

## 고조파 전류 제거를 위한 새로운 전류 보상 기법

정 강 룰

순천향대학교 정보기술공학부

### Novel Current Compensation Technique for Harmonic Current Elimination

Gang-Youl Jeong

Division of Information Technology Engineering, Soonchunhyang University

#### ABSTRACT

This paper proposes a novel current compensation technique that can eliminate the harmonic currents included in line currents without computation of harmonic current components. A current controller with fast dynamics for an active filter is described. Harmonic currents are directly controlled without the need for sensing and computing the harmonic current of the load current, thus simplifying the control system. Current compensation is done in the time domain, allowing a fast time response. The DC voltage control loop keeps the voltage across the DC capacitor constant. High power factor control by an active filter is described. All control functions are implemented in software using a single-chip microcontroller, thus simplifying the control circuit. Any current-controlled synchronous rectifier can be used as a shunt active filter through only the simple modification of the software and the addition of current sensors. It is shown through experimental results that the proposed controller gives good performance for the shunt active filter.

토크 진동과 민감성 장치의 기능 이상을 유발하고 통신회로에 심각한 장애를 일으킨다. 전통적으로, 수동 LC (inductor-capacitor) 필터들이 선전류의 고조파 성분을 제거하고 부하역률을 증대시키기 위하여 사용되어 왔다. 그러나 수동 LC 필터는 선전류의 고조파 문제를 적절하게 해결하지 못했다. 왜냐하면 이 수동 LC 필터는 전류에서 임의적으로 변하는 주파수 성분을 보상할 능력이 없고 튜닝 문제와 병렬 공진 등의 문제가 있기 때문이다. 따라서 근래 들어 이러한 문제들을 해결하기 위하여 능동형 전력 필터 (active power filter)가 연구되고 개발되어 왔다<sup>1-3)</sup>.

본 논문에서는 고조파 전류 성분에 대한 별도의 계산이 없이도 고조파 전류를 보상할 수 있는 삼상 병렬형 능동 필터를 제어할 수 있는 간단한 제어기법이 제안된다. 여기에서는 고조파 전류가 부하 전류의 무효성분의 검출과 계산이 필요 없이 직접적으로 제어될 수 있고, 따라서 제어 시스템이 간략화 되었다. 전류 보상은 빠른 응답성을 위해 시간 영역에서 이루어진다. 제안된 기법은 어떠한 종류의 기존의 전류 제어형 동기정류기라 할지라도 간단한 소프트웨어의 수정과 전류센서의 단순한 첨가만으로도 병렬형 능동 전력 필터로의 이용이 가능하게 한다.

#### 1. 서 론

다이오드 컨버터나, 싸이리스터 컨버터, 사이클로 컨버터 등과 같은 비선형 부하의 확산은 전력시스템에 바람직하지 못한 현상들을 다양하게 유발한다. 이러한 현상들 중 가장 중요한 것은 고조파의 오염, 무효전력 요구의 증가, 그리고 전력시스템의 전압 변동 등이다. 전류 고조파와 비대칭성은 AC 전력선, 변압기, 그리고 회전기들의 손실 원인에 주요한 부분이 되며, 기계적 스트레스의 원인이 되는

#### 2. 제어 원리와 제안된 시스템

삼상 병렬형 능동 전력 필터의 기본적인 원리는 그림 1과 다음의 수식으로 나타낼 수 있다.

$$i_f = i - i_L \quad (1)$$

여기서  $i_f$ 는 필터 입력 전류,  $i$ 는 전원 전류,  $i_L$ 은 부하 전류이다. 이 병렬 능동 필터는 필터의 지로로 기준 전류가 강제적으로 흐르도록 제어되어야 한다.

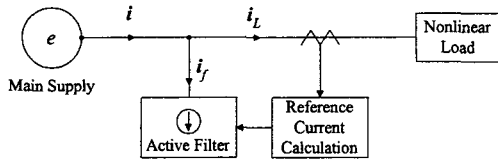


그림 1. 삼상 병렬형 능동 전력 필터  
Fig 1. Basic principle of a three-phase shunt active filter.

필터에 의한 전류 보상이 없을 때 비선형 부하에 의해 오염된 선전류는 기본적으로 세 성분을 포함하게 되는데, 그것은 기본파 유효 성분 (동상 성분), 무효 전류 (기본파와 직각인 성분), 그리고 고조파 전류 (혹은 고조파 무효 성분)이다. 그러므로 만약 능동 필터가 비선형 부하를 위하여 무효/고조파 전류를 공급한다면, 전원은 유효 전류만을 공급하면 되게 된다.

그림 2에 보인 제안된 삼상 병렬형 능동 필터는 DC 캐패시터에 접속된 삼상 펄스폭변조 (Pulse Width Modulation ; PWM) 동기정류기에 근거한다. 그것은 단독 삼상 풀브리지 배열로 된 여섯 개의 반도체 전력스위치로 구성되고 인덕터 L은 필터로 입력되는 입력 리플 전류를 제한하여 능동 필터로 입력되는 고조파를 감소시키는 역할을 한다. 병렬형 능동 필터의 조정기는 폐루프 기법을 이용하여 전원 전류의 모양을 정현파가 되도록 제어한다. 전류 보상은 접속점에 크기는 같고 부호는 반대인 무효/고조파 전류 성분을 주입함으로써 달성되는데, 그리하여 근본적인 왜곡은 없어지고 접속된 전력 시스템의 전력 품질을 향상시킨다. PWM 펄스들은 히스테리시스 전류제어보다 더 나은 스위칭 패턴을 보이는 고정 스위칭 주파수로써 발생된다. 이것은 높은 주파수의 고조파 전류를 감소시키고 전력 반도체 스위치에 주어지는 스트레스를 감소시킨다.

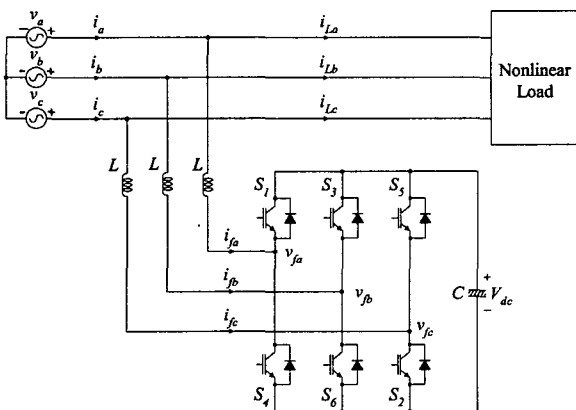


그림 2. 제안된 삼상 병렬형 능동 필터  
Fig. 2. Proposed three-phase shunt active filter.

병렬형 능동 필터는 PWM 인버터와 같은 하드웨어를 이용하는 동기정류기라고 할 수 있다. 그것의 제어 전략은 선전류의 고조파를 보상하는 하드웨어와 소프트웨어로 구성되는 벡터조정기를 포함한다. 입력전원은 다음과 같은 삼상 평형 전압이다.

$$\begin{aligned} v_a &= V_m \cos(\omega t) \\ v_b &= V_m \cos(\omega t - \frac{2}{3}\pi) \\ v_c &= V_m \cos(\omega t + \frac{2}{3}\pi) \end{aligned} \quad (2)$$

여기서  $V_m$ 과  $\omega$ 는 각각 공칭 최대 상전압과 전원의 각주파수이다. PWM 동기 정류기 토폴로지를 이용하는 병렬형 능동 전력 필터를 위한 좌표계는 그림 3과 같으며  $a-b-c$  정지좌표계에서의 전압방정식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} v_a &= L \frac{di_{fa}}{dt} + v_{fa} \\ v_b &= L \frac{di_{fb}}{dt} + v_{fb} \\ v_c &= L \frac{di_{fc}}{dt} + v_{fc} \end{aligned} \quad (3)$$

여기서  $i_{fa}, i_{fb}, i_{fc}$ 는 필터 입력 전류이고  $v_{fa}, v_{fb}, v_{fc}$ 는 PWM 정류기의 브리지에서 생성되는 상전압이다.

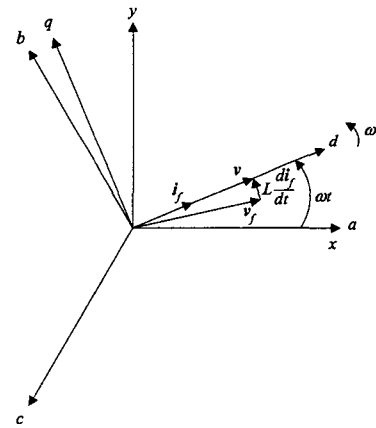


그림 3. 병렬형 능동 필터를 위한 좌표계  
Fig. 3. Coordinates for the shunt active filter.

(1)로부터, 전원 전류  $i_a, i_b, i_c$ 는 다음과 같이 각 상의 필터 입력 전류와 부하 전류의 합이다.

$$\begin{aligned} i_a &= i_{La} + i_{fa} \\ i_b &= i_{Lb} + i_{fb} \\ i_c &= i_{Lc} + i_{fc} \end{aligned} \quad (4)$$

여기서  $i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc}$ 는 각 상의 부하 전류이다. 또한  $x-y$  정지좌표계에서의 전압 방정식은 다음과 같이 주어진다.

$$v_x = L \frac{di_{fx}}{dt} + v_{fx} \quad (5)$$

$$v_y = L \frac{di_{fy}}{dt} + v_{fy}$$

그리고  $d$ - $q$  동기좌표계에서의 전압방정식은 다음과 같이 주어진다.

$$v_d = L \frac{di_{fd}}{dt} - \omega L i_{fq} + v_{fd} \quad (6)$$

$$v_q = L \frac{di_{fq}}{dt} + \frac{\omega L i_{fd}}{dt} + v_{fq}$$

또한  $x$ - $y$  정지좌표계에서의 입력전압은 다음과 같이 표현된다.

$$v_x = V_m \cos(\omega t) \quad (7)$$

$$v_y = V_m \sin(\omega t)$$

그리고  $d$ - $q$  동기좌표계상의 입력전압은 다음과 같이 표현된다.

$$v_d = V_m \quad (8)$$

$$v_q = 0$$

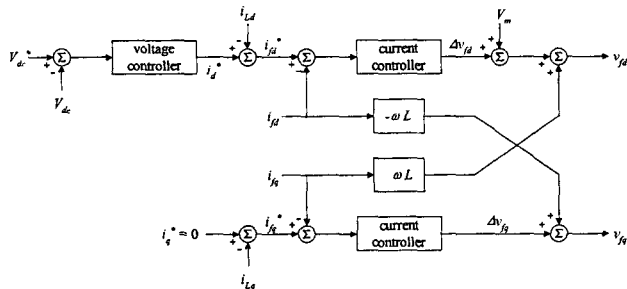


그림 4. 병렬형 능동 필터를 위한 상호간섭이 없는 제어 다이어그램

Fig. 4. Decoupled Control diagram for the shunt active filter.

단위 역률을 위하여  $q$ -축 전류  $i_q$ 는 영 (0)이 되는 것이 바람직하므로  $q$ -축 전류  $i_q$ 를 영 기준 전류  $i_q^* = 0$ 으로써 제어하여 영이 되도록 한다. 이를 위하여  $q$ -축 필터 기준 전류  $i_{fq}^*$ 는  $q$ -축 영 기준 전류  $i_q^* = 0$ 과  $q$ -축 부하 전류  $i_{Lq}$ 의 차에 의해서 결정되며 ( $i_{fq}^* = i_q^* - i_{Lq}$ ),  $q$ -축 필터 전류  $i_{fq}$ 는  $q$ -축 필터 기준 전류  $i_{fq}^*$ 를 추종하도록 제어한다. 반면에, 입력 전원에서부터 공급되는 유효 전력

$$P = \frac{3}{2} (v_d i_d + v_q i_q) \quad (9)$$

$$= \frac{3}{2} V_m i_d$$

는  $d$ -축 전류  $i_d$ 에 비례하므로,  $d$ -축 기준 전류  $i_d^*$ 는 DC 링크 전압 조절을 위한 비례 적분 (PI)형 전압 제어기로부터 생성된다. 이렇게 하여,  $d$ -축 필터 기준 전류  $i_{fd}^*$ 는  $d$ -축 기준 전류  $i_d^*$ 와  $d$ -축 부하 전류  $i_{Ld}$ 의 차에 의해서 결정되며

( $i_{fd}^* = i_d^* - i_{Ld}$ ),  $d$ -축 필터 전류  $i_{fd}$ 는  $d$ -축 필터 기준 전류  $i_{fd}^*$ 를 추종하도록 제어한다. 그러면, 정상상태에서  $d$ -축 전류  $i_d$ 는 부하의 유효 전류와 능동 필터의 손실에 해당하는 유효 전류만 공급하면 되게 된다. 과도 상태에는 능동 필터는 짧은 기간 동안 부하에 대해 부분적으로 전력을 공급한다. 이렇게 되면 DC 링크 전압 조절을 위한 전압 제어기는 부하와 능동 필터의 균형을 이루는  $d$ -축 기준 전류  $i_d^*$ 를 발생한다.

전압 방정식 (6)은  $a$ - $b$ - $c$  정지좌표계에서  $d$ - $q$  동기좌표계로 다음과 같이 변환된다.

$$V_m = L \frac{di_{fd}}{dt} - \omega L i_{fq} + v_{fd} \quad (10)$$

$$0 = L \frac{di_{fq}}{dt} + \frac{\omega L i_{fd}}{dt} + v_{fq}$$

필터 입력 전류가 필터 기준 전류를 추종하도록 하기 위하여, 일반적으로 비례적분 (PI) 형의 전류 제어기가 이용될 수 있다. 그러나 PI 전류 제어기는 (10)과 같이 상호간섭이 있는 시스템에서는 빠르게 추종하는 제어기로써 잘 동작하지 못한다. 이 문제를 해결하기 위하여서는 다음의 전류 제어기가 제어하기에 좀더 효과적이다.

$$v_{fd} = \omega L i_{fq} + V_m + \Delta v_{fd} \quad (11)$$

$$v_{fq} = -\omega L i_{fd} + \Delta v_{fq}$$

여기서  $\Delta v_{fd}$ 와  $\Delta v_{fq}$ 는 다음과 같은 전류 제어기의 출력 신호이다.

$$\Delta v_{fd} = k_p (i_{fd}^* - i_{fd}) - k_i \int (i_{fd}^* - i_{fd}) dt \quad (12)$$

$$\Delta v_{fq} = -k_p i_{fq} - k_i \int i_{fq} dt$$

이 제어기들은 정현파 입력전류를 유지하고 고조파 전류의 보상을 위하여 필터의 지로로 보상 전류를 강제적으로 주입하기 위한 과도적인 부가 전압을 단순히 생성하는 역할을 한다. 여기에서 근본적으로 상호간섭이 있는 시스템인 (10)에 전체 전류 제어기 (11)을 부가하여 시스템의 입출력 관계를 다음과 같이 용이한 가제어성을 가지고 상호간섭이 없는 1차 선형 동적 시스템이 되도록 한다.

$$0 = L \frac{di_{fd}}{dt} + \Delta v_{fd} \quad (13)$$

$$0 = L \frac{di_{fq}}{dt} + \Delta v_{fq}$$

이렇게 하여  $d$ - $q$  동기좌표계 상의 전체 전류 제어기 (11)은 PI 전류 제어기의 부담을 감소시키고 입력 전류의 파형을 향상시킨다. 그림 4는 상호간섭이 없는 병렬형 능동 전력 필터를 위한 제어 다이

어그램이다.

이 제어 기법은 단지 DC 링크 전압, 부하 전류, 그리고 필터 전류의 검출만을 필요로 한다. 이상에서 보듯이, 전원 전류의 검출은 필요하지 않으며 무효/고조파 전류 성분은 검출뿐만 아니라 계산도 필요하지 않다. 그리하여 어떠한 전류 제어형 동기 정류기라 할지라도 소프트웨어의 단순한 수정과 전류 센서의 단순한 삽입을 통하여 병렬형 능동 필터로 이용할 수 있게 된다. 전류 센서의 보조와 검출 전류의 단순한 계산을 통하여 전원 전류는 강제적으로 정현파로 제어된다. 이 상황은 능동 필터가 입력 전원선을 전원과 직렬로 연결된 정현파 전류 원처럼 동작하게 하기 때문에 일어난다. 그러면 전원은 고조파에 대하여 고임피던스로 동작하게 되어 이 전류들은 강제적으로 능동 필터로 흐르게 된다. 이 동작은 전력 시스템으로 들어가는 고조파들에 대해 초고임피던스를 나타내는 직렬 능동 필터의 그것과 유사한 것이다.

### 3. 실험 결과

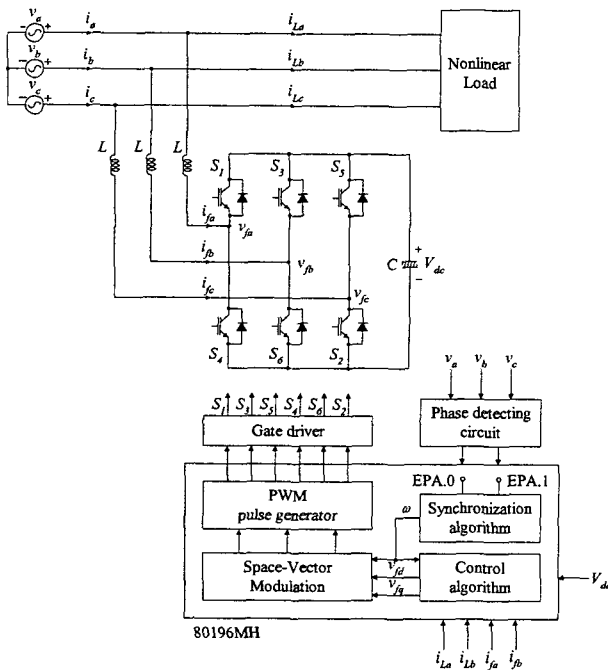


그림 5. 마이크로컨트롤러와 병렬형 능동 필터를 포함한 전체 시스템의 접속을 위한 블록다이어그램

Fig. 5. Block diagram for connecting the whole system including the microcontroller and shunt active filter.

마이크로프로세서를 이용한 시스템에서의 소프트웨어의 유연성은 제어 기법의 개발과 업데이트를 용이하게 하고 고성능의 현대 제어기법의 도입을 가능하게 한다. 뿐만 아니라, 단일칩 마이크로컨트롤러는 저비용 제어기의 구현을 가능하게 하고 주변회로를 수반하는 범용의

마이크로프로세서 시스템을 보다 소형화할 수 있게 한다. 삼상 병렬형 능동 필터의 전체 구성 블록다이어그램은 그림 5에 보이는 단일칩 마이크로컨트롤러 Intel 80196MH로써 구현되었다. DC 링크 전압  $V_{dc}$ 와 부하 전류  $i_{La}$ 와  $i_{Lb}$ 와 필터 전류  $i_{fa}$ 와  $i_{fb}$ 는 마이크로컨트롤러 내에 있는 10-비트 A/D 컨버터로 검출한다.

전체 시스템은 제어회로와 전력회로의 두 부분으로 구분된다. 제어회로는 제안된 알고리즘을 수행하는 마이크로컨트롤러와 IGBT (insulated gate bipolar transistor)를 구동하는 IGBT 구동회로로써 구성된다. 이 두 회로들은 포토커플러로 절연된다. 전력회로는 전력 스위칭 장치인 6개의 IGBT와 필터 입력측의 인덕터 L과 DC 링크측의 캐패시터 C로 구성된다. 전력반도체 스위치는 음향 노이즈 감소를 위하여 스위칭 주파수  $f_s = 12 \text{ kHz}$ 와 데드타임  $t_d = 3 \mu\text{s}$ 로써 동작한다. 전류 제어기와  $d-q$  변환은 매  $1 \text{ ms}$ 마다 동작하는 DC 링크 전압 제어 루틴보다 높은 우선순위를 가지고 매  $200 \mu\text{s}$ 로 수행된다. 실험의 능동 필터는 다음의 파라미터들로 구성한다.

$$\begin{aligned} V_m &= 170 \text{ V}, & \omega &= 377 \text{ rad/s} \\ L &= 1.2 \text{ mH}, & C &= 2200 \mu\text{F} \\ k_p &= 7.7 \text{ V/s}, & k_i &= 61 \text{ V/As} \end{aligned}$$

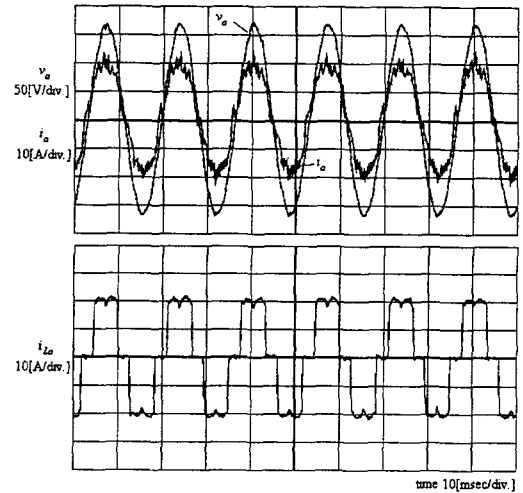


그림 6. 저항 부하가 접속된 다이오드 정류기 부하를 가진 능동 필터의 정상상태 입력 전압, 선전류, 부하 전류의 실험 파형

Fig. 6. Experimental waveforms of steady state input voltage, line current, and load current with the load of the diode rectifier connected to a resistive load.

그림 6은 능동 필터의 정상상태 입력 전압, 선전류와 부하 전류 등의 파형을 보인다. 능동 필터의 DC 링크 전압은  $350 \text{ V}$ 로 제어되고 다이오드 정류기 부하가  $20 \Omega$ 의 저항에 접속되었으며 출력 전류는  $15 \text{ A}$ 이었다.

그림 7은 무효 전력 보상이 필요한 부하가 있는

능동 필터의 정상상태 입력 전압, 선전류, 부하 전류 등의 파형을 보인다. 이것은 제안된 능동 필터의 무효 전력 보상 특성을 보이는 것이다. 그리하여 제안된 능동 필터에서는 부하의 무효 전류 및 고조파 전류의 계산이 없이도 정현파 전류의 파형이 얻어졌고 이로써 제안된 능동 필터는 비선형 부하의 무효 전류 및 고조파 전류의 보상을 달성함을 알 수 있다.

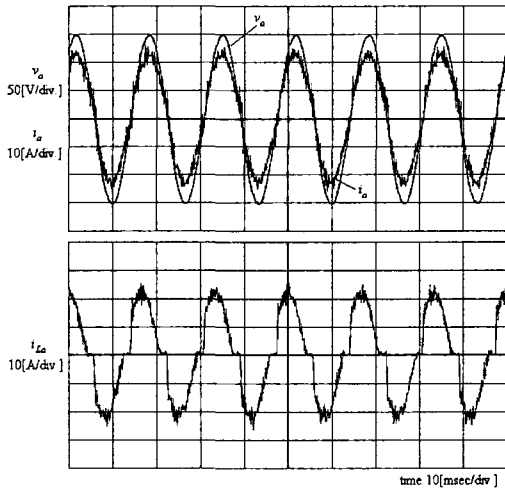


그림 7. 무효 전력 보상이 필요한 부하를 가진 정상상태 입력 전압, 선전류, 부하 전류의 파형  
Fig. 7. Experimental waveforms of steady state input voltage, line current, and load current with the load requiring reactive power compensation.

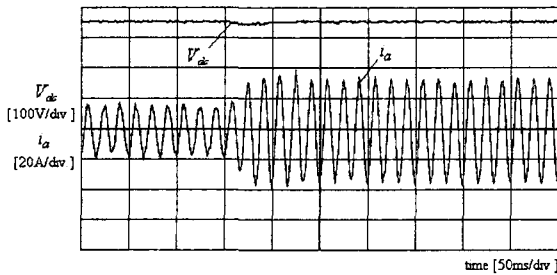


그림 8. 부하 전류가 10 A에서 20 A로 변화했을 때의 DC 링크 전압과 선전류의 실험 파형  
Fig. 8. DC link voltage and line current in the case of load current variation from 10 A to 20 A.

그림 8은 부하 저항이 30 Ω에서 15 Ω으로 변화되었을 때의 DC 링크 전압과 입력 선전류의 파형을 보인다. 부하 전류는 10 A에서 20 A로 변화되었다. DC 링크 전압의 리플은 매우 적고 입력 전류 전류는 이전과 같이 정현파임을 알 수 있다.

#### 4. 결 론

무효/고조파 전류 보상을 위한 병렬형 능동 필터

의 간단한 제어 기법이 제안되었다. 또한 빠른 동특성을 가진 전류제어기가 제안되었다. 제안된 병렬형 능동 필터는 다음의 특성을 가진다.

- 1) 전류 보상은 빠른 시간 응답성을 가지도록 시간 영역에서 이루어진다.
- 2) PWM 펄스는 히스테리시스 전류 제어보다 나은 스위칭 패턴을 나타내는<sup>[5]</sup> 고정 스위칭 주파수를 가진 SVM 기법을 이용하여 발생하였다.
- 3) 무효 전류 보상 및 고조파 전류의 보상은 비선형 부하의 무효 전류 및 고조파 전류 성분의 검출 및 계산이 없이도 달성되었는데 이리하여 제어 회로는 간략화 될 수 있었다.
- 4) 위상 천이 (phase shift)가 나타나는 나치 (notch) 필터나 밴드패스 (band-pass) 필터는 전류 보상 알고리즘에 이용하지 않았다.
- 5) 능동 필터의 기준 전류를 발생하기 위하여 DC 전압 제어 루프가 구현되었다. DC 전압 제어 루프는 DC 캐패시터의 양단 전압을 일정하게 유지하도록 한다.
- 6) 어떠한 종류의 전류 제어형 동기정류기라 할지라도 소프트웨어의 단순한 수정과 전류 센서의 단순한 첨가로써 병렬형 능동 필터로 이용 가능하게 한다.

제안된 제어기가 병렬형 능동 필터를 위하여 좋은 특성을 보임을 실험 결과를 통하여 보였다.

#### 참 고 문 헌

- [1] R. M. Duke and S. D. Round, "The Steady-state Performance of a Controlled Current Active Filter," *IEEE Trans. on Power Elec.*, Vol. 8, No. 2, pp. 140-146, 1993, April.
- [2] H. Akagi, "Trends in Active Power Line Conditioner," *IEEE Trans. on Power Elec.*, Vol. 9, No. 3, pp. 263-268, 1994, May.
- [3] J. Dixon, J. Garcia, and L. Moran, "Control System for Three-phase Active Power Filter Which Simultaneously Compensates Power Factor and Unbalanced Loads," *IEEE Trans. on Ind. Elec.*, Vol. 42, No. 6, 1995, Dec.
- [4] J. H. Youm and B. H. Kwon, "An Effective Software Implementation of the Space Vector Modulation," *IEEE Trans. on Ind. Elec.*, Vol. 46, No. 4, pp. 866-868, 1999, Aug.
- [5] R. Wu, S. Dewan, and G. Slemon, "A PWM Ac to Dc Converter with Fixed Switching Frequency," *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, Vol. 26, No. 5, 1990, Sept./Oct.