

# 능동형 교류 전력 필터에 의한 고조파 보상전류의 새로운 주입방식

論 文
34~9~4

## A New Injection Method of Harmonic Compensation Current by Active AC Power Filter

朴 旻 鎬\* · 崔 圭 夏\*\*  
(Min-Ho Park · Gyu-Ha Choe)

### Abstract

A new injection method is proposed for active power filters to eliminate AC harmonics in ac input current of nonlinear loads such as rectifiers. By injecting the PWM current determined by the proposed injection method, all the harmonics up to order  $n_h$  can be eliminated to exactly zero.

This PWM injection current can be generated by sampling total harmonic wave at the rate of  $M$  and the sampled values are converted into the proposed PWM wave with  $N$  pulse-width variables and adjustable current magnitude  $I_m$ . These variables are determined by solving a set of  $N$  nonlinear harmonic equations and the harmonic-elimination characteristics of the new injection are investigated through digital computer simulation.

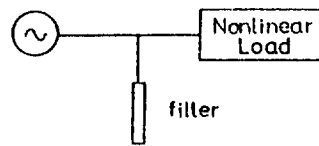
Also by comparing between the simulated results and the ones synthesized by data stored in EPROM, the possibility of the suggested injection method can be shown.

### 1. 서 론

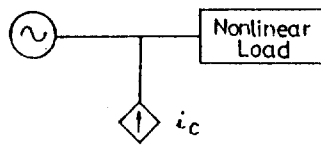
정류기와 같은 비선형 부하로 인해 교류전원측에는 고조파전류가 흐르게 되고 이로 인하여 교류전원에 연결된 다른 부하에 나쁜 영향을 미치게 된다. 이러한 고조파를 제거하기 위해 비선형 부하의 입력단에 그림 1-a와 같이 필터를 연결하며, 지금까지 주로 L, C로 구성되는 수동형 필터를 사용해 왔다. 수동형 필터는 제거하고자 하는 고조파의 주파수에서 공진되도록 하여 고조파를 제거시키며 또한 무효전력을 보상해 주는 기능도 가지는 장점이 있다.

그러나 여러 고조파를 제거시키려면 많은 수의 필터가 필요하며 또한 부하가 변동하여 고조파크기가 증대될때 필터는 과부하로 되는 단점이 있다.

이를 개선하기 위해 근래에 와서 능동형 교류 전력 필터(Active AC Power Filter)에 의한 고조파 저감방식이 연구되고 있다. 능동형 필터는 그림 1-b의 고조파보상원에 의해 교류전원측으로 고조파에 근사한 형태의 보상전류를 주입함으로써 고조파



(a) 수동형 필터



(b) 능동형 필터

그림 1. 고조파 필터

Fig. 1. Harmonic filter.

\*正會員: 서울대工大 電氣工學科 教授 · 工博

\*\*正會員: 建國大工大 電氣工學科 助教授

接受日字: 1985年 6月 7日

를 상쇄시키는데, 이때 필터의 고조파 저감특성은 전적으로 주입되는 보상전류의 파형에 좌우된다. 그런데 이러한 보상전류는 필터내의 전류형 인버터에 의해 발생되므로, 주어진 조건에서 최대의 억제특성을 갖는 보상전류의 형태를 구하는 문제는 인버터를 제어하는 스위칭방식의 결정문제로 귀착된다.

따라서 본 연구에서는 능동형 필터에 의해 주입되는 고조파보상 전류의 새로운 주입방식 즉 스위칭방식을 제시하고자 한다. 이러한 스위칭방식을 결정하기 위해 정상상태에서 운전되고 있는 정류기를 교류전원측의 고조파발생원으로 설정하고, 제시된 형태를 갖는 보상전류의 주입시 고조파억제특성을 이론적으로 해석하였다.

그리고 이론적으로 구한 보상전류의 파형을 EPROM에 기억시켜서 관련 파형들을 합성해 내고, 스펙트럼 분석장치(Spectrum Analyzer)로 조사한 파형의 고조파성분들이 이론적인 결과와 좋은 일치율을 이루고 있어 그 정당성을 입증할 수 있었다.

### 2. 능동형 교류 전력 필터

능동형 필터는 그림 2-a 와 같이 인버터와 보상전류원으로 구성되며, 그림 2-b 의 블록선도에 보인 과정에 따라 인버터를 동작시켜 얻어진 PWM 보상전류를 전원측으로 주입하고 이로써 전원전류에 내포되는 고조파를 상쇄시키게 된다.

교류전원으로부터 비정현파전류  $i_s$  를 검출하여 60Hz BSF(Band Stop Filter)를 거치면 총 고조파  $i_h$  를 얻는다. 이때 60Hz BSF는 60Hz BPF(Band Pass Filter)와 가산회로로 구성된다. 고조파  $i_h$  는 주어진 변조방식을 나타내는 Modulator에 의해 변조되고, 이때 인버터를 제어하는 스위칭패턴  $\alpha$  가 얻어진다. 이러한 스위칭패턴에 따라 전류  $I_M$  은 PWM보상전류  $i_{CM}$  으로 변환되어 전원측으로 주입된다.

이때 전원측에서는  $i_{CM}$  의 주입으로 그림 2-c 의 잔류고조파  $i_{hr}$  만 남는데 잔류고조파는 입력단에 부수적으로 HPF(High-pass filter)를 연결하여 제거할 수 있고 이와 같이 함으로써 교류전원에 존재하는 고조파를 거의 모두 제거할 수 있게 된다.

지금 그림 3 과 같은 고조파전류  $i_h$  가 교류전원측에 발생되고 있다면 능동형 필터로부터 주입되는 이상적인 보상전류  $i_c$  은 고조파와 같은 파형을 취할때 모든 고조파들을 상쇄시키므로 필터는 최대의 고조파저감특성을 가진다.

$$i_c(\theta) = i_h(\theta) \quad (1)$$

그러나 이러한 이상적인 보상전류를 외부 회로로써 실제로 만들수 없으므로 총 고조파  $i_h$  에 근사한 파형으로 변환한 전류  $i_{CM}$  으로 이를 대신하게 되는데, 지금까지 이러한  $i_{CM}$  은 제 3 고조파의 교류전류<sup>1),2)</sup>와 캐리어(carrier)로 변조된 전류<sup>3),4)</sup> 그리고 다수 펄스(Multi-pulse) PWM 전류<sup>5)</sup> 등과 같은 형태로 설정되어 졌다.

특히 후자의 두 경우에서 캐리어에 의한 방식은 캐리어주파수를 높게 할 수록 많은 고조파를 저감시킬 수 있으나 낮은 차수의 고조파 성분들이 나타날 뿐 아니라 스위칭손실이 증대하는 단점이 있다.

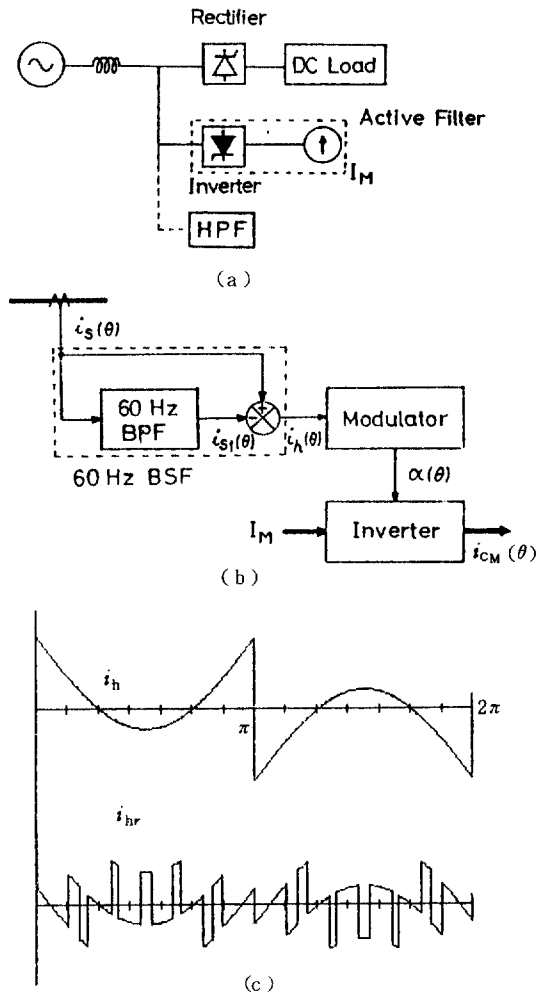


그림 2. 능동형 필터 및 동작원리  
Fig. 2. Active filter and its operating principle.

그리고 다수펄스방식은 저감특성은 우수하지만 변환과정이 복잡하고 제거하고자 하는 차수까지의 고조파들을 항상 영으로 상쇄시키지는 못하며 또한 어느 범위를 넘어서면 적용할 수 없게 된다.

그것은 다수펄스 PWM 보상전류가 해석적인 과정을 거쳐 구해진 것이 아니기 때문이며 이러한 단점은 주어진 조건하에서 최대의 제거특성을 갖는 보상전류의 파형 즉 스위칭패턴의 적합한 설정으로 개선될 수 있다. 따라서 본 연구에서는 최대의 고조파저감특성을 발휘하는 주입전류의 일반적인 형태를 제시하고 그 특성을 조사하였다.

### 3. 새로운 스위칭 패턴

#### (1) 고조파 발생원

지금 교류전원에 정류기가 연결되어 정상상태에서 동작하고 있으며 직류부하측에는 일정한 크기의 전류  $i_s$  가 흐른다면 전원측에는 그림 3과 같이 폭  $\delta$ 와 크기  $I_d$ 를 갖는 구형파 전원전류  $i_s$  이 흐르게 된다. 이때 정류기는 고조파  $i_h$ 를 주기적으로 발생시키므로 전원에 대해 고조파발생원으로 작용한다. 비정현파전류  $i_s$ 를 푸리에(Fourier) 급수로 전개하면

$$i_s(\theta) = \sum_{n=1}^{\infty} a_n \sin n\theta \quad (2)$$

$$a_n = \frac{4I_d}{n\pi} \sin \frac{n\pi}{2} \cdot \sin \frac{n\delta}{2} \quad (3)$$

로 되고 펄스폭  $\delta$ 는 전류  $i_s$ 가 반 주기동안 흐르는 시간을 나타내며

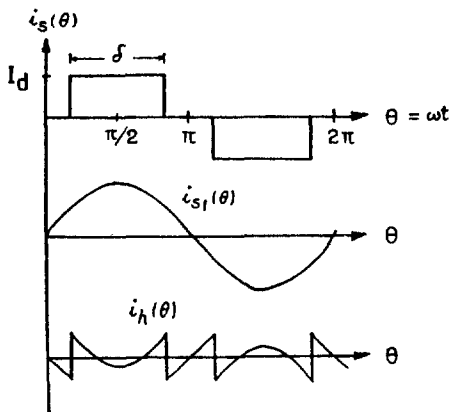


그림 3. 구형파 전원전류와 총 고조파 전류의 파형  
Fig. 3. Waveforms of rectangular source current and total harmonic current.

$$\delta = \begin{cases} 180^\circ & (\text{단상}) \\ 120^\circ & (3\text{상}) \end{cases}$$

인 값을 가진다. 그리고 입력측에 존재하는  $h$  차 고조파  $i_{sh}$ 의 실효치를  $I_{sh}$ 이라 하면 식(2), (3)으로부터 차수  $h$ 에 반비례되는 관계를 얻을 수 있고

$$I_{sh} = I_{s1} / h \quad (4)$$

이때 고조파들은 식(5)와 같이 표현되는 차수  $h$ 의 고조파 즉 특성고조파(characteristic harmonic)만 존재하게 된다. 정류기의 상수를  $P$ 라 하면 상수를 증대함에 따라 특성고조파의 최저 차수가 상승되므로 또한 고조파를 저감시킬 수 있게 된다.

$$h = kP \pm 1 \quad (k = 1, 2, \dots) \quad (5)$$

이상과 같이 고조파전류의 모델을 설정하고 이를 주어진 조건에서 최대로 제거할 수 있는 PWM 보상전류의 파형을 결정해 보기로 한다.

#### (2) 스위칭 함수

전술한 특성을 갖는 고조파는 능동형 필터로부터 주입되는 PWM 보상전류에 의해서 억제될 수 있다. 그러나 총 고조파  $i_h$ 는 무한대 주파수까지의 성분들을 모두 포함하고 있으므로 PWM 방식에 의해 얻어지는  $i_{CM}$ 으로는 완전히 상쇄시킬 수 없다. 따라서  $i_{CM}$ 의 주입에 의해 유한한 차수까지의 고조파들만 억제될 수 있고 만약 PWM 보상전류  $i_{CM}$ 의 각 고조파성분이 총 고조파  $i_h$ 와 최고  $n_N$ 차까지 같은 크기를 갖도록 설정된다면 가장 최대의 고조파저감특성을 가지는 보상전류의 형태가 될 것이다.

그림 4-a와 같이 전원의 한 주기  $T(= \frac{1}{f})$ 를  $2M$ 개의 구간으로 분할하고 각 구간의 시점 계서 샘플링하여 얻어진 값  $i_h(\theta_k)$ 로 그림 4-b와 같은 PWM 스위칭패턴을 얻을 수 있다.

즉 샘플링 주파수를  $f_s (= 1/T_s)$ 라 하고 총 고조파  $i_h$ 의  $n_N$ 차 성분까지를 변조시키자 할때  $n_N$ 차 고조파의 주파수를  $f_N$ 이라하면,

$$f_s = 2Mf \quad (6)$$

$$f_N = n_N \cdot f \quad (7)$$

로 표현되며  $f_s$ 의 주파수로  $f_N$ 까지의 성분을 변조시키려면 나이퀴스트 비(Nyquist rate)를 만족해야 하므로

$$f_s - f_N \geq f_N \quad (8)$$

로 되고 이를 정리하면

$$M \geq n_N \quad (9)$$

인 관계가 구해진다. 즉 지금 고조파의 최고 차수  $n_N$  까지 제거하고자 한다면 반 주기내의 최소 분할수  $M$  은  $n_N$  이 된다.

그리고 각 구간내에서 얻어진 샘플치로부터 2개의 값 즉 크기 및 부호가 구해지고 이로써 그림 4-b의 스위칭함수  $\alpha$  로 변환하게 된다. 크기는 펄스폭 ( $2x_k$ ) 으로 변환되고 부호 ( $s_k$ ) 는 전원으로 주입시켜야 하는 보상전류의 방향을 결정해 주게 된다. 이때 부호는 샘플치로부터 직접 얻어 지지만, 펄스폭은 식 (9) 의 조건을 만족하도록 주어져야 하므로 지금부터 구해야 하는 변수  $\mathbf{x} = (x_1 x_2 \dots x_N)^t$  로 된다.

그림 4-b의 스위칭함수  $\alpha$  를 푸리에급수로 전개하면 다음과 같다.

$$\alpha(\theta) = \sum_{n=1}^{\infty} \beta_n \sin n\theta \quad (10)$$

이로써 PWM 보상전류는

$$i_{CM}(\theta) = I_M \cdot \alpha(\theta) \quad (11)$$

이 되므로  $i_{CM}$  의 주입으로 전원측의 전류는  $i_{SR}$  로 보상된다. 즉  $i_{SR}$  는

$$\begin{aligned} i_{SR}(\theta) &= i_s(\theta) - i_{CM}(\theta) \\ &= \sum_{n=1}^{\infty} r_n \cdot \sin n\theta \quad (r_n = a_n - I_M \beta_n) \end{aligned} \quad (12)$$

앞의 가정에서 계수  $a_n$  은 일정하므로  $a_n$  이 PWM 전류의 크기  $I_M$  와  $\alpha$  의 고조파성분  $\beta_n$  의 곱과 같도록 하면 식 (12) 의 계수  $r_n$  을 0으로 만들 수 있고 따라서  $n_N$  차 고조파까지 완전히 제거할 수 있게 된다.

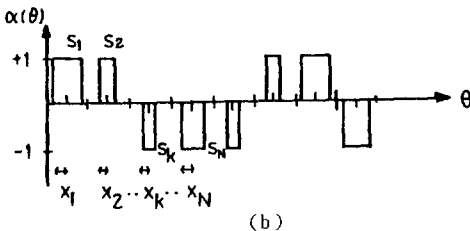
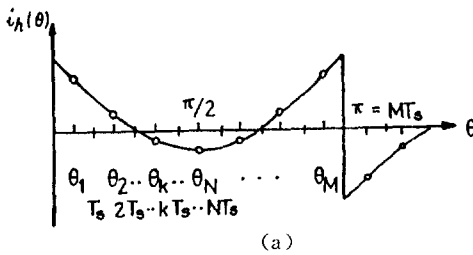


그림 4. 총 고조파의 모델과 새로운 스위칭 패턴

Fig. 4. total harmonics model and new switch-pattern.

#### 4. 비선형 고조파 방정식

전술한 스위칭함수  $\alpha$ 에 의해  $i_{CM}$ 의 전류를 주입하여 보상하더라도 기본파 성분은 변함이 없어야 하며, 또한 식 (9)를 만족하는 최고 차수  $n_N$ 까지 모든 고조파성분들을 상쇄시킬 수 있어야 한다. 이러한 조건으로부터 다음과 같은 비선형 고조파 방정식을 구할 수 있게 된다.

① 기본파성분: 불변

$$\begin{aligned} r_{n_1} &= a_{n_1} - I_M \beta_{n_1} = a_{n_1} \\ \therefore \beta_{n_1} &= 0 \quad (n_1 = 1) \end{aligned} \quad (13)$$

② 고조파성분: 제거

i) 특성고조파

$$\begin{aligned} r_{n_i} &= a_{n_i} - I_M \beta_{n_i} = 0 \\ (n_i &= h, n_i \leq n_N) \end{aligned} \quad (14)$$

ii) 비특성고조파

$$\begin{aligned} a_{n_j} &= 0 \\ \therefore \beta_{n_j} &= 0 \quad (n_j \neq h, n_j \leq n_N) \end{aligned} \quad (15)$$

이때 PWM 전류  $i_{CM}$ 의 반주기내에 존재하는 펄스폭 변수의 수는  $N$ 개이며 분할수  $M$ 과는 다음과 같은 관계를 가진다.

$$N = \begin{cases} (M+1)/2 & (M: \text{기수}) \\ M/2 & (M: \text{우수}) \end{cases}$$

따라서 식 (13), (14) 및 (15)으로부터 모두  $N$ 개의 방정식을 얻을 수 있으므로 보상전류의 크기  $I_M$ 만 주어지며 방정식의 해를 구할 수 있고 따라서  $n_N$ 차 고조파까지 완전히 제거할 수 있는 PWM 보상전류의 파형을 결정할 수 있다.

이상의 방정식은 비선형이므로 근사해에 대해 선형화시켜서 해를 구한다. 앞의  $N$ 개의 비선형 방정식을 다음과 같이 벡터형태로 쓰면

$$\mathbf{f}(\mathbf{x}) = (f_1 f_2 \dots f_N)^t = 0 \quad (16)$$

이 고 근사해  $\mathbf{x}_0$ 에 대한 값

$$\mathbf{f}_0 = \mathbf{f}(\mathbf{x}_0) \quad (17)$$

을 계산하여 허용오차한계  $\epsilon$ 이내에 이들 값이 존재하면 해로 간주한다. 그렇지 않으면 이 조건을 만족할때까지 반복한다.  $\mathbf{x}_0$ 에 대해 식 (16)을 선형화하여

$$\mathbf{f}_0 + \mathbf{f}_{x_0} \cdot d\mathbf{x} = 0 \quad (18)$$

단

$$f_{x_0} = \begin{pmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial x_1} & \frac{\partial f_1}{\partial x_2} & \cdots & \frac{\partial f_1}{\partial x_N} \\ \frac{\partial f_2}{\partial x_1} & \frac{\partial f_2}{\partial x_2} & \cdots & \frac{\partial f_2}{\partial x_N} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ \frac{\partial f_N}{\partial x_1} & \frac{\partial f_N}{\partial x_2} & \cdots & \frac{\partial f_N}{\partial x_N} \end{pmatrix}$$

식 (18)로부터  $dx$  가 구해지면  $x_1 = x_0 + dx$  인 새로운 상태의 근사해를 얻을 수 있고 이러한 과정을 반복하여 방정식의 해를 구하게 되는데, 해  $x$  의 원소들은 다음의 조건을 만족해야 한다.

$$0 \leq x_i \leq T_s / 2 \quad (i=1, 2 \cdots N) \quad (19)$$

이상의 과정은 그림 5의 유통도에 보인 바와 같이 컴퓨터에 의해 계산하였다. 이때 PWM 전류의 크기  $I_M$  에 따라 방정식의 해가 달라지므로 부하전류  $I_d$  에 대한  $I_M$  의 비  $x_0$  를 정의하고

$$x_0 \triangleq I_M / I_d \quad (20)$$

이 값을 최솟치  $x_0^*$  즉  $I_d$  를 일정하다고 할때  $I_M$  을 최소로 한 경우에 대해 해를 구하였다.

그것은 능동형 필터를 구성할때 가능한 한  $I_M$  의 크기를 작게 설정함이 유리하기 때문이며,  $I_M$  을 최소

치  $I_M^*$  의 이상으로 하면 항상 해가 존재하지만 그 반대가 되면 조건식 (19) 에 위배되어 해가 존재하지 않는다.

### 5. 고조파 제거 특성

앞의 N개의 비선형 방정식을 컴퓨터로 해를 구하여 제시하는 PWM 보상전류의 파형을 얻고, 본 연구에서 제시하는 주입방식의 고조파 제거특성을 산출하였다.

보상전 전원측의 전류는 그림 6-a 와 같은 주파수 스펙트럼을 가지며 단상과 3상의 두 경우에 대하여 구하였다. 전술한 바대로 3상의 경우는 단상에 비해 상수가 높으므로 전류에 내포되는 고조파의 크기가 작다.

$M = 8$  일 경우  $n_N (= 7)$  차 고조파까지 상쇄하는 PWM 보상전류의 파형  $i_{cM}$  은 그림 7-a 와 같이 구하여 졌다. 이때 보상전류의 크기는 최솟치  $I_M^*$  으로 주어졌다. 이러한 전류를 교류전원 측으로 주입한 결과 그림 7-b 와 같이 정현파에 가까운 형태로 보상되었다. 이러한 보상후 전류  $i_{SR}$  은  $n_N$  차 고조파까지 완전히 영으로 제거되어 있으며 이는 그림 6-b 의 스펙트럼에서 볼 수 있다.

그리고  $n_N$  차보다 높은 차수의 고조파들은 보상전에 비해 증가되어 있는데 이는 보상전류의 주입으로 낮은 차수의 성분들이 이동되어 나타난 것으로 적합한 HPF 의 연결로 상당히 작은 크기까지 저감할 수 있을 것이다. 그림 8은 보상후의 잔류고조파 실효치가  $M$  에 따라 변화되는 관계를 구한 특성곡선으로 보상전에 비해 최고 20%까지 저감될 수 있었다.

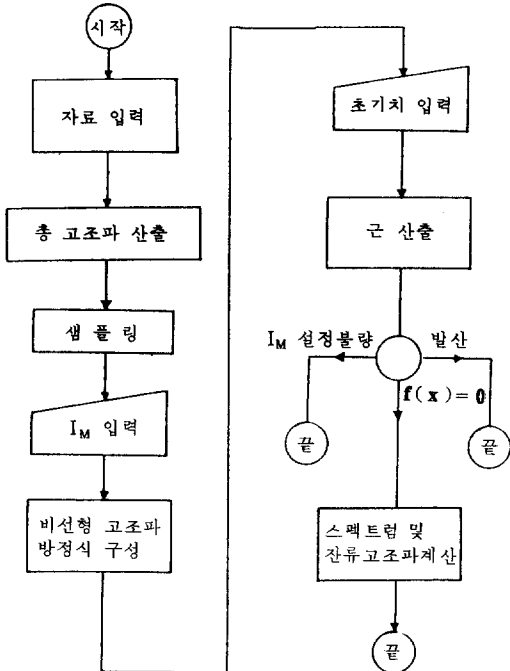


그림 5. 유통도  
Fig. 5. flow chart.

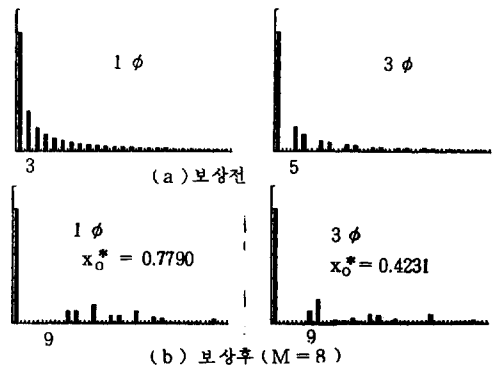


그림 6. 보상전과 후의 전류전류의 스펙트럼  
(종축:  $I_{sh} / I_{s1}$ , 횡축:  $n$ )  
Fig. 6. Spectrum of ac input current before and after compensation.

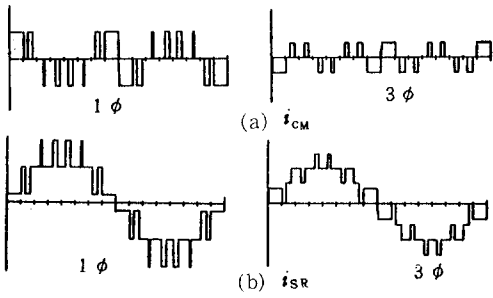


그림 7. M = 8 일 경우  $i_{CM}$  및  $i_{SR}$  의 파형  
 Fig. 7. Waveforms of  $i_{CM}$  and  $i_{SR}$  in case of M = 8.

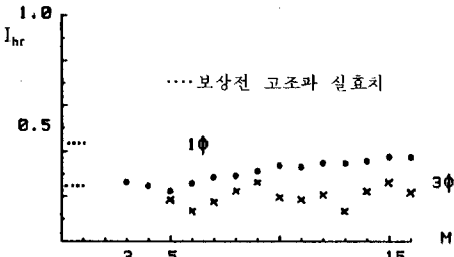
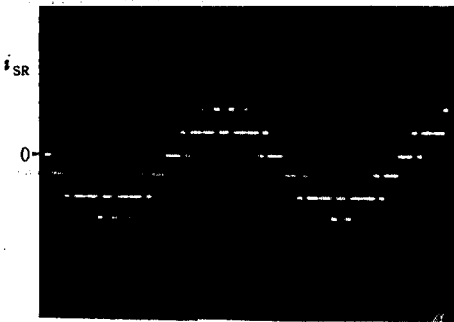
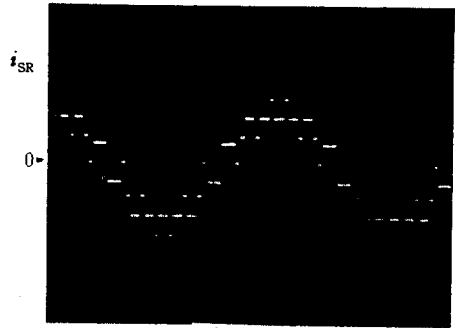


그림 8. M과 잔류 고조파 실효치의 관계  
 Fig. 8. relationship of M and rms value of residual harmonics.

그리고 이론적으로 구한 PWM 보상전류의 파형을 EPROM (2732)에 기억시키고 논리케이트와 OP Amp로 주입전류 및 보상후 전류파형을 합성하여 스펙트럼 분석장치로 고조파성분을 조사하였다. 그림 9는 보상후 전류  $i_{SR}$ 의 파형이며 그림 10은  $i_{SR}$ 의 스펙트럼을 나타낸다. 이들은 앞에서 구한 이론적 결과(그림 6-b 및 7-b)와 좋은 일치를 보이므로 이로써 본 연구에서 제시된 주입방식의 정당성을 입증할 수 있었다.

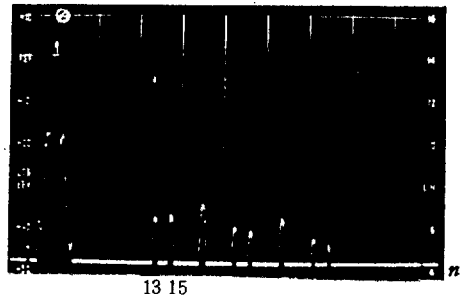


(a) 단상



(b) 3상

그림 9. 보상후 전원 전류의 파형 (M = 8)  
 Fig. 9. ac input current waveform after compensation



(a) 단상



(b) 3상

그림 10. 보상후 전원전류의 스펙트럼 (M = 8)  
 Fig. 10. Spectrum of ac input current after compensation.

### 6. 결 론

본 연구에서는 교류전원측의 고조파를 저감시키기 위해 사용되는 능동형 교류 전력 필터의 새로운 전류주입방식을 제시하였다. 능동형 필터는 부하의 변동으로 고조파가 증가하더라도 과부하로 되지 않음

며 하나의 필터만으로 여러 대 ( $n_N$ )의 수동형 필터를 부착한 것과 같은 효과를 발휘하는 장점이 있다.

이러한 필터의 고조파 제거특성은 필터내의 전류형 인버터를 제어하는 방식에 따라 크게 좌우되므로, 주어진 조건에서 최대로 억제시킬 수 있는 스위칭방식을 제시하였다. 즉 제시된 스위칭방식은 전원의 반주기를 분할한 수  $M$ 에 해당되는 차수까지의 고조파를 완전히 영으로 상쇄할 수 있어  $M$ 을 크게할 수록 보다 많은 고조파를 제거할 수 있다. 이러한 스위칭 패턴은 단상은 물론 3상의 경우에서도 구할 수 있었으며 합성된 파형을 분석함으로써 제시된 방식의 정당성을 입증할 수 있었다.

이상의 관계는 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 이론적으로는 구한 것으로 현재 제시된 주입방식들이 갖는 단점을 개선할 수 있어 본 방식이 실용화될 경우 우수한 고조파 저감특성을 나타낼 것으로 사료된다.

### 참고문헌

- 1) B.M. Bird et al., "Harmonic reduction in multiplex convertors by triple-frequency current injection", Proc. IEE, Vol. 116(10), Oct. 1969.
- 2) A. Ametani, "Generalised method of harmonic reduction in a.c.-d.c. convertors by harmonic current injection", Proc. IEE, Vol. 119(7), July 1972.
- 3) L. Gyugyi et al., "Active AC Power Filters", IEEE IAS Annual Meeting, 1976 19-C.
- 4) H. Kawahira et al., "Active power filter", IPEC-Tokyo 1983.
- 5) K. Hayafune et al., "Microcomputer controlled Active Power Filter", Proceedings IECON 1984.