

스위칭 소자의 전도손실과 스트레스를 저감하기 위한 디지털 위상천이 공진형 컨버터에 관한 연구

論 文

51P-1-2

A Study of the Digital Phase-shift Resonant Converter to Reduce the conduction Loss and Stress of the Switching Device

申 東 律* · 黃 煥 民** · 金 炯 完*** · 禹 靖 仁****

(Dong-Ryul, Shin · Young-Min, Hwang · Dong-wan, Kim · Jung-In, Woo)

Abstract - Due to the development of information communication field, the interest of the SMPS(Switched Mode Power Supply) is increased. The size and weight of SMPS are decided by inductor, capacitor and transformer. Thus, the low loss converter which is operated in high speed switching is required. The resonant FB DC-DC converter is able to operate in high speed switching and apply to high power field because the switching loss is low. In this thesis, it is proposed to control strategy for constant output power of resonant FB DC-DC converter in variable input voltage. The proposed control system is a digital I-PD type control and apply to phase-shift resonant type controller. The output voltage tracks reference without steady state error in variable input voltage. The validity of proposed control strategy is verified from results of simulation and experiment.

Key Words : Digital I-PD controller, Resonant DC-DC converter, Phase shift switching

1. 서 론

최근 반도체 스위칭 소자를 이용한 컨버터의 직류 안정화 전원장치는 고효율 및 소형·경량화의 장점 때문에 가전기기, 통신기기 및 컴퓨터 등에 폭넓게 사용되고 있다[1-2]. 이와 같은 공진형 컨버터는 반도체 스위칭 소자를 이용한 PWM(펄스폭변조)제어방식으로 제어하고 있다. PWM에 의한 스위칭 제어기법은 제어되는 전압과 전류의 피크치가 크고, 스위칭 소자의 스트레스가 커지게 된다. 이를 억제하기 위해서는 보조 스위치 또는 클램프 회로를 부가하여 제한하고 있다[3-5]. 공진형 컨버터의 제어는 스위칭 펄스 주파수를 일정하게 함으로서 출력측 커패시터의 소형화에 따른 시스템을 경량화와 손실을 억제할 수 있는 제어기법이며, 스위칭 소자의 스트레스도 감소할 수 있다. 그러나 이 시스템은 공진 커패시터의 전압 반전에 의한 제어가 복잡하고 전류의 피크치가 균일하지 않기 때문에 출력전류에 왜형이 발생되는 문제점이 있다[6-9]. 또한, 공진형 컨버터는 시스템의 안정화와 소형·경량화를 위해서 디지털 제어방식을 채택하고 있다. 이 방식은 주로 아날로그 신호를 추종하도록 아날로그 제어기가 위상천이 PWM 신호를 발생시켜 구동하는 방식과 아날로그 제어기와 디지털 제어를 동시에 사용하여 제어하는 방식이 연구되고 있다. 종래의 마이크로프로세서

를 적용한 디지털 컨버터는 아날로그 검출신호를 추종하는 제어기에 의해서 위상천이 PWM 신호가 발생되고, 이에 따라 스위칭 공진형 컨버터를 구동하는 방식이 주로 사용되어 왔다. 이 방식은 아날로그 제어기와 디지털 제어기가 동시에 구성되어야 하므로 제어회로가 복잡하고, 여러 단계의 IC회로를 거치기 때문에 회로설계의 변환시에 유연성이 부족한 단점 등을 가지고 있다. 더욱이 최근의 전원장치는 단순제어기능에서 벗어난 신호의 진단기능을 내장하고 고효율 제어를 위해서 다양한 펄스 과형 제어에 의한 완전 디지털 제어를 요구하고 있다[10-14].

본 연구에서는 위상천이 공진형 컨버터회로를 구성하고, PIC마이크로프로세서를 사용하여 완전 디지털제어를 실현하고자 한다. 일반적인 미분제어기를 가진 컨버터는 부하급변에 대한 출력은 순시 샘플링의 차로써 표현되므로 불완전 미분이 되기 쉽고, 이때의 출력은 큰 오차를 가지게 된다. 이와 같이 급변하는 오차를 막기 위해서 디지털 I-PD 비례 선형형 제어기가 구성되고, 스위칭시에 발생하는 전력손실과 스트레스를 감소시키기 위해서는 위상천이 제어기법 공진형 컨버터가 설계된다. 제안된 디지털 I-PD 위상천이 제어기법에 의한 소프트 스위칭 공진형 컨버터 시스템의 타당성과 지령치에 대한 응답특성을 고찰하기 위해서 시뮬레이션과 실측을 하였으며, 급변 계단 입력을 지령치를 가진 디지털 PI제어기와 디지털 I-PD제어기의 경우로 나누어 출력 응답 특성을 각각 고찰하였다. 시뮬레이션과 실측 결과 지령치에 대한 시스템의 출력 응답특성이 양호하고, 스위칭 소자에 걸리는 출력전류와 출력전압에 대한 스위칭손실과 스트레스의 저감은 제안된 시스템의 타당성을 입증할 수 있었다.

* 正 會 員 : 東 明 大 電 氣 電 子 系 列 時 間 講 師

** 正 會 員 : 東 亞 大 工 大 電 氣 工 學 科 博 士 課 程

*** 正 會 員 : 東 明 大 電 氣 電 子 系 列 助 教 授 · 工 博

**** 正 會 員 : 東 亞 大 工 大 電 氣 工 學 科 教 授 · 工 博

接 受 日 字 : 2001 年 10 月 19 日

最 終 完 了 : 2001 年 11 月 29 日

2. 디지털 위상천이 공진형 컨버터

2.1 위상천이 공진형 컨버터

본 연구에서는 직류전원의 순시 가변입력으로부터 고효율, 고밀도의 안정한 양질의 직류전력을 얻기 위해서 PIC 마이크로프로세서에 의한 디지털 I-PD 위상천이 제어기법을 이용한 소프트 스위칭 공진형 컨버터를 설계하고, 제어기법을 제안 하고자 한다. 또한, 전원장치의 단순제어기능에서 벗어난 신호의 진단기능을 내장하고 고효율 제어를 위해서 완전 디지털 제어기를 요구하고자 한다. 이를 해결하기 위해서, 제안하는 디지털 위상천이 공진형 컨버터회로는 그림 1과 같다.

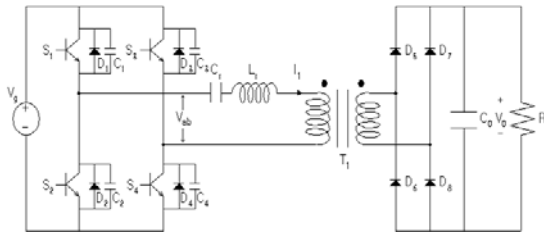


그림 1 디지털 위상천이 공진형 컨버터
Fig. 1 The digital phase-shift resonant converter

2.2 공진회로의 등가모델

그림 2와 같은 LC 직렬공진 등가회로는 그림 1과 같이 제안된 컨버터 시스템의 경량화를 위하여 고속 스위칭이 필수적이고, 스위칭 패턴 제어를 위한 디지털 제어시스템은 이산시간계 모델링에 의하여 안정화 되도록 한다.

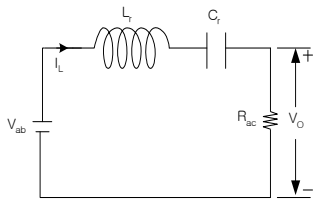


그림 2 공진형 컨버터의 등가회로
Fig. 2 Equivalent circuit of the resonant converter

그림 2의 직렬 공진회로의 임피던스는 식 (1)과 같고, $Z(\omega_s)$ 의 허수부를 영로 하면 식 (2)와 같다.

$$Z(\omega_s) = R_{ac} + j(\omega_s L_r - \frac{1}{\omega_s C_r}) \quad (1)$$

$$\omega_s = \omega_0 \quad (2)$$

여기서, ω_s 는 스위칭 주파수를 나타내고, ω_0 는 공진 주파수를 나타낸다. 또한, 식 (1)과 식(2)에 의한 공진형 컨버터의 페이저 도는 그림 3과 같다. 식(2)에서 $\omega_s < \omega_0$ 인 경우에는 $Z(\omega_s)$ 는 음의 리액턴스 값을 가지므로 그림 13(a)의 회로는 용량성이 되고 i_L 은 v_{ab} 보다 위상이 앞선다. 반대로 $\omega_s > \omega_0$ 인 경우에는 $Z(\omega_s)$ 는 양의 리액턴스 값을 가지므로 그림 13(b)의 회로는 유도성이 되고 i_L 은 v_{ab} 보다 위상이 늦어진다.

그림 3에서 $|V_o| = |I_L R_{ac}|$ 는 $|V_{ab}|$ 보다 작으므로 출력 전압은 입력 전압보다 낮게 되며, $|V_o| = |V_{ab}|$ 이 되면 출력 전압은 입력 전압과 동일하게 된다. 식 (3)은 교류회로에서

의 공진 전류의 진폭을 나타낸다.

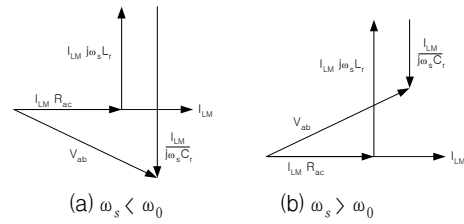


그림 3 공진형 컨버터의 페이저도
Fig. 3 Phase map of the resonant converter

$$I_L = \frac{V_{ab}}{|Z|} = \frac{V_{ab}}{\sqrt{R_{ac}^2 + (\omega_s L_r - \frac{1}{\omega_s C_r})^2}} \quad (3)$$

여기서, 출력전류 I_0 를 구하기 위해서 식 (12)에 식 (10) ~ 식 (13)의 식을 대입하면 식 (4)와 같이 된다.

$$I_0 = \frac{\frac{8}{\pi^2} V_i}{\sqrt{(\frac{8}{\pi^2} R)^2 + (Z_r(\frac{\omega_s}{\omega_0} - \frac{\omega_r}{\omega_s}))^2}} \quad (4)$$

여기서, $Z_r = \sqrt{L_r/C_r}$ 을 나타내며, 입력에 대한 출력의 비인 전압 변환율 M을 구하기 위해서 $V_0 = I_0 R$ 을 고려하고, 선택도 $\lambda = Z_r/R$ 과 규격화 주파수 $\mu = f_s/f_0$ 를 이용하면 식 (5)와 같이 구할 수 있다.

$$M = \frac{V_0}{V_{ab}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (\frac{\pi^2}{8} \lambda (\mu - \frac{1}{\mu}))^2}} \quad (5)$$

식 (5)에서 λ 와 μ 의 변화량에 대한 전압 변환율 M은 그림 4와 같고, 출력 전압은 부하 저항의 영향을 받게 된다. 그림 4에서 $\omega_s < \omega_0$ 의 범위에서는 ω_s 의 증가에 따라 출력 전압이 상승하고, $\omega_s > \omega_0$ 인 경우에는 그와 반대가 되는 것을 시뮬레이션을 통하여 알 수 있으며, $\omega_s = \omega_0$ 인 범위에서는 입력과 출력이 같음을 알 수 있다.

그림 5와 그림 6은 λ 와 μ 에 대한 출력전압과 출력전력 특성을 나타낸다. 그림 5에서 출력전압의 특성을 살펴보면 $\omega_s < \omega_0$ 의 범위에서는 ω_s 의 증가에 따라 출력 전압이 상승하고, 반대로 $\omega_s > \omega_0$ 인 경우에는 출력전압이 떨어지고 있다. 그리고 λ 의 크기가 클수록 출력전압이 커지게 된다. 그림 6의 출력전력의 특성은 ω_0 와 ω_s 에 대한 λ 의 크기가 클수록 큰 출력전력을 얻을 수 있는 것을 시뮬레이션을 통하여 알 수 있다.

그림 7과 그림 8은 λ 와 저항 R에 대한 출력전압과 출력전력을 나타낸다. 그림 7은 저항이 클수록 λ 의 비에 의해서 출력전압은 커지며, 그림 8은 λ 와 저항 R에 대한 출력 전력비로서 저항이 클수록 출력비도 커지게 된다.

이와 같은 출력특성들에 의해서 공진형 컨버터의 설계는 공진주파수와 스위칭주파수의 비인 μ 와 저항과 임피던스와 의 비인 λ 에 의해서 출력전압과 전력의 특성이 주어지며, 이를 이용하여 최적의 회로정수를 구할 수 있다.

그림 4에서 그림 8의 출력 파형에 대한 특성 해석에 따른 본 논문에서 제안한 공진형 컨버터는 디지털 제어기 설계를 위해서 이산시간계 모델링을 하여야하므로 그림 2의 회로방정식에 의해 식 (6)과 식 (7)의 연속시간계 상태공간 모델을 구할 수 있다.

$$V_i = L_r \frac{di}{dt} + V_0 \quad (6)$$

$$i = C_r \frac{dV_0}{dt} \quad (7)$$

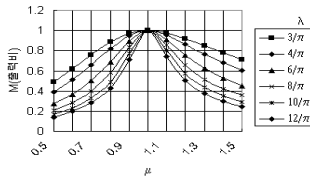


그림 4 주파수에 의한 출력비
Fig. 4 Output ratio by the frequency

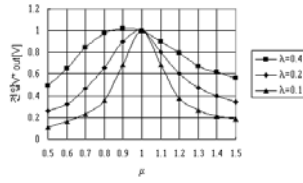


그림 5 μ - V*의 출력특성
Fig. 5 Output characteristics of the μ - V*

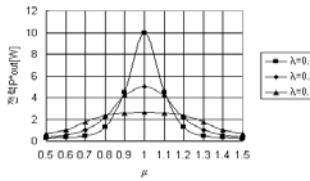


그림 6 μ - P*의 출력특성
Fig. 6 Output characteristics of the μ - P*

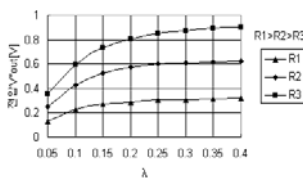


그림 7 λ - V*의 출력특성
Fig. 7 Output characteristics of the λ - V*

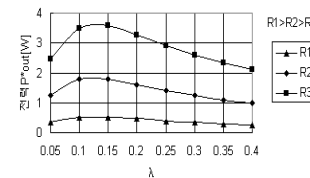


그림 8 λ - P*의 출력특성
Fig. 8 Output characteristics of the λ - P*

식 (6)과 식 (7)에서 LC 공진회로의 상태방정식은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_0 \\ \dot{i}_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{C_r} \\ -\frac{1}{L_r} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_0 \\ i_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{C_r(\omega L - 1/\omega C)} \\ 1/L_r \end{bmatrix} [V_i] \quad (8)$$

공진요소의 전달함수를 구하기 위해서 식 (7)을 식 (6)에 대입하면 식 (9)와 식 (10)이 된다.

$$V_i = L_r C_r \frac{d^2 V_0}{dt^2} + V_0 \quad (2.9)$$

$$V_i(s) = (L_r C_r s^2 + 1) V_0(s) \quad (10)$$

그러므로, 식 (10)에 의해서 입력과 출력에 대한 전달함수를 구하면 식 (11)과 같이 된다.

$$G_b(s) = \frac{\omega^2}{s^2 + \omega^2} \quad (11)$$

여기서, L_r 과 C_r 의 공진 각 주파수는 다음과 같다.

$$L_r C_r = \frac{1}{\omega^2} \quad (12)$$

식 (8)의 상태방정식에 의해서 이산계 상태 공간모델을 구하면 식 (13)과 식 (14)가 된다.

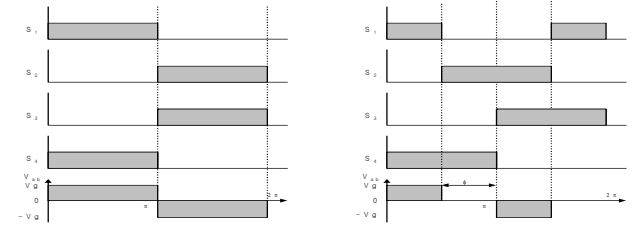
$$x(n+1) = Ax(n) + Bu(n) \quad (13)$$

$$y(n) = Cx(n) \quad (14)$$

여기서, C 벡터는 $[1/\omega_n^2 \ 0]$ 가 된다.

2.3 위상천이 제어 동작원리

그림 9(a)는 그림 8의 공진형 컨버터를 위상천이 스위칭 제어할 때 위상차 $\phi = 0^\circ$ 에서의 스위치 S_1 과 S_4 , S_2 와 S_3 의 파형과 출력전압 V_{ab} 의 파형을 나타낸다. 이때, 스위치 S_1 과 S_4 , S_2 와 S_3 는 각각 반주기의 위상차를 갖는다. 그림 9(b)는 그림 9(a)에 비해서 $\phi = 90^\circ$ 만큼 위상천이를 시킨 것으로 스위치 S_1 과 S_4 , S_2 와 S_3 의 파형과 출력전압 V_{ab} 의 파형을 나타낸 것이다.



(a) $\phi = 0^\circ$ 일 때 스위칭패턴 (b) $\phi = 90^\circ$ 일 때 스위칭패턴
(a) Switching pattern when $\phi = 0^\circ$ (b) Switching pattern when $\phi = 90^\circ$
그림 9 위상천이 제어에 의한 출력 파형(시뮬레이션)

그림 9 위상천이 제어에 의한 출력 파형(시뮬레이션)

Fig. 9 Output waveforms by the phase shift control(simulation)

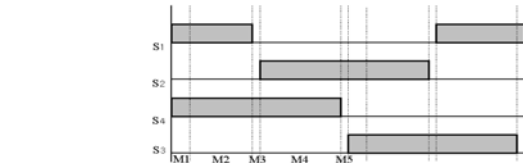


그림 10 타이밍 시퀀스와 모드
Fig. 10 Timing sequence and mode

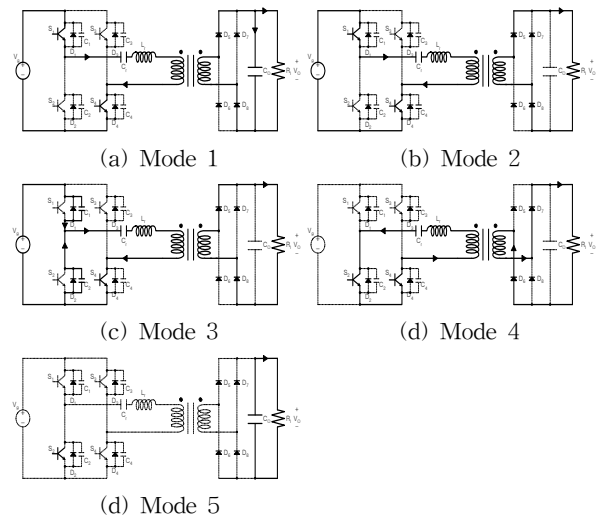


그림 11 스위칭 반주기에 대한 모드
Fig. 11 Each mode for half period

그림 10은 공진형 컨버터의 위상천이 스위칭 제어 한 경우로서 스위치 $S_1 \sim S_4$ 의 게이트 신호 타이밍 시퀀스와 모드

여기서, 시뮬레이션에 대한 고찰 결과 지령치의 변동에 따른 제안된 제어기의 타당성을 검증하였다. 공진형 컨버터에 사용된 회로정수의 값을 표 1에 나타낸다.

3.1.1 디지털 PI제어기를 가진 위상천이 공진형 컨버터

그림 13은 디지털 PI제어기를 사용하여 피드백 제어계를 구성한 위상 $u[n]$ 천이 스위칭 공진형 컨버터회로이다. 제어계의 구성은 디지털 PI제어기와 제어입력 으로부터 위상차 각 $\phi[n]$ 의 산출부, 위상천이부, 게이트 드라이브부 및 공진형 컨버터부로 구성된다.

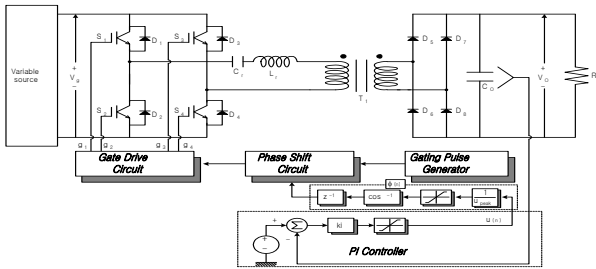
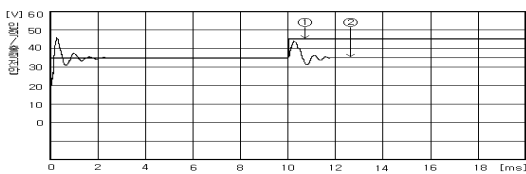
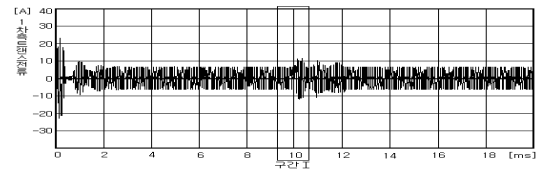


그림 13 디지털 PI제어기를 가진 위상천이 공진형 컨버터
Fig. 13 The phase shift resonant converter with the digital PI controller

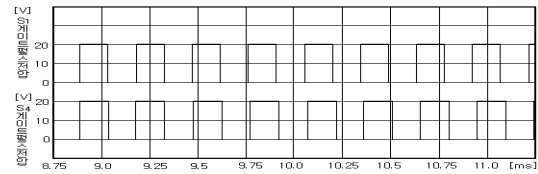
그림 14는 공진형 컨버터에 디지털 PI제어기를 부가하였을 때의 출력파형 들이다. 그림 14(a)의 응답 ①은 컨버터의 입력전압 변동에 따른 특성을 고찰하기 위하여 10[ms]시점에서 35[V]에서 45[V]로 가변 입력치를 주고 있다. 그림 14(a)의 응답 ②는 지령치에 대한 출력전압 파형으로 35[V]에서 45[V]로 30%의 입력전압을 승압하였을 때의 출력전압 파형의 특성을 나타낸다. 그림 14(a)에서와 같이 과도시의 오차가 약 45[V]로 심하게 나타나고, 10[ms]이후는 입력전압 변동으로 인하여 지령치에 약 +22%에서 -10% 정도의 변동분에 의한 오차가 발생되고 1.8[ms] 정도의 정정시간이 요구된다. 그림 14(b)의 트랜스 1차측 전류파형은 출력전압과 같이 10[ms]이후 1.8[ms]의 정정시간이 소요되고 있어 과도특성이 양호하지 못하며 지령치에 대한 속응성이 떨어진다. 그림 14(c)는 구간 I에서 S_1 과 S_4 의 게이트 펄스 확대 파형을 나타내고 있다. 10[ms]이후 위상천이가 서서히 시작되고 있으며, 응답특성 또한 지령치에 서서히 추종되어 응답특성이 떨어지고 있다. 그림 14(d)는 디지털 PI제어기를 부가하였을 때의 스위칭소자에 걸리는 출력전압과 전류의 파형을 나타내고 있다. 스위칭 소자에 스위칭을 인가하였을 경우에 출력전압과 출력전류의 파형이 오프구간에서 동시에 겹치는 부분으로 인하여 스위칭소자의 전도손실과 스트레스가 발생하여 공진형 컨버터의 효율이 떨어지고 있는 것을 알 수가 있었다.



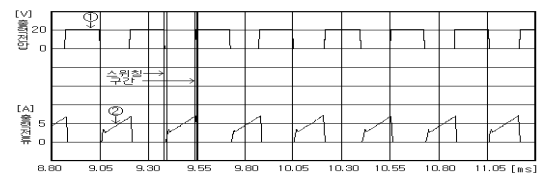
(a) Input voltage and output voltage



(b) Primary current of the transformer



(c) Enlarged S_1, S_4 gate pulse of the region



(d) Output volt. and curr. of the switching device

그림 14 디지털 PI제어기를 가진 위상천이 공진형 컨버터의 파형

Fig. 14 Waveforms of the phase shift resonant converter with the digital PI controller

3.1.2 제안된 제어기를 가진 위상천이 공진형 컨버터

그림 15는 본 논문에서 제안하는 디지털 I-PD형 제어기를 부가한 위상천이 스위칭 공진형 컨버터의 제어계를 나타낸다. 디지털 I-PD제어기와 제어입력 $u[n]$ 으로부터 위상차 각 $\phi[n]$ 의 산출부, 위상천이부, 게이트 드라이브부 및 공진형 컨버터부로 구성된다.

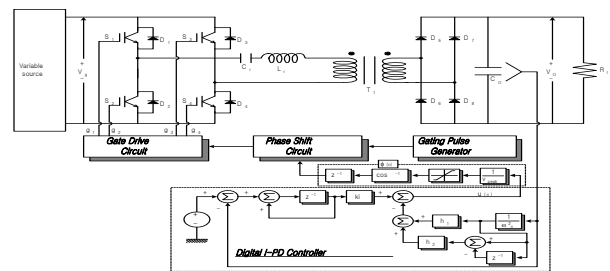


그림 15 제안된 제어기를 가진 위상천이 공진형 컨버터
Fig. 15 The phase shift resonant converter circuit with the proposed controller

그림 16은 디지털 I-PD형 제어기를 부가한 위상천이 스위칭 공진형 컨버터의 출력파형을 나타낸다. 그림 16(a)의 응답 ①은 입력전압의 변동에 따른 출력전압의 특성을 고찰하기 위하여 10[ms]시점에서 35[V]에서 45[V]로 지령치를 가변하였을 때의 파형이며, 그림 16(a)의 응답 ②는 출력전압의 파형이다. 그림 16(a)에서 지령치에 대한 출력전압의 오버슈트는 거의 $\pm 1[V]$ 의 오차를 나타내며, 그림 14(a)의 파형과 같은 디지털 PI 제어기를 부가한 경우에 비해 과도특성이 확연히 개선되었다. 10[ms]이후의 입력전압 변동에 대해서는 출력전압은 약 $\pm 2[V]$ 의 전압변동을 가진다. 정정

시간 또한 0.8[ms]정도로 요구되어 디지털 PI 제어를 부가한 경우에 비하여 지령치에 대한 속응성이 개선되고 있다. 그림 16(b)의 트랜스 1차측 전류파형은 과도특성이 디지털 PI 제어를 부가한 경우에 비하여 양호하며 10[ms]이후에서 지령치에 수렴할 때 0.8[ms]의 정정시간을 가지며, 그림 16(b)의 파형에 비하여 응답특성이 확연히 개선되고 있다. 따라서, 본 논문에서 제안한 디지털 I-PD형 제어를 사용한 결과 입력전압 변동에 대해서 속응성있는 안정한 출력 특성을 얻을 수 있다. 그림 16(c)는 입력전압이 10[ms]시점에서 35[V]에서 45[V]로 지령치가 가변될 때 구간 I에서 스위치 S_1 과 S_4 의 게이트 펄스 확대 파형을 나타내며, 디지털 PI제어를 사용하였을 경우보다 빠른 위상천이를 보인다. 그림 16(d)는 디지털 I-PD제어를 부가하였을 때의 스위칭소자에 걸리는 출력전압과 전류의 파형을 나타낸다. 스위칭을 인가하였을 경우에 그림 16(d)의 출력전압과 출력전류의 파형은 온구간과 오프구간에서 영전압·영전류 스위칭에 따른 공진현상으로 스위칭소자의 전도손실과 스트레스는 그림 14(d)의 파형에 비하여 확연히 개선되고 있다. 본 논문에서 위상천이 스위칭 공진형 컨버터에 사용된 제안된 제어기는 스위칭소자의 전도손실과 스트레스 저감에 따른 기존의 제어기보다 효율이 뛰어난 것을 알 수가 있었다.

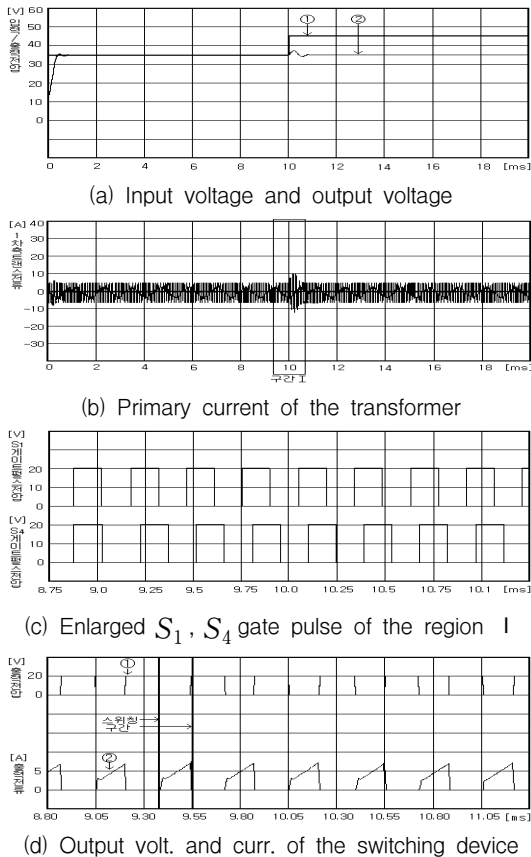


그림 16 제안된 제어기를 가진 위상천이 공진형 DC/DC 컨버터의 파형

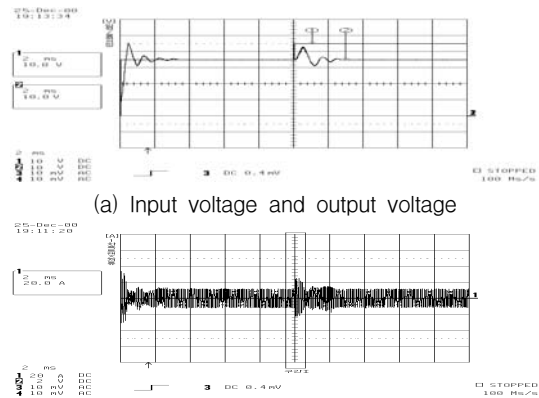
Fig. 16 Waveforms of the phase shift resonant DC/DC converter with the proposed controller

3.2 실측

본 연구에서는 제안한 디지털 I-PD 위상천이 제어기에 의한 영전압·영전류 스위칭 공진형 컨버터의 제어이론의 타당성을 검증하기 위해서 디지털 PI제어를 부가하였을 때와 디지털 I-PD제어를 부가하였을 때의 입출력특성을 비교하였다. 또한, 이들 제어기에 대한 응답특성 및 고밀도, 고효율 전력제어를 위해서 공진형 컨버터의 지령치는 가변 입력전원을 인가하였다. 0[ms]~10[ms]의 구간에서는 35[V]의 지령치를 인가하고, 10[ms]이후부터는 45[V]의 지령치를 인가하였다. 지령치에 대한 입출력특성을 실측으로 비교하고, 고찰하여 제안한 시스템의 타당성을 검증하였다.

3.2.1 디지털 PI제어를 가진 위상천이 공진형 컨버터

그림 17은 디지털 PI 제어를 부가한 위상천이 스위칭 공진형 컨버터의 각부의 출력파형을 나타낸다. 그림 17(a)의 응답 ①은 가변 입력전압을 10[ms]이후 35[V]에서 30[%] 승압시켜 45[V]로 제어하고 있다. 이에 대한 공진형 컨버터의 출력전압은 그림 17(a)의 응답 ②로 나타내며, 초기상태에서 10[ms]후 입력전압을 35[V]에서 45[V]로 30[%] 승압하였을 때의 과도특성은 약 55[V]의 오차를 가진다. 10[ms]이후 지령치인 35[V]로 수렴하는데 필요한 정정시간은 2.3[ms] 소요되어 시스템의 지령치에 대한 응답특성이 불량함을 나타낸다. 그림 17(b)는 변압기 1차측의 전류파형을 나타낸다. 그림 17(a)의 지령치에 대한 출력전압의 특성에 따라 과도특성이 불량하며, 10[ms]시점의 입력전압의 변동에 대해서 약 12[A]의 일정한 전류출력으로 수렴하기까지 2.3[ms]정도의 정정시간이 요구된다. 그림 17(c)는 10[ms]에서 입력전압을 35[V]에서 45[V]로 승압하였을 때의 구간 I에서 스위치 S_1 과 S_4 의 게이트 펄스 확대 파형을 나타낸다. 10[ms]이후 위상천이가 서서히 시작되고 응답특성 또한 지령치에 서서히 추종되고 있다. 그림 17(d)는 디지털 PI제어를 부가하였을 때의 스위칭소자의 출력전압과 전류의 파형을 나타낸 것이다. 응답 ①은 IGBT의 구동드라이브인 EXB841의 스위칭 파형이고, 응답 ②와 응답 ③은 IGBT에 도통하는 전압과 전류파형이다. 그림 17(d)의 파형은 스위칭을 인가하였을 경우에 출력전압과 출력전류의 특성을 나타낸 것이다. 출력전류와 전압이 오프구간에서 동시에 겹치는 부분으로 인하여 스위칭소자의 전도손실이 일어나고, 스트레스가 발생하여 공진형 컨버터의 효율이 떨어지고 있다.



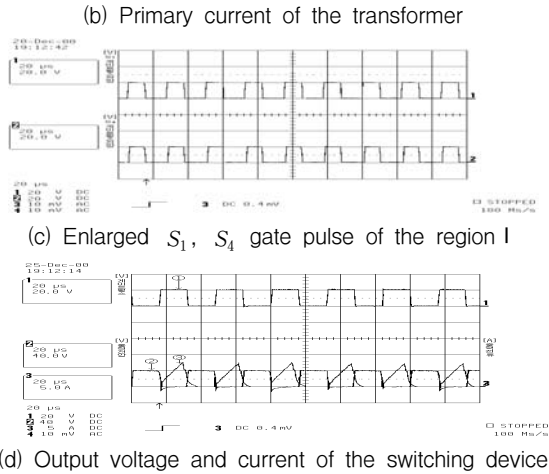


그림 17 디지털 PI제어기를 가진 위상천이 스위칭 공진형 컨버터의 파형

Fig. 17 Waveforms of the phase shift switching resonant converter with the digital PI controller

3.2.2 제안된 제어기를 가진 위상천이 공진형 컨버터

그림 18은 본 연구에서 제안한 제어기를 부가한 위상천이 스위칭 공진형 컨버터의 각부의 파형을 나타낸다. 그림 18(a)의 응답 ①은 가변 입력전압의 파형을 나타낸 것이다. 10[ms]에서 35[V]에서 45[V]로 변동시키고 있다. 이에 대한 공진형 컨버터의 출력전압은 그림 18(a)의 응답 ②와 같다. 초기상태의 입력전압을 35[V]를 10[ms]에서 45[V]로 30[%] 승압하였을 때의 과도특성은 디지털 PI 제어기를 사용하였을 때보다 45[%]정도 감소한 약 37[V]로 응답특성이 개선됨을 나타낸다. 또한 10[ms]이후의 정정시간도 1.6[ms]정도로 디지털 PI 제어기를 부가한 경우에 비하여 70[%] 정도 감소하고 있다. 그림 36(b)는 변압기 1차측의 전류파형을 나타낸 것이다. 지령치에 대한 출력전압의 추종에 따라 과도특성 역시 양호하며, 10[ms]시점의 입력전압 변동에 대해서 1.6[ms]의 정정시간을 가진 후 12[A]의 일정한 전류를 출력하고 있다. 그림 18(c)는 입력전압이 10[ms]시점에서 35[V]에서 45[V]로 가변되었을 때의 구간 I에서 스위치 S₁과 S₄의 게이트 펄스 확대 파형을 나타낸 것이다. 그림 17(c)의 디지털 PI제어기를 사용하였을 경우보다 빠른 위상천이가 나타나고 있다. 그림 18(d)는 10[ms]에서 입력전압을 35[V]에서 45[V]로 승압하였을 때의 파형으로서 응답 ①은 IGBT의 구동드라이브인 EXB841의 스위칭 파형이다. 응답 ②와 응답 ③은 IGBT소자에 도통하는 전압과 전류의 파형으로서 위상천이에 따른 스위칭 손실이 그림 17(d)와 같은 스위칭 손실이 거의 발생되지 않고 있다. 따라서, 제안된 제어기를 사용하였을 경우 스위칭 전도손실과 스트레스의 저감에 따른 공진형 컨버터의 효율이 개선됨을 실측을 통해서 알 수 있었다.

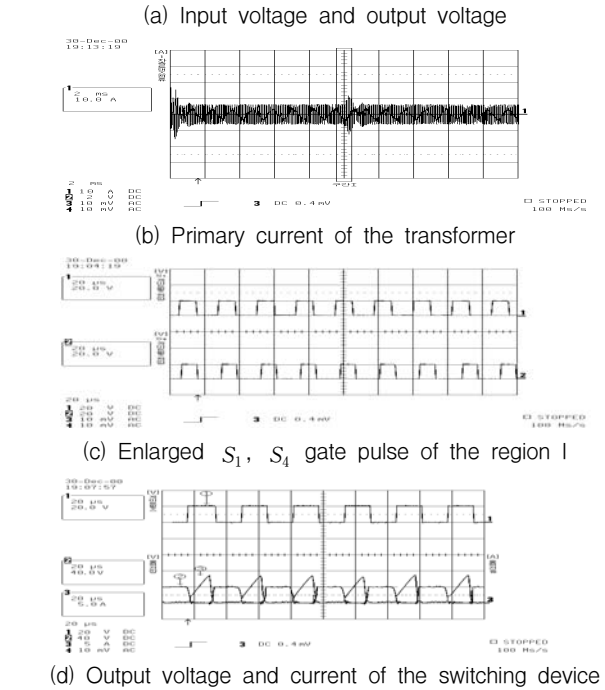
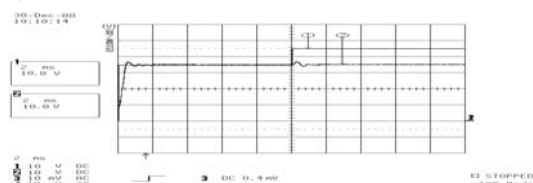


그림 18 제안된 제어기를 가진 위상천이 스위칭 공진형 컨버터의 파형

Fig. 18 Waveforms of the resonant converter with the proposed controller

4. 결 론

본 논문에서는 고효율, 고밀도의 직류 안정화 전원을 얻기 위해서 디지털 I-PD 위상천이 소프트 스위칭 공진형 DC-DC 컨버터를 제안하였다. 이 제안된 제어시스템은 디지털 PI제어기와 디지털 I-PD제어기로 나누어 시뮬레이션과 실측을 통하여 그 타당성을 검증하였다. 이에 대한 결과를 요약하면 다음과 같다.

제안된 시스템의 타당성을 입증하기 위하여 디지털 PI 제어기와 디지털 I-PD제어기를 설계하여 동일한 조건하에서 시뮬레이션과 실측을 수행하고 결과를 검토하였다. 이 결과 디지털 PI제어기를 사용하였을 경우보다 제안된 제어기를 사용하였을 경우 지령치에 대한 출력 응답특성이 90[%]이상 감소되었다. 또한, 스위칭 소자의 스위칭시에 발생하는 전도손실과 스트레스를 저감시켜 전력 밀도와 효율을 높임에 따라 제안된 제어기의 우수성을 고찰하였다.

이상으로 본 연구에서는 제안한 디지털 I-PD 위상천이 스위칭 공진형 DC-DC 컨버터의 우수성을 입증하기 위해서 공진형 DC-DC 컨버터와 태양전지 시스템에 적용하였고, 일련의 시뮬레이션 및 실측을 통하여 그 응답 특성과 시스템의 우수성을 확인 할 수 있었다.

참 고 문 헌

[1] P. F. Kocybik, K. N. Bateson "Digital Control of a ZVS Full-bridge DC-DC Converter", IEEE APEC, pp. 687~693, 1995.

- [2] I. K. Ellis, A. J. Forsyth, and Z. LU "A High-performance Digital Phase-shift Controller for the Zero-voltage-switching FB Converter", IEEE EPE, pp. 173~178, 1997.
- [3] T. Morimoto, S. Shirakawa, "Zero-voltage and Zero-current Hybrid Soft-switching Phase-shifted PWM DC-DC Power Converter for High Power Applications", IEEE, pp. 104-110, 2000.
- [4] G. Q. Li, Yong Kang, and Jian Chen "A Novel Phase-shift PWM Converter", IEEE, pp. 544-548, 1998.
- [5] Vlatko Vlatkovic, Juan A. Sabate, and Raymond B. Ridley "Small-signal Analysis of the Phase-shifted PWM Converter", IEEE, pp. 128-135, 1992.
- [6] H. Ogiwara, M. Nakaoka, "Fixed-frequency Mode Phase-shifting Voltage Control ZCS DC-DC Converter Using SI Device", IEEE, pp. 2-36-2-41, 1994.
- [7] Sousa, J. C. Pereira, and Vieira Junior, "At Reduced Conduction and Commutation Losses Using Phase-shift Control", EPE Association, pp. 397-402, 1997.
- [8] Ionel Dan Jitaru, "A 3KW Soft Switching DC-DC Converter", IEEE, pp. 86-92, 2000.
- [9] Katsunori TANIGUCHI, Toshimitsu MORIZANE, and Noriyuki KIMURA "High-Performance Soft-switched Three-phase Converter with Sinusoidal Input Current and Unity Power Factor", IEEE, pp. 672-678, 1997.
- [10] K. Mark Smith, Keyue M. Smedley, "A Comparison of Voltage Mode Soft Switching Methods for PWM Converters", IEEE, pp. 291-298, 1996.
- [11] M. S. Vilela, E. A. A. Coelho, and J. B. Vieira Jr "A Family of PWM Soft-switching Converters with Low Stresses of Voltage and Current", IEEE, pp. 299-304, 1996.
- [12] Lúcio dos R. Barbosa, and João B. "An Improved Boost PWM Soft-single-switched Converter with Low Voltage and Current Stresses", IEEE, pp. 723-728, 2000.
- [13] Satoshi Hamada, Laknath Gamage, and Takeshi Morimoto, "A Novel Zero-voltage and Zero-current Soft-switching PWM DC-DC Converter with Reduced Conduction Losses", IEEE, pp. 741-747, 2000.
- [14] J. Yoshitsugu, K. Aihara, and K. Ogaswara, "High-frequency Linked-soft Switching PWM DC-DC Converter with Active Power Switches in Transformer Secondary-side", IEEE, pp. 171-176, 1997.

저 자 소 개



신 동 료 (申東律)

1970년 12월 25일생. 1995년 동아대 전기공학과 졸업. 1997년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2001년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1997년~현재 (주)청송산업 기술연구소 선임연구원. 2000년~현재

동명대 전기전자계열 시간강사.

Tel : 051-620-3652

Fax : 051-200-7743

E-mail : g9775996@hanmail.net



황 영 민 (黃煥民)

1974년 6월 23일생. 1998년 동아대 전기공학과 졸업. 2000년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2001년~현재 동 대학원 박사과정.

Tel : 051-200-6745

Fax : 051-200-7743

E-mail : ymhwang@smail.dong.ac.kr



김 동 완 (金炯完)

1960년 2월 1일생. 1984년 동아대 전기공학과 졸업. 1987년 부산대 전기공학과 졸업(석사). 1995년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1994년~현재 부산대 생산기술연구소 연구원. 현재 동명대 전기전자계열 조교수.

Tel : 051-620-3416

Fax : 051-620-3415

E-mail : dongwan@yongma.tmc.ac.kr



우 정 인 (禹靖仁)

1941년 2월 12일생. 1963년 한양대 전기공학과 졸업. 1978년 영남대 대학원 전자공학과 졸업(석사). 1970년~1979년 부산공업대 전기공학과 조교수. 1984년 중앙대 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1985년~1999년 일본동경공업대 객원 원구원.

1979년~현재 동아대 전기공학과 교수 .

Tel : 051-200-7734

Fax : 051-200-7743

E-mail : jiwoo@mail.donga.ac.kr