

PLL Control Scheme for Robust Driving of SRM Drive

吳錫奎* · 鄭泰旭** · 朴漢雄*** · 安珍雨§ · 黃煥文§§

(Seok-Gyu Oh · Tae-Uk Jung · Han-Wong Park · Jin-Woo Ahn · Young-Moon Hwang)

Abstract - The switched reluctance motor (SRM) would have torque ripple if not operated with an MMF waveform specified for switching angle and phase voltage. This paper describes the robustic control scheme that permits the phase torque to be flat by PLL(Phase Locked Loop) controller. In this control scheme, the locked phase signal of PLL controls the switching dwell angle and it's loop filter signal controls the switching voltage adaptively. Experimental results show that stable dynamic performance is obtained for torque and speed together with low torque ripple on the operation of variable loads.

Key Words : switched reluctance motor, PLL(Phase Locked Loop), locked phase signal, loop filter signal, torque ripple

1. 서 론

최근에 전력용 반도체의 개발과 공장자동화 추세에 따라 다기능, 가변속 제어의 성능을 가진 새로운 형태의 전동기들이 개발되고 있다. 그 중에는 영구자속형 브러시리스 직류전동기(Permanent Magnet Brushless DC Motor), 동기 릴럭턴스 전동기(Synchronous Reluctance Motor), 스위치드 릴럭턴스 전동기(Switched Reluctance Motor, SRM)등이 있다.

특히 SRM은 자기구조의 단순함, 견고함, 높은 효율, 고속운전능력, 그리고 간단한 전력제어장치 등의 장점으로 가변속 전동기구로서 그 적용분야를 확대해가고 있다[1]. 그러나 SRM이 극복하여야 하는 단점으로는 다른 전동기구보다 높은 토크 맥동, 진동, 소음 등이 있다. 이 중 토크 맥동은 SRM의 안정화 운전에 장애가 되고 있다.

토크 맥동을 줄이기 위해 기전력 전류를 토크 발생구간에서 일정하도록 하는 제어가 사용되었다. 그러나 자기회로의 포화로 인하여 토크 발생구간에서 인덕턴스 기울기가 고정자와 회전자가 중첩이 진행될수록 비선형적으로 작아지게 된다. 따라서 토크 발생구간에서 크기가 일정한 전류를 흘린다 하더라도 인덕턴스 기울기의 변화에 따라 발생토크도 변화하게 되어 토크 맥동이 발생되는 원인이 된다. 따라서 평활한 토크 발생을 위해서는

기자력 전류를 적절히 가변하여야 한다.

토크 맥동을 저감하는 방법으로는 대표적으로 정밀제어기법을 도입하는 방식[2], 전류원 인버터를 이용하여 기자력전류를 직접 제어하는 방식[3], 그리고 스위치 오프시의 스위칭패턴을 변화하는 방식[4] 등이 있다.

상전류 파형의 크기와 형상은 1) 선행 스위칭각(advance angle)에 의해 제어되는 초기의 전류 2) 인가전압 3) 속도 역기전력 4) 가변 인덕턴스를 포함한 임피던스에 따라 결정되어진다. 1), 2)는 스위칭 인버터에 의해 제어되는 반면에 나머지는 운전조건에 의해 정해진다. 따라서 선행 스위칭각과 인가전압은 안정화 운전을 위해 운전조건에 따라 적절히 제어되어야 한다.

본 논문에서는 순시토크의 평활화와 순시속도변동의 억제하여 SRM 드라이브 시스템의 운전안정도를 향상시키기 위하여 선행 스위칭각과 인가전압을 동시에 제어할 수 있는 PLL(Phase Locked Loop)제어[5]방식을 채택하였다. PLL제어에 의하여 초기 기자력전류는 위상검출기(phase detector)로, 그리고 인가전압은 루프필터(loop filter)로 제어하여 각각의 전동기 운전조건에서 토크 맥동이 최소화 되도록 제어하였으며, 제어시스템을 구성하여 실험적 해석을 통하여 제안한 제어방식의 타당성을 입증하였다.

2. SRM의 안정화 운전

2.1 SRM의 동작특성

SRM 드라이브에서의 동작특성은 주로 전류도통각과 인가전압의 조정제어로 행하여진다. 그 중 전류도통각의 조정은 부하의 속도-토크특성에 맞게 미리 설정한 알고리즘에 의하여 일정 도통각 제어방식, 가변 도통각 제어방식, 일정 토크각 제어방식[6] 등으로 행한다. 이러한 방식에서는 부하의 변화에 대하여 제어기의 연산에 의하여 주로 기자력 전류의 크

* 正 會 員 : 晉州産業大 産業自動化工學科 專任講師 · 工博

** 正 會 員 : LG電子 先任研究員 · 工博

*** 正 會 員 : 海軍士官學校 電氣工學科 助教授 · 工博

§ 正 會 員 : 慶星大 電氣電子 · 컴퓨터工學部 副教授 · 工博

§§ 正 會 員 : 釜山大 電氣工學科 教授 · 工博

接受日字 : 1999年 3月 16日

最終完了 : 1999年 7月 26日

기와 파형의 변화로 대응한다.

SRM 드라이브에는 비선형적인 특성이 강하고 전류파형이 많이 변함으로 제어기가 부하의 변화에 대응하기가 어렵다. 그러므로 속도변동이 나타나고 토크 맥동을 유발하여 안정된 운전을 하지 못하게 된다. 이러한 불안정한 운전은 다시 인가전압 제어 등의 별도의 보완 제어 방식이 채택하는 운전 제어 방식이 제기되고 있다.

SRM의 전압방정식과 토크식은 다음과 같다.

$$v(\theta) = \left[R + \frac{dL(\theta)}{d\theta} \omega \right] \cdot i(\theta) + L(\theta) \frac{di(\theta)}{d\theta} \omega \quad (1)$$

$$T(\theta) = \frac{1}{2} i(\theta)^2 \frac{dL(\theta)}{d\theta} \quad (2)$$

여기서 R은 상저항, ω 는 각속도, 그리고 $i(\theta)$ 와 $L(\theta)$ 은 회전자 위치각 θ 에서의 고정자 상권선의 전류와 자기 인덕턴스 값을 각각 나타내고 있다.

SRM 드라이브에서의 토크발생은 식 (2)와 같기 때문에 가변 인덕턴스의 선형성이 안정한 운전에 필수적인 조건이다. 그러나, SRM의 토크발생이 대부분 자기회로의 포화영역에서 이루어지므로 이러한 포화현상으로 인하여 가변 인덕턴스가 심한 비선형성을 갖게 되며 이로 인해 기자력 전류의 파형은 각 운전조건에서 다양하게 변하게 되어 토크맥동 및 속도변동을 가져오게 된다. 인덕턴스가 비선형적으로 변화하기 때문에 전형적인 SRM에서 일정한 전류를 흘리더라도 평활한 토크를 얻을 수 없다.

우선, 가변 인덕턴스를 해석하기 위하여 먼저 $L(\theta)$ 를 각 전류와 회전자 위치각에 대하여 실측하고, 이를 그림 1에서 보는 바와 같은 신경회로망기법으로 모델링화한 후 $dL(\theta)/d\theta$ 를 산정한다.

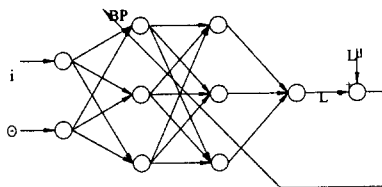


그림 1 인덕턴스 학습을 위한 블록선도
Fig. 1 Block diagram to learn inductance

그림 2에서 보는 바와 같이 기자력전류 및 회전자 위치각에 대하여 비선형적으로 변화함으로 일정한 전류조건에서도 토크맥동과 속도변동을 갖는다. 여기서 기준 회전자 위치각 θ_0 는 토크발생구간의 초기치로 한다.

이를 토대로 하여 다음과 같은 식(3)에서 평활 토크를 확립하기 위한 기자력 전류 및 인가전압을 산정하면 그림 3과 같다. 여기서 식(3)은 식(1)과 식(2)에서 $\tau(\theta) =$ 일정한 때의 전압방정식이다.

$$\frac{v(\theta)}{\omega} = \frac{R \cdot i(\theta)}{\omega} + L(\theta) \cdot \frac{di(\theta)}{d\theta} + \sqrt{2 \tau_{const}} \cdot \sqrt{\frac{dL(\theta)}{d\theta}} \quad (3)$$

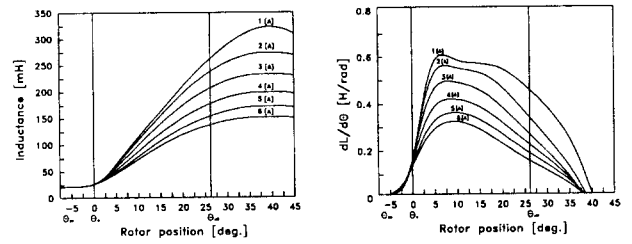
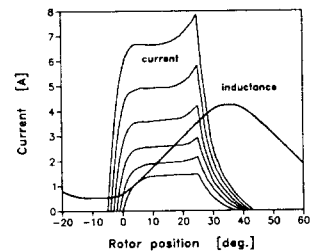


그림 2 인덕턴스 프로파일과 인덕턴스 기울기
Fig. 2 Inductance profile and inductance gradient

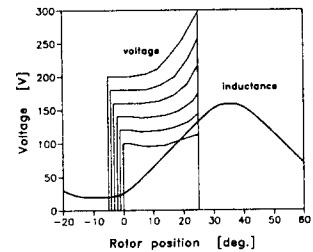
그리고 초기 확립구간 ($\theta_{on} - \theta_0$)에서의 전류 방정식은 식(4)와 같이 선행스위칭각 $\overline{\theta_{AD}}$ 과 인가전압 $v(\theta)$ 의 함수로 된다[7].

$$i(\theta) = \frac{v(\theta)}{L_{min} \cdot \omega} \overline{\theta_{AD}} \quad (4)$$

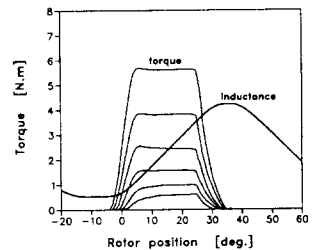
여기서 L_{min} 은 최소인덕턴스이다.



(a) 전류 파형



(b) 인가전압 파형



(c) 토크 파형

그림 3 평활한 토크발생을 위한 인가전압과 전류 파형
(a) 전류 파형 (b) 인가전압 파형 (c) 토크 파형
Fig. 3 Input voltage and current waveforms to generate flat torque
(a) current waveform (b) input voltage waveform (c) torque waveform

해석 결과, 그림 3(a)에서 보는 바와 같이 적정 전류는 주로 포화가 많이 발생하는 최대인덕턴스에 가까워질수록 또한 전류의 크기가 커질수록 변화가 많아지는 것을 볼 수 있다. 그러므로 토크맥동을 저감하기 위해서는 전류파형은 평활한 전류보다는 램프(ramp)형의 전류파형이 유리하다. 동시에 그림 3(b)에서 보는 바와 같이 토크 발생구간에서의 순시 인가전압도 램프형 파형이 필요하다.

2.2 전력각 제어에 의한 선행스위칭각 조정

전압원 스위칭 인버터에서 적정 전류파형은 인가전압의 제어와 최소인덕턴스 구간에서의 선행스위칭각 제어로 형성된다. 선행스위칭각의 조정은 회전자의 위치검출기에 의하여 검출된 위치신호를 이용하여 제어알고리즘에 의하여 조정 제어한다. 따라서 제어알고리즘이 복잡하고 순시부하토크에 대한 속응성에 취약성을 갖고 있다.

본 연구에서는 속응성의 취약성에 대하여는 동기기의 전력각 제어(Power angle control)의 개념을 도입하여 개선하였다. 즉, 그림 4에서와 같이 부하의 변화에 따른 회전자의 속도변화로 인한 토크각의 변화로써 선행스위칭각이 직접 그리고 순시적으로 조정되도록 하였다[8].

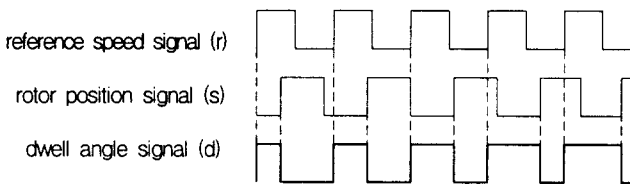


그림 4 부하의 변화에 따른 도통각의 변화
Fig. 4 Dwell angle signal versus load variation

그림 4(s)는 회전자 회전위치의 펄스신호로 스위칭 인버터에서 상스위치 오프신호로서 동작하기 때문에 회전자 속도의 변동에 따라 전류도통각을 직접 제어하는 역할을 하고 있다. 그림 4(d)는 부하가 증가하였을 때 기준 속도신호와 회전자의 회전위치신호의 상차각에 의하여 전류도통각의 동적 응답 변화를 보여주고 있다. 이 때 전류도통각의 제어는 토크각은 전류소호 회전위치각이 고정되어 있기 때문에 토크각이 일정하여 실질적으로 선행스위칭각의 제어에 해당한다. 그리하여 부하가 증가하여 전류도통각이 커지면 선행스위칭각이 커지고, 선행스위칭각이 커지면 초기전류 확립의 값이 커져서 토크의 값이 커진다. 선행스위칭각에 대한 초기전류 확립의 값의 크기는 비례관계를 갖는다.

운전안정화를 위해서는 선행스위칭각의 제어와 순시전압 보상제어를 동시에 행하여야 하며, 이를 구현하기 위한 제어 방식에 요구되어진다.

3. PLL 제어에 의한 구동

SRM 드라이브의 속도-토크 특성의 조정은 선행스위칭각의 조정과 인가전압의 조정으로 이루어지는데, 본 연구에서는 도통각제어로 선행스위칭각을 부하에 적용하도록

제어하며 순시인가전압 조정은 선행스위칭각과 상관관계를 가지고 조정한다. 이러한 동작 기능은 PLL제어방식의 동작 기능과 유사하다. 그리하여 SRM 드라이브의 운전안정화의 대책으로 PLL 제어 기능을 적용하고자 한다.

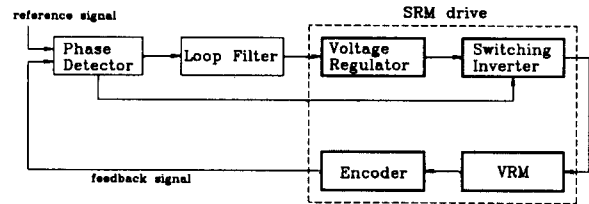


그림 5 SRM 드라이브에서의 PLL제어 기능의 구성도
Fig. 5 Block diagram of the phase locked loop in SRM drive

PLL 제어방식을 SRM 드라이브에 적용시킨 구성도를 그림 5에서 제시하고 있다. SRM 드라이브에서의 부하 증감에 대한 선행스위칭각의 조정은 PLL제어루프의 위상검출기의 출력신호로 제어하도록 하고, 이러한 출력신호에 비례하는 루프필터의 출력신호로 SRM 드라이브의 순시인가전압제어를 하도록 한다.

3.1 PLL제어의 위상검출기와 루프필터의 동작

PLL제어기에서의 위상검출과 루프필터의 동작과정은 그림 6에서와 같다.

위상검출기의 동작은 정상적인 운전상태에서 주파수가 같은 기준속도신호와 회전자 위치센서의 속도 신호에서 그림 6과 같이 위상차에 해당하는 만큼의 펄스폭을 가진 신호를 출력하고 있다. 이 때 부하가 증가하게 되면 회전자 위치센서의 출력신호가 조금씩 지연되어 두 신호의 위상차가 커지며 이에 따라 위상검출기의 출력신호의 펄스폭이 점점 커지는 동작을 하게 된다.

일반적인 PLL 제어방식에서는 이러한 위상검출기의 기본적인 동작과정은 단지 루프필터를 거쳐 전압조정기의 제어신호를 발생시키는 의미를 가지고 있다. 그러나 이러한 위상검출기의 위상차가 가변되는 동작은 그림 3의 동적 전류도통각 제어에서의 동작과 같아서 이를 활용하고자 한다.

이러한 동작과정으로 PLL제어방식을 SRM 드라이브의 제어방식으로 채택함으로써 앞서 제안한 동적 전류도통각제어

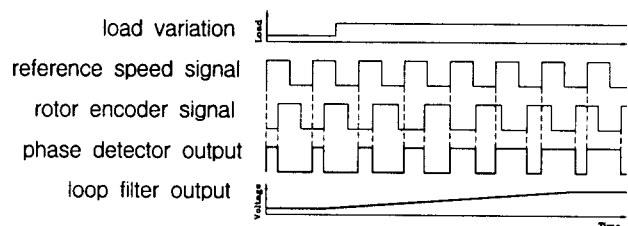


그림 6 부하의 변화에 따른 위상검출기와 루프필터의 동작
Fig. 6 Operating of phase detector and loop filter as load variation

의 우수한 성능과 본래의 PLL방식의 특징인 순시 전압제어의 장점으로 전동시스템의 안정운전성능을 향상시킬 수 있게 되었다. 여기서 PLL제어방식에서의 위상검출과 루프필터의 보상전압출력과와의 상관관계를 적절히 설정하는 것이 중요한 과제이다.

3.2 SRM 드라이브에서 루프필터의 동작특성

루프필터의 동작은 그림 5에서와 같이 부하가 증가하여 위상검출기의 위상차가 커짐에 비례하여 루프필터의 출력신호도 증가한다. 이 때 루프필터의 출력 v_{LF} 은 식 (5)와 같은 관계를 가지고 있다.

$$v_{LF} = k_{LF} (\theta_{off} - \theta_{on}) \tag{5}$$

와 같다. 여기서 k_{LF} 은 위상차에 대한 루프필터의 평균 증폭도이며 이 때에도 PI제어특성은 갖추어져 있어 강인한 전압제어성능을 내포하고 있다. 그리고 θ_{on} 은 기준속도신호의 위상각이고 θ_{off} 는 회전자위치센서의 출력신호중의 소호 위상각을 각각 나타내고 있다.

SRM 드라이브는 인덕턴스가 상승하기 시작하는 회전자 위치각 이전에 즉 최소인덕턴스 구간에서 스위치-온 하여 초기 확립전류를 제어하고 있다.

따라서 PLL 제어에서 루프필터의 출력신호의 증폭도는 선행스위칭각에 비례하도록 결정되어야 한다. 실제 루프필터의 출력신호에 의한 전압조정기의 제어신호로 입력되는 전압 제어신호 v_{LF} 는

$$v_{LF} = k_{LF} \cdot \overline{\theta_{ad}} + V_T \tag{6}$$

와 같다. 따라서 전압조정기의 제어신호는 선행스위칭각에 대한 증폭도와 선행스위칭각이 0° 일 때의 전압에 의해 결정된다. 그림 7은 식 (6)의 관계를 도식화한 것이다.

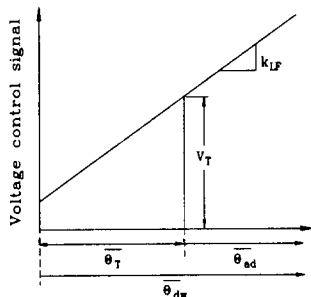


그림 7 가변전압조정을 위한 선행스위칭각과 전압조정기의 제어신호와의 관계

Fig. 7 Relation of advance angle and control signal of voltage regulator to regulate applied voltage

4. 실험결과 및 고찰

실험에는 6/4극의 SRM, 클래식 인버터, 전압조정기로써 벽 컨버터가 사용되었고 이 때 감자구간에서의 토크맥동은 고려하지 않았다.

PLL제어방식에 의한 SRM 드라이브 시스템의 구성은 그림 8에서 보는 바와 같이 부하에 탄력적으로 대응하여 기자력전류의 도통각을 제어하는 전류도통각 제어루프와 인가전압을 제어하는 순시전압 제어루프가 결합되어 있다.

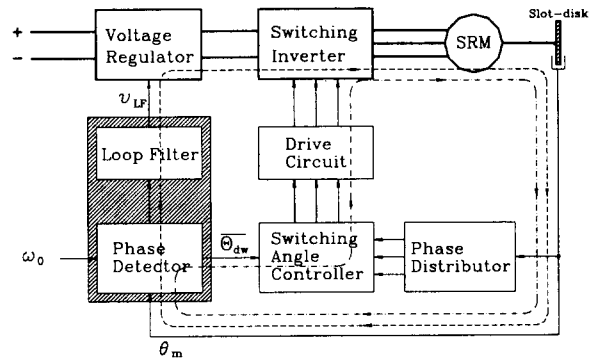


그림 8 PLL제어에 의한 SRM 드라이브의 구성도
Fig. 8 Schematic diagram of SRM drive by PLL control

도통각 제어루프는 SRM, 회전자 위치센서, 위상검출기, 스위칭각 제어기, 구동회로, 그리고 스위칭 인버터로 구성되어 있으며 동적인 전류도통각을 제어한다. PLL제어루프는 SRM, 회전자 위치센서, 위상검출기, 루프필터, 전압조정기, 그리고 스위칭 인버터로 구성되어 있다.

4.1 PLL제어에 의한 토크 특성

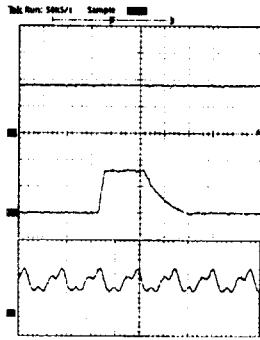
일정전압에서의 평활전류를 상권선에 흘렸을 때의 토크 특성을 그림 9(a)에서 보여주고 있다. 그러나 전류는 평활하지만 토크 발생구간에서의 포화 때문에 토크 맥동이 발생하고 있다.

PLL를 사용한 본 제어시스템을 적용하였을 때의 특성을 그림 9(b), (c)에서 보여주고 있다. 그림 9(b)의 전류파형은 PLL제어방식을 이용하여 형성한 것이다. 비록 이 전류파형이 시뮬레이션한 그림 3의 전류와 완전히 일치하지는 않지만 토크 맥동은 많이 줄어들었음을 알 수 있다. 그리고 그림 9(c)는 부하를 증가하였을 때의 특성을 보여주고 있다. 기자력 전류가 그림 3에서 해석한 것과 같이 램프형 전류파형을 가질 때 토크 맥동이 줄어든다.

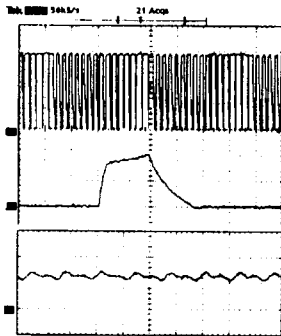
나머지 토크 맥동분은 도통각제어의 중첩과 고정자극과 회전자극의 적정설계에 의해 줄일 수 있다.

4.2 가속상태(기동시 포함)에서의 동특성

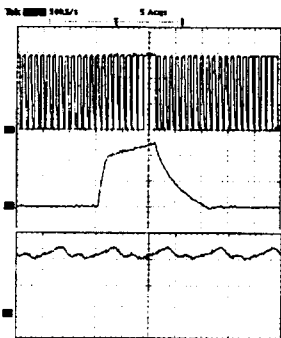
기동시 및 가속시의 동특성을 살펴보기 위하여 10 [kg.cm] 부하조건에서 정지상태에서 1,000 [rpm]로 가속시킨 결과 그림 10과 같은 동특성을 보여 주고 있다.



(a) 평활전류 파형(부하 토크 7 [kg.cm])



(b) PLL제어에 의한 전류 파형(부하토크 7[kg.cm])



(c) PLL제어에 의한 전류 파형(부하토크 15[kg.cm])

그림 9 전류파형에 따른 토크 특성(위그림 ; 인가전압[100V/div.], 중간그림 ; 상전류[2A/div.], 아래그림 ; 토크[6kg.cm/div.])

- (a) 평활전류 파형(부하토크 15[kg.cm])
- (b) PLL제어에 의한 전류 파형(부하토크 7[kg.cm])
- (c) PLL제어에 의한 전류 파형(부하토크 15[kg.cm])

Fig. 9 Torque characteristics according to current waveform (upper ; voltage[100V/div.], middle ; current[2A/div.], lower : torque[6kg.cm/div.])

- (a) flat current waveform(load 7[kg.cm])
- (b) current waveform by PLL control(load 7[kg.cm])
- (c) current waveform by PLL control(load torque 15[kg.cm])

기동시에 전동기는 토크를 가속시키기 위하여 최대 도통각과 인가전압으로 제어되고 있으며 정상속도에 동기되면 도통각과 인가전압이 안정한 부하에서 운전한다. 이 때 전류는 램프형 파형을 갖게 되어 앞서 해석한 결과에 부합되고

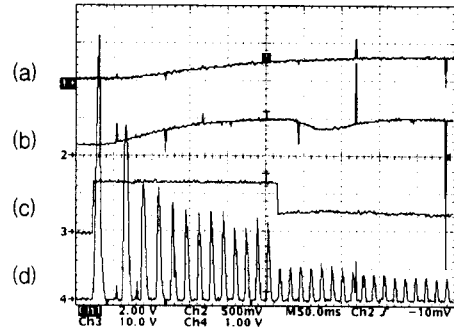


그림 10 기동 가속운전시의 동특성 (0 에서 1,000 [rpm])

- (a) 속도 (b) 토크 (c) 루프필터출력 (d) 전류

Fig. 10 Dynamic performance at starting (0 to 1,000 [rpm])

- (a) speed (1,000 rpm/div.), (b) torque (10 kg.cm/div.)
- (c) loop filter output (d) current waveform (3 A/div)

있다. 본 실험에서와 같이 정격속도의 50 % 속도범위의 제어를 하였을때도 유연한 동특성을 갖고 있으며, 과도상태에서 다소 과도한 전류의 변화를 보이고는 있으나 이는 SRM 드라이브의 고유의 신뢰성과 본 PLL제어의 강인한 특성에 기인한다고 판단된다.

4.3 가변부하에서의 동특성

그림 11은 1,000 [rpm] 에서 부하토크를 1.0 [kg.cm] 에서 20.0 [kg.cm]로 가변하였을 때의 동특성을 보여주고 있다.

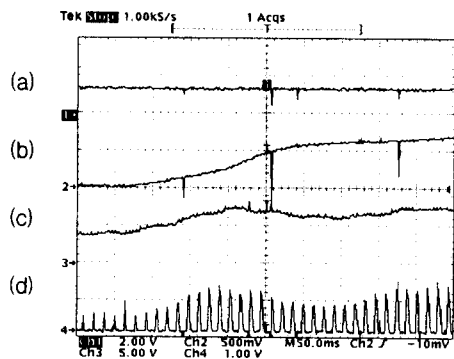


그림 11 정속도(1,000 [rpm]), 가변부하(1.0 에서 20.0 [kg.cm])에서의 동특성

- (a) 속도, (b) 토크, (c) 루프필터출력, (d) 전류

Fig. 11 Dynamic performance as load torque variation (1.0 to 20.0 [kg.cm]) at constant speed (1,000 [rpm])

- (a) speed, (b) torque, (c) loop filter output, (d) current waveform

SRM 드라이브는 부하토크가 가변함에도 불구하고 부하토크에 맞도록 도통각과 인가전압이 적절히 조절되어 속도변화가 거의 없는 안정된 운전특성을 보여주고 있다. 그림 11에서 부하가 변동하는 과도상태에서는 선행스위칭각이 순간적으로 넓어지게 되고 전류의 크기가 커지며 선행스위칭각이

커짐에 따라 루프필터의 출력신호가 커지게 되어 인가전압이 증가됨을 보여 주고 있다. 따라서 전류는 부하토크의 증가분만큼 커지나 전류파형은 처음 상태와 유사한 안정된 파형으로 유지하고 있다.

5. 결 론

SRM의 운전안정화를 위해서는 선행스위칭각의 제어와 순시전압 보상제어를 동시에 행하여야 하며, 이를 구현하기 위하여 본 논문에서는 위상각제어기능과 순시전압보상제어기능을 동시에 속응성 있게 제어하는 PLL제어를 적용하였다. 이때 PLL제어에서 위상검출기의 기능은 선행스위칭각 제어에, 루프필터의 출력전압 제어기능은 순시전압보상제어에 각각 활용하는 SRM드라이브의 안정운전기법을 도출하였다.

그리고 선행스위칭각과 인가전압의 상관관계는 신경회로망을 이용한 시뮬레이션을 통하여 토크발생구간에서의 토크맥동을 저감하는 전류 전압조건을 만족하도록 설정하였으며, 제어시스템을 구성하여 실험적 해석을 통하여 제안한 제어방식의 타당성을 입증하였다.

참 고 문 헌

- [1] Hassan Moghbelli, G.E. Adams and R.G. Hoft, "Performance of a 10-Hp Switched Reluctance Motor and Comparison with Induction Motors," IEEE Trans. on IA, Vol.27, No.3, pp.531-538, May/June 1991
- [2] P.C. Kjaer, J.J. Gribble and T.J.E. Miller, "High-Grade Control of Switched Reluctance Machine," Proc. of IAS annual meeting '96. vol.1 pp.92-100, Oct. 6-10 1996.
- [3] I. Husain and M. Ehsani, "Torque Ripple Minimization in Switched Reluctance Motor Drives by PWM Current Control," IEEE Trans. on PE, Vol.11, No.1, pp. 83-88, Jan. 1996.
- [4] C.Y.Wu and C.Pollock, "Analysis and Reduction of Vibration and Acoustic Noise in the Switched Reluctance Drive", IEEE Trans. on IA, Vol.31, No.1, pp.91-98, 1995.
- [5] A.W.Moore, "Phase-locked Loops for motor speed control," IEEE Spectrum, Vol.10, pp.61-67, Apr. 1973.
- [6] 황영문, 공관식, "SRM의 고효율 구동을 위한 가변 스위칭각도 조정방식에 관한 연구", 대한전기학회 논문지 Vol.44, No.1, pp.25-33, 1995.1
- [7] B.K. Bose, T.J.E. Miller, P.M. Szczesny, and W.H. Bicknell, "Microcomputer Control of Switched Reluctance Motor", IEEE Trans. on IA, Vol.22, No.4, pp.708-715, Jul./Aug. 1986.
- [8] S.G. Oh, J.W. Ahn and Y.M. Hwang, "A Novel Control Scheme for Low Cost SRM Drive, Proc. of ISIE '95, thens, vol.1, pp. 279-283, July 10-14, 1995.

저 자 소 개

오 석 규 (吳錫奎)

전기학회논문지 제48B권 제6호 참조
Tel : (0591) 751-3385
E-mail : sgoh@cjcc.chinju.ac.kr



정 태 옥 (鄭泰旭)

1970년 5월 10일생. 1993년 부산대 공대 전기공학과 졸업. 1995년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1999년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1996년~현재 LG전자 홈어플라이언스 사업본부연구소 선임연구원

Tel : (0551) 260-3831
E-mail : tujung@changwon.lge.co.kr

박 한 응 (朴漢雄)

전기학회논문지 제48B권 제8호 참조
Tel : (0553) 549-7072
E-mail : hawpark@daum.net



안 진 우 (安珍雨)

1958년 5월 26일생. 1984년 부산대 공대 전기공학과 졸업. 1992년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1998-1999년 Univ. of Winsconsin-Madison 방문교수. 현재 경성대 전기전자 컴퓨터공학부 부교수.

Tel : (051) 620-4773
E-mail : jwahn@star.kyungsung.ac.kr

황 영 문 (黃煥文)

전기학회논문지 제48B권 제6호 참조
Tel : (051) 510-2366
E-mail : ymhwang1@hyowon.cc.pusan.ac.kr