

360Hz DC 리플-전압 감소기법을 사용한 3-Phase Soft-Switched Buck Converter

論 文
49B - 12 - 6

A 360Hz DC Ripple-Voltage Suppression Scheme in Three-Phase Soft-Switched Buck Converter

崔宙燁* · 高鍾珍** · 宋重鎬[§] · 崔翼^{§§} · 鄭勝基***
(Ju-Yeop Choi · Jong-Jin Ko · Joong-Ho Song · Ick Choy · Seung-Gi Jeong)

Abstract - A technique to suppress the low frequency ripple voltage of the DC output in three phase buck diode converter is presented in this paper. The proposed pulse frequency modulation methods and duty ratio modulation methods are employed to regulate the output voltage of the buck diode converter and guarantee zero-current-switching(ZCS) of the switch over the wide load range. The proposed control methods used in this paper provide generally good performance such as low THD of the input line current and unity power factor. In addition, control methods can be effectively used to suppress the low frequency ripple voltage appeared in the dc output voltage. The harmonic injection technique illustrates its validity and effectiveness through the simulations and experiments.

Key Words : Pulse Frequency Modulation, Duty Ratio Modulation, Harmonic Injection, High Power Factor, Low Frequency Voltage Ripple

1. 서 론

최근 많은 응용분야에서 거의 정현적인 입력전류를 만들어 내는 AC/DC 컨버터가 널리 사용되며 많은 연구가 활발히 이루어지고 있다. 그러나, 역률개선 (Power Factor Correction) 기능을 갖는 경우 대부분이 승압형 컨버터 형태를 취하고 있다 [6]-[9]. 하지만, 일반적인 전기통신 전원장치의 경우, 전체 시스템의 전압변환은 높은 입력전압에서 낮은 출력전압으로 강압하는 변압흐름을 가지고 있다. 또한 3상 전원에서의 PFC를 이루기 위해 단일 스위치를 이용한 저가의 시스템에 많은 관심이 이루어지고 있다.

따라서, 본 논문에서는 3상 ZCS 강압형 컨버터 회로 [1]를 이용하여 출력전압의 저주파 리플전압 감소를 이루는 제어 회로에 관한 연구를 수행하였다. 본 논문에 사용된 회로는 전 부하에 대한 입력전류의 THD는 약 5% 미만이며, 또 스위치는 ZCS 조건하에서 동작이 이루어지므로 시스템의 전체 효율은 상당히 높다 [1]-[2]. 그리고 다중 공진형 컨버터에 따른 이 시스템의 제어는 펄스 주파수 변조기법이 사용되어 부하 가변에 대해 출력전압 조절과 역률제어를 이룰 수 있었다. 즉, 펄스 주파수 변조기법은 특히 부하 변화에 대해 민감하게 대처하여 빠른 출력전압 조절이 가능하게 되

는 장점을 가지고 있다 [5]. 하지만, 이런 출력전압은 입력전원에 따른 저주파 리플전압을 갖게 되고 이에 따른 리플전류가 발생하게 된다. 이렇게 리플전류가 증가하게 되면 출력측에 연결된 DC-Link 커패시터의 리플전류 역시 증가하게 되어 결과적으로 커패시터 동작 온도를 상승시키며 커패시터의 수명을 단축시키게 되는 문제점을 가지고 있다. 뿐만 아니라, 이런 저주파 리플전압은 전압 제어기에 피드백되고 입력전류의 파형 왜곡을 유발하게 된다. 따라서, 이런 문제점을 해결하기 위해서는 상대적으로 커패시터의 용량을 증가시키거나 또는 출력 저주파 LC 필터의 크기를 증가시켜야만 된다. 이것은 시스템의 비용상승과 전체 크기를 증가시키게 되는 단점을 지니고 있다. 따라서, 본 논문에서는 출력전압의 저주파 리플전압 저감을 이룰 수 있는 여러 제어기법들에 대하여 설명한다. 먼저 기존에 제안된 출력전압을 검출하여 리플성분을 고려하여 주파수를 가변하는 제어기법 [5]과 승압형 컨버터에서 많이 쓰이는 고조파 주입에 의한 듀티비 변조로 저조파리플을 감소시키는 방법 [7]-[9]에 대하여 알아본다. 그리고, 회로가 적절히 동작하기 위한 주파수를 선택한 후 주파수와 듀티비를 변화함으로써 (고조파 성분을 검출을 통해) 원하는 출력전압의 리플을 감소할 수 있는 제어방법을 제안하고, 시뮬레이션과 실험을 통하여 검증한다.

2. 동작원리 및 모델링

2.1 회로 설명

그림 1은 단일 스위치 3상 강압형 컨버터의 기본 회로도이며 그림 2는 컨버터의 주요 파형을 나타내고 있다. 이 회로에서 인덕터 L_r 과 커패시터 C_{r1} , C_{r2} , C_{r3} 그리고 커패시터 C_d 는 공진회로를 형성한다. 그리고 입력 리액터 L_a , L_b , L_c

* 正 會 員 : 光云大 電氣工學科 助敎授 · 工博

** 正 會 員 : 光云大 電氣工學科 碩士課程

*** 正 會 員 : 光云大 電氣工學科 敎授 · 工博

§ 正 會 員 : 韓國科學技術研究員 責任研究員 · 工博

§§ 正 會 員 : 韓國科學技術研究員 責任研究員 · 工博

接受日字 : 2000年 7月 10日

最終完了 : 2000年 11月 23日

는 입력전류의 고조파 필터링 및 돌입전류 제한 등의 역할을 하고 있으며, 스위치는 공진회로의 동작에 의해 영전류 스위칭, 컨버터는 영전압 스위칭 조건으로 동작한다.

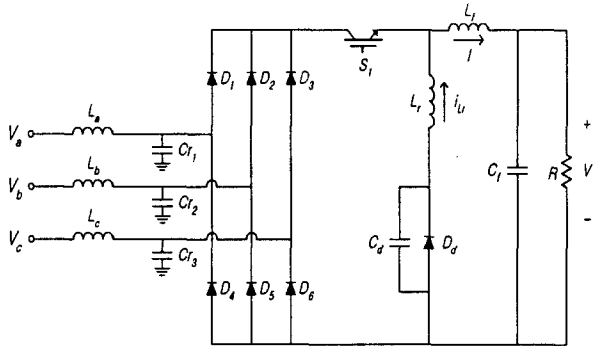


그림 1 단일 스위치 Buck 다이오드 컨버터의 회로도
Fig. 1 Basic circuit of the single-switch three-phase buck diode converter

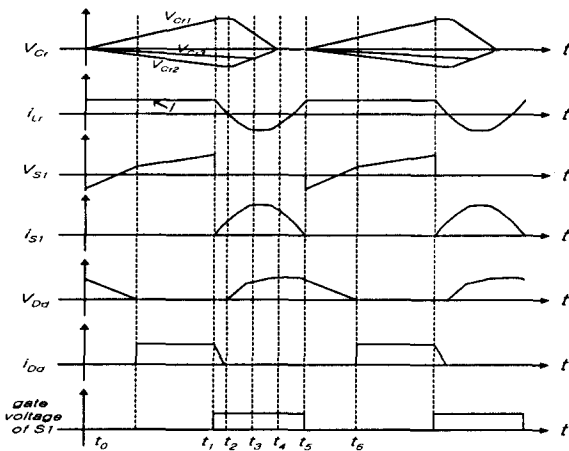


그림 2 컨버터 주요 소자의 이상적인 파형
Fig. 2 Ideal waveforms of the converter

그림 3은 공진 커패시터 C_{r1} 의 전압파형을 나타내고 있다. 그림 3(a)에서는 커패시터 C_{r1} 의 전압의 저주파(기본파) 성분이 정현적인 파형을 나타내고 있다. 따라서 스위칭 주파수가 입력 주파수보다 훨씬 높다면 입력 전류는 입력전압 모양을 따라가게 된다. 또한 스위칭 한 주기 동안의 커패시터 C_{r1} 의 전압 파형은 그림 3(b)처럼 3구간으로 나누어진다. a 구간에서 입력전류 i_b 에 비례하여 선형적으로 증가하고, b 구간에서는 C_{r1}, C_{r2}, C_{r3} 의 전압이 0이 될 때까지 공진하고, c 구간에서는 영전압을 유지한다. a 구간이 b 구간과 c 구간을 합한 것보다 길다면, 입력전류는 입력전압 모양에 더욱 가깝게 따라가게 된다. 특히 그림 1과 같은 다중 공진(multi-resonant) 구조에서는 b 구간과 c 구간이 매우 줄어들게 되고, 입력전류가 고역률, 낮은 THD 특성을 가지게 된다는 것을 알 수 있다 [7].

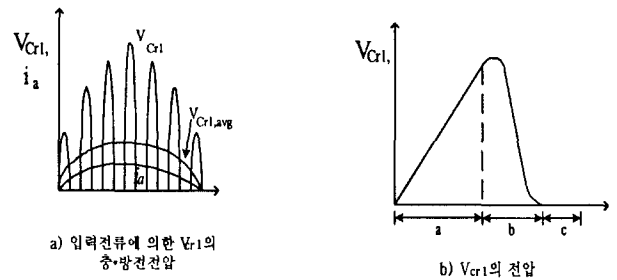


그림 3 공진 커패시터 C_{r1} 의 전압파형
Fig. 3 Voltage waveforms of the resonance capacitor C_{r1}

2.2 동작원리

동작모드의 구분은 표1과 같이 크게 스위치가 오프되어 있을 때와 스위치가 온되어 있을 때로 나누어지고, 이는 다이오드 $D_1 \sim D_6$ 또는 D_d 의 도통에 따라 모두 8개의 동작모드로 구분되어진다. 먼저, 스위치가 오프되어 있을 때, 다이오드 D_d 가 오프되어 있으면 모드 1로 동작하고, D_d 가 온되어 있으면 모드 2로 동작한다. 스위치가 온되어 있을 때는 기본적으로 다이오드 $D_1 \sim D_6$ 중 2개의 다이오드가 도통할 때와 다이오드 $D_1 \sim D_6$ 중 3개의 다이오드가 도통할 때와 다이오드 $D_1 \sim D_6$ 이 모두 도통할 때로 나누어진다. 스위치가 턴-온되면, 입력 선간전압의 크기에 따라 $D_1 \sim D_3$ 중 1개의 다이오드와 $D_4 \sim D_6$ 중 1개의 다이오드가 켜지는데, 이 때, 다이오드 D_d 가 오프되어 있으면 모드 3이 되고, D_d 가 온되어 있으면 모드 4로 동작한다. 그림 2의 t_3 에서와 같이 V_r 이 V_p 나 V_q 와 같아지면, 다이오드 $D_1 \sim D_6$ 중 3개의 다이오드가 도통하게 되고, 다이오드 D_d 가 오프되어 있으면 모드 5, D_d 가 온되어 있으면 모드 6으로 동작한다. 첨자 p는 $v_{cr1}, v_{cr2}, v_{cr3}$ 중 전압이 가장 높은 것이고, 첨자 q는 전압이 가장 낮은 것, 첨자 r은 중간을 의미한다. t_4 에서와 같이 $v_{cr1}, v_{cr2}, v_{cr3}$ 이 0이 되면, 다이오드 $D_1 \sim D_6$ 는 모두 도통하게되고, 마찬가지로 다이오드 D_d 가 오프되어 있으면 모드 7, D_d 가 온되어 있으면 모드 8이 된다.

표 1 모드 구분

Table 1 Classification of operating mode

스위치 S_1	다이오드 $D_1 \sim D_6$	다이오드 D_d	모드
OFF	OFF	OFF	모드 1 ($0 \sim t_0$)
		ON	모드 2 ($t_0 \sim t_1$)
ON	$D_1 \sim D_6$ 중 2개의 다이오드 도통	OFF	모드 3 ($t_2 \sim t_3$)
		ON	모드 4 ($t_1 \sim t_2$)
	$D_1 \sim D_6$ 중 3개의 다이오드 도통	OFF	모드 5 ($t_3 \sim t_4$)
		ON	모드 6
	다이오드 $D_1 \sim D_6$ 모두 도통	OFF	모드 7 ($t_4 \sim t_5$)
		ON	모드 8

3. 출력전압 리플억제를 위한 제어방법

3. 1 주파수 변조방법

단일 스위치 3상 ZCS 강압형 컨버터의 출력과 스위칭 주파수가 선형적으로 비례한다고 가정하면, 출력전압의 저주파 리플전압을 감소시키기 위한 스위칭 주파수는 식 (1)과 같이 구할 수 있다. 이때 K_1 은 출력에 대한 스위칭 주파수의

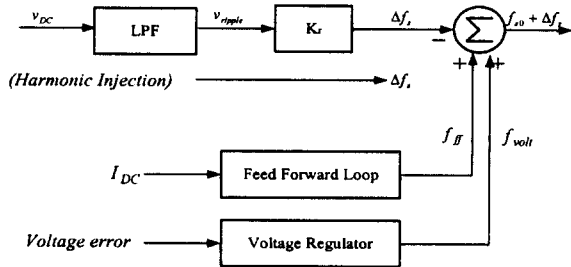


그림 4 스위칭 주파수의 결정
Fig. 4 Determination of the switching frequency

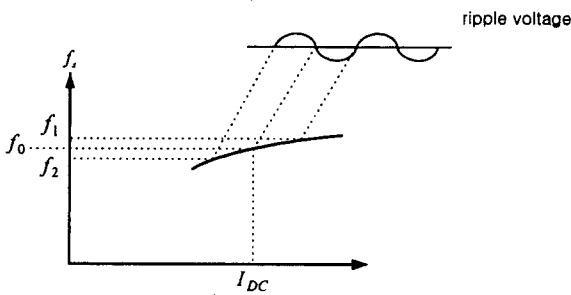


그림 5 스위칭 주파수 결정의 그래프
Fig. 5 Graphical presentation of the switching frequency determination

이득(gain), K_2 는 최소 주파수이고, P 는 출력전력이다. 또한 출력전압과 전류를 함께 고려한 스위칭 주파수 차이 (Δf_s)는 식(2)와 같이 나타난다.

$$f_s \text{ (Switching frequency)} = K_1 \times P \text{ (Output power)} + K_2 + \Delta f_s \quad (1)$$

$$\Delta f_s = k_r \left[\frac{V_{dc}^2}{R} - \frac{V_{dc-ref}^2}{R} \right] \quad (2)$$

그림 4는 리플전압 저감을 이루기 위한 스위칭 주파수가 결정되는 제어블럭도를 나타내었다. 스위칭 주파수는 출력전압을 제어하기 위한 PI제어루프와 정상상태에서 측정된 부하전류의 스위칭 주파수 사이의 함수를 근간으로 해서 얻어진다. 그리고 출력전압의 저주파 리플전압을 저감하기 위한 두 가지 방법이 있을 수 있다. 그림 5는 이 두 가지 방법이 적용되는 예이다. 출력전압과 부하전류에 의해 결정된 f_0 와 리플 전압을 고려한 Δf_s 의 관계를 보여주고 있다. 리플전압을 저감하기 위한 방법으로 입력에서 역으로 고조

파를 주입하거나, 출력전압의 리플성분을 검출하여 Δf_s 의 크기를 결정하게 된다.

3. 2 듀티 변조방법

승압형 컨버터의 경우 고조파 주입에 의한 듀티 변조에 관하여 많은 연구들이 수행되어 왔다. 제안된 고정스위칭 고조파 주입 PWM기법의 듀티비 D 를 변경하기 위하여 식 (3)과 같은 6고조파를 사용한다. 식 (4)에서 $m_1(0 < m_1 < 1)$ 은 6고조파가 주입되는 양을 결정한다 [7]-[9].

$$D_{MOD}(t) = D[1 + d(t)] \quad (3)$$

여기서, D_{MOD} : Modulated duty cycle,

$$d(t) = m_1 \sin(6\omega t + \frac{3}{2}\pi) \quad (4)$$

본 논문에서는 6고조파를 주입하는 방법 중 비교적 간단하고 경제적인 방법을 설명하고 시뮬레이션을 행하였다 [7]. 식 (5)에서의 m_2 값도 식 (4)의 m_1 값과 같은 의미를 갖는다.

$$d(t) = \frac{m_2}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n 6}{(6n)^2 - 1} \cos(6n\omega t) \quad (5)$$

식 (5)와 같은 파형을 만들기 위해서는 그림 6과 같은 회로를 이용하면 가능하다 [7]. 그림 6에서 v_e 에 걸리는 전압은

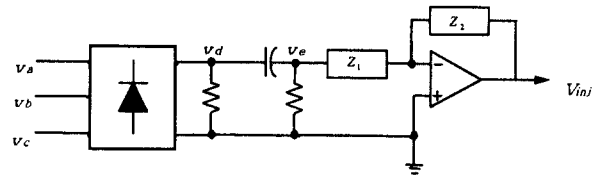


그림 6 고조파 주입 회로도
Fig. 6 Harmonic injection schematic diagram

자동적으로 출력전압에서 리플성분 전압과 같은 모양과 위상을 갖는다. 출력전압의 리플성분을 감소시키기 위해 이 전압에 반대되는 모양으로 크기를 조절하여 넣어주면 그림 7과 같이 결정된 주파수에 대하여 듀티비가 변화하게 된다. 그림 8은 이것이 적용된 예이다. 이와 같이 출력전압의 리플성분을 검출하여 고조파 주입과 같은 방법으로 넣어주면 출력전압 리플을 감소시킬 수 있다.

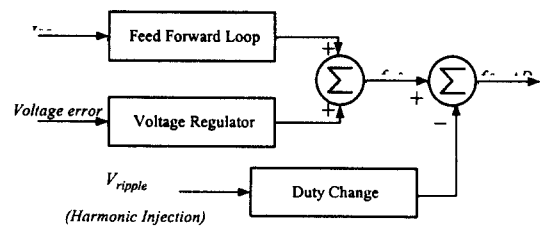


그림 7 결정된 스위칭 주파수에서의 듀티 결정
Fig. 7 Determination of duty ratio in selected frequency

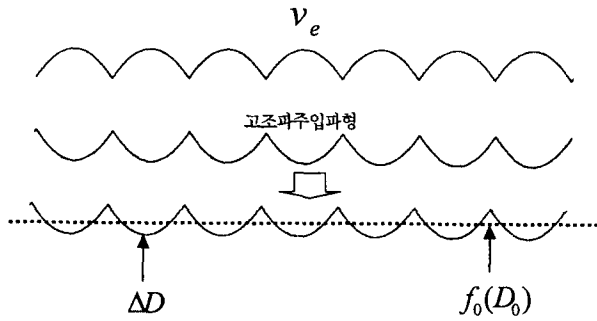


그림 8 결정된 주파수에서의 듀티비의 변화
Fig. 8 Duty ratio change in selected frequency

3.3 일반적인 제어방법의 종류

3.1, 3.2절에서 주파수 변조와 듀티변조에 대하여 알아보았다. 출력전압의 리플을 감소시키기 위한 방법으로 일정 주파수에서 듀티비를 제어하거나 일정 듀티비에서 주파수를 제어함으로써 원하는 출력전압(본 논문에서는 350V)을 얻을 수 있다. 그림 9는 부하용량 가변에 따른 일정 출력전압을 만들기 위하여 필요한 스위치의 스위칭 주파수와 출력과의 관계를 나타낸다. 일정 주파수에서(50kHz) 일정한 전압을

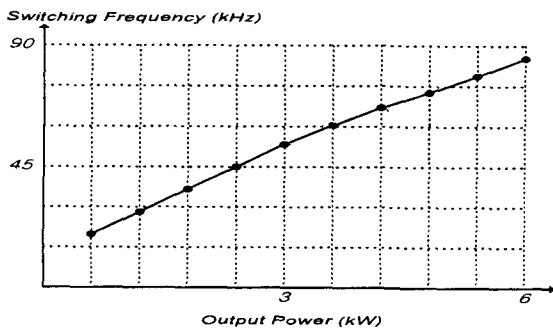


그림 9 출력 대 스위칭 주파수
Fig. 9 Output power vs. switching frequency

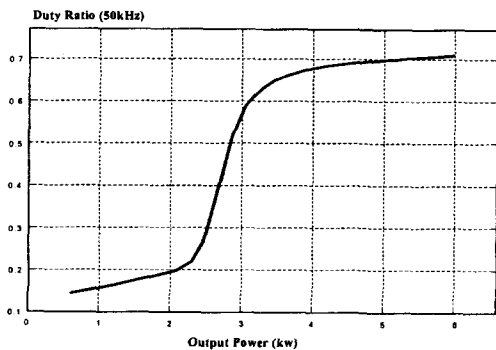


그림 10 출력 대 듀티비
Fig. 10 Output power vs. duty ratio

만들기 위한 듀티비의 변화는 그림 10과 같다. 그러나, 강압형 컨버터가 ZCS조건으로 동작하기 위해서는 일정 이상의 듀티비가 필요하다. 따라서, 그림 10과 같이 거의 50%부하(3kW)이하에서는 듀티비가 감소하여 3상 강압형 컨버터가 ZCS로 동작하기에는 듀티비가 작다. 그리고, 부하변화가 심하면 듀티비 변환만으로는 회로를 제어하기는 힘들다. 이런 이유로, 본 논문에서는 회로가 적절히 동작하기 위한 주파수를 선택한 후 주파수와 듀티비를 변화함으로써 원하는 출력전압의 리플을 감소할 수 있는 방법을 제안한다. 또 각 방법에는 출력전압으로부터 검출하거나 입력으로부터 얻어진 6고조파성분을 고려하여 주파수와 듀티비를 변화함으로써 출력전압 리플을 감소할 수 있다. 따라서, 출력전압의 리플을 감소시키기 위한 방법은 총 4가지 방법으로 요약된다.

- (1) $f + \Delta f(input)$ (2) $f + \Delta f(output)$
- (3) $f + \Delta D(input)$ (4) $f + \Delta D(output)$

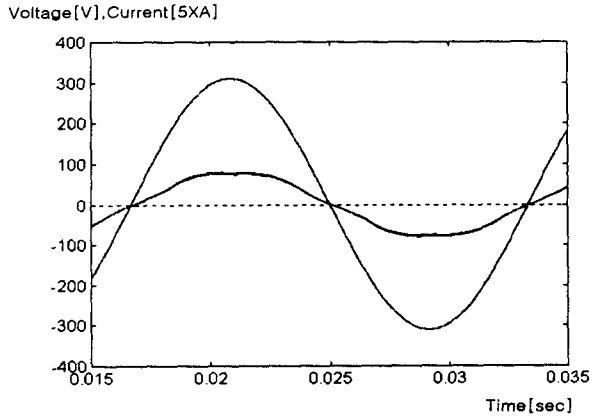
- 1) 부하전류와 출력전압에 의해 결정된 주파수에 출력전압의 리플전압을 감소하기 위해 입력으로부터 고조파를 주입하여 주파수를 변화시키는 방법.
- 2) 부하전류와 출력전압에 의해 결정된 주파수에 출력전압의 리플전압을 감소하기 위해 출력전압을 검출하여 주입함으로써 주파수를 변화시키는 방법.
- 3) 부하전류와 출력전압에 의해 결정된 주파수에 출력전압의 리플전압을 감소하기 위해 입력으로부터 고조파를 주입하여 듀티비를 변화시키는 방법.
- 4) 부하전류와 출력전압에 의해 결정된 주파수에 출력전압의 리플전압을 감소하기 위해 출력전압을 검출하여 주입함으로써 듀티비를 변화시키는 방법.

위의 방법들 중 (2)번 방식은 논문과 같은 구조를 가진 단일 스위치 강압형 컨버터에 적용하여 출력전압 리플이 감소함을 보였다 [5]. 그리고 (3)번의 방법은 단일 스위치 승압형 컨버터에 적용된 예는 많이 있다 [6]-[9]. 그러나 강압형 컨버터에 적용된 경우는 없다. 그리고, (1), (4) 번의 경우에는 제안된 경우가 없다. 따라서, 위의 관계를 이용하면 (1), (4) 번 방식을 이용하여 출력전압의 리플을 감소시키는 것이 충분히 가능하다는 것을 알 수 있다.

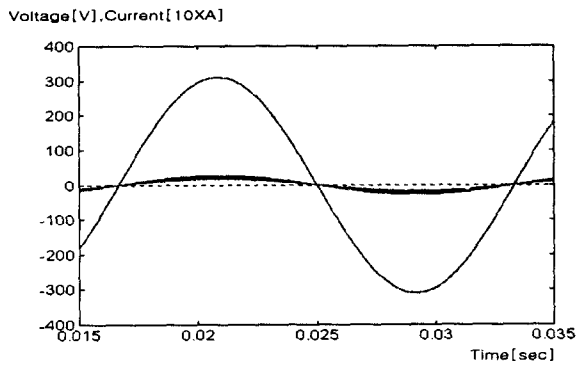
4. 시뮬레이션 및 실험

제안한 단일 스위치 3상 강압형 컨버터의 저주파 리플전압 감소를 이루기 위한 고조파 주입과 출력전압 검출을 통한 듀티변조를 이용하여 출력전압 리플이 감소됨을 검증하기 위해 다음과 같은 조건하에서 시뮬레이션과 실험을 수행하였다. 입력전압: 3상 60Hz, 380 Vac, 출력 전압: 350Vdc, 6kW 컨버터를 제작하였으며, 수동소자의 파라메타는 각각 다음과 같다. L_a, L_b, L_c : 1mH, C_{r1}, C_{r2}, C_{r3} : 180nF, L_r : 40 μ H, C_d : 120nF, L_f : 1mH, C_f : 220 μ F. 시뮬레이션 툴로는 PSIM을 사용하였다.

4.1 시뮬레이션 결과



(a) 100% 부하



(b) 10% 부하

그림 11 100%, 10% 부하 시 입력 전압과 전류 파형
Fig. 11 Input voltage and current waveforms under 100% and 10% load condition

그림 11은 입력전압과 전류를 나타내고 있다. 그림 11(a)는 100% 부하조건일 경우 그리고 그림 11(b)는 10% 부하조건에서 고조파 주입에 의한 듀티변환 제어기법을 적용 시 각각의 결과를 보여준다. 위 파형으로부터 전 부하 범위에서 단위 역률을 나타내고 있음을 알 수 있다. 그림 12는 컨버터 주요소자의 전압과 전류를 나타내고 있다. 이들 파형으로부터 알 수 있듯이 스위치는 영전압 턴-온과 영전류 턴-오프가 이루어짐을 알 수 있으며 또한 이론적인 파형과 거의 동일함을 알 수 있다. 그림 13(a)(100% 부하)와 그림 13(b)(50% 부하)는 제안한 고조파 주입 제어기법 적용 시의 출력전압 파형을 나타내고 있다. 이들 파형에서 알 수 있듯이 리플저감 제어기법을 사용하지 않았을 경우 저주파 즉, 360Hz 리플이 출력전압에 나타난다. 하지만 0.04sec에서 제안한 리플저감 제어기법을 적용하였을 경우 출력전압의 저주파 리플전압이 현저히 감소함을 알 수 있다. 즉 부하가 변하는 경우 그림 13과 같이 일단 스위칭 주파수가 결정된 후 듀티비를 변화하여 출력전압 리플을 감소시킬 수 있다. 그림 14(100% 부하)는 출력전압을 검출하여 듀티비를 변화

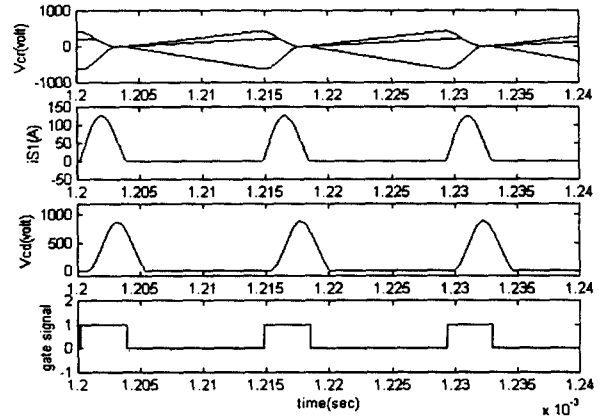
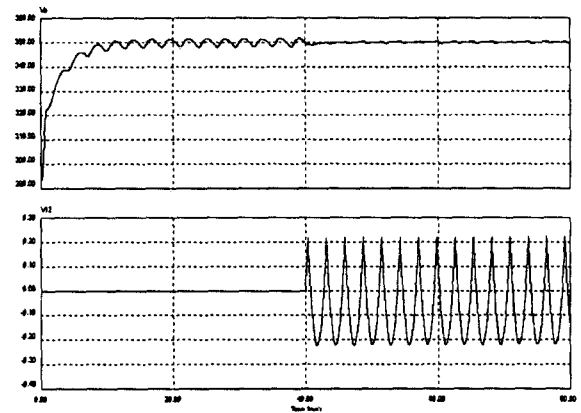
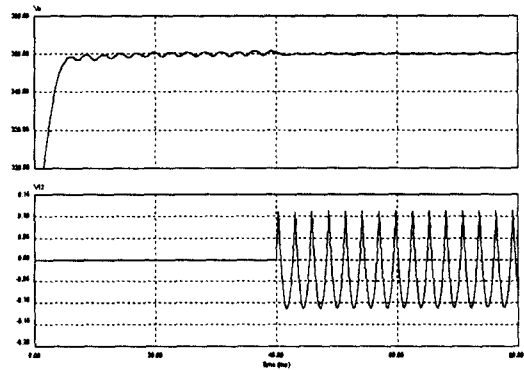


그림 12 컨버터 주요소자의 전압과 전류 파형
Fig. 12 Voltage and current waveforms of the converter



(a) 100% 부하



(b) 50% 부하

그림 13 고조파 주입시 출력전압 파형과 듀티비의 변화 (100%, 50% 부하)

Fig. 13 Output voltage waveform using harmonic injection method through duty ratio change(100%, 50% Load)

시킬 때의 출력파형이다. 고조파를 주입했을 경우에서처럼 출력 리플전압이 많이 감소함을 볼 수 있다.

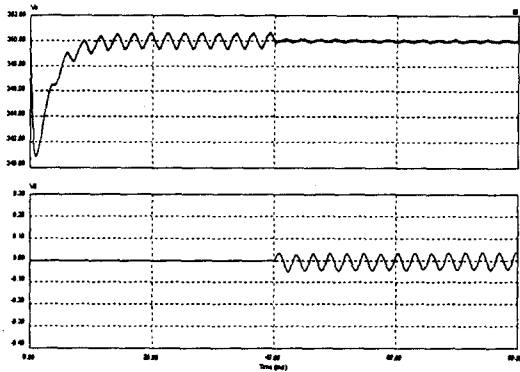


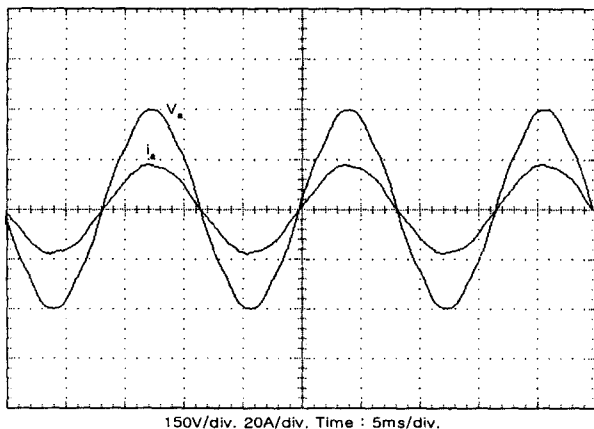
그림 14 출력측 리플을 주입한 경우 출력전압과 듀티비의 변화(100% 부하)

Fig. 14 Output voltage waveform using ripple voltage injection method through output and duty ratio change(100% Load)

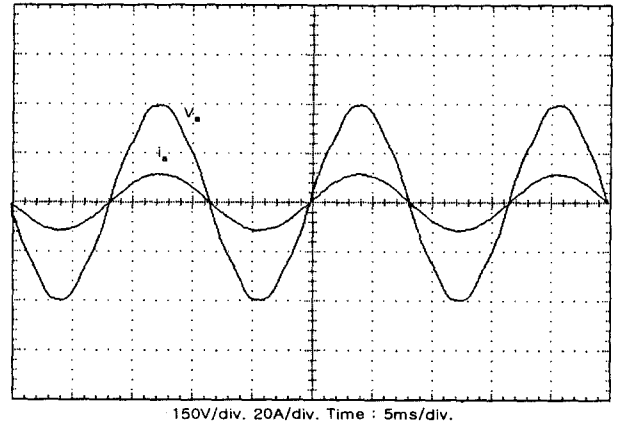
4.2 실험 결과

본 논문에서 실험을 수행하기 위해 사용된 소자는 각각 다음과 같다.

주 스위치: SGL40N150(1500V/40A), 다이오드: IXYS DSEI 60-10(1000V/60A) 실험은 고조파 주입을 통한 듀티비 변조방법을 실험을 통하여 확인하였다. 그림 15는 입력전압과 전류를 나타내고 있다. 실험결과로부터 각각의 부하에서 시뮬레이션결과와 동일한 단위 역률을 얻을 수 있음을 확인할 수 있었으며 또한 입력전류가 낮은 THD를 갖음을 확인할 수 있다. 실제 실험에서 측정된 역률은 약 0.998이었으며, THD는 약 4.9%이었다. 그림 16은 100% 그리고 10%부하에서의 스위치의 전압과 전류를 각각 나타내고 있다. 파형으로부터 알 수 있듯이 영전압 턴-온 및 영전류 턴-오프 스위



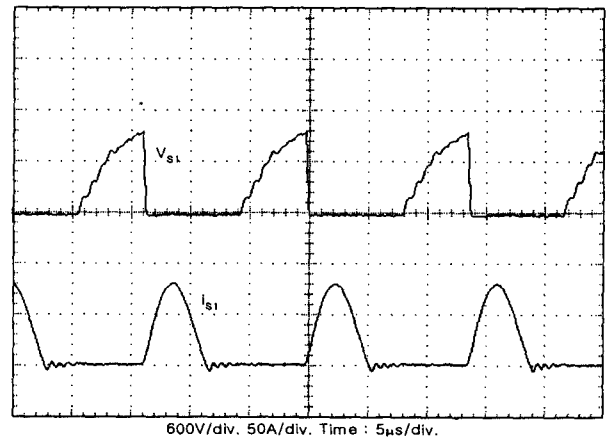
(a) 100% 부하



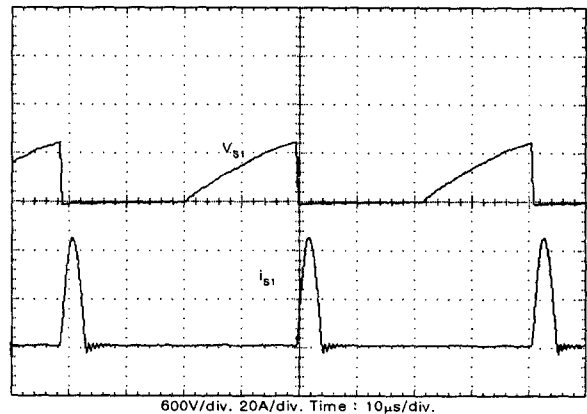
(b) 50% 부하

그림 15 100%, 50% 부하의 입력 전압과 전류

Fig. 15 Input voltage and current waveforms under 100% and 50% load condition



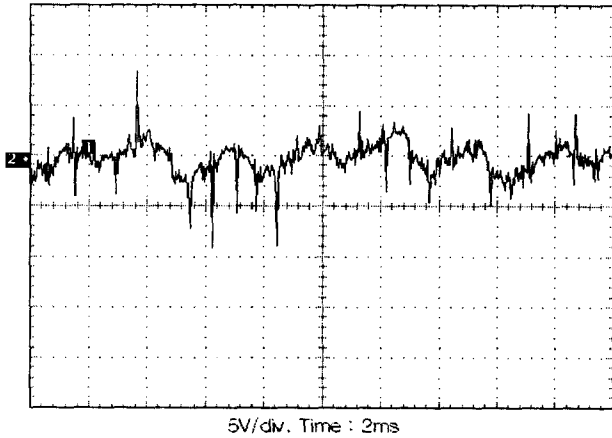
(a) 100% 부하



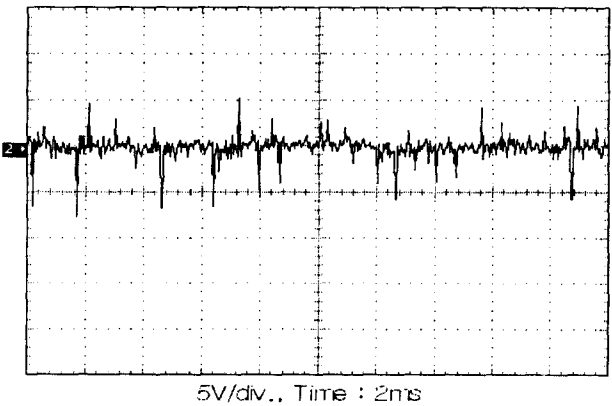
(b) 10% 부하

그림 16 100%, 10%부하의 스위치 전압과 전류

Fig. 16 Voltage and current waveforms of the main switch under 100% and 10% load condition



(a) 고조파 주입이 없는 경우 출력전압



(b) 고조파를 주입한 경우 출력전압

그림 17 50% 조건에서의 컨버터의 출력전압 파형

Fig. 17 Waveform of the converter under 50% load condition

칭이 턴-온 및 턴-오프 시 각각 이루어짐을 확인 할 수 있다. 그림 17은 50% 조건에서의 컨버터의 출력전압 파형을 나타내고 있다. 그림 17(a)는 고조파 주입 기법을 적용하지 않은 경우의 실험결과를 나타내고 있다. 리플의 크기(peak to peak)는 약 5V정도로 약 1.4%의 저주파 리플-전압 성분을 확인할 수 있다. 그림 17(b)는 고조파 주입 기법을 적용하였을 경우의 실험 파형이다. 출력 DC 전압에 저주파 리플 전압이 현저히 감소하였음을 알 수 있으며 본 논문에서 제안한 듀티변조 제어기법의 타당성을 확인할 수 있었다.

5. 결 론

본 논문에서는 저주파 DC 리플전압 저감을 이루기 위한 여러 제어기법을 제안하였다. 그리고, 제안한 여러 제어기법 중 듀티변조 방법과 주파수변조 방법을 통하여 출력전압의 고조파 리플전압을 줄일 수 있음을 보였다. 그리고, 제안한 제어기법 중 고조파 주입 기법과 출력전압의 검출을 통한 듀티변화를 이용하여 출력전압 리플이 감소됨을 시뮬레이션

을 통하여 확인하였고, 실험을 통해 고조파 주입 기법을 통한 듀티변조 제어기법을 검증했다. 주파수변조와 듀티변조를 통한 제어기법을 적용 시 다음과 같은 특징이 있다.

- 1) 단위 역률과 낮은 THD를 갖는 입력전류를 가진다.
- 2) 넓은 부하범위에서의 영전압 턴-온 및 영전류 턴-오프 특성을 보장한다.
- 3) 제안한 제어기법에 의한 출력 DC 전압에 의한 360Hz 저주파 리플전압이 현저히 감소하였다.
- 4) 리플전압의 감소에 따른 출력 DC 커패시터의 전기적인 용량을 감소시킬 수 있다.

따라서, 이와 같은 특성을 갖는 제안한 주파수변조 방법과 듀티변조 방법을 적용한 단일 스위치 3상 영전류 스위칭 강압형 컨버터는 통신용 전원장치 및 각종 정류기 분야에 안정적인 전원을 공급하는 전원장치로 더욱더 적합할 것으로 사료된다.

감사의 글

이 논문은 2000년도 광운대학교 교내학술연구비 지원에 의해 연구되었음

참 고 문 헌

- [1] Yungtaek Jang and Robert W. Erickson, "New single-switch three-phase high power factor rectifiers using multi-resonant zero current switching", IEEE Applied Power Electronics Conference, pp. 711-717, 1994.
- [2] D.S.L. Simonetti, J. Sebastian, and J. Uceda, "Control conditions to improve conducted EMI by switching frequency modulation of basic discontinuous PWM preregulators", IEEE Power Electronics Specialist Conference, pp. 1180-1187, 1994.
- [3] F.S. Dos Reis, J. Sebastian, and J. Uceda, "Applying FM control to PFP converters", IEEE Industrial Electronics Conference Proceedings, pp. 1814-1819, 1996.
- [4] M.M. Jovanovic, D.M.C. Tsang, and F.C. Lee, "Reduction of voltage stress in integrated high-quality rectifier regulators by variable-frequency control, IEEE Applied Power Electronics Conference, pp. 569-575, 1994.
- [5] Joong-Ho Song, Yong-Duck Kim, Dong-Yun Lee, Ick Choy, and Joo-Yeop Choi, "Control characteristics of Single-Switch, Three-Phase Buck Rectifiers" ICPE'98, pp 658-662, 1998.
- [6] A. R. Prasad, P. D. Ziogas, and S. Manias, "An active power factor correction technique for three-phase diode rectifiers", In IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC) Rec., 1989, pp. 58-66.
- [7] Yungtaek Jang, M. M. Jovanovic, "A novel robust harmonic injection method for single-switch

three-phase discontinuous-conduction-mode boost rectifiers", IEEE Trans. on Power Elec., Vol. 13, No. 5, pp. 824-834, 1998.

[8] Q. Huang and F. C. Lee, "Harmonic reduction in a single-switch, three-phase boost rectifier with high order harmonic injected PWM", in IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC) Rec., 1996, pp. 1266-1271.

[9] L. Simonetti, J. Sebastian, and J. Uceda, "Single-switch three-phase power factor under variable switching frequency and discontinuous input current." in IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC) Rec., 1993, pp. 657-662.

저 자 소 개



최 주 업 (崔宙燁)

1961년 2월 11일 생. 1983년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1990년 미국 Texas Univ, 졸업(석사). 1994년 미국 Virginia Tech. Electrical Eng. 졸업(공학). 1983-1988년 이화전기개발실. 1994-1995년 Virginia

Tech. Post Doc. 1995-1999 한국과학기술원 지능제어연구센터 선임연구원. 현재 광운대 공대 전기공학과 조교수
Tel : 940-5143
E-mail : juyeop@daisy.kwangwoon.ac.kr



최 익 (崔翼)

1956년 6월 5일생. 1979년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1981년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1990년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학). 1982년~현재 한국과학기술연구원 지능제어연구센터 책임연구원

Tel : 958-5755
E-mail: ick@amadeous.kist.re.kr



고 증 진 (高鍾珍)

1976년 1월 6일 생. 1999년 광운대 전기공학과 졸업. 1999년~현재 동 대학교 전기공학과 석사과정

Tel : 940-5146
E-mail : powergo@explore.kwangwoon.ac.kr



정 승 기 (鄭勝基)

1960년 3월 26일 생. 1982년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1984년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1988년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학). 1987년~현재 광운대 공대 전기공학과 교수. 1994년 미국 Texas A&M Visiting Scholar

Tel : 940-5143
E-mail : sgjeonp@daisy.kwangwoon.ac.kr



송 중 호 (宋重鎬)

1957년 1월 30일 생. 1980년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1982년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1993년 한국과학기술원 전기 및 전자공학졸업(공학). 1995년~1996년 미국 위스콘신대학 객원연구원. 1982년

~1985년 이화전기개발실. 1985년~현재 한국과학기술연구원 지능제어연구센터 책임연구원
Tel : 958-5756
E-mail : jhsong@amadeous.kist.re.kr