

# 3상 PWM 컨버터의 전도성 EMI 특성에 관한 연구

論 文
-----

2~2~6
-------

## A Study on Conducted EMI Emission Characteristics in 3-Phase PWM Converter

蔡榮敏, 高再錫, 陸亨洙, 崔圭夏, 洪淳瓚\*, 白壽鉉\*\*, 李殷雄\*\*\*

(Y.M. Chae J.S. Gho H.S. Mok G.H. Choe S.C. Hong\* S.H. Bak\*\* E.E. Lee\*\*\*)

### 요 약

최근 고품질 전원공급에 관한 요구가 증대되면서 장치에서 발생하는 고차 고조파에 의하여 다른기기의 오동작을 방지하기 위한 EMI(Electro Magnetic Interference)에 관한 연구가 전력전자분야를 중심으로 활발하게 진행되고 있다. 따라서 본 논문에서는 3상 전력변환 장치인 다이오드 정류기와 PWM컨버터에서 PI 전류제어방식과 히스테리시스 전류제어방식을 대상으로 LISN(Line Impedance Stabilization Network)을 사용하여 제어방식의 변화와 스위칭 주파수 변동에 따른 전도성 EMI방출량을 측정하여 비교하였다.

**ABSTRACT** - Nowadays, EMI emission characteristics, which causes harmful effect on power distribution system and other equipments, have been studied in field of Power electronics, vigorously. So, in this paper, the conducted EMI emission is measured and compared for 3-phase diode rectifier and PWM converter according to switching frequency variation and current control method change using LISN(Line Impedance Stabilization Network) and spectrum analyzer.

Key words : 3-Phase PWM Converter, LISN, EMI emission, Conducted EMI, Switching frequency, Hysteresis Controller, PI Controller.

### 1. 서 론

일반적으로 유도전동기를 비롯한 대다수의 전기기기는 교류전원을 직접 사용하지 않고 직류로 변환하는 AC/DC 전력변환장치를 필요로 하며 다이오드 정류기를 가장 많이 사용하고 있다. 이러한 다이오드 정류기는 교류입력전원에 의해 전류동작이 이루어지므로 직류출력측에 입력주파수의 6배에 해당하는 리플전압이 발생하게 되어 직류전압이 크게 변동하게 되고, 따라서 이러한 전압변동을 최소화하여 인버터의 안정적인 동작을 보장하기 위해서는 큰 용량의 직류측 커패시터를 필요로 하며 이러한 큰 용량의 커패시터를 사용하는 경우에는 입력교류전압이 DC링크 전압보다 클 경우에만 충전전류가 다이오드를 통해 흐르므로 입력전류에는 다수의 저차 고조파를 다량으로 함유하고 있어 계통 전체에 악영향을 끼치며 입력측 전압의 왜형을 초래한다. 이러한 입력전류의 고조파를 억제하기 위한 대책으로는 추동필터에 의하여 해당차수의 저차고조파를 저감시키는 방식과 능동전력필터에 의해 부하에서 발생하는 고조파의 부호를 반전시켜 시스템에 주입하여 고조파를 저감시키는 방식 및 자기소호 소자(GTO, MOSFET, IGBT)를 이용하여 전원

전압과 동상으로 전원전류를 제어하는 PWM 컨버터 사용 등을 들 수 있다.

전자의 수동필터에 의한 고조파 저감방식은 차단 주파수에 따른 필터를 개별적으로 설치 제작해야하고 필터의 효과적인 설계가 용이하지 않으며 에너지 손실이 크고 시스템의 크기가 커지는 단점이 있다. 후자의 능동필터에 의한 고조파 저감 방식은 효과적으로 저차 고조파를 저감시키며 단위역률을 유지시킬 수 있는 장점은 있으나 부수적인 전력변환 설비를 전원시스템에 추가로 설치해야 하므로 설비비가 많이 드는 단점이 있다.

따라서 부수적인 설비없이 가장 효과적으로 고조파 저감을 위해 각상의 스위치를 ON/OFF 시키면서 입력전류를 정현파로 만들며 단위역률을 유지시키고 고조파 발생량을 현저하게 저감시키는 PWM컨버터에 대한 연구가 현재 활발하게 진행되고 있다. [1].[2]

또한 최근에 전원공급측과 사용자측면에서 고품질 전원공급에 관한 요구가 증대되면서 장치에서 발생하는 고차 고조파에 의하여 다른기기의 오동작을 방지하기 위한 EMI(Electro Magnetic Interference)에 관한 연구가 전력전자분야를 중심

으로 활발하게 진행되고 있다. 더욱이 미국, 유럽, 일본과 같은 선진국에서는 IEC555-2 및 FCC와 같은 저차 및 고차 고조파 발생량에 대한 제한규정을 제정하여 기기에서 발생하는 고조파 및 역률에 대한 규제를 시행하고 있고 국내에서도 이러한 고조파의 발생량에 대한 규제를 시행할 예정이다. [3]-[8]

따라서 본 논문에서는 각상의 입력전류의 역율을 1로 유지하며 고조파 발생량을 현저하게 저감시키는 PWM컨버터에서 PI 전류제어방식과 히스테리시스 전류제어방식을 대상으로 LISN(Line Impedance Stabilization Network)을 사용하여 제어방식의 변화와 스위칭 주파수 변동에 따른 전도성 EMI방출량을 측정하여 비교하였다. [3]-[7]

2. EMI 측정방법

스위칭 동작을 제어하는 전력변환장치에서는 전압과 전류의 급격한 변동으로 인하여 전기전자장치 뿐만아니라 여타기기에 전자기적인 오동작을 유발하는데 이러한 전자기적인 노이즈를 EMI라 한다. 이러한 EMI는 발생원인과 전파 경로에 따라 공간상으로 방출되는 방사성 EMI(Radiated EMI)와 회로내부에서 발생하여 전원과 회로로 순환하는 전도성 EMI (Conducted EMI)로 구분된다.

특히 회로 내에서 발생하여 순환하는 전도성 EMI는 시스템 내의 요소들과 접지사이 존재하는 기생 커패시터와 표류 커패시터에 의한 전자기적인 결합을 통하여 전원과 접지사이로 전파경로가 존재하는 CM(Common Mode) EMI와 전원선과 전력변환 장치사이에서 폐회로를 형성하여 순환하며 전력변환 장치 및 전원에 간섭을 일으키는 DM(Differential Mode) EMI로 구분할 수 있고, 이러한 전도성 EMI는 그림 1과 같은 전파경로를 가지며 순환한다. [4],[5]

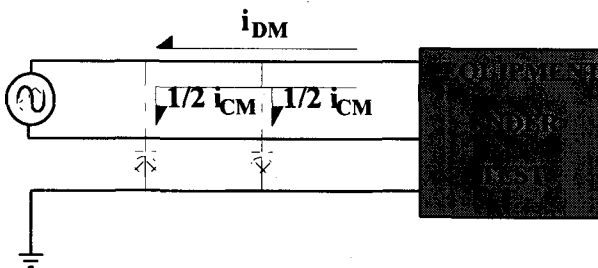


그림 1 전도성 EMI 전파 경로  
Fig. 1 Path diagram of conducted EMI emission

그림 2는 이러한 전도성 EMI의 방출특성을 기초로 등가적인 노이즈원으로 구성된 전도성 EMI 방출의 간략화된 모델이다.

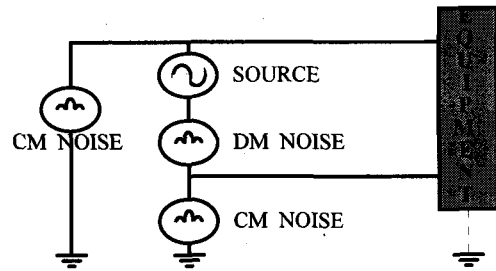


그림 2 전도성 EMI 방출에 대한 간략화 모델  
Fig. 2 Simplified model of conducted EMI emission

이상의 전도성 EMI는 일반적으로 R, L, C의 수동소자로 구성되는 전도성 EMI 측정장치인 LISN(Line Impedance Stabilization Network)을 사용하여 측정하며 그림 3은 실험실에서 사용되는 간략화된 LISN의 회로도이다. [5]-[9]

그림 4는 그림 3의 LISN을 이용하여 기기에서 발생하는 전도성 EMI방출량을 측정하는 방법으로서, 그림에서 50Ω의 저항양단을 스펙트럼어널라이저의 입력측에 연결하여 이때 주파수영역에서 나타나는 스펙트럼이 기기에서 방출되는 전도성 EMI의 방출량이다.

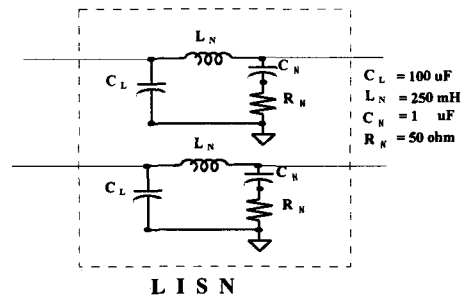


그림 3 간략화된 LISN 회로도  
Fig. 3 Simplified circuit diagram of LISN

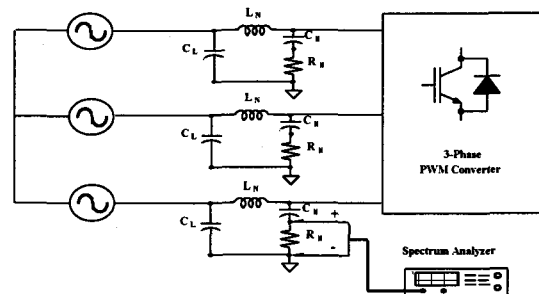


그림 4 전도성 EMI 측정방법  
Fig. 4 Measurement Method of conducted EMI emission

이러한 LISN의 목적은 전원 임피던스에 영향을 주지 않고 장치에서 발생하는 전도성 EMI 방출량을 측정하는 것으로 그림 3의 LISN의 회로에서 전원에 직렬로 연결된 리액턴스는 식 (1)과 같이 표현되므로 전원 주파수 신호에 대하여 단락회로로 동작하고, 스위칭 소자에서 발생되어 전원측으로 유입되는 높은 주파수성분의 신호에 대해서는 반대로 임피던스가 증가하여 개방회로로 동작되며  $C_L$ 과  $C_N$ 은 각각 낮은 주파수성분에 대해서는 개방회로로, 높은 주파수성분에 대해서는 단락회로로 동작하므로 장치에서 발생하는 높은 주파수성분의 EMI 방출신호는 LISN의  $C_N$ 을 거쳐 저항으로 흐르게 된다. 따라서 LISN의  $50\ \Omega$  저항양단의 전압을 측정하여 장치에서 발생하는 EMI 방출량을 스펙트럼어널라이저로 측정가능하다.

$$Z_L = 2\pi f_s L_N \quad (1)$$

이러한 LISN은 전원측 임피던스를 단락이라 가정하고 LISN 부하측 저항을  $R_1$ 이라 가정하면 식 (2)와 같이 표현할 수가 있고, LISN 출력측인 시험장치에서 바라본 입력측의 등가 전달함수 표현식은 아래 식 (3)과 같이 풀이된다..

$$Z_{total} = \frac{AS^2 + BS + R_s}{DS^3 + ES^2 + FS + 1} \quad (2)$$

(단  $A = L_N C_N (R_1 + R_N)$ ,  $B = (R_1 R_N C_N + L_N)$   
 $D = L_N C_N C_L (R_1 + R_N)$ ,  $E = (R_1 R_N C_N C_L + L_N C_L)$   
 $F = (R_1 C_N + R_1 C_L + R_N C_N)$  임)

$$G(S) = \frac{AS + 1}{BS^3 + CS^2 + DS + 1} \quad (3)$$

(단  $A = R_N C_N$ ,  $B = L_N C_N C_L (R_1 + R_N)$   
 $C = (R_1 R_N C_N C_L + L_N C_L)$ ,  
 $D = (R_1 C_N + R_1 C_L + R_N C_N)$  임)

그림 5는 위의 식 (3)의 전달함수를 시뮬레이션 전용언어인 MATLAB을 이용하여 주파수영역에서의 보드선도를 나타낸 것으로서 그림에서 알 수 있듯이 출력측에서 바라본 LISN은 저주파 성분만을 통과시키는 저역통과 특성을 나타내므로 기기에서 발생한 고차의 고조파는 전원으로 유입되지 않고 LISN의  $50\ \Omega$  저항과 접지선을 통해 기기로 순환됨을 확인할 수 있다. 따라서  $50\ \Omega$  저항에 흐르는 신호를 스펙트럼어널라이저로 측정하면 기기에서 방출되는 전도성 EMI 방출량을 측정가능하다.

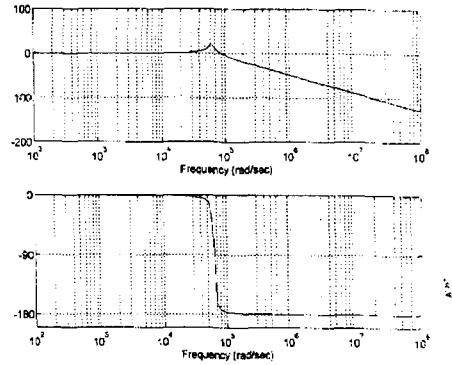


그림 5 LISN 전달함수의 주파수 특성  
 Fig. 5 Bode diagram of LISN

### 3. 3상 PWM 컨버터 시스템 구성

일반적인 3상 PWM 컨버터의 회로구조는 그림 6과 같이 전류제어용 리액터, 커패시터, 스위칭소자 및 전압제어기와 전류제어기로 구성된다.

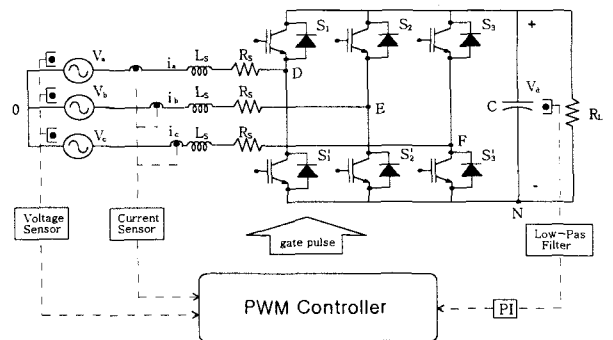


그림 6 3상 PWM 컨버터 회로도  
 Fig. 6 Circuit diagram of 3-phase of PWM converter

이러한 3상 PWM 컨버터의 3상 전원전압 및 전류를 각각  $v_a, v_b, v_c, i_a, i_b, i_c$  라 하고, 3상평형이라 가정하면 아래식 (4)와 (5)가 성립한다.

$$v_a + v_b + v_c = 0 \quad (4)$$

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (5)$$

이때 a상의 위쪽 스위치  $S_1 = ON$  일 경우의 스위칭 함수  $S_1, S_1'$ 를 아래식과 같이 표현한다면

$$S_1 = 1, S_1' = 0, v_{DN} = v_a \quad (6)$$

컨버터의 경우 한 Arm에서 한쪽 스위치만이 턴온 되어야만 하므로 이는  $S_1 + S_1' = 1$  로 나타낼 수 있다. 그러므로 각 상에 대한 전압 방정식은 아래와 같이 표현할 수 있고,

$$\begin{aligned} L_s \frac{di_a}{dt} &= -R_s i_a - (v_{dS_1} + v_{NO}) + v_a \\ L_s \frac{di_b}{dt} &= -R_s i_b - (v_{dS_2} + v_{NO}) + v_b \\ L_s \frac{di_c}{dt} &= -R_s i_c - (v_{dS_3} + v_{NO}) + v_c \end{aligned} \quad (7)$$

식 (7)에서 전류 변동분에 관하여 정리하면 아래식 (8)과 같이 풀이된다.

$$\begin{aligned} L \frac{d}{dt} (i_a + i_b + i_c) \\ = -R_s (i_a + i_b + i_c) - v_d \sum_{k=1}^3 S_k - 3v_{NO} + (v_a + v_b + v_c) \end{aligned} \quad (8)$$

윗 식에 식 (4)와 (5)의 관계를 이용하면 식 (9)를 구할 수 있고 따라서 전원의 중성점과 컨버터 중성점 사이에 전압을 각상의 스위칭함수로 표현할 수 있다. 이때 컨버터 출력측 충전전류와 부하저항  $R_L$  사이에 식(10)과 같은 관계가 성립하므로 전류 변동분은 식 (11)과 같은 상태방정식으로 나타낼 수 있다.

$$v_{NO} = -\frac{v_d}{3} \sum_{k=1}^3 S_k \quad (9)$$

$$C \frac{d}{dt} = i_a + i_b + i_c - \frac{V_d}{R_L} \quad (10)$$

$$L \dot{X} = AX + Bv \quad (11)$$

(단,  $X = [i_a \ i_b \ i_c \ V_d]^T, v = [v_a \ v_b \ v_c \ 0]^T$ )

$$L = \begin{bmatrix} L & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{R_L} \end{bmatrix}$$

$$A = \begin{bmatrix} -R & 0 & 0 & -(S_1 - \frac{1}{3} \sum_{k=1}^3 S_k) \\ 0 & -R & 0 & -(S_2 - \frac{1}{3} \sum_{k=1}^3 S_k) \\ 0 & 0 & -R & -(S_3 - \frac{1}{3} \sum_{k=1}^3 S_k) \\ S_1 & S_2 & S_3 & -R_L \end{bmatrix} \quad \text{임)}$$

본 연구에서 사용된 PWM 컨버터에서는 출력전압을 일정하게 유지하기 위한 전압 제어기와 입력전류를 전원전압과 동상으로 유지시키기 위한 전류제어기를 사용하였다. 입력과 출력간의 전력의 균형을 유지시키며 부하의 변동에 대하

여 항상 일정한 전압을 유지시키는 전압제어기로는 설계가 간단하고 구성이 간단하며 속응성이 우수한 PI 전압제어기를 사용하고, 전원전압과 동상으로 전류전류를 제어하기 위한 전류 제어기로는 삼각파 비교방식을 사용하는 PI 전류제어기와 히스테리시스 제어기를 사용하였다.

그림 7(a)는 PI 제어기의 블록선도로서 기준전류와 실제전류를 비교하여 발생하는 오차신호를 PI제어기를 통한 후 삼각파 캐리어와 비교하여 각 상의 컨버터 스위치에 인가할 게이트 신호를 발생시킨다. 그림 7(b)는 히스테리시스 제어기의 제어 블록선도로서 전압오차 신호에 정현파를 곱하여 전류 기준신호를 만들고 실제전류와 비교하여 전류오차신호를 만들어 OP-AMP의 포화 특성을 이용하여 컨버터를 동작시키기 위한 게이트 신호를 출력한다.

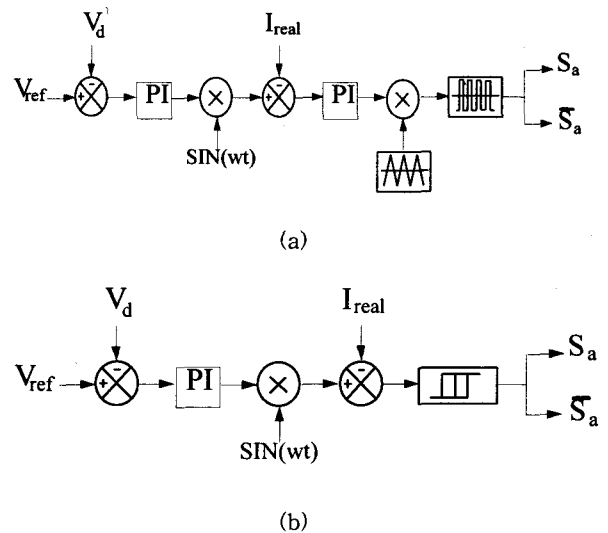


그림 7 PWM 컨버터의 전류제어기 블록선도  
(a) PI 전류제어기 (b) 히스테리시스 전류제어기  
Fig. 7 Block diagram of PWM current controller  
(a) PI controller (b) Hysteresis controller

#### 4. 실험 및 결과

본 절에서는 3상 AC/DC 전력변환장치인 다이오드 정류기와 PWM 컨버터실험을 통하여 LISN에서 측정되는 전도성 EMI의 발생량을 측정비교하였다. 또한 PWM 컨버터의 PI 전류제어기에서 스위칭 주파수 및 히스테리시스제어기의 밴드를 변화함에 따라서 방출되는 전도성 노이즈의 스펙트럼과형을 측정, 비교하였다. 실험에 사용된 PWM 컨버터의 파라미터는 표 1과 같고 정류기 및 PWM컨버터의 용량은 5KW로 설정, 실험하였다.

표 1 실험에 사용된 파라미터

구 분	PI	히스테리시스
전원전압(line-line)	220V	220 V
직렬 인덕턴스	1.5 mH	1.5 mH
병렬 커패시턴스	4400 uF	4400 uF
부하저항	50 Ω	50 Ω
출력전압	500 V	500 V
Carrier Freq.	10 KHz	-
Band Width	-	25 %

그림 8은 캐리어 주파수를 10KHz로 설정한 경우 PI 전류제어의 실험 결과로서 그림(a)는 a상 전원전압 및 전류의 파형으로 동상으로 전류제어가 원활히 이루어지고 있음을 보여 주고 있으며 그림 (b)는 이때의 전원전류의 고조파 스펙트럼으로서 저차 고조파성분이 거의 존재하지 않고 스위칭 주파수의 배수인 10KHz와 20KHz에서 그 크기는 작으나 고조파 스펙트럼이 관찰된다. 그림 9는 히스테리시스 전류제어의 밴드를 기본파 성분의 25%로 설정한 경우 전원전압 및 전류파형으로서 그림 (a)에서는 a상의 전원전류가 PI 전류제어기와 마찬가지로 동상으로 전류제어가 원활히 이루어지고 있음을 보여준다. 그림 (b)는 이때 전원전류의 고조파 스펙트럼으로서 히스테리시스 전류제어의 특징인 균일하지 않은 스위칭 주파수 때문에 7~13KHz사이에 다수의 고조파 스펙트럼이 관찰되나 그 발생량이 무시할 만큼 작은 크기이다.

그림 10, 11, 12는 다이오드 정류기와 PWM 컨버터에서 발생하는 전도성 EMI 방출량을 LISN을 사용하여 측정된 스펙트럼의 파형으로서 전체적인 EMI 방출특성을 50MHz까지의 스펙트럼을 관찰하였다.

그림 10에서 알 수 있듯이 저주파 스위칭동작(360Hz)을 하는 다이오드 정류기에서는 고주파 전도성 EMI의 발생량이 10dBu 이하이므로 3상 전력변환장치의 전도성 EMI 방출량의 허용한계가 주파수에 따라 차이는 있으나 대략 60~70dBu [4]-[7](FCC, VDE규정)임을 고려하면 그 발생량이 매우 미비함을 알 수 있다. 또한 그림 11, 12로부터 입력전류제어를 위하여 고주파 스위칭을 함에 따라 EMI 방출량이 그림 10에 비해 현저하게 증가되는 것을 확인할 수 있다.

그림 11은 PI전류제어시 고주파 EMI 방출 스펙트럼으로서 그림(a)와 (b)는 스위칭 주파수를 각각 3KHz와 10KHz로 하고 주파수 대역폭을 50MHz로 한 경우의 EMI 발생량으로서 스위칭 주파수 변화에 따른 전체적인 EMI 방출 스펙트럼의 추이에는 크게 변화가 없으나 스위칭 주파수가 낮은 경우 일부 주파수대역에서 EMI 발생량이 감소됨을 확인할 수 있고, 특히 규제 대상 주파수 영역인 30MHz이내의 주파수 대역에서는 그림 (a)와 (b)모두 피크값이 100dBu상이므로 EMI 방출량이 규제대상(대략 60~70dBu)에 저촉됨을 알

수 있다.

그림 12는 히스테리시스 전류제어시 EMI 방출특성으로서 그림(a)와 (b)는 밴드를 각각 기본파 성분의 25%와 100%로 설정하고 주파수 대역폭을 50MHz로 한 경우의 EMI 방출량으로서 밴드 감소에 따라서 스위칭 주파수가 증가하여 전도성 EMI 방출량이 증가됨을 확인할 수 있다. 특히 그림 11에서의 마찬가지로 히스테리시스 전류제어시에도 규제대상을 넘는 100dBu이상의 EMI 방출량이 발생함을 알 수 있다.

따라서 이상의 실험을 통하여 다이오드 정류기의 경우에는 EMI 방출현상보다는 저차고조파 감소와 및 역율 개선이 필요하고, 입력전류제어형 PWM 컨버터를 AC/DC 전력변환장치로 사용할 경우에는 저차고조파저감 및 역율개선효과가 있으나 컨버터의 스위칭 동작으로 인하여 전도성 EMI방출량이 증대되고, 이러한 전도성 EMI 방출량은 컨버터의 스위칭 주파수와 비례함을 확인할 수 있다. 따라서 이러한 전도성 EMI방출을 저감시키기 위해서는 별도의 EMI필터가 필요할 것으로 생각된다.

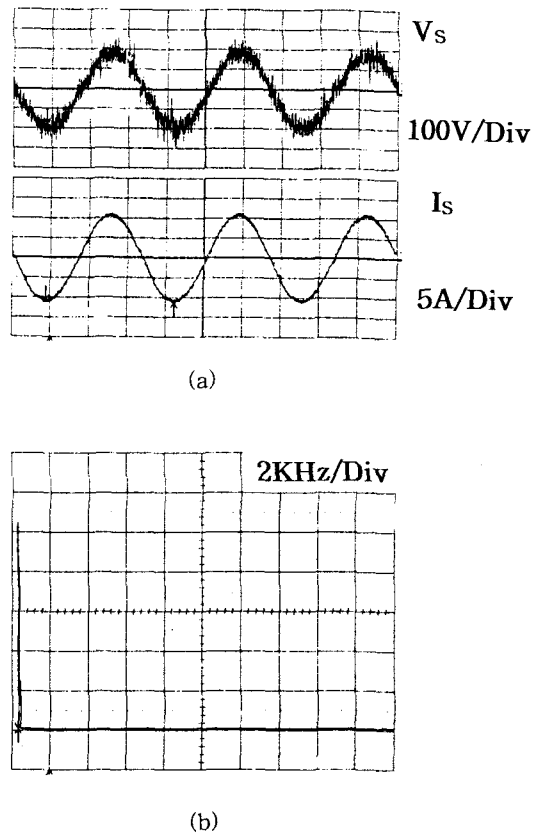
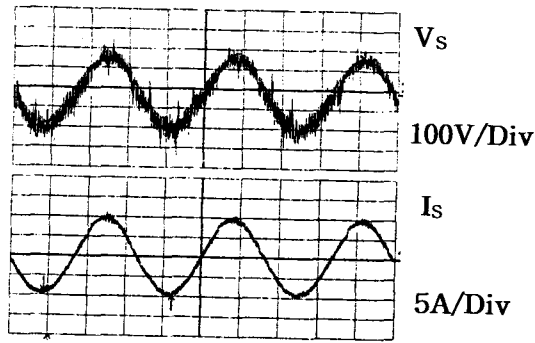
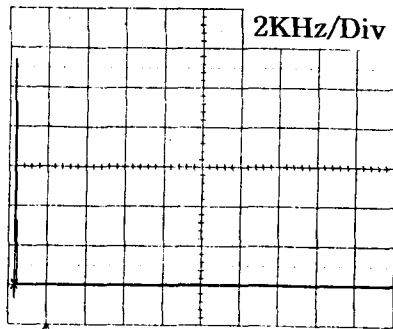


그림 8 PWM 컨버터의 PI 제어 실험파형  
 (a)전원전압 및 전류 (b)전원전류 스펙트럼  
 Fig. 8 Waveform of PWM converter ( PI controller )  
 (a) Source voltage and current (b) Current spectrum



(a)



(b)

그림 9 PWM 컨버터의 히스테리시스 제어기 실험파형  
(a)전원전압 및 전류 (b)전원전류의 스펙트럼

Fig. 9 Waveform of PWM converter (hysteresis)  
(a) Source voltage and current (b) Current spectrum

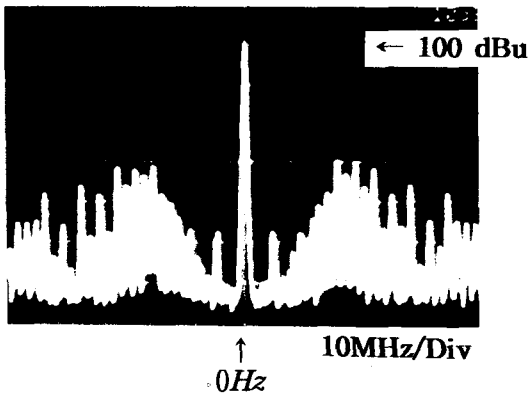
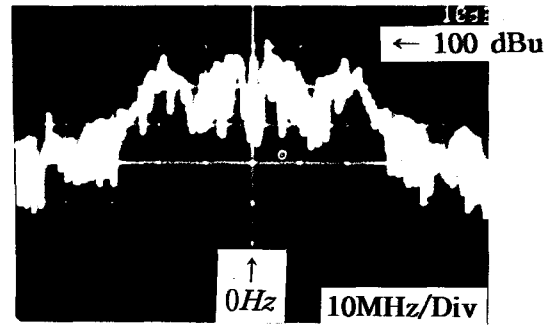
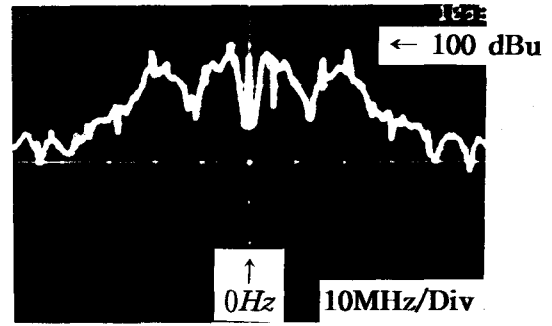


그림 10 다이오드 정류기의 전도성 EMI 스펙트럼  
Fig. 10 Conducted EMI spectrum of Diode rectifier



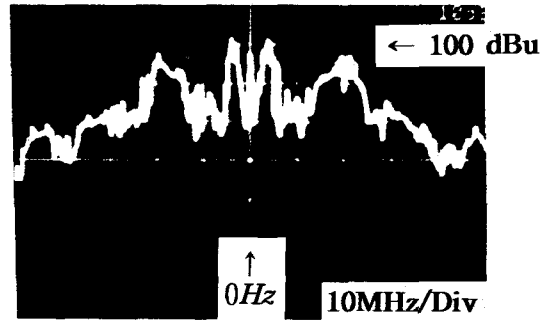
(a)



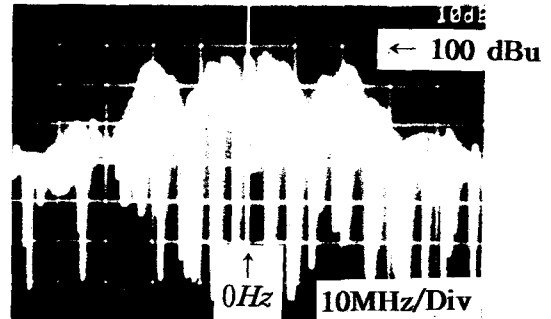
(b)

그림 11 PI 제어시 전도성 EMI 스펙트럼  
(a) 3KHz 스위칭 (b) 10KHz 스위칭

Fig. 11 Conducted EMI emission spectrum (PI controller)  
(a) 3KHz switching freq. (b) 10KHz switching freq.



(a)



(b)

그림 12 히스테리시스 제어시 전도성 EMI 스펙트럼  
(a) 밴드 = 25% (b) 밴드 = 100%

Fig. 12 Conducted EMI emission spectrum (hysteresis)  
(a) Band = 0.25% (b) Band = 100%

### 5. 결 론

본 연구에서는 일반적인 산업기에 범용적으로 사용되는 AC/DC 전력변환장치인 다이오드 정류기와 PWM컨버터에서 방출되는 전도성 EMI방출량의 측정방법에 관한 연구와 전력변환 장치로 PWM 컨버터를 사용할 경우 스위칭 주파수와 EMI방출량과의 관계에 관하여 연구하였다. 그 결과 저주파 스위칭 동작을 수행하는 다이오드 정류기에서는 전도성 EMI방출량이 10dBu이하로 미비하였으며 따라서 다이오드 정류기의 경우에는 EMI 방출현상보다는 저차고조파 및 역률 개선이 필요함을 알 수 있었다. PWM 컨버터의 경우에는 입력전류와 동상으로 제어하기 위한 컨버터 스위칭 동작으로 인하여 역률과 THD특성은 향상되나 EMI 방출량의 측면에서는 FCC나 VDE의 규제량인 70~80dBu를 초과하는 EMI 방출량이 관찰 되었고 또한 컨버터의 스위칭주파수를 증대시킴에 따라서 EMI 방출추이는 비슷하지만 전체적인 전도성 EMI방출량이 증대하므로 EMI필터를 사용하여야 할 것으로 예상된다.

본 연구는 한국전력공사의 지원에 의하여 기초전력공학 공동연구소의 주관으로 수행되었음.

### 참 고 문 헌

[1] J. T. Boys, A. W. Green "Current-forced Single-Phase reversible rectifier" IEE. Proce, September, vol. 136, No. 5, pp. 205-211, 1989.

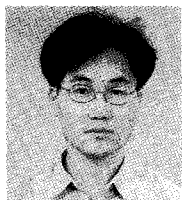
[2] R. Wu, S. B. Dewan and G. R. Slemon "A PWM AC-to-DC Converter with Fixed Switching Frequency" IEEE. Trans, Ind. Appl., vol. 26, September, No.5, pp. 880-885, 1990.  
 [3] 한국전력공사 전력연구원 배전계통의 고조파 관리기준에 관한 연구 (최종보고서) 1996.10  
 [4] 철도 전기 신기술에 대한 연구발표회 1995. 11  
 [5] F. Lin, D. Y. Chen "Reduction of Power Supply EMI Emission by Switching Frequency Modulation" IEEE. Tran, Power Electronics, January, vol. 9, No. 1, pp. 132-137, 1994.  
 [6] R. Scheich, J. Roudet "EMI Conducted Emission in Differential Mode Emittanating from a SCR : Phenomena and Noise Level Prediction" IEEE. APEC, pp.815-821, 1993.  
 [7] R. Scheich, J. Roudet "Common Mode RFI of a HF Power Converter: Phenomon, It's Modelling and It's Measurement" EPE, vol.7, pp.164-169, 1993.  
 [8] Y.F. Zhang, L. Yang "EMI Reduction of Powersu-pplies By-Frequency Modulation" IEEE. APEC, pp.601-607, 1994.  
 [9] P. Caldeira, R. Liu "Comparison of EMI Perform-ance of PWM and Resonant Power Converter" IEEE. PESC, pp.134-140, 1993.



**채 영 민 (蔡榮敏)**  
 1967년 2월 24일생. 1993년 건국대 공대 전기공학과 졸업. 1995년 동 대학원 졸업(석사). 현재 동 대학원 전기공학과 박사과정.



**목 형 수 (睦亨洙)**  
 1963년 10월 31일생. 1986년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1988년 동 대학원 졸업(석사). 1992년 동대학원 졸업(공학). 1992년~1996년 서울 산업대학교 공대 제어계측공학과 조교수. 현재 건국대공대 전기공학과 조교수. 현재 당학회 편집위원



**고 재 석 (高再錫)**  
 1967년 6월 3일생. 1994년 건국대 공대 전기공학과 졸업. 1996년 동 대학원 졸업(석사). 현재 동 대학원 전기공학과 박사과정.



**최 규 하 (崔圭夏)**  
 1955년 7월 24일생. 1978년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1980년 동 대학원 졸업(석사). 1986년 동대학원 졸업(공학). 1987년~1988년 미국 오레곤주립대 객원교수. 현재 건국대공대 전기공학과 교수. 현재 당학회 재무이사.



**홍순찬 (洪淳瓚)**

1973년 서울대학교 공과대학 전기공학과 졸업(공학사). 1975년 동 대학원 졸업(공학석사). 1985년 동대학원 졸업(공학박사). 1975년~1978년 해군사관학교 교수부 전기공학과 전임강사. 1978년~현재 단국대 공과대학 전기공학과 교수. 1986년~1987년 Texas A&M University 방문교수. 현재 당 학회 학술이사



**이은웅 (李殷雄)**

1944년 8월 14일생. 1971년 한양대 공대 전기공학과 졸업. 1983년 동 대학원 졸업(박사). 1982년~1983년, 1985년~1986년 캐나다 McGill대학 방문교수, 1978년~현재 충남대 공대 전기공학과 교수. 1995년~1997년 충남대 공과대학장.



**백수현 (白壽鉉)**

1947년 5월 2일생. 1972년 한양대 공대 전기공학과 졸업. 1974년 동 대학원 졸업(석사). 1981년 동대학원 졸업(공학박사). 1977년~현재 동국대 공대 전기공학과 교수.