

PCS 회로 및 수동소자에 따른 저주파 리플 전류 분석

김동희, 김종수, 최규영, 이병국
 성균관대학교 정보통신공학부

Analysis of the Low Frequency Current Ripples according to PCS Topologies and Passive Elements

Dong-Hee Kim, Jong-Soo Kim, Gyu-Yeong Choe, Byoung-Kuk Lee
 School of Information & Communication Engineering, Sungkyunkwan University

Abstract - 본 논문에서는 연료전지 시스템에서 발생하는 저주파 리플의 전달과정과 Power Conditioning System (PCS) 회로 및 인덕터, 캐패시터와 같은 수동소자에 따른 이론적 분석 및 시뮬레이션 결과를 저주파 리플전류의 발생 양상을 이론적으로 분석한다. PCS 회로 종류는 저주파 리플전류에 영향을 미치지 않고, 인덕턴스와 캐패시턴스에 반비례하여 저주파 리플 전류가 감소함을 보여준다.

1. 서 론

최근 연료전지에 대한 기술들이 활발히 연구되고 있다. 연료전지 PCS 시스템은 사용 계통에 연계하기 위하여 반드시 필요하여, 컨버터와 인버터로 구성된다. 이에 따라, 인버터의 정류 작용으로 인하여 저주파 리플이 발생되고, 연료전지에 리플 성분이 전달되어 악영향을 미친다 [1]. 저주파 리플전류는 연료전지 스택의 성능과 수명을 감소시키며, 특히 400Hz 이하 리플은 연료소모를 10% 이상 증가시키기 때문에, 이를 해결하고자 하는 연구가 진행 중이다 [2].[3]. 하드웨어적인 방법인 DC-Link 캐패시터를 크게 설계하는 방법이나, 소프트웨어적 방법인 능동 제어기법 등이 제안되었다 [1].

기존의 저주파 리플에 관한 연구는, 저주파 리플을 제거하는 방법이 주된 연구였으나, 본 논문에서는 하드웨어적으로 PCS 회로에 따른 영향과 DC-Link 캐패시터와 인덕터의 크기에 따른 저주파 리플을 분석하였다. 단상에서는 120Hz 저주파 리플의 영향이 가장 크기 때문에 본 논문에서는 120Hz 리플 성분을 중심으로 분석하였다.

2. 본 론

2.1 120Hz 저주파 리플 전류 발생 메커니즘

그림1과 그림2는 연료전지의 전력을 상용계통에 공급하기 위한 연료전지용 PCS시스템이다. 이 경우 인버터의 출력전압, 전류는 식 (1), (2)와 같으며, 이때의 순시 전력값은 식 (3)과 같다.

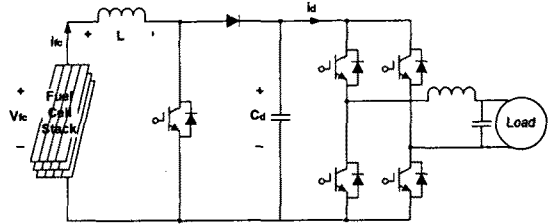
$$v_o(t) = \sqrt{2}V_{o,rms} \sin(\omega t) \tag{1}$$

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

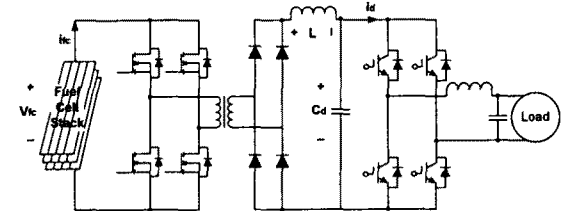
$$P_o(t) = v_o(t)i_o(t) = V_{o,rms}I_{o,rms} \cos \phi - V_{o,rms}I_{o,rms} \cos(2\omega t - \phi) \tag{3}$$

여기서, ϕ 는 부하에 따라 생기는 위상각이다.

전력변환 과정에서 손실이 없다면 인버터의 입력 전력과 출력 전력이 동일하다. DC-Link 캐패시터의 전압 $v_d(t)$ 는 일정한 DC 전압인 V_d 라고 가정하면, DC전류 $i_d(t)$ 는 식(4)와 같다.



<그림 1> Boost 컨버터와 Full-Bridge 인버터



<그림 2> Full-Bridge 컨버터와 Full-Bridge 인버터

$$i_d(t) = \frac{V_{o,rms}I_{o,rms}}{V_d} \cos \phi - \frac{V_{o,rms}I_{o,rms}}{V_d} \cos(2\omega t - \phi) = I_d + i_{d,h} \tag{4}$$

이때 $i_{d,h}$ 는 120Hz 고조파 리플 성분이라 볼 수 있으며, DC-Link 캐패시터로 흘러들어간다. 그러므로, 캐패시터의 전압 $v_d(t)$ 는 다음과 같이 표현된다 [4].

$$v_d(t) = V_d + \frac{1}{C_d} \int -i_{d,h}(t) dt = V_d(1 + k \sin(2\omega t - \phi)) \tag{5}$$

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

2.2 DC-DC 컨버터 토폴로지에 따른 리플 분석

저전압 저전류 특성을 가진 연료전지의 전압을 승압하기 위해서 Boost 컨버터와 Full-Bridge 컨버터가 사용된다. 컨버터의 토폴로지에 따른 저주파 리플 성분을 입력 전압관계로 해석하면 각각 식 (6), (7)과 같다.

$$\frac{V_{fc}}{1-D} = v_d(t) \tag{6}$$

$$V_{fc} \left(\frac{N_2}{N_1} \right) D = v_d(t) \tag{7}$$

여기서 D는 컨버터의 Duty Ratio이다. 위 식을 전류로 표현하면 다음과 같다.

$$\frac{i_d(t)}{1-D} = i_{fc}(t) \quad (8)$$

$$i_d(t) \left(\frac{N_2}{N_1} \right) D = i_{fc}(t) \quad (9)$$

부하의 상태가 변동이 없다고 하면, 식 (8), (9)와 같이 입력 전류는 Boost 컨버터의 경우는 D에만 영향을 받고 Full-Bridge 컨버터는 변압기의 턴수비와 D에만 영향을 받는다. 즉, 저주파 리플전류는 PCS회로 형태에 영향을 받지 않는다.

2.3 DC-Link 캐패시터의 영향

연료전지에서 발생하는 저주파 리플 성분을 DC-Link 캐패시턴스 C_d 의 함수로 식으로 표현하기 위해, 손실은 없다고 가정하여, 입출력 전력 관점에서 식을 정리하면 다음과 같다.

$$Avg(V_{fc} i_{fc}(t)) = Avg(v_d(t) i_d(t)) \quad (10)$$

이 식을 $i_{fc}(t)$ 로 표현하면 식 (11)과 같다.

$$Avg(i_{fc}(t)) = Avg \left(\frac{1}{V_{fc}} \left(V_{o,rms} I_{o,rms} \cos \phi - V_{o,rms} I_{o,rms} \cos(2\omega t - \phi) + \frac{V_{o,rms} I_{o,rms} \cos(2\omega t - \phi) \cos \phi}{2\omega C_d V_d^2} - \frac{(V_{o,rms} I_{o,rms})^2 \sin(4\omega t - 2\phi)}{4\omega C_d V_d^2} \right) \right) \quad (11)$$

식 (11)의 첫 번째 항은 DC성분이고 두 번째와 세 번째 항이 120Hz의 저주파 리플 성분이라 볼 수 있다. 마지막 항은 240Hz 리플이라 볼 수 있다. 캐패시턴스 크기에 따라 반비례 관계로 감소한다.

2.4 컨버터의 인덕터에 의한 영향

그림1의 시스템은 인버터와 연결된 Boost 컨버터 인덕턴스에 의한 영향을 분석하기 위해서 컨버터 스위칭의 On, Off 동작에 따라 2가지 모드로 해석한다.

식 (5)과 같이 컨버터의 캐패시터, 즉 출력단의 전압은 인버터의 스위칭 작용으로 일정한 DC를 가지지 못하고, AC성분을 포함한다.

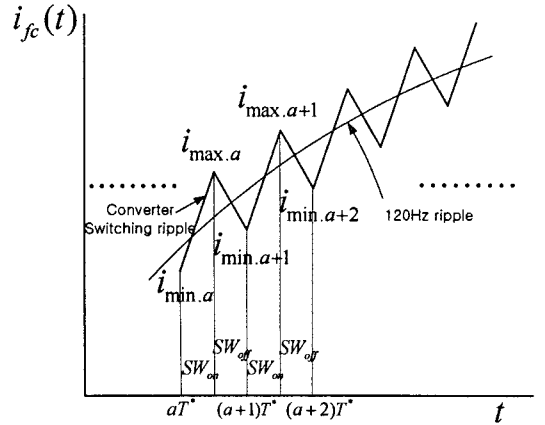
컨버터의 스위칭 주기는 T^* , Duty Ratio는 D라고 정한다. 또한, 어느 한 시점에서 컨버터의 스위치가 On되어 주기가 시작되는 점을 aT^* 라고 하면, Off될 때 시점은 $aT^* + DT^*$ 이다. 다시 On 되는 시점은 $(a+1)T^*$ 가 된다. 이를 고려하여 인덕터에 의한 전류의 영향을 살펴 보면 그림 3과 같다.

2.4.1 컨버터 Switch On Time

스위치의 On time 은 $aT^* \leq t \leq aT^* + DT^*$ 이므로 이 때 전류 관계식은 다음과 같이 표현 할 수 있다. 이때 한주기의 최솟값은 $I_{min,a}$, 최댓값은 $I_{max,a}$ 다.

$$I_{max,a} = \frac{1}{L} \int_{aT^*}^{aT^*+DT^*} V_{fc} dt + I_{min,a} \quad (12)$$

위의 적분식을 해석하면 DT^* 구간 동안 인덕터 전류 i_L , 즉 연료 전지의 전류 $i_{fc}(t)$ 의 변화량을 알 수 있다.



<그림 3> 컨버터의 스위칭 작용에 따른 연료전지 전류

2.4.2 컨버터 Switch Off Time

컨버터 스위치가 오프 되는 구간 $(1-D)T^*$ 전류의 변화는 다음과 같다.

$$I_{min,a+1} = \frac{1}{L} \int_{aT^*+DT^*}^{(a+1)T^*} V_{fc} - v_d(t) dt + I_{max,a} \quad (13)$$

식 (13)의 $v_d(t)$ 는 120Hz의 저주파 리플을 포함하고 있기 때문에, 연료전지의 전류도 이에 영향을 받는다.

2.4.3 최종 인덕터 전류

식 (12), (13)을 합치면 식 (14)와 같은 결과를 얻을 수 있다.

$$I_{max,a} + I_{min,a+1} = +I_{max,a} + I_{min,a} + \frac{1}{L} \left(\int_{aT^*}^{aT^*+DT^*} V_{fc} dt + \int_{aT^*+DT^*}^{(a+1)T^*} V_{fc} - v_d(t) dt \right) \quad (14)$$

양변을 2로 나누고 식을 변형하면, 식 (15)과 같다.

$$\frac{I_{max,a} + I_{min,a+1}}{2} - \frac{I_{max,a} + I_{min,a}}{2} = \frac{1}{2L} \left(\int_{aT^*}^{aT^*+DT^*} V_{fc} dt + \int_{aT^*+DT^*}^{(a+1)T^*} V_{fc} - v_d(t) dt \right) \quad (15)$$

좌변의 각항들은 전류의 평균값이라고 할 수 있다. 그러므로 이 두 항의 차는 전체적인 기울기를 결정 한다고 할 수 있다. 곧 기울기가 크면 단위 시간당 증가량이 크기 때문에 첨두치가 같이 커지고, 기울기가 작다면 첨두치도 같이 작아진다. 식 (15)의 적분식을 정리하면 다음과 같다.

$$\frac{I_{max,a} + I_{min,a+1}}{2} - \frac{I_{max,a} + I_{min,a}}{2} = \frac{1}{2L} (V_{fc} T^* - V_d T^* (1-D)) + V_{o,rms} I_{o,rms} \frac{\cos(2\omega T^* (a+1)) - \cos(2\omega T^* (a+D))}{8\omega L C_d V_d} \quad (16)$$

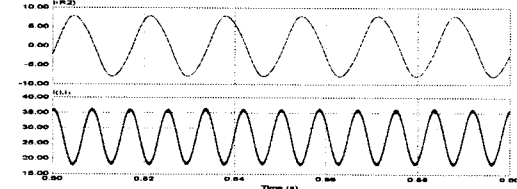
$$\frac{I_{\max,a} + I_{\min,a+1}}{2} - \frac{I_{\max,a} + I_{\min,a}}{2} = \frac{V_{o,rms} I_{o,rms} \cos(2\omega T^*(a+1) - \phi) - \cos(2\omega T^*(a) - \phi)}{8\omega LC_d V_d} \quad (17)$$

Boost 컨버터에서 입력전압과 출력전압의 관계에 의해, $V_{fc} = V_d(1-D)$ 이기 때문에 $V_{fc}T^* - V_dT^*(1-D)$ 는 0이다. 그러므로 식 (16)은 식 (17)과 같다.

평균값의 변화량이 L과 C에 반비례로 영향을 받는 것을 알 수 있다. 즉 인덕터와 캐패시터가 커지면 침투값이 작아지므로 저주파 리플 성분도 같이 작아진다. 만약 인덕턴스와 캐패시턴스가 이상적으로 매우 크면 일정한 DC값을 갖게 된다.

2.5 시뮬레이션

그림1의 내용을 바탕으로 PSIM 시뮬레이션 툴을 이용하여 저주파 리플 성분을 확인 하였다. 그림 4는 인버터의 출력 전류와 Boost 컨버터의 입력 전류, 즉 연료 전지의 출력 전류의 파형을 나타낸다. 인버터 출력 주파수의 2배수 주파수 성분이 Boost 컨버터의 입력 전류로 흐르는 것을 확인할 수 있다.

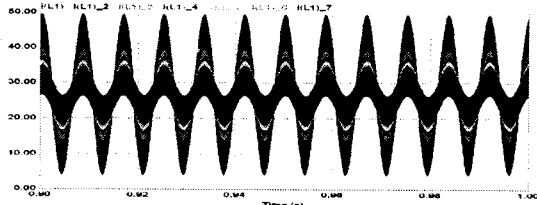


<그림 4> 인버터 출력 전류와 컨버터 입력 전류

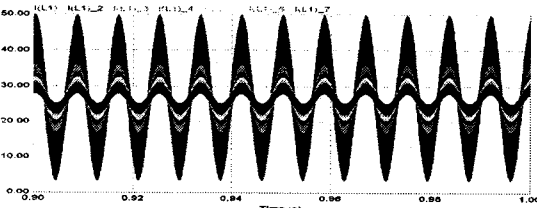
그림 6, 7은 DC-Link 캐패시터의 크기와 컨버터의 인덕턴스에 따른 컨버터 입력전류의 변화를 나타낸다. 식 (14)와 같이 캐패시턴스와 인덕턴스에 반비례로 감소한다.

입력	컨버터		인버터		출력
연료 전지전압	f_{sw}	Duty ratio	m_a	m_f	부하저항
45V	10KHz	0.55	0.8	15	40Ω
	C_d		L		
	4700uF		300uH		

<표 1> 시뮬레이션 파라메타

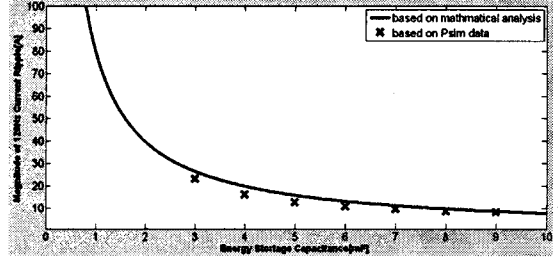


<그림 5> C_d 의 변화에 따른 $i_{fc}(t)$

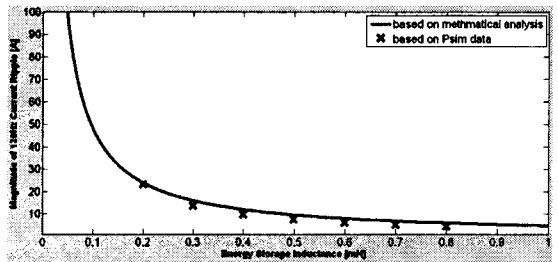


<그림 6> L의 변화에 따른 $i_{fc}(t)$

그림 7은 식 (17)을 바탕으로 하여 Simulink프로그램을 이용하여, Psim 프로그램으로 구한 데이터 값과 비교한 파형이다. 이때 파형의 값은 $i_{fc}(t)$ 의 진폭을 나타낸다. 시뮬레이션 파라메타는 표1과 같고 인덕턴스를 고정하고 캐패시턴스를 변화시키거나, 캐패시턴스를 고정하고 인덕턴스를 변화시켜 식 (17)의 타당함을 입증하였다.



a. C_d 의 변화에 따른 $i_{fc}(t)$ 진폭 변화



b. L의 변화에 따른 $i_{fc}(t)$ 진폭 변화

<그림 7> 시뮬레이션 데이터와 제안한 수식비교

3. 결론

본 논문에서는 연료전지용 PCS에 의해 발생하는 저주파 리플의 전달 과정을 분석하였고, DC/DC 컨버터의 토폴로지에 따른 입력전류의 저주파 리플차이가 없음을 밝혔다. 또한, 컨버터의 인덕터와 DC-Link 캐패시터에 의한 저주파 리플 발생 추이를 분석하였다. 분석 결과는 연료전지 발전시스템용 PCS의 설계 시 컨버터의 인덕턴스와 DC-Link 캐패시턴스의 영향을 수식적으로 제시 하였다. 이러한 결과는 L과 C를 선정에 활용될 것이다.

향후 동특성이 포함된 연료전지 모델링과 실 부하 모델링을 통해 실제 시스템의 저주파 리플 분포를 분석을 할 것이다.

[참 고 문 헌]

- [1] Changrong Liu, Jih-Sheng Lai, "Low frequency current ripple reduction technique with active control in a fuel cell power system with inverter load," Conf. Rec. IEEE PESC'05, pp.2905-2911, 2005
- [2] R.S. Gemmen, "Analysis for the effect of inverter ripple current on fuel cell operating condition," J. of Fluids Eng., vol.125, no.3, pp.576-585, 2003
- [3] Woojin Choi, Jo.W.Howze, Prasad Enjeti, "Development of an equivalent circuit model of a fuel cell to evaluate the effects of inverter ripple current," J. of power sources, 158, pp. 1324-1332, 2006
- [4] Yujin Song, "A Power Control Scheme to Improve the Performance of a Fuel Cell Hybrid Power," Conf. Rec. IEEE PESC'07, pp. 1261-1266, 2007