

QSRC를 위한 적응예측형 제어 기법

이준영⁰, 문건우, 김경화, 윤명중
한국과학기술원 전기및전자공학과

Adaptive Predictive Control technique for QSRC
Jun-Young Lee, Gun-Woo Moon, Kyeong-Hwa Kim, Myung-Jung Yoon

Department of Electrical Engineering
Korea Advanced Institute of Science and Technology

Abstract : An improved predictive control technique using adaptive load estimation is proposed. The conventional predictive control technique has not concerned load variations and system parameters. Thus control performances are undesirable such as large current ripples and offset. In this paper the proposed controller employing a simple adaptive algorithm to estimate load is expected to be useful to overcome the problems of conventional predictive controller.

1. 서론

최근 수년 동안 빠른 스위칭 특성을 가진 트랜지스터와 MOS와 같은 고속의 소자를 사용하여 공진형 단상 또는 삼상전력변환 장치가 급속도로 발전하여 왔다. 그 중에서도 킨텀 공진형 컨버터가 최근 많이 연구되어 왔다 [1-4]. 이런 형태의 컨버터는 영전류 스위칭을 할 수 있고 제어가 쉬우며 전통적인 비형태의 PWM컨버터와 같은 선형적인 특성을 갖는다[2]. 킨텀 공진형 컨버터(QSRC)를 제어하는 방식중의 하나로 integral cycle mode 방식이 제안되었으나 이 방식은 공진주파수 보다 낮은 고정된 제어주파수로 인한 큰 전류 리플과 양자화된 출력 전압과 같은 단점이 존재한다. 이런 단점을 개선하기 위해 예측형 전류제어가 제안되었다[5]. 이 전류제어기를 이용하면 복잡하게 구현을 하지 않고도 일반적인 전류제어기에 비해 전류 리플과 오프셋 전류를 줄일 수 있다. 그러나 일반적으로 예측형 전류제어기를 구성할 때 출력 캐패시터가 공진 캐패시터보다 훨씬 크다는 가정하에서 부하나 시스템의 파라미터가 미치는 영향을 무시하고 제어기를 구성한다. 그러나 실제로 출력 캐패시터가 작아지고 부하의 변동이 일어나는 경우 기존의 예측형 제어기는 정확한 제어를 수행하지 못하여 동작 특성이 좋지 않게 된다.

본 논문에서는 기존의 예측형 전류제어기가 갖는 문제점을 해결하기 위하여 간단한 적응제어 기법을 사용하여 기존의 예측형 전류제어기에서 무시한 영향을 고려해줌으로써 좀더 개선된 예측형 전류제어기를 구성한다. 이 개선된 예측형 전류제어기를 사용하면 부하의 영향에 의

한 기존의 예측 전류제어기에서 보이는 전류 리플과 오프셋 전류를 줄일 수 있다.

2. 킨텀직렬공진형컨버터의 모델링

그림 1 에서 보이듯이 QSRC의 k번째 순간에서의 동작을 표현하는 동적수식은 다음과 같이 표현된다.

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

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

$$i_o(t) = i_r(t) - C_o \frac{dv_o(t)}{dt} + \frac{1}{R_L} v_o(t) \quad (3)$$

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

여기서 C_r : 공진 캐패시터,

C_o : 출력 캐패시터,

L_r : 공진 인덕터,

T : 공진주기 = $2\pi\sqrt{L_r C_r}$

위의 식에서 $M(k)$ 는 1, 0 그리고 -1의 값을 가지며 1, 0 -1은 각각 파워링 모드, 프리휠링 모드 그리고 리제너레이팅 모드를 가리킨다. 식(1)-(3)을 정리하면 다음과 같은 공진전류의 절대값을 얻을 수 있다.

$$i_o(t) = \frac{v_c^*(k) + V_s M(k) - v_o(k)}{Z} \sin \left[\omega_r \left(\frac{t - kT}{2} \right) \right] \quad (4)$$

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

$$\text{여기서 } Z = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}, \quad \omega_r = 1/\sqrt{L_r C_r}$$

위에서 k번째 사건동안 정류된 공진 전류의 평균값을 나타내는 새로운 상태변수 $i_o(k)$ 를 정의하면 식(4)로부터 식(5)가 얻어진다.

$$i_o(k) = \frac{2}{\pi} |i_o(t)|_{\text{peak}}$$

$$= \frac{2}{\pi} \frac{v_c(k) + V_s M(k) - v_o(k)}{Z} \quad (5)$$

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

새로운 이산 상태 방정식은 상태변수 $i_o(k)$ 와 $v_o(k)$ 로 나타낼수 있고 그식은 다음과 같다.

$$\begin{pmatrix} i_o(k+1) \\ v_o(k+1) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1-\gamma & -\frac{2}{\pi Z} (2-\gamma^*) \\ \frac{\pi Z \gamma}{2} & 1-\gamma^* \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_o(k) \\ v_o(k) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} -\frac{4V_s}{\pi Z} \\ 0 \end{pmatrix} M^*(k) \quad (6)$$

$$\text{여기서 } M^*(k) = \frac{M(k) + M(k+1)}{2}$$

3. 예측형 전류제어기

그림 2 에 예측형 전류제어의 개념도가 있다. 예측형 전류제어는 다음 단계의 전류오차가 최소가 되도록 제어하는 방식이다. 이 방식은 정류된 공전전류의 평균값, 출력전압, 입력전압을 전류제어기의 입력으로 사용하고, 이들을 이용하여 다음 단계의 전류오차가 최소가 되도록 제어 입력을 결정는데. 예측형 전류제어기의 식은 식(6)에서부터 얻을 수 있다.

전류오차를 다음과 같이 정의하자.

$$i_e(k) = I_{com} - i_o(k) \quad (7)$$

여기서 I_{com} 은 전류명령이고 $k+1$ 번째 와 k 번째 사이에 예측된 전류의 변화와 현재의 전류오차가 같다고하면 현재의 전류오차는 다음 순간에는 0이 된다. 따라서 식(6)과 (7)로부터 다음과 같은 예측형 전류제어기의 식이 이상적인 제어 입력을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} M^*_{ideal}(k) &= \frac{1}{V_s} \left(-\frac{\pi Z}{4} i_e(k) + \frac{\pi Z \gamma}{4} i_o(k) \right) \\ &+ \frac{1}{2} (2-\gamma^*) v_o(k) \end{aligned} \quad (8)$$

다음으로 $M^*_{ideal}(k)$ 이 가질 수 있는 값은 $-1, -0.5, 0, 0.5, 1$ 이므로 식(9)과 같은 수학적 방법에 의하여 입력값을 정한다.

$$\begin{aligned} M^*(k+1) &= p_j^* \\ &= \{p_j \in P | \min_{j \in J} \{|P_j - M^*(k+1)|\}\} \end{aligned} \quad (9)$$

여기서 $P = \{-1, -0.5, 0, 0.5, 1\}$ 이다. 그런데 기존의 예측형 전류제어기를 구성할 때에는 $\gamma \ll 1$, $\gamma^* \ll 1$ 이라고 가정하여 이와 관계된 두항을 생략한 식 12와 같은 제어기를 사용하여 제어를 수행한다.

$$M^*(k) = \frac{1}{V_s} \left(\frac{\pi Z}{4} i_e(k) + v_o(k) \right) \quad (10)$$

그러나 출력 캐패시터가 작고 부하가 크게 걸려있을 경우 이와같은 가정이 어긋나므로 식(10)과 같은 제어기로는 정확한 제어 입력을 만들 수가 없다. 따라서 정확한 제어를 위해서는 γ 와 γ^* 를 알아야 하는데 γ 는 소자에만 관계되는 값이므로 직접 계산하여 그 효과를 고려해 줄 수 있으나 γ^* 는 소자뿐 아니라 부하에도 관계된 값이므로 부하를 추정하는 것이 필요하다. 그래서 다음절에서는 부하를 추정하는 알고리즘을 제시한다.

4. 부하추정 알고리즘

먼저 오차식을 구하기위한 기본 모델(reference model)과 가변모델(adjustable model)은 각각 식(11), (12)와 같다.

$$X(k+1) = A_M X(k) + B_M M^*(k) \quad (11)$$

$$\hat{X}(k+1) = \hat{A}_M \hat{X}(k) + B_M M^*(k) \quad (12)$$

$$\text{여기서 } A_M = \begin{pmatrix} 1-\gamma & -\frac{2}{\pi Z} (2-\gamma^*) \\ \frac{\pi Z \gamma}{2} & 1-\gamma^* \end{pmatrix}$$

$$\hat{A}_M = \begin{pmatrix} 1-\gamma & -\frac{2}{\pi Z} (2-\hat{\gamma}^*) \\ \frac{\pi Z \gamma}{2} & 1-\hat{\gamma}^* \end{pmatrix}$$

$$B_M = \begin{pmatrix} \frac{4V_s}{\pi Z} \\ 0 \end{pmatrix}, \quad X_M = \begin{pmatrix} i_o(k) \\ v_o(k) \end{pmatrix}, \quad \hat{X}_M = \begin{pmatrix} \hat{i}_o(k) \\ \hat{v}_o(k) \end{pmatrix}$$

오차식을 구하기 위해 식(11)에서 식(12)를 빼주면 다음과 식(13)과 같이 되고 파라미터 추정을 위한 선형 보상기(linear compensator)는 식(14)로 놓는다.

$$\begin{aligned} e(k+1) &= x(k+1) - \hat{x}(k+1) \\ &= A_M e(k) + w_1(k) \end{aligned} \quad (13)$$

$$v(k) = e(k) + \sum_{i=1}^r d_i e(k-i) \quad (14)$$

$$\text{여기서, } w_1(k) = \Delta A_M \hat{x}(k), \quad \Delta A_M = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{2}{\pi Z n} (-\Delta \hat{\gamma}^*) \\ 0 & -\Delta \hat{\gamma}^* \end{pmatrix}$$

$$e(k) = \begin{pmatrix} i_o(k) - \hat{i}_o(k) \\ v_o(k) - \hat{v}_o(k) \end{pmatrix} \equiv \begin{pmatrix} e_i(k) \\ e_o(k) \end{pmatrix}$$

d_i : 임의의 계수

식(14)에서 r 과 d_i 는 설계자가 임의로 선택할 수 있는 값으로서 본 논문에서는 r 을 0로 놓을 것이다. 식(13)이 hyperstable 하려면 식(15)를 만족하면 된다 [6].

$$\eta(0, k_1) = \sum_{k=0}^{k_1} (-w_1(k))v(k) \geq -r_o^2 \quad (15)$$

여기서 r'' : 임의의 수

$$\begin{aligned} \text{즉, } \eta(0, k_1) &= \sum_{k=0}^{k_1} e^T(k)(-w_1(k)) \\ &= \sum_{k=0}^{k_1} e^T(k)(-\Delta A_M \hat{X}_o(k)) \geq -r_o^2 \end{aligned} \quad (18)$$

$\hat{\gamma}^*(k)$ 를 초기조건 $\hat{\gamma}^*(-1)$ 과 어떤 임의의 함수 $\phi(l)$ 를 사용하여 (17)과 같이 가정하자.

$$\hat{\gamma}^*(k) = \sum_{l=0}^k \phi(l) + \hat{\gamma}^*(-1) \quad (17)$$

식 (17)을 식 (16)에 대입하여 hyperstable 조건을 만족시키는 ϕ 을 구하면 식(18)과 같이되고 이것을 식 (18)에 대입하면 식 (19) 같은 추정식을 얻을 수 있다.

$$\phi(k) = a \left(\frac{2}{\pi Z} e_i(k) - e_o(k) \right) \hat{v}_o \quad (18)$$

여기서 a : 추정이득

$$\hat{\gamma}^*(k) = a \sum_{l=0}^k \left(\frac{2}{\pi Z} e_i(l) - e_o(l) \right) \hat{v}_o(l) + \hat{\gamma}^*(-1) \quad (19)$$

5. 컴퓨터 모의실험

여기서는 기존의 예측형 전류제어기와 개선된 예측형 전류제어기와의 성능차이를 컴퓨터 모의 실험을 통하여 알아보고 그 이외에 뱃방 제어기와의 성능차이도 함께 알아본다.

컴퓨터 모의 실험에 사용된 소자값의 사양은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} V_s &= 40Vdc, C_r = 0.16\mu F, L_r = 0.2mH, \\ C_o &= 5\mu F, a = 0.02, I_{com} = 8.5A, R_L = 2\Omega \end{aligned}$$

그림 3 에는 각 전류제어기의 컴퓨터 모의실험결과가 있다. 그림 3 에서 (a)는 개선된 예측형 전류제어기에 의해 제어된 출력 전류를 나타내고 (b)는 기존의 예측형 전류제어기에 의한 출력 전류, 그리고 (c)는 특성을 갖는 뱃방 전류제어기에 의한 출력 전류이다. 그림 3 에서도 알 수 있듯이 개선된 예측형 전류제어기는 뱃방 전류제어기 뿐만 아니라 기존의 예측형 전류제어기에 비해 큰 부하와 작은 출력 캐패시터에도 전류 리플과 오프셋 전류가 작음을 알 수 있다. 즉, 기존의 예측형 전류제어기에서 무시된 항을 고려해줌으로써 좀더 정확한 제어가 이루어지고 있다.

6. 결론

본 논문에서는 영전류 스위칭 직렬공진형 컨버터의 기존의 예측형 전류제어기와 적응 제어 알고리즘을 이용한 개선된 예측형 전류제어기를 컴퓨터 모의 실험을 통하여 비교해 보았다. 기존의 예측형 전류제어기는 출력 캐패시터가 큰 경우에는 비교적 좋은 특성을 얻을 수 있으나 부하가 커지고 출력 캐패시터가 작은 경우에는 정

확한 제어 입력을 만들지 못하여 특성이 좋지 않게 되지만 본 논문에서 제안한 방법을 이용하여 이런 조건하에서도 좋은 특성을 보여주고 있음을 확인하였다.

7. 참고 문헌

- [1]Cuhung, Y. H., Shin, B. S. and Cho, G. H., 1989, Bilateral series resonant inverter for high frequency links UPS. IEEE, Power Electronics Specialists Conference, pp83-90
- [2]Jong, G. B., Rim, C. T., and Cho, G. H., 1988, Modeling of quantum series resonant converters-controlled by integral cycle mode. IEEE, Industry Application Society Annual Meeting, pp 821-826; 1989, Integral cycle control of the series resonant converter, IEEE Transaction on Power electronics, 4, 83-91
- [3]Lipo, T. A., 1988, Recent progress in the development of solid-state AC motor drives. IEEE, Transaction on power electronics, 3, 105-117
- [4]Rim, C. T. and Cho, G. H., 1989, New approach to analysis of quantum rectifier-inverter. Electronics letters, 25, 1744-1745
- [5]Ko, J. h., Hong, s. s., Ahn, T. H. and Youn, M. J, 1991, Dynamic modelling and current control technique for quantum series resonant converter with non-periodic integral cycle mode, International Journal of Electronics, 885-897
- [6]Yoan D. Landau, Adaptive Control, Marcel Dekker, INC

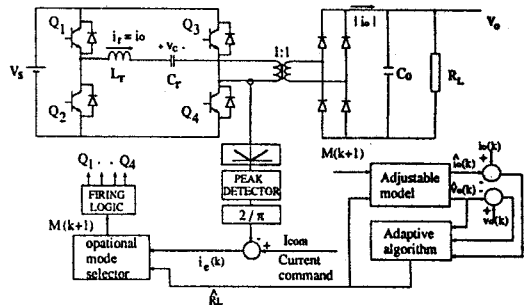


Fig. 1 Overall circuit diagram for quantum SRC

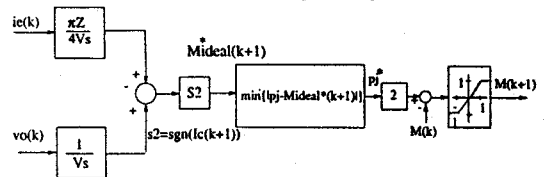


Fig. 2. Block Diagram of Predictive Current Controller

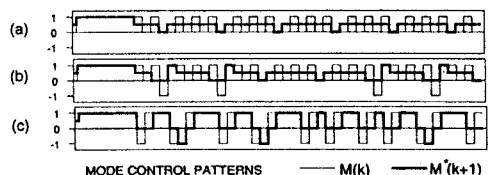
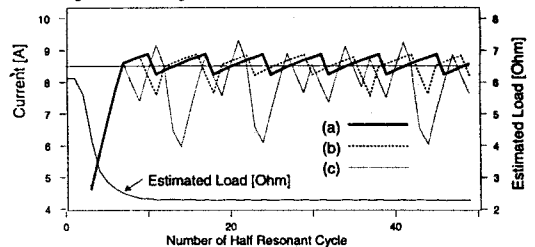


Fig. 3. Output currents of three different type controllers