

새로운 통신전원용 3상 AC-DC Flyback 컨버터

李鍾弼, 崔宙燁, 宋重鎬, 崔翼, 金澤龍, 尹泰雄

A New Modular 3-phase AC-DC Flyback Converter for Telecommunication

Jong-Pil Lee, Ju-Yeop Choi, Joong-Ho Song, Ick Choy, Taek-Yong Kim, Tae-Woong Yoon

요 약

본 논문에서는 우수한 출력전압 조절 기능과 높은 역률을 갖는 3상 AC-DC flyback 컨버터를 제안한다. 제안한 컨버터의 장점은 보통 부스트 형의 3상 컨버터에서 쓰이는 가격이 비싼 고전압, 대전류의 소자를 필요로 하지 않는다. 본 논문에서는 제어 목적으로 3상 AC-DC flyback 컨버터에 대해서 소신호 해석을 하였고 실험결과는 분석의 타당성을 확증한다.

ABSTRACT

Three-phase AC-DC flyback converter with high power factor correction and tight regulation is presented in this paper. The advantage of the proposed converter does not require expensive high voltage and high current devices that are normally needed in popular boost type 3-phase converter. In this paper the detailed small signal analysis of the modular 3-phase AC-DC flyback converter is provided for control purposes and also experimental results are included to confirm the validity of the analysis.

Key Words: modular flyback converter, low total harmonic distortion, high power factor

1. 서 론

3상 AC-DC 컨버터는 통신전원용과 같은 대전력, 고전압 응용분야에 많이 사용되고 있다. 따라서 입력 전류의 왜곡을 저감시키고, 단위 역률을 실현시키게 되면 수전 설비의 필요 없는 용량증가를 방지하는 효과가 있다. 또한 기기의 보호를 위하여 입력단과 출력단을 절연시키고 기기의 고효율화에 따른 소형화는 전원시스템의 필수적인 요건으로 인식되고 있다. 최근의 연구는 위에서 언급한 요건을 만족시키기 위해 아날로그 제어방법보다는 뛰어난 성능을 보이는 디지털 제어를 이용한 3상 컨버터가 개발되고 있으나,^{1,2,3)} 구현하는데 복잡하고 제품 원가가 비싸다는 단점이 있다.

제안한 컨버터는 단상 및 3상 겸용 컨버터와 비교하면 아날로그 방식의 PWM 전용 칩 한 개만을 사용함으로써 뛰어난

성능을 보여준다.^{4,5)} 또한 제안한 방식은 3모듈로 구성되어 있으므로 이상이 생길 경우 모듈별로 교체할 수 있으므로 수리 보수의 간편함을 제공한다. 그리고 3상 3선식과 4선식의 시스템에 함께 적용할 수 있으므로 설치 장소의 사양에 맞추어서 사용할 수 있다. 또한 그림 1과 같은 방식을 가진 기존의 3상 시스템에서는 고전압, 대용량의 스위칭 소자를 써야 하고 2단계로 구성되어 있는 반면 제안한 컨버터는 각 모듈에서 저전압과 소전류로 분담하는 효과가 있고 1단계로 구성되므로 적은 소자 수를 사용하여 훨씬 경제적이다 할 수 있다. 그림 2는 제안한 컨버터의 개략도이다. 고주파 필터가 다이오드 브리지 후단에 연결되어 있으며 인덕터 성분을 가지고 있는 변압기는 입력과 출력을 절연시키고 또한 강압(step-down) 역할을 수행하고 있으며 출력단은 병렬로 캐패시터가 구성되어 있다.

또한 최근 들어 발표된 새로운 단일 스위치 3상 강압형 또

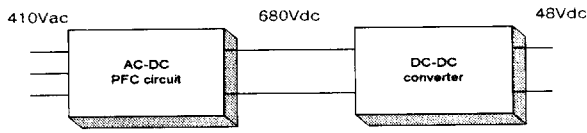


그림 1 통신용 직류전원 장치의 일반 구성
Fig. 1 Typical telecom DC power supply system

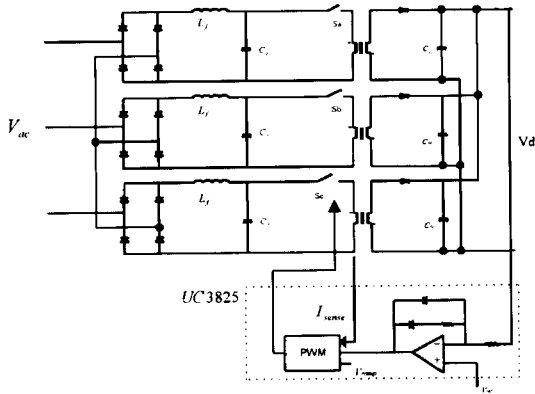


그림 2 제안한 컨버터의 회로도
Fig. 2 The basic circuit of the proposed converter

는 승압형 정류기는 통신용 직류전원 장치의 3상 PFC 정류기로 사용될 수 있는 방식이다. 그러나 이런 방식의 회로는 단일 스위치를 사용하므로 스위치의 용량이 커지고 손실도 커지는 단점이 있다.

본 논문에서는 간략하게 3모듈 3상 flyback 정류기의 회로와 동작원리를 설명하고 이를 모델링하며, 적절한 제어를 설계하여 1.5kW급 정류기에 대한 시뮬레이션결과와 실험결과에 대하여 기술한다.

2. 3상 flyback 컨버터의 모델링

그림 3은 하나의 flyback 컨버터 모듈을 스위치가 on 일 때와 off 일 때의 그림이다. 상태공간 평균화 기법을 사용하여 3상 3모듈 flyback 컨버터의 듀티율 대 출력전압의 전달함수를 주파수 영역에서 간단히 유도해 보면 다음과 같이 구할 수 있다.

- switch가 on 일 경우

$$\dot{x} = A_1 x + B_1 u \quad (1)$$

여기서 상태 x 는 각상의 전류와 출력전압이고 입력 u 는 변압기 2차측의 상전압이다.

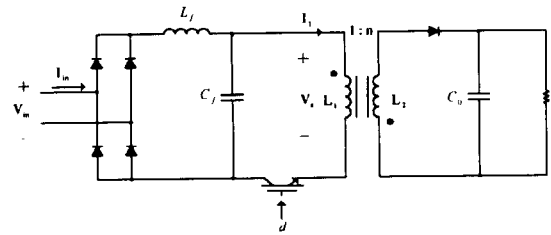


그림 3(a) 기본적인 1모듈 flyback 컨버터
Fig. 3(a) The basic circuit of one module flyback converter

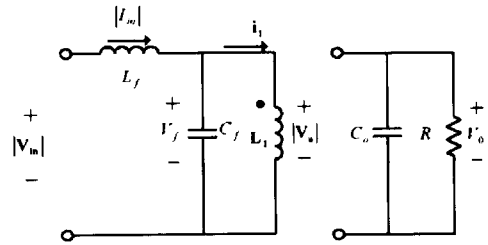


그림 3(b) 스위치 ON 일 때
Fig. 3(b) Switch ON

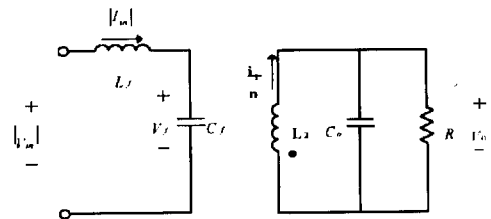


그림 3(c) 스위치 OFF 일 때
Fig. 3(c) Switch OFF

$$x = \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ V_c \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$u = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$A_1 = \begin{bmatrix} \frac{-r_p}{L_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-r_p}{L_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-r_p}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{RC_c} \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_1} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5)$$

여기서 L_1 은 변압기의 1차측 인덕턴스 값이고, r_p 는 1차측 결합 권선의 저항성분으로 무시한다. 또한 출력전압 방정식은

$$v_o = C_1 x \quad (6)$$

이고 여기서

$$C_1 = [0 \ 0 \ 0 \ 1] \quad (7)$$

- switch가 off 일 경우

$$\dot{x} = A_2 x + B_2 u \quad (8)$$

여기서

$$A_2 = \begin{bmatrix} \frac{-r_s}{L_2} & 0 & 0 & -\frac{1}{L_2} \\ 0 & \frac{-r_s}{L_2} & 0 & -\frac{1}{L_2} \\ 0 & 0 & \frac{-r_s}{L_2} & -\frac{1}{L_2} \\ \frac{1}{C_c} & \frac{1}{C_c} & \frac{1}{C_c} & -\frac{1}{RC_c} \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$B_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$v_o = C_2 x \quad (11)$$

$$C_2 = [0 \ 0 \ 0 \ 1] \quad (12)$$

여기서 L_2 변압기의 2차측 인덕턴스 값이고, r_s 는 2차측 결합 권선의 저항성분으로 무시한다. 위의 상태에 따라 구한 식을 상태 평균화 기법을 사용하여 듀티율 대 출력전압의 전달함수를 구해보면 아래와 같다.

$$T_p(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = C \frac{[(A_1 - A_2)X + B_1 U]}{[sI - A]} + (C_1 - C_2)X \quad (13)$$

그러므로 위에서 구한 A, B, C, A_1 , A_2 , B_1 , C_1 , C_2 행렬을 (13)식에 대입하여 정리하면

$$T_p(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{[3R(1-d)^2 - dL_2 s](|v_a| + |v_b| + |v_c|)}{3(1-d)^2 m [s^2(RL_2 C_c) + s(L_2 + RC_c) + 3R(1-d)^2]} \quad (14)$$

여기서

$$m = \frac{L_1}{L_2} = \frac{N_1^2}{N_2^2} \quad (15)$$

$$C_c = 3C_c$$

이다. 즉 식(14)에서 보듯이 제안한 3상 3모듈 flyback 컨버터는 3개의 스위치 동작이 동시에 켜지고 꺼지며 DC-DC flyback 컨버터의 전달함수와 비슷한 형태를 가지므로 기존의 3상 AC-DC 컨버터에서의 복잡하고 특별한 제어방법보다 DC-DC 컨버터에서 적용한 간단한 전류제어방법을 사용하여 구현할 수 있다.

3. 제어기 설계

그림 2에서 보면 출력전압을 기준전압 48V와 비교하여 오차 보상기의 입력으로 쓰이고 오차 보상기의 출력값과 스위치에 흐르는 전류값과 비교하여 PWM을 행한다. 여기에서 제어기로 쓰인 아날로그 PWM 전용 칩은 UC3825를 사용하였다. 본 논문에서는 기존의 간단한 전류제어 방식을 이용하였으며, 오차 보상기는 아래와 같이 2 pole 1 zero로 구성하였다.

$$A(s) = K_c \frac{(1 + s/W_{zb})}{s(1 + s/W_{pb})} \quad (16)$$

주어진 컨버터의 전달함수를 가지고 오차보상기의 설계 값을 정하면 표 1과 같다.

위의 설계 값을 가지고 주파수 영역에서 안정도를 살펴보면 그림 4의 보드 선도와 같이 설계한 오차 보상기를 연결한 폐

표 1 오차보상기의 설계값
Table 1 Error amplifier design

W_{zb}	W_{pb}	K_c
6127.5 rad/s	16320 rad/s	8.3184E5

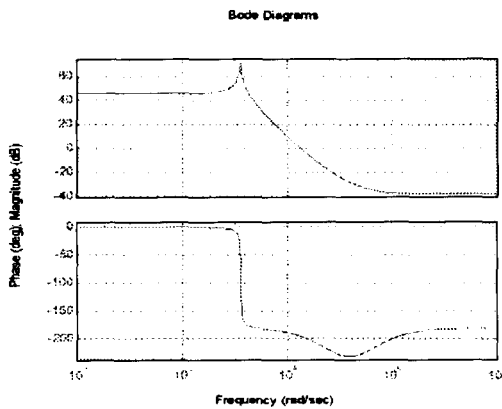


그림 4(a) 개루프 flyback 컨버터의 보드선도
Fig. 4(a) Bode plot of open loop flyback converter

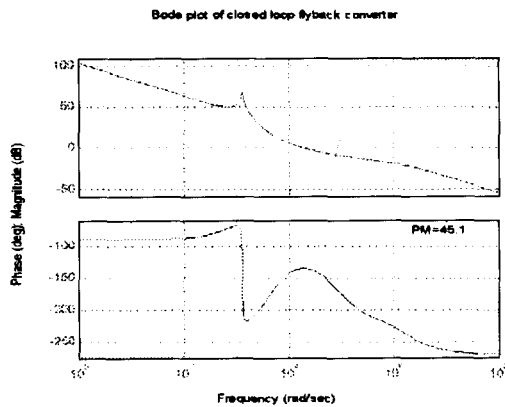


그림 4(b) 페루프 flyback 컨버터의 보드선도
Fig. 4(b) Bode plot of closed loop flyback converter

루프 시스템은 위상여유가 45° 정도로 안정됨을 볼 수 있다. 또한 제한한 컨버터의 입력전류는 다음과 같이 표현할 수 있다. 스위칭 주파수가 입력 주파수보다 훨씬 크다고 가정하면 컨버터의 스위칭 동작에 따라 전류는 스위치의 듀티율과 입력 전압에 비례함을 알 수 있다.

$$i_m(t) = \frac{V_m |\sin(2\pi f t)|}{L_1} \cdot DT_s, \quad 0 \leq t < \frac{1}{2f} \quad (17)$$

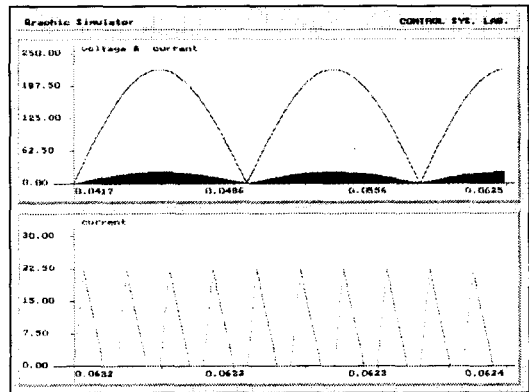


그림 5 입력 전압 및 변압기 전류
Fig. 5 Input voltage and transformer current

여기서 f 는 입력 전원 주파수, V_m 은 입력 전압의 크기, T_s 는 스위칭 주기이고 D 는 스위치의 듀티율이다. 실제 변압기를 거친 전류 파형은 스위치 동작에 따라 그림 5와 같이 흐른다. 인덕터와 캐패시터로 구성된 필터가 있으므로 입력 전류 파형은 필터링되어 정현파와 같은 모양을 보인다. 따라서 논문에서 DCM으로 동작하고, 일정 on 시간을 가지는 전류 제어기는 식(17)에서 보듯이 단위역률을 보장하는 것을 알 수 있다.

4. 모의 실험 및 실험 파형

본 실험에서 모의 실험은 Pspice 8.0 version으로 수행하였으며, 표2는 실험에 쓰인 소자사양이다.

스위칭 주파수는 100kHz이고 입력전압은 220Vac, 출력전압은 48Vdc이다. 우선 DC 정상상태에서의 컨버터의 응답을 살펴보았다. 그림6(a)는 부하 증가시 특성이고, 그림6(b)는 부하 감소시 출력전압 파형이다. 출력전압은 부하의 변화에도 강인함을 보여준다.

그림 7은 3상 3선식일 때 회로도이고 그림 8은 3상 4선식일 때의 회로도이다.

그림 9는 3상 3선식일 때 입력전류와 입력전압 그리고 출력전압의 파형이다. 이때 역률은 0.995 정도이고 THD는 7.55% 정도로 측정된다. 3상 4선식일 때 입력전류와 입력전압 그리고 출력전압의 파형도 그림 9와 마찬가지로 결과를 얻을

표 2 소자 사양
Table 2 Specification of experimental elements

필터 인덕터 (L_f)	필터 캐패시터 (C_f)	스위칭 소자	스위칭 주파수(f_s)
2.5mH	5 μ F	APT5012AN	100kHz

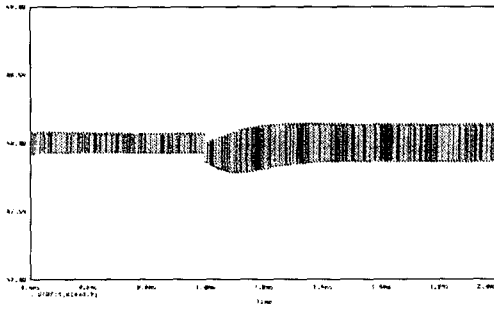


그림 6(a) 부하 증가시 출력전압 특성
Fig. 6(a) Output voltage characteristic at step load (50%)

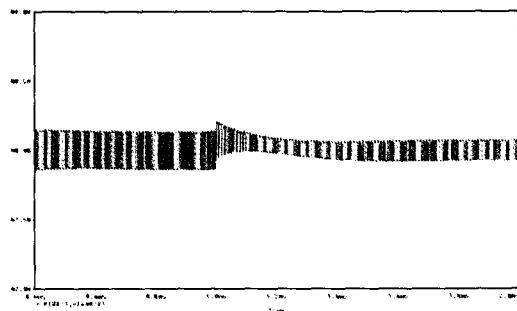


그림 6(b) 부하 감소시 출력전압 특성
Fig. 6(b) Output voltage characteristic at step load(50% down)

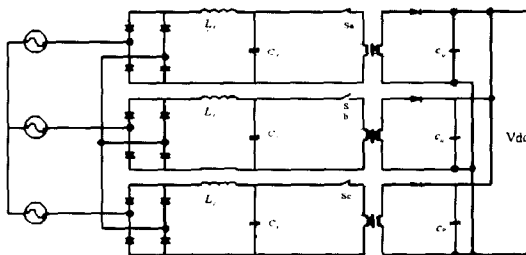


그림 7 3상 3선식 flyback 컨버터
Fig. 7 3 phase 3 wire flyback converter

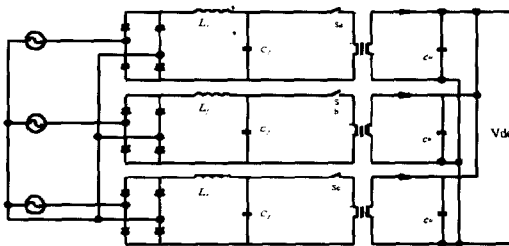


그림 8 3상 4선식 flyback 컨버터
Fig. 8 3 phase 4 wire flyback converter

수 있다. 이때 역률은 0.994 정도이고 THD는 7.56% 정도로 거의 차이가 없이 단위역률을 이루면서 출력전압은 48Vdc로 잘 조정됨을 볼 수 있다.

3상 3선식으로 회로를 구성하였을 때의 각 모듈의 한 상의 전류 파형과 전압 파형은 그림 10과 같다.

모의 실험과 마찬가지로 입력 전압과 전류가 거의 단위역률 (PF=0.994)을 이루면서 입력전류의 THD도 그림 11와 같이 7.814%로 낮은 고조파를 함유하고 있다.

또한 그림 12에서 본 3상 4선식에서 입력전압과 전류의 파형도 마찬가지로 역률은 0.99로 거의 단위역률을 이루지만 THD는 그림 13와 같이 9.679%로 3상 3선식에 비해 조금 많은 고조파가 포함되어 있는 결과를 얻을 수 있다. 그림 14는 전 부하(1.5KW)일 때 출력전압과 입력전압의 파형이다. 그림에서 보듯이 48Vdc에 조정이 잘 이루어지는 것을 볼 수 있다.

또한 그림 15와 16에서 보듯이 역률과 효율은 1.5KW 이전에는 0.98과 90%이상을 각각 보이지만 1.5KW가 넘어서면서 급격히 역률과 효율이 감소됨을 볼 수 있다.

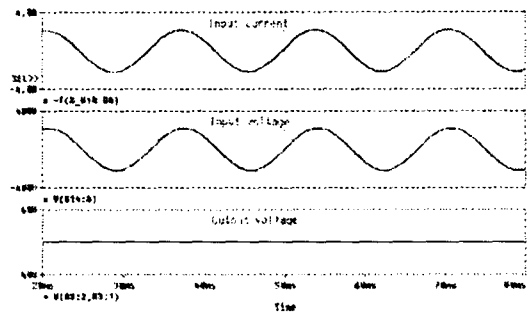


그림 9 3상 3선식 flyback 컨버터의 입출력 전압 및 전류 모의실험 파형
Fig. 9 Input/output voltage and current simulation waveforms of 3 phase 3 wire flyback converter

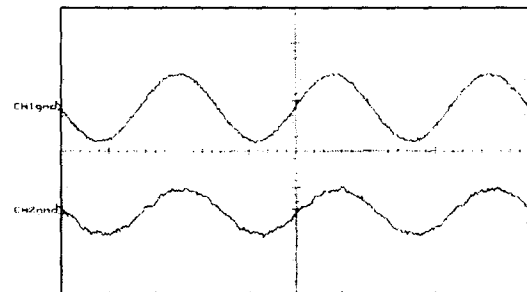


그림 10 3상 3선식 flyback 컨버터의 입력전류 및 전압 파형
Fig. 10 Input current/voltage waveforms of 3 phase 3 wire flyback converter ($V_{in}=200V/div., I_n=2A/div.$)

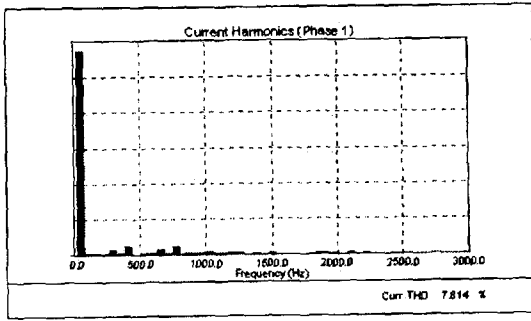


그림 11 3상 3선식 flyback 컨버터의 입력전류 THD 분석
 Fig. 11 Input current THD analysis of 3 phase 3 wire flyback converter

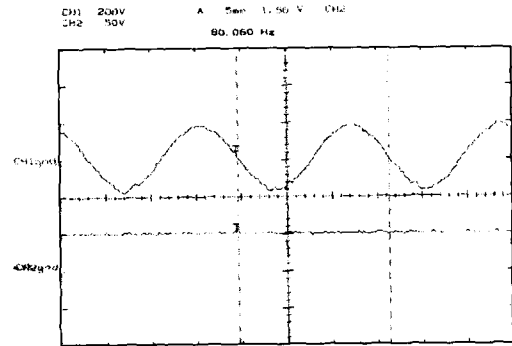


그림 14 제안한 flyback 컨버터의 입력전압 및 출력전압 파형
 Fig. 14 Input/output voltage of proposed flyback converter ($V_{in}=200V/div., V_o=50V/div.$)

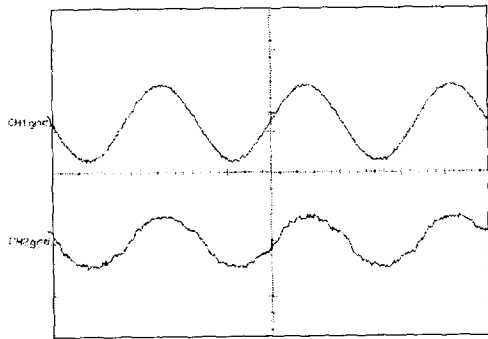


그림 12 3상 4선식 flyback 컨버터의 입력전류 및 전압 파형
 Fig. 12 Input current/voltage waveforms of 3 phase 4 wire flyback converter ($V_{in}=200V/div., I_{in}=2A/div.$)

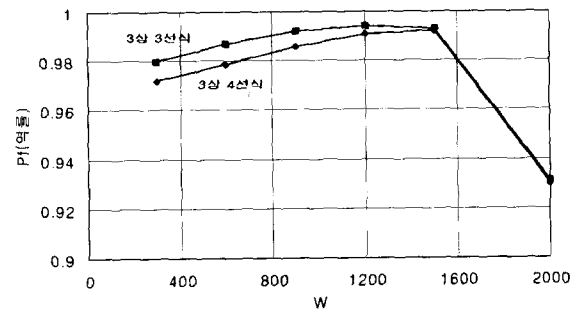


그림 15 제안한 컨버터의 역률 특성
 Fig. 15 Power factor of the proposed converter

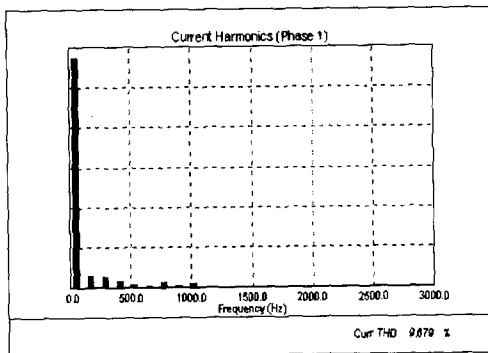


그림 13 3상 4선식 flyback 컨버터의 입력전류 THD 분석
 Fig. 13 Input current THD analysis of 3 phase 4 wire flyback converter

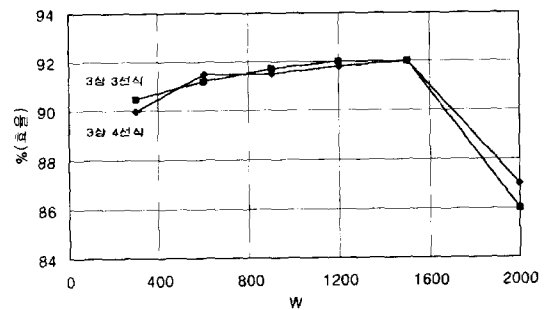


그림 16 제안한 컨버터의 효율 특성
 Fig. 16 Efficiency of the proposed converter

이것은 중소용량에 사용될 시에 가장 적절하게 동작하는 flyback 컨버터가 정격이 넘어설 경우 나타나는 전형적인 현상이다.

5. 결론

본 논문에서는 모듈화된 3상 AC-DC flyback 컨버터를 모델링 하였고 DC-DC 컨버터에서 적용되는 간단한 전류제어

방법을 설계 및 분석하여 부하의 변화에 빠른 응답특성을 보이고, 3상 3선식이나 4선식의 시스템에도 단위역률에 가까운 입력전압과 전류를 얻을 수 있는 새로운 시스템을 소개하였다. 또한 기존의 3상 AC-DC 컨버터보다 훨씬 간단한 제어 방법으로 구현할 수 있고 컨버터의 모듈화를 통해 적은 용량의 소자를 사용하여서 경제적으로 시스템의 단가를 줄이는데도 매우 효과적임을 실험 결과를 통해 알 수 있었다. 그리고 buck, 하프 브리지(half bridge), 풀 브리지(full bridge) 같은 컨버터에서도 제한한 모듈화기법을 적용할 수 있다. 앞으로는 소프트 스위칭기법을 통한 고효율 3모듈 AC-DC flyback 컨버터에 대한 연구를 진행할 예정이다.

참고문헌

- [1] A. Busse, J. Holtz, "Multiloop control of a unity power factor fast switching ac to dc converter", proc. of IEEE PESC, pp.171~179, 1982.
- [2] L. Malesani, P. Tenti "Three-phase ac/dc PWM converter with sinusoidal input currents and minimum filter requirements", IEEE Trans. Ind. Appl. vol.IA-23, no 1, pp.71~77, 1987.
- [3] V. Vlatkovich, D. Boroyevish, "Digital signal processor based control of three-phase, space vector modulate converter", IEEE Trans. Ind. Electron, vol.IE-41, no 3, pp.148~157, 1995
- [4] M.J. Kocher, R.L. Steigerwald, "An AC to DC converter with high quality input waveforms", IEEE Trans.Power Electronics, pp.63~75, 1982.
- [5] J.Y. Choi, H.S. Mok, T.Y. Kim, "A single phase / Three-phase compatible soft-switched AC to DC converter", Proc. of seventh European Conference on power electronics and applications, pp.464~469, 1997.
- [6] S.Y.R Hui, H.Chung, "Paralleling power converters for AC-DC step-down power conversion with inherent power factor correction", Proc. of Seventh European Conference on Power electronics and Application, pp.182~187, 1997.

〈 저 자 소 개 〉



이종필(李鍾弼)

1972년 12월 28일생. 1997년 고려대학교 제어계측공학과 졸업. 1997년~현재 고려대학교 전기공학과 석사과정, 한국과학기술연구원 지능제어연구센터 학생연구원.



최주엽(崔宙燁)

1961년 2월 11일생. 1983년 서울대학교 전기공학과 졸업. 1990년 미국 Texas Univ. 졸업(석사). 1994년 미국 Virginia tech. 제어공학과 졸업(박사). 1983년~1988년 이화전기 개발실. 1994년~1995년 Virginia tech. Post Doc. 1995년~현재 한국과학기술연구원 지능제어연구센터 선임연구원.



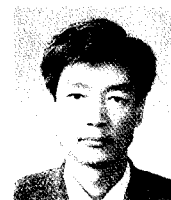
송중호(宋重鎬)

1957년 1월 30일생. 1980년 서울대학교 전기공학과 졸업. 1982년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1993년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(박사). 1995~1996년 미국 위스콘신 대학 객원연구원. 1982~1985년 이화전기 개발실. 1985~현재 한국과학기술연구원 지능제어연구센터 책임연구원.



최익(崔翼)

1956년 6월 5일생. 1979년 서울대학교 전기공학과 졸업. 1981년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1990년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1982년~현재 한국과학기술연구원 지능제어연구센터장, 책임연구원, 당 학회 조사이사.



김택용(金澤龍)

1958년 10월 27일생. 1981년 인하대학교 전자공학과 졸업. 1981년~1986년 이화전기 개발실 계장. 1986년~1992년 수영전기 개발실 과장. 1992년~현재 전성전기 대표.



윤태웅(尹泰雄)

1961년 12월 16일생. 1984년 서울대학교 제어계측공학과 졸업. 1986년 동 대학원 제어계측공학과 졸업(석사). 1994년 Oxford대 졸업(박사). 현재 고려대학교 전기공학과 부교수.