

연료전지용 DC-DC 컨버터를 위한 디지털 제어기법

송유진, 박석인, 정학근, 한수빈, 정봉만
한국에너지기술연구원

A Digital Control Technique of DC-DC Converter for Fuel Cell Applications

Y. J. Song, S. I. Park, H. G. Jeong, S. B. Han, B. M. Jung, Xiangjun Li

ABSTRACT

본 논문에서는 연료전지용 듀얼 부스트 컨버터의 전압제어루프의 피드백 루프에 디지털 필터를 도입하여 부하에 의해 발생하는 출력전압의 저고조파 리플성분을 제거한 측정값을 사용함으로써 입력전류의 저고조파 리플을 제거하고, 전류제어루프에 predictive deadbeat 제어기법을 적용하여 제어주기와 제어알고리즘 계산에 의한 시간적 지연에 의해 발생하는 동적응답특성의 저하를 최소화한다. 센서를 사용하는 대신 연료전지 스택에 공급되는 수소와 공기의 압력과 스택의 출력전류에 결정되는 연료전지의 전압-전류 특성곡선을 이용하여 부스트 컨버터의 입력전압을 계산하고 전류를 제어함으로써 연료전지 시스템의 성능을 최적화한다.

에 적절한 방법인데, 왜냐하면 일반적으로 그림 1과 같은 연료전지 발전시스템은 DC-AC 컨버터의 제어를 위해 디지털 시그널 프로세서(DSP)를 이미 채용하고 있고 제어 알고리즘 구현에 필요한 계산 소스 프로그램을 쉽게 구할 수 있기 때문이다. 그러나 비록 디지털 제어가 아날로그에 비해 노이즈에 강하고 복잡한 제어기법에 더 적절하다고 하지만 A/D 변환, 계산, PWM 갱신 등에 의해 시간지연이 필연적으로 발생하여 제어기의 동적 응답특성을 떨어뜨리고 결과적으로 제어기의 밴드폭(bandwidth)을 감소시킨다. 한편, 그림 1의 DC-AC 컨버터에 단상부하 또는 불평형 3상부하가 연결될 경우 DC버스에는 출력주파수(60Hz)의 두배 즉, 120Hz의 전류리플이 발생하고 그것에 의해 DC버스 전압에도 120Hz 전압리플이 발생하게 되는데, 이는 결국 DC-DC 컨버터의 입력단에 연료전지로부터 120Hz 전류리플을 유기하여 연료전지의 성능을 저하시키고 DC-DC 컨버터의 동적 응답특성을 느리게 하는 원인이 된다.

본 논문에서는 먼저 연료전지의 출력을 제어하기 위해 듀얼 부스트 컨버터를 도입한다. 컨버터 전류제어루프에 DSP에서 구현하기 용이한 predictive deadbeat 제어기법을 채용하여 디지털 제어의 시간지연에 발생하는 컨버터 제어기의 동적 응답특성의 제한을 극복하고, 하나의 디지털 시그널 프로세서로 DC-AC 컨버터도 동시에 제어할 수 있도록 부스트 컨버터의 PWM 신호의 듀티비를 여러번의 스위칭 주기 동안에 한번만 갱신하도록 predictive deadbeat 제어알고리즘을 확장한다. 부스트 컨버터의 전압제어루프에는 PI 제어와 함께 피드백루프에 디지털 필터를 도입하여 DC버스전압의 피드백값의 120Hz 리플성분을 제거함으로써 컨버터의 입력단에 연료전지로부터 유기되는 120Hz 전류리플을 제거한다.

1. 서론

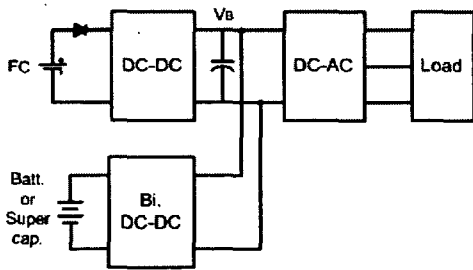


그림 1 연료전지 발전시스템
Fig. 1 Fuel cell power generation system

전기자동차와 거치용 발전시스템에 응용되는 연료전지 발전시스템은 그림 1과 같이 연료전지와 배터리 또는 슈퍼캐패시터 등과 같은 복수의 에너지원으로 구성된다. 연료전지 스택의 출력은 저전압 고전류 특성을 가지므로 스택의 저전압을 승압시키기 위해 승압형 DC-DC컨버터가 필요하게 된다. DC-DC컨버터는 스택의 출력전압을 승압하여 고전압 DC버스를 제어함과 동시에 컨버터의 입력전류 즉 연료전지 스택의 출력전류를 제어하게 된다. 듀얼 부스트 컨버터는 스택의 출력전압을 승압하고 컨버터의 입력전류 리플을 줄이는데 효과적일뿐 아니라 인덕터 크기와 스위칭 소자의 전류용량을 줄일 수 있다. 디지털 제어는 이러한 다상의 인터리브로 제어되는 부스트 컨버터

2. Predictive deadbeat 제어기법

이 섹션에서는 평균전류모드제어기법(average current mode control)을 이용해 듀얼 부스트 컨버터의 인덕터 전류를 제어하기 위한 predictive deadbeat 제어기법을 서술한다. 알고리즘을 간단하게 전개하기 위해 인덕터 L_1 의 전류에 대해서만 서술한다(그림 4). 컨버터의 스위칭주파수가 스택의 출력전압에 대해 상대적으로 고주파이기 때문에 입력전압 v_{fc} 가 한 스위칭 주기 동안 일정하다고 가정하고 듀티비 $d_{L1}[n]$ 에 대해 스위칭 주기의 끝 시점에서 인덕터 L_1 의 전류를 [2]를 이용하여 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$i_{L1}[n+1]_{d_{L1}[n]} = i_{L1}[n] + \frac{v_{fc}}{L} T_s - \frac{v_d}{L} T_s (1 - d_{L1}[n]) \quad (1)$$

, 여기서 T_s 는 스위칭 주기

듀티비 변화량 $\Delta d_{L1}[n]$ 에 대해 인덕터 전류는 다음과 같이 서술된다.

$$\Delta i_{L1}[n+1] = \frac{v_d}{L} T_s \Delta d_{L1}[n] \quad (2)$$

, 여기서 $\Delta i_{L1}[n+1] = i_{L1}[n+1]_{d_{L1}[n]} - i_{L1}[n+1]_{d_{L1}[n-1]}$,
 $d_{L1}[n] = d_{L1}[n-1] + \Delta d_{L1}[n]$

식(2)는 인덕터의 전류가 듀티비의 변화량에 비례하여 변한다는 것을 보여준다(그림2).

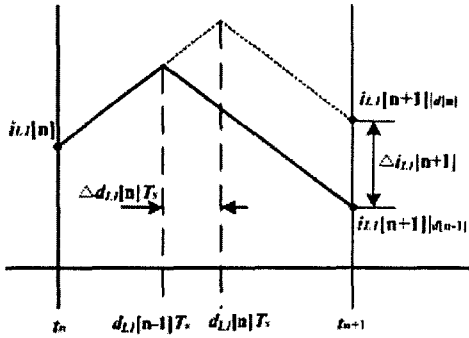


그림 2 한 스위칭 주기 동안의 인덕터 전류
 Fig. 2 Inductor current during one switching period

듀얼 부스터 컨버터의 스위치 S_1 의 듀티비 에 대한 predictive deadbeat 제어법칙은 다음과 같다.

$$d_{L1}[n] = d_{L1}[n-1] + \frac{1}{v_d} \frac{L}{T_s} e[n+1]_{d_{L1}[n-1]} \quad (3)$$

, 여기서 $e[n+1]_{d_{L1}[n-1]} = i_{L1.ref}[n+1] - i_{L1}[n+1]_{d_{L1}[n-1]}$ 은 t_{n+1} 에서 인덕터 전류의 기준치와 듀티비가 이전의 스위칭 주기의 것과 같은 값 $d_{L1}[n-1]$ 으로 남아있을 경우의 전류치의 차이다. 계산된 듀티비 $d_{L1}[n]$ 으로 인덕터 전류는 스위칭 주기의 끝 시점 t_{n+1} 에서 기준치에 도달하고 이론적으로 전류 에러는 0이다.

그런데 일반적으로 디지털 제어에서는 알고리즘 계산에 소요되는 시간으로 인해 듀티비가 다음 스위칭 주기에 갱신되기 때문에 식(3)은 한 주기만큼의 추가적인 시간지연을 고려하여 수정되어야한다(그림 3). 한 주기의 계산지연을 가정하면 n 번째 스위칭 주기 동안에 계산된 듀티비 $d_{L1}[n]$ 는 다음 주기 즉 t_{n+2} 에서 적용된다. 따라서 predictive deadbeat 제어법칙은 인덕터 전류가 t_{n+2} 에서 기준치에 도달하도록 수정되어야한다.

$$d_{L1}[n] = d_{L1}[n-1] + \frac{1}{v_d} \frac{L}{T_s} e[n+2]_{d_{L1}[n-1]} \quad (4)$$

, 여기서 $e[n+2]_{d_{L1}[n-1]}$ 는 듀티비가 $d_{L1}[n-1]$ 으로 남아있을 경우 t_{n+2} 에서의 전류 에러치이다 즉,

$$e[n+2]_{d_{L1}[n-1]} = i_{L1.ref}[n+2] - i_{L1}[n+2]_{d_{L1}[n-1]} \quad (5)$$

듀티비 $d_{L1}[n-1]$ 에 대한 t_{n+2} 에서의 인덕터 전류는 식(1)을 이용하여 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$i_{L1}[n+2]_{d_{L1}[n-1]} = i_{L1}[n] + \frac{(v_{fc}[n] + v_{fc}[n+1])}{L} T_s - 2 \frac{v_d}{L} T_s (1 - d_{L1}[n-1]) \quad (6)$$

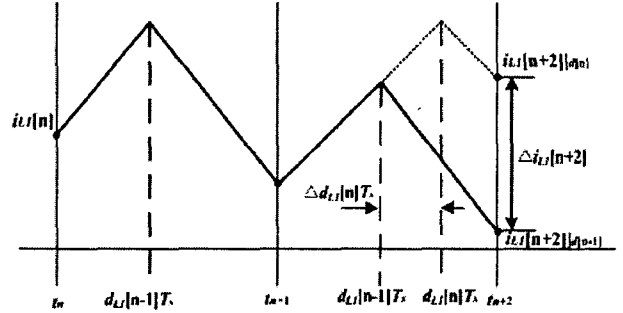


그림 3 계산지연을 고려한 인덕터 전류
 Fig. 3 Inductor current accounting for the computational delay

서론에서 언급한 바와 같이 일반적으로 연료전지 발전시스템은 DC-DC 변환부와 DC-AC 변환부로 구성되고 디지털 시그널 프로세서는 DC-AC 변환부를 제어하는데도 사용되기 때문에 제어알고리즘을 계산하는데 여러 사이클이 소요된다. 이 경우 한 주기 이상의 지연이 발생할 수 있으므로 매 스위칭 주기마다 듀티비가 계산되어야하는 식(4)의 deadbeat 제어법칙은 듀티비가 계산 및 갱신되는 제어주기가 스위칭 주기의 배수 즉, $T_{ar} = mT_s$, $m \geq 1$ 인 경우로 확장되어야 한다. 식(1)을 이용하여 t_{n+m} 에서 적용되어 t_{n+2m} 에서의 전류에러를 보상하는 듀티비 $d_{L1}[n]$ 를 다음과 같이 구할 수 있다.

$$d_{L1}[n] = d_{L1}[n-m] + \frac{1}{m} \frac{L}{v_d T_s} e[n+2m]_{d_{L1}[n-m]} \quad (7)$$

, 여기서
 $e[n+2m]_{d_{L1}[n-m]} = i_{L1.ref}[n+2m] - i_{L1}[n+2m]_{d_{L1}[n-m]}$

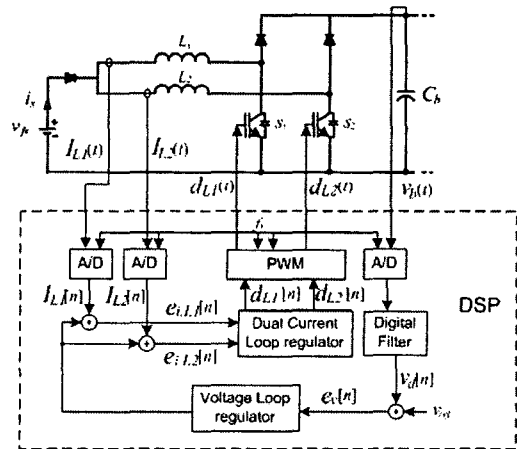


그림 4 Predictive deadbeat 제어기법
 Fig. 4 Predictive deadbeat control scheme

A. 연료전지 스택 출력전압 계산

연료전지 스택의 출력전압 즉 컨버터의 입력전압 v_{fc} 를 센서 없이 스택의 전류전압 특성곡선을 이용해 계산하는 것이 가능하다(그림 5). 스택의 전류전압 특성곡선은 수소 및 공기압력, 셀 온도, 멤브레인 습도 등에 의해 결정되며 스택의 출력전압은 다음과 같이 표현된다[3].

$$v_{fc} = v_{open} - v_{ohmic} - v_{activation} - v_{concentration} \quad (8)$$

여기서,

$$v_{open} = N_o \left[v_{oc} + \frac{RT}{2F} \ln \left(\frac{P_{H_2} \sqrt{P_{O_2}}}{P_{H_2O} \sqrt{P_{O_2}}} \right) \right]$$

$$v_{ohmic} = I_s R_{fc}$$

$$v_{activation} = N_o \frac{RT}{2\alpha F} \ln \left(\frac{I_s}{I_{ex}} \right)$$

는 전극의 표면에서 일어나는

반응율로 인한 활성손실에 대한 전압손실이다.

$$v_{concentration} = -c \cdot \ln \left(1 - \frac{I_s}{I_{Lim}} \right)$$

은 mass transport losses

로 인한 전압변화에 대한 전압손실이다.

N_o : cell number

v_{oc} : open cell voltage

R : universal gas constant

T : temperature of the fuel cell stack

F : Faraday's constant

P_{H_2} : hydrogen partial pressure

P_{H_2O} : water partial pressure

P_{O_2} : oxygen partial pressure

P_o : standard pressure in the pressure units used

α : charge transfer coefficient of the electrodes

I_s : current of the fuel cell stack

I_{Lim} : limiting current of the fuel cell stack

I_{ex} : exchange current of the fuel cell stack

c : empirical coefficient for concentration voltage

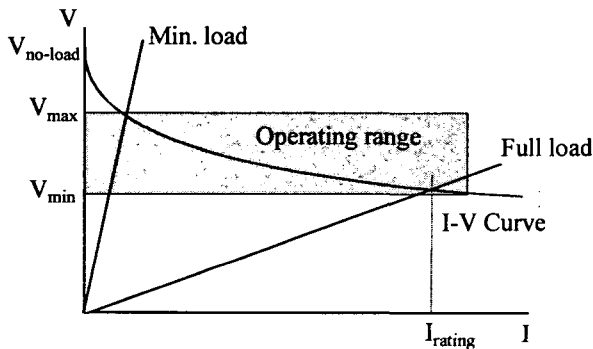


그림 5 연료전지의 전압전류 특성곡선
Fig. 5 Fuel cell stack voltage versus current

연료전지 스택의 전류에 대한 정상상태 전압(v_{fc})은 식(8)에 의해 그림 3과 같이 구할 수 있으며 동작영역의 특성곡선을 직선으로 근사화하여 스택의 출력전류에 대해 출력전압을 계산할 수 있다.

B. 디지털 필터를 이용한 DC버스전압 측정

연료전지 발전시스템의 DC-AC 컨버터에 단상부하 또는 불평형 3상부하가 연결될 경우 DC버스에 출력 주파수의 2배 즉, 120Hz 전압리플이 나타나고 이는 다시 제어루프의 특성에 의해 DC-DC 컨버터의 입력단에 120Hz 전류리플을 연료전지로부터 유기하여 컨버터의 동적 응답특성을 저하시킨다. 따라서 본 논문에서는 부스터 컨버터의 전압제어루프의 피드백루프에 moving average 기능을 갖는 디지털 필터(식(9))를 채용하여 전압 피드백값에서 120Hz 리플성분을 제거하여 컨버터의 동적 응답특성을 향상시키고 컨버터의 입력단에 120Hz 전류리플을 제거함으로써 연료전지시스템의 성능을 향상시킨다(그림 4).

$$f(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=n+1-N}^n f(kT) \quad (9)$$

, 여기서 N 은 평균값 계산주기이며 (1/120)에 해당하는 주기를 기본주기로 하여 연료전지 시스템의 동적 응답특성에 따라 계산주기를 기본주기의 배수로 취함으로써 연료전지 시스템의 성능을 최적화시킬 수 있다.

3. 결론

연료전지용 듀얼 부스트 컨버터의 전류제어루프에 predictive deadbeat 제어기법을 적용하여 디지털 제어의 시간 지연에 기인한 제어기의 느린 응답특성을 향상시키고 전압제어 루프의 피드백루프에 디지털 필터를 도입하여 부하에 의해 연료전지로부터 컨버터의 입력단에 유기되는 저고조파 전류를 제거함으로써 연료전지 시스템의 성능을 향상시킬 수 있다.

참고 문헌

- [1] J. Chen, A. Prodic', R. W. Erickson, D. Maksimovic', "Predictive Digital current Programmed Control", IEEE. Trans. on Power Electronics, Vol. 18, No. 1, pp. 411-419, 2003, January.
- [2] S. Bibian, H. Jin, "Digital Control with Improved Performance for Boost Power Factor Correction Circuits", in Proc. IEEE APEC'01 Conf., pp 137-143 2001.
- [3] J. Larminie, A. Dicks, "Fuel Cell Systems Explained", John Wiley & Sons, 2003.