

交流電動機 驅動시스템

尹 明 重
(韓國科學技術院 教授)

■ 차 례 ■

- 1. 序論
- 2. 交流驅動
 - 2.1 可變周波數 運轉時 交流電動機의 基本原理 및 特性
 - 2.2 인버터
 - 2.3 可變交流電壓制御
 - 2.4 싸이클로 컨버터
- 3. 交流驅動시스템 制御
 - 3.1 電壓制御 對 周波數制御
 - 3.2 電流制御
 - 3.3 速度, 토오크, 位置制御루프
- 4. 要約 및 結論
참고문헌

1 序 論

電動機驅動시스템의 成長은 産業自動化的 成長과 함께 密接하게 並行되고 있다. 電動機驅動시스템은 産業機械運轉을 制御하는데 便利한 手段을 提供하고 信賴性이 높고 融通性이 많기 때문에 여러分野에서 널리 쓰이고 있고, 容量面에서는 分數馬力부터 始作해서 數千馬力까지 있고, 運轉速度面에서는 靜止位置制御시스템으로부터 數萬RPM까지 있다.

歴史的으로 볼때 電動機驅動시스템이 처음으로 脚光을 받기 始作한 것은 1890年代에 Ward Leonard 시스템이다. 이 以後로 交流電動機 可變速驅動시스템의 發達は 直流電動機 驅動시스템의 發達史와 비슷한 徑路를 取해 왔다. 初期에는 勵磁調整器가 있는 電動機-發電機세트가 交流電動機 速度制御에 쓰여왔으나 그後 다음과 같은 여러가지 方法이 開發되었다. 첫째는 負荷토오크에 따라 速度를 變更시켜주기 爲한 捲線型 回轉子制御 方法, 둘째는 電力을 交流電源則으로 되돌려 보내기 爲해 回轉子抵抗을 다른 回轉機械나 整流器로 代替하는 方法, 셋째는 抵抗, 리액터, 磁氣增幅器

等을 使用한 交流電動機의 固定子電壓制御方法, 다음으로는 可變電壓과 周波數를 供給하는 電動機-發電機세트를 靜的素子로 代替하는 方法 等이다. 여기서는 交流電動機 驅動技術分野에 있어서 基本的인 概念, 主要한 觀點 및 核心的인 技術開發에 對해 論議하기로 한다.

2 交流驅動

2.1 可變周波數 運轉時 交流電動機의 基本原理 및 特性

多相誘導電動機는 産業工程에서 쓰이는 모든 電動機中에서 아마도 構造가 가장 簡單하고 튼튼한 電動機이다. 이러한 理由때문에 誘導電動機가 驅動電動機로써는 等一종은 選擇對象이었으나, 넓은 範圍에서 經濟的으로 電動機速度를 制御할 수 있는 方法이 나온 것은 約20年前의 일이었다.

交流電動機運轉에 있어 根本的인 原理는 回轉磁界 概念이다. 이 概念은 그림 1과 같이 2相電動機를 使用하여 說明할 수 있으며 勿論 多相電動機에도 適用된다. 重要한 要素는 各 그룹에 있는 코일의 空間變位와 코일을 勵磁시키는 電壓의 時間變位이다. 그림에서 B相의 코일은 A相의 코일로부터 空間的으로 90° (電氣角) 떨어져 있고, A

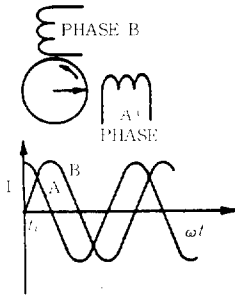


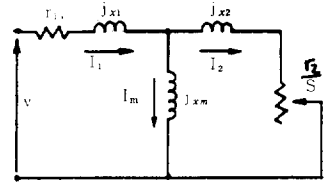
그림 1. 2相電動機의 磁場

相과 B相 코일에 흐르는 電流는 時間的으로 서로 한週期的 1/4 인 90° 떨어져 있다. 各 코일이 個別的으로 正弦波 超磁力을 空隙에서 發生시킨다고 假定하면, 合超磁力은 各 코일의 超磁力을 더함으로써 얻을 수 있다. 이러한 合超磁力이 空間的으로 한 極節에 걸쳐 正弦波的으로 分布된 超磁力을 나타내고, 同期速度로 回轉한다는 것을 2相電動機에 對해서는 Veinott¹⁾이, 3相電動機에 對해서는 Fitzgerald와 Kingsley²⁾가 說明했다.

誘導電動機에 負荷를 걸면, 同期速度와 다른 速度로 回轉하며, 두 速度의 差異를 슬립이라고 부른다. 이 差異가 바로 回轉子導體와 回轉磁界사이의 速度差이고 回轉子에 電壓을 誘起한다. 이 結果로 回轉子導體에 電流가 誘起되고 空隙磁束과 함께 電磁氣토포크를 發生하게 된다. 그러므로 電動機토포크는 空隙磁束과 速度에 依存하나, 토포크와 磁束關係, 또 토포크와 速度關係가 모두 非線型的이기 때문에 誘導電動機가 關聯된 制御시스템의 設計를 어렵게 만들고 있다.

誘導電動機의 性能解析은 그림 2와 같은 等價回路를 分析함으로써 거의 모든 定常狀態 性能特性을 찾아낼 수 있다. 誘導電動機의 重要한 特性은 그림 3과 같이 각기 다른 勵磁周波數와 電壓에 相應하는 速度-토포크曲線群으로 나타낼 수 있다. A曲線은 代表的인 4極, 60 Hz 電動機의 速度-토포크曲線이다. 이 曲線은 그림 2에 있는 等價回路에 여러개의 다른 슬립 s를 使用해서 回路를 풀며는 求할 수 있다. 電動機는 그림 3에서 100%로 表示된 負荷토포크 曲線과 A曲線이 만나는 點에서 運轉된다. 萬一 周波數가 40 Hz로 바뀌면, 電動機는 B曲線과 負荷토포크 曲線이 만나는 點에서 作動하고, 30 Hz로 바뀌면 C曲線上으로, 또 90 Hz로 바뀌면 D曲線上으로 옮겨서 作動한다.

可變周波數運轉에 있어서 가장 重要한 것은 運



- r_1 = STATOR RESISTANCE
- x_1 = STATOR LEAKAGE REACTANCE
- x_m = MAGNETIZING REACTANCE
- x_2 = ROTOR LEAKAGE REACTANCE
- r_2 = ROTOR RESISTANCE
- s = SLIP

그림 2. 多相誘導電動機의 等價回路

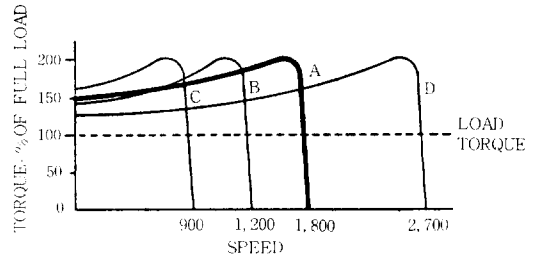


그림 3. 4極誘導電動機의 速度-토포크 曲線

轉周波數에 相應하는 適切한 電動機端子電壓을 維持해야 하는 것이다. 理想的으로는 各 速度-토포크 曲線上에서의 最大토포크 點들은 같은 값을 가지며 이것은 電動機端子에 適切한 電壓과 周波數關係를 供給함으로써 얻을 수 있다.

回轉發電機型的 電源으로부터 半導體콘버터로의 轉換은 새로운 技術的인 問題點을 가져왔고, 電動機運轉에 關한 限 重要한 어려운 點은 印加된 電壓이 含有하고 있는 高調波成分이다. 이러한 高調波成分은 電動機損失을 增加시키고, 溫度上昇을 가져오며 따라서 電動機는 이러한 增加된 損失을 堪當할 수 있도록 設計되어야만 한다.

특히 低周波數에서 또하나 아주 어려운 問題點을 惹起하는 것은 過勵磁現象이고, 이 問題는 그림 2에 있는 等價回路를 使用해서 說明할 수 있다. 固定子電流 I_1 과 $I_1 r_1$ 電壓降下는 負荷에 따라서 變한다. 例를들면, 10 Hz와 같은 低周波數에서는, 固定子抵抗 r_1 은 모든 리액턴스가 周波數에 比例하기 때문에 60 Hz에서 보다 全 電動機임피던스 中에서 차지하는 比率이 높다. 그 結果 負荷에 따라서 變하는 $I_1 r_1$ 電壓降下는 60 Hz일때보다 10 Hz일때 入力電壓中에서 큰 比率을 차지하고, 低周波數 運轉中에는 無負荷磁束水準이 過度하게

되며, 따라서 電源으로부터 높은 最高電流를 要求하는 結果를 갖어온다. 滿足스러운 低周波數 運轉을

爲해서는 過勵磁 問題點을 반드시 解決해야 하고, 容量이 큰 電動機를 使用하거나, IR 電壓降下가 補償이 되는 converter回路가 可能한 解決策이며, 슬립制御運轉 또한 過飽和問題點을 緩和시킨다.

2.2 인버터 (Inverter)

인버터는 直流電力을 交流電力으로 바꾸어주는 裝置를 말한다. SCR을 使用하는 電動機驅動 인버터回路는 電力回路部, 轉流回路部 및 出力電壓制御部로 나누어져 있으며, 가장 많이 쓰이는 것으로는 可變入力電壓 (VVI)인버터, 可變出力電壓 (VVO)인버터, 펄스幅變調 (PWM)인버터, 電流制御인버터 (CCI)이다.

그림 4 와 5 는 簡略化된 VVI 인버터回路를 나타내며, 그림 4 에서는 位相制御브릿지가 LC필터를 통해 調節할 수 있는 電壓 E를 制御한다. 各出力이 서로 電氣的으로 120°位相差異가 나있는 것을 그림 6 에서 볼 수 있으며, 이것은 그림 7 에 있는 電壓의 크기를 圖式的으로 더함으로써 얻을 수 있는 線間電壓을 나타낸다. 그림 8 은 相電壓인 A-N사이의 電壓을 나타내는 6-스텝 波形을 보이고 있고, 이 波形은 그림 6 의 값들을 더함으로써 圖式的으로 얻을 수 있다. 여기서 線間實効電壓은 0.816 E이고, 基本波는 0.78 E이며 E의 값은 直流母線의 값에 따라서 調節될 수 있다.

그림 5 에 있는 VVI電力回路는 그림 4 와 비슷한데 다만 SCR이 다이오드브릿지로 바뀌었고, chopper가 電壓調節機能을 하고 있으며 그림 4 에 있는 인버터에 비해 力率이 더 좋다. 그림 4 에 있는 VVI인버터를 變形시킨 것中 하나는 필터캐퍼시터를 없애고 位相制御調整器를 電流制御調整器처럼 動作시키는 것이다. 電動機電流는 슬립의 函數로써 變하기 때문에 回路는 電力을 交流電源則으로 되돌려 보낼 수 있는 能力을 갖고있다. 다시 말하면, 인버터 다이리스터의 點弧方法을 變更시키면 直流母線電壓의 極性이 反對로 되며, 따라서 電力은 交流電源則으로 되돌아 간다. 그림 4 와 5 에 있는 回路는 이러한 能力을 갖고 있지 않다.

그림 9 에 있는 VVO인버터의 出力波形은 그림 4 와 5 의 出力波形과 同一하나 크기는 一定한 直流母線電壓에 依해 固定되어 있다. 交流電動機에 加해지는 인버터 出力電壓은 3單單變壓器에 依

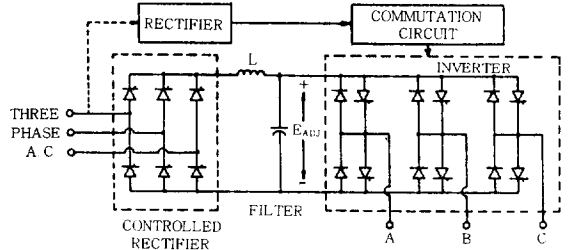


그림 4. VVI 인버터

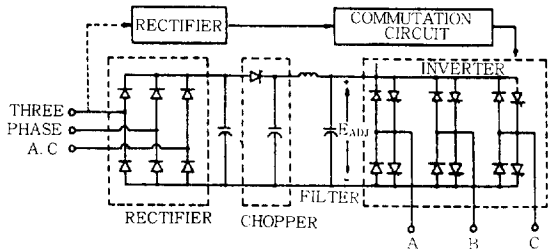


그림 5. VVI 인버터

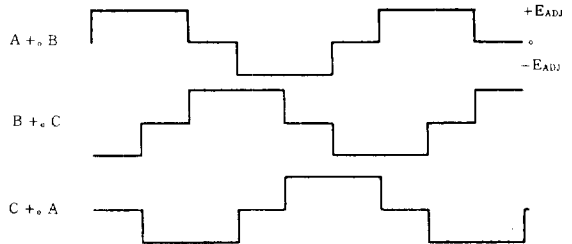


그림 6. 인버터 出力線間電壓波形

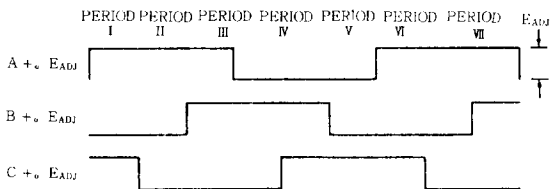


그림 7. 인버터 出力相電壓波形

해 調整되고, 다이리스터를 制御하는 調整器는 適切な 電壓對 周波數關係를 維持해주기 爲해 可變單卷變壓器를 制御한다.

그림 10 은 인버터調整器의 블럭線圖를 나타낸다. 이 調整器에서는 速度基準信號가 두곳으로 나

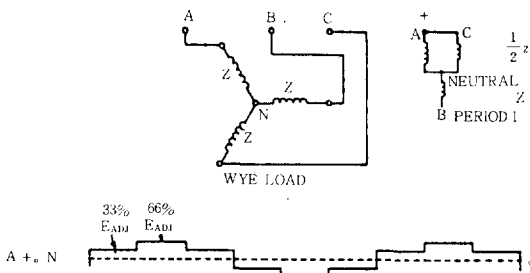


그림 8. 電動機 相電壓波形

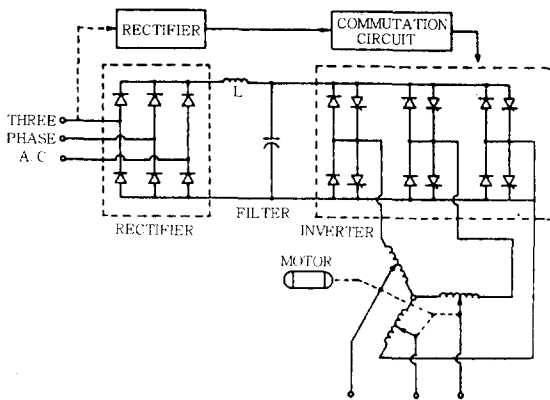


그림 9. VVO 인버터

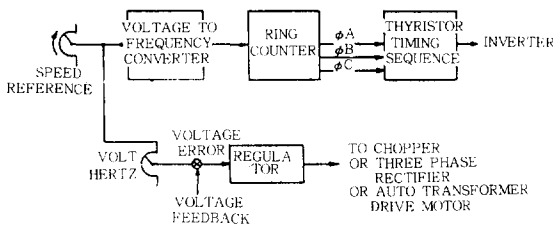


그림 10. 인버터 調整器

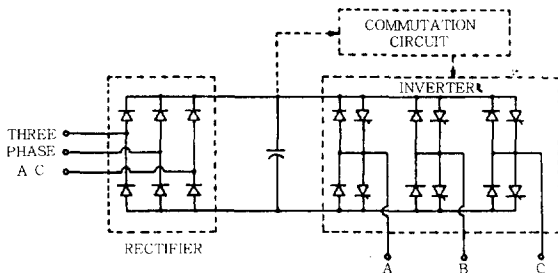


그림 11. PWM 인버터

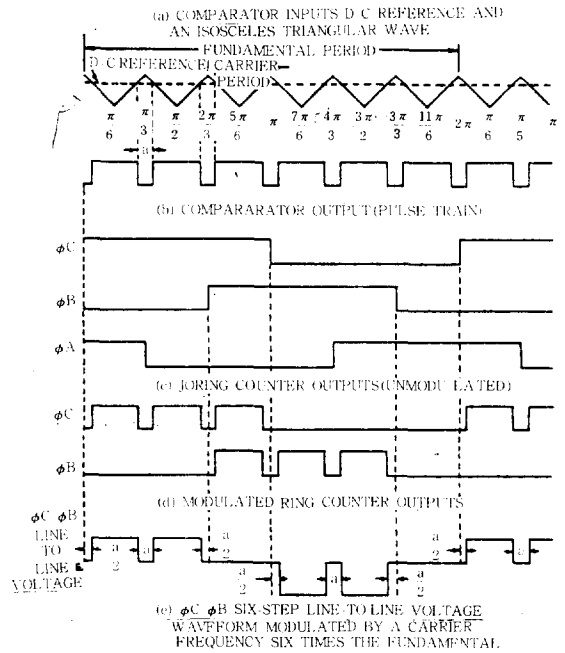


그림 12. PWM 인버터 出力電壓波形

누어져 있는데 하나는 電壓을 周波數로 바꾸는 變換器에 對한 것이고, 다른 하나는 周波數 當 電壓을 調節하기 爲한 것이다.

그림 11은 PWM인버터를 나타내며 出力電壓波形은 一定한 크기를 갖는 펄스의 連續이며, 極性은 電動機의 基本周波數를 供給하기 爲해 週期的으로 바뀌고, 出力電壓은 펄스幅制御를 通해 變한다. 出力펄스의 反復率은 一般的으로 搬送波와 關係가 있으며 펄스는 搬送波와 願하는 인버터出力電壓을 나타내는 直流基準電壓과 比較해서 發生된다. 그림 12에서 보는 것처럼 直流基準電壓이 바뀌면 α 도같이 變하며 基準電壓이 減少할 수록 α 가 커지기 때문에 出力電壓 또한 減少한다. 搬送波周波數와 인버터周波數사이의 比率은 電動機에 흐르는 高調波電流를 最小로 하고 인버터를 滿足스럽게 運轉하기 爲해 全 制御運轉範圍에서 몇번 바뀐다. 인버터에는 過熱이 發生되지 않고 許容할 수 있는 最大周波數搬送波스윅칭率이 있고 또한 다이리스터 轉流回路 最小消弧時間에 依해 決定되는 最小스윅칭時間이 있다. 搬送波周波數 對 基本周波數의 最適比率은 直流母線電壓, 스윅칭時間 및 搬送波周波數에 依存한다.

PWM인버터에서 가장 簡單한 形態로는 펄스가 같은 幅을 갖고 있는 것이며 이것은 變造된 6-스

펄스 波形을 만들어낸다. 다른 形態의 變造技術로는 12-스텝, 24-스텝 또는 正弦波變造가 있으며, 이러한 波形들에서는 몇개의 펄스幅으로 인버터의 基本周波數를 形成하고 固定된 펄스幅制御에서 보다 낮은 次수의 高調波를 含有한다. 電流制御 인버터도 交流驅動시스템에 쓰이고 있고, Phillips⁹⁾이 SCR, 直流링크필터초크와 인버터로 構成된 시스템에 對해서 取扱했다.

一旦 다이리스터를 點弧시키면 電力用半導體素子를 消弧시키는 方法이 반드시 存在해야 한다. 다이리스터에 逆方向電壓을 오래 걸리게 해서 正方向의 電壓을 다시 막을 수 있는 機能을 查도록 하는 데에는 여러가지 方法이 있다. 그림 13 과 같이 直流母線이 充分한 時間동안 0으로 維持되어 다이리스터가 正方向의 電壓을 막을 수 있는 機能을 되찾도록 하는 方法이 있고, 그림 14 와 같이 變壓器를 利用해 充分한 에너지를 인버터回路에 供給해 다이리스터가 正方向電壓을 막아내는 機能을 되찾게 하는 것이 있으며, 그림 15 와 같이 補助다이리스터가 點弧가 되어 캐퍼시터를 放電시켜 主다이리스터에 逆方向의 電壓을 供給하는 임펄스 轉流方法이 있다. 轉流가 되는 電流는 直流母線電壓의 函數이고 PWM인버터에서는 母線電壓은 大體의로 一定하다. 그러나 VVI인버터에서는 조금 다르며, 여기서는 轉流캐퍼시터를 充電시키기爲해 그림 14 와 같이 또다른 直流母線이 必要하다.

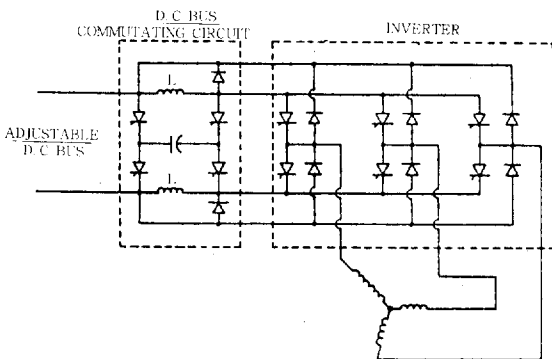


그림 13. 直流母線 轉流 인버터

2.3 可變交流電壓制御

限定된 範圍에서 쓰이고 있는 交流電動機 速度制御方法中의 하나는 端子電壓을 制御함으로써 速度를 바꾸주는 方法이다. 이러한 回路는 한쌍의

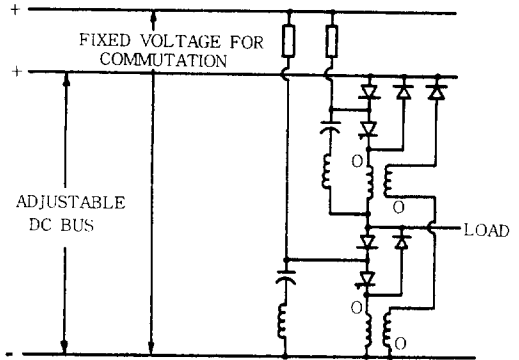


그림 14. 變壓器 轉流 인버터

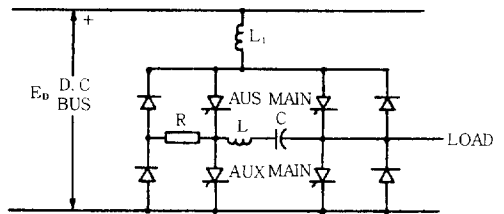


그림 15. 임펄스 轉流 인버터

back-to-back으로 連結된 다이리스터를 交流電動機의 各相에 連結시키고 다이리스터의 位相을 制御함으로써 電動機에 印加되는 實効電壓을 調節한다.

電壓制御로 交流電動機의 速度를 調節하는 것은 直流電動機의 速度를 調節하는 것과는 크게 다르다. 電壓變動은 交流電動機의 슬립에 影響을 미치고, 一般的으로 標準設計된 電動機에서는 全制御範圍에서 10~15%의 速度變化만 가져온다. 그림 16은 電動機 端子電壓變動에 따른 速度-토크曲線群을 나타내고 있으며, 萬一 負荷토크가 速度에 無關하다면, 電動機는 全電壓을 加했을때 A點에서 運轉될 것이고, 70%程度의 電壓이 印加되면 B點에서 運轉된다. 그림에서 보는 것처럼 토크는 대체적으로 電壓의 自乘에 比例하기 때문에 負荷토크가 速度에 따라 減少하는 펌프와 扇風機 같은 應用分野에서는 電壓制御가 有利하다.

電壓制御方式의 有用성을 制限하는 다른 觀點은 誘導電動機의 回轉子損失이 슬립에 直接的으로 比例한다는 事實이다. 높은 回轉子損失은 通風이 制限되어 있는 電動機內部에서 일어나기 때문에 熱을 發散시키기가 어렵다. 따라서 捲線의 溫度上乘

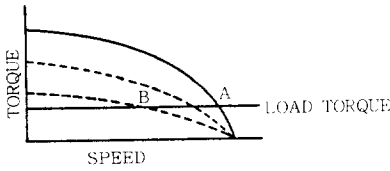


그림 16. 交流電動機의 可變電壓 運轉時 速度—토크 曲線

이 驅動시스템의 最大容量을 制限하는 要素가 된다.

2.4 싸이클로컨버터

싸이클로컨버터는 交流에서 交流로 直接 變換시켜주는 周波數變換器이다. 1930年代 獨逸에서 鐵道應用分野에 처음으로 쓰인 以來 最近에는 航空 시스템 및 産業用驅動시스템에서 그 應用例를 많이 볼 수 있다.

그림 17은 中間탭이 있는 單相回路를 나타내며, P1과 P2로 表示된 다이리스터는 陽의 電流를 負荷에 供給하고, N1과 N2로 表示된 다이리스터는 陰의 電流를 供給한다. 그림 18은 負荷電壓의 波形을 나타내고 3相에서 3相으로 바꾸는 싸이클로컨버터의 基本的인 回路는 그림 19에서 보였다.

싸이클로컨버터運轉에 있어서 重要な 特徵은 다음과 같다. 첫째로 싸이클로컨버터는 一般的으로 step-down 周波數變換器로 쓰이며 入力周波數 對 出力周波數의 最小比率이 定해져 있지는 않지만 實際應用에서는 3 : 1程度이다. 둘째로 逆回轉能

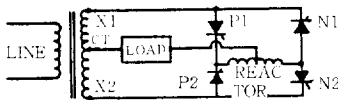


그림 17. 單相 싸이클로 컨버터

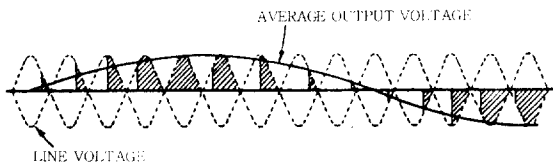


그림 18. 싸이클로 컨버터 出力電壓波形

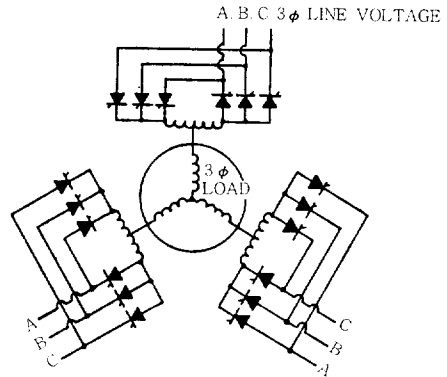


그림 19. 3相 싸이클로 컨버터

力이고 셋째로는 어느 方向으로도 電力을 흐를 수 있게 하는 能力이며, 따라서 誘導電動機의 4象限 運轉을 可能하게 한다.

싸이클로컨버터가 理論的인 面에서는 長點이 많지만 몇가지 實際的인 問題點을 갖고있다. 싸이클로컨버터는 인버터보다 더많은 電力用半導體 素子를 必要로 한다. 例를들면 3相에서 3相으로 바뀌는 다이클로컨버터는 그림 19에서와 같이 18個의 다이리스터가 必要한 反面에 그림 4와 같은 인버터에서는 12個의 다이리스터만 必要하다. 또한 高電力容量에서는 高調波와 낮은 力率이 싸이클로컨버터에서 問題가 된다.

3 交流驅動시스템 制御

交流驅動시스템의 根本的인 目的은 速度나 토크 및 位置를 制御하는 것이다. 簡單히 생각하면 速度는 交流시스템에서 周波數의 函數이고, 토크는 電壓의 函數라는 事實로 쉽게 制御할 수 있는 것처럼 보이나 電壓과 周波數를 잘 調和시켜야만 되고 또한 交流電動機의 非線型的인 特性 때문에 直流驅動시스템制御보다 훨씬 더 複雜한 制御 시스템이 된다.

3.1 電壓制御 對 周波數制御

電壓을 周波數와 負荷의 函數로써 制御할 때의 問題點은 앞에서 다루었고, 不適切한 電壓制御가 過度한 磁氣飽和現象의 結果를 가져오는 것을 보았다. 이러한 問題에 對한 對應策으로는 두가지 方法이 있다. 簡單한 첫번째 方法은 電動機에 對한 周波數 當 電壓曲線을 조금 變形시켜 모든 周

波數에서 거의 一定한 最大토크를 얻을 수 있게 하는 方法이며 IR電壓降下補償은 이런 形態의 시스템에 쓸 수 있다. 두번째 方法은 슬립制御形態이다. 그림 20은 슬립制御가 어떻게 交流電動機 速度調整器에서 쓰이고 있는가를 블럭線圖 形態로 나타내고 있으며 이런 形態의 閉루프 슬립制御는 負荷變動에 依해서 생기는 飽和問題를 改善하고 또한 制御시스템의 應答性을 增進시킨다.

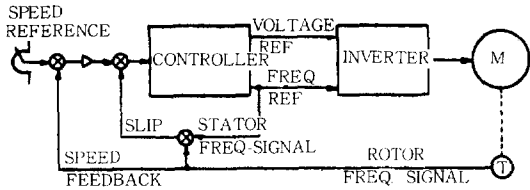


그림 20. 交流電動機의 슬립制御

3.2 電流制御

交流驅動에서는 電流制限回路가 根本적으로 電力電子回路를 保護하기 爲해서 使用되고 있다. 이런 形態의 制限回路를 使用하면 一般的으로 安定度에 關한 問題點이 擡頭하게 된다. 또한 交流驅動的 電流制限制御方法에서 電壓과 位相이 같은 電流成分만을 制御함으로써 어느 程度 成功하고 있다.

3.3 速度, 토크, 位置制御루프

交流시스템에서 制御루프 設計方法은 在來式 軌還制御理論이 適用되지만 넓은 運轉範圍에서 交流電動機의 動的現象을 나타내는 簡單한 傳達函數가 없기 때문에 分析은 複雜하다. 直流시스템에서 처럼, 가장 좋은 方法은 各其 重要한 시스템 要素마다 그 性能을 가장 잘 表現한 傳達函數로 나타내는 것이다. 例를 들어 슬립制御가 使用된다면 슬립制御시스템과 關係가 있는 電動機는 全制御시스템에서 하나의 블럭으로써 나타낼 수 있다.

交流電動機方程式은 非線型이고 簡單한 傳達函數로 나타낼 수가 없다. 가장 一般的으로 쓰이는 交流電動機의 모델은 그림 21에서 보는 것과 같은 2軸모델이다. 그리고 모델에 對한 方程式은 Adkins⁴⁾와 Nasar⁵⁾에 依해 討議되었다. 交流驅動 시스템은 低速運轉中 高調波成分 때문에 回轉子の 平均速度는 影響을 받지 않지만 速度脈動이 커서 一定한 瞬間速度를 要求하는 驅動시스템에서는 重要한 問題點을 惹起시킨다.

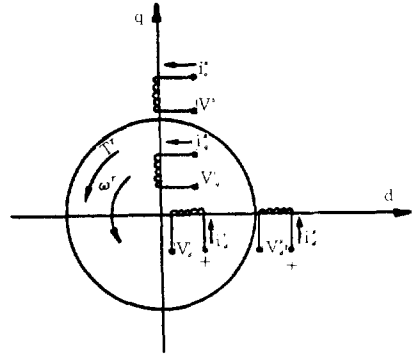


그림 21. 交流電動機 2軸모델

4 要約 및 結論

交流驅動과 直流驅動的 相對的인 長點을 Pollack⁶⁾이 性能과 經濟的인 面에서 比較해 보았다. 交流시스템은 空間的인 制限때문에 크고 무거운 直流電動機를 使用할 수 없을때, 電動機를 修理하거나 周圍의 나쁜 環境때문에 브러쉬나 整流子를 使用할 수 없을때, 또는 매우 높은 電動機 速度가 要求될때 使用된다. 可變速度交流驅動 시스템은 直流驅動시스템에 비해 더 複雜하고, 더 비싼 調整器와 電力電子回路를 使用하는데 交流시스템을 使用함으로써 얻는 節約은 相對的으로 값싼 交流電動機 때문이다. 交流시스템은 基本速度가 낮은 電動機가 要求될 때, 防暴型이나 全閉型 電動機가 要求될 때, 같은 電源으로부터 複數臺의 電動機를 運轉할 때, 正確한 同期速度가 必要해서 同期電動機를 使用할 때, 頻繁한 逆回轉과 減速으로 回生發電이 必要할 때에 直流시스템보다 經濟性이 있다.

以上과 같이 交流電動機驅動시스템의 基本概念, 重要한 技術開發, 解析方法 및 主要한 觀點 등에 對해서 論議했다. 交流和 直流驅動시스템中 分明히 어느 시스템이 더 좋다는 結論도 없는데, 오늘날 새로 設置되는 시스템은 直流驅動시스템이 交流驅動시스템보다 많은 편이다. 直流驅動시스템은 빠른 應答, 安定度 및 衝擊負荷에 對한 迅速한 回復等을 要求하는 應用分野에서 꾸준히 成功的으로 使用되어 오고 있다.

그러면 앞으로 電動機驅動시스템分野가 어떻게 展開될 것인가? 交流電動機의 安定도가 設計變更 등으로 因해 增進될 것으로 期待하며, 交流시스템의 解析 및 設計分野面에서는 더욱 發達된 方

法이 開發되어 閉루프 交流電動機시스템의 動的應
 答이 增進될 것이고, 그 結果 많은 應用分野에서
 交流驅動시스템이 直流驅動시스템을 代替하게 될
 것이다. 한편으로는 이미 低馬力應用分野에서 보
 고 있듯이 一般다이리스터에서 電力用트랜지스터
 와 GTO 다이리스터로 電力回路가 바뀌고 있으며
 電動機驅動시스템이 發展함에 따라 電力電子素子
 技術도 繼續해서 發展해 갈 것이다.

참 고 문 헌

- 1) C.G. Veinott, Theory and Design of Small Induction Motors. New York: McGraw - Hill, 1959.
- 2) A.E. Fitzgerald and C. Kingsley, Electric Machinery. New York: McGraw - Hill, 1971.
- 3) K.P. Phillips, "Current Source Converter for AC Motor Drives", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-8, pp. 679-683, Nov./Dec. 1972.
- 4) B. Adkins, The General Theory of Electric Machines. New York: Wiley, 1957.
- 5) S.A. Nasar, Electromagnetic Energy Conversion Devices and Systems, Englewood Cliffs, N.J.: Prectice - Hall.
- 6) J.J. Pollack, "Some Guidelines for the Application of Adjustable Speed AC Drives," IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-9, pp. 704-710, Nov./Dec. 1973.
- 7) B.D. Bedford and R.G. Hoft, Principles of Inverter Circuits. New York: Wiley, 1964.
- 8) L.J. Penkowski and K.E. Pruzinsky, "Fundamentals of A Pulse Width Modulated Power Circuit",

- IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-8, pp. 584-592, Sept./Oct. 1972.
- 9) J. Schaefer, Rectifier Circuits Theory and Design. New York: Wiley, 1965.
- 10) A.F. Puchstein and T.C. Lloyd, Alternating Current Machines. New York: Wiley, 1942.
- 11) E. Klingshirn and H.E. Jordan, "Polyphase Induction Motor Performance and Losses on Non-sinusoidal Voltage Sources", IEEE Trans. Power App. Syst., Vol. PAS-87, pp. 624-631, Mar. 1968.
- 12) H.E. Jordan, "Analysis of Induction Machines in Dynamic Systems", IEEE Trans. Power App. Syst., Vol. PAS-84, Nov. 1965.
- 13) H.E. Jordan, "Digital Computer Analysis of Induction Machines in Dynamic Systems", IEEE Trans. Power App. Syst., Vol. PAS-86, pp. 722-728, June 1967.
- 14) T.A. Lipo, P.C. Krause, and H.E. Jordan, "Harmonic Torque and Speed Pulsations in A Rectifier Inverter Induction Motor Drive", IEEE Trans. Power App. Syst., Vol. PAS-88, pp. 579-587, May 1969.
- 15) J.M.D. Murphy, Thyristor Control of A.C. Motors. Pergamon Press, 1975.
- 16) S.B. Dewan and A. Straughen, Power Semiconductor Circuits. New York: Wiley, 1975.
- 17) D. Finney, The Power Thyristor and its Applications. London: McGraw - Hill, 1980.
- 18) P. Wood, Switching Power Converters. New York: VNR, 1981.