

SV_PWM을 이용한 유도전동기구동시스템의 SIMULINK 모델링

이학주* 김민태** 성세진**
 *전력연구원 **충남대학교 전기공학과

SIMULINK Modeling for Induction Motor Drive System using SV_PWM

*Hak Ju Lee **Min Tae Kim **Se Jin Seong
 *KEPRI **Chungnam National University

Abstract

SV_PWM inverter for Induction motor drive system was designed at SIMULINK environment in MATLAB. This paper was performed the analysis of output current harmonics using DSP blockset. It was proved in this paper that SV_PWM method has been more effective than triangle comparison PWM method on harmonic reduction at steady state.

1. 서 론

유도전동기의 가변속 제어기술은 원하는 토크, 속도제어 특성을 얻기 위하여 전압형 인버터에 의한 정밀한 전류제어가 선행되어야 한다.

인버터는 스위칭소자를 구동하는 게이트 펄스열을 만들기 위해 전류오차보상 및 전압변조가 이루어져야 하는데 삼각파 비교PWM, 최적PWM, SV_PWM 기법 등을 적용하여 전압변조를 실현하고 있다.

기준전압과 동일한 시간 평균치를 얻기 위해 인접한 전압벡터를 조합하는 SV_PWM기법은 정상상태에서 출력전류의 고조파성분을 감소시키고, 선형제어 영역의 증가와 디지털 구현이 용이하다는 장점이 있어 그 응용이 확대되어가고 있다.

본 논문에서는 유도전동기 구동시스템에 적용하기 위한 전압형 인버터를 SV_PWM기법을 적용하여 MATLAB의 SIMULINK 환경에서 모델링하였으며, 구성된 시스템의 전압지령치, 출력전류 및 토크를 보이고, DSP Blockset를 이용하여 고조파를 분석, 삼각파 비교 PWM방식과의 비교에 의해 출력전류고조파 저감에 대한 우수성을 검토하고자 한다.

2. SV-PWM 인버터

2.1 SV_PWM기법

그림1은 본 논문에서 모델링하고자 하는 3상 전압형 인버터의 회로도이다.

SV_PWM은 기준전압벡터의 위치를 기준으로

스위칭 시간합수를 결정하는 방식으로 3상 인버터에서는 유효전압을 전동기에 공급할 수 있는 6개의 유효전압벡터($V_0, V_2, V_3, V_4, V_5, V_6$)와 한쪽부분의 스위치가 모두 단락되는 2개의 영전압벡터(V_0, V_7)의 조합으로 결정한다.

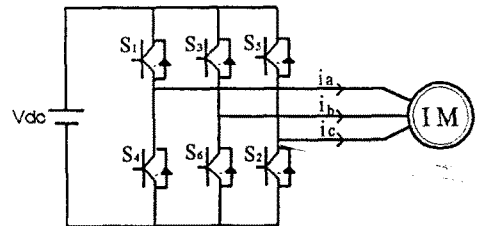


그림 1. 3상 전압형 인버터

그림2의 상태공간벡터도와 같이 유효전압벡터는 $\frac{2}{3} V_{dc}$ 의 크기에 60° 의 위상차를 갖는 정육각형을 형성한다.

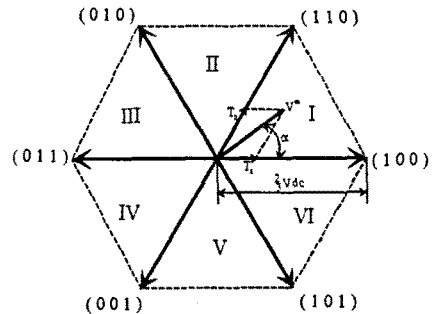


그림 2. 상태공간 벡터도

SV_PWM은 기준 전압벡터가 I 섹터에 있을 경우 한주기의 적분에 의해 다음의 식을 얻을 수 있다.

$$\int_0^{T_z} V_{Ro} dt = \int_0^{T_1} V_N dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} V_{N+1} dt + \int_{T_1+T_2}^{T_z} V_0 dt \quad (1)$$

여기서, T_z 은 샘플링 시간이며, T_1, T_2 는 V_N 과 V_{N+1} 의 전압이 인가되는 시간으로 식 1에서

유효시간을 제외한 시간은 영전압벡터가 인가되고 있음을 알 수 있다.

$$T_2 V_{Ref} = T_1 V_1 + T_2 V_2 \quad (2)$$

$$T_2 |V_{Ref}| \begin{bmatrix} \cos \alpha \\ \sin \alpha \end{bmatrix} = T_1 \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + T_2 V_{dc} \begin{bmatrix} \cos \pi/3 \\ \sin \pi/3 \end{bmatrix} \quad (3)$$

여기서 $0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{3}$ 가 되고, 유효 벡터 인가 시간은 다음과 같이 계산되는데 이는 게이팅 신호를 발생하는 시간이 아니므로 실제 스위칭 시간을 계산해야 한다.

즉, 유효 벡터 인가 시간은 인버터 유효전압을 기준 전압과 같은 한 주기의 평균 개념으로 계산하고, 게이팅 시간은 T_0, T_1, T_2 의 조합에 의하여 구한다.

정밀한 전압생성, 전류리플을 최소화하기 위해 ON, OFF 한 주기를 대칭이 되도록 배열하는데 섹터 I에서는 $V_0 \rightarrow V_1 \rightarrow V_2 \rightarrow V_7 \rightarrow V_2 \rightarrow V_1 \rightarrow V_0$ 의 스위칭 패턴을 구성한다.

표 1은 섹터 I에서의 게이팅 시퀀스를 나타내고 있으며 게이팅 시간(T_{ga}, T_{gb}, T_{gc})은 시간지연을 의미하고 있다.

그림 3은 SV_PWM 제어기의 1주기당 인가되는 유효전압이며, 그림 4는 전압지령치이다.

ON Gateing Time	OFF Gateing Time
$T_{ga} = \frac{T_0}{2}$	$T_{ga} = \frac{T_0}{2} + T_1 + T_2$
$T_{gb} = \frac{T_0}{2} + T_1$	$T_{gb} = \frac{T_0}{2} + T_2$
$T_{gc} = \frac{T_0}{2} + T_1 + T_2$	$T_{gc} = \frac{T_0}{2}$

표 1. 섹터 I에서의 게이팅 시간

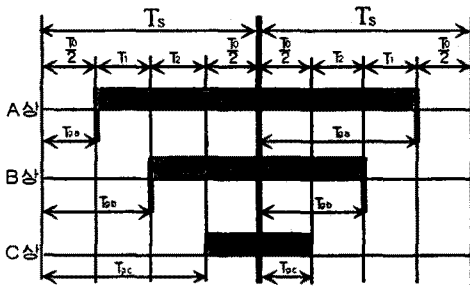


그림 3. 한 주기당 유효전압(섹터 I)

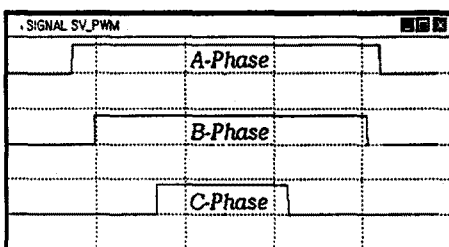


그림 4. SV_PWM 전압 지령치

2.2 인버터 SIMULINK 모델

전압형 인버터는 시간지연이 없는 이상적인 경우로 가정하였고, 스위칭 소자의 내부저항은 0.1Ω , 커패시턴스는 $10 \mu F$ 으로 모델링하였으며, 그림 5은 인버터의 선간 전압(V_{AB})파형이다.

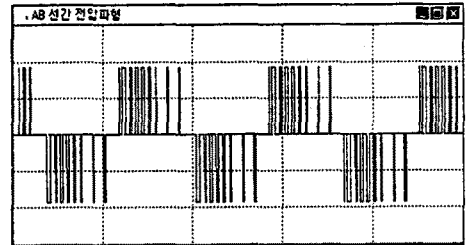


그림 5. 인버터 선간전압 파형

3. 유도전동기 모델링

3상 유도 전동기의 전압 방정식을 구하기 위해, 고정자 권선이 대칭이며 분포권이라고 가정한다. 정지 좌표계에서 유도 전동기의 방정식을 각상의 벡터식으로 표현할 수 있으며, 고정자 및 회전자 전압 방정식은 다음과 같다.

$$V_{abc} = r_s I_{abc} + p \lambda_{abc} \quad (4)$$

$$V_{abc} = r_s I_{abc} + p \lambda_{abc} \quad (5)$$

또, 쇄교자속은 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{bmatrix} \lambda_{abc} \\ \lambda_{abc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & L_{sr} \\ (L_{sr})^T & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{abc} \\ I_{abc} \end{bmatrix} \quad (6)$$

유도 전동기의 동특성은 시변계수를 가지는 복잡한 미분방정식으로 표현되기 때문에 빠른 과도 응답을 갖는 토오크 제어를 위하여 유도 전동기의 고정자 전류를 자속각을 기준으로 자속성분 전류와 토오크 성분 전류를 분리시켜 독립적으로 제어하는 자속 기준 제어가 필요하며, 식(7)은 유도 전동기의 d-q축 전압방정식을 구할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ v_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s + pL_s & -\omega_e L_s - s & pM & 0 \\ -\omega_e M & \omega_e L_s - s & r_s + pL_s & pM \\ pM & -\omega_{sl} M & r_r + pL_r & -\omega_{sl} L_r \\ \omega_{sl} M & pM & \omega_{sl} L_r & r_r + pL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (7)$$

(단, p = 미분연산자, $M = \frac{3}{2} Lm$, $\omega_{sl} = \omega_e - \omega_r$)

$$\begin{bmatrix} \lambda_{ds} \\ \lambda_{qs} \\ \lambda_{dr} \\ \lambda_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (8)$$

식(7)을 이용하여 유도 전동기를 모델링하면 그림 6과 같다.

4. 시뮬레이션 결과 및 검토

4.1. 시스템 시뮬레이션

SV_PWM 제어기의 성능을 비교하기 위해 먼저 일반 PWM 제어기를 시뮬레이션하였으며, 시뮬레이션에 사용한 유도 전동기의 변수는 표 2와 같다.

$V_{dc} = 310$ 이다.)

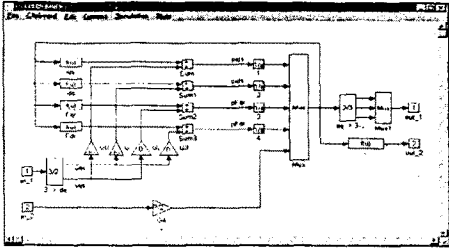


그림 6. 3상 유도 전동기

변수명	값
r_s	0.2417 [Ω]
r_r	0.2849 [Ω]
L_s	0.0373 [mH]
L_r	0.0373 [mH]
L_m	0.036 [mH]
J	0.063 [kgm^2]

표 2. 전동기 파라미터

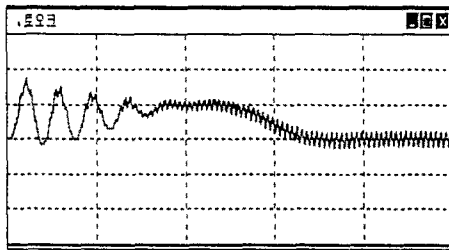
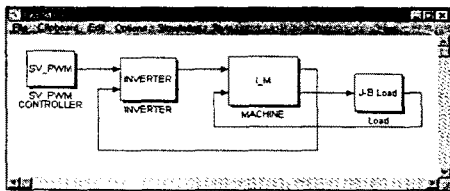
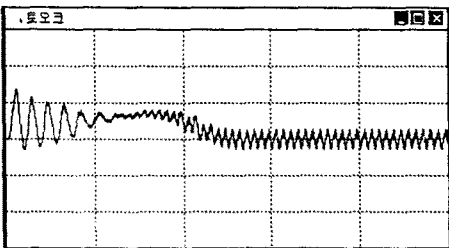


그림 7. 토크 파형(PWM / 0.25(sec))



a) 시스템 구성도



b) 토크 파형(0.5(sec))

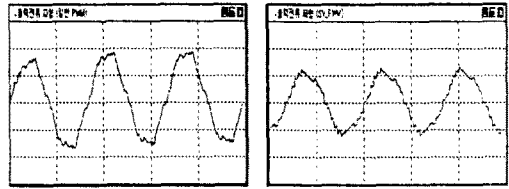
그림 8. SV_PWM 제어기

일반 PWM제어기는 $M=1$ 이고, 한 사이클당 9번을 나누도록 시뮬레이션한 토크 파형은 그림 7과 같다.

SV_PWM제어기를 적용한 시스템 구성도와 토크 파형은 그림 8과 같다.(단, $M=1$, $|V^*| = 100$,

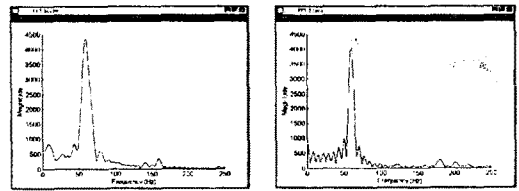
4.2. 고조파 분석

각 인버터의 출력전류 파형은 그림 9과 같으며, DSP Blockset을 이용하여 고조파를 분석한 결과는 그림 10과 같다.



a) 일반 PWM b) SV_PWM

그림 8. 출력전류 파형



a) 일반 PWM b) SV_PWM

그림 9. 출력 전류 고조파

SV_PWM제어기의 제 5고조파 3.2%, 제 7고조파 2.6%, 제 9고조파는 1.37%로 일반 PWM제어기 보다 제 5고조파는 66.6%, 제 9고조파는 28.5%로 저감됨을 보이고 있다.

5. 결 론

본 논문에서는 SIMULINK환경하에서 유도전동기 구동 시스템을 모델링하였다. SV_PWM제어기법을 모델링된 시스템에 적용 할 경우 출력전류의 고조파성분이 일반 PWM제어보다 감소됨을 시뮬레이션을 통하여 입증하였다.

그러나, SV_PWM제어는 정확한 기준전압의 설정이 어렵고, 게이팅 타임의 연산 소요시간이 길다. 이후로 이와같은 단점을 극복하는 기법의 개발이 요구된다.

[참 고 문 헌]

- [1] 김준석 외1인, "공간전압 벡터 PWM의 새로운 기법", 대한전기학회논문지, Vol 44 No 7, pp.865-874, 1995.7
- [2] J.Holtz, "Pulse Width Modulation - A Survey", Conf. Record of IEEE, PESC, pp.11-18, 1992.
- [3] R.Teodorescu, "A SIMULINK Approach to Power Electronics Simulations", Cof. EPE'95, pp.3954-3958, 1995.9
- [4] The MATHWORKS Inc, "SIMULINK User's Guide", 1993.4