

전압원 인버터의 모델 예측 제어에서 스위칭 손실을 줄이기 위한 최적의 제로 벡터 선택 방법

박준철¹, 박찬배², 백제훈², 곽상신[†]

Optimal Zero Vector Selecting Method to Reduce Switching Loss on Model Predictive Control of VSI

Jun-Cheol Park¹, Chan-Bae Park², Jei-Hoon Baek², and Sang-Shin Kwak[†]

Abstract

A zero vector selection method to reduce switching losses for model predictive control (MPC) of voltage source inverter is proposed. A conventional MPC of voltage source inverter has not been proposed, and a method to select the redundancy of the zero vector is required for this study. In this paper, the redundancy of the zero vectors is selected with generating a zero sequence voltage to reduce switching losses. The zero vector of 2-level inverter is determined by determining sign of the zero sequence voltage. In the proposed method, the quality of the current is retained and switching loss can be reduced compared with the conventional method. This result was verified by P-sim simulation and experiments.

Key words: MPC(Model Predictive Control), Switching losses, VSI(Voltage Source Inverter), Zero-sequence voltage

1. 서 론

3상 전압원 인버터 (Voltage Source Inverter : VSI)의 피드백 기반의 전류 제어 기술은 효율개선과 출력 전류 품질 개선 등과 함께 활발하게 연구되고 있다. 비례-적분 (Proportional-integral : PI) 제어기와 PWM (Pulse Width Modulation)을 사용한 방법과 비선형 히스테리시스 제어를 사용한 방법은 3상 전압원 인버터를 제어하는데 널리 사용하고 있는 방법이다.^{[1],[2]}

최근에는 마이크로프로세서의 발달과 함께 3상 능동 프론트 엔드 (Active front-end)와 3상 전압원 인버터 등의 전력 컨버터 (Power Converter)를 제어하는 기술로 모델 예측 제어 방법이 활발하게 연구되고 있다. 전

력 컨버터의 모델 예측 제어는 PWM 모듈레이터 대신에 비용 함수 (Cost Function)를 통해 미래 지령 전류와 미래 출력 전류간의 에러를 최소화하는 스위칭 상태를 결정한다. 또한 모델 예측 제어는 비용 함수에 미래 지령 전류와 미래 출력 전류간의 에러 이외에 다양한 제어 변수를 포함하여 제어를 할 수 있는 장점을 가지고 있다. 따라서 응답속도가 기존 비례-적분 제어에 비해 빠르며, PWM 모듈레이터를 사용하지 않기 때문에 간단하다는 장점이 있다. 이와 같이 모델 예측 제어 기반의 제어 기술들은 많은 연구가 진행되어 왔다.^[2-8]

3-레벨 NPC (neutral-point-clamped) 인버터의 경우 스몰 벡터 (Small vector)와 제로 벡터 (Zero vector)에 같은 크기를 갖는 중복 벡터들이 존재한다. 이러한 중복 벡터를 이용하여 3-레벨 NPC 인버터를 모델 예측 제어할 때, 비용 함수에 커패시터 평형을 맞추기 위한 항 또는 손실을 감소시키기 위한 컨버터의 스위칭 개수 항을 추가하는 방법이 있다. 비용 함수에서 이러한 추가 항은 커패시터의 평형을 맞추거나 스위칭 개수를 줄여 스위칭 손실을 감소시킬 수 있지만, 이것은 최적의 가중치를 설계하여 기존의 전류 제어 항에 영향을 최소화해야 하므로 간단하지가 않다.^[3]

본 논문에서는 3상 2-레벨 전압원 인버터의 모델 예

Paper number: TKPE-2015-20-3-10

Print ISSN: 1229-2214 Online ISSN: 2288-6281

[†] Corresponding author: sskwak@cau.ac.kr, School of Electrical and Electronics Eng., Chung-Ang University
Tel: +82-2-820-5346 Fax: +82-2-825-1584

¹ School of Electrical and Electronics Eng., Chung-Ang Univ.

² Korea Railroad Research Institute

Manuscript received Feb. 23, 2015; revised Mar. 15, 2015; accepted Apr. 22, 2015

— 본 논문은 2014년 추계학술대회 우수추천논문임

— 본 논문은 2014년 추계학술대회 외부장학금 수혜논문임

측 전류 제어에서, 중복되는 인버터의 제로 벡터를 선택하는 방법을 제안한다. 제안하는 방법은 비용 함수에 추가 항을 넣지 않음으로써 전류 제어에 영향을 주지 않는다. 인버터의 스위칭 손실을 감소시키는 제로 시퀀스 전압을 생성하고, 인버터의 모델 예측 전류 제어의 비용 함수에 의해서 다음 스텝에 인가되어야 할 스위칭 벡터로 제로 벡터가 선택될 경우에 생성된 제로 시퀀스 전압의 부호에 따라 스위칭 벡터를 인가하는 방법을 제안한다. 제안하는 방법은 중복되는 제로 벡터의 스위칭 상태를 제로 시퀀스 전압을 이용하여 최적의 제로 벡터를 선택하여, 전류 품질은 그대로 유지함과 동시에 인버터의 스위칭 손실을 줄일 수 있다. 제안된 방법은 P-sim 시뮬레이션과 실험결과를 통해 검증하였다.

2. 기존의 전압원 인버터의 모델 예측 전류 제어의 동작 원리

2.1 인버터 모델

Fig. 1은 3상 전압원 인버터를 나타낸다. 3상 2레벨 인버터는 6개의 스위치를 가지고 있으며 인버터의 스위칭 상태에 따라 Fig. 2에 나와 있는 것처럼 6개의 활성 벡터 (active vector)와 2개의 영 벡터 (zero vector)를 가진다. 전압원 인버터 스위치의 스위칭 상태는 온-오프 (on-off)로 동작하며, 각 상에서 위에 있는 스위칭 상태와 아래에 있는 스위칭 상태는 각각 상보적으로 동작한다. 이러한 스위칭 상태를 스위칭 벡터로 나타내면 다음과 같다.

$$\mathbf{S} = \frac{2}{3} (S_a + S_b e^{j(2\pi/3)} + S_c e^{j(4\pi/3)}) \quad (1)$$

스위칭 벡터에서 스위칭 상태의 온-오프에 따라 S_a , S_b , S_c 는 온 상태이면 '1', 오프 상태이면 '0'과 같이 이진법의 값으로 나타낸다. 이 스위칭 벡터를 바탕으로 인버터의 출력 전압 벡터는 다음과 같다.

$$\mathbf{v} = V_{dc} \mathbf{S} \quad (2)$$

음의 dc-버스 바 (dc-bus bar)에 대하여 전압원 인버터의 출력 전압 벡터는 다음과 같다.

$$\mathbf{v} = \frac{2}{3} (v_{aN} + v_{bN} e^{j(2\pi/3)} + v_{cN} e^{j(4\pi/3)}) \quad (3)$$

이를 바탕으로 Fig. 2와 같이 8개의 전압 벡터가 있으며, 각 벡터들은 6개의 활성 벡터 2개의 영 벡터를 가지고 있으며, 2개의 영 벡터는 같은 값을 가지고 있기 때문에 7개의 서로 다른 전압 벡터 값을 가진다.

유도성과 저항성의 부하 그리고 부하 역-기전력으로

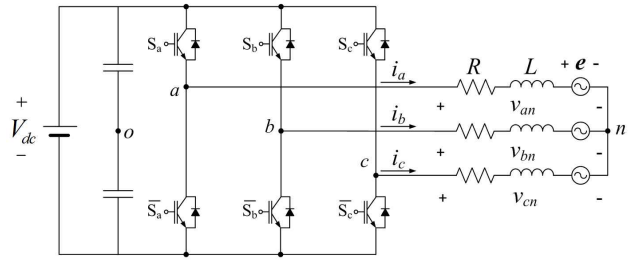


Fig. 1. System configuration.

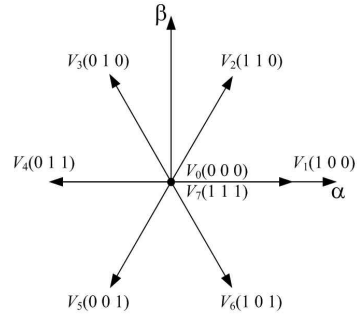


Fig. 2. Voltage vectors of VSI.

이루어져 있는 3상 부하 모델을 인버터 전압 벡터로 나타내면 다음과 같다.

$$\mathbf{v} = R\mathbf{i} + L \frac{d\mathbf{i}}{dt} + \mathbf{e} \quad (4)$$

여기에서 R 은 부하 저항 값이고 L 은 부하 인덕턴스 값 그리고 \mathbf{e} 는 부하 역-기전력 값이다.

식 (4)에서 연속-시간 모델 (continuous-time model)로 나타나 있는 부하 전류의 미분 값은 포워드 오일러 (forward euler) 방법으로 나타내면 다음과 같이 이산-시간 모델로 나타낼 수 있다.

$$\frac{d\mathbf{i}}{dt} = \frac{\mathbf{i}(k+1) - \mathbf{i}(k)}{T_{sp}} \quad (5)$$

식 (5)를 (4)에 대입해 부하 모델을 이산-시간 모델로 나타내어 미래전류의 식으로 나타내면 다음과 같다.

$$\mathbf{i}(k+1) = \mathbf{i}(k) + \frac{T_{sp}}{L} (\mathbf{v}(k) - R\mathbf{i}(k) - \mathbf{e}(k)) \quad (6)$$

부하 역기전력 $\mathbf{e}(k)$ 는 식 (6)을 사용하여 추정할 수 있고, 다음과 같다.

$$\hat{\mathbf{e}}(k) = \mathbf{v}(k) - \frac{L}{T_{sp}} \left(\left(1 - \frac{RT_{sp}}{L} \right) \mathbf{i}(k+1) - \mathbf{i}(k) \right) \quad (7)$$

식 (7)에서 $i(k+1)$ 값을 알 수 없으므로, 식 (7)을 이용하여 부하 역-기전력 값을 추정된 값을 사용할 수 없다. 한 샘플링 주기에 비해 부하 역-기전력의 변화는 크지 않기 때문에, 식 (7)을 한 샘플링 주기만큼 뒤로 이동시켜 부하 역-기전력을 추정하며 그 식은 다음과 같다.

$$\hat{e}(k) \approx e(k-1) \quad (8)$$

$$e(k-1) = v(k-1) - \frac{L}{T_{sp}} \left(\left(1 - \frac{RT_{sp}}{L} \right) i(k) - i(k-1) \right) \quad (9)$$

식 (9)의 $v(k-1)$, $i(k-1)$ 그리고 $i(k)$ 는 전 상태에서 측정된 전압 벡터 값 및 전류 벡터 값 그리고 현 상태에서 측정된 전류 벡터 값이므로, 식 (9)를 사용하여 부하 역-기전력 값을 추정할 수 있다.

2.2 전압원 인버터의 모델 예측 제어

전압원 인버터는 8가지의 스위칭 상태를 가지고 스위칭 상태에 따라 6가지의 활성 전압 벡터 2가지의 영 전압 벡터를 가진다. 2가지의 영 전압 벡터는 같은 전압 벡터 값을 가지며 따라서 총 7가지의 서로 다른 전압 벡터를 가진다. 이 7가지의 서로 다른 전압 벡터에 따라 식 (6)의 미래 전류 벡터 값을 구할 수 있게 된다.

$k+1$ 번째에 나타날 수 있는 7개의 미래 전류 벡터 값 $i(k+1)$ 들 중 $k+1$ 번째의 미래 기준 전류 벡터 값 $i^*(k+1)$ 과 가장 에러가 작은 전류 상태를 만드는 최적의 전압 벡터를 결정하기 위해서 다음과 같은 비용 함수 g 를 정의한다.

$$g = |i_{\alpha}^*(k+1) - i_{\alpha}(k+1)| + |i_{\beta}^*(k+1) - i_{\beta}(k+1)| \quad (10)$$

식 (10)의 비용 함수 g 를 통해서 최적의 전압 벡터 상태를 결정하고 그 전압 벡터에 따른 스위칭 상태를 인가하여, 미래 지령 전류 벡터를 추종할 수 있게 된다.

2.3 계산 시간 지연 보상

이상적으로는 식 (6)을 이용하여 구한 $k+1$ 번째 미래 전류 벡터 $i(k+1)$ 와 미래 지령 전류 벡터 값 $i^*(k+1)$ 와 가장 에러가 적은 미래 전류 벡터 값 $i(k+1)$ 을 결정하기 위하여, k 번째 부하 전류 벡터 값 $i(k)$ 과 추정된 부하 역-기전력 $\hat{e}(k)$ 값으로 k 번째에 인가되어야 할 스위칭 상태로 나타나는 전압 벡터 값 $v(k)$ 값을 구해 바로 스위칭 상태로 인가하여 인버터 제어를 할 수 있다. 이상적인 시스템에서는 식 (6)의 미래 전류 값을 계산하는 스위칭 상태의 계산 시간이 고려되지 않지만, 실제 시스템에서는 스위칭 상태의 계산 시간이 반드시 고려되어야 한다.

실제 시스템에서 식 (6)을 이용하여 미래 전류 벡터

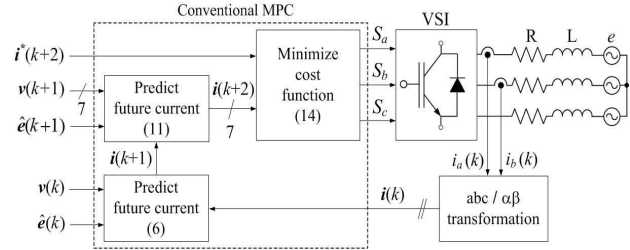


Fig. 3. Block diagram of conventional MPC with delay compensation.

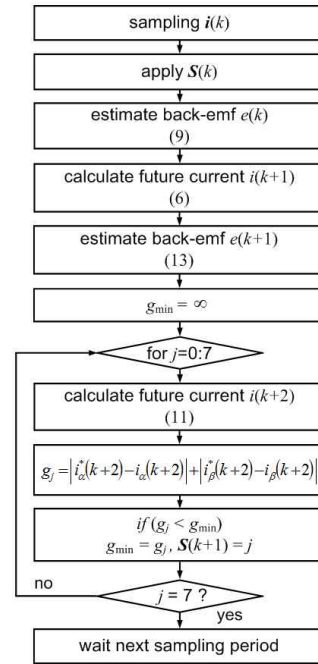


Fig. 4. Flow chart of conventional MPC with delay compensation.

값을 이용하여 제어를 하게 된다면, 앞의 과정 1)에서 5)까지 스위칭 상태를 구하기까지의 과정에 필요한 계산 시간 때문에 실제 미래 전류 벡터 값과 예측한 전류 벡터 값은 계산시간 만큼 오차를 갖게 된다. 이 문제를 해결하기 위해서 계산 시간 보상 방법을 적용해야 한다.

계산 시간 보상을 위해 식 (6)을 한 샘플링 주기만큼 앞으로 이동 시키면 다음과 같은 식을 얻는다.

$$i(k+2) = i(k+1) + \frac{T_{sp}}{L} (v(k+1) - Ri(k+1) - e(k+1)) \quad (11)$$

$i(k+1)$ 은 식 (6)을 이용하여 k 번째에 측정된 전류 벡터 $i(k)$ 와 k 번째 상태에 인가한 전압 벡터 $v(k)$ 그리고 추정된 역-기전력 값 $\hat{e}(k)$ 를 통해 얻을 수 있다.

그리고 미래 부하 역-기전력 값 $e(k+1)$ 은 한 샘플링 주기에 부하 역-기전력이 큰 변화가 없다고 가정하고 다음 식을 통해 추정할 수 있다.

$$\hat{\mathbf{e}}(k+1) \approx \mathbf{e}(k) \quad (12)$$

$$\mathbf{e}(k) = \mathbf{v}(k) - \frac{L}{T_{sp}} \left(\left(1 - \frac{RT_{sp}}{L} \right) \mathbf{i}(k+1) - \mathbf{i}(k) \right) \quad (13)$$

k 번째에서 k 번째의 샘플링 시간 내에 다음 $k+1$ 번째의 전압 벡터 $\mathbf{v}(k+1)$ 을 결정 할 수 있다면, 식 (11)를 사용하여 $k+2$ 번째의 전류를 예측하여 제어를 할 수 있게 된다. 따라서 계산 시간 보상 방법이 적용된 비용 함수는 다음과 같이 정의 되어야 한다.

$$g = |v_{\alpha}^*(k+2) - i_{\alpha}(k+2)| + |v_{\beta}^*(k+2) - i_{\beta}(k+2)| \quad (14)$$

계산 지연 시간 보상 방법을 적용한 모델 예측 전류 제어 방법의 블록 다이어그램은 그림 3과 같으며, 그림 4의 플로우 차트 (Flow chart)와 같이 다음과 같은 순서로 동작한다.

- 1) k 번째의 부하 전류 벡터 $\mathbf{i}(k)$ 를 측정한다.
- 2) $k-1$ 번째에서 결정된 $\mathbf{v}(k)$ 값을 갖는 k 번째의 스위칭 상태 $\mathcal{S}(k)$ 를 적용시킨다.
- 3) $k-1$ 번째에서 측정된 부하 전류 벡터 $\mathbf{i}(k-1)$ 과 $k-2$ 번째 샘플링 시간에서 결정되었던 $\mathbf{v}(k-1)$, 1)에서 측정된 k 번째의 부하 전류 벡터 $\mathbf{i}(k)$ 를 이용하여 $\mathbf{e}(k)$ 를 추정한다.
- 4) 추정된 $\hat{\mathbf{e}}(k)$ 와 현재 상태의 전류 벡터 값 $\mathbf{i}(k)$ 와 $k-1$ 번째에서 결정된 $\mathbf{v}(k)$ 을 이용하여 미래 부하 전류 $\mathbf{i}(k+1)$ 을 예측한다.
- 5) $k-1$ 번째에서 결정된 $\mathbf{v}(k)$ 값과 4)에서 예측한 미래 부하 전류 벡터 $\mathbf{i}(k+1)$, 그리고 1)에서 측정된 부하 전류 벡터 $\mathbf{i}(k)$ 를 가지고 식 (13)의 미래 부하 역-기전력 벡터 $\mathbf{e}(k+1)$ 을 추정한다.
- 6) 예측된 미래 부하 전류 $\mathbf{i}(k+1)$ 와 추정된 미래 부하 역-기전력 벡터 $\hat{\mathbf{e}}(k+1)$, 그리고 $k+1$ 번째에 인가될 8개의 스위칭 상태에 따라 결정되는 7개의 미래 전압 벡터 $\mathbf{v}(k+1)$ 을 이용해 식 (11)의 7가지 $k+2$ 번째 미래 부하 전류 벡터 $\mathbf{i}(k+2)$ 를 계산한다.
- 7) 식 (14)의 비용 함수를 통해 7개의 미래 부하 전류 벡터 $\mathbf{i}(k+2)$ 와 $k+2$ 번째 지령 전류 벡터와 예러가 가장 적은 전압 벡터 상태 $\mathbf{v}(k+1)$ 를 만들어 내는 스위칭 상태 $\mathcal{S}(k+1)$ 을 선정한다.
- 8) 다음 $k+1$ 번째의 스위칭 상태를 적용 시킬 때 선정된 최적의 $\mathbf{v}(k+1)$ 값을 만들어 내는 스위칭 상태 $\mathcal{S}(k+1)$ 을 적용하도록 값을 저장한다.

3. 제안하는 영 벡터 선택 방법

식 (14), 모델 예측 제어의 비용 함수에서 인버터의 제로 벡터 (V_0 , V_7)는 그림 2와 같이 스위칭 상태는 다르지만, 0이라는 같은 상전압 상태를 만들어 같은 비용

함수 값을 통해서 제로 벡터의 스위칭 상태의 선택을 결정할 수 없다. 따라서 3장에서는 식 (14), 비용 함수를 통해서 제로 벡터가 선택되었을 때는 추가적으로 제로 벡터 V_0 와 V_7 중 스위칭 상태를 결정할 수 있는 방법을 제안한다.

3.1 제로 시퀀스 전압 생성

식 (14), 비용 함수를 통해서 제로 벡터가 선택되었을 때, 두 가지 스위칭 상태 중 인가해야 할 하나의 스위칭 상태를 결정해 주기 위해 스위칭 손실을 감소시키는 제로 시퀀스 전압을 생성한다.

식 (11)을 인버터의 출력 상전압에 대해서 정리하면 다음과 같다.

$$\mathbf{v}(k+1) = \mathbf{e}(k+1) + R\mathbf{i}(k+1) + \frac{L}{T_{sp}} (\mathbf{i}(k+2) - \mathbf{i}(k+1)) \quad (15)$$

식 (15)에서 미래 부하전류 $\mathbf{i}(k+2)$ 와 $\mathbf{i}(k+1)$ 를 미래 지령 전류 값으로 바꾸면 인버터의 미래 출력 상전압 벡터의 지령 값을 얻을 수 있다. 이렇게 얻은 인버터 미래 출력 상전압 벡터의 지령 값을 alpha-beta/abc 변환을 통해 각 상의 미래 출력 상전압의 지령 값을 얻을 수 있다.

식 (15)에서 얻은 미래 출력 상전압 벡터를 식 (16)과 같이 최댓값과 최솟값을 고르고 중간값을 제외시킨다.

$$\begin{aligned} V_{\max} &= \max(v_{an}, v_{bn}, v_{cn}) \\ V_{\min} &= \min(v_{an}, v_{bn}, v_{cn}) \end{aligned} \quad (16)$$

그 다음, 식 (16)의 V_{\max} , V_{\min} 에 대응되는 상의 지령 전류를 식 (17)과 같이 정의한다.

$$i_{\max} = i_{V_{\max}}^*, i_{\min} = i_{V_{\min}}^* \quad (17)$$

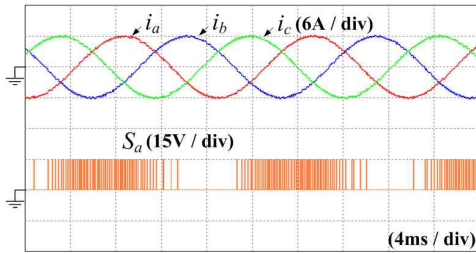
식 (17)의 전류 i_{\max} 와 i_{\min} 의 절대값을 비교하고 i_{\max} 의 절대값이 i_{\min} 보다 클 경우 식 (18)와 같이 제로 시퀀스 전압을 생성한다.

$$v_{zsv} = \frac{V_{dc}}{2} - V_{\max} \quad (18)$$

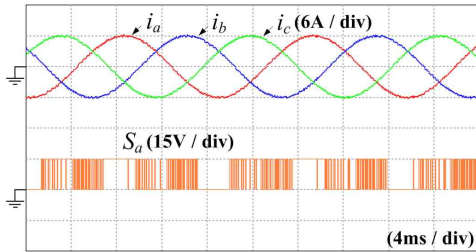
식 (17)의 전류 i_{\max} 와 i_{\min} 의 절대값을 비교하고 i_{\min} 의 절대값이 i_{\max} 보다 클 경우 식 (19)와 같이 제로 시퀀스 전압을 생성한다.

$$v_{zsv} = -\frac{V_{dc}}{2} - V_{\min} \quad (19)$$

위와 같은 방법으로 미래 출력 상전압의 지령 값과 미래 전류 지령 값으로 식 (18)와 (19)를 통해서 제로 시퀀스 전압을 얻을 수 있다.^[9]

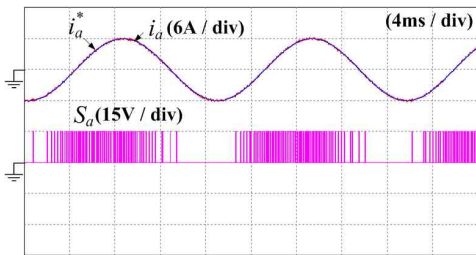


(a)

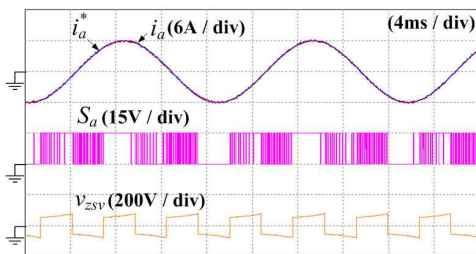


(b)

Fig. 5. Simulated waveforms of the three-phase load currents and a-phase upper switching signal of (a) the conventional method (b) proposed method.



(a)



(b)

Fig. 6. Simulated waveform of the a-phase load current, a-phase reference current, a-phase upper switching signal and generated zero sequence voltage of (a) the conventional method (b) proposed method.

3.2 영 전압 선택 방법

3.1절에서 생성한 제로 시퀀스 전압을 이용해 제로 벡터의 선택이 가능하다. 제로 시퀀스 전압의 부호가 양일 경우에는 제로 벡터 V_7 (1, 1, 1)을 선택하고, 제로 시퀀스 전압의 부호가 음일 경우에는 V_0 (0, 0, 0)을 선택함으로써 제로 벡터의 선택이 가능하게 된다.

TABLE I
COMPARISON OF TOTAL EXECUTION TIME

	Conventional method	Proposed method
Total execution time (μ s)	7.01	7.83

4. 시뮬레이션

본 논문에서 제안한 방법을 P-sim을 사용하여 시뮬레이션을 하였다. 인버터의 DC 링크단의 전압 $V_{dc} = 200$ V이고, 부하 $R = 0.8 \Omega$, $L = 12$ mH, 그리고 역-기 전력 성분 e 는 고정된 주파수 60 Hz와 피크 값 20 V를 갖는 사인파를 인가하였다. 샘플링 주기 $T_{sp} = 50 \mu$ s로 설정하였다. 기존의 모델 예측 전류 제어 방법은 그림 3의 방법으로 구현하여 시뮬레이션 하였다.

그림 5는 기존의 모델 예측 전류 제어 방법과 제안하는 영전압 선택 방법이 적용되었을 때의 3상 전류와 a 레그의 스위칭 신호에 해당하는 파형이다. 기존의 방법과 제안하는 영전압 선택 방법의 3상 전류가 동일하게 나타나는 것을 볼 수 있다. 기존 방법은 영전압을 선택할 때 V_0 인 (0,0,0)의 상태를 사용하기 때문에 그림 5.(a)와 같이 a레그의 스위칭 신호는 꺼져있는 상태를 대부분 유지하고 있다. 이와 달리 그림 5. (b)에 보이는 것과 같이 제안한 영전압 선택 방법의 a레그의 스위칭 신호는 영전압 V_0 인 (0,0,0)과 V_7 인 (1,1,1)을 스위칭 손실을 줄이기 위한 제로 시퀀스 전압에 따라 선택한다. 영전압 V_0 과 V_7 을 적절히 선택하여, a상의 전류 양의 피크 부분에서는 주로 온 상태로 유지가 되고, 음의 피크 부분에서는 주로 오프 상태로 유지된다.

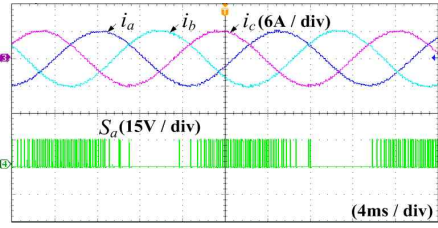
그림 6에서는 기존의 방법과 제안하는 방법이 지령전류를 따라 잘 제어가 되고 있음을 확인할 수 있고, 그림 6. (b)에서는 제로 벡터 선택을 결정하는 제로 시퀀스 전압을 확인할 수 있다.

5. 실험

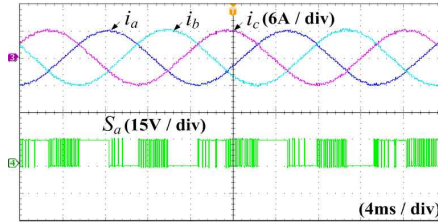
본 논문에서 제안한 방법을 실험으로 검증하기 위해 digital signal processor (DSP) 모델 TMS320F28335를 사용하여 실험 셋업을 구현하였다. 인버터의 DC 링크단의 전압 $V_{dc} = 200$ V이고, 부하 $R = 0.8 \Omega$, $L = 12$ mH, 그리고 샘플링 주기 $T_{sp} = 50 \mu$ s로 설정하였다. 기존의 모델 예측 전류 제어 방법은 그림 3의 방법으로 구현하여 실험하였다.

표 1은 기존의 모델 예측 전류 제어 방법과 제안하는 방법 간의 DSP 계산시간의 차이를 나타낸다. 샘플링 주기가 50 μ s로 충분하므로 제안하는 방법은 기존의 방법에 비해 큰 계산시간이 필요하지 않음을 알 수 있다.

그림 7은 기존의 모델 예측 전류 제어 방법과 제안하는 영전압 선택 방법을 적용했을 때의 3상 전류와 a레

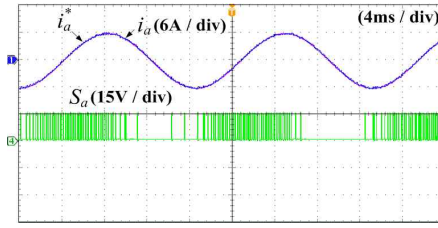


(a)

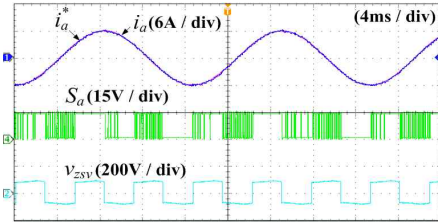


(b)

Fig. 7. Experimental waveforms of the three-phase load currents and a-phase upper switching signal of (a) the conventional method (b) proposed method.

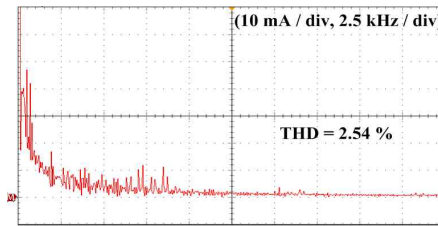


(a)

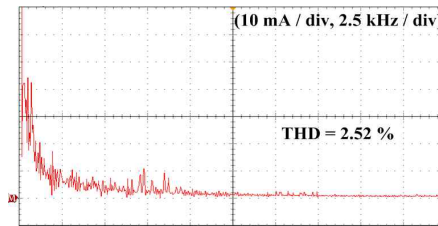


(b)

Fig. 9. Experimental waveform of the a-phase load current, a-phase reference current, a-phase upper switching signal and generated zero sequence voltage of (a) the conventional method (b) proposed method.



(a)



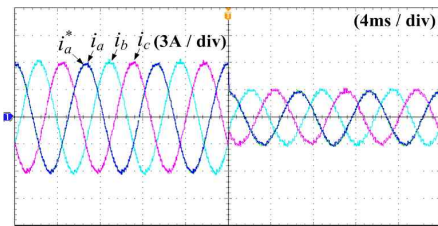
(b)

Fig. 8. Frequency spectrum of the a-phase load current obtained from (a) the conventional method (b) proposed method.

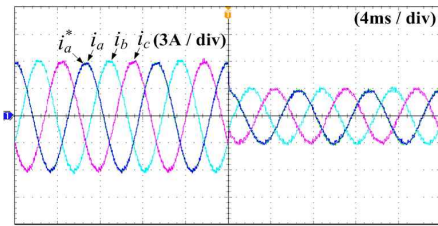
그의 스위칭 신호파형이다. 그림 8의 주파수 스펙트럼 파형으로 보았을 때, 출력전류의 품질 차이가 거의 없음을 확인 할 수 있다. 또한 스위칭 파형 역시 기존의 방법과는 달리 제안하는 방법은 제로 벡터선택 시 V_0 , V_7 을 골고루 사용하고 있음을 확인 할 수 있다.

그림 9에서는 기존의 방법과 제안하는 방법 모두 지령전류를 따라 잘 제어가 되고 있음을 확인할 수 있다. 그림 9. (b)에서는 제로 벡터 선택을 결정하는 제로 시퀀스 전압을 확인할 수 있다.

그림 10은 기존의 방법과 제안하는 방법에서 지령 전류에 스텝 응답 파형을 나타낸다. 지령 전류를 6 A에서



(a)



(b)

Fig. 10. Experimental waveform of the three-phase load currents and a-phase reference current under a magnitude-step change from 6 A to 3 A of (a) the conventional method (b) proposed method.

3 A로 변화시켰을 때 기존의 방법과 제안하는 방법 모두 지령 전류가 스텝으로 변했을 때 지령 전류에 잘 따라 제어가 되고 있음을 확인 할 수 있다.

그림 11은 기존의 방법과 제안하는 방법의 스위칭 손실을 나타낸 그래프이다. 제안하는 방법은 전류의 피크 부분에서 스위칭을 거의 하지 않아 전류의 피크부분에서도 스위칭을 하는 기존의 방법보다 스위칭 손실이 작았다. 스위칭 주파수가 높은 샘플링 주기가 20 μ s에서는 약 12%의 손실이 감소되었다.

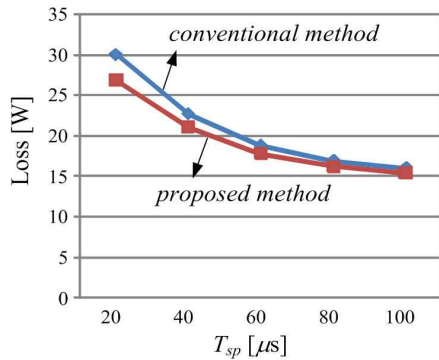


Fig. 11. Experimental results of the switching losses from the conventional and proposed methods versus the sampling period.

6. 결 론

본 논문에서는 전압원 인버터의 모델 예측 제어에서 영전압을 선택하는 방법을 제안하였다. 이를 위해서 스위칭 손실을 감소시키는 제로 시퀀스 전압을 생성하고 이를 이용하여 영전압을 선택하였다. 제안한 방법의 검증을 위해서 시뮬레이션 및 실험을 하였으며, 인버터의 모델 예측 제어에서 제안된 방법을 적용하면 20 μs 에서는 최대 12%의 스위칭 손실이 감소함을 확인하였다.

본 연구는 2014년도 정부(미래창조과학부)의 재원으로 한국연구재단의 지원 및 을 받아 수행된 연구(2014R1A2A2A01006684)이며, 한국철도기술연구원에서 시행하는 주요 사업(레일방식 초고속철도 핵심요소기술 개발, 과제 번호 PK1501A)의 일환으로 수행되었습니다.

References

- [1] N. Mohan, T. M. Underland, and W. P. Robbins, Power Electronics, 2nded. NewYork, NY, USA: Wiley.
- [2] J. Rodriguez, J. Pontt, C. Silva, P. Correa, P. Lezana, P. Cortés, and U. Ammann, "Predictive current control of a voltage source inverter," *IEEE Trans. Industrial Electron.*, Vol. 54, No. 1, pp. 495-503, Feb. 2007.
- [3] R. Vargas, P. Cortes, U. Ammann, J. Rodriguez, and J. Pontt, "Predictive control of a three-phase neutral-point-clamped inverter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 54, No. 5, pp. 2697-2705, Oct. 2007.
- [4] P. Cortes, J. Rodriguez, C. Silva, and A. Flores, "Delay compensation in model predictive current control of a three-phase inverter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 59, No. 2, pp. 1323-1325, Feb. 2012.
- [5] S. Kouro, P. Cortes, R. Vargas, U. Ammann, and J.

Rodriguez, "Model predictive control-A simple and powerful method to control power converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 56, No. 6, pp. 1826-1838, Jun. 2009.

- [6] S. S. Kwak and J. C. Park, "Switching strategy based on model predictive control of VSI to obtain high efficiency and balanced loss distribution," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 29, No. 9, pp. 4551-4567, Sep. 2014.
- [7] S. S. Kwak and J. C. Park, "Predictive control method with future zero-sequence voltage to reduce switching losses in three-phase voltage source inverters," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 30, No. 3, pp. 1558-1566, Mar. 2015.
- [8] S. S. Kwak, S. J. Yoo, and J. C. Park, "Finite control set predictive control based on Lyapunov function for three-phase voltage source inverters," *IET, Power Electron.*, Vol. 7, No. 11, pp. 2726-2732, Nov. 2014.
- [9] D. W. Chung and S. K. Sul, "Minimum-loss strategy for three-phase PWM rectifier," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 46, No. 3, pp. 517-526, Jun. 1999.



박준철(朴僑哲)

1989년 2월 4일생. 2013년 중앙대 전자전기공학부 졸업. 2015년 중앙대 전자전기공학과 졸업(석사).



박찬배(朴贊培)

2003년 서울대 대학원 전기공학부 졸업(석사). 2013년 한양대 대학원 전기공학과 졸업(공박). 2003년~2006년 삼성전자 DA연구소 선임연구원. 2007년~현재 한국철도기술연구원 추진무선급전연구팀 선임연구원.



백제훈(白制勳)

1972년 10월 25일생. 1996년 홍익대 전기공학과 졸업. 1998년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2006년 미국 Wisconsin-Madison 전기공학과 졸업(석사). 2009년 Texas A&M 전기공학과 졸업(공박). 1998년~2000년 AMO 연구소 선임연구원. 2000년~2003년 삼성전기 정밀기기 사업부 선임연구원. 2010년~2014년 삼성종합기술원 수석연구원. 2014년~현재 한국철도기술연구원 선임연구원.



곽상신(郭尙信)

1973년 8월 16일생. 2005년 Texas A&M University 전기공학과 졸업(공박). 1999년~2000년 (주)LG전자 연구원. 2005년~2007년 (주)삼성SDI 책임연구원. 2007년~2010년 대구대 전자공학부 조교수. 2010년~현재 중앙대 전자전기공학부 부교수. 당 학회 JPE 편집위원.