

IPMSM 센서리스 제어를 위한 동기 PWM 펄스 수 전환 방법

길도영, 황세운, 김준석, 이준석
단국대학교

Smooth Pulse Number Transition Techniques of Synchronous PWM for IPMSM Sensorless Control

Do-Young Gil, Se-Woon Hwang, Joon-Seok Kim, June-Seok Lee
Dankook University

ABSTRACT

본 논문은 매입형 영구자석 동기전동기 센서리스 제어에 적용가능한 동기 PWM 펄스 수 전환 기법을 제안한다. 기존의 확장 역기전력 기반 센서리스 제어는 역기전력 관측기 입력에 사용되는 전류와 전압이 한 샘플링 이전의 추정각으로 변환되는 문제가 존재한다. 또한, 추정각은 각속도를 적분하여 생성되기 때문에 해당 시점에서의 제어주기를 고려하지 않으면 제어주기가 급변하는 펄스 수 전환 시점에서 원활한 전환을 이룰 수 없다. 따라서, 디지털 제어 구현 시 제어주기가 변동하는 동기 PWM 제어 특성을 고려한 센서리스 제어가 필요하다. 제안 기법은 펄스 수 전환 시점에서의 추정각 생성 제어주기에 대한 분석과 추정 전류와 전압의 동기 좌표계 변환 시점을 고려한 펄스 수 전환 기법을 포함한다. 본 논문의 타당성은 시뮬레이션 결과를 통해 검증한다.

1. 서론

매입형 영구자석 동기전동기(IPMSM, Interior Permanent Magnet Synchronous Motor)는 효율적인 백터제어를 위해 회전자 자속의 위치 정보가 필수적으로 요구된다. 일반적으로 위치 정보를 검출하기 위해 레졸버와 같은 위치 센서가 필요하다. 그러나 위치 센서는 시스템 전체의 부피와 가격을 증가시키며 센서에 결함이 발생할 경우 제어의 신뢰성이 저하되는 단점을 가진다. 따라서 이런 단점을 극복하기 위해 센서를 사용하지 않는 센서리스 기법들이 연구되고 있다. 센서리스 기법은 속도에 따라 적용 기법이 다양하며 고속에서는 확장 역기전력(EEMF, Extended EMF) 기반 센서리스 기법이 제어의 단순성 대비 추정 정확도가 높아 널리 이용되고 있다.

철도 추진 시스템 등의 대용량 시스템에서는 스위칭 주파수가 수백 Hz로 제한된다. 낮은 스위칭 주파수로 비동기 PWM 제어하는 경우, 고속 운전에서 낮은 주파수 변조 지수로 인한 출력 전압의 불평형 문제가 발생한다. 따라서 출력 전압 한 주기 내에 삼각 반송파 주기를 동기화하는 동기 PWM 기법이 이용된다. 동기 PWM에서 펄스 수 전환은 인버터의 스위칭 손실 저감과 제어주기 증가에 따른 연산 시간 확보 측면에서 필수적으로 요구된다.^[1] 확장 역기전력 기반 센서리스 제어에 동기 PWM 기법을 적용할 경우 펄스 수 전환 시 전압 벡터의 불연속으로 인해 순간적으로 과전류가 흐르는 문제점이 발생한다. 따라서 본 논문에서는 펄스 수 전환 시점의 제어주기를 고려한 추정각 계산

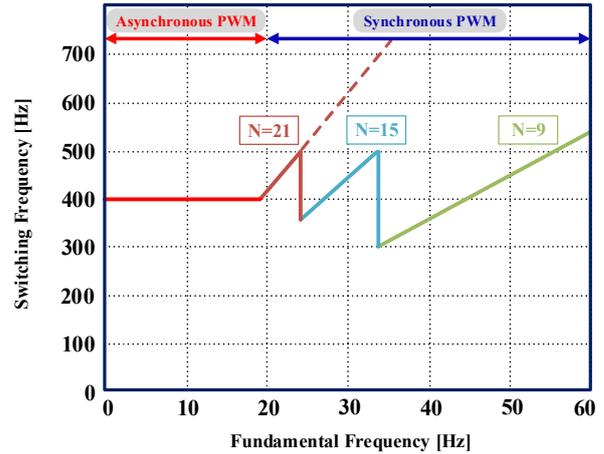


그림1 펄스 수에 따른 기본파 주파수와 스위칭 주파수의 관계
Fig.1 Relationship between fundamental frequency and switching frequency according to number of pulse

과정을 분석하고 역기전력 관측 기의 입력력향에 대한 시점을 분석하여 동기 좌표계 전류와 전압의 좌표 변환 시 시지연 보상을 적용하여 과전류를 방지하는 방법을 제안한다. 제안한 방법의 타당성은 PSIM 시뮬레이션 결과를 통해 검증한다.

2. 동기 PWM의 펄스 수 전환

2.1 동기 PWM의 스위칭 주파수

동기 PWM은 출력 전압 한 주기에 인버터 스위칭 펄스 수를 일정하게 고정하는 기법으로, 스위칭 주파수(f_{sw})를 펄스 수(N)와 출력 전압의 기본파 주파수(f_0)로 나타내면 식(1)과 같다.

$$f_{sw} = N \cdot f_0 \quad (1)$$

따라서 이를 기반으로 더블 샘플링 기반 동기 PWM 제어 시 제어주기(T_s)는 다음과 같이 식(2)로 계산될 수 있다.

$$T_s = \frac{1}{2 \cdot N \cdot f_0} = \frac{1}{2 \cdot f_{sw}} \quad (2)$$

여기서 펄스 수는 출력 전압 파형의 반파 및 1/4파 대칭을 위해 3의 배수 중 홀수로 선정하는 것이 바람직하다.

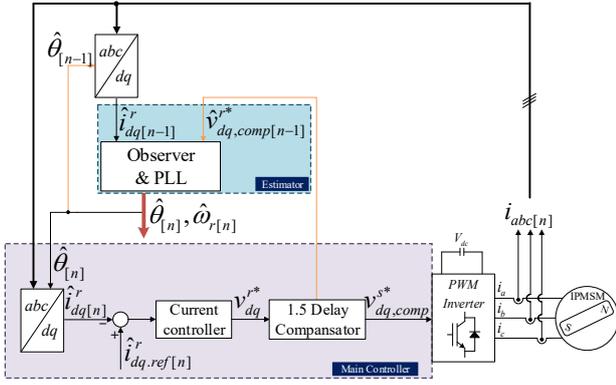


그림2 샘플링 시점에 따른 센서리스 제어 알고리즘
Fig.2 Sensorless control algorithm based on sampling timing

2.2 동기 PWM에서 펄스 수 전환의 필요성

그림 1은 펄스 수에 따른 출력 전압의 기본과 주파수와 인버터의 스위칭 주파수의 관계를 나타낸다. 비동기 PWM 영역에서는 스위칭 주파수가 400Hz로 유지되며 동기 PWM 영역으로 전환되면 펄스 수가 21펄스로 유지되는 스위칭 주파수가 계산된다. 따라서, 스위칭 주파수는 기본과 주파수의 증가에 따라 지속적으로 증가하는 양상을 보인다. 스위칭 주파수의 증가는 곧 인버터의 손실로 이어지기 때문에 펄스 수를 낮은 펄스 수로 전환하여 스위칭 주파수를 낮추는 것이 바람직하다. 결과적으로, 스위칭 주파수를 낮추면 인버터의 손실은 저감되며 제어주기가 증가하여 연산시간을 확보할 수 있다는 점에서 동기 PWM에서는 펄스 수 전환이 필요하다.

3. EEMF 기반 동기 PWM 펄스 수 전환

3.1 역기전력 관측기 입력 전류와 전압 샘플링 보상

EEMF 기반 센서리스는 IPMSM의 수학적 모델을 기반으로 위치와 속도를 추정하는 알고리즘이다. 최소 차수 관측기를 설계하여 확장 역기전력을 관측해 위치 오차항을 추정하고 PLL을 이용하여 위치 오차항이 0이 되도록 제어하는 속도와 위치를 추정한다.

그림 2는 EEMF 기반 센서리스 기법의 디지털 구현 시 제어 블록도를 나타낸다. 동기 좌표계 전류와 전압을 입력으로 이용하여 확장 역기전력을 관측하여 출력으로 위치와 속도를 추정한다. 이때, 관측기 입력의 좌표 변환에 사용되는 추정각은 PLL의 출력으로 계산되기 때문에 실시간으로 센싱 받아오는 3상 전류의 시점에 대하여 1샘플링 지연된 값이 된다. 1샘플링 지연된 추정각을 이용해서 위상이 급격하게 변하는 펄스 수 전환 시점에서 좌표 변환을 하게 되면 전압 벡터에 불연속이 발생하여 각추정이 제대로 이루어지지 않아 과전류가 흐르게 된다.

따라서 그림 2에서 주황색 화살표를 통해 관측기의 입력으로 들어오는 값은 모두 1샘플링의 시지연을 가진 항이기 때문에 아래의 식(3)과 같이 추정각에 대한 보상을 해야 한다.

$$\hat{\theta}_{comp[n]} = \hat{\theta}_{[n-1]} + \hat{\theta}_{Comp} = \hat{\theta}_{[n-1]} + \hat{\omega}_r \cdot T_{s[n-1]} \quad (3)$$

보상된 추정각을 이용하여 동기 좌표계 전압과 전류를 나타내면 다음과 같이 샘플링 지연 없이 표현될 수 있다.

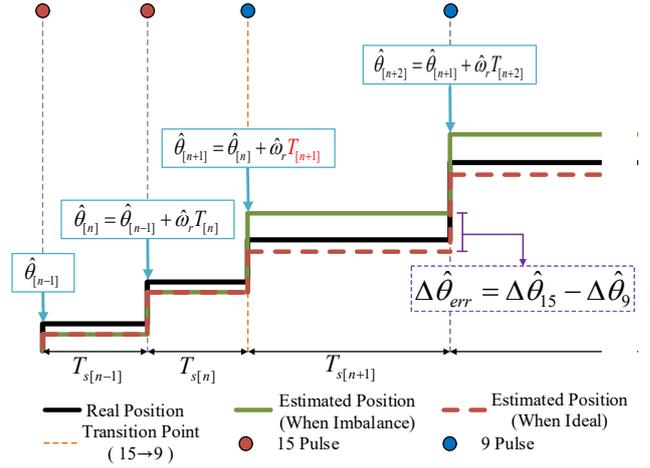


그림3 펄스 수 전환 시 위치 추정 알고리즘
Fig.3 Position estimation algorithm when pulse number transition

$$\begin{cases} \hat{i}_{d[n]}^r = i_d^s \cos(\hat{\theta}_{comp[n]}) + i_q^s \sin(\hat{\theta}_{comp[n]}) \\ \hat{i}_{q[n]}^r = -i_d^s \sin(\hat{\theta}_{comp[n]}) + i_q^s \cos(\hat{\theta}_{comp[n]}) \end{cases} \quad (4)$$

$$\begin{cases} \hat{v}_{d[n]}^{r*} = v_{d,comp[n-1]}^{s*} \cos(\hat{\theta}_{comp[n]}) + v_{q,comp[n-1]}^{s*} \sin(\hat{\theta}_{comp[n]}) \\ \hat{v}_{q[n]}^{r*} = -v_{d,comp[n-1]}^{s*} \sin(\hat{\theta}_{comp[n]}) + v_{q,comp[n-1]}^{s*} \cos(\hat{\theta}_{comp[n]}) \end{cases} \quad (5)$$

여기서 \hat{v}_{dq}^{s*} 는 삼각 반송파 기반 PWM 특징에 의해 발생하는 0.5샘플링 지연과 디지털 구현 시 샘플링으로부터 연산을 수행하고 출력하기까지 발생하는 1샘플링 지연을 보상해준 전압 지령이다. 동기 PWM기반 제어에서는 1.5샘플링 지연에 대해 아래의 수식을 이용해 전압 지령을 보상한다.

$$\begin{aligned} v_{dq,comp[n]}^{s*} &= K(\hat{\omega}_r T_{s[n-1]}) e^{j(1T_{s[n-1]} + 0.5T_{s[n-1]})\hat{\omega}_r} v_{dq}^{s*} \\ K(\hat{\omega}_r T_{s[n-1]}) &= \frac{2}{\hat{\omega}_r T_{s[n-1]}} \sin\left(\frac{\hat{\omega}_r T_{s[n-1]}}{2}\right) \end{aligned} \quad (6)$$

3.2 디지털 구현을 위한 EEMF 추정각 생성

그림 3과 같이 추정각은 PLL의 출력인 각속도를 적분하여 생성된다. 따라서, 펄스 수 전환 시점과 같이 주기가 급변하는 구간에서는 적분 계산에 이용되는 제어주기의 시점을 고려해야 정확한 각추정을 할 수 있다. 펄스 수 전환 시 현재 시점의 제어주기를 사용하면, 다음 샘플링의 추정각을 출력하게 되어 전압벡터가 불연속이 된다. 따라서 아래의 식 (6)과 같이 이전 시점의 주기를 이용해 추정각을 계산해야 펄스 수 전환 시 전압 벡터의 불연속 없이 센서리스 제어를 수행할 수 있다.

$$\hat{\theta}_{[n]} = \hat{\theta}_{[n-1]} + \hat{\omega}_{[n]} \cdot T_{s[n-1]} \quad (7)$$

4. 시뮬레이션 결과

IPMSM의 센서리스 기반 동기PWM 펄스 전환 시 추정 성능을 확인하기 위해 표 1의 파라미터와 PSIM를 사용하여 시뮬레이션을 진행하였고 비동기PWM에서 스위칭 주파수는 5kHz, 제어 주파수는 10kHz로 진행하였다.

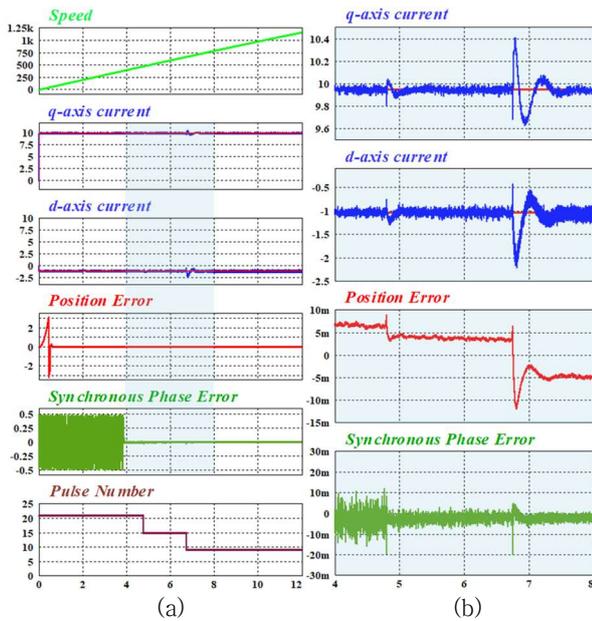


그림4 EEMF 센서리스 제어의 동기 PWM 펄스 수 전환 시 샘플링 보상 전 시뮬레이션

Fig.4 Pulse number transition simulation of synchronous PWM for IPMSM sensorless control before sampling compensation

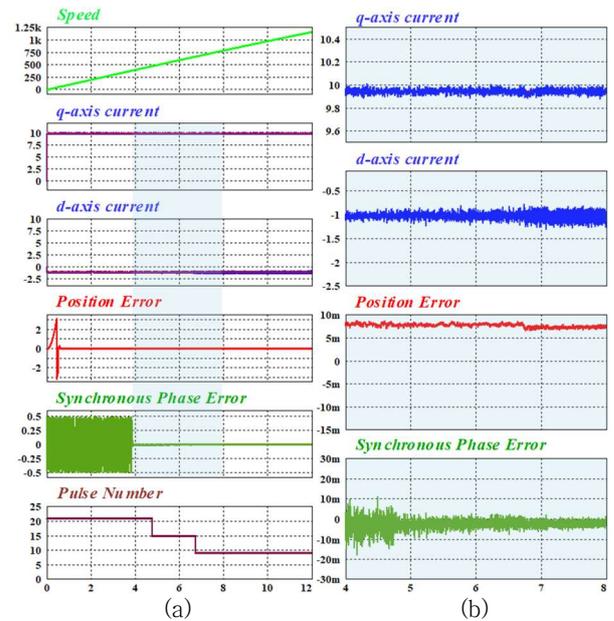


그림5 EEMF 센서리스 제어의 동기 PWM 펄스 수 전환 시 샘플링 보상 후 시뮬레이션

Fig.5 Pulse number transition simulation of synchronous PWM for IPMSM sensorless control after sampling compensation

표 1 PSIM 시뮬레이션에서 사용한 IPMSM 파라미터

Table 1 IPMSM parameters used in PSIM simulation

DC Link Voltage	400[V]	R_s	0.152[Ω]
Rated Power	11 [kW]	L_d	3.871[mH]
Rated Current	23.6 [Arms]	L_q	9.785[mH]
Rated Voltage	380 [V]	Pole	6
Rated Speed	1750 [rpm]	λ_f	0.56435

그림 4와 그림 5는 EEMF 기반 센서리스 제어의 동기 PWM 펄스 수 전환 시뮬레이션 파형을 나타낸다. 토크 제어로 1250rpm까지 속도를 증가시켜 센서리스 추정 성능을 검증하였다. 또한, 200rpm을 기점으로 역기전력이 작은 저속에서는 실제 각으로 제어하다 역기전력이 충분한 중고속 영역에서는 EEMF 기반 센서리스 제어를 진행하였다. 따라서, 200rpm 이전, 각오차 파형의 초반 부분은 역기전력이 작아 위치 추정이 어렵기 때문에 오차가 크게 발생한다.

그림 4(a)는 관측기 입력 전류와 전압에 대한 샘플링 보상이 없을 때 속도 증가에 따라 펄스 수가 전환되는 파형이다. 그림 4(b)는 그림 4(a)의 dq 축 전류, 각오차, 동기 위상 오차에 대한 확대 영역을 나타낸 파형이다. 펄스 수가 전환되는 시점에서 각오차가 발생하며 과전류가 발생하는 것을 확인할 수 있다.

그림 5(a)는 관측기 입력 전류와 전압에 대한 샘플링 보상이 있을 때 속도 증가에 따라 펄스 수가 전환되는 파형이다. 그림 5(b)는 그림 5(a)의 dq 축 전류, 각오차, 동기 위상 오차에 대한 확대 영역을 나타낸 파형이다. 샘플링 보상 후 펄스 수 전환 시점에서 각오차의 불연속 지점 없이 원활하게 전환되는 것을 확인할 수 있다.

5. 결론

본 논문에서는 동기 PWM 제어에 센서리스 제어를 적용할 경우 지속적으로 변하는 제어주기를 고려한 추정각 생성 과정을 분석하였다. 또한, 역기전력 관측기의 입력력 항에 대한 샘플링 시점을 분석하여 시지연 보상을 적용한 좌표변환 방법을 제안하였다. 따라서, 제안한 방법을 적용하면 펄스 수 전환 시 생기는 추정각의 불연속 문제를 해소하여 과전류가 발생하는 문제점을 해결하였다. 제안하는 방법에 대한 타당성은 PSIM 시뮬레이션을 이용하여 검증했다.

이 논문은 2023년도 정부(산업통상자원부)의 재원으로 한국산업기술진흥원(KIAT)의 지원을 받아 수행된 연구임 (P0017120, 2023년 산업혁신인재성장지원사업)

참고 문헌

- [1] S. Morimoto, K. Kawamoto, M. Sanada and Y. Takeda, "Sensorless control strategy for salient-pole PMSM based on extended EMF in rotating reference frame," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 38, no. 4, pp. 1054-1061, July-Aug. 2002.
- [2] J. -S. Kim, D. -H. Kim, J. -H. Lee and J. -S. Lee, "Smooth Pulse Number Transition Strategy Considering Time Delay in Synchronized SVPWM," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 38, no. 2, pp. 2252-2261, Feb. 2023.