

패턴인식 기법을 이용한 유도전동기 구동용 전압형 인버터의 고장진단

(Fault Diagnosis of Voltage-Fed Inverters Using Pattern Recognition Techniques for Induction Motor Drive)

박장환* · 박성무 · 이대종 · 김동화 · 전명근

(Jang-Hwan Park · Sung-Moo Park · Dae-Jong Lee · Dong-Hwa Kim · Myung-Geun Chun)

요 약

유도전동기 구동시스템의 예상치 않은 고장은 많은 산업 응용분야에서 심각한 문제를 초래시킬 수 있으므로, 유도전동기 구동을 위한 전압형 PWM 인버터의 고장진단에 대해 연구한다. 진단의 고려 대상은 정류기 다이오드, 스위칭 장치 및 입력단의 개방회로 고장이며, 진단신호는 전동기 전류로부터 유도한다. 고장의 특징추출은 dq-전류 경로의 크기를 이용하였고, 진단은 PCA와 LDA를 적용한다. 또한, 본 논문에서는 일반적인 중·소형 유도전동기 구동 시스템의 제어기에 진단 소프트웨어를 추가하여 사용하는 것에 대한 가능성을 제시하며, 그에 관련해 수행속도에 따른 진단결과들을 보여준다. 최종적으로, MATLAB을 이용하여 인버터의 고장진단에 대한 모의실험을 수행하였고, 제안된 알고리즘의 유용성을 검증하였다.

Abstract

Since an unexpected fault of induction motor drive systems can cause serious troubles in many industrial applications, which the technique is required to diagnose faults of a voltage-fed PWM inverter for induction motor drives. The considered fault types are rectifier diodes, switching devices and input terminals with open-circuit faults, and the signal for diagnosis is derived from motor currents. The magnitude of dq-current trajectory is used for the feature extraction of a fault, and PCA, LDA are applied to diagnose. Also, we show results with respect to the execution time because of the possibility to use that a diagnosis software is embedded in the controllers of medium and small size induction motors drive for real-time diagnosis. After we performed various simulations for the fault diagnosis of the inverter, the usefulness of proposed algorithm was verified.

Key Words : fault diagnosis, induction motor drive system, inverter, PCA, LDA, SOM

* 주저자 : 충주대학교 정보제어공학과 계약교수

Tel : 043-843-2391, Fax : 043-841-5320

E-mail : parkjh@chungju.ac.kr

접수일자 : 2005년 1월 27일

1차심사 : 2005년 1월 31일, 2차심사 : 2005년 2월 25일

심사완료 : 2005년 3월 10일

1. 서 론

산업 응용의 많은 중요한 부분에서 유도전동기를

패턴인식 기법을 이용한 유도전동기 구동용 전압형 인버터의 고장진단

사용하며, 그것들을 운전하기 위해 인버터가 사용된다. 이러한 인버터의 고장은 높은 신뢰도를 중요시하는 시스템에 심각한 위험을 줄 것이다. 즉 산업 공정에서 인버터의 고장에 의해 생산라인이 중단하게 된다면 많은 경제적인 손실을 줄 것이며, 전기철도나 전기자동차와 같이 사람의 생명과 직결되는 시스템의 고장은 커다란 희생을 가져다 줄 것이다. 그런 까닭에, 유도전동기 구동시스템은 다양한 고장들에 대한 보호시스템들을 발전시켜왔다.

상용하는 대부분의 전압형 인버터는 구동 중 발생하는 몇 가지 예기치 않은 고장에 대하여 전력공급원을 차단하는 보호시스템을 갖는다. 그러나 전력 차단하여 시스템을 정지시키는 것보다는 고장이 발생하더라도 이를 극복할 수 있는 제어기술, 즉, 고장 허용제어를 하는 것이 시스템의 안정성을 보다 높일 수 있을 것이다. 최근 그러한 고장허용제어의 높은 관심을 가지고, 그것의 기반 기술의 확보와 유지보수의 편의성을 위해 다양한 고장진단 기법들이 연구되고 있다.

인버터의 고장검출 및 고장진단 기법에 관한 연구를 진단기법과 진단신호 그리고 진단대상의 관점에서 기존의 연구 결과들을 보면, 첫 번째로 진단 기법으로는 해석적·모델기반 접근방법[1, 2]들과 지식기반의 접근방법[3, 4]들이 사용되고 있다. 모델 기반 기법들은 시스템의 정확한 모델을 구할 수가 있는 경우에는 우수한 결과를 얻을 수 있지만, 여러 불가피한 가정과 제한들 때문에 정확한 모델을 구축할 수 없는 단점을 가지고 있다. 지식기반의 접근방법으로는 전문가 시스템[5]과 인공지능 기법[6, 7] 등이 이용된다. 대형 시스템에서 많이 사용하는 전문가 시스템은 정확한 추론 결과를 얻을 수 있지만, 숙달된 전문가의 경험에 의해 구축한 규칙들을 사전에 필요로 한다. 퍼지논리, 신경회로망, 통계적 추론 등으로 대표되는 인공지능 기법은 시스템의 해석적 모델이 필요 없을 뿐만 아니라 전문지식이 필요 없으므로, 다양한 분야에 적용되어 우수한 결과를 보여주고 있다.

두 번째로 진단신호 해석은 전동기 공급전류를 다루는 전동기전류신호해석(MCSA; motor current signal analysis)을 이용하였다[8]. 전동기전류해석

기법은 유도전동기의 입력전류를 검출하기 위해 변류기만 설치하거나, 기존의 인버터 제어기의 변류기를 공용할 수 있으므로, 설치가 간단하다. 그러므로 간단한 진단 알고리즘을 개발한다면 기존의 제어기에 단지 소프트웨어(software)만으로 쉽게 확장할 수 있는 장점을 가져다준다. 그러나 고장진단을 실효해석은 전기·전자기기들이 갖고 있는 비선형성, 파라미터의 섭동 및 노이즈 등의 영향에 의해 입력전류의 특성이 다변하므로, 특히 이러한 데이터를 가지고, 지식기반 접근방법을 사용한다면, 적절한 진단신호의 선택이 진단 성능을 좌우할 것이다.

세 번째로 인버터의 고장진단 대상으로는 대부분의 연구에서는 전력 스위칭 소자의 개방고장만을 다루었고, 특별하게, 대규모 구동 시스템에서 dc링크 커패시터의 고장문제를 다룬 것[14]등이 있다.

본 논문에서는, 유도전동기 구동 시스템의 고장진단을 위해 두 가지 관점을 가지고 연구한다. 먼저 구동 시스템의 구성요소 중에 입력전원의 개방, 정류 다이오드의 개방과 전력 스위치의 개방과 같은 다양한 고장진단 문제를 다룬다. 이것들은 고장허용제어의 관점에서, 전력 스위치 개방고장의 진단신호는 여분의 단(leg)이 추가된 인버터에서 고장 부위를 대체할 수 있는 제어신호를 발생시킬 수 있을 것이고, 입력전원과 정류 다이오드의 개방고장은 단상 정류기와 같이 작동하므로 진단신호에 따라 변조 인덱스를 적절한 제어를 할 수 있을 것이다. 따라서 이 고장들은 고장이 발생하였을 때, 운전을 하지 않는 것보다 일시적인 림프-백(limp-back) 운전을 보장하기 위한, 고장허용제어 전략의 기본 단계라 할 수 있다.

다음으로 인버터 고장진단에서 보다 간단하며 정확한 진단을 위해 적절한 특징 신호와, 주성분분석(PCA; principal component analysis)과 선형판별분석(LDA; linear discriminant analysis)을 이용한 진단 알고리즘을 제안한다.

본문의 내용은 2장에서는 인버터의 고장들에 대해 개괄적으로 다루었고, 3장에서는 진단에 적용한 패턴인식 기법들을 간략하게 소개하였다. 4장은 제안한 고장들에 대한 고장진단 결과를 보여주며, 5장은 결론이다.

2. 유도전동기 구동 시스템의 고장

2.1 고장의 범위

그림 1은 3상 인버터로 구동되는 유도전동기의 기본 시스템 구성도를 보여준다. 일반적으로, 유도전동기 구동 장치의 고장은 전원, 정류기, 커패시터, 전력 스위치, 제어기 등의 전력변환장치와 유도전동기에서 발생한다. 그러나 그림 1과 같이 인버터 구동을 하게 되면, 유도전동기에서 발생하는 많은 고장들을 감소[2]시킬 수 있으므로 고려의 대상에서 제외하였다. 또한 단락 고장과 같이 과전류를 발생시키는 요인이 발생하여 시스템에 심각한 손상을 입히는 것을 방지하기 위해, 대부분의 인버터에는 그림 2와 같은 과전류 보호 장치를 가지고 있으므로, 여기서는 이와 같은 단락고장에 관련한 상황은 배제한다. 따라서 본 논문에서는 다음과 같은 고장들에 대해서만 특성연구 및 진단 알고리즘의 개발에 중점을 둔다.

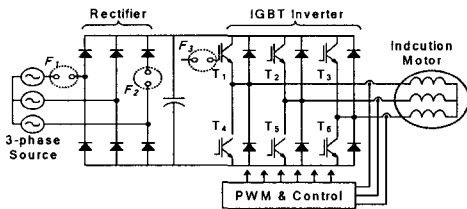


그림 1. 유도전동기 구동 시스템
Fig. 1. A drive system of induction motor

1. 전원 단자의 개방회로 고장 (F_1)
2. 정류 다이오드의 개방회로 고장 (F_2)
3. 전력 스위치의 개방회로 고장 (F_3)

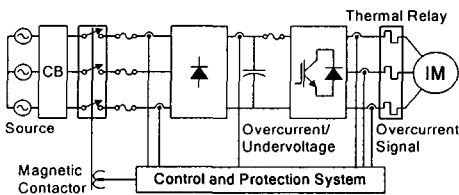


그림 2. 유도전동기 구동 시스템의 보호 시스템[2]
Fig. 2. Protection system for induction motor drive system

2.2 입력전원의 개방과 정류다이오드의 개방

구동 시스템의 입력전원에서 발생하는 개방고장은 외부적인 요인이나 정류 다이오드의 절연파괴에 의해 발생된다. 여기서 정류 다이오드의 절연파괴는 입력라인에 과전류를 발생시키고, 그 결과 입력단 퓨즈가 개방하기 때문에 발생한다.

입력전원의 한 선이 개방되면, 시스템은 두 상에서만 도전하는 단상정류기와 같다. 이 단상 모드는 대체로 평균전압이 3상 모드에 비해 적고, dc 링크에서 리플 전압은 증가한다. dc 링크 전압의 파형은 다음의 형태로 쓸 수 있다.

$$v_d = V_d + v_h \quad (1)$$

여기서 V_d 는 평균 전압이고, v_h 는 전압의 리플 성분이다. 그림 3은 식 (1)에 대한 고장에 따른 리플 성분들을 보여주며, (a)는 3상 입력전압, (b)는 정상 3상 정류전압, (c)는 a-상의 개방고장이 발생한 후에 정류부의 양단에 걸리는 단상 정류전압을 나타내며, (d)는 D_1 의 개방 고장에 따른 3-상 정류모드와 단상 정류모드가 혼합된 정류전압을 보여준다.

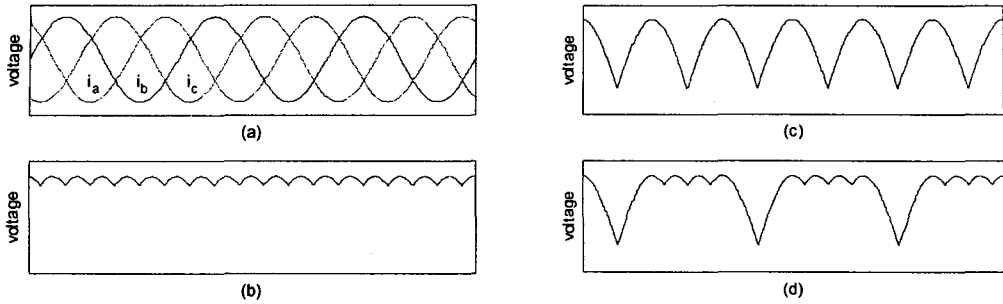
식 (1)의 전압이 인가된 정현파변조(sinusoidally modulated) PWM 인버터에서, 기본 출력 전압은 다음과 같이 쓸 수 있다[10].

$$\begin{aligned} v_a &= \frac{m}{2} V_d \sin \omega t + \frac{m}{2} v_h \sin \omega t \\ v_b &= \frac{m}{2} V_d \sin \left(\omega t - \frac{2}{3} \pi \right) + \frac{m}{2} v_h \sin \left(\omega t - \frac{2}{3} \pi \right) \\ v_c &= \frac{m}{2} V_d \sin \left(\omega t + \frac{2}{3} \pi \right) + \frac{m}{2} v_h \sin \left(\omega t + \frac{2}{3} \pi \right) \end{aligned} \quad (2)$$

여기서 m 은 변조 인덱스(modulation index)를 의미한다. 또한 정상상태에서, 식 (2)의 전압들에 대한 dq 전압은 선형변환행렬에 의해 다음의 관계를 가진다.

$$\begin{aligned} v_d &= \sqrt{\frac{2}{3}} \left(v_a - \frac{1}{2} v_b - \frac{1}{2} v_c \right) \\ v_q &= \sqrt{2} \left(\frac{1}{2} v_a - \frac{1}{2} v_c \right) \end{aligned} \quad (3)$$

패턴인식 기법을 이용한 유도전동기 구동용 전압형 인버터의 고장진단



(a) 3상 교류전압 (b) 정상적인 dc 링크전압 (c) a 상의 개방에 따른 dc 링크전압 (d) D₁의 개방에 따른 dc 링크전압

그림 3. dc 링크 전압의 리플 성분
Fig. 3. Ripple components of dc-link voltage

식 (3)에 (2)를 대입한 후 정리하면 다음 인버터 출력의 dq 전압은 다음과 같다.

$$v_d = \frac{\sqrt{3}m}{2\sqrt{2}} (V_d + v_n) \cdot \sin(\omega t) \quad (4-a)$$

$$v_q = -\frac{\sqrt{3}m}{2\sqrt{2}} (V_d + v_n) \cdot \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right) \quad (4-b)$$

식 (4)와 같은 dc 성분을 가지고 림프-백 운전을 하는 등가 시스템을 가정하면, 정상상태에서 다음과 같은 정규화한(normalized) dq 전류성분들이 흐른다.

$$i_{dn} = \cos \omega t + f_{dn}, \quad i_{qn} = \sin \omega t + f_{qn} \quad (5)$$

여기서 f_{dn} 과 f_{qn} 은 고조파 성분을 나타낸다.

입력전원이나 다이오드의 개방 고장들은 식 (5)와 같은 고조파 전류 성분을 생성시키며, 그것에 의해 유도전동기에서 발생하는 맥동 토크 성분들은 기기의 마모와 수명에 좋지 않은 영향을 준다. 또한 단상 정류 작용을 하는 다이오드 양단에 과부하가 걸리므로 또 다른 고장의 원인이 될 수 있다.

2.3 스위칭 소자의 개방

스위칭 소자의 개방에 따른 영향을 보면, 예를 들어 그림 1에서 보는 바와 같이 여러 구성요소 중 스위칭 소자 T₁이 동작하지 않으면, 기기의 상 a는 바이패스 다이오드 D₁을 통하여 양(+)의 dc 버스에

연결된다. 그때에 상 a의 전압은 전류의 극성과 스위칭 소자 T₄의 스위칭 패턴에 따라 결정된다. 나머지 스위칭 소자의 고장도 소속한 단(leg)의 전류의 극성과 마주보는 스위칭 소자의 스위칭 패턴에 따라 결정된다. 일반적으로 자기의 선형성(magnetic linearity)과 무한 회전자 관성(infinite rotor inertia)과 같은 이상적이고 선형적 요소를 가정하면, 스위칭 소자의 개방에 따른 표준정지참조좌표축(이하 dq 축) 전류의 경로는 그림 4와 같다[11].

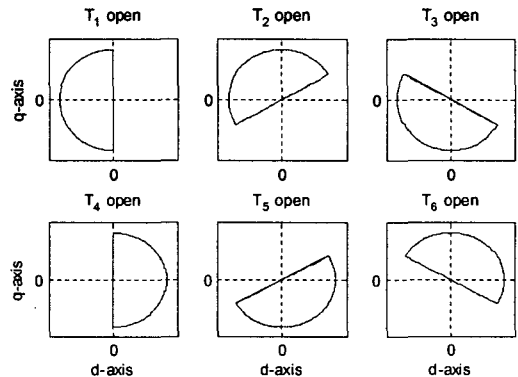


그림 4. 스위칭 소자의 고장에 따른 dq 전류의 경로
Fig. 4. The trajectory of dq-current under faults of switching devices

3. 패턴인식 기법에 의한 고장 진단

패턴인식 기법을 이용한 유도전동기 구동 시스템

의 제안한 고장진단 알고리즘은 다음의 네 가지 단계를 가지며, 그림 5는 기본 구성도를 보여준다.

- 단계 1 : 특징추출과정-관측된 3상전류 데이터들의 dq 좌표축으로부터 크기 값 추출
- 단계 2 : 차원축소과정-클러스터링, PCA와 LDA를 이용
- 단계 3 : 참조형성과정-코드북 또는 참조모델 형성
- 단계 4 : 고장진단과정-관측 데이터를 차원축소 변환을 한 후 코드북 벡터들과 근접 정도에 따라 고장 분류

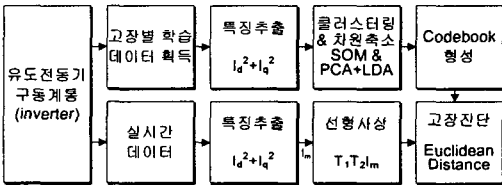


그림 5. 고장진단기법의 구성도
Fig. 5. Strategy of fault diagnosis

3.1 고장의 특징신호

유도전동기 구동 시스템의 고장을 진단하기 위한 특징신호에는 여러 부류가 있다. 가장 기본적인 것으로는 그림 2와 같이 각각의 구성요소 모두에게 하드웨어적으로 단락, 개방이나 과전류를 계측하는 장치를 부착하는 것이다. 그러나 이 방법은 전체 시스템의 구성요소의 증가에 따른 유지보수의 어려움과 가격상승 문제가 따른다. 그런 까닭에 최근에는 전동기 공급 전류를 이용하여 시스템의 특성을 해석하는 MCSA를 이용하여 유도전동기의 고장과 동시에 한 부분에서 전체 시스템의 상태를 감시하는 것이 연구되고 있다.

3상 공급전류에 포함되어 있는 시스템의 상태를 해석하기 위하여, 3상 전류를 해석하는 방법에는 직접적으로 3상 데이터를 가지고 분석하는 방법, FFT에 의해 주파수 영역으로 변환하여 해석하는 방법, 또는 웨이블릿을 이용하는 방법 등이 있다. 이들 방법들에는 오프라인에서 보다 명확한 진단 결과를 얻

어 낼 수 있는 기법을 포함하고 있겠지만, 고장허용 제어에 기반이 되는 온라인 고장진단을 위해서는 수행시간이 오래 걸리는 단점을 갖는다. 이 결점을 해결하기 위해 간단한 연산으로 데이터의 수량을 줄일 수 있다면 진단 과정이 보다 간략하게 될 것이다.

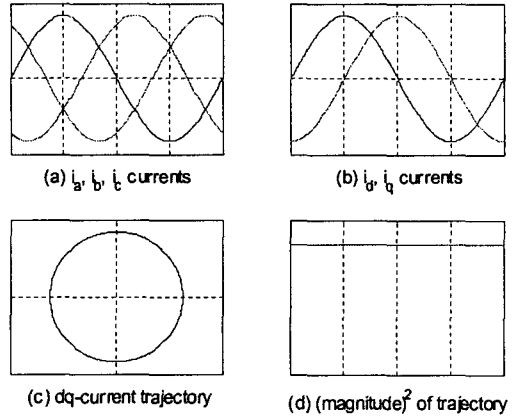


그림 6. 정규화된 특징신호들
Fig. 6. Normalized feature signals

본 논문에서는 먼저 dq축 변환행렬에 의해 3상 전류 i_a, i_b, i_c 를 2상 전류 i_d, i_q 로 변환하고, 2상 전류의 dq 좌표축에서 식 (6)과 같이 정규화한 크기의 제곱을 구하여 특징신호로 선택하였다.

$$i_{mag} = i_{dn}^2 + i_{qn}^2 \quad (6)$$

그림 6에서 (a)~(c)는 각각 이상적인 정상상태에서 3상 전류, 2상 전류, dq-축 변환과 정규화한 크기의 한 주기 값을 보여준다. (d)는 식 (6)의 특징신호 i_{mag} 를 나타낸다. 시스템에 고장이 발생하면 전류에 변화가 생기며, 그에 따른 왜형이 생성되고, 결과적으로 dq-축 전류의 크기에 반영될 것이며, 이러한 패턴들의 분류를 위해 패턴인식 알고리즘을 적용하고자 한다.

3.2 클러스터링과 차원축소

유도전동기 구동 시스템의 정상상태와 고장상태를 나타내는 특징신호는 고정된 데이터가 아니다.

패턴인식 기법을 이용한 유도전동기 구동용 전압형 인버터의 고장진단

부하의 크기와 상태, 전류센서의 성능, 시스템의 섭동(perturbation) 및 외란 등의 주위환경에 따라 다양한 관측 데이터들이 생성될 수 있다. 이러한 데이터들을 모두 진단 시스템의 참조(reference) 신호로 사용할 수 없는 까닭에, 참조신호 혹은 참조벡터들을 선택하기 위해 자기조직화지도(SOM ; self-organizing map) 알고리즘을 도입한다. 즉 초기 학습 단계에서부터 SOM 클러스터링에 의해 지속적으로 참조신호의 업데이트가 이루어지게 하여, 최종적으로, 온라인 고장진단을 위한 참조신호를 얻어낸다.

Kohonen[12]이 제안한 SOM은 비파라미터(non-parametric), 비교사 뉴랄 네트워크(non-supervised neural network) 접근법이며, 생물학적 메커니즘에 기반을 둔 경험적인(heuristic) 접근방법이다. 기본적으로 SOM 클러스터링은, 뉴런들에 따라 근접관계를 갖는 2-D 구조에 적절하게 정렬한 뉴런들의 한 집합으로 구성한 후, 훈련을 수행하면 각각의 뉴런은 입력공간과 동일한 차원의 참조벡터에 소속시킨다. 그것은 가장 근접한 참조벡터의 뉴런에 각각의 입력벡터를 할당하는 방법에 의해, 공통의 가장 근접한 참조벡터의 영역에 입력벡터를 나누는 것이다.

SOM 클러스터링에 의해 형성한 참조 벡터들은 차원축소를 위해 PCA[13]과 LDA[13]에 의해 선형 변환 과정을 거친다. 여기서 PCA는 클래스들의 특성에 관련한 정보를 최대한 유지하며 데이터 집합의 차원을 축소하기 위해 사용한다. 즉 PCA는 임의의 참조 데이터 행렬 $A(n \times m)$ 에 대하여 최대 변위를 갖는 $n_p(n_p < n)$ 개의 주성분만을 사용하여 변환행렬 $T_p(n_p \times n)$ 를 형성한다. PCA를 이용한 차원을 축소한 참조 데이터 행렬 $A_p(n_p \times m)$ 는 다음과 같다.

$$A_p = T_p A \quad (7)$$

LDA는 클래스내의 분산에 대한 클래스 간에 분산의 비를 최대화하기 위한 최적화 기법이다. 또한 클래스들 간에 판별력을 높이기 위한 목적을 만족하는 데이터 행렬을 저차 공간에 사상시키는 변환행렬 $T_L(n_L \times n_p, n_L < n_p)$ 을 형성한다. 본 연구에서는 위에서 서술한 PCA와 LDA를 이용하여 입력 데이터를 선형 변환을 시켰으며, 선형 변환한 데이터 행

렬 $A_{pL}(n_L \times m)$ 은 다음과 같다.

$$A_{LP} = T_L T_p A \quad (8)$$

결과적으로 PCA와 LDA의 간단한 변환행렬 T_p 와 T_L 을 이용하여, n 차원의 참조벡터를 $n_L < n_p < n$ 차원으로 축소를 함으로서, 고장 진단을 위해 데이터들이 가지고 있는 정보들을 최대한 유지하면서 고장데이터별 차별성을 최대화하므로 고장시스템의 성능을 향상시키고자 한다.

3.3 진단방법

고장을 진단하는 방법으로는, 먼저, PCA와 LDA를 이용하여 선형 변환한 참조벡터들을 가지고 코드북(codebook)을 형성한 후, 차원이 축소된 관측 벡터와 코드북과의 근접성을 계산하여 고장의 위치를 결정하는 방법을 사용한다. 여기서 코드북은 식 (6)의 참조벡터 i_{mag} 을 열벡터로 갖는 행렬을 A 라 하면, 식 (8)의 A_{LP} 와 같다. 관측 데이터와 코드북 간에 거리를 결정하기 위해서, 다음과 같이 임의의 관측벡터 a_0 와 a_i (코드북 A_{pL} 의 열벡터, $i=1, \dots, m$)의 차에 대한 절대값 L_1 또는 유클리드 거리 제곱의 최소값 L_2 을 이용하여 정상 및 고장의 위치를 결정한다.

$$L_1 = \underset{i}{\operatorname{arg\,min}} \left(\sum_j^m |a_{ij} - a_{0j}| \right)$$

$$L_2 = \underset{i}{\operatorname{UNDEROVER}} \operatorname{arg\,min} \left\{ \sum_j^m (a_{ij} - a_{0j})^2 \right\} \quad (9)$$

여기서 a_{ij} 와 a_{0j} , $i=1, \dots, m$ 는 각각 벡터 a_i 와 a_0 의 성분들이다.

위에서 제안한 진단방법의 적합성은 다음절에서 시뮬레이션을 통하여 보여 줄 것이다.

4. 시뮬레이션

4.1 모델 파라미터 및 데이터 생성

유도전동기 구동시스템의 모델은 MATLAB의

Simulink을 이용하여 구성하였다. 일부 전동기 및 전력용 소자들은 SimPowerSystem 3.0의 라이브러리를 참조하였으며, 그림 7은 Simulink 구성도를 보여주고, 표 1은 각각의 구성 요소들에 대한 파라미터 값을 나타낸다.

시뮬레이션 모델의 관측 데이터는 1~10[kHz]로 샘플링을 하였으며, 60[Hz] 정현파 전류의 한 주기 시퀀스는 17~167개이다. 데이터 생성은 먼저, 정상과 고장상태 16가지(정상상태 1개, 입력단 개방 고장 3개, 정류기 다이오드 개방 고장 6개와 인버터의 스위칭 소자의 개방 고장 6개)에 대하여, 부하토크 9가지 부하 변화(10~26[Nm])을 주어, 총 167×144의 행렬의 기본 데이터를 생성하였다. 다음으로, 앞에서 생성한 기본 데이터에 섭동 및 외란 등을 추가한 데이터로써, 첫 번째, 3상 전류의 모든 기본 데이터 값의 각 상에 SNR 30[%]의 외란을 랜덤하게 추가한 조건들(한 상, 두 상 또는 모든 상에 추가한 7가지의 경우)에 대해 167×1008 행렬을 생성하였다. 두 번째로 센서 오프셋에 의해 각 상에 10[%](1A) 이내의 dc 성분을 갖는 7가지 조건을 생성하였으며, 이 경우도 관측 데이터는 167×1008 행렬을 갖는다. 세 번째는 센서 증폭단의 성능과 모터의 상태를 고려하여, 기준 전류 최대값의 20[%] 이내에서 불평형 전류를 형성한 조건에 대해, 관측 데이터는 역시 167×1008 행렬을 갖는다. 이와 같은 방법에 의해 총 3168(167×1)개의 관측 데이터를 생성하였다.

167×48 행렬을 참조 데이터로 설정한 후, 고장진단을 진행하였다. 단 클러스터링을 하지 않은 경우는, 기본 데이터 167×144 행렬에서, 부하토크가 12, 18, 24[Nm]인 경우에 대하여 선택한 167×48 행렬을 참조 데이터로 설정한 후, 고장진단을 진행하였다.

표 1. 모델 파라미터
Table 1. Model parameters

Part	Parameter values
AC supply	220[V], 60[Hz], R(line resistance)=0.02[Ω] L(line inductance)=0.4[mH]
Diode Rectifier	Ron(inner resistance)=0.001[Ω] Rs(snubber resistance)=250[Ω] Cs(snubber capacitance)=0.04[uF]
DC link Capacitor	C=1200[uF]
PWM Generator	fc(carrier frequency)=2000[Hz] m(modulation index)=0.695
IGBT Bridge	Rs(inner resistance)=5[kΩ] Ron(snubber resistance)=0.001[Ω]
Induction Motor	Squirrel-cage type, 3hp, 220[v], 60[Hz] Rs(stator resistance)=0.816[Ω] Lls(stator inductance)=2[mH] Rr(rotor resistance)=0.816[Ω] Llr(rotor inductance)=2[mH] Lm(mutual inductance)=69.3[mH]
LPF of outputs	fc(cutoff frequency)=2[kHz]

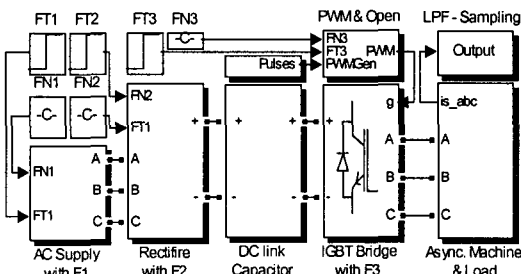


그림 7. 유도전동기 구동시스템의 Simulink 구성도
Fig. 7. Simulink diagram for induction motor drive

SOM 클러스터링을 갖는 경우에 대해서는, 각각의 정상 및 고장상태(16가지)에 대해 생성된 198개의 샘플들을 3(또는 1~5)개로 클러스터링을 한 총

4.2 시뮬레이션 결과

고장에 대한 특징신호의 적절한 선택은 정확한 진단에 많은 기여를 한다. 이러한 관점에서, dq-축 경로의 크기는 고장에 따른 신호들의 클래스들이 매우 구별적인 위치에 있도록 하며, 3상의 전류를 하나의 벡터로 축소시켜주므로 계산 양도 현저히 줄일 수 있다. 그림 8은 샘플링 주파수가 1[kHz]이고, 10[Nm] 부하토크를 갖는 경우, (a)는 정상상태에서 한주기 신호에 대한 정규화된 dq-축 전류의 크기이고, (b)~(d)는 각각 다이오드 개방고장, 스위칭 소자의 개방고장, 입력단 개방고장에 대한 정규화된 특징 신호들이다. 여기서 고장에 따른 특징신호들이

패턴인식 기법을 이용한 유도전동기 구동용 전압형 인버터의 고장진단

매우 구별적인 값들을 갖는 것을 볼 수 있다.

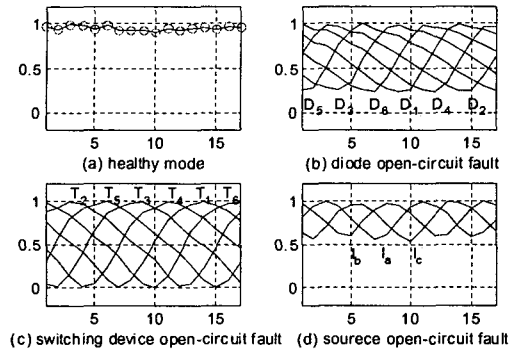


그림 8. 각 고장에 따른 특징신호
Fig. 8. Feature signal for each fault

그림 8은 이상적인 환경에서 특정한 고장부하에 대한 특징신호들을 보여주지만, 시스템의 전류측정 단자에 나타나는 실제 전류는 상기하였던 부하의 변동 등의 여러 가지 섭동 및 외란에 의해 파형의 왜형을 갖는다. 그림 9는 그러한 변동조건들을 가정하고 생성한 전원소스의 개방고장에 대한 관측신호들을 보여준다(4[kHz] 샘플링). 그림 9와 같은 다양한 환경에서 측정된 관측신호들에서 최적의 참조신호를 선택하는 것은 매우 어려운 일이므로, 참조신호는 관측신호들을 SOM 클러스터링하여 얻었다.

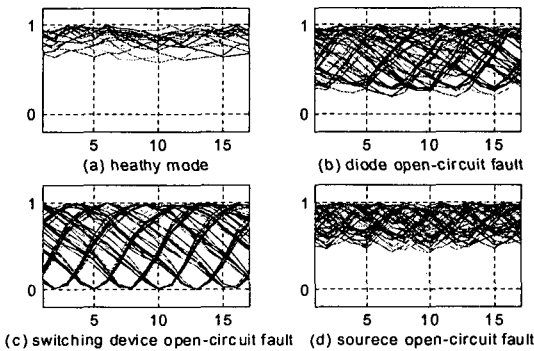


그림 9. 전원소스 개방 고장에 대한 관측신호
Fig. 9. Observed signal for input source open-fault

그림 10은 적당히 선택한 참조신호들과 SOM 클

러스터링에서 얻어진 참조신호들을 가지고 PCA를 이용하여 고장진단을 수행한 결과이며, SOM 클러스터링에 의해 진단 성능이 향상된 것을 볼 수 있다. 여기서 횡축은 각각의 정상 및 고장에 대한 클러스터링을 한 참조벡터들의 개수이다. 예를 들어 참조벡터의 개수가 1개이면, 1[kHz] 샘플링 데이터의 한 주기 동안의 데이터 개수는 17 개이며, PCA에 의해 5개로 축차를 하였으므로, 16가지 고장에 대한 코드북의 크기는 16×5이다. 이와 같이 적은 코드북 크기를 가지고 높은 인식률을 가진다면, 온라인 고장진단 과정에 매우 적합할 것이다.

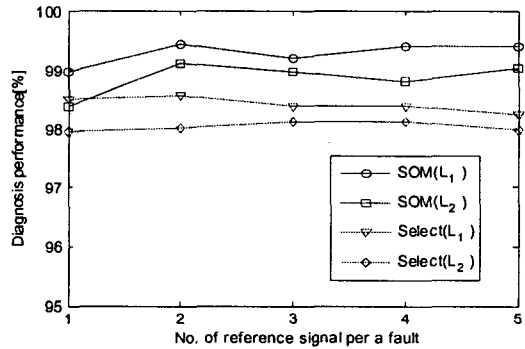


그림 10. SOM 클러스터링을 갖는 고장진단 결과
Fig. 10. Results of fault diagnosis with SOM clustering

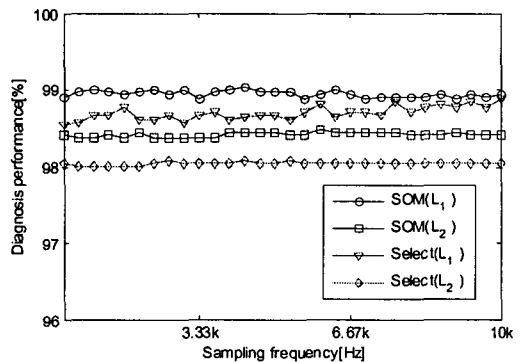


그림 11. 샘플링 주파수 변환에 따른 고장진단 성능
Fig. 11. Diagnosis Performance for variation of sampling frequency

코드북과 관측데이터 간에 거리를 계산하는 문제

는 수행시간과 관계를 갖는다. 물론 고급 알고리즘을 이용하여 좋은 성능의 결과를 얻을 수도 있겠지만, 때로는 수행시간이 문제가 된다면 보다 간단하며, 좋은 성능의 거리 계산 알고리즘을 찾을 필요가 있다. 그림 9는 L_2 유클리드 거리보다 L_1 절대값에 의한 거리를 가지고 진단을 하였을 때의 결과들이며, 여기서 L_1 거리에 의한 진단이 수행시간이 짧을 뿐만 아니라 좋은 성능을 주는 것을 보여준다.

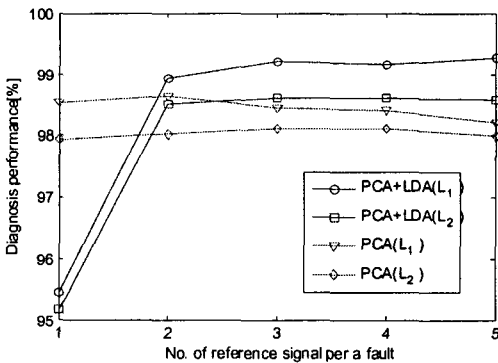


그림 12. PCA와 PCA+LDA를 이용한 고장진단 성능의 비교
 Fig. 12. Comparison using PCA with PCA+LDA for diagnosis performances

다음으로 A/D변환의 샘플링 주파수 또한 수행시간에 큰 작용을 한다. 물론 샘플링 주파수가 작을수록 연산 양은 적어지며, 그림 11은 샘플링 시간의 변화에 따른 PCA를 이용한 진단 결과를 보여준다. 낮은 샘플링 주파수 영역에서도 크게 변동 없이 일정한 성능을 주는 것을 볼 수 있다. 실제 구현 문제에서는 요구조건에 따라, 샘플링 주파수와 원하는 진단 성능의 문턱치(threshold) 사이에 적절한 선택을 필요로 할 것이다.

그림 12은 PCA 과정과 PCA+LDA과정을 이용하였을 때, 향상되는 진단 성능을 보여준다. PCA에 LDA를 추가시키는 것은 변환행렬의 크기를 줄여줄 뿐만 아니라 코드북의 크기 또한 줄여주므로, 온라인 고장진단의 수행시간을 역시 단축시키면서 성능을 높여 줄 수 있다.

5. 결 론

고장허용제어의 기반기술로서, 본 논문은 고장이 발생한 유도전동기 구동계통을 위해 전동기 공급전류를 이용하여 고장의 검출 및 진단을 하는 방법에 대해 연구하였다.

고려한 고장진단의 대상들은 인버터의 입력전원 개방고장과 정류 다이오드 개방고장과 전력 스위칭 소자 개방고장이었고, 이들에 대하여 정량적으로 분석하였으며, 제한한 dq-축 경로의 크기를 이용하여 각각의 고장을 분류하였다.

분류 알고리즘은 먼저 특징 신호를 클러스터링을 하여, PCA와 PCA+LDA를 사용한 진단 알고리즘에 적용하였으며, L_1 거리를 사용한 경우, 클러스터링을 한 경우는 하지 않은 경우보다 평균 0.87[%] 정도의 성능 향상을 보였고, PCA+LDA를 사용한 결과가 PCA만을 사용한 결과보다 평균 0.58[%]의 성능 향상을 보였다. 또한 시뮬레이션을 통하여, 제안한 진단 알고리즘이 낮은 샘플링 주파수 대역에서도 좋은 결과(일례로, 1[kHz] 샘플링 주파수에서 진단률이 98.91[%])를 얻었음을 보여주었으며, 이것은 인버터 제어기가 적은 저장용량과 계산 속도를 가지더라도 원하는 성능을 갖는 진단 기능을 추가하여 고장허용제어를 수행할 가능성을 보여주는 것이다.

끝으로 제안한 진단 알고리즘을 기반으로 하여, 향후 고려한 고장에 대한 고장허용제어기를 구현하고자 한다.

본 연구는 산업자원부의 지원에 의하여 기초전력공학공동연구소(R-2003-B-285) 주관으로 수행된 과제임.

References

- [1] J. Kima, "Analytical investigation of an induction motor drive under inverter fault mode operations", IEE Proc. Electr. Power Appl., vol. 150, no. 3, 2003.
- [2] R. L. A. Ribeiro, etc, "Fault Detection of Open-Switch Damage in Voltage-Fed PWM Motor Drive Systems", IEEE Transactions of Power Electronics, vol. 18, no. 2, March 2003.
- [3] L. Zhang, L. B. Aris, and I. N. Hullely, "A knowledge-based system for on-line fault diagnosis of power inverter circuits for AC machine drive", Proc. EPE'92,

vol. 3, pp.334-339, 1992.

- [4] R. Peugeot, S. Courtine and J.P. Rognon, "Fault detection and isolation on a pwm inverter by knowledge-based model", IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 34, no. 6, Nov/Dec 1998.
- [5] K. Debebe, V. Rajagopalan and T. S. Sankar, "Expert systems for fault diagnosis of VSI fed ac drives" Proc. IAS'91 Conf., pp. 368-373. 1991.
- [6] H. Nejjaro et al., "Monitoring and diagnosis of induction motors electrical faults using a current Park's vector pattern learning approach", IEEE Trans. Industry Application, vol. 36, no. 3, 2000.
- [7] Peter Vas, Artificial-intelligence-based electrical machines and drives, Oxford University Press, 1999.
- [8] Filippetti, F. et. all, "Recent developments of induction motor drives fault diagnosis using AI techniques", IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol.47, Issue, 5, 2000.
- [9] J, H. Park, D. H. Kim, S. S. Kim, M. G. Chun, "An Intelligent Fault Diagnosis in Voltage-fed PWM Motor Drive Systems", NAFIPS'04 Conf., Canada, 2004.
- [10] Debaprasad Kastha, Bimal K. Bose, "Investigation of fault modes of voltage-fed inverter system for induction motor drive", IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 30, no. 4, July/August 1994.
- [11] Z. Ye, and B. Wu, "Simulation of electrical faults of three phase induction motor drive system" Power Electronics Specialists Conference, 2001, Vol. 1, pp. 75-80, June 2001.
- [12] Kohonen, Teuvo, Self-organizing maps, Springer, 2nd ed. 1997.
- [13] Simon Haykin, Neural networks, Prentice-Hall, 2nd Ed., 1999.
- [14] H. H. Weatherford, C. W. Brice, "Simulation of Industrial AC Drive System under Fault Conditions", APEC '03, Vol. 1, 2003.

◇ 저자소개 ◇

박장환 (朴長煥)

1967년 9월 5일생. 1991년 충북대학교 전기공학과 졸업. 1993년 충북대학교 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1999년 동대학원 졸업(박사). 2001년~현재 충주대학교 정보제어공학과 계약교수(BK21).

박성무 (朴成武)

1958년 12월 5일생. 1980년 충북대학교 전기공학과 졸업. 1982년 충북대학교 전기공학과 졸업(석사). 2004년 충북대학교 전기공학과 박사과정 수료. 1994년~현재 청주. 홍성기능대학 교수.

이대중 (李大鍾)

1969년 2월 25일생. 1995년 충북대학교 전기공학과 졸업. 1997년 충북대학교 전기공학과 졸업(석사). 2002년 충북대학교 전기공학과 졸업(박사). 2003~2004년 컴퓨터정보통신연구소 연구원. 2004년~현재 Jointed university of Alberta as a post-doctoral.

김동화 (金東和)

1949년 11월 15일생. 1991년 아주대학교 전자공학과 졸업(박사). 1984~1985년 캐나다 원자력 연구소 객원 연구원. 1997~1993년 한국원자력 연구소. 1999~2000년 캐나다 알버타 대학 조빙교수. 1993년~현재 한밭대학교 제어계측공학과 교수.

전명근 (全命根)

1964년 7월 17일생. 1987년 부산대학교 전자공학과 졸업. 1989년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 1993년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(박사). 1993~1996년 삼성전자 자동화연구소 선임연구원. 2000~2001년 University of Alberta 방문교수. 1996년~현재 충북대학교 전기전자컴퓨터공학부 교수.