

속도센서없는 유도전동기 제어를 위한 고정자 전압 추정

임 홍 선* 이 상 훈** 하 인 중* 홍 복 영** 장 상 돈**

* 서울대학교 공과대학 전기공학부 ** 삼성 전자 (주)

A Novel Estimation of State Voltage for the Sensorless Control of Induction Motors

Hong-Sun Lim*o Sang-Hoon Lee** In-Joong Ha* Bok-Young Hong** Sang-Don Chang**

* School of Electrical Engineering Seoul National University,

**Samsung Electronics.

Abstract - PWM-VSI based ac-drives have high nonlinearity due to dead-time in the inverter and the voltage drop across the switching devices. In this paper, we introduced a new nonlinear model of PWM-VSI including parasitic capacitor and also showed validity of the model by circuit simulations and experiments. Furthermore, we proposed an on-line identification algorithm for the uncertain model parameters.

1. 서론

센서리스 속도 제어 시스템에서 전압 센서를 사용할 경우 정확한 전압 정보를 이용하여 고성능 제어 효과를 얻을 수 있지만 드라이브 시스템의 가격이 상승하는 단점을 지니게 된다. 한편, 고가의 전압 센서를 사용하지 않고 고정자 전압 명령을 마치 실제 고정자 전압인 것처럼 간주하여 디먹임치를 사용하는 경우에는 PWM 인버터 스위칭 소자의 비선형성에 의한 영향으로 회전자 자속 및 속도 추정에 큰 오차가 발생하므로 센서리스 속도 제어 시스템의 제어 성능이 매우 저하된다. 최근 이 문제를 해결하기 위해서 인버터의 비선형을 모델화하고 이를 보상하여 전압 센서 없는 효과를 얻고자 하는 연구들이 일어나고 있다[1]. 먼저, 인버터의 비선형의 주요 요인들을 살펴보기 위해 그림 2.1에서 데드타임과 스위칭 소자의 전압강하에 대한 영향을 나타내었다. 여기서 V_{ce} 와 V_d 로 각각 스위칭 소자(IGBT)와 프리휠링 다이오드의 전압강하를 나타낸다[1, 5, 6, 7]. 이외의 요인들은 인버터 전원 전압(DC Link)의 진동과 스위칭의 소음(Acoustic Noise)[6] 그리고 스위칭 소자의 턴-온, 턴-오프 지연 현상 등이 있다. 특히 턴-온, 턴-오프 지연 현상은 부하 모터의 온도에 민감하므로 무시할 수 없는 값이지만 보통 무시하거나 상수로 취급하여 다루고 있다[1]. 그러나 이들 값은 상전류가 낮아질수록 고정자 전압에 오차를 일으키는 무시할 수 없는 요인이 되어 저전류 상태에서는 반드시 고려되어야 한다. 따라서 본 논문에서는 기존의 몇몇

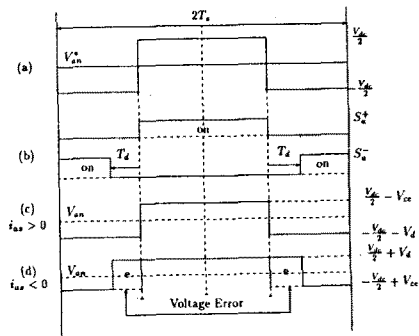


그림 2.1: 스위칭 펄스와 고정자 전압파형

연구결과([3, 7])에서 언급하고 있는 기생캐패시터(Parasitic Capacitor)성분을 인버터내에서의 전류흐름을 통해 그 영향을 살폈고, 이를 통하여 인버터 입-출력 비선형 모델을 제시하였다. 또한 제안된 확장 모델을 이용하여 온-라인으로 모델 상수들을 최적으로 추정하는 알고리즘을 제안하였다.

2. 본론

본론에서는 앞에서 언급하였듯이 먼저 인버터내에서의 전류흐름을 저전류 상태를 중심으로 PSpice를 이용하여 분석하고, 확장된 인버터 모델과 보상방법을 소개하고 끝으로 모델 상수들을 온-라인으로 추정하는 알고리즘을 제시하였다.

2.1 전류 흐름 분석

기존의 연구들은([3, 5]) 자세한 실제적인 분석 없이 현상 파악에 그쳤다. 여기서는 PSpice 시뮬레이션을 이용하여 그 현상을 자세히 설명하고 이를 토대로하여 확장된 PWM 인버터의 모델링을 제시하였다. 그림 2.2은 $i_{as} \approx 0$ 인 경우를 생각해 본 경우이다. 그림 2.2에서 볼 수 있듯이 서로(C_{p1}, C_{p4} 와 C_{p2}, C_{p3}) 캐패시터간에 느린 충전-방전이 이루어지고 있다. 이때 S_{on} 가 온(On)이 되면 스위칭 소자

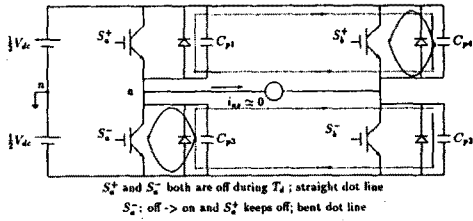


그림 2.2: 상전류($i_{aa} \geq 0$) 일 때 전류 흐름도

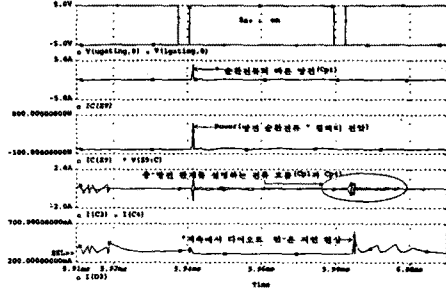


그림 2.3: 상전류($i_{aa} \geq 0$) 일 때 시뮬레이션 분석

S_2^- 를 통해 순환 전류(Circulating Current)가 형성되어 빠른 방전이 이루어지고 그에 대응하는 상대 캐패시터의 빠른 충전이 이루어진다(그림 2.3). 또, 전류가 매우 작아질 때 그 스위칭 소자의 프리윙링 다이오드가 턴-온(Turn-On)이 지연된다(그림 2.3). 위 분석을 토대로 하여 인버터의 확장된 입출력 모델을 아래에 제시하였다. 특히 스위치의 기생 캐패시터(C_p)는 상전류가 지전류일 때 고정자 전압오차를 일으키는 주요 원인이기 때문에([3, 7]) 반드시 고려해야 할 인버터 비선형 모델 상수이다.

2.2 PWM 인버터 비선형 모델

그림 2.4은 인버터의 비선형 입-출력 파형을 구간 선형화 하여 나타낸 것이다. 그림에서 보이고 있듯이 데드타임 구간동안 고정자 전압이 천천히 변화하는 모습을 볼 수 있는데, 이것은 앞에서 설명하였듯이 스위치의 기생 캐패시터의 느린 충-방전때문이다. 물론 이 현상은 영전류(Zero Current)에 가까울수록 심각하게 나타난다.(그림 2.4)

여기서는 먼저 지전류에서 그림 2.4와 같은 현상을 분석하여 정격 운전상태 (Rated Operation)에 이르기까지 일반적인 인버터의 모델을 유도하여 기존의 연구결과([7])보다 확장된 물리적 모델을 얻고자 한다. 먼저 본 논문에서 제시한 비선형 인버터 모델에 사용되는 기호를 다음과 같이 정의한다.

- $\Delta V_{cap} \triangleq \hat{V} - V^*$ due to Parasitic Capacitor(C_p),
- $\hat{V} \triangleq$ Actual Voltage,
- $V^* \triangleq$ Commanded Voltage,
- $T_{off} \triangleq$ Turn-Off Delay Time of IGBT,

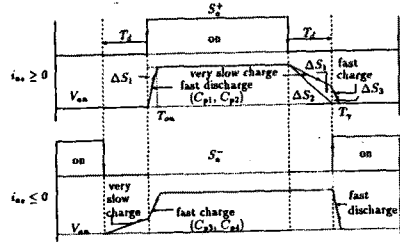


그림 2.4: PWM 파형 및 지전류시 고정자 전압 파형

- $T_{on} \triangleq$ Turn-On Delay Time of IGBT,
- $T_d \triangleq$ Dead Time,
- $i_{Ar} \triangleq C_p \frac{V_{dc}}{T_d}$,
- $i_{off} \triangleq C_p \frac{V_{dc}}{T_{off}}$,

먼저 상전류(i_{aa})가 양일 때(그림 2.4의 (a))를 살펴보기로 하자. 명령치와 실제치의 오차를 면적으로 계산하여 다음과 같은 식을 얻을 수 있다.

$$\Delta V_{cap}^+ = \sum_{i=1}^4 \Delta s_i \quad (2.1)$$

식(2.1)은 데드타임의 한쪽 부분 즉, 기생 캐패시터의 영향을 많이 받는 구간만을 고려하고 있다. 이제 상전류가 음일 때(그림 2.4의 (b))를 위와 같이 살펴 보자. 먼저 오차에 해당하는 면적에 대한 표현을 다음과 같이 얻는다.

$$\Delta V_{cap}^- = - \sum_{i=1}^4 \Delta s_i \quad (2.2)$$

위의 식(2.1),(2.2)을 고정자 전압오차를 보상하기 위하여 상전류의 크기에 따라 상전류(i_{aa})와 C_p 를 이용하여 다음과 같이 다시 정리할 수 있다. 이 식에서는 고정자 전압오차를 일으키는 데드타임의 영향을 포함할 뿐만 아니라 지전류상태의 기생 캐패시터의 영향과 스위칭 소자의 지연시간을 포함한 확장된 비선형모델이다. 식(2.4)는 상전류가 양일 때를 나타내고, 식(2.5)는 상전류가 음일 때를 나타내고 있다.

$$V^* - \hat{V} = \begin{cases} \frac{V_{dc}}{4T_s} (-T_{off} - T_{on}), & \text{for } i_{off} < i_{aa} \\ \frac{V_{dc}}{4T_s} (-C_p \frac{V_{dc}}{|i_{aa}|} + T_{on}), & \text{for } i_{Ar} < |i_{aa}| \leq i_{off} \\ \frac{V_{dc}}{4T_s} (-2T_d + \frac{|i_{aa}| T_d}{C_p V_{dc}} (T_d + T_{off}) - (T_{off} - T_{on})), & \text{otherwise} \end{cases} \quad (2.4)$$

$$V^* - \hat{V} = \begin{cases} \frac{V_{dc}}{4T_s} (-4T_d + (T_{off} - T_{on})), & \text{for } i_{off} < |i_{aa}| \\ \frac{V_{dc}}{4T_s} (-4T_d + C_p \frac{V_{dc}}{|i_{aa}|} - T_{on}), & \text{for } i_{Ar} < |i_{aa}| \leq i_{off} \\ \frac{V_{dc}}{4T_s} (-2T_d - \frac{|i_{aa}| T_d}{C_p V_{dc}} (T_d + T_{off}) + (T_{off} - T_{on})), & \text{otherwise} \end{cases} \quad (2.5)$$

스위칭 소자들의 전압강하(On-Voltage Drop)를 나타낸 비선형모델([6])에서 고려하지 않은 스위칭 소자들의 턴-온, 턴-오프타임을 포함하여 소자의 전압강하만을 고려하여 표현

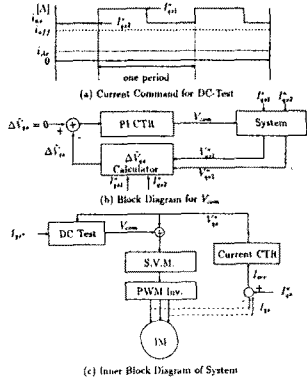


그림 2.5: 온라인 추정용 알고리즘

한 확장된 모델을 아래의 식처럼 유도하였다. 식(2.5a)는 전류가 양일 때이고, 식(2.5b)는 전류가 음일 때를 나타낸다.

$$V^* - \hat{V} = V_{cc} + (V_{cc} - V_d) \frac{t_{on} + \frac{T_{off} - T_{on}}{2}}{2T_s}, \quad (2.5a)$$

$$V^* - \hat{V} = -V_d - (V_d - V_{cc}) \frac{t_{on} - \frac{T_{off} - T_{on}}{2}}{2T_s}. \quad (2.5b)$$

지금까지 고정자 전압오차의 비선형성의 요인을 분석하여 확장된 인버터 비선형 모델을 나타내는 식(2.4), 식(2.5), 식(2.5)을 얻었다. 이 모델의 특징은 다음과 같다. (i) 저속구동시에 심하게 나타나는 고정자 전압오차의 원인에 대하여 스위칭소자내에 존재하는 기생 커패시터의 충·방전영향을 전류흐름과 함께 분석하여 세웠고, (ii)[7]에서 제안한 비선형 모델에서 무시되었던 물리적 상수들(턴-온, 턴-오프 지연시간)을 실제적으로 시스템 환경(온도, 스위칭 소자 크기)에 민감함을 고려하여 분석하였으며, (iii) 스위칭 소자들의 온(On) 전압강하시에 스위칭 소자들의 물리적 특성을 고려하였다. 또한 (iv) 기존에 외부에서 임의적으로 정해 주었던 값들(턴-온, 턴-오프 지연시간, 소자들의 전압강하)을 시스템 환경에 맞는 값을 온-라인으로 추정 가능한 모델이라는 점에 다른 모델과 다른 특징이 있다.

2.3 온-라인 모델 상수 추정 알고리즘

이제 위 식(2.4) ~ 식(2.5)을 이용하여 비선형 모델 상수들을 온-라인으로 추정하는 알고리즘을 설명하기로 한다. 만약 외부적인 요인들(전원 전압의 리플, 소음 방해 등)이 무시할 정도이고 전류제어가 매우 잘 이루어진다면 구동시 시스템 환경에 맞는 값들을 알아내어 보다 좋은 고정자 전압오차를 전류 크기에 따라 온-라인으로 보상하기 때문에 기존의 방식에서 제안된 보상방식보다 더 나은 효과를 얻을 수 있다. 그림 2.5에서 본 논문에서 제안한 알고리즘을 설명하고 있다. 먼저 DC Test 과정을 설명하면 다음과

같다. A 상 전류를 직류값으로 놓자(그림 2.5(a))($i_{as}^* = I_{qs}^*$). A 상 전류의 값을 반으로 나누어 각각 B, C 상의 전류값으로 정해 준다 ($i_{bs}^* = -\frac{1}{2}I_{qs}^*$, $i_{cs}^* = -\frac{1}{2}I_{qs}^*$). 따라서 각 고정자 전압의 오차는 아래와 같다.

$$\Delta V_{qs} = \Delta V_{as} = k(\Delta V_{cap} + \Delta V_{drop}), \quad (2.6a)$$

$$\Delta V_{ds} = \frac{\Delta V_{cs} - \Delta V_{bs}}{\sqrt{3}} = 0. \quad (2.6b)$$

여기서, ΔV_x 는 인버터의 전압오차, k 는 상변환 상수를 나타낸다. 직류전류를 각 상에 위와같이 가해주면 식(2.6b)에서 볼 수 있듯이 q 축에서만 전압오차가 발생함을 알 수 있다. 여기서 실제 출력전압(V_{qs})은 가해진 전압명령(V_{qs}^*)에 대하여 고정자 전압의 오차(ΔV_{qs})만큼 차이가 난다.

$$V_{qs1} = \hat{R}_s I_{qs1}^* - \Delta V_{qs}, \quad (2.7a)$$

$$V_{qs2} = \hat{R}_s I_{qs2}^* - \Delta V_{qs}. \quad (2.7b)$$

여기서, ΔV_{qs} 는 $\Delta V_{qs} + V_{com}$, ΔV_{qs} 는 $k(\Delta V_{cap} + \Delta V_{drop})$, \hat{R}_s 은 스위칭 소자 전압강하(온-저항)를 포함한 고정자 저항을 나타낸다. 따라서, 식(2.7)를 이용하여 아래와 같이 고정자 전압오차를 계산할 수 있다 [1].

$$\Delta \hat{V}_{qs} = \frac{k(\Delta V_{cap} + \Delta V_{drop})}{I_{qs1}^* - I_{qs2}^*} (V_{qs1}^* I_{qs2}^* - V_{qs2}^* I_{qs1}^*) \quad (2.8)$$

식(2.8)은 그림 2.5(b)에서 볼 수 있듯이 PI 제어를 통해 고정자 전압오차에 해당하는 V_{com} 을 얻는다. 그림 2.5(c)에서 이 과정을 더 상세히 보여주고 있다. 이렇게 하여 얻어진 값 V_{com} 은 식(2.4) 또는 식(2.5)과 식(2.5)를 이용하여 각각의 값들을 구할 수 있다.

직류값 I_{qs1}^* , I_{qs2}^* 값에 따라 V_{com} 은 식(2.4), 식(2.5)와 식(2.5)에서 아래와 같은 식을 얻을 수 있다. 식(2.9)은 전류가 양일 때이고, 식(2.10)은 전류가 음일 때를 나타낸다.

$$V_{com}^+ = -k \left(\frac{V_{dc}}{4T_s} \right) (T_{off} - T_{on}) + V_d + \frac{t_{on}}{2T_s} (V_{cc} - V_d) \quad (2.9)$$

$$V_{com}^- = k \left(\frac{V_{dc}}{4T_s} \right) (T_{off} - T_{on} - 4T_d) - V_{cc} + \frac{t_{on}}{2T_s} (V_{cc} - V_d) \quad (2.10)$$

위의 두 식 (2.9)과 (2.10)을 연립방정식으로 풀어서 V_{cc} 와 $T_{off} - T_{on}$ 값을 구할 수 있다. 여기서 프리윙링 다이오드 전압강하는 0.7[V]로 미리 가정한다. 이 과정을 끝내면 다음

과정으로 넘어간다. 즉 I_{qs}^* 를 i_{Ar} 과 i_{off} 의 사이의 값으로 가해주는 단계이다. V_{com} 의 값이 데드타임 구간동안 발생하는 오차의 약 20%에서 50%사이의 값이 되면 그때의 전류값을 I_{qs}^* 로 잡고 그때의 오차에 해당하는 V_{com} 값을 앞에서 구하였던 것처럼 식(2.4) 또는 식(2.5)와 함께 식(2.5)을 이용하여 다음의 두 식을 구할 수 있다.

$$V_{com}^+ = \frac{V_{dc}}{4T_s} (-C_p \frac{V_{dc}}{|i_{as}|} + T_{on}) + V_d + \frac{t_{on}}{2T_s} (V_{ce} - V_d), \quad (2.11)$$

$$V_{com}^- = \frac{V_{dc}}{4T_s} (+C_p \frac{V_{dc}}{|i_{as}|} - T_{on} - 4T_d) - V_{ce} - \frac{t_{on}}{2T_s} (V_d - V_{ce}). \quad (2.12)$$

결국 식(2.9) ~ 식(2.12)를 통해서 기존에 외부에서 임의적으로 지정해서 대입해주었던 T_{off} , T_{on} , V_{ce} , C_p 값을 온-라인으로 구할 수 있다. 이를 위해 고려해야 할 것은 DC Test 시에 오차값 V_{com} 안에서 서로 다른 상의 간섭이 포함되어 있다는 것이다. 식(2.4) 또는 식(2.5)은 한 상만을 고려하여 세워진 인버터 입출력 비선형 관계식이기 때문에 다른 상의 간섭을 고려하지 않을 경우 간섭만큼의 오차가 발생하여 효과적인 추정을 하기가 어렵다. 이에 대한 문제를 해결하면 본 논문에서 제시한 온-라인추정은 기존의 외부 입력 방식보다 더욱 편리하게 미지의 값들을 알아낼 뿐만 아니라 시스템의 구동시 환경에 맞는 각각의 값들을 알아낼 수 있다.

2.4 제안된 보상방식 성능평가

앞에서 제안된 모델을 이용하여 보상한 결과를 기존의 데드타임 보상법만을 고려한 것과 비교하여 그림 2.6 ~ 그림 2.7에 나타내었다. 그림 2.6(a)에서 제안된 모델을 이용할 경우 그림 2.6(b)보다 평균 전압오차는 0.2 V 이내, 펄스 형태의 전압 오차는 2 V까지 줄이게 되었다. 그림 2.7에는 제안된 새로운 모델을 이용하여 보상할 경우 센서리스 속도 제어 방식([7])에 유용하게 적용될 수 있음을 확인할 수 있다.

표 2.1: 실험에 사용된 유도전동기의 사양

명판치	전동기 상수
220V 60Hz	p 4
3phase (Y-connected)	R_s 3.56Ω
Rated Power 750W	R_r 1.90Ω
Rated Speed 1650rpm	L_s 148mH
Rated Rotor Flux 0.4Wb	L_r 148mH
Rated Torque 4.3Nm	M 140mH
Rated Current 5.1A	J $5.4 \times 10^{-3} \text{kgm}^2$

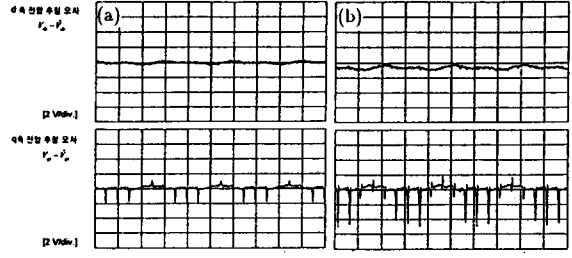
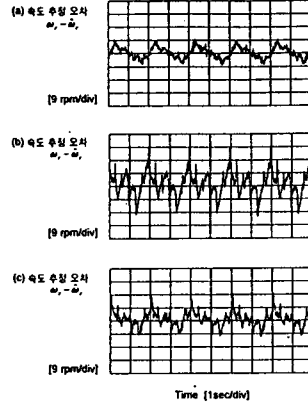


그림 2.6: 실험 결과:(a) 제안된 모델을 이용한 보상결과, (b) 기존의 데드타임 보상법만을 이용한 보상결과



속도 범위 : 30rpm
 지속 범위 : 정격지속
 부하 조건 : 무부하

그림 2.7: 속도 추정오차:(a) 전압센서를 사용한 경우, (b) 기존의 데드타임 보상법만을 이용한 전압 추정 방식의 경우, (c) 제안된 모델을 이용한 경우

3. 결론

본 논문에서는 저전류에서 기존의 모델로 설명되지 않는 스위칭 소자내에 존재하는 기생 캐패시터의 영향을 분석한 뒤, 저전류에서도 유용한 PWM 인버터 비선형 모델을 제시하였고, 실험을 통해 모델의 타당성을 입증하였다. 또한 제안된 모델의 상수들을 온-라인으로 추정 가능하게 하는 온-라인 모델 상수 추정 알고리즘을 제안하였다. 앞으로 제안한 온-라인 추정 알고리즘을 실제 구현하여 실험하고, 이에 발생하는 문제점을 보완할 예정이다.

참고 문헌

- [1] J.W.Choi, S.I.Yong, and S.K.Sul, "Inverter Output Voltage Synthesis Using Novel Dead Time Compensation," *IEEE PE Conf.Rec.*, pp.100-106, 1994.
- [2] T.Sukegawa, K.Kamiyama, K.Mizuno, T.Matsui, and T.Okuyama, "Fully Digital, Vector-Vontrolled PWM VSI-Fed ac Drives with Dead-Time Compensation Strategy," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol.27, no.3, pp.552-559, 1991.

- [3] Raymond B.Sepe, Jeffery H.Lang, "Inverter Nonlinearity And Discrete-Time Vector Current Control," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol.30, no.1, pp.62-69, 1994.
- [4] D.Leggate, Russel J.Kerkman, "Pulse-Based Dead-Time Compensator for PWM Voltage Inverter," *IEEE Trans. Ind. Electr.*, vol.44, no.2, pp.191-197, 1995.
- [5] J.W.Choi, S.K.Sul, "A New Compensation Strategy Reducing Voltage/Current Distortion in PWM VSI Systems Operating with Low Output Voltages," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol.31, no.5, pp.1001-1008, 1995.
- [6] F.Blaabjerg, J.K.Pedersen, and P.Thoegersen, "Improved Modulation Techniques for PWM-VSI Drives," *IEEE Trans. Ind. Electr.*, vol.44, no.1 pp.87-95, 1997.
- [7] Ho-Sun Yoo and In-Joong Ha, "A Polar Coordinate-Oriented Method of Identifying Rotor Flux and Speed of Induction Motors without Rotational Transducers," *IEEE Trans. Control Syst. Technol.*, vol.4, no.3, pp. 230-243, 1996
- [8] 이상훈, "속도센서없는 유도전동기를 위한 전동기상수 추정 방식," 공학박사학위논문, 서울대학교, 1997.