

PWM 모드를 고려한 브러시리스 DC 전동기의 구동 특성 해석

(Driving Characteristic Analysis of Brushless DC Motor Considering PWM Mode)

신현훈* · 이 주

(Hyun-Hun Shin · Ju Lee)

요 약

브러시리스 DC 전동기(BLDCM)는 일반적으로 120[°] 구형파 전압을 인가하여 구동하며 속도 제어를 위하여 2상 PWM 형태의 펄스로 이를 인가한다. 본 논문은 네 가지 PWM 방법을 이용한 BLDCM 제어 시스템을 소개하고, 2차원 시간차분 유한요소법을 이용하여 각 PWM 방식에 따른 전동기 성능 특성을 해석하고 비교한다. 또한 제안한 해석 기법의 타당성을 입증하기 위하여 BLDCM 시작기를 제작, 실험을 통하여 해석치와 실험치를 비교한다.

Abstract

Brushless DC motor(BLDCM) can be driven by 120[°] square wave voltage and use PWM pulse patterns in two-phase feeding scheme to control the speed of the motor. This paper introduces four PWM modes used BLDCM control system, and analyzes their different influences on the motor performances using a time-stepped voltage source finite element method. To verify the proposed computational method, we built the prototype motor for electrical power steering(EPS) and compared the predicted and the measured back EMF and phase current.

Key Words : BLDC, PWM, FEM, Permanent magnet

1. 서 론

브러시리스 DC 전동기(BLDCM)는 컴퓨터의 주 변기기에서부터 공업용, 방위 산업용에 이르기까지 현재 그 응용분야가 넓으며, 소형 정밀 전동기뿐만 아니라 중·대형의 산업용 분야까지 널리 사용되고 있다. BLDCM은 속도 제어가 용이하고, 고효율 및

큰 기동 토크 등의 장점을 가지고 있으며, 정류자가 없는 전자적 정류방식을 사용함으로써 전동기의 수명과 소음·진동 측면에서 신뢰성이 높고 다양한 구조가 가능하다[1][2].

이러한 BLDCM의 구동은 위치 검출 센서로부터 회전자 위치 정보를 받아 상권선을 순차적으로 여자하는 상전환(Commutation) 작용으로 이루어지기 때문에 인버터 등의 구동 회로가 필요하며, 속도 가변을 위해서 펄스 폭 변조(PWM) 방식이 사용되고 있다. 또한 BLDCM의 구동회로에 적용할 수 있는 PWM 종류는 전류제어 시 응답 특성이 우수한 양극

* 주저자 : LG전자 DA연구소 주임연구원
Tel : 02-818-2444, Fax : 02-867-9629
E-mail : hhshin@dreamwiz.com
접수일자 : 2005년 4월 15일
1차심사 : 2005년 4월 20일
심사완료 : 2005년 4월 29일

성(Bipolar)과 스위칭 손실이 작고 데드 타임이 필요치 않은 장점이 있는 단극성(Unipolar)이 가능하다. 하지만 대부분의 드라이브는 가급적 효율이 높을수록 경쟁력 있기 때문에 단극성(Unipolar) PWM을 채택하고 있으며, 이는 인버터의 스위칭 상태에 따라서 다양한 모드로 구현될 수 있다[3].

BLDCM이 구동될 때 상전환 동작은 권선의 저항과 인덕턴스 성분으로 인하여 즉시 이루어지지 않기 때문에 토크 리플을 발생시키고, 고속 운전 영역에서는 평균 토크를 감소시키는 경향이 있다. 따라서 영구자석과 슬롯·치 간의 자기 흡인력 변화에 의한 코깅 토크뿐만 아니라 상전환시 발생하는 토크 리플 성분으로 인하여 정밀 제어 분야의 정속도 운전 장애가 되고 있으므로, 전동기 자체의 기하학적 설계를 위한 해석뿐만 아니라 전동기 구동 및 제어 측면과도 연계된 해석 기법이 요구된다.

본 논문에서는 BLDCM이 단극성 PWM으로 구동될 때 여러 종류의 PWM 모드에 따른 전동기의 특성을 예측할 수 있는 시간차분 유한요소 해석기법을 제시하고자 한다. 각각의 PWM 모드를 고려하기 위해 상전환 및 스위치 온·오프 시의 회로방정식을 도출하고, 이를 결합한 2차원 시간차분 유한요소법의 정식화를 유도한다. 끝으로 BLDCM 시작기와 DSP를 이용한 구동회로의 제작 및 실험을 통해서 제안된 해석기법의 타당성을 입증한다.

2. 해석 모델 및 PWM 모드

2.1 해석 모델

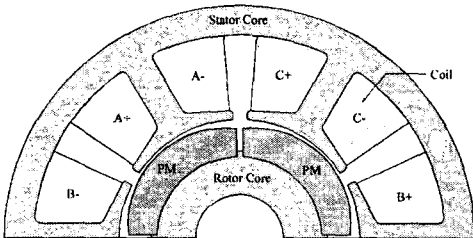


그림 1. 해석 모델의 단면도
Fig. 1. The cross section of analysis model

해석 모델은 3상 4극 6슬롯의 내전형(Inner rotor

type) 전동기이다. 영구자석은 소결형 페라이트이며, 극 자속밀도의 급격한 변화를 저감시킴으로써 코깅 토크를 감소시키기 위해 자극의 끝단으로 갈수록 자석 두께가 줄어드는 형상을 가지고 있다[3]. 그림 1은 해석 모델의 1/2 단면도이며, 세부 사양은 표 1과 같다.

2.2 PWM 모드

스위칭 손실이 작고 데드 타임이 필요치 않은 단극성 PWM 모드는 일반적으로 네 가지 스위칭 방법으로 구현 가능하다. 그림 2는 BLDCM과 인버터부의 등가회로를 나타내며, 그림 3은 전동기의 역기전력 파형과 네 가지 PWM 모드에서 각 스위치의 동작 상태를 나타내고 있다[4].

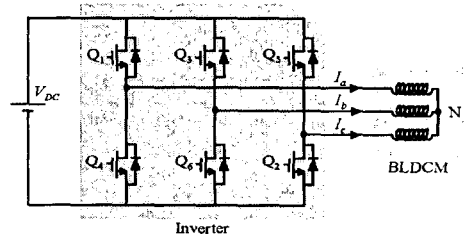


그림 2. BLDCM과 인버터의 등가회로
Fig. 2. The equivalent circuit of BLDCM and inverter

구 분	제 원
고정자	슬롯수 : 6
	상수 : 3
	외경 : 40[mm]
	적층폭 : 70[mm]
	상당 권선수 : 77[turn]
공 극	선간 저항 : 0.462[Ω]
	공극 길이 : 0.5[mm]
회전자	극수 : 4
	외경 : 20[mm]
	적층폭 : 75[mm]
영구자석	잔류자속밀도 : 0.37[T]
	오버행 길이(편측) : 2.5[mm]
정 격	출력 : 300[W]
	전압 : 48[V]
	속도 : 2900[rpm]
	토크 : 0.987[Nm]

PWM 모드를 고려한 브러시리스 DC 전동기의 구동 특성 해석

U_ON-L_PWM : 인버터 하단부(Lower bridge, Negative side)에 있는 스위치만을 초평하여 PWM을 구현하는 방법

U_PWM-L_ON : 인버터 상단부(Upper bridge, Positive side)에 있는 스위치만을 초평하여 PWM을 구현하는 방법

ON-PWM : 매 전기각 60도 마다 전류 시 오프되어 있다가 새로이 통전되는 상의 스위치는 온으로 하고 지속적으로 통전되고 있는 상의 스위치를 초평하여 PWM을 구현하는 방법

PWM-ON : 매 전기각 60도 마다 전류 시 지속적으로 통전되는 상의 스위치는 온으로 하고 오프되어 있다가 새로이 통전되는 상의 스위치를 초평하여 PWM을 구현하는 방법

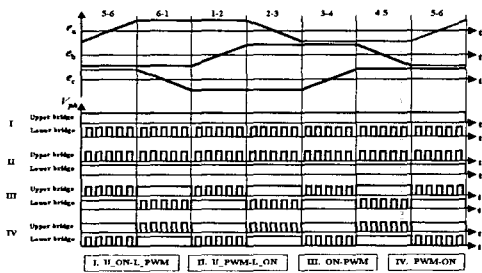


그림 3. 역기전력 파형과 PWM 모드
Fig. 3. Back EMF waveform and 4 types of PWM mode

3. 유한요소 해석 기법

3.1 PWM 모드를 고려한 회로방정식

해석 대상이 전압원에 의해 구동되는 경우에는 전류도 미지수가 되어 별도의 회로방정식이 필요하다. 따라서 인버터의 스위치 온·오프와 상전환에 따른 환류상태의 발생을 고려하여 회로방정식을 유도하여야 한다. 그림 4~7은 그림 3의 6-1 구간(a, b상 도통)에서 1-2 구간(a, c상 도통)으로 상전환될 때 각 PWM 모드에서의 전류의 흐름을 나타내고 있다. 각각의 그림에서 (a), (b)는 2상(a, b상)만이 도통하고 있을 때의 스위치의 온, 오프 상태에 따른 전류의 흐름을 나타내며 (c), (d)는 1~2 구간으로 상전환되어 환류상태가 진행 중인 때의 스위치 온, 오프 상태에

따른 전류의 흐름을 나타낸다. 이 구간에서는 b상이 오프 되었지만 권선에 저장된 에너지에 의해서 환류 다이오드가 온이 되므로 전류가 완전히 소거될 때까지 2개의 전류 흐름이 존재한다. 마지막으로 (e), (f)는 1-2 구간에서 환류상태가 종료된 이후 2상(a, c상)만이 도통될 때의 스위치 온, 오프 상태에 따른 전류의 흐름을 보여준다. 따라서 각각의 PWM 모드에서 전류의 흐름에 대한 회로방정식이 구성될 수 있으며, 그중에 그림 6의 ON-PWM 모드에서의 회로방정식을 유도하면 식 (1)~(14)와 같다. 상전환이 발생한 직후에는 환류다이오드를 통한 전류 루프가 하나 더 존재하기 때문에 이 전류가 소거될 때까지는 두 개의 회로방정식이 구성되어 진다.

▶ 6-1 구간($i_2=0$), 6번 스위치 온(그림 6(a))

$$2Ri_1 + 2L \frac{di_1}{dt} + \frac{d\psi_a}{dt} - \frac{d\psi_b}{dt} + 2V_i = V_{dc} \quad (1)$$

$$i_a = -i_b = i \quad (2)$$

▶ 6-1 구간($i_2=0$), 6번 스위치 오프(그림 6(b))

$$2Ri_1 + 2L \frac{di_1}{dt} + \frac{d\psi_a}{dt} - \frac{d\psi_b}{dt} + V_i + V_d = 0 \quad (3)$$

$$i_a = -i_b = i \quad (4)$$

▶ 6-1 → 1-2 구간으로 상전환($i_2 > 0$), 1번 스위치 온(그림 6(c))

$$R(i_1 + i_2) + L \frac{d(i_1 + i_2)}{dt} + \frac{d\psi_a}{dt} + Ri_1 + L \frac{di_1}{dt} - \frac{d\psi_c}{dt} + 2V_i = V_{dc} \quad (5)$$

$$R(i_1 + i_2) + L \frac{d(i_1 + i_2)}{dt} + \frac{d\psi_a}{dt} + Ri_2 + L \frac{di_2}{dt} - \frac{d\psi_b}{dt} + V_i + V_d = 0 \quad (6)$$

$$i_a + i_b + i_c = 0, \quad i_a = i_1 + i_2 \quad (7)$$

▶ 6-1 → 1-2 구간으로 상전환($i_2 > 0$), 1번 스위치 오프(그림 6(d))

$$R(i_1 + i_2) + L \frac{d(i_1 + i_2)}{dt} + \frac{d\psi_a}{dt} + Ri_1 + L \frac{di_1}{dt} - \frac{d\psi_c}{dt} + V_i + V_d = 0 \quad (8)$$

$$R(i_1+i_2)+L\frac{d(i_1+i_2)}{dt}+\frac{d\phi_a}{dt} \quad (9)$$

$$+Ri_2+L\frac{di_2}{dt}-\frac{d\phi_b}{dt}+2V_d=-V_{dc}$$

$$i_a+i_b+i_c=0, \quad i_a=i_1+i_2 \quad (10)$$

▶ 1-2 구간($i_2=0$), 1번 스위치 온(그림 6(e))

$$2Ri_1+2L\frac{di_1}{dt}+\frac{d\phi_a}{dt} \quad (11)$$

$$-\frac{d\phi_c}{dt}+2V_i=V_{dc}$$

$$i_a=-i_c=i \quad (12)$$

▶ 1-2 구간($i_2=0$), 1번 스위치 오프(그림 6(f))

$$2Ri_1+2L\frac{di_1}{dt}+\frac{d\phi_a}{dt} \quad (13)$$

$$-\frac{d\phi_c}{dt}+V_i+V_d=0$$

$$i_a=-i_c=i \quad (14)$$

여기서 V_{dc} : 인가전압

R : 권선의 상저항

L : 코일 단부의 누설 인덕턴스

ϕ_a, ϕ_b, ϕ_c : 권선의 쇄교 자속

i_1 : 여자되는 상에 흐르는 전류

i_2 : 상전환 후 환류하는 전류

V_i : 스위치 소자의 전압 강하

V_d : 환류 다이오드의 전압 강하

그림 7은 PWM-ON 모드에서 전류의 흐름을 나타내고 있으며, 각 상태에 대한 회로방정식은 식 (15)~(28)과 같이 유도 되어 진다.

▶ 6-1 구간($i_2=0$), 1번 스위치 온(그림 7(a))

$$2Ri_1+2L\frac{di_1}{dt}+\frac{d\phi_a}{dt} \quad (15)$$

$$-\frac{d\phi_b}{dt}+2V_i=V_{dc}$$

$$i_a=-i_b=i \quad (16)$$

▶ 6-1 구간($i_2=0$), 1번 스위치 오프(그림 7(b))

$$2Ri_1+2L\frac{di_1}{dt}+\frac{d\phi_a}{dt} \quad (17)$$

$$-\frac{d\phi_b}{dt}+V_i+V_d=0$$

$$i_a=-i_b=i \quad (18)$$

▶ 6-1 → 1-2 구간으로 상전환($i_2>0$), 2번 스위치 온(그림 7(c))

$$R(i_1+i_2)+L\frac{d(i_1+i_2)}{dt}+\frac{d\phi_a}{dt} \quad (19)$$

$$+Ri_1+L\frac{di_1}{dt}-\frac{d\phi_c}{dt}+2V_i=V_{dc}$$

$$R(i_1+i_2)+L\frac{d(i_1+i_2)}{dt}+\frac{d\phi_a}{dt} \quad (20)$$

$$+Ri_2+L\frac{di_2}{dt}-\frac{d\phi_b}{dt}+V_i+V_d=0$$

$$i_a+i_b+i_c=0, \quad i_a=i_1+i_2 \quad (21)$$

▶ 6-1 → 1-2 구간으로 상전환($i_2>0$), 2번 스위치 오프(그림 7(d))

$$R(i_1+i_2)+L\frac{d(i_1+i_2)}{dt}+\frac{d\phi_a}{dt} \quad (22)$$

$$+Ri_1+L\frac{di_1}{dt}-\frac{d\phi_c}{dt}+V_i+V_d=0$$

$$R(i_1+i_2)+L\frac{d(i_1+i_2)}{dt}+\frac{d\phi_a}{dt} \quad (23)$$

$$+Ri_1+L\frac{di_1}{dt}-\frac{d\phi_b}{dt}+V_i+V_d=0$$

$$i_a+i_b+i_c=0, \quad i_a=i_1+i_2 \quad (24)$$

▶ 1-2 구간($i_2=0$), 2번 스위치 온(그림 7(e))

$$2Ri_1+2L\frac{di_1}{dt}+\frac{d\phi_a}{dt} \quad (25)$$

$$-\frac{d\phi_c}{dt}+2V_i=V_{dc}$$

$$i_a=-i_c=i \quad (26)$$

▶ 1-2 구간($i_2=0$), 2번 스위치 오프(그림 7(f))

$$2Ri_1+2L\frac{di_1}{dt}+\frac{d\phi_a}{dt} \quad (27)$$

$$-\frac{d\phi_c}{dt}+V_i+V_d=0$$

$$i_a=-i_c=i \quad (28)$$

이외에 U_ON-L_PWM, U_PWM-L_ON 모드에서도 동일한 방식으로 회로방정식을 구성할 수 있다.

PWM 모드를 고려한 브러시리스 DC 전동기의 구동 특성 해석

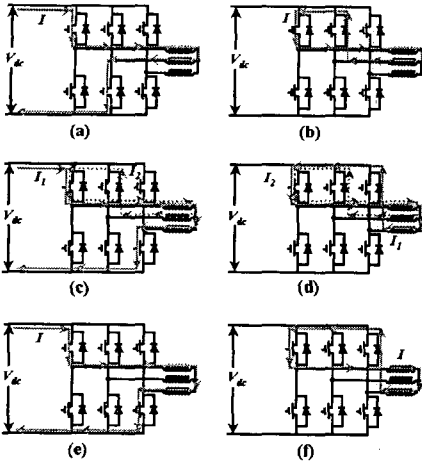


그림 4. U_ON-L_PWM 모드에서의 전류 흐름
Fig. 4. The current path in U_ON-L_PWM mode

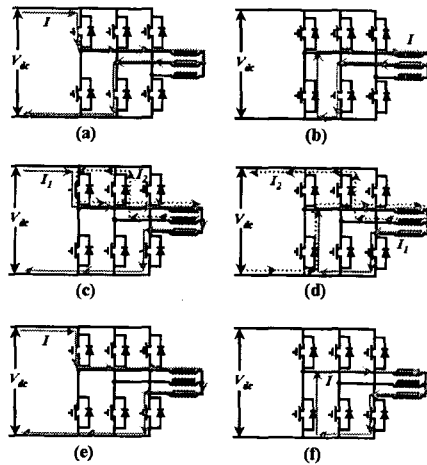


그림 5. U_PWM-L_ON 모드에서의 전류 흐름
Fig. 5. The current path in U_PWM-L_ON mode

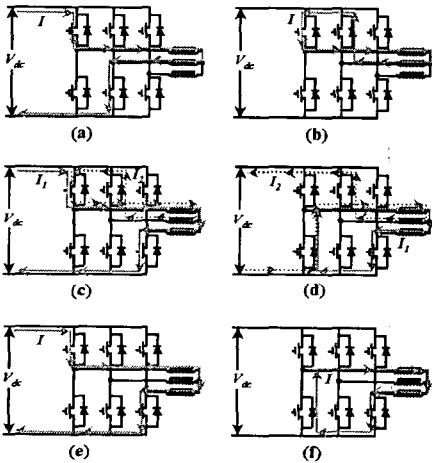


그림 6. ON-PWM 모드에서의 전류 흐름
Fig. 6. The current path in ON-PWM mode

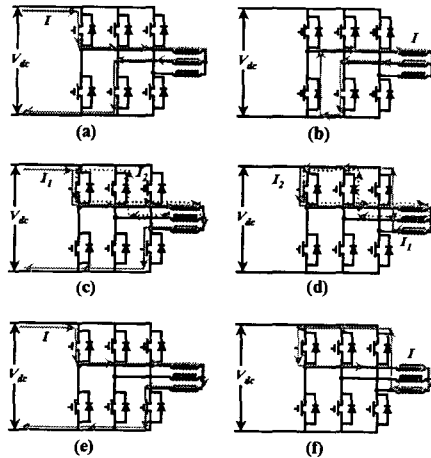


그림 7. PWM-ON 모드에서의 전류 흐름
Fig. 7. The current path in PWM-ON mode

3.2 시스템 행렬

각 권선(N 턴)에 유기되는 역기전력 $\frac{d\psi}{dt}$ 을 벡터 포텐셜로 표현된 식으로부터 구하기 위하여 정리한 후, 시간 미분항을 처리하기 위해 미소 시간폭 Δt 로 나누고 이 구간에서는 현상이 선형적으로 변한다고 가정하여 시간차분법을 적용하면 ON-PWM 모드에 있어서 각각의 전류의 흐름에 대한 시스템 행렬은 다음과 같이 얻을 수 있다[5]. 2상만이 도통하고 있을

때는 전류의 흐름이 하나이므로 미지 전류 값도 하나가 되지만, 상전환이 발생하는 경우는 두 개의 전류 흐름이 존재하므로 미지 전류 값도 두 개가 된다.

▶ 6-1 구간($i_2=0$), 6번 스위치 온(그림 6(a))

$$\begin{bmatrix} [S] & (Q_1) \\ \frac{|F_1|}{\Delta t} & 2R + \frac{2L}{\Delta t} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \{A\}^{t+\Delta t} \\ i_1^{t+\Delta t} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [0] & (0) \\ \frac{|F_1|}{\Delta t} & \frac{2L}{\Delta t} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \{A\} \\ i_1^t \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \{G\}^{t+\Delta t} \\ (V_{dc} - 2V)^{t+\Delta t} \end{bmatrix} \quad (29)$$

▶ 6-1 구간($i_2=0$), 6번 스위치 오프(그림 6(b))

$$\begin{bmatrix} [S] & \{Q_1\} \\ \frac{|F_1|}{\Delta t} & 2R + \frac{2L}{\Delta t} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \{A\}^{t+\Delta t} \\ i_1^{t+\Delta t} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [0] & \{0\} \\ \frac{|F_1|}{\Delta t} & \frac{2L}{\Delta t} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \{A\}^t \\ i_1^t \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \{G\}^{t+\Delta t} \\ (-V_l - V_d)^{t+\Delta t} \end{bmatrix} \quad (30)$$

▶ 6-1 → 1-2 구간으로 상전환($i_2 > 0$), 1번 스위치 온(그림 6(c))

$$\begin{bmatrix} [S] & \{Q_1\} & \{Q_2\} \\ \frac{|F_1|}{\Delta t} & 2R + \frac{2L}{\Delta t} & R + \frac{L}{\Delta t} \\ \frac{|F_2|}{\Delta t} & R + \frac{L}{\Delta t} & 2R + \frac{2L}{\Delta t} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \{A\}^{t+\Delta t} \\ i_1^{t+\Delta t} \\ i_2^{t+\Delta t} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [0] & \{0\} & \{0\} \\ \frac{|F_1|}{\Delta t} & \frac{2L}{\Delta t} & \frac{L}{\Delta t} \\ \frac{|F_2|}{\Delta t} & \frac{L}{\Delta t} & \frac{2L}{\Delta t} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \{A\}^t \\ i_1^t \\ i_2^t \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \{G\}^{t+\Delta t} \\ (V_{dc} - 2V_d)^{t+\Delta t} \\ (-V_l - V_d)^{t+\Delta t} \end{bmatrix} \quad (31)$$

▶ 6-1 → 1-2 구간으로 상전환($i_2 > 0$), 1번 스위치 오프(그림 6(d))

$$\begin{bmatrix} [S] & \{Q_1\} & \{Q_2\} \\ \frac{|F_1|}{\Delta t} & 2R + \frac{2L}{\Delta t} & R + \frac{L}{\Delta t} \\ \frac{|F_2|}{\Delta t} & R + \frac{L}{\Delta t} & 2R + \frac{2L}{\Delta t} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \{A\}^{t+\Delta t} \\ i_1^{t+\Delta t} \\ i_2^{t+\Delta t} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [0] & \{0\} & \{0\} \\ \frac{|F_1|}{\Delta t} & \frac{2L}{\Delta t} & \frac{L}{\Delta t} \\ \frac{|F_2|}{\Delta t} & \frac{L}{\Delta t} & \frac{2L}{\Delta t} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \{A\}^t \\ i_1^t \\ i_2^t \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \{G\}^{t+\Delta t} \\ (-V_l - V_d)^{t+\Delta t} \\ (-V_{dc} - 2V_d)^{t+\Delta t} \end{bmatrix} \quad (32)$$

여기서 $[S]$, $\{Q\}$, $\{G\}$ 는 유한요소법의 정식화를 통하여 도출한 요소행렬식의 계수행렬을 나타내며, $\{A\}$ 는 미지항인 자기 벡터 포텐셜(Magnetic vector potential) 행렬을 나타낸다. 또한 $[F]$ 은 식(33)과 같으며 N 은 권선수, l 은 전기자 철심의 유효적층폭, S 는 슬롯 면적이다.

$$[F] = \pm \frac{NI\Delta^e}{3S} \quad (33)$$

이와 동일한 방법으로 각각의 PWM 모드에 대한 시스템 행렬을 얻을 수 있다.

4. 해석 및 실험 결과

4.1 시작기 및 실험 장치의 구성

그림 8과 9는 제작된 BLDCM의 시작기이며, 실험을 위한 구동 시스템의 구성도는 그림 10에 나타내었다. 제어기에 요구되는 기능을 수행하기 위한 주요 하드웨어의 구성 요소는 전류 검출부, 속도 검출부, PWM 발생장치, 파워소자의 게이트 구동회로 등이 있으며, 제어부의 CPU는 TI사의 전동기 구동 전용 DSP 프로세서인 TMS320F240을 이용하였다. 그림 11은 부하실험장치(Dynamo meter)이며, 발생 토크를 검출하기 위하여 검출 범위가 최대 토크 2[Nm], 최대 속도 5000[rpm]인 토크 트랜스 듀서를 사용하였다.



그림 8. BLDCM의 고정자와 회전자
Fig. 8. Stator and rotor assembly

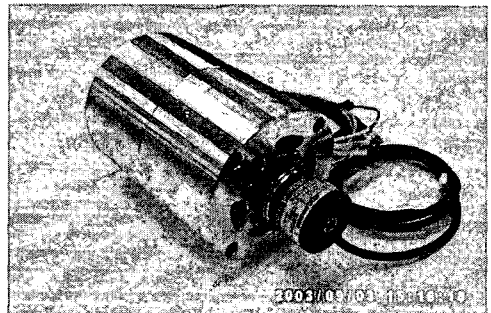


그림 9. 제작된 BLDCM
Fig. 9. Prototype BLDCM

PWM 모드를 고려한 브러시리스 DC 전동기의 구동 특성 해석

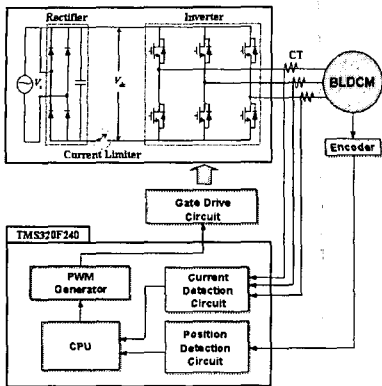


그림 10. BLDCM 구동 시스템의 구성
Fig. 10. The BLDCM driving system

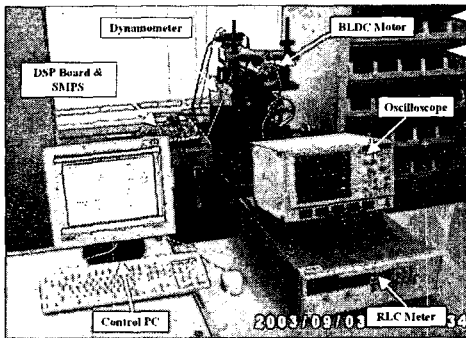


그림 11. 실험 장치의 구성
Fig. 11. The experimental equipment

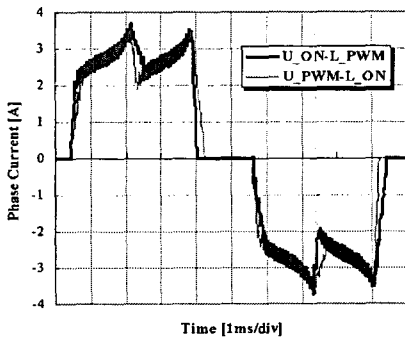
4.2 해석 결과의 고찰

유한 요소 해석을 위한 해석 모델의 절점 및 요소의 개수는 각각 3810, 7520개이며, 회전자의 회전을

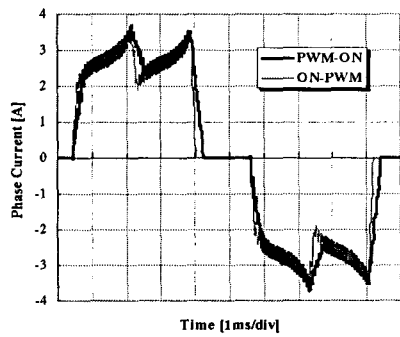
고려하기 위해 이동라인 기법을 사용하였다[6]. 해석은 회전 속도 2900[rpm], PWM 주파수 12[kHz], 듀티비가 0.5이고, 정격 부하의 약 1/2일 때를 수행하였다.

그림 12(a)는 U_ON-L_PWM 모드와 U_PWM-L_ON 모드에서의 상전류 특성을 나타낸다. 한주기의 전류 형상을 보면 반주기를 기준으로 동일한 형상이 서로 반대의 부호를 가지며 교번하여 나타남을 알 수 있다. 또한 그림 12(b)의 ON-PWM 모드와 PWM-ON 모드에서는 전류의 상승 구간과 상전환 구간, 하강 구간에서 ON-PWM 모드에 비하여 PWM-ON 모드일 때가 상대적으로 완만한 기울기를 가지며 변화하는 것을 볼 수가 있다. 이러한 현상은 ON-PWM의 경우 상전환이 일어날 때 그림 6(d)과 식(9)에서 보는 것과 같이 스위치 오프 시 환류 다이오드의 도통에 따라 오프된 상에 역전압 ($-V_{dc}$)이 걸리므로 전류가 급격히 감소하기 때문이다. 하지만 PWM-ON 모드는 그림 7(d)처럼 다이오드에 의한 전압 강하만이 존재하기 때문에 상대적으로 freewheeling 구간이 길어지게 된다.

그림 13(a)는 U_ON-L_PWM 모드와 U_PWM-L_ON 모드에서의 토크 리플 특성을 보여준다. 토크 리플은 상전류 형상에 직접적인 영향을 받기 때문에 이와 연관지어서 모드분석이 가능하다. U_ON-L_PWM와 U_PWM-L_ON 모드에서는 상전류와 마찬가지로 토크가 반주기 마다 동일한 형상이 반복적으로 나타남을 확인할 수 있고, 그림 13(b)에서는 상전환시의 전류가 PWM-ON 모드에서 비교적 급격한 변화 없이 완만하게 변하기 때문에



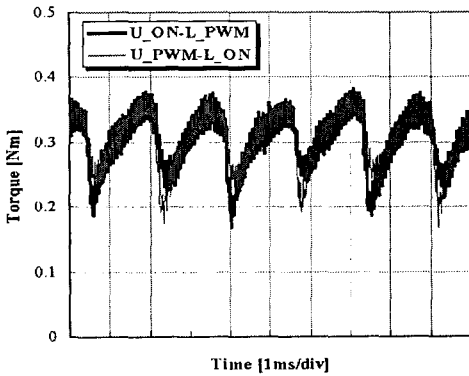
(a)



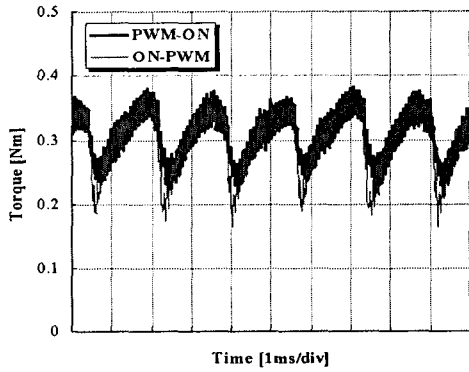
Time [1ms/div]

(b)

그림 12. 상전류 해석 파형
Fig. 12. Calculated phase current waveform



(a)



(b)

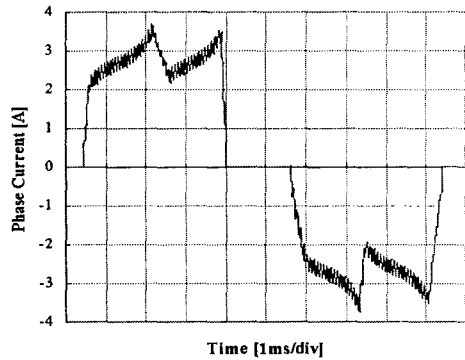
그림 13. 토크 리플 해석 파형
Fig. 13. Calculated torque ripple waveform

ON-PWM 모드에 비해 작은 토크 리플을 갖고 있음을 알 수 있다.

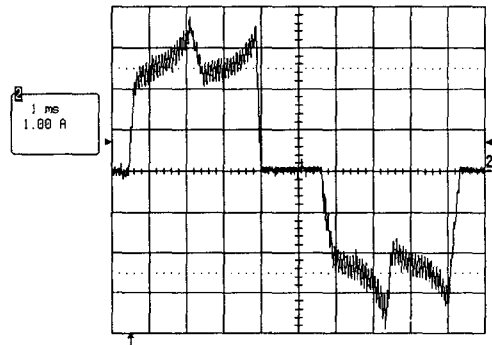
4.3 실험 결과와의 비교

부하실험은 해석과 동일한 조건인 회전 속도 2900 [rpm], PWM 주파수 12 [kHz], 듀티비 0.5로 수행하였다. 속도 제어가 가능한 서보 모터를 부하로 사용하여 속도를 2900 [rpm]으로 제어하고, 역기전력, 상전류, 평균 토크 등을 측정하였다.

그림 14~17은 각 PWM 모드로 구동 시 상전류의 해석 및 실험 파형을 비교한 것으로, 전류의 상승 구간과 상전환 구간, 하강 구간에서의 기울기의 변화 형상이 서로 잘 일치함을 볼 수가 있다. 하지만 비여자 구간(비통전 구간)에서는 해석 결과가 0의 값을



(a) 해석치



(b) 실험치

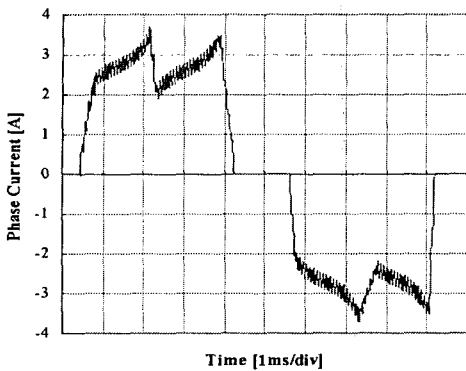
그림 14. U_ON-L_PWM 모드에서의 상전류 파형
Fig. 14. Phase current waveform in U_ON-L_PWM mode

가지는 반면에 실험 결과에서는 약간의 전류성분이 검출된 차이를 볼 수가 있는데, 이것은 오프 되어 있는 상의 역기전력 값이 음(-)에서 양(+)으로 혹은 양(+)에서 음(-)으로 변화할 때, 전동기의 중성점 전위에 의해 발생하는 역기전력에 의한 전류 때문이다[7].

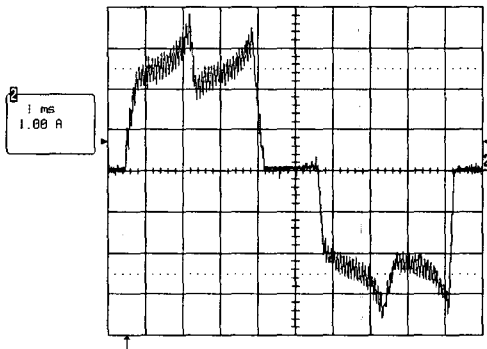
그림 18는 각 PWM 모드에서의 평균토크 측정 결과를 나타낸다. 해석치와 비교할 때 약간 낮은 값을 갖는데, 이것은 공극에서 전기적으로 발생하는 토크를 계산하는 해석치와 회전축에서 직접 토크를 측정하는 실험치와의 차이로 생각된다. 즉 기계손과 철손 등의 손실분을 고려하지 않아서 발생하는 오차이다. PWM-ON 모드에서의 평균 토크값이 ON-PWM 모드에 비해 약 10 [%] 크게 발생함을 볼 수 있다.

지금까지 본 논문에서는 PWM 모드를 고려한 수

PWM 모드를 고려한 브러시리스 DC 전동기의 구동 특성 해석

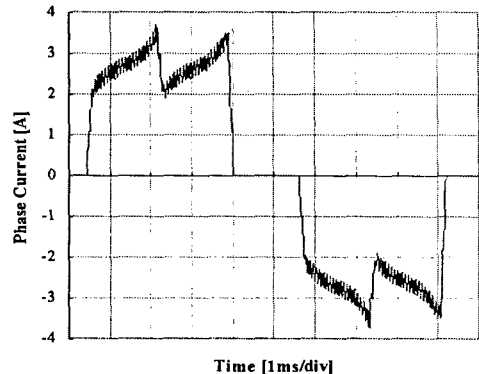


(a) 해석치

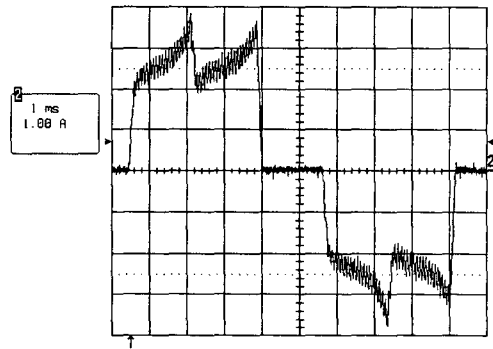


(b) 실험치

그림 15. U_PWM-L_ON 모드에서의 상전류 파형
Fig. 15. Phase current waveform in U_PWM-L_ON mode



(a) 해석치



(b) 실험치

그림 16. ON-PWM 모드에서의 상전류 파형
Fig. 16. Phase current waveform in ON-PWM mode

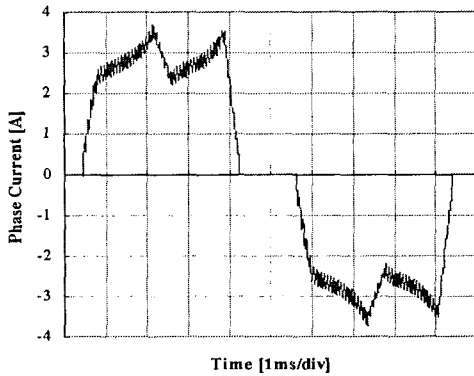
치 해석 기법의 타당성을 검증하기 위해 한 출력점에서만 각 PWM 모드에 따른 전동기의 상전류 및 토크 특성을 비교하였다. 하지만 전동기의 회전 속도 및 부하 등의 조건에 따라 각각의 PWM 모드가 전동기의 구동 특성에 미치는 영향은 달라질 수 있으며, 동일한 출력을 갖는 전동기라도 저항 및 인덕턴스 등의 시정수에 따라서 차이가 존재할 수 있다.

5. 결 론

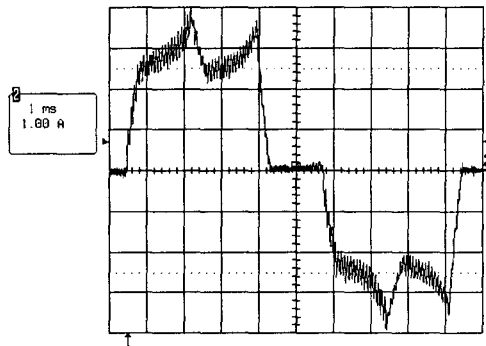
본 논문에서는 실제적인 인버터의 동작을 구현하기 위하여 스위치 온·오프시에 전류의 흐름과 환류 다이오드의 도통 등을 고려한 회로방정식을 유도하고, 이를 2차원 시간 차분 유한요소법에 적용하여 여

러가지 PWM 모드가 BLDCM의 특성에 미치는 영향을 분석할 수 있는 해석 기법을 제시하였다. 또한 DSP를 이용한 구동 회로를 구성하여 각각의 PWM 모드를 구현하고 실험 결과와의 비교를 통해 제안된 해석기법의 타당성을 검증하였다.

단극성 PWM 인버터의 스위칭 시퀀스에 따라 초핑 방식을 네 가지 모드로 분류했을 경우, 각 모드가 전동기 특성에 미치는 영향은 전동기의 시정수 및 운전 속도, 부하, 운전 듀티 등에 따라 달라질 수 있으므로 전동기 설계 시점부터 이와 같은 해석을 이용한다면 보다 더 전동기 구동 특성에 유리한 PWM 모드를 선택하는 것이 가능하리라 사료된다. 또한 본 논문에서 제안한 유한요소 해석 기법은 인버터의 구동·제어 방식을 결합한 전동기의 해석 방법으로



(a) 해석치



(b) 실험치

그림 17. PWM-ON 모드에서의 상전류 파형

Fig. 17. Phase current waveform in PWM-ON mode

BLDCM뿐만 아니라 스위치드 릴럭턴스 전동기 (Switched Reluctance Motor: SRM) 등의 인버터로 구동되는 다른 전동기에도 적용할 수 있을 것으로 판단되며, 지속적인 연구를 통하여 더욱 정밀한 요인들을 고려한 해석 기법으로 발전시킬 수 있을 것으로 기대한다.

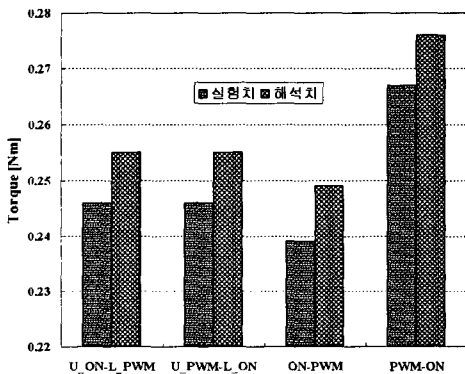


그림 18. 각 PWM 모드에서의 평균 토크 해석 및 실험치
Fig. 18. Simulated and measured average torque in each PWM mode

References

- [1] T. Kenjo and S. Nagamori, Permanent magnet and brushless DC motors, Sogo Electronics Publishing Company, Tokyo, 1984.
- [2] J. R. Hendershot Jr. and T. J. E. Miller, Design of brushless permanent-magnet motors, Oxford Science Publication, 1994.
- [3] Hyeong-Gee Yeo, "A study on development of sensorless

- drive system for brushless DC motors," A Thesis for a Doctor's degree, Korea University, 1998.
- [4] Zhang Xiangjun, Chen Boshi, "The different influences of four PWM modes on the commutation torque ripples in sensorless brushless DC motors control system," Electrical Machines and Systems, ICEMS, Proceedings of the Fifth International Conference, vol. 1, pp.575-578.
- [5] Dal-Ho Lim, Finite element method of electric field, Dong Myung Sa, 1986.
- [6] Yon-Do Chun, "Analysis of eddy current loss and overhang effect in brushless DC motor," A Thesis for a Doctor's degree, Hanyang University, 2001.
- [7] S. Ogasawara and H. Akagi, "An approach to position sensorless drive for brushless dc motors," IEEE Ind. Applicat., vol. 27, no. 5, pp. 928-933, September/October 1991.

◇ 저자소개 ◇

신현준 (申鉉薰)

1976년 2월 3일생. 2001년 중앙대 전자전기공학부 졸업. 2004년 한양대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2004년~현재 LG전자 DA연구소 주임연구원.
TEL : (02)818-2444, FAX : (02)867-9629
E-mail : hhshin@dreamwiz.com

이 주 (李 柱)

1963년 8월 30일생. 1986년 한양대 전기공학과 졸업. 1988년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1988~1993년 국방과학연구소 연구원. 1997년 일본 큐슈대학교 System 정보과학연구소 졸업(박사). 1997년 한국철도기술연구원 선임연구원. 1997년~현재 한양대 전기계어생체공학부 부교수.
TEL : (02)2290-0342, FAX : (02)2295-7111
E-mail : julee@hanyang.ac.kr