

Power switching device

Driver source 단자에 의한 스위칭 손실 개선

MOSFET 나 IGBT 등의 파워 스위칭 디바이스는 여러가지 전원 어플리케이션이나 전력 라인의 스위칭 소자로 사용되고 있습니다. 그 스위칭 소자에서 발생하는 스위칭 손실이나 도통 손실은 가능한 한 작게 할 필요가 있으며, 어플리케이션에 따라 손실 저감의 접근 방식은 다양합니다. 그 중의 하나의 방법으로서 Driver source 단자 (이른바 켈빈 소스 단자)를 가진 새로운 패키지가 최근 발표되고 있습니다. 이에 따라, 이 어플리케이션 노트에서는 파워 스위칭 디바이스가 Driver source 단자를 가지는 것에 의해서 생기는 효과와 사용 상의 주의 사항에 대하여 설명합니다.

기존 MOSFET 의 구동 방법

MOSFET 는 일반적으로 전압 구동형이며, 게이트 단자의 전압을 통해 On/Off 함으로써 스위칭 동작을 제어합니다. Figure 1.에 기존(TO-247N)의 MOSFET 에서의 일반적인 게이트 구동 회로 예를 나타냅니다.

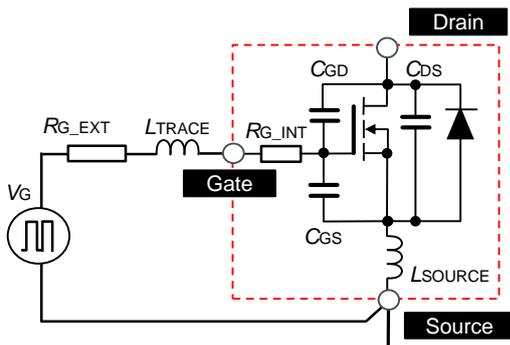


Figure 1. MOSFET 의 게이트 구동 회로 예

구동 전원 V_G 와 게이트 단자 Gate 의 사이에 외장 저항 R_{G_EXT} 를 연결하여 스위칭 속도를 제어하는데, 구동 회로에는 PCB 패턴의 인덕턴스 L_{TRACE} 와 MOSFET 의 Source 단자에 존재하는 패키지 인덕턴스 L_{SOURCE} 를 고려하는 것이 매우 중요합니다. 게이트 단자의 패키지 인덕턴스는 L_{TRACE} 에 포함되어 있으며, 또한 Drain 단자의 인덕턴스 L_{DRAIN} 은 게이트 구동 회로에 포함되지 않기 때문에, 여기서는 생략합니다.

이 구동 회로의 일반적인 동작에 대해서는 여러 문헌에서 상세히 해설되어 여기에서는 생략하지만, 기존의 스위칭 속도에서는 간과하기 쉬운 동작으로서, Drain-Source 사이를 흐르는 드레인 전류 I_D 의 변화에 의한 L_{SOURCE} 에서의 기전 $V_{LSOURCE}$ 가 있습니다.

Figure 2.에 구동 회로에서의 스위칭 동작 중의 전압 인가를 나타냅니다. V_G 가 인가되고 MOSFET 가 Turn on 되면

I_D 는 증가하며, L_{SOURCE} 에 Figure 2 의 (I)의 방향으로 $V_{LSOURCE}$ 가 발생합니다. 한편, 게이트 단자에는 전류 I_G 가 유입되기 때문에, R_{G_EXT} 에서 전압 강하 $V_{RG_EXT}(I)$ 가 발생합니다. 이러한 전압은 Turn on 시의 구동 회로망에 포함되어 있어, MOSFET 의 Turn on 동작에 필요한 Chip 상의 전압 V_{GS_INT} 을 식 (1)과 같이 감소시켜서, 결과적으로 Turn on 속도의 저하를 초래합니다. L_{TRACE} 에 의한 기전도 발생하고 있지만, 작으므로 여기에서는 생략하였습니다.

$$V_{GS_INT} = V_G - I_G * R_{G_EXT} - L_{SOURCE} * \frac{dI_D}{dt} \quad (1)$$

Turn off 시에도 같은 이유로 식(1)에서 보여지는 I_D 및 dI_D/dt 가 마이너스이므로, R_{G_EXT} 와 L_{SOURCE} 에 전압 상승(II)을 발생시켜, V_{GS_INT} 의 증가에 의한 Turn off 속도의 저하를 일으킵니다.

일반적으로 파워 스위칭 디바이스의 L_{SOURCE} 는 수 nH 부터 수십 nH 이며, dI_D/dt 가 수 A/ns 가 발생할 경우 10V 이상의 $V_{LSOURCE}$ 가 발생할 수도 있어, 스위칭 동작에 큰 영향을 미치게 됩니다.

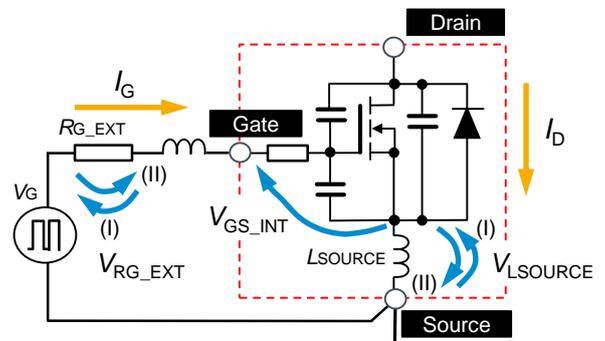


Figure 2. 스위칭 동작 중의 전압 인가

Driver source 단자는 이 $V_{LSOURCE}$ 의 영향을 없애고, 스위칭 속도의 개선을 도모한 것입니다.

Driver source 단자를 가진 패키지

Figure 3.에 Driver source 단자를 가진 패키지 예와 Pin assign 을 나타냅니다. ROHM 에서 제품화하고 있는 패키지로, (a)TO-247-4L 와 (b)TO-263-7L 가 있습니다.

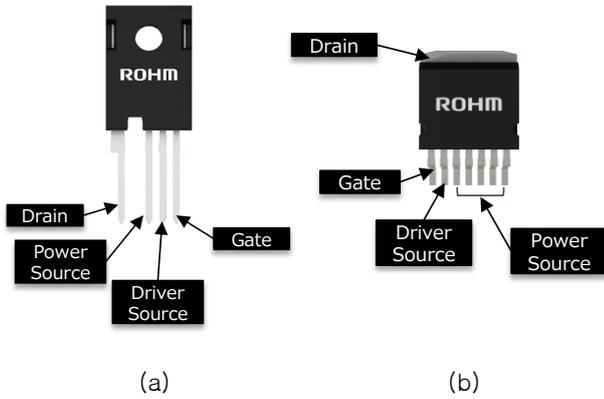


Figure 3. Driver source 단자를 포함한 패키지
(a)TO-247-4L, (b)TO-263-7L

Driver source 단자에 의한 효과

Driver source 단자를 가진 디바이스의 구동 회로를 Figure 4.에 나타냅니다. 기존의 구동 회로 Figure 2.와의 차이는 구동 회로의 Return wire 를 Driver source 에 접속했을 뿐입니다.

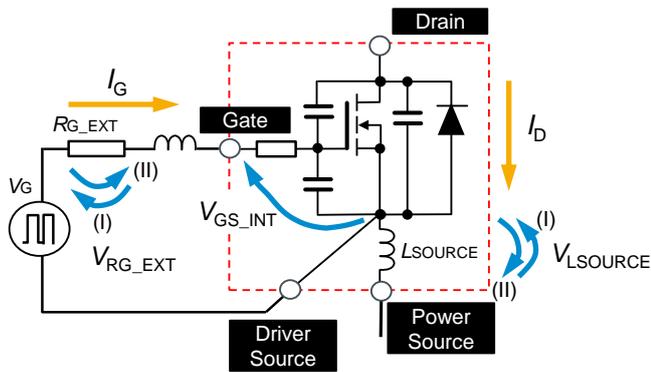


Figure 4. Driver source 단자를 가진 디바이스의 구동 회로

이 그림과 같이 V_G 를 포함한 구동 회로에 L_{SOURCE} 가 포함되어 있지 않기 때문에, 스위칭 동작 시의 i_D 의 변화에 따른 $V_{LS,OURCE}$ 의 영향을 전혀 받지 않는 것을 알 수 있으며, 식(2)의 $V_{GS,INT}$ 가 인가 됨을 알 수 있습니다.

$$V_{GS,INT} = V_G - I_G * R_{G,EXT} \tag{2}$$

더블 펄스 시험에 의한 기존 제품과의 비교

실제로 기존 제품과 Driver source 단자를 가진 디바이스의 스위칭 동작을 비교하기 위해, Figure 5.의 회로로, Low Side(LS)의 MOSFET 를 스위칭시키는 더블 펄스 시험을 실시했습니다. High Side(HS)는 $R_{G,EXT}$ 를 Source 단자 혹은 Driver source 단자에 연결하여 Body diode 에 의한 환류 동작만 합니다.

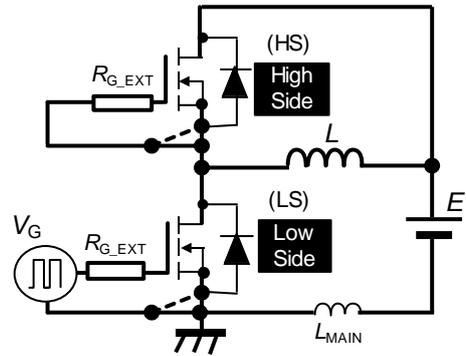


Figure 5. 더블 펄스 시험 회로

Figure 6.은 Turn on 시, Figure 7.은 Turn off 시의 Drain-Source 전압 V_{DS} 와 Drain 전류 I_D 의 파형 및 스위칭 손실의 파형입니다. 최대 전격(V_{DSS}) 1200V, On 저항 ($R_{DS(on)}$) 40mΩ 의 스위칭 디바이스를 사용하였으며, 기존의 SCT3040KL(TO-247N), Driver source 단자가 있는 SCT3040KR(TO-247-4L)/SCT3040KW7(TO-263-7L)입니다. 구동조건은 $R_{G,EXT}$ 가 10Ω, 인가전압 V_{HVDC} 를 800V 이며, I_D 가 약 50A 입니다.

Figure 6.의 Turn on 시에는 기존 제품에 비해 Driver source 단자가 있는 디바이스의 I_D 가 급상승하였으며, 그 결과 스위칭 손실이 19%~38%나 작아진 것을 알 수 있습니다.

단지, 여기서 주의해야 할 것은, TO-247-4L 의 I_D Peak 값이 TO-247N 에 비해 23A 나 높다는 것입니다. 이는 디바이스의 스위칭 동작에 따른 C_{OSS} 에 대한 총 / 방전 에너지는 일정함에도 불구하고, Driver source 단자에 의한 고속 스위칭이 가능해 총 / 방전 시간이 짧아져, 결과적으로 충전 전류의 Peak 값이 커져 버린 결과로, 결코 HS 측 MOSFET 의 Self-turn on 에 의한 Peak 전류의 증가가 아닙니다.

또한, TO-263-7L 의 I_D Peak 값은 60A로 TO-247-4L 정도 크지 않습니다만, 위에서 기술하는 Turn-off surge 의 차이와 마찬가지로, 환류측 MOSFET 의 패키지 인덕턴스의 차이에 의한 것입니다. 즉, di/dt 에 의한 High-side MOSFET 의 패키지 인덕턴스의 기전이 스위칭측 MOSFET 의 V_{DS} 를 억제하여, 스위칭측 MOSFET 의 C_{OSS} 에 축적된 에너지를 방전시킵니다. TO-263-7L 의 경우 그 방전 전류가 작고, Turn on 시의 I_D Peak 값도 작습니다. 또한, Turn on

시의 스위칭 손실 E_{ON} 도 같은 이유에 의해, TO-247-4L 은 스위칭측 MOSFET 의 V_{DS} 가 억제되어 결과적으로 스위칭 손실 E_{ON} 이 작아집니다.

그러나, TO-247-4L 이나 TO-263-7L 은 Self-Turn on 대책이 없다면, Self-Turn on 에 의한 Turn on 전류의 Peak 값은 더욱 증가할 우려가 있으므로, 반드시 밀러 클램프 회로나 게이트 소스 사이에 수 nF 의 콘덴서를 접속하는 등, Self-turn on 대책을 권장합니다. 자세한 것은, 어플리케이션 노트 「게이트-소스 전압의 서지 억제 방법」*2 을 참조해 주십시오. Figure 7 의 Turn off 시에는 Turn on 시 만큼의 스위칭 손실 개선 효과는 없으나 약 30% 개선되고 있습니다.

한편, Turn off 시 V_{DS} 에 보이는 Turn-off surge 의 발생요인은 주회로의 Total 기생 인덕턴스이며, Figure 5.의 주회로의 배선 인덕턴스 L_{TRACE} 와 스위칭측 및 환류측 MOSFET 의 패키지 인덕턴스 $2*(L_{DRAIN} + L_{SOURCE})$ 의 합계입니다. 그 때문에, 패키지 인덕턴스가 거의 같은 TO-247-4L 와 TO-247N 에서는 di/dt 가 빠를수록 Surge 는 커집니다. TO-247-4L 의 Surge 가 약 119V 정도로 크기 때문에, 스너버 회로 등의 Surge 대책이 필요한 경우도 있습니다.

또한, TO-263-7L 가 TO-247-4L 보다 Surge 가 작은 이유는, TO-263-7L 의 Drain 단자인 패키지 배면이 PCB 에 직접 납땜 되고, 또한 Source 단자도 여러 개로 assign 되어, 패키지 인덕턴스가 TO-247-4L 보다 작기 때문이라고 생각할 수 있습니다. 또한 스위칭측이 아닌 환류측의 패키지 인덕턴스가 작을수록 스위칭측의 Surge 는 작아집니다.

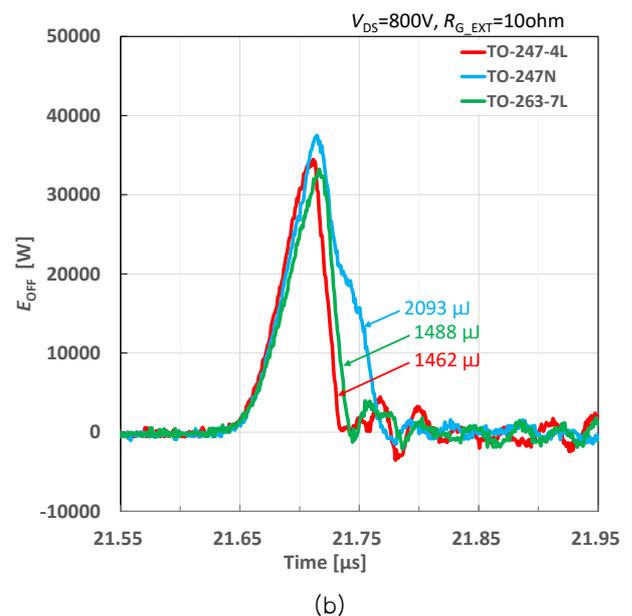
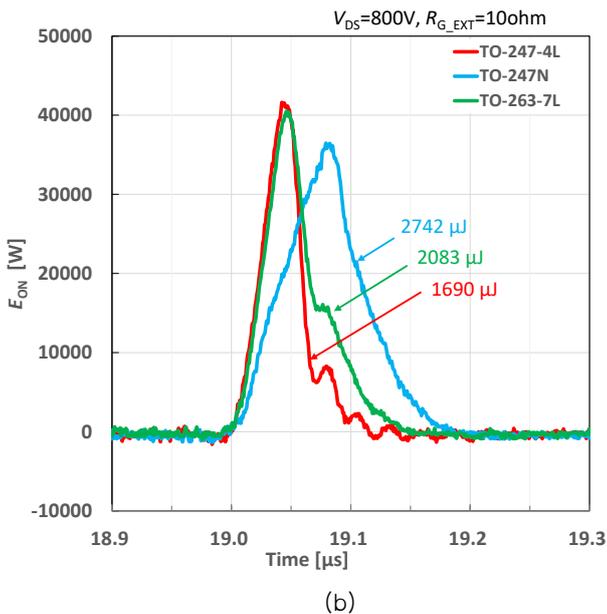
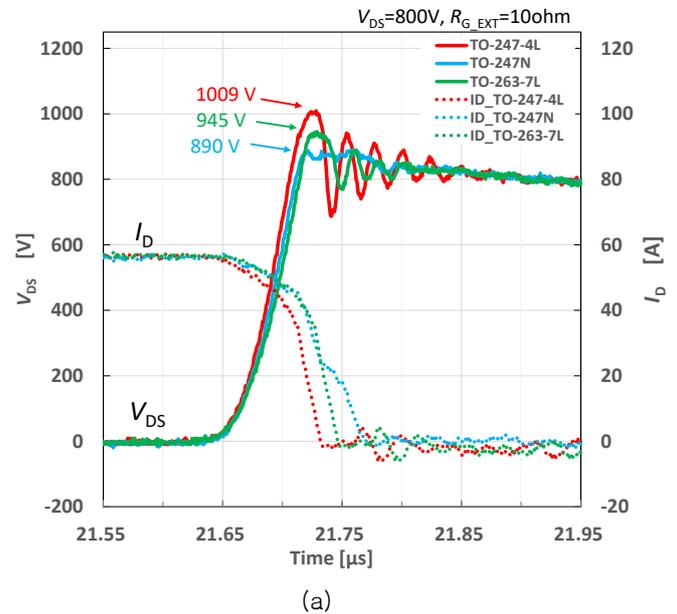
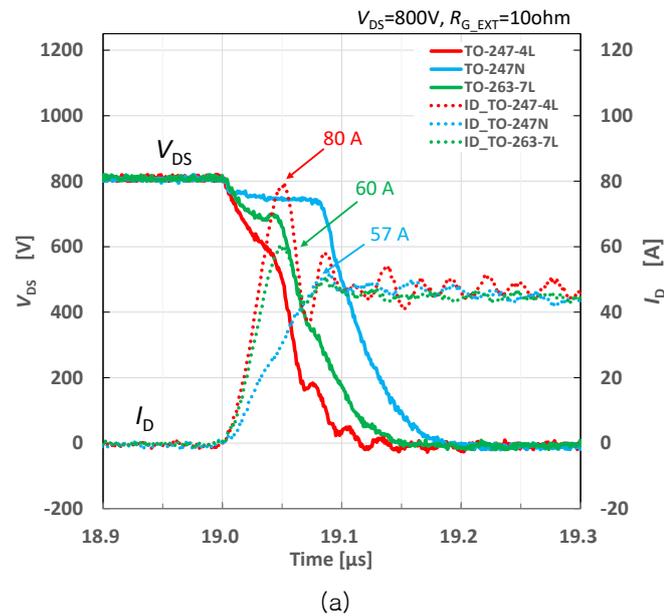


Figure 6. Turn on 스위칭 파형
(a) V_{DS} , I_b 파형, (b) 스위칭 손실

Figure 7. Turn off 스위칭 파형
(a) V_{DS} , I_b 파형, (b) 스위칭 손실

Table 1.에 스위칭 손실을 비교하여 정리했습니다.

Table 1. Eon, Eoff 비교

$V_{DS}=800V, I_b=50A, R_{G,EXT}=10\Omega$

DUT	Eon [μJ]	Eoff [μJ]
SCT3040KL	2742	2093
SCT3040KR	1690	1462
SCT3040KW7	2083	1488

Bridge 구성에서 게이트-소스 신호의 움직임

파워 스위칭 디바이스의 가장 일반적인 어플리케이션으로, Figure 5.의 브릿지 구성이 있으며, 이미 어플리케이션 노트 「브릿지 구성에 있어서 게이트-소스 전압의 움직임」*1 에서 서로 영향을 주고받는 동작에 대해 설명했습니다만, TO-247-4L 이나 TO-263-7L 은 TO-247N 과 동작이 달라 게이트-소스전압의 Surge 대책을 정확하게 실시하기 위해서는 그 동작에 대한 이해가 필요합니다.

TO-247-4L 를 Bridge 구성에 연결해, LS 측을 스위칭 했을 때의 파형이 Figure 8.(Turn on)과 Figure 10.(Turn off)입니다.

우선 Turn on 시의 동작에 대해 TO-247N 과의 차이를 중심으로 설명합니다만, TO-247N 의 Turn on / off 동작의 상세한 것에 대해서는, 「브릿지 구성에 있어서의 게이트-소스 전압의 움직임」*1 을 참조해 주십시오.

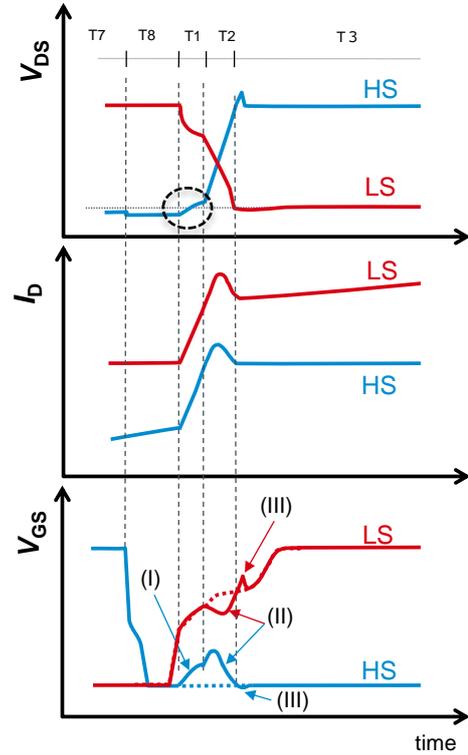
Figure 8., Figure 10. (a)의 가로축은 시간을 나타내며 시간 영역 Tk(k=1~8)의 정의는 각각 하기와 같으며, 각각의 시간 영역에서 발생하는 현상을 (I)~(VII)로 나타냅니다. 또한 현상(III)은 기간 T2 가 종료한 직후, 현상(VII)은 기간 T5 가 종료한 직후에 발생하고 있습니다.

- T1:LS 가 ON 되고 MOSFET 의 전류가 변화하는 기간 (현상(I)이 동시에 발생)
- T2:LS 가 ON 되고 MOSFET 의 전압이 변화하는 기간 (현상(II)이 동시에 발생)
- T3:LS 가 ON 하고 있는 기간
- T4:LS 가 OFF 되고 MOSFET 의 전압이 변화하는 기간 (현상(IV)이 동시에 발생)
- T5:LS 가 OFF 되고 MOSFET 의 전류가 변화하는 기간 (현상(VI)이 동시에 발생)
- T4-T6:HS 가 ON 될 때까지의 dead time 기간
- T7:HS 가 ON 된 기간(동기 정류 기간)
- T8:HS 가 OFF, LS 가 ON 될 때까지의 dead time 기간

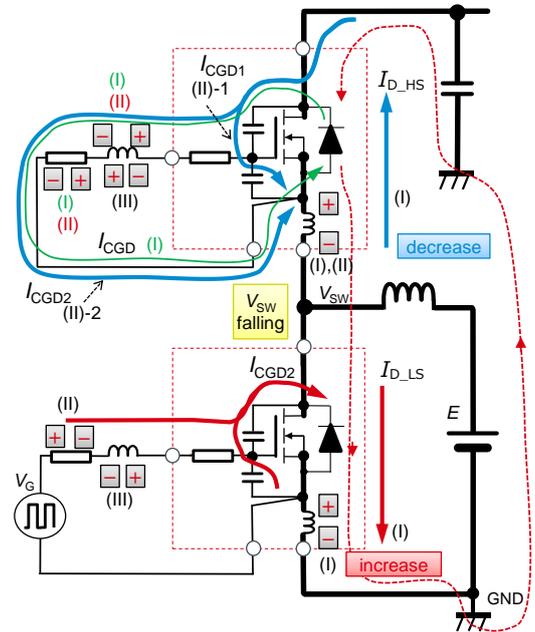
TO-247-4L 의 현상(I)만이 TO-247N 과 크게 다르며, 비스위칭측(HS)의 VGS 에 positive surge 가 관측됩니다. (기존에는 Negative surge). 이것은 게이트 단자의 전류의 흐름을 나타내는 Figure 8. (b)에서, 그림 내(I)의 전류 I_{CGD} 가

흐름으로써 발생하고 있습니다.

이 전류는 C_{GD} 를 경유하여 흐르고 있는데, 이 전류가 흐르는 이유를 하기에 설명하겠습니다.



(a)



(b)

Figure 8. Turn on 시의 거동

(a)각 스위칭 파형, (b)게이트 단자의 전류

스위칭 동작 전에는 HS 측 MOSFET 의 Body diode 에 Source 에서 Drain 방향으로 전류 $I_{D,HS}$ 가 흐르고 있습니다만, 그 후 스위칭 동작이 시작되면 우선 스위칭측의 전류 $I_{D,LS}$ 가

증가하기 때문에, I_{D_HS} 는 감소합니다. 한편 일반적으로 SiC MOSFET 의 Body diode 순방향 전압 V_{F_HS} (Figure 8(a) 내의 점선 원 표시)은 Si-MOSFET 에 비해 전류 의존이 크기 때문에, 스위칭 동작을 고속화하면 dI_{D_HS}/dt 가 커지고, dV_{F_HS}/dt 도 커집니다. 그리고 이 dV_{F_HS}/dt 는 결과적으로 HS 측 MOSFET 의 dV_{DS_HS}/dt 이기 때문에, Drain 단자에서 Gate 단자로 C_{GD} 를 통해 I_{CGD} 가 흘러 들어와, Gate-source 전압 상승을 불러옵니다. 기존의 TO-247N 에서는, I_{D_LS} 의 전류 변화가 작아, 현상(I)의 I_{CGD} 는 거의 보이지 않습니다.

Figure 9.에 Turn on 시의 스위칭 측(LS)과 HS 측의 V_{DS} 파형을 나타냅니다. HS 측 MOSFET 의 V_{DS_HS} 에서 스위칭 동작이 개시된 직후에 TO-247-4L 의 V_{DS_HS} 가 급상승하고 있는 것을 잘 알 수 있습니다.

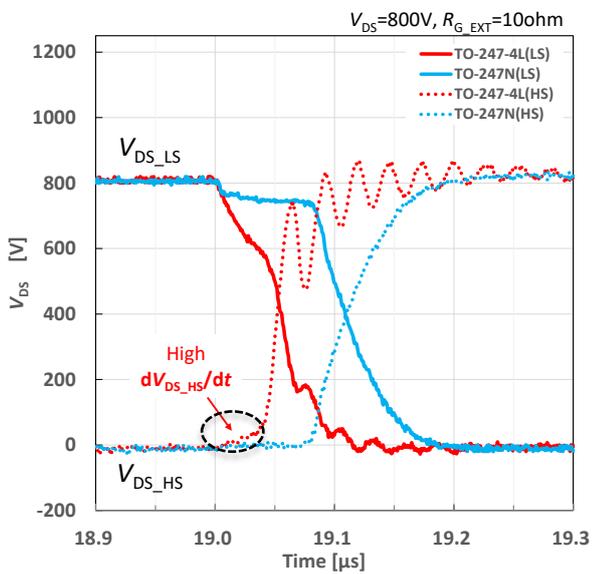


Figure 9. Turn on 시의 V_{DS} 파형

또한 현상(II)도 고속화되고 있으며, Figure 8. (b)의 HS 측에서 LS 측으로 흐르는 C_{DS} 로의 충전 전류도 커지고 있으므로, 스위칭측뿐만 아니라 비스위칭측의 Drain - Source 사이의 Surge 대책도 필요한 경우가 있습니다.

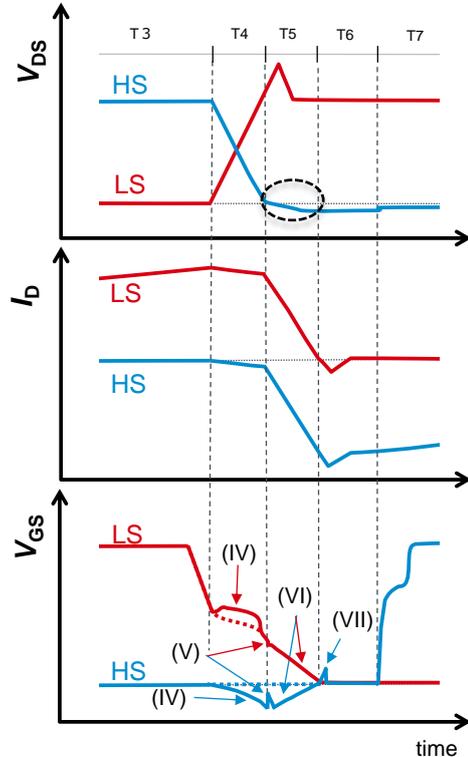
다음으로 Turn off 시의 동작인데, Figure 9(a)에 나타난 현상(VI), 현상(VII)가 TO-247N 과 다릅니다.

현상(VI)은 Turn on 시와 마찬가지로 I_D 변화 구간이며, HS 측의 I_{D_HS} 가 급격한 증가에 의해 Body diode 의 V_{F_HS} 가 급상승합니다. 그러므로 dV_{F_HS}/dt 에 의한 전류 I_{CGD} 가 다시 흘러 Negative surge 가 발생합니다.

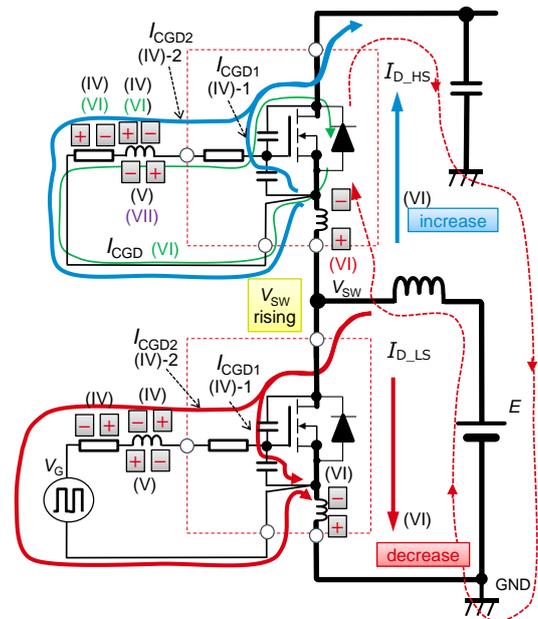
(Figure 10.(a) 내의 점선 원 표시)

Figure 11.은 Turn off 시의 스위칭 측(LS)과 HS 의 V_{DS} 파형입니다. Turn on 시와 마찬가지로 HS 측 V_{DS_HS} 가 본래의 dV_{DS_HS}/dt (기간 T4)가 완료된 후의 I_D 변화 시 (기간 T5)에, Negative 측으로 변화하고 있어, dV_{F_HS}/dt 가 발생하고 있는 것을 알 수 있습니다.

현상(VII)은 기간 T5 가 완료되고 I_{D_HS} 의 변화가 없다면, dV_{F_HS}/dt 가 소멸되어, Gate 단자에 유입되는 I_{CGD} 가 흐르지 않게 되고, I_{CGD} 의 전류 경로에 존재하는 패턴 인덕턴스의 축적된 에너지에 의한 기전이 Gate-Source 간에 Positive surge 로서 보이는 경우가 있습니다. 이 Positive surge 도 TO-247N 에서는 거의 보이지 않습니다.



(a)



(b)

Figure 10. Turn off 시의 거동
(a)각 스위칭 파형, (b)게이트 단자의 전류

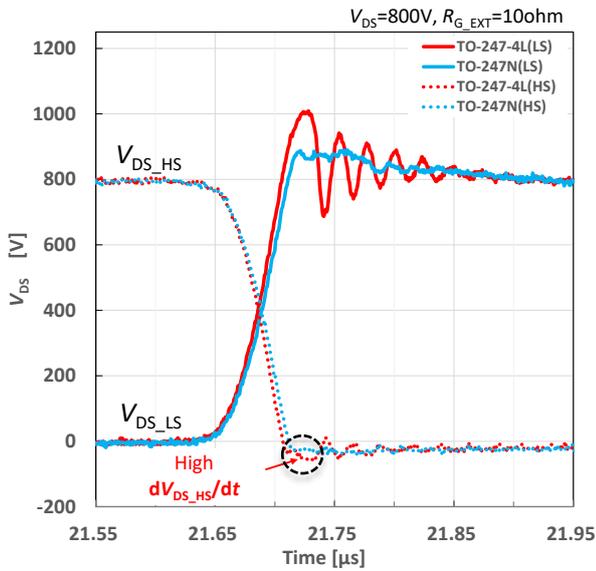


Figure 11. Turn off 시의 V_{DS} 파형

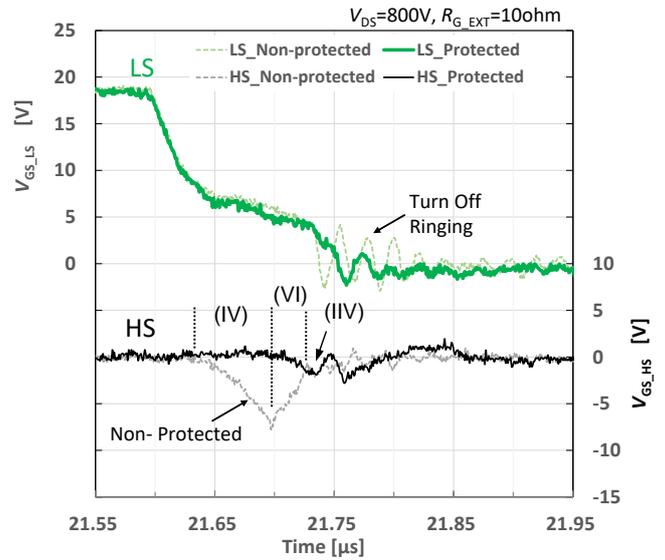


Figure 13. SCT3040KR Turn off 시의 V_{GS} 파형

Figure 12와 Figure 13은 (ROHM) SCT3040KR 을 사용한 Double pulse 시험에서의 V_{GS} 파형을 나타냅니다. Surge 대책을 실시하지 않는 경우 (Non-Protected)는 지금까지 설명한 Surge 가 발생하여, Surge 대책을 실시(Protected)함으로써, V_{GS} Surge 가 억제되고 있음을 알 수 있습니다. 이 Surge 를 억제하기 위해서는 MOSFET 의 가장 가까운 곳에 Surge 억제 회로를 연결할 것을 강력히 권장합니다. 자세한 것은 어플리케이션 노트 「게이트 소스 전압의 서지 억제 방법」*2을 참조해 주십시오.

Layout 에서의 주의 사항

마지막으로 TO-247-4L 의 Layout 에 관한 주의 사항을 설명하겠습니다.

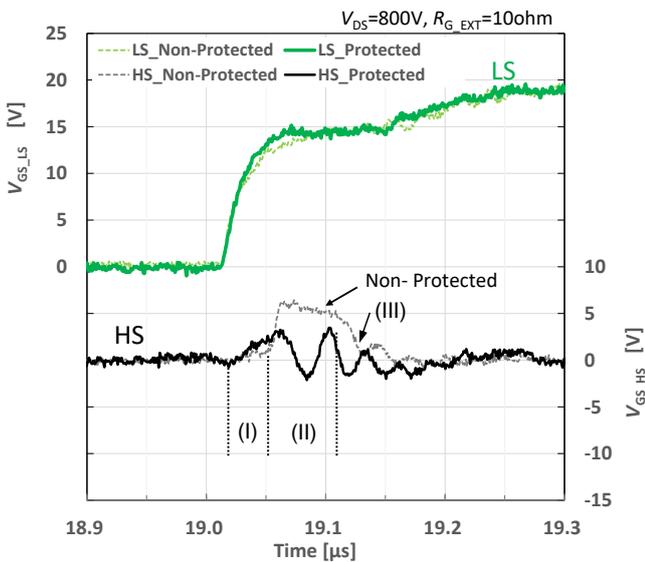


Figure 12. SCT3040KR Turn on 시의 V_{GS} 파형

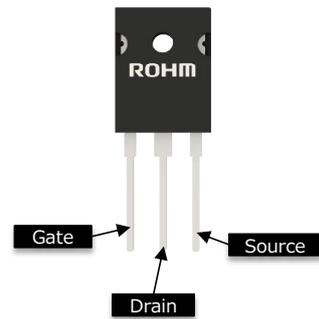


Figure 14. TO-247N Pin assign

Figure 3. (a)에서 나타낸 바와 같이, TO-247-4L 의 Gate 단자는 표인면을 향해 가장 오른쪽에 있지만, 기존의 TO-247N 은 Figure 14.와 같이 가장 왼쪽에 Gate 단자가 Assign 되어 있으며, TO-247-4L 과는 반대 극에 있습니다. MOSFET 은 보통 Driver IC 에 의해 구동되지만, 대부분의 Driver IC는 기존의 패키지인 TO-247N 에 적합한 Pin assign 이 되고 있습니다.

Figure 15 는 ROHM 의 Driver IC(BM61S40RFV-C)를 사용한 MOSFET 의 결선도를 나타냅니다. (a)TO-247N 의 경우, MOSFET 의 구동 신호 OUT 와 Return 신호 GND2 는 Gate 단자 및 Source 단자와 같은 배열로 되어 있으며, 동일 면에서 나란히 패턴을 그릴 수 있습니다.

그런데, (b) TO-247-4L 의 경우는, Gate 단자와 Driver Source 단자가 드라이버 IC 의 Pin assign 과 반대로 되어 있어, 그림에서 나타난 대로 반드시 배선이 교차하여, 동일

면에서 Pattern layout 을 할 수 없습니다. 따라서 그림(b)에서 나타난 OUT 신호와 GND2 신호로 형성되는 루프 면적(1) 및 (2)의 면적 비에는 주의가 필요합니다.

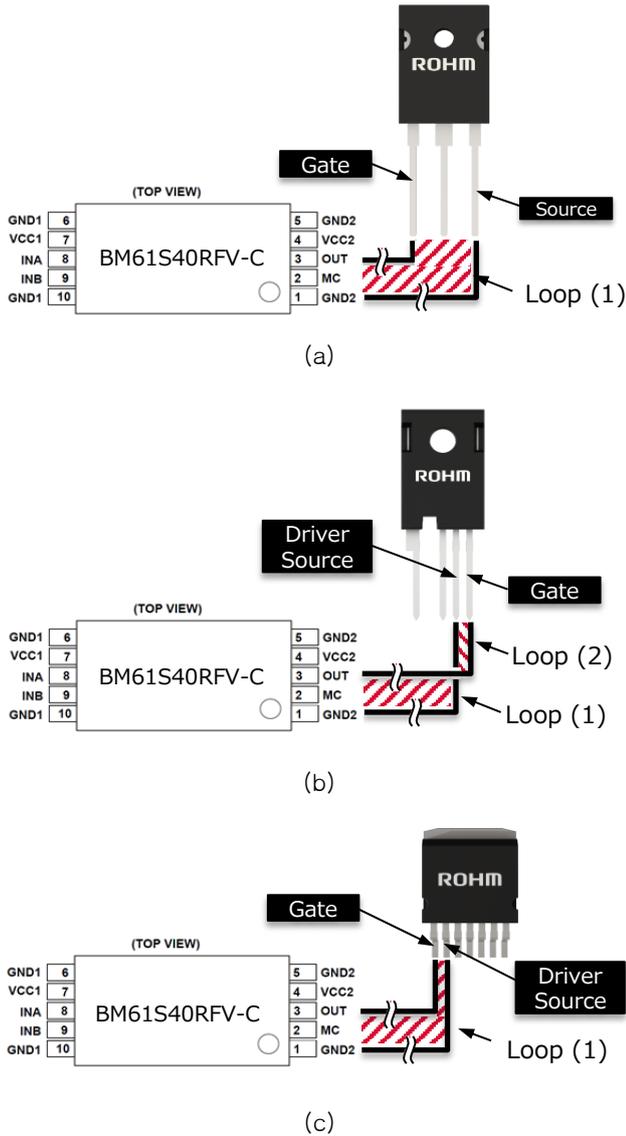


Figure 15. ROHM 의 Driver IC (BM61S40RFV-C)에서의 구동 회로 Pattern layout 예
(a)TO-247N, (b)TO-247-4L, (c)TO-263-7L

왜냐하면 TO-247-4L 의 dl_b/dt 는 매우 커, 전류 변화에 따른 자속의 변화($d\Phi/dt$)가 이 Loop 면적에 직교하면, 구동 회로의 Loop 면적에 비례하여 기전이 발생합니다. 그리고 MOSFET 의 Gate-Source 간에 이 Loop 면적의 비율에 따라, Positive surge 나 Negative surge 등의 오동작을 일으킬 수 있는 전압을 발생시킵니다. 따라서 OUT 신호와 GND2 신호로 형성되는 Loop 면적을 최대한 작게, 그리고 Loop (1)과 Loop (2)를 동일하게 해야 합니다.

또한, V_{GS} Surge 억제 회로 추가를 권장하였으나, 그래도 V_{DS} Turn off 시 Ringing으로 V_{GS} Surge 가 V_{GS} 규격을 초과할

수 있습니다. 그 경우는 HVdc 로부터의 배선 임피던스를 줄이거나, 각각의 MOSFET 에 스너버 회로 등의 Surge 대책을 실시하는 것으로, V_{GS} Surge 를 규격 내로 억제할 수 있습니다. 스너버 회로의 설계 방법에 대해서는 어플리케이션 노트 「스너버 회로의 설계 방법」*3 을 참조해 주십시오.

Summary

TO-247-4L 이나 TO-263-7L 의 Driver source 를 가진 MOSFET 는 스위칭 속도의 향상에 따라, V_{GS} Surge 나 V_{DS} Turn off ringing 을 억제하는 회로를 설계 초기 단계부터 검토하여, 기판 상에 준비해 두면, 평가 단계에서 대책이 용이해집니다. 이 어플리케이션 노트가 Driver source 단자가 있는 고속 스위칭 패키지를 올바르게 사용하기 위한 도움이 되기를 기대합니다.

이상

참고자료 :

- *1 「Bridge 구성에서 Gate-Source 전압의 작용」 Application Note (No. 63AN110K Rev.001) 로움 주식회사, 2020 년 9 월
- *2 「Gate-Source 전압의 Surge 억제 방법」 Application Note (No. 63AN049K Rev.001) 로움 주식회사, 2020 년 9 월
- *3 「Snubber circuit design methods」 Application Note (No. 63AN048K Rev.001) 로움 주식회사, 2020 년 9 월

Notes

- 1) The information contained herein is subject to change without notice.
- 2) Before you use our Products, please contact our sales representative and verify the latest specifications :
- 3) Although ROHM is continuously working to improve product reliability and quality, semiconductors can break down and malfunction due to various factors.
Therefore, in order to prevent personal injury or fire arising from failure, please take safety measures such as complying with the derating characteristics, implementing redundant and fire prevention designs, and utilizing backups and fail-safe procedures. ROHM shall have no responsibility for any damages arising out of the use of our Products beyond the rating specified by ROHM.
- 4) Examples of application circuits, circuit constants and any other information contained herein are provided only to illustrate the standard usage and operations of the Products. The peripheral conditions must be taken into account when designing circuits for mass production.
- 5) The technical information specified herein is intended only to show the typical functions of and examples of application circuits for the Products. ROHM does not grant you, explicitly or implicitly, any license to use or exercise intellectual property or other rights held by ROHM or any other parties. ROHM shall have no responsibility whatsoever for any dispute arising out of the use of such technical information.
- 6) The Products specified in this document are not designed to be radiation tolerant.
- 7) For use of our Products in applications requiring a high degree of reliability (as exemplified below), please contact and consult with a ROHM representative : transportation equipment (i.e. cars, ships, trains), primary communication equipment, traffic lights, fire/crime prevention, safety equipment, medical systems, servers, solar cells, and power transmission systems.
- 8) Do not use our Products in applications requiring extremely high reliability, such as aerospace equipment, nuclear power control systems, and submarine repeaters.
- 9) ROHM shall have no responsibility for any damages or injury arising from non-compliance with the recommended usage conditions and specifications contained herein.
- 10) ROHM has used reasonable care to ensure the accuracy of the information contained in this document. However, ROHM does not warrants that such information is error-free, and ROHM shall have no responsibility for any damages arising from any inaccuracy or misprint of such information.
- 11) Please use the Products in accordance with any applicable environmental laws and regulations, such as the RoHS Directive. For more details, including RoHS compatibility, please contact a ROHM sales office. ROHM shall have no responsibility for any damages or losses resulting non-compliance with any applicable laws or regulations.
- 12) When providing our Products and technologies contained in this document to other countries, you must abide by the procedures and provisions stipulated in all applicable export laws and regulations, including without limitation the US Export Administration Regulations and the Foreign Exchange and Foreign Trade Act.
- 13) This document, in part or in whole, may not be reprinted or reproduced without prior consent of ROHM.



Thank you for your accessing to ROHM product informations.
More detail product informations and catalogs are available, please contact us.

ROHM Customer Support System

<http://www.rohm.com/contact/>