

인버터의 技術 動向

LG產電(株)研究所/인버터研究室
실장 권 봉 현

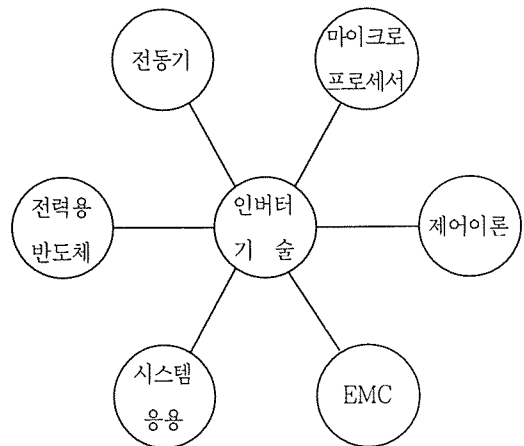
1. 서 론

최근 電力電子 및 可變速 驅動 裝置는 산업계에 있어서 가장 중요한 요소의 하나로 되었다. 電力電子(Power Electronics)란 기본적으로 다양한 응용을 위해서 電氣 에너지를 變換하고 制御하는 것을 의미한다. 이의 응용 분야는 電動機 驅動用의 인버터를 위시해서 無停電 電源 裝置(UPS), 鎔接器, 各種 電源 裝置, 에어컨에 이르기까지 아주 많다.

인버터는 통상, 誘導 電動機의 可變速 驅動用 裝置를 말하는 것으로 팬이나 펌프, 工作 機械나 자동화 설비용의 서보 驅動 裝置, 地下鐵이나 高速 電鐵, 電氣 自動車 등 산업체 전반에 걸쳐 응용되고 있으며, 현재의 추세대로라면 앞으로는 응용 분야가 더욱 많아질 것으로 예상된다. 최근에는 環境에 대한 관심이 높아지면서 에너지 절약 및 깨끗한 에너지에 대한 요구가 증대되고 있고, 이것 또한 電力電子 분야의 확산을 유도하고 있다.

인버터를 製作하고 應用하기 위해서는 (그림

1)에서와 같이 電力用 半導體素子, 마이크로 프로세서 등 電子 技術, 制御 理論, 電動機 및 驅動 技術 등의 個別 技術과 이들 기술을 결합하고 시스템화 하는 능력, 노이즈에 대처 가능한 EMC 技術 등이 필요하다.



(그림 1) 인버터를 구성하는 要素 技術

여기서는 인버터를 構成하는 各 要素 技術 중 電力用 半導體 素子, 電動機의 制御 方式 및 電力

회로의 最近 動向 및 앞으로의 課題에 대해서 알아보도록 한다.

2. 電力用 半導體 素子の 發展

電力電子의 發展은 電力用 半導體 素子の 發展 그 자체라고 해도 과언이 아닐 정도이다. 1958年 Thyristor의 발표 이후, GTO(Gate Turn-Off Thyristor), 電力用 트랜지스터(BJT : Bipolar Power transistor), 電力用 MOSFET(MOS gate Field Effect Transistor), IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor) 등 여러 종류의 電力用 半導體 素子が 발표되었으며, 최근에는 SIT(Static Induction Transistor), MCT(MOS-Controlled Thyristor) 등이 개발 중이거나 제품 응용 단계에 와 있다.

이들 電力用 半導體 素子の 開發 方向은 高速 스위칭, 高 耐壓化, 低 損失 및 쉬운 驅動 回路 등을 지향하고 있다.

인버터용 스위칭 素子の 元祖라고 할 수 있는 Thyristor는 60年代에서 70年代에 이르기까지 주종을 이루었으나, 스위칭 速度가 느리고 自己 消互 機能이 없어서 점차 다른 素子에게 그 자리를 내어주고 지금은 수 MVA 以上の 大容量 시스템에만 선택적으로 쓰이고 있다. 80年代 이후에는 中·大容量 인버터에는 自己 消互가 가능한 GTO가, 小容量에서는 BJT가 적용되어 널리 사용되게 되었다. MOSFET는 스위칭 速度가 빠르다는 장점을 가지고 있어서 高速 應答이 요구되는 서보 드라이버에 적용되고 있으나, ON 시의 損失이 커서 그 적용 범위가 한정되어 있다.

IGBT는 위에서 언급한 電力用 素子の 필요사항을 어느 정도 만족시킬 수 있는 素子로서, 80年

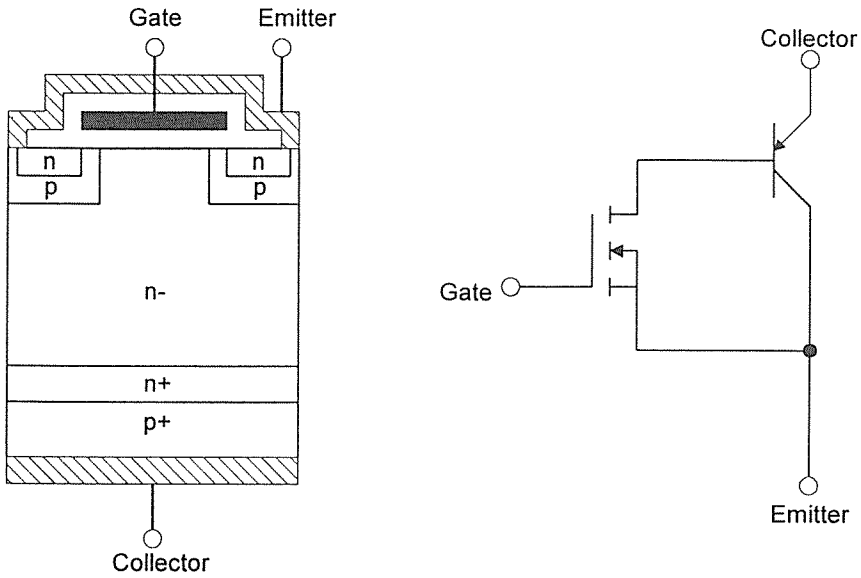
代 후반부터 사용되기 시작하여 기존의 BJT 및 MOSFET의 응용 분야를 급속도로 잠식하여 현재 中, 小容量 인버터에서 가장 많이 쓰이는 素子が 되었으며, 점차 GTO 영역을 잠식해 들어갈 정도로 大容量化 및 高耐壓化가 진행되고 있어서 2000年代에는 IGBT로 수 MW급까지의 인버터에 적용될 것으로 보이며, GTO는 수십 MW급의 大容量 쪽으로 이동할 것으로 보인다.

(그림 2)는 IGBT의 基本 構造 및 簡易 等價 回路를 나타낸 것이다. 等價 回路에서와 같이, IGBT는 BJT의 Base 구동부를 MOSFET화 한 것으로 볼 수 있고, 그 特性도 두 素子の 단점을 보완하여 ON 시의 電壓[$V_{CE(sat)}$]이 작아서 MOSEFT 보다 ON 損失이 적으며, BJT 보다는 스위칭 速度가 빨라서 10kHz 이상의 고속 스위칭이 가능하다.

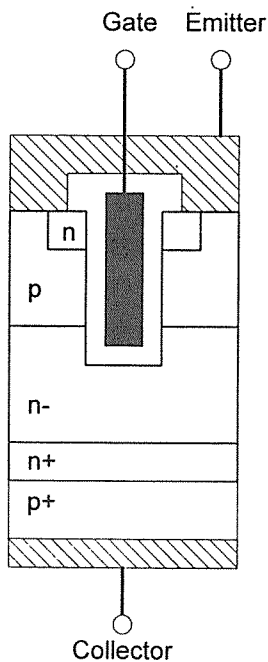
최근에는 Trench 구조로 불리는 새로운 형태의 IGBT가 개발되고 있다. (그림 3)은 이 구조를 갖는 IGBT의 개념도이다.

이것은 단위 셀의 크기가 종래의 IGBT에 비해 1/5~1/10 정도에 불과해서 칩의 크기를 획기적으로 줄일 수 있으며, 채널 폭이 넓어지게 되므로 $V_{CE(sat)}$ 도 크게 줄일 수 있다. 그러나 이것은 加工 技術의 확보 및 驅動 電流가 커야 한다는 점 등 아직은 보완할 점이 있어서 실용화가 늦어지고 있으나 조만간 응용 가능할 것으로 보인다.

IGBT 적용의 확대와 더불어 IPM(Intelligent Power Module)의 사용도 최근 크게 늘어나고 있다. IPM은 기본 스위칭 소자로 IGBT를 채택하고, 驅動 回路 및 保護 回路를 내장하고 있어서 사용이 편리하도록 구성되어 있다. 최근에는 高壓 IC(High Voltage IC)를 채용하여 부가적인 驅動 回路가 필요 없이 마이크로 프로세서로 직접 구동



(그림 2) IGBT의 基本構造 및 等價 回路



(그림 3) Trench 構造를 갖는 IGBT

할 수 있으며, 각 상별로 電流 檢出器 및 檢出 電流의 出力 回路를 내장하고 있어서 出力 電流도 檢出할 수 있도록 되어 있어서 이를 제어에 이용하도록 하고 있는 제품도 출시되고 있다.

한편 大容量 인버터에 응용 가능한 MCT는 Thyristor와 같은 pnpn 接合에 MOS gate에 의해서 Turn on/off 되는 소자로 ON 시의 損失이 적고, 스위칭 속도가 4~9kHz 정도로 비교적 빠르나 현재까지는 量産性의 문제 등으로 600V 75A급 정도만 商用化되고 있다. 또 SIT는 MOSFET 보다 빠른 스위칭이 가능하지만 아직은 ON 損失이 너무 커서 실용화에 문제가 있다. 이들 소자는 2~3년 후에 본격적인 量産이 시작될 수 있을 것으로 보인다.

3. 電動機의 驅動 方式

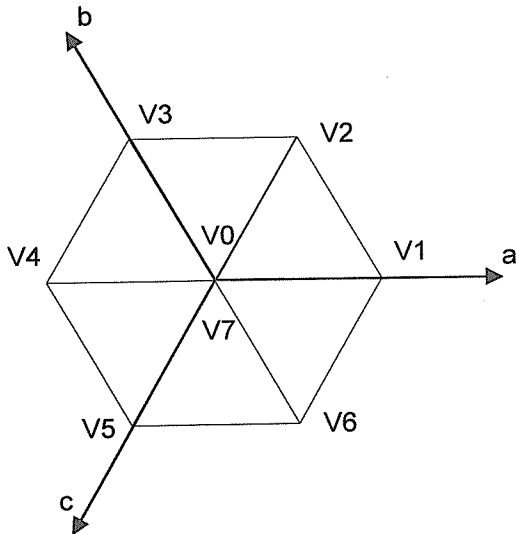
1) 電壓/周波數 一定 制御(V/f 一定 制御) 및 이의 特性 改善

대부분의 汎用 인버터는 종래부터 사용되던 V/f 一定 制御 方式을 채용하고 있다. 이 방식은 저가적으로 쉽게 응용 가능하여, 주로 一般 産業用 誘導 電動機를 대상으로 하여 가장 널리 쓰이고 있다. 특히 HVAC(Heating, Ventilation, Air Conditioning : 熱, 換氣, 空氣 調節 應用) 등에 적용이 많으며, 인버터를 사용하여 에너지 절약을 원하는 경우에는 훌륭한 방안이 된다.

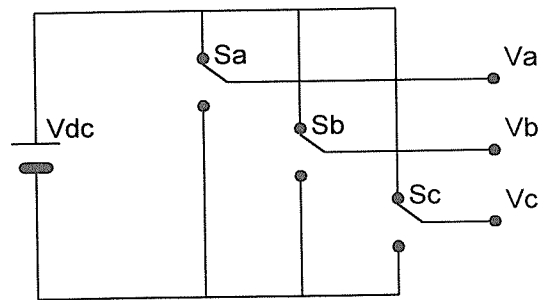
한편으로 인버터를 사용하여 機械 設備 등의 自動 制御를 하고자 하는 경우에는 종래의 汎用 인버터의 성능으로는 부족한 부분이 많게 된다. 인버터를 사용하는 고객의 불만 및 요구 사항을 조

사한 資料[日本 電機 工業會 : JEMA]에 따르면, 범용 인버터는 아직 低速에서의 起動 토크가 부족하고 負荷 變動에 대한 速度 變動이 크며 빠른 應答性을 갖지 못한다는 단점을 가지고 있다는 것을 알 수 있다. 이러한 단점을 보완하고 고객을 리드해 나가기 위하여 각 인버터 메이커에서는 노력하고 있다.

起動 토크의 부족을 보완하기 위해서는 자동 토크 부스트 기능-부하에 따라 電動機의 출력 토크를 자동적으로 올려주는 기능-을 적용하거나, 電動機의 1次 抵抗을 고려하여 이에 의한 電壓 降下를 補償해주는 방법 등을 이용하고 있으며, 負荷 變動에 따른 速度 變動을 줄이기 위해서는 슬립 보상 등을 이용하고 있다. 또한 應答性을 높여주고 빠른 加減速을 하기 위해서 學習 制御 및 퍼지 制御 등의 최신 이론의 응용도 시작되고 있다.



(a) 電壓 벡터



(b) 스위치의 等價 回路

(그림 4) 인버터의 스위칭 상태 및 스위치의 等價 回路

또한, 인버터의 基本 性能을 향상시키기 위하여 PWM 방식에 대한 연구도 계속되고 있다. PWM 방식에는 여러 가지가 있으나, 최근에 활발하게 연구되고 실용화되고 있는 汎用 인버터의 기술 중 空間 벡터 PWM 방식에 대해서 알아보도록 한다. 이것은 일정한 스위칭 周波數를 가지는 PWM 방식의 하나로서, 高周波 特性 및 電壓 利用率 등이 종래의 正弦波 PWM에 비해 뛰어난 특성을 보여주는 것이다. 아래에 이 방식의 간단한 개념을 설명한다.

인버터의 3상 출력 전압은 (그림 4)와 같이 각 스위치의 상태에 따라 크기와 방향을 갖는 각각 다른 6개의 벡터와 2개의 0벡터로 나타낼 수 있다. 3상 인버터의 각 상의 스위칭 상태를 S_a , S_b , S_c 로 나타내고, 위 측 스위치가 ON되면 1, 아래 측 스위치가 ON되면 0이 되므로, 출력 측에서 본 전압 벡터 $V_n(S_a, S_b, S_c)$ 는 $V_0(000) \sim V_7(111)$ 로 된다. 이 8개의 벡터를 사용하여 임의의 출력 전압을 발생시킬 수 있는 방식을 空間 벡터 PWM 방식이라 한다.

이 방식은 正弦波 PWM에 비해 電壓 利用率이 13% 정도 증가하며, 制御 應答性도 뛰어나다. 또 최근의 디지털 기술의 발달로 쉽게 적용할 수 있게 되었다. 이러한 장점 때문에 범용 인버터 뿐만 아니라 벡터 인버터 등에서도 이 방식을 채용하고 있다.

2) 벡터 制御

벡터 制御 인버터는 誘導 電動機를 直流 電動機와 같은 특성을 발휘할 수 있도록 제어하는 것이다. 이를 위해서는 電動機의 速度 또는 磁束을 피드백 받아서 電動機의 電流를 磁束 성분과 토크

성분 전류로 分解하여 각각을 制御하여야 하고, 결과적으로 電動機의 출력 토크를 직접 制御할 수 있게 되는 것이다.

誘導 電動機를 直流 電動機와 같이 빠른 速度 應答 特性을 얻으려면 토크를 瞬時로 制御하여야 한다. 식(1)은 일반적인 電動機의 발생 토크를 나타낸 것으로, 발생 토크는 電流와 磁束의 函數로 되어 있다.

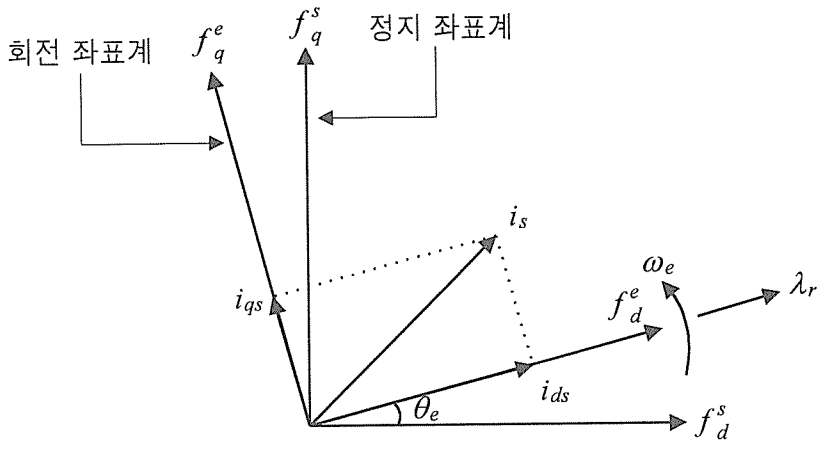
$$\vec{T}_e = K\vec{\Phi} \times \vec{i} \dots\dots\dots (1)$$

(\vec{T}_e : 발생 토크, $\vec{\Phi}$: 자속 벡터, \vec{i} : 전류 벡터)

他勵磁 直流 電動機의 경우 磁束 벡터와 電流 벡터는 항상 90° 를 유지하고 있으므로 界磁 電流와 電機子 電流를 각각 獨立의으로 制御함으로써 원하는 토크를 얻을 수 있다. 誘導 電動機는 이와 다르게 固定子 電流 하나만을 制御할 수 있으므로, 電動機의 發生 토크를 정확히 제어하기 위해서는 이 전류를 磁束 性分과 토크 性分으로 분리하고 이것을 다시 獨立的으로 制御할 수 있어야 한다.

벡터 제어에서는 回轉子의 磁束軸을 기준으로 固定子 電流를 벡터량으로 분해하여 磁束 性分 電流는 磁束軸(d축)과 일치시키고, 토크 性分 電流는 磁束軸과 直交되는 軸(q축: 토크축)이 되도록 한다. (그림 5)는 벡터 제어가 정확하게 이루어질 때의 벡터 선도로, 固定子 電流 i_s 가 磁束 λ_r 을 기준으로 i_{qs} 및 i_{ds} 로 각각 분해되는 것을 보여준다.

(그림 5)에서 回轉 座標界의 d축을 回轉子의 磁束 軸과 일치시키면 回轉子 q축 磁束(λ_{qr})은 0이 되므로 토크식은 식(2)와 같이 간단한 형식으로 표현할 수 있고, 식(1)을 만족하게 됨을 알 수 있다.



(그림 5) 벡터 제어가 정확하게 이루어질 때의 벡터 선도

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P L_m}{2 L_r} \lambda_{dr} i_{qs} \dots\dots\dots (1)$$

P : 極數, L_m : 勵磁 인덕턴스,
 L_r : 回轉子 인덕턴스,
 λ_{dr} : 回轉子 磁束,
 i_{qs} : 토크분 전류

磁束을 이용하여 回轉子 磁束角을 얻는 방법이다.

$$\theta = \tan^{-1} \frac{\lambda_{qr}^s}{\lambda_{dr}^s} \dots\dots\dots (2)$$

λ_{qr}^s : q축 자속,
 λ_{dr}^s : d축 자속

d축 磁束(λ_{dr})을 일정하게 유지하면 토크는 q축 電流에 비례하므로 토크의 瞬時 制御가 가능해진다. 이런 電動機 制御方式을 磁束 基準 制御(Field Oriented Control) 혹은 벡터 制御(Vector Control)라고 한다. 磁束 基準 制御를 하기 위해서는 磁束의 位置 情報를 알아야 하며, 이것을 알아내는 방법에 따라 直接 벡터 制御(Direct Field Oriented Control)와 間接 벡터 制御(Indirect Field Oriented Control)로 구분되게 된다.

(1) 直接 벡터 制御

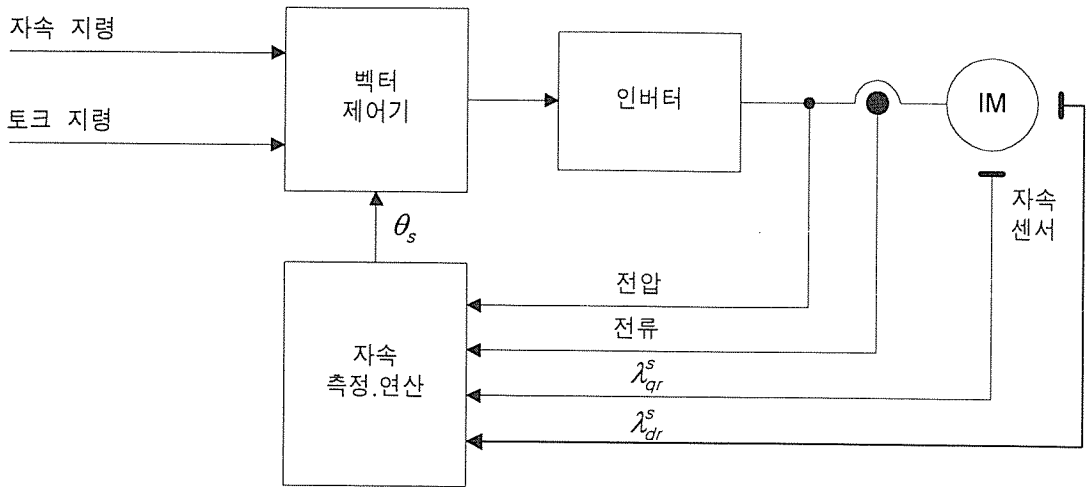
直接 벡터 制御는 (그림 6)에서와 같이 電動機의 空隙에 磁束 센서를 부착하여 직접 測定한 磁束이나, 電流, 電壓, 速度 情報 등을 사용하여 推定한

이 각을 기준으로 하여 固定子 電流를 磁束軸과 토크軸으로 나누어 제어하면 直流 電動機와 等價의 特性을 갖게 된다.

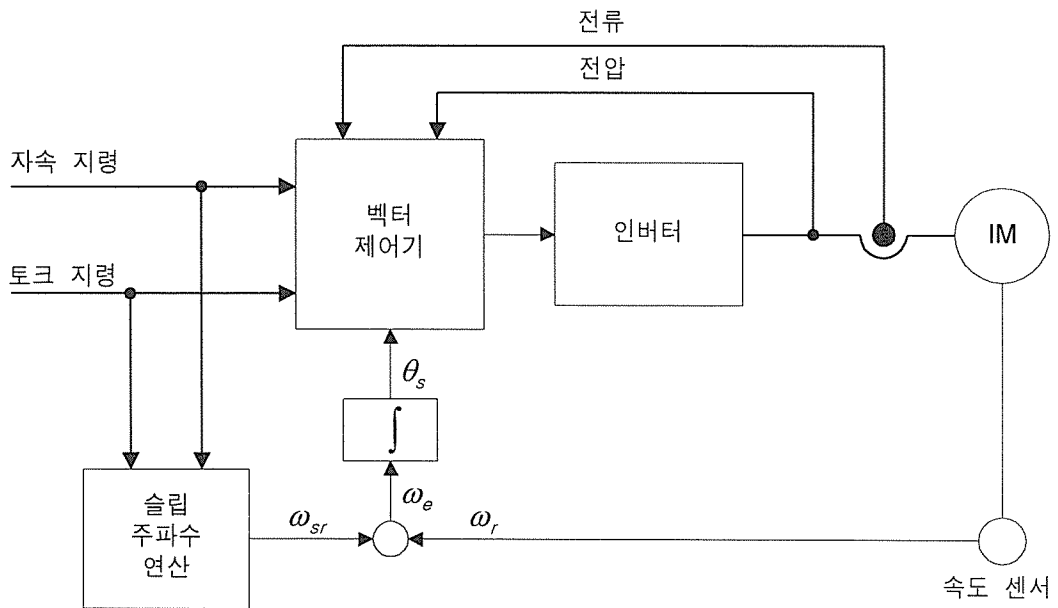
그러나, 直接磁束을 測定하는 방법은 固定子 슬롯에 홀 소자나, 검색 코일(Search Coil)을 설치해야 하므로 기계적으로 어려울 뿐만 아니라 슬롯에 의해 발생하는 高周波가 電動機 速度에 따라 변하므로 필터의 설계가 복잡해진다. 따라서, 이론적으로는 間接 벡터 制御에 비해 간단하지만 실제 적용상의 문제들로 인하여 실제 제품에는 거의 적용되지 않고 있고 다음에 설명할 間接 벡터 制御가 대부분 적용되고 있다.

(2) 間接 벡터 制御

間接 벡터 制御 방식은 前向(feed-forward)方



(그림 6) 直接 벡터 制御



(그림 7) 間接 벡터 制御

식이라고도 하는데, 電動機의 磁束을 직접 이용하지 않고, 基準 토크 電流와 磁束 電流로부터 슬립 角速度를 계산하고, 여기에 回轉子 速度를 더하여 간접적으로 구한 磁束 角速度를 이용하는 제어 방식이다.

(그림 7)은 間接 벡터 制御의 간단한 개념도이다. 식(3)에서와 같이 回轉子の 角速度 ω_r 을 측정하고, 여기에 슬립 角速度 指令 ω_{sl} 을 더하면 磁束의 回轉 角速度를 구할 수 있고, 다시 이것을 적분하면 回轉子の 磁束角을 얻을 수 있다.

$$\bar{\omega}_e = \bar{\omega}_r + \bar{\omega}_{sl} \dots\dots\dots (3)$$

$$\theta_s = \int \bar{\omega}_e dt \dots\dots\dots (4)$$

間接 벡터 制御 方式은 低速에서부터 高速 領域까지 운전이 가능하며, 시스템 구성이 용이한 장점이 있다. 그러나, 磁束 位置의 推定은 슬립 角速度 指令時에 사용되는 回轉子 時定數의 변화에 영향을 받기 쉽고, 이것이 정확하지 못하면 토크 指令値와 實際値가 線形性을 유지하지 못하게 되므로 정확한 回轉子 時定數를 알아야 한다.

이러한 벡터 제어는 그 安定性 및 精密 制御 性能 등에 힘입어 直流 電動機 분야를 점차 점유해 들어가 제어 용도로 광범위하게 사용되고 있다. 한 예로 美國 市場에서 '96년도 豫想 成長率을 보면 直流 電動機 市場은 3%의 증가에 그치는 반면 誘導 電動機 市場은 13%의 增加率을 보이고 있다. 그러나 벡터 제어의 응용 범위가 넓어질수록 보다 정밀한 특성을 요구하게 되어 이에 대한 연구가 활발히 이루어지고 있다.

工作 機械의 主軸 驅動用 등 高速 應用이 많아짐에 따라 高速 領域에서의 安定性 確保 및 弱界子 制御 등 最適 磁束 制御 技法, 토크의 直線性을

보상하기 위한 鐵損의 보상, 電動機의 溫度 變化에 따른 常數의 變動分 보상 등이 주요한 研究 對象이다. 또 電氣 自動車 등의 응용에 대응하기 위해서는 最適 效率 運轉에 대한 研究도 進行되고 있다.

3) 센서리스(Sensor-less)벡터 제어

앞장에서 살펴본 바와 같이 벡터 제어를 수행하기 위하여는 直接 벡터 制御인 경우에는 回轉子の 磁束角 즉 回轉子 磁束이 필요하고 間接 벡터 制御인 경우에는 回轉子の 速度가 필요하였다. 그러나 벡터 제어는 기본적으로 速度 또는 磁束의 檢出을 위한 부분이 추가로 필요하며, 이러한 檢出器는 耐環境性 면에서도 문제가 된다. 즉, 인버터의 設置 環境이 나쁘거나 電動機가 인버터와 멀리 떨어져 있는 경우에는 정확한 速度(또는 磁束)을 檢出하기가 힘들게 된다.

이러한 단점을 해결하기 위해서 여러 가지 방법들이 개발되고 일부 실용화 되고 있다. 센서리스 벡터 제어라고 하는 이러한 방식의 핵심은 추가적인 磁束 또는 速度 檢出 裝置 없이 回轉子 磁束 또는 回轉子の 速度를 구하는 것으로 압축될 수 있다.

지금까지 연구되어지고 있는 센서리스 벡터 제어 방식에는 다음과 같은 여러 가지 방법들이 있다.

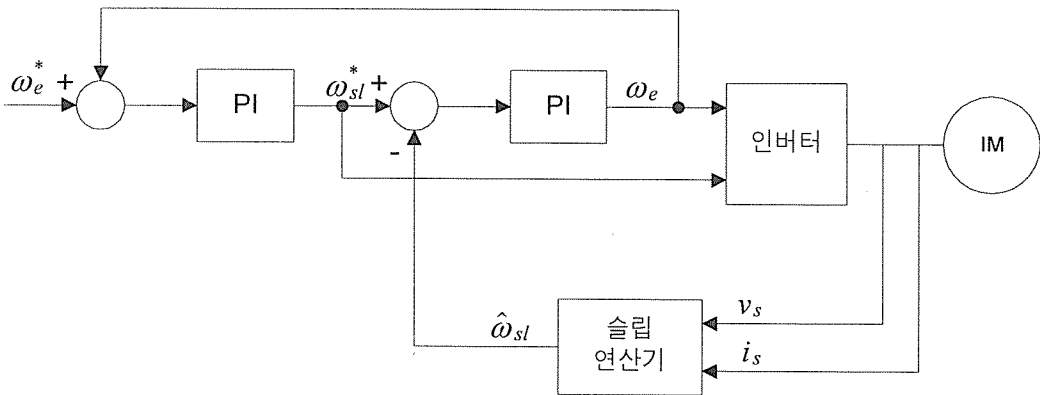
- 電動機 入力 電壓과 電流를 이용하여 슬립 周波數를 演算하는 方式
- 狀態 觀測器(State observer)를 이용하는 方法
- 모델 規範 制御(MRAS)에 의한 方法
- 칼만 필터(Kalman filter)를 이용한 方法
- 磁束 및 토크의 直接 制御

■ 神經網 回路(Neural network)를 이용한 方法 (그림 8은) 위의 여러 가지 센서리스 제어방식 중 가장 기본적인 슬립 周波數 演算에 의한 센서리스 벡터 제어의 한 예이다.

이 방식은 電動機의 入力 電壓과 電流를 測定하여 回轉子의 逆起電力을 測定하고 이 逆起電力과 電動機 常數를 사용하여 슬립 角周波數를 演算하

는 것이다. 이것으로 回轉子의 速度를 演算하고, 이를 이용하여 間接 벡터 制御를 하는 것이다.

이 밖에도 위에서 열거한 여러 방법들이 연구되고 또 實用化되고 있으나 현재까지는 實用化의 初期 段階라고 볼 수 있으므로, 벡터 제어에 비교할 만한 결과를 보여주지 못하고 있고, 汎用 인버터의 부족한 부분을 일부 보완하는 정도이다.



(그림 8) 슬립 周波數 演算에 의한 센서리스 벡터 제어

4) 自動 調整(Auto-tuning)

電動機 驅動 裝置의 사용이 늘어나고 복잡한 제어가 실현됨에 따라 電動機의 精密 制御를 위해서 電動機의 常數를 精確히 알아야 할 필요성이 생기게 되었으며, 시스템화가 이루어짐에 따라 制御器 内部의 各種 利得을 自動으로 조절해야 할 필요가 생기게 되었다. 현재까지는 일부 인버터 메이커에서 試運轉 過程에 몇 가지의 電動機 常數를 自動 測定하는 방법이 적용되고 있다. 電動機의 常數 중에서는 停止 狀態에서 測定 可能한 것도 있으나, 보다 精確한 測定을 위해서는 電動機의 回轉이 불가피하다.

電動機의 常數 외에 制御에 필요한 電流 制御器, 速度 制御器, 토크 制御器 등에 필요한 利得 등의 自動 測定에 관한 研究가 進行되고 있으며 一部는 實用化 되어 試運轉 시의 利得 設定 등에 이용되고 있다.

4. 電力 回路의 動向

1) PWM 컨버터

일반적인 汎用 인버터의 入力部(整流部)는 다 이오드로 구성되어 있다. 다이오드로 整流部를 구성하면 經濟的인 設計가 가능하지만 入力段의 力

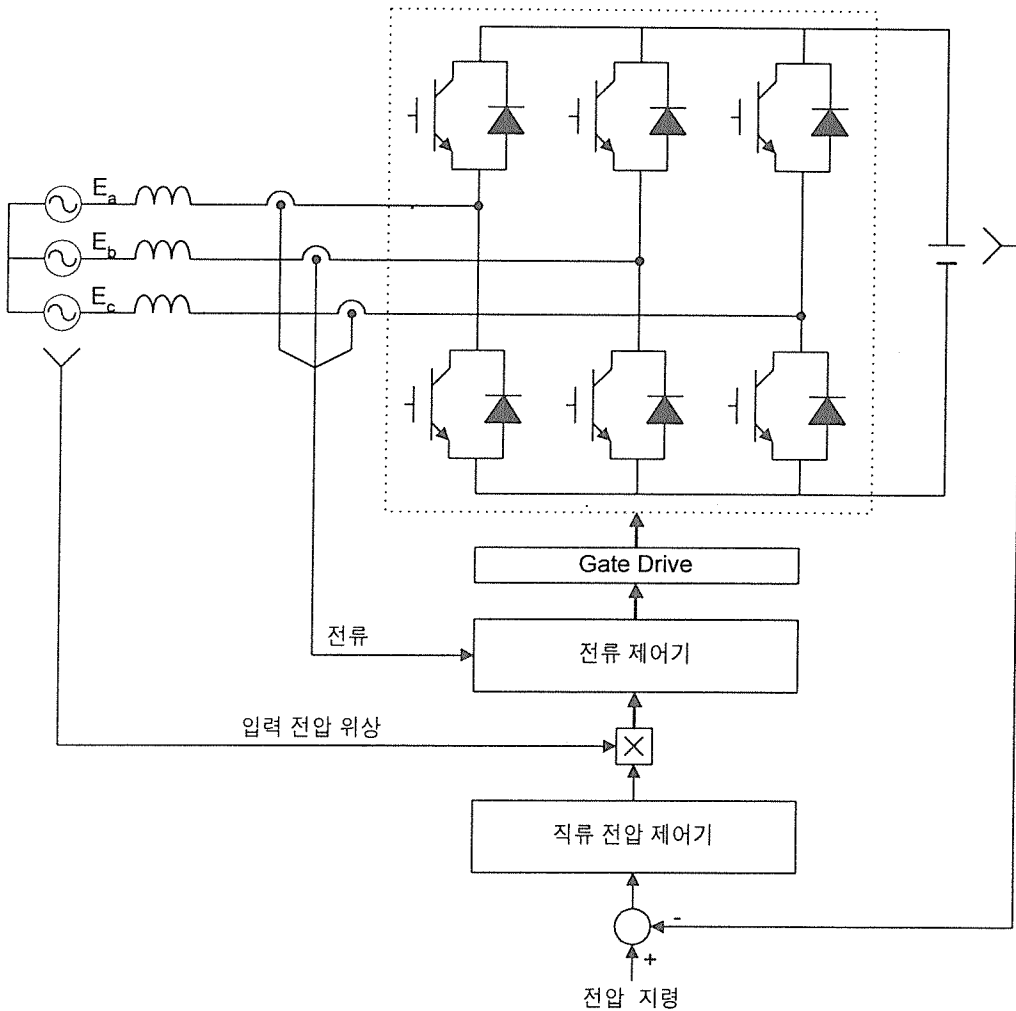
률이 나쁘고, 電流 派形에 高周波가 실리게 되어 電源 系統에 나쁜 영향을 미치게 된다. 또, 工作 機械 등과 같이 빠른 應答性을 요구하는 부하나, 減速時 回生 에너지가 큰 負荷인 경우에는 回生 에너지를 直流段의 制動 抵抗을 통하여 熱로 소모 시키게 되어 電力 損失이 크게 된다.

이러한 단점을 해결하기 위해서는 (그림 9)와 같이 入力段에 PWM 컨버터를 이용하는 경우가 있다. PWM 컨버터를 채용하는 경우 價格이 비싸

게 되어 지금까지의 일반적인 인버터 응용에는 많이 사용되지 않았으나, 위에 열거한 여러 가지 이유로 高級 시스템에 인버터를 적용할 때 점차 컨버터를 채용하는 추세로 바뀌고 있다.

2) 共振型 인버터

인버터에 사용되는 電力 回路는 여러 종류가 있으나 대부분은 일정한 直流 中間 電壓(또는 電流)



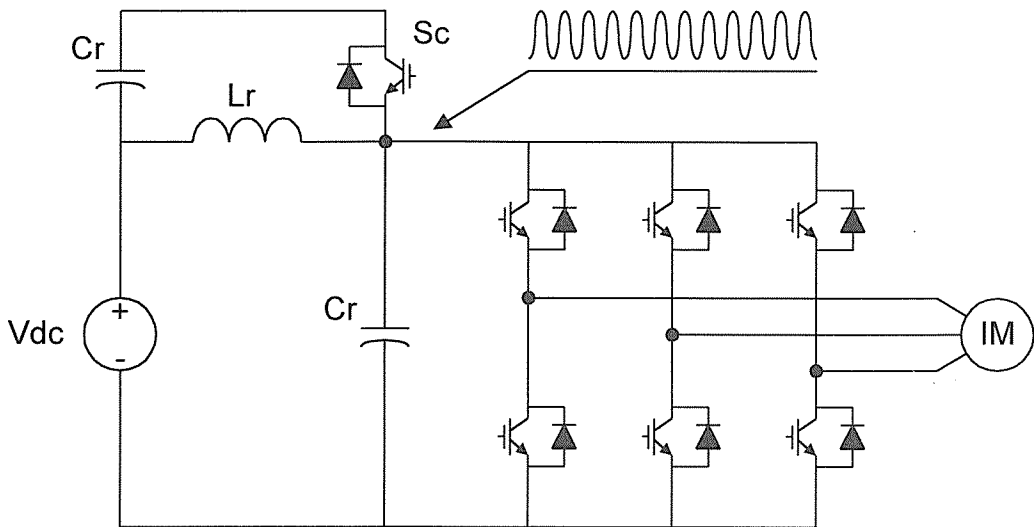
(그림 9) PWM 컨버터의 構成

를 갖는다. 制御器는 이 直流 電壓/電流를 적당한 펄스 형태로 스위칭하여 출력하게 된다. 이러한 DC 링크에 근거한 시스템은 기본적인 弱點을 가지고 있다. 가장 중요한 問題點은 出力段의 스위칭 損失 및 스위칭에 따르는 素子の 스파이크 부분이다. 이 결과, 스위칭 素子는 충분한 安全 動作 領域(Safe Operating Area)을 확보해 주어야 하며, 과도한 스파이크가 생기지 않도록 스너버 回路를 부착해야 한다. 또, 스위칭 損失 등을 고려하

면 일반적인 小容量 인버터인 경우 스위칭 周波數는 5~10kHz 정도로 制限되게 된다.

共振型 인버터는 (그림 10)에서와 같이 直流 電源과 인버터 사이에 LC 共振 回路를 추가하여 고주파의 電壓 펄스 열을 발생시키고, 이 펄스 전압의 0이 되는 순간에 인버터 부분의 스위치 상태를 변경하여 소위 零電壓 스위칭(ZVS : Zero Voltage Switching)을 구현하는 것이다.

이 방식은 일반적인 PWM에 비해 스위칭 損失



(그림 10) 共振型 인버터의 한 예

이 작아 效率를 높일 수 있으며, 共振 周波數를 20kHz 이상 높일 수 있으며, 스위칭시 발생하는 EMI도 대폭 줄어든다. 그러나, 출력이 펄스 선택 방식이므로 制御 精密度가 떨어지게 되고, PWM 만큼의 分解能을 올리기 위해서는 5배 이상의 共振 周波數를 필요로 한다. 또, 리액터 및 콘덴서 등이 추가되어야 하므로 하드웨어의 부담이 늘어

난다. 이러한 장단점 때문에 학계에서는 많은 연구가 이루어지고 있고, 일부 메이커에서 상용화를 추진하고는 있으나 실제 제품으로 실현되기는 약간의 시간이 더 소요될 것으로 보인다.

5. 高性能化 및 시스템화에 따른 技術의 動向

1) 시스템 適用을 위한 네트워크

인버터를 응용하는 산업 분야가 다양화되고 발전함에 따라, 인버터는 단순히 電動機의 速度를 可變시키는 역할뿐 아니라, 簡易 모션 制御器로도 사용되거나, 시스템의 한 부분을 담당하는 역할이 점차 많아지고 있다.

그 결과로 현재 제품화되고 있는 인버터는 단순한 接點 中心의 運轉 이 외에, PLC(Programmable Logic Controller), 컴퓨터, DCS(Distributed Control System)와 같은 上位 制御器와의 네트워크 기능을 가지게 되었다. 이러한 네트워크 기능을 이용하게 되면 制御盤의 配線이 간단해질 뿐 아니라, 信賴性 높은 시스템의 구성이 가능하다.

지금까지 실용화되고 있는 인버터의 네트워크 기능을 대체로 종래부터 사용되던 RS485, RS232 등의 直列 通信이 있으며, 국내에서는 아직 널리 사용되고 있지 않으나 최근 先進國의 산업계에서 사용이 활발해지고 있는 필드버스(Field Bus)를 지원하는 것까지 다양하다.

2) 高周波 스위칭에 의한 問題 및 對策

IGBT 등 高速 스위칭이 가능한 電力用 半導體 素子の 적용이 활발해짐에 따라 인버터 개발 방향의 하나는 高周波化이다. 制御器의 應答性を 높이고, 電動機의 토크 脈動을 줄이고 低騒音化를 實現하기 위해서는 스위칭 周波數를 높이는 것이 필

수적이다. 그러나, 스위칭 周波數가 높아지게 되면 노이즈의 발생량이 많아지므로 사용시 이에 대한 주의가 더욱 필요하게 된다.

이 문제를 해결하기 위해서는 여러 가지 방향에서 검토해야 할 필요가 있다. 우선, 인버터 적용시 電力線과 制御 信號線의 分離가 가장 중요한 점이다. 또, 인버터 메이커에서 권유하는 각종 필터를 사용하여 노이즈 對策을 취하는 것이 바람직하다.

이 외에도 電動機와 인버터 사이가 멀어지는 경우에는 高速 스위칭에 따른 電動機 捲線의 損傷이 일어날 수 있으므로 이때에도 필터의 사용이 유용하다.

6. 結 論

지금까지 인버터 발전에 관련된 여러 분야의 추세를 살펴본 바와 같이, 인버터의 발전에 있어서 가장 중요한 요소가 되는 것은 電力用 半導體 素子이며, 앞으로도 스위칭 素子の 發展에 따라 인버터의 발전이 계속될 것이다. 이와 더불어 마이크로 프로세서, DSP(Digital Signal Processor), ASIC(주문형 반도체 소자) 등의 制御用 半導體 素子の 發展에 따라 인버터 專用 制御器를 經濟적으로 사용할 수 있게 되어 인버터의 競爭力을 더욱 높여 줄 것으로 생각되며, 고도한 制御 理論도 쉽게 적용할 수 있을 것이다.

또, 인버터 자체의 발전과 더불어 上位 制御器와의 네트워크 기술, 人工知能(AI)을 응용한 故障 診斷, 모뎀 등을 이용한 遠隔 管理 技術도 인버터의 발전 방향에 많은 영향을 미칠 것이다.