

## 연료전지용 PCS의 출력 전류 리플 개선을 위한 노치 필터 설계

김승민\*, 박봉희\*, 최주엽+, 최익\*, 이상철\*\*, 이동하\*\*

\*광운대학교(seungmin@kw.ac.kr), +광운대학교(juyeop@kw.ac.kr)  
\*\*대구경북과학기술원

## The Notch Filter Design for Mitigation Current Ripple of Fuel cell-PCS

Kim, Seung-Min\* Park, Bong-Hee\*\* Choi, Ju-Yeop\*\* Choy, Ick\*\*\*  
Lee, Sang-Chul\*\*\*\* Lee, Dong-Ha\*\*\*\*

\*Dept. of Embedded SW, Kwangwoon University(seungmin@kw.ac.kr),  
\*\*Dept. of Electrical Engineering, Kwangwoon University,  
\*\*\*Dept. of Information and Control Engineering, Kwangwoon University,  
\*\*\*\* Daegu Gyeongbuk Institute of Science & Technology

### Abstract

As a fuel cell converts the chemical energy of the fuel cell into electrical energy by electrochemical reaction, the fuel cell system is uniquely integrated technique including fuel processor, fuel cell stack, power conditioning system. The residential fuel cell-PCS(Power Conditioning System) needs to convert efficiently the DC current produced by the fuel cell into AC current using single-phase DC-AC inverter. A single-phase DC-AC inverter has naturally low frequency ripple which is twice frequency of the output current. This low frequency(120Hz) ripple reduces the efficiency of the fuel cell.

This paper presents notch filter with IP voltage controller to reject specific 120Hz current ripple in single-phase inverter. The notch filter is designed that suppress just only specific frequency component and no phase delay. Finally, the proposed notch filter design method has been verified with computer simulation and experimentation.

Keywords : 연료전지용 PCS(Fuel cell Power Conditioning System), 노치필터(Notch Filter), IP 전압 제어 (IP voltage controller), 저주파 전류 리플(Low frequency current ripple)

### 기 호 설 명

- Vac : The grid ac voltage [V]
- Iac : The grid ac current [A]
- Vdc : The inverter dc-link voltage [V]
- Idc : The inverter dc-link current [A]
- Pdc : The inverter input power of dc side
- Pac : The inverter output power of grid

### 1. 서 론

최근 전 세계적으로 지구환경문제로 인한 기후변화와 화석 에너지의 고갈 및 가격급등에 따라 풍력, 태양광 발전 등의 신재생 에너지에 대한 관심이 고조되고 있다. 특히 일본 원전사태 이후 친환경 대체에너지원에 대한 정부와 국민의 관심이 고조되고 있다.

이들 대체에너지원들 중에서 연료전지는 기존 발전방식 대비 높은 전기발전효율을 보이며 생성물이 환경오염이 적어 친환경적이다. 또한 규모에 따른 에너지 전환 효율 차이가 크지 않아 소형에서도 높은 에너지 전환 효율을 기대할 수 있다.

반면, 연료전지 상용화를 위해 해결되어야 할 몇 가지 과제가 존재하는데 이는 연료전지의 주 연료인 수소를 추출하는데 필요한 LNG 단가가 여타 에너지원보다 높은 것에 주로 기인한다. 따라서 연료전지용 PCS (Power Conditioning System)는 여타 전력변환장치보다 높은 효율이 요구된다.

그림1은 주거용 연료전지 PCS의 시스템 구성을 보여준다. 주거용 연료전지 PCS는 크게 연료전지 스택, DC/DC 컨버터, 계통연계 인버터로 구성되어 있다. 이 중에서 PCS의 전력변환효율을 떨어뜨리는 주요 요인으로 DC-Link 단의 120Hz 저주파 리플을 들 수 있다.

본 논문에서는 이 저주파 리플을 효과적으로 저감시키는 방법을 제시하고 이를 통해

PCS의 전체 효율을 높일 수 있다는 것을 실험을 통해 증명하였다.

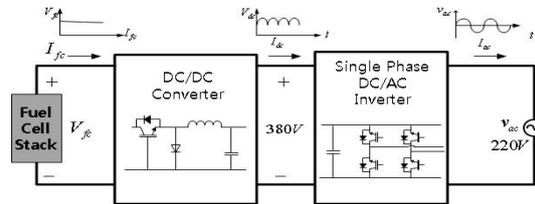


Fig. 1 Configuration of residential fuel-cell PCS

### 2. 단상 인버터의 계통연계 구동시 DC-Link 단의 리플 분석

계통의 전압과 전류를 식(1)과 같이 정의할 수 있으며, 이를 통해 dc-link단<sup>1)</sup>의 전력은 식(2)와 같고 인버터 출력단의 전력은 식(3)과 같다.

$$V_{ac} = V_m \sin \omega t, \quad I_{ac} = I_m \sin \omega t \quad (1)$$

여기서  $\omega = 2\pi f$ 이며  $f$ 는 계통주파수이다

$$P_{dc} = V_{dc} I_{dc} \quad (2)$$

$$P_{ac} = V_m I_m \sin^2 \omega t = \frac{V_m I_m}{2} (1 - \cos 2\omega t) \quad (3)$$

인버터가 이상적이라 가정하면, dc-link단의 전력과 인버터 출력단의 전력은 서로 같으므로 dc-link 단의 전류는 식(4)와 같다.

$$I_{dc} = \frac{V_m I_m}{2 V_{dc}} (1 - 2 \cos 2\omega t) = I_{DC} + I_{dc(ac)} \quad (4)$$

여기서  $I_{dc} = \frac{V_m I_m}{2 V_{dc}}$ 이며,

$$I_{dc(ac)} = -\frac{V_m I_m}{2 V_{dc}} \cos 2\omega t \text{이다.}$$

1) 그림1에서 DC/DC 컨버터와 DC/AC 인버터를 연결하는 직류 단

한편, dc-link단의 전압 리플은 리플 전류  $I_{dc(ac)}$ 에 의해 커패시터  $C_{dc}$ 에 걸리는 전압의 크기와 같으므로 식(5)와 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} V_{dc(ac)} &= \frac{1}{C} \int -I_{dc(ac)} dt \\ &= \frac{V_m I_m}{2V_{dc} C} \frac{1}{2\omega} \sin 2\omega t \\ &= \frac{V_m I_m}{4\omega C V_{dc}} \sin 2\omega t \quad (5) \\ &= V_{m(ac)} \sin 2\omega t \end{aligned}$$

여기서  $\omega = 2\pi f$ 이며  $f$ 는 계통 주파수이다.

따라서 단상 인버터의 계통연계 구동시에는 필연적으로 dc-link단에 계통 주파수의 2배에 해당하는 전압 리플이 생기게 된다.<sup>[1]</sup>

이러한 저주파 리플은 전체 계통연계 PCS 시스템의 효율을 떨어뜨리는 요인이 되므로 120Hz 저주파 리플을 효과적으로 저감시키는 방안이 필요하다.

### 3. 노치 필터 설계

노치 필터는 특정 주파수에서 급격한 감쇠 특성을 가지는 필터로 원치 않는 특정 주파수 성분을 제거하는 데 그 목적이 있다.

#### 3.1 아날로그 노치필터 설계

노치 필터의 형태는 기본적으로 저역통과 필터와 고역통과 필터의 조합으로 정의될 수 있으며, 다음과 같은 2pole-2zero의 2차 전달 함수 형태를 갖는다.<sup>[2]</sup>

$$H_n(s) = \frac{s^2 + 2\zeta_z \omega_o s + \omega_o^2}{s^2 + 2\zeta_p \omega_o s + \omega_o^2} \quad (6)$$

위 식에서  $\omega_o$ 는 공진(노치) 주파수이고,  $\zeta_z$ 와  $\zeta_p$ 는 노치 필터의 폭과 깊이에 관계된 상수이다. 식(6)을 설계의 편의를 위해 식(7)과

같은 형태로 바꿀 수 있다.

$$H_n(s) = \frac{s^2 + 2\frac{d}{c}\omega_o s + \omega_o^2}{s^2 + 2\frac{1}{c}\omega_o s + \omega_o^2} \quad (7)$$

식(7)에서는 노치필터의 깊이와 폭을 각각 조정 가능한 이점이 있다. 공진 주파수  $\omega_o$ 에서 노치필터의 감쇄정도는 식(8)과 같다.

$$|H_n(j\omega)| = \frac{\zeta_z}{\zeta_p} = \frac{d/c}{1/c} = d \quad (8)$$

표1과 그림2는 d값을 변경하면서 노치필터의 보드선도의 변화를 보여준다.

Table 1. The depth of the notch filter according to the value of d

	fo	d	c	depth
$G_{n1}$	120Hz	0.1	1.0	-20dB
$G_{n2}$	120Hz	0.05	1.0	-26dB
$G_{n3}$	120Hz	0.01	1.0	-40dB
$G_{n4}$	120Hz	0.005	1.0	-46dB
$G_{n5}$	120Hz	0.001	1.0	-60dB

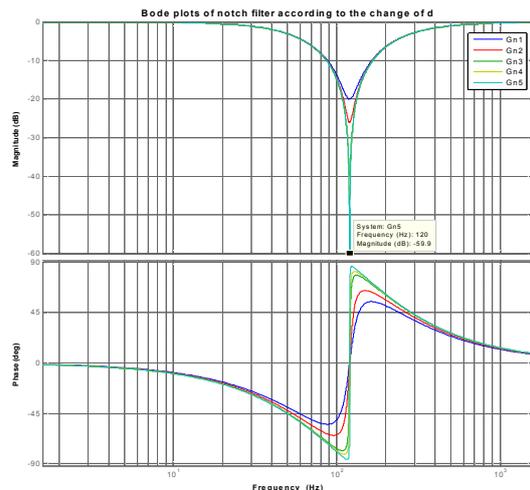


Fig. 2 The bode plot of notch filter according to d

다음은 d값을 고정시켜 놓고 c값을 변경하면서 노치필터의 보드선도의 변화를 본다.

Table 2. The width of the notch filter according to the value of c

	fo	d	c	depth	width	Q계수
$G_{n1}$	120Hz	0.001	1.0	-60dB	340Hz	0.35
$G_{n2}$	120Hz	0.001	2.0	-60dB	148Hz	0.81
$G_{n3}$	120Hz	0.001	3.0	-60dB	94Hz	1.28
$G_{n4}$	120Hz	0.001	4.0	-60dB	68Hz	1.76
$G_{n5}$	120Hz	0.001	5.0	-60dB	52Hz	2.31

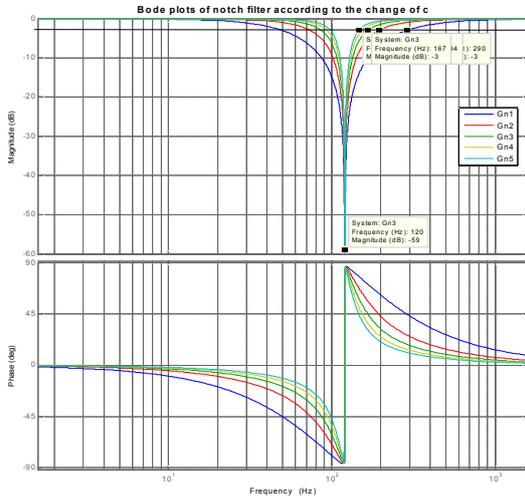


Fig. 3 The bode plot of notch filter according to c

표2와 그림 3에서 볼 수 있듯이 c 값이 커짐에 따라 깊이에는 변화가 없고 폭만 좁아짐을 알 수 있다.

한편, 표2에서 Q-계수(Quality factor)라는 파라미터가 있는데 이는 중심주파수를 대역폭으로 나눈 값이다. Q값이 클수록 급격한 감쇠특성을 갖고 있다고 볼 수 있다.

노치필터를 제어기의 측면에서 보면 s-평면의 허수축에 매우 근접한 복소극쌍을 상쇄할 수 있다. 이는 허수축에 매우 근접한 원치 않는 극을 상쇄하는 영점들이 존재하는 전달함수를 말한다. 이는 결과적으로 저주파 리플(진동)을 노치필터를 사용하여 효과적으로

제거할 수 있다는 것을 뜻한다.

### 3.2 디지털 노치필터 설계

3.1에서 구한 노치필터의 전달함수를 디지털 노치필터로 구현하려면 필터의 동작특성이 z-전달함수나 차분방정식으로 기술될 수 있도록 설계해야 한다. 연속시간 시스템을 이산화하는 방법으로 후향구형(Backward Euler) 적분, 전향구형(Forward Euler) 적분 및 사다리꼴형 적분(Tustin's Method) 등 세가지 방법이 있다. 표3는 각각의 방법을 이용하기 위한 변환 식을 나타내었다.

Table 3. Transformation Method from s-domain to z-domain

변환 기법	변환 식
Backward Euler	$s = \frac{1-z^{-1}}{T}$
Forward Euler	$s = \frac{1-z^{-1}}{Tz^{-1}}$
Tustin's Method	$s = \frac{2}{T} \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}$

위 변환 기법들 중 가장 오차가 적은 것은 사다리꼴형 적분방식이며, 본 논문에서도 사다리꼴형 적분 방법으로 디지털 노치필터를 설계하였다. 앞서 언급한 수식(6)을 Tustin's Method 통해 디지털 노치필터의 전달함수로 구해보면 식 (9)와 같다.

$$\begin{aligned}
 G(z) &= \frac{s^2 + D_z s + \omega_n^2}{s^2 + D_p s + \omega_n^2} \Bigg|_{s = \frac{2}{T} \frac{z-1}{z+1}} \\
 &= \frac{2}{T^2} \frac{(z-1)^2}{(z+1)^2} + D_z \frac{2}{T} \frac{z-1}{z+1} + \omega_n^2 \\
 &= \frac{2}{T^2} \frac{(z-1)^2}{(z+1)^2} + D_p \frac{2}{T} \frac{z-1}{z+1} + \omega_n^2 \\
 &= \frac{z^0(1 + \frac{TD_z}{2} + \frac{T^2\omega_n^2}{4}) + z^{-1}(\frac{T^2\omega_n^2}{2} - 2) + z^{-2}(\frac{T^2\omega_n^2}{4} - \frac{TD_z}{2} + 1)}{z^0(1 + \frac{TD_p}{2} + \frac{T^2\omega_n^2}{4}) + z^{-1}(\frac{T^2\omega_n^2}{2} - 2) + z^{-2}(\frac{T^2\omega_n^2}{4} - \frac{TD_p}{2} + 1)}
 \end{aligned} \tag{9}$$

위 식에서  $D_z$ 와  $D_p$ 는 각각  $2\zeta$ 와  $2\zeta_p$ 이고, T

는  $1/F_s$ 이다.  $F_s$ 는 샘플링 주파수이다.

차단주파수 120Hz에서 깊이 60dB, 폭 52Hz 가지는 노치필터의 전달함수를 Tustin's Method 통해  $z$ -전달함수로 변환하면 식(10)과 같다.

$$H(z) = \frac{0.9925z^2 - 1.984z + 0.9925}{z^2 - 1.984z + 0.985} \quad (10)$$

Sampling time :  $5e-005$

식(10)을 디지털 연산을 위한 이산 방정식으로 표현하면 식 (11)과 같다.

$$y[n] - 1.984y[n-1] + 0.985y[n-2] = 0.9925x[n] - 1.984x[n-1] + 0.9925x[n-2] \quad (11)$$

#### 4. 시뮬레이션

노치필터 적용 전·후 PCS의 동작특성을 알아보기 위해서, 3절에서 설계한 노치 필터를 제어기에 적용하여 그림4와 같이 PSIM DLL과 Schematic 회로를 구성하였다.

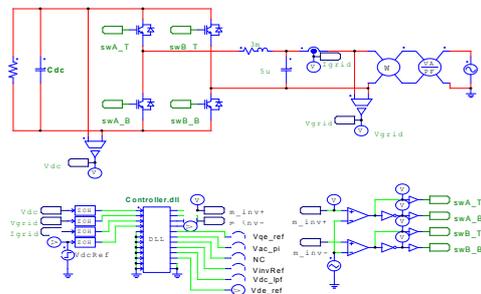


Fig. 4 Simulation circuit of the single-phase grid-connected PCS

그림5은 계통연계 PCS의 제어 블록도를 나타낸다. 전압 제어기는 overshoot가 적은 IP 전압제어기를 사용하였고 이때 이득 값은 식(12)와 같다. 전류 제어기는 PI&IP 혼합 제어기를 사용하여  $\alpha$ 값에 따라 PI 또는 IP 제어기로 전환 가능하며, 이때 이득 값은 식(13)와 같다.<sup>[3]</sup>

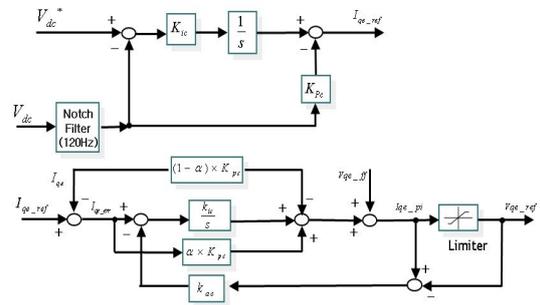


Fig. 5 Control block diagram of the grid-connected PCS

$$K_{iv} = C\omega_n^2, \quad K_{pw} = 2\zeta\omega_n C \quad (12)$$

$$K_{ic} = R\omega_n, \quad K_{pc} = L\omega_n, \quad K_{ac} = 1/K_{pc} \quad (13)$$

단상 계통연계 PCS에서 dc-link단 전압  $V_{dc}$ 을 제어할 때, dc-link단 커패시터 전압에는 120Hz 리플 성분이 있기 때문에 노치필터를 통해 120Hz의 리플성분만 제거하게 된다. 그림6은 노치필터를 적용하지 않은 경우와 적용한 경우의 전압제어 출력과형을 나타낸다.

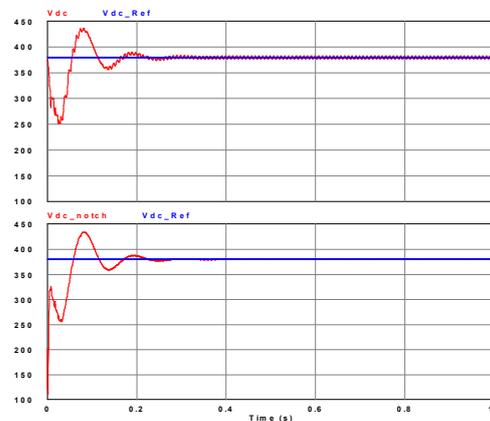


Fig. 6 Simulation results of the  $V_{dc}$  voltage waveform without and with notch filter

그림7과 그림8은 노치필터 적용 전·후 전류 제어기의 레퍼런스와 출력 전류의 시뮬레이션 결과이다.  $I_{grid}$ 는 인버터 출력 전류를 나타내며  $I_s$ 는 계통의 전류를 나타낸다.



## 6. 결 론

본 논문에서는 연료전지 PCS에서 필연적으로 발생하는 120Hz 저주파 리플을 수식적으로 해석하고 이를 효과적으로 제거할 수 있는 방법을 제시하였다. 추가적인 하드웨어 구성없이 소프트웨어적으로 저주파 리플의 영향을 감쇄시켜서  $THD_i$ 를 개선시켰고 그 결과 인버터 효율을 높일 수 있었다.

## 후 기

본 연구는 교육과학기술부 대구경북과학기술원 일반사업(12-BD-0101)에 의해 수행되었습니다.

## References

1. Seung-min Kim, "The Feed-forward Controller and Filter design of Single-Phase Power Conditioning System for Mitigation Current Ripple." KSES Spring annual conference, 2012. 03
2. KOTATO HIRANO, "Design of Digital Notch Filters" IEEE TRANSACTIONS on COMMUNICATIONS, vol. COM-22, no.7, JULY 1974
3. Seung-dae Yang, "The compensation of the grid current distortion caused by the grid voltage unbalance and distortion" Journal of the KSES vol.32, no. 3, Jun 2012