

# 교류 전동기의 고효율 운전을 위한 3상 인버터의 입력전력 추정 기법

김도현<sup>1</sup>, 김상훈<sup>†</sup>

## Input Power Estimation Method of a Three-phase Inverter for High Efficiency Operation of an AC Motor

Do-Hyun Kim<sup>1</sup> and Sang-Hoon Kim<sup>†</sup>

### Abstract

An input power estimation method of a three-phase inverter for the high-efficiency operation of AC motors is proposed. Measuring devices, such as DC link voltage and input current sensors, are required to obtain the input power of the inverter. In the proposed method, the input power of the inverter can be estimated without the input current sensor by using the phase current information of the AC motor and the switching pattern of the inverter. The proposed method is more robust to parameter error than conventional method. The validity of the input power estimation method is verified through experiments conducted on a 1 kW permanent-magnet synchronous motor drive system.

**Key words:** Input power estimation, PWM inverter, AC motor drive, High efficiency operation

### 1. 서 론

인버터를 이용한 교류 전동기 구동 시스템은 청소기와 같은 소용량 시스템부터 전기 자동차 및 철도 차량과 같은 대용량 시스템까지 그 적용 분야가 다양하다. 이러한 교류 전동기 구동 시스템은 에너지 절약을 위해 전동기의 고효율 운전이 요구된다. 예를 들어 전기 자동차와 같은 이동수단은 견인용 전동기의 고효율 운전을 통해 배터리 1회 충전 시 주행거리 및 주행시간을 늘릴 필요성이 있다.

교류 전동기의 고효율 운전을 위해서는 전동기 구동 시 발생하는 손실을 최소화해야 하며 이를 위한 다양한 제어 방법들이 연구되었다. 전동기 손실 중 가장 큰 비율을 차지하는 동손은 고정자 권선에 흐르는 전류 크기의 제곱에 비례하기 때문에 요구되는 지령 토크 발생을

위해 필요한 고정자 전류가 최소가 되도록 제어한다면 동손을 최소화할 수 있으며 이와 같은 제어 방법을 MTPA(Maximum Torque Per Ampere) 제어라고 한다<sup>[1]</sup>. 그러나 MTPA 제어는 전동기 구동 시 발생하는 손실 중 동손만을 최소로 제어하는 방법이며 MTPA 제어를 위한 지령 전류를 계산하기 위해 정확한 전동기 제정수가 요구된다는 문제점이 있다. 또 다른 전기적 손실인 철손은 전동기 속도에 비례하기 때문에 고속운전 시 철손의 영향을 무시할 수 없다<sup>[2]</sup>. 이와 같은 철손의 특성을 고려하여 동손 및 철손의 합이 최소가 되도록 운전하는 최소 손실 제어 방법이 연구되었다<sup>[3]-[6]</sup>. 철손을 고려한 교류 전동기의 모델링을 이용하여 동손과 철손의 합이 최소가 되는 최적 전류를 구하고 이를 전류 지령으로 하여 운전한다. 그러나 최적 전류 지령을 구하기 위해서는 직접 측정하기 어려운 철손 관련 제정수가 필요하며 복잡한 연산과정이 요구된다는 문제점이 있다.

위와 같은 방법들의 문제점을 극복하고자 전동기 구동 시 인버터의 입력전력을 최소로 제어하는 방법이 연구되었다<sup>[7],[8]</sup>. 인버터의 입력전력은 그림 1에서 DC link 전압  $V_{dc}$ 와 입력전류  $i_{dc}$ 의 곱으로 표현된다. 전동기 구동 시 요구되는 속도 및 토크를 출력하면서 인버터의 입력전력을 최소로 제어한다면 이는 교류 전동기 구동 시스템에서 인버터의 스위칭 손실까지 포함한 전체 손실

Paper number: TKPE-2019-24-6-8

Print ISSN: 1229-2214 Online ISSN: 2288-6281

<sup>†</sup>Corresponding author: kshoon@kangwon.ac.kr, Dept. of Electrical and Electronic Engineering, Kangwon Nat'l University

Tel: +82-33-250-6293 Fax: +82-33-259-5674

<sup>1</sup>Dept. of Electrical and Medical Convergent Engineering, Kangwon Nat'l University

Manuscript received Jul. 9, 2019; revised Aug. 4, 2019; accepted Sep. 11, 2019

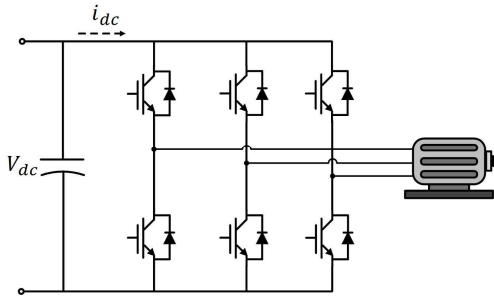


Fig. 1. A three-phase inverter for an AC motor drive.

을 최소화한 것이라고 할 수 있다. 참고문헌 [7]에서는 측정된 입력전력 및 손실 모델링을 통해 시스템의 구동 효율을 계산하고, Gradient Descent Method를 이용하여 전류각을 변화시켜 구동 효율이 최대가 되도록 운전하는 방법을 제안하였다. 참고문헌 [8]에서는 다양한 구동 상황에서 입력전력이 최소가 되는 전압각을 오프라인으로 구한 뒤 현재 속도 및 입력전력에 대하여 입력전력 최소가 되도록 하는 최적 전압각을 지령으로 하여 운전한다. 두 방법 모두 인버터의 입력전력 정보를 얻기 위해서 입력전력 측정 장치가 필요하며 이러한 하드웨어의 추가는 시스템의 부피 증가 및 가격 상승의 원인이 된다.

본 논문에서는 인버터의 입력전류 센서를 사용하지 않고 전동기 상전류 정보 및 인버터의 스위칭 패턴을 이용하여 인버터의 입력전력을 추정하는 기법을 제안한다. 제안된 입력전력 추정 기법은 참고문헌 [7], [8]과 같이 입력전력 정보를 이용한 교류 전동기의 최대 효율 제어기법 등에 적용될 수 있다. 1kW PMSM에 대한 시뮬레이션 및 실험을 통해 제안된 입력전력 추정 기법의 유효성을 검증하였다.

## 2. 3상 인버터의 입력전력 추정

그림 1은 교류 전동기 구동을 위한 3상 인버터를 나타낸다. 입력전력은 식 (1)과 같이 DC link 전압  $V_{dc}$ 와 입력전류  $i_{dc}$ 의 곱으로 표현되기 때문에 인버터의 입력전력을 측정하기 위해서는 DC link 전압 센서 및 입력전류 센서가 필요하다.

$$P_{in} = V_{dc} i_{dc} \quad (1)$$

전압 변조 한 주기 동안 입력전류의 평균값을  $\langle i_{dc} \rangle$ , 입력전력의 평균값을  $\langle P_{in} \rangle$ 라고 정의하고 전압 변조 한 주기 동안 DC link 전압  $V_{dc}$ 가 일정하다고 가정하면, 평균 입력전력  $\langle P_{in} \rangle$ 을 식 (2)와 같이 표현할 수 있다.

$$\langle P_{in} \rangle = V_{dc} \langle i_{dc} \rangle \quad (2)$$

본 논문에서는 전동기의 상전류 정보 및 인버터의 스위칭 패턴을 이용하여 전압 변조 한 주기 동안의 평균

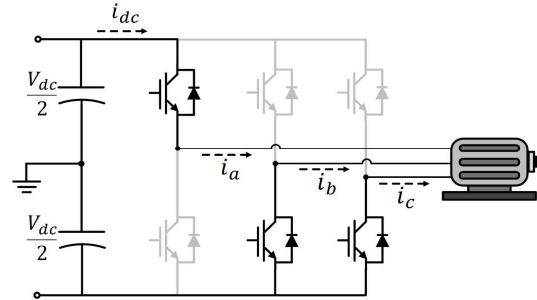
Fig. 2. Input current path when a voltage vector is  $V_1(1,0,0)$ .

TABLE I  
INPUT CURRENT ACCORDING TO VOLTAGE VECTOR

Voltage Vector	$V_0$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_7$
	(0,0,0)	(1,0,0)	(1,1,0)	(0,1,0)	(0,1,1)	(0,0,1)	(1,0,1)	(1,1,1)
$i_{dc}$	0	$i_a$	$-i_c$	$i_b$	$-i_a$	$i_c$	$-i_b$	0

입력전류  $\langle i_{dc} \rangle$ 를 추정하고 이를 DC link 전압 센서를 이용하여 측정된  $V_{dc}$ 와 곱하여 평균 입력전력  $\langle P_{in} \rangle$ 을 추정한다.

### 2.1 3상 인버터의 입력전류

3상 인버터의 입력전류  $i_{dc}$ 는 6개 스위치의 온, 오프 상태에 따라 결정된다. 예를 들어 그림 2와 같이 전압벡터가  $V_1(1,0,0)$ 일 때 입력전류  $i_{dc}$ 는  $i_a$ 와 같다. 표 1은 인버터가 출력 가능한 8개의 전압벡터에 따른 입력전류를 나타낸다.

### 2.2 평균 입력전력 추정 원리

극전압 지령이  $v_{an}^* > v_{bn}^* > v_{cn}^*$ 인 경우 전압 변조 한 주기 동안의 상전류 및 입력전류 파형의 예시가 그림 3에 보인다.  $V_1, V_2$ 가 인가되는  $T_1, T_2$ 구간의 입력전류  $i_{dc}$ 는 각각  $i_a, -i_c$ 와 같다. 이때 전압 변조 한 주기 동안의 평균 입력전류  $\langle i_{dc} \rangle$ 는  $T_1, T_2$ 구간 동안 흐르는 입력전류  $i_{dc}$ 의 면적을 이용하여 구할 수 있으며 식 (3)과 같다.

$$\langle i_{dc} \rangle = \frac{T_1}{T_s} (i_{dc, T_1-mid}) + \frac{T_2}{T_s} (i_{dc, T_2-mid}) \quad (3)$$

여기서  $i_{dc, T_1-mid}$ 와  $i_{dc, T_2-mid}$ 는 각각  $T_1, T_2$ 구간의 중간 지점에서의 입력전류를 나타낸다. 이때 식 (3)은 상전류에 관한 식 (4)로 표현된다.

$$\langle i_{dc} \rangle = \frac{T_1}{T_s} (i_{a, T_1-mid}) + \frac{T_2}{T_s} (-i_{c, T_2-mid}) \quad (4)$$

여기서  $i_{a, T_1-mid}$ 와  $i_{c, T_2-mid}$ 는 각각  $T_1, T_2$ 구간의 중간 지점에서의 a, c상 전류이다. 유효벡터의 인가 시간  $T_1, T_2$

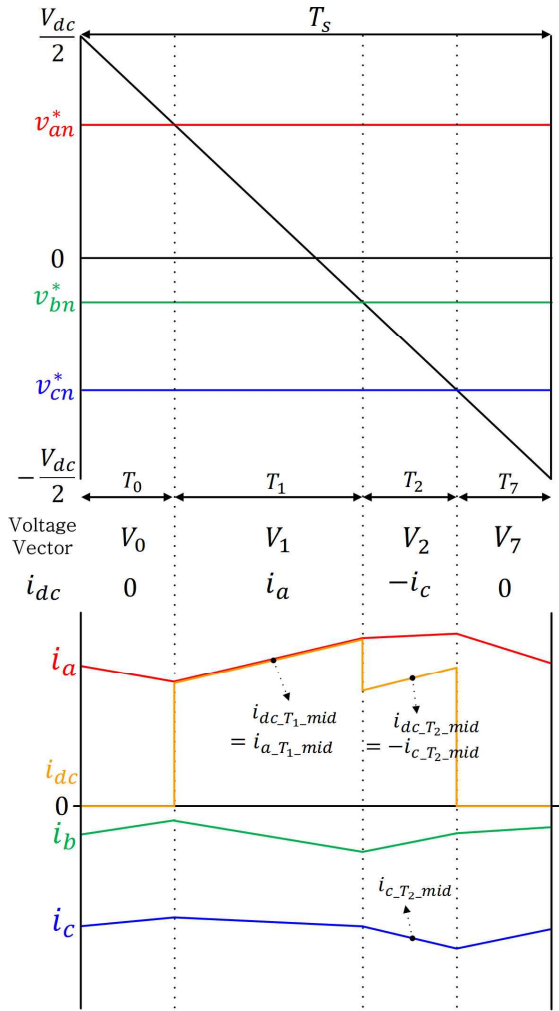


Fig. 3. Examples of phase current and input current waveform during voltage modulation period.

는 삼각형의 값을 이용하여 구할 수 있으며 다음과 같다.

$$T_1 = \frac{(v_{an}^* - v_{bn}^*)}{V_{dc}} T_s \quad (5)$$

$$T_2 = \frac{(v_{bn}^* - v_{cn}^*)}{V_{dc}} T_s \quad (6)$$

식 (5)와 (6)를 식 (4)에 대입하면 전압 변조 한 주기 동안의 평균 입력전류  $\langle i_{dc} \rangle$ 는 식 (7)로 표현되며 여기에  $V_{dc}$ 를 곱하면 평균 입력전력  $\langle P_{in} \rangle$ 은 식 (8)과 같이 정리된다.

$$\langle i_{dc} \rangle = \frac{(v_{an}^* - v_{bn}^*)}{V_{dc}} (i_{a\_T1\_mid}) + \frac{(v_{bn}^* - v_{cn}^*)}{V_{dc}} (-i_{c\_T2\_mid}) \quad (7)$$

$$\begin{aligned} \langle P_{in} \rangle &= V_{dc} \langle i_{dc} \rangle \\ &= (v_{an}^* - v_{bn}^*) (i_{a\_T1\_mid}) + (v_{bn}^* - v_{cn}^*) (-i_{c\_T2\_mid}) \end{aligned} \quad (8)$$

식 (8)과 같이 극전압 지령 및 각 유효벡터 중간 지점에서의 상전류를 알면 전압 변조 한 주기 동안의 평균 입력전력  $\langle P_{in} \rangle$ 을 추정할 수 있다. 유효벡터의 중간 지점에서의 상전류는 Forward Euler Method를 이용하여 표현된 교류 전동기의 동기 좌표계 이산모델을 통해 예측할 수 있다. 영구자석 동기 전동기의 경우 동기 좌표계 이산모델은 식 (9), (10)과 같다<sup>[9]</sup>.

$$i_{ds}[n+1] = i_{ds}[n] + \frac{T_s}{L_{ds}} (v_{ds}[n] - R_s i_{ds}[n] + \omega_r L_{qs} i_{qs}[n]) \quad (9)$$

$$\begin{aligned} i_{qs}[n+1] &= i_{qs}[n] \\ &+ \frac{T_s}{L_{qs}} (v_{qs}[n] - R_s i_{qs}[n] - \omega_r (L_{ds} i_{ds}[n] + \lambda_{PM})) \end{aligned} \quad (10)$$

삼각파의 피크점에서 샘플링한 상전류와 영구자석 동기 전동기의 이산모델을 이용하면 식 (11), (12)와 같이 유효벡터 중간 지점에서의 상전류를 예측할 수 있다.

$$\begin{aligned} i_{ds\_T^*} &= i_{ds\_samp} \\ &+ \frac{T^*}{L_{ds}} (\langle v_{ds} \rangle - R_s i_{ds\_samp} + \omega_r L_{qs} i_{qs\_samp}) \end{aligned} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} i_{qs\_T^*} &= i_{qs\_samp} \\ &+ \frac{T^*}{L_{qs}} (\langle v_{qs} \rangle - R_s i_{qs\_samp} - \omega_r (L_{ds} i_{ds\_samp} + \lambda_{PM})) \end{aligned} \quad (12)$$

여기서  $i_{ds\_samp}, i_{qs\_samp}$ 는 삼각파의 피크점에서 샘플링한 d, q축 전류,  $T^*$ 는 전류 예측 시점,  $\langle v_{ds} \rangle, \langle v_{qs} \rangle$ 는  $T^*$  동안 인가되는 d, q축 평균 전압,  $i_{ds\_T^*}, i_{qs\_T^*}$ 는  $T^*$  시점에서 예측된 d, q축 전류를 나타낸다.

### 3. 데드 타임을 고려한 3상 인버터의 입력전력 추정

인버터의 데드 타임으로 인해 지령 전압과 실제 전압에 차이가 발생하므로 식 (8)과 같이 지령 전압을 사용하여 추정한 입력전력에는 오차가 존재한다. 따라서 데드 타임에 의한 영향을 고려해야 정확한 입력전력을 추정할 수 있다.

#### 3.1 데드 타임에 의한 전압 오차

데드 타임 동안의 출력 전압은 전류의 부호에 따라 결정된다. 그림 4(a)와 같이 데드 타임 동안  $i_o > 0$ 인 경우, 아래쪽 다이오드가 도통하여 출력 전압은  $-V_{dc}/2$ 가 된다. 이때 위쪽 스위치가 켜지는 On-sequence 변조 주기에서 전압 오차가 발생하며, 아래쪽 스위치가 켜지는 Off-sequence 변조 주기에서는 전압 오차가 발생하지 않는다. 반면에 그림 4(b)와 같이  $i_o < 0$ 인 경우, 위쪽 다이오드가 도통하여 출력 전압은  $V_{dc}/2$ 가 되고

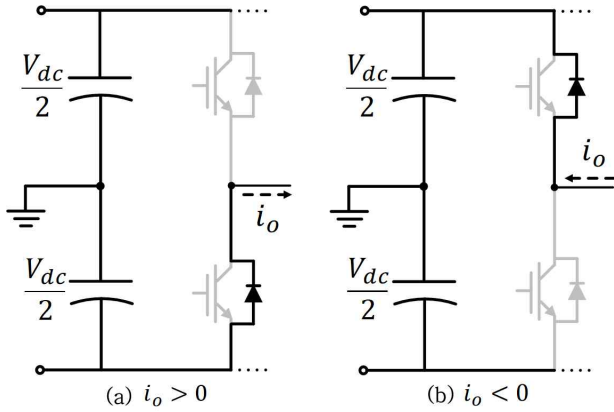


Fig. 4. Circuit configuration according to the sign of the current during the dead time.

On-sequence 변조 주기에서는 전압 오차가 발생하지 않으며 Off-sequence 변조 주기에서 전압 오차가 발생한다. 이처럼 전류의 부호에 따라 발생하는 전압 오차를 고려하여 입력전력을 추정해야 한다.

### 3.2 데드 타임을 고려한 입력전력 추정

그림 5는 전압 변조 주기 동안의 극전압 지령, 상전류 및 입력전류 파형의 예를 보여준다. 여기서  $v_{1st}^*$ ,  $v_{2nd}^*$ ,  $v_{3rd}^*$ 은 극전압 지령을 크기 순서대로 나타낸 것이며 각 상에 해당하는 전류는  $i_{1st}$ ,  $i_{2nd}$ ,  $i_{3rd}$ 이다.  $v_{1st\_eff}$ ,  $v_{2nd\_eff}$ ,  $v_{3rd\_eff}$ 는 데드 타임에 의한 전압 오차를 고려한 출력 극전압을 나타낸다. 그림 5에서 On-sequence일 때  $i_{1st} > 0$ 이므로  $v_{1st}$ 에 오차가 발생하여 출력 극전압  $v_{1st\_eff}$ 는 지령  $v_{1st}^*$ 과 달라진다. 반면에  $i_{2nd} < 0$ ,  $i_{3rd} < 0$ 이므로  $v_{2nd}$  및  $v_{3rd}$ 에는 오차가 발생하지 않아  $v_{2nd}^* = v_{2nd\_eff}$ ,  $v_{3rd}^* = v_{3rd\_eff}$ 가 된다. 이때 실제 출력 극전압  $v_{1st\_eff}$ 는 식 (13)과 같다.

$$v_{1st\_eff} = v_{1st}^* - \frac{t_{dead}}{T_s} V_{dc} \quad (13)$$

여기서  $t_{dead}$ 는 데드 타임을 나타내며, 데드 타임으로 인한 실제 유효백터의 인가 시간  $T_A$ ,  $T_B$ 는 다음과 같다.

$$T_A = \frac{(v_{1st\_eff} - v_{2nd\_eff})}{V_{dc}} T_s \quad (14)$$

$$T_B = \frac{(v_{2nd\_eff} - v_{3rd\_eff})}{V_{dc}} T_s \quad (15)$$

그림 5에서 데드 타임을 고려한 평균 입력전류  $\langle i_{dc} \rangle$ 는 식 (16)과 같이 표현되고, 여기에 식 (14) 및 (15)를 대입하여 정리하면, 입력전력  $\langle P_{in} \rangle$ 을 식 (17)로 표현할 수 있다.

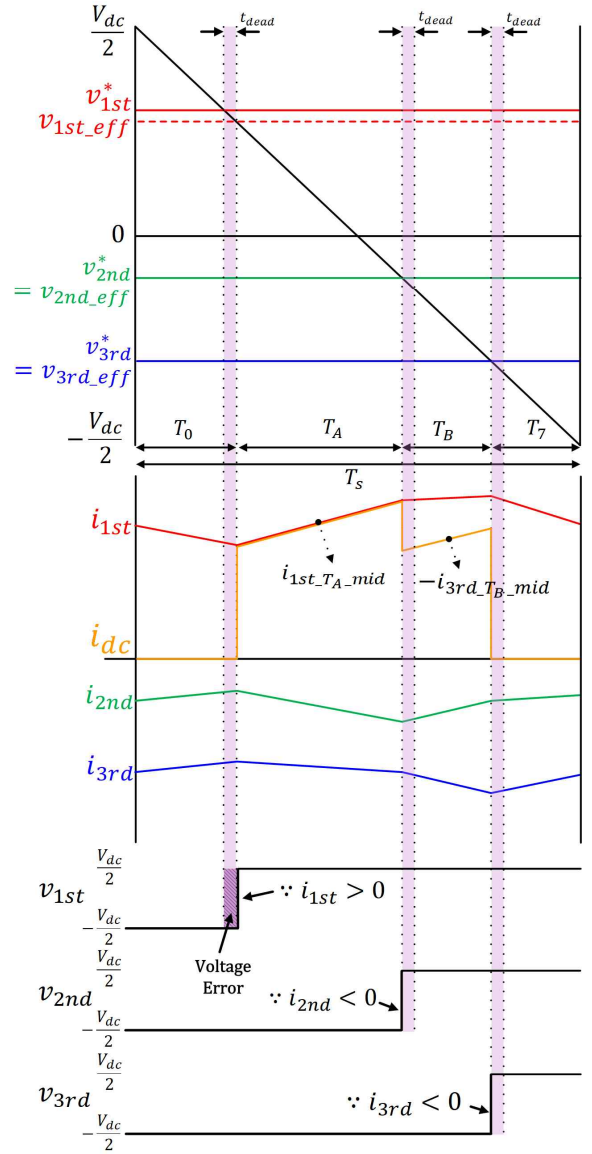


Fig. 5. Examples of pole voltage, phase current, and input current considering the dead time effect.

$$\langle i_{dc} \rangle = \frac{T_A}{T_s} (i_{1st\_T_A\_mid}) + \frac{T_B}{T_s} (-i_{3rd\_T_B\_mid}) \quad (16)$$

$$\begin{aligned} \langle P_{in} \rangle &= V_{dc} \langle i_{dc} \rangle \\ &= (v_{1st\_eff} - v_{2nd\_eff})(i_{1st\_T_A\_mid}) \\ &\quad + (v_{2nd\_eff} - v_{3rd\_eff})(-i_{3rd\_T_B\_mid}) \end{aligned} \quad (17)$$

여기서  $i_{1st\_T_A\_mid}$ 는  $T_A$ 의 중간 지점에서  $i_{1st}$ 이며  $i_{3rd\_T_B\_mid}$ 는  $T_B$ 의 중간 지점에서  $i_{3rd}$ 를 나타낸다. 이러한 유효백터의 중간 지점에서의 전류는 삼각파의 피크 점에서 샘플링한 상전류와 식 (11) 및 (12)로 표현된 영구자석 동기 전동기의 동기 좌표계 예측 전류 모델을 이용하여 얻을 수 있다.

본 논문에서는 On-sequence 변조 주기를 예시로 평균 입력전력 추정방법을 설명하였으나 Off-sequence 변조

TABLE II  
PMSM PARAMETERS

Parameters	Values
Rated power	1 kW
Rated torque	4.78 N·m
Rated speed	2000 r/min
Rated current	7.9 A
Number of Poles	8
$R_s$	0.28 ohm
$L_s$	7.5 mH
$\lambda_{PM}$	0.101 V/rad/s

주기에서도 데드 타임을 고려한 유효백터의 인가 시간 및 유효백터의 중간 지점에서 예측한 전류를 이용하면 On-sequence 변조 주기와 동일한 방법으로 평균 입력 전력을 추정할 수 있다.

#### 4. 시뮬레이션 결과

제안된 기법을 이용한 입력전력 추정 결과를 확인하고 제정수 오차가 입력전력 추정에 미치는 영향을 분석하기 위해 Matlab/Simulink를 이용하여 시뮬레이션을 수행하였다. 표 2는 시뮬레이션에 사용된 1kW PMSM의 사양을 나타낸다.

##### 4.1 제안된 기법을 이용한 입력전력 추정

그림 6은 0.5 p.u의 부하를 정격속도 2000r/min에서 운전 중 0.4초, 0.6초에 각각 1.0 p.u, 0.5 p.u의 스텝 부하 토크가 인가된 경우 입력전력 추정 시뮬레이션 결과를 보여준다. 제안된 기법을 이용하여 추정한 입력전력은 부하가 스텝으로 변동하여도 실제 입력전력의 평균 값을 바르게 추정하는 것을 알 수 있다. 반면에 입력전력을 계산하기 위해 일반적으로 사용되는 방식으로 d, q 축에서 전압지령과 측정전류를 곱하여 계산하는 경우 데드 타임으로 인한 전압오차 때문에 계산오차가 발생한다.

##### 4.2 제정수 오차가 입력전력 추정에 미치는 영향

유효백터의 중간 지점에서의 전류를 예측하기 위한 식 (11) 및 (12)에는 전동기의 제정수가 요구된다. 제정수 오차가 제안된 입력전력 추정 기법에 미치는 영향을 분석하기 위해 시뮬레이션을 진행하였으며 기존의 방식인 d, q축에서 전압방정식을 이용하여 계산된 전압에 측정전류를 곱하여 입력전력을 계산하는 방식과 비교하였다.

그림 7과 그림 8은 각각 정격속도의 10%에 해당하는 200r/min과 정격속도 2000r/min에서 정격토크를 출력 중 제정수 오차가 존재할 경우 추정된 입력전력을 나타

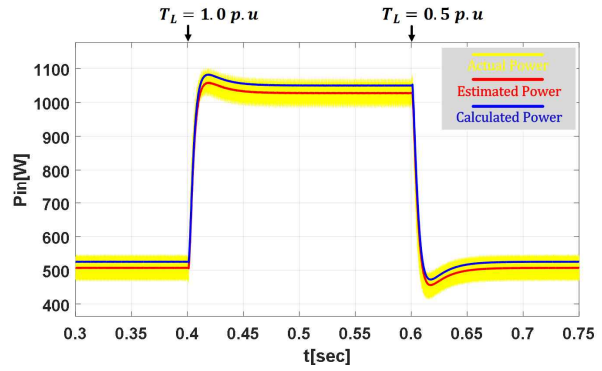


Fig. 6. Simulation result of input power estimation.

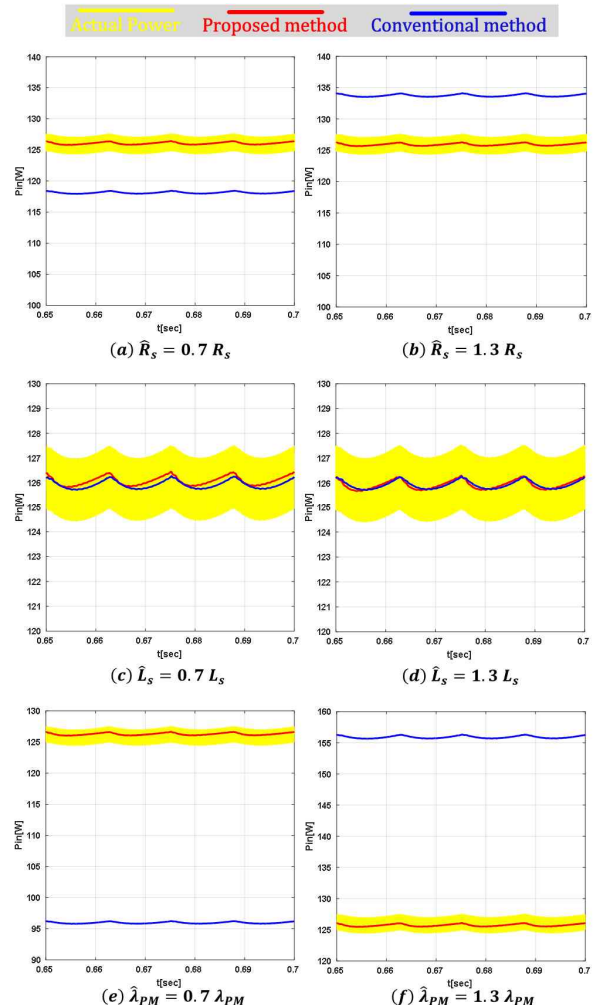


Fig. 7. Estimated input power when parameter error exists at 200r/min.

낸다. 기존의 방식의 경우 제정수 오차가 계산된 전압 오차에 직접 반영되며 이로 인한 입력전력의 계산오차가 다소 크게 나타나지만, 제안된 방식의 경우 제정수 오차는 식 (11) 및 (12)에서 우변의 두 번째 항에 해당하는 전류 변화량에 오차를 발생시키며 이는 전압 계산 오차와 비교하여 충분히 작은 값을 갖는다. 따라서 제안된 기법이 기존의 방식보다 제정수 오차에 강인하다.

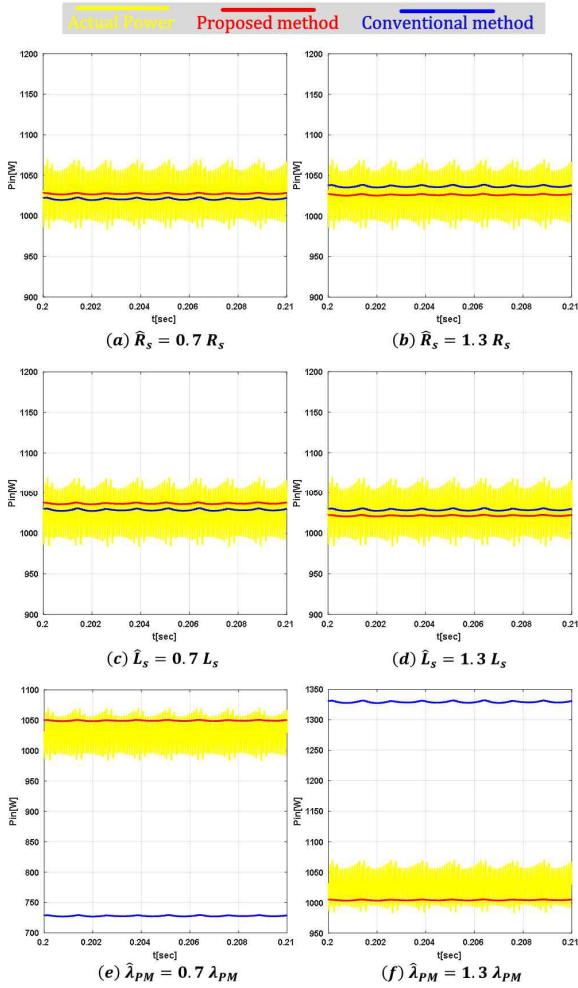


Fig. 8. Estimated input power when parameter error exists at 2000r/min.

### 5. 실험 결과

제안된 기법을 이용한 입력전력 추정 실험을 위해 그림 9와 같은 전동기 구동 시스템을 사용하였으며 실험에 사용된 1kW PMSM의 사양은 시뮬레이션에 사용된 전동기의 사양과 같다. 다양한 입력전력 상황에서 전력 추정 성능을 확인하기 위해 M/G (Motor/Generator) set를 이용하여 시험기에 대하여 속도 제어, 부하기에 대하여 토크 제어를 수행하였다.

입력전력 추정 알고리즘 수행을 위한 디지털 컨트롤러로는 TI(Texas Instruments)사의 TMS320F28335를 사용하였으며 인버터의 스위칭 주파수는 5kHz, 데드 타임은 2.2μsec, DC link 전압은 280V이다.

그림 10과 그림 11은 각각 정격속도의 10%에 해당하는 200r/min 및 정격속도 2000r/min으로 운전 시 측정된 입력전력  $P_{in\_meas}$  과 제안된 기법을 이용하여 추정된 입력전력  $P_{in\_est}$  의 비교 실험 결과를 보여준다. 다양한 구동 상황에서 추정된 입력전력은 큰 오차 없이 실제값을 잘 추정하는 것을 확인할 수 있다.

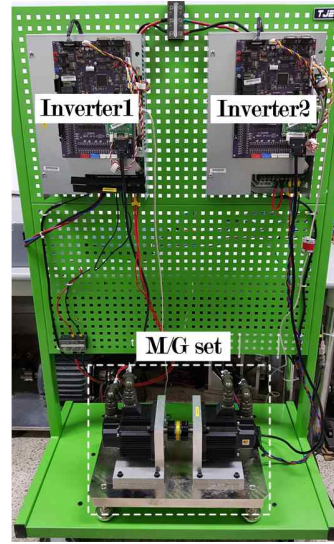


Fig. 9. 1kW PMSM drive system.

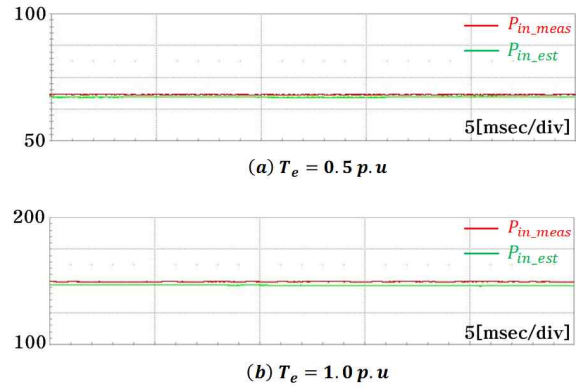


Fig. 10. Experimental results of input power estimation at 200r/min.

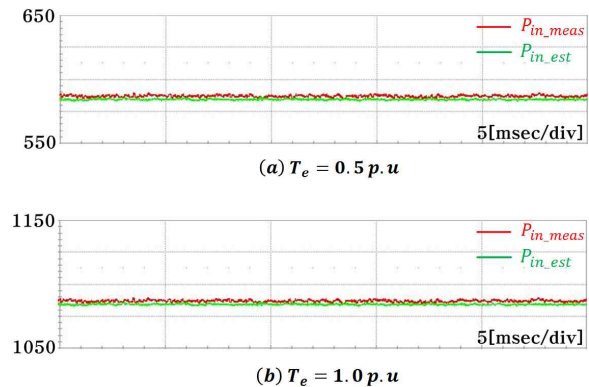


Fig. 11. Experimental results of input power estimation at 2000r/min.

### 6. 결론

본 논문에서는 교류 전동기의 고효율 운전을 위한 3상 인버터의 평균 입력전력 추정 기법을 제안하였다. 입력전류 센서를 사용하지 않고 전동기의 상전류 정보와

인버터의 스위칭 패턴을 이용하여 평균 입력전력을 추정하였으며, 데드 타임으로 인한 영향을 고려하여 좋은 추정 성능을 얻을 수 있었다. 또한, 제안된 기법은 기존의 입력전력 계산 방식보다 제정수 오차에 강인함을 시뮬레이션을 통해 확인하였다. 제안된 기법을 통해 추정된 입력전력 정보는 교류 전동기의 고효율 운전을 위하여 입력전력을 최소로 제어하는 기법 등에 활용될 수 있다. 1kW PMSM에 대한 시뮬레이션 및 실험을 통해 제안된 입력전력 추정 기법의 유효성을 확인하였다.

본 연구는 에너지기술평가원(에너지기술개발사업 산업기술혁신사업 : 과제번호 20183010140980)의 지원으로 수행되었습니다.

## References

- [1] S. H. Kim, *Electric motor control, DC AC and BLDC motors*, Elsevier Inc., Ch. 5, 2017.
- [2] N. Urasaki, T. Senjyu, and K. Uezato, "A novel calculation method for iron loss resistance suitable in modeling permanent-magnet synchronous motors," *IEEE Trans. Energy Conversion*, Vol. 18, No. 1, pp. 41-47, Mar. 2003.
- [3] S. Morimoto, Y. Tong, Y. Takeda, and T. Hirasa, "Loss minimization control of permanent magnet synchronous motor drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 41, No. 5, pp. 511-517, Oct. 1994.
- [4] F. F. Bernal, A. G. Cerrada, and R. Faure, "Model-based loss minimization for DC and AC vector-controlled motors including core saturation," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 36, No. 3, pp. 755-763, May/June. 2000.
- [5] J. Lee, K. Nam, S. Choi, and S. Kwon, "Loss-minimizing control of PMSM with the use of polynomial approximations," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 24, No. 4, pp. 1071-1081, Apr. 2009.
- [6] E. Chung, Y. Lee, and J. I. Ha, "Loss minimizing vector control of interior permanent magnet synchronous motor," *Transactions of Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 20, No. 4, pp. 330-336, Aug. 2015.
- [7] A. Balamurali, G. Feng, C. Lai, J. Tjong, and N. C. Kar, "Maximum efficiency control of PMSM drives considering system losses using gradient descent algorithm based on DC power measurement," *IEEE Trans. Energy Conversion*, Vol. 33, No. 4, pp. 2240-2249, Dec. 2018.
- [8] A. Ahmed, Y. Sozer, and M. Hamdan, "Maximum torque per ampere control for buried magnet PMSM based on DC-link power measurement," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 32, No. 2, pp. 1299-1311, Feb. 2017.
- [9] Y. Dote and S. Kinoshita, *Brushless servomotors fundamentals and applications*, Clarendon Press, Ch. 6, 1990.



### 김도현(金道顯)

1993년 3월 14일생. 2017년 강원대 전기전자공학과 졸업. 2017년~현재 동 대학원 BIT 의료융합학과 석·박통합과정.



### 김상훈(金相勳)

1964년 9월 11일생. 1987년 서울대 전기공학과 졸업. 1989년 동 대학원 졸업(석사). 1994년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1994년~1996년 대우중공업 철도차량 연구소 선임연구원. 1997년~현재 강원대 전기전자공학과 교수. 당 학회 협력이사.