

브러쉬리스 직류전동기의 정상상태 해석

김일환* · 오성보*

Analysis of Brushless DC Motor Drive in Steady-State Performance

Kim Eel-hwan*, Oh Sung-bo*

Summary

In this paper, the steady-state performance of brushless dc motor which has the trapezoidal counter emf driven by a 120° conduction voltage inverter is investigated. The commutation angle is operated by the system parameter in commutation period. As the frequency increasing, counter emf is growing and it varies the phase and amplitude of current, and torque characteristics. The commutation angle vs operating frequency is calculated, and torque characteristics controlled by the advanced commutation angle are verified by the computer simulation and experiment.

전류 및 토크 특성을 해석하고자 한다.

서 론

오늘날 산업 현장에서 크게 각광받고 있는 브러쉬리스 직류전동기는 역기전력이 제형과이다. 일정토크 제어 를 위해서는 회전자 위치 검출을 전기각으로 60°마다 검출하면 되므로 제어가 간단하다는 특징을 가진다. (A. F. Wich, 1984)

따라서 본 연구에서는 브러쉬리스 직류전동기를 실험모델로 정하여 120° 도통 전압원 인버터에 의해 구동하였다. 이러한 전동기 3상중 2상만 역자가 되고 전기각으로 60°마다 인버터의 스위칭 패턴이 변한다. (P. PILLY, 1989) 이때 시스템의 파라미터에 따른 전류각을 해석하고, 인버터 구동전압과 역기전력과의 위상각인 절환각에 따른 구동

전동기의 수학적 모델링

브러쉬리스 직류전동기는 회전자가 영구자석으로 되어 있기 때문에 회전자에 유도되는 전류를 무시하면 그림 1에서 다음과 같은 전압방정식을 얻을 수 있다. (R. NUCERA, 1989)

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} L_a & L_{ab} & L_{ca} \\ L_{ba} & L_b & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_c \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{as} \\ e_{bs} \\ e_{cs} \end{bmatrix} \quad (1)$$

단 $p=d/dt$ 이다.

* 공과대학 전기공학과

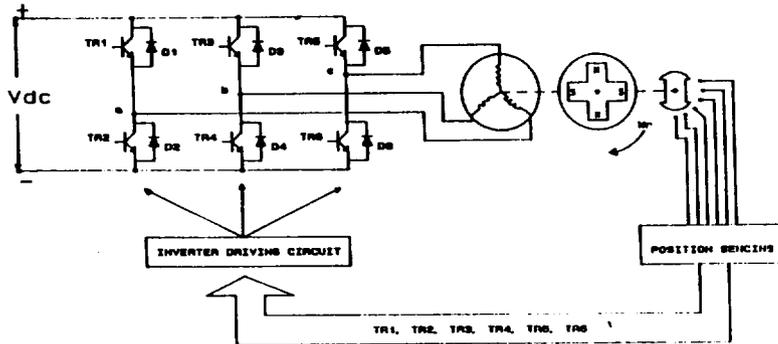


Fig.1. Brushless dc motor and inverter system.

여기서 각 상의 저항과 인덕턴스가 동일하고 회전자 위치에 따른 자기저항의 변화를 무시하면 다음식을 얻을 수 있다. (T. A. LIPO, 1975)

$$\begin{aligned} R &= R_a = R_b = R_c, \quad L = L_a = L_b = L_c, \\ M &= M_a = M_b = M_c \end{aligned} \quad (2)$$

따라서 식(1)에 식(2)를 대입하면 다음식을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} \cdot p \cdot \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{as} \\ e_{bs} \\ e_{cs} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3)$$

또 그림 1의 브러시리스 직류전동기의 전기자 회로에서 $i_{as} + i_{bs} + i_{cs} = 0$ 이 되고 이것을 식(3)에 대입하면 다음과 같은 방정식을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} L-M & 0 & 0 \\ 0 & L-M & 0 \\ 0 & 0 & L-M \end{bmatrix} \cdot p \cdot \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{as} \\ e_{bs} \\ e_{cs} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4)$$

그러므로 식(4)로부터 상태방정식을 구하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} p \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} \\ &- \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_{as} \\ e_{bs} \\ e_{cs} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5)$$

여기서 $L_s = L - M$ 이다.

운동 방정식은 다음과 같이 된다.

$$P \cdot \omega_m = (T_e - T_L - B \cdot \omega_m) \quad (6)$$

전동기의 출력은 다음과 같다.

$$P_m = e_{as} \cdot i_{as} + e_{bs} \cdot i_{bs} + e_{cs} \cdot i_{cs} \quad (7)$$

각상의 역기전력을 다음과 같이 나타내면

$$\begin{bmatrix} e_{as} \\ e_{bs} \\ e_{cs} \end{bmatrix} = p \lambda_m \cdot \begin{bmatrix} \sin \theta_r \\ \sin(\theta_r - 2\pi/3) \\ \sin(\theta_r + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (8)$$

단 λ_m : 역기전력 상수

토오크는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} T_e &= P_m / \omega_m \\ &= p \lambda_m / 2 \cdot \{ (i_{as} - i_{bs}) / 2 - i_{cs} / 2 \} \cdot \cos \theta_r \\ &\quad + \sqrt{3} / 2 (i_{bs} - i_{cs}) \cdot \sin \theta_r \end{aligned} \quad (9)$$

정상상태 해석

120° 도통 전압원 인버터로 운전한다고 하면 그림 1의 TR에 게이팅 되는 신호는 그림 2와 같은 체계를 가진다.

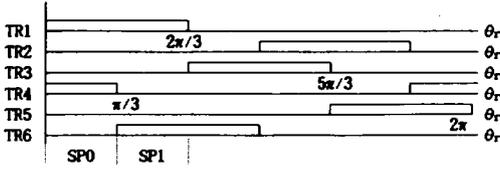


Fig.2. Signal scheme for inverter driving system.

그림 2에서 인버터 3상중 항상 2 상만 동작하므로 인버터에 공급되는 전압형태는 $\pi/3$ 만큼의 대칭 관계가 있으므로 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$V_{as}(\theta_r + \frac{\pi}{3}) = -V_{bs}(\theta_r) \quad (10)$$

$$V_{bs}(\theta_r + \frac{\pi}{3}) = -V_{cs}(\theta_r) \quad (11)$$

$$V_{cs}(\theta_r + \frac{\pi}{3}) = -V_{as}(\theta_r) \quad (12)$$

식(10), (11), (12)과 같은 전압이 브러쉬리스 직류전동기에 공급되었을때 각 상의 전류는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$i_{as}(\theta_r + \frac{\pi}{3}) = -i_{bs}(\theta_r) \quad (13)$$

$$i_{bs}(\theta_r + \frac{\pi}{3}) = -i_{cs}(\theta_r) \quad (14)$$

$$i_{cs}(\theta_r + \frac{\pi}{3}) = -i_{as}(\theta_r) \quad (15)$$

그림2에 나타낸 인버터 구동신호에서 한상은 항상 비도통 상태이다. 만일 임의의 스위칭 패턴 SP0에서 SP1으로 되었을때 전동기 인덕턴스에 축적된 에너지가 플라이휠링 다이오드 D3을 통하여 방전하므로 순간적인 과도 현상을 가진다. 따라서 전동기는 3상전압이 형성된다. 이때 TR 구동 및 轉流 시이퀀스를 나타내면 그림 3과 같다. 그림4는 브러쉬리스 직류전동기의 역기전력을 나타낸 것이다. 이 그림에서 $t=0$ 에서 $t=\pi/3\omega_r$ 구간은 그림3의 SP1 구간과 같다. 그림 3에서 다이오드가 도통하는것과 스위칭 패턴이 60° 마다 대칭적으로 변하고 있으므로 임의의 한 구간을 해석

하면 전 구간을 해석할 수 있으므로 본 연구에서는 스위칭 패턴구간 SP1을 해석한다.

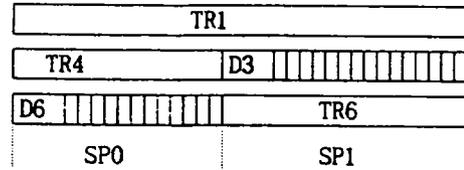


Fig.3. Gating and commutation sequence($\pi/3 \sim 2\pi/3$).

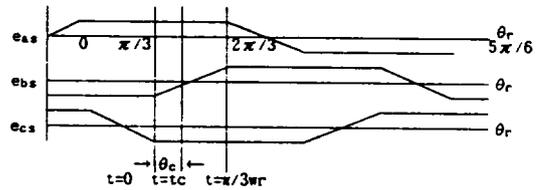


Fig.4. Trapezoidal counter emf of brushless dc motor.

그림 4에서 θ_c 는 다이오드가 도통하는 전류각을 나타낸다.

轉流時間 t_c 는 다음과 같다.

$$t_c = \theta_c / \omega_r \quad (16)$$

그림4의 모델링 구간에서 轉流구간은 $0 \leq t \leq t_c$ 이고 도통구간은 $t_c \leq t \leq \pi/3\omega_r$ 이다.

轉流구간에서 고정자에 걸리는 전압형태는 그림 5의 (a)와 같다. 따라서 이 구간에서는 고정자가 3상으로 도통하고 있으므로 전압 및 역기전력은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{DC}/3 \\ V_{DC}/3 \\ -2V_{DC}/3 \end{bmatrix} \quad (17)$$

$$\begin{bmatrix} e_{as} \\ e_{bs} \\ e_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \omega_r \lambda_m \\ 6/\pi \omega_r^2 \lambda_m \cdot t - \omega_r \lambda_m \\ -\omega_r \lambda_m \end{bmatrix} \quad (18)$$

도통구간 $t_c \leq t \leq \pi/3\omega_r$ 에서는 $i_{bs}=0$ 이다. 따라서

$$V_{bs} = e_{bs} = 6/\pi \omega_r^2 \lambda_m \cdot t - \omega_r \lambda_m \quad (19)$$

$$V_{as} + V_{bs} + V_{cs} = 0 \quad (20)$$

$$V_{as} + V_{cs} = -e_{bs} \quad (21)$$

$$V_{as} - V_{cs} = V_{dc} \quad (22)$$

이다.

식 (19), (20), (21), (22)을 이용하면 전압 및 역기전력은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{DC}/2 - 3/\pi \omega_r^2 \lambda_m \cdot t + \omega_r \lambda_m / 2 \\ 6/\pi \omega_r^2 \lambda_m \cdot t - \omega_r \lambda_m \\ -V_{DC}/2 - 3/\pi \omega_r^2 \lambda_m \cdot t + \omega_r \lambda_m / 2 \end{bmatrix} \quad (23)$$

$$\begin{bmatrix} e_{as} \\ e_{bs} \\ e_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \omega_r \lambda_m \\ 6/\pi \omega_r^2 \lambda_m \cdot t - \omega_r \lambda_m \\ -\omega_r \lambda_m \end{bmatrix} \quad (24)$$

轉流구간과 도통구간때 각상의 전압에 대한 등가회로는 그림 5와 같다.

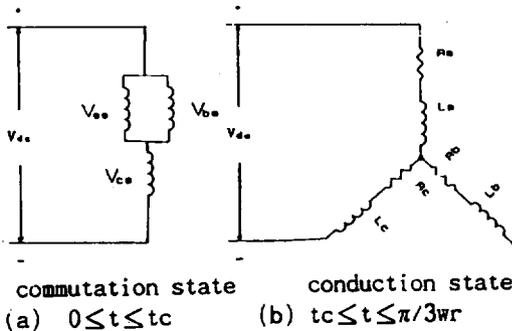


Fig.5. Commutation and Conduction period of stator.

식 (5)의 상태방정식은 다음과 같은 형태로 나타낼 수 있다.

$$P \cdot i_{abcs}(t) = A \cdot i_{abcs}(t) + B \cdot u(t) \quad (25)$$

모델링 구간에서 식 (5)를 식 (25) 형태로 나타내면 다음과 같다.

$$p \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R/L_s & 0 & 0 \\ 0 & -R/L_s & 0 \\ 0 & 0 & -R/L_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} +$$

$$\begin{bmatrix} 1/L_s & 0 & 0 \\ 0 & 1/L_s & 0 \\ 0 & 0 & 1/L_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{as} - \omega_r \lambda_m \\ V_{bs} - 6/\pi \omega_r^2 \lambda_m t - \omega_r \lambda_m \\ V_{cs} + \omega_r \lambda_m \end{bmatrix} \quad (26)$$

(1) 轉流간 ($0 \leq t \leq t_c$)

식(26)에서 $i_{abcs}(t)$ 는 다음과 같다.

$$i_{abcs}(t) = e^{At} \cdot I(0) + \int_0^t e^{A(t-\tau)} \cdot B \cdot u(\tau) d\tau,$$

$$0 \leq t \leq t_c \quad (27)$$

식 (27)에서 $I(0)$ 는 초기 조건 벡터이고 다음과 같이 나타내어진다.

$$I(0) = \begin{bmatrix} i_{as}(0) \\ i_{bs}(0) \\ i_{cs}(0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{as}(0) \\ i_{bs}(0) \\ -[i_{as}(0) + i_{bs}(0)] \end{bmatrix} \quad (28)$$

轉流가 $\theta_r=0$ 에서 시작하지 않고 $\theta_r=\phi+\pi/6$ 에서 시작하므로 θ_r 을 $\theta_r-\phi+\pi/6$ 로 해석하고, 식 (17)과 (18)을 이용하여 식(27)에 적용하면 i_{as} , i_{bs} , i_{cs} 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} i_{as}(t) &= e^{-R/L_s \cdot t} \cdot i_{as}(0) + \int_0^t e^{-R/L_s (t-\tau)} \\ &\quad \cdot (V_{DC}/3 - \omega_r \lambda_m) / L_s \, d\tau \\ &= e^{-R/L_s \cdot t} \cdot i_{as}(0) + (V_{DC}/3 - \omega_r \lambda_m) \\ &\quad (1 - e^{-R/L_s \cdot t}) / R \quad (29) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} i_{bs}(t) &= e^{-R/L_s \cdot t} \cdot i_{bs}(0) + \int_0^t e^{-R/L_s (t-\tau)} \\ &\quad \cdot 1/L_s \{ V_{DC}/3 - 6/\pi \cdot \omega_r \lambda_m (\omega_r \tau - \phi + \pi/6) \\ &\quad + \omega_r \lambda_m \} d\tau \\ &= e^{-R/L_s \cdot t} \cdot i_{bs}(0) + (V_{DC}/3 + 6/\pi \cdot \\ &\quad \omega_r \lambda_m \phi + 6/\pi \cdot \omega_r \lambda_m \cdot \omega_r L_s / R) / R \\ &\quad - 1/R \cdot 6/\pi \cdot \omega_r^2 \lambda_m \cdot t - 1/R \cdot (V_{DC}/3 \\ &\quad + 6/\pi \cdot \omega_r \lambda_m \phi + 6/\pi \cdot \omega_r \lambda_m \cdot \omega_r L_s / R) \\ &\quad \cdot e^{-R/L_s \cdot t} \quad (30) \end{aligned}$$

$$i_{cs}(t) = - [i_{as}(t) + i_{bs}(t)] \quad (31)$$

(2) 도통구간 ($t_c \leq t \leq \pi/3\omega_r$)

$t_c \leq t \leq \pi/3\omega_r$ 에서 전동기의 고정자 전류 $i_{bs}=0$ 이고, 그림 1에서 프리휠링 다이오드 D3는 도 통하지 않는다. 따라서 b 상에 유도되는 전압은 역기전력만이 존재한다. 즉 그림 5의 (b)와 같다.

$t_c \leq t \leq \pi/3\omega_r$ 에서 식(27)은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$i_{abcs}(t) = e^{\Lambda(t-t_c)} \cdot i_{abcs}(t_c) + \int_{t_c}^t e^{\Lambda(t-\tau)} \cdot Bu(\tau) d\tau \quad (32)$$

이 구간에서 $i_{bs}(t_c)=0$ 이기 때문에

$$i_{as}(t_c) = -i_{cs}(t_c) \text{이다.} \quad (33)$$

식(32)에서 식(23)과 식(24)를 대입하면

$$i_{as}(t) = e^{-R/Ls(t-t_c)} \cdot i_{as}(t_c) + \int_{t_c}^t e^{-R/Ls(t-\tau)} \cdot 1/Ls [V_{DC}/2 - 3/\pi \cdot \omega_r^2 \lambda_m \tau + 3/\pi \cdot \omega_r \lambda_m \phi - 3/\pi \cdot \omega_r \lambda_m \cdot 6/\pi + \omega_r \lambda_m /2 - \omega_r \lambda_m] d\tau = e^{-R/Ls(t-t_c)} \cdot i_{as}(t_c) + 1/R \cdot (V_{DC}/2 + 3/\pi \omega_r \lambda_m \phi - \omega_r \lambda_m) (1 - e^{-R/Ls(t-t_c)}) - 3/\pi \cdot \omega_r^2 \lambda_m \cdot [t - Ls/R - t_c e^{-R/Ls(t-t_c)} + Ls/R \cdot e^{-R/Ls(t-t_c)}] / R \quad (34)$$

$$i_{bs}(t) = 0 \quad (35)$$

$$i_{cs}(t) = -i_{as}(t) \quad (36)$$

식(29)에서 전류가 처음 시작할 때의 전류의 초기값 $i_{as}(t_c)$ 을 구하기 위해서는 t_c 값을 구해야 한

다. 이 값을 구하기 위해 $0 \leq t \leq t_c$ 에서의 전류식 (28)에 $t=t_c$ 를 대입하면 초기값은 다음과 같다.

$$i_{as}(t_c) = I(0) \cdot e^{-R/Ls \cdot t_c} + 1/R \cdot (V_{DC}/3 - \omega_r \lambda_m) \cdot (1 - e^{-R/Ls t_c}) \quad (37)$$

식 (28)에서

$$i_{bs}(t_c) = 0, i_{as}(0) = -i_{cs}(t) = I(0) \quad (38)$$

이므로

$$0 = - e^{-R/Ls t_c} \cdot I(0) + 1/R \cdot (V_{DC}/3 + 6/\pi \omega_r \lambda_m \phi + 6/\pi \omega_r \lambda_m \omega_r Ls/R) - 1/R \cdot 6/\pi \cdot \omega_r^2 \lambda_m \cdot t_c - 1/R \cdot (V_{DC}/3 + 6/\pi \cdot \omega_r \lambda_m \phi + 6/\pi \cdot \omega_r \lambda_m \cdot \omega_r Ls/R) \cdot e^{-R/Ls \cdot t_c} \quad (39)$$

식 (34)에서 $t=\pi/3\omega_r$ 일때

$$i_{as}(\pi/3\omega_r) = I(0) \text{이므로}$$

$$I(0) = e^{-R/Ls \cdot (\pi/3\omega_r - t_c)} \cdot i_{as}(t_c) + (V_{DC}/3 + 3/\pi \cdot \omega_r \lambda_m \phi - \omega_r \lambda_m) / R \cdot (1 - e^{-R/Ls(\pi/3\omega_r - t_c)}) - 3/\pi \cdot \omega_r^2 \lambda_m \cdot 1/R \cdot [\pi/3\omega_r - Ls/R - t_c \cdot e^{-R/Ls \cdot (\pi/3\omega_r - t_c)} + Ls/R \cdot e^{-R/Ls \cdot (\pi/3\omega_r - t_c)}] \quad (40)$$

식(39)에 식(40)을 대입하면

$$V_{DC}/3 + 6/\pi \cdot \omega_r \lambda_m \phi + 6/\pi \cdot \omega_r \lambda_m \cdot \omega_r Ls/R - (V_{DC}/6 + 3/\pi \cdot \omega_r \lambda_m \phi + 3/\pi \cdot \omega_r \lambda_m \cdot \omega_r Ls/R) \cdot e^{-R/Ls \cdot \pi/3\omega_r} - 3/\pi \cdot \omega_r^2 \cdot \lambda_m \cdot (2 - e^{-R/Ls \cdot \pi/3\omega_r}) \cdot t_c - [(5V_{DC}/6 + 9/\pi \cdot \omega_r \lambda_m \phi - 2 \omega_r \lambda_m + 9/\pi \cdot \omega_r \lambda_m \cdot \omega_r Ls/R) - (2V_{DC}/3 + 6/\pi \cdot \omega_r \lambda_m \phi + 6/\pi \cdot \omega_r \lambda_m \cdot \omega_r Ls/R - \omega_r \lambda_m) \cdot e^{-R/Ls \cdot \pi/3\omega_r}] \cdot e^{-R/Ls \cdot t_c} = 0 \quad (41)$$

식(41)에 전동기 및 운전 파라미터를 대입하여 뉴우트 램슨법에 의해 t_c 를 구할 수 있다. $0 \leq t \leq t_c$ 구간과 $t_c \leq t \leq \pi/3\omega_r$ 구간에서 전류를 구하고, 식(9)에서 토크를 구할 수 있다.

본 연구에서 사용된 모델전동기는 $P=4$, $V=120(V)$, $R=30.41(\Omega)$, $L_s=0.121(H)$, $\lambda_m=0.234(V/\text{rad/s})$ 파라미터를 갖는다. 그림 6은 식(43)를 이용하여 운전주파수 변화에 따른 절환각을 0° 에서 60° 로 했을 때 주파수 대 전류각의 시뮬레이션 결과를 나타낸 것이다.

시뮬레이션 및 실험결과

COMMUTATION ANGLE VS FREQUENCY

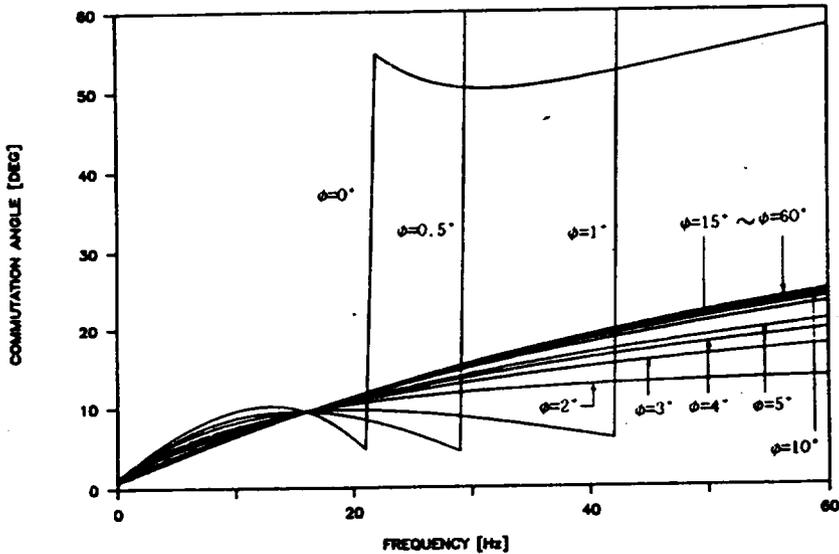


Fig.6. Commutation angle vs frequency.

그림 7,8,9는 운전파라미터를 이용하여 절환각을 0° , 30° , 60° 로 했을 때 시뮬레이션 결과이고 그림 10,11,12는 실험결과 파형이다.

그림 10,11,12는 절환각을 0° , 30° , 60° 로 했을 때 선간전압과 상전류 그리고 토크의 실험측정 파형이다. 이 실험파형과 시뮬레이션 파형을 비교해 보면 거의 일치함을 알 수 있다.

적 요

120° 도통 전압원 인버터로 역기전력이 제형과

인 브러쉬리스 직류전동기를 정상상태로 운전할 때 수학적 해석과 컴퓨터 시뮬레이션 및 실험에 의한 결과를 고찰하였고 다음과 같은 결과를 얻었다.

- (1) 절환각의 변화에 따라 주파수 대 전류각 특성과 전류각 θ_c 를 결정하여 준다.
- (2) 주파수 증가에 따라 전류와 역기전력의 위상이 변하여 토크 특성에 영향을 주고, 주파수에 따른 절환각을 제어하여야 출력 토크특성을 향상시킬 수 있다.
- (3) 제안한 해석방법을 이용하면 120° 도통 전압원 인버터 시스템을 설계할 때 유용하다.

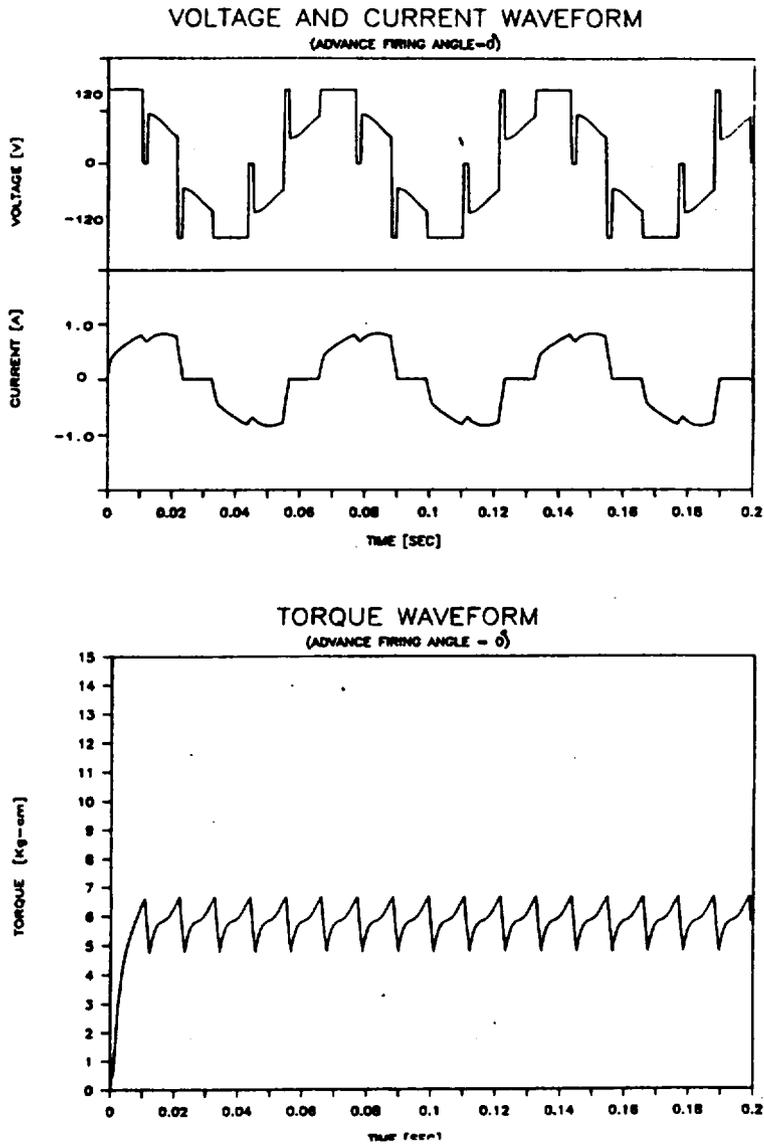


Fig.7. Line voltage, phase current and torque simulation waveform ($\phi = 0^\circ$)

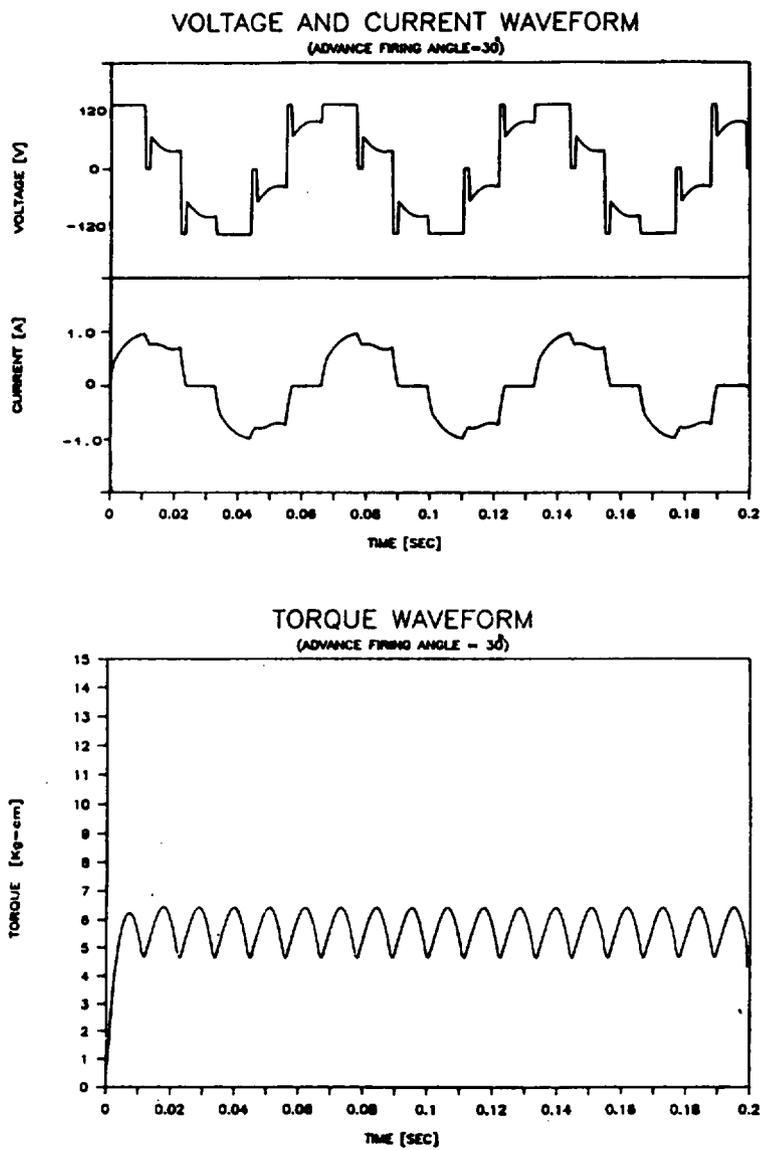


Fig. 8. Line voltage, phase current and torque simulation waveform ($\phi=30^\circ$)

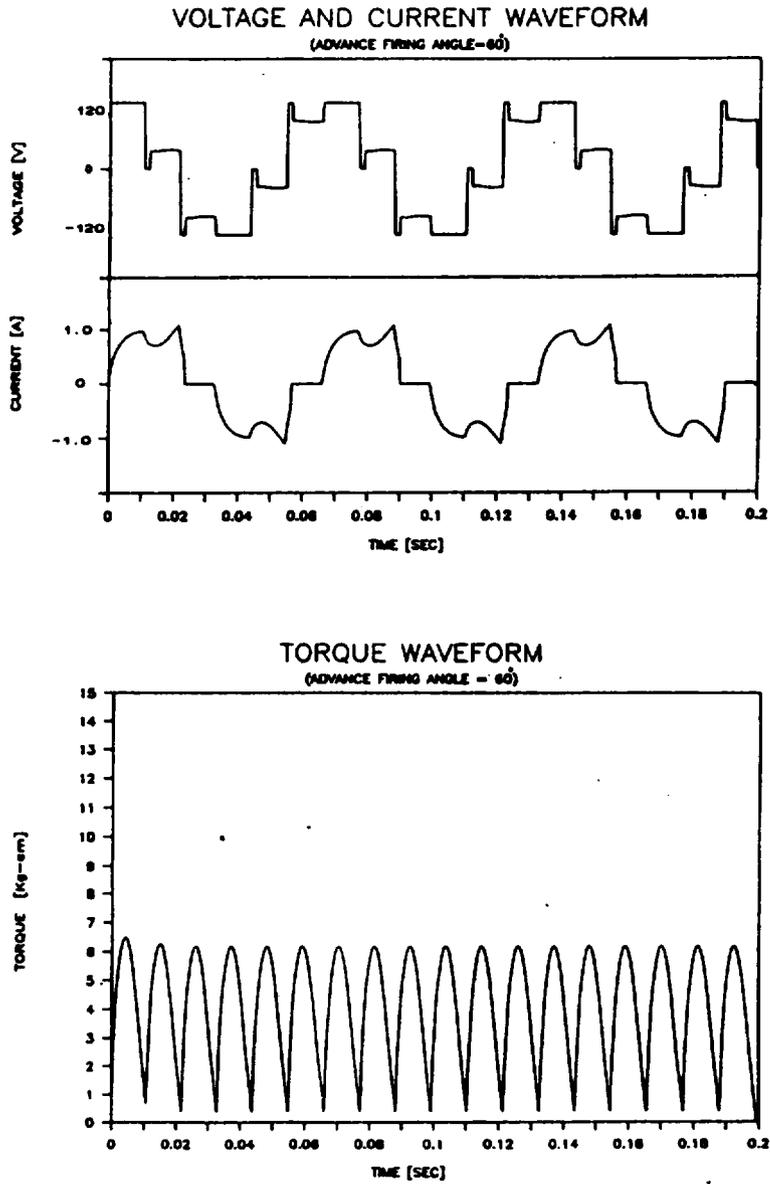


Fig.9. Line voltage, phase current and torque simulation waveform ($\phi=60^\circ$)

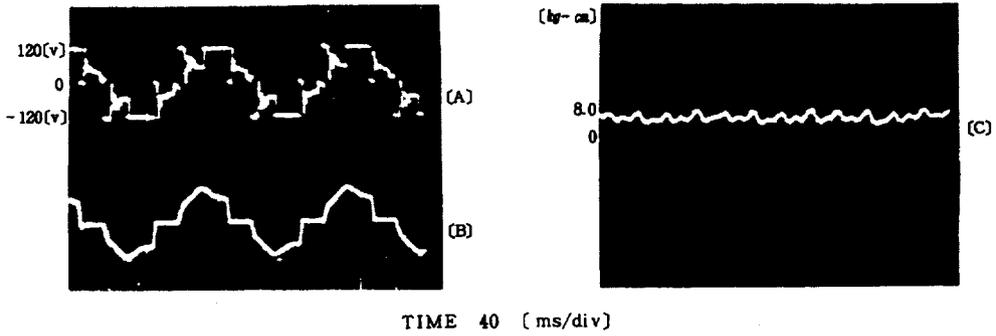


Fig. 10. Line voltage [A], phase current [B] and torque [C] waveform ($\phi=0^\circ$).

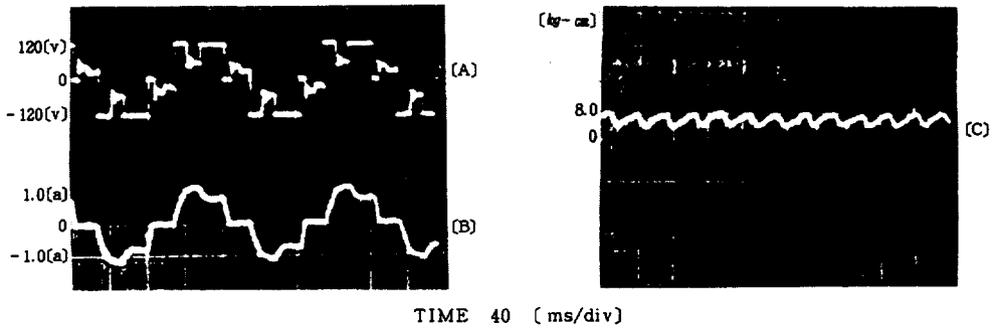


Fig. 11. Line voltage [A], phase current [B] and torque [C] waveform ($\phi=30^\circ$).

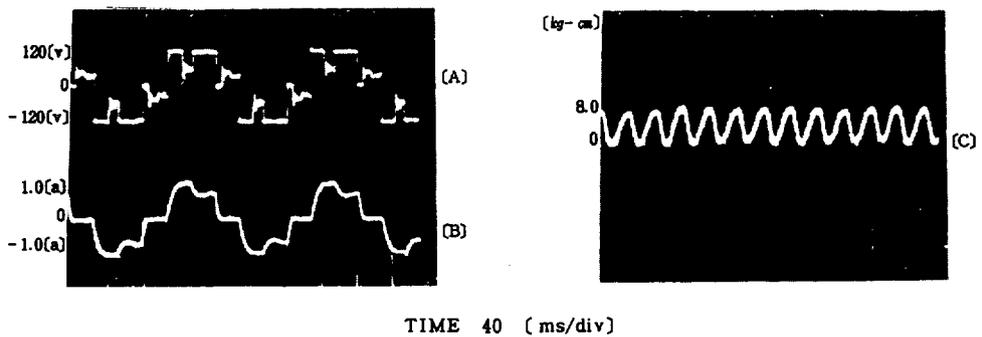


Fig. 12. Line voltage [A], phase current [B] and torque [C] waveform ($\phi=60^\circ$).

참 고 문 헌

- Lipo, T. A., 1975. Analysis and comparison of two tyoes of square-wave inverter drives. IEEE Trans. Ind. Appl. VOL. IA-11.
- Nucera, R., 1989. Computation of Steady-State Performance of an Electronically Commutated Motor". IEEE Trans. Ind Appl., VOL. 25, No. 6.
- Pearson, W. R., 1984. Brushless DC Motor Propulsion Using Synchronous Motors for Transit Systems, IEEE TRans. Ind. Elec. VOL. IE-31.
- Pilly, P., 1989. Modeling, Simulation, and Analysis of Permanent-Magnet Motor Drives, PART II : The Brushless DC Motor Drive IEEE Trans. Ind. Appl. VOL. 25, No. 2.
- Wich, A. F., 1984. Design and Experimental Results of a Brushless AC Servo Dive, IEEE IA-20, No 4.