

노이즈에 강인한 전력 반도체 온 상태 저항 온라인 측정 기법

신준호*, 신종원**
 중앙대학교*, 서울대학교**

Noise- Robust Online Measurement of the On-State Resistance of Power Semiconductor Devices

Junho Shin* and Jong-Won Shin**
 Chung-Ang University*, Seoul National University**

ABSTRACT

전력 반도체 소자의 온 상태 저항(R_{DUT}) 증가량은 잔여 수명을 예측하는데 사용된다. 기존의 R_{DUT} 온라인 측정 방법에서는 소자가 온 상태일 때 양단의 전압을 측정하는데, 이 전압은 스위칭 노이즈에 큰 영향을 받아 측정 정확도가 낮다는 문제가 있다. 본 논문에서는 DC-DC 컨버터의 인덕터 전류와 입출력 DC 전압만을 측정하여 R_{DUT} 의 증가량을 측정하는 노이즈에 강인한 방법을 제안한다. 인덕터 전류는 소자 양단의 전압에 비해 스위칭 노이즈에 영향을 덜 받으므로 제안된 방법은 측정 정확도가 높다. 제안된 방법은 샘플 MOSFET 및 노화 모방을 위한 직렬 저항의 증가량을 최대 99.2% 정확도로 측정하였다.

1. 서론

노화된 MOSFET, IGBT, 및 다이오드 같은 전력 반도체 소자는 전력 변환 시스템(power conversion systems, PCS)의 고장 원인이 된다.^[1] 따라서 전력 반도체의 잔존 유효 수명(remaining useful life, RUL) 예측은 PCS의 신뢰성 향상 및 유지 보수 비용 합리화에 매우 중요하다. RUL 예측 모델은 전력 반도체 소자의 고장 메커니즘에 기반하여 연구되어 왔다.^[2] 전력 반도체 소자의 RUL은 패키지 내부의 본드 와이어가 노화됨에 따라 증가하는 온 상태 저항 R_{DUT} 를 통해 예측할 수 있다. 저항 R_{DUT} 는 일반적으로 전력 반도체 소자의 온 상태 전압을 온 상태 전류로 나눔으로써 측정된다. PCS가 동작 중일 때 R_{DUT} 를 측정하는 온라인 측정 방법은 스위칭 동작에 의한 노이즈가 온 상태 전압을 교란하여 RUL의 정확도가 떨어진다는 단점이 있다.

본 논문은 노이즈에 민감한 MOSFET의 드레인-소스 전압 V_{ds} 를 측정하지 않고 R_{DUT} 의 증가를 알 수 있는 새로운 온라인 측정 기법^[3]을 제안한다. 제안된 방법은 RUL 추정의 노이즈 강인성을 향상시키고 측정 회로의 구조를 단순화한다.

2. 인덕터 전류 기반 RUL 추정

본 추정 기법의 핵심 착안점은 전력 반도체 소자(이하 피시험장치, device under test, DUT로 지칭)의 RUL이 R_{DUT} 의 절대값이 아닌 증가량(increment)으로 추정된다는 점이다. 저항 R_{DUT} 의 증가 추세를 가우스 프로세스 회귀(Gaussian process regression), 확장된 칼만 필터(extended Kalman filter), 그리고 파티클 필터(particle filter) 등을 통해 추정할 수 있다.^[4] 저항 R_{DUT} 가 초기 값 대비 일정 비율(예를 들어

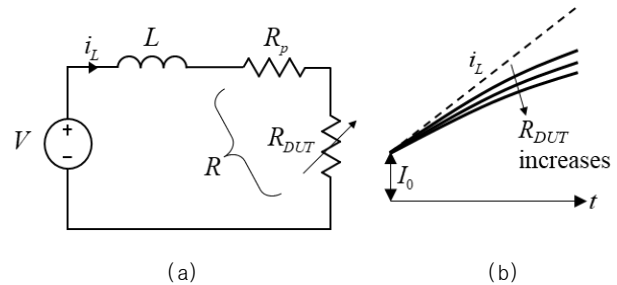


그림 1. (a) DUT가 켜져 있을 때 PWM 컨버터의 등가회로 (b) 인덕터가 에너지를 저장할 때 기생 직렬 저항에 의한 i_L 의 지수 함수 파형

Fig. 1. (a) Equivalent circuit of PWM converters when DUT is on (b) Exponential waveshape of i_L by parasitic series resistances when inductor store energy

20%) 이상으로 증가하면 잔여 수명이 남지 않아 즉시 교체가 필요한 것으로 간주된다.

제안된 방법은 펄스 폭 변조(pulse width modulation, PWM) 방식으로 동작하는 DC-DC 컨버터의 인덕터 전류 정보를 활용하여 R_{DUT} 의 증가량을 측정한다. 일반적인 DC-DC 컨버터의 인덕터 주변 등가 회로는 그림 1(a)와 같이 단순화되며, 여기서 i_L 과 V 는 각각 인덕터 전류와 인덕터 양단의 전압을 나타낸다. 전류 i_L 은 V 가 양수이면 증가하고, V 가 음수이면 감소한다. 문자 L 은 인덕터의 인덕턴스를, R_p 는 인쇄 회로 기판의 구리 도선 저항, 인덕터의 등가 직렬 저항 등을 포함하여 i_L 의 도통 경로에 있는 모든 기생 저항의 합을 나타낸다. 컨버터를 분석할 때 일반적으로 그림 1(b)의 점선과 같이 i_L 의 기울기는 일정하다고 보는데, 이는 R_p 와 R_{DUT} 가 무시할 수 있을 정도로 작다고 가정하기 때문이다. 하지만 R_p 와 R_{DUT} 의 합, 즉 R 이 0이 아닌 경우에 i_L 은 그림 1(b)의 실선 및 식 (1)과 같이 지수함수로 표현된다.

$$i_L(t) = \frac{V}{R} - \left(\frac{V}{R} - I_0 \right) e^{-\frac{R}{L}t} \quad (1)$$

식 (1)과 그림 1(b)의 전류 I_0 은 온 상태 시점의 초기 전류 값이다. 그림 1(b)의 실선으로 표시된 것처럼 DUT의 노화에 따라 R_{DUT} 가 증가하고 i_L 의 리플은 감소한다. 제안한 방법은 이와 같은 리플의 차이를 측정하여 DUT의 RUL을 추정한다. 그림 2는 i_L 의 리플 측정을 자세히 설명한다. DUT가 처음 켜지는 시각 $t = 0$ 시점에서 DUT는 노화되지 않아 R_{DUT} 가 작다고 가정한다. 전류 i_L 은 DUT가 켜져 있는 동안 두 시점 T_1 과 T_2 에서 각각 $i_L(T_1)$ 및 $i_L(T_2)$ 로 마이크로 컨트롤러(microcontroller unit, MCU)에 의해 샘플링되며, T_1 과

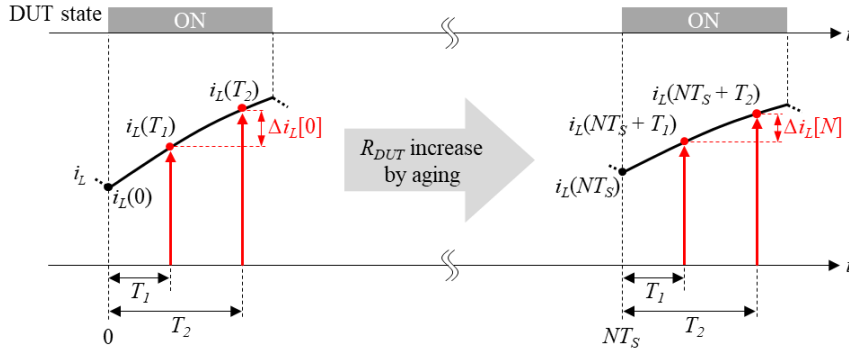


그림 2. DUT의 노화에 의한 R_{DUT} 의 증가가 i_L 의 리플 감소에 끼치는 영향
Fig. 2. Decreasing ripple of i_L as R_{DUT} increases by the aging of DUT

T_2 는 모든 스위칭 주기 내에서 동일하게 유지된다. 스위칭 동작이 장시간 유지되어 노화가 진행된 이후인 N 번째 스위칭 주기에서 샘플링된 $i_L(NT_S + T_1)$ 과 $i_L(NT_S + T_2)$ 의 차이 $\Delta i_L[N]$ 를 식 (2)에 나타내었다.

$$\begin{aligned} \Delta i_L[N] &= |i_L(NT_S + T_1) - i_L(NT_S + T_2)| \\ &= \left| \left(\frac{V}{R} - i_L(NT_S) \right) e^{-\frac{R}{L}T_1} - e^{-\frac{R}{L}T_2} \right| \end{aligned} \quad (2)$$

식 (2)에서 V 와 L 는 스위칭 주기 내에서 일정하다고 가정한다. 일반적으로 R 은 V 보다 충분히 작기 때문에 식 (2)는 식 (3)과 같이 단순화할 수 있다.

$$\Delta i_L[N] \cong \left| \frac{V}{R} e^{-\frac{R}{L}T_1} - e^{-\frac{R}{L}T_2} \right| \quad (3)$$

식 (3)에 의하면 R 이 증가하면 Δi_L 는 감소한다. 이는 그림 2에서 $\Delta i_L[0] > \Delta i_L[N]$ 임을 의미한다. 결국 Δi_L 이 초기값 대비 일정 수준 이하로 작아지면 R 이 일정 수준 이상으로 증가한 것임을 알 수 있다.

식 (3)에서 V 와 i_L 은 R_{DUT} 계산을 위해 측정되어야 하는 값인데, 이들은 일반적으로 PCS의 제어 및 보호 목적으로 기 측정된다. 즉, 제안된 방법은 신규 측정 회로를 추가할 필요 없이 제어 목적으로 측정되는 물리량만으로 RUL을 추정한다.

또한 V 와 i_L 은 DUT 양단 전압 V_{ds} 보다 스위칭 노이즈에 강인하므로 추가적인 노이즈 상쇄 또는 필터 회로 없이도 RUL 추정 정확도를 향상시킨다.

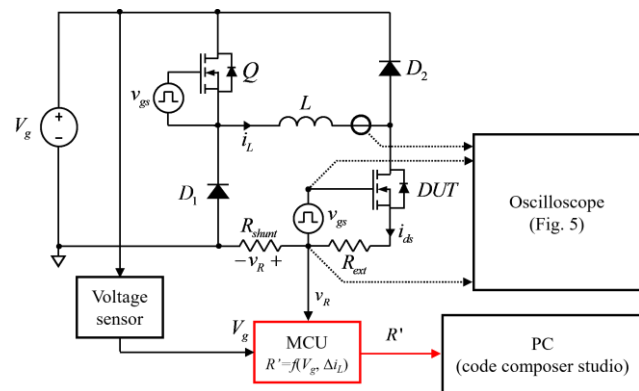


그림 3. 프로토타입 비반전 벡-부스트 컨버터의 회로도
Fig. 3. Schematic of a prototype non-inverting buck-boost converter

3. 실험 결과

본 논문은 그림 3과 같이 입력과 출력이 동일한 비반전 벡-부스트 컨버터를 사용하여 제안된 방법을 실험 검증하였다. 그림 3에서 V_g 는 입력 전압, v_{gs} 는 두 MOSFET Q 와 DUT의 게이트 신호이다. 저항 R_{ext} 는 DUT의 노화 또는 온도에 따른 저항 변화를 모사하기 위한 외부 저항으로, $R_{ext} = 0$ 은 새로운 DUT를, 0이 아닌 R_{ext} 는 노화된 DUT 또는 고온에서 작동하는 DUT를 모사한다. 다이오드 D_1 및 D_2 는 프리휠링(freewheeling) 다이오드이고 R_{shunt} 는 전류 감지를 위한 셉트 저항이다. V_g 의 음극 단자를 접지로 설정하면 v_R 은 DUT의 전류 i_{ds} 에 의해 R_{shunt} 에 인가된 전압이 된다.

그림 3에서 빨간색 상자 안에 표시된 MCU는 V_g 와 v_R 을 감지하고, 함수 $f(V_g, \Delta i_L)$ 을 통해 계산된 저항값 R' 을 개인용 컴퓨터 PC로 전송한다. 계산된 R' 은 R_{DUT} 와 비교하였을 때 절대값의 차이는 있을 수 있으나 증가량은 매우 높은 정확도로 일치하는 값에 해당한다.

그림 1과 유사한 그림 4는 Q 와 DUT가 켜져 있을 때의 등가 회로를 나타내고 이때 전류 i_L 과 i_{ds} 는 동일하다. 그림 3에서 $f(V_g, \Delta i_L)$ 는 식 (3)에서 V_g 와 Δi_L 를 바꾸기며 얻은 R 데이터와 식 (4)를 곡선 피팅하여 정하였다.

$$\begin{aligned} R' &= f(V_g, \Delta i_L) = p_{00} + p_{10}V_g + p_{01}\Delta i_L \\ &+ p_{20}V_g^2 + p_{11}V_g\Delta i_L + p_{02}\Delta i_L^2 \\ &+ p_{30}V_g^3 + p_{21}V_g^2\Delta i_L + p_{12}V_g\Delta i_L^2 + p_{03}\Delta i_L^3 \end{aligned} \quad (4)$$

식 (4)에서 $p_{ij}(i = 0, 1, 2, 3, j = 0, 1, 2, 3)$ 는 MATLAB 곡선 피팅기^[5]를 통해 계산된 $V_g^i \Delta i_L^j$ 의 계수이다.

제안된 방법은 MCU에서 계산된 R' 을 0, 15-m Ω , 18.75-m Ω , 또는 25-m Ω R_{ext} 와 비교하여 검증한다. 그림 5는 실험

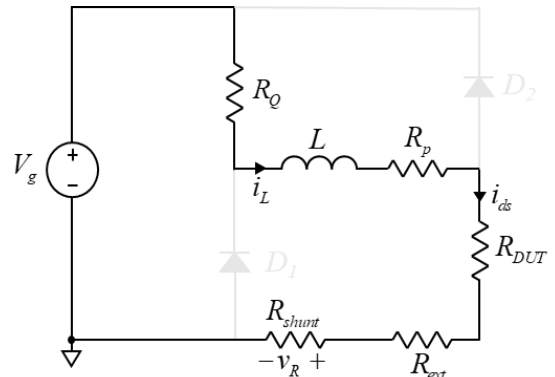


그림 4. Q 와 DUT가 켜져 있을 때의 등가 회로
Fig. 4. Equivalent circuit when Q and DUT are on

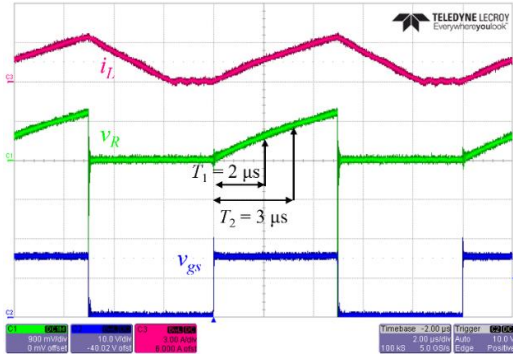


그림 5. 프로토타입 비반전 벡-부스트 컨버터의 실험 파형
Fig. 5. Experimental waveforms of prototype non-inverting buck-boost converter

파형을 나타낸다. 그림 5에서 자홍색, 파란색, 그리고 녹색 파형은 각각 i_L (3 A/div.), v_{gs} (10 V/div.), 그리고 v_R (900 mV/div.)을 나타낸다. 그림 5의 v_R 파형에서 볼 수 있듯 MCU의 아날로그 디지털 변환기(Analog to digital converter)는 v_{gs} 상승 후 2 μ s(그림 2의 T_1 에 해당)와 3 μ s(그림 2의 T_2 에 해당)의 순간에 v_R 을 변환한다. 이들 순간에서의 v_R 파형에 공진이 없다는 것은 제안된 방법의 노이즈에 강인함을 입증한다.

그림 6은 실험결과와 박스 플롯을 나타낸다. 파란색, 초록색, 주황색, 그리고 빨간색 박스는 각각 R_{ext} 가 0, 15, 18.75, 그리고 25 m Ω 일 때 MCU가 식 (4)를 계산한 190개의 R' 데이터를 나타낸다. 그림 6에서 R_{ext} 가 0, 15, 18.75, 그리고 25 m Ω 일 때 R' 데이터의 평균값은 각각 859.7 m Ω , 874.5 m Ω , 878.2 m Ω , 그리고 884.5 m Ω 이다. 그림 7은 R_{ext} 를 부착 전 ($R_{ext} = 0$)과 후 ($R_{ext} > 0$)를 비교한 그래프이다. 저항 R_{ext} 이 15 m Ω , 18.75 m Ω , 그리고 25 m Ω 일 때, 제안된 방법으로 측정된 R' 의 증가량은 각각 14.8 m Ω , 18.49 m Ω , 그리고 24.8 m Ω 이다. 제안된 방법의 정확도는 98.6% ($R_{ext} = 15$ m Ω), 98.6% ($R_{ext} = 18.75$ m Ω), 및 99.2% ($R_{ext} = 25$ m Ω)를 보인다.

4. 결론

본 논문에서는 전력 반도체 소자의 RUL을 추정하기 위해 온 상태 저항을 온라인으로 측정하는 방법을 제안하였다. 제안된 방법은 인덕터 전류와 직류 전압과 같은 노이즈에 강인한 신호만을 측정하여 R_{DUT} 의 증가를 정확하게 계산한다. 제안된 방법은 기존의 방식처럼 노이즈가 심한 v_{ds} 를 측정하지 않아 정확도가 높고 측정 회로가 단순하다.

제안된 방법은 단일 스위칭 주기에서 인덕터 전류를 두 번 측정하여 전류 증가 및 감소량을 계측하고 RL 회로로 모델링된 등가 저항을 계산한다. 제안된 방법은 커브 피팅을 활용하여 R' 을 V_g 와 Δi_L 의 관계식으로 도출하고 MCU는 이 식을 통해 증가된 저항을 계산한다.

제안된 방법은 비반전 벡-부스트 컨버터에 적용하여 검증되었다. 전력 반도체 소자에 직렬로 추가 연결된 15-m Ω , 18.75-m Ω , 또는 25-m Ω 저항은 노화에 따른 R_{DUT} 증가를 모사했다. 제안된 방법은 직렬 저항에 의한 저항 증가를 각각 14.8 m Ω (정확도 98.6%), 18.49 m Ω (정확도 98.6%), 그리고 24.8 m Ω (정확도 99.2%)으로 측정하였다.

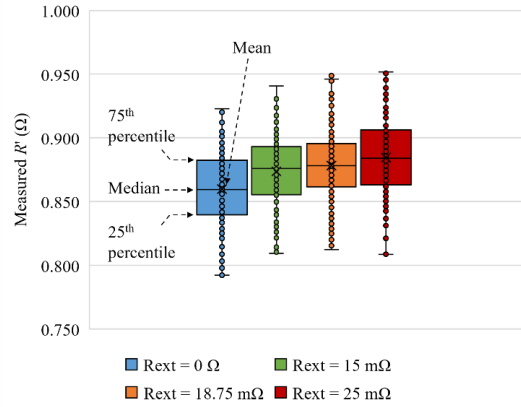


그림 6. $R_{ext} = 0, 15, 18.75$, 또는 25 m Ω 일 때 R' 의 박스 플롯
Fig. 6. Boxplot of R' when $R_{ext} = 0, 15, 18.75$, or 25 m Ω

본 연구는 한국연구재단의 연구비(과제번호 2022R1C1C1010027 및 RS-2023-00217270) 지원을 받아 수행되었음

참고 문헌

- [1] S. Yang, A. Bryant, P. Mawby, D. Xiang, L. Ran, and P. Tavner, "An Industry-Based Survey of Reliability in Power Electronic Converters," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 47, no. 3, pp. 1441-1451, May-June 2011.
- [2] A. Abuelnaga, M. Narimani, and A.S. Bahman, "Power electronic converter reliability and prognosis review focusing on power switch module failures," J. Power Electron. 21, pp. 865-880, June 2021.
- [3] 신종원, 신준호, "비접촉 방식에 기반한 전력반도체의 노화 상태 진단 장치 및 방법," 대한민국 특허(출원번호 10-2022-0063983, 출원일 2022년 5월 25일).
- [4] Celaya, J.R., A. Saxena, S. Saha, and K. Goebel, "Prognostics of power MOSFETs under thermal stress accelerated aging using data-driven and model-based methodologies." Annual Conference of the PHM Society. Vol. 3. No. 1. 2011.
- [5] Curve Fitting Toolbox User's Guide, version 3.5.12, The MathWorks, Inc., Natick, MA, USA, 2020.

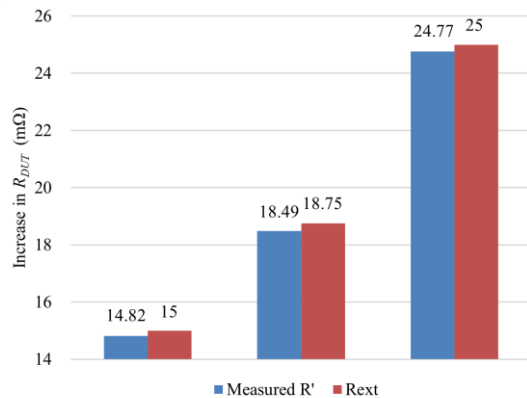


그림 7. 측정된 R' 과 R_{ext} 의 차이 비교
Fig. 7. Comparison of the difference between measured R' and R_{ext}