

Temperature Monitoring System of Power MOSFET for IPCM

崔 洛 權* · 金 起 鉉* · 金 亨 宇* · 徐 吉 洙* · 金 南 均*

(Nak-Gwon Chloi, Ki-Hyun Kim, Hyoung-Woo Kim, Kil-Soo Seo, Nam-Kun Kim)

Abstract - We suggest a novel temperature detection method utilized in temperature monitoring system. Suggested method detects temperature variation by using $R_{ds(on)}$ characteristics of MOSFET, while conventional methods are using extra devices such as a temperature sensor or an over-temperature detection transistor. For voltage detection between drain and source, 10 bits resolution ADC is needed. Therefore possible measurement signal range is about ten mV. If detected temperature's voltage exceed protection temperature's voltage then controller generates OT (Over Temperature) signal to stop MOSFET's trigger signal. Whole process of measurement is controlled by software. Experimental results show that the developed temperature monitoring system can provide the suitable temperature monitoring method and difference between detected and data sheet value of the suggested system is about 3%.

Key Words : IPM, Temperature Monitoring, Over Temperature Protection, $R_{ds(on)}$, MOSFET

1. 서 론

현재 전력전자 응용 장치인 범용 인버터, 수치제어 공작기계, 산업용 로봇 등은 그 진보와 함께 고효율화, 소형화 등의 요구가 증가하고 있다. 장치의 고기능화, 소형화 요구에 대해서 전력소자는 저손실화는 물론 구동회로 및 각종 보호회로 등의 주변회로를 모듈 패키지 내에 실장하는 IPM(Intelligent Power Module)을 넘어 이미 ASIPM(Application Specified IPM)으로 진행되고 있다. 이러한 현상은 산업용뿐만 아니라 일반 가정용에서도 나타나고 있으며, 일본의 경우 에어컨의 85% 이상이 이미 인버터 구조를 사용하고 있고, 그 대부분은 IPM 패키지가 사용되고 있는 실정이다. 국내의 경우, 대기업 계열의 가전사에서 IPM을 채용한 에어컨을 생산 중이며 FC Korea를 비롯하여 일부 전원장치 제조사에서 IPM을 개발하여 생산하고 있다.[1-5]

IPM 개발초기에는 종래의 전력소자 모듈에 단순히 구동회로나 보호회로를 삽입한 것으로써 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.[8,9]

이것은 단순히 제어회로 등을 하나의 모듈 내에 내장하는 것이 아니라, 시스템, 소자, 제어 및 보호기능을 종합적으로 고려한 최적설계를 필요로 한다. 시스템 측면에서 필요한 저소음, 고효율, 평활도, 안정한 제어, 소형 및 경량화, 설계 및 조립의 용이성 등을 고려해야 한다. 따라서 소자에서는 개별 소자로 사용할 때와 구별되는 고속 스위칭, 저손실, 안정한 동작 영역에 대한 최적의 설계, 적절한 보호대책, 짧은 차단 시간, 높은 노이즈 안정성, 소형 및 경량화를 만족하도록 설계해야 한다. 또한, 전력소자를 최적인 상태에서 구동 및 보호할 수 있는 전용 IC를 채용하고, 최종적으로 내장잡음, 서지전압, 방열특성, 크기 등을 고려한 고밀도 패키지 기술이 필요하다.[6,7]

본 논문에서는 과열보호기능을 갖는 지능형 전력모듈을 위한 온도모니터링 시스템의 설계 및 제작에 대한 내용을 기술하였다. 온도모니터링 시스템 제작을 위해 사용된 소자는 IR사의 500V급 IRF840을 사용하였으며, 온도 변화에 대한 $R_{ds(on)}$ 의 변동은 전류변화에 의한 값보다 크기 때문에 정교한 $R_{ds(on)}$ 검출부를 갖추면 거의 모든 파워 스위칭 소자에 대해서 온도모니터링 시스템을 적용할 수 있다. 파워 스위칭 소자의 드레인-소스간 전압 검출을 위해 사용하던 계측증폭기를 사용하지 않고 고해상도의 ADC를 사용하여 측정 후 데이터의 처리가 용이하다. 뿐만 아니라 계측증폭기를 통해 측정된 데이터를 큰 이득을 갖는 증폭기를 이용해 증폭하는 과정에서 증폭이득에 따른 오차를 낳는다. 하지만, ADC를 이용한 드레인-소스간 전압의 검출은 수 mV 정도의 낮은 전압 변화를 측정할 수 있을 뿐만 아니라 데이터 증폭과정에서 계측증폭기에서와 같은 증폭에 의한 오차가 작다. 아울러 측정된

† 교신저자, 正 會 員 : 경남대학교 전자공학과
E-mail : nakoni2000@yahoo.co.kr

* 正 會 員 : 한국전기연구원 전력반도체그룹
接受日字 : 2005年 10月 14日
最終完了 : 2005年 11月 8日

값이 디지털화되어 산출되기 때문에 데이터 처리과정에 사용자가 원하는 형태로 변경이 쉽다. 뿐만 아니라 기존의 방법에서는 파워 스위칭 소자의 구동을 위해 외부에 별도의 제어 모듈을 두어 구동하였지만, 제작된 시스템에서는 자체에 컨트롤러를 내장하여 별도의 제어모듈은 필요 없다. 또한 측정된 전압값과 사용자에게 의해 설정된 온도의 전압값을 비교하여 파워 스위칭 소자의 구동 신호를 출력하기 때문에 파워 스위칭 소자의 상태에 따라 구동 신호를 조절할 수 있어 과열로 인한 소자의 파괴를 방지할 수 있다. 기존의 방법은 설정되는 보호온도에 따라 소스-접지간 저항을 가변적으로 적용하였지만, 제작된 시스템에서는 외부에 보호온도 설정을 위한 누름버튼스위치를 추가하여 사용자 환경에 적합하게 보호온도를 설정할 수 있게 하였다. 뿐만 아니라 별도의 LCD 표시장치를 두어 파워 스위칭 소자의 현재 상태와 소자의 온도를 쉽게 확인할 수 있도록 하였다.

2. 본 론

2.1 과열보호기능

과열보호에는 Free Wheeling Diode, 온도검지 센서 및 전력소자의 드레인-소스간의 온도에 따른 저항특성을 이용하는 3가지 방법이 있다. 일반적으로 전력 반도체 소자가 과열에 의하여 소자파괴에 이를 수가 있는데, 이를 방지하기 위해 IPM에서는 전력반도체 소자의 온도를 검출하여 일정 온도에 이르기 전에 소자에 공급되는 전력을 차단하는 기능을 내장하고 있으며, 이것이 과열보호 기능이다.

본 논문에서 제안하는 과열보호방식은 파워 MOSFET 소자의 $R_{ds(on)}$ 온도의존성을 이용한 방법이다. 과열보호용 소자로는 파워 MOSFET IRF840을 사용하였으며, 그림 1은 게이트-소스간 구동전압이 10V, I_d 는 3.5A일 때 드레인-소스간의 평균 저항 0.75 Ω 으로 정규화된 드레인-소스간 온 저항을 보여주고 있다. 온도가 상승하면 100 $^{\circ}C$ 일 때 $R_{ds(on)(norm)} = 1.65\Omega$ 으로 나타난다.[10]

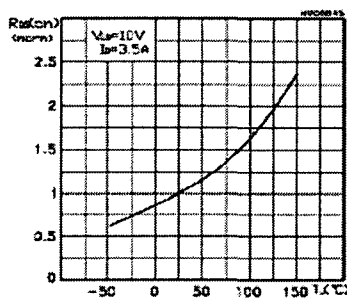


그림 1. 온도에 따른 $R_{ds(on)}$ 특성[11]

Fig 1. Characteristics of $R_{ds(on)}$ depend upon temperature of MOSFET

그림 2는 I_d 전류에 따른 드레인-소스간 저항의 변화를 나타낸 것이다. 정적 드레인-소스간 $R_{ds(on)}$ 은 게이트-소스간 구동전압이 10V, I_d 는 3.5A 일 때, 0.75 Ω 이며, 최대 0.85 Ω 까지 이른다. 그림 1과 그림 2에서 확인할 수 있듯이 전류에 의한 영향보다 온도에 의한 영향이 $R_{ds(on)}$ 에 훨씬 큰 것을 알 수 있다. 따라서 $R_{ds(on)}$ 의 온도 의존성을 활용하여 주 스위치 소자인 파워 MOSFET의 과열여부를 검지하는 것이 가능하다.

그림 3은 지능형 전력제어모듈을 위한 온도모니터링 시스템의 개념도를 나타낸 것이다. 본 시스템은 ADC가 내장된 마이크로컨트롤러를 사용하여 온도가 증가함에 따른 드레인-소스간의 전압 변화를 검출하도록 하였다.

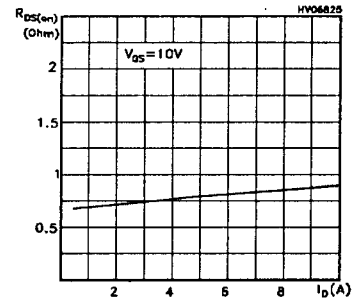


그림 2. I_d 전류에 따른 $R_{ds(on)}$ 특성[11]

Fig 2. Characteristics of $R_{ds(on)}$ depend upon I_d current of MOSFET

검출된 전압값을 A/D 변환하여 온도변화에 따른 파워 MOSFET의 $R_{ds(on)}$ 값을 산출하였다. 스위칭소자인 파워 MOSFET의 온도를 LCD 표시장치에 표시하고, 시스템의 동작 상태를 표시하였다. 뿐만 아니라 보호 온도 설정을 위해 외부에 누름버튼스위치를 달아 사용자의 환경에 적절하게 보호 온도 설정이 가능하다. 소자의 온도가 사용자가 설정한 보호온도 범위를 벗어나면 파워 MOSFET 트리거 신호가 차단되어 과열로 인한 시스템의 파괴를 방지하도록 하였다.

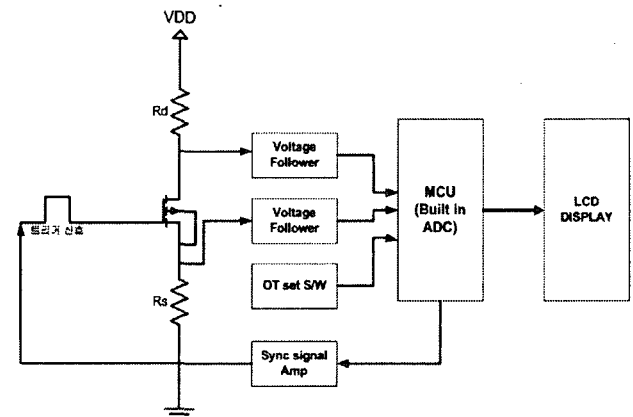


그림 3. 온도 모니터링 시스템 개념도

Fig 3. Block diagram of temperature monitoring system

2.2 온도모니터링 시스템

그림 4는 PSpice를 이용해 설계한 온도모니터링 시스템의 회로도를 나타낸 것이다. 파워 MOSFET의 게이트 트리거 신호는 마이크로컨트롤러에 의해 사용자가 설정한 보호온도의 전압값과 측정된 전압값을 비교해 트리거 신호를 생성한다. 생성된 파워 MOSFET 트리거 신호는 제작에 사용된 IRF840의 트리거 레벨보다 작기 때문에 LM324를 이용하여 마이크로컨트롤러에서 출력된 트리거 신호를 파워 MOSFET의 트리거 레벨로 증폭하여 사용하였다. 드레인-소스간에 12V의 직류 전압을 인가하였으며, Opamp의 (+) 전원단자에 12V를 인가하고 (-) 전원단자는 접지시켰다. 부하저항 R_d 는

5Ω, R_s는 0.33Ω 저항을 달았다. 제작된 온도모니터링 시스템은 측정된 데이터를 연산하여 파워 MOSFET의 온도값과 소자의 상태를 LCD에 표시한다. 뿐만 아니라 파워 MOSFET의 보호온도 설정을 위해 외부에 누름버튼스위치를 적용하여 사용자의 환경에 따라 보호온도를 설정할 수 있게 하였다.

본 논문에서 사용한 R_{ds(on)} 검출 방법은 파워 MOSFET가 동작할 때 드레인-소스간의 전압을 ADC를 이용하여 검출하고, 다음의 공식으로 산출하였다.

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

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

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

본 시스템 제작을 위해 사용한 ADC는 10비트의 해상도를 가지므로

$$V_{DS} = 4.88mV * AD값 \quad (4)$$

로 표현할 수 있다.

그림 5는 온도모니터링 시스템의 측정 흐름도를 나타낸 것이다. 시스템에 전원이 인가되면 LCD를 초기화하고 보호온도를 설정한다. 드레인과 소스단의 전압을 Voltage Follower를 통해 ADC의 채널에 입력한다. 채널의 입력을 A/D변환하여 그 값이 임계값 이상이면 잘못된 값으로 인식하여 디스플레이에 잘못된 값이라고 표시하고, 그렇지 않으면 입력된 데이터를 처리하여 스위칭 소자의 온도와 시스템 상태를 LCD

에 표시한다.

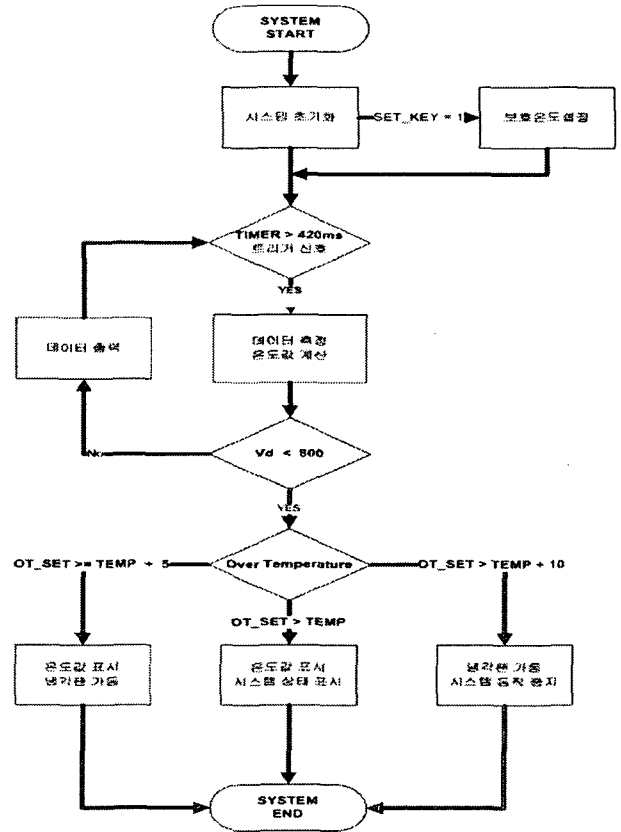


그림 5. 온도모니터링 시스템 측정 흐름도
Fig 5. Flow chart of temperature monitoring system

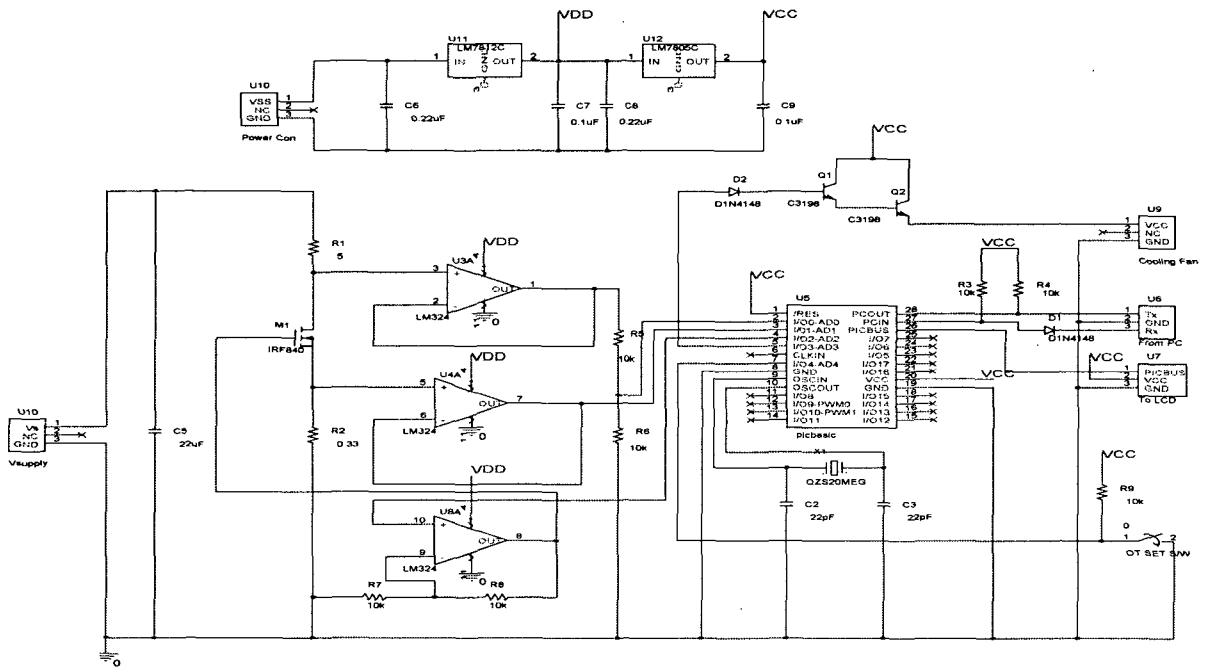


그림 4. 온도모니터링 시스템 회로도
Fig 4. Circuit of temperature monitoring system

그림 5는 온도모니터링 시스템의 측정 흐름도를 나타낸 것이다. 시스템에 전원이 인가되면 LCD를 초기화하고 보호 온도를 설정한다. 드레인과 소스단의 전압을 Voltage Follower를 통해 ADC의 채널에 입력한다. 채널의 입력을 A/D변환하여 그 값이 임계값 이상이면 잘못된 값으로 인식하여 디스플레이에 잘못된 값이라고 표시하고, 그렇지 않으면 입력된 데이터를 처리하여 스위칭 소자의 온도와 시스템 상태를 LCD에 표시한다.

2.3 제작된 온도모니터링 시스템

그림 6은 본 논문에서 설계하고 제작한 온도모니터링 시스템 시험보드를 나타낸 것이다. 제작한 시스템은 시스템 구동을 위한 전원 12V와 부하 구동을 위해 파워 스위칭 소자인 IRF840의 드레인-소스간에 인가된 12V 전원 두 종류를 사용한다. 마이크로컨트롤러의 전원은 12V 전원을 5V 레귤레이터를 사용하여 공급하였다. 제작된 시스템은 파워 스위칭 소자의 과열을 방지하고 시스템의 동작 상태와 시스템의 온도를 검출하기 위해 온도 변화에 따른 드레인-소스간의 전압 변화를 고해상도의 ADC가 내장된 마이크로컨트롤러를 사용하여 검출하였다. 검출된 신호는 사용자가 설정한 온도 범위를 벗어나면, 냉각팬이 동작하고, LCD에는 현재의 시스템 상태와 온도 및 사용자가 설정한 온도가 표시된다. 만약 설정한 온도의 한계치를 벗어나면 시스템은 파워 스위칭 소자의 트리거 신호를 차단하여 과열로 인한 시스템의 파괴를 방지한다.

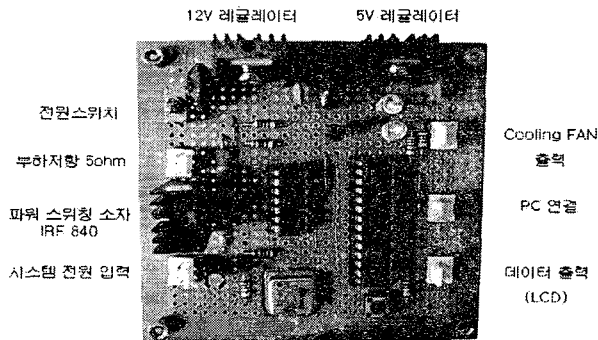


그림 6. 제작된 온도모니터링 시스템 시험보드
Fig 6. Temperature monitoring system test board

2.4 제작된 온도모니터링 시스템의 실험결과

그림 7은 제작된 온도모니터링 시스템을 시험하기 위해 드레인-소스간에 12V의 전원을 인가하고, 파워 스위칭 소자의 드레인에 부하저항 5Ω, 게이트에 250Hz의 트리거 신호, 보호 온도를 90℃로 설정하였을 때 파워 스위칭 소자인 IRF840의 온도가 30℃일 때 온도모니터링 시스템의 각 부분별 출력 파형을 오실로스코프로 측정된 결과를 나타낸 것이다. 채널 1은 파워 스위칭 소자의 구동을 위한 게이트 트리거 신호이며, 채널 2, 3은 드레인과 소스단에서 측정한 전압 파형, 채널 4는 과열 신호를 나타낸다. IRF840이 온 되었을 때 드레인단에는 약 2.176V, 소스단에는 약 713mV의 전압이 걸리게 되고, 이때의 과열 신호는 LOW로 되어 있는 것을 확인할 수

있다. 그림 8은 파워 스위칭 소자의 온도가 90℃일 때 각 부분의 출력파형을 나타낸 것이다. 이때 드레인단에는 약 3.074V, 소스단에는 약 678mV의 전압이 걸리게 되고, 결과에서 확인할 수 있듯이 채널 4의 과열 신호가 HIGH로 바뀐 것을 확인할 수 있다.

2.4 제작된 온도모니터링 시스템의 실험결과

그림 7은 제작된 온도모니터링 시스템을 시험하기 위해 드레인-소스간에 12V의 전원을 인가하고, 파워 스위칭 소자의 드레인에 부하저항 5Ω, 게이트에 250Hz의 트리거 신호, 보호 온도를 90℃로 설정하였을 때 파워 스위칭 소자인 IRF840의 온도가 30℃일 때 온도모니터링 시스템의 각 부분별 출력 파형을 오실로스코프로 측정된 결과를 나타낸 것이다. 채널 1은 파워 스위칭 소자의 구동을 위한 게이트 트리거 신호이며, 채널 2, 3은 드레인과 소스단에서 측정한 전압 파형, 채널 4는 과열 신호를 나타낸다. IRF840이 온 되었을 때 드레인단에는 약 2.176V, 소스단에는 약 713mV의 전압이 걸리게 되고, 이때의 과열 신호는 LOW로 되어 있는 것을 확인할 수 있다.

그림 8은 파워 스위칭 소자의 온도가 90℃일 때 각 부분의 출력파형을 나타낸 것이다. 이때 드레인단에는 약 3.074V, 소스단에는 약 678mV의 전압이 걸리게 되고, 결과에서 확인할 수 있듯이 채널 4의 과열 신호가 HIGH로 바뀐 것을 확인할 수 있다.

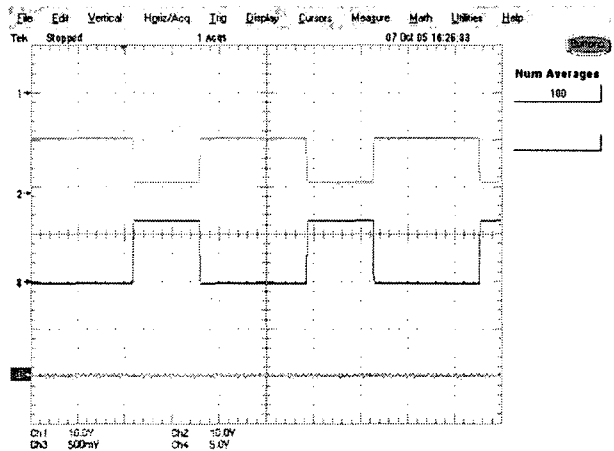


그림 7. 30℃일 때의 전압 출력파형
Fig 7. Output voltage waveform in 30℃

측정된 결과를 정리하면, 표 1과 같으며, 측정된 전압을 이용해 $R_{ds(on)}$ 을 산출하였다. 산출된 결과를 토대로 그래프를 그리면 그림 9와 같다. 표에 기술한 $R_{ds(on)}$ 은 식(3)을 이용해 산출하였으며, $R_{ds(on)(norm)}$ 은 다음의 식 (4)를 통해 산출하였다.

$$R_{ds(on)(norm)} = \frac{R_{ds(on)measured}}{R_{ds(on)25^{\circ}C}} \quad (4)$$

그림 9는 제작된 온도모니터링 시스템의 실험 결과와 데이터 시트에 기술된 값을 서로 비교하여 나타낸 것이다. 그림에서 확인할 수 있듯이 본 논문에서 제작한 온도모니터링 시스템으로 측정된 결과는 데이터 시트에 나타난 결과와 거의 같은 양상으로 변화하는 것을 알 수 있다.

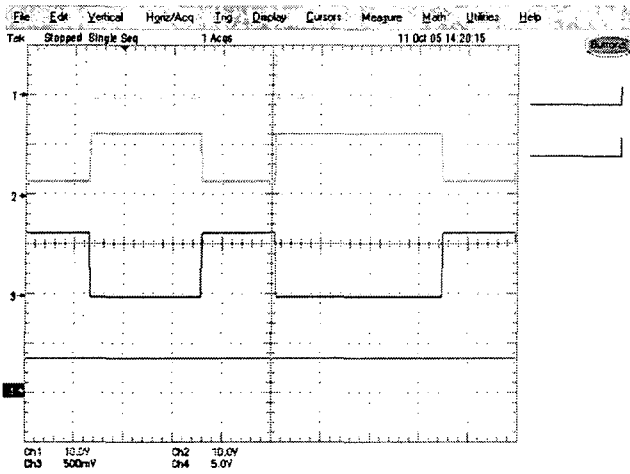


그림 8. 90°C일 때의 전압 출력파형
 Fig 8. Output voltage waveform in 90°C

그림 9는 제작된 온도모니터링 시스템의 실험 결과와 데이터 시트에 기술된 값을 서로 비교하여 나타낸 것이다. 그림에서 확인할 수 있듯이 본 논문에서 제작한 온도모니터링 시스템으로 측정된 결과는 데이터 시트에 나타난 결과와 거의 같은 양상으로 변화하는 것을 알 수 있다. 제작된 온도모니터링 시스템은 $V_{gs}=10V$, $I_d=1.8A$ 를 인가하여 드레인-소스간 전압을 검출하였다. 측정된 전압값을 이용해 산출한 $R_{ds(on)(norm)}$ 값은 표 1에 나타난 값과 같고, 데이터 시트에서 제공하는 $R_{ds(on)(norm)}$ 값과는 다소 차이가 있다. 40°C에 제작된 시스템의 측정 결과는 1.11Ω으로 데이터 시트에서 주어진 값 1.123Ω으로 차이가 약 0.013Ω 정도로 비슷한 값을 나타내고 있다. 그러나 온도가 증가함에 따라 50°C에서는 0.085Ω, 60°C에서는 0.06Ω, 90°C에서는 0.22Ω의 차이를 보이고 있다. 이는 제작된 시스템의 측정 조건이 데이터 시트에 주어진 측정 조건 중 $I_d=3.5A$ 로 측정에 사용된 전류보다 약 2배정도 큰 전류를 사용하였기 때문에 발생한 것으로 생각된다.

표 1. 온도모니터링 시스템의 동작 특성
 Table 1. Table of operation characteristics on temperature monitoring system

온도[°C]	30	40	50	60	70	80	90
V_d [V]	2.17	2.31	2.45	2.60	2.74	2.93	3.07
V_s [V]	0.71	0.70	0.69	0.68	0.67	0.68	0.678
$R_{ds(on)}$	0.67	0.75	0.83	0.92	1.00	1.07	1.16
$R_{ds(on)(norm)}$	1	1.11	1.23	1.36	1.48	1.59	1.72

위의 결과에서 확인할 수 있듯이 온도가 상승함에 따라 드레인단에 걸리는 전압은 상승하고, 소스단에 걸리는 전압은 감소하는 것을 확인할 수 있는데, 이는 온도가 상승하면 $R_{ds(on)}$ 이 커지기 때문에 발생하는 전류 제한효과에 의한 것이다. 단지 다른 점은 있다면, 제작된 시스템은 파워 스위칭 소자의 동작특성을 분석하기 위해 $V_{gs}=10V$, $I_d=1.8A$ 를 인가하여 시험하였지만, 데이터시트에 주어진 값은 $V_{gs}=10V$, $I_d=3.5A$ 로 드레인을 통해 흐르는 전류량이 실험에 쓰인 전류 값보다 약 2배정도 크기 때문에 실험을 통해 산출된 결과는 데이터 시트에 제시된 결과와는 다소 차이가 있다. 그렇지만

전체적인 $R_{ds(on)(norm)}$ 은 온도 변화에 따라 데이터 시트에 나타난 값과 매우 유사하게 변화하는 것을 확인 할 수 있었다. 향후 범용 소자에 적용할 수 있도록 적절한 보정 알고리즘을 도출이 필요하다.

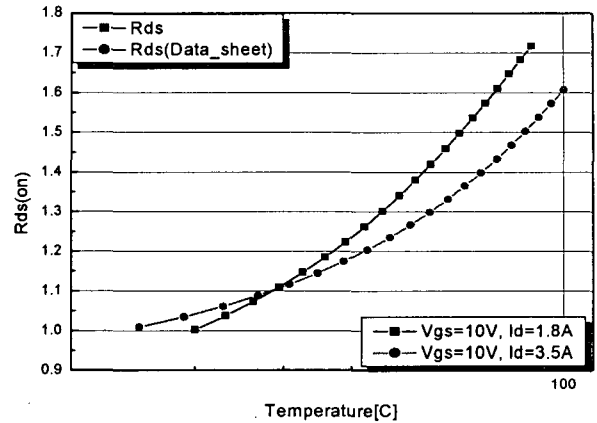


그림 9. 측정된 결과와 데이터 시트값
 Fig 9. Measured result and data-sheet value

3. 결 론

본 논문에서는 과열보호기능을 갖는 지능형 전력모듈을 위한 온도모니터링 시스템의 설계 및 제작에 대한 내용을 기술 하였다. 온도모니터링 시스템 제작을 위해 사용된 소자는 IR사의 500V급 IRF840을 사용하였으며, 온도 변화에 대한 $R_{ds(on)}$ 의 변동은 전류변화에 의한 값보다 크기 때문에 정교한 $R_{ds(on)}$ 검출부를 갖추면 거의 모든 파워 스위칭 소자에 대해서 온도모니터링 시스템을 적용할 수 있다. 파워 스위칭 소자의 드레인-소스간 전압 검출을 위해 사용하던 계측증폭기를 사용하지 않고 고해상도의 ADC를 사용하여 측정 후 데이터의 처리가 용이하다. 뿐만 아니라 계측증폭기를 통해 측정된 데이터를 큰 이득을 갖는 증폭기를 이용해 증폭하는 과정에서 증폭이득에 따른 오차를 낳는다. 하지만, ADC를 이용한 드레인-소스간 전압의 검출은 수 mV 정도의 낮은 전압 변화를 측정할 수 있을 뿐만 아니라 데이터 증폭과정에서 계측증폭기에서와 같은 증폭에 의한 오차가 작다. 아울러 측정된 값이 디지털화되어 산출되기 때문에 데이터 처리과정에 사용자가 원하는 형태로 변경이 쉽다.

뿐만 아니라 기존의 방법에서는 파워 스위칭 소자의 구동을 위해 외부에 별도의 제어모듈을 두어 구동하였지만, 제작된 시스템에서는 자체에 컨트롤러를 내장하고 있기 때문에 별도의 제어모듈은 필요 없다. 또한 측정된 전압값과 사용자에 의해 설정된 온도의 전압값을 비교하여 파워 스위칭 소자의 구동 신호를 출력하기 때문에 파워 스위칭 소자의 상태에 따라 구동 신호를 조절할 수 있어 과열로 인한 소자의 파괴를 방지할 수 있다. 기존의 방법은 설정되는 보호온도에 따라 소스-접지간 저항을 가변적으로 적용하였지만, 제작된 시스템에서는 외부에 보호온도 설정을 위한 누름버튼스위치를 추가하여 사용자 환경에 적합하게 보호온도를 설정할 수 있게 하였다. 뿐만 아니라 별도의 LCD 표시장치를 두어 파워 스위칭 소자의 현재 상태와 소자의 온도를 쉽게 확인할 수 있도록 하였다.

감사의 글

본 연구는 핵심연구기술개발사업 연구비로 지원된 "PFC IC 및 모듈기술 개발"과제에 의한 것입니다.

참 고 문 헌

- [1] 三能電氣機報, "Intelligent power module", Vol. 67, No 9, 1993
- [2] Michio Nemoto., etc "An Advanced FWD design concept with superior soft reverse recovery characteristics", Processings of ISPSD, 1999
- [3] V. Szekely, "The model: A tool for compact dynamic thermal model generation", Microelectronics Journal No 29, 1996
- [4] G. Majumdar., etc, "New generation high performance intelligent power module series", Proceeding of power conversion. 1992
- [5] 과학기술부 "산업용 1,200/50A급 신구조 IPM 개발", 2000
- [6] 송근호, 김형우, 방욱 외 "SMPS용 Power management IC설계", 대한전기학회 2003년 합동추계학술대회 논문집, 2003.11., pp66-69
- [7] 서길수, 김상철, 김남균, "과열직접보호 기능의 IC화를 위한 Spice modeling", 대한전기학회 2003년 하계학술대회 논문집 B권, 2003.7.22., pp1154-1156
- [8] 서길수, 김기현, 김남균 외, "사이리스터 열 임피던스의 측정방법 및 결과", 대한전기학회논문지 54권 6호, 2005.6., pp 245-250
- [9] 김기현, 서길수, 김형우, 김상철 외, "히트싱크에 의한 MOSFET의 열전달 특성변화 분석", 2005년 대한전기학회 하계학술대회 논문집, 2005.7.18., pp 1980-1982
- [10] 최낙권, 이상훈, 김형우 외, "MOSFET Rds(on) 온도-저항 특성을 이용한 과열보호회로 모델링", 2005년 대한전기학회 하계학술대회 논문집, 2005. 7. 18., pp3019-3021
- [11] International Rectifier, IRF840 Data sheet 1999
- [12] National semiconductor, LM324 Data sheet 1997
- [13] Comfile technology, PICBASIC databook Vol. 9, 2000

저 자 소 개



최 낙 권 (崔 洛 權)

1977년 9월 25일생
 2003년 경남대학교 전자공학과 졸업, 2005년 동 대학원 졸업(공학석사), 2005년 ~ 현재 한국전기연구원 위촉연구원
 Tel : 055-280-1627
 Fax : 055-280-1590
 E-mail : nakoni2000@yahoo.co.kr



김 기 현 (金 起 鉉)

1975년 9월 14일생.
 2002년 경상대학교 전자공학과 졸업(공학사). 2004년 부산대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사). 2004년~현재 한국전기연구원 연구원
 Tel : 055-280-1622
 Fax : 055-280-1590
 E-mail : kihyun@keri.re.kr



김 형 우 (金 亨 宇)

1975년 1월 31일생
 1998년 아주대학교 전자공학과 졸업(공학사), 2000년 동 대학원 졸업(공학석사), 2002년 동 대학원 수료(공학박사수료), 2002년 한국전기연구원 입원. 한국전기연구원 전력반도체연구그룹 연구원
 Tel : 055-280-1624
 Fax : 055-280-1590
 E-mail : hwkim@keri.re.kr



서 길 수 (徐 吉 洙)

1966년 8월 25일생. 1988년 영남대학교 전기공학과 졸업. 1989년~1994년 동 대학원 전기공학과 석사, 2004년~현재 부산대학교 전자공학과 박사과정, 1995년~현재 한국전기연구원 선임연구원
 Tel : 055-280-1532
 Fax : 055-280-1590
 E-mail : ksseo@keri.re.kr



김 남 균 (金 南 均)

1962년 1월 15일생
 1984년 서울대학교 무기재료공학과(공학사), 1986년 동 대학원 졸업(공학석사), 1990년 동 대학원 졸업(공학박사), 1987~1988년 독일 Max-Planck연구소 교환 연구원 1995~1996년 일본 과학기술청 무기재료연구소 방문연구원, 1990년 한국전기연구원 입원, 현재 한국전기연구원 책임연구원 전력반도체연구그룹장
 Tel : 055-280-1625
 Fax : 055-280-1590
 E-mail : nkkim@keri.re.kr