

순시 가변입력에 강인한 공진형 FB DC-DC Converter의 정출력 제어

* 황영민* · 박성원** · 최선필** · 신동률** · 정근석*
 한라산업(주) 기술연구소 · 동아대학교**

Constant Power Control of Variable Input Robust Resonant FB DC-DC Converter

* Y. M. Hwang* · S. W. Park** · S. F. Choi** · D. R. Shin** · K. S. Chung*
 Halla IND.CO.R&D Center* · Dong-A Univ.**

Abstract - In this paper, it is proposed to constant power control of solar power system. The solar power system has disadvantage that low power density and variable power output. Proposed strategy is controlled by DC/DC converter using phase shift PWM and I-PD type control applying type 1 digital system. The validity of proposed control strategy is verified from simulations results using PSIM.

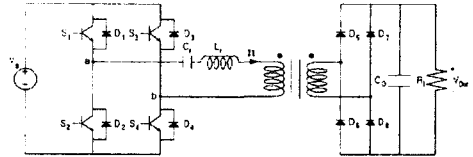


그림 1 공진형 FB DC/DC 컨버터

1. 서론

본 논문에서는 고전력밀도의 일정출력시스템인 공진형 FB DC/DC 컨버터를 제안한다. 제안된 공진형 FB DC/DC 컨버터시스템은 공진주파수의 고주파수로 스위칭을 하므로서 전력밀도의 상승을 가져오며, 고주파스위칭에 따르는 스위칭소자의 스트레스 및 스위칭 손실의 증가는 소프트스위칭을 함으로써 제거한다.^[1] 게이트신호로서 위상변위 PWM (Phase Shifted PWM) 방식을 사용하므로 스위칭소자를 소프트스위칭 (ZVZCS : Zero Voltage Zero Current Switching)으로 동작시킬 때 기존의 PWM방식보다 간단한 회로 구성으로 동등한 효과를 얻을 수 있다.^{[2],[3]} 또한, 순시급변하는 입력에 고속·고정도로 추종하기 위하여 디지털 1형 시스템을 이용하여 위상변위 각을 조절을 함으로써 도통시간을 제어하여 출력레벨이 목표한 지령치에 추종하도록 한다.^[4]

본 논문에서는 상용프로그램인 PSIM을 이용하여 시뮬레이션과 실험결과를 PI제어기를 사용한 경우와 비교·검토하므로서 제안한 공진형 DC/DC 컨버터 시스템이 강인한 일정출력시스템에 적합하다는 것을 확인한다.

2. 공진용 FB DC/DC 컨버터

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

2.1. 공진형 FB DC/DC 컨버터 시스템

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

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

2.2 위상변위 PWM 제어의 동작원리

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.

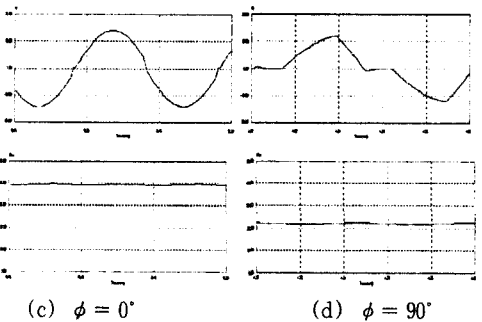
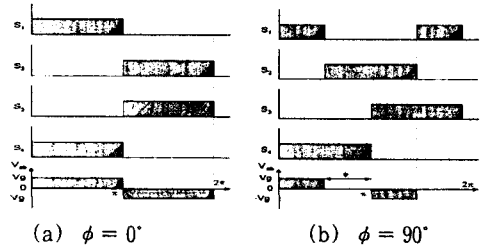


그림 2. 게이트 펄스에 따른 V_{ab} , I_1 및 V_{out} 파형

그림 2(c)는 그림 2(a)의 패턴을 게이트에 가했을 때의 전압·전류 파형을 보인다. 또한, 그림 2 (b)의 스위

칭신호를 90° 위상변위 시킨 패턴은 컨버터 출력전압 V_{ab} 의 비율이 $\phi = 0^\circ$ 일 때의 반이 되고, 출력전류도 $\phi = 0^\circ$ 일 때에 비해서 감소되는 것을 그림 2 (d)에서 알 수 있다. 결론적으로 그림 2(b)와 같이 위상쉬프트 각 ϕ 를 변화시킴으로 인해서 출력을 제어할 수 있음을 알 수 있다.

2.3 소프트스위칭 동작에 의한 모드분류

그림 3에 위상쉬프트 제어한 경우의 각 모드에서의 관계를 나타낸다. 회로의 동작은 대칭성으로부터 반주기의 동작모드에 관해서만 고려하면 나머지의 반주기에 관해서도 그 동작을 파악할 수 있다.

모드별 동작특성을 살펴보면 왼쪽의 스위치군은 영전류스위칭을 하며, 오른쪽 스위치군은 영전압스위칭을 하는 것을 알 수 있다.

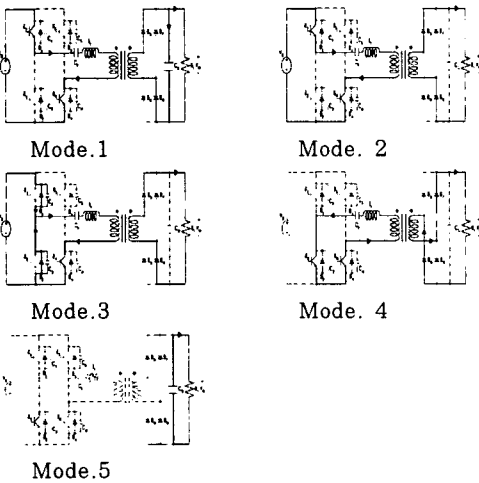


그림 3. 게이트 펄스에 따른 반주기의 모드별 동작특성

2.4 공진형 FB DC/DC 컨버터의 모델링

제안된 컨버터는 고속스위칭이 필수적이고, 스위칭 패턴 제어를 위한 디지털 제어시스템은 이산시간계 모델링에 의하여 안정화 되도록 한다. 그림 4의 공진형 FB DC/DC 컨버터의 RLC 직렬공진 등가회로로부터 연속시간계 상태공간 모델을 구하면 식 (1)을 얻을 수 있다.

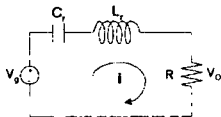


그림 4. 공진형 FB DC/DC 컨버터의 RLC 등가회로

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

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

여기서, ζ 는 감쇠계수이고 ω_n 은 고유주파수이다.

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

$$\begin{aligned} x(t) &= Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) &= Cx(t) \end{aligned} \quad (2)$$

$$\begin{aligned} x(n+1) &= Px(n) + Qu(n) \\ y(n) &= Cx(n) \end{aligned} \quad (3)$$

여기서, P, Q 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} P &= e^{AT} = L^{-1}[(sI - A)^{-1}] \\ Q &= \int_0^T e^{A(T-\tau)} B d\tau \end{aligned} \quad (4)$$

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

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

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

그리고, 출력상태 C 는 연속계 모델과 동일하다.

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

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

3. 제어계 구성

식 (3)으로부터 상태변수 x_1, x_2 를 이산시간계 식 (8)로서 구할 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.

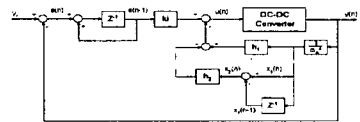


그림 5. 디지털 I-PD형 제어

그림 5에 나타난 것처럼 일반 디지털 I-PD 제어와 같아지기 위해서 I-PD 제어기의 이득은 1형 디지털 시스템과 마찬가지로 구할 수 있다. 디지털 시스템의 h_1 이 비례(P) 이득, k_i 은 적분(I) 이득, h_2 는 미분(D) 이득으로 두는 I-PD형 제어기를 그림 5와 같이 제안하여 공진형 FB DC/DC 컨버터 시스템에 적용하여 실제상의 보상을 행하기 위해서는 출력전압 정상치의 관계에 따른 제어입력 $u(n)$ 을 위상쉬프트 각 $\phi(n)$ 으로 변환한다. 그리고, 컨버터의 입력전압은 기동시의 전압강하와 전파정류에 기인하는 정상리플을 포함하는 것은 피할수 없기 때문에 제어입력 $u(n)$ 과 위상쉬프트 각 $\phi(n)$ 의 변환을 식 (9)에 나타난 것처럼 동작 입력력 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

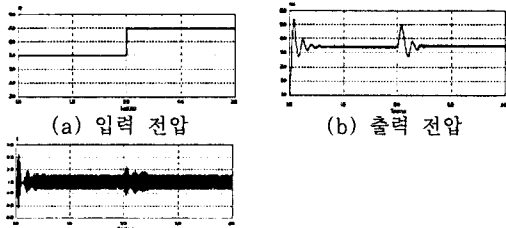
표 1. 공진형 FB DC/DC 컨버터의 파라미터

공진용 인덕턴스 (L_r)	71 [μH]
공진용 커패시턴스 (C_r)	4 [μF]
트랜스 권수비 (N)	1
평활용 커패시턴스 (C_o)	80 [μF]
스위칭 주파수 (f_s)	10 [kHz]

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

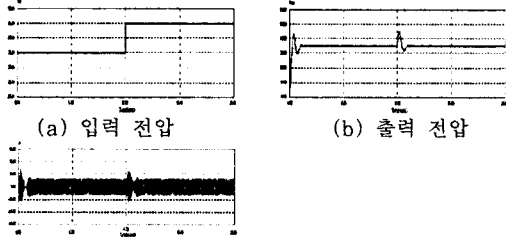
시뮬레이션은 PI제어를 가지는 FB DC/DC 컨버터 시스템에 대하여 입력에 따른 각부 파형과 제안한 제어기를 부가한 시스템의 각부 파형을 비교하여 제안하는 방식의 타당성을 입증하고자 한다. 또한, 시스템의 입력으로는 순시급변하는 전원을 사용한다.

그림. 6은 PI제어를 가지는 컨버터의 순시 가변 입력일 때의 각부 시뮬레이션 파형을 나타낸다. 그림. 6의 (a), (b), (c)로부터 입력전압의 순시 변동에 대해서 출력도 변동됨을 알 수 있다.



(a) 입력 전압 (b) 출력 전압
(c) 변압기 1차측 전류
그림 6. PI제어를 부가한 시뮬레이션 파형

그림. 7에서는 PI제어를 부가한 경우와 비교하기 위하여 동일한 조건에서의 제안한 제어기를 부가한 FB DC-DC 컨버터의 각부 시뮬레이션 파형을 분석한다.



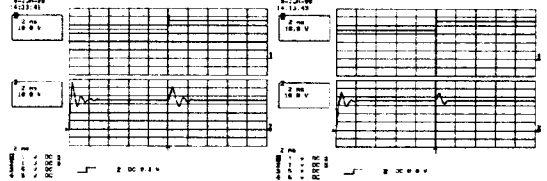
(a) 입력 전압 (b) 출력 전압
(c) 변압기 1차측 전류
그림 7. 제안된 제어기가 부가된 시뮬레이션 파형

그림. 7(b)에서는 출력전압으로서 PI제어를 부가한 경우(그림. 6(b))와 비교하여 과도특성이 확연히 개선되었음을 확인 할 수 있다. 그리고, (c)의 트랜스 1차측 전류파형도 출력전압에서처럼 과도특성이 양호한 일정전류를 얻을 수 있다.

따라서, 본 논문에서 제안한 디지털 I-PD형 제어기를 사용한 공진형 FB DC/DC 컨버터는 순시가변 입력전압에서 안정한 정출력특성을 나타내는 것을 할 수 있다.

5. 실험 결과 및 검토

그림. 8은 실험 결과를 나타낸 파형이다. (a)는 PI제어를 부가한 시스템의 입력파형과 출력파형이고, (b)는 본 논문에서 제안한 디지털 I-PD제어를 부가한 시스템의 입력파형과 결과파형이다. 실험의 결과에서도 제안한 방법이 PI제어를 사용한 경우보다 안정된 특성을 나타내고 있음을 알 수 있다.



(a) PI 제어기 (b) 디지털 I-PD제어기

그림. 8 실험파형

6. 결론

본 논문에서는 순시 가변입력에 대하여 고속 스위칭으로 동작하고 일정출력을 가지는 소프트스위칭 공진형 FB DC/DC 컨버터를 제안하였다.

제안한 소프트스위칭 공진형 FB DC/DC 컨버터는 IGBT내부의 기생 커패시터와 공진용 인덕턴스 및 커패시터등에 의하여 영진류·전압(ZCZVS) 동작을 하도록 구성하였다. 입력전압의 변동에 대한 안정한 제어효과와 제어출력의 속응성을 얻기 위해서 제어대상의 이산시간 모델계를 구성하여, 주어진 목표치에 고정도로 추종하는 1형 디지털 시스템을 적용한 등가 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, 시뮬레이션과 실험을 수행하여 PI제어를 사용한 경우와 제안한 I-PD 제어기를 사용한 경우의 입력전압 변동에 따른 출력전압, 1차측 전류의 파형을 고찰하여 본 제어방식의 타당성을 확인 할 수 있었다.

(참 고 문 헌)

- [1] J. Beirante, B. Borges, S. Valtchev "Design Improvement and Experimental Characterization of the Full Bridge, Phase Shift, Zero Voltage Switched DC/DC Converter with Secondary Clamped Inductor". *Proceeding of the 7th E. C. on Power Electronics*, Vol. 42, No.1, pp.448-453, 1997.
- [2] J·W Baek, J·G Cho, C·Y Jeong, D·W Yoo, H·G Kim, "Novel Zero-Voltage and Zero-Current-Switching (ZVZCS) Full Bridge with a Low Output Current Ripple". *Trans. KIEE*, Vol.47, No. 10, pp. 1651-1658, 1998.
- [3] H. Wei, A. Ioinovici, "DC-DC Zero-Voltage-Transition Converter with PWM Control and Low Stress on Switches". *IEEE-APEC Conf. Rec.*, pp. 523-529, 1995.
- [4] 川崎 直哉, 野村 弘. "Boost形およびBuck-Boost形DC-DC變換器に對する新制御方式". *T.IEE. Japan*, No.9, pp.759-767, 1991.