

인버터의 직류단 전해 커패시터 고장 진단

양진규[†]

Fault Diagnosis of DC Link Electrolytic Capacitors in Inverter

Jin-Kyu Yang[†]

Abstract - Electrolytic capacitors used for smoothing DC link voltage is one of the major root causes of fault in power electronic system. The aging of aluminum electrolytic capacitors is expressed by the increase of their equivalent series resistance (ESR) and the reduction of their capacitance. Thus, the proposed technique in this paper is to measure capacitance, by comparing energy loss of DC link capacitors with stator resistor in electric machine. Condition of DC link capacitors can be estimated from the capacitance decrease rate between initial and aged capacitors. The results show that the proposed technique provides an easy, widely applicable and simple low cost solution for detecting dc link capacitor degradation.

Keywords: electrolytic capacitor, diagnosis, inverter, DC link

1. 서 론

전해 커패시터는 제조 공정의 특징으로 인하여 다른 커패시터와 비교하여 작은 크기, 낮은 가격, 큰 용량을 가지도록 제작할 수 있기 때문에 여러 전력 변환 장치에서 전압 평활을 목적으로 널리 사용되고 있다. 하지만 다른 전력용 반도체 소자에 비하여 수명이 상대적으로 짧기 때문에 고장 발생 비율이 60%를 차지하며, 따라서 전력 변환 장치를 구성하는 요소 중 가장 취약하다고 할 수 있다.^[1] 개별적인 구성 요소의 고장은 전력 변환 장치의 고장 및 그 장치가 포함된 전체 시스템을 정지시키기 때문에, 고장 요소의 개별적인 교체뿐만 아니라 전체적인 시스템의 정지에 따른 추가적인 비용 및 시간이 소요된다. 따라서 구성 요소의 상태를 지속적으로 파악하여 고장이 발생하기 이전에 부품의 수명을 판단하는 것이 필수적이며, 그 중 가장 고장이 빈번하게 발생하는 전해 커패시터에 대한 고장 진단은 시스템 전체의 신뢰성 확보하는 데 있어서 매우 중요하다.

전해 커패시터의 수명은 커패시터 제조사에서 제공하는 데이터 시트에 명시된 인자로부터 수식적으로 예측할 수 있지만^{[2][3]}, 생산되는 커패시터의 용량 산포, 사용

환경에서의 리플 전류, 주위 온도 변화 등의 요인에 의하여 변화하기 때문에 수명 추정치의 정확도에는 한계가 있다. 따라서 커패시터의 신뢰성을 확보하기 위해서는 현재의 커패시터 상태를 직접 관찰함으로써 전해 커패시터의 열화 상태를 미리 판단하고 고장으로 진행되기 이전에 그 상태를 미리 사용자에게 알릴 수 있는 고장 진단 수단이 필수적으로 요구된다.

2. 전해 커패시터의 구조 및 열화

2.1 전해 커패시터의 구조 및 모델링

알루미늄 전해 커패시터는 그림 1(a)에 나타난 것과 같이 두 개의 알루미늄 금속판과 전해액으로 이루어진다. 커패시터 제작 과정 중 성형 공정을 통하여 애노드의 표면에 전기 화학적 반응을 발생시키고, 그 결과로 산화 층이 형성되어 두 금속판이 닿지 않도록 하는 유전체의 역할을 한다. 제조 공정 중 애노드 표면을 에칭함으로써 유효 단면적을 증가시킬 수 있다. 그림 1(b)에 나타난 것과 같이 두 개의 분리된 알루미늄 금속판을 원통형태로 감아 부피를 최소화 시킨다. 이러한 공정 및 제조 과정을 통하여 양 극 사이의 두께는 얇고 단면적은 두껍게 할 수 있고, 그 결과로 커패시터의 부피당 용량을 키울 수 있다. 커패시터의 구조적 특징으로 인하여 커패시터 내부를 그림 1(c)에 나타난 것과 같이 커패시터, 저항, 인덕터의 직렬 연결 형태로 전기적으로 모델링 할 수 있다^{[2][3]}. 그림 1(a)에서 볼 수 있듯이 캐소드

Paper number: TKPE-2013-18-2-5 ISSN: 1229-2214

[†] Corresponding author: jkyang@lsis.biz, Automation R&D Department, LS Industrial Systems

Manuscript received Sep. 24, 2012; accepted Jan. 2, 2013

— 본 논문은 2012년 전력전자학술대회 우수추천논문임

표면에도 전해질과 알루미늄의 자연적인 화학 반응을 통하여 산화층이 형성이 된다. 제작 공정에 의하여 생긴 애노드 표면 산화층의 두께가 두꺼운 것과 비교하여 캐소드의 산화층은 자연적 화학 반응에 의하여 생성된 것으로 상대적으로 두께가 얇기 때문에 캐소드쪽의 커패시턴스가 애노드쪽에 비하여 크다. 따라서, 애노드와 캐소드의 커패시터가 직렬로 연결된 것으로 볼 수 있으므로 총 커패시턴스는 애노드의 커패시턴스 값과 유사하게 된다. 등가 직렬 저항(ESR, Equivalent Series Resistance)은 전해질, 산화층, 전극, 리드선 그리고 접속단의 모든 저항의 합을 나타낸다. 등가 인덕턴스(ESL, Equivalent Series Inductance)는 그림 1(b)에 나타낸 것과 같이 원통형으로 말아서 감기게 되는 구조로 인

하여 형성되는 인덕턴스로 보통 전력 변환 장치의 주파수 대역에서는 무시할 수 있다. 따라서 등가 회로는 저항과 커패시터의 직렬 연결 형태로 그림 1(d)와 같이 단순화 시킬 수 있다.

2.2 전해 커패시터의 열화 및 진단법

전해 커패시터는 2.1절에서 기술한 것과 같이 간략하게 등가 직렬 저항과 커패시터의 직렬 연결 형태로 모델링 할 수가 있는데, 이 요소들은 온도 및 주파수에 따라 값이 변화하는 특성을 가진다. 온도가 증가하게 되면 전해질을 이루고 있는 유전체의 분극화가 증가하고, 전자의 운동성이 증가하여 등가 직렬 저항이 감소한다. 또한 열적으로 전해질이 팽창하게 되며 단면적이 증가하기 때문에 등가 직렬 저항이 감소하고 커패시턴스가 증가한다. 주파수가 증가하면 분극된 쌍극자의 정렬에 따른 손실이 증가하기 때문에 등가 직렬 저항이 감소하게 되고, 커패시터의 유전율이 감소하기 때문에 커패시턴스도 약간 감소하는 경향을 가진다^{[4][5]}. 따라서 전해 커패시터 진단을 위하여 등가 직렬 저항 및 커패시턴스 값을 이용하는 경우 온도 및 주파수 특성을 고려해야 정확한 상태 진단을 할 수 있다.

커패시터가 충/방전이 되면 흐르는 충/방전 전류로 인하여 등가 직렬 저항에 의한 손실이 발생하게 되어 온도가 상승한다. 커패시터의 온도가 상승하면 전해액의 부피가 증가하게 되며, 정격 이상으로 온도가 상승하게 되면 전해액이 커패시터 외부로 누설된다. 온도가 상온으로 다시 감소하면 전해액의 양이 감소된 상태가 되므로 단면적이 감소한다. 전해액의 감소는 유효 단면적을 감소시키게 되고 등가 직렬 저항은 증가하고, 커패시턴스는 감소한다. 등가 직렬 저항이 증가하게 되면 커패시터의 리플 전압이 증가하여 부하를 제어하는 데 영향을 미치고, 전력 손실이 증가하게 되어 온도 상승을 가속시킨다. 커패시터가 반복적으로 충/방전되는 경우 이러한 과정에 따라 전해액이 감소하여 커패시터가 열화되며, 커패시터의 수명이 감소하게 된다. 따라서 커패시턴스나 등가 직렬 저항 값의 변화를 측정하면 커패시터의 상태를 판단할 수 있다. IEC 60384-4에 의하면 정격 전압이 160V 이상인 일반 등급의 전해 커패시터는 커패시턴스가 15%이상 감소, 등가 직렬 저항이 3배 이상 증가하는 경우에 고장이라고 판별하고 있다^[6].

현재까지 연구된 전해 커패시터의 진단법 중 가장 간단하고 저가의 방법은 커패시터 양단의 리플 전압의 크기로부터 열화의 정도를 판단하는 것이다. 커패시터가 열화되면 등가 직렬 저항이 증가하고, 충/방전 전류로부터 리플 전압이 증가한다. 이 리플의 증가량으로부터 커패시터 열화 정도를 판단할 수 있다^[7-9]. 하지만 리플 전압의 변화에는 커패시터 열화 정보 외에도 부하의 영향도 포함이 되어 있기 때문에 커패시터의 열화 정도가 얼마나 되는지 정확하게 알기 힘들다.

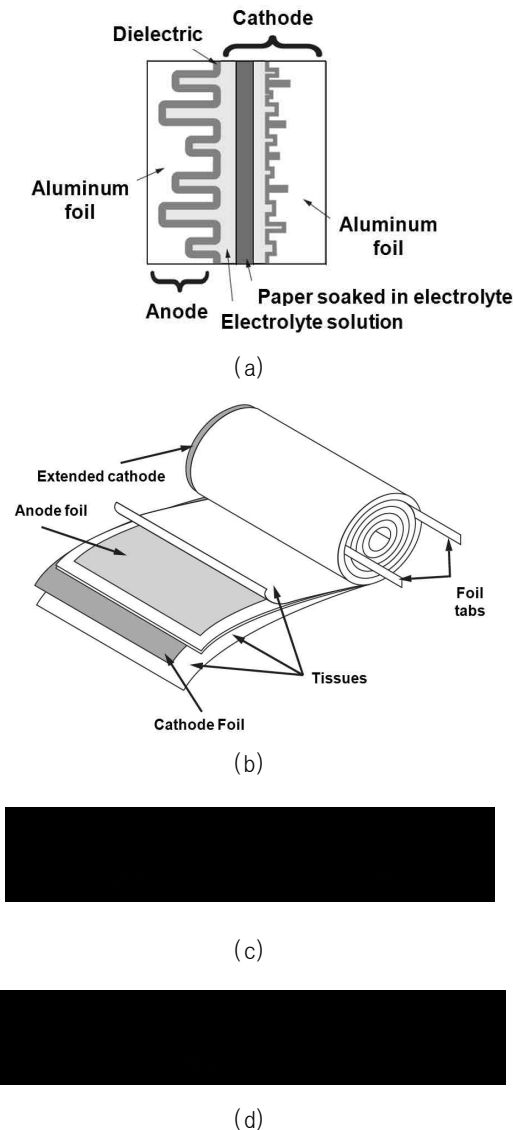


Fig. 1 Aluminum electrolytic capacitors. (a) Schematic of dielectric structure. (b) Construction. (c) Electrical equivalent circuit. (d)Electrical equivalent circuit at power frequency

[10]에서는 커패시터 양단의 전압, 전류로부터 기본파, 필터 이용, 복잡한 신호 처리 등 다양한 방법을 통해 ESR을 추정하였다. 하지만 전력 변환 장치에는 커패시터 충/방전 전류를 측정하는 센서가 없어 위 방법을 적용하기 위해서는 부가적 하드웨어가 추가되어야 한다는 단점이 있다.

[11]에서는 커패시턴스 추정을 위하여 저 주파수의 신호를 주입하고 직류링크에 생기는 리플로부터 커패시턴스를 추정하여 추가의 하드웨어 없이 직류단 커패시터의 수명을 판단하였다. 하지만 상용 인버터에는 대부분 가격이 저렴한 다이오드 정류기를 사용하기 때문에, 원하는 신호 주입이 불가능하여 이 방법을 적용하기는 한계가 있다.

[4,12]에서는 직류단 전압, 상 전류 센서만을 이용하여 커패시터의 ESR을 추정하였으나, 인버터 스위칭 주기 동안 전압의 급격한 충/방전의 변화를 측정하기 위하여 해상도가 높은 전압 센서가 추가적으로 요구되거나, 산업용 장치에 비해 샘플링 주파수가 높은 A/D가 요구된다.

따라서 본 논문에서는 1)저가로, 현재 산업용 시스템에 쉽게 구현이 가능하며, 2)추가적인 하드웨어가 요구되지 않고, 3) 복잡한 알고리즘이 필요하지 않은 상용 인버터의 전해 커패시터 고장 진단 기법을 제안하고자 한다.

3. 커패시턴스 추정 알고리즘

3.1 커패시턴스 추정 알고리즘의 기본 개념

본 논문에 적용된 방법의 기본 개념은 직류단 전압을 전동기를 통하여 방전시킴으로써, 직류단 커패시터가 소모한 에너지와 부하 전동기가 소모한 에너지가 같다는 것에서 시작한다. 이를 위하여 직류단에서 커패시터가

방전되는 경우 모든 전류는 부하 전동기를 통해 흘러나가야 한다. 인버터 직류단에서 전류의 흐름은 그림 2에 나타낸 것과 같이 전원으로부터 정류기를 통하여 직류단으로 흘러 들어오는 전류 i_s , 직류단으로부터 인버터 스위치 방향으로 흘러 나가는 전류 i_i , 직류단 커패시터를 충/방전 시키는 전류 i_{cap} 으로 표시할 수 있다. 커패시턴스를 구하기 위해서는 커패시터 충/방전 전류 i_{cap} 을 직접 측정하는 것이 가장 직관적이지만, 산업용 인버터의 경우 비용 절감의 이유로 인하여 적용되는 센서는 직류단 전압, 부하 3상 전류 측정 센서뿐이다. 따라서 커패시터 충/방전 전류 측정을 하기 위해서는 전류 센서의 추가가 필요하므로 비용이 증가하게 된다.

본 논문에서는 추가 하드웨어가 필요 없는 저가의 측정 방법을 구현하는 것을 목적으로 하기 때문에 기존에 장착된 센서를 최대한 이용하는 방법을 적용한다. 이를 위하여 입력 단을 전원에서 분리시킴으로써 커패시터 충/방전 전류 i_{cap} 과 부하 소모 전류 i_i 의 합을 0으로 만든다. 이로 인하여 커패시터에서 소모한 에너지의 합은 부하로 소모된 에너지의 합과 같게 되므로 부하 전류로부터 커패시터가 방전 시에 소모한 에너지를 구할 수 있다.

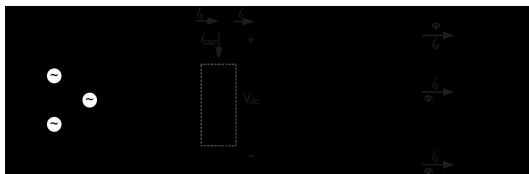
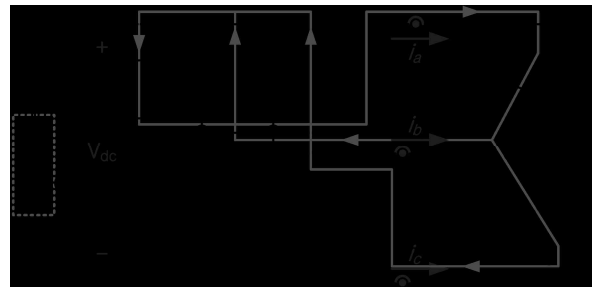


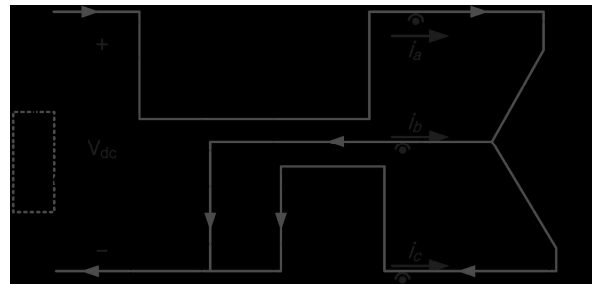
Fig. 2 Main inverter circuit and motor



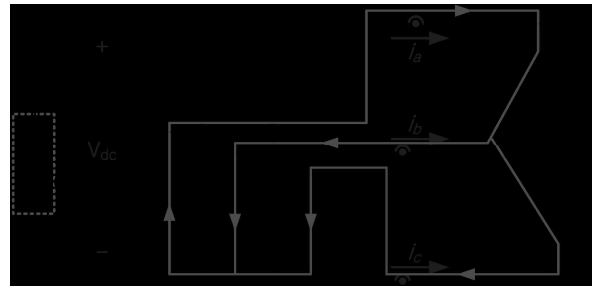
Fig. 3 Switch states and injected current waveform



(a)



(b)



(c)

Fig. 4 Current path under specific states of switch (a) V(1,1,1) (b) V(1,0,0) (c) V(0,0,0)

전동기가 에너지를 소모하도록 하기 위하여 인가하는 전류의 형태는 다양하지만 본 논문에서는 직류 전류를 인가하는 방법을 택한다. 전동기에 직류 전류를 인가하면 전동기의 고정자에는 회전자계가 형성되지 않으므로, 전동기가 회전하지 않게 되고 전동기가 소모하는 전력은 고정자 저항을 통하여 열로 발생하는 손실만 존재하게 된다. 이 손실은 커패시터에 충전된 전압이 방전되면서 공급하는 전류로부터 발생하기 때문에 커패시터의 에너지 손실과 부하 전동기의 고정자 저항에서 발생하는 손실이 같게 된다.

직류 전류를 인가하기 위하여 인버터의 스위칭 순서 및 각각의 경우 흐르는 전류를 그림 3에 나타내었다. 상태 스위치가 ON이 되면 1, OFF되면 0으로 표시하여 총 6개의 스위치 상태를 $V(S_a, S_b, S_c)$ 로 표현하였으며, a상의 지령 전류를 I_{dc_ref} , 실제 전동기를 통해 흐르는 전류를 I_{dc} 라 표시하였다. 따라서 $i_a = I_{dc}$ 이다. 또한 각각의 스위치 상태에 따른 인버터 및 전동기 내부에서 전류의 흐름을 그림 4에 나타내었다. 스위치가 $V(1,1,1)$ 상태에 있는 경우, 즉 S_1, S_3, S_5 가 on되고, S_2, S_4, S_6 이 off되는 경우에는 그림 4의 (a)에 나타낸 것과 같이 전류는 IGBT의 역방향 다이오드를 통하여 프리휠링 하는 경로를 가진다. 이때 전동기의 고정자 저항에 의하여 손실이 발생하게 되고 흐르는 전류는 감소한다. 그림 3에 나타낸 것과 같이 전류가 지령 전류보다 낮아지게 되면 $V(1,0,0)$ 상태로 변경되게 된다. 이는 그림 4의 (b)에 나타낸 것과 같이 직류단으로부터 전류를 공급받아 전동기에 흐르는 전류가 증가하며 이로 인하여 직류단 전압은 감소하게 된다. 지령전류보다 실제 흐르는 전류가 증가하면 스위치는 $V(0,0,0)$ 으로 변경되게 되고 그림 4의 (c)에 나타낸 것과 같이 S_2, S_4, S_6 을 통하여 프리휠링 함으로써 부하 전류는 감소하게 된다. 이 때 전동기 a상에 흐르는 부하 전류는 b, c상에 흐르는 부하 전류와 방향이 반대이고 크기는 2배가 된다. 위와 같은 과정을 반복적으로 거치면서 부하 전류는 일정한 크기의 직류 전류로 유지되며 직류단의 전압은 그림 5에 나타낸 것과 같이 감소한다. 커패시터

에 충전된 에너지와, 3상 평형을 가정했을 때 부하 전동기가 소모한 전력은 다음 수식과 같이 나타낼 수 있다.

$$E_{dc} = \frac{1}{2} C_{dc} V_{dc}^2 \tag{1}$$

$$P_R = \frac{3}{2} V_{an} i_a = \frac{3}{2} i_a^2 R_a \tag{2}$$

여기서 P_R 은 3상의 고정자 저항이 소모하는 전력, V_{an} 은 a상 단자전압, i_a 는 a상 전류, R_a 는 a상 고정자 저항이다. 방전 중, 측정이 시작될 때 커패시터 양단의 전압을 V_1 , 그 때의 시간을 t_1 , 측정이 종료되는 시점의 전압을 V_2 , 그 때의 시간을 t_2 라 하면 식 (1), (2)에 의하여 다음과 같은 수식이 유도된다.

$$C_{dc} = \frac{2P_R(t_2 - t_1)}{(V_1^2 - V_2^2)} \tag{3}$$

즉, 커패시터가 방전되는 시간 동안 부하에서 소모된 전력과 직류단의 전압 강하를 측정하면 커패시터의 용량을 추정할 수 있다.

식 (3)을 구성하는 요소 중 $P_R \cdot (t_2 - t_1)$ 항은 손실 전력과 시간의 곱으로 에너지를 나타낸다. 소모 에너지를 구하는 방법으로 다양한 방법이 존재하는데 1) 수식 (2)로 표현한 고정자 저항, 부하 전류로부터 구하는 방법, 2) 지령 전압과 부하 전류의 곱으로 구하는 방법, 3) 직류단 전압, 직류단에서 스위치로 흐르는 전류(i_i)와 유효 시간을 이용하여 구하는 방법이 있다. 고정자 저항은 실제 측정하거나, 인버터의 오토 튜닝 기능을 이용하여 추정된 저항을 이용할 수 있다. 오토 튜닝 기능 중 고정자 저항 추정은 전동기에 직류 전류를 인가하여 지령 전압, 부하 전류로부터 고정자 저항 값을 구하는 것으로, 실제 전압과 지령 전압이 차이가 발생하면 추정된 고정자 저항 값도 오차가 발생하게 된다. 이러한 경우 1), 2) 방법의 결과로 추정된 직류단의 커패시턴스 값은 오차가 발생하게 된다. 3)의 방법에 사용되는 유효 시간은 그림 4의 (a), (c)와 같이 프리휠링 구간은 제외하고, 그림 4의 (b)에 나타낸 것과 같이 직류단에서 스위치로 전류가 공급되는 시간만을 이용해야 한다. 유효 시간을 계산하기 위해서는 인버터 PWM 제어단의 비교 레지스터 값, 시스템 클럭 주파수와 PWM 스위칭 주파수 등이 필요하다. 본 논문에서는 위에 기술한 방법 중 고정자 저항 값, 부하 전류 값을 이용하여 에너지를 계산하는 방법을 이용한다.

2.2절에서 기술한 것과 같이 전해 커패시터는 열화가 진행된다면 용량이 감소한다. 따라서 시스템 초기의 커패시터 용량과 일정 시간이 지난 후 용량을 비교하여 감소한 정도를 통해 열화 정도 및 수명을 파악할 수 있으며, 감소 비율 추정에 관한 식을 다음 수식에 나타내었다.

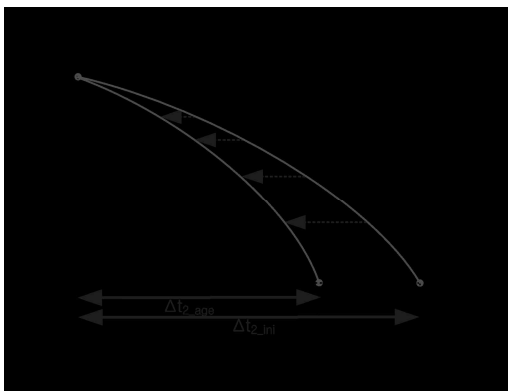


Fig. 5 Discharge time decreased according to capacitance change

$$\frac{C_{dc_init}}{C_{dc_age}} = \frac{\frac{2P_{R_init}(t_{2_init} - t_{1_init})}{(V_{1_init}^2 - V_{2_init}^2)}}{\frac{2P_{R_age}(t_{2_age} - t_{1_age})}{(V_{1_age}^2 - V_{2_age}^2)}} \quad (4)$$

위 식에서 init은 초기 상태의 값을 나타내고, age는 열화된 후의 상태를 나타낸다. 식 (4)에서 V_1, V_2, t_1, t_2 는 각각의 경우 측정이 가능한 인자이다. 따라서 부하 소모 전력, 방전 시작과 종료시의 직류단 전압, 방전 시간을 안다면 커패시터 용량 변화율을 추정해 낼 수 있다.

3.2 인버터 내부 전력 손실의 영향

3.1절에서는 커패시터에 충전된 에너지가 감소한 양과 부하에서 소모한 에너지를 같다고 가정하고 식 (4)를 유도하였지만, 실제 시스템에서는 변환 손실로 인하여 차이가 발생한다. 따라서 이에 대한 고찰이 필요하다.

그림 4에서 전류의 경로를 보면 직류 전류가 IGBT 및 다이오드를 통과한다. 반도체 소자에서는 전류의 흐름이 변화함에 따라 스위칭 손실과 통전 손실이 발생한다. 또한 상용 인버터에서는 직류단 전압에 SMPS가 연결되어 이로부터 제어 전원을 공급받는 것이 보통이므로 추가적으로 에너지 손실이 발생한다. 이를 다음 수식에 나타내었다.

$$\begin{aligned} \Delta E_c &= (P_R + P_{SMPS} + P_{s_loss}) \cdot \Delta t \\ &= (P_R + P_{loss}) \cdot \Delta t \\ &= \left(1 + \frac{P_{loss}}{P_R}\right) \cdot P_R \cdot \Delta t \end{aligned} \quad (5)$$

위 식에서 ΔE_c 는 커패시터에서 감소한 에너지, P_{SMPS} 는 SMPS에서 소모되는 전력, P_{s_loss} 는 IGBT 및 역방향 다이오드에서 발생하는 스위칭, 컨덕션 손실 전력을 나타낸다. SMPS 및 스위칭 손실 전력은 실제 전동기 부하인 P_R 를 측정하는 데에 포함되지 않는 부분으로 손실 성분이라 생각할 수 있기 때문에 합해서 P_{loss} 라고 표현할 수 있다. 식 (5)에 나타난 것과 같이 부하 측정 정확도를 결정짓는 것은 P_R 과 P_{loss} 의 비율로서 본 논문에서는 이를 k factor라 명명한다. 이상적인 경우 P_{loss} 가 0이기 때문에 커패시터 소모 에너지와 부하 소모 에너지는 같으며 $k = 0$ 이 된다. 하지만 P_{loss} 가 존재하게 되면 k 는 0보다 커지게 되며 커패시터 소모 에너지와 부하 소모 에너지는 차이가 발생하므로 k 값을 최소로 유지시켜야 측정의 정확도를 높일 수 있다. K factor를 최소로 유지하기 위해서는 P_R 이 P_{loss} 에 비하여 큰 값을 가져야 한다. P_R 은 수식 (2)에 나타난 것과 같이 부하 전류의 제곱에 비례하므로, 측정 인버터나 전동기 정격을 고려하여 인가할 수 있는 부하 전류의 최대값을 인가하게 되면 측정 정확도는 증가한다. 이와 더불어 P_{loss} 를 감소시키기 위해서는 IGBT의 손실, SMPS 소모 전력을 줄여

야 한다. IGBT의 손실은 부하전류, 스위칭 주파수, 직류단 전압, R_g 저항 등에 영향을 받고 SMPS 소모 전력은 대부분이 FAN 구동 전력이며 기타 제어전원에 사용된다. 위와 같은 요인들 중 실험 조건에 따라 변경시킬 수 있는 것은 부하 전류, 스위칭 주파수이다. IGBT 데이터 시트로부터 스위칭 손실은 부하 전류와 비례하는 형태를 띠고 있는 것을 알 수 있으며 앞에 기술한 것과 같이 P_R 이 부하 전류의 제곱에 비례함을 감안할 때 측정의 정확도를 높이기 위해서는 부하 전류가 큰 것이 유리하다. 스위칭 주파수가 감소하게 되면 부하 전류를 일정하게 제어하는 데에 영향을 미칠 수 있지만, 본 연구에서는 부하 전류를 최대한 크게 유지하는 것이 유리하고, 스위칭 손실을 줄일 수 있기 때문에 커패시턴스 추정 정확도를 높일 수 있다.

3.3 부하 전동기의 영향

커패시터 용량 초기 측정 시와 열화된 후 측정 시 부하로 장착된 전동기가 동일한 경우 고정자 저항 값이 동일하기 때문에 인가되는 전류 값이 동일한 경우 부하에서 소모되는 전력은 동일하다. 식 (4), (5)로부터 부하 전력 성분에 k factor를 적용하면 다음과 같은 식을 얻을 수 있다.

$$\frac{C_{dc_init}}{C_{dc_age}} = \frac{\frac{2 \cdot k_{init} \cdot P_{R_init}(t_{2_init} - t_{1_init})}{(V_{1_init}^2 - V_{2_init}^2)}}{\frac{2 \cdot k_{age} \cdot P_{R_age}(t_{2_age} - t_{1_age})}{(V_{1_age}^2 - V_{2_age}^2)}} \quad (6)$$

위 수식에서 인가하는 전류가 동일하고 부하 전동기가 동일하기 때문에 분모와 분자의 k factor 및 부하 소모 전력이 같고 상쇄될 수 있다. 따라서 3.2절의 내부 전력 손실의 영향이 존재하더라도, k factor 및 부하 전력을 직접 계산하지 않더라도 측정 결과에 영향을 주지 않는다. 만약 초기 상태의 V_1, V_2 와 열화된 후 측정 시 V_1, V_2 를 고정시킨다면 그림 5에 나타난 것과 같이 방전 시간의 비율만으로 커패시턴스의 변화를 추정할 수 있다.

초기 측정 시 및 열화된 후 측정 시에 부하 전동기가 변하게 되면 전동기의 고정자 저항 값이 달라지므로 같은 전류를 인가했을 때 부하 소모 전력이 달라진다. 전류를 조절하여 부하 소모 전력을 같게 하더라도 3.2절에서 기술한 것과 같이 전류의 변화로 인하여 k factor가 달라지므로 식 (6)의 k factor와 P_R 을 상쇄할 수 없게 된다. 따라서 이 경우에는 초기 측정 시와 열화 후 측정 시 변동되는 전동기의 고정자 저항 값에 따라 P_R 및 k factor의 비율이 달라지므로 커패시턴스 추정 정확도가 떨어지게 된다. 따라서 본 논문에서 제안한 알고리즘의 적용에는 인버터로 구동되는 전동기의 변동이 있는 경우에 고정자 저항 값의 변화와 추정 커패시턴스의 추정 정확도 사이의 트레이드오프가 필요하다.

4. 실험 결과

4.1 실험 셋업 및 실행 시험

본 논문에서 제안된 커패시터 진단 기법의 검증을 위하여 220V-7.5kW, 380V-7.5kW 인버터를 사용하였고, 3.7kW, 7.5kW, 15kW 유도 전동기를 사용하였으며 시험 구성을 그림 6에 나타내었다. 커패시터가 열화되면서 용량이 감소하는 것을 측정하기 위해서는 실제 커패시터를 열화시켜야 하지만 열화 자체만으로 비용, 시간이 많이 소요된다. 따라서 본 논문에서는 그림 6과 7에 나타낸 것과 같이 인버터 직류단 커패시터에 추가로 커패시터를 직, 병렬로 연결하여 커패시터의 용량을 변화시키고, 제안한 방법을 통하여 변경된 커패시터 용량을 추정할 수 있음을 보이는 것으로 타당성을 검증하였다.

그림 8에는 커패시터에 충전된 전압을 방전시키는 동안 측정된 직류단의 전압 및 부하 전류(i_a) 파형을 나타내었으며 방전이 시작되는 전압, 시간을 V_1, t_1 , 방전이 종료되는 전압, 시간을 V_2, t_2 로 나타내었다. 실험에서는 전류를 인가하고 입력단 전원을 끊음으로써 방전이 시작되도록 하였다. 방전 구간 동안 전류는 직류로 제어되고, 부하로 에너지를 공급하기 때문에 직류단 전압이 하강한다. 방전이 종료되면 전류는 0으로 감소하며 직류단 전압은 유지된다. 파형에서 전류가 0임에도 직류단 전압이 약간 감소하는 형태를 보이는데 그 이유는 부하 소모 전력은 0이지만 앞서 기술한 것과 같이 SMPS에서 소모되는 제어 전원의 존재로 인한 것이다.

3.2절에 기술한 것과 같이 측정 정확도는 전력 변환 손실에 의하여 영향을 받으며, 이에 대한 영향을 검증하기 위하여 380V, 7.5kW 인버터와 전동기를 이용하였다. 실험에 사용된 인버터의 직류단 커패시터는 그림 7(a)에 나타낸 것과 같이 1000uF이다. 전동기에 인가하는 전류 및 스위칭 주파수, 직류단 전압을 변화시키며 시험을 진행하였고, 측정된 V_1, V_2, t_1, t_2 , 부하 전류 및 고정자 저항을 이용하여 식 (6)에 의하여 추정된 커패시턴스 변화율 결과를 표 1, 2에 나타내었다. 표 1에 나타낸 것과



Fig. 6 Experimental test set up

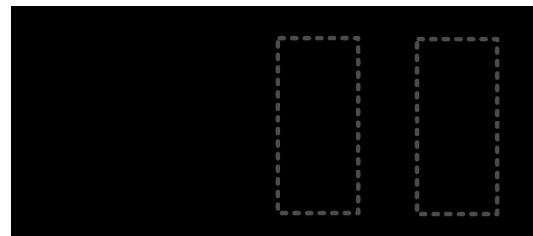
같이 전류가 증가할수록 전력 변환장치의 손실 전력과 비교하여 부하 소모 전력의 비율이 커지기 때문에 추정된 직류단 커패시턴스 값은 실제 값에 근접해 간다. 또한 스위칭 주파수가 증가할수록 스위칭 손실이 증가하기 때문에 추정된 커패시턴스 값은 감소함을 알 수 있다. 표 2에는 인가 전류 40A, 스위칭 주파수 5kHz로 고정된 경우 직류단 전압을 변경시키며 커패시턴스를 측정한 결과를 나타내었다. 직류단 전압이 감소할수록 방전 에너지가 작아지기 때문에, 방전에 필요한 시간은 줄어드는 것을 확인할 수 있다. 또한, 전류 및 스위칭 주파수의 영향과 비교하여, 직류단 전압의 변화가 측정의 정확도에 미치는 영향은 미미한 것을 알 수 있다.

4.2 부하 전동기가 동일한 경우

부하 전동기가 동일한 경우에는 전력 변환 장치의 손실 전력과 부하 소모 전력이 동일하므로 k factor가 일정하게 된다. 커패시턴스 추정 정확도의 검증을 위하여 그림 7에 나타낸 것과 같이 커패시터 용량을 변화시켰다. 실험 가능한 커패시턴스의 용량은 380V 인버터의



(a)



(b)

Fig. 7 Modified values of DC Link capacitor. (a) 380V-7.5kW inverter (b) 220V-7.5kW inverter

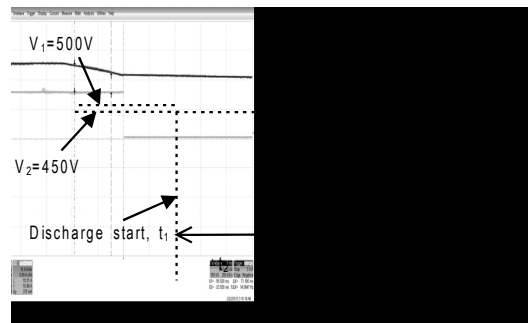


Fig. 8 DC Link voltage and load current measurement during capacitor discharge

Table 1 Estimated values of capacitance with the load current set at 35, 37, 40, 42 and switching frequency set at 5k, 10k($C_{dc} = 1000\mu\text{F}$, $V_1 = 500\text{V}$, $V_2 = 400\text{V}$)

$I_{dc}(\text{A})$	35	37	40	42	35	37	40	42
f_s (Hz)	5k				10k			
T (ms)	39	36	31	28	36	33	28	26
$P_R(\text{W})$	1003	1121	1310	1445	1003	1121	1310	1445
E_R/E_c (%)	94.9	96.4	98.1	99.2	86.5	86.2	88.9	89.9
$C_{est}(\mu\text{F})$	949	964	981	992	865	862	889	899

Table 2 Estimated values of capacitance with V_1 set at 650V, 620V, 590V, 560V, 530V and 500V (at $I_{dc} = 40\text{A}$, $f_s = 5\text{kHz}$)

$V_1(\text{V})$	649	619	589	559	529	500
$V_2(\text{V})$	409	409	409	407	410	409
T (ms)	95	82	69	56	43	31
$C_{est}(\mu\text{F})$	961	978	985	980	985	972

Table 3 Estimated values of capacitance variation for $\Delta C_{ref} = 83.3, 80, 75, 66.7$ and 50 ($f_s = 5\text{kHz}$, $I_{dc} = 75\text{A}$ at $V_{rated} = 220\text{V}$, 40A at $V_{rated} = 380\text{V}$)

$V_{rated}(\text{V})$	220			380		
$\Delta C_{ref}(\%)$	83.3	80	66.7	75	66.7	50
$\Delta C_{est}(\%)$	82.9	79.8	66.2	74.6	66.0	49.2

Table 4 Estimated values of capacitance variation for $\Delta C_{ref} = 83.3, 80, 75, 66.7$ and 50 ($f_s = 5\text{kHz}$, $I_{dc} = 25\text{A}$ at $P_{rated_motor} = 3.7\text{kW}$, 40A at $P_{rated_motor} = 15\text{kW}$)

$P_{rated_motor}(\text{W})$	3.7k			15k		
$\Delta C_{ref}(\%)$	75.0	66.7	50.0	75.0	66.7	50.0
$\Delta C_{est}(\%)$	73.6	66.5	49.2	74.0	66.1	48.9

경우 그림 7의 (a)에 나타낸 것과 같이 1000, 1500, 2000 μF 이므로, 2000에서 1500으로 감소한 경우 75%, 1500에서 1000으로 감소한 경우 66.7%, 2000에서 1000으로 감소한 경우 50%로 커패시턴스 변화율을 조절할 수 있다. 또한 220V 인버터의 경우 그림 7의 (b)에 나타낸 것과 같이 4000, 5000, 6000 μF 의 커패시턴스 용량 변화가 가능하므로, 83.3%, 80%, 66.7%의 커패시턴스 감소 비율에 대한 추정 정확도를 검증할 수 있다. 기준이 되는 변화율을 ΔC_{ref} 로 표시하여 기준 변화율과 추정된 커패시턴스 변화율을 표 3에 나타내었다. 실험 결과로부터 기준 커패시턴스 변화율과 추정된 변화율의 오차가 매우 작은 것을 확인할 수 있으며 제안한 방법의 타당성을 확인할 수 있다.

7.5kW의 인버터에 3.7kW의 전동기와 15kW의 전동기를 부하로 사용하여 실험한 결과를 표 4에 나타내었다. 인버터와 전동기의 용량이 같으면 정격 전류는 거의 비슷하지만, 용량이 달라지면 각각의 정격 전류가 달라진다. 따라서 인버터와 전동기의 정격 전류를 비교하여 낮은 정격 전류를 가지는 기기에 맞추어 전류를 인가하였

Table 5 Estimated values of capacitance variation according to motor change, 7.5 and 15kW ($f_s = 5\text{kHz}$, $I_{dc} = 40\text{A}$)

Motor Power (Initial cond.) (W)	7.5k			15k		
Motor Power (Aged cond.) (W)	15k			7.5k		
$\Delta C_{ref}(\%)$	75.0	66.7	50.0	75.0	66.7	50.0
$\Delta C_{est}(\%)$	67.8	59.9	44.9	81.7	71.6	53.0

Table 6 Estimated values of capacitance variation according to motor change, 3.7 and 7.5kW ($f_s = 5\text{kHz}$, $I_{dc} = 25\text{A}$ at $P_{rated_motor} = 3.7\text{kW}$, 40A at $P_{rated_motor} = 15\text{kW}$)

Motor Power (Initial cond.) (W)	7.5k			3.7k		
Motor Power (Aged cond.) (W)	3.7k			7.5k		
$\Delta C_{ref}(\%)$	75.0	66.7	50.0	75.0	66.7	50.0
$\Delta C_{est}(\%)$	74.1	65.7	49.2	74.9	65.6	48.6

고, 3.7kW의 전동기를 사용한 경우에는 전동기 정격에 맞추어 25A를, 15kW 전동기를 사용한 경우에는 인버터 정격에 맞추어 40A를 인가하였다. 7.5kW의 전동기를 사용했을 때와 마찬가지로 적은 오차로 정확하게 커패시턴스 변화율을 추정함을 확인할 수 있다. 이 결과는 전동기의 용량과 인버터의 용량이 다르더라도 초기의 커패시터를 측정할 때와 열화된 후의 커패시터를 측정할 때 같은 전동기를 사용한다면, 본 논문에서 제안한 방법을 이용한 커패시턴스 변화율 추정이 가능하다는 것을 보여준다.

4.3 부하 전동기가 변한 경우

전동기의 용량을 7.5, 15kW로 하여 실험한 결과를 표 5에, 3.7, 7.5kW로 실험한 결과를 표 6에 나타내었다. 전동기가 3.7인 경우에는 전동기 기기의 정격을 고려하여 20A의 전류를 인가하였고, 7.5, 15kW의 경우에는 인버터 정격을 고려하여 40A의 전류를 인가하였다. 표 5에서 나타낸 것과 같이 같은 전류를 인가한 경우 전동기 변화에 따라 추정 오차가 커지는 것을 볼 수 있다. 반대로 표 6의 커패시턴스 변화율 추정은 오차가 작은 것을 알 수 있으며 이는 전동기의 용량 변화에 따른 인가 전류와 고정자 저항 값의 변화에 의한 것이다. 전동기의 용량이 감소하면, 인가할 수 있는 전류가 작아지며 고정자 저항 값은 증가한다. 즉, 인버터가 인가할 수 있는 전류는 감소하게 되고, 부하로 소모할 수 있는 전력은 전류의 제곱에 비례하기 때문에 감소된다. 반대로 고정자 저항 값이 증가하면 부하 소모 전력은 비례하여 증가한다. 이와 같은 영향에 의하여 전동기의 용량이 변화하게 되면, 기존에 부하로 소모되던 에너지량이 변화하게 되며 결국 k factor를 변화시킨다. K factor의 변화량은 전동기 용량 변화의 폭이 클수록 증가하며, 변화 폭이 클수록 커패시턴스 추정 오차는 커지기 때문에 3.3

절에 기술한 것과 같이 실제 인버터에 적용에 있어서 추정 오차율과 전동기 변화율에 대한 제한이 필요하다.

5. 결 론

본 논문에서는 인버터의 전해 커패시터의 고장 진단을 위하여 인버터에 적용된 센서만을 사용하여 커패시터의 열화 상태를 파악하는 방법을 제안하였다. 입력 전원을 차단함으로써 커패시터에 충, 방전되는 전류를 부하로 흐르는 전류와 같도록 하였으며, 전동기에 전류를 흘림으로써 에너지를 소모시켰다. 부하로 소모되는 에너지를 측정함으로써 커패시터의 용량을 추정할 수 있고 그 변화로부터 커패시터의 상태를 판단하는 알고리즘을 제안하였다. 다양한 실험 조건, 부하 변동에 관한 실험을 통하여 알고리즘의 타당성을 검증하였으며, 커패시터 측정 환경에 따라 추정 오차의 변화에 대하여 분석하였다.

본 논문에서 제안된 기법은 인버터 프로그램 수정을 통하여 소프트웨어적으로 구현이 가능하며, 기존에 장착된 직류단 전압 및 상 전류 센서만을 이용하여 측정이 가능하므로 하드웨어의 추가나 교체가 요구되지 않는다. 따라서 저가로 구성을 할 수 있고, 현재 생산되고 있는 상용 인버터 및 기존에 판매된 인버터에도 바로 적용할 수 있어 범용성이 확보된 기술이라고 할 수 있다.

참 고 문 헌

- [1] Military Handbook 217 F, "Reliability prediction of electronic equipment," Revision F, Dec. 1991, Notice 1, 10 July 1992, Notice 2, Feb.28, 1995.
- [2] Nippon Chemi-con Co., Judicious use of aluminum electrolytic capacitors, [Online]. Available: <http://www.chemi-con.co.jp/e/catalog/pdf/al-e/al-sepa-e/001-guide/al-technote-e-120701.pdf>
- [3] Kemet Electronics Co. Electrolytic capacitors, [Online]. Available: [http://www.kemet.com/kemet/web/homepage/kechome.nsf/weben/322E1646C60C72B285257713006ADB65/\\$file/F3304.pdf](http://www.kemet.com/kemet/web/homepage/kechome.nsf/weben/322E1646C60C72B285257713006ADB65/$file/F3304.pdf)
- [4] K. Lee, M. Kim, J. Yoon, S.B. Lee, and J. Yoo, "Condition Monitoring of DC Link Electrolytic Capacitors in Adjustable Speed Drives," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 44, No. 5, pp. 1606-1613, Sep./Oct. 2008.
- [5] X.-S. Pu, K.-H. Kim, D.-C. Lee, K.-B. Lee, J.-M. Kim, "Compensation of Temperature Characteristics for Capacitance Estimation of DC-Link Capacitors," *Trans. of Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 15, No. 5, pp. 387-393, Oct. 2010.
- [6] "Fixed capacitors for use in electronic equipment, Part 4: Sectional specification-Aluminum electrolytic capacitors with solid non-solid electrolyte," IEC 60384-4.

- [7] A. M. Imam, T. G. Habetler, R. G. Harley, and D. M. Divan, "Condition monitoring of electrolytic capacitor in power electronic circuits using adaptive filter modeling," *in Proc. IEEE PESC*, pp. 601-607, Sep. 2005
- [8] E. Aeloiza, J. H. Kim, P. Enjeti, and P. Ruminot, "A real time method to estimate electrolytic capacitor condition in PWM adjustable speed drives and uninterruptible power supplies," *in Proc. IEEE PESC*, pp. 2867-2872, 2005.
- [9] A. M. Imam, T. G. Habetler, R. G. Harley, and D. M. Divan, "Real-time condition monitoring of the electrolytic capacitors for power electronics applications," *in Proc. IEEE Appl. Power Electron. Conf Expo.*, pp. 1057-1061, 2007.
- [10] M. L. Gasperi, "Life prediction modeling of bus capacitors in AC variable frequency drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 41, No. 6, pp. 1430-1435, Nov./Dec. 2005.
- [11] K.-J. Lee, D.-C. Lee, J.-K. Seok, "Capacitance Estimation of DC-Link Capacitors of Three-phase AC/DC/AC PWM Converters using Input Current Injection," *Trans. of Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 8, No. 2, pp. 173-179, Apr. 2003.
- [12] K.-W. Lee, "Fault Diagnosis of a Electrolytic Capacitor for Inverter DC-Link Voltage Smoothing," *Trans. of Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 12, No. 5, pp. 372-377, Oct. 2007.



양진규(梁鎮圭)

1980년 9월 28일생. 2005년 고려대 공대 전기전자전파공학과 졸업. 2011년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학). 2011년~현재 LS산전 선임연구원.