

# 3상 제어 컨버터의 노치법에 의한 출력과 입력측의 저고조파 제거

論文  
43~6~5

## Low-Frequency Harmonic Eliminations on DC/AC Sides of a 3 Phase Phase-Controlled Converter

洪 性 泰\*·權 純 杰\*\*·李 鉉 雨\*\*·徐 基 永\*\*·林 根 熙\*\*\*

(Sung-Tae Hong·Soon-Kurl Kwon·Hyun-Woo Lee·Ki-Young Suh·Geun-Hie Rim)

**Abstract**—Line-current harmonics resulting from ac to dc power conversion interfere with power system operation and reduce power factor, hence resulting in increasing power source unnecessarily.

This study describes a 3 phase phase-controlled converter eliminating low frequency harmonics in the output by inserting notches. Notch points are calculated by Newton-raphson method, The impacts of the choppings on ac and dc sides are analyzed in the steady state. Potential applications of the study are dc motor controls, high power dc power supplies for telecommunications, static var compensators and HVDC.

**Key Words** : Harmonics, Power Factor

### 1. 서 론

3상 교류 전원에서 직류 전원을 얻고자 할 때는 다이오드 정류기를 이용하여 손쉽게 얻을 수 있지만, DC 전원측에 가변 전압이 요구되는 통신용 전원장치나 풍력발전, 태양광발전, 에너지 회생기능을 가지는 DC 모터제어, 가변주파수 전원의 상용주파수 전원 연계[1] 또는 유도가열 장치 등의 속도제어 등에는 다이리스터를 이용하여 위상각을 제어하는 기법이 널리 사용되고 있다. 그러나 6펄스 컨버터를 사용하면 그 비선형 동작에 의해 5, 7차 및 11, 13차 등의 전류 고조파 성분을 발생하게 되고 직류측에도 6의 정수배 고조파의 전압맥동이 생긴다. 전력용량이 큰 단독부하의 경우는 변압기의 2차에  $\Delta$ , Y의 2결선법을 이용하여 위상차에 의한 고조파 성분을 제거할 수 있는 방법도 있으나[2], 보통 주어진 3상 전원을 이용하는 부하에서는 부가적인 비용이 요구되며, 별도로 변압기를 설계 제작해

야 한다.

최근 전력용 반도체 소자를 응용한 각종 부하 기기의 광범위한 보급에 따라 전력 계통의 고조파는 무시할 수 없게 된 실정이며, 그 대응책이 큰 과제가 되어 있다. 따라서 고조파 성분을 없애거나 최소화하기 위한 노력들이 계속되고 있으며 이 분야의 연구가 활발히 이루어지고 있다. [3,4,5,6,7]

본 연구에서는 진상, 지상 제어가 가능한 컨버터 회로를 이용하여 위상각의 제어에 따른 DC 출력측의 6고조파의 변화에 대응하는 스위칭각을 계산하여 전력용 반도체 소자를 이용, DC 출력측의 저고조파를 제거하는 기법을 도입하여 시뮬레이션과 실험을 통해 제안된 저고조파 제거기법의 타당성을 입증하고 또한 출력측의 저고조파 제거 방법과 같은 요령으로 입력측의 저고조파 제거도 가능함을 입증하였다.

### 2. 진상 및 지상 동작 모드 특성

다이오드 정류기에는 펄스형태의 전류가 흐르게 되는데 이런 전류파형은 기본파와 많은 고조파 성분으로 구성된다. 이러한 고조파 성분은 회로조건에 의해 공진을 일으켜 링잉(Ringing) 현

\*正 會 員 : 慶南大 大學院 電氣工學科 博士課程

\*\*正 會 員 : 慶南大 工大 電氣工學科 教授·工博

\*\*\*正 會 員 : 韓國電氣研究所 責任研究員·工博

接受日字 : 1994年 1月 17日

1次修正 : 1994年 3月 31日

상이나 큰 진동전류를 발생시킨다. 특히 저주파 일수록 필터링 하기가 어렵기 때문에 시스템에 미치는 영향이 크며, 비선형 소자들이 시스템에

연결되면, 기본 정현파 전류는 변형되어 고조파 전류성분을 포함하게 된다. 이러한 문제는 비선형 정지형 전력 변환장치(Static Power Converter)가 시스템에 연결되면 발생하게 된다. 비선형 전력 변환장치는 응용에 따라 정류기, 싸이크로 컨버터 등 여러 형태로 구별된다. 이들의 공통점은 비선형성이며 비정현파의 전류를 흘리게 된다.

본 연구의 초점인 3상 정류장치의 경우에 고조파의 크기는 상당한 값을 가지게 되므로 시스템에 대한 이의 부정적인 영향을 줄일 필요가 있다. 일반적으로 알려져 있는 다이리스터 방식을 이용한 3상전원의 DC 변환장치에서 DC측 전압은  $V_d = 1.35V \cdot \cos\alpha$ 로 결정되는데, 여기서  $V$ 는 교류측 선간전압의 실효치이며,  $\alpha$ 는 점호각이다. 이때  $\cos\alpha$ 는 거의 기본파의 역률(변위율)과 같게 되므로 서전압 DC를 얻고자 할 때는 더 많은 무효전력을 교류 전원측에서 공급받아야 한다. 이에 따른 선로손실이나 피상전력량을 줄이기 위해서는 무효전력을 제어할 수 있는 DC 변환장치가 요구되는 바이다. 본 연구에서 사용되는 컨버터 회로는 그림 1과 같으며, 이러한 회로를 이용하면 진상 또는 지상으로의 역률 제어가 가능하기 때문에 지상역률로 운전되는 부하가 많은 현장의 부하특성을 고려할 때 진상 또는 지상 역률 제어를 통하여 무효전력을 제어할 수 있는 부수적인 효과도 있을 것이다. 그리고 이러한 컨버터 회로는 임의의 점에서 스위칭을 쉽게 실현시킬 수 있기 때문에 노치를 실현시키기에 편리한 회로이다.

그림 2는  $\alpha = -30^\circ$ 로 제어될 경우로서 이때는 진상 역률 제어가 이루어지며, 그림 3은  $\alpha = 30^\circ$ 로서 이때는 지상 역률제어가 가능하여 진다.

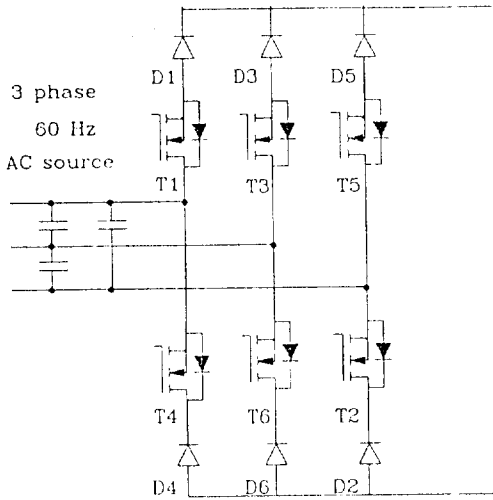


그림 1 컨버터 주회로  
Fig. 1 Converter topology

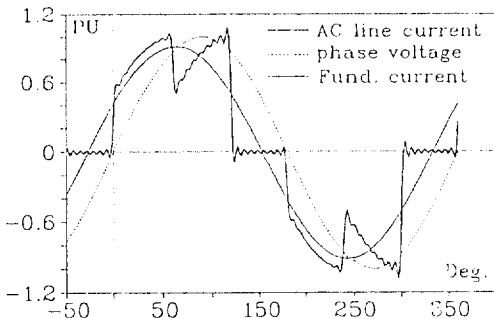


그림 2 진상 동작 모드  
Fig. 2 Leading operation mode( $\alpha = -30^\circ$ )

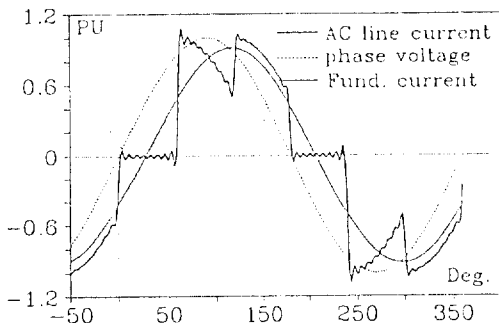


그림 3 지상 동작 모드  
Fig. 3 Lagging operation mode( $\alpha = 30^\circ$ )

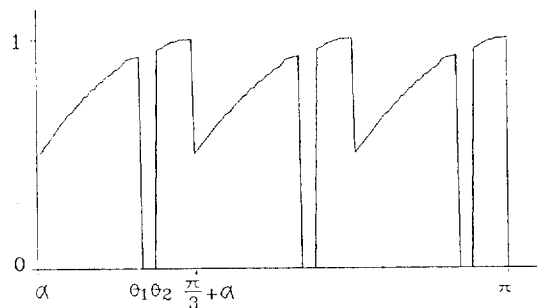


그림 4 노치를 포함한 직류 출력 파형  
Fig. 4 DC output waveform with notches

### 3. 노치각(Notch angle)

#### 3.1 출력측의 저고조파 제거

해석적으로 고조파 성분의 기본파에 대한 위상을 구해 보면 점호각에 따라 변화하는데 그에 따른 6고조파 성분을 없애기 위한 전류의 노치각( $\theta_1, \theta_2$ )도 달라져야 하며, 이 노치는 정류된 DC측의 DC성분의 크기 및 고조파 성분에 영향을 미치게 된다.

그림 4의 파형은 주기가  $T=\pi/3$ 로서 이것을 푸리에 급수로 전개하면 식 (1)과 같다.

$$f(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t] \quad (1)$$

여기서  $a_0$ 는 직류성분이고  $a_n$ 과  $b_n$ 은 교류성분의 계수이며 식 (2), (3)으로 표현된다.

$$a_n = \frac{6}{\pi} \left[ \int_{\alpha}^{\theta_1} \sin \times \cos 6nx \, dx + \int_{\theta_2}^{\frac{\pi}{3} + \alpha} \sin \times \cos 6nx \, dx \right] \quad (2)$$

$$b_n = \frac{6}{\pi} \left[ \int_{\alpha}^{\theta_1} \sin \times \sin 6nx \, dx + \int_{\theta_2}^{\frac{\pi}{3} + \alpha} \sin \times \sin 6nx \, dx \right] \quad (3)$$

식 (2), (3)에서 6차 하모닉을 제거하기 위한 노치각  $\theta_1, \theta_2$ 를 구하기 위해서는  $n=1$ 에 대해  $a_n=0, b_n=0$ 의 조건이 만족되어야 하며, 이러한 조건을 만족시키는  $\theta_1, \theta_2$ 를 아래의 순서로 뉴턴랩슨법을 사용하여 구할 수 있다.

1) 노치각  $\theta_1, \theta_2$ 에 대해 초기치를 입력한다.

비선형 방정식의 해법에서는 초기치 조건선정이 중요한 요소이며, 경우에 따라서는 두개 이상의 해를 가지는 경우도 있다. 그러나 본 연구에서와 같은 전력전자의 응용에서는 주기함수에 대한 해를 구하는 경우가 대부분이므로 초기치를 선정하기 이전에 원래의 주기함수와 해당 고조파 성분을 중첩시켜 프롯팅(plotting)한 후 초기치를 정하면 쉽게 원하는 초기치를 구할 수 있다.

$$\theta^0 = (\theta_1^0, \theta_2^0)^T \quad (4)$$

Notch angles

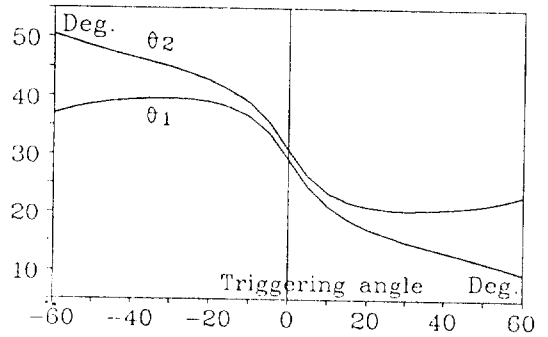


그림 5 제어각의 변화에 대한 노치각

Fig. 5 Notch points VS. triggering angle

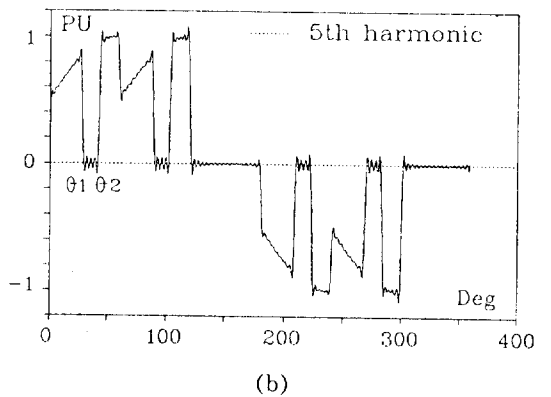
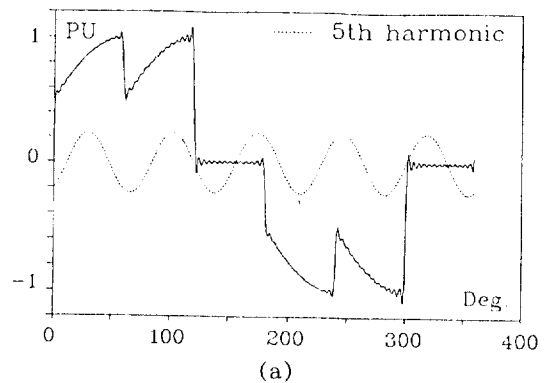


그림 6 교류 입력 전류의 5고조파와 노치

( $\alpha = -30^\circ$ )

(a) 교류 입력 전류의 5고조파

(b) 노치

Fig. 6 5th harmonic of AC line current and notches( $\alpha = -30^\circ$ )

(a) 5th harmonic of Ac line current

(b) notches

2) 주어진 초기치 조건( $\theta^0$ )에서의 교류성분  $a_n, b_n$ 값을 계산한다.

$$F^0 = \begin{bmatrix} a_n(\theta_1^0, \theta_2^0) \\ b_n(\theta_1^0, \theta_2^0) \end{bmatrix} \quad (5)$$

3) 위의 두조건을 이용하여 jacobian Matrix를 구성하고 허용오차 범위까지 반복계산한다. (본 논문에서는 허용오차 범위를 0.0001까지로 하였다)

$$[\theta^k] = [J^k][F^k], k=0,1,2,\dots \quad (6)$$

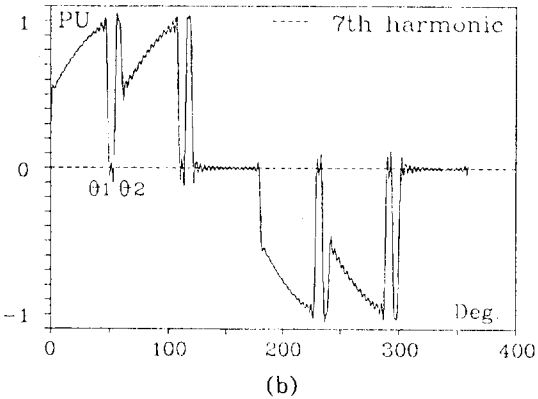
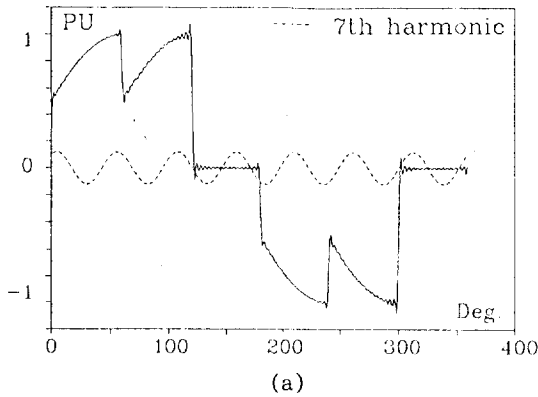


그림 7 교류 입력 전류의 7고조파와 노치 ( $\alpha = -30^\circ$ )  
(a) 교류 입력 전류의 7고조파  
(b) 노치

Fig. 7 7th harmonic of AC line current and notches( $\alpha = -30^\circ$ )  
(a) 7th harmonic of Ac line current  
(b) notches

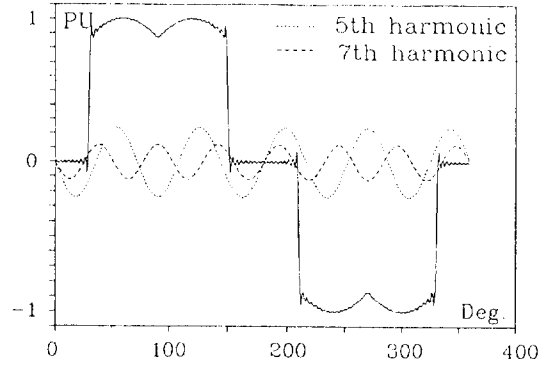


그림 8 교류 입력 전류의 5고조파와 7고조파 ( $\alpha = 0^\circ$ )  
Fig. 8 5th and 7th harmonic of AC line current ( $\alpha = 0^\circ$ )

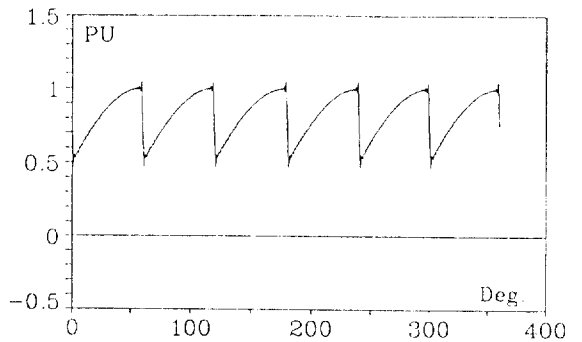


그림 9 직류 출력 파형( $\alpha = -30^\circ$ )  
Fig. 9 DC output waveform( $\alpha = -30^\circ$ )

여기서  $k$ 는  $k$ 번째의 반복계산을 나타내며,

$$\theta^k = \begin{bmatrix} \theta_1^k \\ \theta_2^k \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$J^k = \begin{bmatrix} \frac{\partial a_n}{\partial \theta_1} & \frac{\partial a_n}{\partial \theta_2} \\ \frac{\partial b_n}{\partial \theta_1} & \frac{\partial b_n}{\partial \theta_2} \end{bmatrix} \begin{matrix} \theta_1 = \theta_1^k \\ \theta_2 = \theta_2^k \end{matrix} \quad (8)$$

$$F^k = \begin{bmatrix} a_n^k \\ b_n^k \end{bmatrix} \quad (9)$$

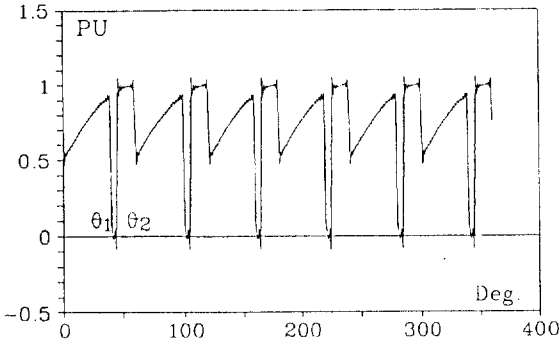


그림 10 노치를 포함한 직류 출력 파형 ( $\alpha = -30^\circ$ )

Fig. 10 DC output waveform with notches ( $\alpha = -30^\circ$ )

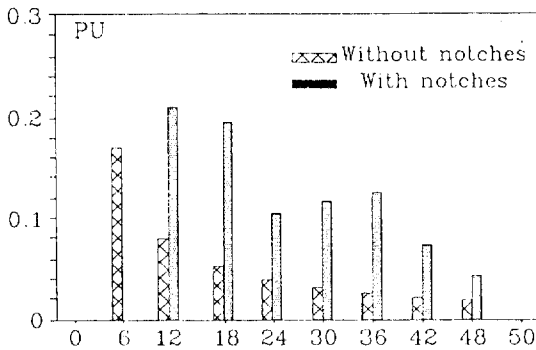


그림 11 고조파 스펙트럼 ( $\alpha = -30^\circ$ )

Fig. 11 Harmonic spectrum ( $\alpha = -30^\circ$ )

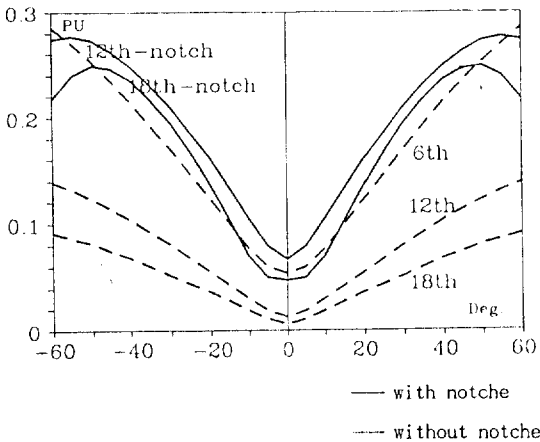


그림 12 제어각의 변화에 의한 노치 전후의 고조파

Fig. 12 Triggering angle vs. Harmonics with and without notches

$$a_n^k = a_n(\theta_1^k, \theta_2^k) \tag{10}$$

$$b_n^k = b_n(\theta_1^k, \theta_2^k) \tag{11}$$

이다. 이상을 만족하는 노치각  $\theta_1, \theta_2$  를 구하면 그림 5와 같으며, 그림 5는 제어각  $\alpha$ 의 변화에 따른 각 노치각의 값들이다.

### 3.2 입력측의 저고조파 제거

3상 6펄스 위상각제어 컨버터에서 입력측 전류파형의 개선은 주로 5, 7차 고조파 성분에 대한 것으로서 출력측의 저고조파 제거 방법과 유사하게 할 수 있다. 교류입력 전류측의 저차 고조파를 제거하기 위해 노치를 삽입했을 때의 교류입력 전류파형의  $a_n$  성분과  $b_n$  성분은 각각 식 (12), (13)과 같다.

$$a_n = \frac{1}{n} \left[ \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{\pi}{6} + \alpha + \theta_1} F1(X) dx + \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{\pi}{2} + \alpha} F1(X) dx + \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha + \theta_2}^{\frac{\pi}{2} + \alpha} G1(X) dx + \int_{\frac{\pi}{2} + \alpha}^{\frac{5}{6}\pi + \alpha} G1(X) dx + \int_{\frac{7}{6}\pi + \alpha}^{\frac{7}{6}\pi + \alpha + \theta_1} F1(X) dx + \int_{\frac{7}{6}\pi + \alpha}^{\frac{3}{2}\pi + \alpha} F1(X) dx + \int_{\frac{7}{6}\pi + \alpha + \theta_2}^{\frac{3}{2}\pi + \alpha} G1(X) dx + \int_{\frac{3}{2}\pi + \alpha}^{\frac{3}{2}\pi + \alpha + \theta_1} F1(X) dx + \int_{\frac{3}{2}\pi + \alpha}^{\frac{11}{6}\pi + \alpha} G1(X) dx + \int_{\frac{3}{2}\pi + \alpha + \theta_2}^{\frac{11}{6}\pi + \alpha} G1(X) dx \right] \tag{12}$$

$$b_n = \frac{1}{n} \left[ \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{\pi}{6} + \alpha + \theta_1} F2(X) dx + \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{\pi}{2} + \alpha} F2(X) dx + \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha + \theta_2}^{\frac{\pi}{2} + \alpha} F2(X) dx + \int_{\frac{\pi}{2} + \alpha}^{\frac{5}{6}\pi + \alpha} F2(X) dx + \int_{\frac{7}{6}\pi + \alpha}^{\frac{7}{6}\pi + \alpha + \theta_1} F2(X) dx + \int_{\frac{7}{6}\pi + \alpha}^{\frac{3}{2}\pi + \alpha} F2(X) dx + \int_{\frac{7}{6}\pi + \alpha + \theta_2}^{\frac{3}{2}\pi + \alpha} F2(X) dx + \int_{\frac{3}{2}\pi + \alpha}^{\frac{3}{2}\pi + \alpha + \theta_1} F2(X) dx + \int_{\frac{3}{2}\pi + \alpha}^{\frac{11}{6}\pi + \alpha} F2(X) dx + \int_{\frac{3}{2}\pi + \alpha + \theta_2}^{\frac{11}{6}\pi + \alpha} F2(X) dx \right]$$

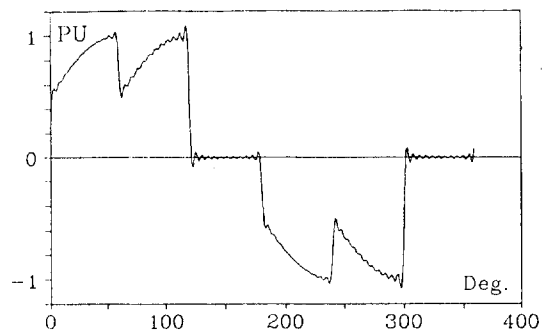


그림 13 노치가 없는 교류 입력 전류

Fig. 13 AC line current without notches

$$\begin{aligned}
 & F2(X) dx + \int_{\frac{\pi}{2} + \alpha}^{\frac{\pi}{2} + \alpha + \theta_1} G2(X) dx + \int_{\frac{\pi}{2} + \alpha + \theta_2}^{\frac{5}{6}\pi + \alpha} \\
 & G2(X) dx + \int_{\frac{7}{6}\pi + \alpha}^{\frac{7}{6}\pi + \alpha + \theta_1} F2(X) dx + \int_{\frac{7}{6}\pi + \alpha + \theta_2}^{\frac{3}{2}\pi + \alpha} \\
 & F2(X) dx + \int_{\frac{3}{2}\pi + \alpha}^{\frac{3}{2}\pi + \alpha + \theta_1} G2(X) dx + \int_{\frac{3}{2}\pi + \alpha + \theta_2}^{\frac{11}{6}\pi + \alpha} \\
 & G2(X) dx \quad (13)
 \end{aligned}$$

여기서

$$F1(X) = \sin\left[x + \frac{\pi}{6}\right] \cos(nx) dx \quad (14)$$

$$G1(X) = \sin\left[x - \frac{\pi}{6}\right] \cos(nx) dx \quad (15)$$

$$F2(X) = \sin\left[x + \frac{\pi}{6}\right] \sin(nx) dx \quad (16)$$

$$G2(X) = \sin\left[x - \frac{\pi}{6}\right] \sin(nx) dx \quad (17)$$

이다.

### 3.2.1 5고조파 제거

식 (12), (13)에서 5차 고조파를 제거하기 위한 노치각  $\theta_1, \theta_2$ 를 구하기 위해서는  $n=5$ 에 대해  $a_n=0, b_n=0$ 의 조건이 만족되어야 하며, 이러한 조건을 만족시키는  $\theta_1, \theta_2$ 는 뉴튼랩슨법을 사용하여 구할 수 있다. 그림 6(a)는  $-30^\circ$ 로 위상제어된 교류입력측의 전류 파형으로서 점선으로 표시된 파형은 5고조파에 해당한다. 그림 6(a)에서 5고조파를 제거하기 위한 노치각은  $\theta_1 = 28.56, \theta_2 = 43.154$ 이다. 그림 6(b)는 5고조파를 제거하기 위해  $\theta_1, \theta_2$ 로 노치를 시킨 파형으로서 5고조파가 완전히 제거되었음을 알 수 있다.

### 3.2.2 7고조파 제거

식 (12), (13)에서 7차 고조파를 제거하기 위한 노치각  $\theta_1, \theta_2$ 를 구하기 위해서는  $n=7$ 에 대해  $a_n=0, b_n=0$ 의 조건이 만족 되어야 한다. 그

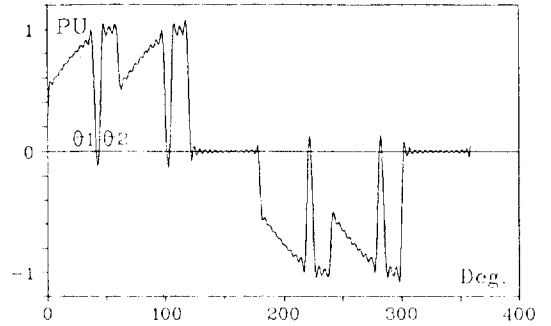


그림 14 노치를 포함한 교류 입력 전류  
Fig. 14 AC line current with notches

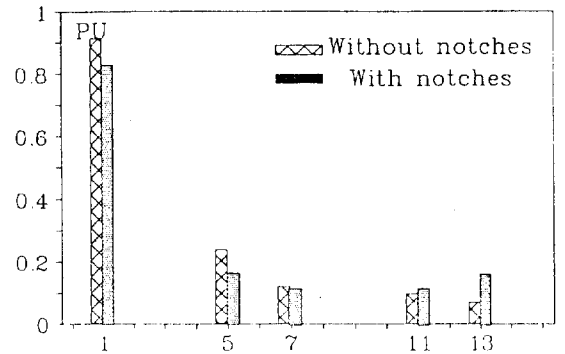


그림 15 교류 입력 전류의 고조파 스펙트럼  
Fig. 15 harmonic spectrum of AC line current

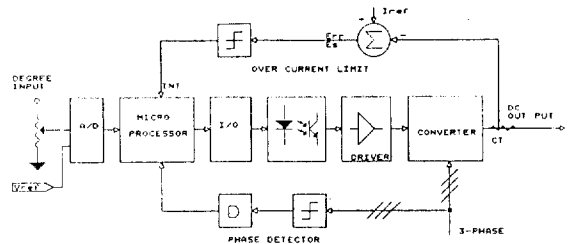
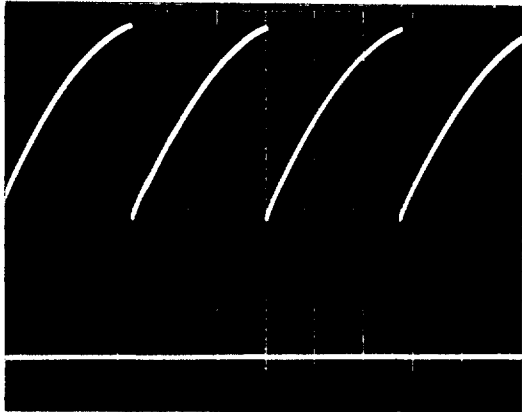


그림 16 제어시스템의 블럭 다이어그램  
Fig. 16 Block diagram of control system

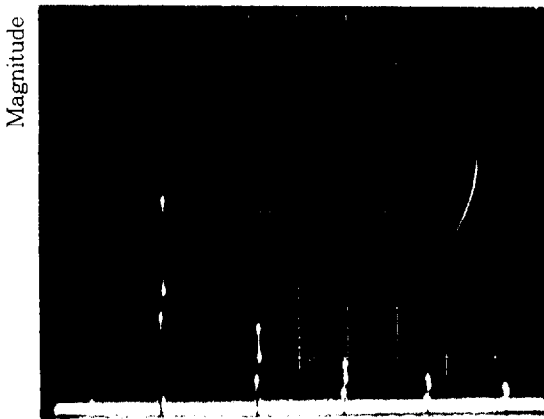
림 7(a)는  $-30^\circ$ 로 위상제어된 교류입력측의 전류 파형으로서 점선으로 표시된 파형은 7고조파에 해당한다. 그림 7(a)에서 7고조파를 제거하기 위한 노치각은  $\theta_1 = 48.199, \theta_2 = 54.64$ 이다. 그림 7(b)는 7고조파를 제거하기 위해  $\theta_1, \theta_2$ 로 노치를 시킨 파형으로서 7고조파가 완전히 제거되었음을 알 수 있다.

### 3.2.3 및 7고조파

그림 8은  $0^\circ$ 로 위상제어된 교류입력측의 전류 파형으로서 점선들로 표시된 파형은 5차 및 7차 고조파에 해당한다.  $\alpha=0^\circ$ 부근에서는 5, 7차 고조파의 제거가 가능하다. 5, 7차 고조파 주기가 다르므로  $\alpha$ 가 증가할수록 이 두 고조파를 동시에 제거하기가 어렵고 출력측의 파형이 DC측에서 6고조파가 증가하게 되는 문제점이 있다.



(a) 50 [V/div]  
1 [mS/div]



(b) 170 [Hz/div]

그림 17 직류 출력 파형과 고조파 스펙트럼

- (a) 직류 출력 파형
- (b) 고조파 스펙트럼

Fig. 17 DC output waveform and harmonic spectrum

- (a) DC output waveform
- (b) Harmonic spectrum

### 4. DC 출력측의 저고조파 제거 및 AC 입력측에 미치는 영향

그림 9는 3상 정류기에서  $\alpha$ 각을  $-30^\circ$ 로 제어할 경우의 DC 출력파형이고 그림 10은 제어각  $\alpha=-30^\circ$ 에서의 노치가 삽입된 파형이다. 그리고 그림 11은  $\alpha=-30^\circ$ 에서 노치 전후의 각 고조파 스펙트럼이다.

그림 11에서 노치 삽입전의 6고조파의 크기는 17%에 이르는 크기를 가지게 되므로 시스템에 대한 이의 부정적인 영향을 줄일 필요가 있다.

그림 5에서 제어각  $\alpha$ 의 값이  $-30^\circ$  일때의 6고조파를 제거하기 위한 노치각( $\theta_1, \theta_2$ )은  $\theta_1 = 39,582, \theta_2 = 45,023$ 이다.

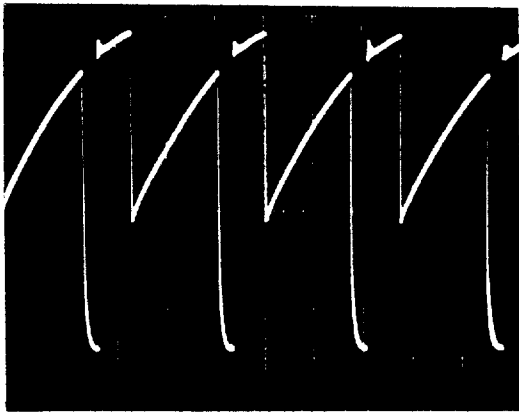
그림 10은  $\alpha$ 각을  $-30^\circ$ 로 제어할 때의 6고조파를 제거하기 위하여  $\theta_1, \theta_2$ 의 각으로 노치시킨 파형으로서 노치를 시킨 결과 6고조파가 깨끗이 제거되었음을 그림 11의 고조파 스펙트럼에서 알 수 있다. 이상적인 회로조건에서 노치를 넣지 않았을 때의 DC 출력측에 발생하는 각 고조파의 성분을 점호각의 함수로 나타내면 그림 12의 점선과 같다. 즉 점호각의 변화량에 따라 기본파 크기가  $0^\circ$ 를 중심으로 대칭적으로 변화함을 알 수 있다. 그리고 그림 12에서 실선으로 표시된 부분은 노치후의 DC 출력측에 발생하는 각 고조파의 성분을 점호각의 함수로 나타낸 것이므로 6고조파가 완전히 제거되었음을 알 수 있다.

그림 13, 그림 14, 그림 15는 출력 DC측의 노치로 인하여 AC입력 전류파형에 미치는 영향을 분석한 것으로서 그림 13은  $\alpha$ 제어각  $-30^\circ$ 에서 노치가 없는 상태의 입력 파형이다.

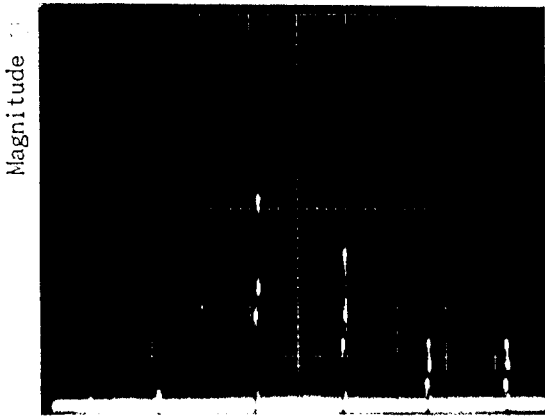
그림 14는  $\alpha$ 각  $-30^\circ$ 에서 노치 삽입으로 인한 입력파형이며, 그림 15는 노치 전후의 고조파 스펙트럼이다.

### 5. 실험결과 및 고찰

그림 16은 본 연구에서 제안한 노치법에 의한 출력 또는 입력측의 저고조파 성분을 제거하기 위한 제어시스템의 블록선도이다. 주 프로세서로는 마이크로칩(Microchip)사의 pic16c5x 마이크로 프로세서를 이용하였으며, 클럭을 위한 수정발진자는 20MHz의 크리스탈을 사용하였다. Pic16c5x는 CPU 내부에서 4분주를 한다. 따라서 20MHz의 수정발진자를 사용하게 되면 CPU 내



(a) 50 [V/div]  
1 [mS/div]



(b) 170 [Hz/div]

그림 18 노치를 포함한 직류 출력 파형과 고조파 스펙트럼

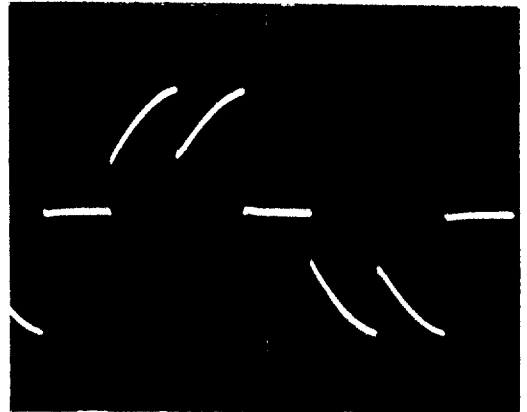
- (a) 노치를 포함한 직류 출력 파형
- (b) 고조파 스펙트럼

Fig. 18 Dc output waveform with notches and harmonic spectrum

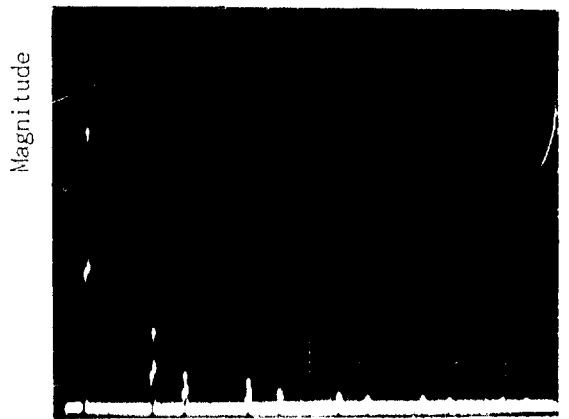
- (a) Dc output waveform with notches
- (b) Harmonic spectrum

부에서 4분주를 하여 5MHz로 작동을 하게 된다. 이때 주기는 200nS가 되며, pic16c5x는 2사이클의 프로그램 분기 명령을 제외하고는 모두 단일 명령사이클인 200nS로 동작을 하며, 고성능 RISC(reduce instruction set computer)와 비슷한 CPU이기 때문에 컨버터의 스위칭 소자를 정확하게 고속으로 노치 구동시키기에 적합하다. 실험에 있어서 제어각  $\alpha$ 와 노치각  $\theta$ 의 사이는 ROM table방법을 이용하였으며, 전력용 스위칭

소자는 축적 캐리어에 의한 스위칭 지연시간의 문제를 줄이기 위하여 스위칭 시간이 빠른 고속 MOSFET를 사용하였다. 이는 또 게이트 구동전력을 줄일 수 있으며 전원구성도 간소화할 수 있다. 본 연구에서 사용된 MOSFET는 IRF 460 500V, 20A를 사용하였으며  $V_{GS(th)}$ 는 2.0V~4.0V,  $I_{DS}$ (게이트 단락시 드레인 전류)는 250 $\mu$ A이다. 이는 또 상승시간이 81nS, 하강시간은 65nS이다. 한편 각소자의 스위칭 지연시간도 고



(a) 3 [A/div]  
2 [mS/div]



(b) 170 [Hz/div]

그림 19 노치가 없는 교류 입력 전류와 고조파 스펙트럼

- (a) 노치가 없는 교류 입력 전류
- (b) 고조파 스펙트럼

Fig. 19 AC line current without notches and harmonic spectrum

- (a) AC line current without notches
- (b) Harmonic spectrum



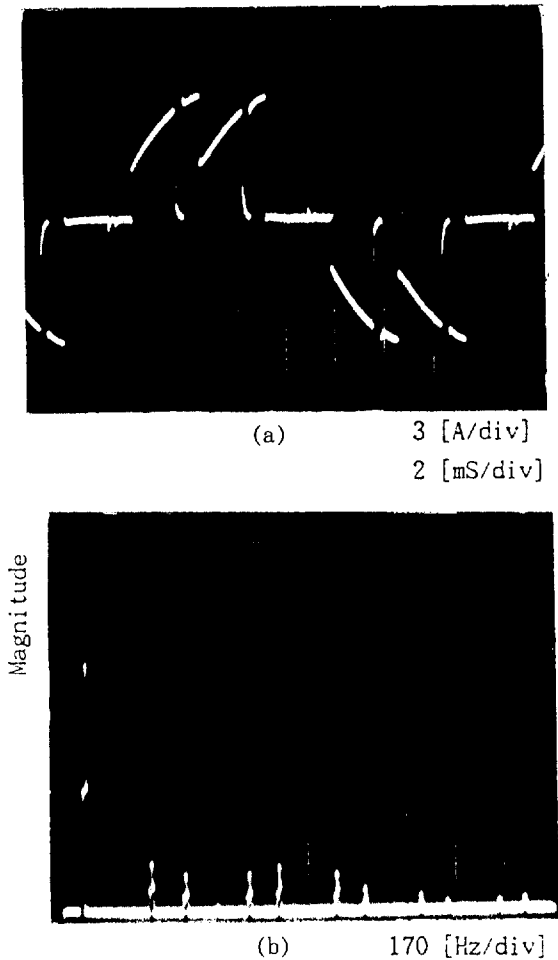


그림 20 노치가 포함된 교류 입력 전류와 고조파 스펙트럼  
 (a) 노치가 포함된 교류 입력 전류  
 (b) 고조파 스펙트럼

Fig. 20 AC line current with notches and harmonic spectrum  
 (a) AC line current with notches  
 (b) Harmonic spectrum

려하여 MOSFET 게이트를 구동하여야 하며, 본 연구에서는 0.5°의 시간 지연을 고려하여 어셈블리어로 프로그램을 작성하였다.

그림 17(a)는 3상 정류기에서  $\alpha$ 각을  $-30^\circ$ 로 제어한 경우의 DC출력 파형이고 (b)는 그것을 FFT 분석한 고조파 스펙트럼이다. 그림 18(a)는 제어각  $\alpha = -30^\circ$ 에서의 노치가 삽입된 파형이며 (b)는 그것을 FFT 분석한 고조파 스펙트럼이다.

노치를 시킨 결과 6고조파가 깨끗이 제거되었음을 그림 18(b)의 고조파 스펙트럼에서 알

수 있다. 이와 같이 저주파수의 고조파를 제거시킨 전원을 DC모터 구동에 이용하면 모터의 토크 리플을 줄일 수 있는 장점이 있다. 그림 19(a), 19(b), 그림 20(a), 20(b)는 출력 DC축의 노치로 인하여 AC입력 전류파형에 미치는 영향을 분석한 것으로서 그림 19(a)는  $\alpha$ 제어각  $-30^\circ$ 에서 노치가 없는 상태의 입력 파형이고, (b)는 그것을 FFT로 분석한 고조파 스펙트럼이다.

그림 20(a)는  $\alpha$ 각  $-30^\circ$ 에서 노치 삽입으로 인한 입력파형이며, (b)는 그것을 FFT로 분석한 고조파 스펙트럼이다. 여기에서 알 수 있듯이 DC 출력축의 노치로 인하여 입력파형에 미치는 영향은 5, 7차 고조파가 개선되고, 기본파에도 영향을 미치나 전반적으로 11차 이상의 고주파 성분이 증가함을 알 수 있다.

한편 AC 입력전류 측의 저차 고조파를 제거하기 위해 노치를 삽입했을때 이것이 DC 출력축에 미치는 영향은 제어각에 따라 DC 출력에 포함되는 6고조파의 크기가 변화하였으며, 제어각이 증가함에 따라 점차적으로 DC 출력에 포함되는 6고조파의 크기가 감소 되면서 개선되었다. 이상의 연구결과들은 3상 제어 컨버터에서 위상각의 제어에 따른 DC 출력축의 6고조파의 변화에 대응하는 스위칭각을 계산하여 전력용 반도체 소자를 이용, DC 출력축의 저고조파를 제거하는 것이 가능하며, DC 출력축 저고조파의 제거를 위하여 노치를 삽입 하였을때 입력 전류 파형에 미치는 영향은 저차 고조파가 개선 됨을 알 수 있다. 따라서 이러한 결과들은 본 연구에서 제안한 3상 컨버터의 노치법에 의한 저고조파 제거의 타당성을 입증한다.

### 6. 결 론

본 논문에서는 3상 위상제어 컨버터의 출력 또는 입력축의 저고조파 제거를 위하여 노치법을 적용시켰다. 각 노치각( $\theta_1, \theta_2$ )은 뉴튼랩슨(Newton Raphson) 방법의 비선형 함수 해법을 이용해서 구하였고, 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 노치법으로 DC 출력축 또는 AC 입력축의 저고조파를 제거할 수 있음을 제안하였다. 그리고 제안된 3상 컨버터의 노치법에 의한 출력축 저고조파 제거에 대한 정당성을 마이크로 프로세서를 이용한 세어회로와 실제 주회로를 제작하여 측정된 실험을 통해서 입증하였다. 따라서 DC 출력축의 저고조파 제거로 양질의 DC 전원을 얻을 수 있게 되며, 이러한 교·직류 변환장치를 모

터의 속도제어에 이용하면 저차 고조파 제거에 의한 모터의 토크 맥동을 저감시키는 효과를 거둘 수 있으며, 또한 지상역률로 운전되는 부하가 많은 현장의 부하특성을 고려할 때 진상, 지상 역률 제어가 가능한 컨버터 회로를 사용함으로써 무효전력을 제어할 수 있는 DC 변환장치로도 유용하게 사용될 것으로 사료된다.

참 고 문 헌

[ 1 ] R. Krishnan, and Geun-Hie Rim, "Modeling, Simulation and Analysis of Variable-Speed Constant Frequency Power Conversion Scheme with a Permanent Magnet BLDC Generator", IEEE Transactions on Industrial electronics, Vol. 37, no. 4, pp. 291-296, August 1990.

[ 2 ] R. E. Owen, M. F. McGranaghan, and J. R. Vivirito, "Distribution system harmonics: controls for large power converters," IEEE Transactions on power Apparatus and Systems, Vol. PAS-101, no. 3, pp. 644-652, March 1982.

[ 3 ] A. R. Prasad, P. D. Ziogas and S. Manias, "Passive input current waveshaping method for three-phase diode rectifiers." Proc. IEEE, Vol. 139, no. 6, pp. 512-520, November 1992.

[ 4 ] Hasmukh S. Patel and Richard G. Hoft, "Generalized Techniques of Harmonic Elimination and Voltage Control in Thyristor Inverters: Part I-Harmonic Elimination," IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-9, no. 3, pp. 310-317, May/June 1973.

[ 5 ] 홍성태, 권순걸, 임근희, "3상 컨버터의 NOTCH법에 의한 저고조파 제거에 관한 연구", 대한전기학회 전력전자 춘계 학술대회 논문집, pp. 55-58, 1993. 5.

[ 6 ] 홍성태, 권순걸, 이현우, 서기영, 배영호, 김은수, 임근희, "3상 컨버터의 Passive Filter와 Notch에 의한 저고조파 저감", 대한전기학회 하계 학술대회 논문집, B권, pp. 856-859. 1993. 7.

[ 7 ] 홍성태, 권순걸, 배영호, 임근희, "3상 컨버터에 의한 출력측 저고조파 제거의 해석", 대한전자공학회 전력전자 연구회/회로 및

시스템 연구회 합동 학술발표회 논문집, 제 15권 제1호, pp.62-66, 1993. 10.

저 자 소개



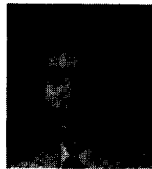
홍성태(洪性泰)

1951년 5월 20일생. 1973년 영남대 공대 전자공학과 졸업. 1980년 동 대학원 전자공학과 졸업(석사). 현재 영진전문대학 전자과 부교수 및 경남대 대학원 전기공학과 박사과정.



권순걸(權純杰)

1951년 10월 19일생. 1973년 2월 영남대학교 전기공학과 학사. 1980년 2월 부산대학교 대학원 전기공학과 석사. 1990년 2월 영남대학교 대학원 전기공학과 박사. 1994년 현재 경남대학교 공대 전기공학과 부교수.



이현우(李鉉雨)

1953년 4월 28일생. 1979년 2월 동아대학교 전기공학과 학사. 1984년 8월 영남대학교 대학원 전기공학과 석사. 1992년 8월 동아대학교 대학원 전기공학과 박사. 1994년 현재 경남대학교 공대 전기공학과 조교수.



서기영(徐基永)

1942년 4월 18일생. 1965년 2월 한양대학교 전기공학과 학사. 1980년 8월 한양대학교 대학원 전기공학과 석사. 1988년 2월 한양대학교 대학원 전기공학과 박사. 1994년 현재 경남대학교 공대 전기공학과 교수. 1994년 대한 전기학회 평의원.



임근희(林根熙)

1955년 10월 7일생. 1978년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1988년 Virginia Polytechnic Institute and State University 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1992년 Virginia Polytechnic Institute and University 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1978년~현재 한국전기연구소 전력전자 연구실 근무.