

포워드형 3상 PWM 정류기를 이용한 새로운 DC 48[V] 통신용 전원시스템의 특성 해석

(The Characteristics Analysis of New Dc 48[V] Telecommunication Power System using Forward Type three Phase Rectifier)

서기영*
(Ki-Young Suh)

요 약

본 논문에서는 포워드형 3상 PWM 정류기를 이용한 새로운 DC 48[V] 통신용 전원시스템을 제안하여 역률과 효율, 리플 전압의 개선에 관하여 서술하였다. 제안된 DC 48[V] 통신용 전원시스템은 각 선간에 스위치와 인덕터 그리고 콘덴서가 조합된 전력변환장치로 구성되며, 전력변환장치내의 각 스위치의 턴-온시 제어 주기내의 도통시간을 조정하여 역률 1의 정현파 전류를 얻었다. 그리고 일반적인 PWM 정류기를 포워드 형태의 PWM 정류기로 구성함으로써 스위치의 온-오프시 발생하는 피크 전류를 작게 하여 변환 효율 92.1[%]을 얻었다. 또한 고조파 입력전류 규제값(IEC61000-3-2 Class-A)을 만족하는 입력 전류를 가지며, 3상 전원의 왜곡이 중첩되는 상태에서도 출력 전압의 맥동성분을 저감시켰다.

Abstract

This paper proposed power system for new DC 48[V] telecommunication using forward three-phase PWM rectifier power factor and efficiency for improvement of ripple voltage. Proposed power system for DC 48[V] telecommunication that consists of power conversion devices including switch, inductor and condenser were made between each line, in power inverter device of each switch control turn-on in period of continuity time control to get power factor "1" of sine wave current and on-off of switch lessens peak current that was happened and got conversion efficiency 92.1[%] composing in PWM rectifier of forward form instead of general PWM rectifier. Also, harmonic input regulation value(IEC61000-3-2 Class-As) satisfy input current and reduce ripple factor of output voltage in state that distortion of three-phase supply is overlapped each other.

Key Words : Telecommunication, IEC61000-3-2, High-Frequency isolated

* 주저자 : 경남대학교 전자전기공학부 교수
Tel : 055-249-2630, Fax : 055-249-2839
E-mail : skiyoun@kyungnam.ac.kr
접수일자 : 2005년 5월 9일
1차심사 : 2005년 5월 18일, 2차심사 : 2005년 8월 9일
심사완료 : 2005년 9월 9일

1. 서 론

최근 3상 전원을 이용한 AC-DC 전력변환기는 수 kW 이상의 통신용 전원으로 사용되고 있으며, 3상

입력 전류의 고조파 규제에 만족하는 고주파 절연형 고역률 AC-DC 컨버터에 관한 연구가 활발히 이루어지고 있다[1]. 그 중에서 DC 48[V]출력을 필요로 하는 통신용 전원은 고역률이면서 정현 입력전류의 파형을 가지는 액티브 PWM 정류기를 일반적으로 사용한다. 하지만 이 액티브 PWM 정류기는 DC 48[V]를 얻기 위해서 DC-DC 컨버터 회로를 필요로 하기 때문에 회로 시스템이 복잡하며, 회로의 부품 수가 증가되어 코스트가 상승하는 단점이 있다[2-5]. 이를 개선하기 위해서 회로 구성이 간단하면서 절연 기능을 갖는 플라이백형 정류기가 이용되어지고 있다. 그러나 플라이백형 정류기는 입력 전압의 변화에 따라 스위치의 전압이 상승하는 현상이 발생되며, 스위치의 턴-오프시 전류가 크기 때문에 대용량화나 고효율화에 문제가 되어지고 있다[6-9].

이러한 문제점을 해결하기 위해서 본 논문에서는 새로운 포워드형 3상 PWM 정류기를 제안하여 DC 48[V] 통신용 전원시스템을 구성하고자 한다. 제안한 포워드형 3상 PWM 정류기를 이용한 DC 48[V] 통신용 전원시스템은 각 선간에 스위치와 인덕터 그리고 콘덴서가 조합된 전력변환장치로 구성되며, 전력변환장치내의 각 스위치의 턴-온시 제어 주기내의 도통시간을 조정하여 역률 1의 정현파 전류를 얻고자 한다. 그리고 포워드 형태로 구성함으로써 스위치의 온-오프시 발생하는 피크 전류를 작게 하여 변환 효율 92.1[%]을 얻고자 한다. 또한 고조파 입력 전류 규제값(IEC61000-3-2 Class-A)을 만족하는 입력 전류를 얻고자 하며, 3상 전원의 왜곡이 중첩되는 상태에서도 출력 전압의 맥동성분을 저감시키고자 한다. 이러한 모든 결과는 시뮬레이션과 실험을 통하여 확인하고자 한다.

2. 제안한 DC 48[V] 통신용 전원시스템

그림 1은 일반적으로 사용되어지는 DC 48[V] 통신용 전원시스템을 나타낸 것이다. 그림 1에서 일반적인 회로는 3상 전원(VAC), 3상 PWM 정류기, DC-DC컨버터, 10개의 스위치소자, 게이트 펄스 발생회로, 평활용 직류 콘덴서, 전압 검출기로 구성된

대[1-3]. 그림 2는 제안한 포워드형 3상 PWM 정류기를 이용한 DC 48[V] 통신용 전원시스템을 나타낸 것이다. 제안한 회로는 다음과 같은 특징을 가지고 있다.

- ① 3상 선간에 고주파 절연 변압기와 반도체 스위치를 직렬로 접속하여 구성한다.
- ② 각 상 컨버터의 코일은 공통의 코어에 접속되어 있기 때문에 3개의 고주파 절연 변압기 1차측 각 상의 코일 단자전압은 같다.
- ③ 반도체 스위치의 온-오프에 의해서 고주파 절연 변압기의 단자 전압과 전류를 제어하고, 각 상의 전류 i_R , i_S , i_T 는 교류 전압에 대하여 역률 1이 되도록 제어한다.
- ④ 일반적인 회로보다 스위치의 개수가 적으며, AC-DC와 DC-AC의 전력변환을 위한 평활콘덴서와 전압검출기가 필요로 하지 않으므로 시스템 구성이 간단하다.

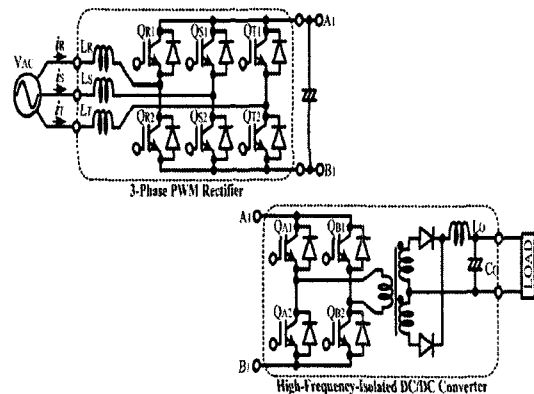


그림 1. 일반적인 DC 48[V]통신용 전원시스템
Fig. 1. General DC 48[V] telecommunication power system

그림 2에서 고주파 절연 트랜스의 단자 전압 v_T 는 스위치 Q_{RS} , Q_{ST} , Q_{TR} 가 도통하고 있는 때 전압 v_{RS} , v_{ST} , v_{TR} 이며, i_L 는 스위치 Q_{RS} , Q_{ST} , Q_{TR} 가 오프된 상태에서 2개의 고주파 절연 변압기의 2차 코일에 흐르는 전류이다. 그리고, 다이오드 D_{01} 과 D_{02} 가 도통되면 고주파 절연 트랜스의 단자 전압 v_T 는 제로가 된다.

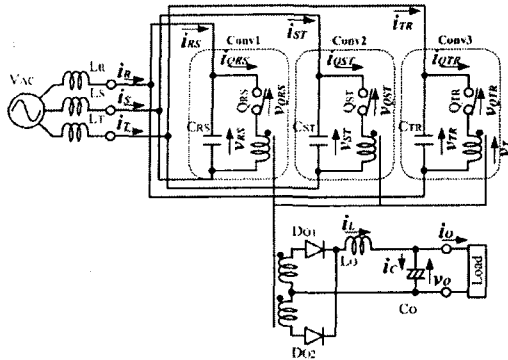


그림 2. 제안한 DC 48(V)통신용 전원시스템
Fig. 2. Proposed DC 48(V) telecommunication power system

2.1 Q_{RS} , Q_{ST} , Q_{TR} 에 대한 온-오프 신호의 생성

제안한 3상 전력 변환기를 Conv1~Conv3으로 독립한 전력 변환기로 하였으며, 직류 평활리액터의 전류 i_L 의 전류 리플과 고주파 절연변압기의 여자 전류, 커패시터 C_{RS} , C_{ST} , C_{TR} 등에 흐르는 무효전류는 작으므로 아래의 식에서는 생략하였다.

스위치 Q_{RS} 가 도통하고 있는 상태에서 스위치 Q_{RS} 에 흐르는 전류 $i_{Q_{RS}}$ 는 식 (1)과 같이 된다.

$$i_{Q_{RS}} = \frac{N_1}{N_2} i_L \quad (1)$$

여기서 N_1 , N_2 는 고주파 절연 변압기의 1차, 2차의 권수이다.

시비율 d_{RS} 을 가지는 스위치 Q_{RS} 가 턴-온될 때 스위치에 흐르는 전류 i_{RS} 는 식 (2)과 같이 된다.

$$i_{RS} = \frac{N_1}{N_2} \cdot \text{sign}(v_{RS}) \cdot d_{RS} \cdot i_L \quad (2)$$

식 (2)에서 $\text{sign}(v_{RS})$ 는 v_{RS} 의 부호인 $+1(v_{RS} > 0)$ 혹은 $-1(v_{RS} < 0)$ 의 어떠한 값을 가지며, i_{RS} 은 $i_{Q_{RS}}$ 의 고조파 성분을 제거한 저주파성분을 나타낸 것이다. 식 (2)에서 시비율 d_{RS} 로 정리하여 표현하면 식 (3)과 같다.

$$d_{RS} = \frac{N_1}{N_2} \frac{|i_{RS}|}{i_L} \quad (3)$$

여기서 $|i_{RS}|$ 는 i_{RS} 의 절대값이다.

그림 2에서 i_R , i_S , i_T 와 i_{RS} , i_{ST} , i_{TR} 의 관계를 식으로 나타내면 식 (4)과 식 (5)이다.

$$\left. \begin{aligned} i_R &= i_{RS} - i_{TR} \\ i_S &= i_{ST} - i_{RS} \\ i_T &= i_{TR} - i_{ST} \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

$$\left. \begin{aligned} i_{RS} &= K \cdot (v_{RS} + \Delta) \\ i_{ST} &= K \cdot (v_{ST} + \Delta) \\ i_{TR} &= K \cdot (v_{TR} + \Delta) \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

식 (5)에서 K 는 비례상수로 PWM 정류기의 입·출력상태에 의해서 조정된 값이며, i_{RS} , i_{ST} , i_{TR} 는 공통의 보정량 Δ 를 나타낸 것이다.

제어 주기내의 고주파 절연 변압기의 평균 단자 전압 v_{TA} 을 제로로 하기 위해서 보정량 Δ 을 이용하였으며, 식으로 나타내면 식 (6)과 같다.

$$v_{TA} = v_{RS} \cdot d_{RS} + v_{ST} \cdot d_{ST} + v_{TR} \cdot d_{TR} \quad (6)$$

식 (6)에서 d_{RS} , d_{ST} , d_{TR} 는 식 (3)과 식 (5)에 의해서 구해지며, 이것을 식 (6)에 대입하면 식 (7)과 같이 된다.

$$v_{TA} = \frac{N_1}{N_2} \frac{K}{i_L} \{ v_{RS} \cdot (|v_{RS} + \Delta|) + v_{ST} \cdot (|v_{ST} + \Delta|) + v_{TR} \cdot (|v_{TR} + \Delta|) \} \quad (7)$$

2.2 시뮬레이션 결과 및 고찰

그림 3과 그림 4는 v_{RS} , v_{ST} , v_{TR} 의 진폭을 1로 하고, $K=0.577$, $1/i_L \cdot N_1/N_2$ ($n=0.6$)의 조건에서 일반적인 회로와 제안한 회로의 온의 시비율 d_{RS} , d_{ST} , d_{TR} 과 고주파 절연변압기의 평균 단자 전압 v_{TA} 의 파형을 나타낸 것이다.

두 그림에서 각 상의 전류 i_R, i_S, i_T 는 역률 1의 정현파 전류를 얻을 수 있으며, 그림 3에서는 제어 주기내의 고주파 절연변압기의 평균 단자 전압 (v_{TA})에 전원 주파수의 3배의 저주파신호가 중첩되어 있는데 반하여 그림 4에서는 제어 주기내의 고주파 절연 트랜스의 평균 단자 전압(v_{TA})이 제로가 되어 고주파 절연변압기에 저주파의 전압이 중첩되지 않는 것을 확인할 수 있다.

시비율 d_{RS}, d_{ST}, d_{TR} 로부터 타이밍 신호 a_{RS}, a_{ST}, a_{TR} 을 식으로 나타내면 식 (9)~식 (11)과 같이 된다. 식 (9)~식 (11)에서 $a_{RSH}, a_{STH}, a_{TRH}$ 는 a_{RS}, a_{ST}, a_{TR} 의 상한값이며, $a_{RSL}, a_{STL}, a_{TRL}$ 는 a_{RS}, a_{ST}, a_{TR} 의 하한값을 나타낸 것이다.

(1) v_{RS} 와 v_{ST} 가 동일 부호일 때(Mode=1)

$$\left. \begin{aligned} a_{RSL} &= d \\ a_{RSH} &= a_{RSL} + d_{RS} \\ a_{TRL} &= a_{RSH} + d \\ a_{TRH} &= a_{TRL} + d_{TR} \\ a_{STL} &= a_{TRH} + d \\ a_{STH} &= a_{STL} + d_{ST} \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

(2) v_{TR} 와 v_{RS} 가 동일 부호일 때(Mode=2)

$$\left. \begin{aligned} a_{TRL} &= d \\ a_{TRH} &= a_{TRL} + d_{TR} \\ a_{STL} &= a_{TRH} + d \\ a_{STH} &= a_{STL} + d_{ST} \\ a_{RSL} &= a_{STH} + d \\ a_{RSH} &= a_{RSL} + d_{RS} \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

(3) v_{ST} 와 v_{TR} 가 동일 부호일 때(Mode=3)

$$\left. \begin{aligned} a_{STL} &= d \\ a_{STH} &= a_{STL} + d_{ST} \\ a_{RSL} &= a_{STH} + d \\ a_{RSH} &= a_{RSL} + d_{RS} \\ a_{TRL} &= a_{RSH} + d \\ a_{TRH} &= a_{TRL} + d_{TR} \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

여기서 d 는 반송파 주기내의 데드 타임시 비율이다.

그림 5는 제안한 회로의 스위치 Q_{RS}, Q_{ST}, Q_{TR} 의 온-오프 신호 g_{RS}, g_{ST}, g_{TR} 를 나타낸 시뮬레이션 파형이다. 그림 5에서 g_{RS}, g_{ST}, g_{TR} 는 식

(9)~식 (11)에 의해서 다음과 같은 조건에서 동작되어진다.

- ① $a_{RST} < c < a_{RSH} : g_{RS}=1, g_{ST}=0, g_{TR}=0$
- ② $a_{STL} < c < a_{STH} : g_{RS}=0, g_{ST}=1, g_{TR}=0$
- ③ $a_{TRL} < c < a_{TRH} : g_{RS}=0, g_{ST}=0, g_{TR}=1$
- ④ 그외 경우 : $g_{RS}=0, g_{ST}=0, g_{TR}=0$

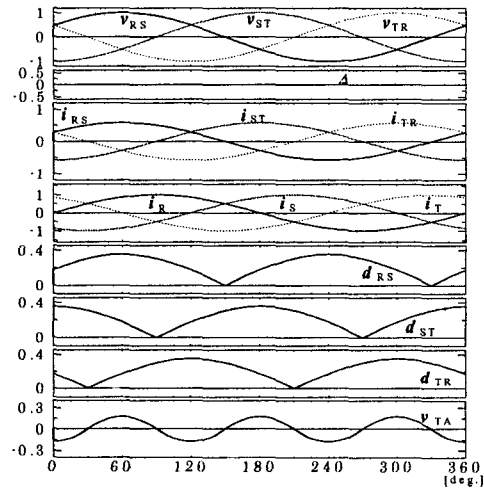


그림 3. 일반적인 시스템의 각부 시뮬레이션 파형
Fig. 3. The each part of simulation waveform of General system

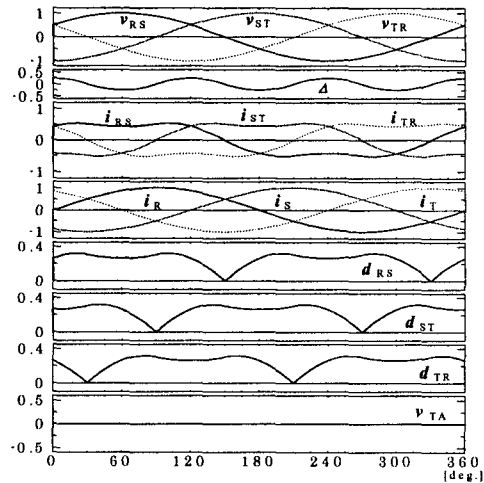


그림 4. 제안한 시스템의 각부 시뮬레이션 파형
Fig. 4. The each part of simulation waveform of Proposed system

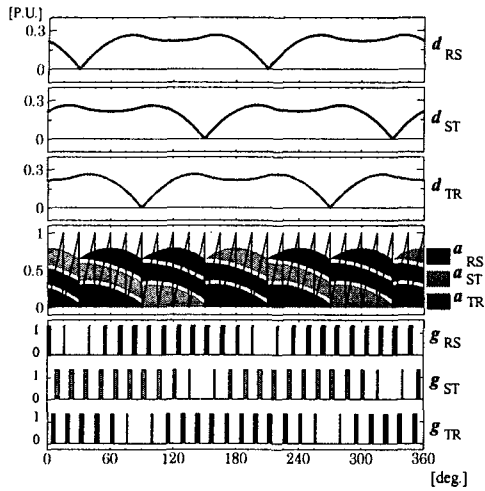


그림 5. 제안한 회로의 온-오프 신호
Fig. 5. ON-OFF signal of proposed circuit

제안한 DC 48[V] 통신용 전원시스템은 포워드형 컨버터이기 때문에 출력 전압에 상한이 있어 일정 상태에서 제어 주기내의 평균전압 v_{LINK} 과 출력전압 v_0 는 같아진다. 그리고 스위치 Q_{RS} 가 도통하고 있는 상태에서는 고주파 절연변압기의 단자 전압 v_T 에 도통전압 v_{RS} 가 인가되며, 제어 주기내의 평균전압 v_{LINK} 에는 $N_2/N_1 \cdot |v_{RS}|$ 의 전압이 걸린다.

스위치 Q_{RS} , Q_{ST} , Q_{TR} 의 제어 주기내의 ON일 때 시비율은 각각 d_{RS} , d_{ST} , d_{TR} 이기 때문에 출력 전압 v_0 는 식 (12)와 같이 된다.

$$v_0 = \frac{N_2}{N_1} (d_{RS} \cdot |v_{RS}| + d_{ST} \cdot |v_{ST}| + d_{TR} \cdot |v_{TR}|) \quad (12)$$

또한 데드 타임의 비율 d 에 의해서 스위치 Q_{RS} , Q_{ST} , Q_{TR} 을 동시에 2개 이상 도통시키는 것이 불가능하며, 식으로 나타내면 다음과 같다.

$$d_{RS} + d_{ST} + d_{TR} + 3d \leq 1 \quad (13)$$

식 (12)에 식 (13)을 대입하여 출력 전압 v_0 을 나타내면 식 (14)와 같다.

$$v_0 \leq \frac{2}{3} \frac{N_2}{N_1} (1 - 3d) \cdot V_{AC} \quad (14)$$

여기서 V_{AC} 는 선간 전압의 최대값이다.

3. 실험 결과 및 고찰

그림 6은 제어 블록을 나타낸 것이며, 표 1은 실험에 사용된 회로 정수를 나타낸 것이다.

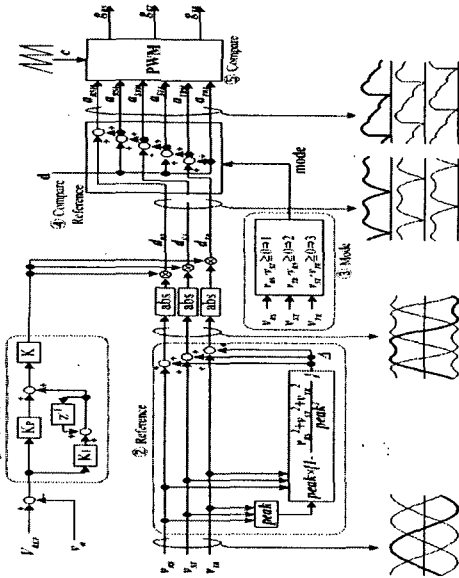


그림 6. 제어 시스템 블록도
Fig. 6. Control system block diagram

표 1. 실험에 사용된 회로 정수
Table 1. Circuit parameters using experimental

3상 전원(V _{AC})	3 ϕ /200[V]/60[Hz]
스위칭 주파수	24[kHz]
콘덴서(C_{RS} , C_{ST} , C_{TR})	3.3[μ F]
변압기의 권선비	29 : 12
평활 인덕터(L_0)	100[μ H]
평활 콘덴서(C_0)	1680[μ F]
출력용량	1.4[kW](56[V]-25[A])
지연시간	1.0[μ s]

본 논문에서는 일반적으로 고주파 절연변압기내의 인덕턴스에서 발생하는 서지 전압을 억제하기 위해서 변압기 1차측 코일 3쌍의 단자에 콘덴서(1.5[nF])와 저항(25[Ω])으로 구성된 RC 스너버회로를 병렬로 접속하였다.

그림 7은 일반적인 정격 48[V]/100[A]의 3상 PWM정류기를 이용한 DC 48[V] 통신용 전원시스템(위)과 제안한 포워드형 3상 PWM 정류기를 이용한 DC 48[V] 통신용 전원시스템(위)의 실제 제작된 외형을 비교한 것이다. 그림 7에서 제안한 포워드형 3상 PWM 정류기를 이용한 DC 48[V] 통신용 전원시스템이 일반적인 3상 PWM정류기를 이용한 DC 48[V] 통신용 전원시스템보다 폭은 160[mm]에서 130[mm]로, 중량은 14[kg]에서 11[kg]으로 전체적인 크기가약 20[%]정도 소형, 경량화 되었다.

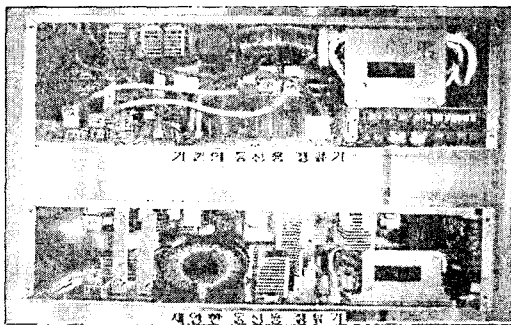


그림 7. DC 48(V) 통신용 전원시스템
 ㉠ 기존 시스템(위)
 ㉡ 제안한 시스템(아래)
 Fig. 7. DC 48(V) telecommunication power system
 ㉠ General system(top side)
 ㉡ proposed system(lower side)

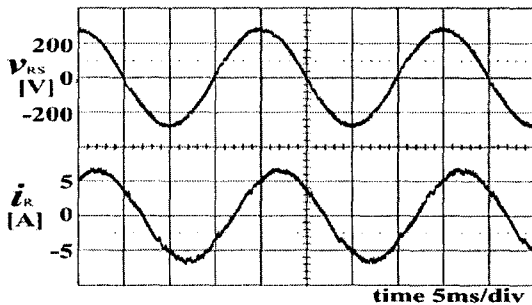


그림 8. 입력전압과 전류의 실험 파형
 Fig. 8. Experimental waveforms of input voltage and current

그림 8은 제안한 포워드형 3상 PWM 정류기를 이용한 DC 48[V] 통신용 전원시스템의 입력전압과 전류의 실험 파형을 나타낸 것이며, 그림 9는 그림 8의 입력 전류의 파형을 주파수 분석한 결과를 나타낸

것이다. 그림 8에서 입력 전류는 정현파상태로 제어되고 있을 것을 알 수 있으며, 그림 9에서는 제안한 회로의 2~40차 고조파 전류의 성분이 고조파 입력 전류 규제값(IEC61000-3-2 Class-A)을 만족하는 것을 알 수 있다.

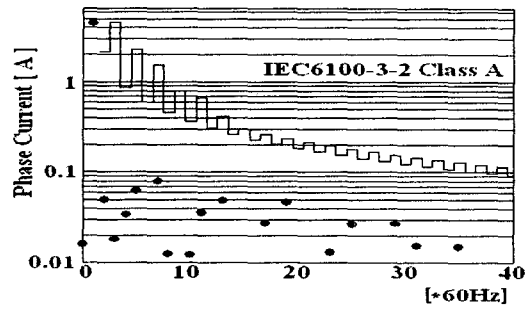


그림 9. 입력전류 i_R 의 고조파 성분 해석
 Fig. 9. Harmonics spectrum analysis of input current i_R

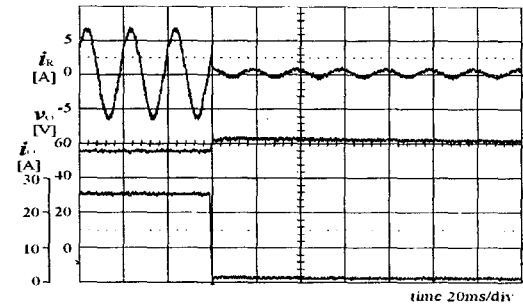


그림 10. 부하변동시의 응답 파형
 (부하전류 26(A)⇒0(A))
 Fig.10. Transient waveforms of charge load
 (load current 26(A) to 0(A))

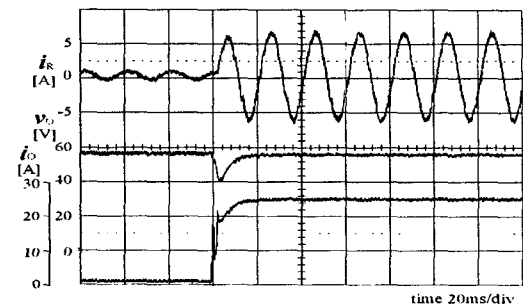


그림 11. 부하변동시의 응답 파형
 (부하전류 0(A)⇒26(A))
 Fig. 11. Transient waveforms of charge load
 (load current 0(A) to 26(A))

그림 10과 그림 11은 부하변동에 따른 출력전압과 전류의 응답특성을 나타낸 실험 파형이다. 두 그림에서 알 수 있듯이 제안한 DC 48[V] 통신용 전원시스템은 부하 변동시에서도 입력 전류(i_R)는 정현파의 형태로 제어되며, 과도시에 있어도 변압기가 포화되지 않아도 동작할 수 있는 것을 확인할 수 있다.

그림 12는 부하변화에 따른 효율과 역률의 특성을 나타낸 것이다. 그림 12에서 제안한 DC 48[V] 통신용 전원시스템의 부하 전류가 15[A] 이상일 때 입력 역률은 99[%] 이상, 최대 변환 효율은 92.1[%]가 얻어지는 것을 확인할 수 있다.

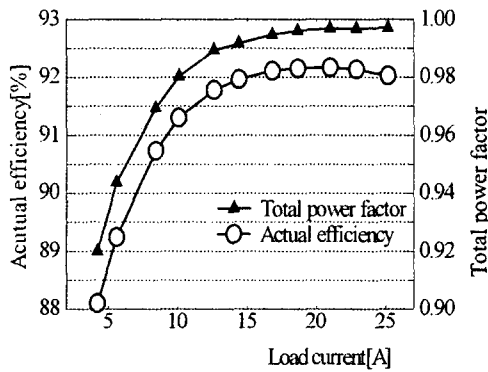


그림 12. 부하변화에 따른 효율과 역률의 특성
Fig. 12. Characteristics of Actual efficiency and power-factor with load current

4. 결 론

본 논문에서는 새로운 포워드형 3상 PWM 정류기를 이용한 DC 48[V] 통신용 전원시스템을 구성하여 다음과 같은 특성을 얻었다.

- (1) 제안한 DC 48[V] 통신용 전원시스템은 고조파 전류의 규제값(IEC61000-3-2 Class A)를 만족한다.
- (2) 고역률의 정현파 전류를 얻을 수 있다.
- (3) 절연 변압기 1개와 3개의 스위치로 구성할 수 있기 때문에 회로 구성이 일반적인 시스템보다 20[%] 정도 소형, 경량화가 가능하다.
- (4) 제어 주기를 조절하여 변압기의 여자 전류의 증가를 억제할 수 있어 소형화가 가능하다.
- (5) 스위치 소자(IGBT)의 전기적 스트레스가 일반적인 시스템보다 적다.

본 연구는 2005학년도 경남대학교 학술논문게재연구비 지원으로 이루어졌습니다.

References

- (1) IEC61000-3-2(1995-03), 1997.12.
- (2) 豊田直樹, 高田忠明, "力率改善機能付大容量スイッチング整流器", *サンケン技報*, Vol.29, No.1, pp.71-75, 1997.
- (3) 鈴木, 飯野, 木暮, 高田, "ソフトスイッチング高力率整流器", *Origin Technical Journal*, No.60, pp.5-12, 1997.
- (4) J.Mirböck, "Design and Experimental Investigation of a Single-Switch Three-Phase Flyback-Derived Power Factor Corrector," *proceedings of IEEE INTELEC*, Vol.25, No.3, pp.471-478, 2000.
- (5) 長井眞一郎, 森田浩一, "高効率 3相ソフトスイッチング力率改善回路", *平成11年電気學會産業應用部門全國大會講演論文集*, Vol.3, 280, pp.207-212, 1999.
- (6) L. Malesani, V. Toigo, "A Synchronized Resonant DC Link Converter for Soft-Switched PWM", *IEEE Transation on Industry Applications*, Vol.29, No.5, pp.940-948, 1993.
- (7) 佐藤伸二, 末廣豊, "PWM方式三相PWM整流器による正弦波入力電流制御", *C電子情報通信學會總合大會講演論集通信(2)*, SB-8-1, pp.717-718, 2001.
- (8) Yutaka Suehiro, Masayoshi Yamamoto, Mutsuo Nakaoka, High Power Factor 3 Phase PWM Rectifier, *IEEE intelec02*, 19-2, pp.303-308, 2002.
- (9) 末廣豊, 佐藤伸二, "整流器ユニットRSD48-100TPの開発", *サンケン技報* vol.34, No.1, pp.15-18, 2002.

◇ 저자소개 ◇

서기영 (徐基永)

1942년 4월 18일생. 1965년 한양대 전기공학과 졸업. 1980년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1987년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 현 경남대 전기전자공학부 교수.