

속도 검출기 없는 유도전동기의 고성능 all-digital drive system의 구현

유호선, 이상훈*

삼성전자 기업네트워크사업부 응용개발팀, *서울대학교 제어계측공학과

1. 서론

1.1 연구 배경 및 필요성

현재 산업 현장에서 각종 기계 및 장치의 동력원으로서 가장 널리 사용되고 있는 전동기는 유도전동기(induction motor)이다. 이는 구조가 간단하고 유지 보수가 거의 필요 없으며 내구성이 강하고 가격이 저렴하다는 등의 유도전동기 특유의 장점에 기인한 것이다.

산업 현장에 현존하는 대부분의 유도전동기 구동 시스템은 일반적으로 'V/F 방법' (Voltage to Frequency method)이라고 불리는 구동 방식을 사용하고 있는데, 이 방법은 제어 시스템의 하드 웨어와 구동 알고리즘이 간단하여 그 구현이 매우 용이하다는 장점이 있다. 그러나, 가변속 제어 성능이 매우 저급이며, 근본적으로 개루우프 형태의 제어 방식이기 때문에 부하 변화에 의한 전동기의 속도 변동을 보상할 수 없다는 치명적 단점을 가지고 있다.

한편, 유도전동기는 물리적 구조가 매우 간단한 반면 그 동적 특성에 비선형성(nonlinearity)이 매우 강하고 변수들이 상호 간섭되어(coupled) 있어서 이를 고성능으로 제어하기는 상당히 어렵다. 이러한 이유로 유도전동기를 고성능으로 제어할 수 있는 제어 기술에 대한 연구는 전세계적으로 지난 수 십년간 계속되어 왔다. 특히, 1970년대 초에 개발된 벡터(vector) 제어[1] - 혹은 FOC (Field Oriented Control) - 방식은 유도전동

기의 토오크 성분을 자속 성분으로부터 분리시켜 상호 독립적으로 제어할 수 있도록 하여줌으로써 유도전동기를 직류 전동기와 같이 고성능으로 제어할 수 있게 하여 줌으로써 유도전동기를 서보(servo) 응용에도 사용이 가능해지는 등 유도전동기의 적용 범위를 더욱 확대하여 주는 계기가 되었다. 이러한 제어 기술에 대한 연구는 1980년대에 접어들면서 반도체 기술의 비약적인 발전에 힘입어 복잡한 제어 이론의 실제 시스템 적용이 활발하게 이루어짐에 따라 더욱 진일보하게 되었다.

벡터 제어 기법뿐만 아니라 이를 더욱 발전시켜 유도전동기의 고성능 제어를 실현한 최근의 많은 연구 결과들은 공통적으로 정확한 회전자 자속 및 회전 속도 정보를 필요로 하고 있다[3]. 이들 정보의 정확한 검출을 위해서는 먼저 속도 검출기로부터 속도 정보를 얻고, 다시 회전 속도와 고정자 전류, 전압 정보 등을 사용하여 회전자 자속을 계산하여야 한다.

그러나, 현재 산업 기기에 상용되고 있는 대부분의 유도전동기들은 전술한 바와 같이 속도 검출기를 사용하지 않고 V/F 방법과 같은 저급의 개루우프 제어 방식으로 구동되고 있다. 그 이유는 속도 검출기를 부착하면 유도전동기 고유의 내구성, 신뢰성이 저하되고 신호 검출을 위해 필요한 도선(cable)이 종종 시스템 불안정을 유발할 뿐더러 무엇보다 시스템의 가격이 크게 상승되기 때문이다.

따라서, 속도 검출기를 사용하지 않고 전동기의 회전자 자속 및 회전 속도를 정확하게 추정해 낼 수 있는 알고리즘을 개발 및 구현하고 나아가서 이를 최근의 진보된 고성능 제어 기법들과 결합시킬 수만 있다면 기존의 산업 기기에 이미 기계적으로 취부되어(attached) 있는 유도전동기를 전면적으로 교체하지 않고 단지 전동기 제어 시스템만을 보완함으로써 고성능화의 요구를 충족시킬 수 있다. 이 때문에 속도 검출기 없이 유도전동기의 회전자 자속 및 회전 속도를 추정해 내어 페루우프로 유도전동기를 제어하는 방법은 오래 전부터 세계적으로 중요 연구 과제가 되어 왔으며, 현재까지도 새로운 연구 결과들이 끊임없이 발표되고 있는, 공학자들의 주요 관심 분야가 되고 있는 것이다.

1.2 연구의 내용

유도전동기 시스템은 2개의 입력과 4개의 상태 변수(state variable)를 갖는 전자기적 시스템(electromagnetic system)과 1개의 상태 변수를 갖는 기계적 시스템(mechanical system)이 맞물려 있는 대표적인 비선형 시스템이다. 여기에서, 전자기적 시스템의 4개의 상태 변수들(회전자 자속과 고정자 전류) 중 2개(회전자 자속)는 취득(access)이 사실상 불가능하고, 기계적 시스템의 상태 변수(회전 속도)는 그 정보를 취득하기 위하여 많은 비용이 소모될뿐아니라(속도 검출기) 값을 알 수 없는 외란에 의하여 직접적인 영향을 받는다. 또한, 시스템의 파라메타가 되는 각종 전동기의 상수들은 그 값을 알거나 측정하기가 상당히 어려우며, 더우기 온도 등의 주위 환경이나 전동기 자신의 동작 상태에 따라 쉽게 변화한다. 따라서, 유도전동기 시스템의 특성을 규명하고, 또한 유도전동기를 고성능으로 제어하기는 쉽지가 않다. 그럼에도 불구하고, 유도전동기는 그 자체가 지닌 견고성이나 경제성 등의 장점 때문에 저성능의 제어 방식으로 제어되면서도 지난 반세기 동안 각종 산업 기기 수요의 대다수를 차지하였다.

하드웨어적인 기술의 진보로 복잡한 제어 이론들이 경제성을 잃지 않는 범위 내에서도 충분히 구현 가능하게 되자, 유도전동기는 전술한 특수성으로 인하여 다

시 공학자나 순수 제어 이론가들의 관심의 대상이 되었다. 더우기, 유도전동기 시스템에서 기계적 시스템의 상태 변수인 회전 속도가 알 수 없는(unaccessible) 값이 되는 경우에는 유도전동기 특성의 규명이나 제어기 설계가 더욱 까다로워지기 때문에, 속도 검출기가 부착되어 있지 않은 유도전동기는 각종 산업 기기의 고성능화 요구에 직면한 공학자들에게 있어 새로운 제어 이론의 개발, 적용 및 분석의 대상 목표가 되었다.

이러한 이유로, 속도 검출기를 사용하지 않은 유도전동기의 제어 방식에 대한 연구 결과들은 현재까지 수도 없이 많이 발표되어 있다. 그러나, 현재까지 발표된 연구 결과들 중 상당수는 (1) 알고리즘 내부에 순수 적분 연산(pure integrational operation)이 포함되어 있어 직접 구현이 불가능하다든지, (2) 전동기 회전 속도의 변화율이 충분히 느려야 한다는 등의 제약이 존재하여 결국 전체 시스템의 대역폭을 상당히 제한시킬 수 밖에 없다든지, 혹은 (3) 동작 조건이나 하드웨어의 구조에 크게 의존할뿐더러 전체 성능을 크게 좌우하기도 하는 까다로운 파라메타를 포함하고 있어 그 값의 설정(tuning) 작업이 쉽지 않다든지 하는 등의 다소의 결함을 갖고 있다. 특히, 몇몇 알고리즘내에 포함된 특정 변수들의 순수 적분 연산은 반드시 배제되어야 하는데, 그 이유는 기존의 연구 결과들이 그 알고리즘의 구현 과정에서 적분 연산을 피하기 위하여 사용한 기법이 이론적이나 실제적으로 불완전한 것이어서 전체 시스템의 불안정을 유발할 가능성이 있기 때문이다.

속도 검출기를 사용하지 않고 유도전동기를 고성능으로 제어하기 위해서는 언급한 바와 마찬가지로, 먼저 회전자 자속과 회전 속도 정보를 추정해 내는 알고리즘이 필요하다. 이에 대한 기존의 대부분의 연구 결과들은 공통적으로 직교 좌표계(Cartesian coordinate frame)에서 정의된 유도전동기 모델로부터 상태 변수 추정 문제의 해를 구하고자 시도하였다. 이들을 더욱 자세히 분석해 보면 (1) 유도전동기 고유의 물리적 특성을 이용하여 특정 신호를 추출함으로써 필요 정보를 얻는 방식, (2) 순수 적분 연산을 별도의 보상 기법으로 대체하려는 방식, (3) 모델 기준 적응 제어(model

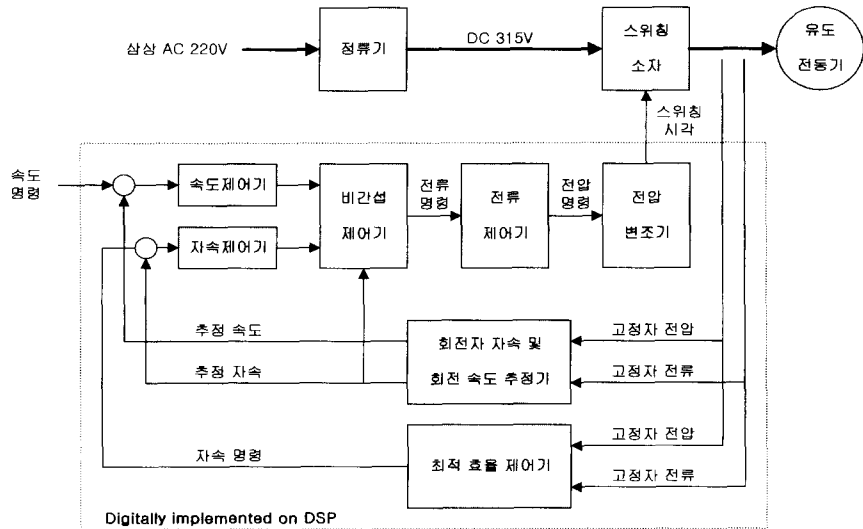


그림 1. 전체 시스템의 기능별 구성도.

referenced adaptive control) 방식, (4) 적응 상태 변수 관측기 방식, (5) 확장 루엔버거 관측기(Extended Luenberger observer) 방식, (6) 확장 칼만 필터(Extended Kalman Filter, EKF) 방식 등으로 분류할 수 있다. 이들 추정 방식 중 일부는 실제로 구현되어 산업 기기에 적용된 예도 있기는 하나, 어느 것도 이론적, 실제적으로 완전한 성과를 거두지는 못하고 있는 실정이다.

본 원고에서 소개하는 유도전동기 드라이브 시스템은 상태 변수의 추정 문제를 극 좌표계(polar coordinate frame)에서 규정하고, 모델의 특수성에 의존한 기법을 이용함으로써 상기한 문제점들을 상당히 해결한 새로운 추정 방식을 채택하였다. 또한 이러한 추정기를 비간섭 제어기, 속도 제어기, 자속 제어기, 전류 추종 제어기, 전압 변조기, 최적 효율 제어기 등과 결합시키고, 관련된 모든 알고리즘을 소프트웨어에 의하여 구현하였다. 즉, 수치적 연산 능력이 탁월한 DSP 칩을 기본으로 한 one-chip all digital 시스템으로 하드웨어 시스템을 구축하였다. 본 원고에서는 이와 같은 각종 알고리즘의 유도 과정과 수학적, 이론적 분석은 과감히 생략하여 관련된 참고 문헌[4]으로 미루기로 하고, 단지 구현된 시스템의 하드웨어와 소프트웨어의 구조에 대한 상세한 설명을 부가하기로 한다. 또한, 제작된 드라이브 시스템과 범용의 유도전동기를 사용한

몇가지 실험들을 통하여 (1) 저속과 고속 영역에서의 안정된 정역 운전(forward-reverse operation), (2) 빠른 과도 응답 특성, (3) 정상 상태에서의 높은 제어 정밀도, (4) 정확한 회전자 자속 추정 성능과 이를 이용한 효율 제어를 통한 산업 현장 적용시의 유용함, 그리고 (5) 부하 외란의 영향에 대한 강인함(robustness) 등의 특성을 보임으로써, 본 연구의 유용성을 입증해 보이고자 한다.

2. 제어 시스템 구성

개발된 제어 시스템은 (1) 유도전동기의 회전자 자속 및 회전 속도 추정기, (2) 비간섭 제어기, (3) 자속 및 속도에 대한 IP 제어기, (4) 전류 추적 제어기, (5) 공간 벡터 방식 전압 변조기, (6) 전동기 상수 추정기, 그리고, (7) 최적 효율 제어기 등으로 구성되어 있다. 이들 각각의 제어기들이 결합된 전체 시스템의 기능별 블럭 선도를 그림. 1에 나타내 보였다. 이제, 이들 각각에 대하여 자세한 설명을 부가하기로 한다.

2.1 회전자 자속 및 회전 속도 추정기

본 연구의핵심 결과는 바로 속도 검출기를 사용하지 않고 유도전동기의 회전 속도와 회전자 자속을 추정해 내기 위한 추정 알고리즘이다.

전술한 바와 같이 유도전동기를 벡터 제어와 같은 고성능 제어 기법으로 제어하기 위해서는 회전자 자속과 회전 속도에 대한 정확한 정보가 필요하다. 물론, 회전 속도에 대한 정확한 정보를 얻을 수 있는 경우에는 회전 속도와 고정자 전류로부터 정확한 회전자 자속 정보를 계산할 수 있으므로, 결국 속도 검출기와 전류 검출기만 있으면 제어에 필요한 모든 정보를 얻을 수 있게 된다.

그러나, 속도 검출기의 사용은 전술한 바와 같은 여러 가지 문제점을 유발시키므로 본 연구에서는 속도 검출기를 사용하지 않고도 회전자 자속 및 회전 속도 정보의 검출을 가능하게 하는 알고리즘을 개발 및 구현하였다. 이를 위해서는 고정자 인가 전압을 검출할 수 있는 전압 검출기가 필요하게 된다. 고정자 전압의 검출을 위해서는 직접 검출기를 드라이브 시스템에 부착하거나 전압 명령으로 검출 신호를 대신하는 방법을 생각해 볼 수 있는데, 본 연구에서는 전자의 방법을 채택하였다.

개발된 알고리즘은 고정자 전류 및 그 미분치(수치적 방법으로 계산), 그리고 고정자 전압으로부터 회전하는 전동기의 고정자에 유기된 역기전력 성분을 계산해내고, 이를 사용한 적절한 비선형 미분 방정식(nonlinear differential equation)을 통하여 회전자 자속 및 회전 속도를 계산해 낸다. 전술한 바와 같이, 이 알고리즘은 극 좌표계를 기준으로 함으로써 기존의 추정기들에서 문제시 되었던 결함들을 상당히, 그리고 일부는 완전히 해소할 수 있었다. 자세한 알고리즘의 유도 과정과 타당성 검증은 [5]의 문헌을 참고하기 바란다.

참고로, 개발된 알고리즘은 두가지 타입의 추정기로 구성되어 있으며, 유도전동기의 동작 영역 - 전동기(motoring) 영역, 발전기(generating) 영역, 제동기(breaking) 영역 - 에 따라 적절한 추정기를 구동(activate)시킴으로써 필요한 회전자 자속 및 회전 속도 정보를 추정해 낸다.

2.2 비간섭 제어기

본 연구에서 사용한 비간섭 제어기는 [4]에서 제안된 비선형 되먹임에 의한 선형화, 비간섭화 제어기(nonlinear feed-back linearizing decoupling controller)이다. 이 제어기는 고정자 전류를 직접 제어하는 전류 추종 제어기(tracking controller), 회전자 자속과 회전 속도를 선형화, 비간섭화시키는 비간섭 제어기, 그리고 회전자 자속 및 회전 속도의 응답에서 원하는 과도 및 정상 상태의 성능을 얻기 위하여 채택한 각각의 IP 제어기 등 여러 가지의 부제어기들로 구성되어 있다.

고정자 상전류를 직접 제어(direct control)할 수 있으면 [4]에서 제안된 비간섭 제어기를 통하여 유도전동기 시스템을 전자기적 부시스템과 기계적 부시스템의 두 개의 비간섭화된 선형 시스템으로 분리시킬 수 있다. 분리된 두 서브 시스템에 대하여 자속 제어기와 속도 제어기를 각각 부가하면 두 개의 서브 시스템을 서로 독립하여 상호 간섭 없이 제어할 수 있게 된다.

이 비간섭 제어기의 유도 과정 및 분석에 대한 자세한 설명은 [4]에 게재되어 있으며, 본 연구에서는 단지가 결과를 응용하여 회전자 자속 및 회전 속도의 추정치를 가지고 사용할 수 있도록 만든 것이다.

2.3 전류 추종 제어기

2.2 절의 비간섭 제어기는 고정자 전류의 고성능 제어가 선결되어야 원하는 특성을 얻을 수 있다.

전류 제어기는 전동기의 단자 전압, 출력 전류, 회전 속도, 역기전력 등의 물리적인 정보와 전동기 상수로부터 고정자에 인가해야할 전압을 유도해내는 regulator 부분과 유도된 전압을 전력소자의 스위칭 동작을 통하여 얻어내는 modulator 부분으로 나눌 수 있다. 이 절에서는 먼저 regulator에 대하여 설명하고 modulator는 다음 절에 설명을 계속한다. 개발된 regulator는 견실 추종 제어(robust tracking control) 방식을 적용시킨 것으로, 유도전동기 자체의 모델링 오차가 존재하는 경우에도 전류 오차를 충분히 작은 임의의 한계 이내로 억제시킬 수 있음을 보일 수 있다[4].

이 regulator를 분석해 보면 기본적으로는 정지 좌표계 상에서의 PI 제어기의 형태를 띄고 있으며, 그 외에

과도 및 고속의 정상상태에서 전류 제어의 성능 향상을 위해 역기전력(back EMF) 보상과 앞먹임(feedforward) 보상을 부가한 것임을 알 수 있다. 또한, 약간의 분석을 통하면 개발된 전류 제어기는 그 이득을 특정하게 선택하고 이산화 구현을 위하여 Euler method를 사용한 경우, [6] 등에서 제안된 예측 제어기(predictive controller)와 그 형태가 동일해 짐을 보일 수 있다.

2.4 전압 변조기

이제, 위의 regulator에 의하여 계산된 전압 명령을 유도전동기의 고정자에 실제로 인가하기 위한 modulator의 구조에 대하여 고찰해 보기로 한다. 알려진 바와 같이, 임의의 전압을 고정자에 순시적으로 인가할 수 있는 선형의 증폭기(linear amplifier)를 구현하려면 상당한 비용이 소모된다. 따라서, 전동기에 필요한 전압은 펄스폭 변조(PWM, pulse width modulation)를 시킨 다음, 인버터(inverter)를 통하여 고정자에 인가시키는 것이 일반적인 방법이다.

전동기 구동을 위한 PWM이라는 것은 regulator로부터 계산된 인가 전압 명령에서 출발하여 인버터 각 상에 연결된 스위칭 소자들을 각각 온 또는 오프 시키기 위한 스위칭 신호를 생성해 내는 것으로, 그 구현 방법은 매우 여러가지가 있을 수 있다.

본 시스템에서는 인가 가능한 전압 범위가 넓고, 디지털 구현에 적합한 관계로 최근의 고성능 전동기 제어 시스템에서 널리 채택되고 있는 공간 전압 벡터 변조 기법(space vector modulation technique)을 사용하였다[2]. 이 기법의 기본 개념은 아래와 같이 간략히 설명될 수 있다.

먼저, 특정 시각에 전동기의 고정자에 인가되는 3상 전압은 크기와 위상을 지닌 벡터로 표시할 수 있다. 한편, 3상 인버터의 출력 가능 전압을 벡터로 표시하면 8개의 벡터로 각각 나타낼 수 있다. 이 8개의 벡터 중 v_0, v_7 은 영벡터(zero vector), 즉, 실제로는 가해지는 실효 전압이 없는 상태를 의미한다.

공간 벡터 변조 기법은 스위칭 소자를 통하여 만들

수 있는 위의 8개 전압 벡터를 적절히 조합하여 고정자에 인가함으로써 한 샘플링 주기 동안의 전압 평균 값이 주어진 전압 명령에 일치하도록 만들어 주는 방법이다. 이제, 그 구현 과정에 대하여 보다 상세히 설명하기로 한다.

먼저, 형성이 가능한 8개의 벡터들 중 6개의 실효 벡터들을 이용하여 평면을 6개의 균일한 구역(sector)으로 구분한다. 그런 다음, 전압 명령의 벡터와 세 직선 $y=0, x+\sqrt{3}y=0, x-\sqrt{3}y=0$ 을 비교하는 방법을 통하여 전압 명령 벡터가 위치하는 구역을 결정한다. 만약, 전압 명령 벡터가 i -구역, $i=1,2,\dots,6$ 에 위치하고 있다면, 그 i -구역의 경계를 규정하는 두 개의 실효 전압 벡터 v_i, v_{i+1} 의 선형 결합(linear combination)으로 인가하여야 할 전압 명령 벡터를 합성해 낸다. 여기서, 선형 결합의 계수들은 regulator로부터 계산된 전압 명령과 i 값, 그리고 샘플링 주기의 함수로 계산되어 진다.

여기서, 전압 명령이 지나치게 큰 경우에는 실질적으로 이 전압을 고정자에 인가할 수 없게 되는데, 이런 경우를 일컬어 '과변조(over modulation)' 현상이라고 한다. 과변조가 발생하였을 때에는 주어진 전압 명령 벡터에서 그 방향은 그대로 유지시키고 대신 그 크기만을 출력 가능한 정도로 줄여 내보내는 것이 바람직하며, 이는 선형 결합 계수를 같은 비율로 적절히 줄여 줌으로써(scale-down) 가능하다[2].

제안한 시스템에서는 전압 변조 방법으로 3상 대칭 변조법을 이용하였는데, 이 방법은 한 샘플링 주기의 전반부와 후반부에 각각 영벡터를, 그리고 중반부에 실효 전압 벡터를 인가하는 방법이다.

한편, 스위칭 소자의 소손을 막기 위해서는 한 상을 구성하는 두 개의 스위칭 소자의 턴온(turn-on) 시점 사이에 적당한 시간 간격 T_d 를 둬으로써 두 소자가 동시에 도통되는(on) 것을 막아주어야 하는데, 이러한 시간 간격을 데드타임(dead-time)이라고 한다. 이 데드타임은 필연적으로 인버터 출력 전압의 왜곡(distortion)을 초래하고 전류 제어의 성능을 저하시키므로 반드시 이의 영향을 보상하여야 하는데, 본 논문에서는 이를 위하여 [7]에서 제안된 방법을 사용하였다. [7]에서 제

안된 방법을 간단히 소개하면 다음과 같다.

데드타임 Td 동안 인버터 한 상의 두 소자가 모두 턴오프(turn-off)되어 있더라도 실제로는 역병렬로 연결된 프리휠링 다이오드(free-wheeling diode)를 통하여 전류가 흘러 마치 해당 스위칭 소자가 턴온된 것과 같은 효과가 나타나게 되는데, 전류의 방향이 양이면 하단의 다이오드, 전류의 방향이 음이면 상단의 다이오드를 통하여 전류가 흐른다. 따라서, 각 상의 전류의 방향을 판별하여, 전류의 방향이 양이면 그 상에 대하여 하단 스위칭 소자의 턴온 시점을 Td 만큼 늦추어 주고, 음이면 상단 스위칭 소자의 턴오프 시점을 Td 만큼 앞당겨 주면, 데드타임의 영향을 전향 보상할 수 있다.

2.5 효율 제어기

산업 현장에서의 전동기 구동에 있어서 고성능의 속도 응답과 높은 구동 효율은 다같이 중요한 문제이다. 유도전동기의 경우, 일정 부하하에서 정속 운전을 하고 있는 상태에서는 최고의 효율을 가져올 수 있는 최적의 슬립 주파수가 존재하며 이것은 다시 회전 속도와 부하의 함수임이 증명되어 있다. 한편, 일정 속도, 일정 부하하에서 회전자 자속의 크기는 슬립 주파수의 함수로 주어지므로, 최적의 효율로 유도전동기를 구동하고자 할 때에는 회전자 자속의 크기를 추가의 제어 대상 변수로 설정하여 이를 최적의 값이 되도록 적절히 제어해 주면 이러한 제어 목적을 달성할 수 있게 된다.

유도전동기의 최적 효율 제어를 위한 종래의 방식들에서는 이와 같이 슬립 주파수를 최적으로 제어하는 방법을 사용하였으나, 이런 경우 최적의 슬립 주파수에 대한 사전 정보를 필요로 하며, 그것은 실험적으로 미리 얻어 저장해 놓아야 하는 불편이 있었다. 따라서, 본 연구에서는 전동기의 고정자 전류와 인가 전압으로부터 계속해서 입력 전력을 계산하면서, 같은 동적 응답을 내면서도 이 입력 전력 값이 최소화되는 회전자 자속을 찾아나가는 방식을 채택함으로써 이와 같은 off-line 실험에 대한 불편을 제거할 수 있다. 더욱이, 전동기의 전류와 전압은 앞서 언급한 회전자 자속 및

회전 속도의 추정을 위하여 항상 측정되고 있기 때문에 효율 제어 알고리즘의 구현을 위한 별도의 하드 웨어 장치는 전혀 필요치 않다.

유도전동기의 입력 전력은 고정자 각 상의 전압과 전류의 곱으로 표현되며, 일반적으로 회전자 자속에 대한 볼록 함수(convex function) 형태로 나타남이 알려져 있다. 따라서, 볼록 함수의 최소값을 찾는 데에 효율적인 알고리즘으로 알려져 있는 Fibonacci 탐색법(search algorithm)을 사용하여 입력 전력의 최소화를 위한 알고리즘을 on-line으로 구현하고자 한다. 그 방법은 고정자 전류와 전압으로부터 계산된 입력 전력이 최소가 될 때까지 회전자 자속의 크기를 조절해 나가는 것이다. 이 과정에서 앞 절에서 언급한 비간섭 제어를 사용하게 되면 전동기의 동적 응답에 전혀 영향을 주지 않고 이를 달성할 수 있게 된다.

Fibonacci 탐색법은 다음과 같은 점화식(recursive equation)에 의해 형성되는 피보나치 수열에 근거하고 있다.

$$F_n = F_{n-1} + F_{n-2}, \quad n=1,2,\dots,N$$

여기서, $F_0=0$, $F_{-1}=1$ 이며 N은 전체 관측값의 갯수인데, 이것은 $(1/F_N)$ 이 목표하는 정밀도 이하의 값을 갖도록 설정한다. 위의 점화식에 의해 형성되는 수열은 $\{1, 1, 2, 3, 5, 8, 13, 21, \dots\}$ 로 나타난다.

최적 효율 구동을 위한 Fibonacci 탐색법은 [3]의 문헌에 기초한 방식을 응용한 것으로, 아래와 같이 정리된다. 아래에서 $P(\lambda)$ 와 $P(\mu)$ 는 각각 회전자 자속의 크기 Φ 가 λ , μ 일때의 입력 전력을 나타내고 Φ_i^* , $i=1,2,\dots$ 는 회전자 자속 크기의 명령을 나타낸다.

Step 1 : Φ_{\min} 는 0으로, Φ_{\max} 는 정격 자속으로 설정한다.

$$\lambda \leftarrow \Phi_1^* = (F_{N-2}/F_N) \Phi_{\max}$$

$$\mu \leftarrow \Phi_2^* = (F_{N-1}/F_N) \Phi_{\max}$$

$$k \leftarrow 1$$

$P(\lambda)$ 와 $P(\mu)$ 를 측정한다.

Step 2 : 만약 $P(\lambda) > P(\mu)$ 이면 **Step 3**로 간다.

그렇지 않으면 **Step 4**로 간다.

Step 3 : $\Phi_{\min} \leftarrow \lambda$

만약 $k=N-2$ 이면 **Step 5**로 간다.

$\lambda \leftarrow \mu$

$\mu \leftarrow \Phi_{k+2}^* = \Phi_{\min} + (F_{N-k-1}/F_{N-k})(\Phi_{\max} - \Phi_{\min})$

$P(\mu)$ 을 새로 측정한다.

$k \leftarrow k+1$

Step 2로 되돌아 간다.

Step 4 : $\Phi_{\max} \leftarrow \mu$

만약 $k=N-2$ 이면 **Step 5**로 간다.

$\mu \leftarrow \lambda$

$\lambda \leftarrow \Phi_{k+2}^* = \Phi_{\min} + (F_{N-k-2}/F_{N-k})(\Phi_{\max} - \Phi_{\min})$

$P(\lambda)$ 을 새로 측정한다.

$k \leftarrow k+1$

Step 2로 되돌아 간다.

Step 5 : $\Phi_N^* \leftarrow (\Phi_{\min} + \Phi_{\max})/2$

종료한다.

이와 같은 방법으로 얻어진 수열 $\Phi_1^*, \Phi_2^*, \dots, \Phi_N^*$ 은 입력 전력의 최소화를 위한 회전자 자속 크기에 대한 제어 명령이 된다. Fibonacci 탐색법은 원하는 정밀도를 얻기 위해 필요한 반복 과정 혹은 수열의 개수 N 이 가장 작은, 매우 효율적인 방법으로 알려져 있다. 한편, 알고리즘에서 회전자 자속의 명령은 조각적 상수 함수(piecewise constant function)로 선택되지만 이와 같은 불연속적 변화는 앞절과 같은 비간섭 제어를 사용한 경우, 회전자 자속의 제어 루우프가 회전 속도 제어 루우프와 동적으로 비간섭화되어 있는 관계로 동적 응답에 전혀 영향을 주지 않는다.

현재까지 알려진 바로 속도 검출기 없는 유도전동기의 고성능 제어에 효율 제어 알고리즘이 도입된 예는 없다.

2.6 전동기 상수 추정기

기존의 모든 연구 결과들과 마찬가지로, 본 연구에서 채택한 방식에서도 정확한 전동기 상수에 대한 정보는 필요하다. 유도전동기의 전동기 상수는 상호 인덕턴스,

고정자 누설 인덕턴스, 회전자 누설 인덕턴스와 고정자 저항, 회전자 저항으로 대별할 수 있는데, 이 5개 상수들은 유도전동기의 구동 조건에 따라 그 값이 변동하는 특성을 가지고 있다. 이들의 변화 특성 및 추정 방법에 대하여 알아보면 각각 아래와 같다.

먼저 누설 인덕턴스는 일반적인 운전 자속 크기내에서 그 값이 거의 일정하다고 알려져 있으므로, 이 값은 변화하지 않는다고 가정하고, 그 값은 전동기 제조 회사로부터의 자료를 참조하였다.

고정자 저항은 고정자 권선의 등가 저항으로 온도에 따라 그 값이 크게 변화한다. 고정자 저항은 먼저 시스템의 초기화 과정 중에 초기치를 계산하여 사용하는데, 그 방법은 고정자 전류를 DC 성분으로 제어하면서 정상 상태에 이르렀을 때, 입력 전류와 입력 전력의 비율로 계산한다.

상호 인덕턴스 값은 주로 자속의 크기에 의존하여 그 값이 50% 이상 까지 변동되지만 온도나 주파수 등에 의한 영향은 무시할 수 있을 정도로 작다. 따라서, 운전전에 자속의 크기에 대한 인덕턴스 값을 미리 식별하여 이를 메모리에 저장해 두면 회전자 자속 크기의 변동에 의한 영향을 보상할 수 있다. 이 값의 식별은 기존의 여러 연구 결과에서와 같은 방법으로 시스템의 초기화 과정 중 혹은 off-line 시험으로 행할 수 있으나, 본 연구에서는 [6]에서 제안된 on-line 추정 방법을 사용하였다. 사용한 알고리즘은 고정자 저항의 초기치, 전류와 전압 정보를 이용하여 경부하 상태에서는 상호 인덕턴스의 값을 정확히 추정할 수 있도록 하여 준다. 알고리즘의 상세한 소개는 본 원고의 관심 영역을 벗어나므로 생략하기로 한다.

마지막으로, 회전자 저항은 농형 회전자 구조의 등가 저항으로서, 회전자 주변 온도에 따라 그 값이 50% 까지도 변화하기도 한다. 이 값은 특히 과부하 시에 큰 영향을 미치는 것으로 증명될 수 있다[6].

위와 같이 전동기의 운전 중에는 온도 변화에 따라 고정자 및 회전자의 저항값이 크게 변화하므로 이들의 값을 지속적으로 추정할 필요가 있다. 본 연구에서는 [6]에 발표된 바와 같은 on-line 추정 방식을 채택하여

시스템의 초기화 과정 중에도 정상적인 동작 수행 중에 각각 추정 및 제어 알고리즘에 필요한 세가지 전동기 상수들을 계산해 내고 있다.

3. 하드웨어의 구성

제작된 하드 웨어를 그 기능에 따라 부분별로 나누어 보면, (1) DSP 관련 제어 보드(control board)부, (2) 직류 링크(DC link) 전압, 상전압, 그리고 상전류 측정부, (3) 직류 링크부와 인버터부로 이루어진 전력 변환(power converter)부, 그리고 (4) 시스템의 각종 소자를 보호하기 위한 보호 회로부가 있으며, (5) 제작한 시스템이 알고리즘의 개발과 성능 평가용임을 감안하여 별도로 첨가한 속도 검출부와 데이터 모니터링(monitring)부 등으로 구분해 볼 수 있다. 이제, 각 부분에 대하여 구성된 하드 웨어를 보다 세밀히 설명하도록 한다.

3.1 CPU와 메모리부

먼저, CPU와 그 주변의 제어 보드부는 다음과 같이 구성되어 있다. 제작된 제어 보드는 구성상의 단순화를 위하여 하나의 마이크로 프로세서(micro processor)로 필요한 모든 연산을 행하도록 설계되어 있다. 이와 같이, 하나의 CPU로 전류 제어, 전압 변조, 회전자 자속 및 회전 속도 추정, 자속 제어, 속도 제어, 비간섭 제어, 그리고 효율 제어 등의 많은 기능을 모두 구현하기 위해서는 사용 CPU의 성능이 매우 고성능의 것이어야 한다. 본 연구에서는 TI사의 부동 소수점(floating point) 연산 DSP인 TMS320C31을 사용하였는데, 이 칩(chip)은 TMS320C30의 염가, 보급형 모델이면서도 부동 소수점 연산의 장점과 사용상 편의의 장점 모두를 지니고 있는 32bit의 범용 DSP이다. 참고로 TMS320C31의 연산 속도는 16.7MIPS (million instrctions per second)이다.

TMS320C31가 지원하는 외부 메모리 영역에는 32K×32bit의 EPROM과 256K×32bit의 SRAM를 실장하였다. EPROM에 할당된 메모리 영역에는 시스템 초기

화를 관장하는 모니터 프로그램(monitor program)과 인터럽트 벡터 테이블(vector table)이 저장되어 있으며, SRAM에 할당된 메모리 영역에는 인터럽트 루틴(routine)이 시스템 초기화 과정 중에 주 PC로부터 다운로드(down-load)되어 저장된다. 그리고, DSP 내에 존재하는 1Kbyte의 RAM 영역은 프로그램 수행시에 필요한 각종 변수들의 임시 기억 장소로 활용되었다.

3.2 주변 회로부

아나로그 신호를 입력시키기 위한 A/D 변환기로는 AD사의 고속 A/D 변환기인 AD678을 사용하여 8개의 채널을 마련하였다. 이들은 각각 상전류 입력용으로 2쌍씩 4개, 상전압 입력용으로 2개, 그리고 DC 링크 전압 입력용으로 1개가 사용된다. 상전류 입력은 전류 제어용과 상태 변수 추정용의 입력을 따로 받는데, 이들은 대역폭이 각기 다른 저역 통과 필터를 통과시킨 것이다. 한편, 아나로그 신호의 출력은 DSP 내부의 변수들을 모니터링하기 위한 목적으로 사용된다. 이를 위해서는 AD사의 12bit D/A 변환기 AD767를 사용하였고 4개의 채널(channel)이 확보되어 있다.

제어 보드와 주 PC간의 통신은 8bit의 쌍방향성(dual port) RAM을 통하여 이루어지는데, 이것은 시스템의 초기화 과정 중에는 PC 상에서 제작된 프로그램의 다운로드, 그리고 시스템의 운전 중에는 속도 명령의 DSP로의 입력이나 혹은 여러가지 DSP 내부 변수들의 PC로의 출력 등 사용자의 편의를 위한 인터페이스(interface) 역할을 담당한다.

3.3 속도 검출부

제어 보드 상에서 필요한 복잡한 논리 회로의 구현을 위하여 총 6개의 EPLD(Erasable Programmable Logic Device)를 사용하였다. 사용된 모델은 AMD(Advanced Micro Device)사의 MACH 230이다. 이 중 3개는 전동기 고정자 3상에 인가되는 PWM 파형을 만들어 주는 부분인데, DSP로부터 100μs의 인터럽트 주기마다 각 상의 상단에 위치한 스위칭 소자들의 스위칭 시각을 입력받아 6개의 모든 스위칭 소자들

을 정해진 시각에 온 또는 오프시키기 위한 스위칭 신호를 출력시킨다. 또한, 2개의 EPLD는 DSP 주변 소자들(peripherals)을 위한 제어용 신호들을 담당하며, 나머지 한 개는 실험 대상 유도전동기의 부하로 사용된 교류 동기전동기(AC synchronous motor)의 회전축에 부착된 엔코더(encoder)에서 나오는 출력을 이용하여 속도를 검출하는데 사용된다. 속도 측정의 방법은 [8]에서 제안된 M/T 방식을 그대로 구현하였으며, $200\mu s + \Delta T$, $0 \leq \Delta T \leq 1ms$ 마다 회전 속도를 추정하도록 설계되어 있다.

3.4 전류 및 전압 검출부

상전류 측정을 위한 전류 검출기로는 LEM사의 LA 25-NP를 2개 사용하였다. 이들의 출력단에는 입력측에 연결된 도선에 흐르는 전류의 값에 비례하는 신호가 출력되는데, 이를 대역폭(bandwidth)이 각각 5.0KHz와 1.0KHz인 2개의 2차(second order) 버터워스형(Butterworth) 저역 통과 필터에 입력시켜 고주파 성분을 제거한다. 전자의 필터를 거친 신호는 전류 제어용 되먹임 신호로 사용되고, 후자의 필터를 거친 신호는 상태 변수 추정에 사용된다. 저역 통과 필터는 AD사의 OP Amp인 OP200을 각 1개씩 사용하여 아날로그 타입으로 구성하였다. 고주파 잡음이 상쇄된 전류 정보는 제어 보드 상의 A/D 변환기 입력으로 연결된다.

전압의 검출을 위해서는 역시 LEM사의 전압 검출기 LV 25-P를 2개 사용하였다. 각 상 간의 순시 전압의 크기에 비례하는 출력을 역시 대역폭이 1.0KHz인 2차의 저역 통과 필터에 통과시킴으로써 PWM으로 변조되었던 전압의 기본 성분을 취하는 동시에 스위칭에 따른 잡음을 감쇄시킨다. 한편, 전압 정보는 저속 영역에서 그 값이 매우 작아져 무부하 상태에서는 고속 영역에서의 크기의 5%이하로 떨어지므로 이를 그대로 A/D 변환시키면 12bit의 분해능만으로는 원하는 정밀도를 얻을 수 없게 된다. 따라서, 제작된 시스템에서는 동작 영역 전체에서 충분한 측정 정밀도를 유지하기 위하여 전압 명령의 크기에 따라 따라 전압 검출기로부터의 전압 정보를 미리 $2n$, $n=0, \dots, 4$ 배로 증폭시킨 뒤

이를 A/D 변환기에 연결하는 방법을 채택하였다. 이처럼 전압 신호 되먹임용 증폭기의 이득을 가변시키기 위해서 AD사의 SPGA (Software Programmable Gain Amplifier) AD526을 사용하였는데, 이 칩은 EPLD를 통한 DSP의 통제(control)에 의하여 입출력 사이의 이득을 $2n$, $n=0, \dots, 4$ 중 택일하여 증폭시킬 수 있는 계측용의 가변 이득 증폭기이다.

DC 링크단의 직류 전압은 먼저 저항으로 이루어진 전압 분배기(voltage divider)를 통하여 아날로그 회로에서 취급이 가능한 정도의 신호 크기로 줄여진 다음, 절연 증폭기(isolation amplifier)와 대역폭이 60Hz인 저역 통과 필터를 통하여 제어 보드 상의 A/D 변환기에 입력된다. 신호의 절연을 위해 사용된 절연 증폭기는 Burr Brown사의 ISO 122P이다.

3.5 전력 변환부

다음으로, 전력 변환부는 DC 링크 전압부와 인버터부로 나누어 볼 수 있다. DC 링크부는 3상 교류 220V 전원을 다이오드 브릿지(diode bridge)로 정류하고, 이를 다시 평활용 축전기(bypass capacitor)에 통과시켜 보다 안정된 315V의 직류 전압을 얻는 부분이다.

인버터는 6개의 스위칭 소자들로 구성되어 있는데, 사용된 스위칭 소자는 턴온, 턴오프 시간이 충분히 빠른 IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor)이며, 그 모델은 정격 전류가 25A, 정격 전압이 500V인 Toshiba사의 MG25J2YS1이다. 이후에 설명하겠지만, 전류 제어 및 전압 변조는 $100\mu s$ 의 인터럽트 루틴에서 행하도록 되어 있다. 전압 변조 방식은 3상 대칭 방식을 사용하여 $100\mu s$ 주기마다 실행하므로 결과적인 IGBT의 스위칭 주파수는 5KHz이다. 데드타임은 $2.4\mu s$ 로 설정하였다.

한편, 이들 IGBT의 입력단을 구동하기 위해서는 별도의 게이트 구동 회로가 필요한데, 제작된 시스템에서는 부품의 수를 줄이고 신뢰성을 향상시키기 위하여 IGBT의 구동을 위한 전용 칩인 Toshiba사의 TLP 250을 사용하였다.

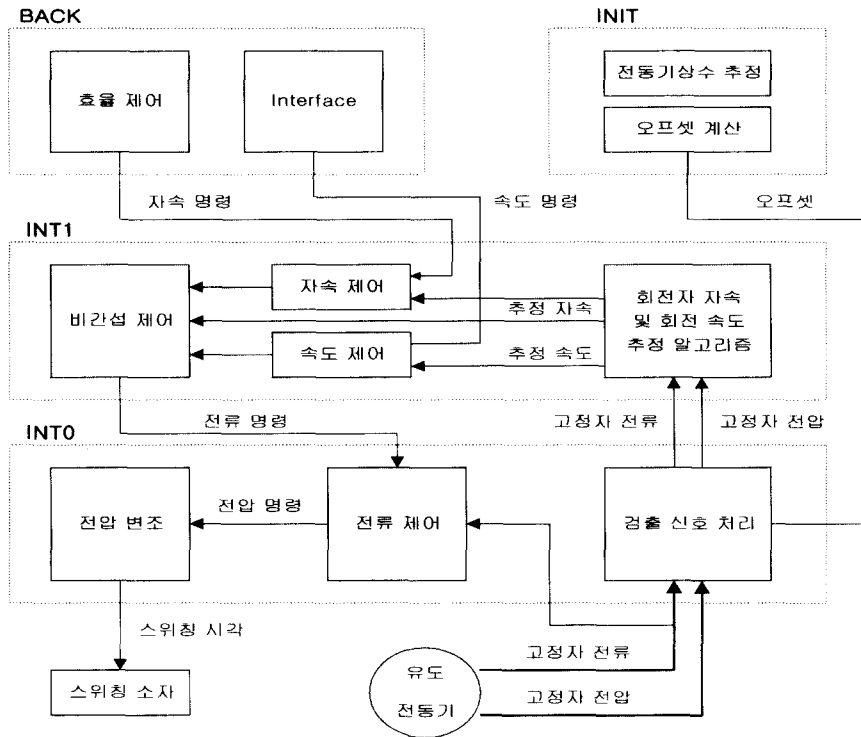


그림 2. 소프트웨어의 구성

3.6 보호 회로부

마지막으로, 시스템의 안전을 위하여 부가한 보호 회로에 대하여 설명한다. 구현된 보호 회로는 과전류 (over current), 과전압(over voltage)과 하드 웨어의 오동작에 의하여 상하단 IGBT가 도통되는 경우에 대비한 것 등이 있고, 직류 링크 단에는 속도 퓨즈(fuse)를 사용하여 전원부의 안전을 도모하였다. 이러한 보호 신호가 발생하면 하드 웨어적으로 모든 스위칭 소자의 게이팅 신호가 차단되어 스위칭이 중지되며, 이것은 다시 DSP에 통보되어 DSP가 정해진 처리를 행하도록 되어 있다.

4. 소프트웨어의 구성

제안한 알고리즘의 구현을 위하여 개발된 소프트웨어 부분은 (1) 가장 높은 우선 순위(priority)를 갖고 전류 제어와 전압 변조를 행하는 100 μ s 주기의 인터럽트 루틴(이하 'INT0'라 칭함), (2) 보다 하위의 우선 순위를 갖고 상태 변수 추정 및 각종 제어 알고리즘을 행

하는 400 μ s 주기의 인터럽트 루틴(이하 'INT1'이라 칭함), (3) 시스템의 초기화를 관장하는 초기화 루틴(이하 'INIT'라 칭함), 그리고 (4) 어느 정도의 시간 지연(time delay)을 허용할 수 있는 작업을 무한히 반복하는 배경 (back-ground) 루틴(이하 'BACK'라 칭함) 등이 계층적(hierarchical)인 구조를 이루고 있다. 개발된 소프트웨어의 구조 및 기능을 나타내는 블럭 선도를 그림. 2에 보인다.

4.1 INTO

먼저, INTO는 전동기 구동의 핵심이 되는 가장 내부의 제어 루우프가 수행될 뿐아니라 PWM 파형의 발생을 위하여서도 정확한 주기를 유지할 필요가 있다. 따라서, DSP 외부에 별도로 마련된 하드 웨어가 가장 높은 우선 순위의 하드 웨어 인터럽트를 주기적으로 발생시킴으로써 이 루틴이 수행되도록 되어 있다. 이 부분에서는 전류 제어기, 전압과 전류의 검출 및 필터링, 그리고 3상 대칭 공간 전압 변조와 데드 타임 보상 등의 알고리즘을 수행한다. 제어기의 시간 지연을 최소화

하고 하위의 인터럽트 루틴에서 처리하여야 할 복잡한 추정 및 제어 알고리즘의 수행을 위한 여유 시간을 확보를 위하여 프로그램을 모두 기계어(assembly language)로 작성하여 수행 시간의 최소화를 도모하였다. 또한, 단순 반복적인 작업은 모두 순람표(look-up table)화하였으며, 병렬 처리(parallel processing)의 장점을 최대한으로 활용하려 노력하였다.

특히, 전압 변조 파형 생성에 관계된 알고리즘의 상당 부분을 외부의 ASIC을 이용하여 하드웨어로 처리할 수 있도록 구성함으로써 INTO 전체의 수행 시간을 약 20 μ s 정도로 단축할 수 있었다.

4.2 INT1

두번째로, 회전자 자속 및 회전 속도 추정 알고리즘, 속도 제어, 자속 제어, 그리고 비간섭 제어 알고리즘 등이 이산화되어 구현된 부분이 INT1이다. 이 루틴은 DSP 내부의 타이머(timer)에 의하여 작동되며 INTO보다 하위의 우선 순위를 갖는다. INT1은 INTO에 비하여 상대적으로 시간적 제약이 적고, 또한 알고리즘 개발에 있어서 편의와 유연성(flexibility)이 중요시 되므로 C-언어를 사용하여 프로그램을 작성하였다. 알고리즘의 구현을 위한 이산화 과정은 전향 차분 근사화 방법(Euler Method)에 근거하였다.

4.3 INIT

INIT는 (1) 시스템의 하드웨어가 원하는 동작을 하도록 초기 설정을 해주는 작업, (2) 인터럽트 루틴에서 사용될 각종 제어 변수의 초기값 설정, (3) 고정자 전류와 전압 측정치에 하드웨어적 결함으로 인해 포함된 DC 오프셋 오차에 대한 보상 등이 이루어진다. 오프셋이 포함된 전류 및 전압 정보를 사용하여 추정 알고리즘을 실행시킨 경우 고정자 주파수의 2배에 해당하는 주파수를 갖는 리플 오차를 유발하므로 반드시 보상하여야 할 필요가 있으며, 본 논문에서는 이를 위하여 다음과 같은 소프트웨어에 의거한 방법을 사용하였다.

시스템의 초기화시에는 모든 스위칭 소자들이 턴오

프된 상태로 있으므로 전류와 전압 값은 모두 0이 된다. 따라서, 이때 이들을 측정하면 그 측정값이 바로 하드웨어의 결함에 의해 발생하는 DC 오프셋이 된다. 잡음의 영향을 줄이기 위해 여러번 측정된 값의 평균으로 오프셋을 구한다.

이와 같이 얻은 오프셋의 값을 각 전압 및 전류 성분에 대하여 시스템의 초기화 과정 중에 계산해 놓은 다음, 운전 중에는 매 100 μ s의 측정 때마다 이 값을 해당 측정치에서 빼줌으로써 오프셋의 영향을 제거한다.

4.4 BACK

마지막으로 BACK에서는 속도 명령등의 각종 정보를 주 PC와 교환하는 통신 작업, 효율 제어, 각종 전동기 상수 추정 알고리즘, 그리고 그 외 시간적으로 어느 정도 여유가 있는 각종 작업들을 행한다.

주 PC와의 통신은 쌍방향성 메모리를 이용하여 이루어지며, 이를 통하여 주 PC로부터 속도 명령이나 효율 제어의 시작 등을 지령받거나 필요한 정보를 PC로 보내준다.

한편, 전술한 바와 같이 전압 정보는 측정 정밀도의 유지를 위해서 측정치의 크기에 따라 미리 아날로그 시스템에서 그 정보를 적당한 크기로 증폭시켜 A/D 변환기로 받아들이는데, 이 증폭 배율의 결정도 이 배경 루틴에서 수행된다. 이는 전압 변조기에서 계산된 전압 명령의 크기에 의하여 상전압의 크기가 적절한 아날로그 신호 크기를 유지하도록 배율을 변경하는 방법으로 이루어지며, 이 과정에서 배율을 변경하는 시점 근방에 적당한 크기의 히스테리시스(hysteresis)를 삽입시켜 빈번한 배율 변경을 피하였다. 또한, 직류 링크 전압은 그 크기가 급격히 변화하지 않으므로 그 값의 측정도 역시 BACK에서 이루어진다.

5. 구동 실험 결과

이 장에서는 전술한 바와 같이 구현된 드라이브 시스템을 가지고 실행한 몇가지 실험 결과 들을 제시하기로 한다. 실험을 위해 사용된 전동기는 효성 중공업

(HICO)의 750W 4극 범용 유도전동기이다. 전동기 상수 중 누설 인덕턴스의 값은 전동기 회사의 자료를 참조하였고 나머지 전동기 상수 들은 [6]에서 제시한 방법으로 초기 상태와 운전 중 on-line으로 추정하여 사용하였다. 또한 사용할 전류와 전압의 측정치, 그리고 고정자 전류의 미분치는 다음과 같은 방법에 의하여 얻는다.

전술한 바와 마찬가지로, 전류와 전압은 100 μ s 주기의 INT0에서 검출되므로 가장 최근의(latest) 4개 정보들의 이동 평균치(moving average)를 INT1의 추정 및 제어 알고리즘에서 사용할 수 있다. 한편, 고정자 전류의 미분치는 아래와 같은 방법으로 근사화 시킬 수 있다.

$$\frac{d\hat{x}}{dt}[n] = \frac{1}{4N_i T_s} \left(\sum_{j=0}^3 x[n-j] - \sum_{j=0}^3 x[n-N_i-j] \right)$$

여기서, $T_s=100\mu$ s이고, $(d\hat{x}/dt)[n]$ 은 (dx/dt) 의 $t=nT_s$ 에서의 추정치를 나타낸다. 한편, 위 식에서 정수 N_i 는 측정치의 잡음과 시간 지연 간의 절충(trade-off)

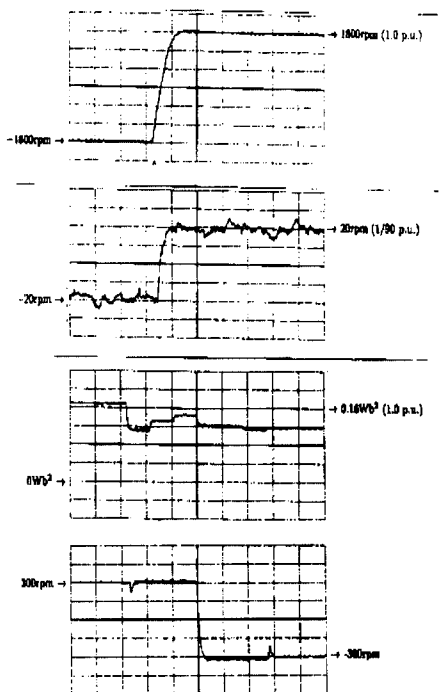


그림 3. 유도전동기 구동 실험 결과

를 통하여 적절한 상수를 설정하여야 하는데, 본 시스템에서는 최저속 영역에서는 4, 최고속 영역에서는 1을, 그리고 중속 영역에서는 2 - 3의 값을 적절히 사용하였다.

그림. 3에 개발한 시스템으로 유도전동기를 구동한 실험 결과를 보였다. 첫 번째와 두 번째 실험의 결과는 제안한 드라이브 시스템이 정격 자속, 무부하의 상태에서 정역 회전을 하는 경우 과도 및 정상 상태에서 우수한 동적 응답 특성을 나타냄을 보여주는 것이다. 정역 회전을 위한 두 개의 실험 과정 중에서 속도 명령은 계단 형태로 인가하였는데, 첫 번째 실험에서는 -1800rpm(1.0 p.u.)에서 +1800rpm으로, 그리고 두 번째 실험에서는 -20rpm (1/90 p.u.)에서 +20rpm으로 각각 변화시켰다. 세 번째의 실험은 0.2 p.u.(0.86Nm)의 부하가 인가된 상태에서 효율 제어 알고리즘을 동작시킴으로써 회전자 자속 크기가 변해가는 과정을 표시한 것이다. 그림 상에서는 나타나지 않았지만, 이 과정 중 입력 소모 전력은 25% 정도까지 감소하게 되며, 이 때 속도 변동은 약 0.5%(± 9 rpm) 이내로 억제 되었다. 마지막 실험은 정격 자속에서 300rpm으로 회전하며 정상 상태를 유지하고 있는 유도전동기에 계단 형태로 4.3Nm(1.0 p.u.)의 정격 외부 부하를 순간적으로 인가하고 잠시 후 속도를 반전시키고 난 이후 다시 순간적으로 외부 부하를 해제시킨 결과를 나타낸 것이다. 그림의 결과는 전동기의 회전 속도가 부하의 인가 및 해제 시에도 다시 앞에서의 결과와 같은 200msec 이내의 시간에 안정화 됨을 보여주어 제안한 제어 시스템이 외란에 대해서도 매우 강인함을 입증하고 있다.

위의 실험 결과들을 모두 종합해 보면, 개발된 드라이브 시스템으로 속도 제어 범위 1 : 90 (20 - 1800rpm), 정격 이내의 부하하에서 제어 정밀도 $\pm 1\%$, 안정화 시간 200ms, 부하 조건에 따라 효율 제어 알고리즘에 의하여 5 - 30% 정도 까지의 효율 증대 가능 등의 사양으로 범용의 유도전동기를 제어할 수 있음을 결론지을 수 있다. 이와 같은 결과는 현재까지 발표된 속도 검출기 없는 유도전동기 드라이브 시스템의 성능 중 세계 최고의 수준으로 볼 수 있다.

6. 결론

본 원고에서는 극 좌표계를 기준으로 하여 추정기를 구성함으로써 속도 검출기가 없는 유도전동기의 회전자 자속 및 회전 속도를 정확히 추정해 내고, 다시 이 정보를 이용하여 유도전동기를 고성능으로 제어할 수 있는 드라이브 시스템의 구현 과정과 이를 이용한 간단한 실험 결과에 대하여 소개하였다.

본 원고에서 제시한 몇가지의 실험 결과들은 소프트웨어의 알고리즘에 의하여 전동기의 회전축에 부착된 속도 검출기는 충분히 대체될 수 있음을 말해주는 것이므로, 속도 검출기가 가격과 내구성 등에서 실제적으로 산업 현장에 적용하기에 많은 문제점을 갖고 있다는 점을 감안할 때 그 유용성을 입증하는 것이다.

한편, 이 결과가 실질적으로 널리 응용되기 위해서는 고정자 전류 미분치의 추정 방식 개선, 전압 검출의 정밀도 향상, 전동기 상수의 on-line 식별법 보완 등을 통하여 완전한 신뢰성을 확보하여야 한다. 또한, 통상의 유도전동기 인버터로 정격 속도의 2 - 3배까지 구동시킬 수 있는 것을 감안할 때, 속도 제어의 범위를 더욱 확대시킬 필요가 있다. 이를 위해서는 약계자 구동을 위한 기존의 연구 결과들에 대한 이론을 정립하고, 이를 속도 검출기가 없는 경우에 확대 적용할 수 있도록 하는 알고리즘의 개발과 구현이 아울러 이루어져야 할 것으로 사려된다.

참고문헌

- [1] F.Blaschke, "The Principle of Field Orientation as Applied to the New Transvector Closed-loop Control System for Rotating Field Machine," Siemens Rev., vol.39, no.5, 1972.
- [2] T.G.Habetler, et. al., "Direct Torque Control of Induction Machines Using Space Vector Modulations," IEEE Trans. Ind. Appl., vol.28, no.5, 1992.
- [3] 김 규식, "단순화된 입출력 선형화 기법에 의한 유도전동기의 강인한 속도 및 효율 제어," 공학박사

학위논문, 서울대학교, 1990.

- [4] 유 호선, "극 좌표계를 이용한 유도전동기의 회전자 자속 및 속도 추정 방법," 공학박사 학위논문, 서울대학교 대학원, 1996.
- [5] 이 상훈, "속도 검출기를 사용하지 않은 유도전동기의 모델 변수 추정 방식," 공학석사 학위논문, 서울대학교 대학원, 1993.
- [6] H.Le-Huy, et. al, "An Adaptive Current Control Scheme for PWM Synchronous Motor Drives," IEEE Trans. Pow. Elec., vol.4, no.4, 1989.
- [7] R.B.Sepe, et. al. "Inverter Nonlinearities and Discrete-Time Vector Current Control," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 28, no.5, 1994.
- [8] T.Ohmae, et. al. "A Microprocessor Controlled High Accuracy Wide Range Speed Regulator for Motor Drives," IEEE Trans. Ind. Electr., vol.29, no.3, 1982.

저자소개

유호선

1967년 서울 출생

1990년 서울대학교 제어계측공학과 학사.

1992년 서울대학교 제어계측공학과 석사.

1996년 서울대학교 제어계측공학과 박사.

전공 : 비선형 시스템의 제어 이론 및 그 응용으로서 각종(서보)전동기를 주요 제어 대상으로 연구.

발표논문 : 속도검출기 없는 유도 전동기의 벡터 제어 관련 논문.

현재 관심 분야 : 비선형 시스템 제어 이론의 개발 및 적용.

전력전자 및 서보 전동기 제어, 분산제어시스템(DCS) 개발 및 응용.

현재소속 : 삼성전자 기업네트워크사업부 응용개발팀.

직위 : 선임연구원.

서울시 강남구 삼성동 144-17 삼화빌딩 7층.

Tel : 02-3469-2677 / Fax : 3469-2987.

- 담당 편집위원 : 최 진영교수

(서울대학교 전기공학부) -