

일정 스위칭 주파수의 CR-PWM VSI에 의한 BLDCM의 속도제어특성

김 장 목* 김 광 현 원 종 수

서울 대학교 공과대학 전기공학과

Speed Control Characteristics of BLDCM by CR-PWM VSI
of Constant Switching Frequency

Jang-Mok Kim* Kwang-Heon Kim Jong-Soo Won

Det. of Electrical Engineering
Seoul National University

Abstract

This paper propose Constant Frequency CR-PWM VSI. In which ON/OFF output of Hysteresis comparator which compares the amplitude of reference current with that of actual current, control the switching elements with a constant sampling period of μ - processor. Speed control system of BLDCM driven by controller with CF CR - PWM VSI was built.

1. 서론

PMSM(Permanent Magnet Synchronous Motor)이나 BLDCM (Brushless DC Motor)를 구동하기 위해서는 여러 방법이 있지만 VSI(Voltage Source Inverter)에 의한 CR-PWM(Current Regulation Pulse Width Modulation)에 는 대표적인 다음 3가지를 들 수 있다.1)

히스테리시스 비교제어기2)와 삼각파 비교제어기3)와 예측 제어기법이 있다..

예측 제어기법이란 저항과 인덕턴스 등의 전기적 파라 메터와 일정 샘플링 주기마다 인가전압, 전류 및 역기전 력의 정보로부터 다음 샘플링 구간의 스위칭되어야 할 전압벡터를 계산하여 인버터의 스위칭을 결정하는 방법

으로 샘플링 주기에 의하여 인버터의 스위칭 주파수를 일정하게 할 수 있는 방법이다. 예측 제어기법에는 일 정 스위칭 주파수4)를 얻는 방법과 예측된 전압벡터 궤 적내에서 최소의 스위칭 주파수5)를 얻도록 하는 2가지 방법이 있다. 일정 스위칭 주파수를 얻기 위한 방법으로 써 그 중 하나는 스위칭되어야 할 스위칭 전압벡터를 계 산하고, 이 스위칭 전압벡터와 인접하는 두 개의 인버터 기준 전압벡터 중 가장 가까운 인버터 기준 전압벡터를

다음 샘플링 구간의 스위칭 전압벡터로 결정하는 방법으 로써 빠른 전류응답을 얻을 수 있다. 또한 계산되어진 스위칭 전압벡터와 인접한 두개의 영이 아닌 인버터의 기준 전압벡터와 샘플링 주기 동안 한 브랜치의 스위칭 소자가 한번의 스위칭을 하게 될 영인 벡터의 시간에 대 한 가중치로서 스위칭 전압벡터의 스위칭합수를 선택하 는 방법이다. 예측 비교제어 방식의 CR-PWM VSI는 일정 스위칭 주파수를 얻을 수 있는 장점이 있으나 스위칭 전 압벡터의 계산 및 스위칭 각 소자의 스위칭 시간을 계산 하기 위한 빠른 연산시간의 마이크로프로세서를 필요로 하여 범용 마이크로프로세서에 의한 실용화는 어렵다. 또한 일정 스위칭 주파수를 얻기 위해서 가변 히스테리 시스 밴드 폭을 사용한 방법6)도 있다.

지금까지 보고된 이상의 CR-PWM VSI 구동장치는 정현 파 전류 구동의 PMSM(Permanent Magnet Synchronous Motor)에 대한 것 뿐이었다. 히스테리시스 비교 제어기 법은 시스템이 간단하지만 스위칭 주파수가 불규칙한 단 점을 갖고 있다. 그리고 예측 제어기법은 스위칭 주파수 가 일정하나 전압벡터를 계산하기 위한 고속의 마이크로 프로세서를 필요로 하는 단점이 있다. 그리고, 예측 제 어기법에서는 3상의 고정자 권선에 항상 180° 동안 전류 가 흐르는 PMSM에 대해서 전압벡터를 계산하여야 되지만, 전류가 120° 동안 흐르는 BLDCM에 대해서는 전압벡 터를 계산 할 필요가 없다.

따라서 본 논문에서는 마이크로프로세서의 일정 샘플 링 주기마다 기준전류와 실제전류를 비교한 히스테리시 스의 ON/OFF 출력을 스위칭소자의 스위칭 제어에 사용하 는 CF CR - PWM VSI (Constant Frequency current regulation Pulse Width Voltage Source Inverter) 를 제안한다. 그리고 제안된 CF CR-PWM VSI를 구동장치로 사용한 BLDCM의 속도제어 시스템을 구성하였다.

2. CR-PWM VSI의 해석

2-2. CR-PWM VSI의 모델링

2-1. BLDCM의 모델링

CR-PWM VSI의 주요회로는 다음 그림. 1과 같으며, BLDCM의 전압 방정식, 토크 및 속도 방정식은 다음 식 (1), 식 (2), 식 (3)와 (4)으로 각각 주어져 있다.

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + L P \begin{bmatrix} \dot{i}_a \\ \dot{i}_b \\ \dot{i}_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (2)$$

$$T_e = \frac{e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c}{\omega_m} \quad (3)$$

$$\frac{d \omega_m}{dt} = \frac{(T_e - T_L - B \omega_m)}{J} \quad (4)$$

- V_{an}, V_{bn}, V_{cn} : 각각 a, b, c상의 상전압
- R : 전동기의 상저항
- i_a, i_b, i_c : 각각 a, b, c상의 전류
- L : 전동기의 상인덕턴스
- P : 미분 연산자 (d / dt)
- T_e : 발생 토크
- e_a, e_b, e_c : 각각 a, b, c상의 역기전력
- ω_m : 회전 각속도
- T_L : 부하 토크
- J : 회전자 관성 모멘트
- B : 마찰 토크

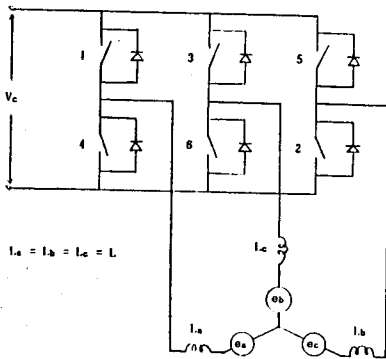


그림 1. CR PWM VSI의 구성

본 논문에서 제안한 CF CR(Constant Frequency Current Regulator)의 전류제어는 히스테리시스 비교 제어기와 비슷하게 실제전류와 기준전류를 비교하여 행하여진다. 그러나 기준 전류에 대하여 실제 전류를 히스테리시스 밴드안에서 전류를 유지하도록 연속적으로 제어하는 히스테리시스 비교 제어기(HCR ; Hysteresis Comparator type Current Regulator)와는 달리 본 논문의 CF CR는 기준 전류에 대한 실제 전류의 크고 작음에 대한 정보를 히스테리시스 컴퍼레이트에 의하여 출력하도록하고, 매 샘플링마다 마이크로프로세서가 히스테리시스 컴퍼레이트의 출력 상태를 입력하여 스위칭소자의 스위칭을 제어하게 된다. 즉, 임의의 샘플링 시간에 실제전류가 기준전류보다 작으면, 코뮤테이션 센서(CS: Commutation Sensor)에 의해 결정되는 해당 스위칭 소자의 스위칭 명령은 ON으로 되고, 실제 전류가 기준 전류보다 크면 스위칭 명령은 OFF로 된다. 그림 2의 2상 도통영역에서의 전류는 CF CR의 동작에 의하여 기준 전류를 중심으로 상승과 감쇄를 반복하여 실제전류가 기준 전류와 가깝도록 유지한다.

따라서, 본 논문에서 제안한 CF CR방법에서는 기준전류와 실제전류를 비교하는 것은 히스테리시스 컴퍼레이트에 의하여 수행되지만 매 샘플링 주기마다 기준전류와 실제전류를 비교한 상태를 마이크로프로세서가 입력하여 스위칭 소자의 스위칭을 제어하는 관계로 일정 스위칭을 유지할 수 있다. 그리고, 일정 스위칭 주파수를 갖는 본 논문의 CR-PWM의 전류제어에서 전류의 맥동분은 기준 전류와 실제 전류를 비교하는 샘플링 시간에 좌우되지만, 그 최소값은 인버터 스위칭 소자의 최대 스위칭 주파수에 의하여 제한된다. BLDCM의 구동에 있어 또 다른 전류 맥동은 전기적 시정수에 의한 전류의 시간 지연이 있는 60°마다의 轉流작용에 의한 것이다. 따라서 CF CR에 의한 전류 맥동 성분은 전류의 샘플링 주파수에 관계하는 스위칭 소자의 스위칭 주파수 성분과 인버터의 기본 주파수에 대한 6배 고조파 성분을 포함하고 있다. 그러나 20KHz의 샘플링 주기에 기인한 스위칭 주파수 성분의 전류 맥동은 전동기의 회전자 관성에 의하여 토크 맥동 및 속도 맥동으로 나타나지 않지만, 轉流작용에 의한 인버터 기본 주파수의 6배 고조파 성분의 전류 맥동은 시뮬레이션 결과처럼 토크 맥동으로 그림 5.와 같이 나타난다. BLDCM의 轉流동작은 轉流영역 (Commutation 영역)과 2상 도통영역 (Conduction 영역)으로 나눌 수 있다. a상 역기전력과 CS 신호 및 전류를 나타낸 그림 2에서 轉流영역은 1, 3, 5, 7, 9, 11이고, 2상 도통영역은 각각 2, 4, 6, 8, 10으로 표시하였다.

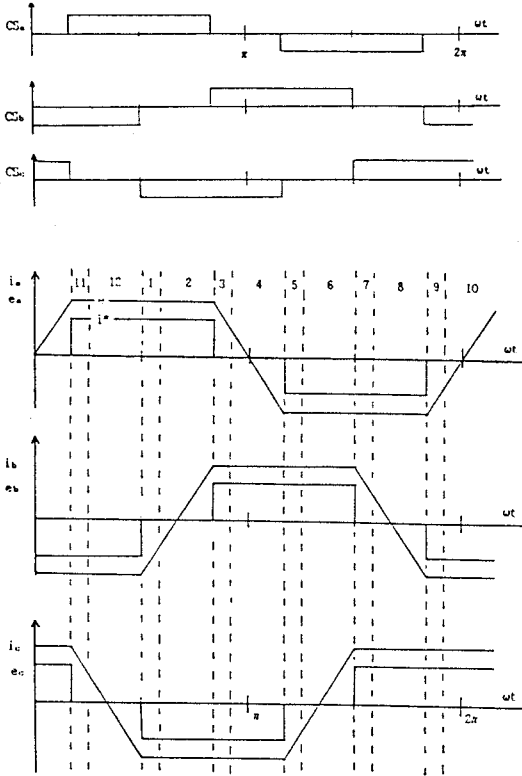


그림 2. 각 상의 역기전력, 轉流영역과 CS신호

(1) 2 상 도통영역

BLDCM에서는 자속파형이 사다리꼴이기 때문에 일정 토크를 얻기 위해서는 인버터의 각 상의 스위칭 소자는 전기각으로 120° 동안 전류가 흐르도록 하여 2상은 항상 도통되지만 나머지 한 상은 전류가 흐르지 않는 기간이다. 이 기간 동안의 전류 변화율은 다음 식 (5)와 같다.

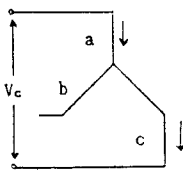


그림 3. ab상이 도통될 경우

$$\frac{di_m}{dt} = \frac{SW_m V_c - 2 R i_m - CS_u e_u - CS_v e_v - CS_w e_w}{2 L} \quad (5)$$

m : 각 상을 표시하는 첨자

m = a, b, or c

SW_m : CF CR의 스위칭을 나타내는 변수

트랜지스터 ON : SW_m = 1

환류 다이오드 ON : SW_m = -1

i_m : 각 상 전류

CS_m : 각 상에 해당하는 CS 신호의 상태를 나타내는 변수

m 상 전류 양 : CS_m = 1

음 : CS_m = -1

0 : CS_m = 0

(2) 轉流영역

일정 토크를 유지하기 위하여 전류의 轉流는 CS 신호에 의하여 전기각으로 60° 마다 발생하도록 되어 있다. 순차적으로 전류를 轉流하는 과정에서는 고정자의 저항과 인덕턴스 영향으로 전류의 상승과 감쇄는 순간적으로 이루어지지 않고, 그 때의 운전상태에 따라서 감쇄전류가 영으로 될 때까지 3상 모두에 전류가 흐르는 과도 상태를 반드시 수반하게 되며, 감쇄전류가 영으로 될 때 轉流동작은 끝나게된다. 轉流영역에서의 전류 식은 다음 식 (6)와 같다.

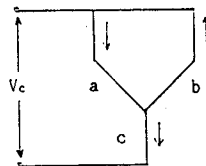


그림 3. ab + ac상으로 轉流되는 경우

$$\frac{d i_{ris}}{dt} = \frac{L}{3} [CS_r V_c (1.5 SW_r + 0.5) + K_r]$$

$$\frac{d i_{dec}}{dt} = \frac{L}{3} [- CS_d V_c + K_d] \quad (6)$$

$$\frac{d i_{unc}}{dt} = \frac{L}{3} [CS_u V_c (1.5 SW_u + 0.5) + K_u]$$

$$K_r = - 3 R i_{ris} - 2 e_{ris} + e_{dec} + e_{unc}$$

$$K_d = - 3 R i_{dec} - 2 e_{dec} + e_{unc} + e_{ris}$$

$$K_u = - 3 R i_{unc} - 2 e_{unc} + e_{ris} + e_{dec}$$

ris, dec, unc : 상전류의 상승, 감쇄 및 非轉流 상태를 나타내는 첨자

CS_r, CS_d, CS_u : 상전류의 상승, 감쇄 및 非轉流 상태에 해당하는 각각의 CS상태를 나타내는 변

SW_r, SW_u : 상전류의 상승, 감쇄 및 非轉流 상태에 해당하는 CF CR상태를 나타내는 변수

V_c : 인버터 직류단 전압

그림 4의 각각의 轉流 기간에 대하여 식 (5)와 식 (6)에 사용되는 코뮤티이션 센서의 신호를 표 1에 요약하였다. 본 논문에서 사용한 BLDCM의 파라메타는 표 2과 같다. 이상의 식 (4), 식 (5), (6), 그리고 표 1과 표 2로부터 정격운전 상태에서의 각 상의 역기전력, 전류, 토크를 구한 컴퓨터 시뮬레이션 결과는 다음 그림 5와 같다.

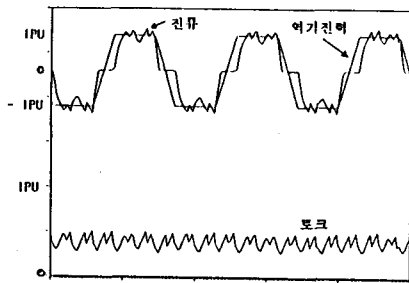


그림 5. a상의 전압, 전류, 토크의 시뮬레이션 파형 (회전속도 $\omega^* = 3000 \text{ rpm}$, 부하 토크 $T_L = 71 \text{ Kg}\cdot\text{cm}$)

표 2. BLDCM의 사양

극 수	6
정격 출력	2.2 [Kw]
정격 토크	71 [Kg-Cm]
정격 전류	16.5 [A]
정지마찰 토오크	3 [Kg-Cm]
회전자 관성	0.041 [Kg-Cm-s ²]
전기자 저항	0.48 [Ω]
전기자 인덕턴스	4.4 [mH]
정격 전압	250 [V]

3. 속도 제어 시스템의 구성

본 논문의 CF CR-PWM VSI를 구성하는 블록도는 다음 그림 6와 같다.

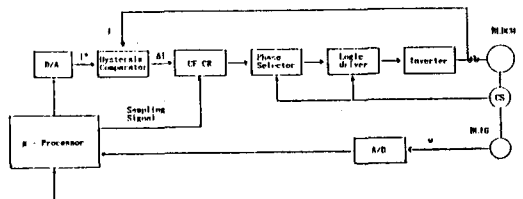


그림 6. CF CR의 블록도

표 1. 식 (5), (6)에 사용되는 CS 로직

	轉流 영역			2상 도통영역		
	CS_r	CS_d	CS_u	CS_a	CS_b	CS_c
1	$-1(i_c)$	$-1(i_b)$	$1(i_a)$			
2				1	0	-1
3	$1(i_b)$	$1(i_a)$	$-1(i_c)$			
4				0	1	-1
5	$-1(i_a)$	$-1(i_c)$	$1(i_b)$			
6				-1	1	0
7	$1(i_c)$	$1(i_b)$	$-1(i_a)$			
8				-1	0	1
9	$-1(i_b)$	$-1(i_a)$	$1(i_c)$			
10				0	-1	1
11	$1(i_a)$	$1(i_c)$	$-1(i_b)$			
12				1	-1	0

PI 제어 알고리즘에 의하여 기준전류를 만들고, 히스테리시스 컴퍼레이터에서는 이 기준전류와 BLDCM의 실제 전류를 비교하여 스위칭 소자의 ON/OFF에 대한 정보를 출력한다. CS 신호 발생회로는 코뮤티이션 센서로부터 轉流되어야 할 상을 결정하며, CF CR는 매 샘플링 주기마다 히스테리시스 컴퍼레이터에서 출력된 스위칭 소자의 ON/OFF 신호와 조합하여 인버터의 해당 스위칭 소자의 스위칭 신호로 사용하게 된다. 또한 전류 구한 회로의 상 선택 회로는 CS신호로부터 피드백 받아야 될 상 전류를 결정하여 해당 전류 검출기(Hall C.T)로부터 상의 실제전류를 입력하여 기준전류와 비교하도록 하였다.

4. 결론

본 논문에서는 기준전류와 실제전류를 히스테리시스 컴퍼레이터에 의해 수행하고, 마이크로프로세서의 일정 샘플링 동작으로 인버터의 스위칭을 제어하는 일정 주파수를 갖는 CF CR-PWM VSI를 제안하였다. 그리고, 제안한 일정 주파수의 CF CR-PWM를 구동장치로 하여 BLDCM의 속도제어 시스템을 구성하였다.

참고 문헌

- 1) David Michael Brod, "Current controller for PWM inverters", Univ. of Wisconsin-Madison, 1984.
- 2) A. B. Plunkett "A Current controlled PWM Transistor Inverter Drive" Conf. Rec. IEEE/IAS 1979 Annual Meeting, PP.785-192.
- 3) A. Schonung and H. Stemmler, "Static Frequency Changers with "Subharmonic" Control in Conjunction with Reversible Variable Speed A.C. Drive", The Brown Boveri Review, pp.555-577, Aug./Sept. 1964.
- 4) G. Pffaf, A. Weschta, and A. Wick, "Design and Experimental Results of Brushless AC Servo-Drive", in Conf. Rec. 1982 17th Annu. Meet. IEEE Ind. Appl.Soc., pp. 692-679.
- 5) J. Holts and S. Stadtfeld, "A Predictive Controller for the Stator Current Vector of Machines Fed from a Switched Voltage Source", in Conf. Rec. 1983 Annu. Meet. International Power Electronics Conference, pp.1665-1675.
- 6) Bimal K. Bose, "An Adaptive Hysteresis band Current Control Technique of a Voltage Fed PWM Inverter for chine Drive System", IECON, 1988 pp.684-690.
- 7) E. P. Persson, "Brushless DC motors in high performance servo systems" Fourth Annual Symposium on Incremental Motion Control Systems and Devices, April 1975
- 8) E. P. Persson, "Mathematical modelling and simulation of high performance Brushless DC moter" Fifth Annual Symposium, May 1976
- 9) P. Pillay and R.Krishnan, "Modeling, Simulation and of A Perment magnet Brushless DC Moter drive" IEEE IAS Annual Meeting, 1987
- 10) H. Le-hey, R. Perret, R. Feuilit, "Minimization of Torque Ripple in Brushless DC motor Drives" IEEE Trans.Ind. Appl., Vol.IA-22, NO. 4, P. 748-755(1986)
- 11) P. Pillay and R. Krishnan, "Application characteristics of permanenet magnet synchronous and brushless DC motors for servo drives," IAS Annual Meeting, 1987. pp. 380-390
- 12) T. M. Jahns, "Torque production in permanent magnet synchronous motor drives with rectangular current excitation". IEEE Trans., Vol. IA-20, NO. 4, July/August 1984, pp. 803-813
- 13) A. Kusko, "Definition of the brushless DC motor", IAS Annual Meeting, pt. 1, 1988, pp. 20-22
- 14) H. Lehuy and L. A. Dessaint, "An adaptive current controller for PWM inverter", Conf. Rec. IEEE PSC Conf., 1986, pp. 610-616.
- 15) T. J. E. Miller "Permanent Magnent and reluctance motor drives", Clarendon Press, 1989 Oxford.