

단위 역률 구현을 위한 부스트 컨버터의 전류제어방식 비교

(The Current Control Methods Comparison of Boost Converter for Unity Power Factor)

최재동* · 성세진**

(Jae-Dong Choi · Se-Jin Seong)

요 약

본 연구에서는 기존의 정류회로가 포함하고 있는 고조파 발생과 역률저하문제를 개선하기 위한 방안으로 BPF(Boost Power Factor Collection)방식을 사용하였다. 이 BPF는 고역률을 구현하기 위해 가장 널리 쓰이는 방식중의 하나로서 입력전압과 거의 동등한 지속적인 인덕터 전류를 정현파에 가까운 형태로 제어할 수 있다는 장점을 가지고 있다. 또한 BPF는 제어방식에 의해 크게 달라질 수 있다. 본 논문에서는 순간모드선택 피크 전류제어방식과 PWM 평균전류 제어방식을 이용한 고역률 저고조파를 갖는 정류회로를 구성하여 각각에 대하여 비교분석하였다.

Abstract

In this paper, the BPF(Boost Power Factor Collection) method is proposed to improve power factor and harmonic distortion. This method not only reduces the current and voltage distortion but also the physical size and brings expected high efficiency through current control method. And the proposed BPF has a distinct difference by control methods. The BPF method proposed in this study has the characteristic of the high power factor and low harmonic distortion, and the control method using the peak current control and PWM average current control is comparative.

1. 서 론

최근 반도체를 이용한 전자기기의 급격한 증가와 대용량 직류전원의 개발 필요성에 의해 정류회로의 중요성이 한층 고조되고 있다. 현재 각종 전기기기 에 사용되고 있는 정류회로에는 비교적 회로구성이 간단하고 가격이 안정된 콘덴서 입력형 정류회로가 사용되고 있다. 그러나 기존의 콘덴서 입력형 정류회로는 전압의 피크부근에서만 전류가 흐르는 관계로

*정회원 : 한국항공우주연구소 무궁화위성그룹
선임연구원

**정회원 : 충남대학교 전기공학과 교수
접수일자 : 1998. 3. 7.

단위 역률 구현을 위한 부스트 컨버터의 전류제어방식 비교

입력전류에 많은 고조파성분들을 포함하게 되고 이 고조파는 배전 계통에 고조파 장애를 발생시킬 수 있으며, 저역률에 의해 송·수전 용량이 증가하게 된다. 이러한 문제 해결의 핵심은 전류가 흐를 수 있는 범위를 확대하는 것으로 집약된다[1~3].

본 연구에서 제안된 부스트 컨버터는 고역률을 구현하기 위해 가장 널리 쓰이는 방식 중의 하나로서 정류기와 콘덴서 사이에 BPF(Boost Power Factor Correction)를 삽입하는 방식이다. 이 방식에서 사용되는 BPF는 순간전압 파워 소스를 제공하고, 콘덴서는 파워라인으로부터 충전과 동시에 정현파 전류를 그리게 된다. 그러나 부스트 컨버터는 불가피한 단점이 있다. 그것은 출력전압이 입력전압보다 훨씬 높으며, 높은 용량의 전압 스위치와 다이오드가 요구되어지고 역률개선용 제어 IC를 사용함으로써 넓은 공간 영역 확보 및 단락보호 회로가 요구된다는 점이다.

본 연구에서는 시스템의 역률과 고조파의 요구조건에 따라 적절한 제어방식을 선택할 수 있도록 피크 전류 제어방식과 평균전류제어방식으로 나누어 비교 분석하였다. 먼저 피크전류 순간모드선택 방식은 약간의 고조파를 희생하여야 하는 단점이 있으나 회로 구성이 간단하고 저가의 시스템을 구성하는데 적합하며, 두 번째로 PWM평균전류제어방식은 고조파가 10%이내이면서 거의단위 역률을 구현하고자 하는 시스템에 적합하다. 각각의 제어방식에 대한 동작모드 해석 및 실험결과를 통해 제어용 IC를 사용하지 않고 제안된 제어 방식을 이용하여 적은 비용과 작은 공간에서 만족할 만한 효과를 얻을 수 있음을 확인하였다.

2. 역률개선회로

능동스위치 모드 보상방식 중에서 가장 기본적이고 폭넓게 이용되는 회로가 BPF이다. 출력전압이 입력전압보다 훨씬 높으며 거의 전 영역에서 PFC의 기능이 이루어질 수 있다. 단점은 높은 전압 출력필터가 필요하고 높은 스위칭 손실과 EMI노이즈가 크다는 것이다. 이러한 BPF는 피크전류제어, 평균전류제어 그리고 히스테리시스제어와 같은 제어방식에 의해 크게 달라질 수 있다. 본 연구에서는 피크전류 제어 방식과 평균전류제어방식을 비교 분석하였다.

피크전류 제어방식의 특징은 외부 램프신호를 이용해 연속 전류모드로 동작할 때 일정주파수로 동작하고 스위치 전류 스트레스와 EMI필터가 작아도 되지만 문제점으로는 영전압 근처에서 왜형이 있으며, 제어가 복잡하고 스위칭 잡음이 심하다는 것이다. 두 번째로 평균전류제어는 외부 램프 보상이 필요 없이 일정주파수로 동작하며 스위칭 노이즈가 작은 장점이 있으나 제어가 복잡하다는 단점이 있다.

그림 1은 BPF를 삽입한 전체시스템 구성도로서 입력역률 제어회로부와 공진형 컨버터 회로부로 구성된다. 입력 역률 제어회로부는 기존의 역률개선 및 고조파 저감을 위한 부분으로 피크 전류제어방식과 평균전류제어방식을 사용하여 비교 분석하였다. 공진형 컨버터 회로부는 전구형 형광등을 구동하기 위한 전원장치로 고주파 인버터 방식을 채택하여 인덕터와 콘덴서의 물리적인 크기를 줄여 전원장치를 소형화하였다.

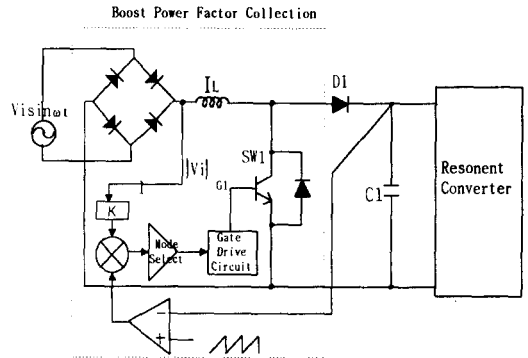


그림 1. 전체 시스템 구성회로
Fig. 1. System block diagram

3. 전류제어방식 비교

3.1 순간모드선택방식 피크전류제어회로 1) 회로 동작원리

그림 2는 피크전류 제어회로도를 나타내고 있다. 고정된 주파수의 펄스가 출력측의 트랜스포머로부터 공급되고, 이 때 A점의 정현파 입력전압 $|V_i|$ 와 제너다이오드 전압차에 의해 저항 R_F 에 전류가 흐른다. 발생된 전류 I_F 는 포토 커플러의 입력측 다

이오므로 흐르게 되어 출력측에 신호를 전달하게 되고, 이때 출력측 트랜지스터의 V_{CE} 는 ON이 된다.

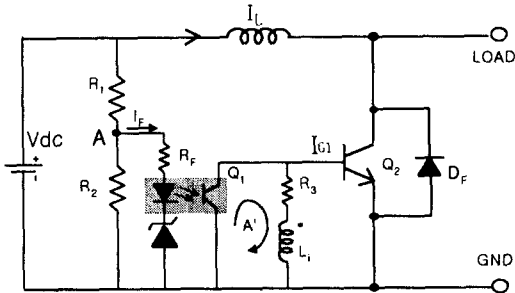


그림 2. 피크전류제어 회로도
Fig. 2. Peak current control circuit

여기서 동작모드는 크게 두 가지로 나타낼 수 있다.

(1) $|V_i| < V_{ref}$ 일때 (V_{ref} 에 도달할 때까지 부스트모드로 동작)

만약 A점의 정현파 전압 $|V_i|$ 가 제너다이오드 전압 V_E 보다 작다면 L_1 에 의해 발생하는 펄스는 Q_2 의 게이트에 계속 공급되며 Q_2 는 스위칭 동작을 계속하게 되어 부스트 컨버터로서 동작하게 된다. 부스트 컨버터는 모든 모드에서 출력전압에 독립적으로 고역률로 동작할 수 있다.

(2) $|V_i| > V_{ref}$ 일때 (수동 모드로 동작)

V_{CE} 가 ON이 되어 Q_1, R_3, L_1 에 의해 폐회로(A')가 형성된다. L_1 에 의해 공급되는 펄스는 단락회로가 되어 정류된 AC전원은 인덕터를 통하여 수동적으로 필터되어지고 출력으로 인가되어진다.

2) 동작 모드 해석

그림3은 설계기준전압 및 보상된 입력전류파형을 보여주고 있다. 반주기에 대한 입력 전압파형은 $V_i = V_p \sin 2\pi ft$ 로 정의된다. 여기서 f는 입력 전압주파수를 나타내며, 인덕터 전류는 지속적, 출력 전압은 일정, 회로는 안정상태라는 여러 가지 단순화 된 가정들이 주어졌다.

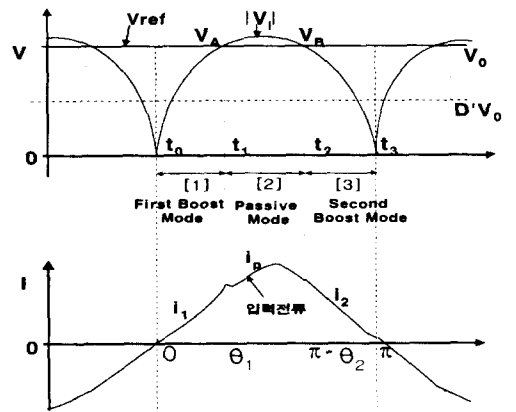


그림 3. 정류전압 및 보상된 입력전류파형
Fig. 3. Rectified voltage and waveform of compensated input current

여기서 두 가지 모드가 존재한다. 첫 번째, 두 번째 부스트 모드와 수동 모드, 즉 다시 말하자면 $0 < \theta < \theta_1$ 동안 첫 번째 부스트 모드와 $\pi - \theta_2 < \theta < \pi$ 동안 두 번째 부스트 모드 그리고 θ_1 과 $\pi - \theta_2$ 사이의 수동 모드로 구별되어질 수 있다.

(1) 첫 번째 부스트 동작 모드 ($0 < \theta < \theta_1$)

부스트 컨버터의 등가회로에서 $t_{on} = DT, t_{off} = D'T$ 이기 때문에 한 스위칭 주기동안 전류의 증가는 (연속동작에 있는 동안)

$$\Delta I = (V_i - D'V_0)T \tag{1}$$

만약 스위치 주기가 $T \rightarrow 0$ 이라면 적분형태로 쓰여질 수 있다. $V_i = \sin t$ 와 $i(t_1) = 0$ 와 함께 방정식 (1)는

$$\int_0^{i_{10}} di = \int_{t_0}^t \sin t dt - D'V_0 \int_{t_0}^t dt \tag{2}$$

방정식(2)의 적분은

$$i_1(t) = i_1 - \cos t - D'V_0 t \tag{3}$$

여기서,

$$i_1 = \sqrt{1 - (D'V_0)^2} + D'V_0 \sin^{-1}(D'V_0) \tag{4}$$

$$0 \leq t \leq \sin^{-1} V_A$$

(2) 수동 동작모드 ($\theta_1 < \theta < \pi - \theta_2$)

정류기 부하시스템에서 연속 인덕터 전류의 경우 그림 3을 관찰하면

$$i_{\mu(t)} = i_{\mu(t_1)} + \int_{t_1}^{t_2} (\sin t - V_0) dt \quad (5)$$

를 나타낸다. 적분후에 방정식 (6)

$$i_{\mu(t)} = i_1 + i_p - \cos t - V_0 t \quad (6)$$

여기서,

$$i_p = DV_0 \sin^{-1} V_A \quad (7)$$

$$\sin^{-1} V_A \leq t \leq \pi - \sin^{-1} V_B$$

그리고 i_1 은 식(6)에 의해 정의되어졌다. 수동동작 모드에 대한 방정식은 부스트 모드에 대한 방정식과 같은 형태를 갖는다. 주요한 차이는 선형항목의 계수에 있다. 부스트 동작은 AC 전원 주기동안 $D'V_0$ 에 의해 효율적으로 출력전압을 줄임으로서 정류 필터 부하시스템에서 도통 각을 증가시킨다.

(3) 두 번째 부스트 동작모드 ($\pi - \theta_2 < \theta < \pi$)

$\pi - \theta_2$ 와 입력전압의 반주기의 끝 사이에 회로 동작은 첫 번째 부스트주기 동안의 동작과 거의 흡사하다. 두 번째 부스트 모드동안 전류는

$$\int_{i_2(t_1)}^{i_2(t_2)} di = \int_{t_2}^t \sin t dt - D'V_0 \int_{t_2}^t dt \quad (8)$$

방정식의 적분은

$$i_2(t) = i_1 + i_p + i_2 - \cos t - D'V_0 t \quad (9)$$

$$\text{여기서, } i_2 = -DV_0(\pi - \sin^{-1} V_B) \quad (10)$$

$$\pi - \sin^{-1} V_B \leq t \leq t_3$$

3.2 PWM 평균전류제어방식 회로

1) 동작원리

PWM평균 전류제어회로는 그림 4와 같다. 그림 4에서 톱니파 발생회로에서 발생한 톱니파와 분주저항기에서 생성된 정현파 $|V_i|$ 의 전압이 MOSFET에서 비교되어 톱니파와 정현파 사이에서 발생한 전압차에 의해 포토커플러에 전류가 흐르게 되고 포토커플러의 출력측에 구형파 펄스가 발생하

게 된다. 이때 분주저항기의 가변저항 R_1 을 통하여 $|V_i|$ 의 크기를 조절함으로써 출력측의 구형파 펄스폭이 조절 가능하다. 여기서 발생된 구형파가 부스트 컨버터의 스위칭 트랜지스터를 구동하게 되어

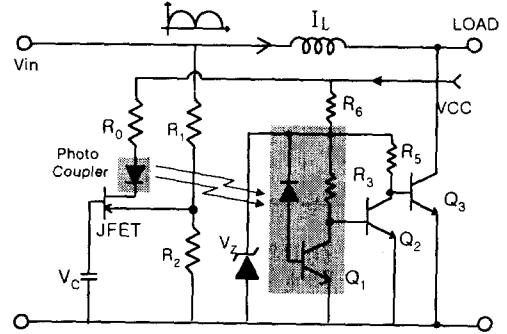


그림 4. PWM평균 전류제어회로도
Fig. 4. PWM averaged current control circuit

평균전류제어를 하게 된다. 또한 SCR과 함께 많이 응용되는 UJT트리거 회로가 톱니파 발생회로로 이용되어졌다.

2) 동작모드 해석

PWM평균 전류제어회로방식의 동작모드에서 먼저 입력 전류가 항상 정현파에 가깝게 제어되기 위해서 듀티비 D가 계산되어야 하고 그 결과 하나의 스위칭 주기내에 초크전류의 평균값이 입력전압에 비례적으로 나타나게 된다. 그림 5는 한 스위칭 주기동안의 인덕터전류와 시간의 그래프를 나타낸다.

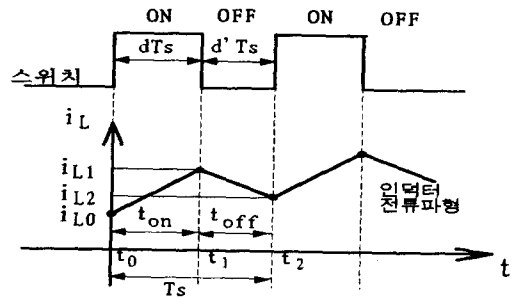


그림 5. 한 스위칭주기동안 인덕터전류와 시간과의 그래프

Fig. 5. Graph of inductor current-time for one switching period

$$i_i(t) = \hat{i}_i \sin \omega t$$

(\hat{i}_i : 기준 전류의 최대크기)

$$i_{ref} = i_i \sin \omega t$$

$$i_u(t) = \hat{i}_u \sin \omega t$$

$$V_i(t) = \hat{V}_i \sin \omega t$$

(\hat{V}_i : 입력 전압의 최대치)

(1) 스위치 ON 구간($t_0 \leq t \leq t_1$)

$$\frac{dV_c}{dt} = -\frac{V_c}{R_c} \text{ 와 } \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L} |V_i| \text{ 로부터 상}$$

태 공간 평균화를 이용하여 식(11)~(13)을 얻을 수 있다. 그것은 인덕터 전류와 커패시터 전압으로 묘사되어진다.

여기서, $i_L(t_0) = i_0, i_L(t_1) = i_1,$

$i_L(t_2) = i_2$ 라 하면

$$i_L(t) = i_0 + \frac{|V_i|}{\omega L} (\cos \omega t_0 - \cos \omega t) \quad (11)$$

$$i_L(t_1) = i_0 + \frac{|V_i|}{\omega L} (\cos \omega t_0 - \cos \omega t_1) \quad (12)$$

$$V_c(t) = V_{c0} \exp\left(-\frac{t-t_0}{R_c}\right) \quad (13)$$

(i_0 : 초기 인덕터 전류)

(2) 스위치 off 구간 ($t_1 \leq t \leq t_2$)

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{|V_i| - V_c}{L} \text{ 와 } \frac{dV_c}{dt} = \frac{1}{C} i_L - \frac{1}{R_c} V_c \text{ 의}$$

방정식으로부터 다음과 같은 인덕터 전류와 콘덴서 전압을 얻을 수 있다.

$$i_L(t) = i_0 + \frac{|V_i|}{\omega L} (\cos \omega t_0 - \cos \omega t) - V_{c0} \left(\frac{t-t_1}{L}\right) \quad (14)$$

$$V_c(t) = i_1 \left(\frac{t-t_1}{C}\right) + V_{c1} \exp\left(-\frac{t_1-t_0}{R_c}\right) + V_{c1} \exp\left(-\frac{t_1-t_0}{R_c}\right) \quad (15)$$

쇼크에서 인덕터의 지속 전류에 대한 조건은

$$(t_2 - t_0) > T_s \quad (T_s : \text{스위칭주기})$$

P_{in} 이 컨버터의 입력 전력을 나타낸다면 T_s 내의 입력 전류의 평균값은 다음 적분에 의해 주어진다.

$$i_{av} = \frac{1}{T_s} \int_{t_0}^{t_1} i_L(t) dt = \hat{i}_i \sin \omega t = \frac{2P_{in}}{\hat{V}_i^2} |V_i| = \frac{2P_{in}}{\hat{V}_i^2} |V_i| \quad (16)$$

이 때,

$$\frac{2P_{in}}{\hat{V}_i^2} |V_i| = i_{L0} + \frac{1}{2LT_s} (|V_i| (T_s)^2 - V_c(1-D) T_s)^2 \quad (17)$$

$$\frac{2P_{in}}{\hat{V}_i^2} |V_i| = i_{L0} \frac{t-t_0}{T_s} + \frac{1}{2LT_s} (|V_i| (t-t_0)^2 - V_c(t-t_1)^2) \quad (18)$$

인덕터에 지속 전류에 대한 조건은

$$t-t_0 = T_s, \quad t-t_1 = (1-D)T_s, \quad \text{그리고}$$

$t = t_2$ 이다. (18)로부터 듀티비는

$$(1-D)^2 = \frac{2L}{V_c T_s} i_{L0} + \frac{|V_i|}{V_c} \left(1 - \frac{4P_{in}L}{\hat{V}_i^2 T_s}\right) \quad (19)$$

만약 다음과 같은 조건으로 채워져 있다면 쇼크 전류는 지속적이다.

$$\frac{4P_{in}L}{\hat{V}_i^2 T_s} > 1 \quad (20)$$

4. 실험결과 및 고찰

제안된 단상 부스트 컨버터를 이용한 정류기 제어 방식은 전구형 형광등 부하(27W)에 의하여 실험되었고 실험결과는 PM3000A에 의해 측정분석되어졌다. 콘덴서 입력형 정류회로에서 발생하는 고조파 분석 파형이 그림 6에 보여지고 있고 부스트컨버터를 이용한 고역률, 저 고조파를 갖는 제안된 정류기의 입력전류 고조파 분석이 그림 7, 그림 8에 각각 보여지고 있다. 실험에 사용된 파라미터값들은 $L = 3\text{mH}$, $C = 22\mu\text{F}$, $R = 540\Omega$, $f = 28\text{kHz}$, $V_i = 120\text{V}$, $I_i = 0.225\text{A}$ 이며, 측정된 결과의 비교값은 표 1과 같다.

PFC 방식을 갖는 부스트 컨버터의 실행은 거의 이상적이다. 실험 결과로서 능동 부스트 컨버터회로를 갖는 소형스위칭 전원장치는 다음과 같은 특성을 갖는다.

1) 부스트 컨버터는 거의 최소 실효치 값까지 선전류

단위 역률 구현을 위한 부스트 컨버터의 전류제어방식 비교

표 1. 실험결과 데이터 비교

Table 1. Comparison of experiment data

항목 \ 방식	제안방식 1 (피크전류제어)	제안방식 2 (평균전류제어)
Power Factor	96.6	99.8
THD	12.06%	6.8%
V crest factor	1.383	1.383
I crest factor	1.579	1.38
Power	26.58W	27.2W

를 줄인다.

- 2) 부스트 컨버터는 단위역률까지 개선한다.
- 3) 부스트 컨버터 PFC방식은 전류와 전압 왜율을 줄일뿐 아니라 물리적인 크기와 비용도 줄일 수 있다.

일반적인 형태에서의 Power Factor는

$$PF = \frac{\frac{1}{T} \int_0^T V_i(t) \cdot i(t) dt}{V_i \cdot i_i} \quad (21)$$

로서 정의되어지며 기본과 성분과 그의 파형간의 모양의 근접도를 나타내는 수단인 전 고조파 왜곡은 다음 식과 같이 정의된다.

$$T. H. D = \frac{\sqrt{I_{rms\ total}^2 - I_{fundamental}^2}}{I_{fundamental}} \quad (22)$$

5. 결론

본 논문에서는 기존의 정류회로가 포함하고 있는 고조파 발생과 역률저하문제를 개선하기 위한 방안으로 BPFC를 사용한 정류회로를 구성하였다. 또한 BPFC의 전류제어방식을 순간모드선택 피크전류 제어방식과 PWM 평균전류 제어방식으로 나누어 비교 분석함으로써 각각의 장단점을 제시하였다. 본 연구에서 제안된 BPFC는 단순성의 잇점, 고정된 동작 주파수, 상대적으로 낮은 인덕티브 에너지 저장 및 스트레스를 제공한다는 것을 보여주었다. 이러한 간단한 제어회로를 통한 BPFC는 전자식 안정기, 소형 SMPS등 여러 가지 역률개선 목적의 전기기구에 저렴한 비용과 적은 공간영역, 출력측 보호라는 측면에서 보다 적절하게 사용 가능함을 보여주었다.

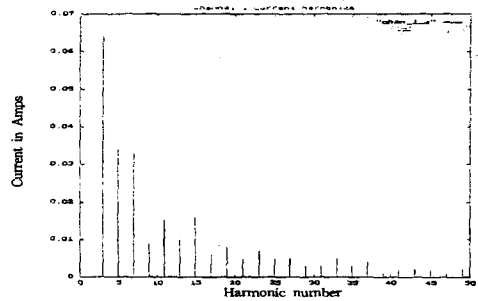
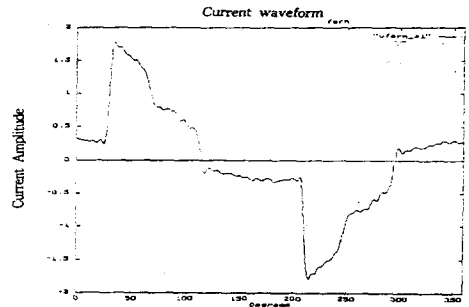


그림 6. 콘덴서 입력형 전류의 고조파분석
Fig. 6. FFT analysis of capacitor input current

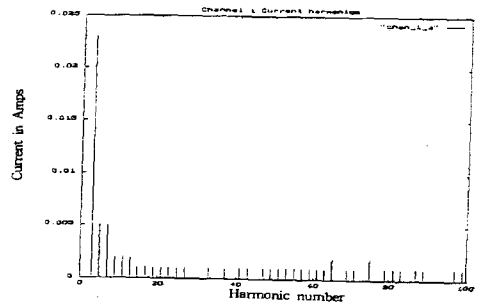
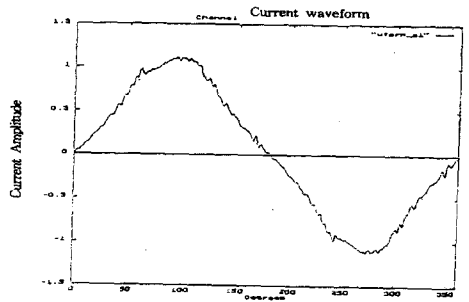


그림 7. 피크전류제어회로의 입력전류분석 파형
Fig. 7. FFT analysis of peak current control circuit

◇ 著 者 紹 介 ◇



최재동(崔載東)

1967년 11월 25일생. 1993년 충남대 전기공학과 졸업. 1995년 충남대학교 대학원 전기공학과 졸업(석사) 1995년 한국과학기술원 연구원. 1996년~현재 한국항공우주연구소 선임연구원.



성세진(成世鎭)

1948년 7월 15일생. 1973년 서울대학교 전기공학과 졸업. 1975년 서울대학교 교육대학원 공업교육과 졸업(석사) 1985~1988년 동경공업대학 연구원. 1988년 동경공업대학 전기·전자공학과 졸업(박사) 1975년~현재 충남대학교 전기공학과 교수.

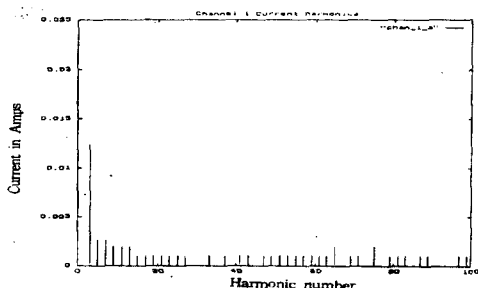
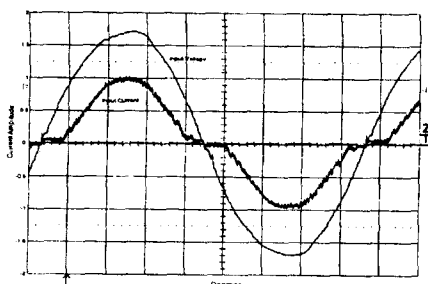


그림 8. PWM평균 전류제어의 입력전류분석 파형

Fig. 8. FFT analysis of PWM averaged current control circuit

참 고 문 헌

- [1] M.C. Ghanem, K. AL-Haddad and G. Roy, "Unity Power Factor Scheme Using Cascade Converters", IEEE, Trans. Ind. No. 3, pp. 936-940, 1993.
- [2] Vlatko Vlatkovic, Dusan Borjevic, "Input Filter Design for Power Factor Correction Circuits", IEEE, pp.954-958, 1993.
- [3] Guan-chyum Hsieh and Jeng-Feng Tsai, "Design of Power Factor Corrector for the off-Line Isolated Buck/Boost Converter by a Voltage-Follower Technique", IEEE, pp. 959-964, 1993.
- [4] Hisahito ENDO, Takashi YAMASHITA, "High Power Factor Buck Converter", IEEE, pp. 1071-1075, 1992.
- [5] Dragan Makisimovic, "Design of the Clamped Current High-Power Factor Boost Rectifier", IEEE, pp. 584-590, 1994.
- [6] 최재동, 성세진, "전구식 형광등 안정기의 역률개선에 관한연구", 전기학회 하계학술대회 논문집, pp. 522-524, 1994.