동적변화에 강인한 연료전지 발전시스템의 저주파 리플전류 제거 알고리즘 개발

논 문
58-9-11

Development of Robust Algorithm to Eliminate Low Frequency Current Ripples in Fuel Cell Generation System

김 종 수* · 강 현 수** · 최 규 영* · 이 병 국†
(Jong-Soo Kim · Hyun-Soo Kang · Gyu-Yeong Choe · Byoung-Kuk Lee)

Abstract – This paper presents that generation and propagation mechanism of low frequency current ripples generated by a rectification effect of an inverter in fuel cell generation system is analyzed. The ripple reduction methode using hardware components such as capacitors and inductors is examined to reduce low frequency current ripples. A new fast and robust low frequency current ripple elimination algorithm is then proposed to incorporate a single loop current controller, which directly controls fuel cell current, without any extra hardware. The proposed algorithm can completely eliminate this current ripple as well as an overshoot or undershoot is significantly reduced. And the dc link voltage and output current are well regulated by inverter controller. The validity of proposed algorithm is verified both computer simulation using PSIM 6.0 and experiment with a 1kW laboratory prototype.

Key Words : Low Frequency Current Ripple, Ripple Reduction, Control Algorithm, PCS, Fuel Cell

1. 서 론

연료전지 발전시스템은 고효율 획득이 가능하고, 설치장소의 제한이 적으며, 환경변화에 강인한 상시발전원임에도 불구하고 고가의 발전단가 및 스택의 수명과 신뢰성 문제로 인해 상용화에 어려움을 겪고 있다. 따라서 기본적인 성능뿐 아니라 신뢰성 향상 및 장수명 확보가 반드시 요구된다. 연료전지 시스템의 신뢰성과 수명에 영향을 미치는 다양한 요소가 있지만, 이 중 저주파 리플전류 또한 시스템과 스택에 매우 큰 악영향을 미치는 것으로 알려져 있다 [1-4]. 저주파 리플전류는 전력변환기 (Power Conditioning System, PCS)내의 dc-ac 인버터의 정류효과로 인해 발생되고, 단상 인버터의 경우 출력 전류 주파수의 2배인 120Hz로, 3상 인버터의 경우 6배인 360Hz로 나타나며 연료전지 스택으로 전달된다. 이러한 저주파 리플성분 중 특히 400Hz 이하의 성분은: 1) 캐소드 표면응답을 느리게 만들고, 2) 연료소비를 10% 이상 증가시키며, 3) 순간적인 산소결핍을 초래하고, 4) 스택 수명을 감소시키며, 5) 과전류 트립과 같은 오작동을 발생시킨다 [4-6]. 이러한 이유로 연료전지 스택 및 시스템의 성능과 수명은 불확실해진다. 따라서 연료전지 스택 제조사의 매뉴얼이나 다양한 문헌에 저주파 리플에 대한 제한 규격을 명기하고 있다. 예를 들어, 미국 에너지국 (U.S. Department of Energy, DOE)의 Fuel Cell Handbook 7th Ed. 2004에 따르면 10kW 시스템의 10-100% 부하조건에서 120Hz 리플성분은 15% 이하로, 60Hz 성분은 10% 이하로 제한되어야 하며 [7], Ballard사의 1.2kW Nexa PEMFC (Proton Exchange Membrane Fuel Cell)의 경우 120Hz 리플을 최대 35% 또는 실효치 24.7%로 제한할 것을 요구한다 [8].

그러나 저주파 리플성분을 효과적으로 완벽히 제거하는 것은 매우 어려우며 때문에 현재까지 저주파 리플을 저감하기 위한 제한된 연구가 수행되었다. 일반적으로 알려진 에너지 저장소자 (DC 링크 커패시터)의 용량증가를 이용한 저주파 리플전류의 발생 양상에 대한 연구 [9]와 능동고조파 필터를 이용한 연구 [10]가 수행되었다. 이 방법들은 일정 값까지 리플전류를 저감할 수는 있으나 완전한 제거가 불가능하고, 시스템의 부피가 커지고 제작단가가 상승하는 단점을 갖는다. 이러한 단점을 보완하기 위하여 moving-average filter [11]와 듀얼루프 제어방법 [12] 등 제어 알고리즘을 통한 리플저감기법에 대한 연구가 수행되었다. 제어기법을 이용하기 때문에 추가적인 하드웨어가 필요 없어 시스템 크기 및 단가측면에서 장점을 가지며, 정상상태에서는 만족할 만한 수준까지 리플 저감이 가능하다. 그러나 저주파 리플성분을 완벽하게 제거할 수 없고 전압제어기의 bandwidth 설정이 매우 제한적이며 복잡하여 부하 변동 시 큰 오버슈트나 언더슈트가 발생되는 단점을 갖는다. 때문에 이러한 기법들은 부하변동이 빈번한 응용분야에는 적용이 어렵다.

따라서 본 논문에서는, 단일 전류루프제어기만을 사용하여 부하변화에 강인한 저주파 리플전류 제거 알고리즘을 제안한다. 제안된 알고리즘은 추가적인 하드웨어가 필요 없으며 시스템의 전력지령을 통해 생성된 dc-dc 컨버터 전류지령으로 연료전지 전류를 직접 제어한다. 따라서 저주파 리

* 정 회 원 : 성균관대학교 정보통신공학부 박사과정
** 정 회 원 : (주) 에이디티 수석 연구원 · 공박
† 교신저자, 시니어회원 : 성균관대학교 정보통신공학부 조교수 · 공박
E-mail : bkleeskku@skku.edu
접수일자 : 2009년 7월 23일
최종완료 : 2009년 8월 12일

플성분을 완벽히 제거할 수 있을 뿐 아니라 부하급변 시 발생되는 오버슈트나 언더슈트도 획기적으로 억제할 수 있다. 또한 알고리즘 개발을 위해서 연료전지 발전시스템에서 발생되는 저주파 리플전류의 발생 및 전달 메커니즘을 이론적으로 분석하였고, 커패시터나 인덕터와 같은 에너지 저장소자에 따른 저주파 리플전류의 저감 양상을 분석하여 제안된 저주파 리플제거 알고리즘의 우수성을 입증하였다. 제안된 알고리즘의 타당성은 시뮬레이션과 계통연계형 1kW PCS로 실험을 통해 검증하였다.

2. 저주파 리플전류 발생 및 전달 메커니즘 분석

저주파 리플전류의 발생 및 전달 메커니즘을 분석하기 위해서 승압형 풀브리지 dc-dc 컨버터와 단상 인버터로 구성된 PCS의 블록 다이어그램을 그림 1에 나타내었다.

단상 인버터의 출력전압 및 전류가 단위역률로 제어되고 각주파수를 ωt라 가정하면, 출력전력의 주파수는 전압 및 전류의 2배의 주파수 성분과 직류성분으로 구성되며 식 (1)과 같이 나타낼 수 있다.

$$P_{out}(t) = \left(v_{o,rms} i_{o,rms}\right)\left\{\cos\phi - \cos\left(2\omega t - \phi\right)\right\} \qquad (1)$$

여기서, $v_{o,rms}$와 $i_{o,rms}$는 계통전압 및 인버터출력 전류의 실효값, ϕ는 위상차이다.

손실을 무시하면 인버터 출력전력과 DC 링크 전력은 동일하므로 DC 링크에서의 전력은 식 (2)와 같다.

$$V_d I_d^*(t) = v_{o,rms}(t) i_{o,rms}(t) \qquad (2)$$

일반적으로 DC 링크 전압은 전압제어기에 의해 일정하게 제어기 때문에 DC 링크 전류는 출력전력의 교류성분 ($2\omega t$)을 포함하게 되며 식 (3)과 같이 나타낼 수 있다.

$$I_d^*(t) = \left(v_{o,rms} i_{o,rms} / V_d\right)\left\{\cos\phi - \cos\left(2\omega t - \phi\right)\right\} \qquad (3)$$

DC 링크 커패시터는 직류성분에 대하여 무한대의 임피던스를 가지므로, 식 (3)의 직류성분과 교류성분 중 교류성분인 120Hz 리플전류만이 DC 링크 커패시터로 충・방전된다.

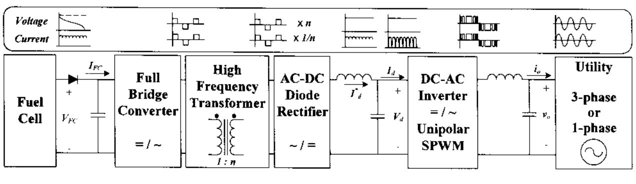


그림 1 연료전지용 PCS 블록 다이어그램

Fig. 1 Block diagram of fuel cell PCS

따라서 교류성분을 포함한 커패시터의 전압은 식 (4)와 같이 유도할 수 있다.

$$\begin{aligned} v_d(t) &= V_d + \frac{1}{C_d}\int\left(-\frac{v_{o,rms} i_{o,rms}}{V_d}\cos\left(2\omega t - \phi\right)\right) \\ &= V_d\left(1 + k\sin\left(2\omega t - \phi\right)\right) \end{aligned} \qquad (4)$$

여기서, $k = \dfrac{v_{o,rms} i_{o,rms}}{2\omega C_d V_d^2}$ 이다.

동일한 원리로 정상상태에서 연료전지 출력전압은 일정한 직류전압이기 때문에 연료전지 전류는 120Hz의 리플성분을 포함하게 된다. 즉, 인버터의 정류작용으로 인해 발생된 120Hz 리플성분이 연료전지로 전달되며, 최종적인 연료전지 전류는 식 (5)와 같이 나타낼 수 있다.

$$I_{FC}(t) = v_d(t) I_d^*(t) / V_{stack} \qquad (5)$$

수식으로 나타낸 저주파 리플전류의 발생 및 전달 메커니즘을 도식화하면 그림 2와 같다.

3. 에너지 저장소자를 이용한 저주파 리플저감기법[13]

저주파 리플전류는 2장의 식 (4), (5)와 같이 에너지 저장소자 (커패시터와 인덕터)의 용량에 대한 함수로 표현된다. 즉, 에너지 저장소자의 용량이 증가에 따라 저주파 리플전류는 감소하는 반비례 특성을 가지기 때문에 리플저감을 위해 이러한 하드웨어적인 기법이 적용되기도 한다. 따라서 본 장에서는 에너지 저장소자의 용량과 리플전류의 상관관계를 고찰한다.

해석의 편의를 위해서 승압형 부스트 컨버터를 적용하여 입출력 전류 방정식을 수립하면 식 (6)과 같다.

$$i_d(t)/(1-D) = I_{FC}(t) \qquad (6)$$

여기서, $i_d(t)$는 DC 링크 커패시터의 충・방전 전류이고, D는 부스트 컨버터의 duty ratio이다.

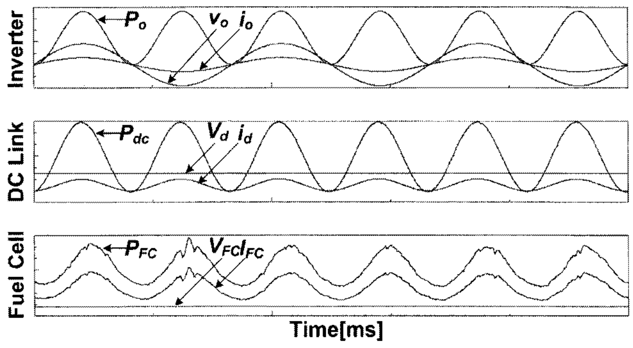


그림 2 저주파 리플전류의 발생 및 전달

Fig. 2 Generation and propagation of low frequency current ripples

3.1 커패시턴스의 영향

저주파 리플전류를 DC 링크 커패시턴스 C_d의 함수로 표현하기 위하여 입출력 전력관점에서 식을 정리하면 식 (7)로 나타낼 수 있고, 이를 연료전지 전류에 대한 함수로 나타내면 식 (8)과 같이 유도할 수 있다.

$$Avg(V_{stack} I_{FC}(t)) = Avg(v_d(t) i_d(t)) \tag{7}$$

$$Avg(I_{FC}(t)) = Avg\left[\frac{1}{V_{stack}}\left(v_{o,rms}i_{o,rms}\cos\phi - v_{o,rms}i_{o,rms}\cos(2\omega t-\phi) + \frac{v_{o,rms}i_{o,rms}\cos(2\omega t-\phi)\cos\phi}{2\omega C_d V_d^2} - \frac{(v_{o,rms}i_{o,rms})^2\sin(4\omega t-2\phi)}{4\omega C_d V_d^2}\right)\right] \tag{8}$$

식 (8)의 첫 번째 항은 직류성분, 두 번째와 세 번째 항은 120Hz, 그리고 마지막 항은 240Hz 리플성분으로 분석된다. 유도결과와 같이 기본파인 직류성분을 제외한 고조파 성분은 커패시턴스에 반비례 관계로 감소되는 것을 알 수 있다.

그림 3은 커패시턴스 변화에 따른 저주파 리플전류의 발생양상을 수학적 분석결과와 PSIM 6.0을 이용한 시뮬레이션 결과를 비교하여 나타낸 것이다. 시뮬레이션 조건은 정격전력 1kW, 입력전압 50V, 에너지 저장용 인덕턴스 0.3mH, 컨버터 스위칭 주파수 10kHz, duty ratio 0.55이고, DC링크 커패시터를 3,000-9,000uF 까지 변화시키며 결과를 도출하였다. 결과와 같이, 약 4,000uF의 DC 링크 커패시터 조건에서 발생되는 저주파 리플의 크기를 1/2로 저감하기 위해서는 두 배인 약 8,000uF의 커패시터가 필요하다.

3.2 인덕턴스의 영향

부스트 컨버터의 인덕턴스에 의한 영향을 분석하기 위하여 컨버터 스위칭 on, off 상태에 따라 2가지 모드로 해석을 수행하였다. 스위칭 주기를 T^*, 스위칭 on 시점을 aT^*, 그리고 off 시점을 aT^*+DT^*라 하면 스위칭 리플을 포함한 연료전지 전류는 그림 4와 같이 나타낼 수 있다.

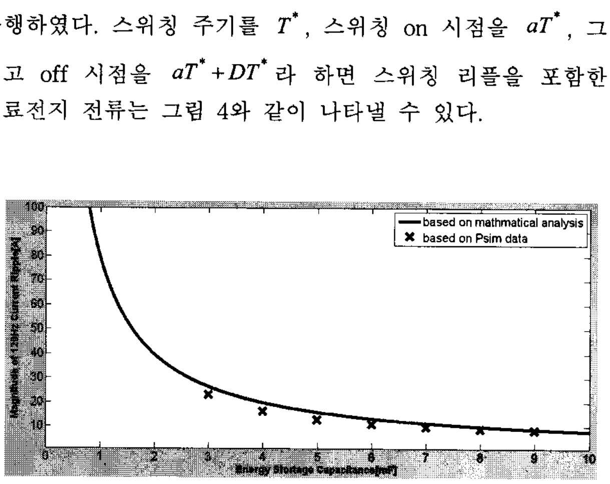


그림 3 커패시턴스에 따른 저주파 리플전류 발생양상

Fig. 3 Generation aspects of low frequency current ripples according to capacitances

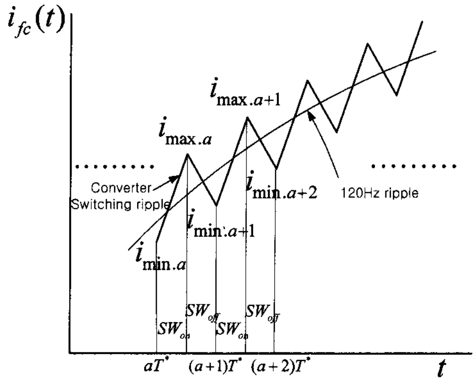


그림 4 컨버터 스위칭에 따른 연료전지 전류

Fig. 4 Fuel cell current considering converter switching

스위칭 on 시 전류 변화량은,

$$I_{max,a} = \frac{1}{L}\int_{aT^*}^{aT^*+DT^*} V_{stack}dt + I_{min,a} \tag{9}$$

이고, 이 식을 통해 DT^* 구간 동안의 연료전지 전류 $I_{FC}(t)$의 변화량을 구할 수 있다.

스위칭 off 시 전류변화량은,

$$I_{min,a+1} = \frac{1}{L}\int_{aT^*+DT^*}^{(a+1)T^*} V_{stack} - v_d(t)dt + I_{max,a} \tag{10}$$

로 유도할 수 있다. 식 (10)에서와 같이 $v_d(t)$가 120Hz 리플을 포함하고 있기 때문에 저주파 리플전류는 인덕턴스의 함수가 된다. 식 (9)과 (10)을 정리하면,

$$\frac{I_{max,a}+I_{min,a+1}}{2} - \frac{I_{max,a}+I_{min,a}}{2} = \frac{1}{2L}\left[\int_{aT^*}^{aT^*+DT^*} V_{stack}dt + \int_{aT^*+DT^*}^{(a+1)T^*} V_{stack} - v_d(t)dt\right] \tag{11}$$

로 나타나며, 여기서 우변의 각 항은 전류의 평균값을, 좌변의 두 항의 차는 전류의 기울기를 결정한다고 할 수 있다. 즉, 기울기가 크면 단위 시간당 증가량이 크기 때문에 첨두값이 같이 커지고, 기울기가 작으면 첨두값도 같이 작아진다. 식 (11)을 다시 정리하면,

$$\frac{I_{max,a}+I_{min,a+1}}{2} - \frac{I_{max,a}+I_{min,a}}{2} = v_{o,rms}i_{o,rms}\frac{\cos(2\omega T^*(a+1)-\phi) - \cos\phi(2\omega T^*(a+D)-\phi)}{8\omega L C_d V_d} \tag{12}$$

와 같이 나타낼 수 있다.

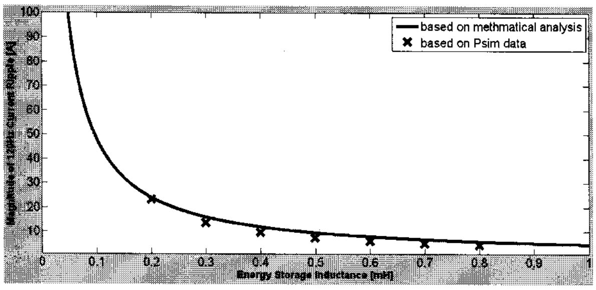


그림 5 인덕턴스에 따른 저주파 리플전류 발생양상

Fig. 5 Generation aspects of low frequency current ripples according to inductances

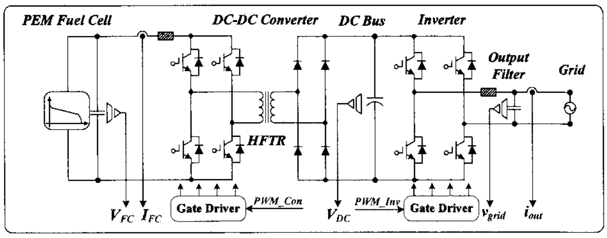
그림 5는 인덕턴스 변화에 따른 저주파 리플전류의 발생 양상을 수학적 분석결과와 시뮬레이션 결과를 비교하여 나타낸 것이다. 3.1의 그림 3의 경우와 동일한 시뮬레이션 조건에서 컨버터의 인덕턴스를 0.2-0.8mH 까지 변화시키며 결과를 도출하였다. 약 0.2mH의 인덕턴스 조건에서 발생되는 저주파 리플의 크기를 1/2로 저감하기 위해서는 두 배인 약 0.4mH의 인덕턴스가 필요하며, 이를 다시 1/2로 저감하기 위해서는 약 0.8mH의 인덕턴스가 필요하다는 것을 알 수 있다.

에너지 저장소자를 이용할 경우 저주파 리플전류는 커패시턴스와 인덕턴스의 증가에 따라 지수함수적으로 감소하기 때문에 에너지 저장소자의 값이 일정 값 이상이 되면 그 효과가 매우 작아지며, 리플전류를 완전히 제거하기 위해서는 이론적으로 무한대의 에너지 저장소자가 요구된다. 따라서 에너지 저장소자를 이용한 저주파 리플전류 저감기법은 하드웨어 용량 증가로 인한 시스템 부피 및 단가 상승으로 현실적으로 적용에 한계가 있다.

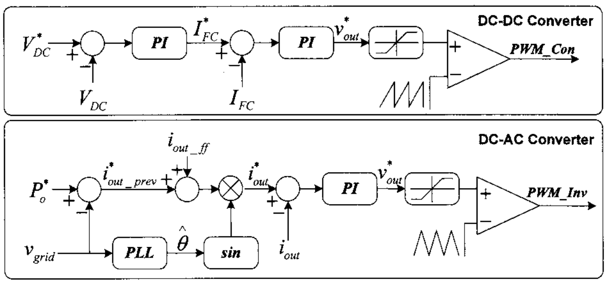
4. 제안된 저주파 리플전류 제거 알고리즘

저주파 리플전류를 저감하기위한 제어적인 방법 중 가장 일반적인 알고리즘을 그림 6에 나타내었다. 그림 6(a)은 시스템 블록 다이어그램을, (b)는 듀얼루프 제어기의 블록 다이어그램을 나타낸다. 이 제어기법은 리플저감을 위해 dc-dc 컨버터의 전압제어기 내부에 전류제어기를 추가하여 DC 링크 전압제어와 동시에 리플을 저감하는 제어방법이다. 일반적인 경우, 전압제어기의 bandwidth를 전류제어기에 비해 약 1/5-1/10배 정도로 설정하기 때문에 전원 및 부하 변화에 대해서 DC 링크 전압을 큰 문제없이 제어할 수 있다. 하지만 저주파 리플전류 저감을 위해서는 외부 전압제어기의 bandwidth를 극도로 낮추어야, 보통 1-5Hz, 저주파 리플성분을 만족할 만큼 저감할 수 있다. 즉, 전압제어를 매우 느리게 수행함으로써 전류에 나타나는 리플성분을 전압으로 이전하는 기법이다. 이 결과 전원 또는 부하의 급변 시 매우 큰 오버슈트나 언더슈트가 나타나게 되며 리플성분 또한 완벽히 제거할 수 없게 된다.

반면, 그림 7에 나타낸 제안된 리플제거 알고리즘은 dc-dc 컨버터 제어루프 중 전압제어기를 인버터로 옮겨 DC 링크 제어를 인버터에서 수행하고, dc-dc 컨버터는 단일루



(a) 시스템 블록 다이어그램



(b) 기존의 듀얼루프 제어 알고리즘

그림 6 기존의 저주파 리플전류 저감기법

Fig. 6 Conventional ripple reduction technique

프의 전류제어기로 전력제어를 수행하는 기법이다. 직류전류지령 (I^*_{FC})은 전력지령 (P^*_{FC})을 측정된 연료전지 스택 전압 (V^*_{FC})으로 나누어 생성한다. 즉, 연료전지 전류를 순수한 직류 지령값으로 직접 제어함으로써 저주파 리플전류를 완벽하게 제거할 수 있다. 또한 전류제어기의 bandwidth를 충분히 높게 설정할 수 있기 때문에 전원 또는 부하 급변 시 발생되는 오버슈트 또는 언더슈트도 기존 제어기법과 비교하여 획기적으로 저감할 수 있게 된다. Dc-dc 컨버터 제어루프에 존재하던 DC 링크 전압제어기를 인버터 제어루프로 옮겼기 때문에, 인버터 제어기는 dc 링크 전압제어 (V_{DC})와 출력 전류제어 (i_{out})를 동시에 수행해야 한다. DC 링크 전압은 입출력 에너지 밸런싱 개념의 제어가 수행된다. DC 링크 커패시터의 저장에너지는 전압의 제곱에 비례하기 때문에, 만약 입력에너지가 출력에너지 보다 크다면 DC 링크 커패시터의 전압이 상승하고 작다면 DC 링크 커패시터 전압은 하강하게 된다. 즉, 연료전지의 발생에너지를 DC 링크로 전달하고 이 에너지를 다시 실시간으로 상용계통으로 전달하여 DC 링크 커패시터 전압을 일정하게 유지하는 개념이다. 인버터 전류제어는 원하는 전압지령 (V^*_{DC})과 측정된 실제전압 (V_{DC})을 비교하여 오차를 생성하고 제어하여 1차 전류지령을 생성한다. 인버터 전류제어기의 응답을 향상시키기 위하여 컨버터에서 입력된 전력지령을 계통전압 (v_{grid})으로 나누어 전향보상 항을 생성하여 2차 전류지령을 생성한다. 최종 인버터 전류지령은 이 전류지령에 계통전압의 추정위상 ($\hat{\theta}$)을 곱하여 생성하며, 전류제어를 통해 최종 인버터 pwm 지령 (v^*_{out})을 출력한다. 인버터 출력전류의 기본파 주파수가 dc가 아닌 60Hz이므로, 기존 제어기법과 달리 전압제어기의 bandwidth를 상대적으로 충분히 높게 설정할 수 있다. 그러므로 정상상태 응답 뿐 아니라 과도상태 응답도 매우 크게 개선된다.

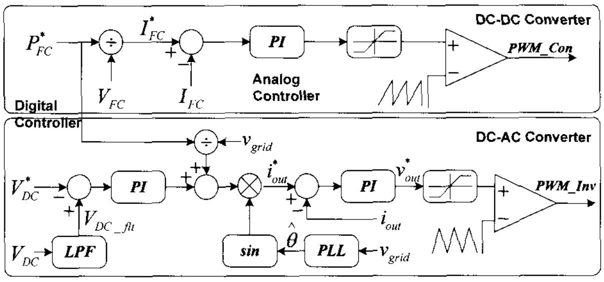


그림 7 제안된 강인한 저주파 리플전류 제어 알고리즘

Fig. 7 Proposed robust low frequency current ripples elimination algorithm

5. 시뮬레이션 및 실험결과

제안된 알고리즘의 타당성을 시뮬레이션과 실험을 통해 검증하였다. 시뮬레이션은 PSIM 6.0이 사용되었고, 실험을 위해 그림 8과 같이 1kW 프로토 타입 PCS가 전류형 풀브리지 컨버터와 단상 인버터로 구현되었다. 주 제어기는 Freescale사의 16-bit fixed-point DSP인 MCP56F803을 사용하였고, 제어의 속응성 및 에너지 저장소자의 크기를 줄이기 위하여 dc-dc 컨버터의 스위칭 주파수를 60kHz로 설정하였기 때문에 컨버터 전류제어기는 TI사의 아날로그 PWM 제어기인 TL494를 사용하였다. 부하는 상용계통으로 하였고 최대의 저주파 리플전류를 발생시키기 위하여 역률 1제어를 수행하였다. 상세한 시스템 파라미터는 표 1에 나타내었다.

시뮬레이션은 오픈루프, 기존의 듀얼루프, 그리고 제안한 단일루프 제어기를 각각 적용하여 정상상태 및 과도상태 응답에 대하여 비교 분석하였다. 그림 9는 정상상태에서의 연료전지 전류, DC 링크 전압, 인버터 출력전압 및 전류 파형을 나타낸다. 파형 확인을 위해 인버터 전류는 실제 값의 10배로 스케일링 되었다.

그림 9(a)는 오픈루프 조건에서 저주파 리플전류를 나타낸다. 120Hz 리플의 첨두값은 약 8A이고 FFT 분석결과 기본파 대비 약 21%의 고조파 성분이 발생되었다. 그림 9(b)는 기존의 듀얼루프 제어기가 적용된 경우 정상상태 응답을 나타낸다. 약 0.62A의 첨두값을 가지며 약 3%의 120Hz 고조파 성분을 나타낸다. 또한 전압제어기의 매우 낮은 bandwidth로 인해 그림 9(a)에 비해 정상상태에서도 상대적으로 큰 DC 링크 전압 리플을 확인할 수 있다. 정상상태 응답은 수용할 만하지만, 만약 리플을 완벽히 제거하고자 한다면 기존의 듀얼루프 제어기법으로는 불가능하다. 반면, 그림 9(c)는 제안된 단일루플 제어기를 이용한 저주파 리플전류 제거 알고리즘이 적용된 경우의 정상상태 응답을 나타낸다. 결과와 같이, 120Hz 리플성분이 완전히 제거되었고 DC 링크 전압 및 인버터 전류제어도 완벽히 수행되는 것을 확인할 수 있다.

그림 10은 500W에서 1,000W로 부하를 스텝증가 시켰을 경우 연료전지 전류의 과도응답을 나타낸다. 그림 10(a)의 결과와 같이, 기존 알고리즘이 적용된 경우 약 58.6%의 오버슈트가 발생되며 settling 시간도 상대적으로 길게 나타난다. 반면, 그림 10(b)는 동일조건에서 제안된 알고리즘이 적

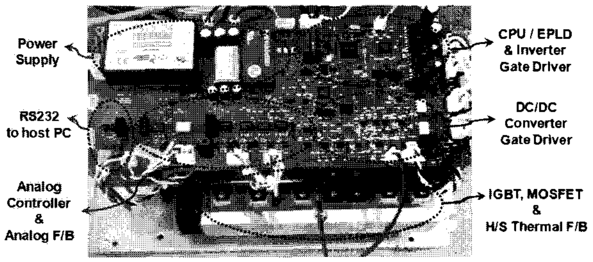


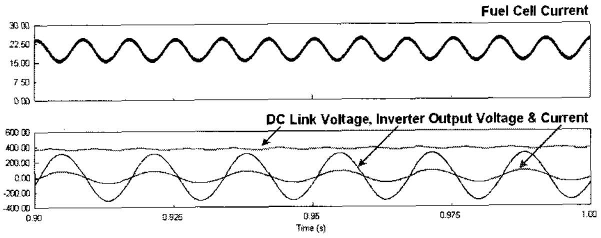
그림 8 실험용 1kW 연료전지용 PCS

Fig. 8 1kW FC-PCS laboratory prototype

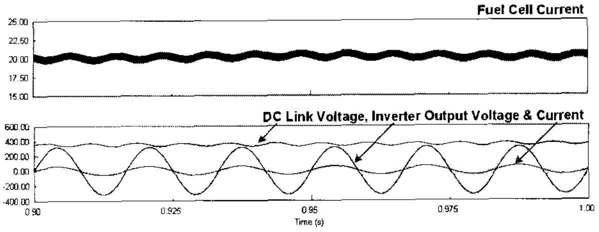
표 1 시뮬레이션 파라미터

Table 1 Simulation parameters

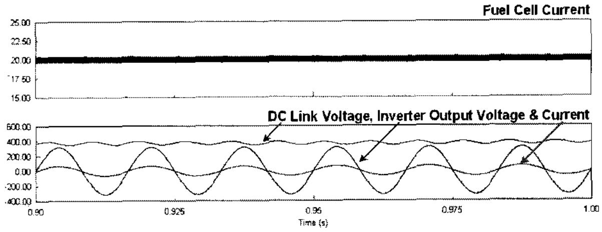
변 수	값 [단위]
PCS 정격전압	1000 [W]
컨버터 입력전압	50 [V_{dc}]
DC 링크 전압	350V [V_{dc}]
인버터 출력전압	220 [V_{ac}], 60 [Hz]
스위칭주파수 (컨버터/인버터)	30 / 10 [kHz]
입력 커패시터	20 [uF]
컨버터용 인덕터	1 [mH]
DC 링크 커패시터	1,650 [uF]
인버터 출력 LC 필터	3 [mH] / 20 [uF]



(a) 오픈루프 제어 시



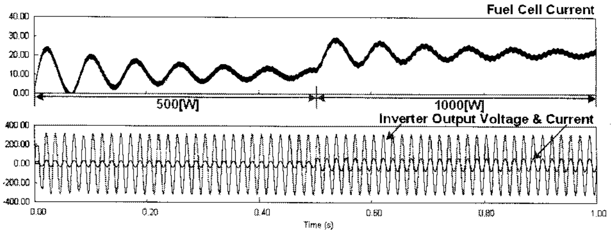
(b) 기존의 듀얼루프 제어기 적용 시



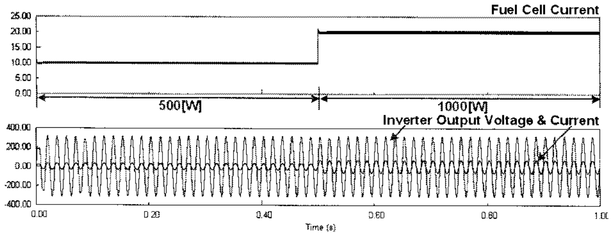
(c) 제안된 리플제거 알고리즘 적용 시

그림 9 시뮬레이션 결과 - 정상상태응답

Fig. 9 Simulation results at steady-state responses



(a) 기존의 듀얼루프 제어기 적용 시



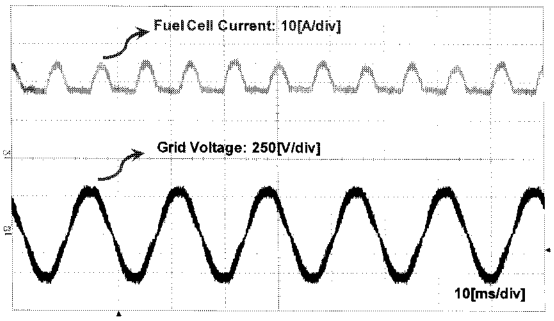
(b) 제안된 리플제거 알고리즘 적용 시

그림 10 시뮬레이션 결과 - 과도상태응답

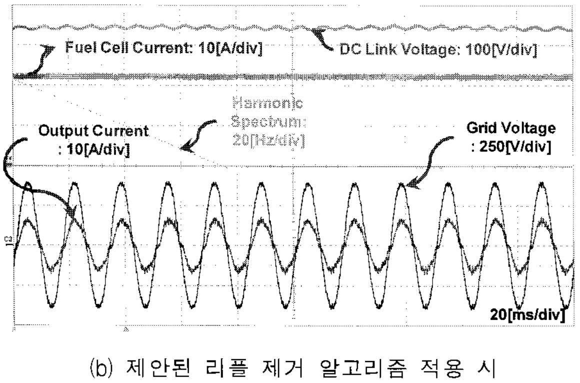
Fig. 10 Simulation results at transient-state responses

용된 경우 발생되는 오버슈트 및 settling 시간이 획기적으로 저감되어 약 8.3%로 제한된다. 즉, 제안한 알고리즘은 정상상태응답 뿐 아니라 과도상태 응답도 매우 크게 개선되었음을 확인할 수 있다.

그림 11(a)는 리플제거 알고리즘이 적용되지 않은 경우의 120Hz 리플을 포함한 연료전지 전류를 나타낸다. 정상상태에서 약 14%의 120Hz 리플을 포함하고 있으며, 연료전지



(a) 리플 제거 알고리즘 미적용 시



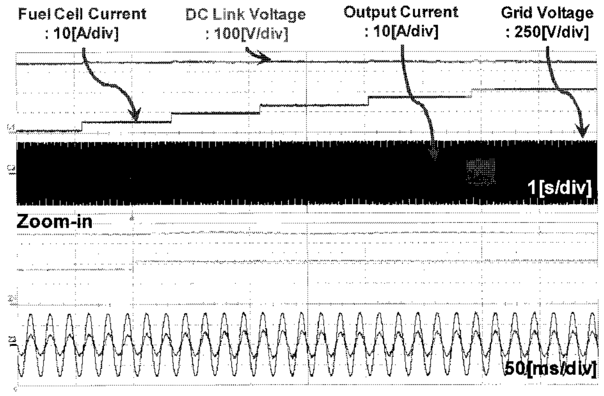
(b) 제안된 리플 제거 알고리즘 적용 시

그림 11 결과 - 정상상태응답

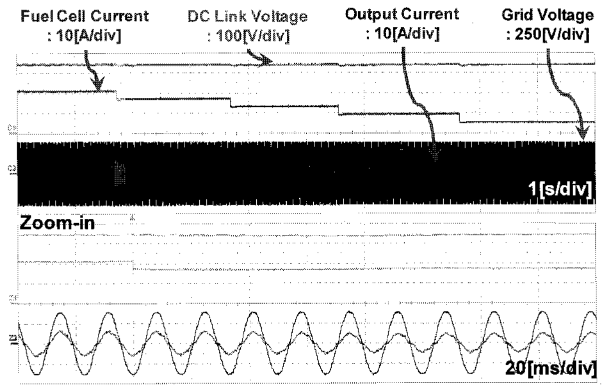
Fig. 11 Experimental results at steady-state responses

전류리플의 아랫단이 클램핑되어 보이는 이유는 dc-dc 컨버터 입력단에 20uF의 필터링 커패시터를 취부하였기 때문이다. 그림 11(b)는 동일조건에서 제안된 리플제거 알고리즘이 적용된 경우의 연료전지 전류를 나타낸다. 전류파형에서와 같이 120Hz 리플성분은 0으로 완전히 제거되었고 이는 고조파 스펙트럼에서도 확인할 수 있다. 전류의 리플을 완전히 제거하였기 때문에 반대급부로 DC 링크 전압에 리플저감 알고리즘이 적용되기 전보다 약간 큰 리플이 나타난다. 그러나 1,650uF의 DC 링크 커패시터를 사용했을 경우 DC 링크 전압리플은 약 $10V_{pp}$로 허용할 만하다. DC 링크 전압 및 인버터 전류제어도 잘 이루어지고 있음을 알 수 있다.

그림 12(a)와 (b)는 제안된 제어기에서 PCS 출력전력지령을 100W부터 1100W까지 200W씩 10초 동안 증감시키면서 측정한 연료전지 전류, DC 링크 전압, 인버터 출력전류 파형과 시간축을 50ms로 확대하였을 경우 파형을 나타낸다. DC 링크전압지령은 350V로 설정하였다. 연속적인 전력지령의 스텝 변화에 따른 정상상태 및 과도상태에서도 저주파 리플전류는 완벽히 제거되며 전력변화 시 약간의 오버슈트만이 발생되고 빠른 속도로 정상상태로 정착되는 것을 알 수 있다. 뿐만 아니라 시스템의 다른 제어요소도 정상적으로 제어되는 것을 확인할 수 있다.



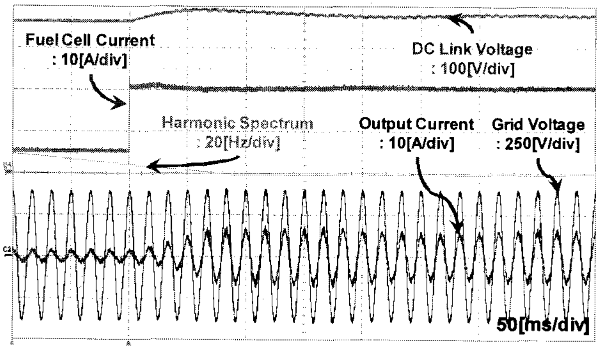
(a) PCS 전력지령 스텝 증가 시



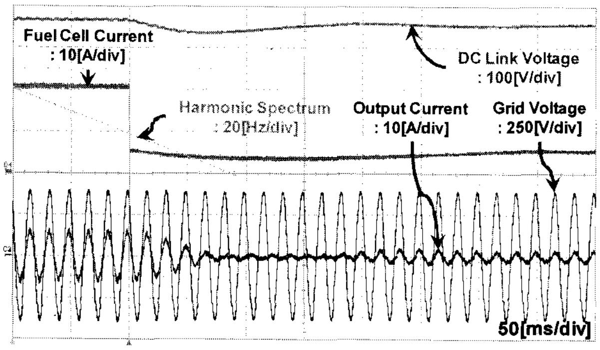
(b) PCS 전력지령 스텝 감소 시

그림 12 전력지령 스텝변화 시 응답

Fig. 12 Experimental results during step variation of power command



(a) 250 → 1,000 [W] 부하 급증 시



(b) 1,000 → 250 [W] 부하 급감 시

그림 13 부하 급변 시 과도응답
Fig. 13 Experimental results at transient condition

그림 13(a)와 (b)는 PCS의 전력지령이 250W에서 1,000W로 급격한 변화가 발생된 경우 스텝응답을 나타낸다. 전력 증감 시 오버슈트 및 언더슈트는 각각 12.7%와 14.3%로 나타나며, 또한 이 때 settling 시간은 각각 약 200ms와 300ms로 나타나 기존의 저감알고리즘에 비해 매우 우수한 특성을 보이는 것을 보여준다. 뿐만 아니라 급격한 부하변화 시에도 저주파 리플전류는 여전히 0으로 제거되고 있음을 알 수 있다. 모든 실험결과는 시뮬레이션 결과 동일하게 나타남을 확인할 수 있고 본 결과를 바탕으로 본 논문에서 제안한 동적변화에 강인한 저주파 리플전류 제거 알고리즘의 타당성을 검증할 수 있다.

6. 결 론

본 논문에서는 인버터의 정류작용으로 발생되어 연료전지 스택에 악영향을 미치는 저주파 리플전류의 발생 및 전달 메커니즘을 분석하고, 에너지 저장소자에 따른 리플전류의 발생양상을 이론적으로 분석하였다. 그리고 추가적인 하드웨어나 제작단가의 증가 없이 저주파 리플전류를 완전히 제거할 수 있는 새로운 제어 알고리즘을 제안하였다. 제안된 알고리즘은 정상상태 뿐 아니라 부하의 급변에 따른 과도상태 응답도 기존의 제어기법에 비에 매우 우수한 특성을 나타내는 것을 시뮬레이션과 실험을 통해 검증하였다. 제안된 저주파 리플전류 제거 알고리즘은 가정용 및 상업용 연료전지 발전 시스템 뿐 아니라 부하변화가 빈번한 연료전지 자동차와 같은 응용분야에도 적용 가능할 것으로 생각되며 이를 통해 연료전지 시스템의 신뢰성 및 수명 향상에 기여할 수 있을 것으로 기대된다.

참 고 문 헌

[1] D. K. Choi, B. K. Lee, S. W. Choi, and C. Y. Won, "A novel power conversion circuit for cost effective battery-fuel cell hybrid systems," *J. of Power Sources*, vol. 152(2005), pp. 245-255, 2005.
[2] G. Fontes, C. Turpin, R. Saisset, T. Meynard, and S. Astier, "Interactions between fuel cells and power converters influence of current harmonics on a fuel cell stack," in *Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conf.*, Aachen, Germany, pp. 4729-4735, Jun. 2004.
[3] J. S. Kim, G. Y. Choe, H. S. Kang, B. K. Lee, and W. Y. Lee, "Comparative analysis of PCS for fuel cell systems considering low frequency current ripple," in *Proc. Fuel Cell Seminar*, San Antonio, TX, Oct. 2007.
[4] R. S. Gemmen, "Analysis for the effect of inverter ripple current on fuel cell operating condition," *J. Fluids Eng.*, vol. 125, pp. 576-585, May 2003.
[5] W. J. Choi, J. W. Howze, and P. Enjeti, "Development of an equivalent circuit model of a fuel cell to evaluate the effects of inverter ripple current," *J. of Power Sources*, vol. 158(2006), pp. 1324-1332, 2006.
[6] Z. H. Wang, C. Y. Wang, and K. S. Chen, "Two-phase flow and transport in the air cathode of proton exchange membrane fuel cells," *J. of Power Sources*, vol. 94(2001), pp. 40-50, 2001.
[7] Fuel Cell Handbook, 7th ed., EG&G Technical service, Inc U.S. Department of Energy, 2004 (Chapter #8).
[8] Ballard Nexa® Power module User's Manual.
[9] M. Schenck, K. Stanton and J. S. Lai, "Fuel cell and power conditioning system interactions," in Proc. *IEEE Applied Power Electronics Conf.*, Austin, TX, pp. 114-120, Mar. 2005.
[10] Y. J. Song, S. G. Chung, and P. N. Enjeti, "A current-fed HF link direct dc/ac converter with active harmonics filter for fuel cell power systems," in Proc. *IEEE Industrial Applications Conf.*, Seattle, WA, vol. 1, pp. 123-128, Oct. 2004.
[11] Y. J. Song, S. B. Han, X. Li, S. I. Park, H. G. Jeong and B. M. Jung, "A power control scheme to improve the performance of a fuel cell hybrid power source for residential application," in *Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conf.*, Orlando, FL, pp. 1261-1266,June. 2007.
[12] C. Liu and J. S. Lai, "Low frequency current ripple reduction technique with active control in a fuel cell power system with inverter load," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 4, pp. 1429-1436, July 2007.

[13] 김동희, 김종수, 최규영, 이병국, "PCS 회로 및 수동소자에 따른 저주파 리플전류 분석," 대한전기학회 춘계 학술대회, pp. 234-236, 삼척, 4월, 2007.

저 자 소 개

김 종 수 (金 鍾 秀)

1975년 3월 5일생. 2006년 서울산업대학교 전기공학과 졸업. 2008년 성균관대학교 전자전기컴퓨터 공학과 졸업 (석사). 현재 동 대학원 전자전기컴퓨터 공학과 박사과정. 2000년 2월-2004년 7월 SEMIKRON Solution Centre Asia Application Engineer.

Tel : 031-299-4638

E-mail : sniper75@skku.edu

강 현 수 (康 鉉 受)

1971년 9월 23일생. 1994년 한양대학교 전기공학과 졸업. 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업 (석사). 2009년 8월 성균관대학교 전자전기컴퓨터 공학과 졸업 (공박). 1996 년 3월-1999년 11월 LG 산전 중앙연구소 주임 연구원. 1999년 12월-현재 (주)에이디티 수석연구원.

Tel : 031-459-5051

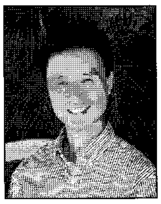
E-mail : hskang@adtech21.com

최 규 영 (崔 奎 英)

1980년 4월 11일생. 2006년 건양대학교 정보제어공학과 졸업. 2008년 성균관대학교 전자전기컴퓨터공학과 졸업 (석사). 현재 동 대학원 전자전기컴퓨터 공학과 박사과정.

Tel : 031-299-4638

E-mail : lovesagaji@skku.edu



이 병 국 (李 秉 國)

1968년생. 1994년 한양대학교 전기공학과 졸업. 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업 (석사). 2001년 Texas A&M University 전기공학과 졸업 (공박). 2002년 1월-2003년 1월 Postdoctoral Research Associate, Texas A&M University. 2003년 4월-2005년 9월 한국전기연구원 산업전기연구단 전력전자그룹 선임연구원(팀장). 2006년 3월-현재 성균관대학교 정보통신공학부 조교수. 2004년-현재 IEEE Senior Member. 2007년-현재 Associate Editor, IEEE Industrial Electronics Society (IES), ICEMS2007 및 IEEE INTELEC2009 Secretary Genera, 2009년-현재 KIEE Senior Member, 현재 당 학회 영문지 간사, 전기역사전문위원회 간사, B부문 총무이사.

Tel : 031-299-4581

E-mail : bkleeskku@skku.edu