

인버터 폴트 (B4) 환경 하에 토크리플 절감을 위한 개선된 변조방식

박진식, 정신명, 윤명중
한국 과학 기술원

Improved PWM for reducing torque ripple in PMSM with B4 inverter

Jin-Sik Park, Sin-Myung Jung, and Myung-Joong Youn
KAIST

ABSTRACT

This paper presents a study on the use of improved space-vector modulation of VSI employing only four switches, four body diodes. Different switching sequence strategy for vector control for inverter fault mode are described. The influence of different switching patterns at same modulation index and improved PWM method is proposed. The proposed PWM is compared with conventional PWM. Simulation and experimental results are presented.

1. 서 론

오늘날 인버터는 모터 제어, 여러 전력제어 시스템, AC 전원 등으로 여러 분야에 널리 사용되고 있다. 여러 산업분야에서 사용되는 만큼 기존의 2-레벨 3상 인버터의 원가절감을 목표로 하는 움직임도 많았다. 그 예 중에 하나가 B4 인버터이다 [1]. B4 인버터는 2개의 스위치를 2개의 커패시터로 대체하여 사용하기 때문에, 드라이빙 회로 2개가 줄어들게 되고, 능동소자를 줄여서 원가절감의 효과를 볼 수 있었지만, 더 높은 링크 전압과 벡터 숫자의 감소로 인한 단점이 있다.

B4인버터는 줄어든 스위치 때문에 새로운 PWM방식이 필요했고, 여러 가지 방식들이 연구된 바 있다. B6 인버터에서 제안된 바 있는 삼고조파 주입 방식, 공간 벡터 변조법, 레굴라 샘플링 방식, 전류의 리플을 줄이기 위해 공간벡터 변조법을 사용하는 방식 등의 방법들 [2]은 영벡터가 없는 B4 인버터에는 바로 적용할 수가 없었기 때문에, 여러 가지 방식들이 연구되어져 왔다. 특별한 것 없이 단지 전압 명령으로 변조하는 방법 [3] 공간벡터 변조법으로 하는 방법, dc-link 리플을 고려한 방법 등 여러 가지가 있다.

이 논문에서는 기존의 방식들을 스위칭 패턴 레벨에서 표시하며, 토크의 미분값으로 스위칭 패턴을 구분하여, 전압 명령 크기에 따라 스위칭 패턴을 선택하여 PWM을 함으로써, 토크의 리플을 절감시키는 방식을 제안한다.

먼저, 인버터의 전압 명령 생성 방법에 대해 살펴보고, 스위칭 패턴 변화에 따른 토크 리플의 변화에 대해 논의한 다음, 제안한 방법에 대해 언급하고, 시뮬레이션과 실험을 통해 검증하였다.

2. B4 인버터와 스위칭 벡터

2.1 Inverter topology

B4 인버터는 Fig. 1에서와 같이 하나의 상에 스위치가 생략되어 한 쌍의 커패시터로 구성된 구조이다[1]. 즉, C1, C2에 링크 전압의 절반이 걸린 상태로 유지된다.

부하가 평형이라면 중성점전압 (V_{n0})은 극전압(line-to-0)의 평균값이 되고, 상전압(line-to-neutral)을 계산할 수 있다.

$$V_{n0} = \frac{1}{2} U_{dc} - V_{cn}^*$$

$$V_{a0}^* = V_{an}^* + V_{n0} = V_{an}^* - V_{cn}^* + \frac{1}{2} U_{dc} \quad (1)$$

$$V_{b0}^* = V_{bn}^* + V_{n0} = V_{bn}^* - V_{cn}^* + \frac{1}{2} U_{dc}$$

$V_{an}^*, V_{bn}^*, V_{cn}^*$: phase voltage command

(1)에서 사용된 상전압 명령(phase voltage command)은 기존의 B6 인버터에서 구하던 대로, dq transform을 통해 얻을 수 있다. (1)에서 V_{a0}^*, V_{b0}^* 계산한 다음, 이것으로 스위칭 벡터를 결정하게 된다. B4 인버터는 단상 구동부처럼 4가지 스위칭 벡터를 갖고 있다. 그림 2에서 알 수 있듯이 B4 인버터는 01, 10 벡터가 00, 11 벡터에 비해 $\sqrt{3}$ 배 더 크다. 각 벡터는 90도의 위상차를 가지며, C1, C2의 전압 비율에 의해 B지역의 위치가 11, 00 방향으로 움직이게 된다. C2의 전압이 0인 경우, B지역은 000, 010, 110, 100 을 잇는 마름모 형태가 되고, C1의 전압이 0인 경우는 001, 011, 000, 101을 잇는 마름모 형태가 된다. 그리고, 일반적으로 로드예 모터와 같은 평형 부하가 달릴 경우, C상 전류는 오프셋이 없는 sine-wave가 된다.

V_{c1}, V_{c2} 가 같다고 가정하면, 그림 2와 같이 4개의 벡터 위치를 잡을 수 있다. 표 1 에서는 4개의 스위칭 벡터에 대해 극전압, 중성점전압, 상전압을 정리하였으며, Fig 2. 에서는 B6 인버터의 스위칭 벡터와 겹쳐서 표현하였다. C상을 커패시터로 대체한 결과, C축 방향으로 상전압의 가변범위가 절반으로 줄었음을 알 수 있다. 01과 10 벡터는 A상과 B상 사이에 존재하며, 11, 00 벡터에 비해 $\sqrt{3}$ 배 더 크다. 즉, C상의 상전압 가변범위의 제약으로 인해, B4 인버터에서 만들 수 있는 회전자계의 크기는 B6 인버터와 같은 링크 전압을 가진다고 할 때, 절반으로 줄어들게 된다.

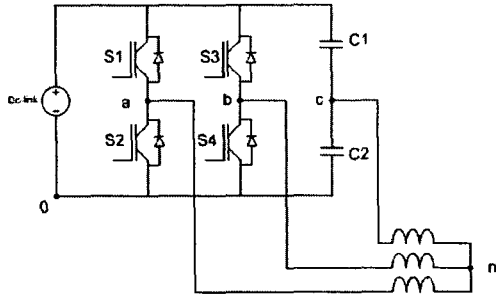


Fig 1 B4 inverter topology

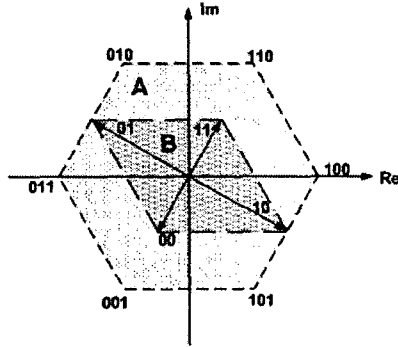


Fig 2 Switching vector for B4, B6 inverter

Sw	V _{a0}	V _{b0}	V _{n0}	V _{an}	V _{bn}	V _{cn}
00	0	0	$\frac{1}{6} U_d$	$-\frac{1}{6} U_d$	$-\frac{1}{6} U$	$\frac{1}{3} U_{dc}$
01	0	U_d	$\frac{1}{2} U_d$	$-\frac{1}{2} U_d$	$\frac{1}{2} U_{dc}$	0
10	U_d	0	$\frac{1}{2} U_d$	$\frac{1}{2} U_{dc}$	$-\frac{1}{2} U$	0
11	U_d	U_d	$\frac{5}{6} U_d$	$\frac{1}{6} U_{dc}$	$\frac{1}{6} U_{dc}$	$-\frac{1}{3} U$

Table 1 Switching vector for B4 inv

3. 제안하는 PWM 방법

2.1에서 언급한대로 주어진 극전압 명령은 link 크기의 캐리어와 비교를 통해 스위치 on-off 를 정한다. 스위칭 패턴에 따라 전압 벡터가 정해지게 되는데, 최소 1개에서 4개의 전압 벡터를 사용하는 경우까지 존재한다. 그러나 일반적으로 영벡터가 있다고 가정하면, 3가지 이상의 벡터로 명령벡터를 만들어야 한다. 4개의 스위칭벡터를 사용하는 경우는 스위칭 패턴을 비대칭으로 놓여지게 되면 나타나게 되는데, 이 경우 대부분 전류 리플이 커지게 된다. 그 이유는 영벡터가 4개의 벡터 모두에서 나타나기 때문에, 위상 에러가 생길 수 있는 경우가 더 증가하기 때문이다.

3개의 스위칭벡터에서 2개는 방향이 반대이므로, 반대 성분인 2개는 B6 인버터에서 영벡터와 비슷한 역할을 한다는 의미에서 영벡터라고 하고, 나머지 한 성분을 진행벡터라고 하자. 진행 벡터는 회전자의 위치에 따라 결정되지만, 영벡터는 유저가 정하는 PWM에 따라 여러 경우가 있다. Fig.3은 A, B상 스위칭 패턴의 위상차에 따른 인가되는 스위칭벡터의 변화이다.

Fig. 3은 전압 명령 내에 여러 가지 전압 벡터 패턴을 만들 수 있는 것을 보여준다. Fig. 3에서 밝게 표시된 부분이 영벡터를 포함한 부분이다. 토크리플을 줄이기 위해서 토크관련

수식을 확인하다. 모터의 전압명령은 q, d축 전압 명령으로 나온다. q,d축의 정의는 Fig. 4에서 나타낸다(d축이 회전자 자속 방향). 토크 리플을 줄이기 위해서 SPMSM에서는 (2)에서와 같이 q축 전류에 의해서만 나타나므로, q축의 전류 리플을 줄임으로서 성능을 개선할 수 있다.

$$T = \frac{3}{2} k_p i_q \quad (2)$$

인버터의 스위칭 시퀀스를 바꾸는 기준은 회전자 위치에 따라 스위칭벡터에 의해 발생하는 전류의 미분값으로 구분한다. Fig 5. 11벡터의 경우 α영역 내에서 (+) 기울기, 나머지 벡터역시 그 벡터를 포함한 영역에서 (+) 기울기를 갖고 나머지 영역에서 (-) 기울기를 갖게 된다. α, β, γ, δ 영역의 각도 크기는 영역의 크기는 모터의 스펙과 모터 현재 속도로부터 계산이 가능하다.

α영역에 q축이 있는 경우, 고정자 자속의 진행방향이 11이다. ①영역에서는 11, 01, 10 으로 스위칭하면, 10 → 11 → 01 → 11 → 10 또는 01 → 11 → 10 → 11 → 01 패턴으로 스위칭 하게 될 경우, q상 전류 기울기 역시 (+), (-) 를 교대로 나타나기 때문에 전류 리플이 줄어들 게 된다. ③영역에서는 01로 진행, 영벡터는 00, 11이므로, 00 → 01 → 11 → 01 → 00 또는 11 → 01 → 00 → 01 → 11 로 스위칭하면, 전류 기울기 역시 (+), (-) 가 교대로 보이게 되면서 리플이 작게 유지된다.

남은 ②영역에서는 11, 01 벡터가 (+) 기울기를 갖고 있고, 진행방향이 11 과 01 사이 이므로, b, c 두 가지 패턴 모두 최적화된 상태라고 보기 힘들다. ②영역에 ① → ③ 이 되는 경계 영역이 된다. B4 인버터에서는 어떤 벡터방향에 영벡터를 첨가 하는 가가 토크 리플을 저감시키는 중요한 요소로 작용한다는 것을 알 수 있다. B6 인버터도 그렇듯이 실제 스위칭 벡터가 있는 방향이 토크 리플이 가장 적게 나타나며, B4도 마찬가지로 ①, ③, ⑤, ⑦ 영역에서는 전류 리플이 적게 나타나며, 나머지 영역에서는 전류 리플이 증가하다가 감소하는 형태를 갖게 된다.

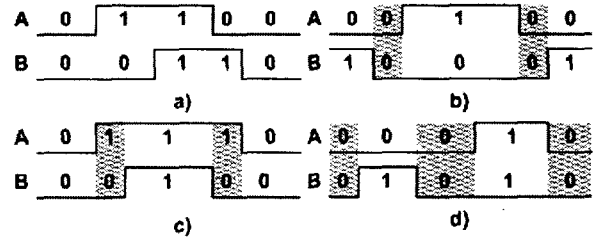


Fig 3 space vector for several switching patterns

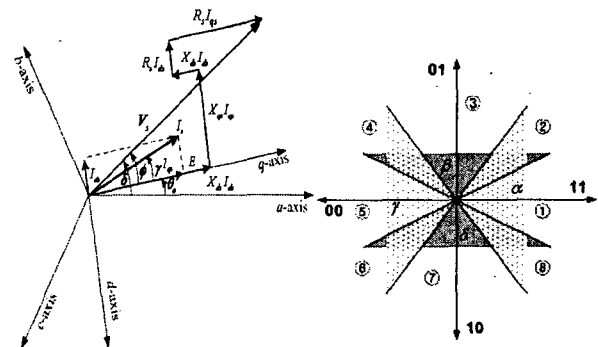


Fig 4 q, d-axis and a, b, c-axis Fig 5 switching pattern

4. 시뮬레이션 결과

사용된 모터의 사양은 $R=0.49[\Omega]$, $L=0.0069[H]$, $J=1.2384[kgm^2]$, $P=8$ 이다. pwm 성능을 토크리플 (q상 전류)를 통해 비교한다. Fig. 6, 7, 8은 q상 전류 명령(i_q^*)과 q상 전류를 나타낸 것이다. Fig. 6은 영벡터를 비교적 전류 리플이 적은 00, 11로 고정시킨 PWM 방식, Fig. 7은 대칭성을 고려해, 90도마다 제안된 방법과 비슷하게 스위칭 패턴을 바뀌는 방식[4], Fig. 8은 제안된 방법으로 보여주는 것이다. 시뮬레이션 결과처럼 Fig.7, Fig.8이 Fig.6 보다 더 우수하다는 것을 알 수 있고, Fig. 7은 위상 q상 전류의 진동폭은 Fig.8과 비슷하지만, 실제 q상 전류 명령에서 벗어나는 절대값이 더 큰 것을 확인할 수 있다.

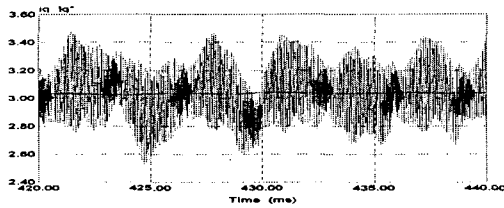


Fig 6 i_q with svm1

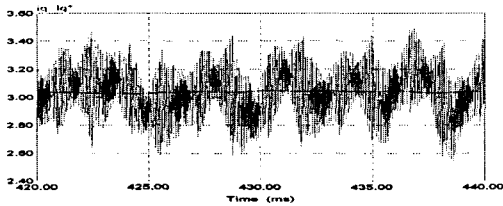


Fig 7 i_q with svm2

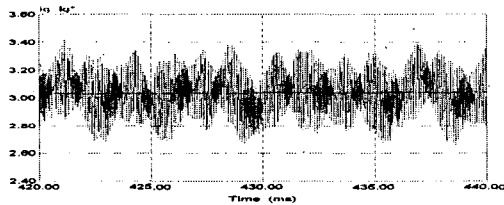


Fig 8 i_q with proposed pwm

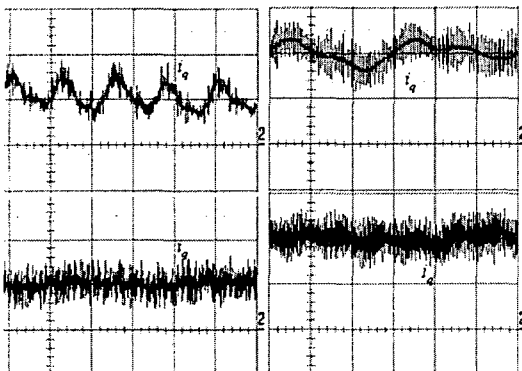


Fig 9 B4인버터 (위쪽), B6인버터 (아래쪽)

$I_q^* = 1A$ (왼쪽), $I_q^* = 2A$ (오른쪽)
 $x: 20msec/div$ (왼쪽), $2msec/div$ (오른쪽)
 $y: 2A/div$

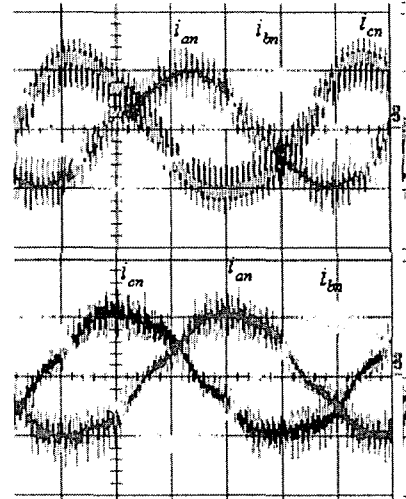


Fig 10 B4인버터 (위쪽), B6인버터 (아래쪽)

$I_q^* = 2A$, $x: 2msec/div$, $y: 2A/div$

5. 실험 결과

실험사양은 시뮬레이션 사양과 동일하며, 부하조건만 좀 다르다. Fig. 9에서와 같이 저속에서는 토크 리플이 상당히 크다는 것을 확인할 수 있다. Fig. 10에서와 같이 a, b, c상 전류 리플이 B6에 비해 상당히 크게 나오고, 전류 리플의 크기로부터 c상이 커패시터로 만들어진 상임을 예측할 수 있다.

6. 결론

본 논문을 통해, B4 인버터에서 토크 리플을 절감시키는 PWM 방식을 제안하였고, B4 인버터에서는 B6 인버터와 달리 영벡터의 위치에 따라 토크 리플의 크기가 매우 달라지는 것을 확인할 수 있었다. 이론의 검증을 위해 Psim을 이용해서 제안된 방식의 PWM을 구현하였고, q상의 전류 리플 차이를 확인함으로써, 제안된 방법의 우수성을 입증하고, 실험을 통해 구현 가능성을 확인했다. 기존의 링크 전압보다 더 큰 링크 전압과, 내압이 높은 스위칭 소자가 주어진다면, B4 인버터를 이용한 모터 구동은 원가절감 효과에 큰 도움이 될 것이다.

이 논문은 HWRs-ERC의 연구비 지원에 의하여 연구되었음

참고 문헌

- [1] H.V. Broeck, and J.D. Wyk, "A Comparative investigation of a three-phase induction machine drive with a component minimized voltage-fed inverter under different control options", IEEE trans, on Industrial Applications, Vol. IA-20, NO.2, March/April 1984, pp. 309-320
- [2] B.K. Bose, "Modern Power Electronics and AC Drives"
- [3] P.N. Enjeti, A. Rahman & R. Jakkli, "Economic Single-Phase to Three Phase Converter Topologies for Fixed and Variable Frequency Output", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 8, No. 3, July 1993, pp.329-335
- [4] Frede Blaabjerg, JK Pedersen, "A new low-cost, fully fault-protected PWM-VSI inverter with truephase-current information", IEEE trans, power electronics, vol. 12, No. 1, January 1997, pp. 187-197.