

# 전력용 반도체 소자의 과열보호시스템 설계 및 구현

## Development and Implementation of an Over-Temperature Protection System for Power Semiconductor Devices

최낙권\*, 이상훈\*\*

Nak-Gwon Choi\*, and Sang-Hoon Lee\*\*

### 요약

본 논문에서는 전력용 반도체 소자를 위한 과열보호시스템의 설계 및 구현에 관한 내용을 다룬다. 제안된 시스템은 전력용 반도체 소자의 온도를 검출하기 위해서 별도의 온도센서나 트랜지스터를 사용하는 기존의 방법과 달리 파워 MOSFET의  $R_{ds(on)}$  특성만을 이용한다. 과열보호를 위한 제안된 방법은 IRF840 파워 MOSFET를 이용하여 성공적으로 시험되었다. 제안된 과열보호 알고리즘을 구현하기 위해 PIC 마이크로컨트롤러인 PIC16F877A 소자를 사용하였다. 내장된 10-bit A/D 변환기는 IRF840의 소스와 드레인 전압변화를 검출하기 위해 이용된다. 측정된 소스-드레인 간 전압으로부터 도출된 온도-저항 간의 관계식은 파워 MOSFET의 게이트 트리거 신호를 제어한다. 만약 검출된 온도 전압의 임계값이 설정된 임의의 보호온도 전압 값을 초과할 때 마이크로컨트롤러는 파워 MOSFET으로부터 트리거 신호를 제거시켜 파워 MOSFET이 과열되는 것을 방지한다. 실험결과는 제안된 시스템이 정확도 측면에서 1.5%의 오차 이내로 정확함을 보여주었다.

### Abstract

This paper presents the practical implementation of an over-temperature protection system for power semiconductor devices. In the proposed system, temperature variation is provided with just using  $R_{ds(on)}$  characteristics of power MOSFET, while extra device such as a temperature sensor or an over-temperature detection transistor is needed to monitor the temperature in the conventional method. The proposed protection technique is experimentally tested on IRF840 power MOSFET. The PIC microcontroller PIC16F877A is used for the implementation of the proposed protection algorithm. The built-in 10-bit A/D converter is utilized for detecting voltage variance between a drain and a source of IRF840. The induced temperature-resistance relationship based on the measured drain-source voltage, supplies a gate signal to the power MOSFET. If detected temperature's voltage exceeds any a protection temperature's voltage, the microcontroller removes the trigger signal from the power MOSFET. These test results showed satisfactory performances of the proposed protection system in term of accuracy within 1.5%.

**Keywords :** IPM, Over-temperature protection,  $R_{ds(on)}$ , power MOSFET

### 1. 서론

인버터, 모터, 공작기계 등에 사용되는 전력제어장치에 고효율, 소형화를 위해서 전력용 반도체 소자와 함께 구동 회로 및 각종 보호회로를 하나의 모듈로 패키지 내에 실장

하는 IPM(Intelligent Power Module)의 형태를 채택하고 있다. IPM 개발초기에는 전력소자 모듈에 단순히 구동회로나 보호회로를 삽입한 것으로서 주 소자로는 BJT, MOSFET를 이용하고 제어부는 후막 IC를 사용해 왔다. 그러나 최근 들어서는 MOSFET, IGBT 소자 및 전용 IC를 내장한 것이 주류를 이루고 있다. IPM은 IGBT, BJT, MOSFET, FRD, 사이리스터, 트라이악 등의 전력 반도체 소자와 제어회로, 구동회로, 보호회로, 제어전원을 단일 패키지 내에 구성한 것으로써 용도 및 시스템의 요구에 따라 입출력 전압전류, 제어방식, 형상 및 크기가 다양하다[1-2].

따라서 IPM은 전력 반도체 소자와 관련 회로를 하나의

\* LG이노텍Power연구실 \*\* 경남대학교 전자공학과(교신저자)

투고 일자 : 2009. 8. 31 수정완료일자 : 2010. 3. 22

게재확정일자 : 2010. 4. 29

\* 이 연구결과물은 2010학년도 경남대학교 학술연구장려금 지원에 의한 것임

모듈 내에 내장할 때 전력소자와 제어 및 보호기능을 종합적으로 고려한 최적설계를 필요로 한다. IPM 설계 시에는 저소음, 고효율, 평활도, 안정한 제어, 소형 및 경량화, 설계 및 조립의 용이성 등을 고려한 고밀도 패키지 기술이 필요하고, 특히, 전력 반도체 소자는 개별소자로 사용될 때와 달리 고속 스위칭, 저손실, 안정된 동작을 할 수 있도록 구동 및 보호회로가 중요하다[3-5].

본 논문에서는 기존에 발표된 MOSFET  $R_{ds(on)}$  특성을 이용한 과열보호회로 모델링 결과에 기반 하여[6] 전력 반도체 소자가 과열로 인해 파괴되는 것을 방지하기 위한 과열보호시스템의 설계에 대해 기술한다. 과열보호를 위해 사용된 소자는 IR사의 500V급 IFR840을 사용하였고[7], 제작된 과열보호시스템은 신호 증폭에 따른 드레인-소스 간 전압 변화 오차를 줄이기 위해 계측 증폭기 대신 고해상도의 A/D(Analog-to-Digital) 변환기를 채택하였다. 또한 보다 정밀한 제어를 위해 전력 반도체 소자의 온도변화에 따른  $R_{ds(on)}$  함수를 도출하여 이를 제어 프로그램에 적용하였다. 전력 반도체 소자의 스위칭 제어는 A/D 변환기가 내장된 마이크로컨트롤러를 사용한 내부 제어방식을 채택하였다.

## II. 시스템 구성

IPM에서는 전력 반도체 소자가 과열에 의하여 파괴되는 것을 방지하기 위해 전력 반도체 소자의 온도를 검출하여 일정 온도에 이르기 전에 소자에 공급되는 전력을 차단하는 과열보호 기능을 내장하고 있다. IPM의 과열보호를 위해 기존에 제안된 방법들로는 내장용 서미스터 온도센서나 온도 센싱용 다이오드를 이용하여 반도체 소자의 접합 온도(junction temperature,  $T_j$ )를 온 칩(on-chip)으로 검출하여 제어하는 방법이 있다[8-9]. 이러한 방법은 전력 반도체 소자와 함께 온 칩으로 온도센싱 소자를 반도체 제조공정으로 구현하는 방법이므로 소형화, 고밀도 및 고효율 측면에서 유리한 점이 있으나, discrete한 범용 전력 반도체 소자를 이용하여 하이브리드 형태의 IPM을 구현하는 데는 활용성 측면에서 제한적이고 부가의 온도 센싱용 소자가 필요하다.

본 논문에서는 별도의 온도센서를 사용하지 않고 온도변화에 따른 MOSFET 소자의  $R_{ds(on)}$  온도의존성을 이용하여 드레인-소스 간 전압변화를 저항의 변화로 산출한 실험식을 적용하여 보다 실용적인 오프-칩(off-chip) 과열보호방법을 제안하였다.

그림 1은 파워 MOSFET IFR840 소자의 게이트-소스 간 구동전압이 10V,  $I_d$ 는 3.5A일 때 드레인-소스 간의 25°C에서의 평균저항 0.75Ω으로 정규화된 드레인-소스 간 온 저항을 보여주고 있다. 온도가 상승하여 100°C일 때는  $R_{ds(on)(norm)} = 1.65$ 로 나타난다.

그림 2는  $I_d$  전류에 따른 드레인-소스 간 저항의 변화를 나타낸 것이다. 정적 드레인-소스 간  $R_{ds(on)}$ 은 게이트-소스 간 구동전압이 10V,  $I_d$ 는 3.5A 일 때, 0.75Ω이며, 최대 0.85Ω까지 이른다. 그림 1과 그림 2에서 확인할 수 있듯이 전

류에 의한 영향보다 온도에 의한 영향이  $R_{ds(on)}$ 에 훨씬 큰 것을 알 수 있다. 따라서  $R_{ds(on)}$ 의 온도 의존성을 활용하여 주 스위칭 소자인 파워 MOSFET의 과열여부를 검지하는 것이 가능하다.

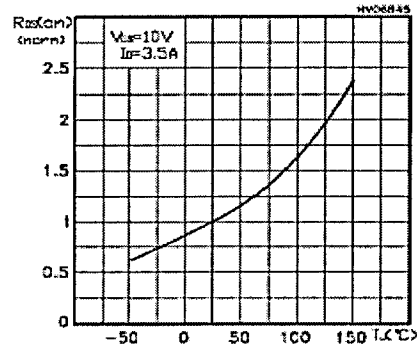


그림 1. 온도에 따른 정규화된  $R_{ds(on)}$  특성[7]

Fig. 1. Normalized On-Resistance vs. Temperature[7]

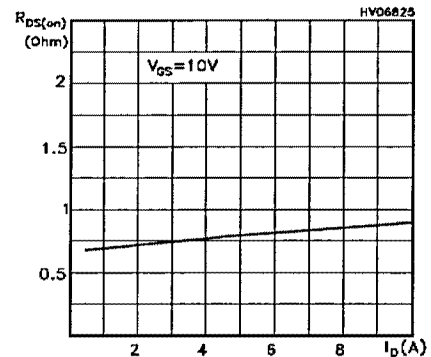


그림 2.  $I_d$  전류에 따른  $R_{ds(on)}$  특성[7]

Fig. 2. On-Resistance Variance vs. Drain current[7]

그림 3은 본 논문에서 제안한 전력 반도체 소자의 과열 보호시스템의 구성도이다. 10-bit A/D 변환기가 내장된 PIC16F877A 마이크로컨트롤러[10]를 사용하여 온도의 증가에 따른 드레인-소스 간의 전압 변화를 검출하도록 하였다. 검출된 전압 값을 A/D 변환하여 온도변화에 따른 파워 MOSFET의  $R_{ds(on)}$  값을 산출하였다. 검출되는 드레인 전압과 소스전압은 부하효과로 인한 오차를 줄이기 위해 임피던스 정합용 voltage follower 회로를 통해 마이크로컨트롤러에 공급된다. 스위칭 소자인 파워 MOSFET의 온도를 LCD 표시장치에 표시는 드레스스템의 동작 상태를 확인 할 수 있게 하였다. 뿐만 아니라 보호온도 설정을 위해 외부에 누름버튼 스위치를 달아 사용자의 환경에 적합한 보호온도 설정도 가능하다. 소자의 온도가 사용자가 설정한 보호온도 범위를 벗어나면 가능하다. 소자의 트리거 신호가 차단되어 과열로 인한 숲스텝의 파괴를 방지하도록 하였다. 파워 MOSFET의 게이트 트리거 신호는 마이크로컨트롤러에 의해 사용자가 설정한 보호온도의 전압 값과 측정된 전압 값을 비교해 트리거 신호를 생성한다. 생성된 가능하다. 소자의 트리거 신호는 제작에 사용된 온도가 사용의 트리거 레

벨보다 작기 때문에 LM32사 op-amp를 출되는 드마이크로 컨트롤러에서 출력된 트리거 신호를 파워 MOSFET의 트리거 레벨로 증폭는 드사용하였다. 여기서 드레인 파괴를  $R_d$ 는 5Ω, 소스 파괴를  $R_s$ 는 0.33Ω,  $V_{DD}$ 는 12V를 적용하였다.

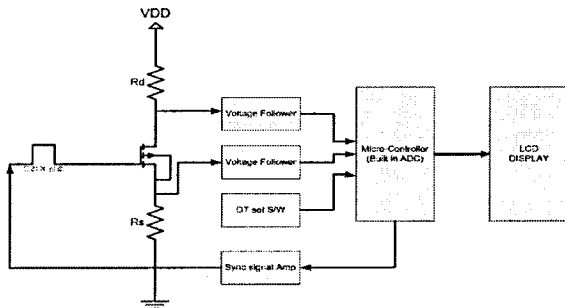


그림 3. 전력 반도체 소자의 과열 보호시스템 구성도  
Fig. 3. Block diagram of an over-temperature protection system for power MOSFET device

본 논문에서 사용한  $R_{ds(on)}$  검출방법은 파워 MOSFET이 동작할 때 드레인-소스 간의 전압을 A/D 변환기를 이용하여 검출하고, 아래의 식 (1), (2), (3)에 의해서 산출할 수 있다.

$$V_D = \frac{R_{ds(on)} + R_s}{R_d + R_{ds(on)} + R_s} V_{DD} \quad (1)$$

$$V_{DS} = \frac{R_{ds(on)}}{R_{ds(on)} + R_s} V_D \quad (2)$$

$$R_{ds(on)} = \frac{V_{DS} \cdot R_s}{V_D - V_{DS}} \quad (3)$$

A/D 변환기는 10-bit의 분해능을 가지므로 식 (4)와 (5)와 같이 드레인-소스 간 전압 값을 나타낼 수 있다.

$$V_{DS} = 4.88mV \cdot AD_{V_{DS}} \quad (4)$$

$$AD_{V_{DS}} = \frac{V_{DS}}{4.88 \times 10^{-3}} \quad (5)$$

### III. 실험 및 결과

그림 4는 과열 보호시스템의 동작 흐름도이다. 시스템에 전원이 인가되면 LCD 표시화면을 초기화 하고 보호온도를 설정한다. 전력용 MOSFET의 드레인과 소스단의 전압을 voltage follower를 통해 A/D 변환기 입력채널에 인가하여 디지털 변환을 수행하고, 온도 변화에 따른 드레인-소스간 저항 값의 변화를 산출한다. 만약 A/D 변환된 값이 임계값 이상이면 잘못된 값으로 판단하여 LCD 표시장치에 이를 표시하고, 임계값 이내이면 입력된 데이터를 처리하여 전력용 반도체 소자의 온도와 시스템 상태를 표시한다. 만약 시스템 동작 중 사용자가 설정한 보호온도 범위의 전압 값을 벗어나면 트리거 신호를 차단하고 냉각팬을 구동하여 더

이상의 온도상승을 방지한다.

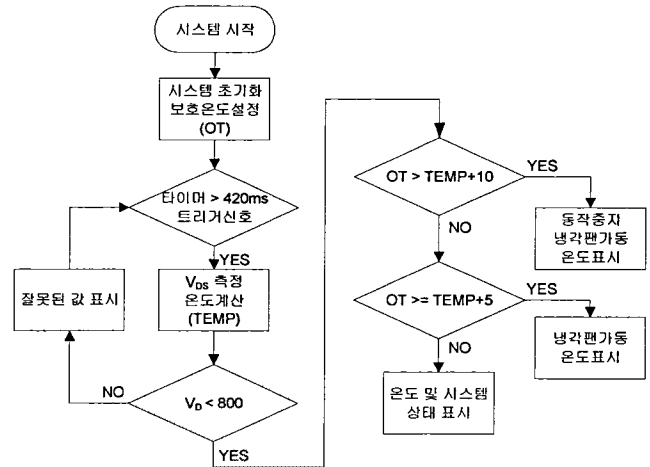


그림 4. 과열 보호시스템 동작 흐름도  
Fig. 4. Operation flow chart of an over-temperature protection system

그림 5는 본 논문에서 설계하고 제작한 전력 반도체 소자의 과열 보호시스템의 시작품을 나타낸 것이다. 제작된 시스템은 파워 스위칭 소자인 IRF840의 구동을 위해 12V 전원과 A/D 변환기 동작을 위한 5V 전원을 사용한다. 시스템에 안정적인 전원을 공급하기 위해 12V와 5V 레귤레이터를 사용하였으며, 전원 입력부와 과열 검출부에 LED를 부착하여 시스템의 동작 상태를 표시하였다. 제작된 시스템은 그림 4의 동작 흐름도에 따라 파워 스위칭 소자의 과열을 방지하고 시스템의 동작 상태와 시스템의 온도를 검출하기 위해 10-bit A/D 변환기를 통해 온도 변화에 따른 드레인-소스 간 전압 변화를 검출한다. 검출된 드레인-소스 간 전압의 변화는 식 (5)를 이용하여 온도의 변화 값으로 산출되고, 시스템의 동작 상태와 설정된 보호온도를 LCD에 표시하였다. 뿐만 아니라 사용자가 설정한 온도 값과 시스템에서 산출한 온도 값을 비교하여 온도 범위를 벗어나면, 냉각팬이 동작하도록 하여 과열로 인한 파워 스위칭 소자의 파괴를 방지한다. 아울러 PC와의 인터페이스가 가능하도록 설계하였기 때문에 필요시 측정된 데이터를 PC 상에서 모니터링 할 수 있다.

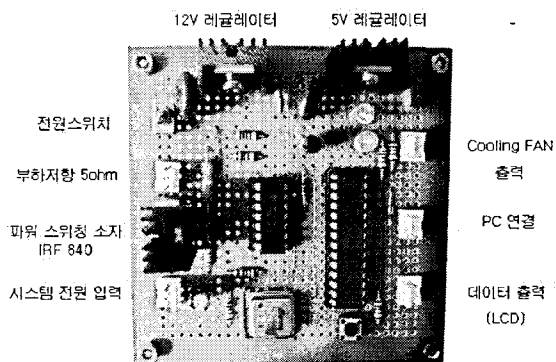


그림 5. 제작된 과열 보호시스템

Fig. 5. Fabricated over-temperature protection system

그림 6은 제작된 과열보호시스템을 시험하기 위해 드레인-소스 간에 12V의 전원을 인가하고, 파워 스위칭 소자의 드레인에 부하저항 5Ω, 게이트에 250Hz의 트리거 신호를 인가하고, 보호온도를 100°C로 설정하여 시험 중인 시스템을 나타낸 것이다. LCD 표시 창은 두 번째 라인에 사용자가 설정한 보호온도, 세 번째 라인은 시스템을 통해 측정된 파워 스위칭 소자의 온도, 그리고 마지막 라인에는 왼쪽부터 파워 스위칭 소자의 온도, 드레인 단의 전압, 소스 단의 전압, 드레인-소스 간의 전압을 나타낸 것이다.

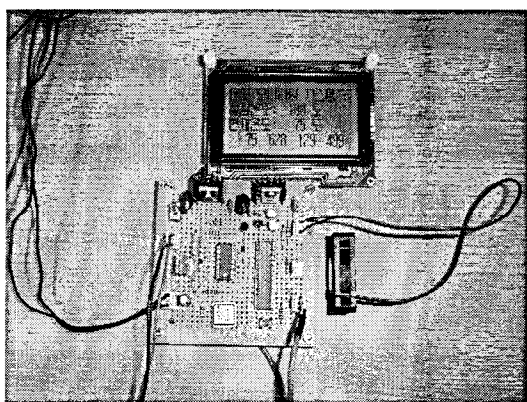


그림 6. 측정 중인 과열 보호시스템

Fig. 6. Over-temperature protection system under test

그림 7은 파워 스위칭 소자인 IRF840의 온도가 30°C일 때 제작된 시스템의 각 부분별 출력전압 파형을 오실로스코프로 측정된 결과를 나타낸 것이다. 채널 1은 파워 스위칭 소자의 구동을 위한 게이트 트리거 신호, 채널 2, 3은 드레인과 소스 단에서 측정된 전압 파형, 채널 4는 과열 보호신호를 나타낸다. IRF840이 온(on) 되었을 때 드레인 단에는 약 2.344V, 소스 단에는 약 0.684V 전압이 걸리게 되고, 이때의 과열 보호신호는 Low 상태인 것을 확인할 수 있다.

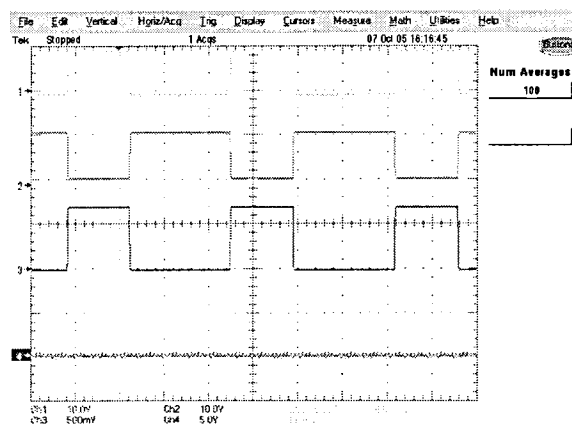


그림 7. 30°C일 때의 전압 출력 파형

Fig. 7. Output voltage waveforms at 30°C

그림 8은 파워 스위칭 소자의 온도가 100°C일 때의 측정 파형을 나타낸 것이다. 이때 드레인 단에는 약 3.828 V, 소스 단에는 약 0.615V의 전압이 나타나고, 결과에서 확인할 수 있듯이 채널 4의 과열 보호신호가 High로 바뀐 것을 확인할 수 있다. 과열 보호신호가 High로 바뀌게 되면 냉각팬이 가동되고, 설정된 온도보다 5°C이하로 떨어질 때까지 냉각팬이 구동되도록 설계하였다. 만약 냉각팬이 가동되고 있는 동안에도 계속해서 파워 스위칭 소자의 온도가 상승하게 되면 과열보호시스템은 파워 스위칭 소자의 트리거 신호를 차단하게 되고, 파워 스위칭 소자의 온도가 안정화 될 때까지 냉각팬이 가동된다.

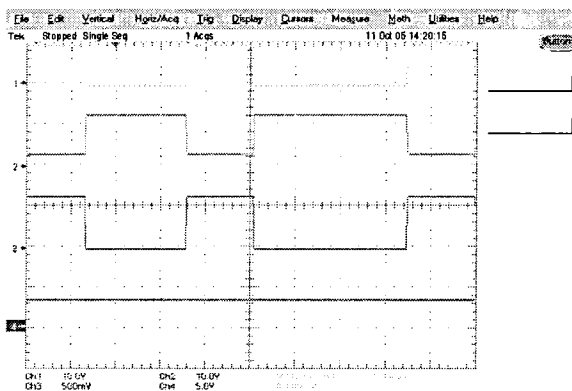


그림 8. 100°C일 때의 전압 출력파형

Fig. 8. Output voltage waveforms at 100°C

이와 같이 측정된 결과를 정리하면 표 1과 같고, 측정된 드레인-소스 간 전압을 이용해  $R_{ds(on)}$ 을 산출하였다. 표에 기술된  $R_{ds(on)(norm)}$ 은 식 (6)을 이용해 산출하였다.

$$R_{ds(on)(norm)} = \frac{R_{ds(on)measured}}{R_{ds(on)25^{\circ}C}} \quad (6)$$

표 1. 온도에 따른 과열보호시스템의 동작 특성표

Table 1. Characteristics depend on operation temperature

온도[°C]	25	30	40	50	60	70	80	100
$V_d$ [V]	2.344	2.461	2.656	2.852	3.047	3.242	3.438	3.828
$V_s$ [V]	0.684	0.679	0.669	0.659	0.649	0.64	0.63	0.615
$R_{ds(on)}$ [ $\Omega$ ]	0.801	0.866	0.980	1.098	1.219	1.342	1.471	1.724
$R_{ds(on)(norm)}$	1	1.081	1.223	1.371	1.522	1.675	1.836	2.152

그림 9는 제작된 과열보호시스템의 표 1의 실험결과와 데이터 시트에 기술된 값을 서로 비교하여 나타낸 것이다. 제작된 시스템은  $V_{gs} = 10V$ ,  $I_d=1.8A$ 를 인가하여 드레인-소스 간 전압 변화를 검출하였고, 데이터 시트의 값은  $V_{gs} = 10V$ ,  $I_d = 3.5A$ 일 때의  $R_{ds(on)}$ 을 나타낸 것이다. 25°C에서 두 값의 차이는 약 0.0085 $\Omega$ 으로 1% 정도의 오차를 나타내고 있다. 100°C에서 두 값의 차이는 약 0.0733 $\Omega$ 으로 4.1%의 오차를 나타내고 있다. 온도가 상승함에 따른 오차의 증가는 그림 2에서와 같이 드레인 전류  $I_d$  변화에 대한  $R_{ds(on)}$ 의 변화에 따라 온도가 상승하면서 파워 스위칭 소자의 저항이 증가함에 따라 전류가 감소하기 때문에 나타나는 결과이다. 하지만 그림 9에서 확인할 수 있듯이 제작된 시스템을 이용해 측정된 결과와 데이터 시트의 결과는 온도가 상승함에 따라 거의 같은 수준으로 변화함을 확인할 수 있다.

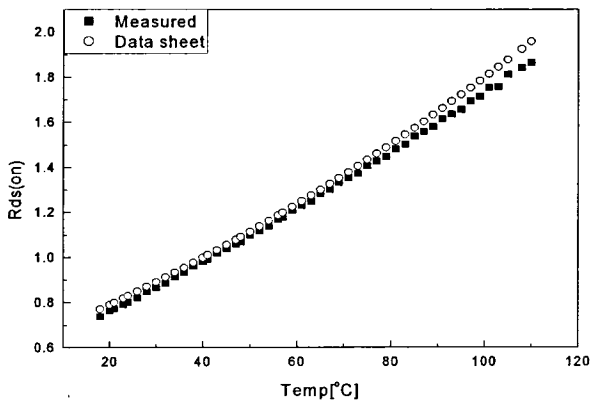


그림 9.  $R_{ds(on)}$  측정결과와 데이터 시트값  
Fig. 9. Measured  $R_{ds(on)}$  value vs. data-sheet value

그림 10은 식 (6)을 이용한 정규화된  $R_{ds(on)(norm)}$  값으로 30°C에서의 정규화된 값이 1.081로 데이터 시트에 주어진 값 1.093과는 0.012의 차이를 보이는데 이는 약 1.1%의 오차를 나타낸다. 두 값의 차이는 파워 스위칭 소자의 온도가 상승함에 따라 증가하는데, 그 값이 100°C에서 약 2.4%의 오차를 나타내고 있다. 이러한 차이는 앞서 언급하였던 파워 스위칭 소자에 흐르는 전류의 차이에 의해 나타나는 것으로 본 논문에서 제작한 과열보호시스템에는 전류변화에 따른  $R_{ds(on)}$ 의 변화분을 적용하지 않았기 때문에 나타난다. 하지만 정규화된  $R_{ds(on)}$  값이 데이터 시트에 기술된 값과 평균적으로 약 1.5%의 오차를 보이기 때문에 파워 스위칭 소자의 과열보호를 위한 시스템으로 적합하다. 또한 사용된 소자가 IRF840으로 단일 소자에 대한 실험 결과만을 기술하였으므로 적절한 보정 알고리즘이 도출된다면 범용 소자

에 적용이 가능할 것이다.

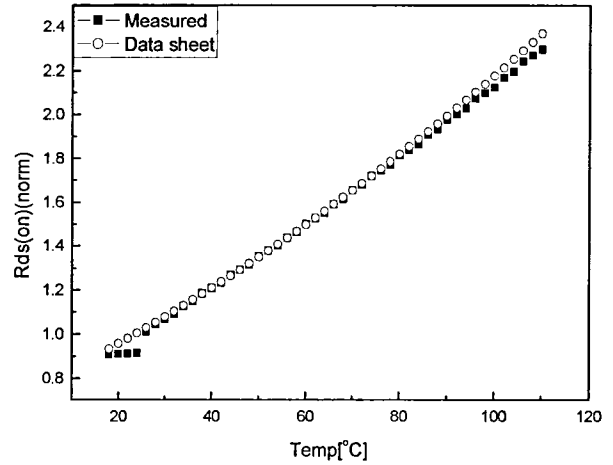


그림 10. 측정된  $R_{ds(on)(norm)}$  결과와 데이터 시트값  
Fig 10. Measured  $R_{ds(on)(norm)}$  value vs. data-sheet value

#### IV. 결론

본 논문에서는 지능형 전력제어모듈에 적용할 수 있는 전력용 반도체 소자의 과열보호기능을 갖는 과열보호시스템의 설계 및 제작에 대한 내용을 기술하였다. 시스템 제작을 위해 사용된 소자는 IR사의 500V급 IRF840을 사용하였으며, 제작된 과열보호시스템은 다음과 같은 특징을 갖는다.

첫째, 드레인-소스 간 전압 변화 검출을 위해 계측 증폭기를 사용하지 않고, 고해상도의 A/D 변환기를 사용함으로써 증폭에 따른 오차를 줄였다. 둘째, 온도변화에 따른  $R_{ds(on)}$  함수를 도출하여 프로그램으로 시스템에 적용하였다. 셋째, 파워 스위칭 소자의 제어를 위해 시스템에 마이크로컨트롤러를 적용하여 외부의 제어모듈을 필요로 하지 않는다. 이외에 모든 데이터를 디지털화하여 사용자가 쉽게 조작이 가능하고, 보호온도를 설정할 수 있도록 누름버튼 스위치를 적용하여 사용 환경에 맞게 보호온도 설정이 가능하다. 또한, 디스플레이를 통해 측정된 데이터를 표시하기 때문에 파워 스위칭 소자의 상태를 쉽게 확인할 수 있다. 위와 같은 특징을 갖는 과열보호시스템을 이용해 파워 스위칭 소자의 온도를 모니터링한 결과는 데이터 시트에서 기술한 값과 평균 1.5%의 오차를 보여준다. 이 오차는 전류변화에 의한 것으로 온도변화에 대한  $R_{ds(on)}$ 의 변동이 전류변화에 의한 값보다 크기 때문에 정교한  $R_{ds(on)}$  검출부를 갖추고, 적절한 보정 알고리즘을 적용한다면 거의 모든 파워 스위칭 소자에 대해서도 적용할 수 있을 것으로 보인다.

#### 참고 문헌

[1] 김은수, 김은동, IGBT/IPM 기술동향 및 전망, 전력전

- 자학회지, 제5권, 제6호, pp. 15-19, 2000.
- [2] G. Majumdar, K.H. Hussein; E. Thal, G. Debled, T. Octa, and F. Tametani, "Evolution of Application Specific IPM," EPE'97, pp. 1210-1215, 1997.
- [3] M. Iwasaki, and T. Iwagami, "Transfer Mold-Type IPMs for Driving Small-Power Motors," Mitsubishi electric Advance magazine, Mitsubishi electric, Vol. 97, pp. 11-13, Mar. 2002.
- [4] G. Majumdar, and T. Minato, "Recent and Future IGBT Evoution," PCC'07, pp. 355-359, 2007.
- [5] G. Majumdar, M. Fukunaga, and T. Ise, "Trends of Intelligent Power Module," IEEJ Trans. on Electrical and Electronic Engineering, Vol. 2, Issue 2, pp. xiii~xiv, Feb. 2007.
- [6] 최낙권, 이상훈, 김형우, 김기현, 서길수, 김남균, "MOSFET Rds(on) 특성을 이용한 과열보호회로 모델링," 대한전기학회 하계학술대회논문집, pp. 3019-3021, 2005. 7.
- [7] IRF840 data sheet, International Rectifier
- [8] T. Kajiwara, A. Yamaguchi, Y. Hoshi, and K. Sakurai, "New Intelligent Power Multi-Chips Modules with Junction Temperature Detecting Function," ISPSD'98, pp. 281-284, 1998.
- [9] M. Fukada, and H. Maekawa, "Advanced in Integrated Intelligent Power Modules for Hybrid Electrical Vehicles," Mitsubishi electric Advance magazine, Mitsubishi electric, Vol. 97, pp. 14-17, Mar. 2002.
- [10] PIC877A data sheet, Microchip



**최 낙 권(Nak-gwon Choi)**

2003년 8월 경남대 전자공학과(공학사)  
 2005년 8월 경남대 전자공학과(공학석사)  
 2005년 한국전기연구원 위촉연구원  
 2006년 3월~현재 LG이노텍 Power연구실  
 주임연구원  
 관심분야 : IPM 및 FPD 파워모듈설계



**이 상 훈(Sang-hoon Lee)**

1984년 2월 고려대 전기공학과(공학사)  
 1987년 8월 고려대 전기공학과(공학석사)  
 1998년 2월 고려대 전기공학과(공학박사)  
 2001년 3월~현재 경남대 전자공학과 교수  
 관심분야: FPGA, 시스템 IC 설계 및 디지털시스템