

DC 오프셋 전류 주입에 의한 4-Switch 3-Phase Inverter의 커패시터 전압 불평형 보상

박영주* · 손상훈* · 최 익**

Compensation of Unbalanced Capacitor Voltage for Four-switch Three-phase Inverter Using DC Offset Current Injection

Young-Joo Park* · Sang-Hun Son* · Ick Choy**

요 약

기존 6스위치 3상 인버터(SSTPI)의 한 상을 스위치 대신 커패시터로 대체한 4스위치 3상 인버터(FSTPI)에서 양 커패시터 전압의 불평형에 의한 출력전압의 오차를 보상하는 것은 FSTPI의 성능을 결정하는 중요한 요소이다. 본 논문에서는 DC 오프셋 전류 주입에 의하여 FSTPI의 커패시터 전압 불평형을 보상하는 새로운 방법과 FSTPI에 적용할 수 있는 간략화된 SVPWM 방법을 제안한다. 제안된 방법은 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 타당성을 검증하였다.

ABSTRACT

The performance of 4-switch 3-phase inverter(FSTPI) is mainly affected by the unbalanced voltages between two capacitors which replace two switches of conventional 6-switch 3-phase inverter(SSTPI). This paper proposes a DC offset current injection method to compensate the capacitor voltage unbalance for FSTPI. A simplified SVPWM method which can be applied to FSTPI is also proposed. The validity of the proposed methods is verified by computer simulation.

키워드

Four-Switch Three-Phase Inverter, Unbalanced Capacitor Voltages, DC Offset Current Injection, Simplified SVPWM
4 스위치 3상 인버터, 불평형 커패시터 전압, DC 오프셋 전류 주입, 간략화 SVPWM

1. 서 론

근래 에너지변환 비용 및 드라이브 크기의 감소를 위한 연구는 지속적으로 이루어져 왔으며, 그 중 하나는 4스위치 3상 인버터(FSTPI : Four-switch Three-phase Inverter)에 관한 연구이다[1-2]. FSTPI는 기존 모터 구동[3-5]에 사용되는 그림 1과 같은 6

스위치 3상 인버터(SSTPI : Six Switch Three phase Inverter)의 세 개의 상하 스위치 중 한 개의 상하 스위치를 그림 2에서 보는 바와 같이 2개의 상하 커패시터로 대체한 구조로, SSTPI와 동일하게 SVPWM에 의해 출력 전압의 크기와 주파수를 동시에 가변할 수 있어 SSTPI보다 경제적인뿐 아니라 스위칭 손실이 적고 부피도 줄일 수 있다는 장점이 있다. 그러

* 광운대학교 대학원 로봇학과(manpyj@naver.com, aonm1@gmail.com)

** 교신저자 : 광운대학교 로봇학부 교수(ickchoy@kw.ac.kr)

접수일자 : 2015. 01. 30

심사(수정)일자 : 2015. 03. 13

게재 확정일자 : 2015. 03. 23

나 FSTPI는 출력전류(커패시터 중성점 전류)의 흐름에 따라 상하 커패시터 전압의 맥동이 발생하고 이로 인해 출력전압벡터가 변하게 되는 문제점이 발생한다. 이러한 출력전압벡터의 변동은 출력전압과 출력전류의 전고조파 왜곡(THD : Total Harmonic Distortion)을 증가시키게 된다. 따라서 FSTPI의 경우 출력전류에 의한 상하 커패시터전압의 맥동을 최소화시키는 것이 그 성능을 결정하는 중요 요소 중 하나이다.

FSTPI는 그 구조상 AC 출력전류 한 주기 내에서 순시 커패시터전압의 맥동을 피할 수는 없지만, 평균 커패시터전압의 맥동을 적절한 보상 방법에 의해 제거할 수 있다[6-8]. 순시 커패시터전압의 맥동량은 커패시터 용량의 설정에 의해 제한 가능하다.

본 논문에서는 전압센서를 사용하여 상하 커패시터의 평균전압을 측정하고, 그 차이를 상쇄시키는 DC 오프셋 전류를 주입하여 평균 커패시터전압 맥동을 보상하는 방법을 제안한다. 또한 FSTPI에 적용가능하며 간략한 SVPWM방식을 제안한다.

2절에서 FSTPI를 제어하기 위한 SVPWM기법을 소개하고 3절에서는 커패시터 전압의 불평형을 보상하기 위한 DC 오프셋 전류 주입 방법을 제안한다. 4절에서 간략화 된 SVPWM방식을 제안하고 5절에서는 FSTPI에 R-L 부하를 적용한 컴퓨터 시뮬레이션에 의해 제안된 알고리즘의 타당성을 증명하였다.

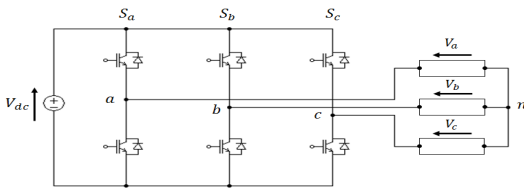


그림 1. SSTPI의 구조
Fig. 1 Structure of SSTPI

II. SVPWM에 의한 FSTPI 출력전압 제어

그림 2는 부하가 연결된 FSTPI 회로를 보인 것이다. 부하의 a, b상은 두 개의 상하 스위치 중성점에, c상은 커패시터 중성점에 연결되어 있다. 각 상에 연결된 부하에 인가되는 상전압 v_a, v_b, v_c 를 구하면 다음의 식(1)에서 식(3)과 같다.

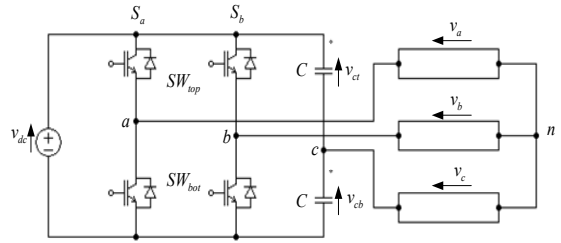


그림 2. FSTPI의 구조
Fig. 2 Structure of FSTPI

$$v_a = S_a v_{ct} + (S_a - 1)v_{cb} - v_{nc} \tag{1}$$

$$v_b = S_b v_{ct} + (S_b - 1)v_{cb} - v_{nc} \tag{2}$$

$$v_c = -v_{nc} \tag{3}$$

여기서 v_{ct}, v_{cb} 는 c상의 상하 커패시터의 전압이고, v_{nc} 는 부하의 중성점과 c상 사이의 전압이다. 스위치 변수 S_a, S_b 의 값은 다음의 식(4)로 정의한다.

$$\begin{aligned} SW_{x.top}(on), SW_{x.bot}(off) : S_x &= 1 \quad (x = a, b) \\ SW_{x.top}(off), SW_{x.bot}(on) : S_x &= 0 \quad (x = a, b) \end{aligned} \tag{4}$$

식(1)에서 식(3)을 통해 v_a, v_b 는 스위치상태에 따라 전압이 변동되고 v_c 는 커패시터 전압에 의해서 결정된다. FSTPI는 스위치 S_a, S_b 의 상태에 따라 4가지의 출력전압벡터가 발생하게 된다. 식(1)에서 식(3)을 이용하여 출력전압벡터를 정리하면 표 1과 같다.

표 1. 출력전압벡터
Table 1. Output voltage vector

Voltage vector	Switching		Voltage (V)
	S_a	S_b	
v_0	0	0	$v_0 = \frac{v_{dc}}{3} e^{-j\frac{2}{3}\pi}$
v_1	0	1	$v_1 = \frac{\sqrt{3}v_{dc}}{3} e^{j\frac{5}{6}\pi}$
v_2	1	0	$v_2 = \frac{\sqrt{3}v_{dc}}{3} e^{-j\frac{1}{6}\pi}$
v_3	1	1	$v_3 = \frac{v_{dc}}{3} e^{j\frac{1}{3}\pi}$

그림 3은 표 1의 출력전압벡터를 도식화한 것이다. 상하 커패시터 전압이 같은 경우 그림과 같이 4개의 전압벡터가 각각 직교하며 v_1, v_2 의 크기가 나머지 두 벡터보다 큰 출력전압벡터의 도표를 얻을 수 있다.

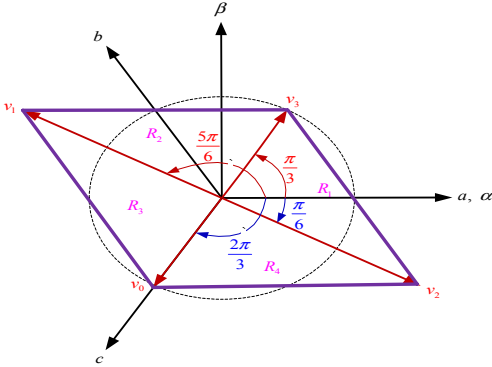


그림 3. 출력전압벡터 도표
Fig. 3 Output voltage vector diagram

FSTPI의 출력전압벡터에는 영벡터가 존재하지 않으므로 크기가 같은 전압벡터 v_0, v_3 나 v_1, v_2 의 조합을 이용해서 영벡터로 사용한다. 본 논문에선 상대적으로 전압벡터의 크기가 작아 고조파 발생이 적은 v_0, v_3 을 이용해서 영벡터를 사용하였다. 영벡터를 설정하면 SSTPI와 같이 영벡터와 두 출력전압벡터를 이용하여 SVPWM을 구현할 수 있다.

SVPWM의 구현을 위해서 각 구역의 범위와 그 구역에서 사용하는 벡터를 정리하면 표 2와 같다. 각 구역에서 사용하는 벡터는 그 구역에 해당하는 출력전압벡터와 영벡터로 사용할 벡터이다.

표 2. 구역 및 사용 전압벡터
Table 2. Sector and selected vectors

Sector	θ	Using voltage vector
R_1	$-\frac{\pi}{6} \leq \theta \leq \frac{\pi}{3}$	v_0, v_2, v_3
R_2	$\frac{\pi}{3} \leq \theta \leq \frac{5\pi}{6}$	v_0, v_1, v_3
R_3	$\frac{5\pi}{6} \leq \theta \leq \frac{4\pi}{3}$	v_0, v_1, v_3
R_4	$\frac{4\pi}{3} \leq \theta \leq \frac{11\pi}{6}$	v_0, v_2, v_3

예를 들어 지령전압벡터 V^* 가 출력전압벡터 v_2, v_3 사이 구역 R_1 에 있는 경우를 살펴본다. 이 구역에서 사용하는 출력전압벡터는 v_2, v_3 와 영벡터로 사용할 v_0 이다. 각 출력전압벡터의 도통시간을 t_0, t_2, t_3 이라 설정할 때, 지령전압벡터와 각 출력전압벡터 도통시간 사이의 관계는 다음의 식(5)와 같고 지령전압벡터에 따라 인가해야할 출력전압벡터의 전압의 크기 v_2^*, v_3^* 를 구하면 다음의 식(6)과 같다. σ 는 오프셋으로 R_1 에선 $\pi/6$ 이다.

$$v_{\alpha\beta}^* = V^* e^{j\theta^*} = t_0 v_0 + t_2 v_2 + t_3 v_3 \quad (5)$$

$$v_2^* = V^* \cos(\theta^* + \sigma), v_3^* = V^* \sin(\theta^* + \sigma) \quad (6)$$

출력전압벡터의 인가해야할 전압의 크기를 이용한 주기가 T일 때 각 전압벡터의 인가시간 t_0, t_2, t_3 를 구하면 다음의 식(7)과 같다. 각 시간에 따른 스위칭 파형은 그림 4와 같이 ON-OFF를 주기로 SVPWM을 구현하면 스위칭 손실을 최소화 시킬 수 있다. 식(7)에서 구한 인가시간 t_0, t_2, t_3 를 이용하여 그림 4의 스위칭시간을 설정함으로써 SVPWM을 구현할 수 있다.

$$t_2^* = \frac{V_2^*}{V_2} T, t_3^* = \frac{V_3^*}{V_3} T, t_{res} = T \left(1 - \frac{V_2^*}{V_2} - \frac{V_3^*}{V_3}\right) \quad (7)$$

$$t_2 = t_2^*, t_3 = t_3^* + \frac{t_{res}}{2}, t_0 = \frac{t_{res}}{2}$$

식(7)을 모든 구역에 적용할 수 있게 식을 정리하면 다음의 식(8)과 같다. 여기서 x는 영벡터로 사용하지 않는 출력전압벡터이고 y는 영벡터로 사용되는 출력전압벡터이다. z는 영벡터로만 사용하기 위해 추가적으로 사용되는 출력전압벡터이다.

$$t_x^* = \frac{V_x^*}{V_x} T, t_y^* = \frac{V_y^*}{V_y} T, t_{res} = T \left(1 - \frac{V_x^*}{V_x} - \frac{V_y^*}{V_y}\right) \quad (8)$$

$$t_x = t_x^*, t_y = t_y^* + \frac{t_{res}}{2}, t_z = \frac{t_{res}}{2}$$

위와 같은 방법으로 지령전압벡터를 현재 해당하는 각 구역에 적용시켜 전압벡터의 인가시간을 구해준면 FSTPI에 적용된 SVPWM의 구현이 가능하다.

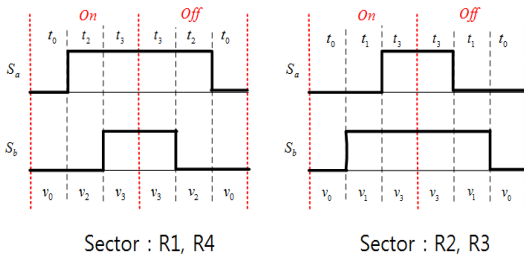


그림 4. SVPWM 스위칭 파형
Fig. 4 SVPWM switching waveform

그러나 위에서 구현한 FSTPI에 적용된 SVPWM 방식은 커패시터 중성점의 전류 흐름에 따른 상하 커패시터 전압의 불평형을 고려하지 않았기 때문에 출력전압벡터가 변하게 되어 입출력상호간에 선형성을 유지시키지 못한다. 본 연구에선 이런 문제점을 해결하기 위해 상하 커패시터 전압의 불평형을 보상하는 새로운 방법을 제안한다.

III. FSTPI의 상하 커패시터 전압 불평형 보상 방법

3.1 FSTPI의 상하 커패시터 전압 불평형 해석

FSTPI의 경우 상하 커패시터 전압의 불평형을 고려치 않고 벡터제어기 입력단에 지령벡터 V_o^* 를 인가하면 입출력 상호간에 선형성이 유지되지 않고 불평형을 초래하여 V_o^* 와 일치하는 출력전압 V_o 를 얻을 수 없다. 그러므로 상하 커패시터 전압의 불평형으로 인한 출력전압 파형의 보상은 FSTPI에서 성능을 결정짓는 중요 요소이다[6].

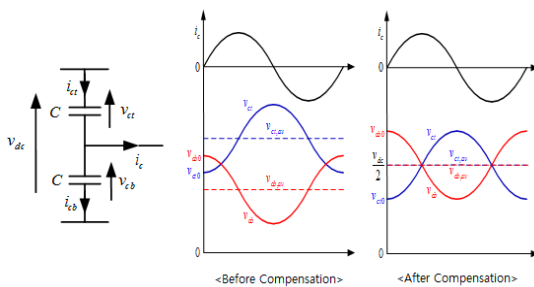


그림 5. 커패시터 전압 파형
Fig. 5 Capacitor voltage waveform

상하 커패시터 전압의 불평형을 해석하기 위해 그림 5를 이용한다. FSTPI에서 커패시터 중성점에 흐르는 전류 i_c 에 따라 커패시터의 결리는 전압 v_{ct} 와 v_{cb} 는 변하게 된다. v_{ct} 와 v_{cb} 의 전압은 서로 다를 수 있지만 두 전압의 합은 항상 DC 링크의 전압 v_{dc} 가 된다. 이를 이용하여 각 커패시터에 흐르는 전류와 중성점에 흐르는 전류의 관계식은 다음의 식(9)과 같다. 상하 커패시터의 용량은 C로 같게 설정하였고, 각 커패시터의 흐르는 전류를 i_{ct}, i_{cb} 로 한다.

$$\begin{aligned}
 i_c &= i_{ct} - i_{cb} = C \frac{d}{dt}(v_{ct} - v_{cb}) & (9) \\
 &= C \frac{d}{dt}(2v_{ct} - v_{dc}) = 2C \frac{dv_{ct}}{dt} = 2i_{ct} = -2i_{cb} \\
 i_{ct} &= -i_{cb} = \frac{i_c}{2}
 \end{aligned}$$

각 커패시터의 흐르는 전류의 양에 따라 상하 커패시터의 충전되는 전압은 변하게 된다. FSTPI에서 커패시터 중성점에 흐르는 전류 i_c 는 정현파로 이를 $I_m \sin \omega t$ 으로 설정하였을 때, 중성점의 전류에 의해 커패시터 전압은 맥동이 일어날 수 밖에 없다. 이를 수식으로 표현하기 위해 정현파의 한 주기 동안 커패시터의 순시 전압 차이의 최대값을 $\Delta v_{c,max}$ 라 할 때, 정상상태에서 i_c 와 $\Delta v_{c,max}$ 사이의 관계식은 다음의 식(10)과 같이 정리할 수 있다.

$$\Delta v_{c,max} = \frac{1}{C} \int_0^{T/2} \frac{i_c}{2} dt = \frac{I_m}{2\omega C} \int_0^\pi \sin \theta d\theta = \frac{I_m}{\omega C} \quad (10)$$

$$C \geq \frac{I_m}{\Delta v_{c,max} \omega} \quad (11)$$

식(10)을 커패시터의 용량설정을 위해 정리하면 위의 식(11)과 같다. 식(11)을 통해 각 커패시터의 순시 전압 맥동 크기에 영향을 주는 것이 커패시터의 용량과 중성점에 흐르는 전류의 진폭과 주파수라는 것을 알 수 있다. 이 수식을 통해 사용자가 원하는 성능을 수용하는 커패시터의 용량을 구할 수 있다. 예를 들어 $\Delta v_{c,max}$ 의 최대치를 10[V]를 두고 전류의 진폭을 10[A], 주파수를 50[Hz]로 설정하면 C값은 계산을 통해 0.00318[F]보다 큰 값으로 설정하면 된다. 이렇게 커패시터 값을 선정하면 $\Delta v_{c,max}$ 의 크기는 10[V]로

제한되게 된다.

그러나 커패시터 용량 C 를 설정했다고 상하 커패시터의 전압 불평형 문제가 해결되는 것은 아니다. 용량을 키우면 키울수록 각 커패시터 순시 전압 맥동의 크기는 줄어들게 되지만 이 전압차이를 완전히 없앨 수 없다. 또한 정상상태에 들어가게 되면 그림 5의 보상 전 커패시터 전압 파형과 같이 상하 커패시터의 평균 전압이 틀어지는 현상이 발생하게 된다. 이로 인해 출력전압벡터가 흔들리게 되어 출력전압의 파형이 불평형하게 된다. 본 연구에서는 이런 FSTPI의 문제점을 해결하기 위해 DC 오프셋 전류 주입을 통한 커패시터 불평형 전압 보상 방법을 제안한다.

3.2 DC 오프셋 전류 주입에 의한 커패시터 불평형 전압 보상시스템 설계

커패시터 중성점에 흐르는 전류에 따라 커패시터의 전압은 맥동하게 된다. 정현파의 전류가 흐르는 FSTPI의 특성상 상하 커패시터 전압을 순시적으로 평형하게 보상해준다는 것은 불가능하다. 따라서 본 논문에선 한 주기 동안의 커패시터 전압의 불평형을 보상해줄 DC 오프셋 전류 주입 방법을 제안한다.

$$\Delta v_{ca} = \frac{1}{C} \int_0^t \frac{i_{ofs}}{2} d\tau = \frac{i_{ofs}}{2C} t \quad (12)$$

$$\Delta v_{cb} = -\frac{1}{C} \int_0^t \frac{i_{ofs}}{2} d\tau = -\frac{i_{ofs}}{2C} t \quad (13)$$

$$\Delta v_c = \Delta v_{ca} - \Delta v_{cb} = \frac{i_{ofs}}{C} \quad (14)$$

위의 식(12)에서 (13)은 한 주기 동안 커패시터의 평균 전압 Δv_{ca} , Δv_{cb} 와 DC 오프셋 전류 i_{ofs} 간의 관계식을 구한 수식이다. 커패시터 중성점에 양의 전류 i_{ofs} 을 인가할 경우 Δv_{ca} 는 증가하고 Δv_{cb} 는 감소하게 되며, 음의 전류 i_{ofs} 을 인가할 경우 Δv_{ca} 는 감소하고 Δv_{cb} 는 증가하게 된다. 이 식을 통해 한주기 동안의 상하 커패시터의 평균 전압의 차이 Δv_c 와 DC 전류 오프셋 i_{ofs} 사이의 관계를 구하면 위의 식(14)와 같고 Δv_c 와 DC 오프셋 전류 i_{ofs} 은 비례관계임을 알 수 있다. 결국 DC 오프셋 전류를 어떻게 주입하느냐에 따라 커패시터간의 평균 전압차이인 Δv_c 를 감

소시킬 수 있음을 알 수 있다.

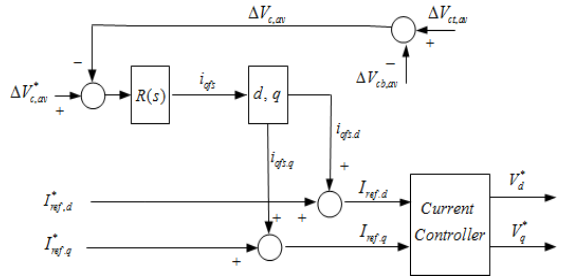


그림 6. 제어기 블록도
Fig. 6 Controller block diagram

그림 6은 DC 오프셋 전류주입 방법을 이용한 보상 시스템의 제어기 블록도이다. 커패시터의 현재 전압을 센서를 통해 측정하고 한 주기 동안 상하 커패시터 평균 전압의 차이인 $\Delta V_{c,av}$ 를 피드백 받는다. 그 후 에러 값을 제어기에 입력하여 전류 오프셋을 계산하여 주고 각각 d, q축 입력 전류에 더해지는 방식이다.

제어기로 PD제어기를 사용할 시 ΔV_c 와 i_{ofs} 의 전달함수는 다음의 식(15)와 같다. 이 경우 시스템은 2차 시스템이 되어 사용자가 원하는 고유진동수와 감쇠비를 설정해 줄 수 있게 된다. 그러나 영점이 존재하기 때문에 원하는 감쇠비와 고유진동수로 계인을 튜닝해도 정확히 원하는 성능이 나오지 않을 수 있다. 이를 보상해주려면 입력부분에 1차 지연 필터를 넣어 IP제어기와 같이 Zero Cancellation을 하면 영점을 없앨 수 있어 원하는 성능으로 제어기 튜닝이 가능해진다.

$$\frac{\Delta V_c(s)}{I_{off}(s)} = \frac{\frac{K_p + K_d s}{C s^2}}{1 + \frac{K_p + K_d s}{C s^2}} = \frac{\frac{K_d}{C} s + \frac{K_p}{C}}{s^2 + \frac{K_d}{C} s + \frac{K_p}{C}} \quad (15)$$

FSTPI의 전류제어기 대역폭은 PWM 스위칭 주파수의 $1/10 \sim 1/20$ 으로 설정하여 주고 DC 오프셋 전류제어기 대역폭은 인버터 전류 주파수의 $1/10 \sim 1/20$ 으로 설정한다.

DC 오프셋 전류 i_{ofs} 을 추가해줌으로 상하 커패시터의 평균전압을 같게 제어할 시, 그림 5의 보상 후 커패시터의 파형과 같이 불평형으로 생기는 출력전압벡터의 왜곡을 높은 수준으로 보상해줄 수 있다.

IV. FSTPI의 간략화 된 SVPWM

SVPWM은 3상 지령 전압을 복소수 공간에서 하나의 공간 벡터로 표현하여 이를 변조하는 기법이다. 이 기법은 주어진 직류 전압 하에서 가장 큰 교류 전압을 얻을 수 있으며, 출력전류에 포함된 고조파가 다른 PWM 변조 방식보다 작다는 장점이 있다. 그러나 구현이 복잡하고 계산시간이 오래 걸린다는 단점을 가지고 있다.

SSTPI와 달리 FSTPI는 직접적으로 전압을 제어할 수 있는 상이 2상이기 때문에 기존에 SVPWM과는 다른 방법으로 SVPWM을 구현해야한다. 이 방법은 2절에서 설명한 것과 같이 크기가 같은 전압벡터 v_0, v_3 나 v_1, v_2 를 영벡터로 만들어 사용하는 방법이다. 그러나 이 방법은 SSTPI의 SVPWM방식처럼 구현이 복잡하고 계산시간이 오래 걸린다는 단점을 동일하게 가지고 있다. 본 논문에선 이런 단점을 개선하기 위해 FSTPI에서 구현한 간략화 된 SVPWM 방법을 제안한다.

FSTPI에 사용하는 SVPWM의 경우 v_a, v_b, v_c 3상의 전압을 d, q축으로 변환하여 각 섹터에 해당하는 기준 전압벡터와 영벡터를 조합하여 인가해주었다. 그러나 3절에서 구현한 상하 커패시터 전압 불평형 보상을 위한 DC 전류 오프셋 보상 제어기로 인해 커패시터 중성점의 전압 c상의 전압은 보장되어 있는 상태이다. 이처럼 한 상의 전압이 이미 보장되어 있기 때문에 3상을 d, q 변환하여 SVPWM을 구현하는 것은 큰 의미가 없다. 결국 등가적으로 스위치가 있는 두 상에 풀전압만 제어해주면 SVPWM의 구동이 가능해진다. 커패시터의 전압이 평형하고, 상전압이 v_a, v_b, v_c 일 때 풀전압 v_{ap}, v_{bp} 는 다음의 식(16)에서 식(17)과 같다.

$$v_{ap} = v_a - v_c + v_{cp} \quad (16)$$

$$v_{bp} = v_b - v_c + v_{cp} \quad (17)$$

식(16)과 식(17)에서 구한 풀전압에 해당하는 듀티 D_x 를 구하면 다음의 식(18)과 같다. 여기서 x는 'a' 아니면 'b'를 의미한다. 구해진 듀티와 샘플링 주기 T_s 를 사용하여 스위치 ON-OFF시간, $T_x, T_{x.off}$ 를 계산하면 다음의 식(19)와 같이 구해줄 수 있다.

$$D_x = \frac{V_{xp}}{V_{dc}} + \frac{1}{2} \quad (18)$$

$$T_x = D_x * T_s, T_{x.off} = T_s - T_x \quad (19)$$

영벡터를 기준 전압벡터 v_0, v_3 로 사용할 경우 스위칭 패턴은 FSTPI에서 SVPWM패턴인 그림 4와 동일한 패턴을 사용한다.

$$D_y = \frac{1}{D_x} * D_y, D_x = 1 \quad (20)$$

$$D_y = (1 - D_x) * D_y, D_x = 0 \quad (21)$$

과변조가 일어나는 상황은 듀티 D_x 가 '1' 초과일 때와 '0' 미만일 때이다. 여기서 x는 'a' 아니면 'b'이고 y는 x가 아닌 다른 상 'a'나 'b'이다. 식(20)에서 식(21)과 같이 과변조 현상이 일어난 상의 듀티는 최대한 '1'과 '0'으로 수정하고 비례적으로 다른 상의 듀티도 수정하면 과변조 현상을 보상할 수 있다.

위와 같은 방법으로 SVPWM을 구현할 때 기존 방법보다 간단한 계산으로 FSTPI의 적용된 SVPWM의 구현이 가능하다.

V. 시뮬레이션

본 논문에서 제안한 방법의 타당성을 검증하기 위해 PowerSIM사의 시뮬레이션 툴인 PSIM을 사용하여 시뮬레이션을 수행하였다. FSTPI의 부하로는 R-L 부하를 사용하였고 커패시터의 용량은 3.1장의 수식을 이용하여 $\Delta V_{c,max}$ 의 최대치를 10 [V], 전류의 최대 진폭을 20 [A], 주파수를 50 [Hz]로 선정하여 커패시터 용량을 0.00636 [F]로 선정하였다. 커패시터의 전압차이를 만들기 위해 초기 커패시터 전압 $V_{c.init} = 70$ [V], $V_{cb.init} = 30$ [V]로 설정하였다. 이 외에 시뮬레이션 주요 상수는 표 3과 같다.

그림 7은 7(c)와 같이 상하 커패시터 전압간의 불평형이 일어나는 상황에서 별도의 보상작업을 행하지 않을 경우 전류파형을 관찰한 것이다. 상하 커패시터 전압의 불평형으로 인해 지령전압 벡터와 출력전압 벡터 사이에 오차가 생기게 되어 전류 값이 지령치를

제대로 추종하지 못하며, 그 결과 7(b)와 같이 상전류 i_a, i_b, i_c 가 서로 불평형함을 관찰할 수 있다.

표 3. 시뮬레이션 주요 상수
Table 3. Simulation parameter

Parameter	Value
Load resistance	1 [ohm]
Load inductance	1 [mH]
Capacitance	0.00636 [F]
DC-Link voltage	100 [V]
Current controller bandwidth	700 [Hz]
Switching period	100 [usec]

그림 8은 본 논문에서 제안한 보상 방법을 적용한 경우의 전류 파형을 보여주고 있다. 센서를 통해 커패

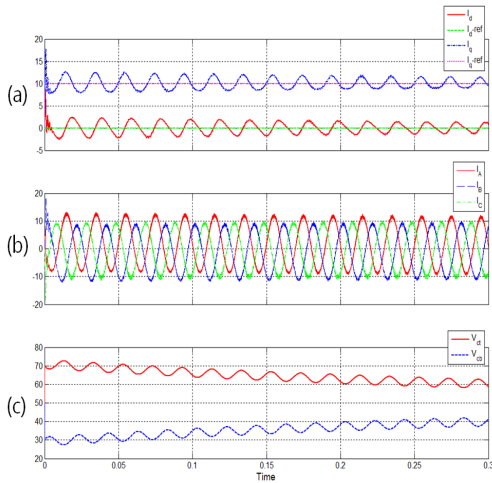


그림 7. 보상 방법 적용 전
(a) 전류 레퍼런스와 실제 전류 파형 (b) 상전류
(c) 커패시터 전압

Fig. 7 Result without the compensation method
(a) Command and real currents at d, q axis
(b) Phase currents (c) Voltage of capacitors

시터의 전압을 받아와 한 주기 동안 상하 커패시터 전압의 평균의 불평형을 DC 오프셋 전류 주입으로 보상해준다. 보상 알고리즘을 적용해준 결과 8(a), 8(b)와 같이 d, q축, 상전류가 레퍼런스 전류를 추종

하며 그림 7(a), 7(b)와 비교해서 현저히 개선된 출력 파형을 얻을 수 있다.

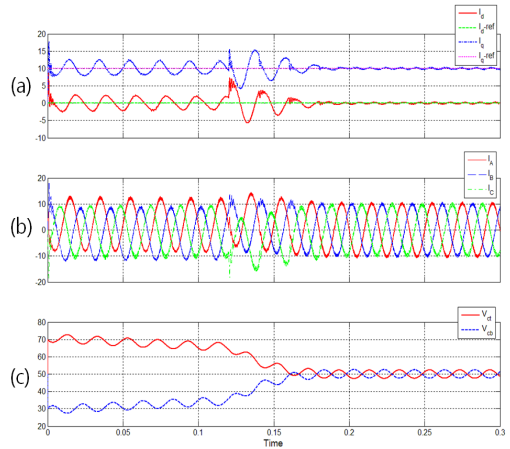


그림 8. 보상 방법 적용 후
(a) 전류 레퍼런스와 실제 전류 파형 (b) 상전류
(c) 커패시터 전압

Fig. 8 Results with the compensation method
(a) Command and real currents at d, q axis
(b) Phase currents (c) Voltage of Capacitors

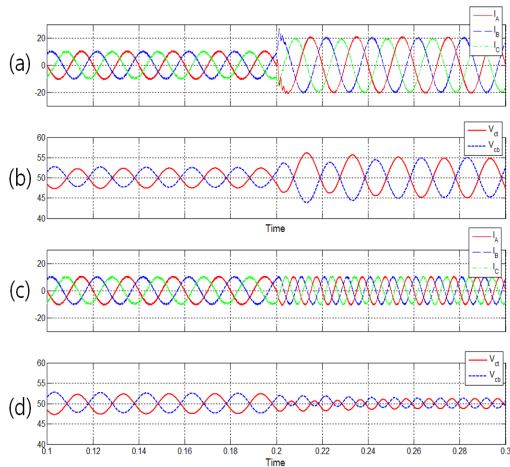


그림 9. 시스템의 동특성
(a) 전류 진폭 변경시 상전류 (b) 진폭 변경시 커패시터 전압 (c) 전류 주파수 변경시 상전류 파형
(d) 주파수 변경시 커패시터 전압

Fig. 9 Dynamic characteristics with the compensation method
(a) Phase current for amplitude change (b) capacitor voltages for amplitude change (c) Phase current for frequency change (d) capacitor voltages for frequency change

그림 9는 보상 알고리즘을 적용한 경우 시스템의 동특성을 나타낸다. 9(a), 9(b)는 구동 중 전류 진폭을 변경할 시 나타나는 상전류와 커패시터 전압의 파형이다. 전류의 진폭이 증가한 만큼 커패시터의 순시 맥동이 증가함을 관찰할 수 있다. 9(c), 9(d)는 주파수를 변경할 시 상전류와 커패시터 전압의 파형이다. 주파수가 증가함에 따라 커패시터의 순시 맥동이 줄어드는 것을 확인 할 수 있다. 시스템의 동특성의 경우도 보상알고리즘에 의해 지령치를 원만하게 추종하고 있음을 관찰할 수 있다. 이를 통해 본 논문에서 제안하는 보상 알고리즘의 타당성을 검증하였다.

VI. 결론

본 논문은 FSTPI에서 가장 큰 문제점인 출력전압 벡터의 불평형을 해결하기 위해서 DC 오프셋 전류 주입을 통한 보상 방법을 제안하였다. 또한 간략화 된 SVPWM을 제안하므로 기존 구현이 힘든 SVPWM을 쉽게 구현하는 방법을 제안하였다. FSTPI에 R-L부하를 적용하여 제안된 알고리즘과 간략화 된 SVPWM을 시뮬레이션을 통해 그 타당성을 검증하였다.

감사의 글

이 논문은 2013년도 광운대학교 교내학술연구비 지원에 의해 연구되었음.

참고 문헌

- [1] C. B. Jacobina, E. R. C. da Silva, A. M. N. Lima, and R. L. A. Ribeiro, "Vector and Scalar Control of a Four Switch Three Phase Inverter," *Proc. IEEE-IAS Annual Meeting*, 1995.
- [2] F. blaabjerg, S. Freysson, H. H. Hansen, and S. Hansen, "A new optimized space vector modulation strategy for a component minimized voltage source inverter," *IEEE Trans. power electronics*, vol. 12, no. 4, July 1997, pp. 704-714.
- [3] Y. Jeon and M. Cho, "A Speed Control of BLDC Motor using Adaptive Back stepping

Technique," *J. of the Korea Institute of Electronic Communications Sciences*, vol. 9, no. 8, Aug. 2014, pp. 899-905.

- [4] H. Lee, W. Cho, and K. Lee, "Improved switching method for sensorless BLDC motor drive," *J. of the Korea Institute of Electronic Communications Sciences*, vol. 5, no. 2, Mar. 2010, pp. 164-170.
- [5] S. Jung, I. Choy, and Y. Jeon, "Speed Control of IPMSM Using Nonlinear and Adaptive Back-Stepping Controller Including Integral Gain," *J. of the Korea Institute of Electronic Communications Sciences*, vol. 8, no. 6, June. 2013, pp. 881-889.
- [6] G. L. Peters, G. A. Covic, and J. T. Boys, "Eliminating output distortion in four-switch inverters with three-phase loads," *IEE Proc. Electronic Power Application*, vol. 145, no. 4, July 1998, pp. 326-332.
- [7] M. B. R. Correa, C. B. Jacobina, E. R. C. Silva, and A. M. N. Lima, "A General PWM Strategy for Four-Switch three phase inverter," *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 21, no. 6, Nov. 2006, pp. 1618-1627.
- [8] F. Blaabjerg, D. Neacsu, and J. K. Pedersen, "Adaptive SVM to Compensate DC-link Voltage Ripple for Four-Switch Three-Phase Voltage-Source inverters," *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 14, no. 4, July 1999, pp. 743-752.

저자 소개



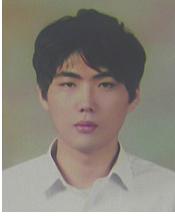
박영주(Young-Joo Park)

1997년 원광대 제어계측공학과 졸업

2006년 광운대 대학원 제어계측공학과 졸업(공학석사)

2013년~현재 광운대 대학원 제어계측공학과 박사과정

※ 관심분야 : 서보제어, 전력전자



손상훈(Sang-Hun Son)

2014년 광운대 로봇학부 졸업
2014년 ~현재 광운대 대학원 제
어계측공학과 석사과정

※ 관심분야 : 서보제어, 전력전자



최익(Ick Choy)

1979년 서울대 전기공학과 졸업
1981년 서울대 대학원 전기공학
과 졸업(석사)
1990년 동대학원 졸업(공학박사)

1982년~2003년 한국과학기술연구원 책임연구원
2003년~현재 광운대 로봇학부 교수

※ 관심분야 : 서보제어, 지능제어, 전력전자