

## 가변 속도 드라이버 부하에 대한 순시 전력 보상을 이용한 복합형 전력 필터의 설계와 시물레이션

# A Design and Simulation of Hybrid Power Filter for ASD Loads Based on Instantaneous Power Compensation Theory

조진호(창원대 대학원), 조동길(창원대 대학원) 윤혁민(창원대 대학원),  
변정섭(창원대 대학원) 송의호(창원대 조교수)

Jin-Ho Cho (Graduate School, Changwon National Univ.),  
Dong-Gil Cho (Graduate School, Changwon National Univ.),  
Hyouk-Min Yoon (Graduate School, Changwon National Univ.),  
Jung-Sub Byoun (Graduate School, Changwon National Univ.),  
Eui-Ho Song (Assis. Prof., Changwon National Univ.)

### Abstract

This Paper deals with the design and simulation of the hybrid power filter to compensate reactive power and harmonic components of nonlinear load. Control target is a 3-phase diode full bridge rectifier with L-R-C nonlinear load, this load is assumed adjustable speed driver(ASD). The hybrid filter consists of a shunt active filter, shunt passive filters and series inductors. Control algorithm is based on instantaneous power compensation theory proposed by H. Akagi and etc. The result from simulation shows the hybrid filter is superior than other filters on the point of compensation performance and low cost. The PSCAD EMTDC 3.0 is used as simulation tools.

**Key Words** : hybrid power filter(복합형 전력 필터), ASD(가변 속도 드라이버), instantaneous power compensation theory(순시 전력 보상 이론)

### 1. 서론

최근 산업계에서는 사이리스터나 그 외의 스위칭 소자를 이용한 솔리드-스테이트 컨버터를 모터 드라이브 단의 가변 속도 드라이브로 채용하고 있다. 이 솔리드-스테이트 컨버터 부하는 비선형

부하이므로, 공급 단으로부터 고조파 성분과 무효 전력 성분의 전류를 요구하게 된다. 이 때 생성되는 고조파 성분과 무효 전력 성분은 시스템의 효율과 역률을 저하시킨다. 이와 같은 비선형 부하에 의한 전력망의 질적인 문제를 해결하기 위한 연구는 오래 전부터 이루어졌다[6]. 그 중의 하나가 L-C 수동 필터인데, 이 고전적인 L-C 수동 필터는 고조파 성분을 감소 시켰고, 역률을 보상하였다. 그러나 수동 필터는 그 보상 대역이 전적으로 L-C 소자의 파라미터에 의존하므로 그 대상이 고정되었고, 그 규모가 크고, 필터 내의 L-C 소자간의 공진의 단점이 있다.

전력망 내의 고조파 성분에 의한 문제가 점점 크게 대두되면서 보다 능동적이고 효율적인 문제의 해결 방안이 활발히 제안되었다. 제안된 장치인 능동 필터는 선형·비선형 부하에 대한 고조파 성분 제거, 무효 전력, 부하 불균형, 중성선 전류의 보상 등을 해결하였다. 능동 필터는 그 형태에 따라 모선에 병렬 연결되어 전류 고조파 성분을 보상하는 병렬형 전력 필터, 모선에 직렬로 삽입되어 전압 고조파 성분을 보상하는 직렬형 전력 필터 그리고 능동 필터와 수동 필터를 함께 쓰는 복합형 전력 필터로 구분된다[6]. 복합형 전력 필터는 먼저 수동 필터에서 부하단의 고조파 성분을 제거하고 난 후 그 나머지 부분을 능동 필터에서 보상함으로 인해 능동 필터의 부담이 줄게 된다[5].

본 논문에서는 복합형 전력 필터를 설계하여

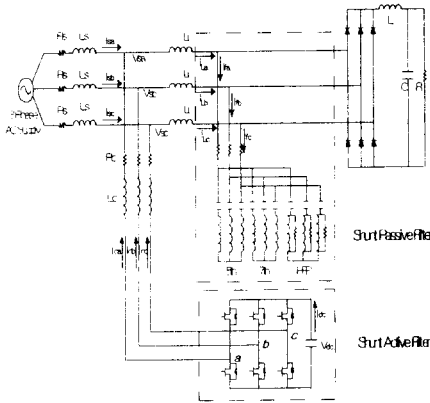


Fig. 1 Hybrid Filter

시뮬레이션 결과를 기술하고 있다. 제안된 복합형 전력 필터는 부하 전류의 5차·7차 고조파 성분을 제거하기 위한 수동 필터와 그 나머지 고조파 성분을 제거하기 위한 병렬형 능동 필터 그리고 직렬 인덕터  $L_i$ 로 설계되었다. 능동 필터에서는 2축 성분으로의 변환[11] 후 구한 부하 전력에 대한 순시 전력 보상 이론[1-4][6,7]을 이용하여 능동 필터의 보상 기준 전류  $i_{cr}$ 를 구하고, 전압형 인버터를 PWM 스위칭 한다[8,9]. 또한 두 필터 사이의 직렬 인덕터  $L_i$ 는 입력 부하 단에서 고조파 전압원 구실을 하여 수동 필터와 능동 필터의 동작을 돕는다[5]. 시뮬레이션에서는 제안된 복합형 전력 필터의 보상 능력의 우수성을 비교하기 위해 아래의 4가지 경우에 대한 시뮬레이션을 가졌다.

- (1) 필터의 보상이 없는 경우
- (2) 수동 필터와 직렬 인덕터의 보상
- (3) 능동 필터와 직렬 인덕터의 보상
- (4) 복합형 전력 필터와 직렬 인덕터의 보상

제어의 대상은 모터 드라이브 단의 가변 속도 드라이브로 가정한 3상 600KVA급의 비선형 다이오드 full-bridge 전파 정류기와 R-L-C부하를 가지는 시스템이며, 설계된 전력 필터는 보상 용량이 200KVA급의 전압형 인버터 능동 필터이다. 시뮬레이션에 사용한 툴은 PSCAD/EMTDC 3.0이다.

## 2. 시스템 구성 및 제어 원리

### 2-1. 수동 필터

부하 전류의 5차·7차의 고조파 성분을 제거

Table 1  
Circuit Parameters of Passive Filter

	L ( mH )	C ( uF )	R ( Ω )
5차 필터	0.5305	530.5	0.01
7차 필터	0.37894	378.94	0.01
고주파필터	100	30.0	0.0025

하기 위해 5차·7차 고조파 필터와 High Pass Filter를 설계하였다. 이 때 수동 필터의 컷오프 주파수는 필터의 파라미터  $R_p$ ,  $L_p$ ,  $C_p$ 를 조정하여, 300Hz, 420Hz로 선택하였다. 식(1)은 라플라스 도메인에서의 수동 필터의 회로 임피던스를 나타내고 있다.

$$Z(s) = \frac{V(s)}{I(s)} = \frac{(LCs^2 + RCs + 1)}{Cs} \quad (1)$$

Table 1에 수동 필터의 파라미터를 정리하였다.

### 2-2. 능동 필터

Fig. 2는 전압형 능동 필터의 구성을 단선도로 나타낸 것이다. 가변 속도 드라이버 부하를 가지는 가지는 시스템에서 전압형 인버터 능동 필터의 보상 전류  $i_c$ 를 공급하여 부하 전류  $i_L$ 의 고조파 성분을 보상하여 입력 단의 역률과 고조파 왜곡을 개선할 수 있음을 보이고 있다. 이 때  $L_c$ 는 능동 필터의 스위칭에 의한 리플 성분을 감소시키는 역할을 한다. 이 때  $L_c$ 가 커지면 리플은 줄어드나, 시스템의 동특성이 떨어지는 단점이 있다.

Fig. 3는 능동 필터의 제어 흐름도를 나타내고 있다. 제어 블록은 크게 센싱부, 연산부, PWM 신호 발생부로 구성된다. 제어 블록에서는 센싱한 입

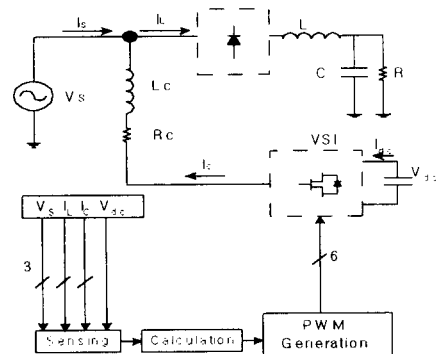


Fig. 2 Active Filter

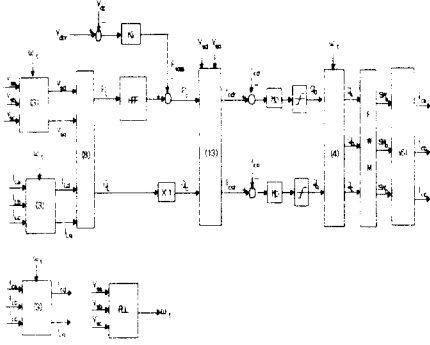


Fig. 3 Control Scheme

력 전압  $v_s$ , 부하 전류  $i_L$  그리고 피드백 된 능동 필터의 보상 전류  $i_c$ 를 입력 전압  $v_s$ 의 PLL 위상 정보에 동기 시켜 d-q 변환한다. 변환된 데이터로부터 순시 전력 보상 이론을 적용하여 부하 단의 전류  $i_L$ 의 고조파 성분을 보상 할 수 있는 능동 필터의 보상 유효 전력  $P_c$ , 보상 무효 전력  $Q_c$ 를 만든다. 이 때 보상 유효 전력  $P_c$ 는 부하의 유효 전력 성분 중 고조파 성분인 교류 성분  $\overline{P}_L$ 과 스위칭 손실에 의한  $P_{loss}$ 를 포함한다. 보상 무효 전력  $Q_c$ 는 부하의 무효 전력 성분  $Q_L$ 이다. 보상 전력 성분  $P_c$ ,  $Q_c$ 를 만족하는 보상 전류 기준치  $i_{cr}$ 를 만들고, 이 값과 피드백 된 능동 필터의 보상 전류  $i_c$ 를 비교하여, 인버터의 스위칭 소자인 IGBT를 구동하는 게이트 신호  $g$ 를 얻는다. 게이트 신호  $g$ 를 정규화 시키기 위해 비례 게인을 곱하고 +1, -1의 최대 최소치를 가지는 하드 리미트를 통과시킨다. 정규화 된 게이트 신호로 실제 3상 전압형 인버터를 구동하기 위해 입력 전압  $v_s$ 의 위상 정보에 동기 시켜 d-q 2축 성분을 a-b-c 3축 성분으로 변환한다. 이 게이트 신호를 PWM 신호 발생기에서 20[KHz] 삼각파와 비교하여 PWM 신호  $sw$ 를 만든다. 이 신호로 인버터를 PWM 구동하여 인버터의 보상 전류  $i_c$ 를 생성한다.

### (1) 센싱부

센싱부에서는 입력 전압  $v_s$ , 부하 전류  $i_L$ , DC Link 커패시터 전압  $v_{dc}$  그리고, 능동 필터의 입력 공급 전류  $i_c$ 를 센싱한다. 이 센싱된 데이터를 이

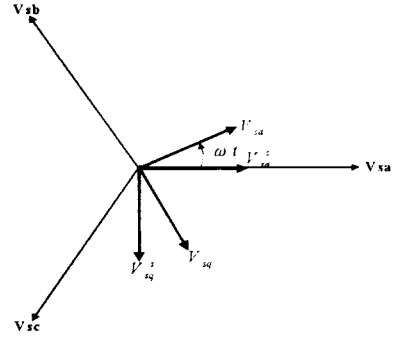


Fig. 4 d-q Coordinate

용하여 a-b-c 3축 성분으로부터 d-q 2축 성분으로 변환한다. Fig. 4는 이 논문에서 제안된 d-q 변환에 관계되는 좌표축을 나타내고 있다. 이 때의 3상 입력 전압  $v_s$ 는 식(2)와 같이 주어진다.

$$\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = V_s \begin{bmatrix} \cos(\omega t) \\ \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2)$$

이 때  $V_s$ 는 공급 단에서의 실효값이고,  $\omega$ 는 회전 각 주파수이다. a-b-c 3축에서 d-q 2축으로의 변환식은 식 (3)에 나타난다.

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\omega t) & \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (3)$$

식 (4)는 d-q 2축에서 a-b-c 3축으로의 역변환을 나타내고 있다.

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \sin(\omega t) \\ \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \quad (4)$$

$\omega$ 가 0 일 때 식 (3)을 이용하면 식 (5)와 식 (6)와 같은 입력 전압  $v_s$ , 부하 전류  $i_L$ 의 고정 d-q 축에 대한 변환식을 구할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 - \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 - \frac{\sqrt{3}}{2} & +\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$\begin{bmatrix} i_{Ld} \\ i_{Lq} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 - \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 - \frac{\sqrt{3}}{2} & +\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{La} \\ i_{Lb} \\ i_{Lc} \end{bmatrix} \quad (6)$$

### (2) 연산부

연산부에서는 부하 전류  $i_L$ 의 d-q축 성분에 대해 독립적으로 순시 전력 보상 이론을 적용하여

능동 필터에 의한 보상 전류 기준신호  $i_{cr}$ 을 만든다. 이 때 인버터의 스위칭에 의한 DC Link 커패시터 전압  $v_{dc}$ 의 변동을 막고 일정하게 유지하기 위한 보상 성분  $P_{loss}$ 가 포함된다.

### 1) DC Link 커패시터 전압 제어

능동 필터 인버터의 스위칭에 의해서 DC Link 커패시터 전압  $v_{dc}$ 는 수시로 변하게 되는데, 이를 식 (7)에서  $P_{loss}$ 로 정의하였다.

$$P_{loss} = (V_{dcr} - V_{dc}) I_{dc} \quad (7)$$

$v_{dc}$ 를 기준치  $v_{dcr}$ 로 유지하도록 하는 적분 제어기를 식 (8)와 같이 설계할 수 있다.

$$I_{dc} = \frac{K_i}{s} (V_{dcr} - V_{dc}) \quad (8)$$

본 논문의 제안된  $v_{dcr}$ 는 700[V]이다.

### 2) 부하 전류 $i_L$ 의 순시 전력 보상 제어

식 (5)와 식 (6)를 이용하면, 부하 단의 유효 전력  $P_L$ , 무효 전력  $Q_L$ 는 식 (9)로 표현된다.

$$\begin{bmatrix} P_L \\ Q_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{sd} & v_{sq} \\ -v_{sq} & v_{sd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Ld} \\ i_{Lq} \end{bmatrix} \quad (9)$$

유효 전력  $P_L$ , 무효전력  $Q_L$ 는 각각 두 성분으로 나뉘어 질 수 있다. 이를 식 (10)에서 나타내었다.

$$P_L = \overline{P_L} + \widetilde{P_L} \quad Q_L = \overline{Q_L} + \widetilde{Q_L} \quad (10)$$

직류 성분  $\overline{P_L}$ ,  $\overline{Q_L}$ 는 각각의 기본파 성분이고, 교류 성분  $\widetilde{P_L}$ ,  $\widetilde{Q_L}$ 는 고조파 성분이다. 이 때 능동 필터 단에서 보상해야 할 성분은 유효 전력의 교류 성분  $\widetilde{P_L}$ , 무효 전력  $Q_L$  이다. 따라서 순시 전력 보상 이론에 의하여 능동 필터로 보상해야 할 전력  $P_C$ ,  $Q_C$ 의 양은 DC Link 커패시터의 전압 제어에 의한 보상치  $P_{loss}$ 를 포함하는 식 (11)로 정의된다.

$$P_C = \overline{P_L} - P_{loss} \quad Q_C = Q_L \quad (11)$$

$P_C$ ,  $Q_C$ 는 입력 전압  $v_s$ 와 능동 필터의 보상 전류  $i_c$ 에 의해서 식(12)으로 구현된다.

$$\begin{bmatrix} P_C \\ Q_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{sd} & v_{sq} \\ -v_{sq} & v_{sd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Cd} \\ i_{Cq} \end{bmatrix} \quad (12)$$

식 (11)을 이용하여, 능동 필터의 보상 전류  $i_{cr}$ 는 식 (13)로 구해진다.

$$\begin{bmatrix} i_{Cdr} \\ i_{Cqr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{sd} & v_{sq} \\ -v_{sq} & v_{sd} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} P_C \\ Q_C \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{sd}^2 + v_{sq}^2} \begin{bmatrix} v_{sd} & -v_{sq} \\ v_{sq} & v_{sd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_C - P_{loss} \\ Q_C \end{bmatrix} \quad (13)$$

### (3) PWM 신호 발생부

연산부에서 만들어진 능동 필터의 보상 전류 기준치  $i_{cr}$ 와 피드백 보상 전류  $i_c$ 를 비교하여 스위칭 기준신호를 만들고, 이 기준 신호를 20[KHz] 삼각파와 비교하여 PWM 신호를 만든다.

### 3. 시뮬레이션 결과

본 논문에서 제어의 대상은 가변 속도 드라이버로 가정된 3상 600KVA급의 비선형 다이오드 full-브릿지 전파 정류기와 R-L-C 부하를 가지는 시스템이며, 설계된 필터는 보상 용량이 200KVA급의 전압형 인버터 능동 필터이다. 시뮬레이션에서는 제안된 통합형 전력 필터의 유용성을 보이기 위해 4가지 경우에 대한 시뮬레이션을 실시하였다.

각 시뮬레이션 결과로 입력 전압  $v_s$ , 입력 전류  $i_s$ , 부하 전류  $i_L$ , 수동 필터에 의한 보상 전류  $i_f$ , 능동 필터에 의한 보상 전류  $i_c$ 의 파형을 기록하였다. 그리고 입력 단의 유효 전력  $P_s$  무효 전력  $Q_s$  그리고 부하 단의 소비 전력  $P_r$ 의 파형을 기록하였다. 또한 고조파 왜곡율을 계산하기 위한 보상된 입력 전류를 FFT분석하여 각 고조파의 크기를 기록하였다.

Fig. 5는 각 시뮬레이션의 결과 파형이다. 그리고 Table 2에는 각 경우에 대한 고조파 성분의 크기가 나타나 있다. Table 2의 데이터와 식(14)를 이용하여 고조파 왜곡율을 구하였다.

$$THD = \left[ \left( \frac{I_5}{I_{s1}} \right)^2 - 1 \right]^{0.5} \times 100(\%) \quad (14)$$

여기서  $I_5$ 는 입력 전류 성분이고,  $I_{s1}$ 은 입력 전류의 기본파 성분이다.

#### 3-1. 필터의 보상이 없는 경우

Fig. 5 (a)는 필터가 없는 경우의 시뮬레이션 파형이다. 이 경우 부하 전류  $i_L$ 는 입력 전류  $i_s$ 와 같다. 부하 단의 영향으로 입력 전류  $i_s$ 가 고조파

Table. 2  
Content of Harmonics in the Supply Current  
(Simulation Results) unit : %

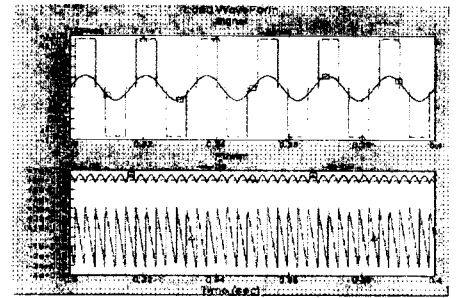
	(1)	(2)	(3)	(4)
5차	17.3	2.0	3.9	0.8
7차	10.8	0.9	3.9	0.6
11차	4.6	4.6	1.9	0.6
13차	3.0	3.4	2.0	1.9
17차	1.3	1.4	1.8	1.8
19차	1.1	1.2	1.0	0.9
23차	0.8	0.6	1.0	0.6
25차	0.4	0.6	0.6	0.5
29차	0.4	0.6	0.5	0.6
31차	0.4	0.5	0.5	0.3
THD	21.7	6.5	5.3	3.2

왜곡이 심한 비선형의 파형을 나타내고 있다. 또한 입력 단의 전력 파형에서는 무효 전력 성분이 300~300Var의 범위에서 존재하고, 입력 단의 유효 전력도 많은 리플을 가지고 있음을 알 수 있다. 이러한 전력 파형은 입력 단의 입력 전압과 입력 전류의 기본파 사이에 큰 위상차가 존재하여 시스템의 역률이 낮음을 의미한다.

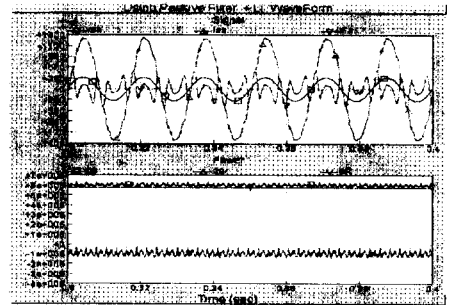
### 3-2. 수동 필터와 직렬 인덕터에 의한 보상

고전적인 방법인 수동 필터를 이용하여 입력 전류  $i_s$ 를 보상하였다. Fig 5 (b)는 수동 필터와 직렬 인덕터 만으로 보상된 시뮬레이션 결과 파형이다. 이 시뮬레이션의 파라미터는 Table 1에 나타나 있다. 결과 파형은 비선형인 부하 전류  $i_L$ 에 비해 입력 전류  $i_s$ 는 구형파에 많이 근접했음을 알 수 있다. 특히 Table 2에서 보는 것처럼 5차·7차 고조파 성분은 그 크기가 크게 감소하였다. 입력 단의 유효 전력이 600W 근처의 리플이 감소하였고, 무효 전력 또한 개선되었다. 그러나 입력 전류  $i_L$ 는 5차·7차 고조파 성분을 제외한 나머지 성분의 영향은 그대로 가지고 있다. 입력 전압과 전류 사이의 위상차가 존재하고 있다.

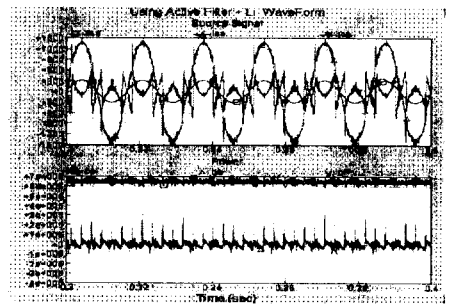
### 3-3. 능동 필터와 직렬 인덕터에 의한 보상



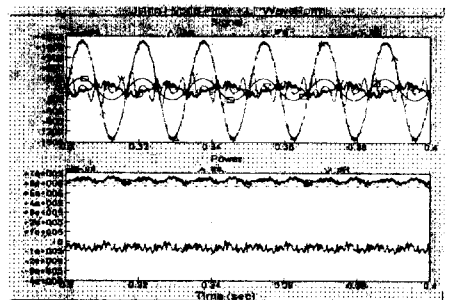
(a) Load WaveForm



(b) Passive Filter



(c) Active Filter



(d) Hybrid Filter

Fig. 5 Simulation Results

vsa : supply voltage, isa : supply current, iFa : PF compensation current, ica : AF compensation current, ps : active power supply module, qs : reactive power supply module, pR : active power R load

능동 필터와 직렬 인버터를 이용하여 입력 전류  $i_s$ 를 보상하였다. Fig 5 (c)는 능동 필터에 의한 시뮬레이션 파형이다. 수동 필터가 제한된 고조파 성분의 보상이 되었지만, 능동필터는 거의 모든 고조파 성분에 대한 보상이 이루어지고 있다. 입력 전류  $i_s$ 와 입력 전압  $v_s$  사이의 위상차도 보상되었음을 알 수 있다.

### 3-4. 복합형 필터와 직렬 인덕터에 의한 보상

본 논문에서 제안한 복합형 전력 필터에 의한 입력 전류  $i_s$ 의 보상 시뮬레이션 결과 파형이 Fig 5 (d)에서 보이고 있다. 입력 전류  $i_s$ 는 거의 완전한 구형파의 모습을 갖추고 있다. 유효 전력과 부하단의 소비 전력이 거의 600W 근처에 수렴함을 보여주고 있으며, 무효 전력은 0에 가까운 값을 가지고 있음을 알 수 있다. 능동 필터만의 사용한 경우인 (c)와 비교해서 고조파 왜곡률도 개선되었고,

능동 필터의 보상 전류  $i_c$ 의 크기가 600에서 300으로 감소하였다. 이는 부하 입력단에서 먼저 수동 필터가 5차·7차 고조파 성분을 제거하고 그 나머지 고조파 성분을 능동 필터에서 보상하였기 때문에 능동 필터의 부담이 줄어든 결과이다.

## 4. 결론

본 논문에서는 모터 드라이브 단의 가변 속도 드라이버로 쓰이는 솔리드 스테이트 컨버터로 가 정된 3상 600KVA급의 비선형 다이오드 full-브릿지 전파 정류 부하에 대한 복합형 전력 필터를 설계하였고, 시뮬레이션 결과를 기술하였다. 복합형 전력 필터의 수동 필터는 부하 전류  $i_L$ 의 5차·7차 고조파 성분을 보상하고, 전압형 인버터가 쓰인 능동필터는 수동 필터에서 보상하고 남은 나머지 고조파 성분을 보상한다. 능동 필터에서는 순시 전력 보상 이론을 도입하여 제어기를 설계하였다.

시뮬레이션 결과를 통해 제안된 통합형 전력 필터가 부하 전류의 고조파 성분과 무효 전력 성분을 보상하여 시스템의 역률을 개선하였음을 알 수 있었다.

## 참 고 문 헌

- [1] E. H. Song and B. H. Kwon, "A Novel digital control for Active Power Filter," in *Proc. IEEE IECON'92*, pp. 1168-1173, 1992.
- [2] T. Furuhashi, S. Okuma and Y. Uchikawa, "A Study on the Theory of Instantaneous Reactive Power," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 37, no. 1, pp.86-90, 1990.
- [3] H. Agaki, Y. Kanzawa and A. Nabae, "Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching Devices without Energy Storage Components," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 20, no. 3, pp. 625-630, 1984.
- [4] F. Z. Peng, and J. H. Lai, "Generalized Instantaneous Reactive Power Theory for Three-Phase Power Systems," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 45, no. 1, pp 293-297, 1996.
- [5] B. N. Singh, B. Singh, A. Chandra and K. Al-Haddad, " Digital Implementation of New Type of Hybrid Filter with Simplified Control Strategy," *IEEE Conf.*, vol. 1, pp. 642-648, 1999.
- [6] B. Singh, K. Al-Haddad, and A. Chandra, "A Review of Active Filter for Power Quality Improvement," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 46, no. 5, pp. 960-971, 1999.
- [7] H. Akagi and H. Fujita, "A New Power Line Conditioner for Harmonic Compensation in Power Systems," *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 10, no. 3, pp. 1570-1575, 1995.
- [8] Mohan, Undeland and Robbins, *Power Electronics Converter, Application and Design*, Willy, 1995.
- [9] Muhamamad H. Rashid, *Power Electronics Circuits, Devices, and Applications*, Prentice Hall, 1993.
- [10] "1MVA급 통합전력 제어기 개발 연구", 최종 보고서, 한국전기연구소, 1998. 12.
- [11] B. K. Bose, *Power Electronics and AC Drivers*, Prentice Hall, 1986.

## Acknowledgement

본 연구는 한국과학재단 지정 창원대학교 공작기계기술 지원센터의 지원에 의한 것입니다.