

공진형 FB DC-DC Converter의 정출력 제어에 관한 연구

° 황영민\* · 문백영\* · 김구형\* · 진해중\* · 신동률\* · 우정인\*  
 동아대학교\*

A Study on Constant Power Control of FB DC-DC Converter

° Y. M. Hwang\* · B. Y. Moon\* · G. H. Kim\* · H. J. Jin\* · D. R. Shin · J. I. Woo\*  
 Dong-A Univ.\*

**Abstract** - In this paper, the stability control system of constant output DC-DC converter is composed of considering a ripple source input and a transient variable sinusoidal power. Also, we design I-PD controller and add phase shift controller. Therefore, it is proposed controller that is stable about the input voltage and load alteration and tracking desired value.

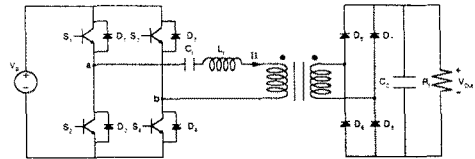


그림 1 공진형 FB DC-DC 컨버터

1. 서 론

의용기기 및 산업용 정밀기기에서 전원으로 사용되는 DC-DC 컨버터는 부하, 또는 입력의 변동에 대해서 안정된 일정출력이 필수적이다.

교류 상용전원으로부터 정류기를 거친 DC 전원일 때, 평활용 커패시터의 용량은 정류효율과 스위칭 주파수에 따라서 상용입력전원의 레벨이 변동될 때, 과도리플이 있고, 높은 스위칭 주파수에서 외란응답이 크게되며, 컨버터의 출력이 변동된다. 또한 정밀구동용 소형 전동기 부하의 경우에는 부하의 변동에 따른 전류요망이 있고, 전동기 정수에 의한 진동성 응답은 시스템의 파라미터에 영향을 미치게 되므로써, 출력이 목표치에 도달하는 정지시간이 달라지고, 출력레벨이 불안정하게 된다.

본 논문에서는 DC-DC 컨버터에서 리플이 있는 전원이 입력될 때와 계통요란에 의해 순시 가변 교류전력이 입력되는 경우를 각각 고려하고, 가변부하로서 소형 직류전동기로 채택하여 정출력 DC-DC 컨버터의 안정화 제어시스템을 구성한다. 또한, 공진형 FB DC-DC 컨버터의 정출력제어를 수행하기 위해서 출력과 입력을 Feedback하여 샘플링 주기마다 입력전압과 부하변동에 대한 보정 루프로 부터 제어입력을 구해내는 I-PD제어기를 설계하고, 제어기의 출력을 위상쉬프트 제어각  $\phi$ 로 변환하여 스위칭의 도통구간을 조절하는 위상쉬프트 제어기를 부가한다. 따라서, 입력전압 변동과 부하 변동에 대해서 안정하며, 목표치에 고정도로 추종하는 제어기가 제안된다. 제안한 제어기를 부가한 공진형 FB DC-DC 컨버터에 가변입력전원과 가변부하를 장착한 시스템을 전력전자 전용 시뮬레이터인 PSim을 이용한 시뮬레이션을 수행하여 시스템의 안정성을 검토하고, 실제 시스템을 제작하여 실험을 통한 각 부의 파형을 시뮬레이션 결과와 비교하여 타당성을 확인한다.

2. 공진형 FB DC-DC 컨버터

본 장에서는 공진형 FB DC-DC 컨버터의 회로구성 및 위상쉬프트 제어 동작원리를 설명한다. 그리고, 제어대상으로서의 공진형 FB DC-DC 컨버터 회로에 대한 이산시간계 모델링을 행한다.

2.1 위상쉬프트 제어 동작원리

일반적인 공진형 FB DC-DC 컨버터의 회로구성은 그림 1과 같다.

여기서,  $L_r$ ,  $C_r$ 는 공진용 리액터 및 커패시터,  $C_o$ 는 출력측 평활용 커패시터이며,  $R$ 은 순저항 부하를 나타낸다. 또한, D1~D4는 환류용 및 회생용의 역병렬 다이오드이고, D5~D8은 전파정류 다이오드 브리지이다.

그림. 2에서는 위상쉬프트 제어를 설명하는 것으로서, (a), (b)는 위상쉬프트 각에 따르는 S1, S2, S3, S4 각각의 게이트 신호파형과 게이트 신호파형에 따르는 컨버터 출력전압  $V_{ab}$ 를 나타내며, (c), (d)는 트랜스 1차 측 전류  $I_1$  및 출력전압  $V_{out}$ 의 파형을 나타낸다.

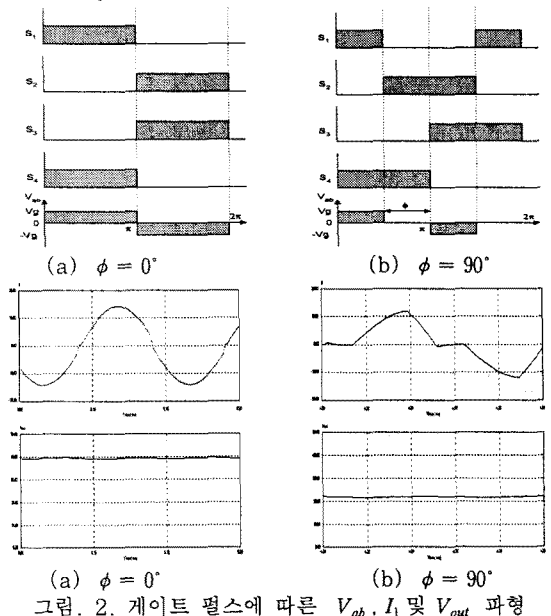


그림. 2. 게이트 펄스에 따른  $V_{ab}$ ,  $I_1$  및  $V_{out}$  파형

그림 2(a)의 펄스 타이밍 시퀀스에서는, 브리지 암 I에 대한 브리지 암 II의 위상차  $\phi = 0^\circ$ 에 해당하는 파형이다. 그림 2(b)에서는 브리지 암 I에 가해지는 스위칭신호를 암 II에 가해지는 스위칭신호를 기준으로 위상쉬프트 시킨 경우이다. 즉, S1과 S2를 S3와 S4를 기준으로 반주기 위상쉬프트 시킨 스위칭 시퀀스를 나타낸다. 이때, 컨버터 출력전압  $V_{ab}$ 의 비율이  $\phi = 0^\circ$  일 때의 반이 되고, 출력전류도  $\phi = 0^\circ$  일 때에 비해서 적

게 된다. 결론적으로 그림 2(b)와 같이 위상쉬프트 각  $\phi$ 를 변화시킴으로써 출력에 제어를 할 수 있음이 알 수 있다.

### 2.2 공진형 FB DC-DC 컨버터의 모델링

제한된 경량의 컨버터는 고속 스위칭이 필수적이고, 스위칭 패턴 제어를 위한 디지털 제어시스템은 이산시간계 모델링에 의하여 안정화 되도록 한다. 그림 3은 공진형 FB DC-DC 컨버터의 RLC 직렬공진 등가회로이다.

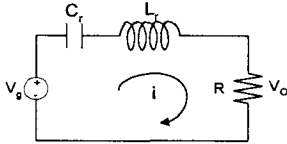


그림 3. 공진형 FB DC-DC 컨버터의 RLC 등가회로

그림 3으로부터 연속시간계 상태공간 모델을 구하면 식 (1)을 얻을 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\omega_n^2 & -2\zeta\omega_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} u(t) \quad (1)$$

$$y(t) = [\omega_n^2 \ 0] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}$$

여기서,  $\zeta$ 는 감쇄계수이고  $\omega_n$ 은 고유주파수이다.

이를 다시 연속시간계 및 이산시간계의 상태방정식으로 변환하면 다음과 같은 식이 도출된다.

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \quad (2)$$

$$y(t) = Cx(t)$$

$$x(n+1) = Px(n) + Qu(n) \quad (3)$$

$$y(n) = Cx(n)$$

여기서,  $P, Q$ 는 다음과 같다.

$$P = e^{AT} = L^{-1}[(sI - A)^{-1}] \quad (4)$$

$$Q = \int_0^T e^{A^T \tau} d\tau B$$

이상의 식에 의해서, 연속 2차계 모델의 계수행렬  $A, B$ 는 다음과 같이 이산계의 계수행렬  $P, Q$ 로 변환된다.

$$P = e^{-aT} \begin{bmatrix} \frac{a}{\omega_0} \sin \omega_0 T + \cos \omega_0 T & \frac{1}{\omega_0} \sin \omega_0 T \\ -\frac{\omega_n^2}{\omega_0} \sin \omega_0 T & -\frac{a}{\omega_0} \sin \omega_0 T + \cos \omega_0 T \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$Q = \begin{bmatrix} \frac{\omega_n^2}{\omega_0(a^2 + \omega_0^2)} \{ \omega_0 - e^{-aT}(\sin \omega_0 T + \omega_0 \cos \omega_0 T) \} \\ -\frac{1}{\omega_0} e^{-aT} \sin \omega_0 T \end{bmatrix} \quad (6)$$

그리고,  $C$ 는 연속계 모델과 동일하다.

$$C = [\omega_n^2 \ 0] \quad (7)$$

단,  $\omega_0 = \omega_n \sqrt{1 - \zeta^2}$ ,  $a = \zeta \omega_n$

### 3. 제어계의 구성

식 (8)로부터 상태변수  $x_1, x_2$ 를 출력  $y$ 로부터 구할 수 있다. 이산시간계에서는 다음식으로 나타낼 수 있다.

$$x_1(n) = \frac{y(n)}{\omega_n^2}, \quad x_2(n) = \frac{(x_1(n) - x_1(n-1))}{T} \quad (8)$$

여기서,  $T$ 는 샘플링 주기이다.

그림 4에 나타난 것처럼 일반 디지털 I-PD 제어와 같아지기 위해서 I-PD 제어기의 이득은 1형 디지털 시스템과 마찬가지로 구할 수 있다. 다시말해, 디지털 시스템의  $h_1$ 이 비례(P) 이득,  $h_2$ 는 적분(I) 이득,  $h_3$ 는 미분(D) 이득이 된다.

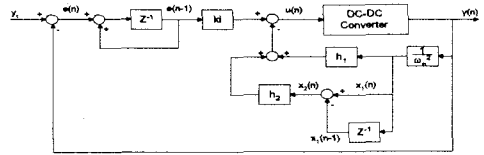


그림 4. 디지털 I-PD형 제어

제안한 I-PD형 제어기를 공진형 FB DC-DC 컨버터 시스템에 적용하여 실제상의 보상을 행하기 위해서는 출력전압 정상치의 관계에 따른 제어입력  $u(n)$ 을 위상쉬프트 각  $\phi(n)$ 으로 변환할 필요가 있다. 그리고, 컨버터의 입력전압은 기동시의 전압강하와 전과정류에 기인하는 정상리플을 포함하는 것은 피할수 없기 때문에 제어입력  $u(n)$ 와 위상쉬프트 각  $\phi(n)$ 의 변환을 식 (9)에 나타난 것처럼 동작 입력률 특성을 보정한다.

$$\phi(n) = \frac{1}{\pi} \cdot \cos^{-1} \frac{u(n)}{u_{peak}} \quad (9)$$

여기서,  $u_{peak}$ 는 출력전압 피크치를 의미한다.

### 4. 시뮬레이션 결과 및 검토

제안하는 방식의 타당성을 확인하기 위하여 표 1의 파라미터들을 사용하여 전력전압용 시뮬레이터인 PSim으로 시뮬레이션을 수행하였다.

표 1. 공진형 FB DC-DC 컨버터의 파라미터

공진용 인덕턴스 ( $L_r$ )	71 [ $\mu H$ ]
공진용 커패시턴스 ( $C_r$ )	4 [ $\mu F$ ]
트랜스 권수비 ( $N$ )	1
평활용 커패시턴스 ( $C_o$ )	80 [ $\mu F$ ]
스위칭 주파수 ( $f_s$ )	10 [ $kHz$ ]

시뮬레이션은 제어기를 부가하지 않은 DC-DC 컨버터 시스템에 대하여 순시 가변입력과 교류입력 경우의 각부 파형과 제안한 제어기를 부가한 시스템의 각부 파형을 비교하여 제안하는 방식의 타당성을 입증하고자 한다.

그림 5는 제어기를 부가하지 않은 순시 가변입력일 때의 컨버터의 각부 시뮬레이션 파형을 나타낸다. (a)는 컨버터의 입력전압이다. (b)는 입력전압 변동에 따른 출력전압을 나타낸다. (c)는 트랜스의 1차측 전류파형이다. 즉, 그림 5의 (a), (b), (c)로부터 입력전압의 순시 변동에 대해서 출력도 변동됨을 알 수 있다. (d)는 구간 I에서 S1, S4의 게이트펄스 확대파형을 나타낸다.

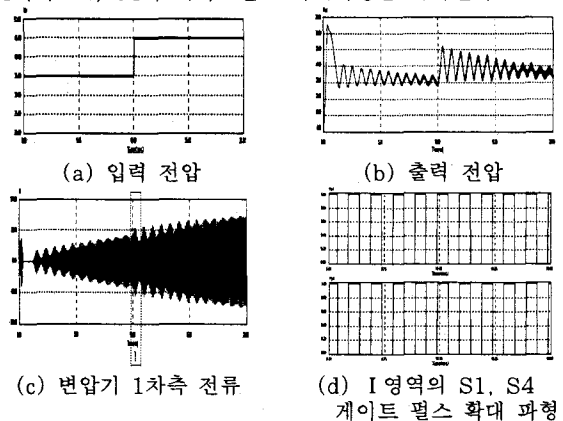


그림 5. 제어기가 부가되지 않은 시뮬레이션 파형 (순시 가변입력의 경우)

그림 6에서는 제어를 추가하지 않은 경우와 비교하기 위하여 동일한 조건에서의 제어를 추가한 FB DC-DC 컨버터의 각부 시물레이션 파형을 분석한다. (a)에서는 입력전압을 나타내고 있으며, (b)는 출력전압으로서 제어를 추가하지 않은 경우와 비교하여 과도 특성이 확연히 개선되었음을 확인할 수 있다. 그리고, (c)의 트랜스 1차측 전류파형도 출력전압에서처럼 과도 특성이 양호한 일정전류를 얻을 수 있다.

따라서, 본 논문에서 제안하는 디지털 I-PD형 제어를 사용하여 공진형 FB DC-DC 컨버터의 입력전압 순시변동에 대해서 안정한 정출력 특성을 확인 할 수 있다. (d)는 구간 I에서 S1, S4의 게이트펄스 확대 파형을 나타낸다. (d)에서는 입력전압이 10[ms]시점에서 35[V]에서 45[V]로 가변 되었을 때, 위상쉬프트가 시작되고 있음을 확인 할 수 있다.

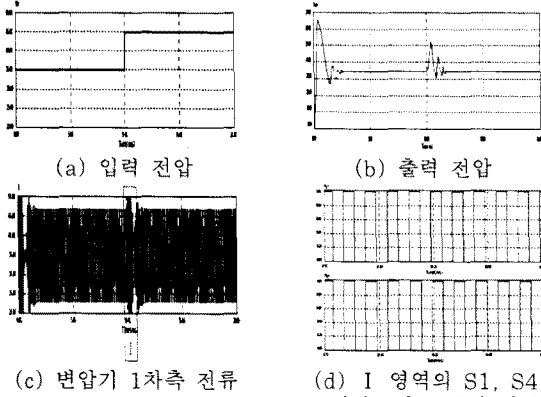


그림 6. 제안된 제어가 추가된 시물레이션 파형 (순시 가변입력의 경우)

그림 7은 제어를 추가하지 않고 리플이 있는 교류를 입력한 경우일 때의 컨버터의 각부파형이다. (a)는 컨버터의 리플이 있는 입력전압이다. (b)는 교류입력의 리플에 따른 출력전압을 나타낸다. (c)는 트랜스의 1차측 전류파형이다. (d)는 구간 I에서 S1, S4의 게이트펄스 확대 파형을 나타낸다. 그림 7의 (a), (b), (c)로부터 입력전압이 리플을 가질때, 출력 역시 리플을 가진다는 것을 알 수 있다.

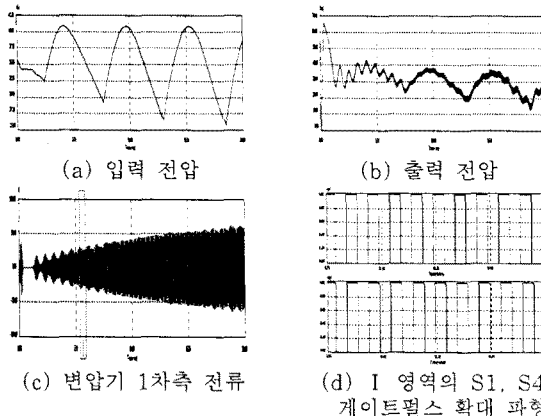


그림 7. 제어가 추가되지 않은 시물레이션 파형 (교류입력의 경우)

그림 8은 제어가 추가된 시스템에 리플이 있는 교류 입력을 가했을 경우의 컨버터의 각부파형이다. (a)는 입력전압 파형이다. 역시 교류전원을 정류하여 리플이

있는 입력이다. (b)는 출력파형으로서 리플이 현저하게 줄어들음을 알 수 있다. (c)는 트랜스 1차측 전류파형으로서 과도특성이 개선되고 빠른 속응성을 볼 수 있다. (d)는 구간 I에서의 S1, S4의 게이트펄스 확대 파형을 나타내는 것으로서 리플에 따라 위상 쉬프트 하고 있음을 알 수 있다.

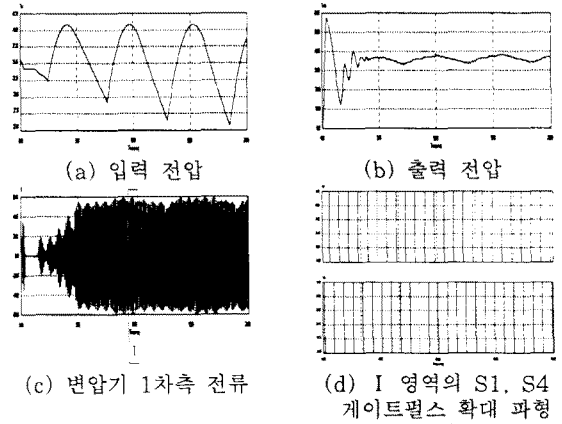


그림 8. 제안된 제어가 추가된 시물레이션 파형 (교류입력의 경우)

## 6. 결 론

본 논문에서는 최근 수요가 급격히 증가하고 있는 직류안정화 전원장치의 중량 감소 및 스위칭 소자의 스트레스 경감이 가능하도록 고속 스위칭으로 동작하는 공진형 FB DC-DC 컨버터를 제어대상으로 하였다.

DC-DC 컨버터에서 입력전압의 변동에 대한 안정한 제어효과를 얻기 위하여 공진형 FB DC-DC 컨버터의 RLC 직렬공진 등가회로로부터 이산시간계 상태방정식을 도출하여 스텝상의 목표치에 정상상태 오차 없이 추종하는 I-PD형 제어계를 구성하였다. 제안하는 제어기는 출력전압의 검출로부터 샘플링 주기마다 입력전압의 변동에 대응하는 보정 루프에 의해서 순시 제어입력을 구하여 입력전원의 변동에 대해서도 안정한 정출력을 얻을 수 있다.

그리고, PSim을 사용한 시물레이션으로 입력전압에 따른 출력전압, 1차측 전류 및 게이트 펄스의 패턴의 고찰을 통하여 본 제어방식의 타당성을 확인 할 수 있었다.

아울러, 제안한 제어방식의 공진형 FB DC-DC 컨버터는 미래의 대체 에너지로 각광받는 태양광발전 등의 입력전압이 일정하지 않은 에너지원에서 일정전압의 출력을 얻기위한 가변입력 정출력 DC-DC 컨버터로서 활용 가능할 것이다.

## [참 고 문 헌]

- [1] 道平 雅一, 中岡 睦雄, 米森 秀登, 舟木 剛, 河崎 善一郎, 松浦 虎士, "新しい高周波トランスリンクソフトスイッチングPWMコンバータと開ループ特性" T> IEE, Japan, vol. 116-D, no. 5, pp. 546-555, 1996.
- [2] J. A. Sabate, V. Vlatkovic, "Design Considerations for High-Voltage High-Power Full-Bridge Zero-Voltage-Switched PWM Converter", IEEE-APEC, pp. 275-284, 1990.
- [3] A. Acik, I. Cadirci, "Active Clamped ZVS Forward Converter with Soft-Switched Synchronous Rectifier for Maximum Efficiency Operation", IEEE Trans. Power Electronics, PE-13, pp. 1237-1242, 1998.