

연료전지 발전 시스템용 고주파 링크 DC-AC 컨버터

송유진, 정봉만, 한수빈, 정학근, 박석인
한국에너지기술연구원

A High Frequency Link Direct DC-AC Converter for Fuel Cell Power Source

Y.J. Song, B.M. Jung, S.B. Han, H.G. Jeong, S.I. Park
Korea Institute of Energy Research

ABSTRACT

This paper describes a boost converter cascaded high frequency link direct dc-ac converter suitable for fuel cell power sources. A new multi-loop control for a boost converter to reduce the low frequency input current harmonics drawn from fuel cell is proposed. A new PWM technique for the cycloconverter at the secondary to reject the low order harmonics in the output voltages is presented in detail.

1. 서 론

연료전지는 동작과정에서 유해물질을 배출하지 않을 뿐 아니라 모듈화가 용이하고 연소엔진을 이용한 발전에 비해 효율이 높기 때문에 환경 친화적인 신 재생 에너지를 위한 대안으로 기대되고 있다. 연료전지를 이용한 발전시스템의 적용대상에는 휴대용, 주거용, 수송용등이 있는데, 그 중 1 kW~10 kW 급 고체고분자형 연료전지(Polymer Electrolyte Membrane Fuel Cell)를 전력원으로 하는 주거용 발전시스템에 대한 연구가 활발히 진행되고 있으며, 여기에는 전원과 부하사이의 전기적 절연기능을 갖춘 콤팩트한 DC-AC 컨버터가 요구된다^[1-2].

위와 같은 주거용 발전시스템에 고주파 링크 전력변환기술을 도입하면 무접고 부피가 큰 저주파 변압기를 콤팩트한 고주파 변압기로 대체할 수 있다. 한편, 사이클로 컨버터형 고주파 링크 DC-AC 컨버터는 고주파 인버터, 고주파 링크 변압기, 그리고 사이클로 컨버터로 구성되는데, 직류 링크 커패시터가 포함되지 않으므로 전체 전력변환장치의 크기를 줄일 수 있으며 전력변환 단계가 줄어들어 전력변환 효율을 높일 수 있다^[4-5].

연료전지의 출력전압은 부하에 따라 36V~60V로 변하기 때문에 고주파 링크 DC-AC 컨버터로 승압된 일정한 직류전압을 공급해줄 부스터 컨버터가 필요하다. 연료공급 프로세스 특성으로 인해 부하변화에 따른 연료전지 시스템의 응답시간이 느리기 때문에 보조전원을 도입

하여 연료전지의 동적 응답특성을 향상시킬 필요가 있다^[6]. 또한, 고주파 링크 DC-AC 컨버터에 의해 연료전지로부터 유기된 저 고조파 전류를 최소화시키는 것이 중요한데, 이는 저 고조파 전류에 의해 발생된 연료전지의 시변이 반작용 조건들이 연료전지의 성능을 저하시킬 수 있기 때문이다^[3]. 연료전지의 저 고조파 전류 중 출력 주파수가 60Hz 인 단상 DC-AC 컨버터에 의해 발생된 120Hz 고조파 전류가 가장 현저하며 그 제한은 10%~100% 부하에서 정격전류의 15%이다^[8]. 저 고조파 전류 리플에 의한 DC 버스의 저 고조파 전압리플은 기존의 PWM기법과 함께 고주파 링크 DC-AC 컨버터의 출력단에 PWM 스위칭 함수에는 나타나지 않는 저고조파 전압을 발생시켜 출력전압의 품질을 저하시키는 주요한 원인이 된다. 이 문제에 대한 가장 간단한 방법으로 DC 버스의 커패시턴스를 증가시키는 것이 있으나, 이는 부스터 컨버터의 응답속도를 느리게 할뿐 아니라 전체 변환장치의 크기, 비용 및 손실을 증가시킨다^[7].

본 논문에서는 위와 같은 문제를 해결하기위해 부스터 컨버터 직렬형 고주파 링크 DC-AC 컨버터를 제안한다. 연료전지로부터 유기된 저고조파 전류를 줄이기 위한 부스터 컨버터용 멀티루프 제어기법과 2차 측 사이클로 컨버터의 저주파 입력전압 리플로 인해 발생하는 저 고조파 출력전압을 제거하기 위한 새로운 사이클로 컨버터용 PWM 기법을 제안된 토폴로지와 함께 서술한다.

2. 고주파 링크 DC-AC 컨버터

그림 1은 주거용 연료전지 발전 시스템을 위한 부스터 컨버터 직렬형 고주파 링크 DC-AC 컨버터를 나타낸다. 연료전지의 출력전압이 부하에 따라 36V~60V로 변하기 때문에 이를 일정한 전압으로 승압 및 조절해야한다. 고주파 링크 변압기는 연료전지의 최저 출력전압에 대해 설계되어야한다. 정상적인 동작상태에서의 연료전지의 출력전압은 최저 출력전압보다 높기 때문에 변압기가 최적으로 동작하지 못하게 된다^[6]. 따라서 부스터 컨버터는 연료전지의 출력전압을 84V의 일정한 직류전압으로 승

압하여 이를 1차 측의 고주파 인버터 입력단자로 공급하면 고주파 인버터는 일정한 듀티 사이클로 동작하고 변압기는 최적으로 동작하게 된다. 연료전지의 느린 동적응답특성을 보완하기 위해 배터리팩이 DC 버스에 병렬로 연결된다. 1차 측의 푸시풀형 고주파 인버터는 50% 듀티 사이클의 구형파 전압을 만들어 고주파 링크 변압기를 통해 2차 측으로 보내면 사이클로 컨버터는 새 PWM 기법을 이용하여 고품질의 분리형 단상 60Hz 정현파 전압을 출력한다.

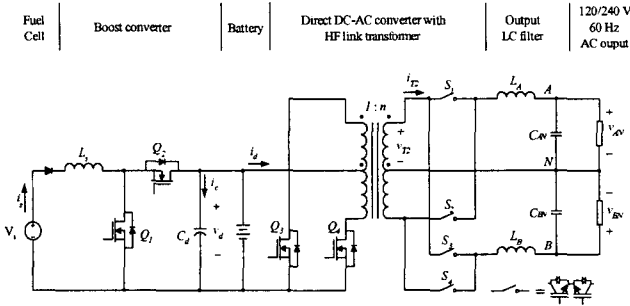


그림 1 고주파 링크 DC-AC 컨버터
Fig. 1 Proposed high frequency link DC-AC converter

2.1 부스터 컨버터용 멀티루프 제어

부스터 컨버터의 주목적은 연료전지의 출력전압을 일정한 직류전압으로 승압하고 입력전류를 제어하는 것이다. 저주파(120Hz) 입력전류 리플의 크기는 전압제어루프의 특성과 DC 버스의 커패시터 크기에 의해 크게 좌우된다.

고주파 링크 DC-AC 컨버터의 출력전압과 전류는 다음과 같이 간단히 정의할 수 있다.

$$v_o(t) = \sqrt{2}V_{o,rms} \sin(\omega t)$$

$$i_o(t) = \sqrt{2}I_{o,rms} \sin(\omega t - \phi) \quad (1)$$

여기서, ϕ : 역율각
순시 출력전력 $P_o(t)$ 는

$$P_o(t) = v_o(t)i_o(t)$$

$$= V_{o,rms}I_{o,rms} \cos \phi - V_{o,rms}I_{o,rms} \cos(2\omega t - \phi)$$

이다. $v_d(t)$ 가 일정한 직류전압 V_d 라는 가정과 함께 전력균형을 고려하면 직류전류 $i_d(t)$ 는 다음과 같다.

$$i_d(t) = I_d + i_{d,rppl}(t)$$

$$= \frac{V_{o,rms}I_{o,rms}}{V_d} \cos \phi - \frac{V_{o,rms}I_{o,rms}}{V_d} \cos(2\omega t - \phi) \quad (2)$$

$$i_c(t) = -i_{d,rppl}(t) \quad (3)$$

위의 식 (3)에서 정격 직류전류와 같은 크기의 120Hz 전류리플이 DC 버스 직류전류 $i_d(t)$ 에 포함되어 있다. DC 버스 커패시터 C_d 에 흐르는 120Hz 전류리플에 의해 발생하는 전압리플을 포함한 DC 버스 전압은 다음과 같다.

$$v_d(t) = V_d + \frac{1}{C_d} \int i_c(t) dt = V_d(1 + k \sin(2\omega t - \phi)) \quad (4)$$

$$k = \frac{V_{o,rms}I_{o,rms}}{2\omega C_d V_d^2}$$

여기서, 부스터 컨버터의 전압제어루프에 의해 계산된 정상상태 전압오차는

$$v_{err}(t) = V_d - v_d(t) = -\frac{V_{o,rms}I_{o,rms}}{2\omega C_d V_d} \sin(2\omega t - \phi) \quad (5)$$

이고, 전류루프의 전류 기준치는 전압오차와 전압루프 이득을 곱한 값이다. 따라서 기존의 PI 제어기법 하에서는 DC 버스의 120Hz 전압리플로부터 180° 위상 변이된 120Hz 전류리플이 연료전지의 출력단자에 유기되며 연료전지의 성능을 저하시킨다. 본 논문에서는 120Hz 입력 전류 리플을 줄이기 위해 새로운 멀티루프 제어기법을 제안하였다 (그림 2). 이득 K_c 를 가진 제어루프가 전압제어 루프에 더해져서 전류제어 루프의 전류 기준치에서 120Hz 리플성분을 제거함으로써 연료전지의 출력단자에 유기된 120Hz 전류리플을 감소시킨다. 전류기준치 리미트는 기동 또는 부하변경 시에 급격한 전류 기준치의 증가를 제한하여 인덕터가 포화되거나 스위칭 소자가 파손되는 것을 방지한다.

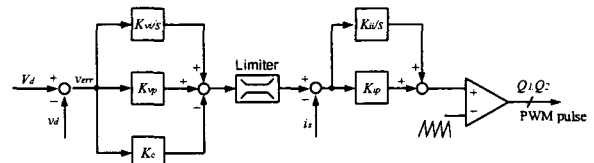
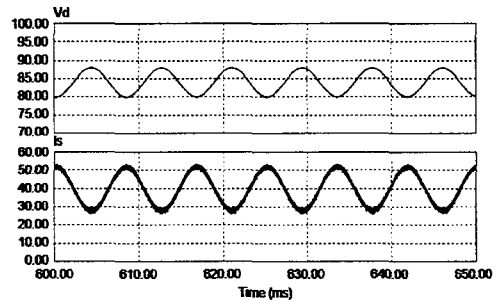
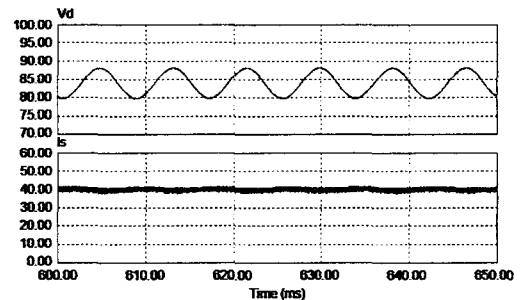


그림 2 멀티루프 제어 블록선도
Fig. 2 Block diagram of proposed multi-loop control



(a) 기존 PI 제어에 의한 v_d 와 i_s



(b) 멀티루프 제어에 의한 v_d 와 i_s
 $f_{sw}=40kHz, L_s=60\mu H, C_d=5.5mF, P_o=1.5kVA$

그림 3 v_d 와 i_s 파형
Fig. 3 Waveforms of v_d and i_s

그림 3은 DC 버스 즉 부스터 컨버터 출력 단에 전압 리플이 10% 일 때 멀티루프 제어기법을 적용하였을 경우에 대한 시뮬레이션 결과이다. 입력전류 리플의 크기 $i_{s,pp}$ 는 27.2A에서 3.8A로 그리고 입력전류의 120Hz 고조파 I_{sh2} 는 0.3p.u.에서 0.008p.u.로 감소하였다. 한편, 부스터 컨버터의 출력전압 리플은 2.1% 증가하였는데 이는 사이클로 컨버터용 PWM 기법 설계시 고려된다. 부하변경시 출력전압의 최대오버슈트가 멀티루프 제어에 의해 증기되나 DC 버스 커패시터에 병렬로 연결된 배터리와 2차 측의 사이클로 컨버터를 위한 독립된 전압제어 루프에 의해 그 영향이 최소화된다.

2.2 사이클로 컨버터용 PWM 기법

여기서는 제안된 PWM 기법의 성능을 스위칭 함수를 이용하여 분석하였다. 사이클로 컨버터용 PWM 스위칭 신호는 단방향 스위치로 구성된 단상 인버터의 PWM 스위칭 신호의 교류링크 전압의 극성에 따른 레벨변환을 통해 얻을 수 있다. 교류링크 전압의 극성이 플러스일 경우 사이클로 컨버터의 PWM 스위칭 신호는 단상 인버터의 PWM 스위칭 신호와 같고, 마이너스일 경우 단상 인버터의 PWM 스위칭 신호를 반전하여 만들 수 있다^[4]. 따라서 사이클로 컨버터의 PWM 스위칭 함수 및 출력전압을 단상 인버터에서와 같은 방법으로 푸리에 시리즈를 이용해 표현할 수 있다.

푸리에 시리즈를 이용해 표현한 스위칭 함수는 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} S_a(t) \\ S_b(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{m=1}^{\infty} A_m \sin m(\omega t) \\ \sum_{m=1}^{\infty} A_m \sin m(\omega t - \pi) \end{bmatrix} \quad (6)$$

리플이 없는 DC 버스 전압 V_d 에 대한 각 상의 출력 전압은 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} v_{AN}(t) &= nV_d S_a(t) = nV_d \sum_{m=1}^{\infty} A_m \sin m(\omega t) \\ v_{BN}(t) &= nV_d S_b(t) = nV_d \sum_{m=1}^{\infty} A_m \sin m(\omega t - \pi) \end{aligned} \quad (7)$$

여기서, n : 변압기 권선비

그러나 앞에서 언급한바와 같이 고주파 링크 단상 DC-AC 컨버터의 DC 버스 전압에는 120Hz 전류리플에 의해 발생된 120Hz 전압리플이 존재한다. 120Hz 전압리플이 DC 버스에 있을 경우의 출력전압은 식 (4) 와 식 (6)을 이용해 다음과 같이 기술할 수 있다.

$$\begin{aligned} v_{AN}(t) &= nvd(t)S_a(t) = nV_d \sum_{m=1}^{\infty} A_m \sin m(\omega t) \\ &+ \frac{nV_d k}{2} \sum_{m=1}^{\infty} A_m (\cos(2\omega t - \phi - m\omega t) \\ &- \cos(2\omega t - \phi + m\omega t)) \\ v_{BN}(t) &= nvd(t)S_b(t) = nV_d \sum_{m=1}^{\infty} A_m (\sin m(\omega t - \pi) \\ &+ \frac{nV_d k}{2} \sum_{m=1}^{\infty} A_m (\cos(2\omega t - \phi - m(\omega t - \pi)) \\ &- \cos(2\omega t - \phi + m(\omega t - \pi))) \end{aligned} \quad (8)$$

식 8은 스위칭 함수에는 나타나지 않는 저 고조파가 DC 버스 전압리플에 의해 출력전압의 $(2\omega t - \phi - m\omega t)$ 와 $(2\omega t - \phi - m(\omega t - \pi))$ 에 나타남을 보여주고 있다. 그림 4는 DC 버스에 20%(즉, 리플계수 $k=0.1$)의 전압리플이 있을 경우에 대한 시뮬레이션 결과이며, 기존의 PWM 기법은 DC 버스 전압리플과 함께 출력전압에 제3 고조파를 발생시켜 출력전압 파형을 왜곡시킨다는 것을 보여준다.

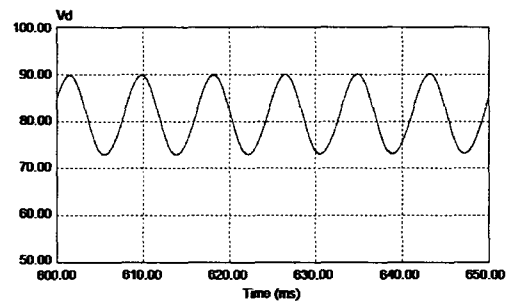
DC 버스에 120Hz 전압리플이 있는 경우 기존의 PWM 스위칭 함수에 의해 발생하는 저 고조파 출력전압을 제거하기위해 본 논문에서 제시한 새로운 PWM 스위칭 함수는 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} S_{a,new}(t) \\ S_{b,new}(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{1 + k \sin(2\omega t - \phi)} \begin{bmatrix} \sum_{m=1}^{\infty} A_m \sin m(\omega t) \\ \sum_{m=1}^{\infty} A_m \sin m(\omega t - \pi) \end{bmatrix} \quad (9)$$

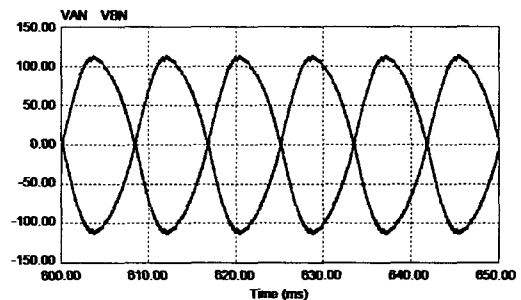
각상의 출력전압은 식 (9)를 이용하여 다음과 기술된다.

$$\begin{aligned} v_{AN}(t) &= nvd(t)S_{a,new}(t) = nV_d \sum_{m=1}^{\infty} A_m \sin m(\omega t) \\ v_{BN}(t) &= nvd(t)S_{b,new}(t) = nV_d \sum_{m=1}^{\infty} A_m \sin m(\omega t - \pi) \end{aligned} \quad (10)$$

식 10은 120Hz 전압리플이 없는 경우의 식 7과 동일하다. 따라서 본 논문에서 제안된 PWM 기법은 DC 버스의 캐패시턴스 C_d 를 증가시키지 않고 저 고조파 출력전압을 제거하며 고품질의 출력전압을 보장한다. 그림 5는 제안된 PWM 기법에 대한 시뮬레이션 결과를 나타내며, 여기서 전압리플에 따라 모듈레이션 인덱스(m_a)를 그림 5(b)와 같이 조절함으로써 제안한 PWM 기법을 구현하였다. 그림 5(d)는 출력전압의 주파수 스펙트럼이며 저 고조파가 제거된 것을 보여주고 있다.



(a) V_d



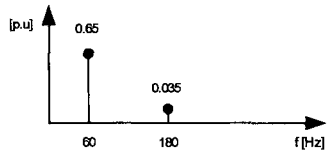
(b) V_{AN}, V_{BN}

3. 결 론

본 논문에서는 주거용 연료전지 발전 시스템을 위한 부스터 컨버터 직렬형 고주파 링크 DC-AC 컨버터를 제안하였다. 부스터 컨버터는 부하에 따라 크게 변하는 연료전지의 출력전압을 효과적으로 일정한 직류전압으로 승압하였고, 멀티루프 제어기법은 연료전지로부터 유기된 120Hz 고조파 입력전류를 추가적인 필터를 사용하지 않고 정격전류의 10% 이하로 줄였다. 또한, 2차 측의 사이클로 컨버터용 PWM 기법은 DC 버스의 120Hz 전압 리플에 의해 발생하는 저 고조파 출력전압을 제거함으로써 고품질의 출력전압을 보장한다.

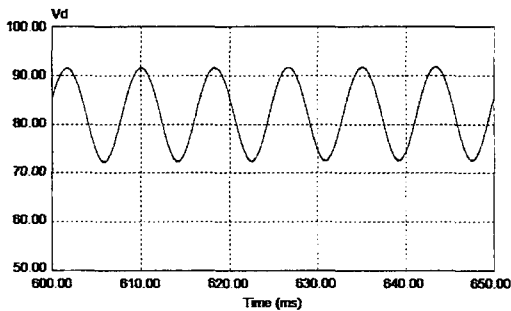
참 고 문 헌

- [1] T. A. Nergaard, J. F. Ferrell, L. G. Leslie, and J.-S. Lai, "Design considerations for a 48V fuel cell to split single phase inverter system with ultracapacitor energy storage," Conf. Rec. IEEE PESC'02, pp. 2007-2012, 2002.
- [2] G. K. Andersen, C. Klumpner, S. B. Kjar, and Frede Blaabjerg, "A new green power inverter for fuel cells," Conf. Rec. IEEE PESC'02, pp. 727-733, 2002.
- [3] Randall S. Gemmen, "Analysis for the effect of inverter ripple current on fuel cell operation condition," ASME 2001 International Mechanical Engineering Congress and Exposition, Nov.11-16, NY
- [4] I. Yamato, N. Tokunaga, Y. Matsuda, H. Amano, and Y. Suzuki, "New conversion system for UPS using high frequency link," Conf. Rec. IEEE PESC'88, pp. 658-663.
- [5] M. Matsui, M. Nagai, M. Mochizuki and A. Nabae, "High-frequency link DC/AC converter with suppressed voltage clamp circuits-naturally commutated phase angle control with self turn-off devices," IEEE Trans. on Ind. Appl., vo. 32, no. 2, March/April 1996.
- [6] M.H. Todorovic, L. Palma and P. Enjeti, "Design of a wide input range DC-DC converter with a robust power control scheme suitable for fuel cell power conversion," APEC, 2004.
- [7] P. Enjeti and W. Shireen, "A new technique to reject DC-link voltage ripple for inverters operating on programmed PWM waveforms," IEEE Trans. Power Electr., vol. 7, no. 1, pp. 171-180, 1992.
- [8] DOE future energy challenge : 2001 and 2003, Low cost fuel cell inverter design competition : <http://www.energychallenge.org>

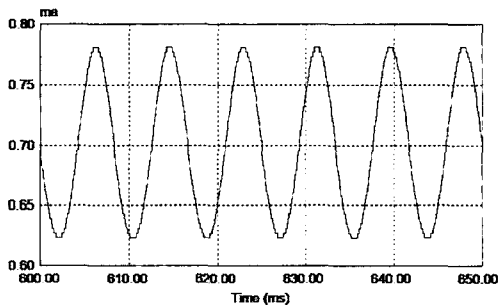


(c) V_{AN} 의 주파수 스펙트럼

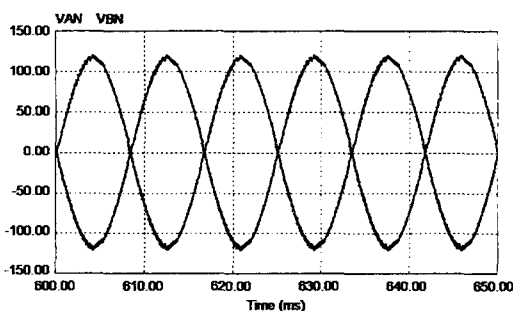
그림 4 기존의 PWM 기법에 의한 출력전압 파형
Fig. 4 Output voltage waveforms with conventional PWM technique



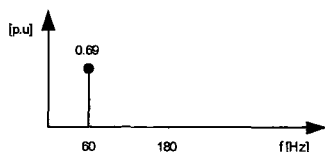
(a) V_d



(b) m_a



(c) V_{AN}, V_{BN}



(d) V_{AN} 의 주파수 스펙트럼

그림 5 제안된 PWM 기법에 의한 출력전압 파형
Fig. 5 Output voltage waveforms with proposed PWM technique