

견인전동기 구동시스템의 소음 저감을 위한 MRSF-PWM 방식

徐永珉, 洪淳瓚*

MRSF-PWM Method for Acoustic Noise Reduction of Traction Motor Drive Systems

Young-Min Seo and Soon-Chan Hong

요약

견인전동기 구동시스템에 사용되는 PWM 인버터는 전력용량이 크기 때문에 스위칭주파수가 제한되며, 따라서 전자적 가청소음이 발생한다. 이러한 가청소음을 줄이기 위하여 새로운 MRSF-PWM 방식을 제안한다. 제안한 MRSF-PWM 방식에서는 고조파를 확산시키기 위해 삼각파와 톱니파를 함께 운송파로 사용하며, 출력전압의 선형 제어범위를 넓히기 위해 정현파에 3차 고조파를 주입한 파형을 기준파로 사용한다. MRSF-PWM 방식의 타당성을 검증하기 위하여 컴퓨터 시뮬레이션을 수행하였다. 그 결과, MRSF-PWM 방식이 선형성 및 고조파 확산면에서 다른 RPWM 방식보다 우수하며 가청소음 저감면에서 SPWM 방식보다 효과적임을 확인하였다.

ABSTRACT

In PWM inverters used in traction motor drive systems, the switching frequency is restricted by their large power capacity and thus the electromagnetic acoustic noise is generated. To reduce such an audible noise, the new MRSF-PWM(Modified Random Switching Frequency PWM) method is proposed. In the proposed MRSF-PWM method, both triangular wave and sawtooth wave are used together as carrier waves for harmonic diffusion and reference wave is generated by injecting 3rd harmonic into the sine wave to expand the linear control region of output voltages. To verify the validity of the proposed MRSF-PWM method, computer simulations are carried out. And the results show that the MRSF-PWM method is more excellent than other RPWM methods in the aspects of both linearity and harmonic diffusion and more effective than SPWM (Sinusoidal PWM) method for the reduction of an audible noise.

Key Words : Acoustic Noise Reduction, RPWM, Traction Motor Drive Systems

1. 서론

*단국대학교 전기전자컴퓨터공학부 교수

E-mail : schong@dku.edu

접수일자 : 2002. 3.15

1차심사 요청일 : 2002. 3.21 2차심사 요청일 : 2002. 4.24

심사완료일 : 2002. 5.10

오늘날 고속전철과 같은 인간 생활의 편의를 위한 많은 시설들이 발생시키는 소음공해는 정신적, 신체적 피로를 가중시키고 삶의 질을 저해하는 요인으로 등장하여 심각한 문제를 야기하고 있다.

철도소음의 발생원인은 차륜과 레일 사이에서 발생하는 전동소음, 추진장치와 보조장치에서 발생하는 구동장치 소음, 높은 운행속도 때문에 차체에서 공기역

학적 메카니즘에 기인하여 발생하는 공력소음, 구조물과 지면을 통하여 전달되는 저주파소음, 스위칭 인버터와 전동기에서 발생하는 전자기적 소음 등이 있다. 이 중에서 저속운전시에는 전자기적 소음이 지배적이고 고속운전시에는 전동소음과 공력소음이 지배적이다.

인버터와 유도전동기를 사용하는 견인전동기 구동시스템에서 유도전동기의 가변속운전을 위해 일반적으로 사용하는 PWM 방식들은 스위칭을 결정하는 패턴의 형성과정이 고정 스위칭주파수로 이루어져 인버터 출력전압이 매주기에서 동일한 패턴이 반복되는 형태가 된다. 이렇게 매주기가 동일한 출력전압의 패턴을 생성하는 결정론적 PWM 방식들은 고조파의 크기가 상대적으로 큰 저차 고조파 성분을 저감시키거나 제거할 수는 있지만 고조파 전력은 몇 개의 예측 가능한 주파수들에 집중되게 된다. 결국 특정주파수 대역에 집중 분포된 고조파의 영향으로 전기기계에서 가청 소음, 전자파 장애, 기계적 진동 등을 유발하게 된다^[1].

근래에 들어서 전자기적 소음을 줄이기 위한 기법으로 RPWM(Random PWM) 방식이 큰 주목을 받고 있다^[2]. RPWM 방식은 전압, 전류 및 소음 등에 대한 고조파 성분을 특정 주파수 대역이 아니라 광범위한 주파수 대역에 고루 분포되도록 하여 소음을 저감시키는 방식이다^{[1]~[4]}.

본 연구에서는 G7 고속전철의 견인전동기 구동시스템을 대상으로 한다. 그런데 위와 같은 RPWM 방식들은 높은 스위칭주파수를 필요로 하거나, 출력전압의 선형성 문제 때문에 대용량 인버터에 적용하기가 어렵다. 이에 따라 고속전철 견인전동기 구동시스템에서는 SPWM 방식을 사용하고 있다.

본 논문에서는 낮은 스위칭 주파수에서도 고조파의 광대역 분산효과를 얻을 수 있고 출력전압의 선형성이 우수한 새로운 RPWM 방식인 MRSF-PWM 방식을 제안한다. 제안한 기법의 타당성을 입증하기 위해 시뮬레이션을 통하여 출력전압의 선형성 및 고조파 확산효과를 기존의 RPWM 방식들과 비교, 검토한 다음에 대용량 인버터에 주로 사용되는 SPWM 방식과 고조파 스펙트럼을 비교하여 소음 저감 효과를 확인한다.

2. 기존의 소음저감 기법

2.1 결정론적 PWM

결정론적 PWM(Deterministic PWM) 방식 중에서 출력전압이 매주기에서 동일한 패턴으로 생성되지 않는 방식으로는 비동기식 SPWM, 히스테리시스 전류제

어, SHE PWM(Selected Harmonic Elimination PWM) 등이 있다.

비동기식 SPWM 방식은 기준파(reference wave)인 정현파의 주파수와 무관하게 일정한 주파수의 운송파(carrier wave)를 발생시켜 운전하는 방식이다. 이 방식은 기준파와 운송파의 비동기로 인하여 인버터 출력전압의 패턴이 매주기 다르게 형성되는 결과를 얻을 수는 있으나 결국 몇 주기 단위의 반복 패턴이 얻어지게 되어 지속적인 불규칙성은 얻을 수 없다.

히스테리시스 전류제어(Hysteresis current control) 방식은 전동기 부하조건에 따라, 즉 전류의 변화에 따라 불규칙적인 스위칭이 이루어지는 방식으로 근본적으로 랜덤 스위칭 패턴을 가진다. 그러나 정상상태의 스위칭 패턴은 스위칭 순간의 전류 편차와 직결되므로 전체적으로 주기성을 가지게 되어 결국 부하 특성에 의존하는 가청소음을 발생시킨다.

SHE PWM 방식은 운송신호를 사용하지 않는 대표적인 PWM 방식으로 특정 고조파를 제거하는 스위칭각을 미리 계산하고, 계산된 결과를 이용하여 스위칭하는 방식이다^[5]. 이 방식에서 소음을 발생시키는 특정 고조파를 제거하기 위한 스위칭각을 구하려면 스위칭각을 변수로 하는 연립방정식을 수치해석 방법으로 풀어야 하는데, 구하려는 스위칭각의 개수가 많아지면 계산량이 늘어나서 실시간 제어가 어렵다.

실제로 소음 저감을 위해 이상의 PWM 방식들을 적용하려면 복잡하고 고가인 제어시스템이 요구된다. 또한 몇 주기 단위의 지속적으로 반복되는 스위칭 패턴이 나므로 결국 주기적인 전류 맥동을 형성하여 인버터의 소음을 증가시킨다. 이러한 문제는 스위칭주파수를 가청주파수 이상으로 증가시키면 해결할 수 있지만, 대용량 견인전동기 구동시스템의 경우에는 사용되는 대용량 스위칭 소자의 스위칭주파수 한계와 과도한 스위칭 손실 때문에 적용하기가 어렵다^[6].

2.2 RPWM

RPWM 방식에는 스위칭 패턴을 결정하는 방법에 따라 랜덤 스위칭(RS: Random Switching) 방식, 랜덤 펄스위치(RPP: Random Pulse Position) 방식, 랜덤 스위칭주파수(RSF: Random Switching Frequency) 방식 등이 있다. 이들 방식은 펄스폭, 스위칭주파수, 펄스위치를 랜덤화하거나 이들을 조합한 것이다.

RS-PWM 방식은 랜덤 수를 운송파로 하고 스위칭 함수를 기준파로 한 비교과정을 수행하여 스위칭 함수를 만족하는 스위칭 패턴을 만든다. 이 RS-PWM 방

식은 스위칭함수로 정현파, 평균스위칭함수 또는 정현파에 3차 고조파를 인가한 파형을 사용하며 랜덤 수를 1회 발생시켜서 비교하는 표준(standard) 방식과 N회 발생시켜 비교하는 가중(weighted) 방식이 있다. 이 방식은 운송파로 랜덤 수를 사용하므로 매 구간에서의 펄스 배열을 불규칙하게 얻을 수 있으며, 그 결과 스위칭 주파수를 넓은 대역에 고르게 분포시킬 수 있다. 그림 1은 RS-PWM 방식에 의한 스위칭 패턴의 예로서 평균스위칭함수 $\bar{S}_a(\omega_0 t)$ 와 랜덤 수(r)를 비교한 결과이다. 최대 스위칭주파수(f_{sw})가 고정된 경우, 랜덤 수의 샘플링주파수(f_{sp})는 식 (1)과 같다^[4].

$$f_{sp} = \frac{8f_{sw}}{2 - m_a^2} \quad (1)$$

따라서 진폭 변조지수(m_a)가 증가할수록 샘플링주파수가 높아지므로 고조파 확산효과도 이에 비례하여 증가된다. 그러나 스위칭주파수가 3 kHz 이하이면 고조파 확산효과가 크지 않을뿐 아니라 출력전압의 선형성이 현저하게 떨어지므로 스위칭주파수가 낮은 대용량 견인전동기 구동시스템에는 적합하지 않은 방식이다.

RPP-PWM 방식은 평균스위칭함수로부터 얻어진 펄스 배열 $S_a(\omega_0 t)$ 가 있을 때, 각 소구간에서의 펄스 배열을 좌측 또는 우측으로 랜덤하게 배열함으로써 전체적인 불규칙성을 얻는 방식으로서 특히 펄스위치를 전, 후로만 배열하는 방식을 Lead-lag RPWM 방식이라고 한다. 그림 2는 펄스위치를 전후로 배열하는 RPP-PWM 방식에 의한 스위칭 패턴의 예이다.

이 방법은 펄스의 위치만을 랜덤화하므로 비교적 간단하게 구성할 수 있지만, 펄스의 배치가 좌측 또는 우측으로 단순한 배열을 이루고 있어서 불규칙성의 효과는 그다지 크지 않다.

RSF-PWM은 SPWM의 수정된 형태로서, SPWM 방식에서 사용하는 삼각 운송파의 주파수를 랜덤하게 발생시켜 펄스의 불규칙성을 확보함으로써 출력전압의 고조파를 넓은 대역으로 분포시키는 방식이다. 그림 3은 RSF-PWM 방식에 의한 스위칭 패턴의 예이다.

이 방법은 보편적인 SPWM의 수정된 형태이므로 구현이 용이하며, 앞의 방법들과 비교할 때 진폭 변조지수(m_a)와 출력전압 변조지수(m_c) 사이의 선형성이 비교적 우수하여 인버터의 기본파 출력전압의 확보가 수월하다. 그러나 출력 한 주기 내의 삼각파 발생 빈도 수의 결정이 자유롭지 못하며 펄스 위치의 변동폭이 크지 못하여 SPWM의 고조파 분포 특성을 완전히 벗어나지 못한다. m_f 의 변동폭을 σ 라 하면 m_f 의 최대

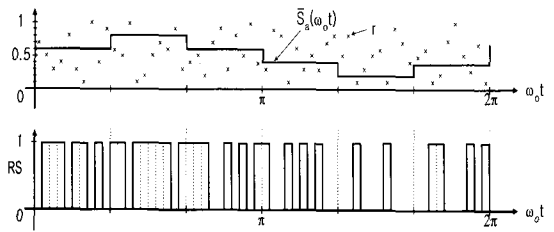


그림 1 RS-PWM에 의한 스위칭 패턴
Fig. 1 Switching pattern of RS-PWM

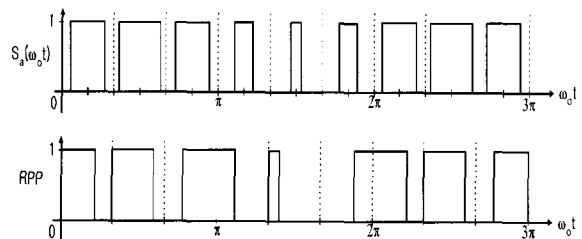


그림 2 RPP-PWM에 의한 스위칭 패턴
Fig. 2 Switching pattern of RPP-PWM

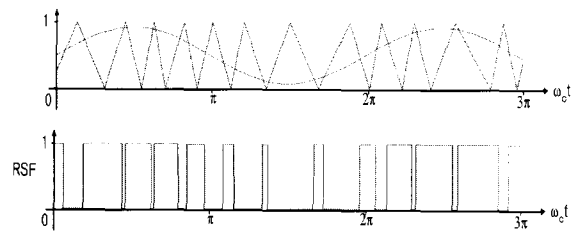


그림 3 RSF-PWM에 의한 스위칭 패턴
Fig. 3 Switching pattern of RSF-PWM

값은 $m_{f,base}(1 + \sigma)$ 가 되고 최소값은 $m_{f,base}(1 - \sigma)$ 가 된다. 따라서 $m_{f,base}$ 는 식 (2)와 같이 얻을 수 있다.

$$m_{f,base} = \frac{m_{f,max} + m_{f,min}}{2} = \frac{f_{sw}}{f_o} \quad (2)$$

3. 제안한 MRSF-PWM

본 논문에서 대상으로 하는 인버터는 고속전철에 사용되는 1,185 [kW] 용량의 유도전동기를 구동하는 대용량 인버터로서, 스위칭주파수가 최대 540 Hz로 제한되며 IGCT를 스위칭소자로 사용한다.

기존의 RPWM 방식을 대용량 인버터에 적용하려면 최대 스위칭주파수의 제한 때문에 랜덤화 정도 및 출력전압의 선형성 확보면에서 어려움이 많다. 따라서 본 논문에서는 견인전동기 구동시스템의 대용량 인버

터에 적용할 수 있는 기법으로 RSF-PWM 방식에서 운송파로 삼각파만이 아니라 삼각파와 톱니파를 혼용하는 새로운 MRSF-PWM 방식을 제안한다.

3.1 스위칭 패턴

기준파로 정현파를 사용하면 $m_a=1$ 까지는 출력전압의 선형성이 확보되지만 더 큰 전압을 확보하기 위해서는 $m_a>1$ 인 과변조 동작이 있어야 한다. 그러나 RPWM 방식에서는 과변조가 일어날 때 펄스 위치의 불규칙성을 얻어낼 수 없으며, IGCT의 안정적인 스위칭을 위한 최소 펄스폭의 확보도 어려워진다.

기준파와 운송파를 비교하는 PWM 방식에서 기준파로 정현파를 사용하는 경우에 출력 가능한 최대전압은 $m_c=0.78$ 이다. 선형적으로 제어되는 출력 범위를 확장하기 위해서는 기준파로 구형파를 사용하거나 정현파에 3차 고조파가 주입된 파형을 사용할 수 있다.

기준파로 구형파를 사용하면 출력전압을 $m_c=1.0$ 까지 선형제어할 수 있지만 고조파 확산효과가 정현파에 비해 좋지 못하고 출력전압의 선형성 및 오차범위가 크다. 기준파로 정현파에 3차 고조파가 주입된 파형을 사용하면 출력전압의 선형성을 확보하면서 선형제어범위를 $m_c=0.9$ 까지 확대할 수 있고, 정현파를 사용했을 경우보다 고조파 확산효과가 더 뛰어나므로 스위칭주파수가 크게 제한되는 고속전철 건인전동기 구동시스템에 적합하다.

운송파를 사용하는 대표적인 PWM 방식인 SPWM 방식에서는 운송파로 주파수가 고정된 삼각파가 사용되므로 매주기에서 출력패턴이 일정하게 형성된다. 이에 비해 MRSF-PWM 방식은 출력 고조파의 광대역 분포를 얻기 위하여 운송파로 삼각파만이 아니라 삼각파와 톱니파를 혼용하고 운송파의 주파수를 랜덤하게 변화시킨다. 또한 출력전압의 과변조 구간을 축소하고 선형성을 최대한 확보하기 위하여 기준파로 3차 고조파가 주입된 파형을 사용한다.

변조과정에서 기준파와 운송파를 비교할 때, 운송파의 주파수를 랜덤하게 변화시킴으로써 펄스의 불규칙성을 확보하며, 삼각파와 톱니파의 극성을 함께 랜덤하게 변화시킴으로써 펄스 위치의 변동폭을 확대시켜 펄스 위치의 랜덤화 효과까지 얻을 수 있다. 또한 근본적으로 SPWM 방식의 성질을 가지므로 기본파 출력전압의 선형성 문제도 아울러 해결할 수 있다.

그림 4는 MRSF-PWM 방식에 의한 스위칭 패턴의 예로서, 운송파에 기울기가 랜덤하게 변하는 삼각파와 톱니파가 혼재하고 있다. 운송파에서 톱니파의 발생확률을 ρ 라 하면 그림 5(a)와 같이 ρ 를 전구간에서 일

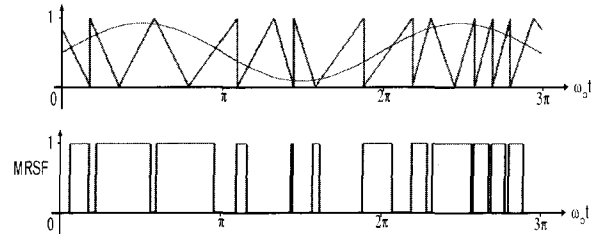


그림 4 MRSF-PWM에 의한 스위칭 패턴
Fig. 4 Switching pattern of MRSF-PWM

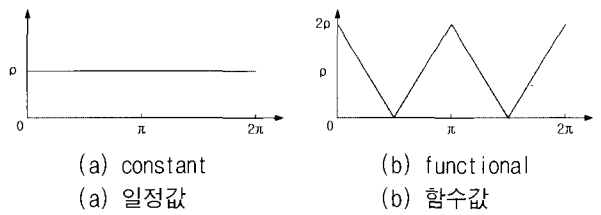


그림 5 MRSF-PWM에서의 톱니파 발생확률
Fig. 5 Probability of sawtooth wave in MRSF-PWM

정하게 하는 경우나 그림 5(b)와 같이 ρ 를 변화시키는 경우 모두 운송파에서의 톱니파와 삼각파의 비율은 $\rho : 1-\rho$ 가 된다. 따라서 m_f 와 $m_{f,base}$ 는 식 (3) 및 (4)와 같이 구할 수 있다.

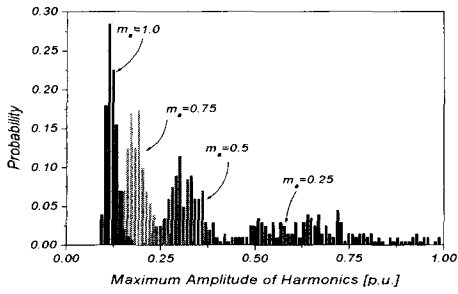
$$m_f = m_{f,base} \cdot (2 \times \rho + (1 - \rho)) = m_{f,base}(1 + \rho) \tag{3}$$

$$m_{f,base} = \frac{f_{sw}}{(1 + \rho) f_o} \tag{4}$$

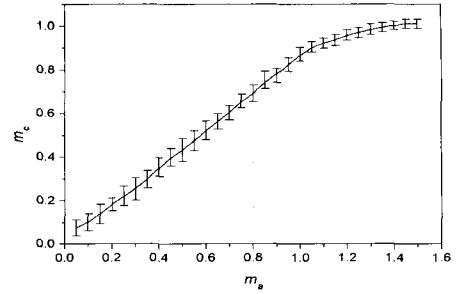
3.2 고조파의 확산정도와 출력전압의 선형성

RPWM 방식들을 스위칭주파수가 540 Hz로 한정된 건인용 유도전동기 구동시스템에 적용할 수 있는지를 판단하기 위해 고조파의 확산정도와 기본파 출력전압의 선형성을 비교한다. 각 방식의 고조파 확산정도를 비교하기 위하여 PDF(Probability Density Function)를 사용한다. PWM의 고조파 확산정도가 좋을수록 고조파성분의 크기가 낮게 분포되는 PDF를 갖는다^[3].

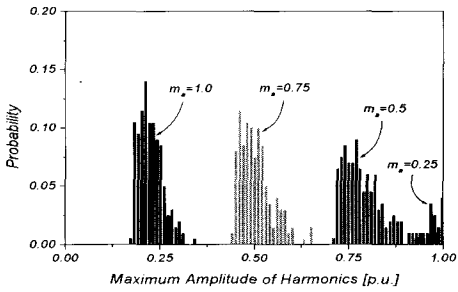
출력전압의 선형성은 m_a-m_c 관계와 출력전압 생성시의 오차범위로 비교한다. 모든 RPWM 방식에서는 하나 이상의 변수가 랜덤하게 변한다. 이를 통계적으로 산출한 것이 그림 6으로서 각 RPWM 방식에서 $m_a=0.25, 0.5, 0.75, 1.0$ 인 경우의 PDF를 나타낸 것이다. 이 그림에서 PDF의 y축은 임의의 크기를 갖는 고조파의 발생확률을 의미하며, x축은 최대 크기를 갖는 고조파의 크기를 기본파에 대해 정규화한 것이다.



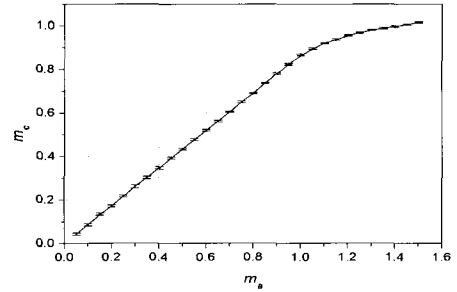
(a) 랜덤 스위칭 PWM
(a) RS-PWM



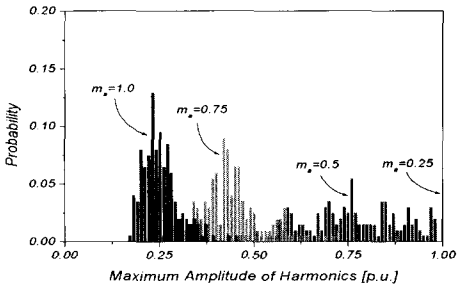
(a) 랜덤 스위칭 PWM
(a) RS-PWM



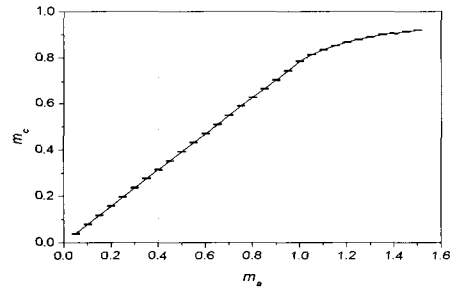
(b) 랜덤 펄스위치 PWM
(b) RPP-PWM



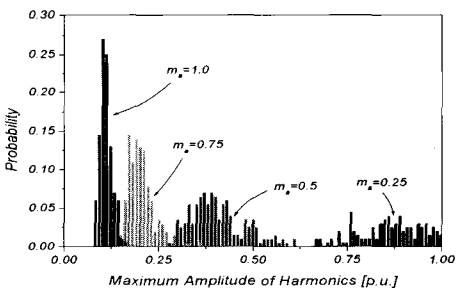
(b) 랜덤 펄스위치 PWM
(b) RPP-PWM



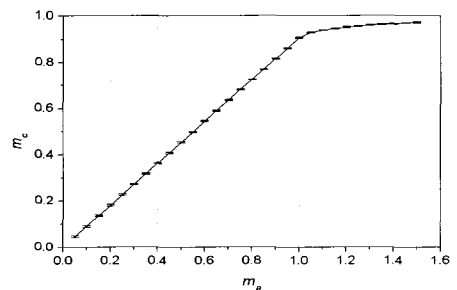
(c) 랜덤 스위칭주파수 PWM
(c) RSF-PWM



(c) 랜덤 스위칭주파수 PWM
(c) RSF-PWM



(d) 제안한 MRSF-PWM
(d) Proposed MRSF-PWM



(d) 제안한 MRSF-PWM
(d) Proposed MRSF-PWM

그림 6 RPWM의 확률밀도함수
Fig. 6 Probability density function of RPWM

그림 7 RPWM의 출력전압 선형성
Fig. 7 Linearity of output voltage in RPWM

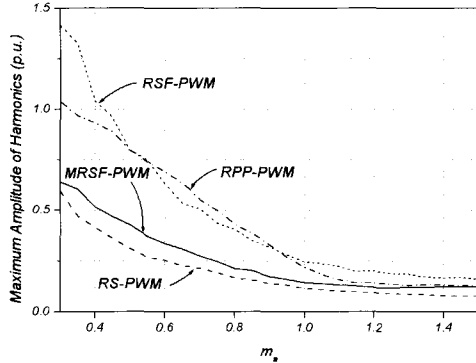


그림 8 RPWM의 고조파 확산
Fig. 8 Harmonic diffusion of RPWM

그림 7은 각 RPWM 방식에서의 출력전압 선형성과 오차범위를 시뮬레이션한 결과이며, 그림 8은 PDF를 m_a 에 대해 무게중심법(COG법)을 적용하여 시뮬레이션한 결과이다. RS-PWM 방식이 다른 RPWM 방식에 비해 전구간에서 고조파 확산효과가 좋으나 출력전압의 선형성이 현저하게 떨어지므로 견인전동기 구동시스템의 인버터에는 적용하기 곤란하다. RPP-PWM과 RSF-PWM 방식은 출력전압의 선형성은 양호하나 고조파 확산효과가 그다지 크지 않으므로 역시 적합하지 않다. 그림 7과 그림 8을 살펴보면 MRSF-PWM 방식이 출력전압의 선형성도 좋고 고조파 확산효과도 우수함을 알 수 있다.

3.3 MRSF-PWM의 설계

MRSF-PWM을 설계하려면 먼저 운송과의 주파수 범위를 최대 스위칭주파수인 540 Hz를 고려하여 결정하여야 한다. 고조파의 광대역 분포효과를 얻으려면 스위칭주파수의 가변 폭을 넓게 설정할 필요가 있다. 고조파 확산효과를 얻을 수 있도록 가변 스위칭 범위를 540 Hz의 $\pm 60\%$ 로 설정하여 $f_{sw} = 216 \sim 864$ Hz의 값을 사용한다. 이렇게 스위칭주파수 범위를 출력주파수와 상관없이 설정하는 것은 비동기식 SPWM과 유사하나 스위칭주파수가 고정된 값이 아니라 120%의 변동폭을 가지므로 고조파 확산효과가 훨씬 크게 된다.

견인전동기 구동시스템의 운전 주파수가 증가될수록 인버터에서 출력전압을 생성하기 위한 기준파의 진폭이 증가되어야 한다. 그러나 진폭변조지수 m_a 가 $m_a = 1$ 이면 운송과의 변조 과정에서 IGCT의 턴오프 시간을 확보하기 어려운 정도의 노치가 발생한다. 따라서 스위칭주파수의 범위를 설정할 때 IGCT의 턴오프 시간을 안정적으로 확보하기 위하여 MPW(Minimum

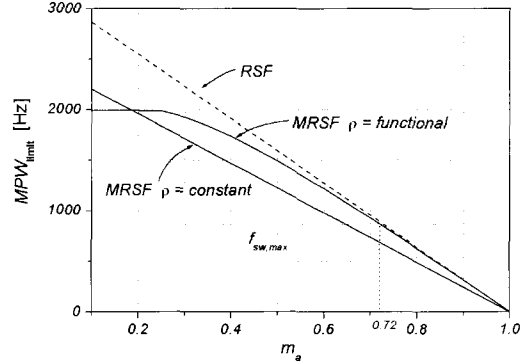


그림 9 m_a 에 대한 MPW_{limit}
Fig. 9 MPW_{limit} versus m_a

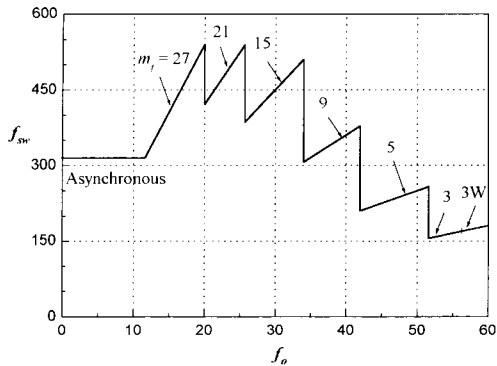
Pulse Width) 제한주파수를 설정하여야 한다. 그림 9는 RSF-PWM 방식과 MRSF-PWM 방식에서의 주파수 변조지수에 대한 스위칭주파수의 범위(MPW_{limit})를 나타낸 것이다. 그림 9를 살펴보면 MRSF-PWM 방식에서 톱니파 발생확률 ρ 를 그림 5(a)와 같이 출력주파수의 전구간에서 일정하게 하면 RSF-PWM 방식보다 제약이 크다. 그러나 그림 5(b)와 같이 기준파의 진폭이 작은 곳에서는 ρ 를 높게 하고 기준파의 진폭이 큰 곳에서는 ρ 를 낮게 하는 함수 형태로 변화시키면 RSF-PWM 방식과 거의 동일한 MPW_{limit} 를 얻을 수 있으므로 본 논문에서는 함수 형태의 ρ 를 사용한다.

그림 9에서 MPW의 영향을 받는 출력주파수의 경계는 $m_a = 0.72$ 이상, 출력주파수가 39.3 Hz 이상인 영역이며 MPW를 고려한 스위칭주파수의 상한 MPW_{limit} [Hz]는 식 (5)와 같이 얻을 수 있다.

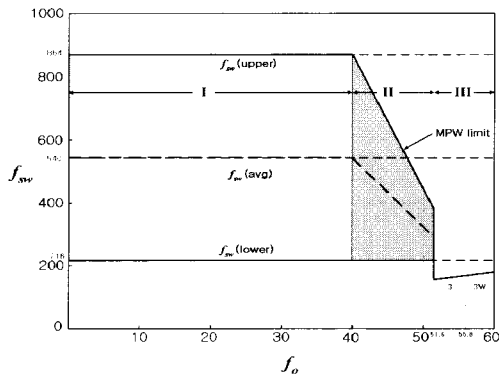
$$MPW_{limit} = \min \left(\frac{1 - m_a \sin \theta}{2 \left(1 + 2\rho - \frac{4\rho}{\pi} \left(\frac{\pi}{2} - \left| \theta - \frac{\pi}{2} \right| \right) \right)} MPW \right) \quad (5)$$

그림 10은 고속전철 견인전동기 구동시스템에서 출력주파수에 대한 PWM 패턴을 나타낸 것이다. 그림 10(a)는 SPWM 방식에서의 출력주파수에 대한 주파수 변조지수와 스위칭주파수이다. 11.6 Hz까지는 스위칭주파수가 315 Hz인 비동기식으로 운전하고, 스위칭주파수가 540 Hz를 넘지 않도록 $m_f = 27, 21, 15, 9, 5, 3$, 광역3의 순서로 패턴을 전환한다.

그림 10(b)는 MRSF-PWM 방식에서의 출력주파수에 대한 스위칭주파수의 범위를 나타낸 것이다. 정토크 운전영역인 $f_o = 0 \sim 60$ Hz 범위에서 출력주파수가 $f_o = 40$ Hz인 점에서 철도 차량의 운행속도가 100 km/h를 넘어서게 된다. 이때부터 철도소음 중에서 전동소음과



(a) SPWM의 PWM 패턴
(a) PWM pattern for SPWM



(b) MRSF-PWM의 PWM 패턴
(b) PWM pattern for MRSF-PWM

그림 10 출력주파수에 대한 PWM 패턴
Fig. 10 PWM pattern versus output frequency

공력소음이 지배적으로 나타나게 되고 인버터 스위칭에 의한 전자기적 가청소음의 영향력이 약해진다. 따라서 본 논문에서는 SPWM 방식의 패턴에서 $m_f=5$ 이상인 구간만 저소음화를 고려해서 $f_o=0\sim 51.6$ Hz인 영역(영역 I, II)은 MRSF-PWM 방식을 적용하고, $f_o=51.6\sim 60$ Hz인 영역(영역 III)은 SPWM 방식을 적용하도록 한다. 운전주파수가 $f_o=0\sim 39.3$ Hz의 범위인 영역 I에서는 스위칭주파수가 216~864 Hz의 범위가 되도록 운전하고, $f_o=39.3\sim 51.6$ Hz의 범위인 영역 II에서는 스위칭주파수의 상한선이 MPW_{limit} 로 주어진다.

4. SPWM 방식과의 비교

제안한 소음저감 스위칭기법의 타당성을 입증하기 위하여 고속전철 견인전동기 구동시스템에 적용하고 있는 SPWM과 전압, 전류 및 전력 스펙트럼을 비교한

다. 시뮬레이션은 출력주파수(f_o)가 20 Hz, 40 Hz인 두 경우에 대해 행하며, 시뮬레이션에 사용된 견인전동기의 파라미터는 표 1과 같다.

인간의 가청주파수 범위는 16 Hz~20 kHz이지만 같은 크기의 소음이라 하더라도 주파수에 따라 다른 크기로 느껴진다. 이와 같은 각 주파수에 대한 인간의 청각 민감도를 고려하여 10 Hz~20 kHz 범위를 보정하는 소음 측정용 표준으로 "A" 가중법이 있다^[7]. "A" 가중법의 보정내용은 표 2와 같은데, 현재 소음 측정에 사용되는 소음계에 내장되어 있다.

표 3과 4는 시뮬레이션에 사용된 스위칭주파수 f_{sw} , 주파수 변조지수 m_f , 출력전압 변조지수 m_c , 진폭 변조지수 m_a 를 나타낸 것이다.

표 1 견인전동기의 파라미터
Table 1 Parameters of traction motor

	항 목	내 용
명세	정격 용량	1,185 [kW]
	극 수	4 극
	정격 전압	2,200 [V]
	정격 전류	379 [A]
상수	고정자 저항	0.0462 [Ω]
	회전자 저항	0.0436 [Ω]
	고정자 누설 인덕턴스	0.922 [mH]
	회전자 누설 인덕턴스	0.666 [mH]
	자화 인덕턴스	26.58 [mH]

표 2 "A" 가중법의 상대응답레벨
Table 2 Relative response level for "A" weighting

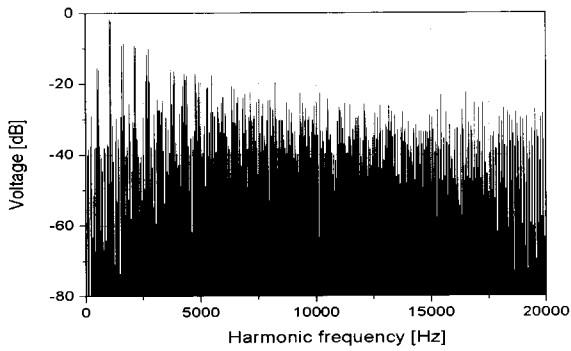
주파수	상대응답	주파수	상대응답	주파수	상대응답
10 Hz	-70.4 dB	12.5 Hz	-63.4 dB	16 Hz	-56.7 dB
20 Hz	-50.5 dB	25 Hz	-44.7 dB	31.5 Hz	-39.4 dB
40 Hz	-34.6 dB	50 Hz	-30.2 dB	63 Hz	-26.2 dB
80 Hz	-22.5 dB	100 Hz	-19.1 dB	125 Hz	-16.1 dB
160 Hz	-13.4 dB	200 Hz	-10.9 dB	250 Hz	-8.6 dB
315 Hz	-6.6 dB	400 Hz	-4.8 dB	500 Hz	-3.2 dB
630 Hz	-1.9 dB	800 Hz	-0.8 dB	1 kHz	0 dB
1.25 kHz	+0.6 dB	1.6 kHz	+1.0 dB	2 kHz	+1.2 dB
2.5 kHz	+1.3 dB	3.15 kHz	+1.2 dB	4 kHz	+1.0 dB
5 kHz	+0.5 dB	6.3 kHz	-0.1 dB	8 kHz	-1.1 dB
10 kHz	-2.5 dB	12.5 kHz	-4.3 dB	16 kHz	-6.6 dB
20 kHz	-9.3 dB				

표 3 SPWM의 시뮬레이션 파라미터
Table 3 Simulation parameters of SPWM

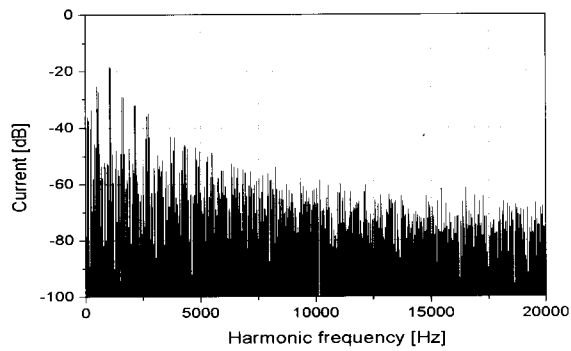
Case	f_o	m_f	f_{sw}	m_c	m_a
그림 11	20	27	540	0.33	0.42
그림 12	40	9	360	0.66	0.84

표 4 MRSF-PWM의 시뮬레이션 파라미터
Table 4 Simulation parameters of MRSF-PWM

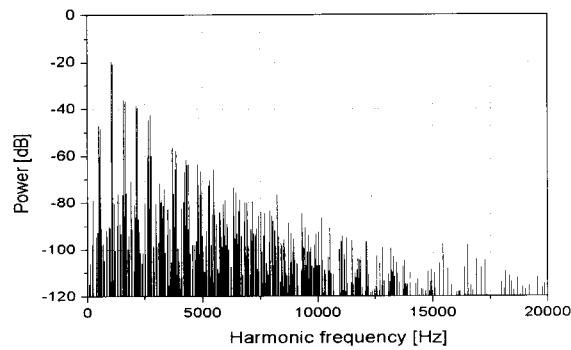
Case	f_o	m_f	f_{sw}	m_c	m_a
그림 13	20	10.8~43.2	216~864	0.33	0.36
그림 14	40	5.4~21.0	216~840	0.66	0.73



(a) 전압 고조파 스펙트럼
(a) Voltage harmonic spectrum

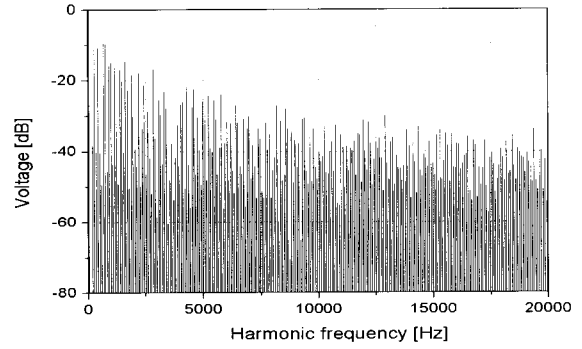


(b) 전류 고조파 스펙트럼
(b) Current harmonic spectrum

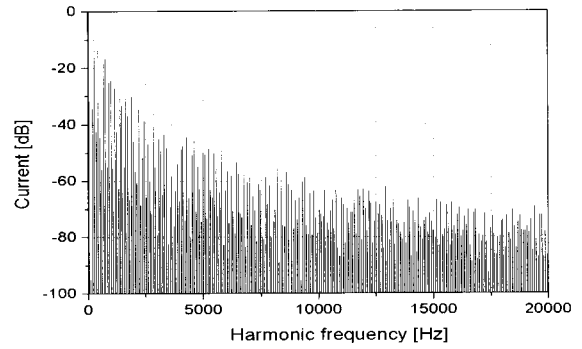


(c) 전력 고조파 스펙트럼
(c) Power harmonic spectrum

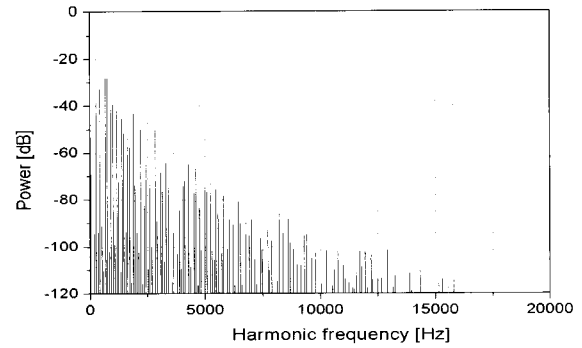
그림 11 SPWM의 고조파 스펙트럼 ($f_o=20$)
Fig. 11 Harmonic spectrum of SPWM ($f_o=20$)



(a) 전압 고조파 스펙트럼
(a) Voltage harmonic spectrum



(b) 전류 고조파 스펙트럼
(b) Current harmonic spectrum

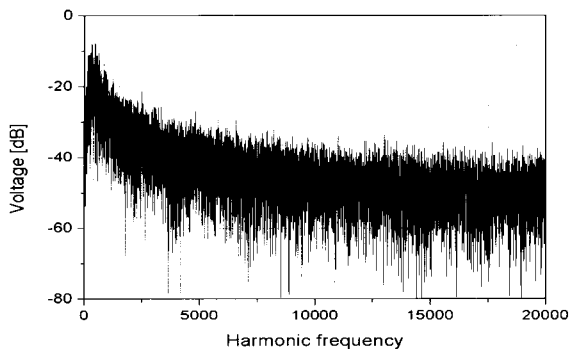


(c) 전력 고조파 스펙트럼
(c) Power harmonic spectrum

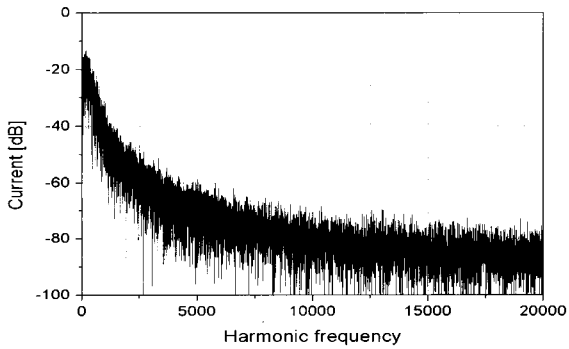
그림 12 SPWM의 고조파 스펙트럼 ($f_o=40$)
Fig. 12 Harmonic spectrum of SPWM ($f_o=40$)

그림 11, 12는 SPWM, 그림 13, 14는 MRSF-PWM의 시뮬레이션 결과로서, 네 그림에서 (a)와 (b)는 각 기본파에 대해 정규화된 전압과 전류의 주파수 스펙트럼이다. 또한 그림 11~14에서 (c)는 전력의 주파수 스펙트럼으로서, “A” 가중법을 적용하여 보정한 것이다.

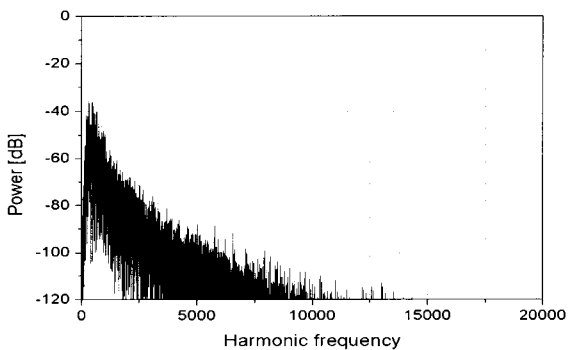
그림 11 및 12와 그림 13 및 14에서 (a)의 전압 고조파 스펙트럼을 비교해보면 SPWM에서는 크기가 큰 주파수 성분이 존재하지만 MRSF-PWM에서는 고조파가 비교적 넓게 분포되어 있으며 1 kHz 이상에서는 SPWM에 비해 10 dB 정도 낮음을 알 수 있다. (b)의



(a) 전압 고조파 스펙트럼
(a) Voltage harmonic spectrum

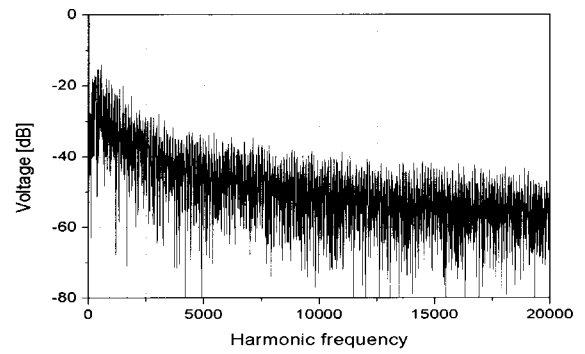


(b) 전류 고조파 스펙트럼
(b) Current harmonic spectrum

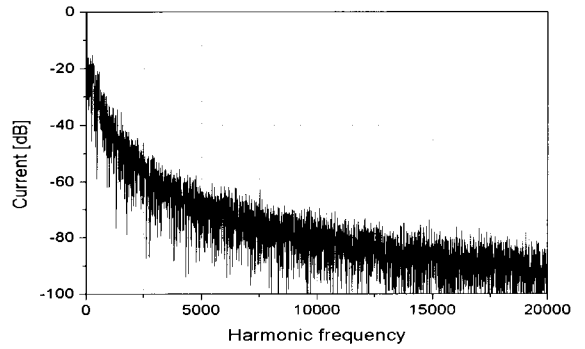


(c) 전력 고조파 스펙트럼
(c) Power harmonic spectrum

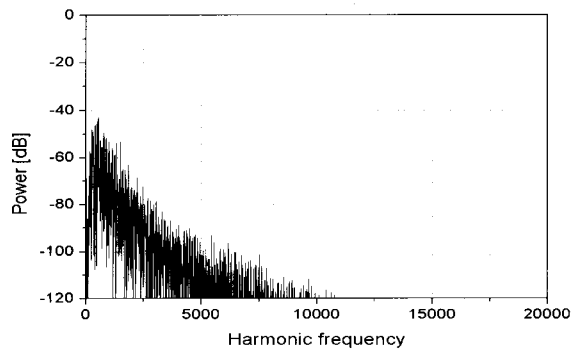
그림 13 MRSF-PWM의 고조파 스펙트럼($f_0=20$)
Fig. 13 Harmonic spectrum of MRSF-PWM($f_0=20$)



(a) 전압 고조파 스펙트럼
(a) Voltage harmonic spectrum



(b) 전류 고조파 스펙트럼
(b) Current harmonic spectrum



(c) 전력 고조파 스펙트럼
(c) Power harmonic spectrum

그림 14 MRSF-PWM의 고조파 스펙트럼($f_0=40$)
Fig. 14 Harmonic spectrum of MRSF-PWM($f_0=40$)

전류의 경우에도 전압의 경우와 마찬가지로 MRSF-PWM에서 고조파가 더 넓게 분포되어 있고 1kHz 이상에서는 5~10 dB 정도 낮음을 확인할 수 있다. (c)의 전력 고조파 스펙트럼에서 최대값을 살펴보면 SPWM의 경우 $f_0=20$ Hz에서 -20 dB, 40 Hz에서 -28 dB인 반면 MRSF-PWM은 각각 -34 dB, -43 dB이다. 또한 전체 주파수 영역에서 MRSF-PWM이 SPWM에 비해 15 dB 정도 낮게 분포하고 있다. 따라서 MRSF-PWM을 사용하면 고조파가 넓게 분포되어 스위칭에 의한 전자기적 가청소음을 저감시킬 수 있다.

그림 13 및 14의 MRSF-PWM 시뮬레이션 결과에서 평균 스위칭주파수인 540 Hz 부근을 살펴보면 다른 주파수 대역에 비하여 높은 고조파 성분을 포함하고 있는데 이는 근본적으로 IGCT의 스위칭주파수 한계를 극복할 수 없다는데 기인하는 결과로 판단된다.

5. 결 론

본 논문에서는 스위칭주파수에 상당한 제약을 받는 대용량 전인전동기 구동시스템에서 발생하는 전자기적 가청소음을 저감하기 위하여 새로운 방식의 MRSF-PWM 방식을 제안하였다.

제안한 MRSF-PWM 방식은 변조시에 삼각파와 톱니파가 혼용된 운송파를 사용하며, 삼각파와 톱니파의 기울기도 랜덤하게 변화시킴으로써 펄스 위치의 변동 폭을 확대시켜 펄스 위치의 랜덤화 효과까지 얻을 수 있다. 또한 기준파에 3차 고조파를 주입하여 파변조 없이 운전영역 전구간에 대해서 선형적인 m_a - m_c 관계를 갖게 함으로써 출력 기본파 전압의 선형성 문제를 해결하였다.

제안한 방법의 타당성을 검증하기 위하여 시뮬레이션을 수행하여 기존의 RPWM 방식 및 SPWM 방식의 특성과 비교하였다. 시뮬레이션 결과, 본 논문에서 제안한 MRSF-PWM 방식이 기존의 RPWM 방식에 비해 출력전압의 선형성 및 고조파 확산면에서 우수함을 확인하였다. 또한 대용량 인버터에 많이 사용되는 SPWM 방식에 비해 고조파가 더 넓게 분포되고 크기가 15 dB 정도 낮음을 확인하였으며, 이에 따라 가청소음의 저감 효과를 얻을 수 있다.

이 연구는 2000학년도 단국대학교 대학연구비의 지원으로 연구되었음.

참 고 문 헌

- [1] S. Y. R. Hui, S. Sathikumar, and Ki-Kwong Sung, "Novel Random PWM Schemes with Weighted Switching Decision", IEEE Trans. on PE, Vol. 12, No. 6, pp. 945~952, November 1997.
- [2] Stanislaw Legowski and Andrzej M. Trzynadlowski, "Advanced Random Pulse Width Modulation Technique for Voltage-Controlled Inverter Drive Systems", Proc. of APEC, pp. 100~106, 1991.
- [3] S. Y. R. Hui, I. Oppermann, and S. Sathikumar, "Microprocessor-Based Random PWM Schemes for DC-AC Power Conversion", IEEE Trans. on PE, Vol. 12, No. 2, pp. 253~260, March 1997.
- [4] Yash Shrivastava, S. Y. R. Hui, and S. Sathikumar, "Noise Analysis of DC-AC Random PWM Schemes", IEEE Trans. on PE, Vol. 14, No. 4, pp. 761~770, July 1999.
- [5] 홍순찬, 박영진, "3레벨 인버터의 실시간 제어를 위한 근사화 SHE PWM", 전력전자학회 논문지, 제3권, 제4호, pp. 365~374, 1998.12.
- [6] John M. Bourgeois, "PWM Technique for Acoustic Noise Reduction in Power Applications", Proc. of APEC, pp. 141~145, 1993.
- [7] Glen M. Ballou, *Handbook for Sound Engineers-The New Audio Cyclopedia*, Focal Press, 1998.

저 자 소 개



서영민(徐永珉)

1974년 5월 5일생. 1997년 단국대 전기공학과 졸업. 1999년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1999년~현재 동 대학원 전기공학과 박사과정.



홍순찬(洪淳瓚)

1950년 2월 24일생. 1973년 서울대 전기공학과 졸업. 1975년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1985년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1975년~1978년 해군사관학교 교수부 전기공학과 전임강사. 1986년~1987년 미국 Texas A&M Univ. 방문교수. 1978년~현재 단국대 전기전자컴퓨터공학부 교수. 당 학회 회장.