

고속전철 추진시스템을 위한 멀티레벨 전력변환기의 제어기법 및 SVPWM 모델링

(Modeling of SVPWM and Control Method for Driving Systems of High-speed Trains by using Multi-level Power Converters)

이동명* · 홍찬희

(Dong-Myung Lee · Chan-Hee Hong)

요 약

고속 철도 추진시스템의 고속화 및 급전시스템의 전력 품질향상을 위한 연구가 현재 활발히 진행되고 있으며 이를 위한 멀티레벨 전력변환기를 적용한 고속전철 추진시스템의 연구가 필요하다. 본 논문은 멀티레벨 전력변환기의 제어기법 및 공간전압벡터 변조기법(Space Vector PWM, SVPWM)의 모델을 제안한다. 단상 컨버터 제어방식으로는 널리 사용되고 있는 순시치 전류제어 방식을 대신하여, 과도상태 개선 및 제어 속응성을 향상시키기 위하여 동기좌표계에서의 전류 제어 방식을 사용한 제어기법을 적용하였으며, 단상 멀티레벨 컨버터 및 3레벨 인버터에 적용되는 SVPWM기법의 시뮬레이션 모델을 제안하고 인버터 축소모델을 통하여 모델링의 타당성을 보인다.

Abstract

This paper proposes control methods and simulation models of a driving system, which consists of converters and inverters, for high speed trains employing multi-level power converters. The control method of a single phase three-level converter for high-speed trains is designed to use DC values instead of instantaneous current values which are usually used in single-phase application, so that it results in a fast and robust voltage control response. In addition, simulation models of Space Vector Pulse Width Modulation (SVPWM) for single phase three-level converters as well as three level inverters are proposed. Experimental results demonstrate the validity of the simulation model for three-level inverters.

Key Words : Space Vector PWM, High-Speed Trains, Inverter, Converter, Multi-Level Systems

1. 서 론

철도 시스템의 추진 시스템은 컨버터와 인버터로 구성되어 있으며, 2레벨 시스템이 주로 이용되고 있다. 컨버터의 제어 방식은 일반적으로 두 대의 2레벨 단상컨버터를 병렬로 연결하고 두 컨버터간의 스위

* 주저자 : 홍익대학교 전자전기공학부 조교수
Tel : 02-320-3047, Fax : 02-320-1193
E-mail : dmlee@hongik.ac.kr
접수일자 : 2009년 8월 11일
1차심사 : 2009년 8월 12일
심사완료 : 2009년 9월 1일

청 시점을 반주기 어긋나게 운전하여 고조파를 감소시키는 기법을 사용한다[1]. 그러나 이러한 방식은 두 대의 컨버터가 변압기를 통하여 자기적으로 결합되어 있어 한 쪽의 스위칭이 다른 쪽의 컨버터의 전압제어 특성에 영향을 미치는 간섭현상이 일어난다. 따라서 본 논문에서는 이러한 컨버터 출력간의 간섭현상을 제거하기 위해서 2레벨에 비하여 고조파의 특성이 우수한 3레벨 단상 컨버터를 단독으로 운전하는 구조와 이의 PWM기법을 제안한다. 일반적으로 컨버터의 DC링크 전압제어는 컨버터 입력단 인덕터 혹은 변압기 누설 리액턴스를 인덕터로 이용하는 경우에는 변압기 전류의 순시치 제어를 통해 이루어진다. 지령치 전압과 제어대상인 전류가 지속적으로 변화하는 특징을 갖는 순시치 제어에 비하여 지령치 전압이 DC값을 가지는 경우 제어기의 속응성 및 안정도를 향상시킬 수 있다. 따라서, 본 연구에서는 순시치 전류제어를 대신하여 DC값으로 변환된 전류치를 이용하여 전압 및 역률을 제어하는 방식을 사용한다. 또한 널리 사용되는 공간전압 PWM (Space Vector PWM, SVPWM)기법을 단상 3레벨 컨버터에 적용하고 이에 대한 모델링을 제안한다. 전동기를 구동하는 인버터의 경우도 국내 고속철도 시스템은 2레벨 방식을 사용하고 있으며 고조파 특성 등이 우수한 3레벨에 대한 연구가 필요하다. 따라서 본 논문에서는 3레벨 인버터의 SVPWM기법 모델을 제안하며, 축소 모델 실험을 통해 모델링의 타당성을 보인다.

2. 단상 3레벨 컨버터 제어기 및 SVPWM기법

2.1 단상 컨버터 전압제어기

그림 1 (a), (b)와 (c)는 각각 2레벨 컨버터의 병렬 운전, 3레벨 컨버터의 단독운전 구조와 3레벨 컨버터의 제어블록도이다. 본 연구의 컨버터는 서론에서 언급하였듯이 그림 1 (a)의 2레벨 병렬운전을 대신하여 그림 1 (b)의 3레벨 컨버터의 단독 운전을 행한 구조이다. 그림 1 (b)의 3레벨 컨버터의 폴 전압은 3가지이다. 즉, 한 상의 첫 번째, 두 번째 스위치가 동

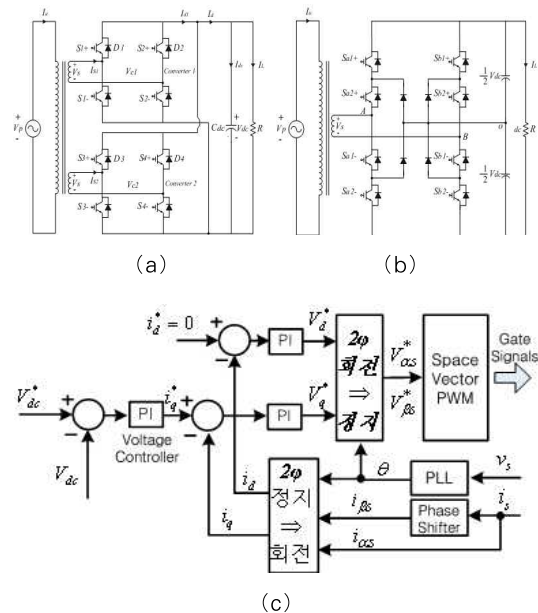


그림 1. (a) 단상 2레벨 병렬 운전, (b) 3레벨 단독 운전 구조와 (c) 3레벨 컨버터 제어블록도

Fig. 1. (a) Parallel operation of single phase 2-level converters, (b) independent operation of 3-level converter, and (c) block diagram of voltage controller for 3-level converter

시에 온일 때 (1로 표시) 폴 전압은 $1/2V_{dc}$, 두 번째와 세 번째 스위치가 동시에 온 일 때 (0으로 표시) $0[V]$, 그리고 세 번째, 네 번째 스위치가 온인 경우 (-1로 표시) $-1/2V_{dc}$ 이다. 3레벨 구조는 한 레그의 스위치가 2레벨 구조와 비교하여 2개에서 4개로 증가하고 클램핑 다이오드 2개가 추가되어야 하나, 소자의 저지전압이 이상적인 경우 $1/2V_{dc}$ 이므로 V_{dc} 만큼의 전압이 인가되는 2레벨 구조에 비하여 전압 정격을 낮출 수 있는 장점이 있다. 또한 폴 전압의 전이폭이 $1/2V_{dc}$ 에 해당하므로 V_{dc} 만큼의 전압 전이 폭을 갖는 2레벨 구조에 비하여 고조파가 감소되는 특징을 가진다. 그림 1 (c)는 본 연구의 컨버터의 제어블록도이다. DC링크 전압은 q축 전류에 의해 제어되고 역률 1로 제어하기 위하여 d축 전류 지령치는 0이다. 여기서, d, q축 전류의 지령치는 DC값을 가진다. 회전자계 i_d, i_q 전류는 i_s 전류와 이를 90° 위상 지연 후 반전시켜 얻은 가상의 정지좌표계 d축

전류를 통해 얻어지며, PI제어기를 통하여 회전좌표계 전압지령치가 생성되고 이를 변환하여 정지좌표계 전압지령 V_{as} , $V_{\beta s}$ 를 얻는다.

2.2 단상 3레벨 컨버터 SVPWM 기법

그림 1 (a)의 단상 3레벨 컨버터의 출력전압 V_{AB} 는 표 1과 같이 각 레그의 스위칭 상태에 따라 나타내며, 출력전압 V_{AB} 의 벡터도는 그림 2와 같다[2]. 여기서, 괄호안의 숫자는 영역을 표시한다. 그림 2와 같이 단상 SVPWM는 4가지 영역으로 나누어지며, 영역의 구분은 출력전압 지령치 크기에 따라 아래의 식과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} \text{영역 1: } & V_{ref} > V_{dc}/2 \\ \text{영역 2: } & 0 < V_{ref} \leq V_{dc}/2 \\ \text{영역 3: } & -V_{dc}/2 \leq V_{ref} < 0 \\ \text{영역 4: } & V_{ref} < -V_{dc}/2 \end{aligned} \quad (1)$$

또한 통상의 SVPWM과 같이 지령치 전압은 그 지령치 전압벡터 V_{ref} 가 속한 영역에서 우측 벡터와 좌측벡터의 시간합으로 생성되며 식 (2)와 같다.

$$\int_0^{T_s} V_{ref} dt = \int_0^{T_r} V_r dt + \int_{T_r}^{T_s} V_l dt \quad (2)$$

각 벡터의 스위칭 시간은 식 (3), (4)와 같이 구해진다. 예를 들어 지령치 전압벡터가 영역 1에 위치한 경우 스위칭 주기 T_s 동안 V_{ref} 가 일정하다고 가정 시 식 (3), (4)로 나타낼 수 있다.

$$V_{ref} \cdot T_s = V_r \cdot T_r + V_l \cdot T_l \quad (3)$$

$$V_{ref} \cdot T_s = V_{dc} \cdot T_r + \frac{V_{dc}}{2} \cdot (T_s - T_r) \quad (4)$$

따라서, 식 (4)를 정리하면 영역 1에서 우측벡터 T_r 의 인가시간을 구할 수 있으며, 좌측 벡터의 인가 시간 T_l 은 $T_s - T_r$ 로 구해진다. 동일한 방법을 각 영

역에 적용시 표 2와 같이 각 영역에서의 우측 전압 인가 시간 T_r 을 구할 수 있다. 한편, 한편 T_r 과 T_l 로부터 각 스위치의 인가시간을 결정해야 한다. 그림 3은 영역 1에 전압벡터가 머물 때의 전압 폴 전압과 이러한 형태의 전압을 생성하기 위한 S_{a1+} , S_{a2+} 의 스위칭 시간을 보인다. 여기서, 전압벡터의 선택 순서는 전압의 크기가 가장 작은 좌측 벡터로부터 하나의 스위칭상태만 변하는 형태로 전압벡터를 선택하여 좌측과 우측 벡터를 번갈아 선택한다. 영역 1의 경우 (0-1)→(1-1)→(10)→(1-1)→(0-1)로 선택한다. 위의 과정을 각 영역에 대해 적용하면, 표 3과 같이 각 영역에서의 스위칭 인가시간을 구할 수 있다. S_{a1+} 와 S_{a2+} 가 동시에 온 일 때는 1의 전압이, S_{a1+} 는

표 1. 3레벨 단상 컨버터의 출력전압
Table 1. Output voltage of single-phase three-level converters corresponding to switching status

스위칭 상태	출력 전압	스위칭 상태	출력 전압
(1-1)	V_{dc}	(11), (00), (-1-1)	0
(-11)	$-V_{dc}$	(10), (0-1)	$V_{dc}/2$
(10), (0-1)	$V_{dc}/2$	(01), (-10)	$-V_{dc}/2$

(xx) = (A상의 스위칭 상태 B상의 스위칭 상태)

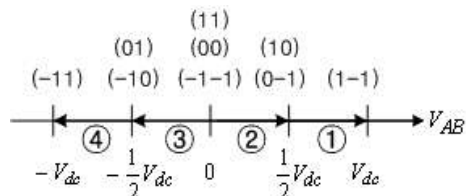


그림 2. 단상 3레벨 컨버터의 출력전압벡터도와 영역
Fig. 2. Voltage vectors and regions in a 3-level converter

표 2. 3레벨 단상 컨버터의 영역에 따른 우측 전압벡터 인가시간 (T_r)
Table 2. Switching time of right vector (T_r) corresponding to regions

영역 1	$T_s(2V_{ref}/V_{dc}-1)$
영역 2	$2T_s \times V_{ref}/V_{dc}$
영역 3	$T_s(1+2V_{ref}/V_{dc})$
영역 4	$2T_s(1+V_{ref}/V_{dc})$

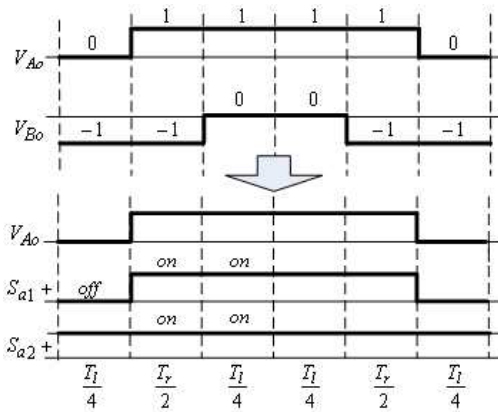


그림 3. 폴 전압과 이를 생성하기 위한 상단 스위치의 PWM 게이트 신호
Fig. 3. Pole voltage waveform and the gate signals of upper switches for making the pole voltages

표 3. 각 스위치의 인가시간
Table 3. On times for each switch

	영역 1	영역 2
S_{a1+}	$T_s - T_r/2$	$T_r/2 + T_r/3$
S_{a2+}	T_s	$T_s - T_r/3$
S_{b1+}	0	$T_r/3$
S_{b2+}	$T_r/2$	$T_s - T_r/3 - T_r/2$
	영역 3	영역 4
S_{a1+}	$T_r/3$	0
S_{a2+}	$T_s - T_r/3 - T_r/2$	$T_r/2$
S_{b1+}	$T_r/3 + T_r/2$	$T_s - T_r/2$
S_{b2+}	$T_s - T_r/3$	T_s

오프, S_{a2+} 는 온 인 경우 0의 전압이 생성됨을 알 수 있다. 따라서 그림 3 위쪽에 표시한 폴 전압, V_{Ao} , V_{Bo} 를 생성하기 위해서는 S_{a1+} 와 S_{a2+} 의 스위칭 시간이 그림 3의 아래쪽 그림과 같이 나타나야 함을 알 수 있다. 또한 스위칭 상태가 1인 경우 즉, S_{a1+} 와 S_{a2+} 가 온 인 경우, S_{a1-} 와 S_{a2-} 는 오프로 동작해야 하므로 S_{a1+} 와 S_{a1-} , S_{a2+} 와 S_{a2-} 는 상보적으로 동작함을 알 수 있다. 따라서 컨버터 구동을 위해 구해야 할 전압은 혹은 인가시간은 각 레그의 상단 2개의 스위치만이 필요하고, 상보적으로 동작하는 각 레그의 하단 2개의 스위치는 상단 스위치의 게이트 신호에 Not을 취하여 얻으면 된다. 그림 4는 단상 3레벨 컨

버터의 전체 시뮬레이션 블록도를 표시한다. 수동 소자인 L, R, C와 3레벨 컨버터의 스위칭 소자는 Matlab/ Simulink의 Simpowersystems 라이브러리에서 제공하는 모델을 사용한다.

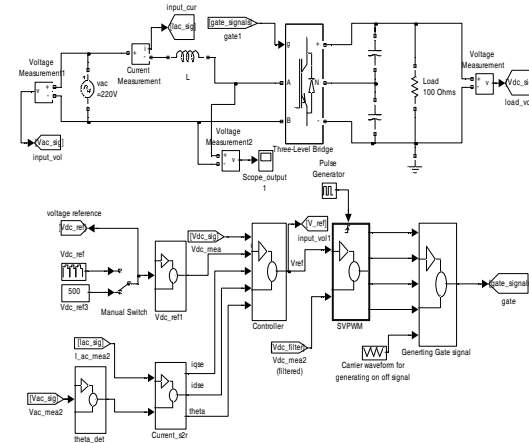


그림 4. 단상 3레벨 컨버터 시뮬레이션 모델
Fig. 4. Simulation model of single-phase 3-level converters

3. 3레벨 인버터 SVPWM기법 모델링

3.1 3레벨 인버터 전압벡터

3레벨 인버터의 한 상의 스위칭 상태는 1, 0, -1 등과 같이 3가지의 형태를 지니므로 3상의 경우에 전압벡터는 $3 \times 3 \times 3 = 27$ 가지의 전압상태를 가진다.

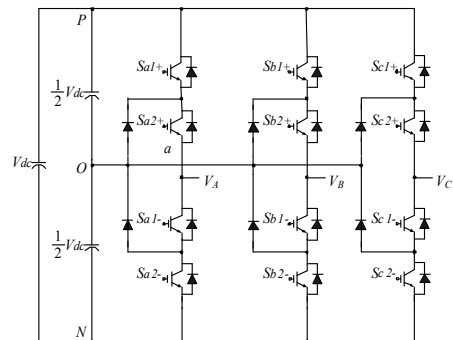


그림 5. 3레벨 인버터
Fig. 5. Three-level inverter

27개의 스위칭 상태 중 (111), (000), (-1-1 -1)는 영 전압벡터이다. 또한 (110)과 (00-1)과 같이 두 스위칭 상태에서 동일한 상 전압을 가지는 형태가 존재하여 그림 6과 같이 18개의 유효 전압 조합과 1개의 영 전압 형태를 가진다. 또한 이러한 전압벡터는 영벡터 (Zero vector), 작은 육각형의 꼭지점에 해당하는 작은 벡터(Small vector), 큰 육각형의 빗면 중심에 위치하는 중간 전압 벡터 (Medium vector), 큰 육각형의 꼭지점에 해당하는 큰 벡터 (Large vector)로 구분할 수 있다 [3].

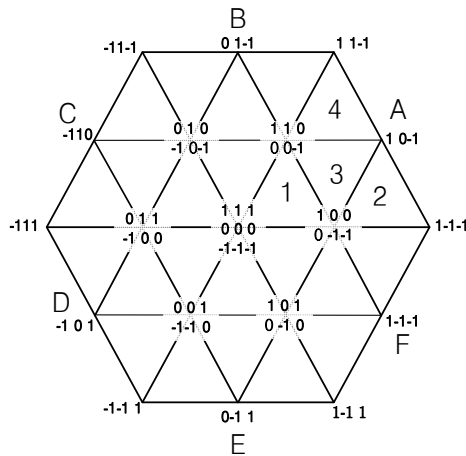


그림 6. 3레벨 인버터의 전압 벡터
Fig. 6. Voltage vector diagram of a 3-level inverter

3.2 영역의 결정

3레벨 SVPWM의 인가시간은 본 논문에서는 프로그램의 형태와 유사하게 구현하기 위하여 연산을 통하여 스위칭 시간을 계산하는 방식으로 시뮬레이션 모델을 구성한다. 그림 6의 공간 전압 벡터도에서 큰 육각형을 60도 간격으로 6등분한 영역 (A~F로 표기) 중 한 영역을 섹터라고 명명하였으며, 한 섹터를 작은 정삼각형으로 4개로 나눈 영역 (1~4로 표기)을 영역이라고 명명한다. 3레벨 SVPWM의 경우 지령치 벡터가 존재하는 영역의 삼각형의 세 꼭지점 전압을 생성하는 3종류의 전압벡터의 시간적 조합으로 전압을 생성한다. 3레벨에서는 그림 6에서 나타

나는 것과 같이 24개의 영역이 존재한다(6 섹터×4 영역). 본 논문에서는 스위칭 시간의 결정을 위하여 우선 6개의 섹터 (A~F, 60°간격)를 지령치 전압의 각도로부터 결정하고, 이 지령치 전압을 외곽 육각형의 꼭지점에 해당하는 큰 벡터(Large vector)를 통하여, d_{m1} 과 d_{m2} 를 구한다. 그림 7에서 보는 것과 같이 이 전압벡터는 1~4 영역 중에 한 영역에 존재하고 되고 이는 구해진 d_{m1} 과 d_{m2} 로부터 아래의 조건에 의해 영역을 결정한다. d_{m1} 과 d_{m2} 는 2레벨 SVPWM과 같이 섹터 A를 예로 하였을 때 섹터 A 전체를 2레벨 인버터와 비교하여 하나의 영역이라고 보았을 때 우측벡터와 좌측 벡터의 인가시간으로 볼 수 있으며 식 (5), (6)과 같다[4]. 여기서 d_{m1} 은 우측 벡터, d_{m2} 는 좌측벡터의 시비율 (Duty ratio), γ 는 우측 전압 벡터와 지령치 전압 벡터사이의 각도이다.

$$d_{m1} = \frac{T_r}{T_s} = \sqrt{3} \frac{|V_{ref}|}{V_{dc}} \sin(60^\circ - \gamma) \quad (5)$$

$$d_{m2} = \frac{T_l}{T_s} = \sqrt{3} \frac{|V_{ref}|}{V_{dc}} \sin(\gamma) \quad (6)$$

구해진 d_{m1} 과 d_{m2} 로부터 그림 7에 보인 영역의 구분은 식 (7) 조건을 이용하여 구한다[5].

- 영역 1: $(d_{m1}+d_{m2}) < 0.5$
영역 2: $d_{m1} \geq 0.5$
영역 4: $d_{m2} \geq 0.5$
영역 3: 그 외 조건

3.3 영역별 스위칭 시간의 결정

그림 7과 같이 전압 벡터가 영역 1에 존재하는 경우 지령치 전압은 식 (8)과 같이 생성하게 되고, 이는 식 (9)로 나타낼 수 있다. 식 (9)에서 각 벡터에 해당하는 값을 대입 정리하고 T_s 로 나누어 시비율로 표시된 값은 식 (10)과 같다. 여기서 d_1 은 각 영역에서 좌측벡터, d_2 는 우측벡터, d_3 는 중앙벡터의 시비율이다. 식 (10)을 실수부와 허수부를 정리하면 식 (11), (12)와 같다.

$$\int_0^{T_s} V_{ref} dt = \int_0^{T_1} V_1 dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} V_2 dt + \int_{T_1+T_2}^{T_s} V_3 dt \quad (8)$$

$$V_{ref} \cdot T_s = V_1 \cdot T_1 + V_2 \cdot T_2 + V_3 \cdot T_3 \quad (9)$$

$$|V_{ref}|e^{j\gamma} = 0 \times d_1 + \frac{V_{dc}}{3} \times d_2 + \frac{V_{dc}}{3} e^{j\frac{\pi}{3}} \times d_3 \quad (10)$$

$$|V_{ref}|\cos\gamma = \frac{V_{dc}}{3} \times d_2 + \frac{V_{dc}}{3} \times \frac{1}{2} \times d_3 \quad (11)$$

$$|V_{ref}|\sin\gamma = \frac{V_{dc}}{3} \times \frac{\sqrt{3}}{2} \times d_3 \quad (12)$$

식 (5), (6)을 이용하여 d_1, d_2, d_3 을 d_{m1} 과 d_{m2} 로 나타내면 식 (13)~(15)과 같다.

$$d_3 = |V_{ref}|\sin\gamma \times \frac{2\sqrt{3}}{V_{dc}} = 2 \times d_{m2} \quad (13)$$

$$d_2 = \frac{3}{V_{dc}} \left(|V_{ref}|\cos\gamma - \frac{1}{\sqrt{3}} |V_{ref}|\sin\gamma \right) = 2 \times d_{m1} \quad (14)$$

$$d_1 = 1 - d_2 - d_3 \quad (15)$$

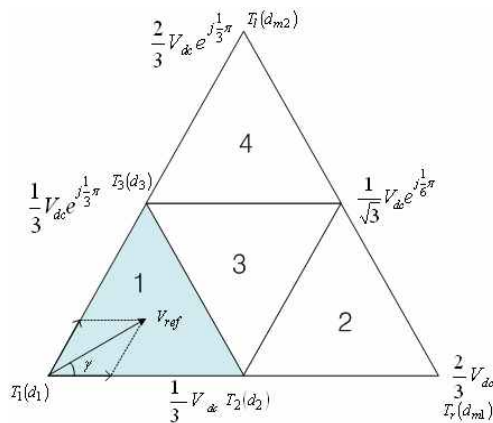


그림 7. 지령치 전압벡터와 영역구분
Fig. 7. Reference voltage vector in one of 4 regions

식 (8)~(15)의 관계를 섹터 B~F에 동일하게 적용하면 표 4와 같이 각 영역에서의 전압벡터의 시비율을 구할 수 있다.

표 4. 각 영역에서의 전압 벡터의 인가 시비율
Table 4. Duty ratio (d_1, d_2 , and d_3) in each region

	영역 1	영역 2	영역 3	영역 4
d_1	$1-d_2-d_3$	$1-d_2-d_3$	$1-d_2-d_3$	$1-d_2-d_3$
d_2	$2d_{m1}$	$2d_{m1}-1$	$2d_{m1}+2d_{m2}-1$	$2d_{m1}$
d_3	$2d_{m2}$	$2d_{m2}$	$1-2d_{m2}$	$-1+2d_{m2}$

3.4 스위칭 순서의 결정

앞서 구한 d_1, d_2, d_3 는 좌측, 우측 및 중앙벡터의 인가 시비율이므로 각 상의 스위치의 인가시간을 구하여야 한다. 그림 8과 같이 영역 1에 지령치 전압이 위치하는 경우 그 영역에서의 좌측 벡터는 (111), (000), (-1-1-1), 우측벡터는 (100), (0-1-1), 중앙벡터는 (110), (00-1) 등이 존재하므로 동일한 크기 벡터에 대하여 2개 혹은 3가지의 선택이 가능하다. 그림 8 (a)에서 보듯이 벡터의 선택을 컨버터에서와 같이 가장 안쪽 벡터 중 가장 낮은 값으로부터 시작하여, 하나의 상태만 변화하는 스위칭 상태인 전압을 선택하는 순서로 스위칭을 하게 되면 한 스위칭 주기에서 형태가 대칭이 되며 스위칭 횟수가 최소화된다. 그림 8 (b)와 같은 스위칭 파형이 생성된다. 즉, (-1-1-1)→(0-1-1)→(00-1)→(000)→(100)→(110)→(111)로 반시계 방향을 회전하면서 전압을 선택하여 (111)벡터까지 선택한 후 시계방향으로 회전하면서 역순으로 전압 벡터를 선택한다.

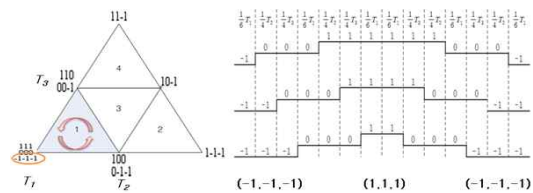


그림 8. 영역 1에서의 전압벡터 선택 순서와 폴 전압
Fig. 8. Selection of switching sequence in region 1 and pole voltage waveforms

3.5 스위치 인가시간의 결정

영역별 폴 전압을 그림 9와 같이 결정할 때 그 형상의 전압을 생성하기 위한 각 스위칭의 인가시간을

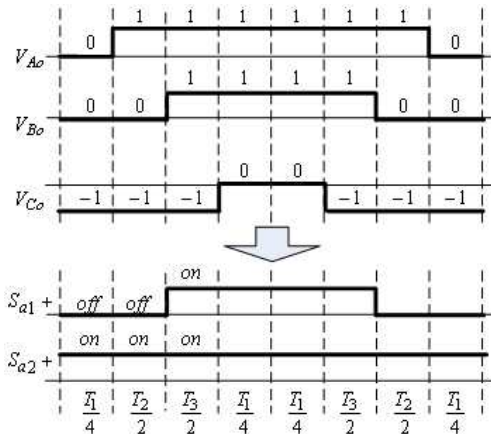


그림 9. 출력전압 파형과 이를 만들기 위한 스위치의 게이트 파형

Fig. 9. Inverter pole voltage waveforms and related gate signals for making the pole voltage shapes

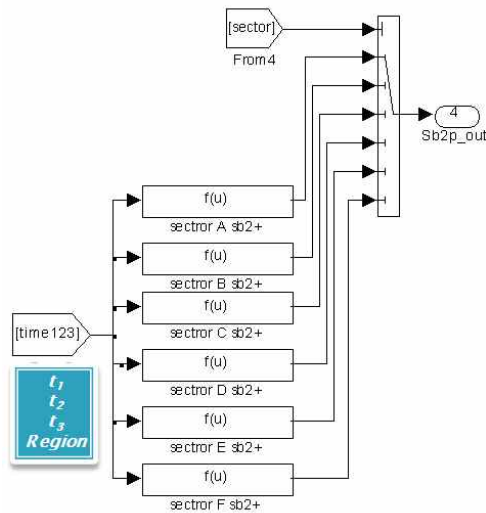


그림 10. 섹터에 따른 S_{b2+} 의 인가시간 결정 블록

Fig. 10. Simulaton block determining S_{b2+} switching times corresponding to sectors and regions

결정함이 필요하다. 컨버터의 경우와 마찬가지로 한 레그에 대하여 상단 2개의 스위치의 인가시간만이 필요하므로 각 영역에서 6개의 스위치의 인가시간이 요구된다. 따라서 각각의 섹터에 대하여 그림 9를 적용하면 표 5와 같이 섹터 A에서의 각 스위치의 인가

시간을 구할 수 있으며, 다른 섹터 B~F도 동일한 방식으로 얻을 수 있다. 예를 들어 S_{a1+} 는 그림 9의 아래 그림으로부터 $T_1/3+T_2/2+T_3/2$ 과 같이 됨을 알 수 있다. 따라서 각 영역에 대하여 스위치 시간을 정리하면 표 5로 나타낼 수 있다.

표 5. 각 영역에서의 전압 벡터의 인가 시비율

Table 5. Duty ratio for switches in each region of sector A

섹터 A		
	영역1	영역 2
S_{a1+}	$T_1/3+T_2/2+T_3/2$	$T_1/2+T_2+T_3$
S_{a2+}	$2T_1/3+T_2+T_3$	$T_1+T_2+T_3$
S_{b1+}	$T_1/3+T_3/2$	0
S_{b2+}	$2T_1/3+T_2/2+T_3$	$T_1/2+T_3$
S_{c1+}	$T_1/3$	0
S_{c2+}	$2T_1/3+T_2/2+T_3/2$	$T_1/2$
	영역 3	영역 4
S_{a1+}	$T_1/2+T_2+T_3/2$	$T_1/2+T_2+T_3$
S_{a2+}	$T_1+T_2+T_3$	$T_1+T_2+T_3$
S_{b1+}	$T_1/2$	$T_1/2+T_3$
S_{b2+}	$T_1+T_2+T_3/2$	$T_1+T_2+T_3$
S_{c1+}	0	0
S_{c2+}	$T_1/2+T_3/2$	$T_1/2$

그림 10은 섹터 (A~F)에 따라 각 영역 (1~4)에서의 스위치의 온 시간을 계산하는 시뮬레이션 블록이다. 그림 중 time123의 구성 성분은 $u[1]$: t_1 , $u[2]$: t_2 , $u[3]$: t_3 , $u[4]$: 영역 (1~4)이다. 앞서 설명한 것과 같이 S_{a1+} 와 S_{a1-} 는 상호적으로 동작하므로 각상에서 위로부터 첫 번째 스위치와 두 번째 스위치의 온 시간의 계산만이 필요하다. 즉 6개 스위치의 인가시간을 계산하면 된다. B상의 두 번째 스위치인 S_{b2+} 의 인가 시간을 예로 들면 섹터 A에서 $f(u)$ 로 표시된 블록은 아래의 식 (16)이 입력되어 있다.

$$\begin{aligned}
 & (u[4]==1)*(u[1]*2/3+u[2]/2+u[3])+(u[4]==2) \\
 & *(u[1]/2+u[3])+(u[4]==3)*(u[1]+u[2]+u[3]/2) \\
 & +(u[4]==4)*(u[1]+u[2]+u[3])
 \end{aligned} \quad (16)$$

이를 표 5와 비교해 보면 $u[4]$ 가 1일 때 즉 섹터 A에서 영역 1에 있을 때 $u[4]=1$ 의 값만 참이 되고 나머지 값은 0가 되므로 시뮬레이션 블록의 출력 값은 $u[1]*2/3+u[2]/2+u[3]$ 이 되므로 S_{b2}^+ 의 인가 시간은 $2T_1/3+T_2/2+T_3$ 임을 알 수 있다. 인버터의 시뮬레이션 블록도는 그림 11에 나타나 있다. 전압 변조지수를 가변하여 유도전동기를 V/F 제어한 것이다.

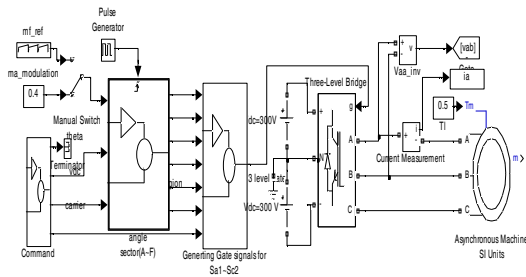


그림 11. 3레벨 인버터 시뮬레이션 모델
Fig. 11. Simulation model of 3-level inverters

4. 시뮬레이션 및 실험 결과

그림 12는 단상 3레벨 컨버터의 시뮬레이션 파형이다. 입력은 단상 220[V]이고 DC 링크단 전압은

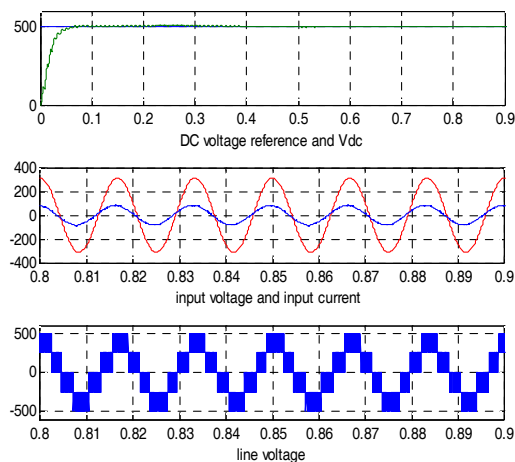


그림 12. 단상 3레벨 컨버터 시뮬레이션 파형 (위로부터, DC link전압과 전압지령치, 입력전압과 입력전류, 컨버터 선간전압)
Fig. 12. Simulation waveforms of a single-phase three-level converter

500[V], 역률 1로 제어한 경우이다. 역률이 1로 선간 전압이 5가지 단계로 나타남을 볼 수 있다. 그림 13은 2레벨 컨버터의 단독 운전시와 3레벨 컨버터의 단독 운전시의 입력 전류와 FFT의 시뮬레이션 결과이다. 그림 13으로부터 2레벨 및 3레벨 구조에서 THD(Total Harmonic Distortion)이 각각 9.20[%]와 3.60[%]로 나타나며, 3레벨구조가 2레벨에 비해 고조파가 현저히 감소함을 볼 수 있다. 그림 14는 3레벨 인버터의 시뮬레이션 파형이다. 인버터의 전압 변조지수를 각각 0.3와 0.51로 제어했을 때 스위칭 시간 및 선간 출력전압의 파형이며 스위칭 주파수는 2[kHz]이다. 변조지수가 $m=0.3$ 인 경우 2레벨 영역에서 구동하게 되어 작은 전압 벡터만이 선택되게 되어 선간전압의 형태가 2레벨 인버터의 형태로 나며, 변조지수가 증가하여 3레벨 영역에서 운전하는 $m=0.51$ 인 경우 중간크기 전압벡터가 선택되는 경우가 발생하므로 그림 13에서와 같이 선간 전압이 5단계를 가지는 3레벨 인버터 출력특성이 나타남을 볼 수 있다.

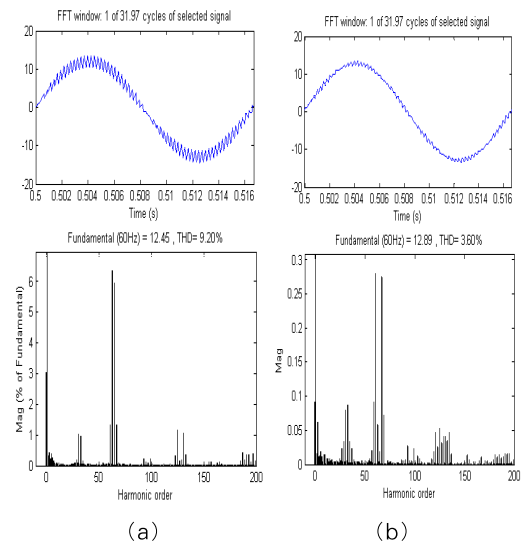


그림 13. 컨버터 입력전류 및 입력전류 FFT (a) 단상 2레벨 컨버터 단독운전 (b) 단상 3레벨 컨버터 단독운전 (시뮬레이션 파형)
Fig. 13. Waveforms and FFT of input current corresponding to independent operation of (a) 2-level converter, and (b) 3-level converter

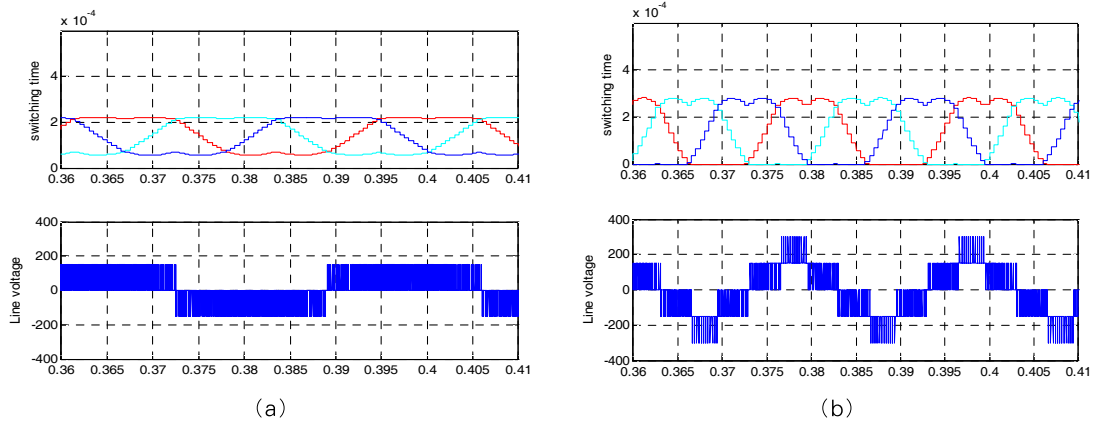


그림 14. 3레벨 인버터의 스위칭 시간과 선간 전압 (a) $m=0.3$, (b) $m=0.51$ (시뮬레이션파형)
Fig. 14. Simulation waveforms showing switching times and line to line voltages of 3-level inverter for (a) $m=0.3$, and (b) $m=0.51$

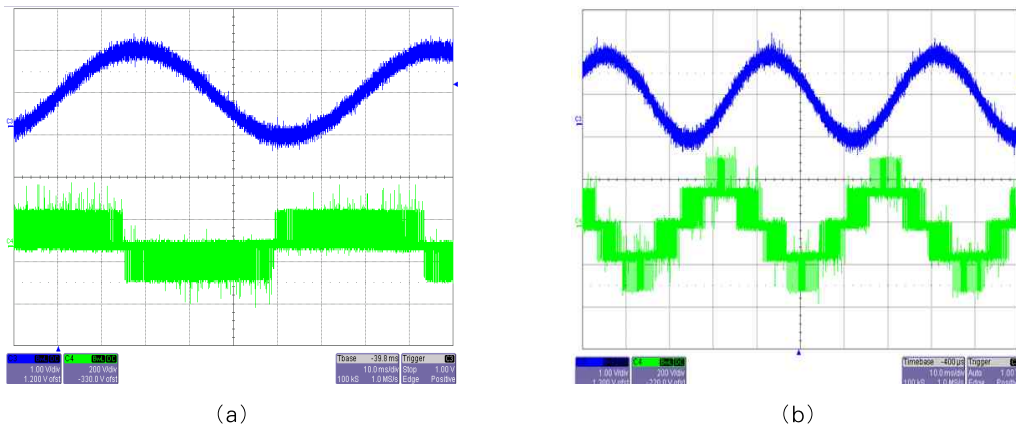


그림 15. 전동기 상전류[1.5[A/div]]와 선간 전압 [200[V/div].] 실험파형 (a) $m=0.3$, (b) $m=0.51$
Fig. 15. Experimental waveforms of motor phase current [1.5[A/div]] and line to line voltage [200[V/div].] in the case of (a) $m=0.3$, and (b) $m=0.51$

시뮬레이션 모델의 타당성을 검증하고자 3레벨 인버터를 이용한 유도전동기 V/F제어를 행하였다. 실험 사양은 표 6과 같다. 스위칭 주파수는 시뮬레이션과 동일한 2[kHz]이고, 입력은 단상 220[V]이다. 그림 15 (a)는 변조 지수가 0.3일 때의 파형으로 그림 14 (a)의 시뮬레이션파형과 같이 선간 전압이 2레벨 형상과 같이 나타나며, 그림 15 (b)는 변조지수가 0.51인 경우로 그림 14 (b)의 시뮬레이션 파형과 같이 3레벨 영역에서 동작함을 볼 수 있다.

표 6. 인버터 실험 사양
Table 6. Specifications for experiments of inverter

전동기	유도전동기 (1HP)
스위치	Semikron 1,200[V] (Dual IGBT)
다이오드	Semikron 1,200[V] (Dual diode)
DSP	TMS320F28335

5. 결 론

고속 전철의 경량화 및 고조파 저감 등을 위하여 연구가 필요한 3레벨 컨버터와 인버터에 대한 제어 기법 제안 및 모델링을 행하였다. 또한, 모델링된 SVPWM기법의 검증을 위하여 유도전동기를 이용하여 인버터 축소 모델 실험을 행하였다. 본 연구의 시뮬레이션 모델과 제어 기법은 향후 추진시스템의 개발 및 적용에 널리 활용되리라 사료된다.

감사의 글

본 연구는 (주)현대로템, 한국철도기술연구원, (주)브이씨텍의 고속전철용 3레벨 인버터 개발 프로젝트의 지원으로 수행되었으며, 관계부처에 감사드립니다.

References

- [1] G. W. Chang et al., "Modelling characteristics and harmonic currents generated by high-speed railway traction drive converters", IEEE Trans. on Power Delivery, Vol.19, No.2, pp. 766-773, 2004.
- [2] J. I. Leon et al., "New space vector modulation technique for single-phase multilevel converters", IEEE Inter. Sympo. on Indust. Elect. pp. 617-622, 2007.
- [3] Y. H. Lee, "Optimization of a NPC 3-level Inverter System", Hanyang Univ. Dissertation, 2001.
- [4] D. Y. Kim et al., "High performance control of IPMSM using fuzzy-neuro SV-PWM", KIEE Autumn Annual Conference, pp. 311-314, 2008.
- [5] A. Kocalmis, and S. Sunter, "Simulation of a space vector PWM controller for a three-level voltage-fed inverter motor drive", IECON, pp. 1915-1920, 2006.

◇ 저자소개 ◇

이동명 (李東明)

1969년 8월 25일생. 1994년 한양대 전기공학과 졸업. 1996년 동 대학원 졸업(석사). 2004년 조지아공대 졸업(박사). 1996년~2000년 LG전자. 2004년~2007년 삼성 SDI. 2008년~현재 홍익대 전자전기공학부 조교수.

홍찬희 (洪讚熙)

1968년 3월 24일생. 1991년 한양대 전기공학과 졸업. 1994년 동 대학원 졸업(석사). 1993~1998년 LG산전 선임연구원. 1999년~2003년 LG전자 책임연구원. 2003년~현재 (주)브이씨텍 연구소장.