

하이브리드형 압전 변압기의 고주파 승압 초퍼를 이용한 적응제어기법 유도전동기 속도 센서리스 벡터제어에 관한 연구

A Study on the Speed Sensorless Vector Control for Induction Motor Adaptive Control Method using a High Frequency Boost Chopper of Hybrid Type Piezoelectric Transformer

황락훈^{*0}, 나승권^{**}, 김영욱^{*}, 최성식^{*}

Lark-Hoon Hwang^{*0}, Seung-Kwon Na^{**}, Yeong-Wook Kim^{*}, and Song-Shik Choi^{*}

요 약

본 논문에서는 최근, 압전 변압기 기술의 급속한 발전을 이용하므로 자계의 잡음이 없고, 크기가 소형화되며 고효율과 고 전력 밀도, 누설자속이 없어 노이즈 발생이 없고, 공진주파수만을 이용하므로 출력파형이 정현파에 가까워 고조파 잡음이 없는 점을 이용하여 전기적인 등가회로를 적용하여 DC-DC 컨버터를 구현 하였다. 유도전동기 회전자 속도 개념에 자속 기준 모델 적용 시스템(FMRAS)을 적용하였다. 유도전동기의 벡터제어는 회전자 속도 정의의 추정값을 이용하여 실행 할 수 있고, 부가된 변화되는 모델로 회전자 목표값 계산을 수행 할 수 있다. 이 시스템은 PWM 공간 전압기법과 DC-DC 컨버터를 이용하여 벡터전류제어와 속도제어를 위한 PI제어기로 구성되어 있다. 제어를 위한 실행과 높은 속도계산을 디지털 신호 원칩 마이크로프로세서에 의해 수행 되었고, 시뮬레이션과 실험을 통해서 다양한 제어 방법의 타당성을 제시 하였다.

Abstract

In this paper, recently, it is described to the piezoelectric transformer technology develops, because it was have to favorable characteristics such as electromagnetic-noise free, compact size, higher efficiency, and superior power density, flux linkage, noiseless, etc. its resonance frequency was used to output waveform of a sine wave. A rotor speed identification method of induction motor based on the theory of flux model reference adaptive system(FMRAS). The estimator execute the rotor speed identification so that the vector control of the induction motor may be achieved. The improved auxiliary variable of the model are introduced to perform accurate rotor speed estimation. The control system is composed of the PI controller for speed control and the current controller using space voltage vector PWM technique and DC-DC converter. High speed calculation and processing for vector control is carried out by digital signal one chip microprocessor. Validity of the proposed control method is verified through simulation and experimental results.

Key words : Piezoelectric transformer, Flux linkage, Vector control, FMRAS, DC-DC converter, Current controller

I. 서 론

최근 전자통신기기의 소형, 경량, 박형화의 급속한 진행과 함께 컨버터도 소형화가 요구되고 있으므로,

* 세명대학교 전기공학과 전력전자연구실(lhhwang@semyung.ac.kr.)

** 한국폴리텍 원주캠퍼스 의용공학과(skna2@hanmail.net)

0 교신저자 : 황락훈(Lark-Hoon Hwang, Tel : +82-10-5487-5525. email : lhhwang@semyung.ac.kr)

· 접수일자 : 2013년 5월 6일 · 심사(수정)일자 : 2013년 5월 7일 (수정일자 : 2013년 6월 20일) · 게재일자 : 2013년 6월 30일

<http://dx.doi.org/10.12673/jkoni.2013.17.3.332>

소형, 경량, 슬림형으로 제조가 가능한 압전 변환기가 주목을 받고 있다. 고출력을 요하는 전자제품의 전원 장치로 사용되는 압전 변환기를 이용한 컨버터에 대한 개발은 효율향상 및 역률개선, 전자 잡음 개선 등의 성능개선에 따른 전력품질의 극대화를 통하여 전력산업에 큰 이익을 가져올 수 있다[1]-[4]. 압전 변환기를 전원으로 하는 높은 스위칭 주파수를 갖는 컨버터 개발은 산업적으로 파급 효과가 매우 큰 기술이다 [5]-[6].

본 연구에서는 높은 스위칭 주파수에서 동작하는 DC-DC 컨버터에 응용하여 고저 부하저항 변화에 따른 특성을 분석하여 컨버터회로에 응용 가능성을 연구하고자 한다[7]-[10]. 우선 1 KHz이상의 높은 스위칭 주파수를 갖는 컨버터 전원에 응용하고자 하였으며, 압전 변환기를 이용한 DC-DC 컨버터를 전원으로 하여 부하 측 유도전동기의 속도 제어를 하고자 제어 방법 중 간접 벡터제어 방식을 구현하기 위해 전동기 측에 부착된 디지털 엔코더 즉, 속도 센서로부터 속도를 검출 받아 제어 기법에 적용하는 방식이 널리 사용되어 왔다[11]-[12]. 그러나 이러한 방식은 엔코더가 없는 경우와 비교할 때 전체적인 시스템의 신뢰도를 저하시키게 되며, 전기적인 노이즈에 대한 대책으로 케이블의 배열에 대해서 특별한 주의가 필요하게 되고, 엔코더를 설치함에 따라 비용이 증가하게 되는 등 여러 단점이 있다. 따라서 이러한 문제를 해결하기 위해 속도센서를 제어시스템에서 센서리스 벡터제어 방식은 자속정보를 이용하여 전동기의 회전자 속도를 추정하기 때문에 일차적으로 정확한 자속정보를 얻고, 정확한 추정속도를 발생시키는 것이 가장 중요한 문제가 된다[13]-[14].

본 논문에서는 센서리스 벡터제어 방식 중에 자속 기준모델 적용방식을 사용하여 회전자 추정속도를 얻고자 하였다. 이 방식은 정확한 자속추정을 위한 별도의 자속 보상기나, 추정속도를 발생시키기 위한 속도 연산기가 필요하지 않기 때문에 속도연산 시간이 단축되어 속도 응답의 속응성을 기대할 수 있다. 또한 각 모델의 출력을 그와 상응되는 보조변수로 대체할 수 있기 때문에 각 모델이 가지고 있는 단점을 구현하고자 하는 시스템에 타당하도록 적절히 보완하여 좀 더 정확한 추정 값을 얻을 수가 있다. 이러한 장점들

이용하여 유도전동기의 고정자 측 단자에서 측정된 전압과 전류만을 입력으로 이용하여 자속의 기준모델과 조절모델로부터 자속정보를 얻어내고 이로부터 회전자 속도정보를 얻는 자속기준모델 적용방식을 적용하여 센서리스 벡터제어를 구현하였다.

그리고 기준모델과 조절모델의 출력을 보조변수로 대체할 수 있다는 사실에 기인하여 기준모델이 가지고 있는 적분기의 문제점을 해결하고, 각 모델에 유입되는 고주파 잡음을 제거하기 위해 각 모델의 입·출력에 적절한 필터를 설계 인가하였다. 이로부터 자속 추정의 정확도를 한층 높이고 적응 메커니즘 입력의 신뢰도를 향상시켜 정확한 추정속도를 얻도록 하였다. 이를 제안된 방법과 하이브리드 압전 변환기의 고주파 DC-DC 컨버터에 의한 적응제어기법 유도전동기 속도 센서리스 벡터제어에 관한 내용의 타당성을 확인하고 적합한 Matlab/Simulink와 PSPICE를 사용하여 시뮬레이션을 하고 제안된 방법을 적용하여 시스템을 실험을 통해 타당성을 확인하고자 한다.

II. 하이브리드 압전 변환기와 DC-DC 컨버터

2-1 하이브리드 시스템 구성과 특성

하이브리드 발전시스템 구성의 블록도를 그림 1에 표시 하였다. 하이브리드(풍력과 태양전지의 발전) 전력을 파워 컨디셔너를 거쳐서 교류전력으로 변환하여 상용에 상시 접속하는 계통연계시스템, 풍력발전과 태양전지의 파워 컨디셔너의 중간에 축전지를 설치하여 독립전원으로 할 수 있는 독립전원시스템이나 계통연계와 독립전원의 동작을 전환하는 계통연계 전환시스템이 있다.

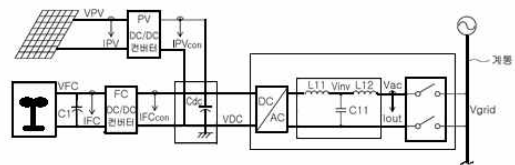


그림 1. 하이브리드 시스템 구성
Fig.1. System configuration of hybrid.

그림 2는 광기전력효과(Photovoltaic Effect)를 이용한 태양전지의 등가회로를 보여주고 있다. 이상적인 경우, 광 투사시의 전압전류 특성은 식(1)과 같다.

$$I = I_{ph} - I_o \left[e \left(\frac{qV}{nKT} \right) - 1 \right] \quad (1)$$

이 되지만, 실제로는 직렬저항 R_s 와 병렬저항 R_{sh} 가 더해져 그림 2 와 같이 되고, 식(1)은 식(2)와 같이 된다.

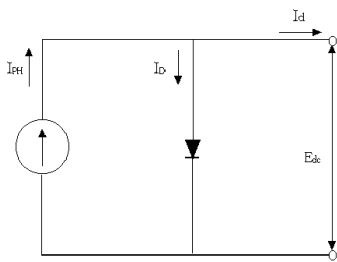


그림 2. 태양전지의 등가회로
Fig. 2. Equivalent circuit of solar cell

$$I = I_{ph} - I_{o4} \left[\exp \left(\frac{q(v + IR_s4)}{nKT} \right) - 1 \right] - \frac{V + IR_s4}{2} \quad (2)$$

여기서 I는 출력전류, I_{ph} 는 광전류, I_o 는 다이오드 포화전류, n은 다이오드 상수, k는 볼츠만 상수이고 q는 전자 1개의 전하이다.

또한, 풍력발전에서 바람의 분량은 바람이 통과하는 단면적, 바람의 빠름, 즉 풍속에 의해 식(3)과 같다.

$$M[\text{kg}] = S[\text{m}^2] \times A_d[\text{kg}/\text{m}^3] \times V[\text{m}/\text{s}] \quad (3)$$

여기서, 단면적이란 풍력 발전기의 회전자가 바람을 받는 바람의 면적에 비례하며 바람의 질량은 소정의 단면적을 단위 시간에 통과하는 공기의 질량 이므로 단면적 m^2 과 공기 밀도 kg/m^3 및 풍속 m/s 의 합에 의하여 식(4)와 같다.

$$W_p = (1/2) \times S[\text{m}^2] \times A_d[\text{kg}/\text{m}^3] \times V^3[\text{m}/\text{s}] \quad (4)$$

운동에너지의 법칙에 바람의 질량의 식 (3)을 대입 하면 식 (4)와 같이 바람의 힘 공식이 얻어지게 된다. (힘=단위 시간의 에너지 량)

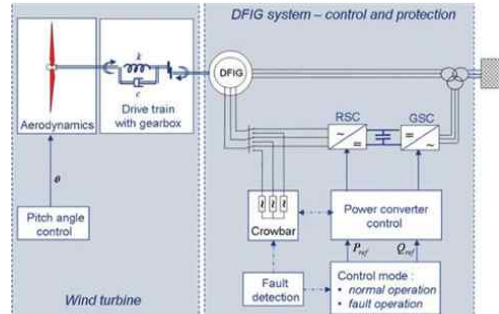


그림 3. DFIG 풍력발전기의 제어 블럭도
Fig. 3. Control block diagram of DFIG wind power generator

2-2 압전 변압기와 DC-DC 컨버터 시스템 구성과 특성

높은 주파수에서도 구동이 가능하며 표피 및 근접 효과가 없고 전자 노이즈가 발생하지 않는 장점을 가지고 있어 권선형 변압기 보다 소형이며 고 전력을 얻을 수 있다.[7]

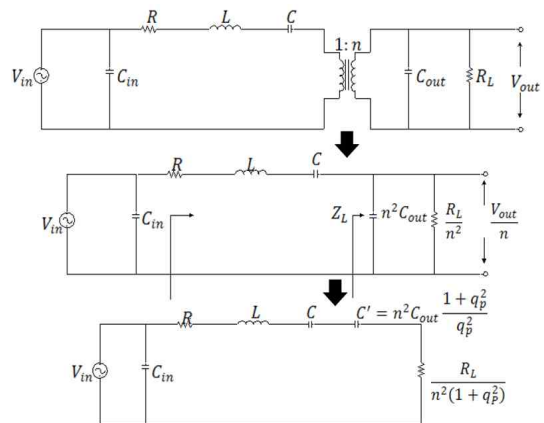


그림 4. 압전 변압기의 등가회로
Fig. 4. Equivalent circuit of piezoelectric transformer.

그림 4는 압전 변압기의 등가회로를 나타낸 것이다. 그림 4에서의 화살표는 압전 변압기 2 차측을 1 차측으로 변환하는 과정을 나타낸 것이다. 압전 변압기의 해석은 어드미턴스 원선도를 이용하여 집중 등가회로

의 제반 정수를 구할 수 있다. 등가회로에서 $q_p = \omega R_L C_{out}$ 이며, 등가회로에서의 입력 임피던스 Z_{in} 과 전압이득 V_{gain} 은 식 (5),(6) 과 같다.

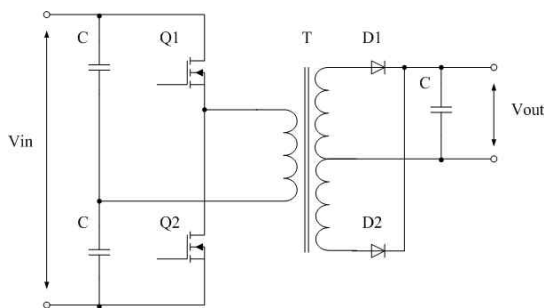
$$Z_{\in} = R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C} + Z_L \quad (5)$$

$$V_{gain} = \left| \frac{Z_L}{Z_{\in}} \right| = \left| \frac{\frac{R_L}{n^2(1+q_p^2)} + \frac{q_p^2}{j\omega n^2 C_{out}(1+q_p^2)}}{Z_{\in}} \right| \quad (6)$$

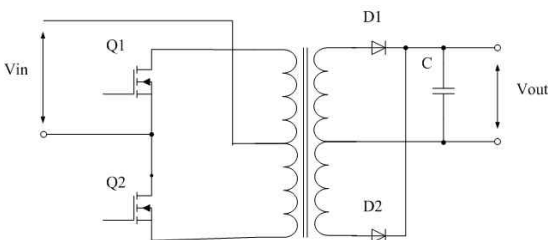
또한, 효율 η 는 식 (7)과 같이 계산된다.

$$\eta = \frac{Re|Z_L|}{Re|Z_{\in}|} \quad (7)$$

따라서, 효율은 $q_p = 1$ 일 때 공진주파수에서 최적 효율(optimum) η 는 식 (8)과 같이 된다. 여기서 R_L 은 부하저항이다.



(a) 하프 브릿지(Half-Bridge)방식



(b) 푸시풀(Push-Pull)방식

그림 5. DC-DC 컨버터

Fig. 5. DC-DC Converter.

$$\eta(\text{optimum}) = \frac{R_L(\text{opt})}{2n^2R + R_L(\text{opt})} \quad (8)$$

따라서, $q_p = 1$, 즉 $R_L = \frac{1}{2\pi f_r C_{out}}$ 일 때 최적 효율이 얻어지므로 압전 변환기의 출력 임피던스와 부하저항과의 임피던스가 같아질 때 압전 변환기의 효율이 최대가 되며, 그 때 온도상승은 최소가 된다.

PWM 컨버터 방식 그림 5의 (a)와 (b) 같은 두 가지 구조로 전력회로의 구조가 간단하고, 제어하기 편리하며, 동작 시 전력용 스위치의 전압 및 전류에 대한 스트레스가 작아서 대부분의 DC 전원 차에 널리 사용되고 있다. DC-DC 컨버터의 높은 효율을 갖고, 고 전력 밀도의 전원을 구현하기 위해서는 기존의 PWM 컨버터와 같이 전압 및 전류 스트레스가 적으며, 공진형 컨버터와 같이 소프트 스위칭을 하여 스위칭 손실도 줄일 수 있어서 고주파에서 고효율의 실현이 가능한 소프트 스위치 방식은 PWM 제어 컨버터가 이상적이다.

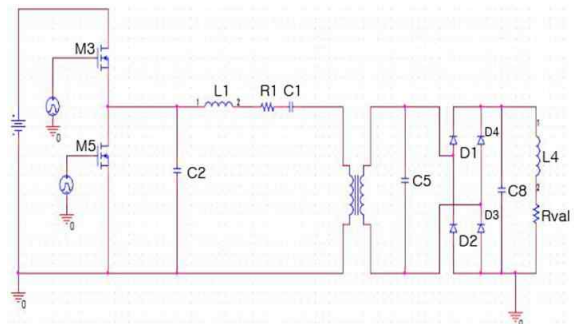


그림 6. 압전변압기와 하프 브릿지 DC-DC컨버터 구성
Fig. 6. Configuration of piezoelectric transformer and half bridge DC-DC converter.

그림 6의 PWM 컨버터의 전력변환 토폴로지는 하프 브리지 방식과 푸시풀 방식이 있다. 푸시풀 방식은 전압, 전류의 제로 크로싱(Zero Crossing)이 가능하며 스위칭 손실은 아주 작으나 내압이 큰 소자를 사용해야 하는 결함을 가지고 있다. 반면 하프 브리지 토폴로지는 스위칭 소자의 정격이 높지 않아도 되고 회로를 간단하게 제작할 수 있는 장점이 있다.

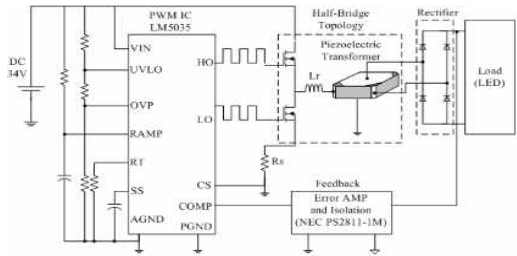
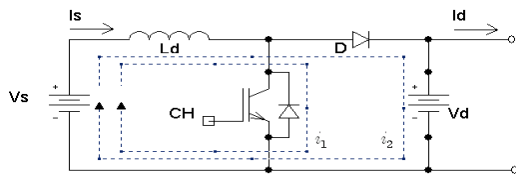


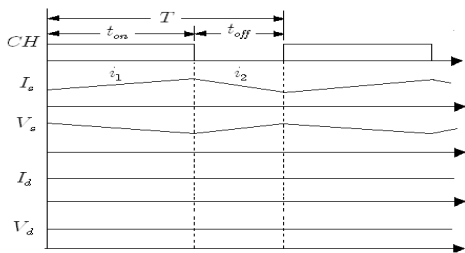
그림 7. 압전 변압기와 DC-DC 컨버터 구성
Fig. 7. Configuration of piezoelectric transformer and DC-DC converter.

2-3 승압 초퍼 시스템 구성과 동작 특성

그림 8은 하이브리드 전원시스템에서 태양전지로부터 인버터 측에 직류전력을 공급하는 승압 초퍼회로와 동작파형을 나타낸 것이다. 초퍼부가 ON일 때는 $V_s - L_d - CH - V_s$ 의 경로로 전류 i_1 이 흘러 L_d 에 에너지를 축적하고, 초퍼부가 OFF 일 때는 L_d 에 축적되었던 에너지와 태양전지의 출력이 직렬 연결되어 인버터 입력 측에 전류 i_2 가 공급된다.



(a) 승압초퍼회로



(b) 동작파형

그림 8. 승압초퍼회로(a)와 동작파형(b)
Fig. 8. Step up chopper(a) and operation waveform(b)

2-4 공간전압벡터 PWM 기법

3상 전압형 인버터에서 각 상의 스위치를 SWa, SWb, SWc라 하고 이것들을 각각 상보형(complementary)으로 동작시키면 인버터는 이들 스위치의 스위칭 상태에 따라 6가지의 전압 벡터를 출력할 수 있다. 스

위치가 1로 표시된 것은 각 상의 위쪽 스위치가 턴 온 된 것을 의미하고 0으로 표시된 것은 아래쪽 스위치가 턴 온 된 것을 의미한다. 그러나 각 상의 스위치가 모두 1이거나 모두 0이면 출력은 0전압이 되어 무효벡터가 된다.

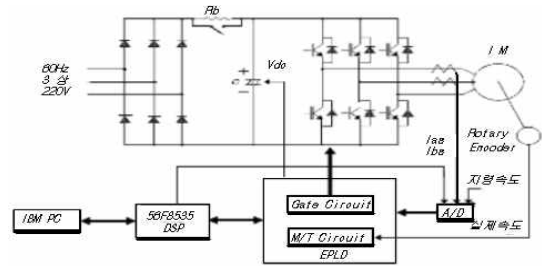


그림 9. 3상 전압형 인버터 구성과 제어 회로
Fig. 9. Three-phase voltage fed inverter and control circuits.

인버터가 출력할 수 있는 3 상 합성 출력 벡터인 유효 벡터 $V(1)\sim V(6)$ 와 무효 벡터 $V(0), V(7)$ 를 포함하는 8 가지의 동작모드에서 각각 스위칭 상태와 상 전압 벡터는 형성되며, 이때 인버터 출력의 공간 전압벡터는 8 가지로 형태로 나타나게 된다. 인버터의 동작모드에서의 출력전압을 벡터도로 표시하면 그림 10과 같이 정육각형을 형성하고, 이 6 각형의 꼭지점을 형성하는 전압벡터 $V(1)\sim V(6)$ 는 인버터의 최대 출력전압이 된다. 그러나 여기에 PWM을 수행하면 출력전압의 벡터는 평균적인 의미에서 크기가 감소되어 정육각형 내부의 어느 한 점에 놓일 수 있게 된다. 즉, 6 각형 내부의 임의의 출력전압 벡터는 이것이 위치한 삼각형의 두 변에 해당되는 전압벡터를 이용하여 시간적으로 벡터 합성할 수 있고, 이 두 전압벡터의 인가시간의 합이 샘플링 주기 T_s 보다 작으면 나머지 시간동안에는 영 벡터를 인가하면 된다.

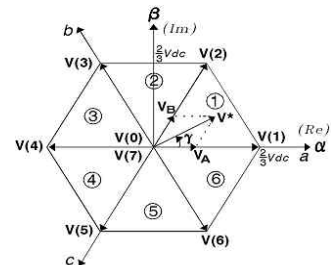


그림 10. 인버터의 출력전압 벡터
Fig. 10. Output voltage vectors for inverter

그림 10과 같이 지령전압 V^* 가 영역 ① ($0^\circ \sim 60^\circ$)의 부분에 존재한다면 이 V^* 에 인접한 $V(1)$ 과 $V(2)$ 벡터에 투영된 V_A, V_B 로 V^* 를 시간적으로 합성할 수 있다. 이 원리를 식 (9)로 표현할 수 있다.

$$\int_0^{T_s} \mathbf{V}^* dt = \int_0^{T_1} \mathbf{V}(1) dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} \mathbf{V}(2) dt + \int_{T_1+T_2}^{T_s} \mathbf{V}(7) dt \quad (9)$$

여기서, 스위칭 주기가 매우 짧다면 스위칭 주기 내에서 $V(1)$ 과 $V(2)$ 는 각각 일정하다고 간주할 수 있으며 $V(7)$ 는 영벡터이므로 식 (10)과 같다.

$$\mathbf{V}^* = \mathbf{V}(1) \frac{T_1}{T_s} + \mathbf{V}(2) \frac{T_2}{T_s} = \mathbf{V}_A + \mathbf{V}_B \quad (10)$$

여기서, T_1 과 T_2 는 각각 한 샘플링 주기 내에서 전압벡터 $V(1)$ 과 $V(2)$ 를 인가하는 시간을 나타낸다. 그러면 $V(1), V(2)$ 및 영벡터를 인가할 시간은 식(11)과 같다.

$$\begin{aligned} T_1 &= \sqrt{3} T_s \frac{|\mathbf{V}^*|}{V_{dc}} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \gamma\right) \quad (11) \\ T_2 &= \sqrt{3} T_s \frac{|\mathbf{V}^*|}{V_{dc}} \sin\gamma \\ T_0 &= T_s - (T_1 + T_2) \end{aligned}$$

여기서 γ 는 그림10에 나타난 삼각형의 출발 변으로 부터 전압벡터 V^* 까지 반시계방향으로 회전한 각을 나타내며 $0 \leq \gamma < \pi/3$ 이다.

2-5 유도전동기의 센서리스 벡터 적응제어

유도전동기의 회전자 속도를 제어하려면 토크를 제어하는 것이 바람직한 방법이다. 이를 위해서는 고정자의 입력전류를 제어하게 되는데, 고정자 전류는 토크 전류성분과 여자전류 성분으로 나눌 수 있다. 유도전동기의 발생 토크도 이 두 가지 전류성분에 의해 영향을 받으므로 이를 분리하여 제어할 수 있다면 전기자 전류와 계자전류를 독립적으로 제어할 수 있는 타

여자 직류전동기와 유사한 제어특성을 얻을 수 있다. 이와 같이 토크 발생 전류성분과 자속 발생 전류성분을 분리하여 제어하려면 유도 전동기의 고정자 전류를 좌표변환 해야 하므로 자속각을 기준으로 제어하게 되는데, 이를 자속기준제어 또는 벡터제어라고 한다. 이와 같은 벡터제어를 위해서는 자속의 회전각 θ_e 와 자속의 크기를 알아야 하는데, 이 회전각을 알아내는 방법에 따라 본 연구에서는 간접적으로 회전각의 정보를 얻을 수 있는 간접 벡터제어 방식을 사용하였다. 그림 12는 고정자에 고정된 d^s, q^s 좌표축, 회전자 기준 축 및 동기속도로 회전하는 d, q 축을 벡터도로 나타낸 것이다. 여기서 고정자의 d^s 축을 기준으로 한 d 축의 회전각 θ_e 는 식 (12)와 같다.

$$\theta_e = \theta_r + \theta_{sl} \quad (12)$$

θ_r 은 전동기로부터 측정하고, θ_{sl} 은 전동기 상수를 이용하여 계산하면 θ_e 를 얻을 수 있게 된다. 유도전동기의 경우 2차회로는 단락되어 있기 때문에 회전자 전압은 식 (13)과 같다.

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_r^e &= v_{dr} + jv_{qr} = 0 \\ \mathbf{v}_r^s &= R_r \mathbf{i}_r^s + (p - j\omega_r) \lambda_r^s \quad (13) \end{aligned}$$

유도전동기를 고정좌표계로 표시한 동적 등가회로 (dynamic equivalent circuit)는 그림 11과 같이 된다.

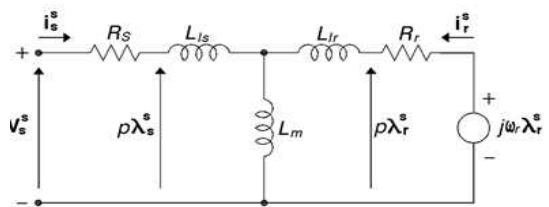


그림 11. 유도전동기 동특성 등가회로
Fig. 11. Dynamic equivalent circuit of induction motor.

전압, 전류, 쇄교 자속 등과 같은 변수를 2축 고정좌표계로 변환하면 독립변수의 수가 감소하여 취급하기가 보다 간편하게 되지만, 이 변수들은 여전히 정현파

교류가 되므로 제어 알고리즘에 적용하기가 곤란하다. 따라서, 이를 동기속도 ω_e 로 회전하는 회전좌표계 d, q 축으로 변환하면 직류성분으로 되어 취급하기가 편리하게 된다.

그림 12와 같이 동기속도로 회전하는 회전자의 공간전류벡터를 동기속도로 회전하는 d, q 축 좌표계로 변환하기 위하여, 우선 고정자의 기준 축으로부터 d 축의 회전각을 θ_e 라 하면 식 (14)와 같다.

$$\theta_e = \omega_e t \quad (14)$$

동기 회전좌표계에서 전류 i_s^e 와 고정좌표계에서 전류 i_s^s 사이의 관계는 식 (15)와 같다.

$$i_s^e = i_s^s e^{-j\theta_e} \quad \text{또는} \quad i_s^s = i_s^e e^{j\theta_e} \quad (15)$$

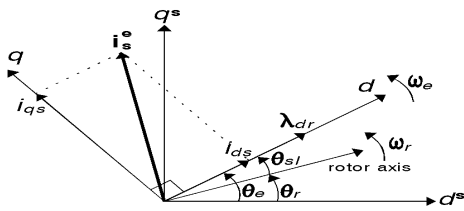


그림 12. 회전자 쇠교 자속 및 고정자 전류의 벡터도
Fig. 12. Vector diagram of rotor linkage flux and stator current.

고정좌표계에서 전압방정식을 동기회전좌표계로 변환하기 위하여 식 (13)에 식 (15)의 관계를 적용하면 식 (16)과 같다.

$$v_s^e e^{j\theta_e} = R_s i_s^e e^{j\theta_e} + p \lambda_s^e e^{j\theta_e} \quad (16)$$

식 (16)을 다시 정리하면 고정자 전압 방정식은 식 (17)과 같다.

$$v_s^e = R_s i_s^e + (p + j\omega_e) \lambda_s^e \quad (17)$$

식 (13)에 식 (15)와 같은 관계를 적용하면 회전자 전압 방정식은 식 (18)과 같다.

$$v_r^e = R_r i_r^e + (p + j\omega_{sl}) \lambda_r^e \quad (18)$$

고정자전류 및 회전자 속도로부터 회전자의 자속각을 얻어내는 간접벡터제어 방식의 알고리즘을 블록도를 나타내면 그림 13과 같다.

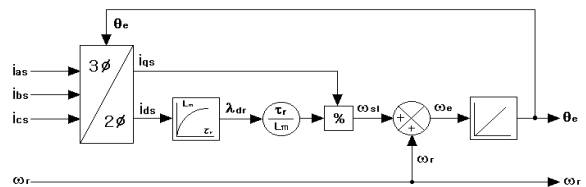


그림 13. 자속각 연산 블록도
Fig. 13. Block diagram of flux angle calculation.

넓은 속도범위에서 정확한 회전자 자속을 추정하기 위해 전류·전압모델에서 구한 회전자 자속을 폐루프 자속 보상기를 적용하여, 정밀도가 높은 자속추정 알고리즘을 제시하고, 또한 추정된 자속 값을 적용하여 회전자 속도 추정기를 구성하고, 회전자 속도를 추정하였다. 유도전동기의 저속운전 영역에서 고속운전 영역에 이르기까지 모든 영역에 걸친 안정된 속도제어를 목적으로, 전압·전류 모델 합성 자속 추정기를 통해 저속운전 영역에서와 고속운전 영역에서 각각 다른 모델에 의한 회전자자속을 추정하고, 이로부터 제어각을 연산하여, 이용하는 알고리즘을 사용한다. 특히 저속영역에서 부하가변시의 전류의 변화와 자속의 변화를 실시간으로 추정하여, 저속영역에서의 제어특성을 향상시켜 부하 가변 시에도 전 영역에서 보다 안정된 제어 특성을 얻고자 한다. 먼저 전압모델 자속 추정기 설명하기 위하여, 유도전동기 고정자 전압방정식과 자속방정식을 정지 좌표계에서 복소 벡터로 표현한 유도 전동기 FMRAS 벡터제어 블록도는 그림 14와 같다.

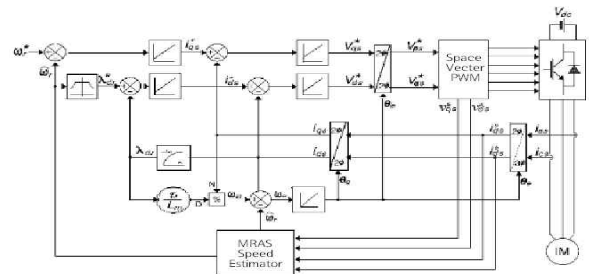
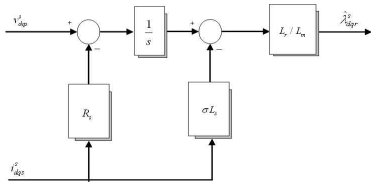
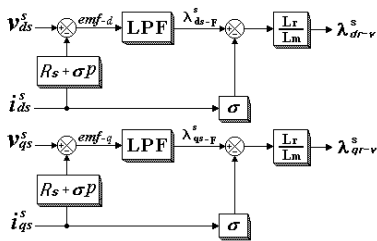


그림 14. 유도 전동기 FMRAS 벡터제어 블록도
Fig. 14. Block diagram of induction motor FMRAS vector control.

또한, 역기전력이 작은 저속 영역에서는 고정자 임피던스에 의한 전압강하 및 잡음의 영향으로 추정 값이 정확하지 않고, 또한 적분 시 측정 변수들의 오프셋(Offset) 때문에 적분기가 포화되기 쉽게 된다. 따라서 순수 적분 대신 1차 고역통과 필터를 사용하여, 주로 저속영역이 아닌 역기전력의 크기가 측정 잡음에 비해 충분히 큰 고속운전영역에서 사용한다. 전압 모델 자속 추정기의 전달함수와 블럭도는 그림 15에 나타내었다.



(a) 전압 모델 자속 추정기의 전달 함수



(b) 블럭도

그림 15. (a) 전압 모델 자속 추정기의 전달 함수 및 (b) 블럭도
Fig. 15. Transfer function (a) and block diagram (b) of voltage model flux estimator.

자속의 오차를 보상하는 폐 루프 자속 보상기의 구성은 그림 16과 같이 블럭도로 나타내어질 수 있다.

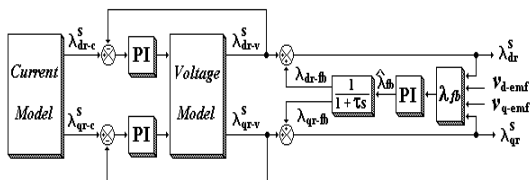


그림 16. 페루프 자속 보상기
Fig. 16. Close loop flux compensator.

자속 추정기에서 추정된 자속 $\hat{\lambda}_{dqr-cm}^s$ 과 PI제어기 형태의 저주파 통과 필터에 대한 주파수 응답을 확인한 후 전압모델 자속 추정기에서 추정된 자속

$\hat{\lambda}_{dqr-v}^s$ 과 PI 제어기 형태의 고주파 통과 필터에 대한 주파수 응답을 확인하여, 각 모델의 전이 시점을 선정한다. 고속 운전 영역에서는 전압모델 자속 추정기를 이용하여 자속을 추정하는 기법으로 전압 모델 합성 자속 추정기는 그림 17과 같이 간략 하게 해석할 수 있다.

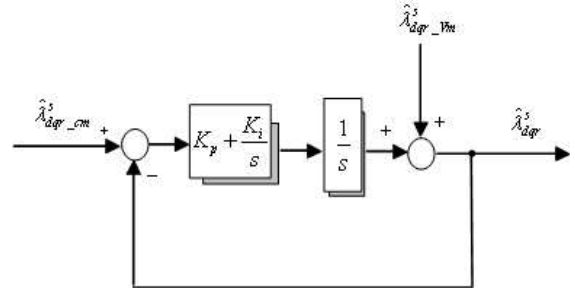


그림 17. 합성 모델 자속 추정기
Fig. 17. Synthesis model flux estimator.

전체 제어 시스템을 그림 18과 같이, 인버터(Inverter)를 중심으로 스너버 회로, 서지 흡수회로 등으로 구성된다.

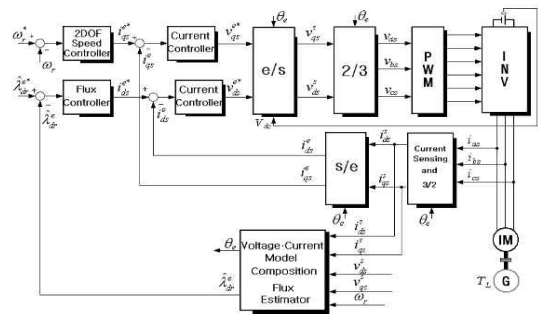


그림 18. 전체 제어 시스템의 구성도
Fig. 18. Configuration of the entire control system diagram.

III. 전체 시스템의 알고리즘과 시뮬레이션

3-1 압전 변압기와 초퍼 및 인버터 시스템의 시뮬레이션

PSPICE로 모델링 된 적층형 압전 변압기의 등가회로를 구동 주파수와 부하저항의 가변 하였을 때 적층형 압전 변압기의 출력 파형은 부하저항의 상태가 약

50 Ω 부근 그림 19와 같이 적층형 압전 변압기의 효율이 가장 좋으며 적층형 압전 변압기의 공진 주파수가 1.21 MHz 부근임을 알 수 있다.

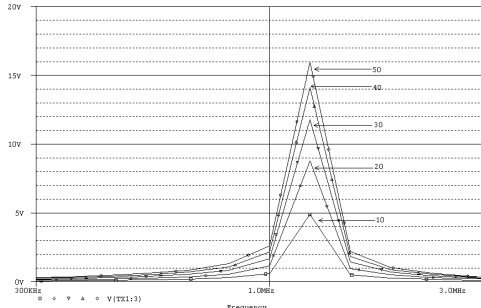


그림 19. 부하저항에 따른 압전 변압기의 출력 파형
Fig. 19. Output waveform of piezoelectric transformer with load resistance.

그림 20과 그림 21은 입·출력 전압이 MOSFET에 의해서 교번 스위칭 되어 적층 압전 변압기의 인가되는 부하 저항의 입·출력 전압 파형을 나타내었다.

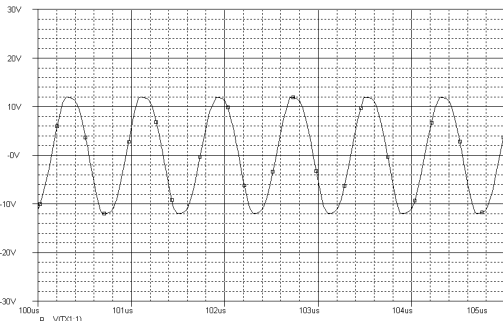


그림 20. 압전 변압기의 입력전압 파형
Fig. 20. In put voltage waveform of P.T

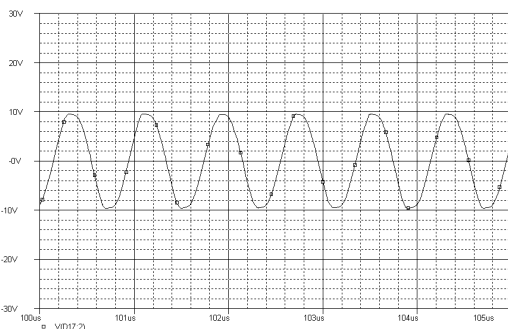


그림 21. 압전 변압기의 출력전압 파형
Fig. 21. Output voltage waveform of p-transformer.

각각의 시뮬레이션은 PSPICE와 PSIM을 이용하였고 실제 동작 값의 승압초퍼 부분을 시뮬레이션 한 결과 (시정수를 5 ms ~10 ms)를 그림 22, 그림 23 그리고 그림 24와 같이 나타낼 수 있다. 인버터 회로의 시뮬레이션 파형은 그림 25와 같다.

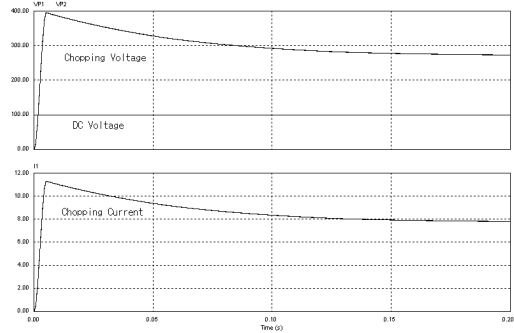


그림 22. 승압초퍼의 전압전류 시뮬레이션 파형
Fig. 22. Simulation waveform step up(boost) of voltage and current.

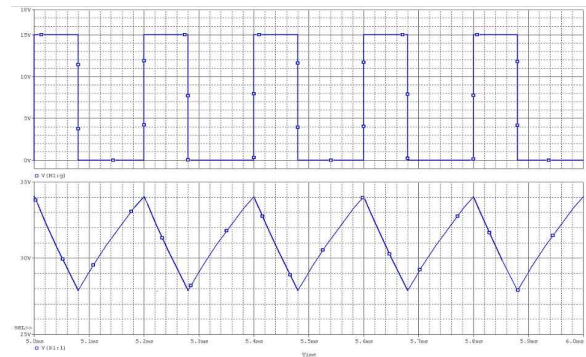


그림 23. 승압초퍼 게이트 신호와 출력 전압 시뮬레이션 파형
Fig. 23. Simulation waveform output of voltage step up(boost) gate signal

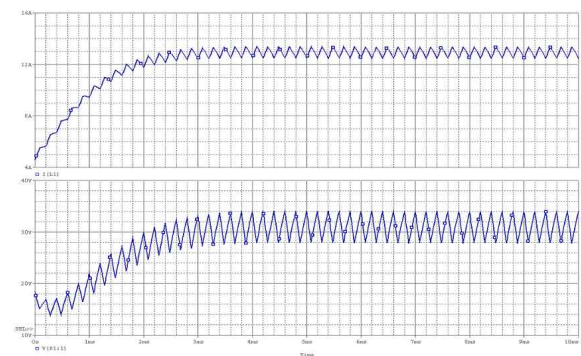


그림 24. 승압초퍼 입력 전류와 출력전압 시뮬레이션 파형
Fig. 24. Simulation waveform of Input current and output voltage with step up(boost)

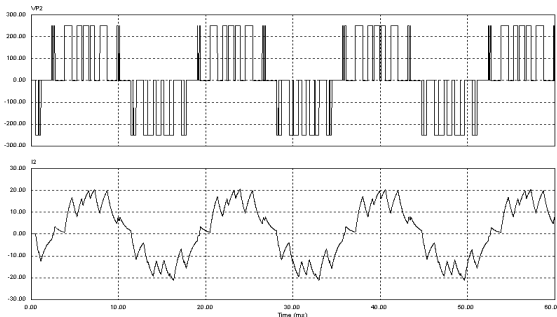
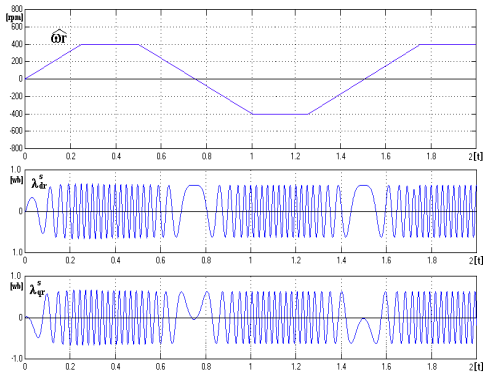


그림 25. 인버터 출력전압과 전류파형 시뮬레이션
Fig. 25. Simulation waveform of Inverter output voltage and output current.

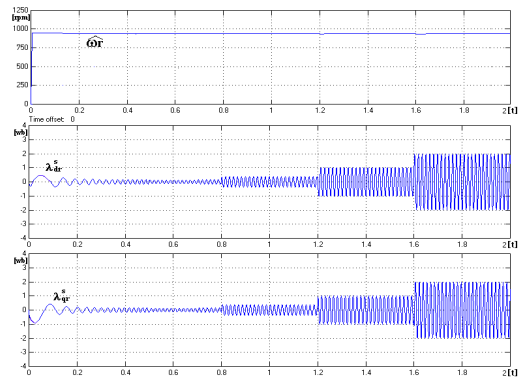
3-2 유도전동기 시스템의 시뮬레이션

그림 26은 유도 전동기의 정·역 방향제어의 특성을 살펴보기 위한 시뮬레이션으로서, 전동기를 무 부하 상태에서 기준 속도 +400 rpm으로 스텝 기동하고, t=1.0 sec에서 기준 속도를 -400 rpm으로 스텝 변화 시키며 다시 t=2.0 sec에서 이를 +400 rpm으로 스텝 변화 시켰을 경우의 응답특성을 시뮬레이션 한 결과 파형을 나타낸다.



Speed : 200 rpm/div, Flux : 1 wb/div, Time : 0.2 sec/div (무부하, +400 → -400 → +400 rpm)
그림 26. 기준속도 정·역 변화에 대한 과도응답 특성
Fig. 26. Transient response characteristic for reference speed F/R change.

그림 27은 유도전동기의 부하토크 변화에 대한 과도응답 특성을 살펴보기 위한 시뮬레이션으로서 전동기를 무 부하 1,000 rpm으로 구동한 다음 t=2.0 sec에서 정격의 1/6부하를 투입하고, t=3.0 sec에서 1/2부하 다시 전 부하로 하였을 때의 특성을 나타냈다.



Speed : 250 rpm/div, Flux : 1 wb/div, Time : 0.2 sec/div
(1,000 rpm, 정격의 0 → 1/6 → 1/2 → 전 부하)
그림 27. 부하 토크 변화에 대한 과도응답 특성
Fig. 27. Transient response characteristic for load torque change.

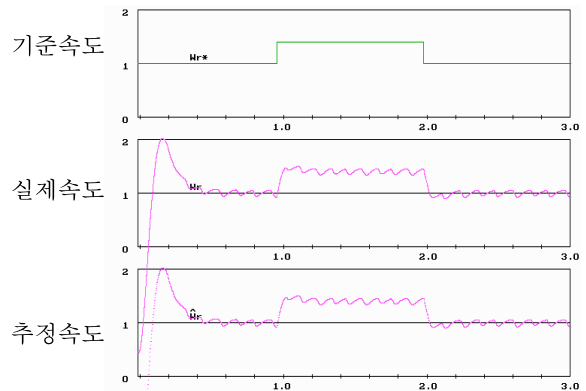


그림 28. 기준속도 응답 특성(PI)
Fig. 28. Reference speed response characteristic

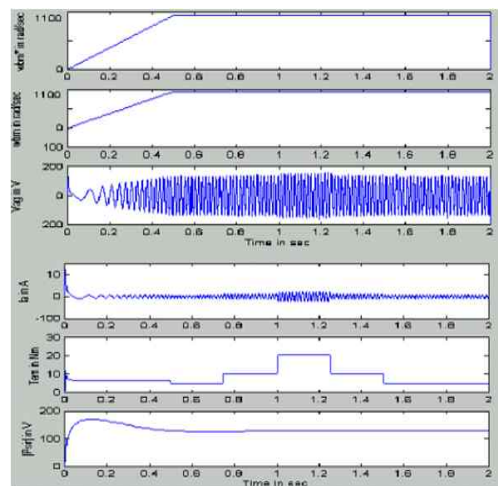


그림 29. 추정속도와 부하 가변 시 응답 특성
Fig. 29. Response characteristic of load variation and estimated speed.

그림 28과 그림 29는 속도가 1100 rpm일 때 부하가 60% ~ 80%, 80% ~ 120%, 120% ~ 80%, 80% ~ 60%로 증가와 감소시킬 경우의 응답특성을 나타내고 있다. 이때 토크 응답은 20 ms 정도이고 부하변동 시에도 자속추정이 원활하게 이루어지며 이를 입력으로 발생하는 추정속도에도 거의 지연이 없는 빠른 응답특성을 확인하였다.

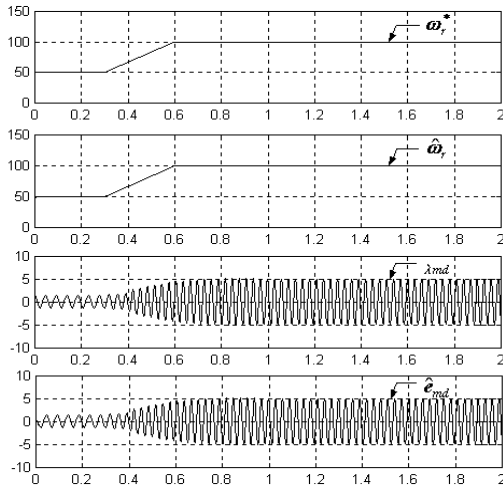


그림 30. 기준속도 변화 시 추정속도 및 기준 모델 기전력 파형

Fig. 30. Estimated speed reference adjustable model counter EMF counter waveform at reference speed variation.

그림 30은 무부하시 기준속도 ω_r^* 을 50 rpm에서 100 rpm으로 가변 하였을 경우 추정속도 $\hat{\omega}_r$ 의 응답과 기준모델 및 조절모델의 d 축 역기전력 값의 응답을 시뮬레이션 한 결과를 나타 낸 것이다.

IV. 시뮬레이션과 실험 결과 및 고찰

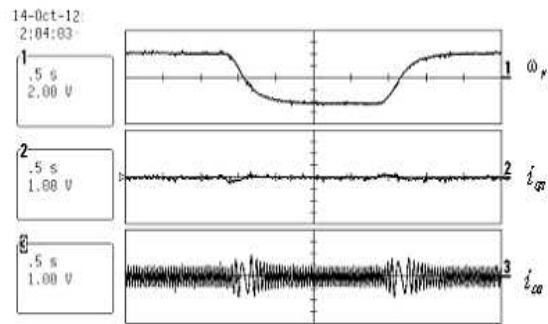
시뮬레이션과 실험을 하기 위한 농형 유도전동기의 사양 및 파라미터와 실험용으로 제작한 MG 세트의 타여자 직류발전기 사양은 표 1과 같다.

또한, 부하 시 기준 속도를 800 rpm 50 rpm에서 정·역방향으로 가변 하였을 경우의 응답 파형이다. 무부하시의 시뮬레이션이 그림 26과 같을 때 부하 시에는 더욱 우수한 응답특성을 확인할 수 있었다.

표1. MG 세트의 사양 및 파라미터

Table 1. Specification and parameter of MG sets

파라미터	유도전동기	직류발전기
정격전압	220 [V]	전기자200[V] 계자 180 [V]
정격전류	12.9 [A]	전기자 21 [A]
출력	3.7[kw]	3.7 [kw]
정격속도	1730 [rpm]	1750[rpm]
극수	4극	
고정자저항 R_s	0.6992 [Ω]	
회전자저항 R_r	0.3552 [Ω]	
고정자인덕턴스 L_s	0.0661 [H]	
회전자인덕턴스 L_r	0.0661 [H]	
상호인덕턴스 L_m	0.0632 [H]	
관성 모멘트 J	0.0918 [$\text{kg}\cdot\text{m}^2$]	
미찰계수 B	0.0046 [$\text{kg}\cdot\text{m}^2/\text{sec}$](1000[rpm])	



Speed : 400 rpm/div, Current : 10 A/div, Time : 0.5 sec/div

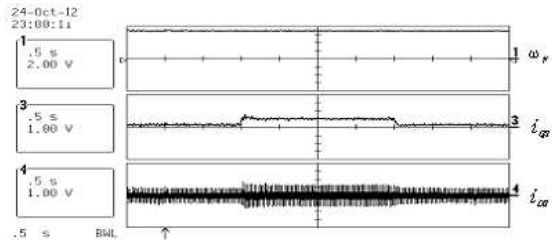
(800 → - 800 → 800 rpm, 1/3 부하 시)

그림 31. 정·역 회전 시 부하응답 특성

Fig. 31. Load response characteristic for F/R revolution change variation.

(800 → - 800 → 800 rpm, at 1/3 load)

그림 32는 일정자속의 속도제어 알고리즘을 적용하였을 경우 부하토크를 스텝으로 변동시켰을 때의 과도응답 특성을 나타내는 실험 파형이다. 기준속도는 1500 rpm으로 일정하게 유지하면서, 무 부하에서 정격부하의 1/3부하로 스텝 증가시키고, 다시 무 부하로 스텝 감소시킨 경우이다. 실험에 부하로 사용한 DC 발전기의 정격출력이 3.7 kw이므로 1/3부하의 출력은 1.2 kw가 된다. 부하토크가 스텝으로 크게 변동하더라도 시스템은 안정되게 응답하며 회전속도는 자세히 관찰하여야만 볼 수 있을 정도로 약간 과도적으로 변화하였다가 다시 기준속도를 추종하는 것을 알 수 있었다. 그림 33은 기준 속도를 -400 rpm에서 400 rpm으로 변화시켰을 때의 자속추정 특성이다. 실제속도와 추정된 속도의 오차는 거의 없음을 볼 수 있다.

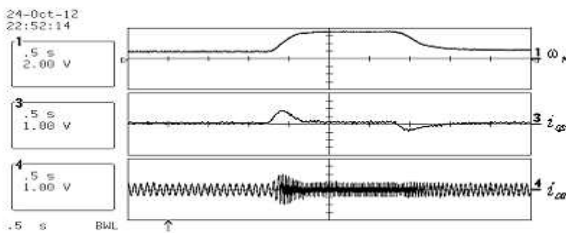


Speed : 400 rpm/div, Current : 10 A/div,
Time : 0.5 sec/div

(400 → 1500 → 400 rpm, 1/3 부하)

그림 32. 기준속도 변화 시 부하응답 특성

Fig. 32. Load response characteristic for reference speed variation.



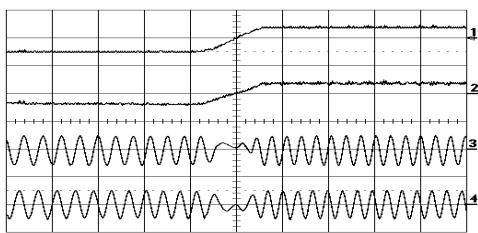
Speed : 400 rpm/div, Current : 10 A/div,
Time : 0.5 sec/div

(400 → 1500 → 400 rpm, 1/3 load)

그림 33. 기준 속도 시 부하응답 특성 (부하: 0 → 1/3 → 0)

Fig. 33. Load response characteristic at reference speed variation.(load : 0 → 1/3 → 0)

그림 26의 시뮬레이션과 비교하여 정역 운전 시 회전자 자속이 대칭이 되는 것을 확인함으로써 벡터제어 시스템의 우수한 성능을 확인 할 수 있었고, 시스템의 정확한 자속추정을 확인할 수가 있었다.



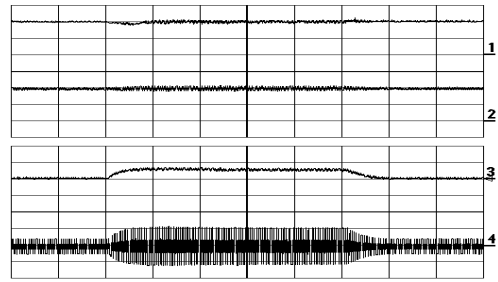
Speed : 200 rpm/div, Flux : 0.2 wb/div
Time : 0.2 sec/div

그림 34. 정 역 회전 시 자속 추정 특성

Fig. 34. Flux estimate characteristic for F/R drive variation.

그림 34는 부하토크를 스텝으로 변동시켰을 때의 과도응답 특성을 나타내는 실험 파형이다. 기준속도

는 1000 rpm로 일정하게 유지하면서, 무 부하에서 정격부하의 1/2부하로 스텝 증가시키고, 다시 무 부하로 스텝 감소시킨 경우 회전자 속도 추정기에 의한 구동 시스템의 부하특성을 보여주고 있다. 그림 26을 그림 35와 비교함으로써 시뮬레이션과 실험파형이 일치함을 알 수 있고 부하가 변동하더라도 빠른 응답특성을 보임으로서 시스템의 안정성을 확인할 수가 있었다.



Speed : 500rpm/div, Current : 10 A/div

Time : 0.2[sec/div]

그림 35. 구동 시스템의 부하응답 특성

Fig. 35. Load response characteristic at drive system.

이상의 시뮬레이션 및 실험을 통하여 다음과 같은 결과 고찰을 얻을 수 있었다.

[1] 측정된 압전 변환기의 공진주파수는 1.2 MHz 부근이나 실제 설계된 DC-DC 컨버터에 적용하였을 때 압전 변환기의 온도 상승으로 인하여 압전 변환기의 공진 주파수가 감소하였고, 그에 따라 구동 주파수가 1.2 MHz에서 1.14 MHz 로 감소하였다

[2] 입력전압과 부하저항에 따른 출력 전력을 측정 한 결과, 입력전압이 증가 할수록 출력전력이 증가 하였고, 매칭저항 부근에서 비교적 큰 출력 전력을 나타내었다.

[3] 초퍼와 인버터 사이에 병렬 공진회로를 이용함으로써 직류리액터의 크기를 감소시킬 수 있었다.

[4] 계통연계 전압과 인버터 출력 전압, 전류를 동상으로 운전 시킬 수 있는 시스템으로 구성되어 있어 단위 역률 운전이 가능하도록 하였다.

[5] 변조지연 보상기법을 이용하여 인버터 출력전압 고조파 분을 제거함으로써 정현파에 가깝도록 제어할 수 있었다.

[6] 전류모델과 전압모델을 PI제어기로 구성하여

전 속도 영역에서 자속추정기의 정확한 자속 추정을 결정하게 된다.

[7] 회전자 자속 추정 시 페루프 자속 크기 보상 알고리즘을 적용하여 오차신호를 제거함으로써 보다 광범위한 속도 영역에서의 구동특성을 확인 하였다.

[8] 고정자 전류와 추정된 자속을 이용한 속도 추정기를 구성하여 속도 추정이 원활하게 수행되는 것을 시뮬레이션 및 실험을 통하여 확인하였다.

V. 결 론

본 논문에서는 제안된 시스템은 5 HP 3상 유도전동기에 적용하여 하이브리드 형 압전 변압기 승압형 초퍼를 이용하여 3상 전압형 인버터로 구동되는 유도전동기의 적응 제어 기법 백터제어 방식을 적용했다. 그리고 회전자 자속을 추정하기 위하여 전압모델 자속 추정기를 사용하였고 회전자 자속의 정밀도를 보다 높이기 위해 페루프 자속 보상을 적용하여 속도 변화에 따른 속도 응답특성 및 자속추정 파형과 정속도시 부하변동에 따른 속도 및 토크 응답특성을 측정 시뮬레이션과 비교하였다. 그 결과 동일한 응답특성을 나타냈다. 회전속도나 자속, 전류 등과 같은 모든 제어변수들의 파형을 실제의 전력회로에서 측정을 위해 실시간 연산처리가 가능한 TMS320C31 DSP를 CPU로 사용하였고, D/A 컨버터 AD 7226을 사용하여 타당성 있는 결론을 얻을 수 있었다.

Reference

- [1] J. H. Yoo, K. H. Yoon, Y.W. Lee, S. J. Suh, J. S. Kim and C.S. Yoo, "Electrical Characteristics of the Counter Vibration Mode Piezoelectric Transformer with Ring/Dot Electrode Area Ratio" *Jpn. J. Appl. Phys.* Vol 39, No. 5A, p 2680, 2000
- [2] J. H. Yoo, K. H. Yoon, S. M. Hwang, and S. H. Suh, "Electrical Characteristics of high power Piezoelectric Transformer for 28W fluorescent lamp" *Sensor and Actuators*, Vol A 2884, P 1, 2001
- [3] X.X. Wang, K. Murakami, O. Sugiyama, S. Kaneko "Piezoelectric properties, density behavior and micro structural evolution of low temperature sintered PZT ceramics with sintering aids" *Journal European Ceramic society*, Vol 21, No. 10. pp. 1367, 2001.
- [4] S. zhang, R. Xia and T. R. ShROUT, "Low temperature sintering and properties of piezoelectric ceramics PSNT-Mn with LiBiO₂ addition". *Materials Science and Engineering B*, Vol. 129, No. 1-3, pp. 131, 2006.
- [5] R. Zno, L. Li and Z. Gui, "Modified coffering behaviors between PMN-PNN-PZT piezoelectric ceramics and PZT-doped 70Ag-30Pb alloy metalization", *Mat. Sci. Eng.*, Vol. A326, pp.202-207, 2002.
- [6] K. Nagata, J. Thongrueng, and K. Kato "Evaluation of the reliability of piezoelectric ceramic transformers". *Jpn. J. Appl. Phys.*, Vol. 36. No.9B, P.6103,2007
- [7] O. Ohnishi, Y. Sasaki, T. Zaitso, H. Kishie, and T. Inoue, "piezoelectric ceramics transformer for power supply operating in thickness extensional vibration mode". *IEICE Trans, Funda*, Vol. E77-A, No. 12, p. 2098, 2004
- [8] D. W. An, S. D. Woo, E. W. Lee, E. S. Kim, H. C. Lee, and H. W. Yang, Hybrid Fuzzy controller design about Indirect Vector Control System Induction Motor, *Korean Institut of Electrical Engineers. Symposium Collection of Dissertations Information and Control Section*, No 11, p 650~652, 2004
- [9] S. S Han, C. S. Kim, S. Y. Son, "Hybrid Fuzzy controller design for Ultra-low Speed's speed control of Hydraulic System. " *Korea Marine information and Communication Society Journal*, Vol. 11, No.12, p 2352~2359, 2007
- [10] Yasuhiko, Yoshio,, Grid-connected Photovoltaic maximum Power point tracking control of the system, *7 years Hesisei Japan Society of Electrical Engineers National Convention speech*, No. 753, p.124, 3. 2011.
- [11] Onishi, Masaya., Multi-function PWM inverter for solar power systems, *Proceedings of the Hapan Electric Association (D)*, Vol.115, No. 8, p. 969~977, 2011.
- [12] J. T. Boys, A. W. Green. Be, Current forced single phase reversible rectifier. *IEEPROCEEDINGS* Vol. 136, Pt. B, No 5, pp.205~211, September 2009.

[13] P. Verdelho, G. D. Marques, "Digital Simulation and applications of the PWM Voltage Converter connected to the AC mains", *EPE, FIRENZE*, No 4, pp. 438-443, 2011.

[14] I. Nagy "Control Algorithm of A Three Voltage. Source Reversible Rectifier", *EPE, FIRENZE*, No 3, pp 287-292, 2011.

김영욱 (Yeong-Wook Kim)



1991년 2월 : 금오 공과대학교 전자 제어학과(공학사)

2001년 2월 : 조선대학교 전기전자 공학과 (공학석사)

2013년 현재: 세명대학교 대학원 전기 전자공학과 (박사과정)

1991년 3월 ~ 현재 : 대한상공회의소 인력개발 사업단 글로벌 사업 사업팀장

관심분야 : 에너지 변환, 전동기 제어, 전력전자 응용

항락훈 (Lark-Hoon Hwang)



1981년 2월 : 명지대학교 전기 공학과 (공학사)

1983년 8월 : 명지대학교 대학원 전기공학과 (공학석사)

1989년 8월 : 명지대학교 대학원 전기공학과 (공학박사)

1988년 3월 ~ 1991년 2월 충남전문대학

전기과 (현, 대덕대학 전기과) 조교수

1991년 3월 ~ 현재 세명대학교 전기공학과 교수

관심분야 : 전동기 제어, 대체 에너지 분야, 에너지 변환, 반도체 시뮬레이션, 전력전자 응용분야

최성식 (Song-Shik Choi)



1990년 2월 : 한국 방송통신 대학교 전자계산학과(공학사)

1996년 2월 : 서울산업대학교 전자 계산학과(공학석사)

2013년 현재 : 세명대학교 대학원 전기 전자공학과 (박사과정)

1979년 6월 ~ 1995년 3월 인천 직업훈련원, 홍천직업훈련원 전자과, 사무자동화과 교사

1994년 8월 ~ 현재 : 대한상공회의소 인력개발 사업단 글로벌 사업 사업팀장

관심분야 : 에너지 변환, 전동기 제어, 전력전자 응용

나승권 (Seung-Kwon Na)



1999년 2월 세명대학교 전기공학과 (공학사)

2001년 2월 세명대학교 대학원 전기전자공학과 (공학석사)

2008년 2월 세명대학교 대학원 전기전자공학과 (공학박사)

1981년 7월 ~ 1988년 4월 부산 위생

(한방) 병원

1988년 5월 ~ 1994년 8월 한국수자원공사

1994년 9월 ~ 현재 한국 폴리텍대학 원주캠퍼스 의용공학과 교수

관심분야 : 의용공학 및 대체 에너지 분야, 에너지 변환, 전력전자 응용분야