特徵이나 直流리액터를 必要로 한다.

두方式은 다이리스터素子數에서는 큰 差가 없지만 直流리액터에 의한 損失과 重量增加가 없다는點에서 초퍼인버터方式 보다는 PWM方式이 優越하다.

PWM인버터主回路의 한例를 그림 3에 나타낸다. 이것은 McMurray型 인버터를 基本으로한 것으로 主다이리스터에는 高速度逆導通型다이리스터를 使用하고 饋還다이오드를 省略하였다. 그리고 인버터制御에서는 制動轉換器가 必要없으므로 接觸器는 4개 뿐이다.

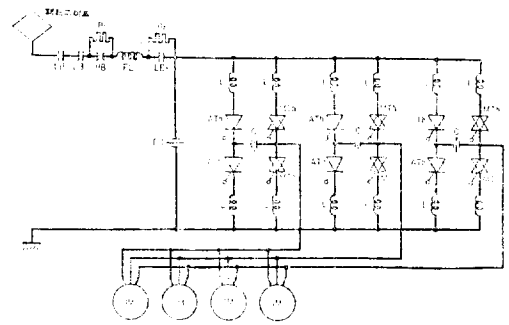


그림 3. PWM 인버터 主回路

그림에서

- LB₁~LB₆=유닛스위치
- HB=高速度遮斷器
- FL=필터리액터
- FC=필터콘덴서
- R₁=限流抵抗器
- R₂=充電抵抗器
- L=轉流리액터
- C=轉流콘덴서
- MTh=主다이리스터
- ATh=補助다이리스터
- IM=誘導電動機

5.2. 制御方式

制御方式의 블럭線圖를 그림 4에 나타낸다. 이方式에서 車輛의 回轉數를 펄스發生器로 檢出하고 이것에 슬립周波數 力行할때는 加算하고 回生制動時에는 減算한다. 이方式에서 周波數를 電壓으로 變換하는

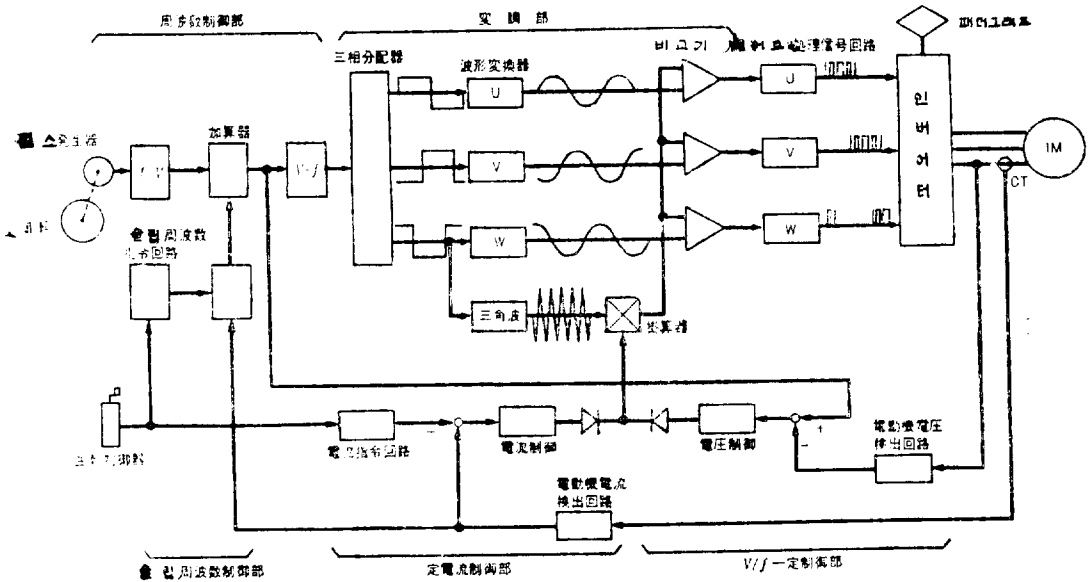


그림 4. 制御回路블럭線圖

$f-V$ 變換器와 電壓을 周波數로 變換하는 $V-f$ 變換器에는 位相로크루우프(phase locked loop, PLL)를 應用하여 周波數精度를 높인 方式이다.

펄스幅變調는 正弦波와 搬送三角波를 電壓比較하는 方式을 採擇하였다. 三角波의 크기를 變化시키면 인버터出力電壓을 制御할 수 있으므로 電動機電流와 電動機電壓을 饋還시킴으로 定토크制御와 定電力制御를 할 수 있다. 正弦波와 三角波를 만드는 波形變換器에는 PLL技術을 應用하여 回路를 簡略化하고 搬送周波數의 切換을 容易하게 하고 있다.

5.3. 高粘着制御

誘導電動機는 分捲特性이므로 周波數를 一定하게 하면 車輪이 空轉하여 同期速度에 가까워지면 토크가 減少하여 再粘着하기 쉬운 特性을 가지고 있다. 그러나 車輛을 自動加速하기 위하여 電動機回轉數에 슬립 周波數를 加하여 인버터周波數로하는 方式으로 하면 空轉時에 回轉數가 上昇하면 인버터周波數도 追從하여 上昇하고 토크가 減少하지 않음으로 大空轉을 일으키기 쉽다.

그러므로 이 方式에서는 高粘着特性을 維持하면서 自動加速하는 方法으로서 空轉하는 일이없는 非驅動車輪의 回轉數를 檢出하여 周波數基準으로 하고 空轉이 생겨도 인버터 周波數가 上昇하지 않은 方式이 採用하면 된다. 이 方式에서 回轉數檢出輪과 驅動輪 사이에 車輪徑差가 있으면 周波數誤差가 생기나 이것에 대하여서는 誤差를 自動的으로 補正하는 方法이 考慮되고 있다.

6. 其他의 問題點

6.1. 粘着性能

誘導電動機의 限流值(加速電流)와 線路條件(散水の 有無)을 바꾸어 起動에서부터 어떤 速度까지의 平均加速度를 測定하면 다음 式에서 利用粘着係數(즉 加速度)를 구할 수 있다.

$$\text{利用粘着係數} = \frac{\text{平均加速度} \times \text{列車重量} \times \text{走行抵抗}}{\text{驅動軸數} \times \text{軸重量}}$$

그림 5는 限流值에 대한 利用粘着係數의 關係를 나타내는 한例이다. 鐵路에 散水하면 空轉이 생겨 同一限流值에 대하여 利用粘着係數가 低下하지만 小空轉에 끝이고 그대로 加速을 續行할 수가 있다.

限流值를 너무 높게 잡으면 空轉速度가 增加하므로 利用粘着係數가 低下한다.

6.2. 誘導障害

그림 6는 인버터入力電流의 高調波周波數를 分析한 結果를 나타내는 한例이다. 그림에서는 초퍼制御와

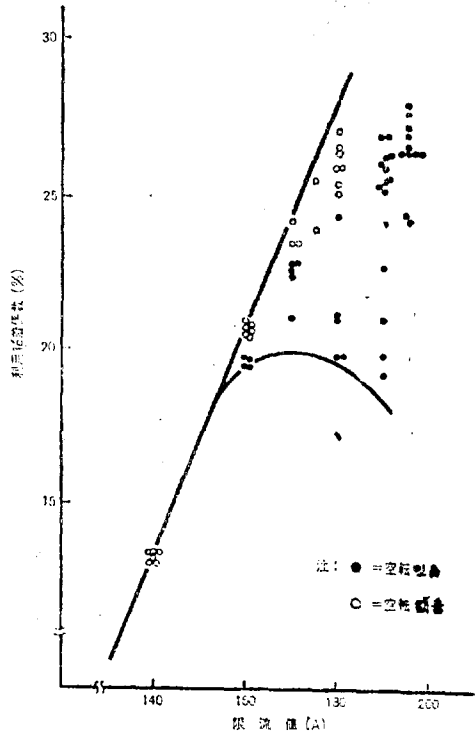


그림 5. 限流值에 대한 利用粘着係數

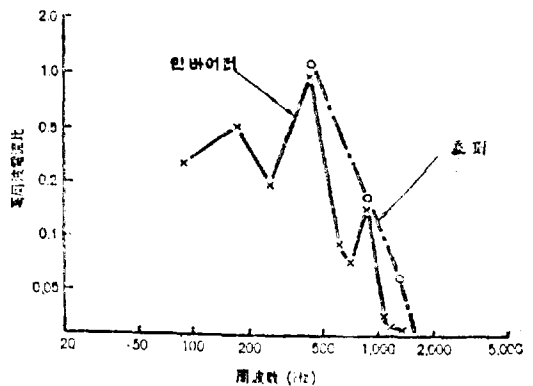


그림 6. 高周波分析結果의 한例

인버터制御를 比較하기 위하여 같은 펄스周波數와 같은 入力平均電速로 動作하는 초퍼制御의 高周波分모 表示하였다. 그림에서 다음의 것을 알 수 있다.

(1) 基本周波數以上에서는 두方式에서 高周波의 값은 같은水準이며 高周波 次數 n 에 대하여 $\frac{1}{n^2}$ 로 減衰한다.

(2) 인버터에는 低次周波가 생긴다. 原理的으로는 最低周波數는 出力周波數의 6倍이다. <p.20 계속>