

영전류 스위칭 직렬공진형 컨버터의 평균전류모드제어

정영석⁰, 문건우, 윤명중
한국과학기술원 전기및전자공학과

The Average Current Mode Control of Zero Current Switched Series Resonant Converter

Young-Seok Jung, Gun-Woo Moon, Myung-Joong Youn
Department of Electrical Engineering
Korea Advanced Institute of Science and Technology

Abstract: The average current mode control of zero current switched series resonant converter is proposed. The conventional current controllers such as bang bang current controller and predictive current controller have some demerits like current offset and complexity. In this paper, the proposed current control technique and conventional current control techniques are comparatively studied. By the proposed control technique, the current controller can be simply implemented without current offset.

1. 서론

현대의 전자기기가 소형화, 경량화 되어가는 추세에 따라, 전원의 형태를 다른 전원의 형태로 바꾸어주는 전력 변환기도 또한 소형화, 경량화 되어 가고 있다. 이에따라 전력 변화기에 사용되는 스위치를 스위칭 시켜주는 방식으로 소프트 스위칭 기술이 많이 연구 되었다[1]. 이런 소프트 스위칭기술을 이용해서 소형화, 경량화 뿐만아니라, 전자파 장해(EMI) 문제도 어느정도 해결할 수 있다. 이런 소프트 스위칭을 하는 전력 변환기로는 공진형 컨버터, 쿼지 공진형 컨버터(QRC), 영전류 스위칭 PWM 컨버터, 영전압 스위칭 PWM 컨버터등이 많이 연구 되었다. 이 중에서 영전류 스위칭을 이용한 공진형컨버터에 대한 특성은 많이 연구되고 있다[2-6].

영전류 스위칭 직렬공진형 컨버터의 전류제어를 위해서 많이 사용된 전류제어기로는 뱅뱅형 전류제어기, 예측형 전류제어기등이 있다[5-6]. 뱅뱅형 전류제어기는 현재 공진 전류의 평균값을 제어 입력으로해서 전류 명령과 비교함으로써, 각각의 스위치 상태를 바꾸어 준다. 이런 경우 전류제어를 위한 전류제어기는 간단하게 구성될 수 있다. 그러나 전류제어기가 간단한 대신 어느 입력전압과 출력전압 조건하에서는 전류명령에 오프셋(offset)이 생길 수 있는 문제가 있다. 이런 문제점을 제거해줄 수 있는 것이 예측형 전류제어기 이다. 이 전류제어기는 현재의 공진전류의 평균값뿐만아니라 입력전압에 대한 정보, 그리고 출력전압에 대한 정보를 필요로하므로 전류제어기가 복잡해지는 문제가 있다.

본 논문에서는 이런 두가지의 전류제어기가 갖는 문제점을 해결할 수 있는 평균 전류 모드 제어기를 설계한다. 평균 전류 모드 제어기를 사용함으로써, 뱅뱅형 전류제어기가 갖는 전류제어시의

오프셋문제를 해결할 수 있고, 예측형전류 제어기가 갖는 제어기 구성의 복잡함을 해결할 수 있다.

2. 직렬 공진형 컨버터의 기본동작 및 모델링

그림 1 에서 알수있듯이 QSRC의 k 번째 순간에서의 모든 동작 형태를 표현하는 동적 수식들은 다음과 같이 표현 될수 있다.

$$\text{sgn}(i_r(t))M(k)v_c(t) = L_r \frac{di_r(t)}{dt} + v_c(t) + \text{sgn}(i_r(t))v_o(t) \quad (1)$$

$$C_r \frac{dv_c(t)}{dt} = i_r(t) \quad (2)$$

$$|i_r(t)| = C_o \frac{dv_o(t)}{dt} + \frac{I}{R} v_o(t) \quad (3)$$

위의 수식에서, M(k)는 1과 0의 값을 가지며 이는 각각 파워링 모드와, 프리휠링 모드를 나타낸다. 파워링 모드는 입력단이 공진단과 서로 연결되어서 입력단의 에너지를 공진단으로 공급하는 모드이고, 프리휠링 모드는 입력단과 공진단을 서로 분리시켜 공진단에 있는 에너지만으로 출력단에 에너지를 전달하는 모드이다. 앞의 식 (1)-(3)을 정리하면, 공진 전류의 절대치에 관한 식을 구할 수 있다. 이때의 결과 식은 다음과 같다.

$$|i_r(t)| = \frac{v_c^*(t) + M(k)v_c(t) - v_o(t)}{Z} \sin\{\alpha_z(t - kT/2)\} \quad (4)$$

$$\text{for } \frac{kT}{2} \leq t \leq \frac{(k+1)T}{2}$$

여기서 $Z = \sqrt{L_r/C_r}$, $T = 2\pi\sqrt{L_r C_r}$, $\alpha_z = 1/\sqrt{L_r C_r}$ 이고 $v_c^*(k)$ 는 $v_c(k)$ 의 절대값을 나타낸다. k번째 공진전류의 평균값을 새로운 상태 변수, $i_{r,ave}(k)$ 로 하고 이때의 식은 다음과 같다.

$$i_{r,ave}(k) = \frac{2}{\pi} |i_{r,p}(t)| \\ = \frac{2 v_c^*(k) + M(k)v_c(k) - v_o(k)}{\pi Z} \quad (5)$$

$$\text{for } \frac{kT}{2} \leq t \leq \frac{(k+1)T}{2}$$

여기서 $|i_{r,p}(t)|$ 는 공진전류의 최대값이다. 새로운 이산 상태 방정식은 상태변수 $i_{r,ave}(k)$ 와 $v_o(k)$ 로 나타낼 수 있다. 이때의 식은 다음과 같다.

$$\begin{pmatrix} i_{r,ave}(k+1) \\ v_o(k+1) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & -\frac{4}{\pi Z} \\ \frac{\pi Y}{2} & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{r,ave}(k) \\ v_o(k) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 4v_s(k) \\ \frac{\pi Z}{0} \end{pmatrix} M^*(k+1) \quad (6)$$

여기서 $B^*(k+1)$ 와 $M^*(k+1)$ 는 각각 다음과 같다.

$$B^*(k+1) = \{B(k) + B(k+1)\} / 2$$

$$M^*(k+1) = \{M(k) + M(k+1)\} / 2$$

3. 전류모드제어

3.1 뱅뱅형 전류제어

그림 (2.a)에 뱅뱅형 전류제어기의 개념도가 있다. 뱅뱅형 전류제어는 현재의 공진전류의 평균값(최대값의 $2/\pi$ 배)과 전류 명령의 단순 비교로써 각 스위치에 대한 제어 신호를 결정한다. 이 방법은 단순히 전류의 크기 비교로써 제어 신호를 생성하므로, 빠른 응답 특성을 갖는다. 그러나 정해진 전류 명령과 입력전압, 출력전압의 특정 값에서는 공진단에 실제로 흐르는 전류는 전류 명령과 차이를 보이는 수가 있다. 이 방법에 의한 제어 입력은 다음과 같이 생성된다.

$$i_c(k) = i_c(k) - i_r(k)$$

$$\text{if } (i_c(k) > 0) M(k+1) = 1$$

$$\text{else } M(k+1) = 0$$

여기서 $i_c(k)$ 는 전류명령이고, $i_r(k)$ 는 공진전류의 평균값이다.

3.2 예측형 전류제어

그림 (2.b)에 예측형 전류제어기의 개념도가 있다. 예측형 전류제어는 다음 단계에서의 전류오차가 최소가 되도록 제어하는 방식이다. 이 방식은 공진전류의 평균값, 출력전압, 입력전압을 전류제어기의 입력으로 사용하고, 이들의 조합에서 다음 단계에서의 전류오차가 최소가 되도록 제어 입력을 결정한다. 따라서 이제어기는 그 구성이 복잡해지는 단점이 있으나 전류오차를 줄일 수 있는 장점이 있다. 이방법에 의한 제어입력은 다음과 같이 결정된다.

$$i_c(k) = i_c(k) - i_o(k)$$

$$M^*(k+1) = \frac{1}{V_s} (v_o(k) + \frac{\pi Z}{4} i_c(k))$$

그런데 $M^*(k+1)$ 은 0, 0.5, 1의 값을 가질 수 있으므로 이들 중에서 가장 가까운 값들로 정한다. 따라서 다음순간의 제어입력, $M(k+1)$ 은 다음과 같이 결정한다.

$$M(k+1) = 1 \text{ if } (M^*(k+1) = 1 \ \& \ M(k) = 1) \text{ or } (M^*(k+1) = 0.5 \ M(k) = 0)$$

$$M(k+1) = 0 \text{ if } (M^*(k+1) = 0 \ \& \ M(k) = 0) \text{ or } (M^*(k+1) = 0.5 \ M(k) = 1)$$

3.3 평균전류모드제어

그림 (2.c)에 평균전류모드 제어기의 개념도가 있다. 평균전류모드 제어기는 공진전류를 필터링한 전류의 평균값을 제어 입력으로 사용함으로써 쉽게 구성할 수 있다. 정류된 공진전류는 공진 주파수의 2배에 해당하는 높은 주파수성분을 포함하고 있고

여기에 저주파의 평균 전류성분이 포함되어 있다. 이 저주파의 평균전류성분을 전류제어기의 제어 입력으로 사용한다. 평균 전류 모드 제어를 위해 사용하는 필터는 간단한 형태의 것으로 PI제어기 형태이다. 이때의 각 K_p 와 I 의 이득값은 공진전류의 평균 값을 얻을 수 있도록 정한다. 정상상태에서의 공진전류 파형은 공진 주파수 2배의 성분 외에 저차 하모닉이 있으므로 이를 제거해줄 수 있어야 한다. 따라서 PI제어기의 이득은 다음과 같이 결정한다.

$$\frac{K_i}{K_p} \ll 2\omega = \frac{1}{\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad (7)$$

여기서 K_p 는 고주파수 성분의 이득을 나타낸다.

4. 컴퓨터 모의 실험

여기서는 각 전류제어기의 성능을 컴퓨터 모의 실험으로 알아본다. 컴퓨터 모의 실험에 사용한 각 소자값과 사양은 다음과 같다.

$$V_s = 48V, C_r = 40nF, F_r = 82kHz,$$

$$C_o = 0.1mF, R_L = 5\Omega, \text{ 전류명령} = 1A$$

평균전류모드에서는 K_p 와 K_i 의 이득을 결정해야한다. 이때 $K_p = 0.0001$ 로하고 K_i 는 식 (7)로부터 정할 수있다. $K_i/K_p = 10000 \ll 2\omega$ 에서 $K_i = 1$ 로한다.

그림 (3)에는 각 전류제어기에 따른 컴퓨터 모의 실험 결과가 있다. (a)에서는 뱅뱅형 전류제어기의 결과로써 전류 명령이 1A일때이다. 여기서 알 수 있듯이 뱅뱅형 전류제어기에서는 실제 출력단으로 넘어가는 전류 명령이 전류명령과는 다름을 알 수 있다. 그림 (b)에는 예측형 전류제어를 사용할 때의 컴퓨터 모의 실험 결과를 보인다. 여기서 예측형 전류제어는 뱅뱅형 전류제어의 문제점을 어느정도 해결할 수 있음을 알 수 있다. 그러나 제어가 복잡하다는 문제가 있다. 이들 두가지 제어기의 문제점을 극복할 수 있는, 평균 전류 모드 제어기를 사용할 때의 컴퓨터 모의 실험결과는 그림 (c)에 나타나 있다. 여기에서는 출력측으로 넘어가는 전류와 전류명령이 같음을 알 수 있다. 그리고 간단한 PI제어기를 사용하므로 제어가 간단하다는 잇점이 있다.

5. 결론

본 논문에서는 영전류 스위칭 직렬공진형 컨버터의 기존의 전류 제어기와 제안된 전류제어기를 컴퓨터 모의 실험을 통하여 비교하여 보았다. 가장 간단한 제어기인 뱅뱅형은 전류제어시 전류명령과 실제 출력측으로 넘어가는 전류사이 오차가 있을수 있음을 알 수 있다. 이런 문제점은 예측형 전류제어기를 사용하여 어느 정도 해결할 수 있으나 제어가 복잡하다는 문제점이 있다. 본 논문에서는 이런 두가지 제어기의 문제점을 해결할 수 있는 평균 전류 모드 제어기를 제안했고 이 제어기의 성능을 컴퓨터 모의 실험을 통하여 확인 했다.

References

- [1] Fred C. Lee, Wojciech A. Tabisz and Milan M. Jovanovic, "Recent Developments in High-Frequency Quasi-resonant and Multi-resonant converter technologies," EPEC pp. 401-410, 1989

- [2] G. B. Joung, C. T. Rim, and G. H. Cho, "Modeling of quantum series resonant converters-controlled by integral cycle mode," IEEE Industry Application Society Annual Meeting, pp. 640-647, 1988
- [3] G. B. Joung, C. T. Rim, and G. H. Cho, "Integral cycle control of the series resonant converter," Trans. on Power Electronics, Vol. PE-4, pp. 83-91
- [4] M. G. Kim and M.J. Youn, "A discrete time domain modeling and analysis of controlled series resonant converter," IEEE trans. on Industrial Electronics, Vol. IE-38, No. 1, pp. 32-40, 1991
- [5] KO, J.H., HONG, S.S., ANN, T.Y., AND YOUN, M.J.: 'Dynamic modeling and current control technique for quantum series resonant converter with non-periodic integral cycle mode', International Journal of Electronics, 1991, pp. 885-897
- [6] G. W. MOON, B. R. JO, H. W. AHN, AND M. J. YOUNG : " Dynamic modeling and predictive current control technique for ZCS power factor preregulator." IEEE., Inter. Sym. of Ind. Elect., 1993.

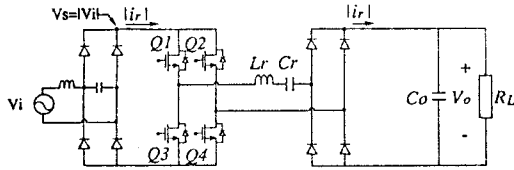
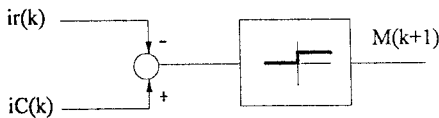
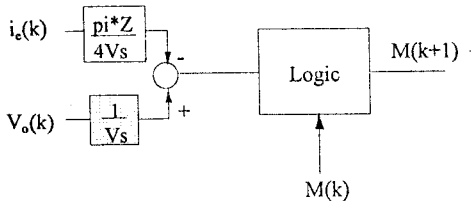


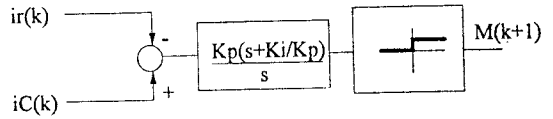
그림 1. 영전류 스위칭 직렬공진형 컨버터의 회로도



(a) 뱅뱅형 전류제어

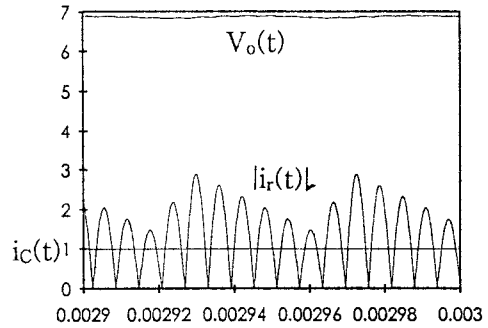


(b) 예측형 전류제어

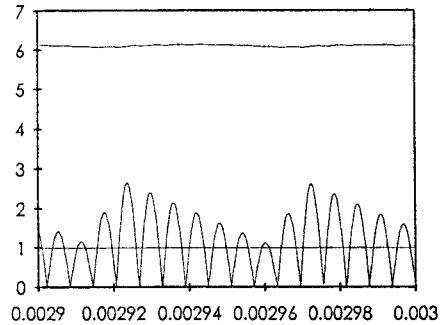


(c) 평균전류모드제어

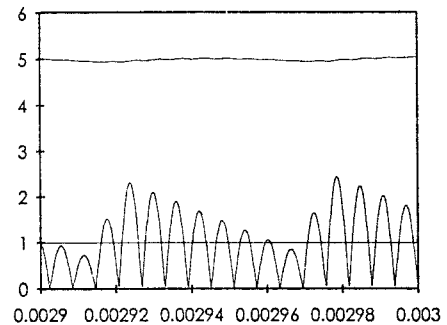
그림 (2) 세가지 전류제어기의 구조



(a) 뱅뱅형 전류제어



(b) 예측형 전류제어



(c) 평균전류모드제어

그림 (3) 세가지 전류제어에 의한 컴퓨터 모의 실험