

공진형 인버터의 개선에 관한 연구

A Study on the Improvement of Resonant Inverter

薛 承 基*
(Seung-Ki Sul)

요 약

본 논문에서는 기존의 공진형 인버터의 장, 단점을 비교하고 산업화가 용이할 것으로 생각되는 병렬 공진형 직류 인버터의 설계 순서를 제안하고, 공진형 인버터를 고성능 전동기 구동시스템에 응용하기 위한 전류제어기(Current Controller)를 설계하여 그 성능을 종래의 방식의 인버터에 쓰이는 전류 제어기와 비교하였다. 아날로그 스위치를 사용하는 간단한 인버터 회로의 시뮬레이션 결과, 제안된 방식의 전류제어기는 기존의 방식에 비해 속응성, 전류리플(Ripple Current)등이 개선되었고, 출력 전류의 고조파 성분을 감소시킬 수 있었다. 또한 제안된 공진형 인버터와 전류 제어기를 제작하여 그 동작을 전동기 부하에서 확인하였다.

Abstract- In this paper the conventional resonant inverters are compared and a novel parallel resonant dc pulse inverter for high performance motor drive system is proposed. The design method and related equations for the novel resonant inverter are derived. Also, a current controller for the resonant inverter is proposed and compared with PI current controller of the conventional PWM inverter by analog simulation. The novel resonant inverter and the current controller are implemented to verify the suggested design principles. The analog simulation and the experimental results show the satisfactory operation of the proposed inverter and the controller.

1. 서 론

자동화와 에너지 절약이 폭넓게 시행됨에 따라

전동기 가변속 구동 시스템이 광범위하게 사용되고 있다. 그 중에서도 산업계에서 가장 널리 쓰이는 유도 전동기 가변속 구동을 위한 정지형 주파수 변환기 — 인버터(Inverter) — 의 수요는 근래 폭발적으로 증가하고 있다. 종래에는 펌프, 팬등의 에너지 절약을 위한 범용 인버터가 주류를 이루고 있었으나, 유도전동기의 고신뢰성 및 저관성을 이용한 유도형 교류 서보 전동기(Induction

*正 會 員 : 金星産電(株)研究所 第2研究室 室長
接 受 日 字 : 1989年 7月 31日
1 次 修 正 : 1990年 4月 27日
2 次 修 正 : 1990年 6月 16日
3 次 修 正 : 1990年 6月 26日

Type AC Servo Motor) 시스템의 수요도 증가되고 있다. 따라서 고성능 인버터에 대한 요구가 증대되고 있으며 이에 따른 많은 연구가 있어 왔다 [1][2]. 서보 전동기 구동을 위한 고성능 인버터의 경우 속응성을 개선하고 맥동전류를 최소화하여 맥동 토크를 감소시켜야 하는데 이를 위해서는 인버터의 스위칭 주파수를 올리는 것이 필연적으로 요구된다. 또한 스위칭주파수를 증가시켜 인버터에 의한 전동기 손실과 가청주파수의 소음을 감소시킬 수 있다.

현재 중, 소용량 인버터(수 KW~수십 KW)에서는 파워 트랜지스터가 그 스위칭 소자로 사용되고 있는데 파워트랜지스터의 경우 스위치를 켜고 끄에 따른 스위칭 손실로 인하여 스위칭 주파수는 수 KW급에서는 5KHz, 수십 KW급에서는 2~3KHz가 그 한계로 알려져 있다[3][4]. 스위칭 순간의 스위칭 손실은 그림 1에 잘 나타나 있다. 트랜지스터가 약 13A의 전류를 도통시키고 있다가 꺼지는 경우 최대 6.5KW의 전력이 손실되고 있음을 알 수 있다. 이러한 스위칭 손실은 트랜지스터를 켜 줄 경우에도 비슷하게 발생하므로 트랜지스터의 스위칭 주파수를 증가시킬 경우 그에 비례하여 스위칭 손실이 증가되고 극단적인 경우에는 트랜지스터의 파괴를 초래한다.

스위칭 주파수를 올리기 위한 한가지 방법은 회로의 구성을 바꾸어 스위칭 손실 자체가 없는 인버터 회로를 구성하는 것이다. 스위칭 손실은 스

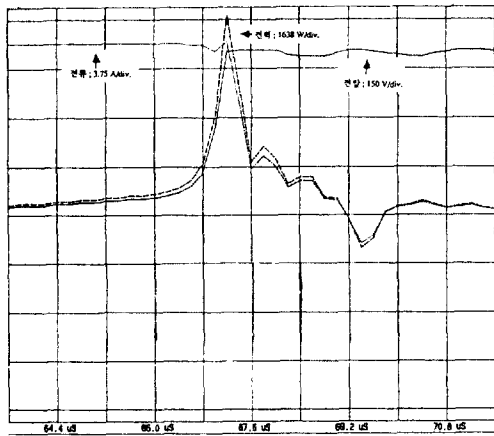


그림 1 인버터에 있어 파워 트랜지스터의 off시 소자에 인가되는 전압, 전류와 전력의 파형 (50A, 600V 정격).

Fig. 1 Voltage, current and power waveform at power transistor off (50A, 600V ratings).

위칭 시의 전압과 전류의 곱에 의하여 주어지므로 스위칭 시에 전압 혹은 전류를 0으로 만들 경우 스위칭 손실은 근원적으로 제거될 수 있다. 전력용 반도체 스위치의 이러한 스위칭 방법에 관해서는 소형 직류 전원 장치에 있어서는 오래전부터 이용되어 왔으나 수십 KW급의 전력 변환기에의 사용은 최근에 활발히 연구되어지고 있다. 전력 회로에 공진회로를 삽입하여 전원전압 혹은 전원전류가 일정한 시간마다 0이 되도록 하고 이러한 시점에서만 스위치를 부하가 요구하는 전압, 전류를 얻을 수 있도록 스위칭하면 전력용 반도체의 스위칭 손실은 근원적으로 제거 할 수 있다.

본 논문에서는 이러한 공진을 이용하는 인버터의 종류와 그 원리를 검토하여 산업화가 용이한 공진형 인버터의 설계 방법을 제시하고 그러한 인버터를 이용하여 부하 전류를 제어할 수 있는 제어기를 설계하고 그 특성을 아날로그 시뮬레이션을 통하여 조사하였다. 또한 공진형 인버터를 제작하여 실제 전동기 부하에 적용하여 그 동작을 확인하였다.

2. 공진형 인버터

공진을 이용하는 인버터는 크게 공진회로의 구성에 따라 직렬 공진형과 병렬 공진형으로 나눌 수 있다. 공진을 이용한 인버터의 실용화 및 그에 대한 연구의 효시는 참고 문헌 [5]에 있는 Parallel Output Series Resonant (POSr) 인버터이다. POSr 인버터의 회로구성은 그림 2에 나타나 있는데, 다이오드의 스위칭에 의하여 직렬 공진회로가 구성되고 출력은 고주파수(통상 수십 KHz)의 교류

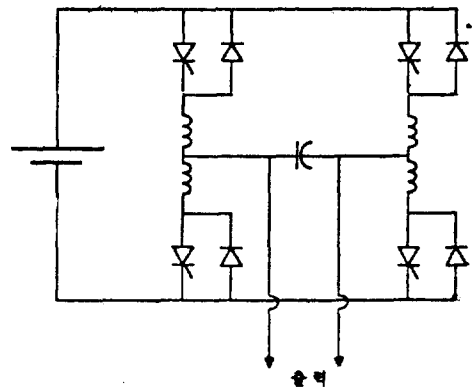


그림 2 POSr인버터의 회로도.

Fig. 2 Circuit diagram of POSr inverter.

가 콘덴서 양단에서 얻어진다. 이와 같은 구조의 인버터는 직류로부터 일정전압의 단상 고주파수 전압원을 얻는데 사용되어 왔다. 사용된 스위치는 켜질때는 전류가 0이고 꺼질때는 전압이 0이므로 스위치에 인가되는 전력 손실은 이론적으로는 존재하지 않는다.

그 이후 직렬공진을 이용하는 인버터는 많이 있어 왔으나 가장 최근에 보고된 연구는 다음의 두 가지로 생각된다. 첫째로 Klaassens에 의한 직렬 공진형 인버터로 그 회로 구성은 그림 3에 나타나 있다[6]. 이 경우 직류를 수십 KHz의 단상 교류 전류로 바꾼 후 이를 적당히 조합하여 부하 전압 및 전류의 파형을 얻고 있다. 이러한 인버터는 제어기가 복잡하고 많은 스위칭 소자가 사용되며 부하 전류에 비해 공진회로의 용량이 커서 경제적인 측면에서 불리한 점을 갖고 있다. 또 다른 방식의 인버터는 그림 4에 표시된 인버터로 이 방식의 인버터는 대용량 인버터로써 현재 널리 사용되고 있

는 전류형 인버터(Current Source Inverter)를 대체할 수 있는 인버터로 생각되나 현재 초기 연구 단계에 있다[7]. 그림 4의 인버터에서도 직류 전압을 공진시켜 고주파수의 전류원으로 변환하나 그림 3의 회로와는 달리 전류가 직류펄스 형태를 이룸으로써 출력단에 오직 6개의 다이리스터만이 사용됨으로 소자 수를 대폭 감소시킬 수 있다.

한편 병렬공진을 이용한 전력 변환에 관해서는 미항공우주국(NASA)에서 오랜 연구가 있어 왔다. 미항공우주국에서는 1990년대 중반에 건설될 우주 정거장에 단상 교류 20KHz를 전력용 주파수로 사용하기로 하고 이러한 전압원의 개발 및 이를 직류 및 원하는 주파수의 교류로 변환하는 회로를 연구하여 왔다[8~10]. 단상 20KHz 교류를 3상 교류로 변환하는 회로는 그림 5에 나타나 있다. 이 회로에서 병렬 공진회로는 20KHz의 공진 주파수를 나타내므로 부하측에서 발생하는 20KHz를 제외한 모든 주파수를 걸러 주고 부하 변동에 따른 전원전압의 변동을 억제한다. 이와 같은 병렬 공진형 인버터는 손쉽게 직류 또는 교류 3상 전원과 연결될 수 있다[11~12]. 이러한 단상 교류 20KHz를 이용하는 병렬 공진형 인버터는 각 스위칭소자가 양방향성이어야 하므로 1개의 스위치에 2개의 파워트랜지스터와 2개의 다이오드가 필요하다. 그러므로 그림 5와 같은 회로를 구성하기 위해서는 파워트랜지스터 12개가 필요하게 된다. 또한 단상 20KHz 전원의 전압변동을 억제하기 위해 부하 용량의 5~10배 정도의 공진 회로의 용량이 필요하므로 경제적으로 불리한 점이 있다. 그러나 단상 20KHz의 경우 1주기당 두번씩 전압이 0이 되므로

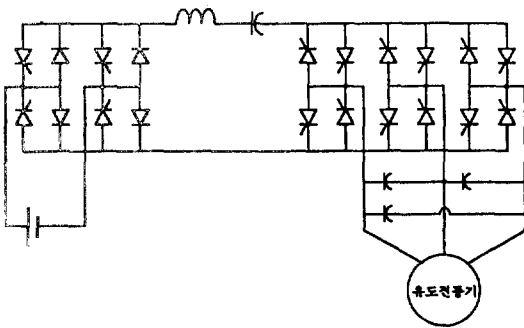


그림 3 직렬공진형 인버터1의 회로도.
Fig. 3 Circuit diagram of series resonant inverter 1.

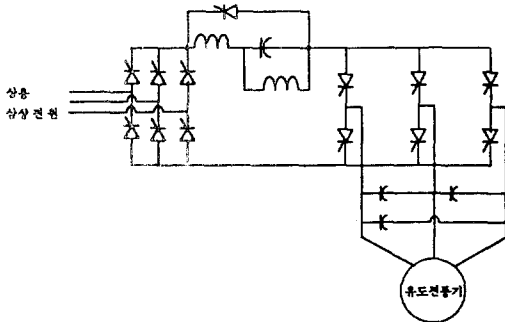


그림 4 직렬공진형 인버터2의 회로도.
Fig. 4 Circuit diagram of series resonant inverter 2.

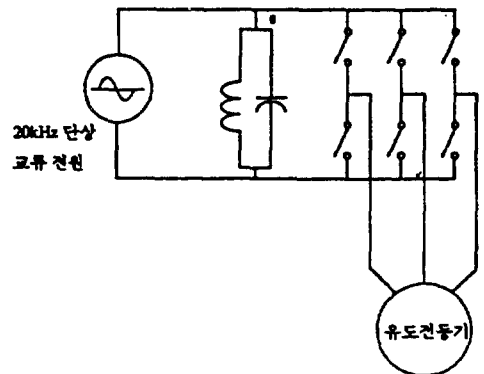


그림 5 20KHz 단상교류를 이용한 전력변환기 회로도.
Fig. 5 Circuit diagram of 20KHz single phase power converter.

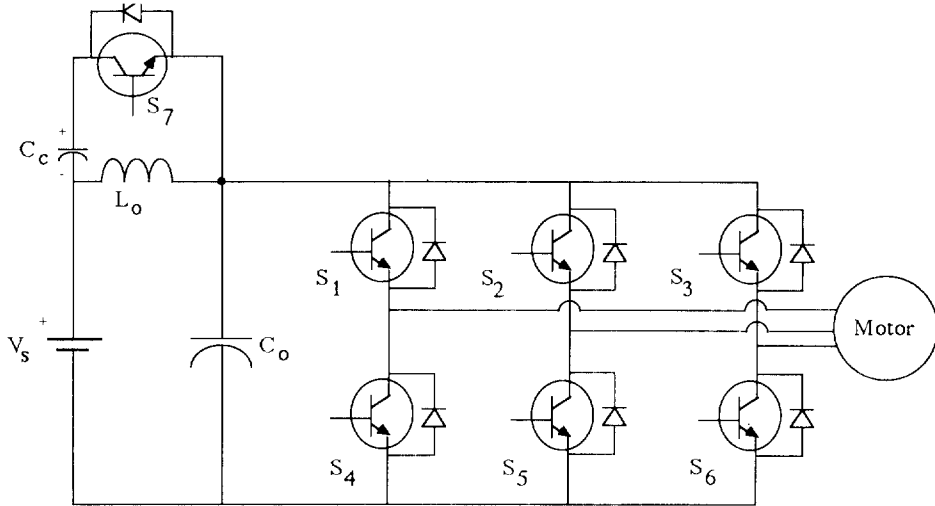


그림 6 병렬 공진형 직류 인버터의 회로도.
 Fig. 6 Circuit diagram of parallel resonant dc pulse inverter.

이 시점에서 스위칭 할 경우 40KHz의 스위칭 주파수를 얻을 수 있어 속응성 및 여타의 출력특성이 어떠한 형태의 공진형 인버터보다 우수한 것으로 알려져 있다.

병렬 공진을 이용하는 또 다른 회로는 그림 6에 나타나 있다. 이 경우 스위치에 인가되는 전압은 직류 펄스 형태이므로 스위치의 수를 3상 교류 출력을 얻고자 할 경우 6개로 줄일 수 있다[13][14]. 이와 같은 방식의 인버터는 소자 수를 줄일 수 있고 공진회로의 용량이 부하의 용량 미만이므로 경제적인 측면에서 큰 장점이 있다. 그러나 스위칭주파수가 인버터의 공진 주파수와 동일하고 공진전류와 부하전류가 직류전원에 함께 흐르므로 직류전원의 리플전류를 대폭 증가시키는 문제점이 있으며 인버터의 스위칭패턴이 급격히 바뀔 경우 트랜지스터에 인가되는 전압이 급격히 증가함으로 이를 방지하기 위한 별도의 전압억제 회로가 필요하다(그림 6에는 전압 억제 회로가 포함되어 있음).

이상의 논의로부터 공진회로의 용량 및 제어의 간편성을 고려하면 병렬 공진을 이용하는 직류 펄스형의 그림 6의 인버터가 산화화에 용이하리라 생각된다. 다만, 그림 6의 회로에서 공진전류와 부하전류가 동시에 전원에 흐르는 문제는 개선할 필요가 있다.

3. 새로운 병렬 공진형 직류 인버터의 설계

그림 6의 회로에서 공진 전류가 부하 전류와 함께 직류전원에 흐르는 문제는 그림 7과 같이 회로를 수정함으로써 해결될 수 있다. 통상 동용 인버터의 경우 직류전원은 3상전원을 정류하여 평활용 콘덴서를 거쳐서 얻으므로 직류 전원에 흐르는 전류를 줄임으로써 전원부의 평활용 콘덴서의 맥동 전류(Ripple Current)용량을 줄일 수 있다.

설계에 앞서 그림 7의 회로의 동작을 간단히 설명하면 다음과 같다. 먼저 클램핑(Clamping) 캐패시터 C_c 에 전원전압(V_s)의 $(K-1)$ 배 정도의 전압이 충전되어 있다고 가정하자. 스위치 S_7 를 켜면 공진용 캐패시터 C_o 의 전압이 $(K-1)V_s$ 가 되고, 이때 L_o 에 C_o 의 전압이 직류 전원 전압(V_s)에도 달할 수 있는 충분한 전류를 충전시킨 후 S_7 를 꺼주면 전류는 L_o , C_o 에 의해 공진을 일으켜 C_o 양단의 전압이 $-V_s$ 에 이르게 되고, 이 경우 V_{Link} 전압은 0이 된다. 이 순간 부하전압, 전류를 제어하기 위하여 $S_1 \sim S_6$ 를 적당히 ON-OFF한다.

$S_1 \sim S_6$ 는 V_{Link} 의 전압이 0일때만 꺼지거나 꺼짐으로 스위칭 손실은 이론적으로 존재하지 않는다. S_7 역시 켜질때는 역 병렬 다이오드가 켜져 있고 꺼질때도 C_o 의 전압이 $(K-1)V_s$ 이므로 인가되는 전압이 없다. 그러므로 $S_1 \sim S_7$ 전 스위치가 전압이 0인 상태에서만 동작한다. C_o 의 전압은 $-V_s$ 에 이른 후 다시 증가하여 0을 통과한 후 C_o 의

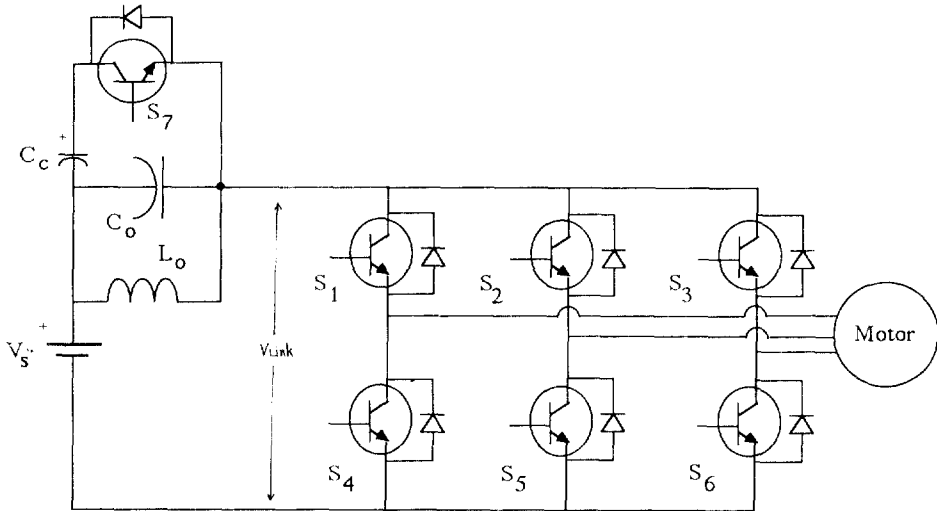


그림 7 새로운 병렬 공진형 직류 인버터의 회로도.
 Fig. 7 Circuit diagram of a novel parallel resonant dc pulse inverter.

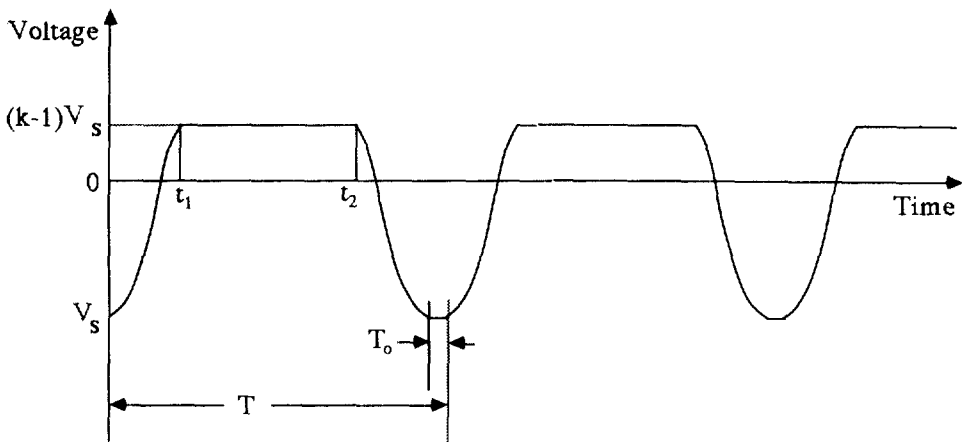


그림 8 새로운 병렬 공진형 직류 인버터의 공진 캐패시턴스 양단전압.
 Fig. 8 Voltage waveform across the resonant capacitor of the novel resonant inverter.

전압이 $(K-1)V_s$ 를 넘는 순간 S_7 의 역 병렬 다이오드가 켜지고 모든 공진전류가 C_c 에 충전됨으로 C_o 의 전압이 $(K-1)V_s$ 로 억제되고 따라서 V_{Link} 전압은 KV_s 로 유지된다. C_c 의 값은 C_o 에 비하여 전압원으로 고려할 수 있을 정도로 크므로 C_c 의 전압 변동은 거의 없다. 그러나 S_7 의 다이오드 전류와 트랜지스터의 전류가 장시간 불일치할 경우 C_c 의 전압을 제어하기 위한 별도의 제어 회로가 필요하다. S_7 의 다이오드를 통하여 공진 전류가

C_c 에 모두 반환되면 다시 S_7 를 켜서 공진이 가능한 전류를 L_o 에 충전시킴으로써 새로운 사이클을 시작한다.

이러한 인버터의 설계에 있어 가장 중요한 점은 전원 전압의 최고치 KV_s 와 L_o , C_o 의 값이다. 인버터의 입력 직류전압 V_s 는 통상 3상교류 전원을 정류하여 얻으므로 상용 전원 220V를 가정하면 무부하시 V_s 는 약 311V가 되며 전원 전압의 변동률 10%를 고려하고 부하의 회생 제동시 직류

전압의 증가율을 10% 정도로 억제할 경우 V_s 의 최고치는 380V 정도이다. 통상 판매되는 파워 트랜지스터의 경우 220V 전원 전압에 있어 내압 (Sustain Voltage)이 550V~600V 정도이므로 이를 고려하면 K 값은 최고 1.5 정도이나 실제 작동시 표류인덕턴스에 의한 전압 상승 및 안전율을 생각하여 K 값을 1.3 정도로 잡을 수 있다.

L_0 와 C_0 의 값을 구하기 위하여 먼저 공진 주파수의 각속도 ω_0 를 구할 필요가 있다. 그림 7의 회로에서 C_0 양단의 전압은 이론적으로 그림 8과 같다. 그림 8에서 전압이 $-V_s$ 에 머무르는 시간은 S_7 에 의해 L_0 에 과도 충전될 경우 L_0 , C_0 의 공진에 의한 여분의 전류가 $S_1 \sim S_6$ 의 역 병렬 다이오드를 통해 도통하는 시간이다. 사용된 전력용 반도체소자와 L_0 , C_0 가 이상적인 경우에는 소자와 L_0 , C_0 에 의한 전압강하가 없으므로 그림 8의 파형의 평균치는 0이 되어야 한다. 그림 8에서 전압이 0이 되는 시간을 T_0 라 두면 C_0 의 평균 전압은 아래와 같다.

$$V_{C_0} = 2 \cdot \left[\int_0^{t_1} (-\cos \omega_0 t) dt + \frac{(t_2 - t_1)}{2} K V_s \right] + \frac{T_0}{2} (-V_s) \quad (1)$$

여기서 $\omega_0 t_1 = \cos^{-1}(1 - k)$ 이고 $\frac{\pi}{2} \leq \omega_0 t_1 \leq \pi$ 이다.

또한 $t_2 = T - T_0 - t_1$ 이다.

이 경우 평균 전압이 0이어야 하므로 공진 각속도 ω_0 는 식 (2)와 같다.

$$\omega_0 = \frac{\sin \theta + (K - 1)\theta}{\frac{(K - 1)T}{2} - T_0} \quad (2)$$

여기서 $\theta \equiv \cos^{-1}(1 - K)$ 이고 $\frac{\pi}{2} \leq \theta \leq \pi$ 이다.

실제로 수 KW 및 수십 KW급에 사용되는 파워 트랜지스터의 동작 시간을 고려하여 $T_0 = 1 \mu\text{sec}$ 로 잡으면 $K = 1.3$ 에서 위의 수식에 의하여 $\omega = 252750 \text{ rad/sec}$ 이고 이를 공진 주파수로 환산하면 $f_0 = 40.226 \text{ KHz}$ 이다. 공진각 속도는 L_0 , C_0 에 관한 다음과 같은 식으로 표시될 수 있다.

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0}} \quad (3)$$

주어진 값들에 의하여 $L_0 C_0 = 1.565 \times 10^{-13}$ 이다.

여기서 공진 회로의 용량은 부하 전류에 밀접한 관계가 있다. 부하 전류에 비해 공진회로의 용량이 너무 적은 경우 C_0 양단의 전압변동이 급격하고 따라서 V_{Link} 가 0인 시점에서 스위칭이 어려워 $S_1 \sim S_6$ 의 스위칭패턴의 급격한 변동시 변동하는 부하전류에 공진회로가 민감하게 영향을 받는다. 반면에 너무 큰 공진용량을 선택할 경우 경제적으로 불리하고 부하단의 단락 사고시 사고 전류가 커지는 불리함이 있다. 이상의 문제점을 고려하여 부하전류의 순시최고치의 70~80% 정도를 공진 전류로 잡으면 220V, 10HP 유도 전동기 구동용 인버터의 경우 부하전류의 순시최고치는 60A 정도이므로 다음과 같은 수식을 얻는다.

$$\frac{1}{2} L_0 (0.7 \times 60)^2 = \frac{1}{2} C_0 V_s^2 \quad (4)$$

이 경우 전원전압 V_s 를 정상상태 전압의 평균치로 생각하면 $V_s \approx 300 \text{ Volt}$ 가 된다.

주어진 L_0 , C_0 에 관한 2개의 관계식 (식 (3), (4))을 이용하여 L_0 , C_0 를 구하면 $C_0 = 0.55 \mu\text{F}$, $L_0 = 28.2 \mu\text{H}$ 정도이다. 실제로 구할 수 있는 캐패시터의 용량을 고려하여 C_0 를 근사치 $0.5 \mu\text{F}$ 로 취하면 $L_0 = 30 \mu\text{H}$ 정도이다.

이상과 같이 하여 220V 3상 전원을 입력으로 하는 10HP 전동기 구동용 인버터의 필요한 설계치를 계산할 수 있다.

4. 전류제어기의 설계

고성능 교류 전동기 가변속 구동시스템의 경우 부하전류의 순시치를 제어할 필요가 있다. 종래의 PWM 인버터의 경우 그림 9와 같은 회로가 흔히

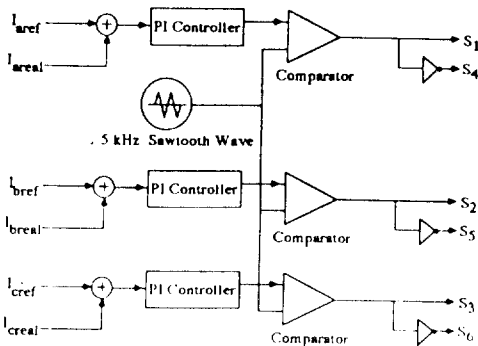


그림 9 Controller를 이용한 PWM 인버터의 전류제어기.

Fig. 9 Current regulator for PWM inverter using PI controller.

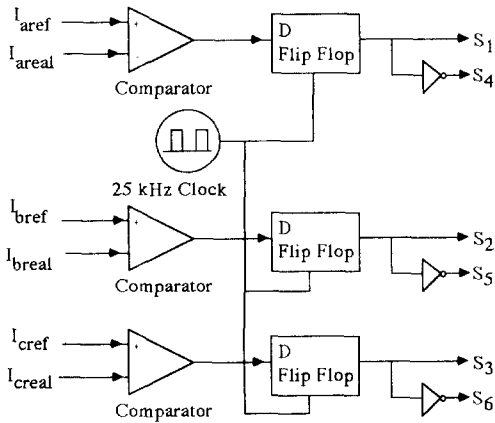


그림 10 공진형 인버터를 위한 전류제어기.
Fig. 10 Current regulator for resonant inverter.

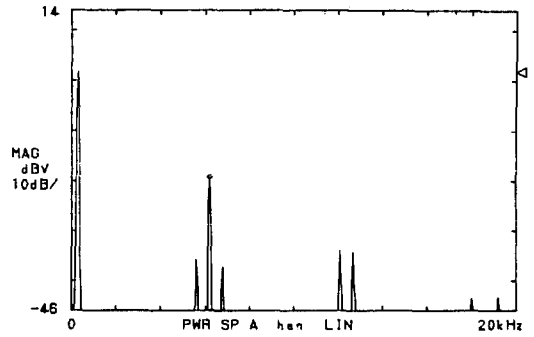
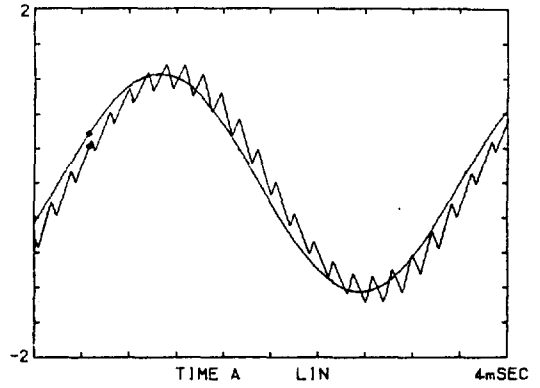


그림 12 PI 전류제어기의 기준파형과 출력파형 및 주파수 분포.
Fig. 12 Reference and output waveform of PI current regulator and its frequency spectrum.

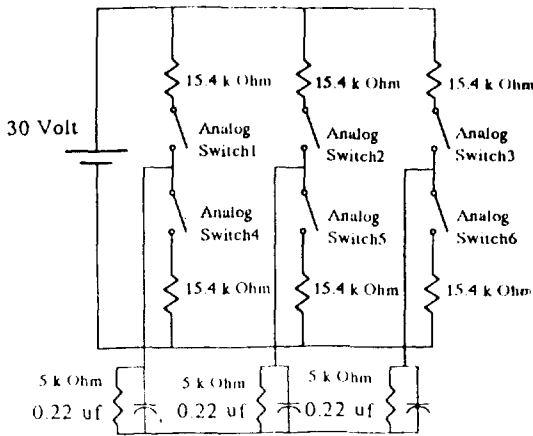


그림 11 시뮬레이션을 위한 모의 인버터 회로도.
Fig. 11 Inverter circuit for analog simulation.

사용되어 왔다[15~16]. 이 회로의 동작을 간단히 설명하면 기준전류와 실제 전류를 비교하여 전류 오차를 계산한 뒤 비례적분제어기(Proportional and Integral Controller)를 통과시키고 그 출력을 삼각파와 비교하여 최종적으로 인버터의 스위치를 구동시킨다. 여기서 인버터의 스위칭 주파수를 삼각파의 주파수에 의하여 결정되는 바 본 연구에서는 공진형 인버터와 비교하기 위하여 수 KW급 서보 전동기 구동의 최고 스위칭 주파수인 5KHz를 사용하였다.

공진형 인버터의 경우 인버터의 스위치는 전압이 0일때만 동작하므로 전류제어기는 전압이 0인

순간에서의 전류오차에 의하여 해당 스위치를 동작시키는 것으로 충분하다. 이러한 원리의 전류제어기는 그림 10에 나타나 있다.

이상의 2가지 전류제어기를 비교하기 위하여 그림 11에 나타난 바와 같이 아날로그 스위치를 이용하여 인버터를 구성하였다. 부하는 R, C를 병렬로 결선하여 사용하였으며, C양단의 전압을 측정하므로써 R-L직렬 부하의 전류를 측정하는 효과를 시뮬레이션 하였다.

동일 조건에서 두가지 전류 제어기의 기준 파형과 출력 파형 및 주파수 분포는 그림 12와 13에 나타나 있다. 그림 12의 기준방식의 제어기의 경우 실제 출력은 상당한 리플을 가지고 있고 기준 파형에 대해 시간적으로 뒤쳐지고 있음을 볼 수 있다. 그리고 주파수 분포에서도 6KHz 부근에서 기본파의 10% 상당의 고조파가 있음을 알 수 있다. 이와 반면에 공진형 인버터 제어기는 그림 13

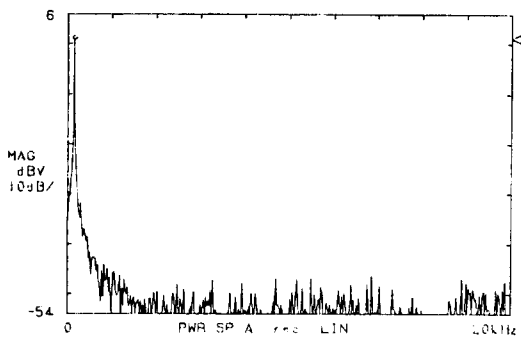
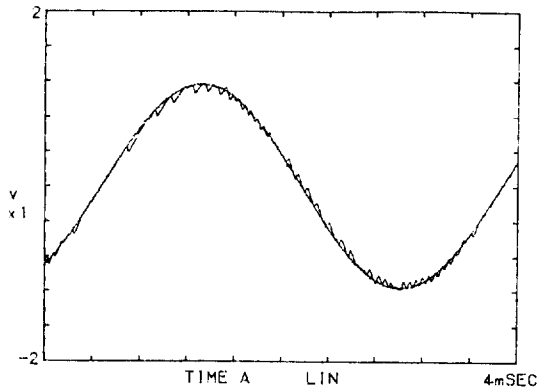


그림 13 공진형 인버터 전류제어기의 기준파형과 출력파형 및 주파수 분포.
 Fig. 13 Reference and output waveform of the proposed regulator and its frequency spectrum.

에 나타난 바와 같이 리플 전류는 대폭 감소하고 기준 파형과 시간적으로 거의 일치함을 알 수 있다. 고조파 분포에 있어서도 특정 주파수의 고조파는 없으며 그 크기도 기본파의 1% 미만임을 알

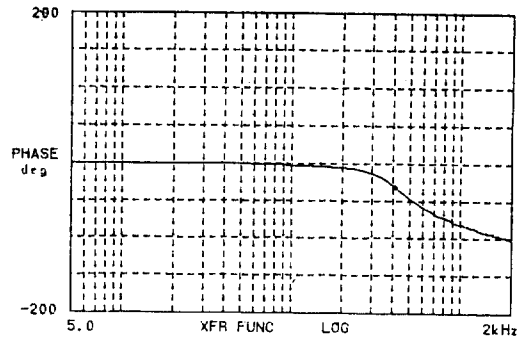
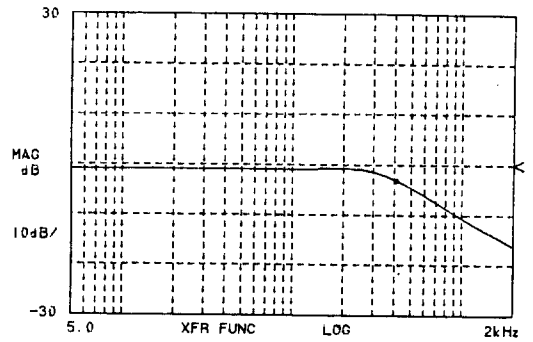


그림 14 PI 전류제어기의 전달함수 특성.
 Fig. 14 Transfer function characteristics of PI current regulator.

수 있다. 두 제어기의 전달 함수는 그림 14, 15에 주어지고 있는데 차단 주파수(Cut-off Frequency)는 거의 비슷하나 위상(Phase)엔 있어 그 차이를 두드러지게 나타내고 있다. PI 제어기의 경우 100Hz 이상에서부터 위상차이를 나타내고 있으나 공진형 인버터의 제어기는 200Hz까지 위상차가

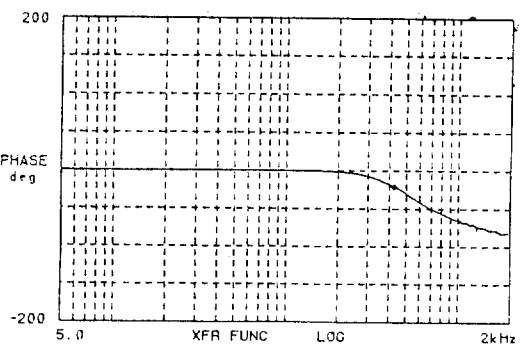
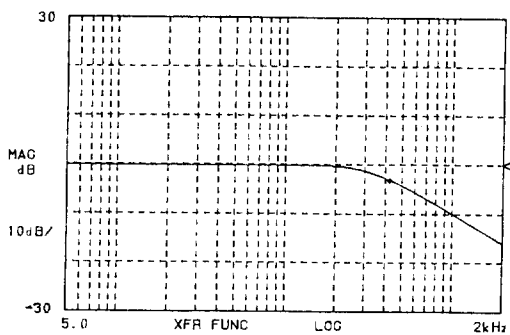


그림 15 공진형 인버터 전류제어기의 전달함수 특성.
 Fig. 15 Transfer function characteristics of proposed current regulator.

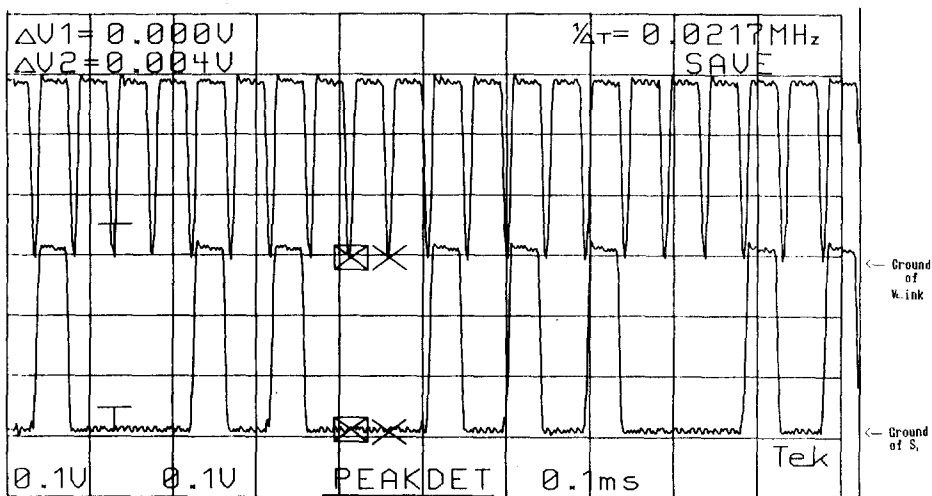


그림 16 V_{Link} 전압과 S_1 양단 전압파형 (상단파형 : V_{Link} *
전압 ; 140V/div, 하단파형 : S_1 양단 전압 ; 140V/div,
시간축 ; 100 μ sec/div).

Fig. 16 Volatge waveforms of V_{Link} and S_1 (Top trace:
 V_{Link} voltage;140V/div, Bot tom trace:Voltage across
 S_1 ;140/div, Time scale;100 μ sec/div).

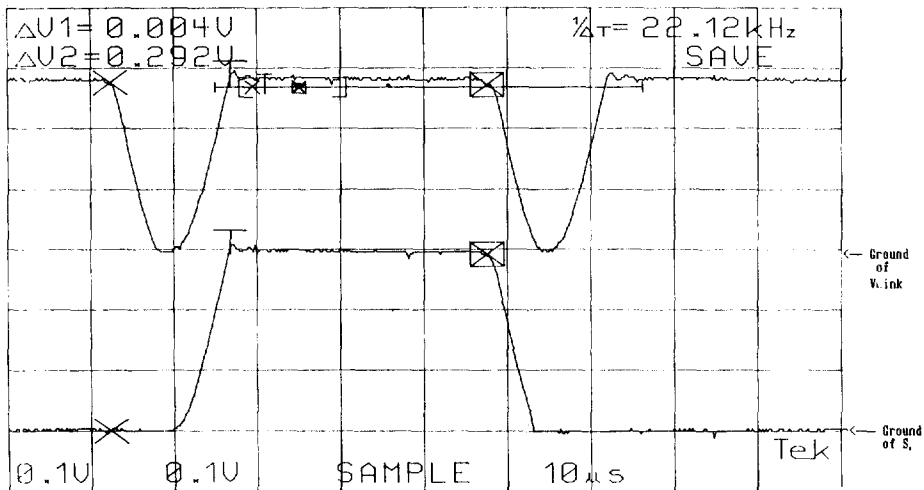


그림 17 V_{Link} 전압과 S_1 양단 전압파형 (상단파형 : V_{Link}
전압 ; 140V/div, 하단파형 : S_1 양단 전압 ; 140/div,
시간축 ; 10 μ sec/div).

Fig. 17 Volatge waveforms of V_{Link} and S_1 (Top trace:
 V_{Link} voltage;140V/div, Bottom trace:Voltage across
 S_1 ;140V/div, Time scale;10 μ sec/div).

거의 없음을 알 수 있다.

이러한 전달함수와 출력파형상의 장점외에도 공

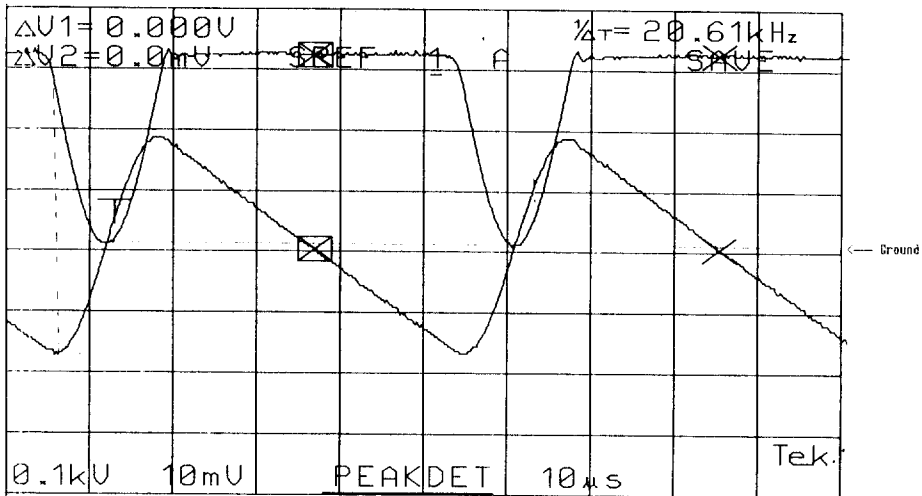


그림 18 V_{Link} 전압과 L_0 흐르는 전류파형(상단파형 : V_{Link} 전압 : 140V/div, 하단 파형 : L_0 전류 ; 10A/div, 시간축 ; 10 μ sec/div).

Fig. 18 Voltage waveforms of V_{Link} and current waveform of L_0 (Top trace: V_{Link} voltage; 140V/div, Bottom trace: current in L_0 ; 10A/div, Time scale; 10 μ sec/div).

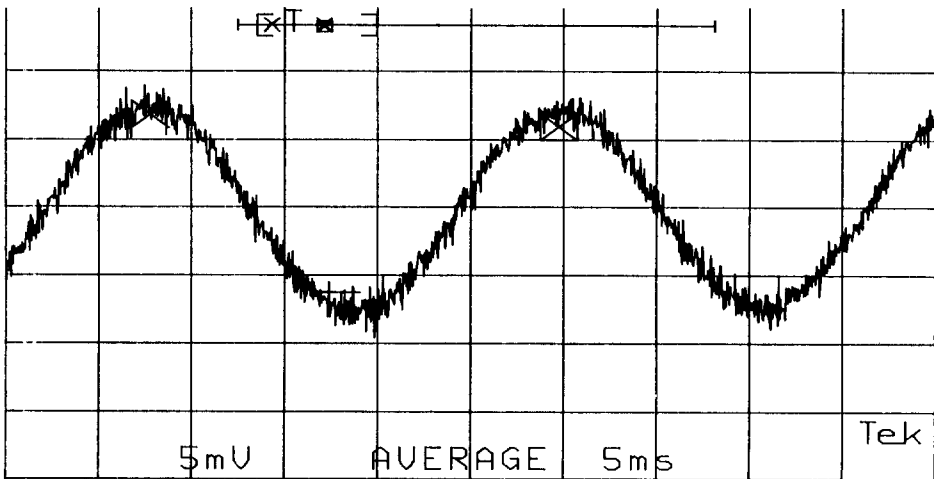


그림 19 유도전동기 구동시 인버터 A상 출력 전류파형과 기준파(15A/div, 시간축 ; 5msec/div).

Fig. 19 Reference waveform and actual current of A phase output of the novel resonant inverter driving induction motor.

진행 인버터는 제어기 이득설정이나 삼각파의 주파수, 크기 등의 조정이 불필요함으로 실제 제작이 용이하다.

5. 실험

제안된 설계방법에 의한 병렬 공진형 직류 인버터의 동작을 확인하기 위하여 $C_0=0.5\mu F$, $L_0=30\mu H$ 인 인버터를 제작하였다. 공진회로에 사용되는 C_0 와 L_0 는 손실이 극히 적어야 하고 전류 용량이 충분하여야 하므로 C_0 는 General Electric 社

의 SCR轉流(Commutation)用 콘덴서를 사용하였고 L_0 는 Ferrite Core를 적층하여 제작하였다. 그림 16는 V_{Link} 전압과 S_1 양단의 전압파형이다. V_{Link} 전압은 0과 390V 사이를 21.7KHz의 주파수로 공진함을 알 수 있고 S_1 양단의 전압은 V_{Link} 전압이 0일때만 0 혹은 390V로 변함을 알 수 있다. 그림 17은 그림 16의 시간축을 확대하여 본 파형이다. 이때 V_{Link} 전압이 약 $1\mu\text{sec}$ 동안 0에 유지됨을 알 수 있고 이때 S_1 양단의 전압이 바뀔 수 있다. 그림 18은 V_{Link} 전압과 L_0 양단을 흐르는 공진 전류를 표시하고 있다. 공진 전류는 V_{Link} 전압에 따라 증, 방전됨을 알 수 있다. 그림 19는 제안된 전류제어기를 제작하여 공진형 인버터로 10HP 유도 전동기를 구동하였을 때 출력 전류 파형이다. 출력 전류는 거의 기준파와 일치하여 기준파를 구별할 수 없으며 출력 전류의 맥동분도 종래의 PWM 인버터에 비해 크지 않음을 알 수 있다.

6. 결 론

공진형 인버터는 그 원리상 스위칭 손실이 없었고 효율의 인버터를 제작할 수 있고 스위칭주파수를 증가시켜 출력의 고조파 분포와 속응성을 개선함으로써 인버터에 의한 전동기 손실을 감소시키고 제어 정밀도를 향상시킬 수 있다.

본 연구에서는 공진형 인버터의 원리와 그 동작을 설명하였고 산업화가 용이한 새로운 병렬 공진형 직류 인버터의 설계방법을 220V, 10HP 유도 전동기 구동용 인버터를 기준으로 제시하였다. 제안된 인버터를 실 제작하여 동작을 확인하였고 공진형 인버터용 전류 제어기를 제시하고 아날로그 시뮬레이션을 통해 PWM인버터의 제어기와 비교하여 그 성능의 우수성을 확인하였다.

참 고 문 헌

- [1] T.A. Lipo, "Recent progress in the development of solid-state ac motor drives", IEEE Trans. Power Elec. vol PE-3 pp. 105-117, April, 1988.
- [2] R.D. Lorenz and D.B. Lawson, "A simplified approach to continuous on line tuning of field oriented induction machine drives", IEEE-IAS'88 Conference Record, pp. 444-449, 1988.
- [3] General Electric, "Transistors-diodes", General Electric Electronics Data Library, pp. 160-162, 2nd Edition, 1984.
- [4] M.Kheraluwala and D.W. Divan, "Delta modulation strategies for resonant inverter", Record of IEEE Power Elec. Specialist's conference, pp. 271-278, Blacksburg, Virginia, 1987.
- [5] N.Mapham, "An SCR inverter with good regulation and sine-wave output", IEEE Trans. Ind. Gen. Appl., vol. IGA-3, pp. 176-187, Mar./Apr., 1967.
- [6] J.B. Klaassens, "DC-AC series-resonant converter system with high internal frequency generating multiphase AC waveforms for multikilowatt power levels", IEEE Trans. Power Elec. vol PE-2 pp. 247-256, July, 1988.
- [7] Y.Murai and T.A. Lipo, "High frequency series resonant DC link power conversion", IEEE-IAS'88 Conference Record, pp. 772-779, 1988.
- [8] I.G. Hansen and G.R. Sundberg, "Space station 20KHz power management and distribution system", IEEE power Elect. Specialist's Conf. Record pp. 676-683, Vancouver, Canada, June, 1986.
- [9] P.K. Sood and T.A. Lipo, "Power conversion distribution system using a resonant high-frequency AC link", IEEE Trans. Ind. Appl. vol IA-22, pp. 533-541, Oct., 1986.
- [10] T.A. Lipo and P.K. Sood, "Study of the generator/motor operation of induction machines in a high frequency link space power system", NASA report. Contract no. NAG3-631, Sept., 1986.
- [11] S.K. Sul and T.A. Lipo, "Field oriented control of an induction machine in a high frequency link power system", "Record of IEEE Power Elec. Sepecialist's Conference, pp. 1084-1090, Kyoto, Japan, april, 1988.
- [12] S.K. Sul and T.A. Lipo, "Design and performance of a high frequency link induction motor drive operating at unity power factor", IEEE-IAS'88 Conference Record, pp. 758-766, 1988.

- [13] D.M. Divan, "The resonant DC link converter -a new concept in static power conversion", IEEE-IAS'88 Conference Record, pp. 640-647, 1986.
- [14] D.M. Divan, G. Verkataramanan and R.W. DeDoncker, "Design methodologies for soft switched inverter", IEEE-IAS'88 Conference Record, pp. 640-647, 1988.
- [15] D.M. Brod, "Current control of VSI-PWM inverters", MS Thesis Univ. Wisconsin-Madison, 1984.
- [16] 임계영외 7인, "Spindle drive unit-I", 금성산전연구소 project 보고서, 1987.