

직접 전압 인가 방식을 이용한 인버터의 전압 왜곡 보상

이태연, 남광희
포항공과대학교

Voltage Distortion Compensation of VSI based on Direct Voltage Injection

Taeyeon Lee, Kwanghee Nam
Pohang University of Science and Technology (POSTECH)

ABSTRACT

전압형 인버터의 경우 IGBT와 같은 전력용 반도체 소자를 사용하여 스위칭을 하게 되는데 이상적으로 on, off 되지 않기 때문에 시간 지연이 발생하게 되고, 공정 상의 이유로 기생 커패시터가 생성되어 사용자가 원하는 시간에 스위치의 on, off가 일어나지 않게 된다. 또한, 전압형 인버터에서는 스위칭 시에 윗단과 아랫단의 스위치가 단락되는 현상을 막기 위하여 데드타임이라는 여유 시간을 주게 되는데 이러한 요인들이 인버터의 비선형성을 일으키게 된다. 인버터의 비선형성은 사용자가 플랜트로 보내고자 하는 전압과 플랜트가 받는 전압 사이에 오차를 발생시키게 된다. 본 논문에서는 이러한 전압 왜곡을 보상하기 위하여 인버터로 전압을 직접 인가하는 방식을 통해서 전압 왜곡을 계산하고 실험적으로 얻어낸 정확한 데이터를 기반으로 수식에 대입하여 전압 보상을 진행한다. 본 논문에서는 측정 시퀀스를 하나의 알고리즘으로 구현하여 짧은 시간 내에 정확히 측정해 낼 수 있는 방식을 제안한다.

1. 인버터 비선형성에 의한 전압 왜곡 보상

1.1 인버터 데드타임 해석

데드타임에 의한 전압 왜곡을 해석하기 위해서 그림 1과 같은 단상 인버터를 이용할 수 있다[1]. Source에서 Load로 전류가 흐르고 있고, S2의 환류다이오드(Freewheeling)를 통해서 전류가 흐르고 있다고 가정한다. 이때, S2가 꺼지면 바로 S1이 켜지는 것이 아니라 데드타임을 거친 후에 S1이 on이 된다. 이 과정은 그림 1의 [A-B-C] 과정과 같다. 다이오드에서 IGBT로 전류 path가 바뀌는 상황에서는 기생 커패시터의 영향을 받지 않기 때문에 데드타임만큼의 전압 손실이 발생하게 된다. 똑같이 Source에서 Load로 전류가 흐르고 있을 때, S1의 스위치(IGBT)를 통해서 전류가 흐르고 있다고 가정한다. 이때, S1이 꺼지면 바로 S2가 켜지는 것이 아니라 데드타임을 거친 후에 S2가 on이 된다. 이 과정은 그림 1의 [C-D-E] 과정과 같다. 하지만 이 과정에서는 데드타임 동안에 S2의 다이오드로 path가 잡히기 위해서 기생 커패시터의 충전 영향 받게 된다. 따라서, D는 손실이 될 수도 있고 이득이 될 수도 있다. 데드타임과 기생 커패시터에 의한 인버터 비선형성에 대한 수식적 해석은 다음 절에서 설명한다.

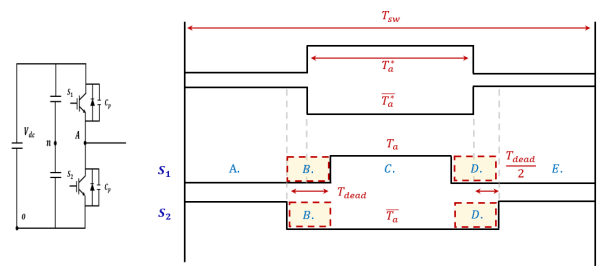


그림 1 단상 인버터와 스위칭 한 주기 동안의 데드타임
Fig. 1 Single Phase Inverter and Dead Time Effect for a Switching Sequence

1.2 인버터 비선형성의 수식적 해석

모터 부하의 3상 전압이 밸런스하다면, (1)과 같이 상전압에 대한 수식을 극전압으로 정리할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \Delta u_{as} \\ \Delta u_{bs} \\ \Delta u_{cs} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & 1 & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta u_{an} \\ \Delta u_{bn} \\ \Delta u_{cn} \end{bmatrix} \quad (1)$$

이때, Δu_{xn} 는 극전압의 왜곡이며 전류 i_{xs} 의 함수이다. 또한, 그림 1의 B, D에서 발생하는 전압 왜곡량이 된다. 수식적으로 표현하면 (2)와 같다.

$$\Delta u_{xn} = (1-\zeta) V_{dc} \times \frac{T_{dead}}{T_{sw}} \quad (2)$$

전류의 크기에 따라 전압 왜곡량이 바뀌므로 ζ 값은 전류에 따라 변한다. 전류가 일정값 이상 흐르게 되면, ζ 값이 0이 되고 그림 2와 같이 전압왜곡은 $\Delta u_{xn} = \Delta V = V_{dc} \times \frac{T_{dead}}{T_{sw}}$ 로 포화되는 경향을 보인다. 동기 축으로의 dq변환하면 (3)의 행렬과 같다.

$$\begin{bmatrix} \Delta u_d^e \\ \Delta u_q^e \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \cos(\theta_e - \frac{2}{3}\pi) & \cos(\theta_e + \frac{2}{3}\pi) \\ -\sin(\theta_e) & -\sin(\theta_e - \frac{2}{3}\pi) & -\sin(\theta_e + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta u_{an}(i_{as}) \\ \Delta u_{bn}(i_{bs}) \\ \Delta u_{cn}(i_{cs}) \end{bmatrix} \quad (3)$$

이때, 위첨자 e와 아래첨자 e는 동기 좌표를 의미한다. 일정값 이상의 전류에서 3상 전압의 왜곡이 상수 ΔV 로 포화되면, d축 전압의 왜곡은 (4)와 같이 정리된다.

$$\Delta u_d^e = \frac{4}{3} \times \Delta V \quad (4)$$

최종적으로는 그림 2와 같은 결과를 얻을 수 있다면, 수식적으로나 Look-up table을 통해 스위칭 한 주기 동안의 전압 보상을 진행할 수 있다. 그림 2와 같은 결과를 정확히 구해내기 위한 방법을 다음 절에서 설명하도록 한다.

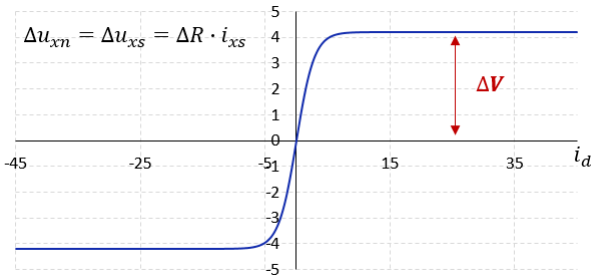


그림 2 실험적으로 얻어낸 상전류에 따른 상전압 왜곡량
Fig. 2 Phase Voltage Distortion with respect to Phase Current based on Experimental Test

1.3 인버터 전압 왜곡 측정

동기 좌표계에서 지령 전압과 출력 전류의 관계를 아래와 같이 해석할 수 있다.

$$V^*(s) = (r_s + sL)I(s) + \Delta V(s) = (R_{sys} + sL)I(s) \quad (4)$$

여기서, 시스템 저항은 $R_{sys} = r_s + \Delta R$ 으로 정의한다. 시스템 저항을 계산하는 방식은 전압 펄스를 인가하여 발생하는 출력 전류로 계산한다.

$$F_V(s) = \int v^*(t) \cdot e^{-st}|_{s=0} = \sum v^*(t) \cdot T_{samp} \quad (5)$$

$$F_I(s) = \int i(t) \cdot e^{-st}|_{s=0} = \sum i(t) \cdot T_{samp} \quad (6)$$

입출력 관계에 의하여 시스템 저항은 $R_{sys} = \frac{F_V(0)}{F_I(0)}$ 로 구해진다. 실제 실험에서는 동기좌표계의 d축에 전압 펄스를 정격 전압까지 레벨을 바꿔가면서 10번 인가하게 되고, 그때마다 출력되는 전류에 대한 저항을 계산한다.

1.4 모터 상저항 측정

정확한 전압 보상량을 계산하기 위해서는 실험으로 구한 시스템 저항에서 상저항 부분이 제거 되어야 한다. 그림 2와 같이 일정 전류 이상에서는 인버터 비선형성에 의한 전압 왜곡이 포함되는 현상을 발견할 수 있는데 이때 Least square 방식을 적용하면 (7)과 같이 상저항을 구할 수 있다.

$$r_s = \frac{n \sum_{i=1}^n (F_{Vi}(0) \cdot F_{Ii}(0)) - \sum_{i=1}^n F_{Vi}(0) \cdot \sum_{i=1}^n F_{Ii}(0)}{n \sum_{i=1}^n (F_{Ii}(0))^2 - \sum_{i=1}^n F_{Ii}(0)} \quad (7)$$

모터 상저항이 구해지면, 최종적으로 보상해야할 전압 왜곡을 구할 수 있게 된다.

2. 실험 결과

인버터 비선형성에 의한 전압 왜곡을 실험적으로 측정하기 위하여 인버터의 DC링크 전압은 $V_{dc} = 630V$, 스위칭 주파수 $F_{sw} = 2.5kHz$ 그리고 데드타임은 $2\mu s$ 을 사용하였다. 그림 3은 전압 펄스를 step으로 했을 때, 측정된 a, b상 전류를 보여준다. IPMSM 모터의 동기 d축을 정렬한 후에 전압 펄스를 인가하여 시스템 저항을 계산하고 Least square를 통해 상저항을 구한다. 최종적으로 위의 과정이 끝나면, 전류에 따른 전압 보상량이 결정된다.

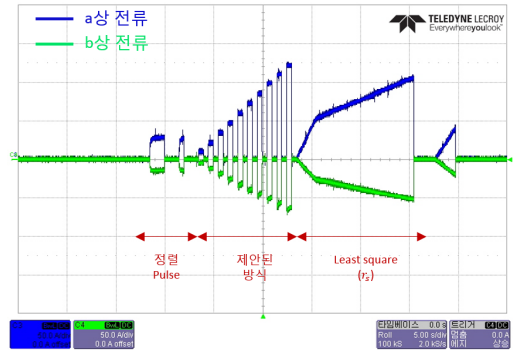


그림 3 전압 왜곡 측정을 위한 step 응답 실험
Fig. 3 Step Response for Estimation of Voltage Distortion

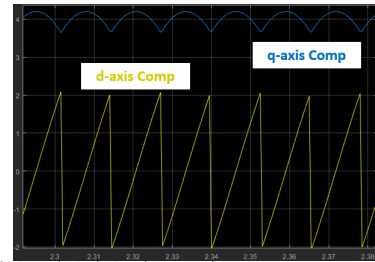


그림 4 동기좌표계에서의 전압 보상
Fig. 4 Voltage Compensation in the Synchronous Frame

위의 실험을 통해서 얻은 결과는 그림 2와 같이 전류에 대한 전압 보상량으로 얻어진다. 보상 전압은 (8)과 같이 수식적으로 해결할 수 있다[2]. 동기좌표계의 dq전압 보상은 그림 4와 같이 나타난다. 실험적으로 구해진 $k=0.3$, $\Delta V=4.13V$ 이다.

$$\Delta v_{xs}^{comp} = 2\Delta V \left(\frac{1}{1 + e^{-ki_{xs}}} - \frac{1}{2} \right) \quad (8)$$

3. 결론

본 논문은 전압형 인버터와 직접 전압 인가 방식을 통해서 인버터 비선형성으로 인한 전압 왜곡을 보상하는 방식을 제안하고 있다. 실험적으로 구하여 정확도를 높일 수 있고, 알고리즘으로 되어있어 짧은 시간 안에 간단히 구할 수 있는 장점이 있다.

이 논문은 한국산업기술평가관리원의 연구비 지원에 의하여 연구되었음

참고 문헌

- [1] Hag-Wone Kim, "Nonlinearity Estimation and Compensation of PWM VSI for PMSM Under Resistance and Flux Linkage Uncertainty", IEEE Trans on Control Systems Technology, Vol. 12, No. 4, pp. 589-601, 2006, July.
- [2] L.M.Gong, Z.Q.Zhu, "Modeling and Compensation of Inverter Nonlinearity Effects in Carrier Signal Injection-Based Sensorless Control Methods from Positive Sequence Carrier Current Distortion" 2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, pp. 3434-3441.