

계통연계형 대체에너지 발전시스템을 위한 새로운 고펄스 SCR 인버터

鄭在赫, 金鉉正, 崔世琬*, 金榮石, 元忠淵

A New High Pulse SCR Inverter for Utility Interactive Renewable Power Generation System

Jae-hyuck Jung, Hyun-jung Kim, Se-wan Choi, Young-seok Kim, and Chung-yuen Won

요 약

본 논문에서는 대체에너지 발전 시스템을 위한 새로운 자연전류형 SCR 인버터를 제안한다. 제안한 인버터 시스템은 6-펄스 SCR 인버터와 보조회로로 구성된다. 보조회로의 동작으로 인버터 시스템의 펄스 수가 증가하여 출력 전압 및 출력전류의 고조파가 현저히 저감된다. 제안한 방식의 24-펄스 동작을 위한 분석, 제어 및 시뮬레이션이 제시되고 실험을 통하여 제안한 이론을 입증한다.

ABSTRACT

In this paper, a new line-commutated SCR inverter for renewable power generation system is proposed. The proposed inverter system includes a 6-pulse SCR inverter and an auxiliary circuit. By the proper operation of the auxiliary circuit, the pulse number of the inverter system is increased and the output voltages and currents harmonics are significantly reduced. Analysis, control and simulation for 24-pulse operation of the proposed scheme is presented and the experimental results from a laboratory prototype verify the proposed theory.

Key Words : Line-commutated SCR inverter, Harmonics, Utility interactive, Renewable

1. 서 론

세계적으로 화석에너지가 고갈됨에 따라, 최근 태양광, 풍력 및 연료전지 등의 대체에너지를 이용한 발전 시스템에 관한 연구와 상용화가 진행되고 있다. 국내에서는 1997년 "대체에너지 개발 및 이용 보급촉진법"에 의거하여 2006년까지 총 에너지수요의 2%를 대체

에너지로 공급하기 위한 기술개발과 보급목표를 설정하였으며^[1], 세계적으로는 2020년까지 총 에너지수요의 30%가 대체에너지로 공급될 전망이다^[2]. 이러한 대체에너지 발전시스템 중 잉여에너지의 역송전이 가능한 계통연계형(utility interactive) 인버터에 관한 연구가 활발하며 중대용량급의 발전시스템이 필요하게 되었고 수 MW급의 발전시스템도 계획되고 있다. 계통연계형 인버터는 IGBT등을 사용하는 PWM방식과 싸이리스터(Thyristor)를 사용하는 SCR 인버터 방식등이 있는데 자연전류형 SCR 인버터는 스위칭손실이 작고 EMI의 발생이 적어 중대용량급에 적합하다^[3]. 그러나, 6-펄스 SCR 인버터는 출력전류에 5차 및 7차의 고조파가 발생되어 THD가 30%를 넘게된다. 이러한 6-펄스

* 서울산업대 제어계측공학과 교수

E-mail : schoi@plaza1.snut.ac.kr

접수일자 : 2001. 9.17

1차심사요청일 : 2001. 9.21 2차심사요청일 : 2001.11. 9

심사완료일 : 2002. 1. 3

SCR 인버터에 보조회로를 추가하여 고조파를 저감하는 연구 중에는 1대의 Boost 컨버터와 단상정류기를 사용하여 정현파에 가까운 전류를 얻는 방법이 있으며 이는 스위칭소자의 스트레스가 크고 보조회로의 PWM 동작으로 EMI가 발생할 우려가 있다^[2]. 또한 2대의 Buck 컨버터를 사용하여 출력전압을 조정하여 THD가 5%미만인 전류를 얻는 방법도 있으나, 전력흐름에 직렬로 스위칭소자가 연결되므로 손실이 적지않다^[3]. 본 논문에서는 6-펄스 자연전류형 SCR 인버터에 간단한 보조회로를 추가하여 펄스 수를 높임으로서 전류의 고조파를 저감하는 방식을 제안한다. 이 보조회로의 적절한 동작으로 인버터 시스템은 12-펄스, 18-펄스 및 24-펄스 동작이 가능하다. 제안한 방식은 전력흐름에 스위칭 소자가 직렬로 연결되어 있지 않아 손실이 적으며, 보조회로의 저주파동작으로 EMI를 저감시키는 장점이 있다.

2. 제안한 SCR 인버터

2.1 동작원리

그림 1은 6-펄스 SCR 인버터에 제안한 보조회로를 추가하여 구성한 전력회로를 보여주고 있다. 보조회로는 저용량의 단권변압기(TF_{pa}), DC 블록 컨덴서(C_p, C_q), 전류주입용 단상변압기(TF_n) 및 보조싸이리스터로 구성된다. 제안한 SCR 인버터 시스템을 12-펄스, 18-펄스 및 24-펄스로 동작시키기 위한 보조싸이리스터의 구성을 그림 2에 나타낸다. 24-펄스 동작을 위한 보조싸이리스터의 최적 점호각 β는 시스템의 위상각 α에 따라 그림 3과 같이 정해지며, 이에 따른 각 보조

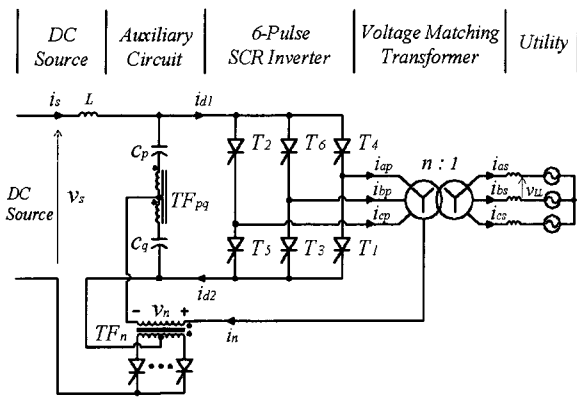


그림 1 제안하는 고펄스 SCR 인버터
Fig. 1 Proposed high pulse SCR inverter

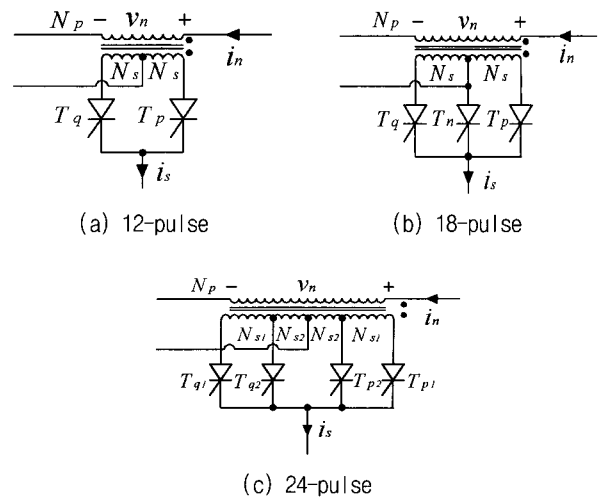


그림 2 보조싸이리스터의 연결
Fig. 2 Connection of auxiliary thyristors

싸이리스터는 그림 4와 같이 동작시킨다^[4]. 각 보조 싸이리스터의 도통에 따른 주입전류 i_n 은 그림 4와 같이 4-레벨을 갖는 파형이 되며 $v_n > 0$ 인 경우 각 모드별 동작 및 i_n 의 진폭은 표 1에 정리하였다. 이처럼 주입전류 i_n 은 단권변압기 영향으로 각 DC 블록 컨덴서에 양분되기 때문에 인버터의 입력전류 i_{d1} 과 i_{d2} 는 다음과 같이 된다.

$$i_{d1} = \frac{i_n}{2} + i_s, \quad i_{d2} = -\frac{i_n}{2} + i_s \quad (1)$$

6-펄스 인버터의 주 싸이리스터는 시스템의 위상각 α에 따라 출력측 계통전원에 의해 120°씩 도통되는데 인버터브리지의 출력전류는 인버터브리지의 입력전류 및 스위칭함수에 의하여 다음과 같이 나타낼 수 있다.

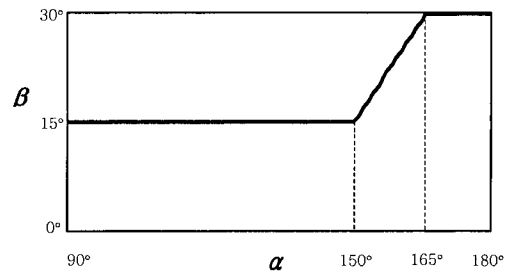


그림 3 위상각 α에 대한 최적 점호각 β
Fig. 3 Optimum firing angle β vs. phase angle α

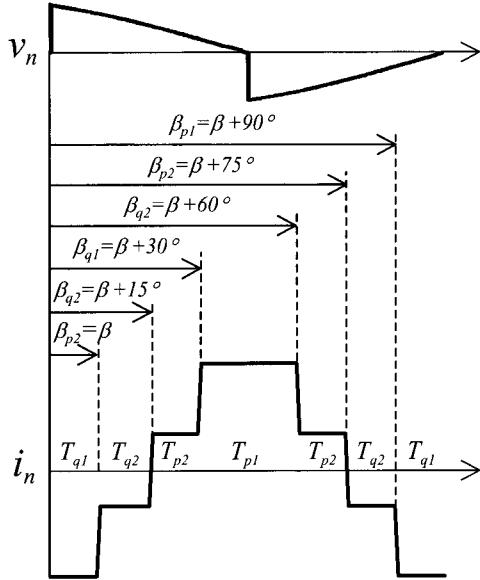


그림 4 24-펄스 시스템의 보조회로 동작
Fig. 4 Auxiliary circuit operation (24-pulse)

$$\begin{bmatrix} i_{ap} \\ i_{bp} \\ i_{cp} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{a+}(\alpha) \\ S_{b+}(\alpha) \\ S_{c+}(\alpha) \end{bmatrix} i_{a1} + \begin{bmatrix} S_{a-}(\alpha) \\ S_{b-}(\alpha) \\ S_{c-}(\alpha) \end{bmatrix} i_{a2} \quad (2)$$

여기서, $S_{a+}(\alpha)$ 와 $S_{a-}(\alpha)$ 는 a 상에 대한 스위칭함수로서 $\alpha = 0^\circ$ 에 대한 스위칭함수는 그림 5와 같다. b 상 및 c 상에 대한 스위칭함수는 다음과 같이 정의한다.

$$\begin{aligned} S_{b+}(\alpha) &= S_{a+}(\alpha) \angle -120^\circ \\ S_{b-}(\alpha) &= S_{a-}(\alpha) \angle -120^\circ \\ S_{c+}(\alpha) &= S_{a+}(\alpha) \angle +120^\circ \\ S_{c-}(\alpha) &= S_{a-}(\alpha) \angle +120^\circ \end{aligned} \quad (3)$$

또한 Y-Y 변압기의 MMF(Magnetomotive Force) 관계식으로부터 계통측 전원전류는 인버터 출력전류로 다음과 같이 된다.

$$\begin{aligned} i_{as} &= n \cdot i_{ap} - \frac{1}{3} i_n \\ i_{bs} &= n \cdot i_{bp} - \frac{1}{3} i_n \\ i_{cs} &= n \cdot i_{cp} - \frac{1}{3} i_n \end{aligned} \quad (4)$$

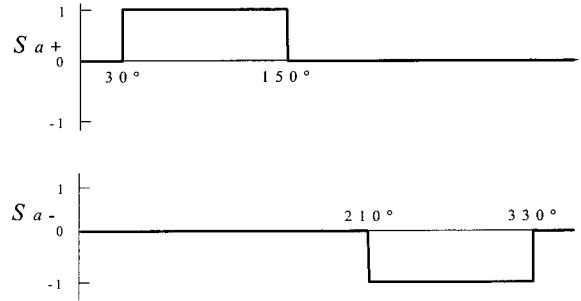


그림 5 'a' 상에 대한 스위칭 함수 $S_{a+}(\alpha)$ 와 $S_{a-}(\alpha)$
Fig. 5 Switching function $S_{a+}(\alpha)$ & $S_{a-}(\alpha)$ for phase 'a'

따라서 식 (1)에서 식 (4)로부터 주입전류와 계통측 전원전류는 다음과 같이 된다.

표 1 모드별 동작
Table 1 Operation of each mode

Mode	Operation	전류 i_n 의 진폭비
T_{p1} ON		$i_n = \frac{N_{s1} + N_{s2}}{N_p} i_s$
T_{p2} ON		$i_n = \frac{N_{s2}}{N_p} i_s$
T_{q2} ON		$i_n = -\frac{N_{s2}}{N_p} i_s$
T_{q1} ON		$i_n = -\frac{N_{s1} + N_{s2}}{N_p} i_s$

$$\begin{aligned}
 i_{as} &= \frac{i_n}{6} (3nS_{a+}(\alpha) - 3nS_{a-}(\alpha) - 2) \\
 &\quad + i_s (nS_{a+}(\alpha) + nS_{a-}(\alpha)) \\
 i_{bs} &= \frac{i_n}{6} (3nS_{b+}(\alpha) - 3nS_{b-}(\alpha) - 2) \\
 &\quad + i_s (nS_{b+}(\alpha) + nS_{b-}(\alpha)) \\
 i_{cs} &= \frac{i_n}{6} (3nS_{c+}(\alpha) - 3nS_{c-}(\alpha) - 2) \\
 &\quad + i_s (nS_{c+}(\alpha) + nS_{c-}(\alpha))
 \end{aligned}
 \tag{5}$$

식 (5)에서 보면 계통 측 전원전류는 주입전류 i_n 의 함수임을 알 수 있다. 즉, 전원전류는 변압기 TF_n 의 권선비와 각 보조사이리스터의 점호각에 따라 변하며, 24-펄스 동작의 경우 최적의 권선비는 $N_{s1}/N_p = 0.908$ 이고, $N_{s2}/N_p = 0.475$ 이다^[4]. 그림 6에 $\alpha = 150^\circ$ 일 때 각부의 전류 파형을 나타낸다. 계통 측 전원전류는 24-펄스의 특성을 갖게 되며 THD는 7.42%이다.

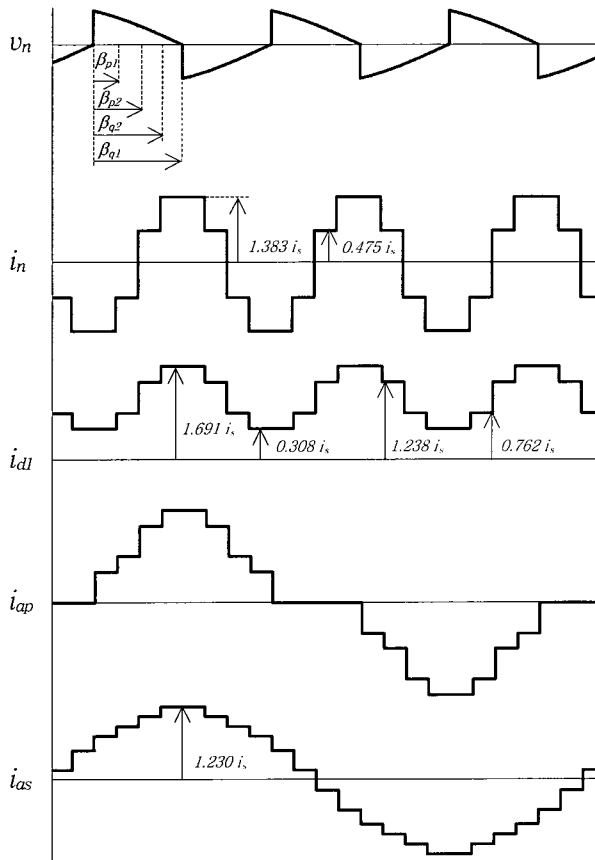


그림 6 24-펄스 시스템의 각부 파형 ($\alpha = 150^\circ$)
 Fig. 6 Various wave-forms (24-pulse) ($\alpha = 150^\circ$)

또한, 12-펄스 및 18-펄스도 이와 같은 방식으로 동작하며^[4], 30-펄스, 36-펄스 등의 동작도 가능하다. 12-펄스 및 18-펄스에 관련한 사항을 표 2에 정리하였다.

2.2 전류 제어

제안한 방식의 직류측 전류제어를 위한 제어블럭도를 그림 7에 나타낸다. 여기서 사용된 제어기는 PI 제어방식이다. 최대출력제어기(Maximum Power Point Tracking)로부터 전류지령치 i_s^* 가 결정된 후 실제전류 i_s 와 비교하여 생긴 오차가 PI 제어기에 입력되므로서 시스템의 위상각 α 가 결정된다. 또한 위상각 α 에 대한 보조회로의 최적점호각 β (그림 3 참조)는 Look-up Table방식을 이용하여 얻을 수 있다. 시스템 위상각 α 는 인버터 선간전압 v_{ac} 와 최적점호각 β 는 변압기 TF_n 의 1차 측 전압 v_n 과 각각 동기가 이루어져야 하는데 이는 영 전위 검출(Zero Crossing Detection)회로와 PLL(Phase Locked Loop)회로로 구현한다.

2.3 변압기 용량 및 소자 정격

주 인버터 시스템의 위상각은 주로 120° 와 170° 사이에서 동작한다고 가정하면 변압기 TF_n 및 각 스위칭소자에는 $\alpha = 120^\circ$ 일 때 최대전압이 걸린다. 그리

표 2 제안한 시스템의 제어방법과 성능
 Table 2 Control method and performance for the proposed system

	12-펄스 컨버터	18-펄스 컨버터	24-펄스 컨버터
변압기 TF_n 권선비	$N_s/N_p = 0.929$	$N_s/N_p = 1.233$	$N_{s1}/N_p = 1.383$ $N_{s2}/N_p = 0.475$
최적 점호각	① $\beta_p = \beta$ ② $\beta_q = \beta + 60^\circ$	① $\beta_n = \beta$ ② $\beta_p = \beta + 20^\circ$ ③ $\beta_n = \beta + 60^\circ$ ④ $\beta_q = \beta + 80^\circ$	① $\beta_{q2} = \beta$ ② $\beta_{q2} = \beta + 15^\circ$ ③ $\beta_{q1} = \beta + 30^\circ$ ④ $\beta_{q2} = \beta + 60^\circ$ ⑤ $\beta_{q2} = \beta + 75^\circ$ ⑥ $\beta_{q1} = \beta + 90^\circ$
보조회로 동작순서	① $T_q \leftrightarrow T_p$ ②	① $T_n \leftrightarrow T_s \leftrightarrow T_p$ ④ ③	① $T_{q1} \leftrightarrow T_{q2} \leftrightarrow T_{q2} \leftrightarrow T_{q1}$ ⑤ ⑤ ④
계통측 전류 THD	14.19%	9.26%	7.42%
입력전압 RF ($\alpha = 30^\circ$)	8.83%	6.43%	5.45%

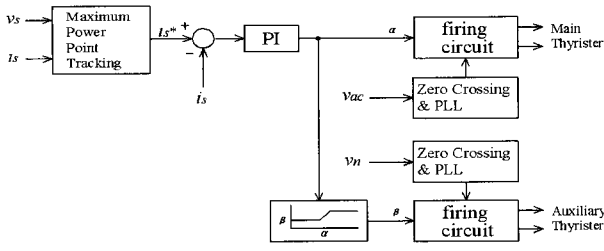


그림 7 제어 블럭도
Fig. 7 Control block diagram

고 변압기 TF_{pq}의 경우에는 $\alpha = 170^\circ$ 일 때 최대전압이 걸리므로 변압기 TF_n 및 각 스위칭소자는 $\alpha = 120^\circ$ 에서 변압기 TF_{pq}는 $\alpha = 170^\circ$ 에서 정격을 구하여 표 3에 정리하였다. 변압기 VA(%)용량은 다음 식을 이용하여 구할 수 있다.

$$VA(\%) = \frac{\frac{1}{2} \sum V_{rms} I_{rms}}{\sqrt{3} V_{LL} I_{as}} \times 100 \quad (6)$$

여기서 V_{rms} 와 I_{rms} 는 각 권선의 전압과 전류의 실효값이며, I_{as} 는 계통측 전원전류의 실효값이다. 변압기 TF_{pq}의 교류측 VA용량은 11.82% 이며, 변압기 TF_n은 26.51% 이다. 또한 보조 싸이리스터는 Main 싸이리스터에 비해 전압 및 전류정격이 모두 작음을 알 수 있다.

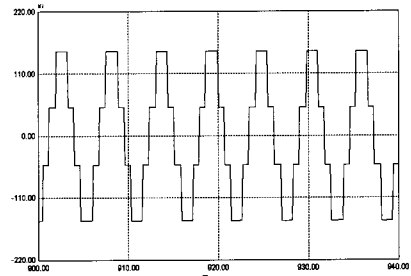
표 3 변압기 VA 및 소자의 정격
Table 3 Transformer VA & component rating

		제안한 24-펄스 시스템	
변압기 TF _{pq}	V_{rms} / V_{LL}		0.337
	I_{rms} / i_s		0.516
	$VA(\%) / V_{LL} i_s$		11.82
변압기 TF _n	V_{rms} / V_{LL}		0.382
	I_{rms} / i_s		1.022
	$VA(\%) / V_{LL} i_s$		26.51
Main 싸이리스터	V_{peak} / V_{LL}		1.414
	I_{peak} / i_s		1.691
	I_{rms} / i_s		0.649
보조 싸이리스터	V_{peak} / V_{LL}		0.977
	I_{peak} / i_s		1.000
	I_{rms} / i_s		0.500

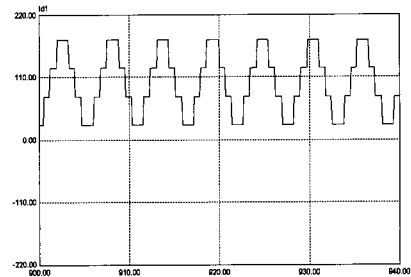
3. 시뮬레이션

그림 8은 PSIM에 의한 시뮬레이션 과정을 보여주고 있다. 그림 8(a)는 보조회로에 의해 생성되는 주입전류 i_n 을 나타내고, 그림 8(b)는 인버터의 입력전류 i_{d1} 을 나타낸다. 그림 8(c)는 인버터의 출력전류 i_{ap} 를 그림 8(d)는 계통 측 전원전류 i_{as} 를 나타낸다. 시뮬레이션 조건은 다음과 같이 설정하였다.

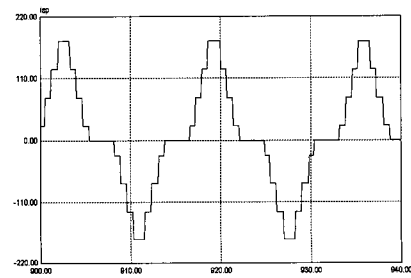
- 계통 선간전압 $V_{LL} = 380V$
- Y-Y 변압기 권수비 $n = 1$
- 최대 출력전력 $P_o = 50kVA$
- 직류전원 공칭전압 $v_{s,nominal} = 450V$
- 전류지령치 $i_s^* = 100A$
- 공칭 위상각 $\alpha_{nominal} = 151.3^\circ$



(a) i_n



(b) i_{d1}



(c) i_{ap}

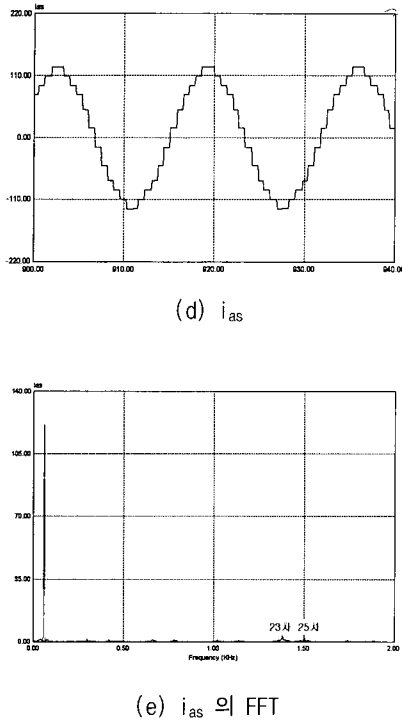


그림 8 시뮬레이션 파형
Fig. 8 Simulation waveforms

시뮬레이션 파형은 스위칭함수에 의한 이론적인 분석과 같이 주입전류 i_n 을 4-레벨로 만들어 줌으로서 계통 측 전원전류 i_{as} 가 24-펄스가 됨을 알 수 있다.

4. 실험 결과

제안한 방식의 실험을 위해 24-펄스 SCR 인버터 시스템을 제작하였으며 실험조건은 다음과 같다.

- 계통 선간전압 $V_{LL} = 191V$
- Y-Y 변압기 권수비 $n = 1$
- 최대 출력전력 $P_o = 3kVA$
- 직류전원 공칭전압 $v_{s,nominal} = 180V$
- 전류지령치 $i_s^* = 3.2A$
- 공칭 위상각 $\alpha_{nominal} = 134.4^\circ$

그림 9에 실험 파형과 계통측 전원전류 i_{as} 의 FFT 파형을 나타낸다. 변압기 TF_n 의 권선비는 최적의 권수비를 참고하여 사용하였으며 실험 파형은 시뮬레이션 파형과 모두 일치함을 알 수 있다.

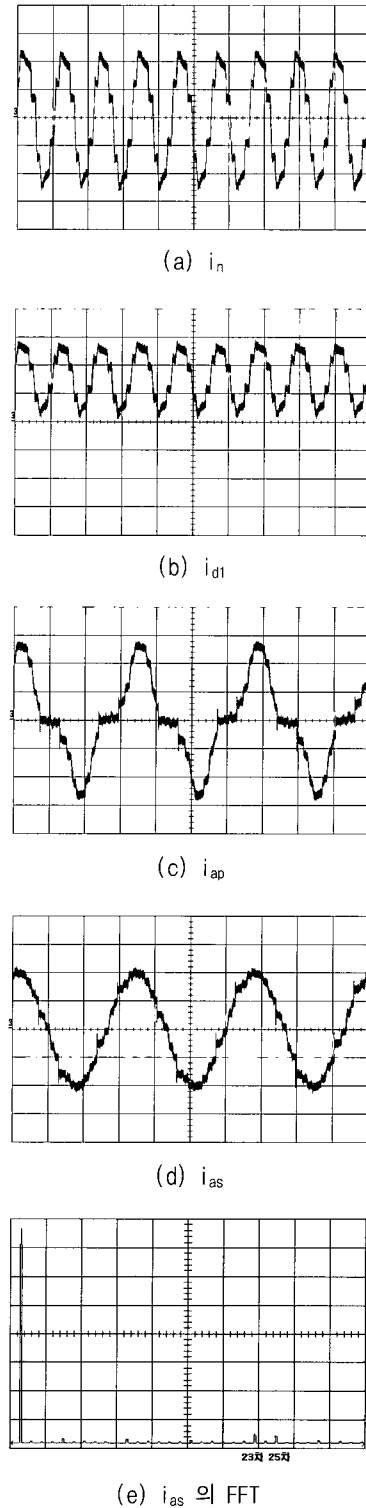


그림 9 실험 파형 (2A/div, 5ms/div, 200Hz/div)
Fig. 9 Experimental wave-forms (2A/div, 5ms/div, 200Hz/div)

5. 결 론

본 논문에서는 풍력, 태양력, 연료전지 등과 같은 대체 에너지를 이용한 발전 시스템에서 자연전류형 SCR 인버터를 사용하여 3상 계통전원에 접속할 때 발생하는 고조파 전류를 간단한 보조회로를 부착함으로써 제거하는 새로운 방식을 제안했다. 본 방식의 보조회로는 저주파 동작(180Hz)을 함으로서 기존의 PWM방식에 비해 보조회로의 스위칭 손실 및 EMI를 현저히 저감할 수 있다. 제안한 방식으로 계통 측 전원전류의 펄스 수를 12-펄스, 18-펄스 및 24-펄스로 증가시킬 수 있으며 PSIM에 의한 시뮬레이션(24-펄스)과 3kVA 급 시제품을 제작하여 제안한 방식에 타당성을 입증하였다. 또한 본 방식은 이론적으로 펄스 수를 30-펄스, 36-펄스 등과 같이 계속 증가시킴으로써 고조파를 더욱 저감할 수 있다.

본 연구(관리번호 98-중-03)는 한국전력공사의 지원에 의하여 기초전력공학 공동연구소 주관으로 수행되었음.

참 고 문 헌

- [1] 송진수, 윤경훈, 유권중, "태양광 발전기술의 개발 및 보급동향" 2000년 대한전기학회 하계학술대회논문집 pp. 1506 ~1509, 2000, 7월.
- [2] Ali M. Tl-Tamaly, P. N. Enjeti, H. H. Tl-Tamaly, "An Improved Approach to Reduce Harmonics in the Utility Interface of Wind, Photovoltaic and Fuel Cell Power Systems", IEEE APEC Conference, Vol. 2, pp. 1059~1065, 2000.
- [3] R. Naik, N. Mohan, Mark Rogers, Alec Bulawka, "A Novel Grid Interface, Optimized for Utility-Scale Applications of Photovoltaic, Wind-Electronic, and Fuel-Cell Systems", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 10, No. 4, Oct. 1995.
- [4] Sewan Choi and Jaehyuck Jung, "New Pulse Multiplication Technique Based on 6-Pulse Thyristor Converters for High Power Applications", IEEE APEC Conference, Vol. 2, pp. 800~805, 3, 2001

저 자 소 개



정재혁(鄭在赫)

1976년 12월 9일생. 2000년 서울산업대 제어계측공학과 졸업. 현재 동 대학원 제어계측공학과 석사과정.



김현정(金鉉正)

1977년 12월 26일생. 2001년 호서대 전기공학과 졸업. 현재 서울산업대 대학원 제어계측공학과 석사과정.



최세원(崔世琬)

1963년 3월 3일생. 1985년 인하대 전자공학과 졸업. 1992년 Texas A&M Univ. 전기공학과 졸업(석사). 1995년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1996년~1997년 삼성전기 종합연구소 수석연구원. 1997년~현재 서울산업대학교 제어계측공학과 조교수. 당 학회 편집위원.



김영석(金榮石)

1951년 6월 11일생. 1977년 인하대 전기공학과 졸업. 1987년 일본 나고야대 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1987년~1989년 전기연구원 전력전자연구실장. 현재 인하대학교 전기공학과 교수. 당 학회 부회장.



원충연(元忠淵)

1955년 5월 10일생. 1978년 성균관대 전기공학과 졸업. 1980년 서울대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1987년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1991년 12월~1992년 12월 미국 테네시주립대학 전기공학과 방문교수. 1988

년 3월~현재 성균관대학교 전기전자 및 컴퓨터 공학부 교수. 당 학회 편집이사.