

자석-부하 전원장치를 위한 위상제어 정류기와 PWM 컨버터를 사용한 복합구조 시스템의 전력회로 개선

論 文
57P-3-4

A Power Circuit Improvement of the Hybrid System Using Phase Controlled Rectifier and PWM Converter for Magnet Load Power Supply

康珉九[†] · 孫珍勗* · 田喜鍾**
(Min-Gu Kang · Jin-Geun Shon · Hee-Jong Jeon)

Abstract - Thyristor rectifiers are still the preferred choice for large magnet power supplies. However, large harmonic voltages, resulting in large current ripple, and slow dynamic response are major drawbacks of these converters. Joos presented a topology and a control technique for a hybrid large-power high-precision magnet power supply in 1996. The system consists of a phase controlled rectifier (PCR) connected in series with a high-frequency PWM converter. This paper improves the power circuit of the PWM converter using interphase transformer. Simulation result proves effect of the proposed system.

Key Words : Phase Controlled Rectifier, Magnet Load Power Supply, PWM Converter, Interphase Transformer

1. 서 론

자석 전원장치는 입자 광선 여기와 제어를 위해 물리적 연구와 의학적 시설에 사용되는 특수한 형태의 전원장치이다^[1,2]. 부하와 응용의 특성에 따라, 이들 전원장치는 빠른 동적 특성과 매우 낮은 전류 리플을 가지는 부하 전류의 정밀한 조절을 필요로 한다. 이전에 사용되는 전원 장치의 주요 형태는 선형 전원장치와 위상제어 정류기(PCR)이다. 최근에는, 고 전력 스위칭 소자를 이용할 수 있게 됨에 따라, 이들 응용에 고주파에서 동작하는 스위칭 전원장치가 사용된다^[3,4].

그러나, 지금까지 스위칭 전원장치는 주로 저 전력과 중간 전력 영역에 제한되어져 왔다. 큰 전력과 높은 성능을 달성하기 위해, PCR과 고주파 PWM 컨버터가 직렬로 구성된 혼합된 구조가 제안되었다^[5,6,7]. 1992년에 Lira는 1상한 초퍼가 사이리스터 브리지에 직렬로 연결된 시스템을 제안하였다. 초퍼는 히스테리시스 제어를 통하여 전류 리플을 보상하기 위해 연결되었다. 이런 형태의 구조는 PCR의 큰 전력을 다루는 능력과 PWM 컨버터의 빠른 응답 특성이 상호보완적인 방법으로 사용된다. PCR은 출력 전력을 다루기 위해 사용되고, 반면에 스위칭 컨버터는 고조파 제거, 에러 보상과 빠른 동적 응답을 위해 설계된다.

PWM 컨버터를 이용한 고조파 제거의 원리는 능동 필터

에서의 원리와 비슷하다^[8,9]. 그러나, 이들 응용에서는 출력 리플 레벨과 빠른 동적 응답의 필요는 주요한 관심이 아니다. 또한, 복합구조에 대한 이전 연구는 고조파 제거에 초점을 맞추어왔다. 많은 경우에 PWM 컨버터를 정류기 회로에 연결하기 위해 교류 결합 변압기가 사용된다.

1996년에 Joos는 교류 결합 변압기를 가지지 않는 복합 구조를 제안하였다^[10]. PWM 컨버터는 정상 상태에서 고조파 제거를, 과도 상태 동안에 에러 보상을 위해 사용된다. 전류 지령과 부하 모델을 이용하여, 먼저 필요한 출력 전압 파형을 예측한다. 그 다음에, PCR은 오픈 루프로 이 전압을 만들기 위해 제어된다. 이 제어 기술의 장점은 설계하기 매우 간단하고, 전류 지령 변화에 빠르게 응답한다. 오픈 루프 성질 때문에, 피드백 시스템에서 가지는 지연, 오버슈트, 진동을 가지지 않는다.

본 논문에서는 Joos의 제어기의 전력회로를 개선하였다. 입자 가속기 전원 장치는 대략 1000A 정도의 대전류가 흘러 PWM 컨버터를 동작시키는 스위치에 큰 전류가 흐르므로 인터페이스 트랜스포머를 사용하여 PWM 컨버터를 병렬 운전하여 스위치에 흐르는 전류를 반으로 줄이는 전력회로를 제안하고, 시뮬레이션을 통하여 성능을 확인하였다.

2. 복합구조 시스템을 가지는 자석 전원장치^[10]

2.1 고조파 제거 원리

그림1은 기존의 제어기를 가지는 복합 구조 시스템을 나타낸다. 전력회로는 직렬로 연결된 PCR과 2상한 PWM 컨버터로 구성된다. PCR은 필요한 출력 전력의 대부분을 공급한다. 정류기 입력에서의 전압 센서는 입력 전원 전압의 제로 크로싱을 위해 사용되고 위상각 제어에 동기를 제공한다. 정류기와의 달리, PWM 컨버터는 출력 전력의 작은 부분을 공급하기 위해 설계된다. PWM 컨버터의 주요 목적은 정류기 고조파를 보상하고 정상 상태와 과도 상

[†] 교신저자, 正會員 : 崇實大學校 電氣工學部 博士課程 · 京畿工業大學 메카트로닉스科 副教授
E-mail: mgkang@kinst.ac.kr

* 正會員 : 暎園大學校 電氣工學科 副教授 · 工博

** 終身會員 : 崇實大學校 電氣工學部 教授 · 工博

接受日字 : 2008年 4月 18日

最終完了 : 2008年 7月 6日

태에서 오차를 보상하는 것이다. PWM 컨버터의 출력은 DC 또는 AC를 가질 수 있고, 이런 이유로 컨버터 출력에 교류 결합 변압기가 사용되지 않는다. 그림1의 시스템에서 고조파는 직렬 보상 원리에 기초하여 보상된다. 이것을 설명하기 위해 그림2에 간략화된 회로 모델을 나타내었다.

정류기 출력 전압 v_o 는 직류 성분 V_d 와 고조파 성분 v_h 를 가진다. 고조파를 보상하기 위한 다른 전압 v_c 는 PWM 컨버터에 의해 만들어진다. KVL에 기초하여, 출력전압 v_o 는

$$v_o(t) = V_d + v_h(t) + v_c(t) \quad (1)$$

위의 식은 PWM 컨버터에서 반대의 고조파 전압을 만들면 정류기 고조파는 완전히 상쇄될 수 있음을 나타낸다.

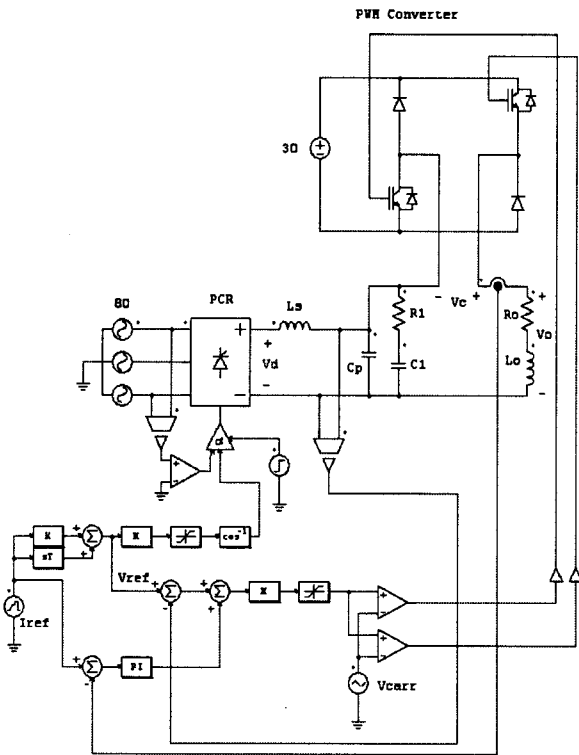


그림 1 자석-부하 전원장치를 위한 복합구조 시스템
Fig. 1 Hybrid system for magnet-load power supply

2.2 자석-부하 전류/전압 지령

자석 전원장치는 매우 작은 리플로 부하 전류를 조절할 필요가 있다. 또한, 부하 전류는 그림3.1(a)에서처럼 특수한 지령을 따를 필요가 있다. 부하 저항 R_o 와 부하 인덕턴스 L_o 에 기초하여, 전압 지령은 다음과 같이 계산될 수 있다.

$$v_{ref} = i_{ref}R_o + L_o \cdot \frac{di_{ref}}{dt} \quad (2)$$

v_{ref} 의 파형은 그림3(b)와 같다. 전압 파형은 정상 상태와 과도 상태를 포함함을 알 수 있다.

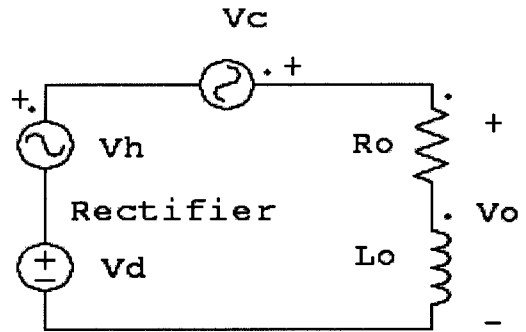
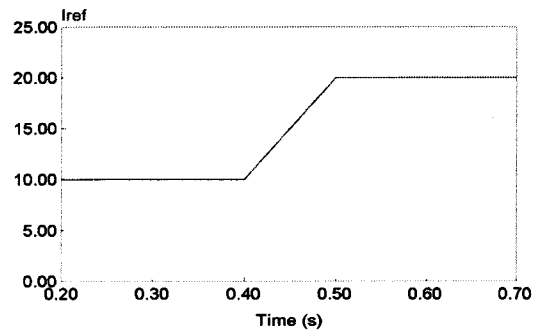
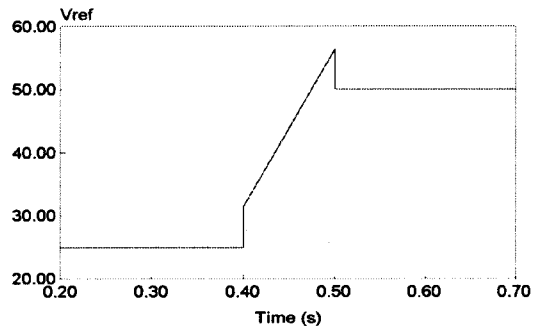


그림 2 그림 1의 시스템의 간략화된 회로 모델
Fig. 2 A simplified circuit model of Fig. 1



(a) 부하 전류 지령 [단위:A]



(b) 부하 전압 지령 [단위:V]

그림 3 부하 전류와 부하 전압 지령
Fig. 3 The load current and voltage profiles

2.3 Joos의 제어기

그림1의 복합구조 시스템에서 제어회로 부분만 그림4에 다시 확대하여 나타내었다. Joos 제어기는 정류기 제어와 PWM 컨버터 제어의 두 부분으로 이루어진다.

2.3.1 정류기 제어

과도 상태에서 PWM 컨버터가 지배적인 것은 정류기와 PWM 컨버터 사이의 응답 속도의 큰 차이 때문이다. 이 문제는 정류기가 피드 백으로 제어되지 않고 오픈 루프로 제어되면 해결된다.

이것은 그림4에서 피드 포워드 루프를 통하여 실행되었다. 부하 변수 $R_o + sL_o$ 를 사용하여, 피드 포워드는 원하는 전압 지령 v_{ref} 를 만든다. 피드 포워드 제어의 장점은 정류기 출력이 지령의 빠른 변화를 따라갈 수 있는 것이다.

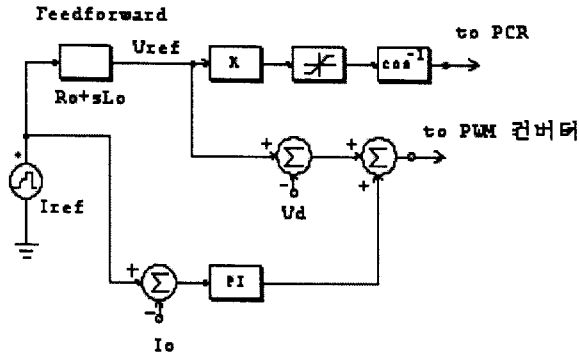


그림 4 Joos의 제어기
Fig. 4 Joos control scheme

2.3.2 PWM 컨버터 제어

PWM 컨버터는 정류기 출력과 필요한 출력전압 사이의 오차를 보상하기 위해 설계된다. 그림4에서처럼, PWM 컨버터의 제어 신호는 두 부분으로 구성된다: 전압 지령 v_{ref} 와 정류기 출력 전압 v_d 사이의 오차는 PWM 컨버터의 주 제어신호이다. 전류 피드백 루프의 다른 신호는 전류 오차를 줄이기 위해 있다.

2.4 PWM 컨버터 전력회로

그림5에 2상한 PWM 컨버터의 전력회로를 나타낸다. 부하 전류가 1000A 정도의 대전류가 되면 스위치에도 이 전류가 그대로 흘러 스위칭이 어려워므로 병렬운전의 필요가 있다.

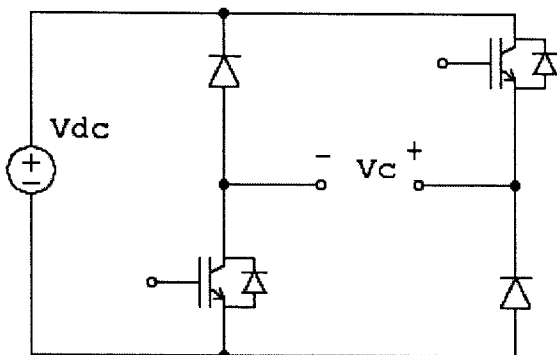


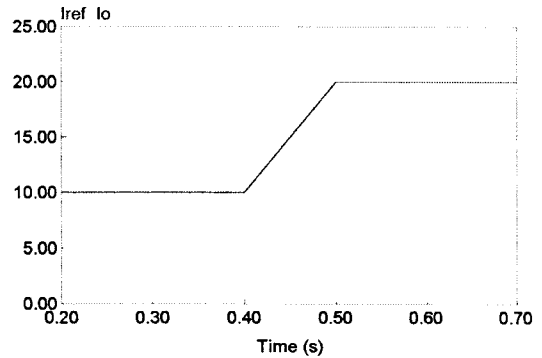
그림 5 2상한 PWM 컨버터 전력회로
Fig. 5 Two quadrant converter power circuit

2.5 Joos의 제어기 시뮬레이션

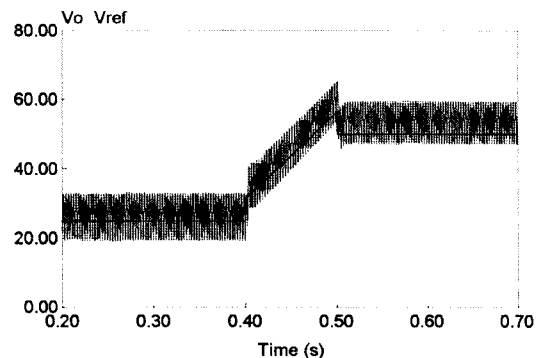
- 다음과 같이 시스템이 설계되었다.
- 입력 전원 전압: 3상, 60Hz, 80V
- PWM 컨버터 입력전압: 직류 30V

- 자석 부하: $R_o=2.5\Omega$, $L_o=64mH$
- 부하 전류: 10A에서 20A, 램프 주기:0.1초
- PCR 입력 필터: $L_s=8mH$, $C_p=125\mu F$,
 $R_1=5.7\Omega$, $C_1=900\mu F$
- PWM 스위칭 주파수: 5kHz

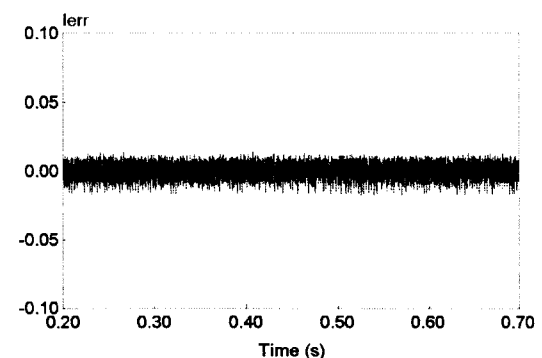
입력 전원 전압이 80V일 때의 전류 지령과 부하전류, 전압 지령과 부하전압 그리고 전류오차의 시뮬레이션 파형을 그림6에 나타내었다. 이 파형으로부터 전류오차가 매우 적고, 부하 전압은 전압 지령과 비슷하여 전류 및 전압제어가 잘 되는 것을 알 수 있다.



(a) 전류 지령과 부하 전류 [단위:A]



(b) 전압 지령과 부하 전압 [단위:V]



(c) 전류 오차 = 전류 지령 - 부하 전류 [단위:A]

그림 6 Joos 제어기의 시뮬레이션 파형
Fig. 6 Simulation waveform of Joos controller

3. 개선된 전력회로

3.1 개선된 PWM 컨버터 전력회로

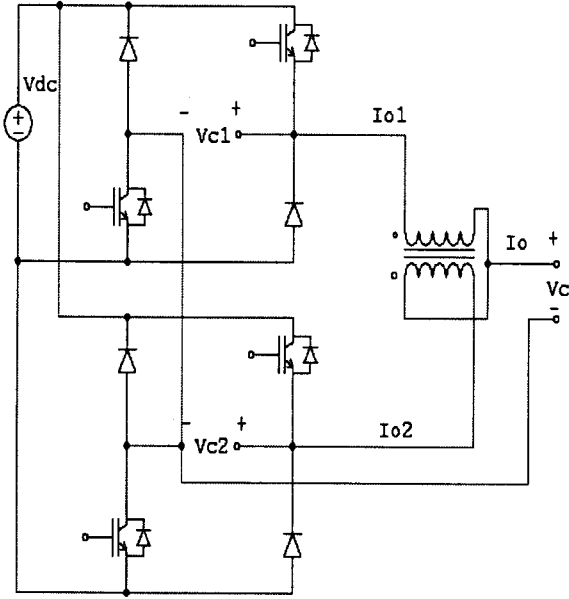
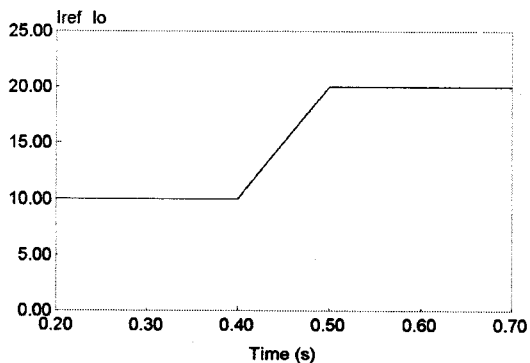


그림 7 개선된 PWM 컨버터 전력회로
Fig. 7 improved PWM converter power circuit

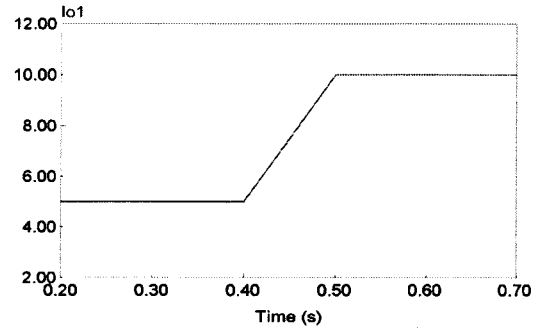
입자 가속기 전원 장치는 대략 1000A 정도의 대전류가 흘러 PWM 컨버터를 동작시키는 스위치에 큰 전류가 흐르므로 인터페이스 트랜스포머를 사용하여 PWM 컨버터를 병렬운전하여 스위치에 흐르는 전류를 반으로 줄인다. 개선된 PWM 컨버터 전력회로를 그림 7에 나타내었다. 인터페이스 트랜스포머의 중간 부분을 서로 연결하고 각 끝단은 각각 PWM 컨버터에 연결한다.

3.2 개선된 전력회로 시뮬레이션

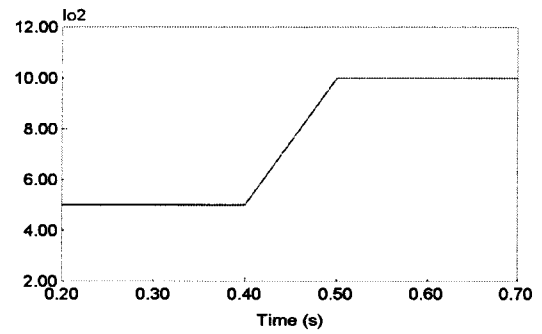
그림 8은 개선된 전력회로를 사용한 시뮬레이션 파형을 보여 준다. 그림6과 비교하면 전류 오차는 비슷하고, 부하 전류 I_o 가 I_{o1} 과 I_{o2} 로 반으로 나누어 흐르는 것을 알 수 있다.



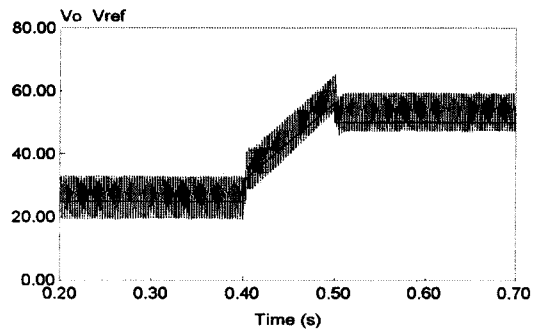
(a) 전류 지령 I_{ref} 와 부하 전류 I_o [단위:A]



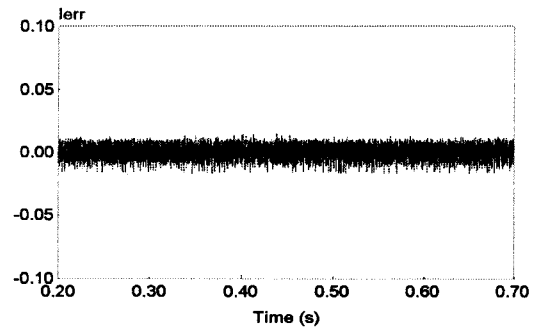
(b) 부하 전류 I_{o1} [단위:A]



(c) 부하 전류 I_{o2} [단위:A]



(d) 전압 지령 V_{ref} 와 부하 전압 V_o [단위:V]



(e) 전류 오차 = 전류 지령 I_{ref} - 부하전류 I_o [단위:A]

그림 8 개선된 전력회로의 시뮬레이션 파형
Fig. 8 Simulation waveform of improved power circuit

4. 결 론

본 논문에서는 Joos의 제어기에서 사용되는 PWM 컨버터의 전력회로를 인터페이스 트랜스포머를 사용하여 병렬운전이 가능하도록 개선하고 시뮬레이션을 통하여 그 성능을 확인하였다. 부하 전류 I_{o1} 과 I_{o2} 로 반으로 나누어 흐르는 것을 알 수 있다.

인터페이스 트랜스포머를 사용하면 스위칭 소자에 부하 전류의 반이 흐르므로 스위칭이 쉽게 되고 스위칭 소자의 가격이 감소하는 장점과 인터페이스 트랜스포머 장치를 추가하므로 비용이 증가하는 단점이 있다.

앞으로의 연구 방향은 위상제어 정류기 제어가 오픈 루프로 되어 있어 입력 전압이 변화하는 순간에 전류오차가 커지는 현상이 있으므로 이를 개선하기 위한 제어기를 개발하고, 부하전류가 감소하는 영역에서는 전력을 전원으로 회생하여 에너지를 절감하고자 하는 노력이 필요하다.

참 고 문 헌

- [1] J. McCarthy, D. Wolff, "Very high precision current regulated power supplies for the Femilab antiproton source", IEEE Trans. Nucl. Sci., Vol. NS-32, no. 5, Oct. 1985, pp. 3778~3780.
- [2] G. Stover, "A raster scanning power supply system for controlling relativistic heavy ion beams at the BEVALAC biomedical facility", IEEE Particle Accelerator Conf. Rec., 1987, pp. 1410~1412.
- [3] H. W. Isch, "Switch Mode Power Converter: Present and future", IEEE Particle Accelerator Conf. Rec., 1989, pp. 1151~1153.
- [4] T. Kitayama, "High-speed, High-accuracy magnet power supply using FET chopper for synchrotron facility", IEEE Particle Accelerator Conf. Rec., 1989, pp. 1145~1147.
- [5] R. Liang, S. B. Dewan, "A low ripple supply for high current magnet load", IEEE IAS Conf. Rec., 1992, pp. 888~893.
- [6] R. Liang, S. B. Dewan, "Modeling and control of magnet power supply system with witching mode ripple regulator", IEEE IAS Conf. Rec., 1993, pp. 1152~1159.
- [7] J. A. Pomilio, D. Wisnivesky, A. C. Lira, "A Novel Topology for the Bending Magnets Power Supply at LNLS", IEEE Trans. Nucl. Sci., Vol. 39, no. 5, Oct. 1992, pp. 1506~1511.
- [8] F. Z. Peng, H. Akagi, A. Nabae, "A new approach to harmonic compensation in power system - A Combined system of shunt passive and series active filters", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 26, no. 6, Nov./Dec. 1990, pp. 983~990.

- [9] C. Wong, "Feasibility study of ac and dc side active filter for HVDC converter terminals", IEEE Trans. Power Delivery, Vol. 4, Oct. 1989, pp. 2064~2075.
- [10] H. Jin, Y. Yang, G. Joos, "A hybrid structure using phase controlled rectifiers and high frequency converters for magnet load power supplies", IEEE Trans. Ind. Elec., Vol. 43, no. 1, Feb. 1996, pp. 126~131.

저 자 소 개



강 민 구 (康 珉 九)

1985년 부산대학교 전기공학과 졸업.
1987년 KAIST 전기전자공학과 졸업(석사).
2002. 3~현재 숭실대학교 대학원 전기공학과 박사과정. 현재 경기공업대학 부교수.

Tel : 031-496-4744

E-mail : mgkang@kinst.ac.kr



손 진 근 (孫 珍 勛)

1990년 숭실대학교 전기공학과 졸업.
1992년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사).
1997년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박).
1992~1995 현대중공업(주) 중앙연구소 주임연구원.
2002. 2~2003. 2 일본(국립) 가고시마대학 해외 Post-doc.
1997~현재 경원전문대학/경원대학교 전기공학과 부교수.

Tel : 031-750-8615

E-mail : shon@kyungwon.ac.kr



전 희 종 (田 喜 鍾)

1975년 숭실대학교 전기공학과 졸업.
1977년 서울대학교 대학원 전기공학과 졸업(석사).
1977~1981 공군사관학교 전자공학과 교수,
1987년 중앙대학교 대학원 전기공학과 졸업(공학박).
1995년~1996년 Univ. of Victoria CA. 객원교수.
1983년~현재 숭실대학교 전기공학부 교수.
Tel : 02-820-0646

E-mail : hjeon@ssu.ac.kr