

병렬 공진형 인버터에서 사용되는 새로운 형태의 이산시간 예측 전류 제어기

‘허성희’ 죄의^{*} 김권호^{**} 안현식^{*} 김도현^{*}

^{*}: 국민대학교 전자공학과

^{**}: 한국과학기술연구원 정보전자연구부

A Novel Type of Discrete Time Predictive Current Controllers for Parallel Resonant Inverters

Sung-Hoi Huh^{*}, Ick Choy^{**}, Kwon-Ho Kim^{**}, Hyun-Sik Ahn^{*}, and Do-Hyun Kim^{*}

^{*}: Dept. of Electronic Engineering, Kookmin University

^{**}: Div. Of Electronics & Information Technology, KIST

Abstract

In this paper, we propose two types of novel discrete time current control methods of modified fixed band hysteresis control and optimal control for Parallel Resonant DC Link Inverters(PRDCLI). Because zero bus voltage intervals are generated on the DC link of PRDCLI, we can obtain the information of counter electromotive force(emf) by a simple estimation strategy. The proposed current controllers predict the currents of the next resonant cycle using the obtained information of counter emf and the average values of DC link voltages. The computer simulation results for a simple equivalent circuit of induction motor show that the proposed control methods are more effective than conventional methods.

I. 서론

인버터의 스위칭 방식은 스위칭 순간의 상태에 따라서 하드 스위칭(Hard switching) 방식과 소프트 스위칭(Soft switching) 방식으로 나눌 수가 있다. 일반적으로 소프트 스위칭 방식의 인버터가 갖는 가장 큰 장점은 영 전압/전류에서 인버터 스위칭(소프트 스위칭)을 함으로써 스위칭 주파수가 증가 하여도 이론적인 스위칭 전력 손실을 영으로 할 수 있다는 것이다. 근래들어 이러한 소프트 스위칭 방식의 인버터에 대한 관심이 고조되고 있으며, 특히 유도 전동기 구동시스템 등에서 효과적으로 이용될 수 있는 병렬 공진형 직류링크 인버터(Parallel Resonant DC Link Inverters: PRDCLI)에 대한 연구가 활발히 진행되고 있는 추세이다.[2, 3] PRDCLI를 이용한 유도전동기 구동 시스템에서의 전류 제어기는 낮은 주파수(보통 60~400Hz)의 원하는 출력전류를 얻기 위하여 고주파수의 직류링크(DC link)전압, 즉 이산시간 전압 펄스(Discrete Time Voltage Pulses)를 합성하는데, 기존의 하드 스위칭방식의 제어기들로는 영 전위스위칭을 해야하는 제어제약으로 인하여 효과적인 결과를 기대하기 어렵다. 또한 공진 회로에 의한 스위칭 순간을 고려하지 않는 제어기를 사용할 경우, 생성된 스위칭 패턴이 인버터에 실제로 적용되기 위해서는 영 전위 순간까지 기다려야만 하며, 따라서 그만큼의 시간 지연이 발생한다.

본 논문에는 이러한 점을 고려하여 새로운 두 가지 방식의 이산시간 전류 제어기를 제안하였다. 먼저, PRDCLI에서 효과적으

로 사용 될 수 있는 고정대역 히스테리시스 제어기(Fixed band Hysteresis Regulator)를 구성해보았다. 제안된 제어기는 기존의 방식이 현재의 전류 오차만을 입력으로 받는 것에 비해, 다음 공진주기의 예측된 전류값에 의한 예측된 전류오차를 입력반도록 구성하였다. 이러한 방식의 제어기는 공진회로에 의한 스위칭 순간을 고려해서 스위칭 패턴을 만들 수 있는 장점이 있으며, 따라서 향상된 성능을 보일 수 있었다. 두 번째로 본 논문에서는 최적 제어기를 구성해 보았다. PRDCLI의 직류 링크에는 인버터 입력 전압을 영으로 만들어 주는 영 전위 구간이 발생한다는 점을 이용하여 그때의 인버터 전류 변화량과 시간으로 부터 역기전력에 대한 정보(E/L_d)를 비교적 정확히 얻을 수 있었으며, 이것은 다른 복잡한 알고리즘을 요구하지 않으면서도 향상된 성능의 제어기 실현을 가능하게 하였다. 본 논문에서는 유도전동기 등가부하에 제안된 제어기들을 적용해 보았으며, 컴퓨터 모의실험을 통하여 기존의 방식에 비해 향상된 성능을 입증하였다. 모의실험에는 C언어를 사용하였으며, IBM-PC(486DX)에서 실행시켜 보았다.

II. 이산시간 전류 제어기

2-1 병렬 공진형 직류링크 인버터(PRDCLI)의

제어 특성

그림 1은 기본적인 PRDCLI의 회로를 나타내며, 스위치 S_r 은 직류링크 전압 V_{dc} 가 영 전위를 갖는 이산 펄스가 되도록 스위칭 동작을 한다. 즉, 스위치 S_r 은 공진 회로의 인덕터에 흐르는 전류 I_r 을 제어하며, 이것에 의해 직류링크에는 주기적으로 영 전위를 갖는 이산 펄스전압이 생성된다.

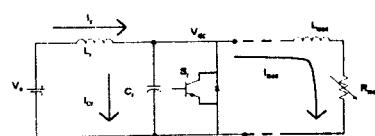


그림 1. 기본적인 PRDCLI 회로.

Fig. 1. Basic circuit of PRDCLI.

스위칭 동작은 두개의 모드로 나뉘어 지며[1], 이것에 따른 직류링크 전압 V_{dc} 를 나타내면 그림 2와 같다.

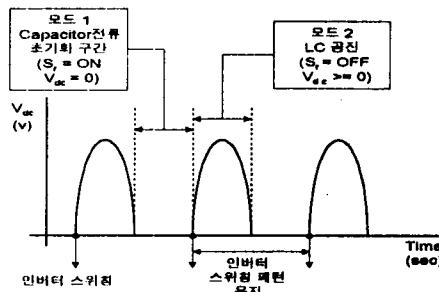


그림 2. 두 가지 모드에서의 V_{dc} .
Fig. 2. V_{dc} for tow modes.

2-2 병렬 공진형 직류링크 인버터(PRDCLI)에서의 이산시간 전류 제어기

PRDCLI의 직류링크 전압 V_{dc} 는 그림 3(b)와 같이 인버터 부분의 스위칭 동작을 통해서 부하전원으로 변환 된다. 이때 부하에서 발생하는 전류는 이산 펄스전압 V_{dc} 가 합성된 형태이기 때문에 이것을 적절히 스위칭 해 줄 필요가 있다[4]. 인버터의 스위칭은 공진형 인버터의 제어제약에 의해 영 전위에서만 허용이 되는데 바로 이 부분에서 일반적인 방법의 전류 제어기는 효과적이지 못하다. 따라서, 효과적인 전류제어를 위해서는 이산 시간역의 제어방법이 필요하며, 그림 3(a)에 그러한 제어 형태를 갖는 일반적인 제어기를 나타내었다. 이것은 기본적으로 시그마-델타 모듈레이터(Sigma-Delta Modulator)형태를 갖고 있으며[5], 공진주기마다 비교기의 출력으로 부터 생성된 스위칭 패턴을 실제 인버터 스위치로 인가하게 된다.

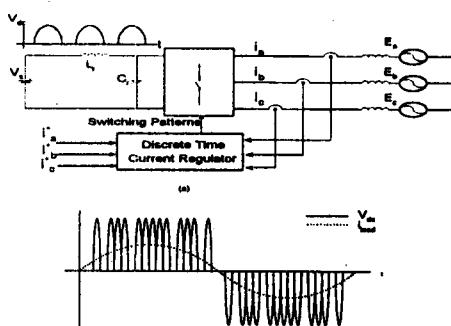


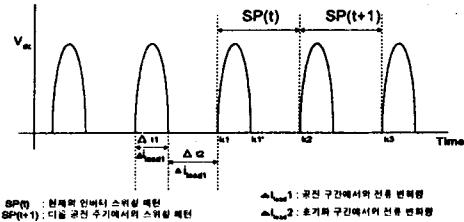
그림 3. (a) 이산시간 전류 제어기, (b) 직류링크 전압과 부하전류.
Fig. 3. (a) Discrete-Time Current Regulator,
(b) DC Link Voltage and Load Current.

III. 이산시간 예측 전류 제어기

본 논문에서는 PRDCLI가 갖는 특성을 이용하여, 간단한 수식으로 유도진동기의 역 기전력에 대한 정보를 추정하였으며, 이로 부터 두 가지 형태의 이산시간 예측 전류 제어기를 구성하였다. 그림 4는 직류링크 전압을 나타내는데, 시간축의 값(Δt_1 , Δt_2)들은 공진주파수(보통 20 ~ 60 KHz)에 따라 달라 질 수 있으며, V_{dc} 의 크기는 적어도 전원 전압의 두배가 된다.

i) 역 기전력의 정보추정

그림 4의 k1' - k2구간은 전류 초기화시간이며 부하에 인가되는 실제 전압은 영 이기 때문에 3상부하 등가회로를 그림 5와 같이 그릴수 있다.



Δt_{int}^1 : 공진 구간에서의 전류 변화량
 Δt_{int}^2 : 초기화 구간에서의 전류 변화량

그림 4. 직류 링크 전압.
Fig. 4. DC Link Voltage.

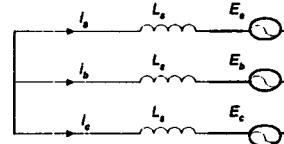


그림 5. 영 상태에서의 부하 등가회로.
Fig. 5. Equivalent circuit for Zero state.

여기서 $i_a + i_b + i_c = 0$ 이며, 각각의 투포(Loop)에 대해서 정리하면

$$\begin{aligned} L_s \frac{di_a}{dt} + E_a - E_b - L_s \frac{di_b}{dt} &= 0 \\ L_s \frac{di_b}{dt} + E_b - E_c - L_s \frac{di_c}{dt} &= 0 \\ L_s \frac{di_a}{dt} + E_a - E_c - L_s \frac{di_c}{dt} &= 0 \end{aligned}$$

이다. 따라서

$$\begin{aligned} \dot{E}_a &= \frac{1}{L_s} \left[-2 \frac{di_a}{dt} + \frac{di_b}{dt} + \frac{di_c}{dt} \right] \\ \dot{E}_b &= \frac{1}{L_s} \left[-2 \frac{di_b}{dt} + \frac{di_c}{dt} + \frac{di_a}{dt} \right] \\ \dot{E}_c &= \frac{1}{L_s} \left[-2 \frac{di_c}{dt} + \frac{di_a}{dt} + \frac{di_b}{dt} \right] \end{aligned} \quad (1)$$

이며, 식 (1)로부터 각 상의 전류 변화량을 알면 역 기전력에 대한 정보 \dot{E}_{abc}/L_s 을 얻을 수 있다.

ii) 상(phase)전류의 예측

부하에 인가되는 상 전류는 식 (2)와 같이 표현되며, 식 (1)에서 얻어진 값으로 다음 공진구간에서의 전류를 예측할수 있다. 이때, 부하에 인가되는 전압의 정보 V_{abc}/L_s 는 그림 4의 k1-k1'구간에서의 값으로 구할 수 있으며, 식 (3)과 같다.

$$\Delta i_{abc} = \frac{\Delta V_{abc} - \dot{E}_{abc}}{L_s} \Delta t \quad (2)$$

$$\begin{aligned} \frac{V_{ab}}{L_s} &= \frac{\Delta i_a}{\Delta t} + \frac{\dot{E}_a}{L_s} \\ \frac{V_{bc}}{L_s} &= \frac{\Delta i_b}{\Delta t} + \frac{\dot{E}_b}{L_s} \\ \frac{V_{ca}}{L_s} &= \frac{\Delta i_c}{\Delta t} + \frac{\dot{E}_c}{L_s} \end{aligned} \quad (3)$$

3-1 변형된 히스테리시스 전류 제어기

(Modified Hysteresis band Current Controller)

제안된 방법은 다음과 같다.

i) k1에서 k2의 상 전류를 예측한다.

식(1), (3)으로부터 역 기전력 및 부하 인가전압에 대한 정보가 계산되면 그림 4와 식 (4)로 부터 다음 공진주기의 전류를 예측할수 있다.

$$\begin{aligned} i_a(k2) &= i_a(k1) + \left(\frac{\hat{V}_{as}}{L_s} - \frac{\hat{E}_a}{L_s} \right) \Delta t1 - \left(\frac{\hat{E}_a}{L_s} \right) \Delta t2 \\ i_b(k2) &= i_b(k1) + \left(\frac{\hat{V}_{bs}}{L_s} - \frac{\hat{E}_b}{L_s} \right) \Delta t1 - \left(\frac{\hat{E}_b}{L_s} \right) \Delta t2 \\ i_c(k2) &= i_c(k1) + \left(\frac{\hat{V}_{cs}}{L_s} - \frac{\hat{E}_c}{L_s} \right) \Delta t1 - \left(\frac{\hat{E}_c}{L_s} \right) \Delta t2 \end{aligned} \quad (4)$$

iii) 예측된 전류로 부터 오차를 계산하며, 이로 부터 스위칭 패턴을 산출한다.

$$\begin{aligned} \hat{e}_{a,b,c}(k2) &= i^*(a,b,c)(k2) - \hat{i}_{a,b,c}(k2) \\ \hat{e}_{abc} > \varepsilon & SP(t+1) = 1, \quad \hat{e}_{abc} < -\varepsilon & SP(t+1) = 0, \\ -\varepsilon < \hat{e}_{abc} < \varepsilon & SP(t+1) = SP(t) \end{aligned}$$

3-2 최적 전류 제어기(Optimal Current Controller)

제안된 방법은 다음과 같다.

i) 식 (4)로부터 상 전류를 예측한다.

ii) 그림 4에서 다음의 공진주기는 k2-k3동안 유지되기 때문에, 식(5)와 같이 k3에서의 전류값을 예측한다.

이때 결정할수 있는 패턴의 수는 모두 7가지이며 (0,...,6), 모든경우에 대해서 상 전류를 추정한다.

$$\begin{aligned} \hat{i}_a(k3) &= \hat{i}_a(k2) + \left(\frac{\hat{V}_k}{L_s} - \frac{\hat{E}_a}{L_s} \right) \Delta t1 - \left(\frac{\hat{E}_a}{L_s} \right) \Delta t2 \\ \hat{i}_b(k3) &= \hat{i}_b(k2) + \left(\frac{\hat{V}_k}{L_s} - \frac{\hat{E}_b}{L_s} \right) \Delta t1 - \left(\frac{\hat{E}_b}{L_s} \right) \Delta t2 \\ \hat{i}_c(k3) &= \hat{i}_c(k2) + \left(\frac{\hat{V}_k}{L_s} - \frac{\hat{E}_c}{L_s} \right) \Delta t1 - \left(\frac{\hat{E}_c}{L_s} \right) \Delta t2 \end{aligned} \quad (5)$$

여기서, V_k 는 스위칭 패턴에 따른 부하 인가전압을 나타낸다.

iii) 식 (6)을 최소화 하는 스위칭패턴 SP(t+1)을 구한다.

$$J = ((i_a^*(k3) - \hat{i}_a(k3))^2 + (i_b^*(k3) - \hat{i}_b(k3))^2 + (i_c^*(k3) - \hat{i}_c(k3))^2) \quad (6)$$

IV. 모의실험 결과

본 논문에서는 다음과 같은 3 가지 경우에 대하여 모의실험을 해 보았다.

- i) 형태 1: 일반적인 고정대역 히스테리시스 전류 제어기
- ii) 형태 2: 변형된 고정대역 히스테리시스 전류 제어기
- iii) 형태 3: 최적 전류 제어기

사용된 공진회로와 부하조건은 다음과 같다.

i) 공진회로 조건

$$\begin{aligned} V_s &= 100(V), \quad L_r = 37.8 \mu H, \quad Q = 100, \\ C_r &= 5.4 \mu F, \quad \text{공진 주파수} = 35.2 \text{ kHz} \end{aligned}$$

ii) 부하조건

$$L_s = 1.5mH$$

그림 6은 3상 부하전류의 예측된값과 실제값과의 오차를 나타낸다. 예측된 전류는 큰 오차를 보이지 않았으며, 따라서 이를 이용한 형태 2, 3의 전류 제어기는 그림 7에서와 같이 일반적인 제어기인 형태 1보다 효과적이다.

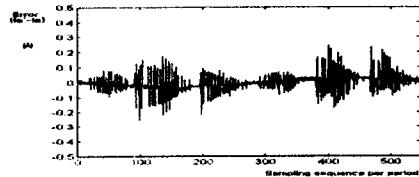


그림 6. 예측 부하전류의 오차(a-상).

Fig. 6. A Error of Predictive Current (a-phase).

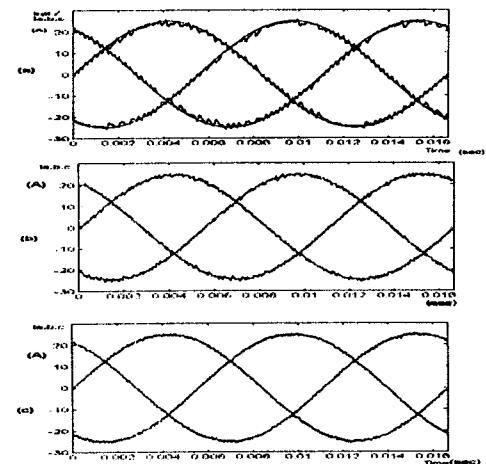


그림 7. 3-상 전류
(a) 형태 1, (b) 형태 2, (c) 형태 3.
Fig. 7. 3-phase current
(a) Type 1, (b) Type 2, (c) Type 3.

V. 결론

본 논문에서는 병렬 공진형 직류링크 인버터(PRDCLI)에서 효과적으로 사용되는 두가지 형태의 이산시간 예측 전류 제어기를 구현해 보았으며, 개선된 성능을 컴퓨터 모의 실험을 통해 확인해 보았다. 제안된 방법은 기본적으로 예측된 부하전류를 제어요소로 사용하며, PRDCLI의 제어특성을 이용하여 역 기전력 및 실제 부하인가 전압에 대한 정보를 주정할수 있었다. 하지만, 인버터의 직류링크 전압이 충분한 영 전위구간을 갖지 않을때는 상태변수들의 추정에 어려움이 있으며, 따라서 이에 따른 개선책이 필요하며, 실험을 통한 검증이 이루어져야 하겠다.

참고 문헌

- [1] D.M.Divan, "The Resonant DC Link Inverter—A New Concept in Static Power Conversion," *IEEE Ind. Applicat. Soc. Annual Meeting*, 1986, pp. 648-656.
- [2] J. S. Lai and B. K. Bose, "An Improved Resonant DC Link Inverter for Induction Motor Drives," *IEEE Ind. Applicat. Soc. Annual Meeting*, 1988, pp. 742-748.
- [3] V. Deshpande, S. R. Doradla and D. M. Divan, "A Current prediction Scheme for the PRDCL Inverter-fed Induction Motor Drive," *PESC*, 1995, pp. 1151-1157.
- [4] T. G. Habetler and D. M. Divan, "Performance Characterization fo A New Discrete Pulse Modulated Current Regulator," *IEEE Ind. Applicat. Soc. Annual Meeting*, 1988, pp. 395-405.
- [5] M. Keraluwala and D. M. Divan, "Delta Modulation Strategies for Resonant Link Inverters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 5, no. 2, pp. 271-278, April 1990.