

전류 제어 루프에 보상을 행하지 않는 능동 역률 제어 AC/DC 컨버터의 제어기 설계

論 文
45~2~6

Design of Active Power Factor Control AC/DC Converter Having Current Control Loop with No Compensator

李寅浩*·金成奐*·柳志潤**·朴貴泰**

(In-Ho Lee · Seong-Hwan Kim · Ji-Yoon Yoo · Gwi-Tae Park)

Abstract - The active power factor control AC/DC converter needs a current loop compensator to obtain better dynamic characteristics and power factor correction performance, but the optimal design of a current loop compensator is difficult because the AC/DC converter is a nonlinear system having periodically varying poles and zeros. The predictive current control scheme generates a control input using the dynamic equations of the AC/DC converter so that the dynamic of the AC/DC converter is included in the controller and the necessary bandwidth and the gain characteristics of the current control loop are satisfied. And as a result, a compensator becomes unnecessary and the current loop shows the improved current loop characteristics. In this paper, a power factor controller without current loop compensator by adopting a predictive current control scheme is designed and the designed power factor controller is modelled by using a small signal perturbation modelling technique, and simulated to investigate its small signal characteristics. A 200 W power factor control AC/DC converter is built to verify the effectiveness of the proposed power factor controller.

Key Words : Active Power Factor Control AC/DC Converter, Predictive Current Control, Small Signal Model, Current & Voltage Control Loop, Compensator

1. 서 론

최근 역률 및 전원 고조파 일그러짐에 대한 규제가 강화되면서 기존의 콘덴서 평활형 정류기를 대체할 능동 역률 제어 AC/DC 컨버터에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다[1]. 능동 역률 제어 AC/DC 컨버터는 DC/DC 컨버터를 전류 모드 제어하여 입력 전류를 입력 전압과 동상인 정현파로 만들어 역률을 향상시키고, 콘덴서 평활형 정류기에서의 좁은 펄스폭을 가지는 입력 전류에 기인한 전류의 고조파 하모닉 성분을 제거함으로써 전원 고조파 일그러짐을 억제한다.

능동 역률 제어 AC/DC 컨버터에 사용되는 DC/DC 컨버터는 강압형, 승압형, 승강압형이 있으며, 전류 모드 제어의 용이성, 노이즈 발생 특성을 고려하여 승압형 컨버터가 주로 사용되고 있으며 제어 방식으로는 히스테리시스, 피크 전류 모드, 평균 전류 모드 방식 등을 사용한다[2]. 이 제어 방식중 히스테리시스 방식은 입력 전류의 상한 및 하한치를 입력 전압에 비례하여 설정하여 이 범위 안에 입력 전류가 존재하도록 스위칭하는 방식으로 부하 변동에 따른 속응성이 좋고 입력 전류 왜곡이 작아 역률 개선 효과가 큰 반면, 정상 상태에서 스위칭 주파수가 변하며 특히 입력 전압 및 부하 변동시 스위칭 주파수의 변동 폭이 큰 단점이 있다[3,4]. 피크 전류 모드 제어는

입력 전압에 따라 기준 전류의 피크 값을 설정하고 입력 전류의 피크치가 기준치에 도달하면 스위치를 오프하는 방식으로 일정 주파수 스위칭이 가능하고, 인덕터 전류가 연속이며, 스위치에 전류 스트레스가 작은 장점을 가지는 반면, 램프 슬로프 보상을 행하여야 하며, 입력 전압의 낮은 부분에서 왜곡이 심하여 제어가 복잡한 단점이 있다[5]. 평균 전류 제어 방식은 스위칭의 한 주기 동안의 입력 전류의 평균치가 기준 전류를 추종하도록 스위치를 온/오프하는 방식으로 연속 전류 모드 운전이 가능하고, 역률 보상 효과가 좋고, 일정 주파수 스위칭을 행함으로써 EMI 필터 등의 설계가 용이하여 현재 널리 사용되고 있다[6]. 평균 전류 제어 방식은 좋은 동특성 및 역률 제어 효과를 얻기 위하여 전류 제어 루프의 낮은 주파수에서 이득이 커야 하며, 넓은 밴드 폭을 가지며 적절한 안정도 여유를 가져야 한다. 이러한 조건을 만족하기 위하여 평균 제어 방식의 전류 제어 루프는 보상기를 필요로 하며 보상기의 설계는 역률 제어 부스트 컨버터의 선형화된 또는 평균화된 소신호 모델을 기준하여 설계한다[7]. 그러나 실제 역률 제어 부스트 컨버터는 이득 및 극점, 영점이 주기적으로 변화하는 비선형 시스템이기 때문에 전류 제어 루프의 최적화 보상이 어렵다[8].

위와 같은 역률 제어 부스트 컨버터의 다이내믹 특성에 기인한 전류 제어 루프의 최적화된 전류 제어 루프의 보상기 설계에서의 문제점을 해결하기 위하여 전류 제어 루프에 보상을 행하지 않으면서 전류 제어 루프의 필요 조건을 만족할 수 있도록 새로운 방식의 전류 제어 기법을 도입하여 역률 제어를 설계할 필요가 있으며 여러 가지 제어 기법중 예측 전류 제어 기법을 적용하여 이러한 조건을 효과적으로 만족할 수 있다.

* 正 會 員 : 高麗大 大學院 電氣工學科 博士課程

** 正 會 員 : 高麗大 工大 電氣工學科 教授 · 工博

接受日字 : 1995年 5月 25日

1次 修正 : 1995年 9月 21日

2次 修正 : 1996年 1月 11日

역률 제어 부스트 컨버터에서 입력 전류 즉 인덕터에 흐르는 전류를 스위치 온/오프의 시비율에 따른 부스트 컨버터의 상태 방정식에 의하여 예측할 수 있으므로 예측 전류 제어 기법은 기존 전류를 추종하기 위한 스위치 온/오프의 시비율을 부스트 컨버터의 상태 방정식을 이용하여 결정한다. 또 현재의 AC 입력 전압 및 DC 출력 전압을 이용하여 기준 전류를 발생하고, 현재의 AC 입력 전압 및 DC 출력 전압, 스위치 온/오프에 따른 역률 제어 부스트 컨버터의 상태 방정식에서 인덕터 전류의 변화율을 예측하여 현재의 인덕터 전류가 기준 전류를 추종하도록 스위치 온/오프 시비율을 결정한다. 평균 전류 제어 방식을 포함한 기존의 역률 제어 방식이 스위칭 한 주기 안에서 입력 전류의 실측값을 각 제어 방식에 따른 방법으로 기준 전류와 비교하여 스위칭을 행하기 때문에 부스트 컨버터의 다이내믹이 고려되지 않은 상태에서 제어가 행하여지는 반면, 예측 제어 전류 기법은 현재의 AC 입력 전압 및 DC 출력 전압, 인덕터 전류를 기준으로 부스트 컨버터의 상태 모델에서 전류의 변화를 예측하여 인덕터 전류가 기준 전류를 추종하도록 스위치 온/오프의 시비율을 결정하기 때문에 제어가 부스트 컨버터의 다이내믹을 내포하게 된다. 이러한 예측 전류 제어기의 특성 때문에 역률 제어 부스트 컨버터의 전류 제어 루프를 구성할 때 추가적인 보상기의 설치가 필요하지 않게 되어 전류 제어 루프의 설계가 간단하여지고 입력 전류 제어의 정밀도가 향상되어 역률 제어 특성이 좋아진다.

본 논문에서는 역률 제어 부스트 컨버터의 회로를 기술하는 상태 방정식으로부터 예측 전류 제어 법칙을 도출하는 과정을 정립하고 도출된 예측 전류 제어 법칙을 이용하여 보상기가 필요 없는 전류 제어 루프와, 또한 출력 전압을 제어하기 위한 전압 제어 루프를 포함한 역률 제어기를 설계한다. 설계된 역률 제어 부스트 컨버터 및 역률 제어기의 제어 특성을 검토하기 위하여 소신호 모델링 기법을 사용하여 모델링하고, 이에 대한 시뮬레이션을 행하여 소신호 특성을 고찰하였다. 또한 역률 제어기를 하드웨어로 구현하고 200 W의 AC/DC 컨버터에 적용하여 역률 제어 효과 및 고조파 하모닉 특성에 대한 실험 결과를 고찰하고자 한다.

2. 예측 전류 제어기의 구성

이 절에서는 역률 제어 부스트 컨버터의 등가 회로에서 인덕터 전류의 방정식을 도출하고 도출된 인덕터 전류의 방정식을 이용하여 스위치 온/오프의 시비율 변화에 따른 인덕터 전류의 변화를 예측하여 인덕터 전류가 기준 전류를 추종하도록 하는 역률 제어기를 구성한다.

그림 1은 역률 제어 부스트 컨버터의 회로이다. 제어기는 입력 전압과 출력 전압을 이용하여 기준 전류 i_{ck} 를 만들고, 예측 전류 제어 방식을 이용하여 비교 전압 v_{ck} 를 생성한다. 비교 전압 v_{ck} 는 비교기에서 삼각파와 비교되어 스위치 구동 신호를 만들어 스위치를 구동하게 된다.

비교 전압 v_{ck} 는 스위칭 주파수가 높기 때문에 스위칭의 한 주기 동안 일정하다고 가정하고 스위칭 함수를 $q(t)$ 로 정의하면 그림 2의 관계에서 "0"과 "1"의 값을 가지는 스위칭 함수 $q(t)$ 를 만들 수 있다. 이 스위칭 함수의 한 주기 동안의 평균 값을 $\bar{q}(t)$ 로 정의하면 그림 2의 관계에서 평균화된 스위칭 함

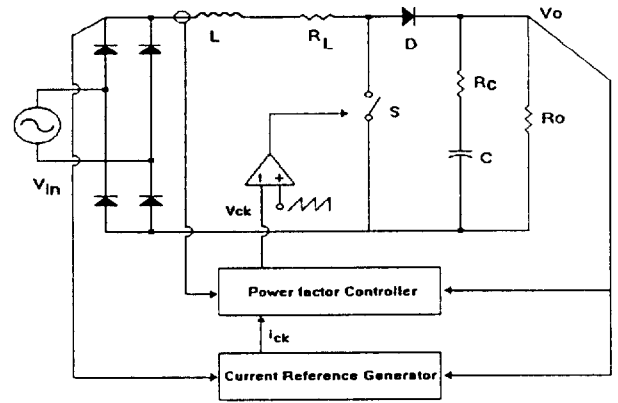


그림 1 역률 제어 부스트 컨버터
Fig. 1 Power factor control boost converter

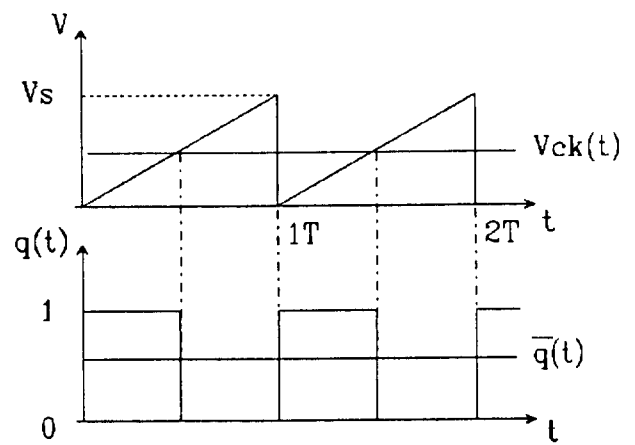


그림 2 스위칭 함수의 평균화
Fig. 2 Averaging switching function

수 $\bar{q}(t)$ 는 식 (1)과 같다.

$$\bar{q}(t) = \frac{v_{ck}(t)}{v_s} \quad (1)$$

평균화된 스위칭 함수를 $\bar{q}(t)$ 라하고 입력 전압을 V_{in} , 출력 전압을 V_o 로 정의하면 그림 1의 역률 제어 부스트 컨버터 회로에서 인덕터 전류 i_L 은 식 (2)와 같이 표현할 수 있다.

$$L \frac{di_L(t)}{dt} = V_{in}(t) - [R_L + (1 - \bar{q}(t))R_c Z] i_L(t) - (1 - \bar{q}(t))Z \cdot V_o \quad (2)$$

여기서

$$Z = \frac{R_o}{(R_o + R_c)}, \quad \bar{q}(t) : \text{스위칭 함수의 평균값}$$

R_c : 출력 커패시터의 등가 저항,

R_L : 인덕터의 등가 저항

매 스위칭 구간마다 식 (2)로부터 구한 인덕터 전류의 변화율과 측정된 인덕터 전류의 초기치에서 인덕터 전류가 기준 전류 $i_{ck}(t)$ 를 추종하도록 스위치 온/오프의 시비율을 결정한다. 이

러한 관계는 식 (3)과 같이 표현할 수 있다.

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{\Delta i_L(t)}{\Delta t} = \frac{1}{T_s} [i_{ck}(t) - i_L(t)] \quad (3)$$

식 (3)의 관계를 만족하기 위한 제어 입력은 스위칭 함수 $\bar{q}(t)$ 의 형태로 나타나며 이 스위칭 함수 $\bar{q}(t)$ 는 식 (2)의 인덕터 전류 방정식과 식 (3)의 인덕터 전류의 변화식으로부터 식 (4)와 같이 도출된다.

$$\begin{aligned} \bar{q}(t) = & \frac{1}{R_c Z i_L + Z V_o} [Z v_o(t) - v_{in}(t)] \\ & + \frac{L}{T_s} (i_{ck}(t) - i_L(t)) + R_L i_L(t) + R_c Z i_L(t) \end{aligned} \quad (4)$$

식 (4)의 스위칭 함수 $\bar{q}(t)$ 가 역률 제어 부스트 컨버터에 인가 되었을 때 인덕터 전류의 변화는 다음과 같다.

$$i_L(t) + T_s \frac{di_L(t)}{dt} = i_{ck}(t) \quad (5)$$

따라서 식 (4)의 스위칭 함수 $\bar{q}(t)$ 로 표현되는 스위치 구동 신호를 역률 제어 부스트 컨버터의 스위치에 인가하면 부스트 컨버터의 인덕터 전류 i_L 는 식 (5)의 관계에 의하여 기준 전류 $i_{ck}(t)$ 를 스위칭의 한 주기 안에 추종한다. 이때 비교 전압 $v_{ck}(t)$ 는 그림 2의 관계에 의하여 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} v_{ck}(t) = & \frac{v_o Z}{(v_o(t) + R_c i_L(t))} [v_o(t) - v_{in}(t)] \\ & - \frac{L}{T_s} (i_{ck}(t) - i_L(t)) + R_L i_L(t) + R_c i_L(t) \end{aligned} \quad (6)$$

비교 전압 v_{ck} 는 스위칭 주파수가 충분히 높기 때문에 스위칭의 한 주기 내에서 일정하다고 가정할 수 있고, 또 기생 저항 성분 R_L, R_c 가 충분히 작으므로 무시하면 식 (7)과 같이 간략화된 비교 전압 v_{ck} 를 얻을 수 있다.

$$v_{ck}(t) = \frac{v_s}{v_o(t)} [v_o(t) - v_{in}(t) + \frac{L}{T_s} (i_{ck}(t) - i_L(t))] \quad (7)$$

그림 3은 식 (6)의 비교 전압을 사용하였을 경우의 인덕터 전류 파형이고 그림 4는 식 (7)의 간략화된 비교 전압을 사용하였을 경우의 인덕터 전류 파형이다. 그림 3과 그림 4에서 알 수 있듯이 인덕터 전류의 파형은 기생 저항 성분 R_L, R_c 를 고려하지 않은 경우에도 기생 저항 성분 R_L, R_c 를 고려한 경우와 차이가 없다. 따라서 회로 해석 및 하드웨어 구현의 간단화를 위하여 식 (7)의 간략화된 비교 전압 v_{ck} 를 사용한다.

기준 전류 $i_{ck}(t)$ 는 입력 전류를 정현파로 프로그래밍하고 출력 전압을 조정하기 위하여 입력 전압 $V_{in}(t)$ 와 출력 전압의 오차와의 곱으로 결정되고, 전압 제어 루프에 나타나는 입력 전압의 제곱 성분을 보상하기 위하여 분모에 입력 전압의 제곱 항을 둔다. 이 입력 전압의 제곱 항은 입력 전압을 저역 통과 필터를 사용하여 직류 값으로 변환한 후에 제곱기를 사용하여 구한다. 이 입력 전압의 제곱 항은 또한 입력 전압의 실효치가 변화할 때 제어기에 입력 전압의 변화를 피드 포워드하여 출력

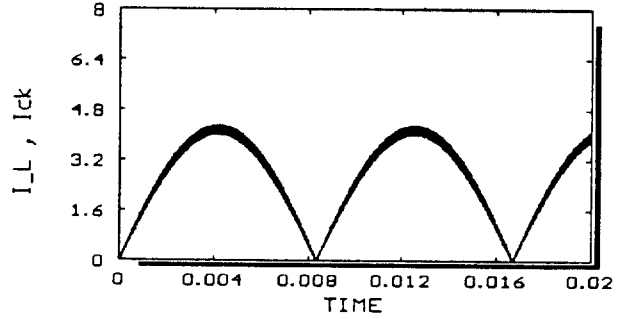


그림 3 기생성분을 고려한 경우의 인덕터 전류파형
Fig. 3 Inductor current waveform in the presence of parasitic component

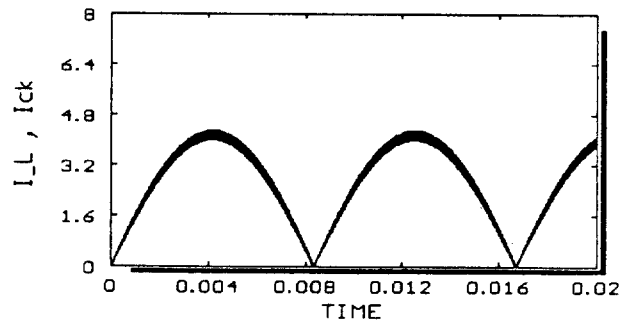


그림 4 기생성분을 무시한 경우의 인덕터 전류파형
Fig. 4 Inductor current waveform in the absence of parasitic component

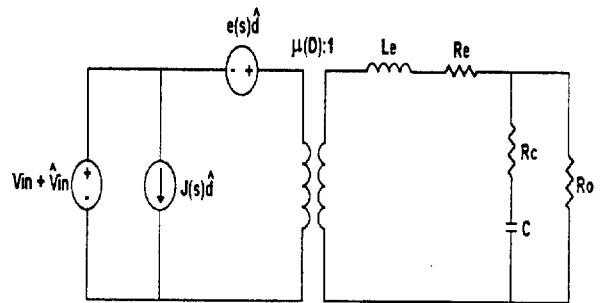


그림 5 부스트 컨버터의 캐노니컬 모델
Fig. 5 Canonical model of boost converter

전압 레귤레이션 특성을 향상시키게 된다. 그림 5는 전류 제어 루프 및 전압 제어 루프를 포함한 역률 제어기의 회로도이다.

3. 역률 제어기의 모델링

앞 절에서 도출한 역률 제어기의 모델링은 먼저 역률 제어기를 크게 비교 전압 발생기와 기준 전류 발생기로 구분하여 각각에 대한 정상 상태 모델을 구한 후 정상 상태 모델에 소신호 섭동 신호를 인가하여 소신호 모델을 도출한다. 도출된 비교 전압 발생기 및 기준 전류 발생기에 대한 소신호 모델은 부스트 컨버터의 소신호 모델과 결합시켜 역률 제어 AC/DC 컨버

터의 소신호 모델을 구한다.

비교 전압 발생기는 식 (8)의 비교 전압 $v_{ck}(t)$ 에 따라 비교 전압 $v_{ck}(t)$ 를 발생하여 비교기에 인가하여 스위치 구동 신호를 발생한다.

$$v_{ck}(t) = \frac{v_s}{v_o(t)} [v_o(t) - v_{in}(t) + \frac{L}{T_s} (i_{ck}(t) - i_L(t))] \quad (8)$$

정상 상태에서 비교기의 각 변수는 식 (9)와 같이 표현할 수 있다.

$$v_{ckss}(t) = V_{ck} + v_{ckr}(t) \quad (9-a)$$

$$v_{oss}(t) = V_o + v_{or}(t) \quad (9-b)$$

$$i_{ckss}(t) = I_{ck} + i_{ckr}(t) \quad (9-c)$$

$$i_{Lss}(t) = I_L + i_{Lr}(t) \quad (9-d)$$

$$v_{inss}(t) = V_{in} + v_{inr}(t) \quad (9-e)$$

여기서 대문자는 각 변수의 RMS 값, 또는 DC 값을 의미하며 첨자 ss 및 r은 각각 정상 상태값 및 AC 리플값을 나타낸다. 고역률을 얻기 위하여 전압 제어 루프와 저역 통과 필터의 밴드 폭은 통상 입력 전압의 리플 주파수보다 낮게 설정하기 때문에 식 (10)과 같은 가정을 할 수 있다.

$$V_{in} \gg v_{inr}, V_{ck} \gg v_{ckr} \quad (10)$$

식 (10)의 가정과 식 (9)의 변수 및 식 (8)의 관계를 이용하여 비교 전압 발생기의 정상 상태 모델을 구하면 식 (11)과 같다.

$$v_{ckss}(t) = V_{ck} + v_{ckr}(t) \quad (11)$$

여기서

$$V_{ck} = \frac{v_s}{V_o} [V_o - V_{in} + \frac{L}{T_s} (I_{ck} - I_L)] \quad (12-a)$$

$$v_{ckr}(t) = \frac{v_s D'}{V_o} v_{or}(t) - \frac{v_s}{V_o} v_{inr}(t) + \frac{L v_s}{V_o T_s} [i_{ckr}(t) - i_{Lr}(t)] \quad (12-b)$$

소신호 섭동 성분을 고려하면 식 (8)로 표현되는 비교 전압 발생기의 각 변수는 식 (9)의 변수에 소신호 섭동 성분을 첨가하여 식 (13)과 같이 표현할 수 있다.

$$v_{ck}(t) = V_{ck} + v_{ckr}(t) + v_{ckp}(t) = v_{ckss}(t) + v_{ckp}(t) \quad (13-a)$$

$$v_o(t) = V_o + v_{or}(t) + v_{op}(t) = v_{oss}(t) + v_{op}(t) \quad (13-b)$$

$$i_{ck}(t) = I_{ck} + i_{ckr}(t) + i_{ckp}(t) = i_{ckss}(t) + i_{ckp}(t) \quad (13-c)$$

$$i_L(t) = I_L + i_{Lr}(t) + i_{Lp}(t) = i_{Lss}(t) + i_{Lp}(t) \quad (13-d)$$

$$v_{in}(t) = V_{in} + v_{inr}(t) + v_{inp}(t) = v_{inss}(t) + v_{inp}(t) \quad (13-e)$$

여기서 첨자 p는 소신호 섭동 성분이다.

역률을 제어하기 위하여 전압 제어 루프의 밴드 폭은 리플 주파수보다 낮게 설정하므로 식 (10)의 가정과 섭동 성분의 정의에 의하여 다음을 가정할 수 있다[7].

$$V_o \gg v_{or}(t) \gg v_{op}(t) \quad (14-a)$$

$$V_{ck} \gg v_{ckr}(t) \gg v_{ckp}(t) \quad (14-b)$$

$$i_{Lr}(t) \gg i_{Lp} \quad (14-c)$$

$$v_{inr}(t) \gg v_{inp}(t) \quad (14-d)$$

식 (14)의 가정과 식 (8), 식 (9)의 관계에서 비교 전압 $v_{ck}(t)$ 는 정상 상태 동작점 부근에서 다음과 같이 근사화된다.

$$\begin{aligned} v_{ck}(t) &= V_{ck} + v_{ckr}(t) + v_{ckp}(t) \\ &= v_{ckss}(t) + v_{ckp}(t) \end{aligned} \quad (15)$$

여기서

$$v_{ckp}(t) = \frac{v_s D'}{V_o} v_{op}(t) - \frac{v_s}{V_o} v_{inp}(t) + \frac{L v_s}{V_o T_s} [i_{ckp}(t) - i_{Lp}(t)] \quad (16)$$

식 (15)로 표현되는 비교 전압 발생기의 모델은 정상 상태의 동작점 부근에서 선형이며 이에 대한 섭동 모델은 식 (15)에서 정상 상태 값 V_{ckss} 를 제외한 나머지, 즉 식 (16)과 같다. 따라서 비교기의 이득이 $1/v_s$ 이므로 부스트 컨버터에 인가되는 스위칭 함수의 평균값은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \overline{q_p}(t) &= \frac{1}{v_s} \left(\frac{v_s D'}{V_o} v_{op}(t) - \frac{v_s}{V_o} v_{inp}(t) \right. \\ &\quad \left. + \frac{L v_s}{V_o T_s} [i_{ckp}(t) - i_{Lp}(t)] \right) \\ &= F_m \{ \beta v_{op}(t) + \alpha v_{inp}(t) + \gamma [i_{ckp}(t) - i_{Lp}(t)] \} \end{aligned} \quad (17)$$

이때 기준 전류 $i_{ck}(t)$ 는 출력 전압 오차 $[v_o(t) - v_{ref}(t)]$ 와 입력 전압 $v_{in}(t)$ 의 곱으로 구해지므로 비교 전압에 대한 소신호 모델을 구하는 것과 동일한 방법을 적용하여 기준 전류 $i_{ck}(t)$ 에 대한 소신호 모델을 구하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} i_{ckp}(t) &= \frac{k_1 V_{rms}}{V_{in}^2} v_{cp}(t) + \frac{k_1 V_c}{V_{in}^2} v_{in}(t) - 2 \frac{I_M}{V_{in}} v(t) \\ &= g_c v_{cp}(t) + g_{in} v_{in}(t) + g_m v(t) \end{aligned} \quad (18)$$

역률 제어 부스트 컨버터의 소신호 모델은 그림 6의 캐노니컬 모델을 사용하였다. 캐노니컬 모델은 DC/DC 컨버터를 DC/DC 컨버터의 전압 변환비를 나타내는 이상적인 변압기와 시비율의 변화에 비례하는 전압 및 전류를 발생하는 중속 전압

원 및 전류원과 출력 저역 통과 필터로 구성되어 DC/DC 컨버터의 특성을 컨버터의 종류와 무관하게 효과적으로 표현한다 [13].

그림 6의 부스트 컨버터의 캐노니컬 모델에서 $e(s)$ 및 $J(s)$ 는 식 (18), 식 (19)로 표현할 수 있다.

$$J(s) = \frac{V_{in}}{D'^3} \frac{1}{R_o} \quad (19)$$

$$e(s) = \frac{V_s}{D'} (1 - s \frac{L_{eq}}{R_o}) \quad (20)$$

능동 역률 제어 AC/DC 컨버터의 소신호 모델은 식 (16) 및 식 (18)로 표현되는 비교 전압 발생기와 기준 전류 발생기의 소신호 모델과 그림 6으로 표현되는 부스트 컨버터의 소신호 모델을 결합하여 구할 수 있다. 그림 7은 능동 역률 제어 AC/DC 컨버터의 소신호 모델의 블록 다이어그램이며 여기서 $H_e(s)$ 는 샘플링 효과이고 F_m 은 비교기의 이득이고 Z_o 및 Z_F 는 각각 출력 임피던스 및 필터 인덕터이며 각각의 값은 식 (21)~식 (23)에 나타내었다[7,10].

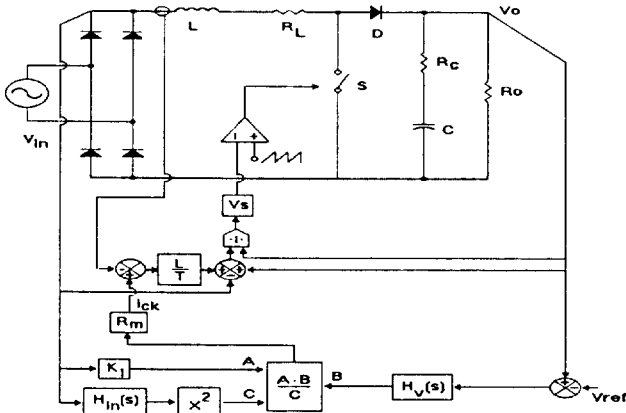


그림 6 역률 제어기의 블록 다이어그램
Fig. 6 Block diagram of power factor controller

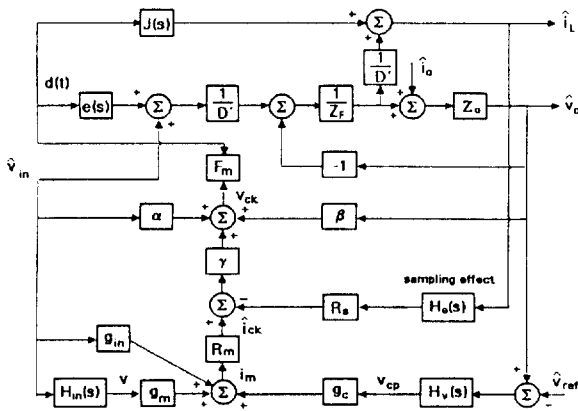


그림 7 역률 제어 부스트 컨버터의 소신호 모델 블록 다이어그램
Fig. 7 Small signal model block diagram of PFC boost converter

$$Z_o(s) = \frac{(1+sCR_c)R_o}{1+sC(R_c+R_o)} \quad (21)$$

$$Z_F(s) = R_{eq} + sL_{eq} \quad (22)$$

$$H_e(s) = -\frac{s^2}{\omega_s^2} + \frac{s}{\omega_s Q_s} + 1 \quad (23)$$

여기서

$$L_{eq} = L / D'^2,$$

$$R_{eq} = L_D / D'^2 + R_L D / D'^2$$

$$\omega_s = \pi / T_s$$

$$Q_s = -2 / \pi$$

4. 역률 제어 부스트 컨버터의 소신호 해석 및 제어 루프 설계

예측 전류 제어 방식을 적용한 역률 제어기의 전달 함수를 그림 7의 능동 역률 제어 AC/DC 컨버터의 블록 다이어그램으로부터 구할 수 있으며, 구해진 소신호 전달 함수에 대한 보드 선도를 구하여 특성을 해석한다. 먼저 부스트 컨버터의 캐노니컬 모델에서 입력 전압 대 출력 전압 v_{op}/v_{inp} , 시비율의 변화 대 출력 전압 v_{op}/d_p , 입력 전압 대 인덕터 전류 i_{Lp}/v_{inp} , 그리고 시비율의 변화 대 인덕터 전류 i_{Lp}/d_p 의 소신호 전달 함수를 구하면 다음과 같다.

$$\frac{v_{op}}{v_{inp}} = g_{vg} = \frac{1}{D'} \frac{sCR_c + 1}{\Delta(s)} \quad (24)$$

$$\frac{v_{op}}{d_p} = g_{vd} = \frac{V_{in}}{D'^2} \frac{(sCR_c + 1)(1 - sL/R_o D'^2)}{\Delta(s)} \quad (25)$$

$$\frac{i_{Lp}}{v_{inp}} = g_{ig} = \frac{1}{RD'^2} \frac{sCR_c + 1}{\Delta(s)} \quad (26)$$

$$\frac{i_{Lp}}{d_p} = g_{id} = \frac{2V_{in}}{RD'^3} \frac{1 + sCR_c/2}{\Delta(s)} \quad (27)$$

여기서

$$\Delta(s) = s^2 L_{eq} C + s \left[\frac{L_{eq}}{R_o} + C(R_{eq} + R_c) \right] + 1$$

4.1 전류 제어 루프 해석 및 설계

그림 7의 역률 제어 부스트 컨버터의 소신호 모델과 식 (24)~식 (27)의 부스트 컨버터의 소신호 전달 함수에서 기준 전류 $i_{ckp}(t)$ 대 인덕터 전류 $i_{Lp}(t)$ 의 소신호 전달 함수는 다음과 같이 구해진다.

$$\frac{i_{Lp}}{i_{ckp}} = T_i = \frac{\gamma F_m G_{id}}{1 - \beta F_m g_{vd} + H_e(s) \gamma F_m G_{id}} \quad (28)$$

좋은 동특성 및 정상 상태 특성을 얻기 위하여 전류 제어 루

프는 낮은 주파수에서 이득이 커야 하고, 넓은 밴드 폭과 적절한 안정도 여유를 가져야 한다. 평균 전류 제어 방식은 이러한 조건을 만족하기 위하여 전류 제어 루프에 보상기를 설치하여야 하나 입력 전압에 따라 주기적으로 변화하는 영점과 극점 때문에 보상기를 최적으로 설계하기가 어렵다. 그림 8은 평균 전류 제어 방식에서 입력 전압을 160V (rms)로 하여 보상기를 설계한 경우 전류 제어 루프의 보드선도이다. 그림 8에서 이득 및 위상 곡선은 입력 전압이 정현적으로 변화함에 따라 이득 및 위상이 변화함을 나타내기 위하여 입력 전압의 순시치가 10V, 80V, 150V, 220V, 290V일 때의 이득 및 위상 곡선들도 시하였다. 그림 8에서 알 수 있듯이 평균 전류 제어 방식은 입력 전압의 변화에 따라 이득 및 위상이 변화하게 된다. 그림 9는 예측 전류 제어 기법을 적용한 경우 전류 제어 루프의 보드선도이다. 이 경우 전류 제어 루프는 보상을 행하지 않아도

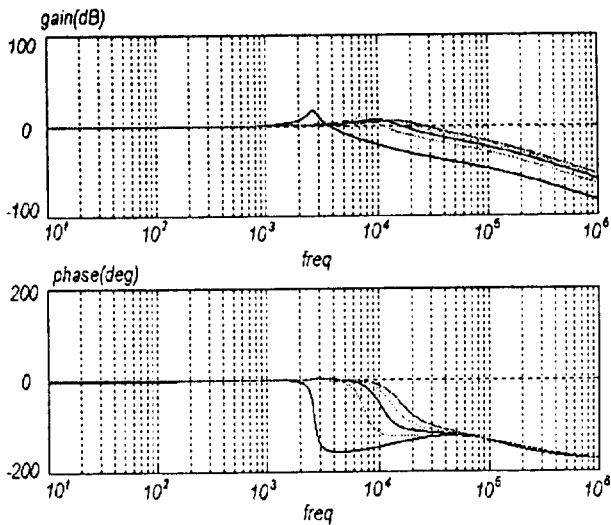


그림 8 평균 전류 제어 방식의 전류제어 루프 보드선도
Fig. 8 Bode diagram of average current control

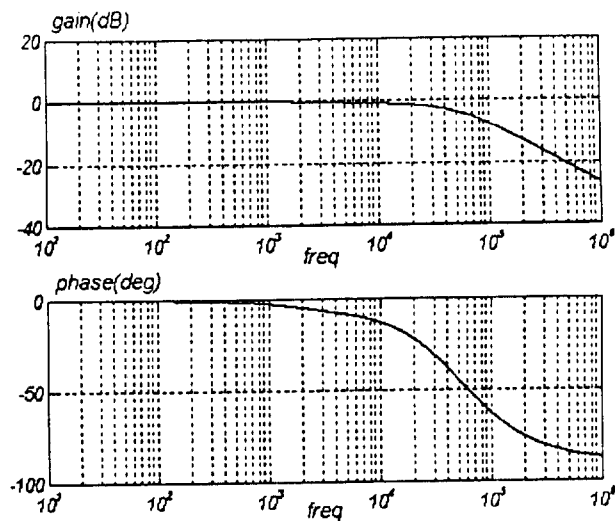


그림 9 예측 전류 제어 방식의 전류제어 루프 보드선도
Fig. 9 Bode diagram of predictive current control

밴드 폭이 충분한 보상을 한 경우의 평균 전류 제어 방식의 밴드 폭과 비슷하게 된다.

4.2 전압 제어 루프의 해석 및 설계

그림 7의 역률 제어 부스트 컨버터의 소신호 모델과 식 (24) ~ 식 (27)의 부스트 컨버터의 소신호 전달 함수에서 전압 오차 $v_{cp}(t)$ 대 출력 전압 $v_{op}(t)$ 의 소신호 전달 함수는 식 (29)와 같이 구할 수 있고, 전압 오차 $v_{cp}(t)$ 대 출력 전압 $v_{op}(t)$ 의 소신호 전달 함수에 대한 보드선도는 그림 10과 같다.

$$\frac{v_{op}}{v_{cp}} = \frac{\gamma F_m g_c g_{vd}}{1 - \beta F_m g_{vd} + \gamma F_m g_{id} H_e(s)} \quad (29)$$

식 (29)로 표현되는 전압 제어 루프의 소신호 전달 함수와 그림 10의 전압 제어 루프의 보드선도로부터 전류 제어 루프의 교차 주파수 이하에서 전압 제어 루프는 저항 부하의 경우 다음 식과 같이 간략화할 수 있다.

$$\frac{v_{op}}{v_{cp}} = g_c \frac{R_m}{R_s} \frac{V_{rms}}{V_o} \frac{R/2}{1 + sCR \cdot 2} \quad (30)$$

전압 제어 루프의 밴드 폭은 전압 리플 주파수가 전류 파형에 미치는 왜곡 현상을 감소시키기 위하여 낮게 설정하며 0.96의 역률을 얻기 위한 전압 제어 루프의 교차 주파수는 20Hz정도가 된다.[11] 이러한 조건을 만족하기 위하여 전압 제어 루프에 보상기를 설치하며 저항 부하의 경우 식 (31)과 같이 2개의 극점과 1개의 영점을 갖는 보상기를 사용하여 전압 제어 루프의 밴드 폭과 이득을 보상한다.

$$H_v(s) = \frac{\omega_i}{s} \frac{1 + s/\omega_z}{1 + s/\omega_p} \quad (31)$$

여기서 ω_p 는 교차 주파수에 그리고 ω_z 는 2/RC에 위치하도록 하며 ω_p 를 조절하여 전압 제어 루프의 밴드 폭을 조절한다. 고역률을 얻기 위한 전압 제어 루프의 낮은 밴드 폭은 전압 제어 루프의 동특성을 저하시켜 입력 전압 변화 및 부하 변화

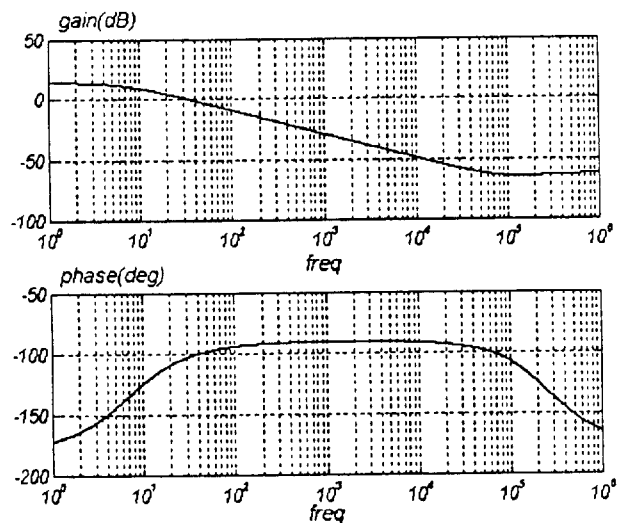


그림 10 전압 제어루프의 보드선도
Fig. 10 Voltage control loop bode diagram

에 대한 속응성이 저하되므로 출력 전압 레귤레이션 특성이 떨어지게 되며, 더 높은 역률이 필요한 경우 전압 제어 루프의 밴드 폭을 더 낮게 설정하여야 하며, 따라서 전압 제어 루프의 동특성은 더욱 저감된다. 이러한 문제점은 입력 전압의 변화를 신속하게 전압 제어 루프에 전달하여 전압 제어 루프의 속응성을 향상시킴으로서 개선할 수 있으며 이를 위하여 입력 전압 피드포워드 방식을 사용한다. 입력 전압 피드포워드 회로는 고역률을 유지하기 위하여 입력 전압 리플을 감쇄하기 위한 낮은 차단 주파수를 가지는 반면 입력 전압의 변화에 대한 속응성이 빨라야 하므로 2개의 극점을 갖는 저역 통과 필터로 구성한다.

5. 하드웨어 설계 및 실험 결과

본 논문에서 제안한 역률 제어 방식을 이용한 역률 제어 부스트 컨버터의 효율성을 입증하기 위하여 표 1과 같은 사양을 가지는 역률 제어 부스트 컨버터를 제작하고 이 결과를 동일 사양을 가지는 평균 제어 방식과 비교하였다.

능동 역률 제어 AC/DC 컨버터는 크게 부스트 컨버터와 역률 제어부로 구성된다. 부스트 컨버터부는 표 1의 사양에 의거하여 설계하였으며 이때 스위칭 소자는 2SK1723, 다이오드는 FMG36S, 인덕터는 H7C1 재질로 1mH 값을 가지며 출력 커패시터는 1000 uF 전해 콘덴서를 사용하였다. 역률 제어부는 그림 5의 블록다이아그램에 의거하여 구성하였다. 부스트 컨버터의 출력 전압은 기준 전류와 비교하여 오차 증폭기를 통하여 증폭된 후 곱셈기에 인가된다. 입력 전압은 저역 통과 필터를 거쳐 곱셈기에 인가되며 곱셈기는 두 신호를 곱하여 기준 전류 신호를 발생한다. 이때 곱셈기는 HARRIS의 ICL8013을 사용하였고 나머지 부분은 op amp (LF444)를 사용하여 구현하였다. 이때 발생된 기준 전류는 0.2Ω 저항을 통하여 검출된 부스트 컨버터의 입력 전류와 비교하고 증폭한 후 식 (7)의 비교 전압식에 의거하여 입력 전압과 출력 전압의 항을 포함하도록 op amp를 사용하여 구현한다. 이때 제어회로를 간단하게 하기 위하여 컨버터의 출력 전압 $v_o(t)$ 항이 크게 변화하지 않기 때문에 $v_o(t)$ 항을 상수로 하여 증폭기의 이득으로 처리하여 곱셈기의 사용을 억제하였다. 비교 전압은 LM3524의 비교기에 인가되어 PWM 신호를 발생하며 이를 위하여 LM3524의 오차 증폭기의 이득을 1로 하였고 비교 전압과 삼각파 신호의 레벨을 맞추기 위하여 LM3524 전단에 레벨 쉬프터를 추가하였다.

그림 11과 그림 12는 예측 전류 제어 방식을 적용한 경우 입력 전류 파형과 입력 전류 스펙트럼이다. 그림에서 입력 전류 파형의 측정에 입력 노이즈 필터를 사용하지 않았다. 그림 12의 입력 전류 스펙트럼에서 예측 전류 제어 방식을 적용한 역률 제어기의 THD는 6.664%이고 역률은 0.998로 나타났다. 이러한 결과는 예측 전류 제어기의 전류 제어 루프가 보상이

필요하지 않고 그 자체로 넓은 밴드 폭과 저주파에서 이득 1을 가지며 특히 주기적으로 변화하는 영점 및 극점의 영향을 받지 않음으로서 입력 전압의 전 범위에서 인덕터 전류가 기준 전류를 충실하게 추종함에 기인한다. 그림 13과 그림 14는 평균 전류 제어 방식을 적용한 경우의 입력 전류 파형과 입력 전류의 스펙트럼이다. 그림 14의 입력 전류 스펙트럼에서 평균 전류 제어 방식의 경우 입력 전류의 THD는 10.053%이고 역률은 0.995로서 예측 전류 제어 방식에 비하여 역률이 낮고 고조파 하모닉 성분이 많음을 알 수 있다.

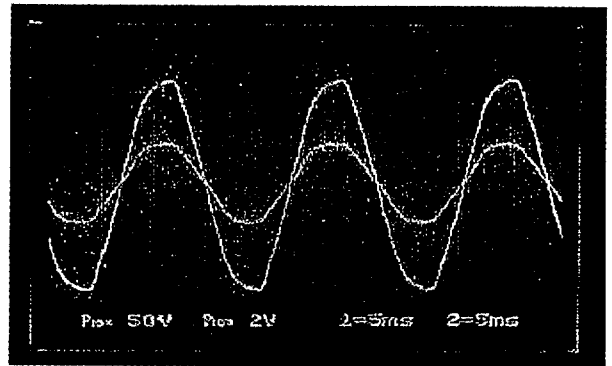


그림 11 예측 전류제어방식의 입력전류 및 전압 파형
Fig. 11 Input voltage & current waveform of predictive current control

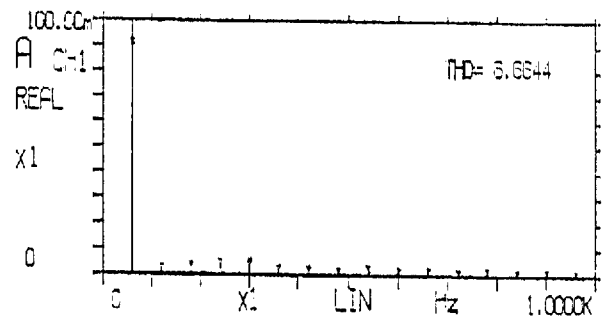


그림 12 예측 전류 제어방식의 입력전류 스펙트럼
Fig. 12 Input current spectrum of predictive current control

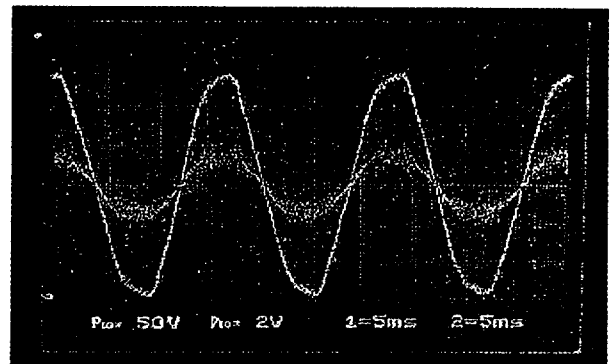


그림 13 평균 전류제어방식의 입력전류 및 전압 파형
Fig. 13 Input voltage & current waveform of average current control

표 1 역률 제어 부스트 컨버터의 주요 사양
Table 1 Specification of power factor control boost converter

Line. Freq	60Hz
Line Voltage	90~120V
Output Voltage	200V
Output Power	200W
Switching.Freq	100KHz
Power Factor	0.99

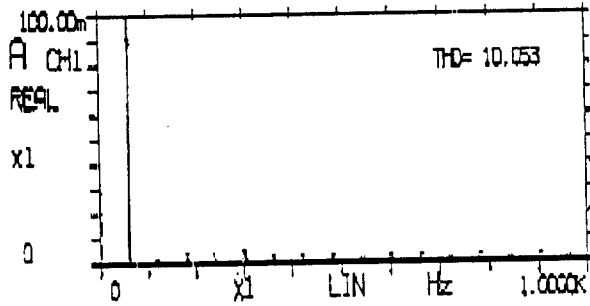


그림 14 평균 전류 제어방식의 입력전류 스펙트럼
 Fig. 14 Input current spectrum of average current control

6. 결 론

본 논문에서는 역률 제어 부스트 컨버터의 상태 모델로부터 전류의 변화를 예측하여 입력 전류가 기준 전류를 추종하도록 스위치 온/오프 시비율을 조정하여 전류 제어 루프에 추가적인 보상기 없이도 전류 제어 루프의 필요 조건을 만족할 수 있도록 역률 제어기를 설계하였다. 이 역률 제어기에 소신호 섭동 모델링 기법을 적용하여 소신호 전달 함수를 구한 후 시뮬레이션에 의하여 소신호 특성을 고찰하였고 이 역률 제어기를 하드웨어로 구현하여 200 W 의 역률 제어 부스트 컨버터에 적용하여 그 특성을 고찰하였다. 시뮬레이션에 의한 소신호 특성 해석 및 시제작을 통하여 본 논문에서 구성된 역률 제어기는 1) 전류 제어 루프가 그 자체로 충분한 밴드 폭과 이득을 가지므로 보상기가 필요하지 않으며, 2) 전류 제어 루프의 설계가 역률 제어 부스트 컨버터의 실제 파라미터와 입출력 전압 관계에서 도출된 인덕터 전류를 기준하여 설계하므로 입력 전압의 전 범위에서 제어 성능이 동일하며, 3) 입력 전류가 기준 전류를 스위칭의 한 주기 내에 추종하므로 역률 향상 효과가 뚜렷하고, 4) 고주파 하모닉 성분이 감소하여 EMI 특성이 향상된 장점을 가진다. 따라서 이러한 특성을 가지는 역률 제어기는 우수한 고조파 하모닉 특성 및 역률 제어 효과가 필요한 통신 기기 및 디스플레이 전원에 효과적으로 적용할 수 있다.

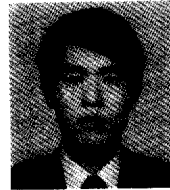
참 고 문 헌

[1] Jon Klein, M. K. Nalbant, "Power factor correction, incentives, standards, and techniques", PCIM, June, 1990, pp26-31
 [2] L. H. Dixon, "High power factor preregulators for off-line power supplies", Unitorde Switching Regulated Power Supply Design Seminar Manual, I2-2
 [3] C. Zhou, R. B. Ridly, F. C. Lee, "Design and analysis of a hysteretic boost power factor correction circuit", PESC, 1990, pp800-807
 [4] J. C. Salmon, "Performance of a single phase PWM boost rectifier using hysteresis current control", EPE, 1991, pp 384-389
 [5] R. Redl, B. P. Erisman, "Reducing distortion in peak current controlled boost power factor correctors", APEC, 1994, pp576-583
 [6] L. H. Dixon, "Average current mode control of switching power supplies", Unitorde Power Supply Design Seminar

Handbook, 1990

[7] F. A. Huliehel, F. C. Lee, B. H. Cho, "Small signal modeling of the single phase boost high power factor converter with constant switching frequency control", PESC, 1990, pp475-482
 [8] M. S. Kim, P. Shanker, W. Zhang, "Analysis of predictive control for active power factor correction", IECON, 1994, pp446-451
 [9] Rusang Wu, S. B. Dewan, G. R. Slemon, "A PWM AC-to-DC converter with fixed frequency control", IEEE tran. on Industry Applications, Vol 26, No. 5, 1990, pp880-885
 [10] W. Tang, F. C. Lee, R. B. Ridly, "Small signal modeling of average current mode control", APEC, 1992, pp747-755
 [11] P. C. Todd, "UC3854 controlled power factor correction circuit design", Unitorde Application note U-134
 [12] L. H. Dixon, "High Power factor switching regulator design optimization", Unitorde Switching Regulated Power Supply Design Seminar Manual, 1991
 [13] R.D.Middlebrook, Slobodan Cuk, "A general unified approach to modelling switching converter power stage", PESC, 1976

저 자 소 개



이 인 호 (李寅浩)
 1962년 2월 25일생. 1988년 고려대 공대 전기공학과 졸업. 1990년 고려대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 고려대 대학원 전기공학과 박사과정



김 성 환 (金成煥)
 1970년 고려대 공대 전기공학과 졸업. 1995년 고려대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 고려대 대학원 전기공학과 박사과정



유 지 윤 (柳志潤)
 1955년 2월 25일생. 1977년 고려대 공대 전기공학과 졸업. 1983년 동 대학원 전기공학 졸업(석사). 1987년 일본 와세다대학 전기공학과 졸업(공학). 1987년~1991년 창원대 공대 전기공학과 조교수. 현재 고려대 전기공학과 부교수



박 귀 태 (朴貴泰)
 1947년 10월 25일생. 1975년 고려대 공대 전기공학과 졸업. 1981년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학). 1975년 한국에너지연구소 연구원. 1978년 광운대 공대 전기공학과 조교수. 1984년~1985년 미국 일리노이대학 객원 연구원. 현재 고려대 공대 전기공학과 교수. 당학회 편집이사