

스누버 전류를 고려한 개선된 SVPWM 인버터를 이용한 상전류센서없는 전동기 구동

주형길*, 신휘범**, 안희욱***, 윤명중*

*한국과학기술원 전기및전자공학과, **경상대학교 전기공학과, ***금오공대 전자공학과

Single Current Sensor Technique considering a Snubber Current and a Modified SVPWM Inverter for AC Motor Drives

Hyeong Gil Joo*, Hwi Beom Shin**, Hee Wook Ahn***, and Myung Joong Youn*

*KAIST, **Gyeongsang National University, ***Kumoh Institute of Technology

Abstract

The single sensor technique reconstructing phase currents from the dc-link current without phase current sensors is proposed. When the duration of active vector is too short for the snubber current to reduce, the dc-link current including the snubber current gives large detection error. The solution is presented by analyzing the snubber current and modifying the switching sequences. This scheme is simple, requires only one sampling a period and has good results for detecting the phase currents.

I. 서론

전동기 구동 시스템에서는 일반적으로 속도, 위치, 토크, 추력 등의 제어변수를 원하는 값으로 제어하기 위하여 전류제어가 필요하게 된다. 전류제어 및 전동기 보호를 목적으로 상전류를 검출하기 위해서는 전류센서가 필요하게 된다. 보통 소자보호, 지락 검출을 위하여 직류 링크단에 한개, 전동기 보호 및 전류제어를 위하여 전동기 권선에 두개 또는 세개의 전류센서가 필요하다[1]. 그러나 이러한 전류센서들 간에 옵셋 및 이득의 불평형이 존재하면 전류제어에 악영향을 끼치게 된다[2]. 즉 맥동토크가 발생하여 전동기의 제어 성능이 저하하게 된다. 아울러 전류센서의 갯수를 감소시키므로써 A/D 등의 부가 H/W의 절감 효과에 따른 제작비용의 절감과 시스템의 경량화를 꾀할 수 있다.

3상 인버터의 경우 스위칭 소자가 능동 상태에서 동작할 때 직류링크 단의 전류는 전동기의 3상전류 중의 한상 정보를 갖고 있게 된다. 이에 상전류 센서

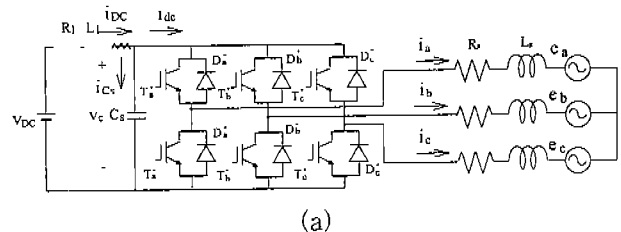
없이 직류 링크 전류로부터 상전류를 간접적으로 얻어내려는 연구가 많이 행해져 왔다[2]-[9].

II. 본론

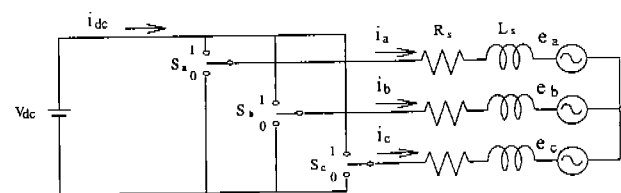
1. 상전류 간접 검출방식의 원리

그림 1은 3상 전압원 인버터 회로를 나타낸다. 그림 1(b)은 스위칭 함수 $S_m(m \in \{a, b, c\})$ 으로 나타낸 등가회로로서 스위칭 함수 S_m 는 T_m^+ 또는 D_m^+ 가 도통할 때는 1이고, T_m^- 또는 D_m^- 가 도통할 경우에는 0이 된다. 이때 직류링크전류 i_{dc} 와 상전류는 다음과 같은 관계가 성립이 된다.

$$i_{dc} = [S_a \ S_b \ S_c] [i_a \ i_b \ i_c]^t \quad (1)$$



(a)



(b)

<그림 1> 3상 인버터회로

각 스위칭 함수에 따른 i_{dc} 와 상전류와의 관계를 표 1에 나타내었다. 표 1과 식 (1)에서 보는 바와 같이 i_{dc} 는 인버터의 동작모드가 능동상태에 있을 때는

스위칭 소자의 도통 상태에 따라 3상중 어느 한상의 크기와 같음을 알 수 있다. 그러나 스위칭 소자의 도통 상태가 Free-wheeling 상태에 있을 경우에는 $i_{dc}=0$ 이 되어 상전류의 정보를 얻을 수 없게 된다. 그러므로 전류검출시의 스위칭의 상태를 능동상태로 하면 직류링크 전류로부터 상전류값을 얻어낼 수 있게 된다. 이것이 상전류 간접 검출방식의 원리이다.

(S_a, S_b, S_c)	$V_s(k)$	$i_{dc}(k)$	회로 연결도
(1, 0, 0)	V_a	$i_a(k)$	
(0, 1, 0)	V_b	$i_b(k)$	
(0, 0, 1)	V_c	$i_c(k)$	
(0, 1, 1)	$-V_a$	$-i_a(k)$	
(1, 0, 1)	$-V_b$	$-i_b(k)$	
(1, 1, 0)	$-V_c$	$-i_c(k)$	
(0, 0, 0)	V_0	0	
(1, 1, 1)	V_0	0	

<표 1> 스위칭 상태에 따른 $i_{dc}(k)$ 와 상전류

그러나 그림 1에서 보여지는 것처럼, 직류 링크 전류 센서로부터 얻어지는 전류는 i_{dc} 가 아니라 i_{DC} 가 된다. 즉 스누버 커패시터에 흐르는 전류 i_{Cs} 가 포함되어 있으므로 이에 대한 고려를 해야 한다. 이러한 스누버 전류는 스위칭 소자 전류시에는 상당히 크므로 이때 전류를 검출할 경우에는 상전류 검출오차를 크게 된다. 그러므로 스누버 전류에 대한 해석을 통하여 적절한 방안을 강구해 보겠다.

2. 스누버 회로와 상전류 검출 오차

보통 10~100A 급의 IGBT 인버터의 스누버 회로는 그림 1에서와 같은 커패시터 C_s 를 스위칭 소자의 직류 링크단에 가깝게 연결한다[11]. 이때 스누버 커패시터 전압 v_c 와 직류 링크단 전류 i_{DC} , 상전류 사이에는 다음과 같은 관계식이 성립된다.

$$i_{DC} = i_c + i_{dc} \quad (2)$$

$$V_{dc} = i_{DC}R_l + L_l \frac{di_{DC}}{dt} + v_c \quad (3)$$

$$i_c = C_s \frac{dv_c}{dt} \quad (4)$$

$$v_m = R_s i_m + L_s \frac{di_m}{dt} + e_m \quad (5)$$

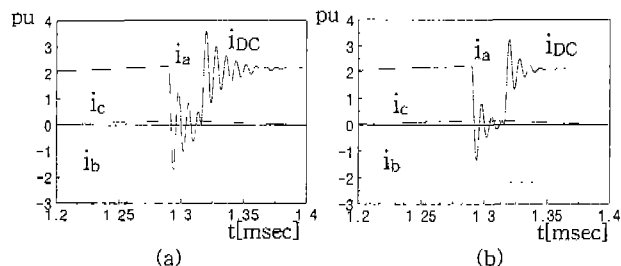
식(1)과 이 식들을 풀면 다음과 같이 된다.

$$i_{DC}(t) = A + Be^{-\frac{R_l}{L_l}t} + Ce^{-\frac{R_l}{2L_l}t} \cos \omega_0 t + De^{-\frac{R_l}{2L_l}t} \sin \omega_0 t \quad (6)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L_l C_s} - \frac{R_l^2}{4L_l^2}} \quad (7)$$

위 i_{DC} 성분 중에서 첫째 항과 둘째 항은 상전류

성분이고, 셋째 항과 넷째 항이 스누버 커패시터 C_s , 직류 링크 선로 저항 R_l 과 선로 인덕턴스 L_l 에 의해서 흐르는 스누버 전류 i_{Cs} 에 해당한다. C와 D는 회로정수 및 전압벡터가 가해졌을 때의 i_{dc} 의 초기값, 즉 상전류 값과 그 상에 가해지는 전압 $v_m - e_m$ 에 관계되는 값이다. 그림 2에서 알 수 있듯이 맥동성분을 갖게 되는 이 스누버 전류는 ω_0 의 주파수를 가지고 맥동하며, 그를 갖어다 준다. 크기는 C, D와 관계가 있으며 $2\frac{L_l}{R_l}$ 의 시정수를 갖고 감쇠한다. 능동 전압벡터의 인가 시간이 짧을 경우 맥동전류가 아직 감쇠되지 않아 이때 i_{DC} 를 검출할 경우 이 전류에는 상전류 성분 외에 스누버 전류(맥동전류)도 포함되어 상전류 검출오차가 크게 된다.



(a) $R_l=0.2[\Omega], L_l=1.6[\mu H], C_s=1[\mu F]$

(b) $R_l=0.4[\Omega], L_l=1.6[\mu H], C_s=1[\mu F]$

<그림 2> 상전류와 i_{DC}

3. 해결 방안

스누버 전류에 의한 검출 오차를 줄이기 위한 연구가 여러 논문에서 이루어져 왔다[2]-[9]. 이러한 문제점을 해결하려는 방안은 크게 네가지로 나누어 질 수 있다. 첫째는 이 전류가 충분히 감쇠할 수 있도록 최소시간(t_{min}) 만큼 보장하는 방식(State Time Change Method)이다[4]. 둘째는 동일한 평균 전압을 가하면서 최소시간 이상으로 가해질 수 있는 다른 전압벡터를 가하는 방식(State Vector Change Method)이다[4]. 셋째는 필터를 사용하여 검출오차가 어느 이상 큰 값이 될 경우에는 전류를 제한하는 방식이다[3]. 넷째는 관측기(Observer)를 사용하여 검출오차를 경우에는 관측기로부터 상전류를 얻는 방식이다[5,6]. 첫째와 둘째 방법은 가해지는 공간 전압 벡터를 수정하는 방식으로 전류제어 특성이 나쁘고 전류 맥동이 크게되는 단점이 있다. 셋째는 실제 상전류와는 다른 전류를 검출하게 된다.

4. SVPWM과 검출 가능 조건

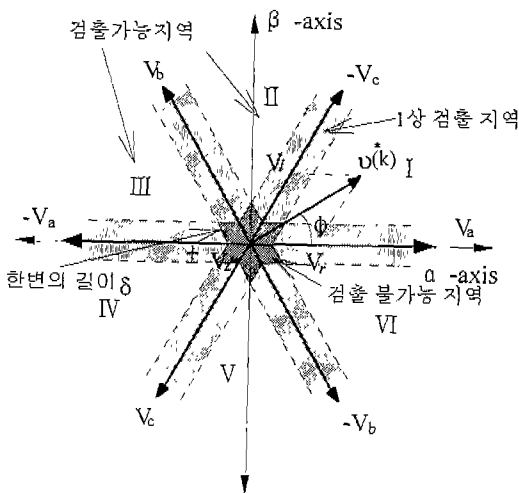
전압 명령이 $v^*(k)$ 일 경우 이는 그림 3과 같이 인접한 두 공간 전압 벡터 V_r, V_l 의 벡터합으로 나타낼 수 있다. 그러므로 SVPWM에서는 다음과 같은

계산을 통하여 한 샘플링 주기 동안 V_r, V_l, V_z 을 각각 적정시간 T_r, T_l, T_z 동안 가해지게 된다[1,10].

$$V_r = |v^{*(k)}| \cos \phi - 0.5V_l, \quad V_l = \frac{2}{\sqrt{3}} |v^{*(k)}| \sin \phi \quad (8)$$

$$T_r = \frac{3V_r}{2V_{dc}} T_s, \quad T_l = \frac{3V_l}{2V_{dc}} T_s, \quad T_z = T_s - T_r - T_l \quad (9)$$

이를 구현하기 위한 공간 전압 벡터 변조방법은 여러가지가 있을 수 있다. 그러나 상전류 간접 검출방식을 적용하기 위해서는 다음과 같은 점을 고려해야 한다. 첫째, 전류검출시의 인버터의 동작상태는 능동상태 이어야한다. 둘째, i_{dc} 로 부터 얻을 수 있는 상전류는 한상뿐이므로 다른 상의 전류도 검출오차를 작게 하면서 얻을 수 있어야 한다. 이를 위해 매 샘플링시의 공간 전압 벡터를 바꿔준다. 셋째, 간접 검출방식으로부터 얻어지는 상전류는 실제 상전류의 한주기 평균값과 같아야 한다.



<그림 3> 공간 전압 벡터

한편 위에서 언급한 스누버 전류 때문에 간접 전류 검출시 문제가 생길 수 있는 지역을 그림 3에 도시하였다. 여기서 최소전압 δ 는 다음과 같이 구할 수 있다. 스누버전류의 크기를 α 배 만큼 감소시킨 후에 i_{DC} 를 검출하기 위해서는 적어도 검출전 τ_{min} 이상의 시간동안 전압 벡터가 유지되어야 한다.

$$1 \geq \alpha = e^{-\frac{R_l}{2L_l} \tau_{min}} > 0, \quad \tau_{min} = -\frac{2L_l}{R_l} \ln \alpha \quad (10)$$

$$\delta = \frac{2V_{dc}}{3T_s} \tau_{min} \quad (11)$$

그림 3에서 알 수 있듯이 검출 가능 지역을 넓히기 위해서는 δ 를 작게 해야 한다. 그러기 위해서는 V_{dc} 를 작게 하거나, T_s 를 크게 하고, τ_{min} 를 작게 하면 된다. T_s 를 크게 하는 경우는 제어특성이 나빠질 가능성이 있기 때문에 바람직하지 않다. τ_{min} 을

작게 하기 위해서는 α, R_l 를 크게하거나 L_l 을 작게 하는 것이 좋다. 여기서 α 를 크게하는 것은 검출 오차를 크게하므로 바람직하지 않다. 그러므로 검출 가능 지역을 넓히므로써 검출성능을 좋게하기 위해서는 하드웨어 설계시 $\frac{L_l}{R_l}$ 와 V_{dc} 가 되도록 작게 설계해야 한다.

5. 제안된 SVPWM와 검출 방식

현재 전압명령 $v^{*(k)}$ 가 섹터I에 위치하고 있다고 가정하고 2상 변조방식의 경우와 3상변조방식의 경우 두 가지 경우를 생각해 보자.

2상변조 $V_a \langle T_r \rangle \rightarrow -V_c \langle T_l \rangle \rightarrow V_0 \langle T_0 \rangle$

3상변조 $V_0 \langle T_z/4 \rangle \rightarrow V_a \langle T_r/2 \rangle \rightarrow -V_c \langle T_l/2 \rangle \rightarrow$

$V_r \langle T_0/2 \rangle \rightarrow -V_c \langle T_l/2 \rangle \rightarrow V_a \langle T_r/2 \rangle \rightarrow V_0 \langle T_0/4 \rangle$

위의 경우 2상 변조방식과 3상 변조 방식을 비교해 보면 2상 변조 방식의 경우 전류맥동이 크지만 스위칭 수가 작고, 3상 변조방식의 경우는 이와 반대이다. 특히 위의 3상 변조방식은 전류맥동 및 토크맥동이 작은 것으로 알려져 있다[10]. 그러나 이방식들은 전절에서 언급한 검출 가능 조건을 만족하기 어렵다. 그러므로 이 조건을 만족하도록 스위칭 순서를 바꾸면 다음과 같이 된다.

2상변조I $V_a \langle T_r \rangle \rightarrow V_0 \langle T_0 \rangle \rightarrow -V_c \langle T_l \rangle$

2상변조II $V_a \langle T_r/2 \rangle \rightarrow -V_c \langle T_l/2 \rangle \rightarrow V_z \langle T_z \rangle \rightarrow$

$V_a \langle T_r/2 \rangle \rightarrow -V_c \langle T_l/2 \rangle$

이때 스위칭 순간은 각 주기의 맨 처음이 되며 단 한번 이루어진다. 위의 두 변조방식을 비교해 보면, 2상 변조방식(I)의 경우 스위칭 수는 한 주기 당 3개로 5개의 2상 변조방식(II)보다 작고 그림 3에서 보여지는 검출 가능 지역이 더 넓은 반면 전류리플이 크다.

현재 $v^{*(k)}$ 와 가장 인접한 공간 전압 벡터의 아래 첨자에 해당하는 상을 주 검출 상이라하고, 두번째로 인접한 경우를 부 검출 상이라 하자. 그외의 나머지 한상을 비 검출 상이라 하자. 우선 $v^{*(k)}$ 가 검출 가능 지역에 있을 경우에는 한 Sector내에서는 위와 같은 변조 방식을 적용하는 경우 매 주기마다 교호로 i_{DC} 로 부터 주 검출 상 및 부 검출 상의 전류를 검출할 수 있다. 이때 현재 검출되지 않는 주(부)검출 상의 전류는 앞 주기에서 검출한 값과 동정화된 전동기 정수를 이용하여 현재의 전류를 예측할 수 있다[9]. 만일 $v^{*(k)}$ 가 1상 검출 지역에 존재할 경우에는 i_{DC} 로 부터 검출 가능한 상은 주 검출 상이며, 부 검출 상의 경우는 스누버 전류가 포함되어 검출오차가 크게 된다. 검출 불가능 지역에 존재하는 경우에는 모든 상의 전류를 i_{DC} 로 부터 검출하는 것은 불가능하다. 이러한 경우의 검출 불가능 상에 대해서는 전류

예측법 및 관측기를 통하여 전류를 검출할 수 있다.

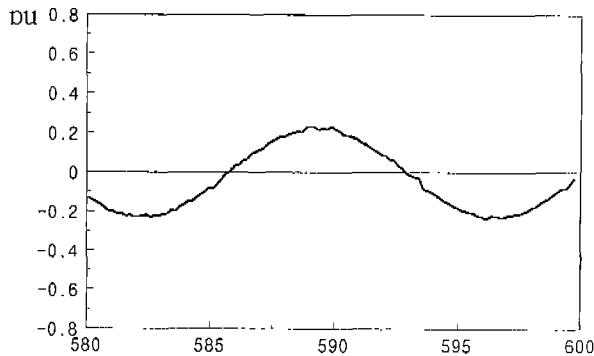
III. 모의실험 및 그 결과

제안된 SVPWM방식의 타당성을 입증하기 위하여 다음과 같은 시스템 사양을 갖는 전동기 구동시스템으로 모의 실험을 해 보았다.

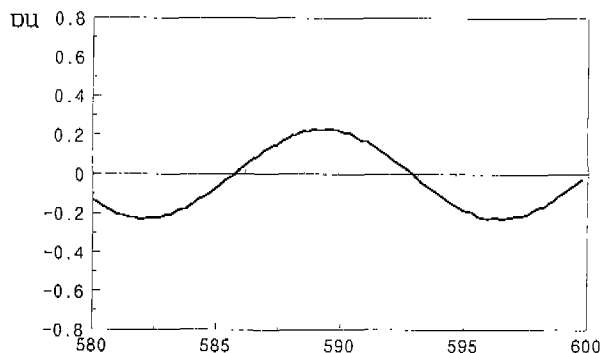
전동기	영구자석형 동기 전동기	고정자 인덕턴스	0.8mH
정격 출력	400W	고정자 저항	1.9 Ω
정격 속도	3000rpm	전압상수	7.3V/krpm
정격 전류	4.6A	직류링크전압	200V
정격 전압	42V	샘플링 시간	170 μ s

<표 2> 시스템 사양

그림 4와 5를 보면 간접 검출 상전류가 실제 상전류의 평균값과 유사하게 잘 검출됨을 알 수 있다. 2상 변조방식(II)의 경우 전류맥동도 작고 검출된 상전류도 실제 정현파에 유사하게 검출됨을 볼 수 있다.



<그림 4> 2상 변조방식(I)에서의 실제 상전류와 간접 검출 상전류



<그림 5> 2상 변조방식(II)에서의 실제 상전류와 간접 검출 상전류

IV. 결론

제안된 방식을 적용할 경우 전류센서의 오차에 따른 시스템의 저하를 방지할 수 있으며, 시스템 비용도 저감시키며 아울러 기존의 상전류 간접 검출 방식에서는 검출할 수 없었던 검출 불가능 지역 및 Free-wheeling상태에서도 상전류를 검출할 수 있다. 또한 상전류의 평균값을 검출하므로써 전류제어를 하는데 어려움이 없으며, 개선된 SVPWM을 통해 한

주기당 한번의 샘플링만으로도 3상의 전류를 잘 검출할 수 있으므로 간단한 시스템을 구성할 수 있다.

참고 문헌

- [1] D. M. Brod and D. W. Novotny, "Current control of VSI-PWM inverters", *IEEE Trans.*, IA-21, pp. 562-570, 1985
- [2] J. T. Boys, "Novel current sensor for PWM AC drives", *IEE Proc.*, Vol.135, Pt. B, No.1, p.p27-32, Jan., 1988
- [3] Y. Xue, X. Xu, T.G. Habetler, and D. M. Divan, A Stator Flux-Oriented Voltage Source Variable-Speed Drive Based on dc Link Measurement, *IEEE Trans. on Industry Applications*, IA-27, No. 5, Sep./Oct., p.p. 962~969, 1991
- [4] J. F. Moynihan, R. C. Kavanagh, M. G. Egan, and J. M. D. Murphy, Indirect Phase Current Detection for Field Oriented Control of a Permanent Magnet Synchronous Motor Drive, *EPE FIRENZE*, p.p3-641-3-646,1991
- [5] J. F. Moynihan, S. Bolognani, R. C. Kavanagh, M.G. Egan, and J.M.D. Murphy, Single Sensor Current Control of AC Servo Drives Using DSP, *EPE 93*, p.p. 415~421, 1993
- [6] P.P. Acarnley, Current Measurement in Three-Phase Brushless DC Drives, *IEE* vol.140, no. 1, p.p. 71~79, 1993
- [7] F. Blaabjerg and J. K. Pedersen, A New Low-cost, Fully Fault Protected PWM-VSI Inverter with True Phase-current Information, *IPEC-Yokohama 95*, p.p. 979~986,1995
- [8] F. Blaabjerg, J. K. Pedersen, U Jaeger, and P. Thøgersen, Single Current Sensor Technique in the DC-link of Three-phase PWM-VS Inverters : A Review and the Ultimate Solution, *IEEE Trans. IE-33* No. 5, Sep/Oct., p.p. 1241~1253, 1997
- [9] H. G. Joo, C. G. Kim, H. B. Shin, and M. J. Youn, "Detection of Three-Phase Currents in Space-Vector PWM Inverters with Only One DC Link Current Sensor", *Proc. of IECON*, IEEE., 127~132, 1996
- [10] Paul Thøgersen and John K. Pedersen, Stator Flux Oriented Asynchronous Vector Modulation for AC-Drives, *PESC 90*, p.p. 641-648
- [12] Mitsubishi Semiconductors Data Book, *Mitsubishi Electric*, 1995