

전력전자 시스템에서 신뢰성 취약 소자의 상태 모니터링 방법

최의민¹, 이준석[†]

Condition Monitoring of Reliability-Critical Components in Power Electronic Systems

Ui-Min Choi¹ and June-Seok Lee[†]

Abstract

The reliability of power electronic systems becomes increasingly important, as power electronic systems have gradually gained an essential status in a wide range of industrial applications. Accordingly, recent research has made an effort to improve the reliability of power electronic systems to comply with stringent constraints on safety, cost, and availability. The condition monitoring of power electronic components is one of the main topics in the research area of the reliability of power electronic systems. In this paper, condition-monitoring methods of reliability-critical components in power electronic systems are discussed to provide the current state of knowledge by organizing and evaluating current representative literature.

Key words: Condition monitoring, Reliability, IGBT, Capacitor, Power electronics

1. 서 론

전력전자 시스템은 에너지의 효과적인 발전, 분배, 소비 등을 위한 다양한 산업 응용 분야에서 핵심적인 역할을 수행하고 있다^{[1]-[3]}. 그림 1은 전력전자 시스템의 일반적인 구조를 보여준다. 전력전자 시스템은 전력 반도체, 커패시터, 게이트 드라이버, 변압기, 인덕터 등과 같은 다양한 능동 및 수동 소자들로 구성되어 있으며 각 소자는 전력전자 시스템의 신뢰성과 밀접하게 연관되어 있다. 특히, 이 중에서 신뢰성 취약 소자는 전력전자 시스템 신뢰성에 핵심적인 역할을 한다.

그림 2는 전력전자 시스템의 신뢰성 취약소자에 대한 설문조사 결과를 보여준다^[4]. 전력 반도체 소자가 전력전자 시스템에서 가장 취약하다는 응답이 전체 응답의 36%로 가장 높은 비율을 차지하였고 커패시터가 20%로 그 뒤를 이었다.

다양한 전력전자 응용분야에서 비용, 안전, 가용성 등

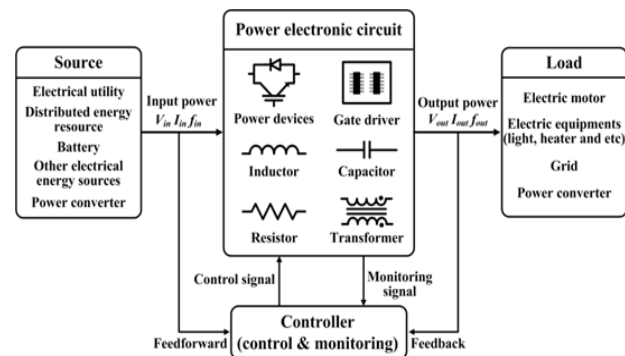


Fig. 1. General structure of power electronic systems connected to a source and load.

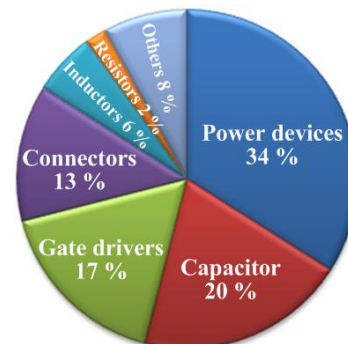


Fig. 2. Survey result on reliability-critical components in power electronic systems^[3].

Paper number: TKPE-2019-24-4-3
 Print ISSN: 1229-2214 Online ISSN: 2288-6281

[†] Corresponding author: ljs@krri.re.kr, Korea Railroad Research Institute
 Tel: +82-31-460-5523 Fax: +82-31-460-5794

¹ Dept. of Electronic & IT Media Engineering, Seoul Nat' Univ. of Science and Technology
 Manuscript received Jan. 16, 2019; revised Feb. 12, 2019; accepted Mar. 6, 2019

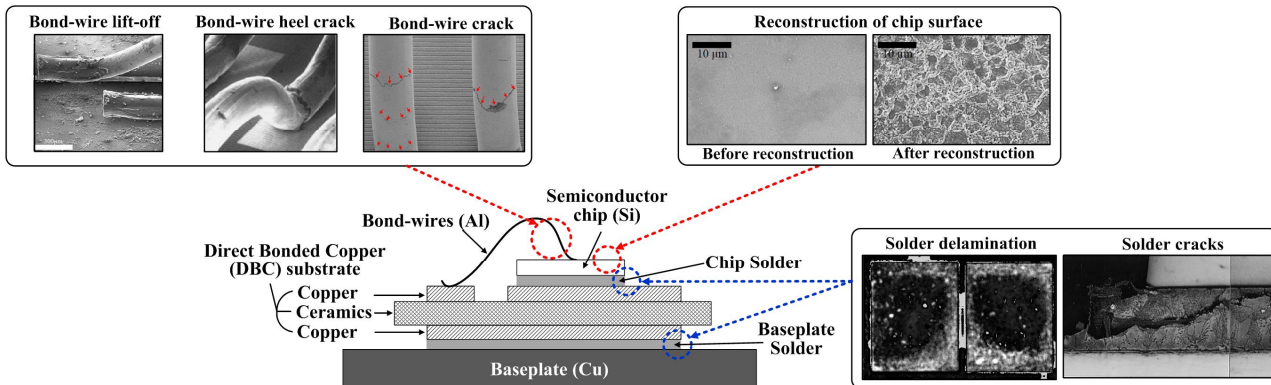


Fig. 3. Structure and package-related failure mechanism of a standard IGBT module^[4].

에 관해 점점 더 엄격해지는 제약들을 준수하기 위해서 전력전자 시스템의 신뢰성을 높이기 위한 많은 연구들이 진행되고 있으며 대표적인 연구로는; 1) PoF (Physics-of-failure)를 바탕으로 전력전자 소자 및 시스템의 고장 원인과 고장 메커니즘을 파악하기 위한 테스트 및 분석, 2) 전력전자 시스템의 기대 수명과 기대 고장률 충족을 위한 신뢰성 설계(Design for reliability) 및 강인성 검증 프로세스(Robustness validation process), 3) 실제 산업현장에서 전력전자 시스템의 신뢰성 높은 운전을 위한 지능제어(Intelligent control) 및 상태 모니터링(Condition monitoring) 등이 있다^[3].

본 논문에서는 전력전자 시스템에서 신뢰성 취약 소자인 전력 반도체 소자와 커패시터의 열화(Wear-out)에 의한 주요 고장 메커니즘을 살펴보고 최신 상태 모니터링 기술에 대해 다룰 것이다.

2. 신뢰성 취약소자의 고장 메커니즘 및 상태 진단 파라미터

2.1 전력 반도체 소자

실 응용에서 전력 반도체 소자는 패키징 형태로 사용되며, 열화로 인한 전력 반도체 소자의 고장은 칩 자체의 고장 보다는 패키징 기술과 관련되어 나타난다. 따라서 전력 반도체 소자의 고장은 이의 패키징 방법 및 구조와 밀접하게 연관되어 있다.

본 장에서는 전력전자 시스템에서 일반적으로 가장 널리 사용되고 있는 Wire-bonding 기술 기반의 IGBT 모듈의 구조, 열화에 의한 주요 고장 메커니즘 및 고장 진단 파라미터에 대해서 다루고자 한다.

그림 3은 표준 IGBT 모듈의 구조 및 주요 고장 메커니즘을 보여준다^{[4],[5]}. IGBT 모듈은 Baseplate, Direct Bonded Copper(DBC) substrate, Semiconductor device, Bond-wires 등의 여러 물질들이 결합되어 있으며 표 1과 같이 각각의 물질은 서로 다른 열팽창 계수를 갖는다^[5].

IGBT와 다이오드의 스위칭 및 전도에 의해 전력 손

TABLE I
COEFFICIENT OF THERMAL EXPANSION (CTE) OF DIFFERENT MATERIALS IN IGBT MODULE^[5]

Material	Properties	CTE (10 ⁻⁶ K ⁻¹)	
Al ₂ O ₃	Ceramic	6.8	DBC
AlN	Ceramic	4.7	DBC
Al	Metal	23.5	Bond-wire
Cu	Metal	17.5	DBC, Baseplate
Si	Semi-conductor	2.6	
Solder (SnAg(96.5/3.5))	Alloy	28	

실이 발생하고 이는 열로 나타나며 컨버터의 부하 변동, 스위칭 소자의 주기적인 정류(Periodical commutation) 및 외부 온도(Ambient temperature) 변화 등으로 인해 IGBT 모듈의 온도가 변화한다.

IGBT 모듈의 온도 변화와 서로 다른 열팽창 계수에 의해 구조적인 결합 부위에 열-기계적 스트레스(Thermo-mechanical stress)가 가해지고 이는 IGBT 모듈의 열화 고장을 야기한다. 특히, 이러한 결합은 열팽창 계수의 차이가 큰 물질들의 결합부위에서 주로 발생한다. 대표적인 IGBT 모듈의 결합으로는 먼저 Bond-wire fatigue가 있다^[5]. 표 1에서 보듯이 Bond-wire(Al)와 반도체 소자(Si)의 열팽창 계수의 차이는 매우 크고 이로 인해 IGBT 모듈의 온도변화 시, Bond-wires에 큰 열-기계적 스트레스가 가해져 결과적으로 Bond-wire lift-off 및 Bond-wire 균열(Crack)이 발생한다. 이러한 결합은 IGBT 모듈의 전류패스 단절로 인한 개방성 고장의 원인이 되며 또한 갑작스런 전류패스 단절로 인해 내부 아크가 발생하여 반도체 소자가 파괴되기도 한다.

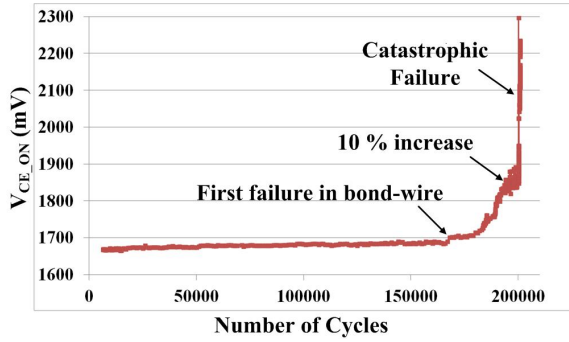


Fig. 4. Variation of $V_{CE,ON}$ due to failure in bond-wires of IGBT module^[7].

다른 주된 고장 메커니즘의 하나는 Solder-joint fatigue이며 이 역시 같은 이유로 발생한다. 반도체 소자와 DBC substrate 그리고 DBC substrate와 Baseplate의 연결을 위한 Solder joint에서 발생하며 Solder 균열(Crack)이나 Solder 박리(Delamination)와 같은 변형이 나타나는 것을 의미한다^[5].

Bond-wire의 고장은 IGBT 모듈 내부의 저항을 증가시키기 때문에 IGBT 모듈 외부 핀으로 부터 측정되는 IGBT의 온-상태 콜렉터-에미터 전압(On-state collector-emitter voltage, $V_{CE,ON}$) 혹은 다이오드의 순방향전압(Forward voltage, V_F)을 증가시키며 이 전압들의 변화를 측정함으로써 bond-wire의 고장을 예측할 수 있다. 일반적으로 초기 전압의 5%~20%의 증가를 만료 수명(End-of-life) 기준으로 하고 있다^[6].

그림 4는 IGBT 모듈의 Bond-wire 고장에 의한 $V_{CE,ON}$ 의 변화를 보여준다. Solder-joint에 발생하는 고장은 IGBT 모듈의 열적 임피던스(Thermal impedance)를 증가시킨다. 따라서 열적 임피던스의 변화를 통해 Solder-joint의 고장을 진단할 수 있으며 일반적으로 열적 임피던스의 20%의 증가를 만료 수명 기준으로 하고 있다^[6]. IGBT 혹은 다이오드의 정션의 온도변화를 측정함으로써 간접적으로 Solder-joint의 고장을 진단한다.

2.2 커패시터

일반적으로 전력변환장치에는 Aluminum Electrolytic Capacitor(Al-Caps), Metallized Polypropylene Film Capacitor(MPPF-Caps), 그리고 High Capacitance Multi-Layer Ceramic Capacitor(MLC-Caps) 등이 주로 사용된다^[8].

그림 5는 단순화된 일반적인 커패시터의 모델을 보여준다. 커패시터는 커패시턴스(Capacitance, C), 등가 직렬 저항(Equivalent Series Resistance, ESR), 등가 직렬 인덕턴스(Equivalent Series Inductance, ESL)로 구성되어 있다^[9].

각 커패시터의 장점 및 단점은 일반적으로 다음과 같다^[8].

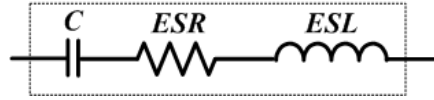


Fig. 5. Simplified model of capacitor^[9].

TABLE II
FAILURES OF THREE TYPES OF CAPACITORS^[8]

	Al-Cap	MPPF-Cap	MLCC-Cap
Dominant failure modes	Wear out; electrical parameter drifts (C, ESR, I_{LC} , R_p)		
	Open circuit	Open circuit	Open circuit
Dominant failure mechanism	Electrolyte vaporization	Moisture corrosion, Dielectric loss	Insulation degradation, Flex cracking
Most critical stressor	T_a , V_G , i_C	T_a , V_G , Humidity	T , V_G , Vibration
Self-healing capacity	Moderate	Good	No

Al-Cap은 가장 높은 에너지 밀도를 갖고 있으며 가장 낮은 단위 Joule 당 비용(Cost per Joule)을 갖는다. 반면에 높은 ESR, 낮은 리플 전류 정격 및 전해액 증발(Evaporation of electrolyte)에 의한 열화 문제 등이 있다. MLC-Cap는 작은 크기, 높은 주파수 범위 및 높은 동작온도 등의 장점을 갖지만 가격이 비싸다. MPPF-Cap은 가격, ESR, 커패시턴스, 리플 전류 및 신뢰성 측면을 고려했을 때 고전압 응용에 적합한 균형 잡힌 성능을 갖고 있지만 크기가 크고 상대적으로 낮은 정격 운전 온도를 갖고 있다.

앞에서 언급한 세 가지 커패시터들의 고장 메커니즘은 표 2에 정리되어 있다^[8]. 전해액 증발(Evaporation of electrolyte)은 작은 사이즈의 Al-Cap에 발생하는 주요 고장 메커니즘으로 상대적으로 높은 ESR과 제한적인 열방사(Heat dissipation) 표면에 의해 발생한다. 큰 사이즈의 Al-Cap의 경우 열화에 의한 고장은 주로 누설 전류(Leakage current)를 증가시키며 이는 산화물 층(Oxide-layer)의 전기화학반응(Electrochemical reaction)에 의해 발생한다^[10]. MPPF-Cap의 금속 층(Metallized layer) 두께는 대부분 100nm 이하로 대기 습기의 내부 유입에 의해 발생하는 부식(Corrosion)에 매우 취약하다^{[11],[12]}. 금속 층이 부식되면 금속필름(Metal film)이 Heavy metal edge에서 분리되어 결국 커패시터의 커패시턴스가 감소하게 된다. 그림 6은 MPPF-Cap의 금속 층에 부식이 발생한 것을 보여준다^[12]. 이 밖에도 과전압(Overvoltage)등에 의해 커패시터의 취약 부분에 유전과 파괴(Dielectric breakdown) 발생하는데 MPPF-Cap은 자기회복 능력이 있어 유전과 파괴가 발생한 부분이 자연적으로 치유 되지만 커패시턴스가 감소하게 된다^{[13],[14]}.

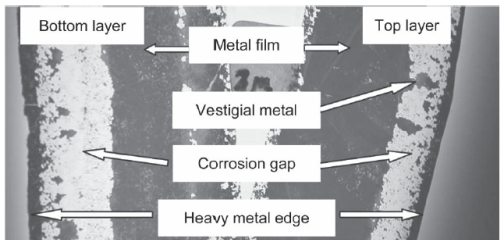


Fig. 6. Separation of metal film from heavy edge by corrosion^[14].

MLC-Cap의 주요 고장원인은 Avalanche Break Down(ABD)과 Thermal Run Away(TRA)로 높은 전압 및 온도에 의해서 발생하게 되고 이는 MLC-Cap의 누설 전류를 증가시킨다^[15]. 증가된 누설전류는 절연층(Dielectric layer)의 두께를 감소시켜 커패시터의 절연 성능이 감소되고 전력변환장치의 실 응용에서 단락회로 고장을 유발한다. 하지만 과 스트레스가 아닌 일반적인 사용으로 인해 발생하는 스트레스에 의한 열화 고장은 거의 발생하지 않는 것으로 보고 있다^[16].

커패시터들의 열화에 의한 고장은 결국 커패시턴스(C), ESR, 누설전류(Leakage current, I_{LC}) 절연저항(Insulation resistor, R_p), DF(Dissipation factor)와 같은 전기적 파라미터들 값을 변화시키므로 이 값들의 변화를 모니터링 함으로써 커패시터의 고장을 진단할 수 있다^[17].

3. IGBT 모듈의 상태 모니터링 방법

3.1 Bond-wire의 고장 상태 모니터링

앞에서 설명 했듯이 Bond-wire의 고장은 IGBT 모듈의 내부 저항을 증가시킨다. IGBT(또는 다이오드)의 V_{CE_ON} (또는 V_F)는 다음과 같이 정의 된다^[18].

$$V_{CE_ON} = V_{CE_Chip} + R_{eq} \times I_c \quad (1)$$

여기서 V_{CE_Chip} 은 IGBT 소자 자체의 온 상태 콜렉터-에미터 전압이고 R_{eq} 는 IGBT 모듈의 내부 등가저항 그리고 I_c 는 콜렉터 전류이다. 따라서 Bond-wire의 고장에 의한 R_{eq} 의 증가는 V_{CE_ON} 의 증가를 야기하고 결과적으로 V_{CE_ON} 을 측정함으로써 Bond-wire의 고장 상태를 진단할 수 있다.

본 장에서는 IGBT 모듈의 V_{CE_ON} (또는 V_F)를 측정하는 방법을 소개하고자 한다.

3.1.1 오프라인 V_{CE_ON} (또는 V_F) 측정 방법

오프라인 방법이란 전력변환장치가 동작을 멈췄을 때 V_{CE_ON} 을 측정하는 방법을 말한다. 따라서 이 방법은 전력전자 시스템의 동작이 주기적으로 멈추는 어플리케이션에 효과적이다.

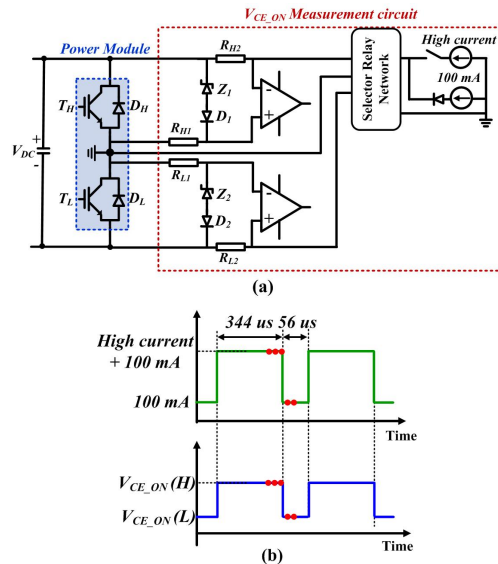


Fig. 7. Offline measurement by voltage clamping circuit using a zener diode (a) V_{CE_ON} measurement circuit, (b) V_{CE_ON} measurement points^{[19],[20]}.

그림 7(a)는 인버터의 동작이 멈췄을 때 큰 전류와 작은 전류(약 100 mA)를 주입 후 V_{CE_ON} 을 측정하는 방법을 보여준다^{[19],[20]}.

T_H 를 예로 들어 V_{CE_ON} 을 측정하는 절차를 설명할 것이다. 우선, 전력변환장치가 동작을 멈추게 되면, 직류단(DC-link) 전압은 제너다이오드에 의해서 특정한 낮은 전압(약 10 V)으로 클램핑되고 직류단 전압에 의해 V_{CE_ON} 측정 회로로 흐르는 전류는 저항 R_{H1} 과 R_{H2} 에 의해 제한된다. T_H 의 V_{CE_ON} 측정하기 위해서 T_H 만 턴 온 상태가 되도록 한 후 외부 전류원에 의해 특정 시간 동안(약 344 us) 상대적으로 큰 전류를 주입한다. 전류의 주입이 끝나기 직전에 측정회로에 의해 V_{CE_ON} 이 측정된다. 전류의 주입이 끝난 직후에는 100 mA의 작은 전류가 주입되고 이때 V_{CE_ON} 이 다시 측정된다. 이 때 두 측정사이의 지연시간을 가능하면 짧게 하여 정선의 온도 변화를 최소화 하는 것이 중요하다. 그림 7(b)는 V_{CE_ON} 이 측정되는 시점을 보여준다. 빨간 점이 측정 시점을 나타낸다. 높은 전류를 주입하여 측정한 V_{CE_ON} 은 기존의 IGBT 모듈이 정상상태일 때의 값과 비교하여 Bond-wire의 고장 상태를 진단한다. 하지만 V_{CE_ON} 은 정선온도에 따라 그 값이 변하기 때문에 V_{CE_ON} 이 측정되었을 때의 정선온도 정보가 필요하며 100 mA 주입 후 측정된 V_{CE_ON} 으로부터 정선온도는 예측할 수 있다. V_{CE_ON} 을 이용하여 정선온도를 예측하는 방법은 후후에 자세하게 다룰 것이다. 릴레이의 연결 상태를 변경하여 같은 방법으로 다른 IGBT의 V_{CE_ON} 및 다이오드의 V_F 를 측정할 수 있다.

그림 8은 리드 릴레이 (Reed Relay)를 사용하여 V_{CE_ON} 을 측정하는 방법을 보여준다^[21]. 이 방법은 추가적인 전류원은 필요하지 않는다.

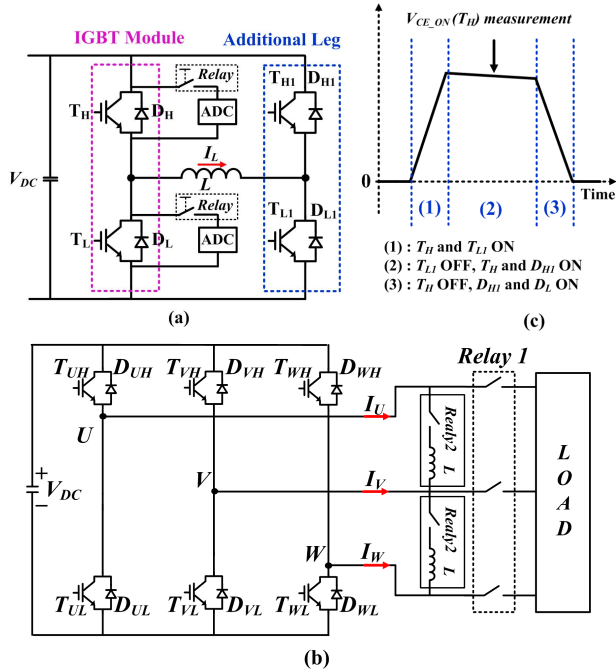


Fig. 8. Offline measurement with a reed relay^{[21],[22]} (a) Measurement circuit with additional leg and inductor, (b) Measurement circuit for 3-phase inverter, (c) Switching sequence for V_{CE_ON} measurement.

전력변환기가 동작을 멈추면 리드 릴레이가 연결되고 V_{CE_ON} 을 측정하기 위해 특정한 스위칭 시퀀스를 수행한다. 이 스위칭 시퀀스를 수행하기 위해서는 전력변환 장치에 그림 8(a)와 같이 하나의 레그와 인덕터가 추가적으로 필요하며 어플리케이션에 따라 그림 8(b)와 같이 릴레이와 인덕터를 추가하여 다른 상의 레그를 이용할 수도 있다^[22]. 그림 8(c)는 T_H 의 V_{CE_ON} 을 측정하기 위한 스위칭 시퀀스를 보여준다. 우선 T_H 와 T_L 을 턴온 시켜 직류단 전압에 의해 인덕터에 전류가 흐르게 한다. 이때 턴온 상태를 유지하는 시간을 조절하여 원하는 크기의 전류를 얻을 수 있다. 그 후 T_L 을 턴오프 시키면 전류는 T_H 와 D_{H1} 을 통해 흐르게 되고 이때 T_H 의 V_{CE_ON} 을 릴레이를 통해 연결된 ADC를 이용하여 측정할 수 있다. 측정이 끝난 후 T_H 를 턴오프 시켜주면 전류는 감소하여 흐르지 않게 된다.

3.1.2 실시간 V_{CE_ON} (또는 V_F) 측정 방법

1) 병렬 연결된 MOSFET을 이용한 V_{CE_ON} 측정회로^[23]

그림 9는 병렬 연결된 MOSFET을 이용한 실시간 V_{CE_ON} 측정회로를 보여준다. 이 회로는 크게 V_{CE} 클램프, 100 mA 전류 싱크(Current sink) 및 전압-레벨 시프터(Voltage-level shifter)로 구성되어 있다. T_H 의 V_{CE} 측정을 예로 들어 동작원리를 설명하겠다. T_H 가 턴온 되면 T_H 의 V_{CE} 값이 작으므로 $V_{SG1} = V_{Z1} - V_{CE} + v_{ASC1}$ 는 $ASC1$ 의 문턱전압(V_{SGTH1}) 보다 커지게 되어 $ASC1$ 이 턴온 된다.

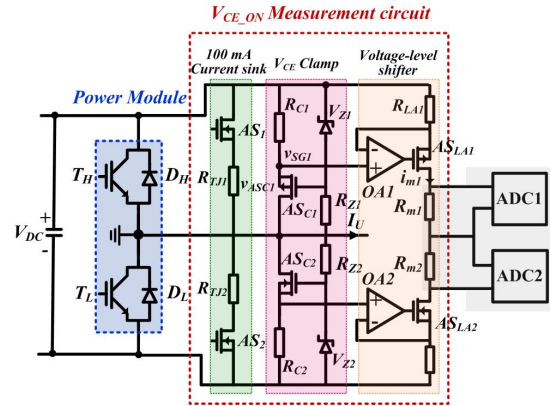


Fig. 9. V_{CE_ON} measurement circuit with parallel connected MOSFET^[23].

이때, $ASC1$ 의 온 상태 드레인-소스 저항 ($R_{DS(ON)}$)은 R_{C1} 의 값에 비해 매우 작으므로($R_{DS(ON)} = 3 \Omega$ and $R_{C1} = 10 \text{ k}\Omega$) R_{C1} 의 전압 V_{RC1} 은 T_H 의 V_{CE} 와 거의 같다. T_H 가 턴오프 되면 T_H 의 V_{CE} 값이 클램핑 전압 $V_{Z1} - V_{SGTH1}$ 보다 높아지게 되어 $ASC1$ 은 포화영역(Saturation mode)에서 동작한다. 높은 전압이 $ASC1$ 과 R_{Z1} 에 인가되어도 V_{RC1} 의 값은 어떤 특정 전압(약 10 V)으로 클램핑 된다. T_H 이 턴온 상태일 때는 V_{RC1} 은 V_{CE} 이고 턴오프 상태일 때는 V_{RC1} 은 클램핑 전압이 되며 이 전압은 Op-amp(OAI)을 통해 저항 R_{LA1} 에 전달된다. V_{RC1} 에 의해 전류 $i_{m1}(V_{RC1}/R_{LA1})$ 이 AS_{LA1} 을 통해 흐르고 이 전류에 의해 R_{m1} 에 전압 강하를 만들며 이 전압이 최종적으로 ADC에 의해 측정된다.

100 mA의 전류는 저항 R_{TJ1} 과 R_{TJ2} 의 값을 V_{DC} 값에 따라 적절히 선택함으로써 얻을 수 있으며 100 mA가 흐를 때 측정된 V_{CE} 는 정선온도를 추정하는데 사용된다. 관련 내용은 추후 다뤄질 것이다.

2) 두 개의 다이오드를 이용한 V_{CE_ON} 측정회로^{[24],[25]}

그림 10은 두 개의 다이오드를 이용하여 V_{CE_ON} 과 V_F 를 측정하는 회로를 보여준다. 두 개의 다이오드 D_1 과 D_2 는 직렬로 연결되어 있으며 T_H 가 턴온 되면 전류원(I_D)에 의해 순방향 바이어스 된다. T_H 가 턴오프 되면 D_1 은 높은 직류단 전압을 차단하여 측정회로를 보호한다. D_1 과 D_2 가 같은 특성을 갖고 있다고 가정하면, D_1 과 D_2 의 순방향 전압 V_F 는 다음과 같다.

$$V_{D1} = V_{D2} = V_a - V_b \quad (2)$$

T_H 의 V_{CE_ON} 은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$V_{CE_ON} = V_b - (V_a - V_b) = 2V_b - V_a \quad (3)$$

위의 결과 값은 Op-amp의 이득값을 적절히 선택함으로써 얻을 수 있다.

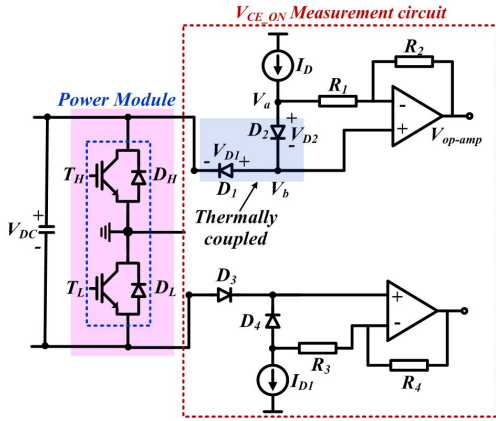


Fig. 10. V_{CE_ON} measurement circuit using double diodes [24],[25]

만약 $R_1 = R_2$ 라면 Op-amp의 출력은 다음과 같다.

$$V_{op_amp} = V_b - [(V_a - V_b) \cdot R_2 / R_1] = 2V_b - V_a \quad (4)$$

이 출력 값은 식 (3)에 표현된 V_{CE_ON} 과 같은 것을 알 수 있다.

V_{CE_ON} 은 양의 전류가 흐를 때 양의 값으로 측정되며 V_F 는 음의 전류가 흐를 때 음의 값으로 측정된다. 여기서 인버터에서 부하로 흐르는 전류가 양의 전류이다.

3) Depletion mode MOSFET을 이용한 V_{CE_ON} 측정회로^[22]

그림 11은 Depletion mode MOSFET을 이용한 V_{CE_ON} 과 V_F 측정 회로를 보여준다. Depletion mode MOSFET은 음의 문턱전압 ($V_{GS} < 0$)를 갖고 있으며 이 회로에서 클램핑 전압 V_{CC} 는 V_{CE_ON} 과 V_F 의 값보다 커야한다. T_H 가 턴온 상태에서는 콜렉터 전압 $V_C = V_{CE_ON} < V_{CC}$ 이고 Input impedance(Z_{in})가 매우 크므로 전류 I_D 는 흐르지 않는다. 결과적으로 MOSFET은 턴온 상태가 되고 회로의 출력 V_{out} 은 V_{CE_ON} 이 된다. T_H 가 턴오프 되어 V_C 의 전압이 V_{CC} 보다 커지면 I_D 가 흐르기 시작하고 저항 R 에 전압 강하를 만든다. V_{GS} 값이 문턱 전압보다 작아지면 MOSFET은 턴오프 되고 출력값은 V_{CC} 가 된다. V_{CE_ON} 은 양의 전류가 흐를 때 양의 값으로 측정되며 V_F 는 음의 전류가 흐를 때 음의 값으로 측정된다. 여기서 인버터에서 부하로 흐르는 전류가 양의 전류이다. T_L 의 경우는 위와 반대이다.

3.2 Solder-joints 고장 상태 모니터링

Solder-joints의 고장은 IGBT 모듈 열적 임피던스를 증가시키고 이는 결과적으로 IGBT의 정선온도를 증가시킨다. 일반적으로 열적 임피던스가 20% 증가하면 Solder-joints에 고장이 발생했다고 판단하며 정선과 IGBT 모듈 케이스 사이의 열적임피던스는 다음과 같이 정의된다^[6].

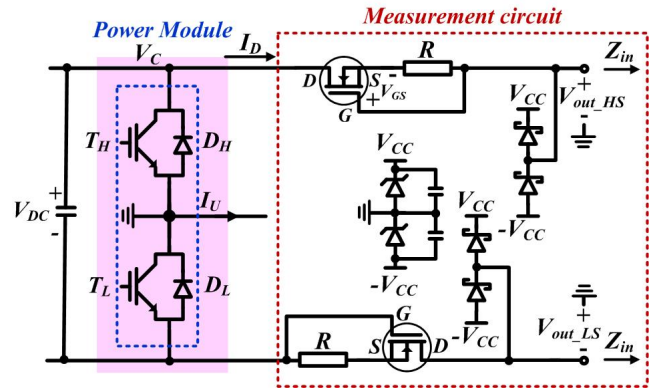


Fig. 11. V_{CE_ON} measurement circuit using a depletion mode MOSFET^[22].

$$R_{th(j-c)} = \frac{T_j - T_c}{P_{loss}} \quad (5)$$

여기서 T_j 는 정선온도, T_c 는 케이스 온도이며 P_{loss} 는 IGBT의 손실이다. 정선과 방열판 사이의 열적 임피던스 ($R_{th(j-h)}$)가 고려되기도 한다.

따라서 정선온도를 모니터링 함으로써 Solder-joints의 고장 상태를 진단할 수 있으며 본 장에서는 정선온도를 예측하는 방법에 대해 다룰 것이다.

3.2.1 오프라인 V_{CE_ON} 을 이용한 정선온도 추정 방법

1) 높은 전류에서 측정된 V_{CE_ON} 을 이용한 방법^{[25]-[28]}

V_{CE_ON} 은 Bond-wire의 고장 진단을 판단 할 때 사용지만 V_{CE_ON} 은 온도 민감 전기 파라미터(Temperature Sensitive Electrical Parameter) 중 하나로 이를 이용하여 정선온도를 추정할 수 있어 일반적으로 IGBT 모듈의 고장 상태를 진단하는데 가장 널리 사용된다.

그림 12는 정선온도에 따른 V_{CE_ON} 의 값을 보여준다. V_{CE_ON} 의 값은 정선온도에 따라 다른 값을 갖고 있으므로 V_{CE_ON} 의 값으로부터 정선온도를 예측할 수 있다. 이를 위해서는 IGBT 모듈의 초기 교정(Preliminary calibration)이 필요하며 V_{CE_ON} 과 정선온도의 관계를 온도 계수를 이용하여 나타낼 수 있다.

그림 13은 전류 레벨에 따른 온도 계수(K-factor)를 보여주며 전류의 레벨에 따라 음의 온도 계수(Negative Thermal Coefficient)와 양의 온도 계수(Positive Thermal Coefficient) 값을 갖는다. 결과적으로 정선온도 (T_j)는 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$T_j = K \cdot (V_{CE_M} - V_{CE_B}) + T_B \quad (6)$$

여기서 K 는 K-factor, V_{CE_M} 은 측정된 V_{CE_ON} , V_{CE_B} 는 기준 온도에서의 V_{CE_ON} 이며 T_B 는 기준 정선온도로 초기 교정 값으로부터 얻을 수 있다.

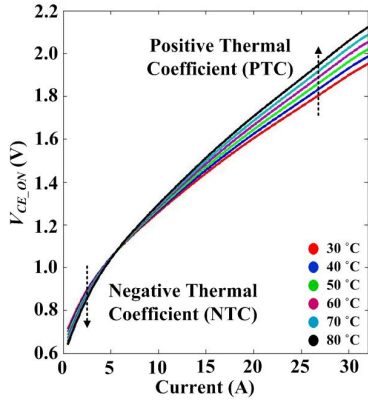


Fig. 12. V_{CE_ON} as a function of current level and junction temperature for a preliminary calibration^[28].

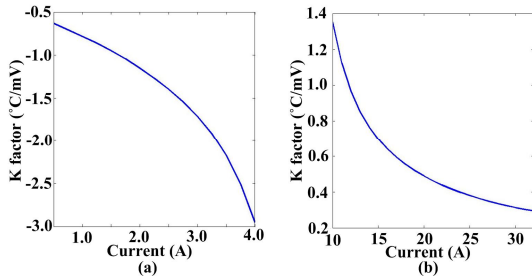


Fig. 13. K-factors depending on current levels (a) NTC region, (b) PTC region^[28].

온도 계수의 값이 작다는 것은 V_{CE_ON} 값의 변화에 따라 추정되는 정선온도의 변화가 덜 민감하다는 것을 의미하므로 높은 전류에서 측정된 V_{CE_ON} 이 정선온도를 예측하기 위해 주로 사용된다.

하지만 이 방법을 이용하여 추정되는 정선온도와 실제 정선온도에 오차가 발생한다. 초기 교정 시 IGBT 모듈의 온도는 외부 장치에 의해 조절되는데 IGBT 모듈 내부는 균일한 온도 분포를 갖는다. 반면 실제 어플리케이션에서 IGBT 모듈이 동작 할 때는 비균일 한 온도 분포를 갖게 되고 이로 인해 IGBT 모듈의 내부 저항 값이 변하게 된다. 결과적으로 같은 정선온도라 하더라도 측정된 V_{CE_ON} 값에 차이가 발생하여 실제 정선온도 보다 낮게 추정 된다^[28]. 또한 Bond-wire의 열화 고장 또한 V_{CE_ON} 를 변화시켜 온도 추정에 영향을 준다. 이러한 오차를 줄이기 위한 몇몇 방법들이 소개되었지만 사용되는 IGBT 모듈에 따라 추가적으로 많은 초기 교정, IGBT 모듈 내부 물질 및 구조에 관한 정보 등이 필요하다^{[28],[29]}.

2) 낮은 전류에서 측정된 V_{CE_ON} 을 이용한 방법^{[19],[23],[30]-[32]}

낮은 전류에서 측정된 V_{CE_ON} 에서 내부 저항에 의한 전압강하($R_{eq} \times I_C$)가 IGBT 칩의 온 상태 콜렉터-에미터 전압(V_{CE_Chip})에 비해 상대적으로 매우 작기 때문에 위에서 언급한 내부 저항 값 변화에 의해 발생하는 V_{CE_ON} 의 오차를 줄일 수 있다.

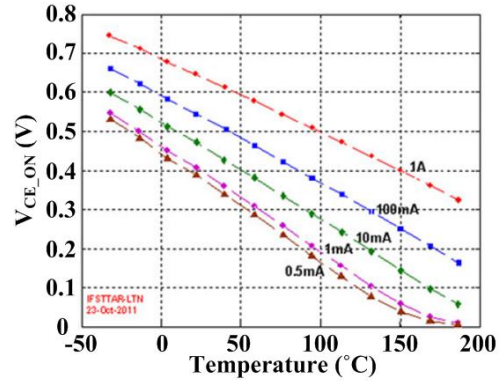


Fig. 14. V_{CE_ON} of an IGBT as a function of temperature under different injected low currents^[30].

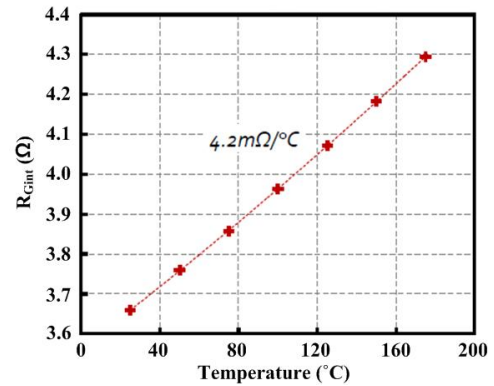


Fig. 15. R_{Gint} of an IGBT inside an Infineon FS200R12PT4 module under different temperatures^[33].

그림 14는 낮은 전류에서 정선온도에 따른 V_{CE_ON} 을 보여주며 일반적으로 100 mA에서 측정된 V_{CE_ON} 가 주로 사용된다. 하지만 이 방법을 실제 전력전자 시스템에 적용하기 위해서는 상대적으로 정확한 V_{CE_ON} 측정 장치와 낮은 전류를 정확히 측정할 수 있는 전류 센서 등이 필요하며 무엇보다도 V_{CE_ON} 을 측정하기 위해 전력 전자 시스템의 일반적인 운전을 방해하지 않거나 방해를 최소화 하는 것이 필요하다. 이를 위해 추가적인 장치 및 운전 전략 등이 제안 되었다^{[19],[23],[32]}.

3.2.2 온라인 내부 게이트 저항(R_{Gint})을 이용한 정선온도 추정 방법^{[33]-[35]}

그림 15는 Infineon FS200R12PT4의 정선온도와 내부 게이트 저항(R_{Gint})의 관계를 보여주며 R_{Gint} 로부터 정선온도가 예측 가능하다는 것을 알 수 있다. R_{Gint} 는 게이트 피크 전류(I_{GPeak})와 게이트 드라이버의 전압 스윙으로부터 간접적으로 얻을 수 있다.

그림 16과 같이 문턱전압에 도달하기 전(즉, 턴온 지연 시간) 게이트 회로는 게이트 드라이버, 기생 게이트 인덕턴스(L_G), 외부 게이트 저항(R_{Gext}), 내부 게이트 저항(R_{Gint}) 및 게이트 커패시턴스(C_G)를 포함한 2차 RLC 회로로의 계단 응답으로 볼 수 있다.

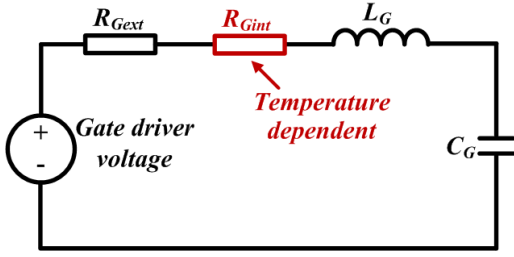


Fig. 16. Simplified gate circuit with gate voltage before the threshold voltage is reached^{[33],[34]}.

만약 기생 게이트 인덕턴스가 매우 작고 RLC 회로가 충분히 오버댐핑(Overdamping) 되었다고 가정한다면 이 회로의 동작은 1차 RC 회로로 간략화할 수 있으며 초기 게이트 커패시터 충전 전류는 다음과 같다.

$$I = \frac{V}{R} \cdot e^{-t/R_G \cdot C_G} \quad (7)$$

$$R_G \cdot C_G = (R_{Gext} + R_{Gint}) \cdot (C_{GS} + C_{GD} V_{DS})$$

여기서 R_{Gext} 는 외부 게이트 저항, R_{Gint} 는 내부 게이트 저항, C_{GS} 는 게이트-소스 커패시턴스(혹은 게이트-에미터 커패시턴스), C_{GD} 는 게이트-드레인 커패시턴스(혹은 게이트-콜렉터 커패시턴스), 그리고 V_{DS} 는 드레인-소스 전압(혹은 콜렉터-에미터 전압)이다.

위의 식 (7)로부터 피크 게이트 전류 I 는 다음과 같이 근사화할 수 있다.

$$I = \frac{V}{R} \quad (8)$$

여기서 V 는 게이트 드라이버의 전압 스윙이고 R 은 전체 게이트 저항이다.

만약 온도에 의한 R_{Gext} 의 변화가 매우 작고 C_G 와 L_G 의 영향이 합리적으로 거의 없다고 가정한다면, R_{Gint} 만 정선온도 변화에 의해 변하게 되고 이는 I_{Gpeak} 를 변화시키는 원인이 된다. R_{Gext} 의 전압 V_{RGext} 는 I_{Gpeak} 에 직접적으로 비례하므로 V_{RGext} 를 측정함으로써 I_{Gpeak} 를 간접적으로 모니터링할 수 있다.

그림 17은 R_{Gext} 의 피크 전압(V_{RGext_peak}) 측정회로를 보여주며 여러 정선온도에서 측정회로 출력은 그림 18에 나타나있다.

최종적으로 측정된 V_{RGext_peak} 로부터 R_{Gint} 는 다음과 같이 계산된다.

$$R_{Gint} = \frac{V_{G+} - V_{G-}}{(V_{RGext_peak}/R_{Gext})} - R_{Gext} \quad (9)$$

여기서 V_{G+} 는 게이트 턴온 전압, V_{G-} 는 게이트 턴오프 전압, R_{Gext} 는 외부 게이트 저항, 그리고 V_{RGext_peak} 는 R_{Gext} 에 인가되는 피크 전압이다.

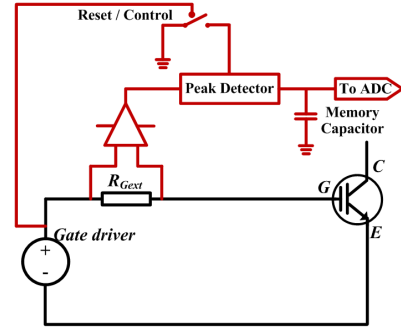


Fig. 17. V_{RGext_peak} detector^{[33],[34]}.

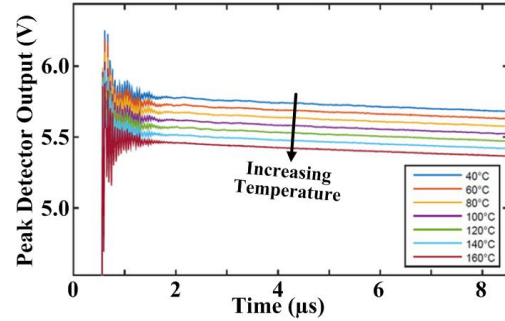


Fig. 18. V_{RGext_peak} measure by peak detector under different temperatures^{[33],[34]}.

이 방법은 Bond-wire 고장에 독립적으로 Solder-joint 고장을 진단할 수 있다. 하지만 $V_{CE,ON}$ 측정회로 이외에 추가적인 회로가 필요하며 게이트 패드의 위치에 따라 정선온도 추정에 오차가 발생할 수 있으므로 게이트패드의 위치에 관한 정보가 필요하다.

3.2.3 온라인 단락전류(Short-circuit current)를 이용한 정선온도 추정 방법^[36]

단락전류가 음의 온도계수(Negative Thermal Coefficient)를 갖는다는 것은 기존의 많은 연구들에서 밝혀졌다^{[37],[38]}. 따라서 단락전류의 크기로부터 정선온도를 예측할 수 있다. 단락전류를 이용하여 정선온도를 추정하기 위해서는 초기교정이 필요하다. 그림 19는 초기교정을 위한 회로도를 보여주고 있다. 초기 교정을 통해 그림 20과 같이 단락전류와 정선온도의 관계를 알 수 있고 이 결과를 바탕으로 정선온도를 추정할 수 있다.

그림 21은 단락전류로부터 정선온도를 추정하는 방법을 3상 인버터에 적용하기 위한 회로도와 스위칭 시퀀스를 보여준다. S_1 의 온도를 추정하는 시퀀스를 예로 들면, 3상 컨버터는 정상 동작하여 t_0 전에 열평형 상태에 도달해 있고 S_1 과 S_2 는 상보적으로 동작한다. t_0 에서 S_1 이 턴오프 되고 S_2 는 턴온 된다. 그 후 t_1 에서 바이패스 IGBT가 턴온 된다.

t_2 에서 S_1 이 턴온 되고 S_2 가 턴오프 되면 S_1 과 바이패스 IGBT가 단락회로를 형성하여 단락전류가 흐르게 되고 이때의 전류를 측정하여 S_1 의 온도를 예측할 수 있다.

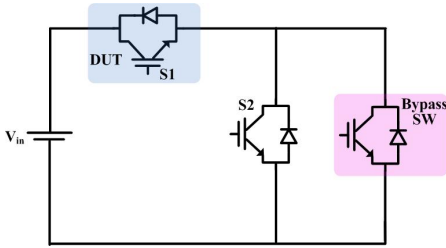


Fig. 19. Preliminary calibration circuit^[36].

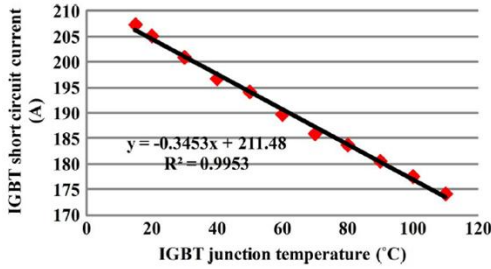


Fig. 20. Junction temperature vs. short-circuit current(ISC)^[36].

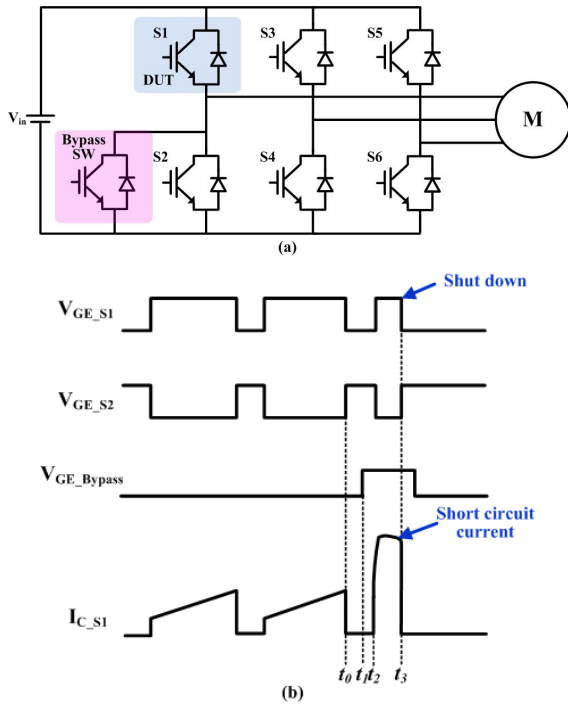


Fig. 21. Circuit schematic and device waveforms for the junction temperature estimation in a three-phase inverter^[36]. (a) Circuit schematic, (b) IGBT waveform.

단락전류가 생성된 후 t_3 에서 게이트드라이버의 과전류 보호회로가 동작하여 IGBT는 턴오프 된다.

이 방법은 다른 전기적 파라미터들에 대한 영향이 매우 적고 단락 전류가 충분한 온도 민감도 (temperature sensitivity)와 선형성을 갖고 있어 온도 민감 전기 파라미터로 사용하기에 적절하다. 또한 단락회로가 매우 짧은 시간 동안만 지속되므로 과전류에 의한 고장 없이 IGBT 모듈이 안전하게 동작할 수 있다.

TABLE III
TYPICAL END-OF-LIFE CRITERIA OF THREE TYPES OF CAPACITORS^[8]

	Al-Cap	MPPF-Cap	MLC-Cap
Failure criteria	C: 20 % reduction ESR: 2 times	C: 5 % reduction DF: 3 times	C: 10 % reduction $R_p < 10^7 \Omega$ DF: 2 times
Degradation precursors	C or ESR, or both	C	C, R_p

DF: Dissipation factor, R_p : insulation resistance

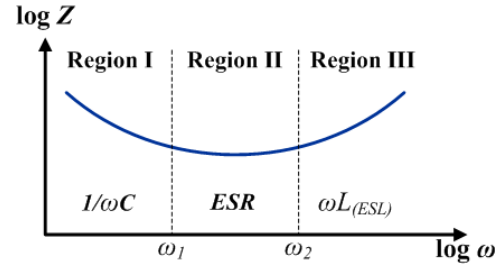


Fig. 22. Impedance characteristic of electrolytic capacitor^[9].

하지만 IGBT에 단락전류를 반복적으로 흐르게 하는 것은 열화 고장을 가속화할 수 있으며 추가적으로 많은 Bypass IGBT와 이를 제어 할 게이트 드라이버가 필요하기 때문에 비용적인 측면에서 효율적이지 않다.

4. 커패시터의 상태 모니터링 방법

커패시터의 열화 고장은 주로 Capacitance (C)와 Equivalent Series Resistance (ESR)의 변화를 야기하므로 이 파라미터들의 변화를 예측함으로써 커패시터의 상태를 모니터링할 수 있다.

표 III은 전력전자 시스템에 많이 사용되는 세 가지 커패시터들의 열화 고장 진단 파라미터들과 만료 수명 기준을 보여준다^[8].

그림 22는 일반적으로 가장 널리 사용되고 있는 Al-Cap의 임피던스 특성을 보여준다^[9]. 낮은 주파수 범위($\omega < \omega_1$)에서 임피던스 ωC 로, 중간 주파수 범위($\omega_1 < \omega < \omega_2$)에서는 ESR로 각각 근사화 된다. 따라서 각 주파수 범위에서의 전류와 전압 정보로부터 C 혹은 ESR을 추정할 수 있다.

본 장에서는 위의 방법을 바탕으로 여러 전력전자 시스템에 적용된 커패시터의 상태 모니터링 방법에 대해 다루고자 한다.

4.1 오프라인 커패시터 모니터링 방법

4.1.1 AC 전압 주입 방법^{[39]-[41]}

그림 23은 AC 신호를 주입하여 커패시터의 ESR과 C를 추정하는 실험 장치를 보여주고 있다.

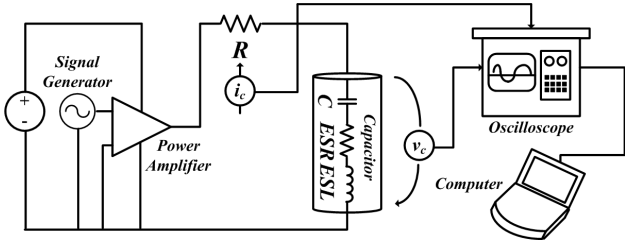


Fig. 23. Experimental setup with AC signal injection^[39].

이 실험 장치는 Signal generator, Class AB amplifier, Non-inductive thick film resistor, Digital oscilloscope, Computer로 구성되어 있다.

AC 전압을 인가한 후, 오실로스코프를 이용하여 커패시터 전압과 저항(R)에 인가되는 전압으로부터 커패시터 전류를 측정한다. ESR 을 추정하기 위해서는 1 kHz의 신호를 주입하고 C 를 추정하기 위해서는 120 Hz의 신호를 주입한다. Discret Fourier Transform (DFT) 알고리즘을 이용하여 커패시터 전압과 커패시터 전류의 위상각과 기본 주파수 성분의 크기를 획득한 후 이로부터 ESR 과 C 를 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$ESR \approx \frac{|v_C|}{|i_C|} \cos(\angle v_C - \angle i_C) \quad (10)$$

$$X_C \approx \frac{|v_C|}{|i_C|} \sin(\angle v_C - \angle i_C) \quad (11)$$

여기서 $|v_C|$ 는 커패시터 전압의 기본 주파수 성분의 크기, $|i_C|$ 는 커패시터 전류의 기본 주파수 성분의 크기, $\angle v_C$ 는 커패시터 전압의 위상각 그리고 $\angle i_C$ 커패시터 전류의 위상각이다.

4.2 온라인 커패시터 모니터링 방법

4.2.1 추가적인 전류 센서를 이용한 ESR 추정 방법^{[42],[43]}

그림 24는 전류, 전압 센서로부터 커패시터의 리플 전류와 리플 전압을 측정하여 ESR 을 추정하는 회로를 보여준다^[43]. 측정된 커패시터의 리플 전압(Δv_C) 및 리플 전류(Δi_C)는 각각 대역통과 필터를 통과한 후 실효값(Root-mean-square) 값으로 변환된다. 최종적으로 이 두 실효값들로부터 다음과 같이 ESR 을 얻을 수 있다.

$$ESR = \frac{\Delta v_{Cf}}{\Delta i_{Cf}} \quad (12)$$

여기서 Δv_{Cf} 와 Δi_{Cf} 는 특정 주파수에서 커패시터 리플 전압 및 리플 전류의 실효값이다.

그림 25는 일반적인 전류센서 대신 Rogowski 전류센서를 이용하여 커패시터 리플 전류를 측정하고 이로부터 ESR 을 추정하는 방법을 보여준다^[43].

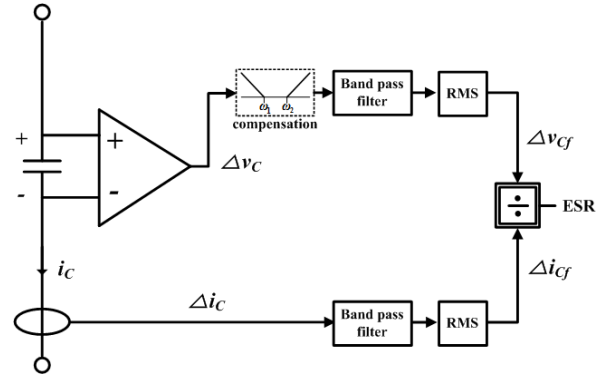


Fig. 24. ESR estimation based on ripple current and ripple voltage of capacitor by using typical current sensor^[42].

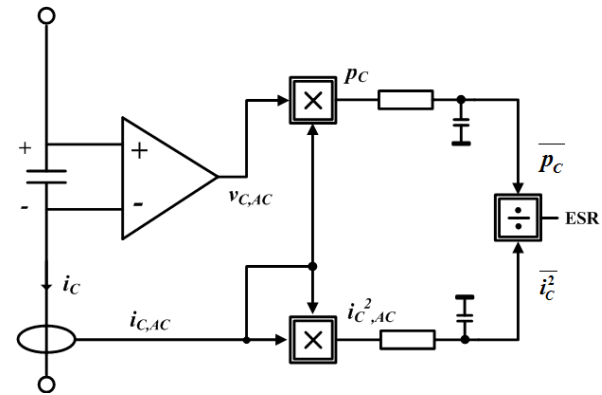


Fig. 25. ESR estimation based on AC power losses of capacitor by using rogowski coil current sensor^[43].

이 방법에서는 리플 전압과 리플 전류로부터 ESR 을 추정하는 대신에 커패시터의 교류 전력 손실(p_C)을 이용하여 ESR 을 추정하기 때문에 대역통과 필터를 사용하지 않아도 되는 장점이 있다.

결과적으로 ESR 은 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$ESR = \frac{\overline{p_C}}{\overline{i_C^2}} \quad (13)$$

여기서 $\overline{p_C}$ 는 특정 주파수에서 커패시터 교류 전력손실의 평균값이고 $\overline{i_C^2}$ 커패시터 리플 전류의 제곱의 평균값이다.

하지만 이 방법들은 커패시터 전류패스에 센서를 추가하여 부유 인덕턴스(Stray inductance)를 증가시키는 단점이 있다.

4.2.2 AC 전류를 주입하는 방법^{[44],[45]}

이 방법은 AC/DC 혹은 AC/DC/AC 컨버터 시스템에서 커패시터의 ESR 을 추정하는 방법으로 이를 위해 AC 전류가 AC/DC 컨버터에 의해 생성되어 직류단 커패시터에 주입된다.

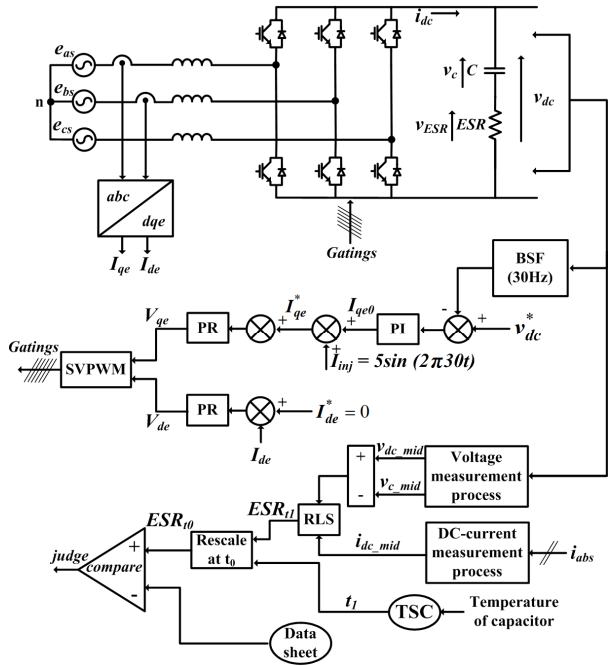


Fig. 26. Control block diagram of AC/DC converter with condition monitoring of DC-link capacitor^[44].

그림 26 은 AC 전류 주입 방법의 제어 블록도를 보여주며, 주입되는 AC 전류의 레퍼런스 다음과 같다.

$$i_{inj}^* = I_{inj} \sin(2\pi \times f_{inj} t) \quad (14)$$

여기서 I_{inj} 는 주입되는 전류의 크기이고, f_{inj} 는 주입되는 전류의 주파수이며 본 논문에서는 5 A, 30 Hz의 AC 전류가 주입되었다.

ESR은 커패시터의 전압과 전류로부터 매 샘플링 주기마다 추정된다. 일반적으로 커패시터의 전압은 Zero switching state에서 측정되지만 이때에는 커패시터에 전류가 흐르지 않는다. 따라서 매 샘플링 주기의 중간지점에서의 커패시터 전압 및 전류 값을 또한 ESR을 추정하는데 필요하다. 결과적으로 ESR은 다음과 같이 추정된다.

$$v_{dc} = v_c + v_{ESR} \quad (15)$$

$$ESR = \frac{v_{ESR}}{i_{dc}} = \frac{v_{dc} - v_c}{i_{dc}} = \frac{v_{dc_mid} - v_{c_mid}}{i_{dc_mid}}$$

여기서 v_{dc_mid} 는 그림 27과 같이 ② 지점에서 전압센서에 의해 측정되는 v_{dc} 를 말하며 v_{c_mid} 는 각각의 Zero switching state ① 지점에서 연속적으로 측정되는 v_{c1} 과 v_{c2} 의 값으로부터 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$v_{c_mid} = \frac{v_{c1} + v_{c2}}{2} \quad (16)$$

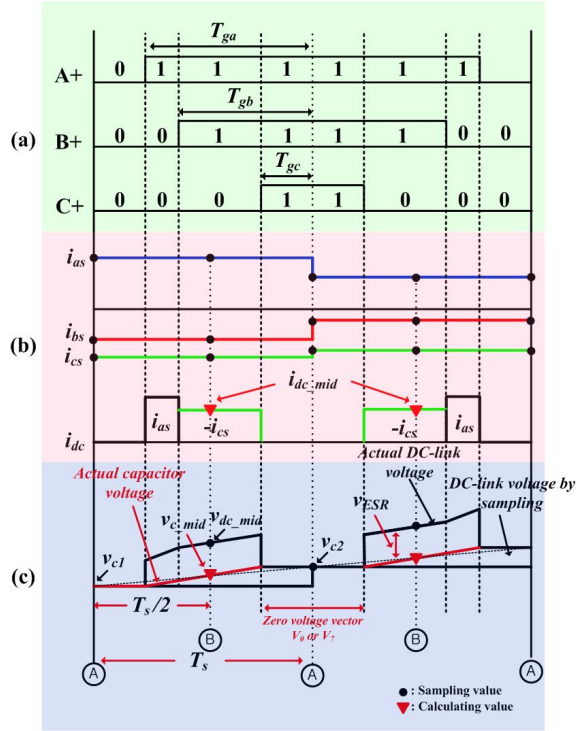


Fig. 27. Behavior of the DC-link current and voltage according to gating pulses^[44] (a) Switching state of upper switches, (b) Relation of phase currents.

본 방법을 이용하기 위해서는 샘플링 주파수를 2배로 늘려야하며 높은 정확도를 갖는 커패시터 전압 센서가 필요하다.

4.2.3 회로 모델(Circuit model)을 이용한 방법^[46]

앞에서 말했듯이 커패시터 전류 패스에 전류 센서를 연결하면 부유 인덕턴스를 증가시키는 단점이 있으므로 이 방법에서는 회로모델로부터 커패시터의 전류를 예측하고 이를 이용하여 커패시터의 커패시턴스를 추정한다.

그림 28은 인버터에 흐르는 전류를 보여주며 파란색 화살표와 값은 기존의 센서들에 의해 측정되는 값들이고 빨간색 화살표와 값은 센서들에 의해 측정되는 값들을 바탕으로 계산을 통해 얻을 수 있는 값들이다.

커패시터 전류 (i_c)는 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$i_c = i_1 - i_5 \quad (17)$$

여기서 i_5 는 인버터의 스위칭 상태와 각 상에 흐르는 전류로부터 계산가능하며 표 IV에 정리되어 있다.

i_c 와 커패시터 리플 전압(Δv_c)으로부터 커패시턴스 (C)를 다음과 같이 추정할 수 있다.

$$C = \frac{\int i_c dt}{\Delta v_c} \quad (18)$$

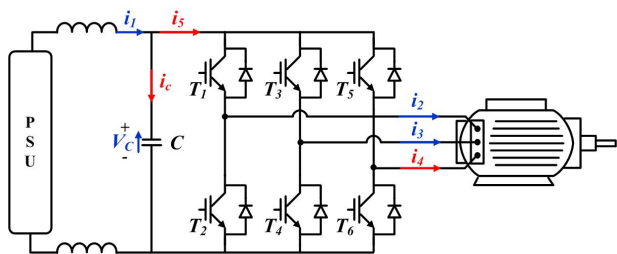


Fig. 28. Inverter system with currents for the explanation of the principle of capacitor condition monitoring^[46].

TABLE IV
CURRENT OF i_5 DEPENDING ON INVERTER SWITCHING STATES^[46]

State	Turn-on transistor	Current i_5
1 (zero state)	T_2, T_4, T_6	0
2	T_2, T_4, T_5	i_4
3	T_2, T_3, T_6	i_3
4	T_2, T_3, T_5	$i_3 + i_4$
5	T_1, T_4, T_6	i_2
6	T_1, T_4, T_5	$i_2 + i_4$
7	T_1, T_3, T_6	$i_2 + i_3$
8 (zero state)	T_1, T_3, T_5	$i_2 + i_3 + i_4 = 0$

이 방법은 추가적인 센서가 필요하지 않지만 정확한 커패시턴스 추정을 위해서 높은 정확도를 갖는 전압센서가 필요하다. 또한 3상의 전류들이 평형상태를 이루고 있을 때는 i_2 와 i_3 로부터 i_4 를 얻을 수 있지만 평형상태가 아닌 경우에는 개별적인 전류센서를 이용하여 i_4 전류를 측정하여야한다.

이 방법 이외에도 PV 시스템, 철도시스템 등 다양한 어플리케이션에 사용되는 전력전자시스템의 회로 모델을 이용하여 커패시터의 상태 모니터링 파라미터를 추정하는 방법들이 제안되었다^{[47],[48]}.

4.2.4 고급 알고리즘(Advanced algorithm)을 이용한 방법^{[49]-[51]}

이 방법은 인공신경망(Artificial neural network), 뉴로 퍼지 추론(Neuro fuzzy inference) 알고리즘 등과 같은 고급 알고리즘을 사용하여 커패시터의 상태모니터링 파라미터를 추정하는 방법이다. 전력전자시스템은 주로 블랙박스로 놓고 전력전자 시스템의 전압, 전류 등의 정보로부터 상태모니터링 파라미터를 추정한다.

그림 29는 인공신경망을 이용하여 다이오드 정류기와 인버터로 구성된 모터드라이브 시스템의 직류단 커패시터의 커패시턴스를 추정하는 방법을 보여준다. 측정된 인버터의 입력전류, 입력전압, 커패시터 리플전압, 출력전류, 출력전압으로부터 ANN 알고리즘이 초기 트레이닝 데이터를 기반으로 커패시터 값을 추정할 수 있다.

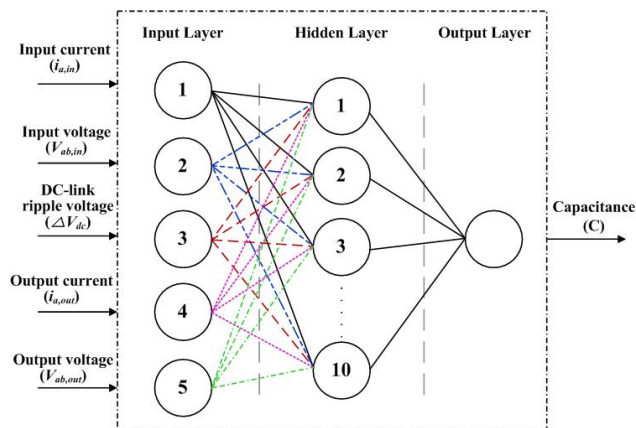


Fig. 29. Structure of ANN for capacitance estimation^[49].

또한 위의 방법을 기반으로 더 적은 입력 정보를 이용하여 커패시턴스를 추정하는 방법이 제안되었는데 본 방법에서는 출력전류와 커패시터 리플전압 혹은 직류단 전압의 고조파 성분을 이용하여 직류단 커패시터의 커패시턴스를 추정할 수 있다^[50].

적응 뉴로 퍼지 시스템을(Adaptive Neuro Fuzzy Inference System, ANFIS) 이용하여 3상 정류기, DC-DC 부스트 컨버터 그리고 단상 인버터로 구성된 전력전자 시스템에서 정류기의 출력단 커패시터(C_1)와 DC-DC 부스트 컨버터의 출력단에 연결된 커패시터(C_2)의 커패시턴스와 ESR을 추정하는 방법 또한 제안되었다^[51]. 이 방법 역시 초기 여러 운행 조건에서 트레이닝된 데이터를 바탕으로 입력전압 v_s 와 각 커패시터 리플 전압 v_1 과 v_2 를 입력으로 하는 ANFIS 알고리즘을 이용하여 커패시턴스와 ESR을 추정한다.

이러한 방법들은 일반적인 전력전자 시스템이 갖고 있는 정보를 이용하기 때문에 추가적인 하드웨어나 부품들이 필요하지 않아 비용적인 측면에서 효율적이다. 하지만 여러 운행조건에서의 초기 트레이닝이 필요하며 알고리즘을 수행하기 위해 큰 계산 노력이 필요하다.

5. 결론

기존의 전통적인 산업 분야를 넘어 송전 시스템, 전기 자동차, 신재생 에너지 발전, 항공 우주 산업 분야 등과 같이 다양한 산업분야에서 전력전자 시스템의 역할이 계속해서 증대 되고 있으며 이로 인해 전력전자 시스템의 신뢰성이 더욱더 강조 되고 있다. 전력전자 시스템을 구성하는 소자의 상태 모니터링은 소자의 고장으로 인해 전체 시스템이 완전히 파괴되어 운행이 중지 되는 것을 예방하고 능동적인 유지보수 계획을 가능하게 하여 전체 시스템의 신뢰성을 향상 시킬 수 있을 뿐만 아니라 운행 및 유지보수 비용을 저감할 수 있다. 이에 부합하여 전력전자 시스템의 상태를 모니터링 하는 방법에 대한 관심이 증가되고 있으며 본 논문에서는 전력전

자 시스템에서 신뢰성 취약 소자인 전력 반도체 소자와 커패시터의 주요 열화 고장 메커니즘 및 상태 모니터링 방법들을 소개하였다.

Bond-wire의 고장은 $V_{CE,ON}$ 을 모니터링 함으로써 판단할 수 있으며 본 논문에서는 대표적인 $V_{CE,ON}$ 과 V_F 측정 방법을 소개하였다. 오프라인 $V_{CE,ON}$ 측정 방법은 전력전자 시스템의 운전 조건에 영향이 적으며 측정회로가 상대적으로 단순한 장점이 있지만 전력전자 시스템이 운전을 멈췄을 때만 상태 모니터링 파라미터 측정을 할 수 있다. 반면에 온라인 $V_{CE,ON}$ 측정 방법은 실시간으로 상태 모니터링 파라미터를 측정할 수 있는 장점이 있지만 상대적으로 측정 회로가 복잡하고 비싸다는 단점이 있고, 온도에 의한 $V_{CE,ON}$ 의 변화와 열화 고장에 의한 변화를 구분하여 판단해야한다. Solder-joint의 열화 고장은 정선온도의 증가를 야기하므로 정선온도를 모니터링 함으로써 고장 상태를 진단할 수 있다. 본 논문에서는 온도 민감 전기적 파라미터(Temperature Sensitive Electrical Parameter)를 이용하여 정선온도 추정 방법들 및 각 방법들의 장점 및 단점을 소개하였다. 소개된 방법들은 기본적으로 정선온도를 추정하는 원리는 같지만 서로 다른 온도 민감 전기적 파라미터를 이용하며, 현재로서는 모든 전력전자 시스템에 적용할 수 있는 일반화된 정선온도 추정방법은 존재하지 않는다.

열화에 의한 커패시터의 고장 상태는 오프라인 방식과 온라인 방식에서 모두 커패시턴스(C)와 등가직렬저항(ESR)의 변화를 모니터링 함으로써 판단된다. 이를 위해, 전류 센서를 추가하는 방법, AC 전압 혹은 전류 신호를 추가하는 방법, 회로 모델을 이용하는 방법 및 고급 알고리즘을 이용하는 방법들을 다뤘으며 각 방법들의 장점 및 단점을 분석하였다.

본 논문에서 소개된 방법들은 온라인방법과 오프라인 방법으로 나눌 수 있으며, 정지운전을 포함한 일정한 운행패턴을 갖는 전기 자동차 또는 철도차량 등의 응용분야에서는 오프라인 상태 모니터링 방법이 적용 가능하며, 상시 운전을 요구하는 전원시스템 등을 위해서는 온라인 상태 모니터링 방법이 필요하다. 따라서 적용하고자 하는 어플리케이션의 특성을 고려하여 적합한 방법을 선택하는 것이 요구된다.

이 연구는 서울과학기술대학교 교내연구비의 지원으로 수행되었습니다.

References

- [1] F. Blaabjerg, Z. Chen, and S. B. Kjaer "Power electronics as efficient interface in dispersed power generation systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 19, No. 5, pp. 1184-1194, Sep. 2004.
- [2] F. Blaabjerg, R. Teodorescu, M. Liserre, and A. V. Timbus, "Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 53, No. 5, pp. 1398-1409, Oct. 2006.
- [3] H. Wang, M. Liserre, F. Blaabjerg, P. de Place Rimmen, J. B. Jacobsen, T. Kvisgaard, and J. Landkildehus, "Transitioning to physics-of-failure as a reliability driver in power electronics," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, Vol. 2, No. 1, pp. 97-114, Mar. 2014.
- [4] U. M. Choi, F. Blaabjerg, and S. Jørgensen, "Power cycling test methods for reliability assessment of power device modules in respect to temperature stress," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 33, No. 3, pp. 2531-2551, Mar. 2018.
- [5] M. Ciappa, "Selected failure mechanism of modern power modules," *Microelectronics Reliability*, Vol. 42, No. 4-5, pp. 653-667, Apr./May 2002.
- [6] J. Lutz, H. Schlangenotto, U. Scheuermann, and R. D. Doncker, *Semiconductor Power Device -Physics, Characteristic, Reliability*, NewYork:Springer-Verlag, ch. 11, 2011.
- [7] U. M. Choi, S. Jørgensen, and F. Blaabjerg, "Advanced accelerated power cycling test for reliability investigation of power device modules," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 31, No. 12, pp. 8371-8386, Dec. 2016.
- [8] H. Wang and F. Blaabjerg, "Reliability of capacitors for DC-link applications in power electronic converters - An overview," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 50, No. 5, pp. 3569-3578, Sep./Oct. 2014.
- [9] M. A. Vogelsberger, T. Wiesinger, and H. Ertl, "Life-cycle monitoring and voltage-managing unit for DC-link electrolytic capacitors in PWM converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 26, No. 2, pp. 493-503, Feb. 2011.
- [10] J. L. Stevens, J. S. Shaffer, and J. T. Vandenharn, "The service life of large aluminum electrolytic capacitors: Effects of construction and application," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 38, No. 5, pp. 1441-1446, Sep./Oct. 2002.
- [11] R. M. Kerrigan, "Metallized polypropylene film energy storage capacitors for low pulse duty," in *Proc. of CARTS USA*, pp. 97-104, 2007.
- [12] R. W. Brown, "Linking corrosion and catastrophic failure in low-power metallized polypropylene capacitors," *IEEE Transactions on Device Materials and Reliability*, Vol. 6, No. 2, pp. 326-333, Jun. 2006.
- [13] Nippon Chemi-con, Power Electronics Film Capacitors. Retrieved from: http://www.kemet.com/Lists/ProductCatalog/Attachments/139/F9000_TechInfo_PowerElectronic.pdf
- [14] Film Capacitors-General Technical Information, EPCOS, Munich, Germany, May 2009. Retrieved from: <https://www.tdk-electronics.tdk.com/download/530754/480aeb04c789e45ef5bb9681513474ba/pdf-generaltechnicalinformation.pdf>

- [15] B. S. Rawal and N. H. Chan, "Conduction and failure mechanisms in barium titanate based ceramics under highly accelerated conditions," *AVX Corp. Techn. Inf.*, Vol. 6, 1984.
- [16] D. Liu and M. J. Sampson, "Some aspects of the failure mechanisms in BaTiO₃-Based multilayer ceramic capacitors," in *Proc. of CARTS Int.*, pp. 59-71, 2012.
- [17] H. Soliman, H. Wang, and F. Blaabjerg, "A review of the condition monitoring of capacitors in power electronic converters," *IEEE Transactions on Industry Applications.*, Vol. 52, No. 6, pp. 4976-4989, Nov/Dec. 2016.
- [18] A. Singh, A. Anurag, and S. Anand, "Evaluation of vce at inflection point for monitoring bond wire degradation in discrete packaged IGBTs," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 32, No. 4, pp. 2481-2484, Apr. 2017.
- [19] B. Ji, X. Song, W. Cao, V. Pickert, Y. Hu, J. W. Mackersie, and G. Pierce, "In situ diagnostics and prognostics of solder fatigue in IGBT modules for electric vehicle drives," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 30, No. 3, pp. 1535-1543, Mar. 2015.
- [20] B. Ji, V. Pickert, W. Cao, and B. Zahawi, "In situ diagnostics and prognostics of wire bonding faults in IGBT modules for electric vehicle drives," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 28, No. 12, pp. 5568-5577, Dec. 2013.
- [21] R. O. Nielsen, J. Due, and S. Munk-Nielsen, "Innovative measuring system for wear-out indication of high power IGBT modules," in *Proc. 2011 IEEE Energy Convers. Congr. Expo.*, pp. 1785-1790, Sep. 2011.
- [22] U. M. Choi, F. Blaabjerg, S. Jørgensen, S. Munk-Nielsen, and B. Rannestad, "Reliability improvement of power converters by means of condition monitoring of IGBT modules," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 32, No. 10, pp. 7990-7997, Oct. 2017.
- [23] V. Smet, F. Forest, J. J. Huselstein, A. Rashed, and F. Richardeau, "Evaluation of vce monitoring as a real-time method to estimate aging of bond wire-IGBT modules stressed by power cycling," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 60, No. 7, pp. 2760-2770, Jul. 2013.
- [24] S. Beczkowski, P. Ghimre, A. R. de Vega, S. Munk-Nielsen, B. Rannestad, and P. Thogersen, "Online vce measurement method for wear-out monitoring of high power IGBT modules," in *Proc. of EPE 2013*, Sep. 2013.
- [25] P. Ghimire, A. R. deVega, S. Beczkowski, B. Rannestad, S. Munk-Nielsen, and P. Thogersen, "Improving power converter reliability: Online monitoring of high-power IGBT modules," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, Vol. 8, No. 3, pp. 40-50, Sep. 2014.
- [26] P. Ghimire, A. R. deVega, S. Beczkowski, B. Rannestad, S. Munk-Nielsen, and P. B. Thogersen, "An online vce measurement and temperature estimation method for high power IGBT module in normal PWM operation," in *Proc. IPEC*, pp. 2850-2855, May 2014.
- [27] X. Perpina, J. F. Serviere, J. Saiz, D. Barlini, M. Mermet-Guyennet, and J. Millan, "Temperature measurement on series resistance and devices in power packs based on on-state voltage drop monitoring at high current," *Microelectronics Reliability*, Vol. 46, No. 9-11, pp. 1834-1839, 2006.
- [28] U. M. Choi, F. Blaabjerg, F. Iannuzzo, and S. Jørgensen, "Junction temperature estimation method for a 600 V, 30A IGBT module during converter operation," *Microelectronics Reliability*, Vol. 55, No. 9-10, pp. 2022-2026, Aug./Sep. 2015.
- [29] P. Ghimire, K. B. Pedersen, I. Trintis, B. Rannestad, and Stig Munk-Nielsen, "Online chip temperature monitoring using vce-load current and IR thermography," in *Proc. of ECCE*, pp. 6602-6609, Sep. 2015.
- [30] Y. Avenas, L. Dupont, and Z. Khatir, "Temperature measurement of power semiconductor devices by thermo-sensitive electrical parameters-A review," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 27, No. 6, pp. 3081-3092, Jun. 2012.
- [31] R. Schmidt and U. Scheuermann, "Using the chip as a temperature sensor- The influence of steep lateral temperature gradients on the Vce(T)-measurement," in *Proc. of EPE*, Sep. 2009.
- [32] D. Bergogne, B. Allard, and H. Morel, "An estimation method of the channel temperature of power MOS devices," in *Proc. of PESC*, pp. 1594-1599, Jun. 2000.
- [33] N. Baker, "An electrical method for junction temperature measurement of power semiconductor switches," a Ph.D. Thesis, Aalborg University, Feb. 2016.
- [34] N. Baker, S. Munk-Nielsen, F. Iannuzzo, and M. Liserre, "IGBT junction temperature measurement via peak gate current," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 31, No. 5, pp. 3784-3793, May. 2015.
- [35] M. Denk and M. Bakran, "Junction temperature measurement during inverter operation using a TJ-IGBT-Driver," in *Proc. of PCIM*, May. 2015.
- [36] Z. Xu, F. Xu, and Fei Wang, "Junction temperature measurement of IGBTs using short-circuit current as a temperature-sensitive electrical parameter for converter prototype evaluation," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 62, No. 6, pp. 3419-3429, Jun. 2015.
- [37] G. Busatto, et al., "Characterisation of high-voltage IGBT modules at high temperature and high currents," in *Proc. Int. Conf. Power Electron. Drive. Syst.*, pp. 1391-1396, 2003.
- [38] S. Azzopardi, K. E. Boubkari, Y. Belmehdi, J. Y. Deletage, and E. Woigard, "Investigation of mechanical stress effect on electrical behavior of trench punch through IGBT under short-circuit condition at low and high temperature," in *Proc. Conf. EPE*, pp. 1-10, 2011.
- [39] A. Amaral and A. Cardoso, "A simple offline technique for evaluating the condition of aluminum electrolytic capacitors," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 56, No. 8, pp. 3230-3237, Aug. 2009.
- [40] A. Amaral and A. Cardoso, "Simple experimental techniques to characterize capacitors in a wide range of

- frequencies and temperatures," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Vol. 59, No. 5, pp. 1258-1267, May. 2010.
- [41] A. Amaral and A. Cardoso, "An economic offline technique for estimating the equivalent circuit of aluminum electrolytic capacitors," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Vol. 57, No. 12, pp. 2697-2710, Dec. 2008.
- [42] P. Venet, F. Perisse, M. El-Husseini, and G. Rojat, "Realization of a smart electrolytic capacitor circuit," *IEEE Industry Application Magazine*, Vol. 8, No. 1, pp. 16-20, Jan. 2002.
- [43] M. Vogelsberger, T. Wiesinger, and H. Ertl, "Life-cycle monitoring and voltage-managing unit for DC-link electrolytic capacitors in PWM converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 26, No. 2, pp. 493-503, Feb. 2011.
- [44] X. S. Pu, T. H. Nguyen, D. C. Lee, K. B. Lee, and J. M. Kim, "Fault diagnosis of dc-link capacitors in three-phase ac/dc PWM converters by online estimation of equivalent series resistance," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 60, No. 9, pp. 4118-4127, Sep. 2013.
- [45] T. H. Nguyen and D. C. Lee, "Deterioration monitoring of DC-link capacitors in ac machine drives by current injection," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 30, No. 3, pp. 1126-1130, Mar. 2015.
- [46] A. Wechsler, B. Mecrow, D. Atkinson, J. Bennett, and M. Benarous, "Condition monitoring of dc-link capacitors in aerospace drives," *IEEE Transactions on Industry Application*, Vol. 48, No. 6, pp. 1866-1874, Nov. 2012.
- [47] G. Buiatti, J. Martin-Ramos, A. Amaral, P. Dworakowski, and A. M. Cardoso, "Condition monitoring of metallized polypropylene film capacitors in railway power trains," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Vol. 58, No. 10, pp. 3796-3805, Oct. 2009.
- [48] M. Ahmad, A. Arya, and S. Anand, "An online technique for condition monitoring of capacitor in PV system," in *Proc. of IEEE Int. Conf. Ind. Technol.*, pp. 920-925, Mar. 2015.
- [49] H. Soliman, H. Wang, B. Gadalla, and F. Blaabjerg, "Condition monitoring of DC-link capacitors based on artificial neural network algorithm," in *Proc. of IEEE 5th Int. Conf. Power Eng., Energy Elect. Drives*, pp. 587-591, May. 2015.
- [50] H. Soliman, P. Davari, H. Wang, and F. Blaabjerg, "Capacitance estimation algorithm based on DC-Link voltage harmonics using artificial neural network in three-phase motor drive systems," in *Proc. of ECCE*, pp. 5790-5802, Sep. 2017.
- [51] T. Kamel, Y. Biletskiy, and L. Chang, "Capacitor aging detection for the DC filters in the power electronic converters using anfis algorithm," in *Proc. of 28th Can. Conf. Elect. Comput. Eng.*, pp. 663-668, May 2015.



최의민(崔毅敏)

1986년 1월 23일생. 2011년 아주대 전자공학부 졸업. 2013년 동 대학원 전자공학과 졸업(석사). 2016년 Department of Energy Technology, Aalborg University(덴마크) 졸업(공학박사). 2016~2018 동 대학원 박사후연구원. 2018년~현재 서울과학기술대 전자미디어공학과 조교수.



이준석(李濬錫)

1986년 3월 18일생. 2011년 아주대 전자공학부 졸업. 2013년 동 대학원 전자공학과 졸업(석사). 2015년 동 대학원 전자공학과 졸업(공학박사). 2015년~현재 한국철도기술연구원 선임연구원. 당 학회 편집위원.