

하이브리드 PWM 방식을 이용한 브러시리스 직류 전동기의 속도 제어 성능 향상

論 文
53D-7-4

Performance Improvement of BLDC Motor Speed Control Using Hybrid PWM Method

李 東 勳* · 吳 台 錫* · 全 盛 求* · 金 一 煥** · 南 副 熙**
(Dong-Hoon Lee · Tae-Seok Oh · Seong-Goo Jeon · Il-Hwan Kim · Boo-Hee Nam)

Abstract - This paper considers a hybrid PWM(pulse width modulation) method which can be used in the brushless DC motor controller. Due to many disadvantages of bipolar PWM method, unipolar PWM method is mostly used in industrial field. In constant speed control application, the unipolar PWM method shows the good performance of speed control. But in the wide range of speed control application, it shows poor performance especially when deceleration is needed. So we propose the hybrid PWM method that utilizes both of bipolar and unipolar PWM methods according to the sign of the speed controller output. Simulation and experimental result show that the proposed method improves speed control performance of the brushless DC motor which is applied to the industrial sewing machines.

Key Words : Brushless DC Motor, Unipolar PWM, Bipolar PWM, Hybrid PWM, Speed Control

1. 서 론

브러시리스 직류 전동기는 직류 전동기와 달리 부러쉬가 없어 보수가 필요 없으며, 회전자의 위치에 동기하여 고정자 권선에 이상적인 구형파 전류를 흘려주면 직류 전동기와 마찬가지로 전류에 비례하는 일정한 토크를 발생하는 특징이 있어 산업용 기계의 속도 및 위치제어에 많이 활용되고 있다. 그러나 고정자 권선의 인덕턴스 성분으로 인하여 이상적인 구형파 전류를 흘려주는 것은 거의 불가능하기 때문에 권선에 흐르는 전류가 전환되는 구간에서 출력 전류에 맥동이 생긴다[1], [2]. 이러한 전류 맥동은 전동기가 회전할 때 진동과 소음의 원인이 되어 브러시리스 직류 전동기를 고정밀 제어에 사용하는 것에 큰 문제가 되고 있다. 그리하여 전류 전환 구간에서 발생하는 전류 맥동을 줄이기 위한 연구결과가 많이 발표되었다[1], [2], [3], [4], [5]. 그러나 제안된 방법들에 의해 구현된 시스템은 유도 전동기 혹은 동기 전동기 시스템에 비하여 가격대비 제어성능이 좋지 못하므로 실제 산업현장에 적용되기에는 적합하지 못하다. 한편, 3상 브러시리스 직류 전동기 제어에 사용되는 PWM 방식에는 두 가지가 있는데, 그 중 하나는 유니폴라 PWM 방식이고 다른 하나는 바이폴라 PWM 방식이다[4], [5]. 유니폴라 PWM 방식은 PWM 오프구간에서 하나의 스위치만을 오프시키고, 바이폴라 PWM 방식은 오프구간에서 위아래 스위치를 모두 오프시킨다. 바이폴라 PWM 방식은 전류리플과 전력소자손실 등이 유니폴라 PWM 방식에 비해 큰 단점이 있기 때문에 실제로는 대부분 유니폴라 PWM 방식을 사용한다[6]. 그러나 유니

폴라 PWM 방식은 전류 제어 특성이 나빠서 전류 제어기 없이 속도제어기만으로 구성되는 저가형 제어기의 경우에는 그 제어 성능이 크게 떨어진다[6], [7], [8].

본 논문에서는 산업계에서 일반적으로 사용되는 내부 전류 제어기가 없이 속도제어기만으로 이루어진 저가형 제어기를 넓은 범위의 가변속 제어 및 위치제어에 응용하기 위한 목적으로 제어기 성능의 가장 근본이 되는 PWM 방식에 대하여 연구한다. 유니폴라 PWM 방식의 전류 제어 성능이 문제가 되어 속도 제어 성능이 크게 저하되는 부분을 분석하고, 이러한 영역에서 바이폴라 PWM 방식을 이용함으로써 제어 성능을 개선시킨다. 이에 따라 유니폴라 PWM 방식과 바이폴라 PWM 방식을 서로 병합하여 사용할 수 있는 방법을 연구하여 제안하고, 이를 공업용 미싱의 속도제어 실험을 통하여 그 성능이 향상됨을 확인함으로써 그 유효성을 보인다.

2. PWM 전류제어 방식

2.1 유니폴라 PWM의 전압 방정식

그림 1은 유니폴라 PWM에서 스위치 온 시의 동작을 나타낸다. Q1과 Q2가 온 되어 A상에서 C상으로 전류가 흐르는 상태를 보여주고 있으며, 이때의 전압방정식은 식(1)과 같다. 여기서 L_a 는 A와 C상의 인덕턴스, R_a 는 A와 C상의 저항, i_a 는 전류, V_s 는 직류전원전압, E 는 모터의 A상과 C상에서 발생하는 역기전력이다.

$$L_a \frac{di_a}{dt} + R_a i_a = V_s - E \quad (1)$$

그림 2는 유니폴라 PWM 방식에서 스위치 오프시의 동작을 나타낸다. Q1이 오프되고 Q2는 그대로 온상태를 유지한다. 이 때 흐르던 전류는 Q4의 다이오드를 통해서 계속해서

* 正 會 員 : 江 原 大 學 交 制 御 計 測 工 學 科 博 士 課 程

** 正 會 員 : 江 原 大 學 交 電 氣 電 子 情 報 通 信 工 學 部 教 授 · 工 博
接 受 日 字 : 2004年 3月 26日
最 終 完 了 : 2004年 6月 3日

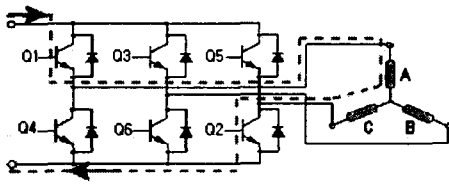


그림 1. 유니폴라 PWM 방식에서 온 시의 전류 흐름
Fig. 1. Current Flow at On time in Unipolar Method

흐르게 된다. 이 경우의 전압방정식은 식(2)와 같다.

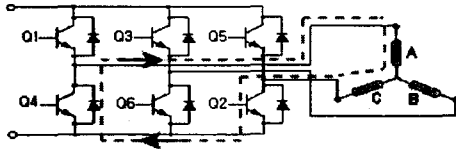


그림 2. 유니폴라 PWM 방식에서 오프시의 전류 흐름
Fig. 2. Current Flow at Off time in Unipolar Method

$$L_a \frac{di_a}{dt} + R_a i_a = -E \quad (2)$$

식 (2)로부터 유니폴라 PWM에서 스위치 오프시의 전류는 역기전력에 의해서만 영향을 받음을 알 수 있다. 한편, 감속을 하는 경우에는 전압지령이 음으로 되므로, 이 때의 온과 오프시의 전압 방정식은 식(3)과 같다.

$$L_a \frac{di_a}{dt} + R_a i_a = -V_s - E$$

$$L_a \frac{di_a}{dt} + R_a i_a = -E \quad (3)$$

식 (3)에서 알 수 있듯이 PWM의 온과 오프시 모두에서 $-E$ 보다 더 작은 전압만이 인가됨을 알 수 있고, 이것은 유니폴라 PWM 방식에서 음의 방향의 전류제어를 어렵게 하는 요인이 되어 제어성능을 나쁘게 한다.

2.2 바이폴라 PWM의 전압 방정식

유니폴라 PWM 방식은 감속 제어 시에 음의 방향 전류제어가 어려운 문제로 제어성능이 저하되는 것을 확인하였다. 그러므로 여기서는 바이폴라 PWM 방식의 음의 방향에 대한 전류제어 성능에 대하여 살펴보기로 한다. 음의 전압에 대한 바이폴라 PWM에서 스위치 온 시의 전류의 흐름이 그림 3에 나타낸다. 이때의 전압 방정식은 식(4)와 같다.

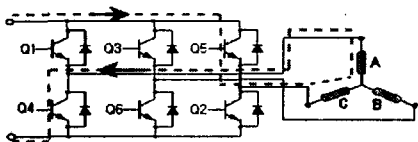


그림 3. 바이폴라 PWM 방식에서 온 시의 전류 흐름
Fig. 3. Current Flow at On time in Bipolar Method

$$L_a \frac{di_a}{dt} + R_a i_a = -V_s - E \quad (4)$$

그림 4에 바이폴라 PWM에서 오프시의 동작을 나타낸다. Q5와 Q4 모두가 오프되어 전류는 다이오드 D2와 D1을 통해 흐르게 된다. 그러므로 이 때의 전압 방정식은 식(5)와 같다.

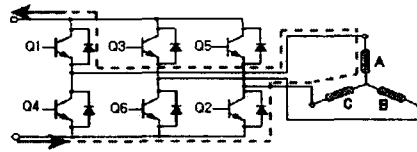


그림 4. 바이폴라 PWM 방식에서 오프시의 전류 흐름
Fig. 4. Current Flow at Off time in Bipolar Method

$$L_a \frac{di_a}{dt} + R_a i_a = V_s - E \quad (5)$$

식(4), (5)에서 볼 수 있듯이, 바이폴라 PWM은 음의 전압에 대하여 스위치 온 시에는 공급전압이 $(-V_s - E)$ 로 식(3)과 같으나 오프시에는 $(V_s - E)$ 가 되어 유니폴라 PWM 방식과는 달리 음의 전압에 대한 제한이 없어지게 된다. 이것은 음의 방향의 전류 제어에 있어서는 바이폴라 PWM 방식이 유니폴라 PWM 방식보다 제어성능이 뛰어남을 알 수 있다. 그러므로 본 논문에서는 제어기의 출력이 양인 경우에는 유니폴라 PWM 방식을 사용하고, 제어기의 출력이 음인 경우에는 바이폴라 PWM을 사용하여 제어기의 속도제어 성능을 개선하고자 한다.

3. 하이브리드 PWM 방식 설계

모터 속도 감속 시에 유니폴라 PWM의 경우 제어성능이 떨어지는 것을 보완하기 위하여 제어기의 음의 출력에 대하여 바이폴라 PWM 방식을 사용하기로 한다. 이 두 가지 PWM 방식을 동시에 적용하기 위해서는 각각의 PWM 방식의 특성을 분석하여 제어기의 양의 출력과 음의 출력에 대하여 동일한 크기의 출력을 갖도록 PWM의 듀티를 조정해 주어야 할 필요가 있다. 그러므로 각각의 PWM 방식의 듀티 변화에 따른 출력특성을 살펴본다.

3.1 유니폴라 PWM 방식의 출력 특성 분석

유니폴라 PWM 방식의 출력 특성은 듀티 변화에 따른 전류의 파형을 살펴봄으로써 알 수 있다. 유니폴라 PWM 방식에 의한 전류는 Critical Duty Cycle에 의하여 Continuous Conduction과 Discontinuous Conduction으로 나누어 질 수 있다. Continuous Conduction은 전류가 영이 되지 않고 연속적으로 흐르는 상태를 말하며 Discontinuous Conduction은 전류가 영이 되는 부분이 존재하여 전류의 흐름이 부분적으로 끊기는 상태를 말한다. 이 두 상태의 경계부분을 Critical Duty Cycle이라 하며 이는 스위치 온 시의 초기 전류 값이 영이고 스위치 오프기간이 끝나는 시점의 전류 값이 영이 되는 듀티이다.

그림 5에 Critical Duty Cycle(d_c)인 경우의 전류 파형을 나타낸다. 이 경우는 모터 전기자 시정수(T_a)와 역기전력(E), 인버터 전압(V_s), PWM 주기(T)에 의하여 결정되어질 수 있으며, 식(6)과 같이 계산되어 진다.

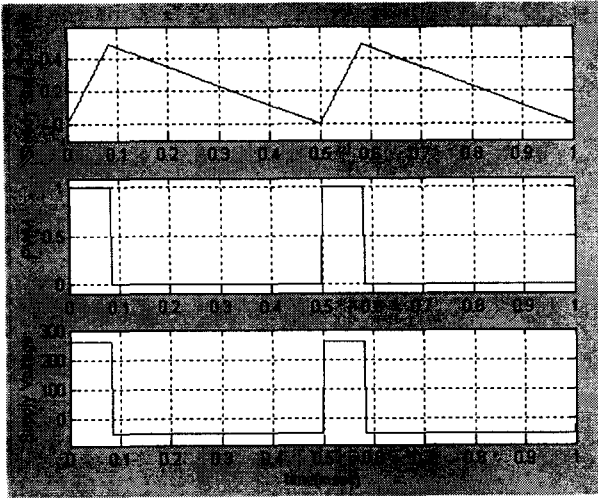


그림 5. 유니폴라 PWM 방식의 Critical Duty Cycle 상태의 전압 및 전류 파형

Fig. 6. Current waveform at Critical Duty Cycle in Unipolar PWM method

$$d_c = \frac{T_a}{T} \ln \left[1 + \frac{E}{V_s} \left(e^{\frac{T}{T_a}} - 1 \right) \right] \quad (6)$$

여기서, 전기자 시정수 $T_a = \frac{L_a}{R_a}$ 이다.

Critical Duty Cycle보다 PWM 듀티가 작은 경우에는 그림 6과 같은 Discontinuous Conduction 상태의 전류 파형이 나타난다. 이 경우 PWM 온 시간(dT)에 의하여 흐르는 최대 전류 값(I_{max})과 이 최대 전류 값에 의하여 PWM 오프시 전류가 영이 되는데 걸리는 시간(t_x)은 식(7)에 의하여 계산되어 질 수 있다.

$$I_{max} = \frac{V_s - E}{R_a} \left(1 - e^{-\frac{dT}{T_a}} \right)$$

$$t_x = T_a \ln \left[1 + \frac{I_{max} R_a}{E} \right] \quad (7)$$

또한 PWM 온 시(dT)과 PWM 오프시 전류가 영이 되는데 걸리는 시간(t_x)에 의하여 정상상태 전기자 전류(i_a)와 공급전압(v_a)는 식(8)과 같이 표현될 수 있다.

$$0 < t < dT \text{ 일 때,}$$

$$\begin{cases} i_a(t) = \frac{V_s - E}{R_a} \left(1 - e^{-\frac{t}{T_a}} \right) \\ v_a(t) = V_s - E \end{cases}$$

$$dT < t < t_x + dT \text{ 일 때,}$$

$$\begin{cases} i_a(t) = I_{max} e^{-\frac{(t-dT)}{T_a}} - \frac{E}{R_a} \left(1 - e^{-\frac{(t-dT)}{T_a}} \right) \\ v_a(t) = -E \end{cases}$$

$$(t_x + dT) < t < T \text{ 일 때,}$$

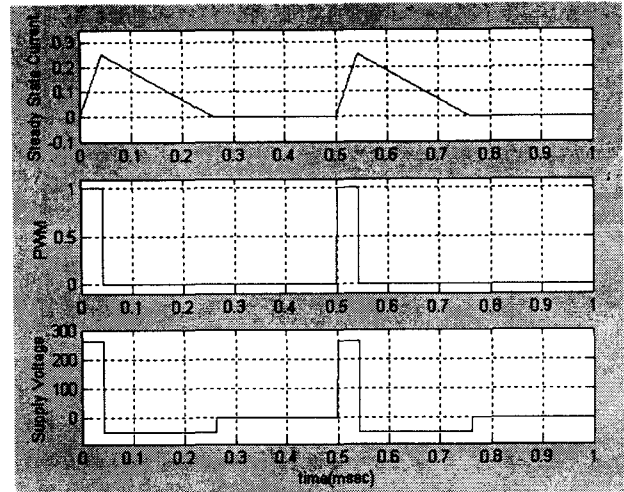


그림 6. 유니폴라 PWM 방식의 Discontinuous Conduction 상태의 전압·전류 파형

Fig. 5. Current waveform at Discontinuous Conduction Region in Unipolar PWM method

$$\begin{cases} i_a(t) = 0 \\ v_a(t) = 0 \end{cases} \quad (8)$$

PWM 듀티가 Critical Duty Cycle보다 큰 경우에는, 그림 7과 같은 Continuous Conduction 상태의 전류 파형이 나타난다. 이 경우 전류의 최소 값(I_{min})과 전류의 최대 값(I_{max})은 식(9)와 같이 표현될 수 있다.

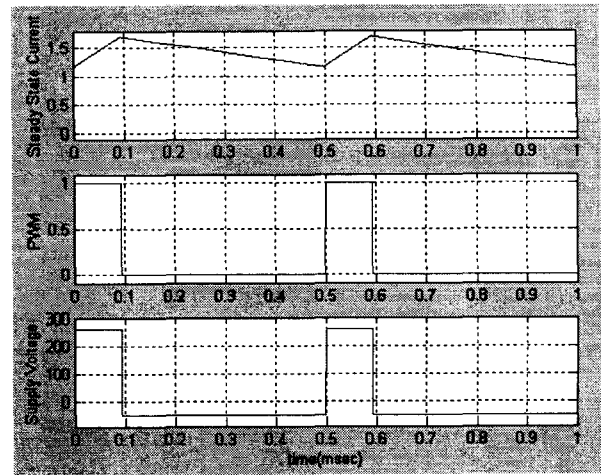


그림 7. 유니폴라 PWM 방식의 Continuous Conduction 상태의 전압 및 전류 파형

Fig. 7. Current waveform at Continuous Conduction Region in Unipolar PWM method

$$I_{min} = \frac{V_s \left(e^{\frac{dT}{T_a}} - 1 \right)}{R_a \left(e^{\frac{T}{T_a}} - 1 \right)} - \frac{E}{R_a}$$

$$I_{max} = \frac{V_s \left(1 - e^{-\frac{dT}{T_a}} \right)}{R_a \left(1 - e^{-\frac{T}{T_a}} \right)} - \frac{E}{R_a} \quad (9)$$

구하여진 전류의 최소 값(I_{\min})과 최대 값(I_{\max})에 의하여, 정상상태 전기자 전류(i_a)와 공급전압(v_a)은 식(10)과 같이 표현될 수 있다.

$$\begin{cases} 0 < t < dT \text{ 일 때,} \\ \begin{cases} i_a(t) = \frac{V_s - E}{R_a} (1 - e^{-\frac{t}{T_s}}) + I_{\min} e^{-\frac{t}{T_s}} \\ v_a(t) = V_s - E \end{cases} \\ dT < t < T \text{ 일 때,} \\ \begin{cases} i_a(t) = -\frac{E}{R_a} (1 - e^{-\frac{(t-dT)}{T_s}}) + I_{\max} e^{-\frac{(t-dT)}{T_s}} \\ v_a(t) = -E \end{cases} \end{cases} \quad (10)$$

식(8)과 (10)를 이용하여 임의의 일정한 파라미터 값들 (T, T_s, V_s, E)에 대하여 PWM 듀티 변화에 대한 평균 공급전압(V_d)과 평균 전기자 전류(I_d)에 대한 그래프는 그림 8과 같다. 이때 평균 공급전압(V_d)은 공급전압(v_a)을, 평균 전기자 전류(I_d)는 전기자 전류(i_a)를 한주기 동안 적분하여 그 평균값을 취함으로써 계산되어질 수 있다.

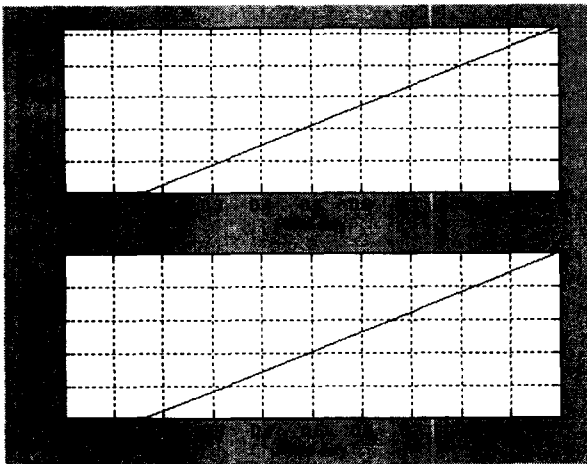


그림 8. PWM 듀티 변화에 따른 공급전압과 평균전류
Fig. 8. Supply Voltage and Average Current vs. PWM Duty in Unipolar PWM Method

공급전압과 평균전류의 범위를 1로 정규화 하여 두 곡선의 차이 값을 나타내면, 최대 차이 값이 10^{-14} 정도이며, 이는 프로그램의 계산 오차로 볼 수 있다. 그러므로 PWM 듀티 변화에 대한 공급전압과 평균전류가 같은 곡선을 갖는다고 볼 수 있고 속도제어기 출력값으로 공급전압 지령이나 평균전류 지령 중 어느 것을 이용하더라도 똑같은 결과를 얻을 수가 있다.

3.2 바이폴라 PWM 방식의 출력 특성 분석

바이폴라 PWM 방식은 제어기의 음의 출력에 대하여 사용되어지므로, 이 방식의 듀티 변화에 따른 출력 특성은 음의 PWM 출력에 대해서만 고려한다. 바이폴라 PWM 방식도 유니폴라 PWM 방식처럼 고정자 권선 전류는 Critical Duty Cycle에 의하여 Continuous Conduction과 Discontinuous

Conduction으로 나누어 질 수 있다. 그림 9에 Critical Duty Cycle에 대한 전압전류 파형을 나타낸다.

그림에서 우리는 Critical Duty Cycle에서의 바이폴라 PWM 방식의 전류파형의 리플과 듀티가 유니폴라 PWM 방식보다 훨씬 더 큰 것을 알 수 있다. 바이폴라 PWM 방식의 Critical Duty Cycle(d_c)는 식(11)과 같이 나타낼 수 있다.

$$d_c = \frac{T_s}{T} \ln \left[\frac{1 + e^{\frac{T}{T_s}}}{2} + \frac{E}{2V_s} (1 - e^{\frac{T}{T_s}}) \right] \quad (11)$$

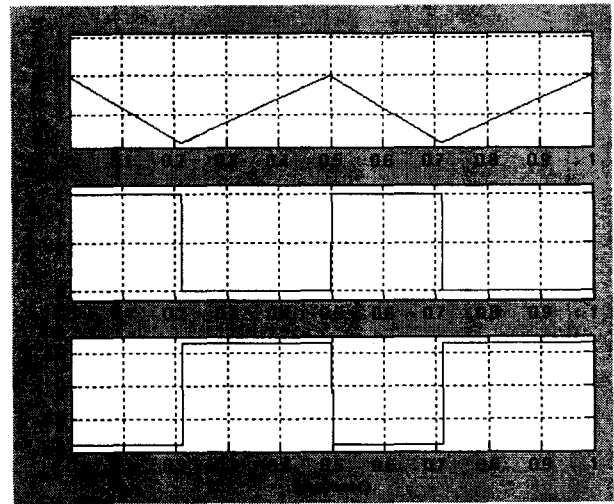


그림 9. 바이폴라 PWM 방식의 Critical Duty Cycle 상태의 전압 및 전류 파형
Fig. 9. Current waveform at Critical Duty Cycle in Bipolar PWM method

그림 10에는 Critical Duty Cycle보다 작은 PWM 듀티의 경우에 나타나는 Discontinuous Conduction 전압 전류 파형을 보여준다. 이 경우 PWM 온 시(dT)에 의하여 흐르는 최대크기의 전류 값(I_{\max})과 이 최대크기의 전류 값에 의하여 PWM off시 전류가 영이 되는 데 걸리는 시간(t_z)은 식(12)와 같다.

$$\begin{aligned} I_{\max} &= \frac{-V_s - E}{R_a} (1 - e^{-\frac{dT}{T_s}}) \\ t_z &= T_s \ln \left[1 + \frac{I_{\max} R_a}{E - V_s} \right] \end{aligned} \quad (12)$$

또한 PWM 온 시(dT)과 PWM off시 전류가 영이 되는 데 걸리는 시간(t_z)에 의하여 정상상태 전기자 전류(i_a)와 공급전압(v_a)은 식(13)과 같이 표현된다.

$$\begin{cases} 0 < t < dT \text{ 일 때,} \\ \begin{cases} i_a(t) = \frac{-V_s - E}{R_a} (1 - e^{-\frac{t}{T_s}}) \\ v_a(t) = -V_s - E \end{cases} \end{cases}$$

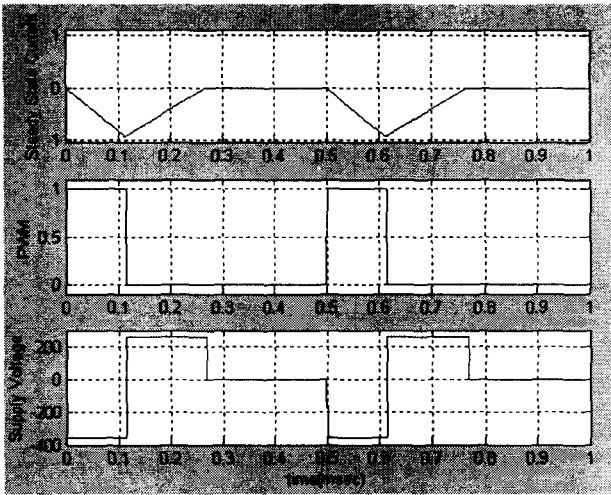


그림 10. 바이폴라 PWM 방식의 Discontinuous Conduction 상태의 전압 및 전류 파형

Fig. 10. Current waveform at Discontinuous Conduction Region in Bipolar PWM method

$$\begin{aligned}
 & dT < t < t_z + dT \text{ 일 때,} \\
 & \begin{cases} i_a(t) = I_{\max} e^{-\frac{(t-dT)}{T_s}} - \frac{E - V_s}{R_a} (1 - e^{-\frac{(t-dT)}{T_s}}) \\ v_a(t) = V_s - E \end{cases} \\
 & (t_z + dT) < t < T \text{ 일 때,} \\
 & \begin{cases} i_a(t) = 0 \\ v_a(t) = 0 \end{cases}
 \end{aligned} \tag{13}$$

PWM 듀티가 Critical Duty Cycle보다 큰 경우에는 그림 11과 같이 Continuous Conduction 상태의 전류 파형이 나타난다. 이 경우 전류의 최소 크기값(I_{\min})과 전류의 최대 크기값(I_{\max})은 식(14)와 같이 표현될 수 있다.

$$\begin{aligned}
 I_{\min} &= \frac{V_s (e^{\frac{T}{T_s}} - 2e^{\frac{dT}{T_s}} + 1)}{R_a (e^{\frac{T}{T_s}} - 1)} - \frac{E}{R_a} \\
 I_{\max} &= \frac{2V_s (e^{\frac{T-dT}{T_s}} - 1)}{R_a (e^{\frac{T}{T_s}} - 1)} - \frac{V_s + E}{R_a}
 \end{aligned} \tag{14}$$

구하여진 전류의 최소 크기값(I_{\min})과 최대 크기값(I_{\max})에 의하여, 전기자 전류(i_a)와 공급전압(v_a)은 식(15)로 나타내어진다.

$$\begin{aligned}
 & 0 < t < dT \text{ 일 때,} \\
 & \begin{cases} i_a(t) = \frac{-V_s - E}{R_a} (1 - e^{-\frac{t}{T_s}}) + I_{\min} e^{-\frac{t}{T_s}} \\ v_a(t) = -V_s - E \end{cases} \\
 & dT < t < T \text{ 일 때,} \\
 & \begin{cases} i_a(t) = \frac{V_s - E}{R_a} (1 - e^{-\frac{(t-dT)}{T_s}}) + I_{\max} e^{-\frac{(t-dT)}{T_s}} \\ v_a(t) = V_s - E \end{cases}
 \end{aligned} \tag{15}$$

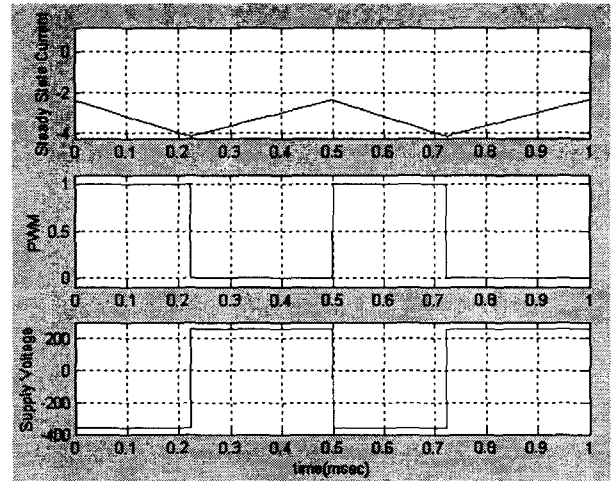


그림 11. 바이폴라 PWM 방식의 Continuous Conduction 상태의 전압 및 전류 파형

Fig. 11. Current waveform at Discontinuous Conduction Region in Bipolar PWM method

바이폴라 PWM 방식에 대한 식(13)과 (15)를 이용하여, 임의의 일정한 파라미터 값들(T, T_s, V_s, E)에 대하여 PWM 듀티 변화에 대한 평균 공급 전압(V_{dc})과 평균 전기자 전류(I_{dc})에 대한 그래프를 그림 12에 나타낸다. 이때 평균 공급 전압(V_{dc})은 공급전압(v_a)을, 평균 전기자 전류(I_{dc})는 전기자 전류(i_a)를 한주기 동안 적분하여 그 평균값을 취함으로써 계산되어질 수 있다.

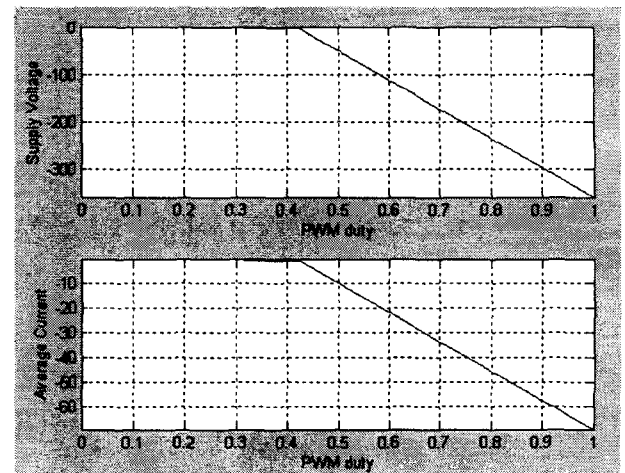


그림 12. PWM 듀티 변화에 따른 공급전압과 평균전류
Fig. 12. Supply Voltage and Average Current vs. PWM Duty in Bipolar PWM Method

바이폴라 PWM 방식에서도 유니폴라 PWM 방식과 마찬가지로 공급전압과 평균전류의 범위를 1로 정규화 하여 두 곡선의 차이 값을 구하여 보았다. 그 결과 최대 차이 값이 10^{-14} 정도로 나타났으며, 이는 유니폴라 PWM 방식과 같이 PWM 듀티 변화에 대한 공급 전압과 평균 전류가 같은 곡선을 갖는다고 볼 수 있고, 속도제어기 출력값으로 공급 전압 지령이나 평균전류 지령 모두를 이용할 수 있음을 알 수 있다.

3.3 하이브리드 PWM 방식을 이용한 속도제어기 설계

지금까지 유니폴라와 바이폴라 PWM 방식의 문제점과 출력 전압 및 전류에 대하여 분석하였다. 여기서는 분석된 결과를 종합하여 하이브리드 PWM 방식을 이용하는 제어기를 설계한다.

첫째, 유니폴라 방식은 속도제어기의 양의 출력에 대하여 사용하고, 바이폴라 방식은 속도제어기의 음의 출력에 대하여 사용한다.

둘째, 정상상태 전류의 계산에 역기전력이 고려되므로, 역기전력 보상 루틴은 따로 구성할 필요가 없다.

셋째, PWM 듀티 변화에 대한 정상상태의 공급전압 출력 및 평균전류 출력의 정규화된 값은 서로 같으므로, 제어기의 출력으로 어느 것을 사용해도 같은 결과를 낸다.

이상의 결과를 이용하여 본 논문에서는 PID 속도제어기의 출력을 정상상태 평균 전류 지령값으로 사용한다. 이렇게 구하여진 정상상태 평균 전류지령 값은 적절하게 PWM 듀티로 변환되어야 한다. 정상상태 출력을 PWM 듀티로 변환함에 있어 많은 파라미터가 이용될 수 있지만 대부분은 시스템이 정해지면 고정된 값으로 볼 수 있으므로 역기전력과 PWM 듀티만이 변수로서 사용되어질 수 있다. 그러므로 제어기는 역기전력과 속도제어기의 출력을 입력으로 하여 PWM 듀티가 계산되어지는 입력력 함수와 PID 속도제어기로 구성할 수 있다. 그림 13에 제안한 제어기의 블록도를 나타낸다.

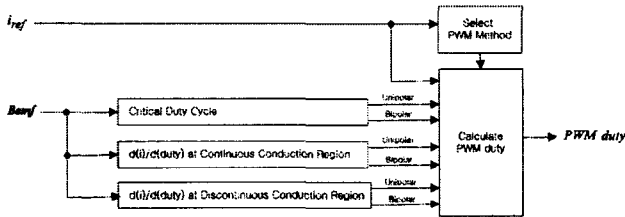


그림 13. 속도제어기의 출력을 PWM 듀티로 변환하는 블록도
Fig. 13. Block Diagram of PWM Converter

앞의 3.1과 3.2에서 유니폴라와 바이폴라 PWM 방식의 출력 특성 분석은 PWM 듀티로부터 역기전력을 참조하여 정상상태의 평균전류 출력 값을 계산하는 것이었다. 그러나 그림 13의 PWM 듀티 변환 루틴은 속도제어기의 출력인 정상상태 평균전류 지령 값으로부터 역기전력을 참조하여 PWM 듀티를 출력하는 역할을 한다. 따라서 변환 루틴을 설계하기 위해서는 그 역변환이 이루어져야 하며 그 알고리즘은 다음과 같이 구성될 수 있다.

- ① PID 제어기의 출력은 정상상태 전류지령이다.
- ② 지령 값이 영보다 크면 유니폴라 방식이고, 영보다 작으면 바이폴라 방식이다.
- ③ 역기전력에 대하여 Critical Duty Cycle에 해당하는 평균 전류 값을 구한다.
- ④ 전류 지령 값의 크기가 Critical Duty Cycle에서의 평균 전류 값의 크기보다 작으면 Discontinuous Conduction이고, 더 크면 Continuous Conduction이다.

⑤ 지령 값을 위에서 구분된 상태에 대한 수식을 이용하여 PWM 듀티를 계산한다. 구분되는 상태는 4가지 경우가 될 수 있다. (Unipolar & Discontinuous, Unipolar & Continuous, Bipolar & Discontinuous, Bipolar & Continuous)

위의 변환 루틴을 살펴보면 ③번과 ⑤번 과정에서 계산식이 이용되어야 함을 알 수 있다. ③번의 계산은 측정된 역기전력에 대하여 Critical Duty Cycle을 구하고 그때 흐르는 전류 그래프를 시간에 대하여 적분함으로써 평균 전류 값을 구할 수 있다. 그러나 ⑤번의 계산은 지금까지 유도된 수식을 역으로 변환하여야 하는데, 현재 유도된 수식이 매우 복잡하여 이를 계산하기가 쉽지 않다. 또한 구하여진 복잡한 계산식을 마이크로프로세서에서 실시간으로 구현하기 어려우므로 실제 적용가치가 있도록 하기 위해서는 계산량을 최소화하는 방법이 요구된다. 본 논문에서는 Critical Duty Cycle을 중심으로 정상상태 전류 출력을 선형화하여 이용하였다.

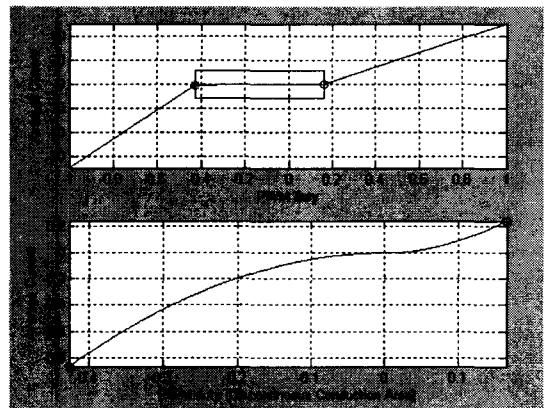


그림 14. 하이브리드 PWM 방식의 PWM 듀티 변화에 따른 정상상태 전류값의 변화
Fig. 14. Average Current vs. PWM Duty in Hybrid PWM Method

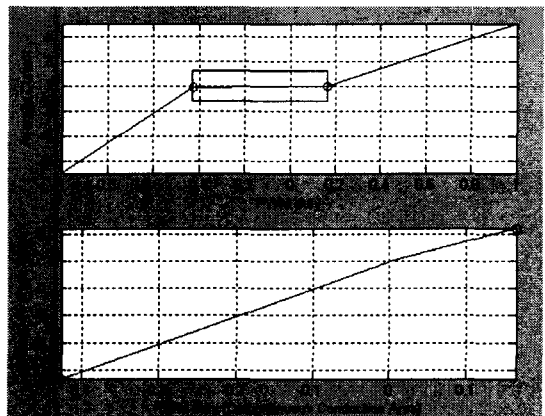


그림 15. 하이브리드 PWM 방식의 Discontinuous Conduction Area에 대한 정상상태 전류값의 선형화
Fig. 15. Linearized Average Current vs. PWM Duty in Hybrid PWM Method

그림 14에는 바이폴라 PWM 방식과 유니폴라 PWM 방식을 모두 사용한 경우의 정상상태 전류 출력 값의 변화가 나타나 있고, 그림 15에는 PWM 듀티 변화에 따른 정상상태 전류 출력 값의 변화가 선형적이지 않은 Discontinuous Conduction Area에 대한 출력을 원점과 Critical Duty Cycle을 기준으로 선형화한 그래프를 나타낸다. 이렇게 선형화된 출력에 대하여는 역변환이 가능하며 본 논문에서는 계산을 최소화하기 위하여 역기전력에 대한 Critical Duty Cycle 및 그때의 평균 전류 값을 미리 계산하여 테이블로 만들어 이용한다. 그림 16에 제안한 PWM 듀티 변환 루틴의 블록도를 보인다.

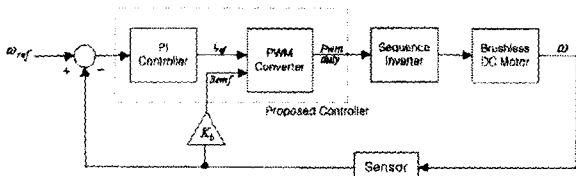


그림 16. PWM 듀티 변환 루틴이 포함된 제어기 블록도
Fig. 16. Block Diagram of Speed controller with the Proposed PWM Converter

4. 실험 결과 및 고찰

4.1 시스템 구성

설계된 제어기의 실험을 위하여 그림 17과 같이 시스템을 구성하였다. 모터는 3상 550W 브러시리스 직류 전동기이고, 공업용 미싱의 속도제어에 적용한다.

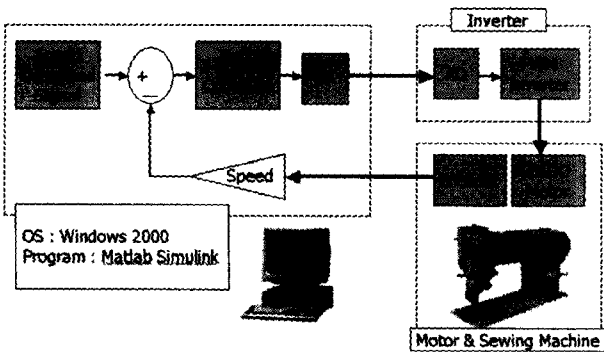


그림 17. 실제 실험에 사용된 시스템 구성도
Fig. 17. Configuration of Windows Based Real-Time System

PC상에서 실시간으로 동작하는 Matlab Simulink 프로그램의 블록도를 그림 18에 나타낸다.

엔코더 신호로부터 실제 속도를 측정하며, 속도제어기로는 PI제어기를 이용하였다. 여기서 PWM converter라는 블록이 제안된 전류지령과 역기전력을 참조하여 PWM 듀티 값으로 변환하는 루틴이다. 속도지령으로는 스텝 속도지령과 주파수가 0.5 - 1.5Hz로 변화하는 Chirp 속도지령에 대하여 각각 실험하였다.

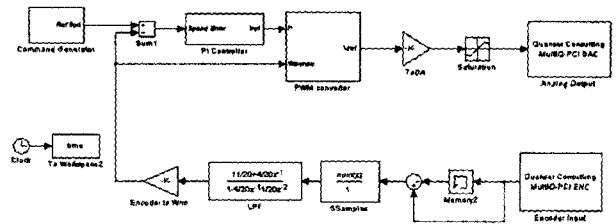


그림 18. Simulink에서 구현된 제어기
Fig. 18. Block Diagram in Matlab Simulink

4.2 유니폴라 PWM 방식의 실험 결과

그림19와 그림20에 유니폴라 PWM 방식을 사용하여 스텝 및 Chirp 속도 지령에 대하여 실험한 결과를 나타낸다. 전류 파형은 DSP 보드를 이용하여 홀센서를 이용하여 3상의 전류를 측정하여 모터에 공급되는 전류를 계산하고 이를 D/A 변환하여 출력함으로써 확인하였다. 그림 19에서는 음의 PWM 출력에 대한 출력 전류의 제어가 잘 안됨을 확인할 수 있으며, 이러한 음의 방향의 전류 제어 성능이 속도 제어 성능에 큰 영향을 주는 것을 속도 출력 파형으로부터 확인할 수 있다. 그림 20에서는 감속시 전류 제어가 잘 안됨으로 인한 속도출력에 오버슈트가 크게 나타남을 확인할 수 있다.

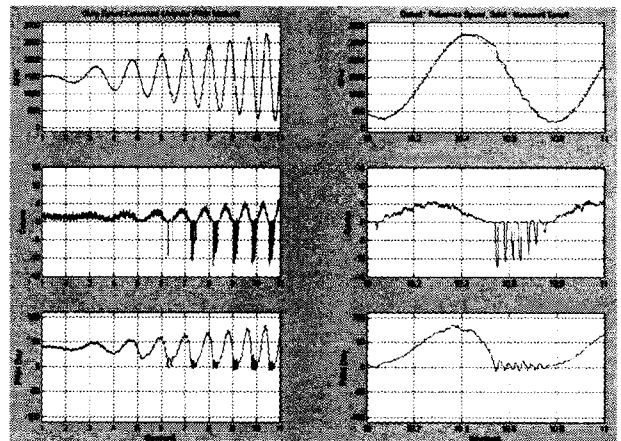


그림 19. Chirp 속도지령에 대한 실험 파형(유니폴라 PWM 방식)
Fig. 19. Experimental Result at Chirp Speed Command in Unipolar PWM Method

4.3 바이폴라 PWM 방식의 실험 결과

그림 21과 22에서 볼 수 있듯이, 바이폴라 PWM 방식에 의한 속도제어 성능은 유니폴라 PWM 방식보다도 못함을 볼 수 있다. 이것은 바이폴라 PWM 방식이 가지는 큰 전류리플로 인해 양의 방향 전류 제어에 문제가 발생하기 때문이다. 그림 22의 2-3초 구간을 보면 지령 속도 300RPM을 유지하기 위한 PWM 듀티가 40%정도로 그림 20의 유니폴라 방식에서 7% 정도의 PWM 듀티로 속도 300RPM을 유지한 것과 비교하여 매우 큰 차이가 남을 볼 수 있다. 반면, 그림 21에서 음의 방향의 전류 파형은 유니폴라 방식보다는 더 나은 형태를 보여주고 있다.

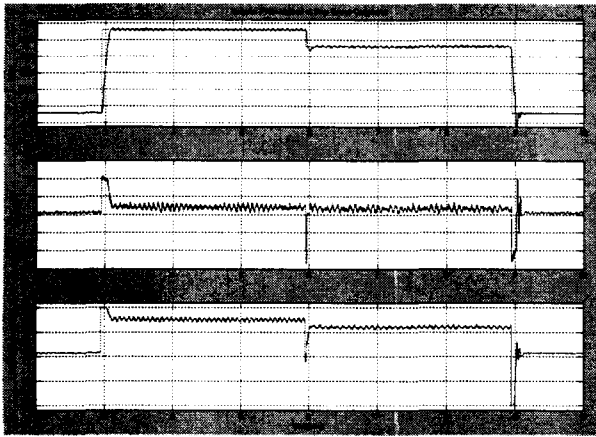


그림 20. 스텝 속도지령에 대한 실험 파형(유니폴라 PWM 방식)

Fig. 20. Experimental Result at Step Speed Command in Unipolar PWM Method

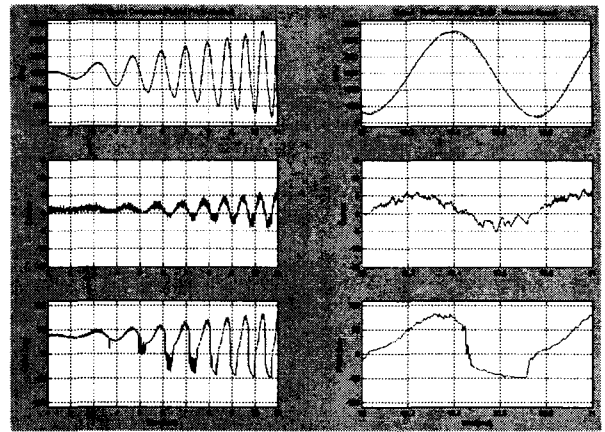


그림 22. Chirp 속도지령에 대한 실험 파형(하이브리드 PWM 방식)

Fig. 22. Experimental Result at Chirp Speed Command in Hybrid PWM Method

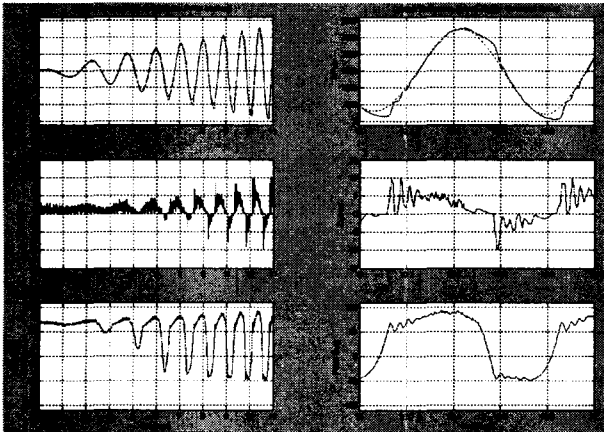


그림 21. Chirp 속도지령에 대한 실험 파형(바이폴라 PWM 방식)

Fig. 21. Experimental Result at Chirp Speed Command in Bipolar PWM Method

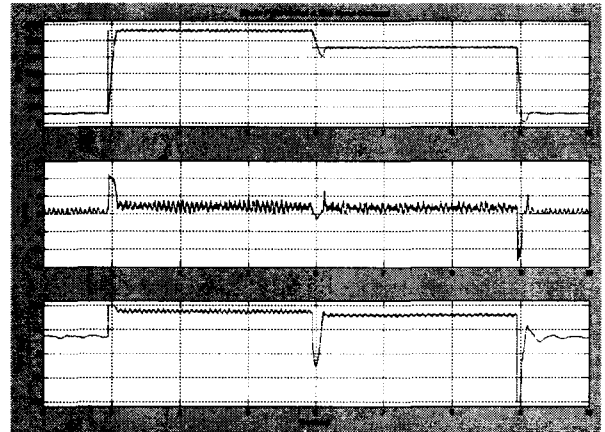


그림 23. 스텝 속도지령에 대한 실험 파형(바이폴라 PWM 방식)

Fig. 23. Experimental Result at Step Speed Command in Bipolar PWM Method

4.4 하이브리드 PWM 방식의 실험 결과

그림 23에서 볼 수 있듯이, 설계된 Hybrid PWM 제어기의 속도 파형 및 전류 파형의 형태가 유니폴라 방식이나 바이폴라 방식보다 더 나은 것을 볼 수 있다. 그림 24에서는 PI 제어기의 출력인 지령 전류와 실제로 측정된 전류가 비슷한 형태로 나타나는 것을 볼 수 있는데, 이것은 그림 23에서처럼 실제속도가 Chirp형 속도 지령을 매끄럽게 잘 추종할 수 있도록 한다.

PWM 방식의 성능비교를 위하여, 그림 25에는 각각의 방식에 대한 속도 제어 오차를 표시하였다. 실험 결과로써 하이브리드 방식이 오차가 가장 작게 나타남을 알 수 있고, 그 다음이 유니폴라 방식, 그리고 바이폴라 방식이 가장 큰 속도 제어오차를 가짐을 알 수 있다. 그림 26에는 스텝 속도 지령에 대한 실험 결과가 나타나 있으며, 스텝 속도 지령에 대해서도 유니폴라 방식이나 바이폴라 방식만을 이용한 경우보다 더 좋은 결과가 나타남을 볼 수 있다.

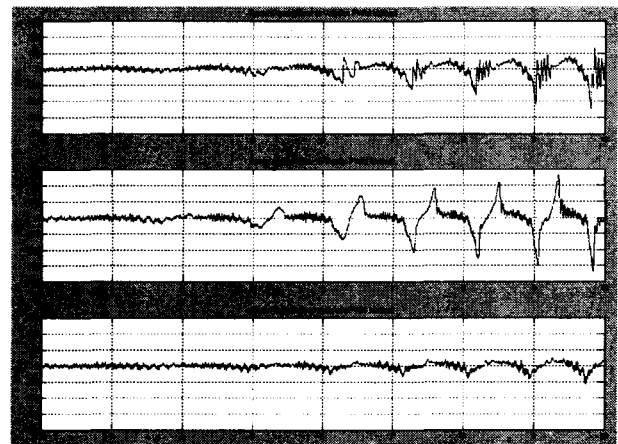


그림 24. 각각의 PWM 방식에 의한 속도 제어 에러 (Chirp 속도지령)

Fig. 24. Control Error Comparison between Unipolar, Bipolar and Hybrid PWM Method

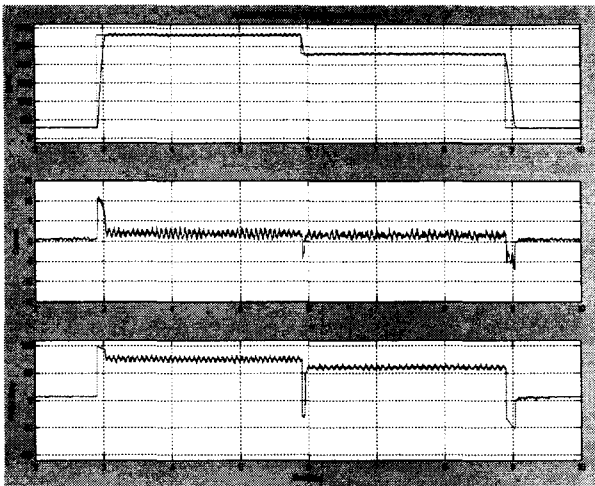


그림 25. 스텝 속도지령에 대한 실험 파형(하이브리드 PWM 방식)

Fig. 25. Experimental Result at Step Speed Command in Hybrid PWM Method

4. 결 론

본 논문에서는 브러시리스 직류전동기 제어기의 속도제어 성능 향상을 위하여 유니폴라 PWM 방식과 바이폴라 PWM 방식에 대하여 분석하고, 이 두 가지 방식을 절충한 하이브리드 PWM 방식을 제안하였다. 유니폴라 PWM 방식은 바이폴라 PWM 방식에 비해 스위칭 소자손실 및 전류리플이 적은 장점이 있으나, 전류 제어 성능이 떨어져 전류제어기 없이 속도제어기만으로 이루어진 시스템에서는 그 속도 제어 성능이 크게 저하된다. 고로, 본 논문에서는 유니폴라 PWM 방식의 PWM 출력에 대하여 사용하고, 바이폴라 PWM 방식의 PWM 출력에 대하여 사용하였다. 유니폴라 PWM 방식과 바이폴라 PWM 방식을 동시에 사용하기 위하여 두 가지 방식의 정상상태 공급전압 출력특성과 평균전류 출력특성을 PWM 듀티 변화에 대하여 분석하였고, 그 결과 공급전압 출력값과 정상상태 평균전류 출력값이 같은 크기로 나타남을 알 수 있었다. 분석된 결과를 토대로 하여 제안한 제어기는 속도 PI제어기의 출력을 정상상태 평균전류 지령으로 하고 이 지령값에 대하여 측정된 역기전력을 고려하여 PWM 듀티로 계산하는 변환 루틴을 설계하였다. 실제 적용에 있어서는 계산량을 줄이기 위하여 PWM 듀티 변화에 따른 정상상태 평균전류 값의 그래프에서 간략화 할 수 있는 부분을 선형적으로 간략화하고 계산에 필요한 값들을 테이블로 미리 구성

하여 실시간 적용이 가능하도록 하였으며, 스텝 속도 지령 및 Chirp 속도 지령에 대하여 실험한 결과, 제안한 방식이 유니폴라 PWM 방식이나 바이폴라 PWM 방식만을 사용한 경우보다 더 우수한 제어 성능을 보임을 확인할 수 있었다.

감사의 글

이 논문은 2004년도 강원대학교 두뇌한국21사업 지원에 의하여 이루어진 연구로서, 관계부처에 감사를 드립니다.

참 고 문 헌

- [1] R. Carlson, M. Lajoie-Mazenc, and J. C. S. Fagundes, "Analysis of torque ripple due to phase commutation in brushless dc machines", IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 28, no 3, pp. 632-638, 1992.
- [2] C. S. Berendsen et al., "Commutation Strategies for Brushless DC Motors : Influence on Instant Torque", IEEE Transactions on Power Electronics. Vol. 8, No. 2, pp. 231-236, 1993.
- [3] Seog-Joo Kang and Seung-Ki Sul, "Direct Torque Control of Brushless DC Motor with Nonideal Trapezoidal Back EMF", IEEE Transaction of Power Electronics, vol. 10, NO. 6, November 1995.
- [4] Chang-hee Won, Joong-Ho Song, and Ick Choy, "Commutation Torque Ripple Reduction in Brushless DC Motor Drives Using a Single DC Current Sensor", ICPE, pp. 409-413, 2001.
- [5] 이광운, 홍희정, 유지윤, "브러시리스 직류 전동기의 토크 맥동 저감을 위한 전류 제어 방식", 전력전자학회 논문지, 제 3권, 제 3호, pp. 191-198, 1998.
- [6] R. Krishnan, "Electric Motor Drives: Modeling, Analysis, and Control", Prentice Hall, pp. 124-143, 2001.
- [7] J. Holtz, "Pulsewidth Modulation for Electronic Power Conversion", Proceedings of the IEEE, Vol. 82, No. 8, pp. 1194-1214, Aug 1994.
- [8] J. Holtz, "Fast Current Trajectory Tracking Control Based on Synchronous Optimal Pulsewidth Modulation", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 31, No. 5, pp. 1110-1118, Sept/Oct 1995.
- [9] 김종선, 오원현, 이광운, "구형과 전류여자 브러시리스 직류전동기의 시뮬레이션 모델", 전력전자학회 학술대회 논문집, pp. 443-446, 2002.

저 자 소 개



이 동 훈 (李 東 勳)

강원대학교에서 제어계측 학사, 석사 학위를 각각 1998년과 2001년에 받았으며, 현재 동대학원에서 박사과정 중에 있다. 관심 연구 분야는 메카트로닉스 및 지능제어이다.



오 태 석 (吳 台 錫)

강원대학교에서 제어계측 학사, 석사학위를 각각 1998년과 2001년에 받았으며, 현재 동대학원에서 박사과정 중에 있다. 관심 연구 분야는 제어 시스템, 지능 제어, 모터 드라이브이다.



전 성 구 (全 盛 求)

강원대학교에서 제어계측 학사, 석사 학위를 각각 2000년과 2002년에 받았으며, 현재 동대학원에서 박사과정 중에 있다. 관심 연구 분야는 제어, 시스템 프로그래밍, 영상처리이다.



김 일 환 (金 一 煥)

서울대학교에서 제어계측 학사, 석사 학위를 각각 1982년과 1988년에 받았으며, 1993년에 일본 토호쿠대학에서 공학 박사 학위를 받았다. 1995년 강원대학교 전기전자정보통신공학부 교수로 임용되어 현재 동 학부 부교수로 재직 중이다. 관심 연구 분야는 제어, 메카트로닉스 및 휴먼 인터페이스이다.



남 부 회 (南 副 熙)

서울대학교 전기공학과 (학사 1974, 석사 1976). 울산공대 전기공학과(1976-1978근무). 충남대학교 전기공학과(1978-1980근무). 미국 Iowa State University 전기공학과(Ph. D. 1983). 1983년 9월~현재 강원대학교 전기전자정보통신공학부 교수. 1984년 IEEE Circuits and System Society Guillemin-Cauer Prize Paper Award(with A.N. Michel and R.K.Miller). 미국 Virginia Tech대학 방문연구(2001-2002), 관심분야는 자동제어, 임베디드 시스템, 영상신호처리