

PWM-VSI의 비선형 출력특성에 대한 해석 및 보상 방법

이정표*, 김준형, 박철현, 김호근, 엄주경, 최경수
LG 산전 주식회사 자동화 연구팀

Analysis and Compensation of PWM-VSI Non-linearity Output Characteristics

Jeoung-Pyo Lee*, Jun-Hyung Kim, Cheol-Hyun Park, Ho-Geun Kim, Ju-Kyong Eom, Kyong-Su Choi
LG Industrial Systems Co. Ltd. Automation R&D Team

Abstract

The AC drive systems consist of a voltage source inverter and an induction motor. The inverter non linearity caused by the turn on/off time dependency of the current level in the switching IGBT is described in the first part of this paper. To improve the low-speed drive characteristics, accurate applied voltage calculation is proposed under considerations of the compensations for the quantization error in the digital controller, the forward voltage drop of switching drives and the dead time of the inverter. The experimental studies show the improved drive characteristics.

그리고, 실제 Pole전압을 측정하지 않으면서 유도 전동기를 운전하는 PWM 인버터를 이용하여 비선형 출력특성을 Off-Line으로 측정하는 방법 및 분석 결과를 제시하였다. 원인분석 결과에는 V/f 제어 운전 모드나 센서리스 벡터제어 운전모드에서 비선형 출력 특성을 보상하지 않고 운전하는 경우에 발생하는 위상오차, 속도리플 등의 원인인 전압오차의 문제점을 고찰하고, 그 해결 안을 제시하였다. 또한, 그 보상결과를 비교 자료로 삼아서 V/f 제어나 센서리스 벡터 제어의 성능을 향상하는데 유효한 대책임을 입증하였다.

1. Introduction

최근 산업계의 여러 분야에서 유도전동기의 속도 제어 장치로 IGBT를 사용하여 V/f (Voltage / Frequency) 일정 제어를 하는 PWM-VSI (이하 PWM 인버터)의 사용이 두드러지고 있다. 그러나 PWM 인버터는 IGBT의 소자 특성으로 인해, 그리고 종래 Transistor 구동 인버터에 비해 스위칭 횟수가 많고 데드타임의 영향이 커서 전압의 비선형 출력 특성을 갖는다. 이 특성은 저속 운전시 위상오차와 속도리플, 파라메타 추정에 오차의 원인이 되고있어 그 보상 방법에 관한 연구가 활발하게 진행되고 있다.

본 논문에서는 PWM 인버터 자체의 비선형 출력 특성을 해석하기 위하여 스위칭 모드별로 구분하여 운전특성을 분석하고 등가회로를 구성하여 이를 수식화 하였다. 그 과정에서 데드타임 및 전류 크기별 비선형 출력특성이 주 관심 대상이었다. 즉, 데드타임 구간 내에서 전류 크기별 Pole전압의 변화와 IGBT 및 DIODE의 전압전류 특성을 스위칭 모드별로 구체화 하였다.

2. Analysis of Non-linearity

전형적인 PWM 인버터의 한 상 등가회로는 그림 1.과 같이 IGBT와 DIODE로 구성된다.

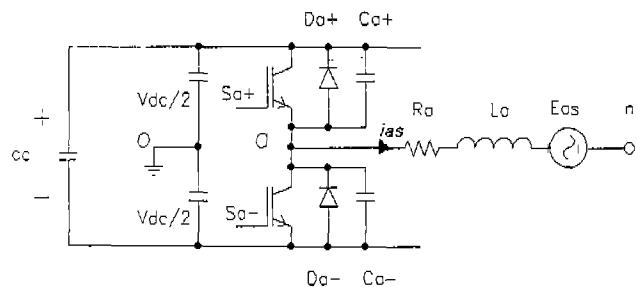


그림 1. PWM 인버터의 한 상에 대한 등가회로

각 상의 스위치들은 서로 상반되는 동작을 하며, 한 상당 윗상의 스위치가 온이면 아랫상의 스위치가 오프이고, 윗상의 스위치가 오프이면 아랫상의 스위치가 온된다. 따라서 PWM 인버터의 출력은 PWM 스위칭 Signal에 의해 제어된다. 그러나 PWM 인버터의 운전 주파수가 감소할수록 인가전압은 감소하

며, PWM Signal의 양적인 오차가 발생된다. 이는 Dead Time 효과, 스위치의 순방향 전압강하, PWM 발생기의 분해능, 전압의 왜곡에 기인한 것으로 PWM 인버터의 저속 특성 저하에 주요한 원인들이 된다.

1) Time Error

실제 인버터에 스위치는 Turn-On과 Turn-Off 시간을 갖으며, 한 상의 DC bus 단락을 방지하기 위하여 스위치 한 개가 완전히 Turn-Off 된 후에 다소의 시간지연을 확보한 후 다른 스위치를 Turn-On 시킨다. 전류의 크기에 관계되는 스위치의 On delay time t_{don} 과 스위치의 Off delay time t_{doff} 사이의 차는 Blanking Time이라하며 전류의 함수로 표현가능하다.

$$\Delta t (ias) = t_{don} - t_{doff} (ias) \quad (1)$$

이 시간지연 동안에 인버터 출력전압은 스위칭 Signal로 제어되지 않고 부하전류의 크기에 관계된다. 따라서 기준전압과 실제전압은 다르게 된다.

$$\Delta vas = vas^* - vas \quad (2)$$

그림 2.는 제조업체에서 제공하는 IGBT (600V, 50A, CM50MD1-12H, MITSUBISHI MODULE) 시간특성을 나타낸다. 이는 저항성 부하의 경우에 대한 시험결과로 유도전동기를 PWM 인버터로 구동하는 경우와는 다소 상이한 특성을 갖는다.

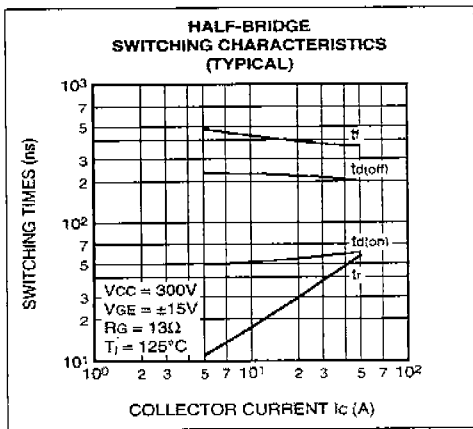


그림 2. IGBT 시간특성

그림 3.은 유도전동기에 연결된 PWM 인버터의 t_{doff} 의 실제 측정값이다. 운전조건은 50Hz Open loop control에서 각기 다른 부하전류에서 측정한 것이며, 그 측정값과 계산된 전압오차는 다음과 같이 수식적으로 표현할 수 있다.

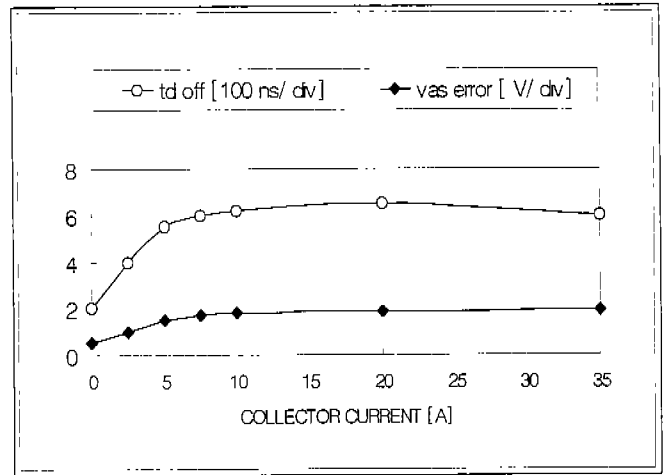


그림 3. 유도전동기와 연결시 t_{doff} 와 전압오차

$$t_{doff} (ias) = tb + ta \cdot e^{k ias} \quad (3)$$

$$\Delta vas (ias) = Vdc \cdot \frac{\Delta t (ias)}{t_p}$$

식(1), (3)으로부터

$$\begin{aligned} &= Vdc \cdot \frac{t_{don} - tb}{t_p} \\ &\quad - Vdc \cdot \frac{ta}{t_p} \cdot e^{k ias} \\ &= veb + vea \cdot e^{k ias} \end{aligned} \quad (4)$$

이 전압강하는 유도전동기의 고정자 권선의 저항에 직렬접속된 비선형 저항으로 해석될 수 있고 그림 4.와 같이 정지 상태의 유도기 등가회로에 표현할 수 있다.

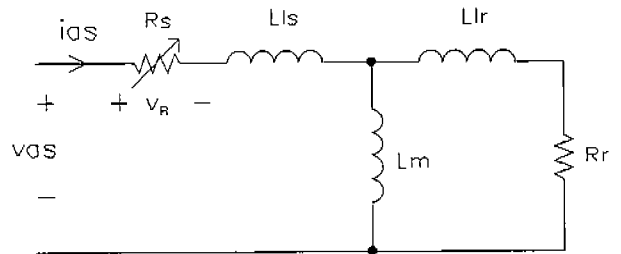


그림 4. 비선형 저항이 포함된 등가회로

유도전동기의 고정자 권선 양단의 전압강하와 인버터의 전압강하를 하나의 합성저항으로 표현하면 식 (5)와 같다.

$$v_R (ias) = Rs \cdot ias + veb + vea \cdot e^{k ias} \quad (5)$$

2) Magnitude Error

그림 5는 제조업체에서 제공하는 모듈내부의 IGBT 및 DIODE의 전류의 크기별 순방향 전압강하를 하나의 그래프에 정리한 것이다.

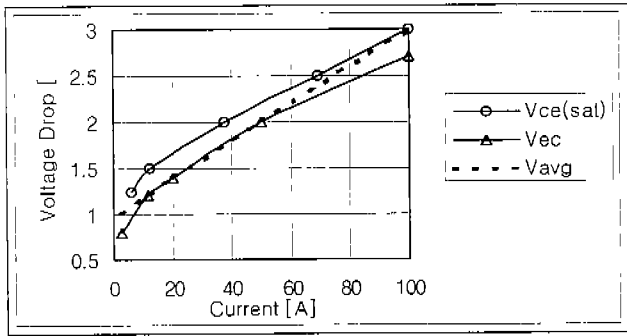


그림 5. 전류의 크기별 순방향 전압강하

순방향 전압강하 역시 저속에서 전압오차의 원인이 된다. 그 측정값을 다음과 같이 선형화하여 수식적으로 표현할 수 있다.

$$v_{cec}(ias) \approx \frac{(v_{ce} + v_{ec})}{2}$$

$$\approx \frac{v_{ce \max} - v_{ec \min}}{ias \max} \times ias + v_{ceco} \quad (6)$$

3) Truncation Error

그림 6은 Open Loop V/f Control의 무부하 운전 중 기본과 성분에 대한 크기 비율의 PWM 발생기의 분해능에 따른 변화를 나타내며, 5Hz 이하에서 오차가 두드러지게 나타난다.

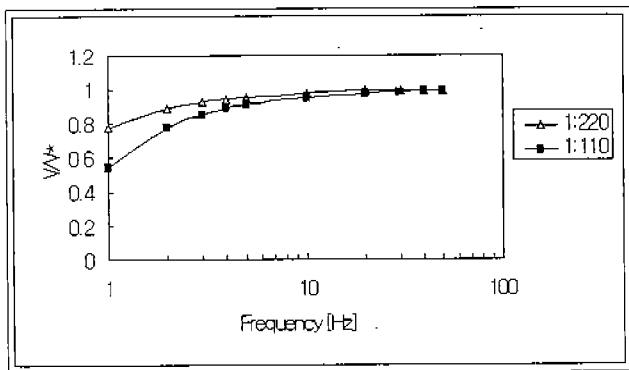


그림 6. PWM 발생기 분해능과 출력전압비

그림 6과 같이 PWM 발생기의 분해능이 떨어지는 경우도 출력전압의 오차를 발생시키는 원인이지만, 이는 아주 간단하게 보상할 수 있다. 만일 전압 지령치 계산부는 16비트이고 PWM 발생기가 8비트인 경우를 가정하면, 그림 7과 같이 계산된 전압의 지령치

V_{as}^* , V_{bs}^* , V_{cs}^* 를 출력하는 데이터 버스(16bit)에서 무효해 지는 하위 8bit의 데이터를 누적기로 가져와 매 샘플링 주기마다 누적을 한 후, 만일 그 값(누적한 값)이 8bit의 데이터를 초과하여 Carry가 발생하면 1의 값을 지령치에 더하여 출력 값의 오차를 보상하면 된다.

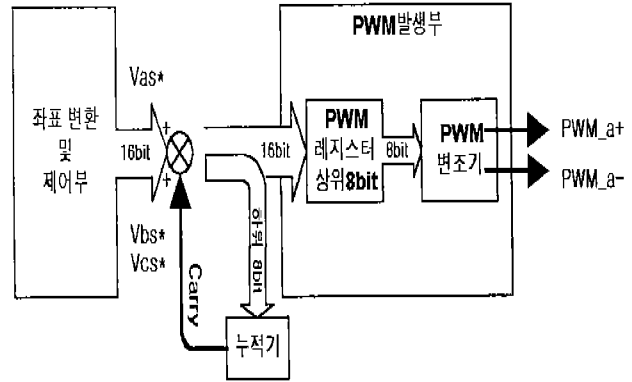


그림 7. 출력전압 오차의 보상방법

4) Voltage Distortion

전류가 영 또는 영보다 큰 경우, PWM 인버터의 스위칭한 주기에 대한 타이밍도는 그림 8과 같다.

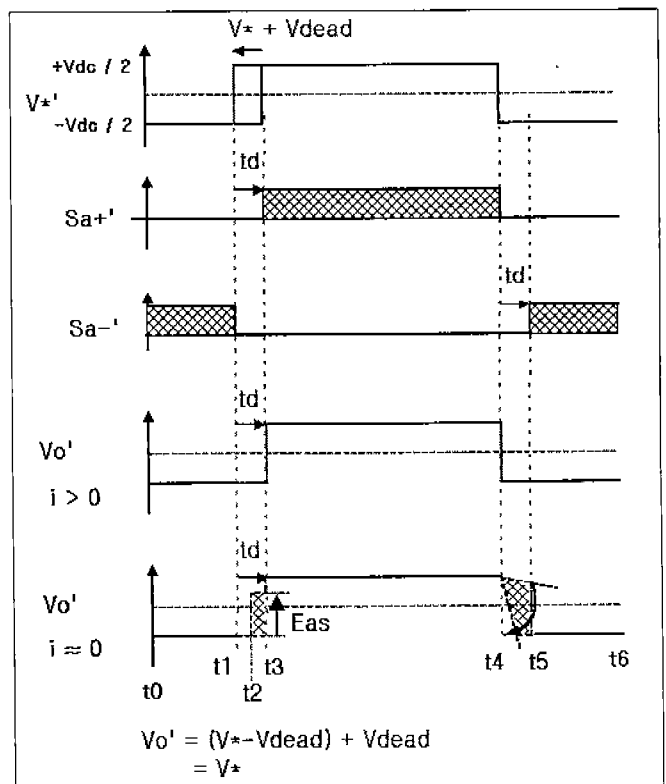


그림 8. 스위칭 한 주기에 대한 타이밍도

그림 8.에서 V^* 는 하드웨어적으로 게이팅 신호가 온 타임 지연을 갖는 경우 지연시간 t_d 만큼의 보상전압을 V^* 에 추가한 전압 지령치이며, S_{a+} 와 S_{a-} 는 V^* 에 지연시간이 경과된 후의 한 상에 대한 윗상, 아랫 상의 게이팅 신호이다. V_o '는 전류가 영보다 큰 경우와 전류의 부호가 양이지만 거의 영에 가까운 경우의 PWM 인버터의 Pole 전압(V_{ao})이다. 각각의 시간에 대한 Mode별 그림 1.의 등가회로의 동작과 출력특성은 다음과 같다.

Mode I ($t_0 \leq t < t_1$):

Mode II ($t_1 \leq t < t_2$):

Mode III ($t_2 \leq t < t_3$) 단, ($i_{as} > 0$):

Mode I, II, III의 전류의 크기가 영보다 큰 경우, 부하전류의 경로는 $O \rightarrow Da- \rightarrow a \rightarrow \dots \rightarrow n$ 이며, 이때 $Ca+$ 는 V_{dc} 의 값으로 충전되어 있다.

$$v_{ao} = -\frac{V_{dc}}{2} - V_{ec} = -\frac{V_{dc}}{2} - v_{cec}(i_{as}) \quad (7)$$

Mode III ($t_2 \leq t < t_3$) 단, ($i_{as} \approx 0$):

구간($t_2 \leq t < t_3$)에서 전류가 영이 되는 순간에 FreeWheeling이 종료되어 유도전동기의 역기전력 E_a 가 Pole 전압으로 나타나며, 이로 인해 전류의 부호가 바뀌지 못하게 되어 영전류 클램핑 현상이 나타난다.

Mode IV ($t = t_3$):

부하전류의 경로는 $O \rightarrow (S_{a+} \parallel Ca+) \rightarrow a \rightarrow \dots \rightarrow n$ 인 $Ca+$ 의 방전 및 S_{a+} 의 턴온 구간과 $O \rightarrow S_{a+} \rightarrow a \rightarrow Ca- \rightarrow O$ 의 $Ca-$ 의 충전구간이 나타난다. 이때 $Ca-$ 는 V_{dc} 의 값으로 충전하게 된다.

Mode V ($t_3 < t < t_4$):

부하전류의 경로는 $O \rightarrow S_{a+} \rightarrow a \rightarrow \dots \rightarrow n$ 이며, $Ca-$ 는 V_{dc} 의 값으로 충전된다.

$$v_{ao} = \frac{V_{dc}}{2} - V_{ce} = \frac{V_{dc}}{2} - v_{cec}(i_{as}) \quad (8)$$

Mode VI ($t_4 \leq t < t_5$): [2]

부하전류의 경로는 $O \rightarrow (S_{a+} \parallel Ca+) \rightarrow a \rightarrow \dots \rightarrow n$ 인 $Ca+$ 의 충전 및 S_{a+} 의 턴오프 구간과 $O \rightarrow (S_{a+} \parallel Ca+) \rightarrow a \rightarrow Ca- \rightarrow O$ 의 $Ca-$ 의 방전 구간이 나타난다. 이때 $Ca-$ 에 충전되어 있던 에너지가 부하전류의 크기에 따라 방전되는 기울기가 변화하며, 전류의 크기가 작을수록 감소량이 작아진다.

$$v_{ao} = \frac{V_{dc}}{2} - \frac{1}{2C_{ceo}} \int i_{as} dt \quad (9)$$

여기서 C_{ceo} 는 IGBT 출력커패시턴스 값이다.

Mode VII ($t_5 \leq t < t_6$):

부하전류의 경로는 $O \rightarrow Da- \rightarrow a \rightarrow \dots \rightarrow n$ 이며, 이때 $Ca+$ 는 V_{dc} 의 값으로 충전되어 있다.

$$v_{ao} = -\frac{V_{dc}}{2} - V_{ec} = -\frac{V_{dc}}{2} - v_{cec}(i_{as}) \quad (7)$$

3. Estimation Strategy

앞절에서 표현된 오차들을 시뮬레이션과 실험 등을 통해서 전향보상함으로써 저속의 특성을 크게 개선할 수 있으나, 그 방법을 수행하는 과정이 번거롭고 다양한 부하 상황에 적용하기에는 곤란한 점들이 많다.

그림 9.는 실제 Pole전압을 측정하지 않으면서, PWM 인버터를 이용하여 앞 절에서 논의했던 바와 같은 오차 성분이 포함된 인버터 자신의 비선형 출력 특성을 Off-Line으로 측정하는 시스템의 제어블럭이다. 여기서 전류 지령치는 직류전류이며, 이는 인버터가 유도전동기의 R_s 를 추정하는 제어블럭과 동일하고, 전류 지령치를 정격전류에 대하여 여러 구간으로 분할할수록 측정정밀도가 높아진다. 또한 V^* 는 PWM 변조기의 입력을 사용하였다.

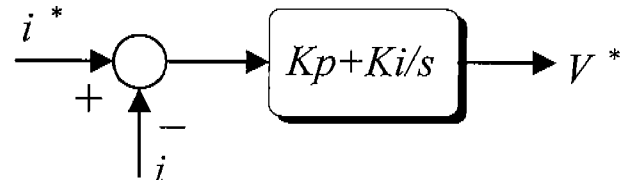


그림 9. 시스템의 제어블럭

인버터가 유도전동기 R_s 의 추정치 R_{sEst} 구하는 수식은 IGBT의 전압강하와 Dead Time으로 인한 오차를 줄이기 위하여 다음과 같은 수식을 사용한다.

$$R_{sEst} = \frac{V_n^* - V_{n-1}^*}{i_n^* - i_{n-1}^*} \text{ for } n = 2, 3, 4, \dots \quad (10)$$

그림 10.은 정격전류에 대하여 200%의 전류를 20개의 구간으로 분할한 경우에 Off-Line 측정의 결과 데이터이다.

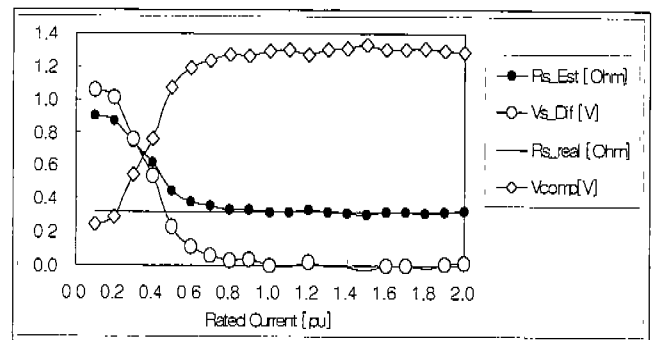


그림 10. Off-Line 측정의 결과

R_{sEst} 의 전류크기별 데이터를 수식으로 표현하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \lim_{ias \rightarrow \infty} R_{sEst}(ias) &= \lim_{ias \rightarrow \infty} R_s + v_{ea} \cdot k \cdot e^{k \cdot ias} \\ &= R_s \quad (k < 0) \end{aligned} \quad (11)$$

식(11)의 전류크기별 변동성분인 $v_{ea} \cdot k \cdot e^{k \cdot ias}$ 는 실제 저항성분 R_s 이외의 성분이며, 이를 전압으로 구한 결과가 그림 10의 V_{s_Dif} 이다. V_{s_Dif} 를 수식으로 표현하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} V_{s_Dif} &= v_{ea} \cdot k \cdot e^{k \cdot ias} (i_n^* - i_{n-1}) \\ n &= 2, 3, 4, \dots \end{aligned} \quad (12)$$

V_{s_Dif} 는 전류의 크기에 따라 인버터 Pole에 추가로 나타나는 전압성분이다. 그림 10에 나타낸 실제 운전시 보상해 주어야 하는 전압의 크기 V_{comp} 는 다음과 같다.

$$V_{comp} = V_{dead} - V_{Dif} \quad (13)$$

4. Experimental Verification

실험의 결과는 제안된 방법이 PWM 인버터의 비선형 출력특성을 보상하는데 유효함을 나타낸다. 실험을 위해 사용된 PWM 인버터는 LG 220V 3.7kW 범용인버터이었고, 유도전동기는 3.7 kW 4P 220V 12.9A를 사용하였다. 운전조건은 0.5Hz, 무부하, 스위칭 주파수는 10kHz 운전이었다.

그림 11.은 동일 조건으로 운전중에 제안된 방법을 사용한 경우와 일반적인 보상방법을 사용한 경우의 비교파형이다.

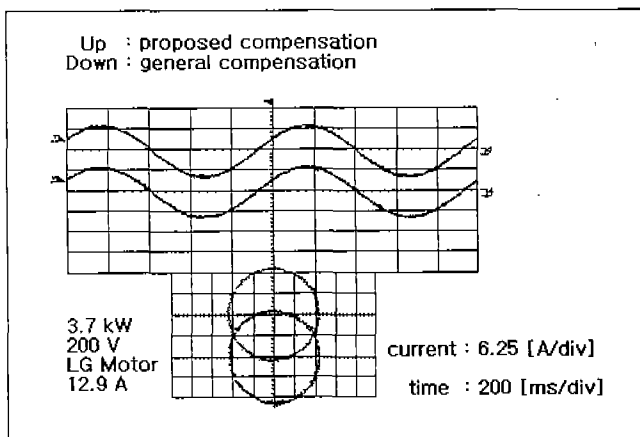


그림 11. 보상방법의 비교

그림 11.에서도 확인할 수 있듯이 제안된 방법(Up)의 전류파형이 일반적인 보상(Down)을 사용한 경우에 비해 과여자를 하지 않으면서도 왜곡이 적음을 알 수 있다. 이 왜곡의 정도는 토크와 속도 리플의 원인이 되어 유도전동기의 저속 특성개선에 유효한 대책이 될 것이다.

5. Conclusion

본 논문에서는 PWM 인버터의 비선형 출력특성의 원인이 되는 Time Error, Magnitude Error, Truncation Error, Voltage Distortion에 대하여 고찰하였다. 그리고 별도의 측정 장비를 갖추지 않고 이러한 오차를 보상하기 위해 Off-line으로 측정하는 방법 및 실험결과를 통해 그 보상 방법의 유효함과 V/f 제어나 센서리스 벡터제어의 성능을 향상하는데 유효한 대책임을 입증하였다.

REFERENCES

- [1] Y. Murai, A. Riyanto, H. Nakamura and K. Matsui, "PWM Strategy for High Frequency Carrier Inverters Eliminating Current-Clamps during Switching Dead-Time", IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATION, pp. 317-322, 1992.
- [2] Joohn-Sheok Kim, Jong-Woo Choi, Seung-Ki Sul, "Analysis and Compensation of Voltage Distortion by Zero Current Clamping in Voltage-Fed PWM Inverter", IPEC-Yokohama, pp. 265-270, 1995.
- [3] Ju-Suk Lee, Takahari Takeshita, Nobuyuki Matsui, "Optimized Stator-Flux-Oriented Sensorless Drives of IM in Low-Speed Performance", IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATION, pp. 250-256, 1996.