

SVPWM을 이용한 3상 PFC 승압형 컨버터의 노이즈에 관한 연구

김영삼, 김규태, 박수종, 한정호, 권영안
부산대학교

Switching Noise Reduction of 3-Phase PFC SVPWM Boost Converter

Y. S. Kim, K. T. Kim, S. J. Park, J. H. Hahn, and Y. A. Kwon
Pusan National University

Abstract - 최근, 전력 품질에 관한 중요성과 고조파에 관한 규정이 강화되면서 다양한 PFC 컨버터에 관한 연구가 많이 이루어지고 있다. PFC PWM 컨버터는 스위칭 소자를 사용하여 전원전압과 동일한 위상의 전류를 인가함으로써 고효율, 고역률을 얻을 수 있다. 그러나 스위칭의 증가로 스위칭 손실이 커지는 단점을 가지며, 스위칭 노이즈는 컨버터의 안정 운전에 큰 장애가 된다. 본 논문은 3상 PFC SVPWM 승압형 컨버터의 스위칭 노이즈에 관한 실험적 검토를 수행한 연구이다. 본 논문에서 3상 PFC SVPWM 승압형 컨버터를 구성하여 시뮬레이션 및 실험을 수행한 결과, 단위역률이 잘 수행되었으며, 스위칭 노이즈 분석을 위하여 스너버 회로의 구성 소자에 따른 노이즈 실험 결과를 제시하였다.

1. 서 론

최근 전력전자 및 전기기기 분야에 있어서 전력변환장치가 보편화되고 있다. 그러나 AC/DC 변환기의 주종을 이루고 있는 다이오드 정류기는 저차의 고조파 성분을 많이 포함하고 있으며 역률이 낮다. 이러한 단점으로 인해 스위칭 소자를 이용한 PFC PWM 컨버터가 많이 연구되고 있다. PFC PWM 컨버터는 스위칭 소자를 사용하여 전원전압과 동일한 위상의 전류를 인가함으로써 고효율, 고역률을 얻을 수 있으며[1,2], 계동전원의 안정화와 유도장애 해소 등의 이점을 가진다. 또한 부하 측의 잉여전력을 직류 출력전압의 변동 없이 교류전원 측으로 회생시킬 수 있다. 그러나 PWM 컨버터는 스위칭의 증가로 스위칭 손실이 커지는 단점을 가지며, 스위칭 노이즈는 컨버터의 안정 운전에 큰 장애가 된다.

본 논문에서는 3상 PFC SVPWM 컨버터의 스위칭 노이즈 감소에 관한 실험적 검토를 제시한다. 단위역률을 위한 3상 SVPWM 컨버터 시스템의 제어부는 전압제어기, 전류제어기 및 SVPWM 신호발생부 등으로 구성된다. 본 논문에서 3상 PFC SVPWM 승압형 컨버터를 구성하여 시뮬레이션 및 실험을 통하여 단위역률을 검증하며, 스너버 회로의 구성 소자에 따른 실험을 통하여 스위칭 노이즈를 검토한다.

2. 3상 컨버터 전압방정식

그림 1은 본 논문에서 구성한 3상 PFC SVPWM 승압형 컨버터 시스템이다. 단위역률을 위한 3상 PFC 컨버터 시스템의 제어부는 전압제어기, 전류제어기 및 SVPWM 신호발생부 등으로 구성된다. 그림 1과 같은 3상 승압형 컨버터에서 전압방정식은 다음과 같다.

$$E_a = L_s \frac{di_a}{dt} + V_a \tag{1}$$

$$E_b = L_s \frac{di_b}{dt} + V_b \tag{2}$$

$$E_c = L_s \frac{di_c}{dt} + V_c \tag{3}$$

단, E_a, E_b, E_c 는 전원전압, i_a, i_b, i_c 는 상전류, V_a, V_b, V_c 는 컨버터 단자전압이다.

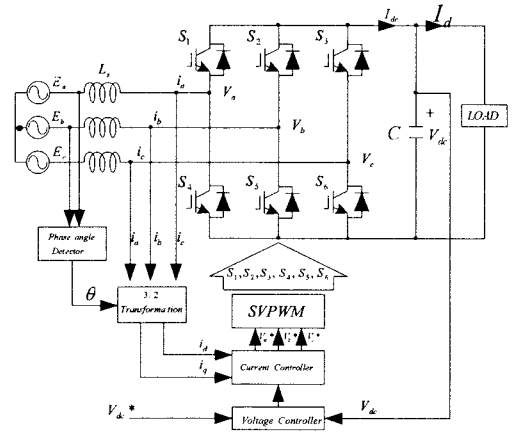


그림 1. 3상 PFC SVPWM 승압형 컨버터 시스템

$d-q$ 축 정직좌표계로 변환하면 전압방정식은 다음과 같다.

$$E_{ds} = L_s \frac{di_{ds}}{dt} + V_{ds} \tag{4}$$

$$E_{qs} = L_s \frac{di_{qs}}{dt} + V_{qs} \tag{5}$$

$d-q$ 축 동기좌표계로 변환하면 전압방정식은 다음과 같다.

$$E_{de} = L_s \frac{di_{de}}{dt} - \omega L_s i_{qe} + V_{de} \tag{6}$$

$$E_{qe} = L_s \frac{di_{qe}}{dt} + \omega L_s i_{de} + V_{qe} \tag{7}$$

전원전압이 3상 평형 전압인 경우에 a상 전압의 초기각을 $\pi/6$ 라면 3상 전압은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$E_a = -E \sin \omega t \quad (8)$$

$$E_b = -E \sin (\omega t - \frac{2}{3} \pi) \quad (9)$$

$$E_c = -E \sin (\omega t + \frac{2}{3} \pi) \quad (10)$$

식(8)-(10)을 $d-q$ 축 정좌표계로 변환하면 다음과 같다.

$$E_{ds} = -E \sin \omega t \quad (11)$$

$$E_{qs} = E \cos \omega t \quad (12)$$

식(11)-(12)를 $d-q$ 축 동기좌표계로 변환하면 다음과 같다.

$$E_{de} = 0 \quad (13)$$

$$E_{qe} = E \quad (14)$$

식(13)-(14)을 식(6)-(7)에 대입하면 다음과 같이 된다.

$$0 = L_s \frac{di_{de}}{dt} - \omega L_s i_{qe} + V_{de} \quad (15)$$

$$E = L_s \frac{di_{qe}}{dt} + \omega L_s i_{de} + V_{qe} \quad (16)$$

동기회전좌표계와 공간전압벡터 변조기법을 적용하여 유효성분전류와 무효성분전류를 각각 독립적으로 제어한다. 동기좌표계의 회전각을 d 축 전압이 영이 되도록 설정하고 d 축 전류를 영으로 제어하면 3상 컨버터의 $d-q$ 축 전류에 의한 다음과 같은 역률 식으로부터 단위역률이 실현된다.

$$PF = \frac{i_{qe}}{\sqrt{i_{de}^2 + i_{qe}^2}} \quad (17)$$

3. 전압제어기 및 전류제어기 구성

3.1 전압제어기

3상 AC/DC 컨버터의 출력 링크전압을 제어하기 위하여 그림 2와 같이 링크단 커패시턴스 전압 측정치와 지령전압의 오차를 제어 입력으로 설정하고 제어기를 거친 출력력을 q 축 지령 전류로 설정한다.

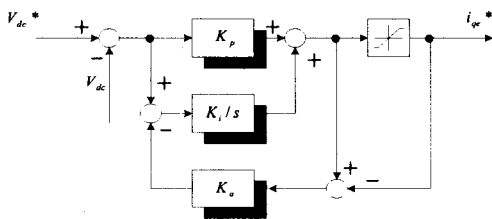


그림 2. 전압제어기 구성

3.2 전류제어기

설정된 q 축 지령 전류의 구현을 위하여 그림 3과 같이 전원 전류 측정치와 지령전류의 오차를 제어 입력으로 설정하고 제어기를 거친 출력력을 q 축 지령 전압으로 설정한다. 이 지령치와 식(16)으로부터 SVPWM 컨버터의 보상된 q 축 지령 전압은 그림 3과 같이 구성된다.

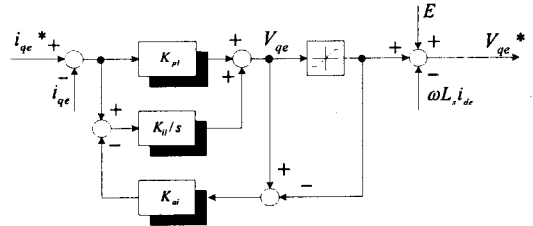


그림 3. 전류제어기 구성

4. 시뮬레이션

이상에서 기술한 3상 PFC SVPWM 승압형 컨버터를 구성하여 시뮬레이션을 수행하였다. 시뮬레이션에 사용한 컨버터회로의 사양은 표 1과 같다.

표 1. 컨버터회로의 사양

입력주파수	60 Hz	Ls	2 mH
입력 상전압	90 V	C	2200 uF
출력전압	200 V	부하	50 Ω

그림 4는 입력 상전압, 상전류의 시뮬레이션 결과로서 상전압과 상전류의 위상이 일치하여 단위역률이 잘 실현됨을 나타내고 있다. 그림 5는 출력전압의 단위 응답으로서 양호한 성능을 나타낸다.

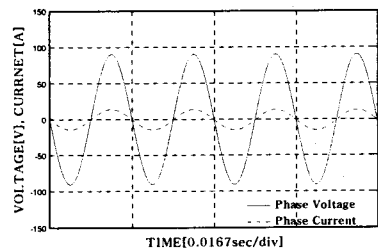


그림 4. 입력 상전압 및 상전류 파형

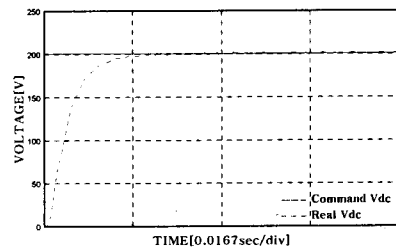


그림 5. 출력전압 응답

5. 실험결과 및 검토

5.1 PFC 실험

본 논문에서 구성한 3상 PFC SVPWM 승압형 컨버터로부터 실험을 수행하였다. 컨버터 스위칭 소자는 IGBT를 사용하였으며, 컨버터회로의 사양은 시뮬레이션 회로와 같다. 그림 6은 입력 상전압, 상전류 및 출력전압의 실험 결과로서 상전압과 상전류의 위상이 일치하여 단위역률이 잘 실현됨을 나타내고 있다.

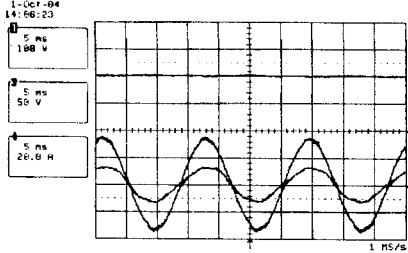


그림 6 입력 상전압, 상전류 및 출력전압의 실험 결과 (ch1:출력전압, ch3:상전압, ch4:상전류)

5.2 스너버회로에 따른 노이즈 실험

본 논문에서 구성한 3상 PFC SVPWM 승압형 컨버터로부터 스너버 회로의 구성 소자에 따른 실험을 수행하였다.

그림 7은 IGBT 게이트 저항 추가에서 컨버터 상단의 각상 스위칭 소자에 걸리는 전압의 실험결과를 나타낸다. 그림 8-11은 스너버회로의 구성 소자에 따른 스위칭 소자 전압의 실험결과이다. 본 스너버회로는 R_s , C_s 가 직렬로 연결되고 다이오드가 R_s 에 병렬로 연결되는 회로로서 스위칭 소자에 병렬로 연결된다. 스너버 저항과 스너버 커패시턴스의 값은 360Ω 과 $0.05\mu F$ 이다.

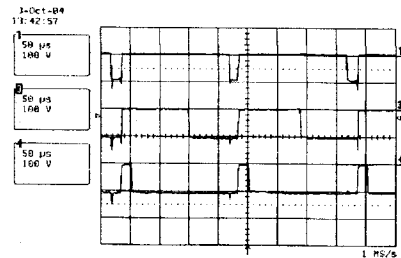


그림 7. IGBT 게이트에 직렬저항(20Ω) 추가하는 경우

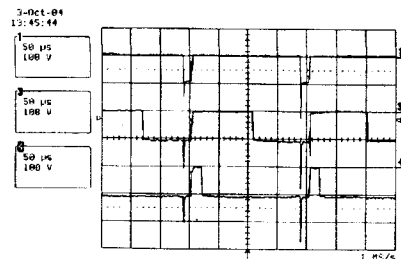


그림 8. 스너버회로 없는 경우

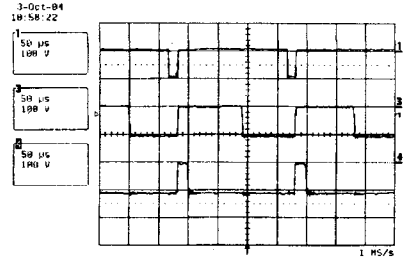


그림 9. RCD 스너버회로인 경우

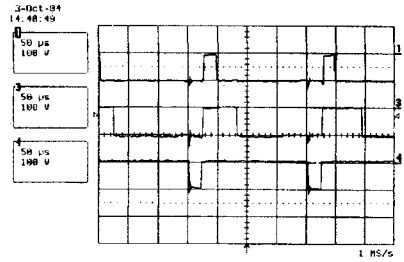


그림 10. R (360Ω), C (0.05μF) 스너버회로인 경우

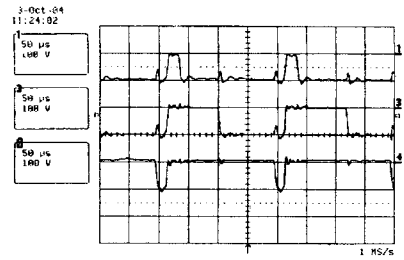


그림 11. C (0.05μF) 스너버회로인 경우

6. 결 론

PFC PWM 컨버터는 스위칭 소자를 사용하여 전원전압과 동일한 위상의 전류를 인가함으로써 고효율, 고역률을 얻을 수 있다. 그러나 스위칭의 증가로 스위칭 손실이 커지는 단점을 가지며, 스위칭 노이즈는 컨버터의 안정 운전에 큰 장애가 된다. 본 논문에서 3상 PFC SVPWM 승압형 컨버터를 구성하여 시뮬레이션 및 실험을 수행한 결과, 단위역률이 잘 수행되었다. 그리고 실험 결과에서 나타난 바와 같이 적정 인덕터 선정에 의해 고주파에 의한 전류리플을 감소할 수 있었으며, 적정 스너버회로에 의해 스위칭 노이즈를 감소하고 적절한 IGBT 게이트 저항 추가로도 스위칭 노이즈 감소 효과가 잘 나타나고 있다.

[참 고 문 헌]

- [1] H. Mao, C. Y. Lee, D. Boroyevich, and S. Hiti, "Review of high-performance three-phase power-factor correction circuits," IEEE Trans. Indus. Elect., Vol. 44, No. 4, pp.437-446, 1997.
- [2] B. Singh, B. N. Singh, A. Chandra, K. Al-Haddad, A. Pandey, and D. P. Kothari, "A review of single-phase improved power quality AC-DC converters," IEEE Trans. Indus. Elect., Vol. 50, No. 5, pp.962-981, 2003.