

3상 매트릭스 컨버터에 사용되는 오프셋전압 PWM방법과 $V_{max}-V_{mid}$ PWM 방법의 비교분석

차한주, 김우중
충남대학교

Comparative Analysis of Offset Voltage PWM and $V_{max}-V_{mid}$ PWM Method for 3 Phase Matrix Converter

Hanju Cha, Woojung Kim
Chungnam National University

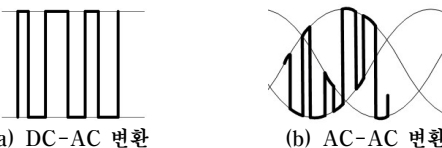
Abstract - 본 논문에서는 매트릭스 컨버터의 두가지 전압 변조 방법을 직관적이고 직접적인 그래픽적 접근을 통해 비교 분석한다. 전압 변조에 있어서 오프셋전압 PWM방법은 캐리어비교를 기본으로 하여 오프셋전압을 더함으로써 전압 변조를 하고, $V_{max}-V_{mid}$ PWM 방법은 샘플링 주기내에서 한상을 고정시키고 나머지 두 상을 온-오프 하는 방식으로 전압 변조를 한다. 이 과정에서 중요한 두가지 특징이 전류 리플과 스위칭 손실이고, 전류 리플과 관련해서 각 변조 방법의 고조파 전압을 그래프로 그려 분석한다. 먼저 출력 지령전압 벡터와 각 스위칭 영역별 영역별 벡터간의 차에 의한 고조파 성분을 스위칭 한주기내에서 벡터도를 그리고, 그 다음으로 출력 전압 위상각과 전압 변조율을 달리 하여 각각의 고조파 전압 그래프를 그려 비교 분석해 보았다.

1. 서 론

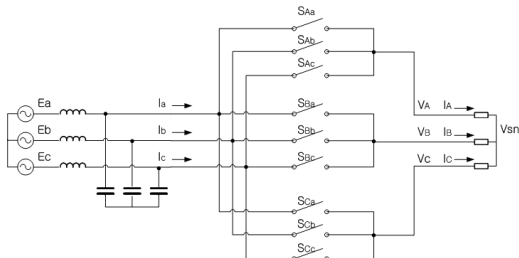
오늘날 대표적인 직접 AC/AC 전력 변환장치인 매트릭스 컨버터는 1980년 Venturini 와 Alesina가 최초로 정확한 수학적 분석으로 변조 방법을 소개하였고, 이후 3고조파 주입법을 통해 전압 전달율 0.866에 도달하였다. 1983년에는 Rodriguez 에 의해 연구된 가상 DC link 단을 근거로 한 전압 변조 방법이 소개되었다. 이 개념을 좀더 확장해서 공간 벡터를 사용한 전압 변조 방법이 1985년 Rodriguez와 Kastner 에 의해 소개되었다. 하지만 위와 같은 방법은 그 제어 과정에 있어서 복잡함으로, 보다 직관적인 방법이 제시된 오프셋전압 PWM[1]과 $V_{max}-V_{mid}$ PWM 방법[2]에 대해서 비교 분석한다.

2. 매트릭스 컨버터의 PWM 방법

DC-AC 변환은 그림 1 (a)와 같이 입력 DC 선간 전압의 조합으로 만들어지고, AC-AC 변환은 그림 1 (b)에 보여진 대로 입력 AC와 AC 간의 선간 전압을 이용해서 전압 합성한다. 그리고 그림 2는 AC-AC 직접 변환장치인 매트릭스 컨버터의 전력 회로 모델이다. 매트릭스 컨버터는 DC 링크단의 대용량 캐패시터가 필요없고; 양방향전력흐름을 제어할 수 있고; 사용자가 원하는 출력전압의 크기, 주파수, 역률을 임의로 제어 할 수 있는 이점을 가지고 있으며 입력 저차 고조파가 없는 특징이 있다.



(a) DC-AC 변환 (b) AC-AC 변환
〈그림 1〉 DC-AC, AC-AC 변환시 이용하는 입력선간전압



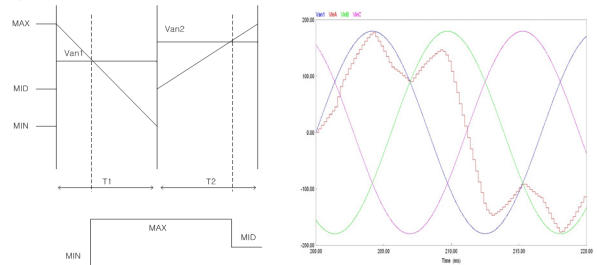
〈그림 2〉 매트릭스 컨버터 전력 회로

2.1 오프셋전압 PWM 방법

오프셋전압 PWM 방법은 출력 지령전압과 캐리어의 비교를 통해 출력 전압을 식 (1)의 등식이 성립하도록 합성하며, 오프셋 전압을 더하여 그림 3과 같이 출력 지령 전압이 입력 선간 전압 안에 위치 하도록 하여 0.866의 최대 전압 변조율을 나타낸다.

$$V_{as} \times T_s = V_{as1} \times T_1 + V_{as2} \times T_2 \quad (1)$$

T_1 과 T_2 의 배분은 입력 전력과 출력 전력의 관계식에서 유도 된다.[1].



〈그림 3〉 오프셋전압 PWM 방법

2.2 $V_{max}-V_{mid}$ PWM 방법

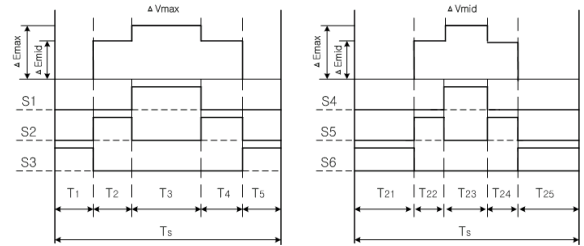
$E_{(max,mid,min)}$ 와 $V_{(max,mid,min)}$ 로 입·출력 전압을 나타내고, E_{base} 는 매 시간마다 입력전압 3상 절대값 중 가장 큰 값을 갖는 상의 값이다. $V_{max}-V_{mid}$ PWM 방법은 입력 선간전압과 출력 선간 전압과의 관계를 기본으로 해서 전압 변조를 하고 식은 (2)와 같다.

$$\Delta V_{max} = \frac{1}{T_s} [(T_2 + T_4) \cdot \Delta E_{mid} + T_3 \cdot \Delta E_{max}] \quad (2)$$

그리고 $(T_2 + T_4)$ 와 T_3 은 입력전류의 배분계수에 의해서 식 (3)과 같이 구한다.

$$\alpha = \frac{T_2 + T_4}{T_3} = \frac{I_{mid}}{I_{min}} \text{ or } \frac{I_{mid}}{I_{max}} \quad (3)$$

입력측의 역률이 1일 때 I_{mid}, I_{min} 을 E_{mid}, E_{min} 로 계산 할 수 있으며, 다른 상의 전압과 스위칭도 위와 같은 방식으로 계산 된다. [2]

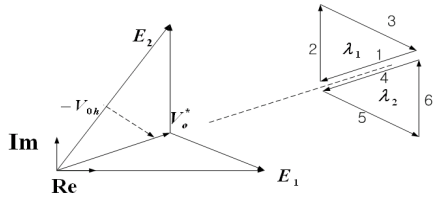


〈그림 4〉 $V_{max}-V_{mid}$ PWM 방법

3. 파형의 품질 해석

스위칭시 생기는 고조파 전압은 파형의 품질면에 있어서 큰 영향을 미치며, 이 고조파 전압은 출력전압 지령벡터 V_o^* 와 스위칭 입력벡터 E_0, E_1, E_2 의 차로 인해 생긴다. 고조파 전류와 크기만 다른 고조파 자속 $\lambda_h (= Li)$ 의 궤적을 추적하고, 고조파 전압의 시간 적분을 통해 고조파 자속 λ_h 을 식 (10)과 같이 계산 할 수 있다. 그림 5는 한 섹터의 특정부분에서 한주기 동안에 출력지령전압벡터와 스위칭 벡터의 차에 따른 고조파 자속의 궤적을 나타낸다. λ_1 은 스위칭 앞 반주기, λ_2 는 스위칭 뒤 반주기의 고조파 자속 궤적을 뜻하며, $-V_{0h}$ 는 $E_0 - V_h$ 를 뜻하고, 1번서부터 번호 순서대로 궤적이 그려진다. 벡터의 선택과 지속시간은 전압 변조율과 출력 전압벡터의 위치에 따라 결정되고, 고조파 전압의 특성을 직관적이고 직접적인 그래프로 나타내어 분석한다.[4]

$$\lambda_h = \int_{NT_s}^{(N+1)T_s} (E_k - V_o^*) dt \quad (10)$$



〈그림 5〉 $\pi/3$ 동안의 입출력 지령벡터와 고조파 자속의 궤적

3.1 스위칭 반주기 내의 고조파 해석

스위칭 한주기내에서 각 변조 방법이 좌우 대칭이 되므로 반주기만을 계산한다. 그리고 고조파 자속 λ_h 의 일반화를 위해 식 (11)과 같이 λ_b 를 구해서 나누어 주고 식 (12)와 같이 구해진다.

$$\lambda_b = \frac{\sqrt{3} E_{peak} T_s}{2} \quad (11)$$

$$\lambda_1 = \frac{\lambda_h}{\lambda_b} \quad (12)$$

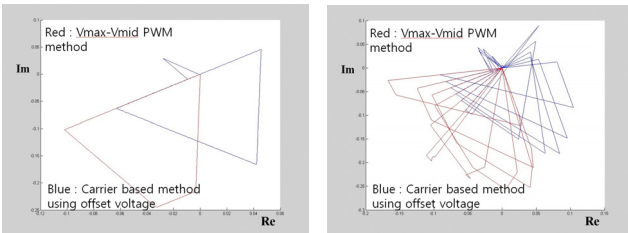
3상 전압의 벡터 표시는 식 (13)과 같이 나타내고, 이 식으로 한 주기 내에서 스위칭 벡터를 만들어 낸다. 다시 위에 그림 4로 돌아가서 $V_{max}-V_{mid}$ PWM 방법은 각 시간 영역 $T_1 \sim T_5$ 에 따른 T_1 에서 스위칭 전압 벡터 E_1 을 식(14)와 같이 구하고, $E_2 \sim E_6$ 도 비슷한 형식으로 구하며, 출력 전압 벡터 V_o^* 는 식 (15)와 같이 구한다. 옵셋전압 PWM방법에서도 E_k 와 V_o^* 를 같은 방법으로 구해 그림10의 고조파 자속 궤적이 그려진다.

$$E_k = \frac{2}{3} (E_a + E_b e^{\frac{2\pi}{3}j} + E_c e^{\frac{4\pi}{3}j}) \quad (13)$$

$$E_1 = \frac{2}{3} (E_{min} + E_{min} e^{\frac{2\pi}{3}j} + E_{min} e^{\frac{4\pi}{3}j}) \quad (14)$$

$$V_o^* = \frac{2}{3} (V_{max} + V_{mid} e^{\frac{2\pi}{3}j} + V_{min} e^{\frac{4\pi}{3}j}) \quad (15)$$

그림 6 (a)에 보이는 바와 같이 $V_{max}-V_{mid}$ PWM 방법은 영점을 꼭지점으로 삼각형이 그려진 반면, 옵셋전압 PWM방법에서는 영점이 한변의 중점근처에 와 있다. 그림 6 (b)는 $\theta_{in}=\pi/4$ 로 고정하고, θ_{out} 을 $0 \sim \pi/3$ 로 가변 할때 $\pi/30$ 각 간격으로 10개의 고조파자속 궤적을 나타낸 것이다. $V_{max}-V_{mid}$ PWM 방법은 한상을 고정시켜 놓고 스위칭을 하고, 옵셋전압 PWM방법은 출력 전압 지령 벡터를 E_{max} 와 E_{min} 가운데에 위치하도록 옵셋전압을 설정하여 스위칭 벡터를 만들어 내어 이런 차이점이 나타난다.



(a) $\theta_{in}=\pi/4, \theta_{out}=\pi/4$ (b) θ_{out} 이 $(0 \sim \pi/6)$ 로 가변

〈그림 6〉 고조파 자속 궤적

3.2 $\pi/3$ 안에서 고조파 성분 변화

그 다음으로 한주기 내에서 스위칭 고조파 자속 실효값을 구했다. $V_{max}-V_{mid}$ PWM 방법에서는 반주기 $T_s/2$ 를 1로 보고 $T_1 \sim T_5$ 까지의 시간을 그에 따라 환산해서 각 시간 간격에 따라 식(16)과 같이 λ_{nRMS}^2 를 구하고, 그림 7(a)에 나타내었다. $\theta_{in}=\pi/4$ 로 고정하고, θ_{out} 을 $0 \sim \pi/3$ 로 가변해서 $\pi/3$ 동안 λ_{nRMS}^2 를 그래프로 나타낸 것이며, 옵셋전압 PWM 방법도 같은 원리이다. 그림 7(a)에서 $V_{max}-V_{mid}$ PWM 방법의 고조파 자속 실효값이 높은 수치를 보이는데, 앞서 설명한 각 변조 방법의 스위칭 벡터를 만드는 방법의 차이에 의해서다.

$$\lambda_{nRMS}^2 = \int_0^1 \lambda_n^2 dd \quad (16)$$

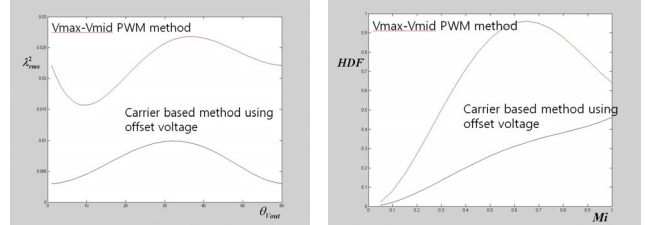
3.3 전압변조율(Mi)의 변화에 따른 고조파 왜곡(HDF)

출력 전압위상각 변화에 따른 고조파 자속 실효값의 변화를 사용하여, 전압 변조율에 따른 HDF(Harmonic distortion function)를 그린다. λ_{nRMS}^2 의 $\pi/3$ 기간 동안의 평균값을 식 (16)과 같이 구한 다음에 각 전압 변조율에 따른 HDF(Harmonic distortion function)을 식 (17)로 계산하여 그래프를 그리면 그림 7(b)와 같이 보여진다. $V_{max}-V_{mid}$ PWM 방

법에서 이와 같은 그래프가 그려지는 이유는 그림 6(b)에 나타난 고조파 자속 궤적이 0에서 한쪽방향으로 도형을 그리면서 값을 형성하고, 옵셋전압 PWM 변조 방법은 영점이 한 변의 중점에 위치하여 고조파 자속 궤적이 그려졌기 때문이다.

$$\lambda_{1fRMS}^2 = \frac{3}{\pi} \int_0^{3/\pi} \lambda_{1s}^2 d\theta \quad (16)$$

$$HDF = \lambda_{1fRMS}^2 \frac{288}{\pi^2} \quad (17)$$



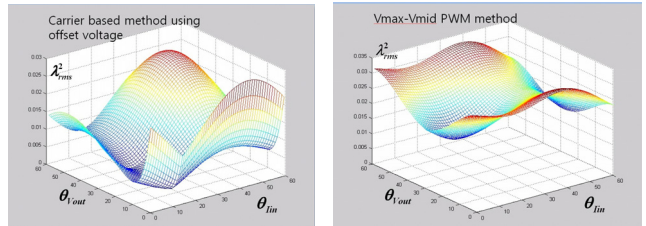
(a) θ_{out} 변화에 따른 λ_{nRMS}^2 (b) θ_{out} 이 $(0 \sim \pi/6)$ 로 가변

〈그림 7〉 고조파 자속 실효값과 HDF(고조파 왜곡 곡선)

3.4 입력전류와 출력전압 위상각 변화에 따른 3차원 그래프해석

매트릭스 컨버터는 출력전압의 위상각과 입력전류의 위상각으로 스위칭 벡터를 선택하기 때문에 입력전류의 위상각 변화에 따른 고조파 해석도 중요하다. 그래서 입력전류의 위상각 θ_{in} 과 출력전압 위상각 θ_{out} 의 변화에 따른 고조파 자속의 실효값을 식(18)과 같이 계산하고 그림 8에 3차원 그래프로 나타내었다. 특정 부분에서는 비슷한 수치를 보이지만 전반적으로 옵셋전압 PWM 변조 방법의 고조파 자속 수치가 적음을 알 수 있다. 그림 8과 같은 그래프가 나타나는 원인도 위에서 보여진 각 변조 방법의 고조파 자속 궤적 때문이다.

$$\lambda_{nRMS}^2 = \int_0^{3/\pi} \int_0^{3/\pi} \lambda_{nRMS}^2 d\theta_{in} d\theta_{out} \quad (18)$$



〈그림 8〉 θ_{in} 과 θ_{out} 에 따른 고조파 자속의 3차원 그래프

4. 결 론

본 논문에서는 매트릭스 컨버터의 옵셋전압 PWM과 $V_{max}-V_{mid}$ PWM 전압 변조 방법을 고조파 자속의 직관적이며, 그래픽적 접근을 통해 비교 분석하였다. 파형의 품질을 해석하기 위해 고조파 자속을 정의하고, 입출력 위상각 변화와 전압 변조율에 따른 고조파 자속의 실효값 변화를 그래프로 나타내어 직관적인 접근을 통해 해석했다. 옵셋전압 PWM 방법이 V_{sn} 을 이용하여 스위칭 신호를 만들어내는 출력 지령 전압을 입력 전압차의 중간에 위치하게 만들어 전반적인 고조파 전압의 실효값 크기가 작게 나오고, $V_{max}-V_{mid}$ PWM 방법은 한상을 고정시키고 스위칭 신호를 만들어 내는 방법 때문에 고조파 전압의 실효값이 높게 나온을 그래프를 통해서 알 수 있었다. 추후에 매트릭스 컨버터 구현을 통한 파형 분석을 하며, 각 변조 방법의 스위칭 손실에 대한 분석을 더해 연구를 계속해 나갈 것이다.

본 연구는 한국에너지자원기술기획평가단 에너지기술인력양성사업의 지원을 받아 수행된 연구임

[참 고 문 헌]

[1] Carrier-Based Modulation Technique for Matrix Converter Young-Doo Yoon; Seung-Ki Sul; Power Electronics, IEEE Transactions on Volume 21, Issue 6, Nov. 2006 Page(s):1691 - 1703
 [2] Watanabe, E.; Ishii, S.; Yamamoto, E.; Hara, H.; Jun-Koo Kang; Hava, A.M.; "High performance motor drive using matrix converter", Advances in Induction Motor Control (Ref. No. 2000/072), IEE Seminar, 23 May 2000 Page(s):7/1 -7/6
 [3] An approach to reduce common mode voltage in matrix converter Han Ju Cha; Enjeti, P.N.;Industry Applications Conference, 2002. 37th IAS Annual Meeting. Conference Record of the Volume 1, 13-18 Oct. 2002 Page(s):432 - 437
 [4]Simple analytical and graphical methods for carrier-based PWM-VSI drives Hava, A.M.; Kerkman, R.J.; Lipo, T.A.; Power Electronics, IEEE Transactions on Volume 14, Issue 1, Jan. 1999 Page(s):49 - 61