

3레벨 인버터의 실시간 제어를 위한 근사화 SHE PWM

朴永鎮, 洪淳瓊

Approximate SHE PWM for Real-Time Control of 3-Level Inverter

Young-Jeen Park, Soon-Chan Hong

요 약

본 연구에서는 고조파 저감효과가 크고 실시간 제어가 가능하도록 근사화된 3레벨 SHE PWM 방식을 제안하였다. SHE PWM 방식으로 특정 고조파를 제거할 수 있는 스위칭 각을 얻으면 기본파 전압의 크기에 따라 불연속적이고 비선형적인 분포를 이루게 되어 실시간제어에의 적용이 어려우므로 이들 비선형적인 분포를 부분적으로 근사화시킨 직선방정식을 얻고 직선방정식의 계수들의 집합을 하나의 조건표로 작성하여 새로운 SHE PWM 스위칭 각 분포를 얻었다. 이때 인버터 dc 링크 전압의 변동을 보상할 수 있도록 인버터 출력 기본파전압과 직류전원 전압의 비를 일정하게 유지시키며, 이렇게 새로이 얻어진 SHE PWM에 의한 스위칭 패턴을 3레벨 인버터에 적용하여 유도전동기를 운전할 때 인버터 출력전압의 고조파분포를 해석하였다. 또한 시뮬레이션을 통한 전동기 전류의 고조파 왜곡 및 토크리플 특성도 해석하여 제안한 3레벨 근사화 SHE PWM 방식의 고조파 저감효과가 3레벨 SPWM 방식의 결과와 비교하여 우수하며, 직류링크전압 변동에 대한 보상이 이루어짐을 확인하였다.

ABSTRACT

The SHE(Selected Harmonic Elimination) PWM scheme which eliminates specific lower order harmonics can generate high quality output waveforms in 3-level PWM inverters. However, its application has limited since SHE switching angles cannot be calculated on-line by a microprocessor-implemented control system. Based on off-line optimization, in which multiple SHE solutions were found and analysed for 2 to 5 switching angles per quarter in the 3-level SHE PWM pattern, this paper presents an algebraic algorithm for an ordinary microprocessor to calculate approximate SHE switching angles on-line with such high resolution that it makes no practical difference between the accurate and the approximate SHE switching angles. By employing the variable of the dc-link voltage V_{dc} , the proposed SHE PWM pattern can ideally compensate the dc input fluctuation together with selected harmonics eliminated.

Key Words: 3-level inverter, harmonics, 3-level SPWM, 3-level SHE PWM

1. 서 론

유도전동기의 고성능 운전을 위하여는 인버터의 사용은 필수적이며 인버터는 전력용 반도체소자의 스위칭작용을 이용한 대표적인 비정현파 출력 전력변환장치로서 고조파의 발생은 필연적이다. 더구나 견인용 전동기 구동을 위한 인버터는 대용량이므로 GTO 소자를 사용할 경우 스위칭주파수에 제

한을 받기 때문에 범용 인버터의 경우보다 고조파 문제가 훨씬 더 심각하다.

따라서 고속전철, 지하철 등과 같은 대용량 견인시스템에서 사용되고 있는 인버터-유도전동기 구동방식에서 고조파의 발생은 필연적이므로 이에 대한 대책 수립의 차원에서 인버터 출력전압의 제어에 사용되는 PWM(Pulse Width Modulation) 방식의 연구가 이루어져야 할 것이다. 특히

1970년대 dc 링크 커패시터의 중성점을 부하에 부가적으로 접속한 새로운 구조의 인버터가 제안되었는데 이 인버터는 낮은 출력주파수에서 부하전류 왜곡을 저감시킬 수 있는 3레벨 전압형태를 가능케 하였다. 이러한 3레벨 인버터방식은 기존의 2레벨 인버터에 비하여 여러 장점을 갖는데 전동기전류의 고조파 저감효과가 크며 스위칭소자의 전압스트레스가 반으로 감소하여 스위칭 손실이 감소하고, 같은 운전주파수에서 스위칭주파수를 낮출 수 있다는 것 등이다.^(1,3) 또한 출력전압의 고조파 성분은 같은 스위칭주파수에서 2레벨 인버터의 반정도 밖에 되지 않아 대용량 인버터-유도전동기 구동시스템에 적합하다.^(4,5)

대용량 건인시스템이 채용하고 있는 전압형 인버터-유도전동기 구동시스템에서 출력전압 제어를 위하여 사용할 수 있는 3레벨 PWM 방식은 상전압 제어, SPWM(Sinusoidal PWM), SHE PWM(Selected Harmonic Elimination PWM), 공간벡터 PWM(Space Vector PWM) 등 여러 가지가 있으나 대용량의 특성상 낮은 스위칭주파수에서도 우수한 고조파억제 효과를 얻을 수 있는 SHE PWM 방식에 대한 연구가 필요할 것이다. 그러나 SHE PWM 방식은 출력전압 방정식의 Fourier 계수방정식으로부터 제거하고자 하는 고조파와 관련한 연립방정식을 얻고 기본파전압의 제어와 특정 고조파의 제거라는 조건을 만족하는 해를 스위칭 각으로 사용하는 경우로 결과를 얻는 과정에서 상당한 계산시간을 요하여 실시간 제어(real-time control)가 어려운 PWM 방식이다. 이에 따라 고조파억제 효과를 높이면서도 실시간 제어가 가능한 새로운 SHE PWM 방식의 연구가 있었으나 2레벨 PWM방식에서의 해석만 있었다.⁽⁶⁾

본 연구에서는 고조파 저감효과가 크고 실시간 제어가 가능하도록 근사화된 3레벨 SHE PWM을 제안한다. SHE PWM 방식으로 특정 고조파를 제거할 수 있는 스위칭 각을 얻으면 기본파 전압의 크기에 따라 불연속적이고 비선형적인 분포를 이루게 되어 실시간제어에의 적용이 어려우므로 이들 비선형적인 분포를 부분적으로 근사화시킨 직선방정식을 얻고 직선방정식의 계수들의 집합을 하나의 조건표로 작성하여 새로운 SHE PWM 스위칭 각 분포를 얻는다. 이때 인버터 dc 링크 전압의 변동을 보상할 수 있도록 인버터 출력 기본파 전압과 직류전원 전압의 비를 일정하게 유지시키는 알고리즘을 사용하며, 이렇게 새로이 얻어진 SHE PWM에 의한 스위칭 패턴을 3레벨 인버터에 적용하여 유도전동기를 운전할 때 인버터 출력전압의 고조파분포를 해석한다. 또한 시뮬레이션을 통한 전동기 전류의 고조파 왜곡 및 토크리플 특성도 해석하여 제안한 3레벨 근사화 SHE PWM 방식의 고조파 저감효과가 3레벨 SPWM 방식의 결과와 비교하여 우수하며, 직류링크전압 변동에 대한 보상이 이루어짐을 확인하였다.

2. 3레벨 SPWM

인버터 출력전압의 기본파 성분 및 주파수의 제어와 출력전압에 포함된 고조파 성분을 억제하기 위한 목적을 만족시킬 수 있는 PWM 방식은 여러 종류가 있으나 스위칭 각을 결정하는 방법에 따라 크게 두가지로 분류할 수 있다. 반송파와 제어신호를 비교하여 스위칭 각을 결정하는 방식과 반송파와 제어신호의 비교 없이 스위칭 각을 결정하는 방식으로 나눌 수 있다. 반송파를 갖는 PWM은 제어신호와 반송파를 비교하여 두 신호의 교점에서 스위칭을 하는 방식으로 Natural PWM이라고도 한다. 이 방식에 대표적으로 SPWM이 있다. 반송파와 제어신호의 비교 없이 스위칭 각을 결정하는 PWM은 특정함수를 만족하는 스위칭 각을 미리 계산하여 계산된 결과로 스위칭을 하는 방식으로 SHE PWM 등이 있다. 이러한 방식들은 인버터의 운전주파수에 대한 스위칭 주파수를 정확히 계산할 수 있으므로 스위칭 주파수의 제한을 넘지 않으면서 인버터의 운전이 가능하다. 이외에도 중소용량의 인버터에 많이 적용하고 있는 공간벡터 PWM방식이 있으나 일반적으로 스위칭주파수가 높아야 고조파 저감효과가 크므로 스위칭 주파수가 낮은 대용량 인버터의 경우에는 적용하기가 어렵다. 본 논문에서는 제안하고자 하는 3레벨 근사화 SHE PWM을 통하여 우수한 고조파 저감특성을 얻고자 하며, 이를 확인하기 위하여 3레벨 SPWM 방식과의 비교를 하도록 한다.

SPWM은 가장 대표적인 PWM 방식으로 정현파와 삼각파를 비교하여 두 신호의 교점으로부터 스위칭 각을 결정하는 방식이다. 출력전압이 반파대칭이 되면서 삼상 평형을 이루기 위하여 동기식 PWM은 i) 출력전압의 분수차 고조파(subharmonic)를 제거하기 위해 주파수 변조지수 m_f 는 정수이어야 하며, ii) 출력전압에 나타날 수 있는 직류성분과 우수고조파를 제거하기 위하여는 m_f 가 홀수이어야 하고, iii) a, b, c상이 같은 캐리어 신호를 사용하려면 m_f 는 3의 배수가 되어야 한다. 이와 같은 조건을 만족하면 하나의 반송파 신호를 사용하여 삼상의 전압을 구할 수 있고 출력전압의 형태는 반파대칭이 되면서 정현대칭이 되므로 출력전압에는 홀수차 고조파만 존재하게 된다.

그림 1은 주파수 변조지수 $m_f=9$, 진폭 변조지수 $m_a=0.8$ 인 경우의 3레벨 SPWM과정을 보여주는 한 예로서 그림 1(a)와 같이 제어신호와 삼각파의 비교과정을 통해 얻어진 선간 전압 v_{ab} 의 결과를 그림 1(b)에서 볼 수 있다.

3레벨 SPWM과 근사화 SHE PWM에 대하여 PWM 변조지수와 각각의 PWM 방식의 고조파 특성을 비교하기 위한 평가함수를 다음과 같이 도입한다. 먼저 진폭변조지수 m_a , 주파수변조지수 m_f 와 함께 출력전압 변조지수 m_f 를 출력 상전압의 기본파 실효값과 직류입력전압 사이의 비율로 다음과 같

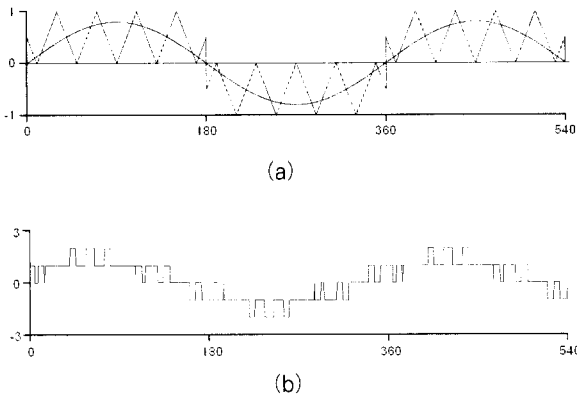


그림 1 동기 9펄스 3레벨 SPWM의 전압파형($m_f=9, m_a=0.8$)
 (a) a상의 제어신호와 반송파 (b) 선간전압 v_{ab}
 Fig. 1 Voltage waveforms of 3 level SPWM(9 pulse, $m_f=9, m_a=0.8$) (a) Reference signal and carrier signal (b) Line to line voltage v_{ab}

이 정의한다.

$$m_c = \frac{V_{L,ms}}{V_{dc}} \quad (1)$$

인버터로 얻을 수 있는 상전압의 최대값을 1로 정규화한 경우에 m_c 는 다음과 같이 표현할 수도 있다.

$$m_c = \frac{V_{L,rms}}{\frac{4}{\pi} \cdot V_{dc}} \quad (2)$$

위에서 나타낸 PWM 변조지수들을 이용하여 출력전압의 크기와 주파수를 제어하고 각각의 다른 PWM 방식을 비교할 때 식(2)에 나타낸 m_c 를 기준으로 비교하게 된다. 즉 PWM 방식마다 출력전압의 기본파 성분과 고조파 성분을 비교한다.

그리고 고조파 특성을 비교하기 위한 평가함수로는 HLF(Harmonic Loss Factor)와 DF(Distortion Factor)를 사용한다. 유도전동기의 고조파 등가회로는 고조파 주파수에서의 총 누설 리액턴스로 가정할 수 있으며 고조파전류가 누설 리액턴스에 의해서만 발생한다고 가정하면 전체 고조파전류에 비례하는 HLF는 다음과 같이 정의된다.

$$HLF = \frac{100}{V_{L1}} \sqrt{\sum_{n=5,7}^{\infty} \left(\frac{V_n}{n}\right)^2} \quad (3)$$

인버터의 출력단과 부하사이에 부하측 고조파의 저감을 위하여 LC 필터를 사용하는데 필터를 거친 고조파는 차수의 자

승에 비례하는 감쇠율을 가진다. 따라서 2차 필터 출력단의 총고조파성분을 나타내는 DF는 다음과 같이 정의한다.

$$DF = \frac{100}{V_{L1}} \sqrt{\sum_{n=5,7}^{\infty} \left(\frac{V_n}{n^2}\right)^2} \quad (4)$$

3. 3레벨 근사화 SHE PWM

SHE PWM은 반송파를 이용하지 않는 대표적인 PWM 방식으로 특정 고조파를 제거하는 스위칭 각을 미리 계산하고 그 결과를 이용하여 스위칭하는 방식이다. SHE PWM 방식의 스위칭 각 결정은 3레벨 인버터에서 전원의 중성점으로부터 인버터 각 상의 출력전압에 대한 고조파 해석으로 이루어지며, 그림 2의 상전압 파형은 반파대칭이므로 단지 홀수차 고조파 성분만 나타나게 되어 출력전압은 식(5)와 같이 표현될 수 있다.

$$v = \sum_{n=1,3}^{\infty} v_n = \sum_{n=1,3}^{\infty} a_n V_{dc} \sin(n\omega t) \quad (5)$$

또한 상전압 파형은 4분파 대칭이므로 Fourier 급수의 계수항 a_n 은 다음과 같다.

$$a_n = \frac{4}{n\pi} [\cos(n\alpha_1) - \cos(n\alpha_2) + \dots + (-1)^{i+1} \cos(n\alpha_i)] \\ = \frac{4}{n\pi} \left[\sum_{i=1}^{N_s} (-1)^{i+1} \cos(n\alpha_i) \right] \quad (6)$$

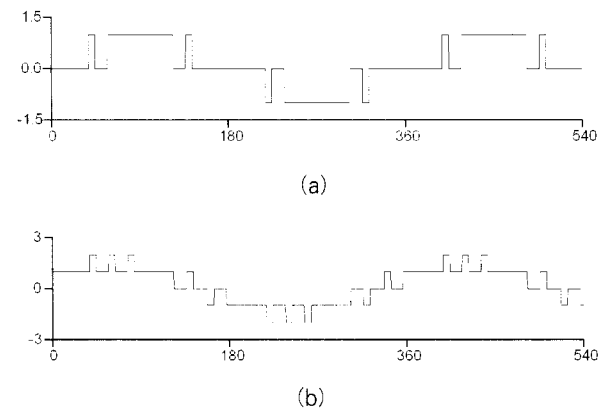


그림 2 3레벨 SHE PWM의 전압파형($N_s=3$)
 (a) 상전압 v_a (b) 선간전압 v_{ab}
 Fig. 2 Voltage waveforms of 3-level SHE PWM($N_s=3$)
 (a) Phase voltage v_a (b) Line to line voltage v_{ab}

여기에서 N_α 는 1/4주기 내에서의 스위칭 각의 수를 나타내며, 스위칭 각 α_i 는 다음의 관계를 만족한다.

$$0^\circ < \alpha_1 < \alpha_2 < \dots < \alpha_{N_\alpha} < 90^\circ \quad (7)$$

식(5)에서 $V_{max} = a_n V_{dc}$ 이므로

$$v_n = V_{max} \cdot \sin(n\omega t) \quad (8)$$

로 쓸 수 있고, n 차 고조파의 실효치를 V_n 이라고 하면 $V_n = V_{max} / \sqrt{2}$ 의 관계에서

$$V_n = \frac{V_{dc} a_n}{\sqrt{2}} \quad (9)$$

으로 쓸 수 있다. 여기에서 식(6)의 a_n 은 $0 < a_n < 1$ 범위의 값을 가지며 v_n 과 V_n 을 다시 정리하면 다음 식과 같다.

$$v_n = \sqrt{2} V_n \cdot \sin(n\omega t) \quad (10)$$

$$V_n = \frac{2\sqrt{2} V_{dc}}{n\pi} \sum_{i=1}^{N_\alpha} (-1)^{i+1} \cos(n\alpha_i) \quad (11)$$

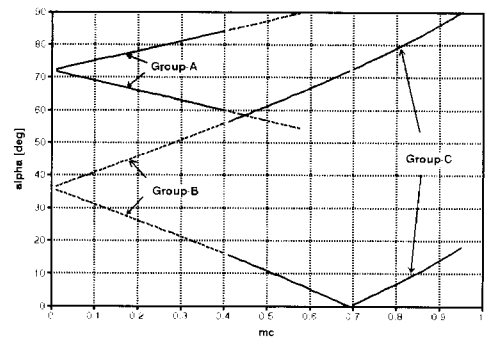
식(6)을 이용하여 α_i 에 대한 연립방정식을 행렬형태로 표현하면 식(12)와 같다. 3상전압의 경우에는 출력전압에 3의 배수차 고조파가 나타나지 않아 3의 배수차 고조파를 제거하는 스위칭 각은 고려하지 않으므로 식(12)에서 제거하는 고조파 차수는 $n = 6k \pm 1 (k = 1, 2, 3, \dots)$ 의 형태가 된다.

$$\begin{bmatrix} \cos \alpha_1 & -\cos \alpha_2 & \dots & (-1)^{N_\alpha+1} \cos \alpha_{N_\alpha} \\ \cos 5\alpha_1 & -\cos 5\alpha_2 & \dots & (-1)^{N_\alpha+1} \cos 5\alpha_{N_\alpha} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \cos n\alpha_1 & -\cos n\alpha_2 & \dots & (-1)^{N_\alpha+1} \cos n\alpha_{N_\alpha} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\pi V_1}{4} \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad (12)$$

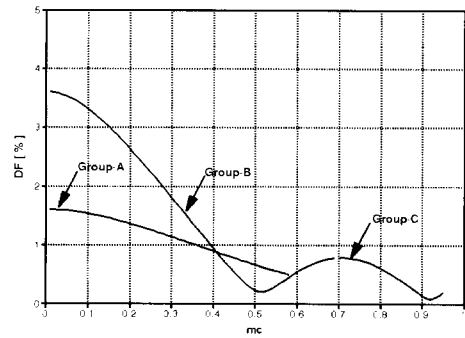
식(12)의 연립방정식을 수치해석 방법으로 풀면 여러개의 해가 존재할 수 있는데 그 중에서 기본파의 크기 제어와 고조파를 제거하는 조건을 만족하는 해를 구해야 한다.

그림 3(a)는 $N_\alpha = 2$ 인 경우에 계산된 스위칭 각으로 초기 값을 $\alpha_1 = 71^\circ$, $\alpha_2 = 73^\circ$ 로 설정한 A그룹과 $\alpha_1 = 35^\circ$, $\alpha_2 = 37^\circ$ 로 설정한 B그룹, $\alpha_1 = 0$, $\alpha_2 = 71^\circ$ 로 설정한 C그룹의 세가지 해 그룹이 존재한다. 이렇게 구해진 각은 $N_\alpha = 2$ 이므로 기본파를 제어하고 5차 고조파를 제거하는 조건을 만

족시켜야 하는데 그림 3(a)에서 A그룹과 B그룹의 각들 중 $0.01 \leq m_t \leq 0.58$ 범위의 스위칭 각들은 중복되어 어느 한쪽을 선택하여야 한다. 그러나 세가지 스위칭 각 A, B, C그룹 모두 기본파전압의 선형적인 제어와 5차 고조파의 제거라는 조건을 만족한다. 이러한 경우에는 스위칭 각의 분포에 따른 DF의 해석결과를 보여주는 그림 3(b)의 파형들로부터 DF의 값이 가장 낮은 스위칭 각을 이용하게 된다. 즉 $0.01 \leq m_t \leq 0.4$ 인 범위에서는 A그룹의 스위칭 각을 이용하고, $0.4 < m_t < 0.7$ 인 범위에서는 B그룹의 각을, $0.7 \leq m_t \leq 0.94$ 의 범위에서는 C그룹의 각을 이용하면 된다.



(a)



(b)

그림 3 3레벨 SHE PWM의 스위칭 각, 전압 및 DF($N_\alpha = 2$)
(a) 스위칭 각 (b) DF

Fig. 3 Switching angles, voltage, and Distortion Factor of 3-level SHE PWM($N_\alpha = 2$)
(a) Switching angles (b) Distortion Factor

이와 같은 방법으로 $N_\alpha = 2, 3, 4, 5$ 에 대해 기본파와 고조파를 제거하는 조건을 만족시키면서 또한 DF가 최소가 되는 조건을 만족하는 구간을 찾아 스위칭 각 α_i 를 결정하면 그림 4와 같다.

지금까지 논의된 SHE PWM기법은 스위칭 각 결정을 위해서 식(12)의 연립방정식 해를 구하는 데에는 상당한 계산시간이 필요하다. 이러한 점은 SHE PWM기법을 실시간 제어에 적

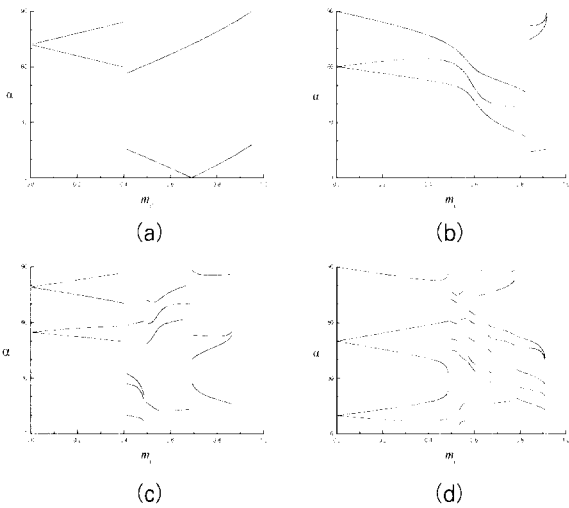


그림 4 3레벨 SHE PWM의 스위칭 각
 (a) $N_\alpha=2$ (b) $N_\alpha=3$ (c) $N_\alpha=4$ (d) $N_\alpha=5$
 Fig. 4 Switching angles of 3-level SHE PWM
 (a) $N_\alpha=2$ (b) $N_\alpha=3$ (c) $N_\alpha=4$ (d) $N_\alpha=5$

용하기 어렵게 만드는 요인이다. 따라서 고조파 저감효과가 큰 SHE PWM을 실시간 제어에 적용할 수 있도록 그림 4와 같은 스위칭 각 분포를 구간별로 근사화하는 방법이 필요하다. 또한 인버터의 dc 링크 전원은 일반적으로 다이오드 정류 회로를 이용하므로 인버터의 부하변동이나 정류회로의 자체적인 요인으로 전압의 변동이 발생할 수 있다. 그러나 인버터의 부하인 전동기측에서 일정전압의 유지는 중요한 요소이며 dc링크 전압의 변동에 무관하게 일정전압을 공급할 수 있는 인버터의 PWM기법이 필요하다. 따라서 인버터 직류전원의 변동을 보상할 수 있는 근사화 SHE PWM기법을 제안한다.

먼저 식(11)로부터 다음의 관계를 정의한다.

$$\gamma_n = \frac{V_n}{V_{dc}} = \frac{2\sqrt{2}}{n\pi} \sum_{i=1}^{N_\alpha} (-1)^{i+1} \cos(n\alpha_i) \quad (13)$$

여기에서 γ_n 은 n 차 고조파 성분의 실효치 V_n 을 dc링크 전압 V_{dc} 에 대하여 정규화(pu)한 값이며, 식(13)으로부터

$$V_n = \gamma_n V_{dc} \quad (14)$$

를 얻을 수 있고, 기본파 성분의 V_{dc} 에 대한 정규화 값 γ_1 은 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$\gamma_1 = \frac{V_1}{V_{dc}} = \frac{2\sqrt{2}}{n\pi} \sum_{i=1}^{N_\alpha} (-1)^{i+1} \cos(\alpha_i) \quad (15)$$

이때 γ_1 의 값의 범위는 $(0 \leq \gamma_1 \leq 2 \leq \sqrt{2}/\pi)$ 로서 구형파(1 펄스) 출력일 때 기본파의 실효치 $2\sqrt{2}/\pi (= \gamma_{1(max)})$ 를 최대값으로 갖는다. 이제 스위칭 각 α_i 를 행렬로 표현하면

$$\alpha = [\alpha_1 \ \alpha_2 \ \dots \ \alpha_{N_\alpha}]^T \quad (16)$$

와 같고, $f(\alpha) = \gamma_1 = V_1/V_{dc}$ 라 하면

$$\alpha = f^{-1}(\gamma_1) = f^{-1}\left(\frac{V_1}{V_{dc}}\right) \quad (17)$$

이 된다. 여기에서 실시간으로 스위칭 각을 계산하기 위하여 식(17)의 근사화가 이루어져야 한다.

SHE PWM기법에서 γ_{1i} 의 최대치를 γ_{1m} 이라 하고 $[0 \sim \gamma_{1m}]$ 구간을 $\{0 \sim \gamma_{1(1)}\}, \{\gamma_{1(1)} \sim \gamma_{1(2)}\}, \{\gamma_{1(2)} \sim \gamma_{1(3)}\}, \dots, \{\gamma_{1(i-1)} \sim \gamma_{1(i)}\}$ 의 소구간들로 분할하면 식(17)의 스위칭 패턴 α 는 각 소구간에 대하여 다음과 같이 선형적으로 근사화할 수 있다.

$$\alpha \approx k_{1i}\gamma_1 + k_{0i} \quad (i = 1, 2, \dots, N_\alpha) \quad (18)$$

그러나 3레벨 SHE PWM의 경우 기본파 전압의 선형제어와 특정 저차 고조파 제거라는 조건을 만족하는 스위칭 각의 분포가 일반적으로 변조지수 m 에 대하여 그림 4에서와 같이 비선형 특성을 가지므로 식(18)과 같은 직선근사화는 소구간의 수를 크게 늘릴 수 있다. 따라서 SHE PWM의 실시간 제어 실현이라는 차원에서 스위칭 각 계산시간이 식(18)의 경우와 큰 차이가 없는 식(19)와 같은 2차 근사화 과정도 고려할 수 있다.

$$\alpha \approx k_{2i}\gamma_1^2 + k_{1i}\gamma_1 + k_{0i} \quad (i = 1, 2, \dots, N_\alpha) \quad (19)$$

이제 식(18), (19)에서 dc링크 전압 V_{dc} 가 변동하면 γ_1 은 기본파전압 V_1 을 일정하게 유지하기 위하여 다음과 같이 새로운 γ_1 으로 수정되어야 한다.

$$\alpha \approx k_{1i} \frac{V_1}{V_{dc}} + k_{0i} \quad (i = 1, 2, \dots, N_\alpha) \quad (20)$$

$$\alpha \approx k_{2i} \left(\frac{V_1}{V_{dc}}\right)^2 + k_{1i} \frac{V_1}{V_{dc}} + k_{0i} \quad (i = 1, 2, \dots, N_\alpha) \quad (21)$$

V_1 과 V_{dc} 의 순시치를 측정하여 식(20), (21)에 의해 패턴의 실시간 계산이 충분히 정확하다면 $V_1/V_{dc} \leq \gamma_{1m}$ 의 조건을 만족

하는 범위 안에서 직류입력의 변동에 대하여 SHE 동작과 함께 충분히 보상 될 수 있다. 만약 $V_i/V_{dk} \leq \gamma_{1m}$ 의 관계가 성립되지 않고 $\gamma_{1m} < V_i/V_{dk} \leq \gamma_{1(max)} = 2\sqrt{2}/\pi$ 의 관계가 되면 고조파전류 최소화를 위한 PWM기법을 써야하며, V_{dk} 가 더욱 낮아져 $V_i/V_{dk} > \gamma_{1(max)} = 2\sqrt{2}/\pi$ 가 된다면 인버터의 출력은 V_{dk} 의 보상을 위하여 구형파 출력을 지속적으로 낼 수밖에 없다.

그림 4의 스위칭 각의 비선형 분포를 실시간 제어에 적용할 수 있도록 식(18), (19)의 1차, 2차 근사화 계수 k_i 의 값을 조건표(look-up table)로 부록에 제시하였다. 또한 식(12)의 연립방정식을 수치해석 방법으로 풀 때 초기값을 적절히 선택해야 하는데 본 논문에서 사용한 초기값도 아울러 부록에 제시하였다.

4. 시뮬레이션

본 논문에서 제안한 3레벨 인버터의 출력전압 제어를 위한 근사화 SHE PWM의 고조파 저감 특성과 인버터의 dc링크 전압 변동에 대한 보상 특성을 확인하기 위하여 표 1과 같은 정격을 갖는 견인용 유도전동기를 대상으로 시뮬레이션을 수행하였다. 시뮬레이션은 SHE PWM 방식에서 $N_s=2, N_s=5$ 인 경우, 즉 인버터 각 상 출력전압의 반주기 내의 펄스 수가 각각 2개, 5개인 경우를 대상으로 하였으며, 3레벨 SPWM에서는 SHE PWM의 $N_s=2, 5$ 인 경우와 동일한 펄스 형태를 갖는 $m_f=3, m_f=9$ 인 경우를 대상으로 하여 고조파 특성을 비교하였다.

표 1 유도전동기의 정격 및 상수
Table 1 The parameters and ratings of induction motor

용량	1185 [kW]	고정자측 저항	0.0447 [Ω]
극수	4극	고정자측 누설 인덕턴스	0.8 [mH]
최대주파수	143 [Hz]	회전자측 저항	0.0384 [Ω]
기동토크	9492.5 [N·m]	회전자측 누설 인덕턴스	0.768 [mH]
최대회전수	4240 [rpm]	자화 인덕턴스	31.3 [mH]
전압	2200 [V]	전류	379 [A]

먼저 그림 5~8은 두 PWM 방식에서의 선간전압 고조파 특성을 보여준다. 그림 5는 3레벨 SPWM의 선간전압 고조파 특성을 나타낸 것으로 각 경우 ($n \times m_f$)의 축파대에 고조파가 존재하는 것을 볼 수 있다. 그림 5(a)는 $m_f=3$ 인 경우의 선간전압 고조파성분을 나타낸 것으로 기본파의 성분이 직선적으로 증가하지 못하는 것을 알 수 있고, 특히 m_f 가 낮은 영역에서는 기본파가 기대한 값보다 적게 나오므로 기본파에 대한

고조파의 비율이 커지게 된다. 그림 5(b)는 $m_f=9$ 인 경우의 선간전압 고조파성분을 나타낸 것으로 기본파의 성분이 직선적으로 증가하는 모습을 보이나 출력전압 변조지수 m_f 는 최대값이 0.8에 미치지 못하고 있다. 또한 그림 5(a)의 $m_f=3$ 인 경우와 비교할 때 저차 고조파 성분이 많이 감소된 모습을 볼 수 있다.

그림 6은 3레벨 SPWM에서 $m_f=3, 9, 15, 21$ 인 경우의 HLF와 DF를 나타낸 것으로 m_f 가 증가함에 따라 HLF와 DF가 큰 감쇄율을 가지며 감소하게 되는데 이는 인버터 출력 선간전압의 레벨이 5단계로 형성되고 90 부근에서 높은 전압레벨을 가지므로 정현파에 가까운 형태가 되기 때문이다.

그림 7은 3레벨 SHE PWM의 선간전압 고조파 성분을 나타낸 것이다. 3레벨 SHE PWM을 3레벨 SPWM과 비교해 보면 저차 고조파의 침투값이 감소하는 것을 알 수 있다. 그림 8은 3레벨 SHE PWM에서 $N_s=2, 3, 4, 5$ 인 경우의 HLF와 DF를 나타낸 것으로, $N_s=2$ 인 경우 m_f 가 0.7 부근에서 높은 값을 갖지만 $N_s=3, 4, 5$ 인 경우를 포함해서 전체적으로 3레벨 SPWM보다 작은 것을 볼 수 있다.

3레벨 PWM인버터-유도전동기 구동시스템에 SPWM 및 SHE PWM 패턴을 적용하였을 경우 유도전동기의 전류와

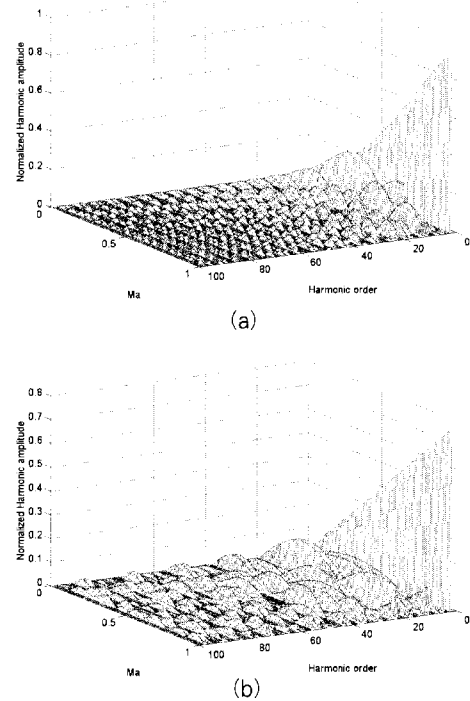


그림 5 3레벨 SPWM의 선간전압 고조파 성분
(a) $m_f=3$ (b) $m_f=9$
Fig. 5 Line to line voltage harmonic spectra of 3-level SPWM (a) $m_f=3$ (b) $m_f=9$

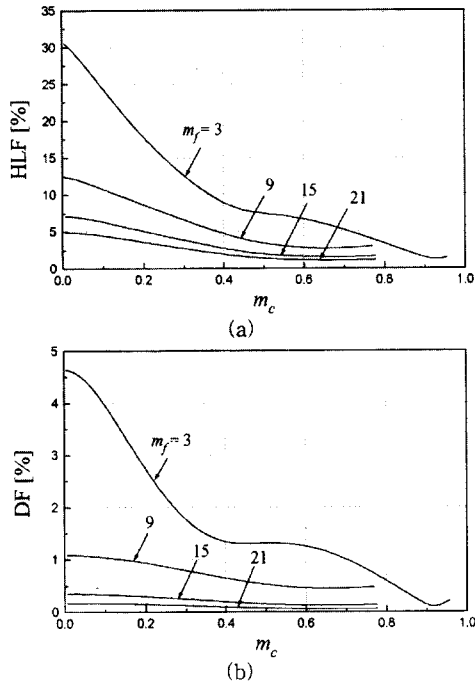


그림 6 3레벨 SPWM의 HLF와 DF (a) HLF (b) DF
Fig. 6 HLF and DF of 3-level SPWM
(a) HLF (b) DF

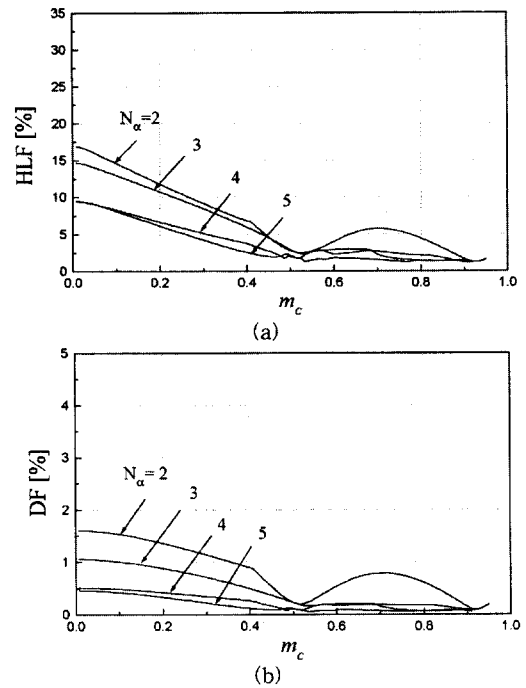


그림 8 3레벨 SHE PWM의 HLF와 DF (a) HLF (b) DF
Fig. 8 HLF and DF of 3-level SHE PWM
(a) HLF (b) DF

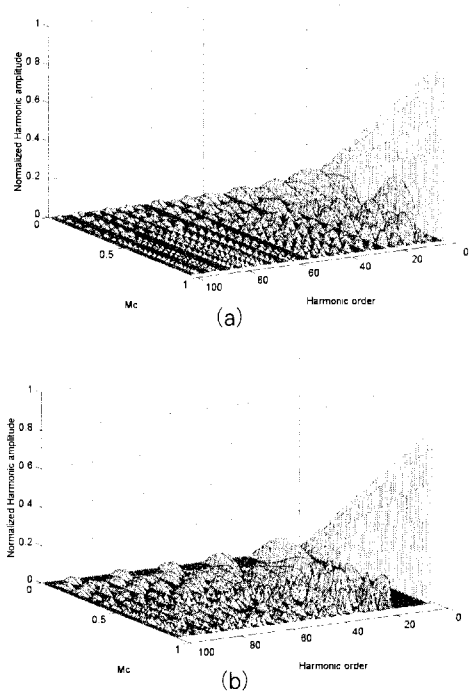


그림 7 3레벨 SHE PWM의 선간전압 고조파 성분
(a) $N_\alpha = 2$ (b) $N_\alpha = 5$
Fig. 7 Line to line voltage harmonic spectra of 3-level SHE PWM (a) $N_\alpha = 2$ (b) $N_\alpha = 5$

토크의 특성을 알아보기 위하여 표 1의 유도전동기를 대상으로 하여 $N_\alpha = 2, m_f = 3$ 인 경우는 인버터 출력주파수(f_o)를 35Hz로 설정하고, $N_\alpha = 5, m_f = 9$ 인 경우는 $f_o = 15$ Hz로 하여 시뮬레이션을 수행하였다.

그림 9, 10은 3레벨 SPWM의 경우에 대하여 정상상태의 운전특성과 전류의 고조파 분석을 나타낸 것이다.

그림 11, 12는 3레벨 SHE PWM의 경우에 대하여 정상상태의 운전특성과 전류의 고조파 분석을 나타낸 것이다. 전류의 고조파 특성을 살펴보면 3레벨 SPWM에 비하여 저차고조파의 침투값이 낮아지는 것을 볼 수 있다. 그리고 토크리플 또한 SPWM보다 줄어드는 것을 볼 수 있다. 그러므로 3레벨 SHE PWM은 전압과 전류의 고조파 특성과 토크 특성 또한 좋은 것으로 확인된다.

그림 13, 14는 3레벨 SHE PWM에서 $N_\alpha = 2, 5$ 일 때 인버터 dc링크 전압의 변동에 대하여 부하측의 기본파 전압을 일정하게 유지할 수 있는 보상특성을 나타낸 것이다. 그림 13의 $N_\alpha = 2$ 인 경우 $t = 1.08$ [sec]에서 전원전압이 10% 감소하였을 때 제안한 근사화 SHE PWM에 의하여 보상이 이루어지는 경우(그림 13(a))와 보상이 이루어지지 않는 경우(그림 13(b))를 볼 수 있다. 그림 14는 $N_\alpha = 5$ 인 경우로 $t = 2.535$ [sec]에서 전원전압이 10% 감소한 결과 파형이다. 두 결과 모두 보상이 이루어지는 경우(그림 13(a), 14(a)) 전

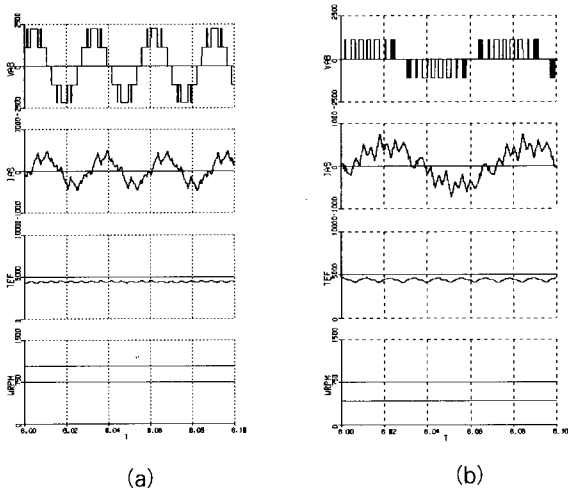


그림 9 3레벨 SPWM의 선간전압, 고정자측 전류, 토크, 속도 특성
 (a) $m_f=3, f_o=35\text{Hz}$ (b) $m_f=9, f_o=15\text{Hz}$
 Fig. 9 Line-to-line voltage, stator current, torque, and speed response of 3-level SPWM
 (a) $m_f=3, f_o=35\text{Hz}$ (b) $m_f=9, f_o=15\text{Hz}$

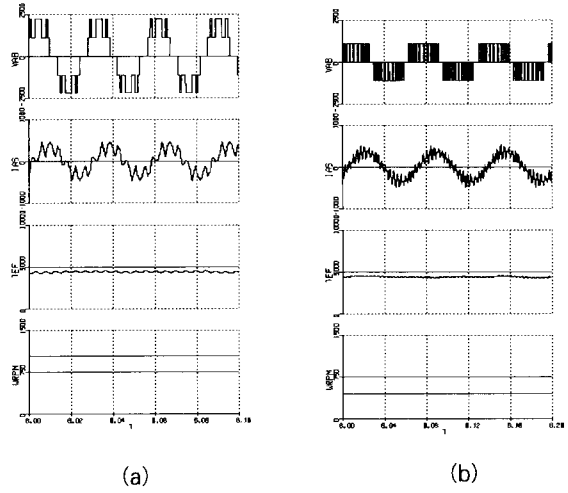


그림 11 3레벨 SHE PWM의 선간전압, 고정자측 전류, 토크, 속도
 (a) $N_s=2, f_o=35\text{Hz}$ (b) $N_s=5, f_o=15\text{Hz}$
 Fig. 11 Line-to-line voltage, stator current, torque, and speed response of 3-level SHE PWM
 (a) $N_s=2, f_o=35\text{Hz}$ (b) $N_s=5, f_o=15\text{Hz}$

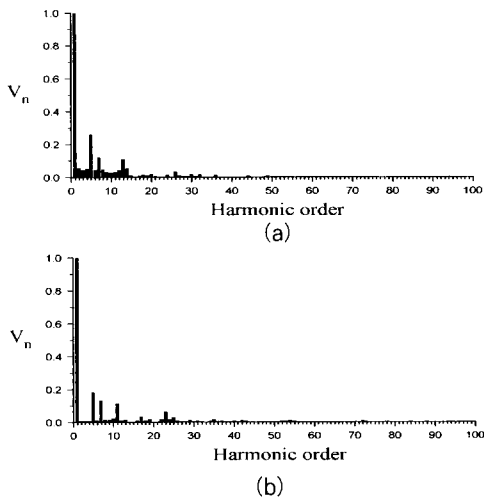


그림 10 3레벨 SPWM의 고정자측 전류 고조파 분석
 (a) $m_f=3, f_o=35\text{Hz}$ (b) $m_f=9, f_o=15\text{Hz}$
 Fig. 10 Stator current harmonic spectrum of 3-level SPWM
 (a) $m_f=3, f_o=35\text{Hz}$ (b) $m_f=9, f_o=15\text{Hz}$

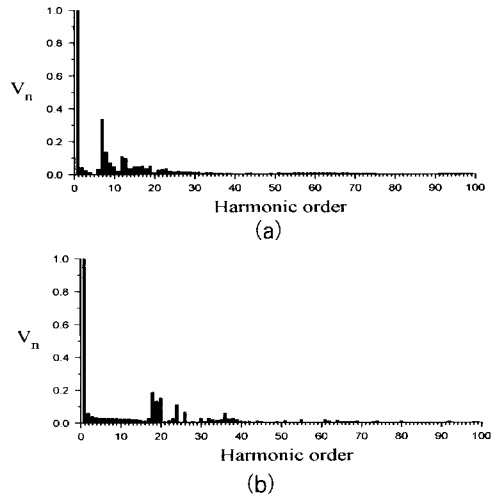


그림 12 3레벨 SHE PWM의 고정자측 전류 고조파 분석
 (a) $N_s=2, f_o=35\text{Hz}$ (b) $N_s=5, f_o=15\text{Hz}$
 Fig. 12 Stator current harmonic spectrum of 3-level SHE PWM
 (a) $N_s=2, f_o=35\text{Hz}$ (b) $N_s=5, f_o=15\text{Hz}$

원전압의 감소에 따른 기본파전압의 보상을 위하여 선간전압의 펄스 폭이 넓어지며, 전류파형에서 특별한 과도상태 없이 연속동작이 얻어짐을 볼 수 있다. 그러나 보상이 이루어지지 않는 경우(그림 13(b), 14(b))는 선간전압 펄스 폭의 변화 없이 진폭만 감소한 상태로, 전류파형에서 과도상태가 존재하는 것을 볼 수 있다.

5. 결론

본 연구에서는 SHE PWM 방식으로 스위칭 각을 얻으면 기본파 전압의 크기에 따라 불연속적이고 비선형적인 분포를 이루게 되어 실시간제어에의 적용이 어려우므로 이들 비선형적인 분포를 부분적인 근사화를 통한 직선방정식을 얻고 직선방정식의 계수들의 집합을 하나의 조건표로 작성한 3레벨

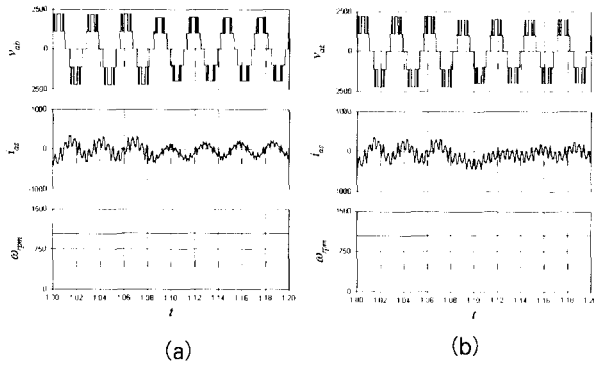


그림 13 3레벨 SHE PWM의 dc링크 전압 변동에 대한 응답특성 ($N_s=2$) (a) 제안한 근사화 SHE PWM 방식 (b) 종래의 SHE PWM 방식

Fig. 13 Transient responses for the dc-link voltage variation of 3-level SHE PWM($N_s=2$) (a) Proposed approximate SHE PWM (b) Conventional SHE PWM

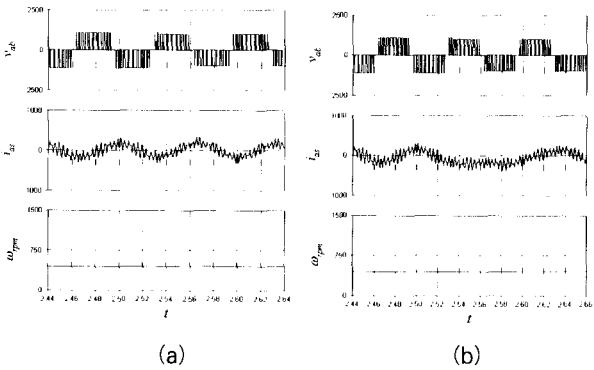


그림 14 3레벨 SHE PWM의 dc링크 전압 변동에 대한 응답특성 ($N_s=5$) (a) 제안한 근사화 SHE PWM 방식 (b) 종래의 SHE PWM 방식

Fig. 14 Transient responses for the dc-link voltage variation of 3-level SHE PWM($N_s=5$) (a) Proposed approximate SHE PWM (b) Conventional SHE PWM

근사화 SHE PWM 방식을 제시하였다.

고조파 저감효과가 큰 SHE PWM을 근사화할 때 인버터의 dc 링크 전압의 변동을 충분히 보상할 수 있도록 인버터 출력 기본파전압과 직류전원 전압의 비를 일정하게 유지시키는 알고리즘을 사용하였다.

3레벨 PWM인버터-유도전동기 구동시스템에 SPWM 및 SHE PWM 패턴을 적용하였을 경우 유도전동기의 전류와 토크의 특성을 알아보기 위하여 특정 유도전동기를 대상으로 시뮬레이션을 수행하여 전류고조파 및 토크특성을 비교하였

고, 한 주기내의 펄스수가 적은 경우에는 SHE PWM 방식이 SPWM 방식보다 고조파특성이 우수함을 확인하였다. 또한 인버터 dc링크 전압의 변동이 있을 경우 제안한 근사화 SHE PWM 방식은 기본파 전압의 보상이 이루어짐을 확인하였다.

본 연구결과는 3레벨 인버터를 이용한 견인용 유도전동기의 토크제어시에 필요한 스위칭 패턴을 결정하는데 유용한 자료로 사용할 수 있다.

본 연구는 단국대학교 대학연구비에 의해 수행되었음.

참고 문헌

- [1] B. Velaerts, P. Mathys, E. Tatakis, and G. Bingen, "A Novel Approach to the Generation and Optimization of Three-Level PWM Waveforms", IEEE PESC' 88 Record, pp. 1255-1262, April 1988.
- [2] P. N. Enjeti, P. D. Ziogas, J. F. Lindsay, and M. H. Rashid, "A New PWM Speed Control System for High-Performance ac Motor Drives", IEEE Trans. on IE, Vol. 37, No. 2, pp. 143-151, April 1990.
- [3] A. Steimal, "Electric Railway Traction in Europe", IEEE Industry Applications Magazine, pp. 6-17, Nov/Dec 1996.
- [4] A. Nabae, et. al., "A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter", IEEE Trans. on IA, Vol. 17, No. 5, pp. 518-523, 1981.
- [5] M. Koyama et. al., "Space Voltage Vector-based New PWM Method for Large Capacity Three-Level Inverter," IEEE IECON Conference Record, pp. 271-276, 1992.
- [6] T. Xinyuan and B. Jingming, "An Algebraic Algorithm for Generating Optimal PWM Waveforms for AC Drives - Part I : Selected Harmonic Elimination", IEEE PESC' 91 Record, pp. 402-408, 1991.

부 록

표 A1 $N_s=2$ 일 때의 1차 근사화식의 계수
Table A1 Coefficients of 1st-order approximation($N_s=2$)

m_k	α_1		α_2	
	k_1	k_0	k_1	k_0
[0.01 0.40]	-30.3348	72.0199	30.3348	71.9801
(0.40 0.62]	-54.3117	37.9378	54.3117	34.0622
(0.62 0.69]	-58.8929	40.7064	58.8929	31.2936
(0.69 0.83]	64.2835	-44.5290	64.2835	27.4710
(0.83 0.95]	75.3531	-53.7886	75.3531	18.2114

표 A2 $N_s=3$ 일 때의 1차 근사화식의 계수

Table A2 Coefficients of 1st-order approximation($N_s=3$)

m_c	a_1		a_2		a_3	
	k_1	k_0	k_1	k_0	k_1	k_0
[0.01 0.24]	-17.671	60.046	14.523	60.097	-29.614	90.056
(0.24 0.38]	-19.569	60.495	6.470	62.071	-36.105	91.666
(0.38 0.46]	-22.904	61.777	-10.535	68.603	-50.309	97.116
(0.46 0.52]	-32.400	66.228	-46.600	85.442	-77.800	109.939
(0.52 0.56]	-64.200	82.969	-121.200	124.589	-123.100	133.662
(0.56 0.60]	-143.200	128.842	-205.900	172.294	-135.300	140.318
(0.60 0.64]	-148.400	130.395	-136.200	129.795	-74.900	103.800
(0.64 0.69]	-94.600	95.694	-52.700	75.979	-50.400	83.668
(0.69 0.77]	-63.381	74.000	-14.928	49.767	-48.047	86.480
(0.77 0.82]	-53.700	68.598	-11.400	47.164	-57.700	93.972
(0.82 0.88]	17.400	-0.655	72.028	14.057	8.114	75.385
(0.88 0.91]	19.500	-2.506	187.500	-88.270	122.500	-25.970

표 A3 $N_s=4$ 일 때의 1차 근사화식의 계수

Table A3 Coefficients of 1st-order approximation($N_s=4$)

m_c	a_1		a_2		a_3		a_4	
	k_1	k_0	k_1	k_0	k_1	k_0	k_1	k_0
[0.01 0.30]	-12.29	54.80	9.66	54.85	-20.84	79.09	19.45	79.03
(0.30 0.40]	-13.39	55.10	4.95	56.20	-24.38	80.11	19.80	78.92
(0.40 0.45]	-24.20	20.04	-31.40	39.83	-79.80	65.49	30.20	46.01
(0.45 0.47]	-40.00	27.23	-140.00	89.09	-176.00	109.12	32.00	45.20
(0.47 0.49]	-256.00	130.61	-565.00	291.98	-475.00	251.73	35.00	43.76
(0.49 0.52]	-85.50	59.32	134.50	-18.55	47.00	35.57	-30.50	87.05
(0.52 0.55]	-62.50	46.97	185.50	-44.90	183.50	-36.06	57.00	40.72
(0.55 0.58]	-4.50	14.94	64.50	22.06	95.00	13.25	92.50	21.40
(0.58 0.64]	6.71	8.38	28.40	43.16	22.22	55.91	56.31	42.66
(0.64 0.68]	9.70	6.48	19.60	48.77	-3.60	72.40	39.30	53.54
(0.68 0.71]	-247.50	199.40	109.00	-35.36	-8.00	58.84	-131.00	179.40
(0.71 0.77]	-63.11	68.27	59.31	0.10	-8.37	59.06	-13.85	96.02
(0.77 0.84]	-39.00	49.71	61.17	-1.56	8.21	46.06	6.28	80.49
(0.84 0.87]	-43.00	53.20	222.00	-138.02	171.50	-92.42	8.50	78.69

표 A4 $N_s=5$ 일 때의 1차 근사화식의 계수

Table A4 Coefficients of 1st-order approximation($N_s=5$)

m_c	a_1		a_2		a_3		a_4		a_5	
	k_1	k_0	k_1	k_0	k_1	k_0	k_1	k_0	k_1	k_0
[0.01 0.20]	-11.40	9.88	15.90	9.93	-22.04	50.01	21.66	50.00	-18.94	89.99
(0.21 0.37]	-3.46	8.17	19.07	9.25	-24.11	50.48	21.83	49.95	-17.30	89.61
(0.37 0.45]	3.30	4.95	30.41	4.94	-35.76	54.92	22.44	49.73	-6.50	85.50
(0.45 0.48]	18.00	3.77	100.00	-26.77	-118.50	92.68	24.50	48.79	67.50	51.73
(0.48 0.53]	-34.40	37.26	-31.90	67.06	-52.70	85.79	-75.30	109.94	-43.80	123.46
(0.53 0.56]	52.00	-22.03	106.50	-43.08	-89.50	90.65	72.00	47.07	-48.30	49.78
(0.56 0.60]	-184.50	144.46	-193.50	153.04	-98.00	108.44	-108.00	123.84	-96.00	123.03
(0.60 0.65]	8.20	10.74	-1.70	52.37	-17.50	69.56	32.00	54.60	-15.20	97.60
(0.65 0.68]	-84.00	84.31	-70.00	80.09	-114.00	120.94	-128.00	137.74	-90.00	118.46
(0.68 0.75]	16.82	4.86	-26.17	69.07	-37.21	82.97	49.92	42.27	-2.57	88.93
(0.75 0.78]	44.00	-15.64	-78.30	108.49	-68.00	106.13	142.00	-27.34	67.00	36.28
(0.78 0.87]	-65.89	54.94	-27.22	46.77	-48.35	72.67	-72.22	52.25	-43.76	87.06
(0.87 0.91]	17.50	-3.19	-1.50	24.06	-54.50	77.76	137.00	-48.45	99.50	-12.89

표 A5 $N_s=2$ 일 때의 2차 근사화식의 계수

Table A5 Coefficients of 2nd-order approximation($N_s=2$)

m_c	a_1			a_2		
	k_2	k_1	k_0	k_2	k_1	k_0
[0.01 0.40]	-0.8162	-30.0001	71.9965	0.8162	30.0001	72.0035
(0.40 0.69]	-14.3034	-39.6082	34.2162	14.3034	39.6082	37.7838
(0.69 0.95]	41.9292	-0.0967	-19.8903	41.9292	-0.0967	52.1037

표 A6 $N_s=3$ 일 때의 2차 근사화식의 계수

Table A6 Coefficients of 2nd-order approximation($N_s=3$)

m_c	a_1			a_2			a_3		
	k_2	k_1	k_0	k_2	k_1	k_0	k_2	k_1	k_0
[0.01 0.37]	-4.63	-16.49	59.99	-17.69	19.02	59.90	-13.76	-26.10	89.90
(0.37 0.51]	-49.38	18.89	52.98	206.52	194.51	31.63	-160.98	86.18	68.28
(0.51 0.60]	-620.45	936.45	-168.83	-1022.23	1034.25	-159.46	-235.93	133.97	63.59
(0.60 0.70]	543.18	-823.68	340.21	816.96	-1149.03	443.70	219.31	-345.96	196.97
(0.70 0.82]	75.47	-173.54	114.15	29.67	-56.92	64.58	-72.10	-38.70	47.00
(0.82 0.88]	5.92	2.13	5.88	426.78	-657.77	325.92	425.00	-718.63	385.94
(0.88 0.91]	500.00	-70.50	38.00	3730.00	-6662.50	2849.00	3750.00	-6627.50	3011.28

표 A7 $N_s=4$ 일 때의 2차 근사화식의 계수

Table A7 Coefficients of 2nd-order approximation($N_s=4$)

m_c	a_1			a_2			a_3			a_4		
	k_2	k_1	k_0	k_2	k_1	k_0	k_2	k_1	k_0	k_2	k_1	k_0
[0.01 0.40]	-2.86	-11.46	54.75	-9.57	12.58	54.70	-6.99	-18.70	78.98	0.35	19.35	79.03
(0.40 0.46]	-42.86	55.44	2.98	-885.71	721.20	-123.28	-787.50	596.41	-79.51	16.07	16.38	48.97
(0.46 0.49]	-9300.00	8765.00	-2056.75	-15700.00	14694.00	-3400.66	-10400.00	9513.00	-2194.35	150.00	-110.50	79.04
(0.49 0.54]	-14.28	-72.74	56.52	1536.71	-1430.04	379.83	2454.28	-2467.75	616.96	950.00	-1002.50	335.59
(0.54 0.62]	198.21	-232.44	80.49	-607.14	761.02	-177.73	-1042.85	1287.21	-327.50	429.76	581.22	-117.51
(0.62 0.68]	25.00	-23.32	17.51	-57.14	16.82	23.48	-133.92	241.06	-6.93	-125.00	365.52	-1.89
(0.68 0.72]	612.00	-830.25	305.25	-1200.00	1788.00	-623.84	-50.90	82.10	34.27	3530.00	-234.33	1970.65
(0.72 0.84]	180.99	-282.92	148.15	31.99	-36.82	38.44	154.80	-243.19	148.03	129.49	-203.01	165.01
(0.84 0.87]	-600.00	680.00	-300.00	8000.00	-13882.00	5208.15	8150.00	-13846.50	5947.77	-130.00	266.50	-32.24

표 A8 $N_s=5$ 일 때의 2차 근사화식의 계수

Table A8 Coefficients of 2nd-order approximation($N_s=5$)

m_c	a_1			a_2			a_3			a_4			a_5		
	k_2	k_1	k_0	k_2	k_1	k_0	k_2	k_1	k_0	k_2	k_1	k_0	k_2	k_1	k_0
[0.01 0.40]	21.9	-16.4	10.0	5.4	13.6	10.0	-6.6	-20.3	49.9	0.5	21.5	50.0	5.4	-20.2	90.0
(0.40 0.48]	121.4	-47.6	26.7	69.9	-30.6	125.4	-779.1	632.1	-66.0	20.2	50	53.4	697.0	-631.7	232.2
(0.48 0.53]	-271.4	282.4	-132.4	-544.2	543.6	-79.3	394.3	522.9	-39.9	-107.1	165.0	-177.8	-87.1	780.4	-493.3
(0.53 0.56]	-160.0	181.0	-91.9	-250.0	301.5	-84.3	1750.0	-204.5	619.3	-100.0	137.0	168.0	-185.0	208.5	-892.7
(0.56 0.60]	1600.0	-2040.6	682.7	2500.0	-3121.1	1011.0	1275.0	-1577.8	572.9	975.0	-1298.8	432.3	575.0	-764.2	3163.5
(0.60 0.65]	142	-9.8	16.4	-64.2	79.3	26.8	-78.5	81.5	33.3	28.5	-4.0	66.9	14.2	-32.2	103.2
(0.65 0.68]	0.0	-84.0	84.0	-100.0	64.0	35.2	0.0	-14.0	120.9	0.0	-128.0	177.7	0.0	-90.0	118.4
(0.68 0.78]	123.4	-173.7	73.0	-34.5	410.8	87.2	-205.6	258.1	22.9	31.5	-482.5	232.7	256.4	-269.8	220.3
(0.78 0.87]	57.9	-14.4	84.4	15.6	-53.3	57.6	-28.4	-5.1	54.8	-184.0	282.9	-52.8	232.2	21.1	-50.7
(0.87 0.91]	-100.0	195.2	-82.1	-1275.0	236.1	-984.1	-2675.0	4703.3	-2376.6	6075.0	-1070.5	4757.8	6255.0	-1282.0	5386.5

표 A9 3레벨 SHE PWM 스위칭 각 계산을 위한 초기치

Table A9 Initial values for calculation of the switching angles of 3-level SHE PWM

N_s	solution group	a_1	a_2	a_3	a_4	a_5	$V_{1100}(m_c)$ 범위
2	A	71	73				0.01~0.38
	B	35	37				0.01~0.69
	C	0	71				0.70~0.95
3	A	59	61	90			0.01~0.92
	B	10	62	90			0.52~0.91
	C	55	56	78	79		0.01~0.55
4	A	19	20	46	47		0.01~0.49
	B	32	33	67	68		0.01~0.87
	C	29	40	53	90		0.69~0.87
	D	9	11	49	51	90	0.01~0.48
5	A	49	51	69	71	90	0.01~0.91
	B	6	15	42	62	76	0.54~0.91
	C	15	51	60	71	90	0.52~0.78
	D						

〈저자 소개〉



박영진 (朴永鎭)

1959년 11월 19일생. 1982년 단국대 공대 전기공학과 졸업. 1986년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1998년 현재 국립원주대학교 전기과 조교수.



홍순찬 (洪濬瓚)

1950년 2월 24일생. 1973년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1975년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1985년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1975년~1978년 해군사관학교 교수부 전기공학과 전임강사. 1978년~현재 단국대 공대 전기공학과 교수. 1986년~1987년 미국 텍사스