

MCFC 발전을 위한 계통연계 PCS의 최적 토폴로지 및 LCL 필터 설계

金炯璉*, 朴峻成**, 金榮佑*, 崔世琬†, 金泰希***, 李基豐***, 李泰遠****

Optimized Topology and LCL Filter Design of Utility-interactive PCS for MCFC Generation

Hyung-Jin Kim, Jun-Sung Park, Young-Woo Kim, Se-Wan Choi, Tae-Hee Kim,
Gi-Pung Lee, and Tae-Won Lee

요 약

최근 MCFC 등 고온형 연료전지를 이용한 분산 발전시스템의 상용화가 진행됨에 따라 수백 kW급 이상의 발전용 연료전지 PCS의 개발이 요구되고 있다. 본 논문에서는 MCFC 발전용 연료전지 시스템에 적합한 PCS의 최적 토폴로지와 MBOP 같은 독립부하의 전압품질을 고려한 LCL 필터 설계기법을 제안한다. 승압용 DC-DC 컨버터는 인터리빙 방식을 적용하고자 하며 효율 및 부피 등을 고려하여 최적의 인터리빙 상수를 선정한다. 또한 계통에 주입되는 전류품질 뿐 아니라 독립부하의 전압품질도 고려한 LCL 필터 설계기법을 제안하고 1kW급 축소 시작품으로 제안한 PCS 시스템의 타당성을 검증한다.

ABSTRACT

Recently, the development of several hundreds of kW scale PCS for fuel cell generation is required as commercialization process of distributed generation systems using high temperature fuel cells such as MCFC begins. This paper proposes and optimized topology suitable for MCFC fuel cell generation system and LCL filter design method considering voltage quality of local loads such as MBOP. An interleaving technique is applied to step-up DC-DC converter, optimized number of phases is determined considering efficiency and volume. Also, a LCL filter design method is proposed considering quality of current injected to the grid as well as that of voltage across the local load. The proposed PCS system is validated through reduced 1kW prototype.

Key Words : MCFC, Fuel cell generation system, Power conversion system(PCS), LCL filter, Interleaving, Utility-interactive inverter

1. 서 론

본 논문은 편집위원회에서 우수기술논문으로 추천됨

†교신저자 : 정희원, 서울과학기술대 제어계측공학과 교수

E-mail : schoi@seoultech.ac.kr

*학생회원, 서울과학기술대 제어계측공학과 석사과정

**학생회원, 서울과학기술대 신에너지공학과 박사과정

***정회원, 두산중공업(주) 기술연구원 책임연구원

****정회원, 두산중공업(주) 기술연구원 상무

접수일자 : 2011. 4. 1

1차 심사 : 2011. 4. 28

심사완료 : 2011. 7. 13

최근 MCFC 등 고온형 연료전지를 이용한 분산 발전시스템의 상용화가 진행됨에 따라 수백 kW급 이상의 발전용 PCS의 개발이 시급히 요구되고 있다. 발전용 연료전지 시스템은 주로 300kW급 연료전지 단위스택을 1대(단일스택 방식) 또는 2대(센터탭 방식) 연결

하여 기본구성으로 하는데 센터탭 방식이 보다 높은 효율과 간단한 PCS 구성을 가능케 할 수 있는 장점이 있지만 두 대의 스택 중 한 대 고장 시 전체 시스템이 정지되고 장시간 운전 시 스택의 단자와 샤시 간의 단락 가능성이 있어 이러한 점이 해결되기 전까지는 주로 단일스택 방식이 채택되고 있다^[1]. 정격부하에서의 연료전지 단일스택 전압은 대개 300~450V 정도인데 PCS의 출력으로 저전압 380Vac(또는 440Vac)가 요구되는 경우 인버터 입력단의 최소 직류전압은 750V(또는 880V) 정도가 되어야 한다. 따라서 PCS의 토폴로지로서는 이러한 연료전지의 낮은 전압을 DC-DC 컨버터로 승압하는 직류승압 방식(그림1(b))과 60Hz 변압기로 승압하는 교류승압 방식(그림1(a))이 있다. 직류승압의 경우 별도의 DC-DC 컨버터 사용에 따른 소자 수와 이에 의한 손실 및 부피가 추가되지만 인버터에 높고 안정된 전압을 공급하므로 인버터 및 이하 필터부의 부피감소와 및 효율증가가 가능하다. 실제 주어진 사양에 대하여 교류승압과 직류승압을 각각 적용하여 설계한 후 예상되는 효율과 부피를 비교한 연구결과^[2]에 의하면 교류승압 방식의 경우 큰 전류로 인하여 인버터 및 LCL필터의 부피가 커서 전체 PCS의 부피는 오히려 직류승압 방식이 더 작은 것을 볼 수 있다. 더욱이 직류승압 방식은 360Hz 리플전류를 제거하기 위한 커패시터 용량이 감소되고 예기치 못한 역전류에 의한 연료전지의 손상을 DC-DC 컨버터가 구조적으로 막아줄 수 있는 장점도 있다. 또한 별도의 22.9kV 승압용 변압기를 사용해야 하는 환경에서는 절연용 60Hz 변압기를 생략할 수도 있다.

한편, 분산발전 시스템을 계통과 연계 시 계통전류의 고조파는 IEEE-1547^[3] 규정에 의해 일정 값 이하로 제한되어야 한다. 이를 위해 부피가 작고 시스템 동특성이 우수한 LCL필터가 많이 사용되고 있다. 문헌 [4]에서는 LCL필터 설계 가이드라인을 제시하고 LCL필터 모델링에 의한 설계기법을 제안하였으나 컨버터측 인덕터의 설계과정이 언급되지 않아 시행착오에 의한 설계 과정을 겪게 된다. 문헌 [5]에서는 SVPWM에서의 최대 전류리플에 대한 전체 인덕턴스 값을 선정하는 방법을 제안하였고, 문헌 [6]에서는 충고조파 왜율과 리플 감쇄율을 이용한 필터 설계기법을 제안하였다. 하지만 기존의 LCL필터 설계 방법들^[4~6]은 계통에 주입되는 전류의 고조파를 일정 기준의 리플을 이하로 저감하기위한 목적으로 설계되었다. 그러나 계통연계 시 MBOP등 독립부하에도 동시에 전력을 공급해야 하는 연료전지 발전시스템에서는 커패시터의 무

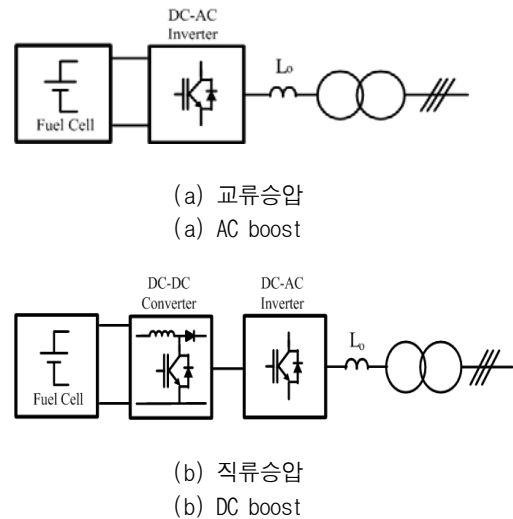


그림 1 발전용 연료전지 PCS의 승압방식

Fig. 1 Boost method of fuel cell PCS for generation purpose

효전력만을 일정기준(예를 들면 5%) 이하로 제한하도록 설계 하는 기존의 방법으로는 커패시터 고조파에 의한 전압리플이 고려되지 않아 커패시터 리플전압이 커질 수 있으므로 이에 연결된 독립부하의 전압 품질을 보장하기 어렵다.

본 논문에서는 단일스택을 기본구성으로 하는 직류승압 방식의 발전용 연료전지 시스템에 적합한 PCS 토폴로지와 제어기법 및 독립부하의 전압품질을 고려한 LCL필터 설계기법을 제안한다. 승압용 DC-DC 컨버터는 스위치의 유효 스위칭주파수를 증가시켜 수동소자의 부피를 저감할 수 인터리빙방식을 적용하고자 하며 효율 및 부피 등을 고려하여 최적의 인터리빙 상수를 선정한다. 또한 계통에 주입되는 전류품질 뿐 아니라 독립부하의 전압품질도 고려한 LCL필터 설계기법을 제안하고 1kW급 시작품으로 제안한 PCS 시스템의 타당성을 검증한다.

2. 제안하는 연료전지 PCS

2.1 승압용 컨버터

대용량 응용에서 승압용 컨버터는 인터리빙방식의 다상 DC-DC 컨버터로 구성하는 것이 소자 선정용 이하게 하고 스위치의 유효 스위칭주파수를 증가시켜 수동소자의 부피를 저감할 수 있으므로 유리하다. 본 논문에서는 효율, 부피, 소자선정 등을 고려한 최적의 상수를 선정하고자 한다. 설계에 필요한 시스템의 전

기적 사양은 다음과 같다.

- 출력전력=330kW
- 입력전압=300~525Vdc
- 출력전압=780Vdc
- 입력전류 리플<3%

위의 사양을 바탕으로 각 상수에 따른 정격부하에서 스위치와 다이오드의 정격을 구하고 인덕터와 커패시터를 설계한다. 적절한 마진을 고려하여 부품을 선정하고 제조사의 데이터시트로부터 다음과 같이 IGBT, 다이오드, 인덕터 및 커패시터의 손실을 계산한다(부록 참조). 그림 2는 정격부하에서 각 상수에 따른 계산효율을 보여주며 6상에서 가장 좋은 효율이 나오는 것을 확인할 수 있다. 그림 3은 3상, 6상, 9상의 경우 정격부하에서의 손실 분포를 나타낸다. 상수가 증가할수록 소자수가 늘어나 스위치 손실이 증가하지만 각 상의 전류정격을 줄일 수 있어 특성이 좋은 소자 선정이 가능하고 인터리빙 효과로 인덕터와 커패시터 또한 상수

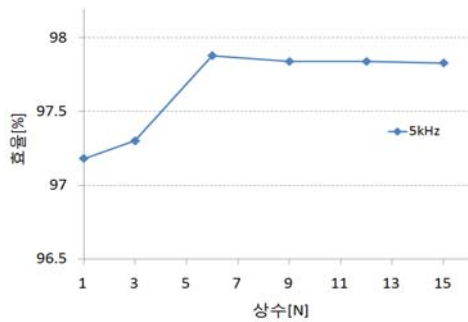


그림 2 상수에 따른 계산효율

Fig. 2 Calculated efficiency according to number of phases

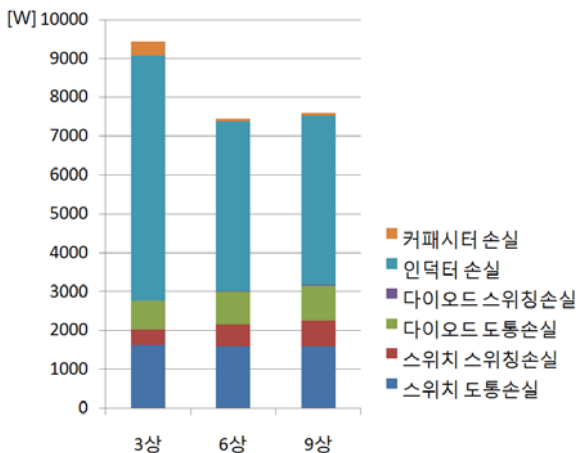


그림 3 상수에 따른 손실분포

Fig. 3 Loss distribution according to number of phases

증가에 따라 효율을 높일 수 있다. 하지만 6상 이상부터는 스위치의 손실증가분이 인덕터와 커패시터 손실 감소분 보다 크게 되어 9상이 6상보다 손실이 큰 것을 볼 수 있다. 또한, 부피 측면에서는 인터리빙 효과로 상수 증가에 따라 전력변환기의 가장 큰 부피를 차지하는 수동소자의 부피가 줄어 전체 부피가 작아지는 것을 알 수 있다^[2]. 따라서 본 논문에서는 효율, 부피 및 소자 선정 등을 고려하여 6상 인터리빙 방식을 선정하였다.

2.2 계통연계 인버터

그림 4는 계통연계 인버터 시스템의 회로구성을 나타낸다. 연료전지 발전시스템은 계통에 전류를 주입하는 계통연계 모드와 계통이상이 발생했을 때 자체부하인 MBOP에 안정적인 전력을 공급하는 독립운전 모드로 구성된다. 그림 5는 계통연계 모드의 제어 블록도를 나타낸다. PLL을 통하여 계통전압의 위상을 검출하며 검출한 계통의 위상으로 동기좌표계를 이용하여 유·무효 전력지령에 의한 전류제어를 수행하며 제어기는 PI제어기를 사용하였다. 전류 지령치는 다음과 같다^[8].

$$i_{Ld}^* = \frac{\frac{2}{3}(P^* V_g^q + Q^* V_g^{d_s})}{(V_g^q)^2 + (V_g^d)^2} \quad (1)$$

$$i_{Ld}^* = \frac{\frac{2}{3}(P^* V_g^d - Q^* V_g^q)}{(V_g^q)^2 + (V_g^d)^2} \quad (2)$$

그림 6은 독립운전 모드의 제어 블록도를 나타내는데 내부에서 독립적으로 발생시킨 위상으로 동기좌표계를 이용하여 전압 및 전류를 이중루프제어를 하며 제어기는 PI제어기를 사용하였다.

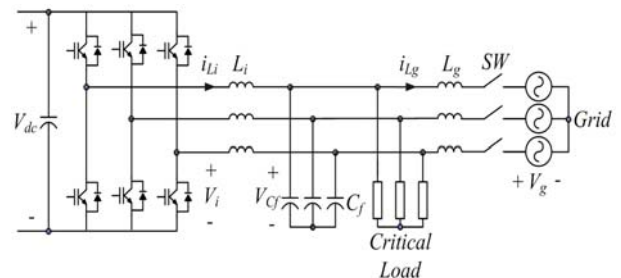


그림 4 계통연계 인버터 회로도

Fig. 4 Circuit diagram of the utility-interactive inverter

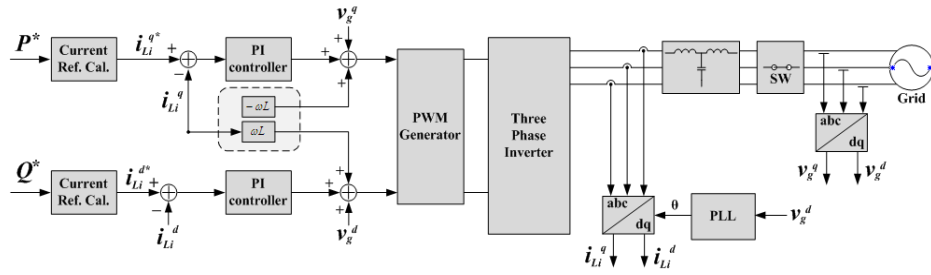


그림 5 계통연계 모드 제어 블록도

Fig. 5 Control block diagram for grid-connected mode

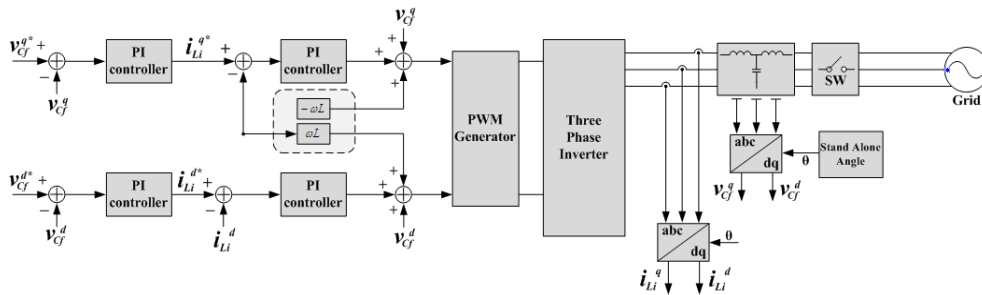


그림 6 독립운전 모드 제어 블록도

Fig. 6 Control block diagram for stand-alone mode

2.3 LCL필터 설계

또한 본 논문에서는 인버터 전류의 기본파(I_{Li})에 대한 스위칭 성분($I_{Li,sw}$)의 비율을 고려한 인덕터 L_i 설계 기법을 제시하고자 한다. 그리고 필터 커패시터 C_f 를 단순히 인버터의 무효전력량만을 고려하는 대신 커패시터에 연결된 중요부하의 전압 품질을 보장하기 위하여 인버터 전압의 기본파(V_{Li})에 대한 스위칭 성분($V_{Cf,sw}$)의 비율을 고려한 커패시터 C_f 설계기법을 제시하고자 한다.

그림 7(a)의 독립운전시 LC필터 모델을 이용하여 커패시터 전압의 리플율을 구하면

$$r_s \triangleq \frac{V_{Cf}(\omega_{sw})}{V_i(\omega_{sw})} = \frac{1}{C_f L_i \omega_{sw}^2 + 1} \quad (3)$$

이 된다. 여기서, $\omega_{sw} = 2\pi f_{sw}$ 임.

또한 그림 7(b)의 계통연계시 LCL필터 모델을 이용하여 커패시터 전압의 리플율을 구하면

$$r_g \triangleq \frac{V_{Cf}(\omega_{sw})}{V_i(\omega_{sw})} = \frac{1}{C_f L_i \omega_{sw}^2 + (1 + L_i/L_g)} \quad (4)$$

이 된다. 식(3)과 (4)로부터 항상 $r_s > r_g$ 이 성립하므로 독립운전과 계통연계 시 모두 커패시터 전압의 리플율을 만족하기 위해서는 커패시터 C_f 는 독립운전모드를 기준으로 설계하면 된다. 따라서 식(3)으로부터 커패시터 C_f 값은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$C_f = \frac{1-r}{r L_i \omega_{sw}^2} \quad (5)$$

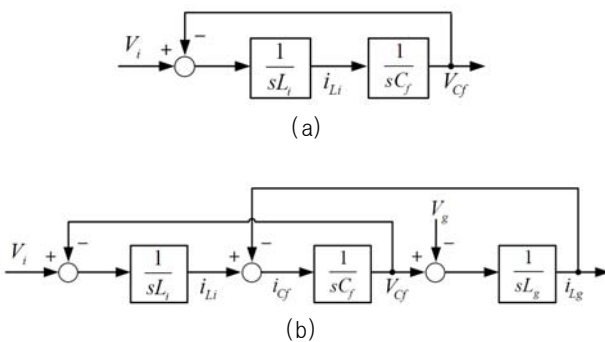


그림 7 필터모델 (a) 독립운전 모드 (b) 계통연계 모드

Fig. 7 Filter model (a) stand-alone mode

(b) grid-connected mode

주어진 인버터의 정격 전력(P), 출력전압($V_{i,l} \approx V_{G,l}$)에 대한 기본과 인버터 전류는

$$I_{Li,1} = \frac{P}{3 V_{G,1}} \quad (6)$$

과 같고 계통전류(I_{Lg})의 고조파 리플을 x 는

$$x \triangleq \frac{I_{Lg,sw}}{I_{Li,1}} = a \times b \quad (7)$$

과 같이 정의된다. 여기서 $a = I_{Li,sw}/I_{Li,1}$ 는 인버터 전류(I_{Li})의 기본파에 대한 스위칭 성분의 비율이고, $b = I_{Lg,sw}/I_{Li,sw}$ 는 인버터 전류에 대한 계통 전류의 스위칭 성분 감쇄율 임. 또한 I_{Li} 의 스위칭 성분 $I_{Li,sw}$ 은

$$I_{Li,sw} = \frac{V_{i,sw}}{\omega_{sw} L_i} \quad (8)$$

와 같고 SPWM($m_a=0.8$)을 사용하고 스위칭 주파수가 라인주파수에 비해 매우 크다고 가정하면 $V_{i,sw}$ 은 다음과 같다^[7].

$$V_{i,sw} = 0.818 \times 0.5 V_{dc} / \sqrt{2} \quad (9)$$

식(8)과 (9)을 이용하여 L_i 를 구하면

$$L_i = \frac{0.818 \times 0.5 V_{dc}}{\sqrt{2} \times \omega_{sw} \times a \times I_{Li,1}} \quad (10)$$

그림 7(b)의 계통연계시 LCL필터 모델을 이용하여 계통측 인덕터전류 i_{Lg} 의 리플율을 구하면

$$b \triangleq \frac{I_{Lg}(\omega_{sw})}{I_{Li}(\omega_{sw})} = \frac{1}{C_f L_g \omega_{sw}^2 + 1} \quad (11)$$

이때, 계통측 인덕터 L_g 는 다음과 같다.

$$L_g = \frac{1-b}{b C_f \omega_{sw}^2} \quad (12)$$

여기서 r_s 는 식(3)과 같이 정의되며, 필터설계 시 부하 전압(커패시터 전압)의 스위칭 리플 허용치를 고려하여 설정해야 하는 값이다. 문헌 [4]의 필터설계 가이드

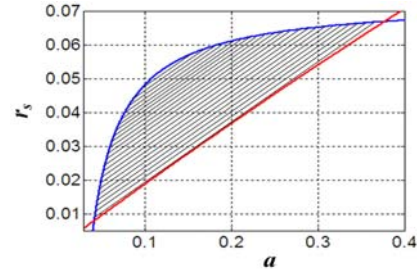


그림 8 설계가이드라인[4]을 만족하는 r_s 와 a 의 범위 ($P=330\text{kW}$, $V_{LL}=380\text{V}$, $x=0.003$, $f_{sw}=10\text{kHz}$)

Fig. 8 Range of ' r_s ' and ' a ' satisfying design guideline in [4]

드라인에 따르면 총 인덕턴스는 0.1PU, 커패시턴스는 0.05PU, 공진주파수는 스위칭주파수의 0.5배를 넘지 않게 설계해야 하는데 요구되는 커패시터 전압의 스위칭 리플(r_s)과 인버터 전류의 스위칭 리플(a)에 따라 설계한 최종 필터 값이 위의 가이드라인을 만족하지 못할 수 있다. 그림 8은 스위칭 주파수를 10kHz, 계통전류의 고조파 리플을 x 를 0.003(IEEE-1547 규정에 의하여 선정)으로 필터를 설계해야 하는 경우 위의 가이드라인을 만족하는 r_s 와 a 의 범위를 나타낸다. 따라서 그림 8을 이용하여 주어진 설계사양에 따라 r_s 와 a 를 적절히 선정해야 한다.

2.4 필터 설계 예

2.3절에서 제안한 필터 설계기법을 다음의 사양으로 LCL필터를 설계한다.

- $P=330\text{kW}$
- $P_{Load}=10\text{kW}$
- $V_{dc}=780\text{V}$
- $V_{LL}=380\text{V}$
- $f_{sw}=10\text{kHz}$
- $0 < r_s \leq 0.07$
- $x=0.003$
- $0 < a \leq 0.5$

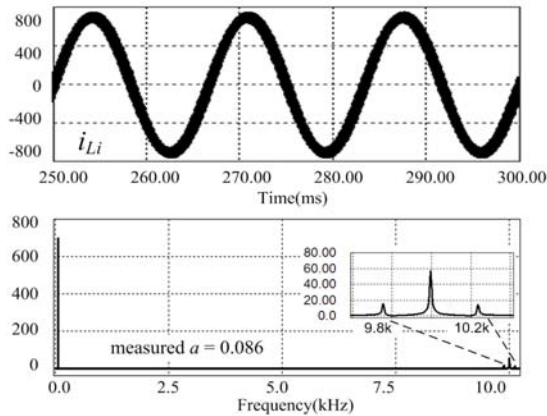
Step 1 : 초기값을 선정한다. ($r_s=0.07$, $a=0.5$)

Step 2 : 식(5), (10), (12)를 이용하여 C_f , L_i , L_g 를 각각 구한다.

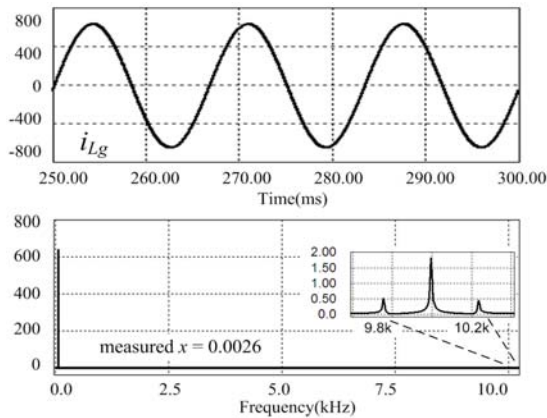
Step 3 : Step 2에서 구한 필터 값이 문헌[4]의 3가지 제한조건의 만족여부를 확인하여 만족하는 경우 사용 가능한 필터 값으로 저장한다.

Step 4 : r_s 와 a 를 적절히 감소시켜 Step 2, 3을 반복한다. 이때 r_s 와 a 의 값이 0에 가까워지면 Step 5로 이동한다.

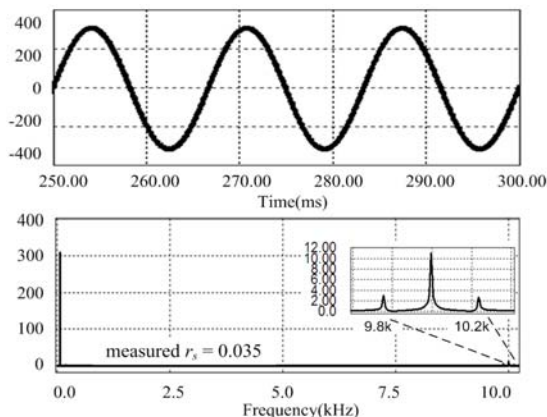
Step 5 : Step 3에서 저장된 사용 가능한 필터 값 중에서 적절한 값으로 사용한다.



(a) 인버터측 인덕터전류 i_{Li} 의 파형 및 FFT
(a) Waveform and FFT of inverter-side inductor current i_{Li}

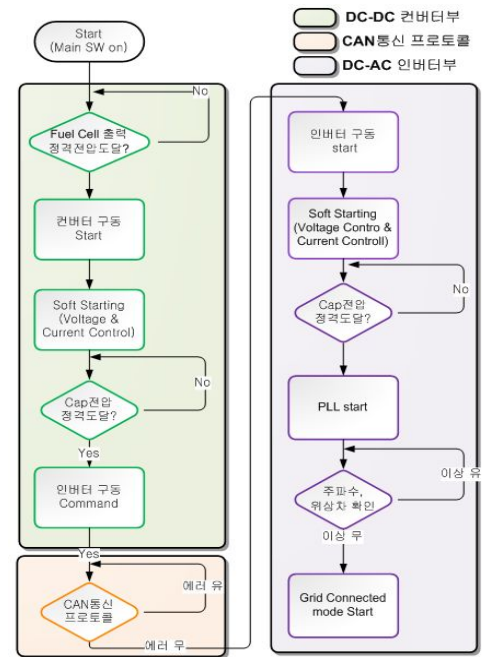


(b) 계통측 인덕터전류 i_{Lg} 의 파형 및 FFT
(b) Waveform and FFT of grid-side inductor currents i_{Lg}

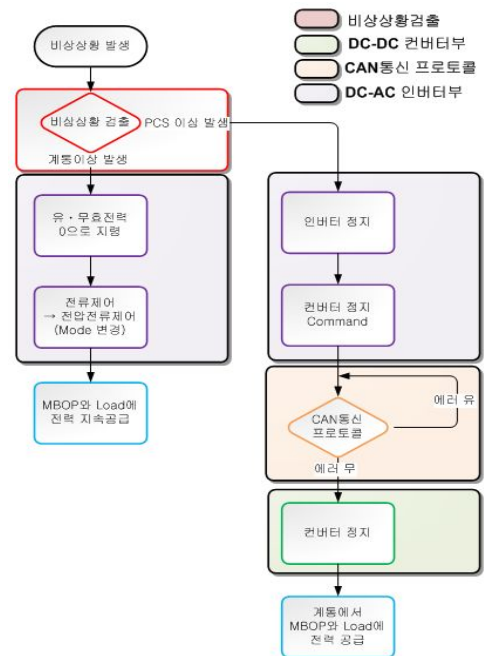


(c) 커패시터전압 v_Q 의 파형 및 FFT
(c) Waveform and FFT of capacitor voltage v_Q

그림 9 제안한 LCL설계 방법의 시뮬레이션 결과
Fig. 9 Simulation results of the proposed LCL filter design method



(a) 기동시퀀스
(a) Start-up sequence



(b) 비상동작 시퀀스
(b) Emergency sequence

그림 10 발전용 연료전지 PCS의 운전 시퀀스
Fig. 10 Operation sequence of fuel cell PCS for generation purpose

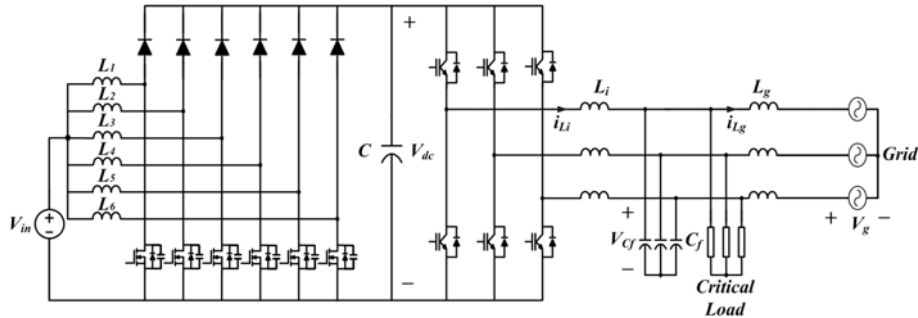


그림 11 제안하는 발전용 연료전지 PCS의 회로도

Fig. 11 Circuit diagram of the proposed fuel cell PCS for generation purpose

위의 설계사양 예로 위의 Step 1~5를 수행한 후 제한조건을 만족하는 r_s 와 α 의 범위는 그림 8과 같다. 이 중에서 $\alpha=0.1$, $r_s=0.04$ 일 때, LCL필터 값은 다음과 같다.

$$\bullet L_i=69\mu\text{H} \quad \bullet L_g=96\mu\text{H} \quad \bullet C_f=85\mu\text{F}$$

그림 9(a)와 (b)는 위의 LCL필터를 사용하여 얻은 시뮬레이션 파형으로서 각각 인버터측 인덕터(L_i)와 계통측 인덕터(L_g)에 흐르는 전류 파형 및 FFT파형을 나타낸다. 측정된 전류 감쇄율은 $\alpha=0.086$, $x=0.0026$ 이며 설계 조건에 만족한다. 그림9(c)는 커패시터의 전압 파형(C_f) 및 FFT파형을 나타내며 측정된 전압 감쇄율은 $r_s=0.035$ 이며 설계 조건에 만족한다.

3. 발전용 연료전지 PCS의 운전 시퀀스

발전용 연료전지 시스템의 경우 생산된 전력을 계통에 주입하는 계통연계운전 모드와 계통이상시 자체부하인 MBOP에도 계속적으로 안정된 전압 공급을 위한 독립운전 모드가 있으므로 이에 따른 기동 및 비상동작 시퀀스가 필요하다. 제안한 시스템의 기동 시퀀스를 그림 10(a)에 도시하였다. 또한 PCS의 이상 또는 계통전원의 이상 시 PCS 스택 및 연료전지 스택, 계통전원의 보호를 위한 비상동작 시퀀스를 그림 10(b)에 도시하였다. 그리고 전체 PCS의 운전제어를 위해 제어기간의 통신이 필요하다.

비동기 통신에서의 버스형 멀티 포인트 방식으로는 RS-485와 CAN(Controller Area Network)있으며, CAN의 경우 RS-485에 비해 전송속도와 전송거리가 다소 떨어지지만 하드웨어적으로 예러처리를 할 수 있는 장점이 있어 CAN방식을 선정하였다.

4. 실험결과

그림 11은 제안하는 발전용 연료전지 PCS의 회로도이고 제안하는 PCS의 타당성을 입증하기위하여 그림 12와 같은 1kW급 축소모델 시작품을 제작하여 실험하였으며 시작품 제작에 사용된 계통연계 PCS의 실험 사양은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} &\bullet V_{in}=100\text{V} & \bullet V_{dc}=225\text{V} & \bullet L=15\text{mH} \\ &\bullet C=2200\mu\text{F} & \bullet P=1\text{kW} & \bullet V_{LL}=110\text{V} \\ &\bullet f_{sw}=10\text{kHz} & \bullet P_{Load}=81\text{W} & \bullet L_i=1.8\text{mH} \\ &\bullet L_g=3\text{mH} & \bullet C_f=3\mu\text{F} & \bullet \alpha=0.11 \\ &\bullet x=0.003 & \bullet r_g=0.044(r_s=0.045) \end{aligned}$$

그림 13(a)는 인버터가 독립운전모드로 동작하다가 PLL을 통하여 계통전압과 위상을 동기화하는 동작을 보여주며 그림 13(b)는 계통과의 위상동기가 완료된 후 인버터스위치를 닫고 전압제어에서 전류제어로 제어모드를 전환하는 과정을 보여준다. 주입전류의 초기 지령값이 0이므로 중요부하에 전력공급을 위하여 인버터에서의 공급전류 i_{Li} 는 감소하는 것과 동시에 계통전류 i_{Lg} 가 증가하는 것을 알 수 있다. 그림 13(c)는 정상 상태에서 전류가 주입이 되는 계통연계 동작을 보여준다. 그림 13(d)~(f)는 계통연계 시 인버터전류 i_{Li} 및 계통전류 i_{Lg} , 부하전압 v_{CF} 의 FFT파형이며 계통전류와 부하전압의 THD는 각각 1.13%, 4.2%로 측정되었다. 감쇄율 α , x , r_g 의 측정된 값은 각각 0.10, 0.0026, 0.04로 설계조건을 만족한다. 13(g)는 6상 부스트컨버터의 각 상전류와 인터리빙된 입력전류 파형이다.

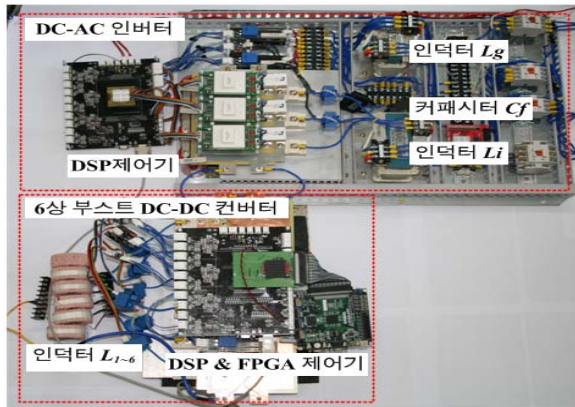
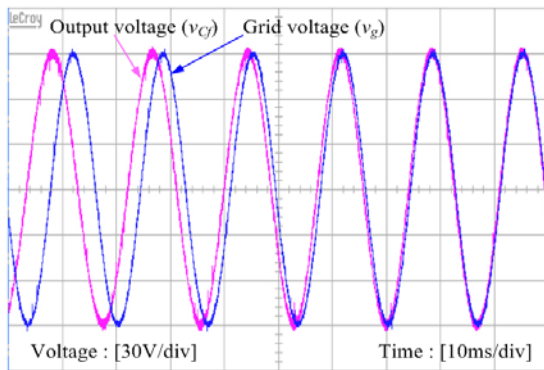
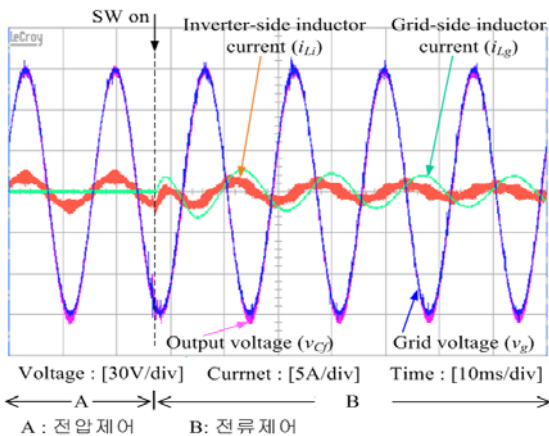


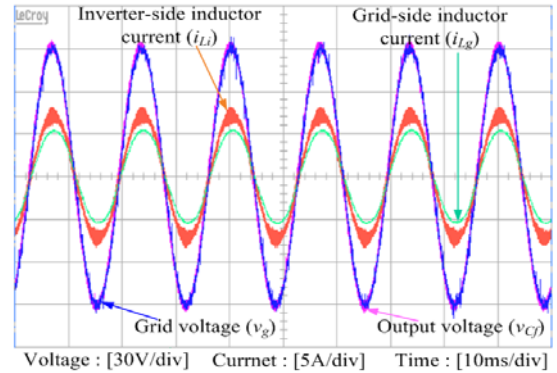
그림 12 1kW급 계통연계 연료전지 PCS 시제품
Fig. 12 Photograph of 1kW utility-interactive fuel cell PCS



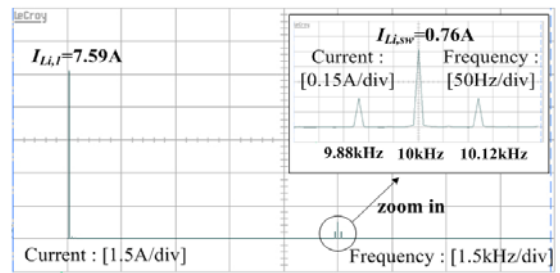
(a) 인버터출력전압과 계통전압과의 위상동기
(a) Phase synchronization of inverter output voltage and grid voltage



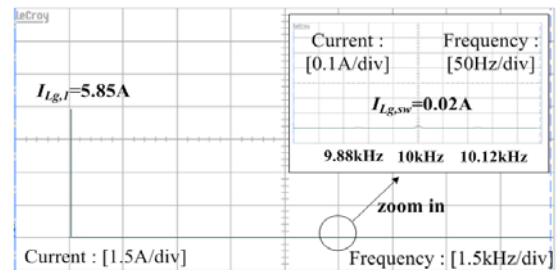
(b) 전압제어에서 전류제어로의 모드전환
(b) Mode transition from voltage control to current control



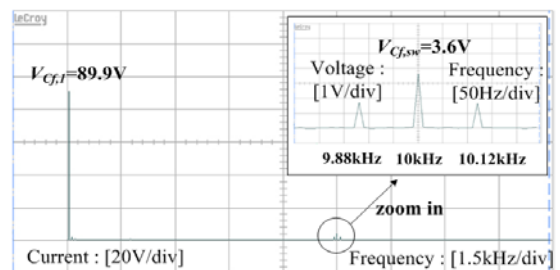
(c) 정상상태에서의 계통전류 주입
(c) Grid current injection at the steady state



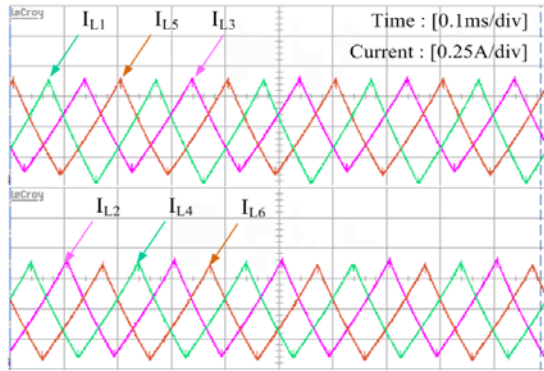
(d) 인버터측 인덕터전류 i_{Li} 의 FFT
(d) FFT of inverter-side inductor current i_{Li}



(e) 계통측 인덕터전류 i_{Lg} 의 FFT
(e) FFT of grid-side inductor currents i_{Lg}



(f) 커패시터전압 v_G 의 FFT
(f) FFT of capacitor voltage v_G



(g) 6상 부스트컨버터의 각상 전류

(g) Waveforms of phase currents in 6-phase boost converter

그림 13 계통연계 동작 실험파형

Fig. 13 Experimental waveforms for grid-connected operation

5. 결 론

본 논문에서는 MCFC 발전용 연료전지 시스템에 적합한 PCS의 최적토폴로지와 MBOP 같은 자체부하의 전압품질을 고려한 LCL필터 설계기법을 제안하였다. 승압용 DC-DC 컨버터는 6상 인터리빙 방식이 효율 및 부피 등을 고려할 때 최적의 상수로 선정되었다. 또한 독립부하가 존재하는 계통연계 시스템에서 계통에 주입되는 전류품질 뿐 아니라 자체부하의 전압품질도 정확히 설계할 수 있는 LCL필터 설계기법을 제안하였는데 시뮬레이션과 1kW급 축소 시작품으로부터의 실험결과가 거의 일치하였다.

본 연구는 2008년도 지식경제부의 재원으로 한국에너지 기술평가원(KETEP)의 지원을 받아 수행한 연구 과제입니다. (No. 2008-N-FC12-J-04-2100)

부 록

- 스위치 손실(P_{IGBT})=도통 손실(P_{con})+스위칭 손실(P_{sw})

$$P_{con} = I_{sw(rms)} \times V_{ce(sat)}$$

$$P_{sw} = (E_{on} + E_{off}) \times f_{sw}$$

- 다이오드 손실(P_{diode})=도통 손실(P_{con})+스위칭 손실(P_{sw})

$$P_{con} = I_{diode(avg)} \cdot V_{F(on)}$$

$$P_{sw} = P_{on} + P_{off}$$

- 인덕터 손실($P_{inductor}$)=동손(P_{copper})+철손(P_{core})

$$P_{copper} = I_{L(rms)}^2 \times R_{DC}$$

$$(R_{DC} = \rho_1 \frac{MLT \times N}{A_w} (\Omega), \rho_1 = \text{고유저항}, A_w = \text{wire 단면}$$

적, $MLT = \text{Mean Length per Turn}$, $N = \text{턴수}$)

- CCM 인덕터의 경우 자화의 변화량이 적기 때문에 철손은 무시

- 커패시터 손실($P_{capacitor}$)= $I_{C(s)}^2 \times ESR$

($I_{C(s)}$: Capacitor 리플 전류, ESR : Capacitor 저항 값)

참 고 문 헌

- [1] 최세완, “발전용 연료전지 PCS 기술 및 개발 동향”, 전력전자학회지, 제15권, 제1호, pp. 36-42, 2010. 2.
- [2] 박성식, 권준범, 최세완, 조진상, 김태희, “300kW급 발전용 연료전지 PCS의 부피저감을 위한 DC-DC 컨버터 최적 설계”, 전력전자학술대회 논문집, pp. 329-331, 2008. 6.
- [3] Standard for Interconnecting Distributed Resources With Electric Power Systems, IEEE Std. 1547.2-2008.
- [4] M. Liserre, F. Blaabjerg, and S. Hansen, “Design and control of an LCL-filter based active rectifier”, *IEEE Ind. Applicat.*, Vol. 1, pp. 297-307, 2001, Oct.
- [5] Yongqiang Lang, Dianguo Xu, Hadianamrei S.R. and Hongfei Ma, “A Novel design method of LCL type utility interface for three-phase voltage source rectifier”, in *Proc. IEEE-PESC '05 36th*, pp. 313-317, 2005, June.
- [6] 박종형, 지민훈, 김홍근, 전태원 노의철, “충고조과 왜율과 리플감쇄율을 이용한 계통연계형 PCS용 LCL필터 설계”, 전력전자학회 논문지, 제15권, 제3호, pp. 235-243, 2010. 6.
- [7] N. Mohan, W. P. Robbin, and T. Undeland, “Power Electronics: Converters, Applications, and Design, 3rd ed.” New York: Wiley, 2003.
- [8] N. Pogaku, M. Prodanovic, and T. C. Green, “Modeling, analysis and testing of autonomous operation of an inverter-based microgrid”, *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 22, No. 2, pp. 613-625, Ch. 8-2, Table 8-1, 2007, Mar.
- [9] 로재석, 최재호, “교류 입력측 LCL필터 구조 전압형 PWM 컨버터의 설계”, 전력전자학회 논문지, 제7권 제5호, pp. 490-498, 2002. 10.
- [10] 이태원, 장수진, 김진태, 구자성, 원충연, 김창현, “연료전지 Simulator에 의한 PWM 컨버터/인버터 구동시스템에 관한 연구”, 전력전자학회 논문지, 제7권, 제5호

pp. 490-498, 2002. 10.

- [11] 윤동근, 강이규, 정해광, 이교범, “대용량 영구자석형 풍력발전시스템의 3병렬 운전을 위한 LCL필터 설계”, *전력전자학술대회 논문집*, pp. 606-608, 2009. 7.
- [12] 이귀준, 박남주, 현동석 “계통연계형 인버터에서 대칭구조를 갖는 LCL필터 설계 및 제어”, *전력전자학술대회 논문집*, pp. 250-252, 2008. 6.
- [13] 김태훈, 최우진, “PEM 연료전지 스택의 동적 시뮬레이션에 관한 연구”, *전력전자학술대회 논문지*, pp. 39-41, 2008.10.

저 자 소 개



김형진(金炯璿)

1981년 10월 1일생. 2010년 서울과학기술대 제어계측공학과 졸업. 2010년~현재 동 대학원 제어계측공학과 석사과정.



박준성(朴峻成)

1982년 4월 26일생. 2009년 서울과학기술대 제어계측공학과 졸업. 2011년 동 대학 에너지환경대학원 신에너지공학과 졸업(석사). 2011년~현재 동 대학 에너지환경대학원 신에너지공학과 박사과정.



김영우(金榮佑)

1982년 3월 5일생. 2009년 서울과학기술대 제어계측공학과 졸업. 2009년~현재 동 대학원 제어계측공학과 석사과정.



최세완(崔世琬)

1963년 3월 3일생. 1985년 인하대 전자공학과 졸업. 1992년 Texas A&M Univ. 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1995년 동 대학원 졸업(공학박사). 1985년~1990년 대우중공업 중앙연구소 대리. 1996년~1997년 삼성전기 종합 연구소 수석연구원. 1997년~현재 서울과학기술대 제어계측공학과 교수. 당 학회 국제이사.



김태희(金泰希)

1968년 10월 24일생. 1993년 창원대 전자공학과 졸업. 1995년 동 대학원 전자공학과 졸업(석사). 1995년 창원대 강사 및 포항공대 가속기연구소 위촉연구원. 1996년~현재 두산중공업(주) 기술연구원 연료전지시스템개발팀 책임연구원.



이기풍(李基豊)

1964년 8월 20일생. 1988년 고려대 기계공학과 졸업. 1988년~1999년 삼성중공업(주) 선임연구원. 2000년~현재 두산중공업(주) 기술연구원 연료전지시스템개발팀장 책임연구원.



이태원(李泰遠)

1957년 3월 29일생. 1983년 전북대 화학공학과 졸업. 1991년 Columbia Univ. 대학원 화학공학과 졸업(석사). 1996년 동 대학원 화학공학과 졸업(공학박사). 1998년~2002년 Duracell Global Science Center, Program Manager, 2002년~2005년 Fuelcell Energy, R&D Manager, 2005년~현재 두산중공업(주) 기술연구원 연료전지개발센터장 상무.