

DC전압 충전 및 전원 역률 보상이 가능한 APF에 관한 연구

(A study on Active Power Filter Available for DC-Link Boost and Power Factor Control)

이우철*

(Woo-Cheol Lee)

Abstract

In this paper, a control algorithm for active power filter (APF), which compensates for the harmonics and power factor, boosting the DC-link voltage is proposed. The proposed scheme employs a pulse-width-modulation (PWM) voltage-source inverter. A simple algorithm to detect the load current harmonics is also proposed. The APF and charging circuit are implemented in one inverter system. Finally, the validity of the proposed scheme is investigated with simulated and experimental results for a prototype APF system rated at 3kVA.

Key Words : APF, compensation, harmonics, charging circuit

1. 서 론

전원계통에서 다이오드나 사이리스터 정류기 부하와 같은 비선형 부하의 증가로 point of common coupling (PCC) 지점의 전압파형이 왜곡되게 된다. 고조파와 관련된 문제를 줄이기 위하여 전원계통은 일반 산업계에서 추천되는 고조파 규정 IEEE 519을 맞추게 하고 있는데 이는 아직 전기 공급 약관에서 정하

고 있는 수용가에만 강제성이 있으나 추후 점차적으로 일반 수용가에도 적용이 될 예정이다. IEEE 519 고조파 규격은 전원계통의 PCC지점에서만 해당된다 [1-2].

지금까지는 수동 필터가 역률 향상과 전원 측 고조파 전류를 제거하기 위하여 사용되어 왔는데 이들 수동필터는 몇 가지 단점이 있다. 첫째로, 고조파 보상 효과는 계통에서의 전원 계통의 임피던스에 영향을 받는다. 둘째로, 특정 주파수에서는 선로 임피던스와 수동필터 사이에 고조파 증폭이라고 하는 병렬 공진이 발생한다. 셋째로, 수동 필터는 계통과 직렬 공진이 발생할 수도 있어, 이로 인한 전압왜곡은 지나친 고조파 전류가 수동 필터로 흘러들어가게 할 수 있다[3-4]. 여러 가지 종류의 보상기가 계통의 품질을 향상시키기 위하여 사용되어 왔는데 그중에 하나가 active power filter (APF) 로 원하지 않는 고조파를 제거할 수가 있다. 그러나 가격적인 면과 복잡성 때문에 많이

* 주저자 : 환경대학교 전기공학과 부교수
환경대학교 전기공학과 부교수
IT융합연구소

* Main author : Hankyong National University Dept.
of Electrical Electronic & Control
Engineering Associate Professor Institute
for information technology convergence

Tel : 031-670-5323, Fax : 031-670-5329

E-mail : woocheol@hknu.ac.kr

접수일자 : 2012년 10월 24일

1차심사 : 2012년 10월 26일, 2차심사 : 2012년 11월 15일

심사완료 : 2012년 12월 7일

사용되고 있지는 않고 있다[5-6]. 국내 산업 현장에서의 전력 품질의 신뢰성은 매우 높은 편이지만 입력 전압과 전류의 역률에 대한 확실한 규정이 없기에 정상 시 전원 측 역률 보상 및 고조파의 억제가 되질 않아 기기에 오동작 및 손상을 초래할 수 있는 상황이 벌어질 수도 있다. 이러한 상황을 예방하기 위하여 중전의 고조파만 감소시키는 APF 기능에 전원 역률 보상 기능, 별도의 충전회로 없이 DC 링크 전압을 최대한으로 충전할 수 있는 제어 알고리즘을 추가하여 장비 구현 시 가격적인 경쟁력을 갖출 수가 있다.

중전의 APF와 비교하여 제안된 시스템은 다음과 같은 장점을 가지고 있다.

- 1) 전원 전압이 정상 시 제안된 APF 시스템은 역률 제어, 부하 측 고조파 보상, DC 충전 기능을 수행한다. 또한 새롭게 제안된 단순한 부하전류 고조파 검출 방법이 사용된다.
- 2) APF의 충전회로는 별도의 추가 회로 없이 APF와 같은 하나의 인버터 시스템으로 구현된다. 따라서 가격적인 경쟁력을 갖출 수가 있다.
- 3) 마지막으로 제안된 제어 알고리즘의 타당성은 컴퓨터 시뮬레이션을 통한 분석 및 프로토타입 실험으로 검증된다.

2. 시스템 설계

2.1 제안된 시스템 회로

그림 1은 LC 필터와 static bypass switch (SBS)로 구성된 단상 APF 시스템 회로 구성도를 보여준다. 정상상태 동작시 DC-link 전압을 충전하고 부하 측 고조파 전류 보상, 부하 역률 보상 기능을 수행한다. DC 충전의 기본적인 동작 원리는 단상 PWM 컨버터와 동일하다. 제안된 단상 APF는 단상 PWM 컨버터와 하드웨어와 소프트웨어 면에서 유사하다. 하드웨어적인 면에서는 DC 링크 커패시터, 풀 브릿지 인버터, 인덕터, 전원전압으로 구성되어 있는 단상 PWM 컨버터와 제안된 회로는 동일하며, 다만 단상 PWM 컨버터는 부하측이 DC 링크 커패시터에 연결이 되어 있고, 제안된 APF는 전원 측에 부하가 연결되어 있는 점만

다르다. 소프트웨어 면에서 보면 단상 PWM 컨버터는 DC 링크 전압 제어기를 통하여 일정 DC 전압 제어를 구현하고, 이를 통한 전류 지령 치에 전원 측 위상을 곱하여 전원 측 전류가 정현파가 되도록 제어를 한다. 제안된 APF에서 DC 충전 원리는 단상 PWM 컨버터와 동일하며, 추가의 역률 보상기능, 부하 고조파 전류 보상 기능만 소프트웨어로 구현이 된다. 따라서 추가의 충전회로 없이 APF에 제어 알고리즘만으로 DC 충전기능을 구현 할 수가 있다. 또한 전원 전압과 DC 전압의 차가 클수록 전원부를 제어하기가 수월해져 역률제어가 잘된다.

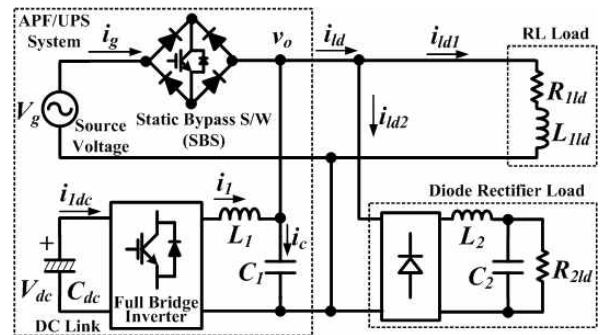


그림 1. LC 필터와 스테틱 바이 패스 스위치를 갖는 APF 회로구성도

Fig. 1. Circuit diagram of single-phase APF with LC filter and static bypass switch

2.2 APF와 부스트 컨버터의 제어 원리

그림 2는 APF의 제어 블록 다이어그램을 보여 주는데 이는 2중 제어 루프 구조를 가지고 있으며 외부 DC 링크 전압 제어기와 내부 AC 전류 제어기로 구성되어 있다. 외부 DC 링크 전압 제어기는 인버터의 DC 링크 전압을 승압하고 일정하게 제어하기 위한 PI 제어기로 제어기 출력은 DC 가 되나 전원 측의 위상을 곱하여 내부 AC 전류 제어기의 지령 치로 동작하게 된다. 따라서 AC 전류 지령치는 전원전압과 위상이 같은 정현파가 된다. 또한 검출된 부하 고조파 전류 $i_{d, Htt}$ 가 전류 제어기의 출력에 더해져서 부하 고조파 전류를 보상을 한다. AC 전류 제어기를 거친 지령치는 전원전압의 전향 보상 값과 더해져 최종 지령 치

로 동작하게 되어 DC 링크 전압은 승압이 되고, 전원 측 전류는 고조파 부하전류가 있어도 전원 전압과 동상인 정현파 전류가 흐르게 되어 역률 ≈ 1 제어한다.

그림 2. Active Power Filter 의 블록 다이어그램
Fig. 2. Block diagram of Active Power filter

- 본 논문에 사용된 약자는 다음과 같다.
- V_g, i_g : 전원 전압, 전원 전류
- V_o, i_{ld} : 출력 전압, 부하 전류
- i_{ldl}, i_{ld2} : RL, 정류기 부하 전류
- V_{dc}, i_{dc} : DC-link 전압, 전류
- i_b, i_c : 인버터, 커패시터 전류
- $i_{ld_{ds}}, i_{ld_{qs}}$: 고정좌표계에서 부하전류
- $i_{ld_{de}}, i_{ld_{qe}}$: 회전좌표계에서 부하전류
- $i_{ld_{de_Hflt}}, i_{ld_{qe_Hflt}}$: 회전좌표계에서 부하고조파전류
- i_{ld_Hflt} : 검출된 고조파 부하 전류
- V_{dc_ref} : DC전압 지령치

그림 3은 부하 전류의 고조파 전류 검출 블록도를 보여주는데 all-pass 필터와 d-q 변환을 이용하여 구성을 하였다. d-q 변환은 3상 시스템에서 적용되는 변환식으로 3상을 2상 고정좌표계로 변환을 하여 2개의 정현파 파형을 만들어 내고, 이는 90°의 위상차를 갖게 된다. 이는 다시 동기좌표계로 변환을 하여 DC값의 d 축 값과 q 축 값을 만들어 낸다. 따라서 3상 시스템에서 적용되는 이론을 단상에 적용하기 위해서는 90°의 위상차를 파형을 만들어 내어야 한다. 이를 위해 all-pass 필터를 사용하여 입력과 90°의 위상차를 갖는 파형을 만들어 내야 한다. 식 (1)은 all-pass 필터 수식으로 입력 파형과 크기는 같고 90°의 위상 지연이 있는 파형을 만들어 낸다. 즉 90°의 위상 지연이 있는

전류 $i_{ld_{qs}}$ 는 측정된 부하전류 $i_{ld_{ds}=ild}$ 를 all-pass필터 관련 수식인 식 (1)을 이용하여 구할 수가 있다[7].

$$I_{ld_{qs}}(k) = -cI_{ld_{qs}}(k-1) + cI_{ld_{ds}}(k) + I_{ld_{ds}}(k-1) \quad (1)$$

$$c = \frac{T_c w - 2}{T_c w + 2}$$

여기서 c는 all-pass 필터의 상수로, T_c 는 제어 주기, w는 전원각 주파수가 된다. 부하전류 i_{ld} 는 검출되어 동기좌표계에서 처리가 된다. 이리하여 검출된 전류는 동기좌표축에서 DC 성분이 되어 비록 Low Pass Filter를 거친다 하더라도 위상지연이 발생이 안 된다. 고조파 전류를 검출하기 위하여 High Pass Filter는 (1-LPF)로 구성이 된다. 제어기에서 LPF는 20Hz의 차단주파수를 갖는다. 시스템 구현을 위해서는 전원 전압을 검출하여야 하는데 이 역시 all-pass 필터와 d-q 좌표변환을 사용하여 검출할 수 있다.

그림 3. 부하 고조파 검출 블록 다이어그램
Fig. 3. The block diagram of load harmonic sensing

그림 4는 부하 고조파 전류 검출 시뮬레이션 결과이다. 부하는 50%의 RL 부하와 50%의 정류기 부하로 구성하였다. $i_{ld_{ds}}$ 는 그림 3에서 알 수 있듯이 부하 전류 i_{ld} 를 음으로 취한 값이며 $i_{ld_{qs}}$ 는 all-pass 필터를 거친 90° 위상지연이 있는 값이다. $i_{ld_{de_Hflt}}$ 와 $i_{ld_{qe_Hflt}}$ 는 회전 좌표계에서 부하전류의 고조파 성분을 검출한 값이다. 다시 이 값들을 역 변환하여 실제 부하전류의 고조파 성분 i_{ld_Hflt} 을 검출하여 AC 전류 제어기에 입력된다. $i(L1)$ 값은 APF가 동작을 하여 부하전류의 고조파 성분 i_{ld_Hflt} 에 반대되는 값을 주입하는 파형을 보여주며 스위칭 리플이 포함되어 있음을 보여준다.

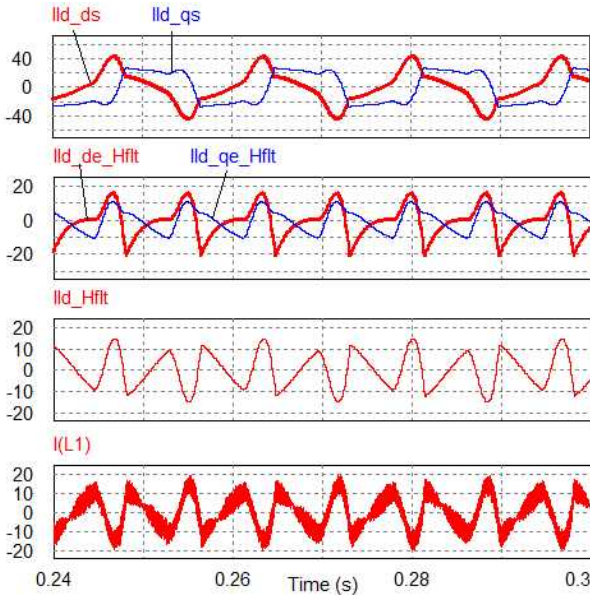


그림 4. 부하 고조파 전류 검출 시뮬레이션 결과
Fig. 4. Simulation results in case of detection for load harmonics

그림 5는 AC 전류 제어를 보여준다. 전류 제어기의 폐루프 전달함수는 다음의 수식으로 주어진다 [8-9].

$$(i_{1_ref} - \frac{v_o}{G_o(s)}) \frac{(k_{p1} + \frac{k_{i1}}{s})(\frac{1}{L_1s})G_o(s)}{1 - (\frac{1}{L_1s})G_o(s)} = v_o \quad (2)$$

$$\Phi(s)_{IN} = \frac{v_o}{i_{1_ref}} \quad (3)$$

$$= \frac{(k_{p1} + \frac{k_{i1}}{s})(\frac{1}{L_1s})G_o(s)}{1 - (\frac{1}{L_1s})G_o(s) + (k_{p1} + \frac{k_{i1}}{s})(\frac{1}{L_1s})}$$

여기서 k_{p1} 과 k_{i1} 은 전류 PI 제어기의 비례계인, 적분 계인을 나타낸다. 인버터 측 부하와 필터 커패시터의 임피던스 $G_o(s)$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$G_o(s) = \frac{R_L}{1 + R_L C_1 s} \quad (4)$$

여기서 R_L 은 부하의 등가 저항이다. 식 (4)을 식 (3)에 대입하면 다음의 수식이 얻어진다.

$$\Phi(s)_{IN} = \frac{v_o}{i_{1_ref}} = \frac{(k_{p1} + \frac{k_{i1}}{s})R_L}{S^2 L_1 C_1 R_L + s(L_1 + (k_{p1} + \frac{k_{i1}}{s})C_1 R_L) + (k_{p1} + \frac{k_{i1}}{s}) - R_L} \quad (5)$$

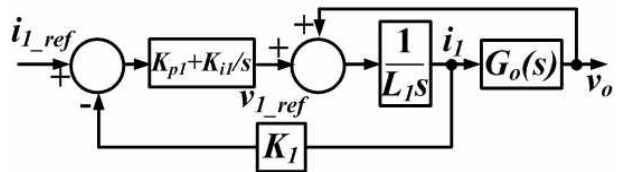


그림 5. AC 전류 제어기
Fig. 5. AC current controller

그림 6은 제어기의 오픈 루프 (Giop) 게인과 폐루프 (Gicp1, Gicp2) 게인에 따른 보드선도를 보여준다. 폐루프 게인(Gicp1)은 적절하지 못한 PI 계인으로 인한 위상 여유가 없어 불안정함을 보여주며, 폐루프 게인(Gicp2) 86°의 위상 여유를 보여주어 시스템이 안정됨을 보여준다. 시스템이 안정되게 설계된 PI 제어기의 파라미터는 다음과 같다: $K_p = 5.6$, $K_i = 11$.

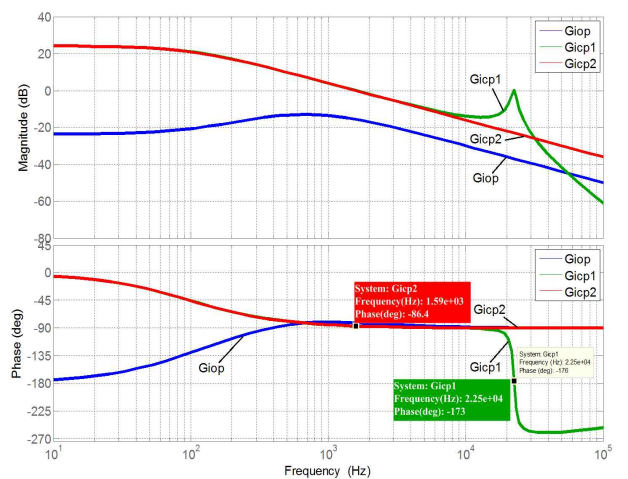


그림 6. 제어기의 오픈루프(Giop) 게인과 폐루프 (Gicp1, Gicp2) 게인에 따른 보드선도
Fig. 6. Bode plots of the open loop (Giop) gain and closed loop (Gicp1, Gicp2) gain of the controller

그림 7은 LC 필터 ($L_1=0.4\text{mH}$, $C_1=100\mu\text{F}$)의 보드선도를 보여준다. 필터의 차단 주파수는 795Hz , 현재 시스템의 스위칭 주파수 11kHz 이다. 스위칭 주파수가 LC 필터의 차단 주파수 보다 약 10배 정도 높기 때문에 스위칭 리플은 약 200배정도(-46.4dB) 감소됨을 알 수가 있다.

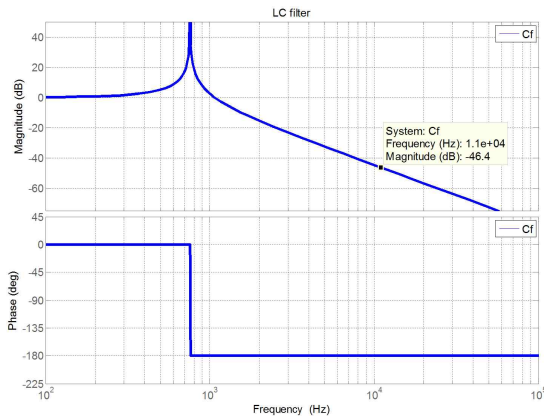


그림 7. LC 필터의 보드선도
Fig. 7. Bode plots of the LC filter

3. 시뮬레이션 및 실험 결과

3.1 시뮬레이션 결과

본 연구에서 제안된 방식의 타당성을 검증하기 위하여 PSIM을 사용하여 시뮬레이션을 수행하였다. 시뮬레이션 및 실험에 사용된 시스템 파라미터는 표 1과 같다. 전원 전압은 207V , 정격 용량은 3kVA 이다. 스위칭 주파수는 11kHz 이며 DC-link 전압은 400V 까지 승압을 하였다.

그림 8은 전 부하 상태에서 DC-link 전압을 290V 에서 400V 로 승압할 때의 기동파형이다. 인덕터 전류 제어기와 DC-link 전압 제어기는 입력 전류가 지령치 전류 파형을 추종하게 제어하고, 출력전압을 일정하게 제어한다. 일반적으로 전류 제어기는 역률이 ≈ 1 이 되도록 제어를 한다. 더구나 검출된 고조파 부하 전류 i_{ld_Hflt} 가 전류 제어기에 더해져서 고조파 부하 전류를 보상을 한다. 처음 기동 시 DC-link 전압이 전원전압의 피크치와 별 차이가 안 나서 전원전류는 부하전류

와 거의 유사한 파형의 전류가 흐르나 DC-link 전압이 전원전압의 첨두치 보다 어느 정도 크게 제어되고 나서는 전원전류는 정현파형태로 흐르게 됨을 알 수가 있고 400V 에 도달하면 APF는 정상상태로 동작함을 알 수가 있다.

표 1. 시스템 파라미터
Table 1. System parameters

Parameters	Value
전원전압 (V_g), 정격	207V , 60Hz , 3kVA
스위칭 주파수 (f_s)	11Hz
DC-link 커패시터 (C_{dc})	$9,900\mu\text{F}$
DC-link 전압 (V_{dc})	400V
필터용 L_1 , C_1	0.4mH , $100\mu\text{F}$
정류기부하용 L_2 , C_2	0.2mH , $800\mu\text{F}$
R_{1lk} , $L_{1lk}(100\%)$	11Ω + 22.4mH (PF=0.8)
정류기 부하용 $R_{2lk}(100\%)$	30Ω

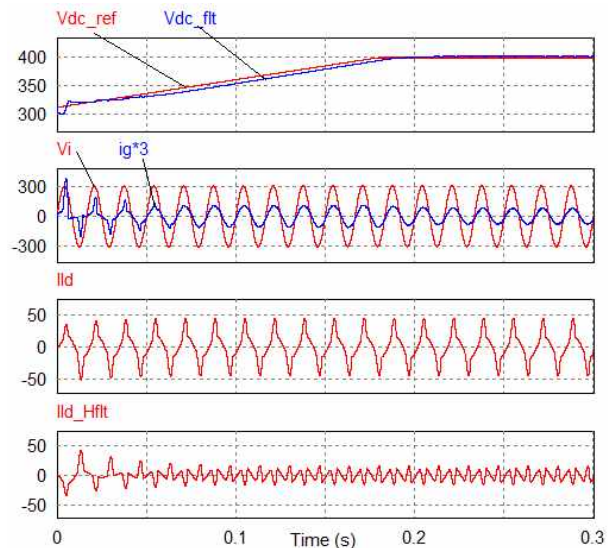


그림 8. 풀부하시 DC-link 전압이 290V 에서 400V 로 승압시 기동파형
Fig. 8. Start-up when the DC-link voltage is increased from 290 to 400V_{dc} under full-load condition

그림 9는 정상 상태 시 시뮬레이션 결과로 정격부하가 인가되어도 DC-link 전압은 400V 로 일정하게 제어가 되며, 비록 부하가 비선형 부하이지만 전원전류

는 정현파에 역률 ≈ 1 로 제어됨을 알 수가 있다. 새롭게 제안된 고조파 부하 전류의 검출 방식은 중전의 방식과는 달리 부하전류를 all-pass 필터를 거쳐서 고정 좌표계 값을 구한 다음 다시 회전 좌표계에서 LPF를 거쳐서 고조파 성분을 검출한다. 이 경우 검출된 값들이 DC로 환산됨에 따라 위상지연이 발생하지 않게 된다. 다시 이 값들을 역 변환하여 실제 부하전류의 고조파 성분을 검출하는 새로운 방식을 구현하였다. 기존의 부하 측 고조파 전류를 보상하는 APF기능에 역률 제어 및 DC 전압 제어를 동시에 구현할 수 있음을 알 수가 있다. 즉 별도의 DC 충전회로 없이 APF 기능을 수행할 수가 있다.

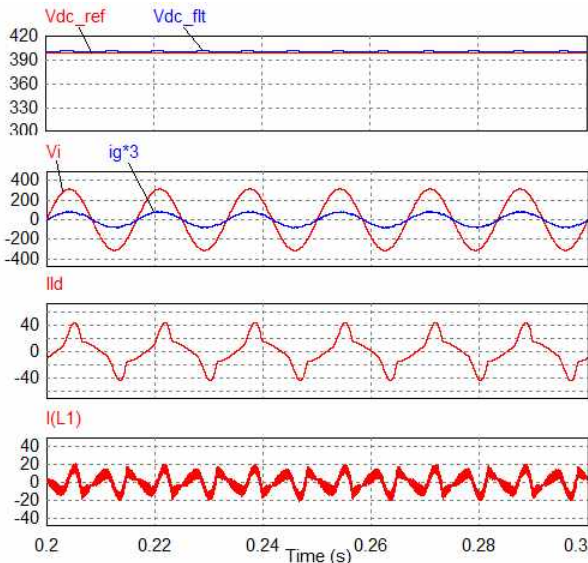


그림 9. 정상상태 시뮬레이션 결과
Fig. 9. Simulation results in steady state

3.2 실험 결과

제안된 방법을 검증하기 위하여 제어 알고리즘은 DSP TMS320C33을 이용하였고, 이는 32비트 플로팅 포인트 연산 DSP로 명령어 하나의 수행시간은 13.3ns이다. 프로토 타입은 IGBT로 구현을 하였으며, 용량은 3kVA이다. PWM의 스위칭 주기는 91 μ s이며 단상 정류기 부하와 RL 부하가 사용되어 고조파 부하전류 제거와 역률 보상의 특성을 실험할 수 있게 하였다.

정상 전원전압은 208V이며 DC-link 전압은 400V까지 승압하였다.

그림 10은 부하가 인가된 상태에서 DC-link 전압을 290V에서 400V로 승압할 때의 기동 파형으로 전압 지령치를 정확히 추종함을 알 수가 있다. Ch2는 인버터 전류 파형으로 400V 충전이 끝남에 따라 전류가 다소 감소하나 부하가 인가됨에 따라 지속적으로 인버터 전류가 흐르는 것을 알 수 있다.

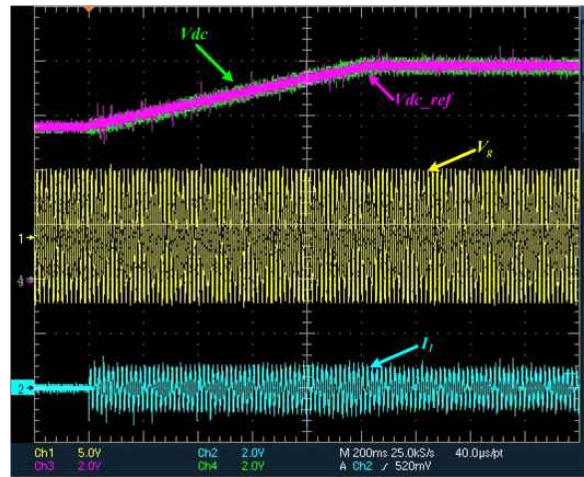


그림 10. DC전압이 290V에서 400V로 승압시 실험 파형
Fig. 10. Experimental results when the DC-link voltage is increased from 290 to 400 Vdc (Ch 1. V_g : 입력전압 (250 V/div). Ch 2. i_i : 출력전류 (20 A/div). Ch 3. V_{dc_ref} : DC 전압지령치(100V/div). Ch 4. V_{dc} : DC-link 전압 (100V/div)

그림 11은 APF가 동작을 하여 정류기 부하와 저항 부하가 걸려도 전원전류를 정현파, 역률 ≈ 1 제어를 수행함을 알 수가 있다. Ch3는 APF Turn-On, OFF 신호로 Low는 APF가 Turn-Off됨을 나타낸다. APF가 Turn-Off 되면 DC 전압제어, 정현파 전류제어, 역률 제어도 하기 않게 됨에 따라 전원전류는 부하전류와 인버터측 필터 커패시터에 흐르는 전류의 합이 흐르게 된다.

그림 12는 부하 변동에 대한 실험파형으로 정류기 부하가 걸려 있다가 2kW 저항 부하가 인가 시 파형을 보여준다. 비록 저항 부하가 인가가 되었으나 DC 전압 강하는 볼 수가 없고 여전히 일정 전압제어가 됨을

알 수가 있다. 전원전류 i_g 는 부하가 증가함에 따라 같이 증가됨을 알 수가 있고, 부하 전류에 비하여 정현파, 역률 ≈ 1 제어가 됨을 알 수가 있다.

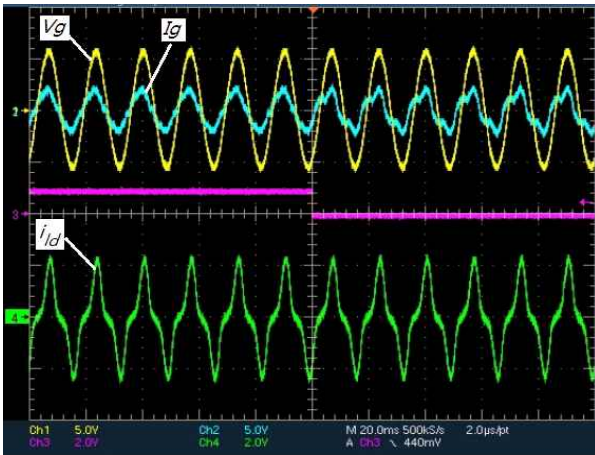


그림 11. APF 턴온 턴 오프시 파형
 Fig. 11. APF waveform when it is turned on and off.
 Ch1. V_g : 입력전압 (250V/div), Ch2. I_g : 전원전류 (20A/div), Ch3. APF ON, OFF 신호 (2V/div), Ch4. I_d : 부하전류 (20A/div)

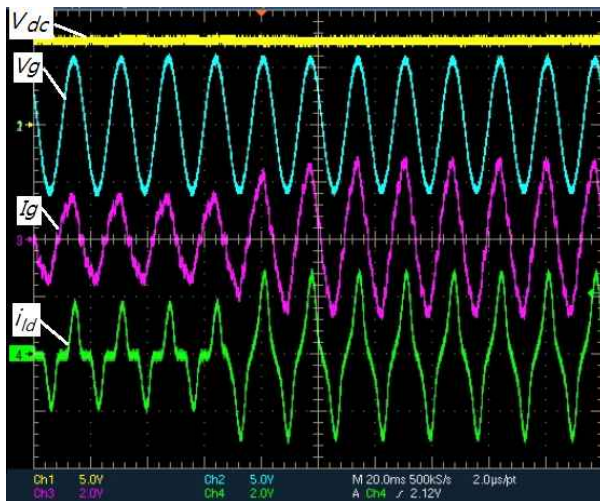


그림 12. 정류기 부하에 2kW 저항 부하가 인가시 APF 부하 변동 실험
 Fig. 12. Experiment of the APF load variation when the rectifier load was added to the 2kW Resistor load(Ch1. V_{dc} : DC 전압 (250v/div), Ch2 : V_g :입력전압 (250V/div), Ch3. I_g : 전원전류 (20A/div), Ch4. I_d : 부하전류 (20A/div)

그림 13은 정상 상태 시 정격부하 (RL부하, 정류기 부하)에서의 실험 파형이다. Ch1은 부하전류 파형을 보여주며, Ch2.는 인버터 출력 전류 파형을 보여준다. 부하 측의 고조파 성분을 검출하여 보상해주는 전류 파형이다. Ch3은 부하전류와 인버터 전류의 차이 ($I_d - I_i$)를 보여준 파형으로 깨끗한 정현파 파형은 고조파 검출이 잘되었음을 보여준다. Ch4는 전원 전류 파형을 보여준다. Ch3와 동일하지는 않지만 유사한 정현파 전류 파형을 보여준다. 스위칭 주파수를 늘리면 보다 정현파에 가까운 파형을 얻을 수 있을 것으로 판단된다.

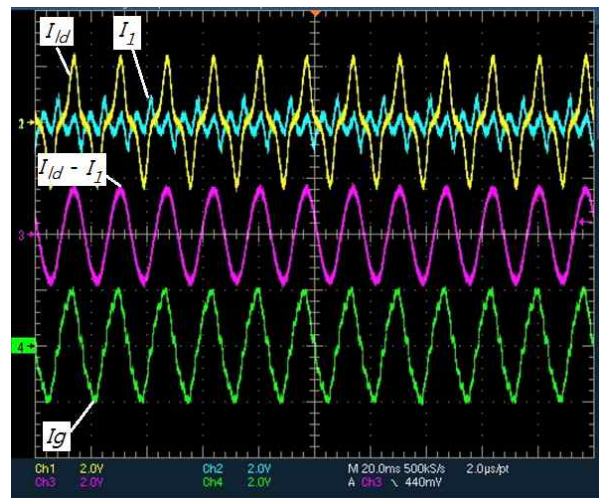


그림 13. APF 정상상태시 파형
 Fig. 13. Steady state waveforms of the APF
 Ch1. I_d : 부하전류 (20A/div) Ch2. i_i : 출력전류 (20A/div), Ch3. $I_d - i_i$ (20A/div), Ch4. I_g : 전원전류 (20A/div)

4. 결 론

본 논문에서는 DC 전압 충전 및 전원 역률 보상이 가능한 APF에 관한 제어 알고리즘을 제안하였다. 종전의 APF는 부하 측 고조파를 검출하고 보상을 하여 전원 측에 정현파 전류라 흐르게 제어를 하였다. 그러나 이 경우는 DC 충전부가 별도로 설치되어 있어야 한다. 제안된 방식에서는 부하 고조파 전류 검출을 all-pass필터를 이용한 회전 좌표계에서 검출을 하는 새로운 알고리즘을 제안하여 부하 고조파 전류를

보상을 하였으며 또한 전원 역률 제어 기능을 추가를 하였다. APF는 별도의 충전회로 없이 충전의 단상 인버터 시스템으로 구현을 하였다. 제어 알고리즘과 수학적 모델이 제시가 되었고, 제안된 방식은 3kVA APF 시스템으로 시뮬레이션 및 실험을 통하여 검증되었다. 추후 전압강하, 상승, 정전 등의 전원 문제시에도 보상을 할 수 있는 제어 알고리즘을 추가하여 연구를 수행할 예정이다.

References

[1] S. Bhattacharya and D.M.Divan, "Synchronous frame based controller implementation for a hybrid series active filter system," IEEE IAS Ann. Mtg, pp. 2531-2540, 1995.

[2] Koval, D.O., Bocancea, R.A., Kai Yao, Hughes, M.B. "Canadian national power quality survey: frequency and duration of voltage sags and surges at industrial sites", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 34, Issue: 5, pp. 904-910, Sept.-Oct. 1998.

[3] Xiaoming Yuan, Me, W. Stemmler, H and Allmeling, J., "Stationary-frame generalized integrators for current control of active power filters with zero steady-state error for current harmonics of concern under unbalanced and distorted operation conditions", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 38, pp. 523-532, 2002.

[4] L. Mohan, J. W. Dixon, R. R. Wallace, "'A Three-phase Active power Filter Operation With Fixed Switching Frequency for Reactive Power and Current Harmonic Compensation,'" IEEE Trans. Indus. Appli, Vol. 42, No. 4, pp. 402-408, 1995.

[5] W. Lee, D. Lee, T. Lee, "New control scheme for a unified power quality compensator-Q with minimum active power injection," IEEE Trans. on Power Delivery, Vol.25, No.2, pp.1068-1076, Apr. 2010.

[6] C. Zhan, V. Ramachandaramurthy, A. Arulampalam, C. Fitzer, S. Kromlidis, M. Bames, N. Jenkins, "Dynamic voltage restorer based on voltage space vector PWM control," IEEE Trans. on Industry Applications, Vol.37, No.6, pp.1855-1863, Nov./Dec. 2001.

[7] S. Lee, T. Vu, H. Cha, "A new fast peak detector for single or three-phase unsymmetrical voltage sags," in Proc IEEE-ECCE Conf., pp. 434-440, 2010.

[8] Z. Yao, L. Xiao, "Seamless transfer of single-phase grid-interactive inverters between grid-connected and stand-alone modes," IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.25, No.6, pp.1597-1603, 2010.

[9] F. D. Freijedo, J. Doval-Gandoy, O. Lopez, P. Fernandez-Comesana, C. Martinez-Penalver, "A signal-processing adaptive algorithm for selective current harmonic cancellation in active power filter," IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 56, No. 8, pp. 2829-2840, August 2009.

◆ 저자소개 ◆



이우철 (李雨哲)

1964년 3월 24일생. 1987년 한양대학교 전기공학과 졸업. 1989년 한양대학교 대학원 전기공학과 졸업. 1988~1998년 효성중공업 기술연구소 책임연구원, 1995~2001년 한양대학교 대학원 전기공학과 졸업(박사). 2007~2009년 Virginia Polytechnic Institute and State University USA Visiting Professor, 현재 한경대학교 전기공학과 부교수. 2011년~현재 전력전자학회 학술위원. 2012년~현재 대한전기학회 편집위원.