

IGBT 저압대용량 유도전동기의 구동 시스템

김종구*, 최옥돈**
(*현재 중공업(주) 중전기 연구소
수석연구원, **선임 연구원)

1. 서 론

국내에 1980년대초 최초로 VVVF 인버터가 소개된 후 산업용 주 동력원인 유도 전동기 제어분야에 많은 변화를 가져왔다. 초기에는 주로 에너지 절약 분야에 역점을 두고 적용을 하기 시작 하였으나, 그 후 차츰 속도 제어, 토오크 제어, 텐션 제어 및 최근에는 위치 제어등으로 그 응용 분야가 점차 공장자동화 쪽으로 확대되고 있으며, 이에 따라 인버터 제어 또한 많은 변화를 가져왔다.

초기에는 단지 속도가변만을 위한 Analog 회로가 주로 사용되었으며 점차 응용 분야의 확대에 의한 응용 기술의 발전으로 Digital화 되고 다양한 응용 분야에 적용 가능한 사양의 제품으로 발전되어 왔으며, 초기에는 Open Loop 제어에서 점차 여러 가지 응용분야에 적합한 센서를 이용한 Feedback Loop를 구현하고 있으며, 제어방식 또한 V/f 일정 제어방식이 대부분이었으나, 최근에는 반도체 제조 기술의 발달로 큰 기동 Troque 및 순시 Torque 제어를 필요로한 분야에 적용하기 위해 고성능 DSP 등을 이용한 Vector 제어기법을 적용한 제품들이 상용화되고 있다. 이와 함께 전력용 반도체 소자 기술 또한 SCR에서 시작하여 자기 소호능력을 가진 GTO(Gate Turn Off Thyristor)로 발전하여, 1980년도의 2500V, 1000A 급에서 현재 4500V, 4000A급까지 개발되어 있고, 파워 트랜지스터 또한 1200V, 600A 급이 생산되고 있으며, IGBT는

1500V 600A급을 이용한 지하철용 인버터가 이미 지난해 일본에서 개발되어 상업 운행이 되고 있는 실정이다.

특히 대용량 유도전동기 구동시스템인 경우 고압과 저압으로 분류하여 보면 고압의 경우 전력회로는 주로 GTO 소자를 사용하고 있으며, 저압의 경우 주로 파워 트랜지스터가 많이 사용되고 있다. 최근 국내에서도 대형 Plant, 발전소, 대형 빌딩의 공조 시스템등에 대용량 인버터의 적용이 늘어나고 있는 추세이며, 그동안 소형의 경우 섬유용 직기와 각종 생산 Line, 이송장치, Fan, Pump, Blower 등에 주로 많이 사용되어 왔으나, 아직 국내 전체 산업용 전동기에 적용 비율은 10% 미만인 것으로 추산되며 반도체 기술의 발달과 현대 제어 이론의 실현성이 높아짐에 따라 유도 전동기의 제어 특성을 크게 개선시켜 용도에 따라서는 SERVO의 기능을 가진 것도 실용화되고 있어, 기존의 직류 전동기 적용분야도 점차 유도 전동기로 대체되고 있는 실정이다.

따라서 앞으로 이 분야의 시장성과 신제품 및 기술개발의 필요성은 크다고 볼 수 있다. 현재 국내의 많은 업체에서 인버터를 생산 판매하고 있으며, 몇몇 업체에서는 초기 기술 제휴에 의한 생산 기술을 바탕으로 10여년간 계속적인 연구개발로 현재 자체 고유 모델을 생산, 매년 큰 폭의 수출 및 내수 판매의 성장을 보이고 있으나, 아직 대부분의 업체는 외국, 특히 대부분 일본 회사와의 기술 제휴에

의존하고 있는 실정이며, 주요 부품인 전력용 반도체 소자와 각종 부자재의 대부분 또한 수입에 의존하고 있으며 고압 인버터의 경우 완제품을 수입하고 있고, 저압의 경우도 100(KW) 이상인 경우 대부분 반조립 상태로 수입하여 국내에서 조립 판매되고 있는 실정이다. 그러나 최근 정부 국책 연구 개발 과제로 당사를 비롯하여 학계와 몇몇 업체에서 고압 인버터의 국산화 개발에 착수하여 많은 성과를 거두고 있으며, 수년내에 제품화를 목표로 진행중에 있다. 고압 인버터의 경우 주로 수십 MVA~수백 MVA 급에 적합하며 1MVA 미만의 경우 저압 대용량 인버터의 적용이 더 경제성이 있는 것으로 보고 있다. 기술적인 면에서 보면 고압인버터의 경우 절연관련 소재 기술, 냉각기술, 각종 안전을 위한 보호장치 설계 기술, 고압전력소자 구동 기술, 구조 설계 기술, 각종 상태 진단 및 모니터링 기술, 시험 및 제작 기술, 운용 기술, 제어 기술, 신호검출 및 처리 기술 등 많은 고도의 기술이 요구된다. 저압 대용량 인버터의 경우 우선 무엇보다 핵심적인 기술은 전력용 파워 트랜지스터(Bipolar Junction Transistor)나 IGBT 등을 사용하여 용량을 증대시켜야 하는데, 이때 시스템 구성소자의 병렬 연결에 의한 Stray 인덕턴스를 줄이고 에미터 콜렉터 사이에 발생하는 스파이크 전압 ΔV 를 감소시키는 방법과 병렬 연결시 가장 중요한 소자간 전류 분담의 불평형을 극소화하는 기술이 필요하다. 전자는 인버터 제작시 Busbar의 구조나 부품의 배치등에 주로 영향을 받으며, 후자의 경우는 전력용 반도체 소자 자체의 특성에 관련된 것으로 트랜지스터의 경우 직류 전류 증폭율 h_{FE} 의 범위를 선별하여 같은 범위내의 제품을 같은 ARM에 병렬 접속 사용하여 보통 소자간 전류 불평형을 $\pm 10\%$ 이내로 해야하며, IGBT도 일반적인 PT Type(Punch Through)은 병렬 운전시 V_{CE} 포화 전압의 선별을 통해 $\Delta V_{CE(sat)}$ 를 0.3V로 하여 $\pm 10\%$ 의 전류 평형을 유지해야 하고 스위칭 시간(ton, toff) 선별, Gate 직렬 저항선별, 에미터측 배선의 균등화와 스너버 회로를 적정 배치해야 한다. 여러개의 IGBT를 병렬로 접속할때 저감량(Derating Factor)은 불평형을 $\pm m/100\%$ 라 하면 n개를 병렬 접속시 저감량은 $[1 - \{(n-1) \times (1-m)/(1+m) + 1\} / n] \times 100\%$ 로 된다. 예를 들

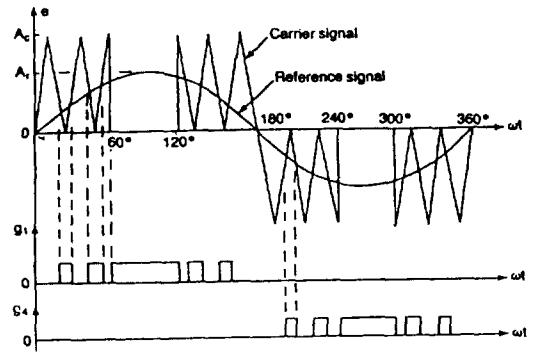


그림 1. Modified SPWM

면 모사의 제품인 경우 1200(V)급에서는 전류 불평형을 $\pm 15\%$ 로 두고 있다. 이 경우 내압 1200(V) 200(A) IGBT 모듈 8개를 병렬 사용하면 저감량은 22.8%이고, 총전류는 1235(A)가 된다. 따라서 전력회로 설계시 이런 요소들을 고려하여 여유있게 설계를 해야한다. 유도전동기 구동 시스템의 경우 여러가지 기술이 적용되고 있으나, 기본적인 제어 알고리즘과 PWM 파형 발생 방법, Digital Operator 및 모니터링 기능, 사용자 편의의 각종 응용 Program 등은 제품별로 큰 차이가 없으며 대부분 Software 및 Hardware 기술은 이미 국내에도 많은 기술 축적이 되어 성숙기에 있다고 볼 수 있고, 실제로 이들 기술을 이용한 제품이 상품화되고 있다. 그러나 아직 대용량화를 위한 전력회로 설계, 응용기술은 초기단계에 있다. 따라서 소형인버터 보다 중대형 인버터가 더욱더 고부가 가치를 갖고 있으며 개발에도 어려움이 있다. 지금까지 당사에서 440(V) 400(KVA)의 TR Type 인버터가 기술제후에 의해 생산 판매되고 있으며, 타사에서도 같은 방법으로 판매되고 있고 일부 업체에서는 Project마다 발생하는 물량을 수입에 의존하고 있는 실정이다. 따라서 당사에서는 자체 기술로 고부가 상품인 440(V) 500(KVA)의 IGBT Type 저압 대용량 전압형 인버터를 개발하게 되었다. 본고에서는 당사에서 개발된 제품을 중심으로 제어방식, 대용량화를 위한 전력회로설계 기술 및 시험결과 등에 대해 중점적으로 소개하고자 한다.

2. 제어방식의 종류

2.1 제어 알고리즘의 소개

인버터로써 전동기를 운전할때 가변속 범위에서 토오크 특성을 일정히 하기 위하여 전동기의 자속을 일정히 할 필요가 있다. 즉 V/f 비를 일정히 하기 위하여 출력주파수의 가변에 따라서 전압도 가변한다. 범용 인버터에서 많이 사용되고 있는 전압형 인버터에서는 전압을 제어하는 방법으로서 전동기에 유입되는 전류를 정현파와 유사하게 제어하는 PWM 제어가 주로 사용된다.

PWM방식의 주된 목적은 출력에 포함된 기본파의 크기를 제어하기 위함이며, 전압형 인버터(VSI)의 출력전압에 대한 고조파 전압, 전류형 인버터(CSI)의 출력전류에 대한 고조파 저감 목적으로 사용한다. 그러나 펄스폭 변조기법은 반도체 스위칭 소자의 사용에 따른 스위칭 손실이 필수적이며 전압 이용율의 감소문제가 따르게 된다. 또한 부하측의 분해능만 아니라 고조파 Harmonics에 의한 EMI 발생으로 주변기기의 장애를 주는 등 많은 문제점을 초래하게 된다. 따라서 PWM에 따른 이러한 문제점을 해결하기 위하여 약 30여년 전부터 지금까지 많은 방식이 제시되어 왔으며, 이에 따른 분류방식 또한 다양하지만 크게 SPWM과 공간 전압 벡터 PWM 방식으로 분류할 수 있다. 지금까지 상용화된 대부분의 범용 인버터는 SPWM방식의 범위를 크게 벗어나지 않고 있으며 제어 알고리즘의 구현 방식 또한 아나로그 방식에서 탈피하여 대부분 디지털화된 추세에 있고, 최근에는 벡터제어를 실현한 제품들이 점차 실용화 되고 있다.

2.1.1 SPWM 방식

SPWM 방식은 주로 Subharmonic PWM, Sine-PWM, Suboscillation PWM, Sine-Triangular PWM, Natural PWM 등을 총칭하여 SPWM이라 한다.

인버터의 게이트 신호가 삼각 반송파(Ac)와 변조신호의 크기(Ar)를 비교(변조지수 $M = Ar / Ac$)하여 얻어지는 Subharmonic PWM은 구현이 비교적 간단하고 전압과 주파수가 가변되는 임의의 전압파형을 얻을 수 있는 장점이 있어 가장 널리 쓰이고 있다. 그러나 이 방법은 반송파와 변조파의

주파수 비율이 ($P = f_{sw} / f_o$) $P=15$ 이상일 경우에 고조파가 잘 억제되므로, 이를 위해서 상대적으로 많은 스위칭이 요구된다. 이의 스위칭 주파수에 대한 단점을 극복하기 위하여 Modified SPWM 기법이 그림 1과 같이 소개되었다. 이 방법은 정현파의 특성을 이용한 것으로서 정현파의 피크에 가까운 펄스의 폭이 변조지수의 가변에 따라 현저하게 변하지 않는다는 것이다. 이것은 SPWM 기법의 반송파가 반주기당 처음과 끝의 60° 간격동안 적용되도록 수정된 것이다. 즉 변조파의 $60^\circ \sim 120^\circ, 240^\circ \sim 300^\circ$ 동안 스위칭을 하지 않음으로써 기본파의 성분은 증가하고 전력용 반도체 소자의 스위칭수가 감소하여 스위칭 손실이 감소한다. 그러나 $M=1$ 보다 낮은 경우에는 고조파의 영향이 심하고 알고리즘 구성이 복잡한 단점이 존재한다. 또한 SPWM에 있어서의 단점은 주파수 비율 P가 정수배가 아니면 출력전압에 Subharmonics가 나타날 수 있고 두 신호의 동기문제에 부딪히게 된다.

정밀한 제어 즉, 주파수의 분해능을 높이기 위해서는 두 신호의 비동기 방식의 처리가 필요하게 된다. 그런데 비동기 방식의 경우, 동기방식에서는 나타나지 않는 반송파와 변조파간의 비트 현상이 발생하여 전동기 속도제어시 전류진동 및 소음등을 발생시킨다. 이는 특히 변조파 주파수가 높아 변조파 1주기당 반송파 수가 적게되는 때에 그 영향이 크다.

따라서, 전동기 속도제어를 위한 지령치인 변조파의 주파수가 높게되고, 변조파 전압이 감소하는 경우에는 PWM Pulse 신호의 위상이 이상적인 경우보다 앞서며 변조파 전압이 증가하는 경우에는 뒤지게 되는 위상 어긋남이 생겨 비트 현상을 초래한다. 그러므로 변조파가 변화되더라도 그 영향을 최소로 줄일 수 있는 기법의 도입을 필요로 하게 된다. 그리고 원하는 평가지수(고조파 분포, 고조파 손실, 고조파 토오크)를 최적화 하기 위하여 Fourier Series 해석을 통한 고조파제거 및 기본파 제어기법의 패턴발생(또는 Optimized) PWM 기법이 소개되었지만 스위칭 각을 찾기 위한 수치 해석 기법(Newton-Rapson, Hamiltonian 기법 등)을 적용해야만 하고, 특히 과도상태의 특성이 좋지 않아 그 사용이 대용량 GTO 인버터에 국한되어 사용되고 있다. 또 다른 SPWM 단점으로서 인버터 출

력의 전압 이용율이 구형파 인버터(Six-Step 인버터)보다 상대적으로 14(%) 정도 적다는 것이다. 이의 극복을 위해 고조파 주입에 의한 PWM 인버터가 소개되었다. 이는 정현파에 제3고조파를 부가하여 만들어진 새로운 변조파를 사용하여 기본파의 출력전압을 증대시키는 방식으로서 이 방식 역시 과변조시 동특성이 좋지 않게 된다.

2.1.2 Space Vector PWM 방식

앞절에서 언급한 바와 같이 SPWM의 많은 장점에도 불구하고 전압 이용율의 저하, 동기 문제, 과변조시의 동특성, 상대적으로 많은 스위칭 횟수의 단점에 대하여 새로운 변조기법이 도입되게 되었다. 이는 3상의 변수(전압, 전류, 자속등)의 순시적인 합이 '0'가 되면 3상 시스템을 2개의 독립변수로 표시할 수 있고 이들 변수의 변화는 평면상의 1점으로 표시될 수 있다는 공간 벡터(Space Vector)의 표현기법을 적용한 변조기법이다. 3상 PWM 인버터에 있어서 공간벡터의 개념은 2개의 가능한 스위칭 전압이나 전류의 d, q축 성분 및 위상을 두개의 인접한 스위칭 상태의 벡터와 그 스위칭 상태를 유지하는 시간을 나타내는 가중치와의 곱으로 표현되는 것이다. 전압형 인버터의 경우 전압 벡터의 합성은 시간 평균적으로 할 수 있으므로 원하는 전압과 전체의 스위칭시간(샘플링 시간 T_s), 인접한 두

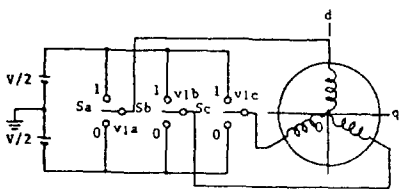
개의 스위칭 벡터의 인가시간 (T_1, T_2)과의 유기적인 결합으로 PWM을 실행할 수 있다.

펄스의 패턴은 3상 대칭변조, 2상 대칭변조 기법으로 구현할 수 있으며 2상 대칭의 경우에는 전 샘플링 시간동안 1개의 상에 대하여 턴온, 혹은 턴오프의 Zero Vector를 묶어서 상대적으로 스위칭 손실을 33.3[%] 줄일 수 있는 장점이 있다. 그리고 다른 한편으로는 Zero Vector 인가시간($T_0 = T_s - T_1 - T_2$)을 잘 조절하여 고조파 왜형율(Distortion Factor)을 줄일 수 있는 공간 벡터 PWM 방식은 원칩 프로세서를 사용하면서 메모리의 사용량을 현저히 줄일 수 있는 새로운 공간 벡터 PWM 기법이 소개되고 있다. 따라서 적절한 공간 벡터 PWM의 사용으로 교류 출력의 주파수뿐만 아니라 전압에 따른 전류량의 제어를 행함에 있어서 기존의 SPWM 방식보다 우수한 특성을 얻을 수 있다. 특히 축전지로 구동되는 전기 자동차용 유도 전동기 구동 시스템의 경우에는 시스템의 소형화, 기본파의 전압 이용율 확대에 의한 주행 거리 증대 및 시스템 효율의 극대화와 고조파 문제등을 개선할 수 있는 이 방법의 적용이 유리할 것으로 생각된다. 그림 2는 3상 PWM인버터의 Schematic diagram과 순시 전압 벡터를 나타낸다.

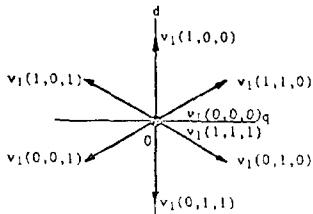
2.1.3 당사의 적용 방식

본 연구에서 사용한 방식은 일정 주기마다 변조파로 되는 정현파의 값을 구해서 이 값과 일정 주기마다 파고치를 발생하는 가상상의 삼각파와의 교점을 연산에 의해 도출해서 그 결과를 프로그래머블 타이머 회로에 설정하여 타이머에 의해 PWM 신호를 직접 출력하는 것으로 파형발생 알고리즘은 동기식과 비동기식 혼용 방식으로 Software에 의해 구현되고 파형 발생 회로는 디지털 회로인 그림 4의 Gate Array를 사용하였다. 그림 3은 PWM 신호를 얻는 원리도를 나타낸 것이다.

그림 4는 제어회로의 Block Diagram이다. 크게 나누어 16bit CPU와 Gate Array, PSD, Digital Operator, 보호회로, 신호 검출회로, 제어신호 입출력 회로와 Analog 신호처리부로 구성되어 있고 32K ROM, 2K RAM, 디코더, 16개의 I/O 포트가 내장된 PSD를 사용하여 제어회로 구성을 간단히 하여 PCB의 크기를 크게 줄일 수 있게 하였다.



(a)



(b)

그림 2. (a) PWM 인버터의 Schematic diagram
(b) 순시 전압 벡터

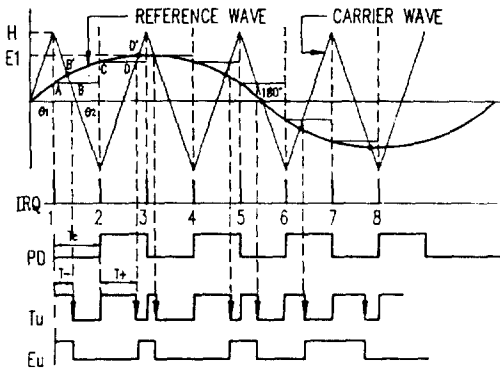


그림 3. PWM 발생 원리도

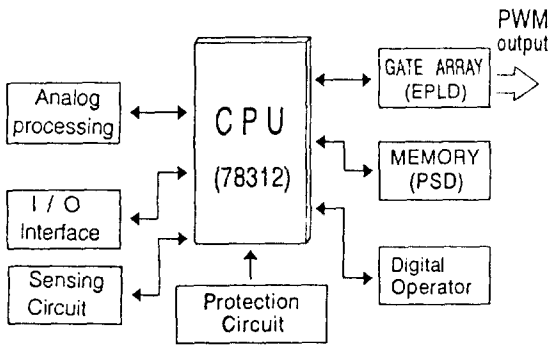


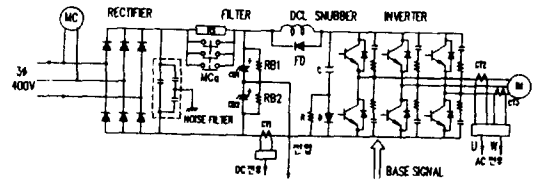
그림 4. 제어회로 Block Diagram

3. 시스템 구성

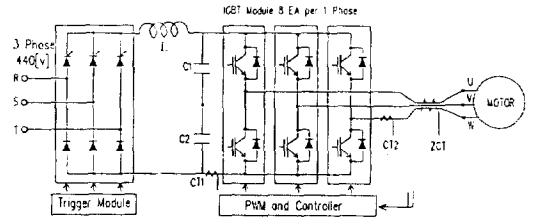
3.1 전력회로의 비교

그림 5의 (a)는 일반적인 트랜지스터 타입의 인버터로 3상 다이오드 전파 정류회로로 구성된 정류부, 전류 평활용 콘덴서로 구성된 필터부, 평활된 직류전압을 정현파 PWM을 통해서 가변 주파수의 교류 전압으로 역 변환시키는 인버터부로 대별된다.

정류부 후단 노이즈 필터는 Normal 노이즈와 Common 노이즈 방지용이며, 평활부와 인버터 사이의 DCL은 인버터부의 트랜지스터 소자의 단락사고시 단락전류를 억제시켜 소자를 보호하기 위한 리액터이고 양단에 접속된 FD는 인버터부의 스위칭 소자가 턴 오프될때 리액터 양단에 발생하는 역기전력을 바이패스시키는 환류 다이오드이다. 또한 트랜지스터 소자의 턴 오프시 발생하는 스파이크



(a) TR 타입



(b) IGBT타입

그림 5. 인버터 시스템 구성도

전압으로 인한 소자 파괴를 피하기 위해 직류 링크 양단에 일괄 스너버와 파워 트랜지스터 에미터-콜렉터 사이 RC로 구성된 개별 스너버를 설치하여 dv/dt 를 억제시켜 턴온시 과전류를 방지하고 있다. 또한 인버터의 전원 투입시 평활용 콘덴서에 흐르는 초기 돌입전류에 의한 전류부의 소손을 막기 위해 전자 접촉기와 저항 RS를 사용한 돌입전류 방지 회로가 직류 링크단에 설치되어 있다. 그림 5의 (b)는 IGBT 타입 500KVA 인버터 시스템 구성도로 다이오드와 사이리스터로 구성된 3상 Half Bridge 방식의 정류부와 전원측의 역률 개선을 위한 직류 리액터 L, 평활용 콘덴서 (C1, C2)로 구성된 필터부, 1상당 8개의 IGBT 모듈이 병렬 연결된 3개의 IGBT 스택으로 구성된 인버터부로 구성되어 있으며, 정류부의 사이리스터 점호각 제어에 의해 전원 투입시 돌입전류를 억제하였고, 인버터부의 개별 스너버 및 직류 링크단의 RCD 일괄 스너버와 트랜지스터 인버터에서 소자 단락시 전류 상승율을 억제하기 위해 사용되었던 DCL 및 FD는 필요없게 되었다. 따라서 전체 시스템 또한 게이트 구동회로와 제어 PCB간 연결선을 제외한 모든 결선은 부스바로 처리하여 시스템 구성이 한층 간단하게 되었다. 따라서 제작시 시스템 조립이 용이하고 공정의 간소화로 인한 경제적인 이점도 크다

3.2 전력회로 설계시 고려사항

대용량화를 위해서는 소자의 병렬 접속에 의한 용량 증대가 필수적이며 이를 위해 요구되는 사항은

첫째, 병렬 접속되는 각 소자의 특성이 동일할 것.

즉 부하시 병렬 접속된 각 소자의 전류 분담율이 동일할 것.

둘째, 온도 증가에 따른 턴온, 턴오프 손실이 일정할 것.

즉 정온도 특성을 가진 소자일 것.

셋째, 시스템 구성시 회로의 Stray 인덕턴스를 극소화 할 수 있는 구조일 것. 즉 스파이크 전압에 의한 소자 파괴를 방지할 것.

3.2.1 전력소자의 선정

BJT나 PT 타입 IGBT는 서론에서도 언급한 바와 같이 병렬 접속을 하기 위해서는 $V_{CE(sat)}$ 의 선별에 의해 같은 등급의 소자를 사용하여 부하시 전류의 불평형율을 10% 미만으로 유지하여야 한다. 표 1은 PT 타입 IGBT의 $V_{CE(sat)}$ 에 따른 등급 분류표이다. 이때 전류의 불평형율에 따라 전체 용량을 선정해야 하므로 항상 저감량(Derating Factor)을 고려한 소자수를 선정해야 한다. 그러나 NPT(Non Punch Through) 타입의 IGBT인 경우 저감량(Derating Factor)은 n개의 소자 병렬 접속시 1이며, 정온도 특성을 가지는데 정온도 계수는 우수한 전류분배 특성을 유도한다. 따라서 병렬 접속용 IGBT로 NPT타입을 선정하게 되었다.

3.3 시스템 사양

표 2. 시스템 사양

| 종 류 | 표 준 사 양 |
|-------------|--|
| 입력전압 | 440[V] |
| 정격용량 | 500[KVA] |
| 최대적용 모터 | 355[KW] |
| 정격 출력전류 | 657[A] |
| 제어방식 | 정현파 PWM 제어, 전압제어 방식 |
| 출력 주파수제어범위 | 1-120[Hz] (0.5Hz 시동) |
| 전압 / 주파수 특성 | V/f패턴 36종류 절체(저감특성포함) |
| 가감속 시간 | 직선 및 곡선 가감속시 1-2, 999[sec], 가감속 개별 설정 |
| 과부하 전류정격 | 150[%] 1분간 (10분간 1회) |

| | | |
|--------|---|---|
| 토크 부스트 | 수동 부스트 / 자동 부스트 절체, 병용 가능 | |
| 입력 신호 | 불연속(Jogging)운전 | 0.5 - 5[Hz] |
| | 스킨턴 스톱 | 외부 신호에의 인버팅 출력차단, 모터 자연방지 |
| | 강제차단 신호 | 외부신호에 의해 출력 차단 |
| 출력 신호 | 주파수 도달신호 | 주파수 도달시 ON |
| | 주파수 모니터 | 아날로그메타(AC 0-10V, 1mA 최대 눈금계기) 디지털 주파수에 의한 표시 |
| 모니터 기능 | 출력전류 표시, 출력전압 계인 조정 과부하제한 (15ms-0.3s)의 순시정전, 과전류, 전압, 부족전압 | |
| 보호기능 | 과전압, 과부하, 방열판과열, 순시정전 (15ms) 실속방지, 순시과전류, Fuse 동작 | |

표 1. 소자의 $V_{CE(sat)}$ 등급표

| RANK | $V_{CE(sat)}$ | |
|------|---------------|------|
| | MIN | MAX |
| G | 2.50 | 2.80 |
| H | 2.75 | 3.05 |
| J | 3.00 | 3.30 |
| K | 3.25 | 3.55 |
| L | 3.50 | 3.80 |
| M | 3.75 | 4.05 |

시험조건 IC : 정격전류 $V_{GE} : 15V$ $T_J : 25^{\circ}C$

3.4 전력회로 설계

대전력 IGBT 인버터 설계를 위해서는 매 스위칭 당 많은 IGBT 칩을 사용해야 하므로 IGBT 칩 간의 전류 분배가 매우 중요하다. 뿐만 아니라 소자 간 결선에 의한 인덕턴스의 영향과 소자 내부의 인덕턴스에 의한 오프시 발생되는 스파이크 전압은 불필요하게 IGBT에 Stress를 증가시켜 소자를 파괴하게 된다. 따라서 이러한 영향을 줄이기 위해 IGBT와 Capacitor 사이에 무유도 결선을 할 필요가 있으며, 이를 위해 직류 링크단의 양극과 음극단의 BUS를 평판도체로 하고 그 사이에 폴리카보네이트 또는 베크라이트를 사용하여 절연하는 적층 구조로 하고 여기에 IGBT 모듈과 Capacitor 뱅크

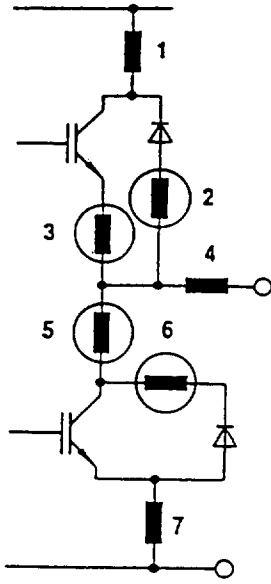


그림 6. IGBT Stray 인덕턴스

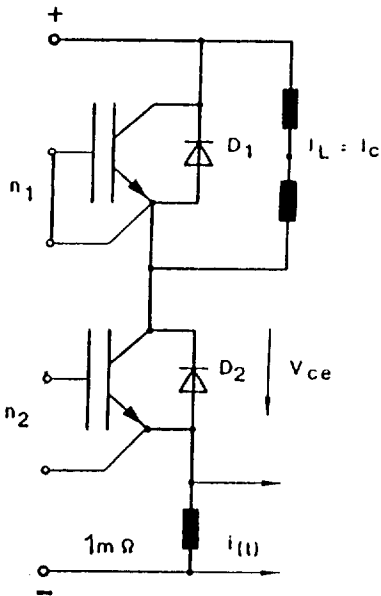


그림 7. IGBT 단락 시험 회로

가 직접 연결되는 구조로 하였으며, 같은 구조의 3개 회로를 병렬로 사용하였다.

Stray 인덕턴스를 줄일 수 있는 이러한 구조는 특정한 Lay Out 설계에 의해서만 가능하다. 또한 소자 내부에 존재하는 Stray 인덕턴스를 줄이기 위

해서는 Single 타입 소자보다 Dual 타입소자를 사용하는 것이 보다 유리하다. 그림 6의 1,2,3,4,5,6,7은 Sinele 타입 IGBT 소자를 사용하여 인버터의 1상을 구성할 경우 내부에 존재하는 인덕턴스이며, Dual 타입소자를 사용할 경우 이중 인덕턴스 2, 3, 5, 6는 존재하지 않으므로 내부 인덕턴스를 줄일 수 있다.

일반적으로 인덕턴스는 $1cm^2 = 10nH$ 정도이며 칩의 피크 전압은 식 (1)로 표시된다.

$$V_{peak-CHIP} = V_{bus} + L_{\sigma} \frac{di}{dt} + L_{\sigma_0} \frac{di}{dt} \quad (1)$$

여기서 사용된 파라미터는

V_{bus} : 직류 링크단 전압 = 620(V)

L_{σ} : 외부 회로 구성에 의한 Stray 인덕턴스

L_{σ_0} : IGBT 내부 Stray 인덕턴스

$di/dt = 3136 \text{ A}/\mu s$

$V_{bus} + L_{\sigma} di/dt = 775V$

본 시스템에 사용한 1200V 200A Dual 타입 IGBT를 그림 7과 같이 n1의 게이트와 에미터를 단락시키고, n2는 게이트에 R_{on} , R_{off} 저항을 직렬로 연결, n1의 에미터와 게이트를 단락한후 $4\mu s$ 의 펄스를 인가하여 IC를 측정할 경우 그림 8과 같은 결과를 얻었다. 이때, 식 (1)에 의해 $V_{peak-CHIP}$ 을 계산하면 963V이다. 따라서 안정된 동작이 가능하다. 이때 Rg의 값에 따라 di/dt 가 달라지므로 전력회로 설계시 적절한 값을 선정하여 전류 상승

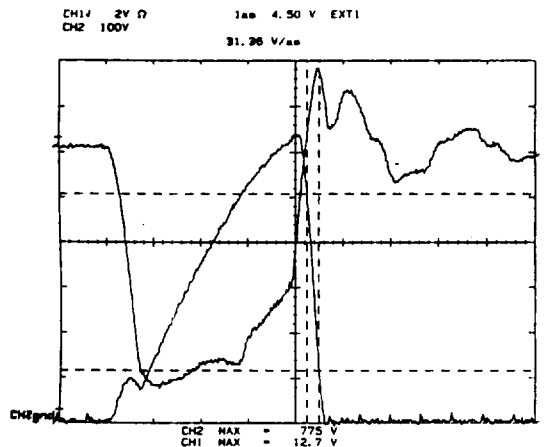


그림 8. IGBT 단락시 전류 및 전압파형(CH1: 200A/div)

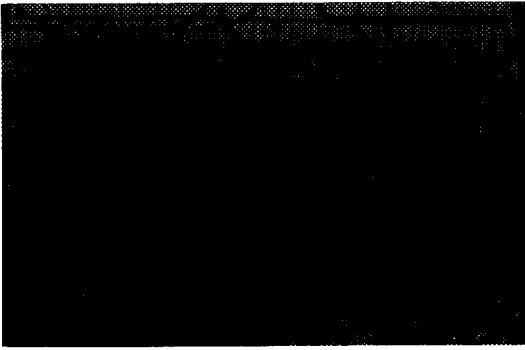


사진 1. BJT 타입 인버터 내부

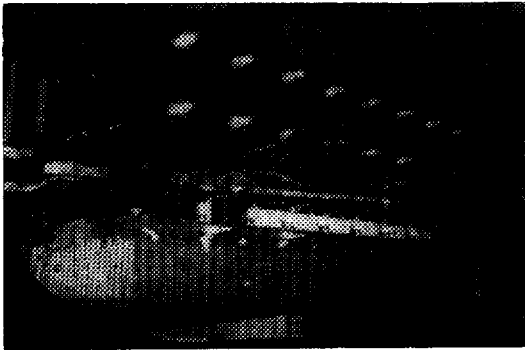


사진 2. IGBT 타입 인버터 내부

을 및 스파이크 전압을 최소화 해야 한다.

본 시스템의 경우 상단 8개의 IGBT를 병렬로 사용하였으며, 피크 전류를 1000A, 150% 과부하, 피크 전류를 1500A로 설계하였다. 이때 3상 정격부하를 인가하여 한상의 각 IGBT 모듈에 대한 전류 분담율을 측정 한 결과 $\pm 3\%$ 미만으로 양호한 결과를 얻을 수 있었다. 사진 1은 BJT 타입 440V 300KVA 인버터의 내부의 모습으로 각종 결선과 소자 개별 스너버 회로 및 일괄 스너버 회로등으로 복잡하게 구성되어 있다. 사진 2는 개발된 IGBT 타입 500KVA 인버터로 모듈당 전류 분담율을 측정하는 모습으로 BJT 타입보다 훨씬 단순함을 볼 수 있다.

4. 결 론

저압 대용량 인버터 개발의 핵심 기술인 전력회로의 설계를 위해 소자의 특성을 고려한 소자 선정과 시스템의 안전 동작을 위한 전기적 설계와 구조

설계에 의해 국내에서 처음으로 개발 완료된 500KVA IGBT 인버터 시스템의 시험을 통해 다음과 같은 결론을 얻었다.

1. 대용량화를 위한 소자의 병렬 운전시 전류 분담율이 무엇보다 중요하며, 이를 위해 정온도 특성을 가지고, 소자의 구조상 버퍼층을 가지지 않는 소자가 적합하다.

2. 병렬 운전시 필연적인 복잡한 Lay-out에 의한 시스템 전체의 Loop Stray 인덕턴스를 줄이기 위한 Bus 구조 설계를 해야 한다.

3. 이들을 고려하여 설계할 경우 IGBT 소자당 비용이 10~20% 정도되는 RCD 스너버 회로를 생략할 수 있고, 스너버 회로의 전력손실을 줄일 수 있으며, 이로 인해 시스템 구성회로가 간단하다.

4. BJT 인버터와 달리 소자의 선별(hFE의 등급)이 불필요하므로, 생산 및 A/S가 간편하다.

5. 특수 BUS 설계로 방열판과 IGBT 모듈 및 Capacitor Bank를 일체형으로 조립하여 완성된 인버터의 크기를 가로 830mm × 세로 450mm × 높이 890mm로 기존 외국의 BJT 타입 300kVA 인버터보다 약 20% 이상의 크기가 감소 되었다.

이상과 같이 저압 대용량 인버터의 전력회로의 설계 및 개발이 독자적으로 이루어짐에 따라, 향후 경쟁력 있는 제품개발에 많은 발전이 있을 것으로 생각되며, 이 분야의 수입 대체효과 또한 클 것으로 생각 된다. 아울러 냉각 기술의 개발이 병행될 경우 저압 인버터의 대 용량화는 점차 확대되어 고압보다 경제성이 뛰어난 수 MVA급 까지의 개발도 가능하리라 생각된다.

참 고 문 헌

- [1] Roger G. Lawrence, "Parallel Operation of Darlington Transistor in a Large 480V, 700Hp Induction Motor Drive", IEEE Trans., Vol. 29, 1991. pp 210~214
- [2] Remo Letor, "Static and Behavior of Paralleled IGBT'S", IEEE Trans., IAS., Vol. 28 No 2, 1992. pp 95~402
- [3] Dejan Srajber, Wermer Lukasch, "The Calculation of The Power Dissipation for The IGBT and Inverse Diode in Circuits

with The Sinusoidal Output Voltage”,
Electromica, 1992

- [4] Semikron Application News, “IGBT Modules Application and Control”, 1992
- [5] M. Feldvob, H. Amamm, H. Stut, L.Lorenz, “Application of IGBT for Power Electronics Circuits”, PCIM, 1991
- [6] 김종구, 최욱돈 외 4인, “IGBT 병렬운전에 의한 중용량 인버터의 Power 회로개발”, 전력전자연구회 춘계학술대회 논문집, pp 9~

12, 1993.

- [7] 김종구, 최욱돈 외 4인, “440V 500KVA IGBT Type 인버터의 개발”, 하계학술대회 논문집(B), pp 749~752, 1993
- [8] “MITSUBISHI Manual”, 1992
- [9] “SEMIKRON Manual”, 1992/93
- [10] Shoji Fukuda, Yoshitaka Iwaji, Hirokazu Hasegawa “PWM Technique for Inverter with Sinusoidal Output Current”, IEEE Trans., Vol. 5, No. 1, 1990. pp 54~61



김종구(金鍾九)

1948년 6월 3일생. 1971년 홍익대학교 전기공학과 졸업. 1973년 한양대학교 전기공학과 대학원 졸업(석사). 1983년 전주공업전문대학교 조교수. 현재 현대중공업(주) 중전기 기술연구소 수석연구원.



최욱돈(崔旭焯)

1955년 1월 26일생. 1983년 영남대학교 전기공학과 졸업. 1985년 동대학원 전기공학과 졸업(석사). 1985년 현대중전기(주) 기술연구소 입사. 현재 현대중공업(주) 중전기 기술연구소 선임연구원.