

Revision:	KOR-01
발행일:	2023-12-06
작성자:	Andreas Giessmann, Grady
결재자:	Dr. A.Wintrich, J.Lamp, Kendrick

키워드: 인덕턴스, 3 레벨, 진동

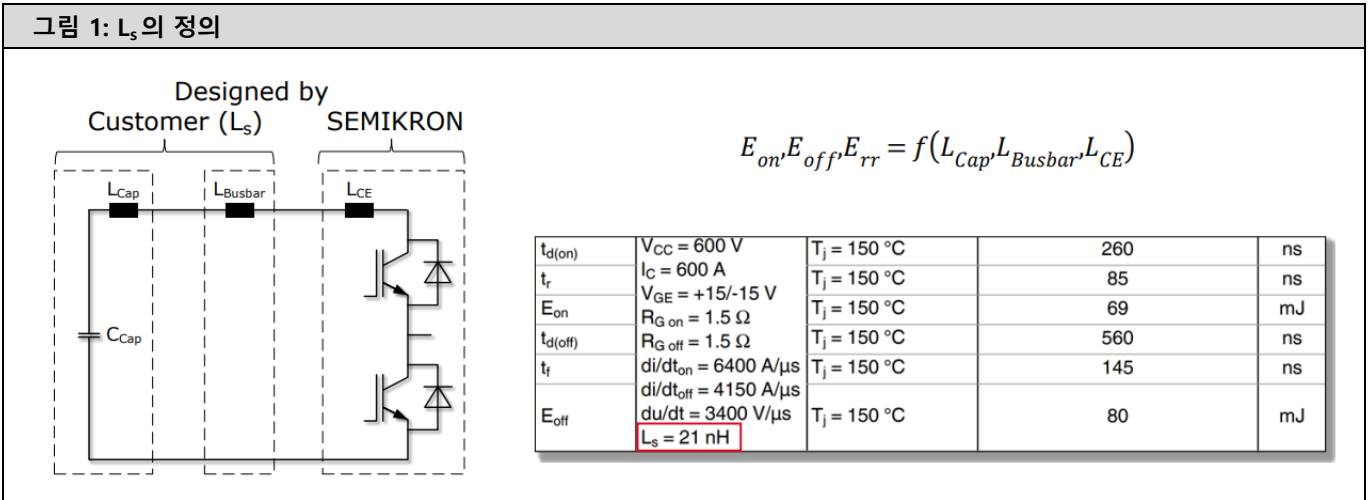
# DC-Link 인덕턴스 영향에 따른 스위칭 성능 및 전력 손실

- 1. 서론..... 1
- 2. 시험 대상 장치 및 시험 설정 ..... 2
- 3.  $L_s$ 가 스위칭 성능과 전력 손실에 미치는 영향..... 3
  - 3.1 개요..... 3
  - 3.2  $L_s$ 가 전력 손실에 미치는 영향 ..... 3
    - 3.2.1  $L_s$ 가 IGBT 턴온 손실  $E_{on}$ 에 미치는 영향 ..... 3
    - 3.2.2  $L_s$ 가 IGBT 턴오프 손실  $E_{off}$ 에 미치는 영향 ..... 4
    - 3.2.3  $L_s$ 가 IGBT 총 손실  $E_{sw}$ 에 미치는 영향 ..... 4
    - 3.2.4  $L_s$ 가 다이오드 턴오프 손실  $E_{rr}$ 에 미치는 영향 ..... 5
  - 3.3  $L_s$ 가 과전압에 미치는 영향..... 5
    - 3.3.1  $L_s$ 가 턴오프 시 IGBT 과전압에 미치는 영향 ..... 5
    - 3.3.2  $L_s$ 가 턴오프 시 다이오드 과전압에 미치는 영향 ..... 6
  - 3.4  $L_s$ 가 지연 시간에 미치는 영향 ..... 6
    - 3.4.1  $L_s$ 가 턴온 지연 시간  $t_{d,on}$ 에 미치는 영향 ..... 6
    - 3.4.2  $L_s$ 가 턴오프 지연 시간  $t_{d,off}$ 에 미치는 영향 ..... 7
  - 3.5  $L_s$ 가 다이오드 역 회복 동작에 미치는 영향..... 7
    - 3.5.1  $L_s$ 가 최대 역 회복 피크 전류  $I_{rrm}$ 에 미치는 영향 ..... 7
- 4. 표준 하프 브리지 모듈 기반 3레벨 토폴로지 ..... 8
  - 4.1 SEMiX3p 기반 NPC 토폴로지 ..... 8
  - 4.2 정류 루프..... 8
    - 4.2.1 역률 = 1 에서 정류 루프..... 8
    - 4.2.2 역률 = -1 에서 정류 루프..... 9
- 5. 요약..... 10

## 1. 서론

IGBT의 전력 손실  $E_{on}/E_{off}$  및 데이터시트에 명시된 다이오드의  $E_{rr}$ 은 특정 매개변수에 따라 측정됩니다. DC-링크 전압, 전류, 정션 온도, 게이트 저항 및 게이트-이미터 전압과 같은 매개 변수와 더불어 손실 역시 정류 루프의 인덕턴스에 따라 달라집니다. 그림 1은 간단한 유도성 등가 회로도를 사용하여 정류 루프의 세가지 주요 유도성 등가회로 다이어그램을 사용하여 정류루프의 세가지 주요 유도 매개변수를 중심 요소로 나타낸 것입니다. 하프 브리지로 표시된 전력 모듈은 내부 모듈 인덕턴스  $L_{CE}$ 을 갖습니다. DC-Link 인덕턴스  $L_s$ 은 DC-Link 커패시터  $L_{cap}$ 과 버스바 인덕턴스  $L_{busbar}$ 의 내부 인덕턴스로 구성되어 있습니다. 이 두가지

양(quantity)은 커패시터 타입, 직렬 및 병렬로 연결된 커패시터의 수, 그리고 버스바 설계에 따라 결정됩니다. 이로 인해 SEMIRKON DANFOSS와 고객이 사용하는 DC-Link 인덕턴스  $L_s$ 이 다를 수밖에 없습니다. 이 애플리케이션 노트의 목적은 DC-Link 인덕턴스  $L_s$ 이 전력 손실 및 스위칭 동작에 미치는 영향을 설명하는 데 있습니다. 아울러 표준 하프 브리지 모듈을 사용하여 NPC 3레벨 토폴로지를 구축할 때 과전압을 저감하는 방법을 제시합니다.



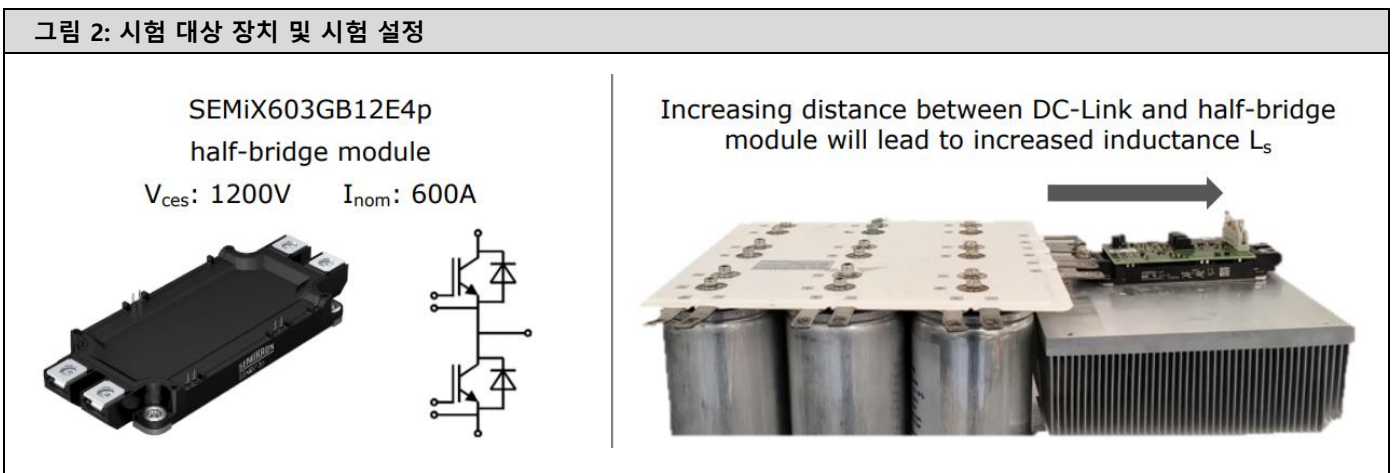
## 2. 시험 대상 장치 및 시험 설정

그림 2와 같이 시험 대상 장치는 SEMiX3p 제품군에 속하는 600A/1200V 정격 전력 모듈 SEMiX603GB12E4p[2]입니다. 이 장치는 TOP 및 BOT IGBT/Diode로 구성된 표준 하프 브리지 모듈입니다. IGBT E4 및 Diode CAL4F 기술을 사용합니다.

시험 설정에는 12개의 커패시터(타입: EPCOS 420uF B2520-B1227-A101)가 병렬로 연결되어 라미네이트 버스바와 더불어 DC-Link를 형성합니다. 전력 모듈을 방열판에 장착하고 DC-Link에 나사로 고정합니다. DC-Link와 전력 모듈의 거리가 멀어지면 DC-Link 인덕턴스  $L_s$ 이 증가합니다. 이 애플리케이션 노트에서는 아래와 같은 DC-Link 인덕턴스에 대해 스위칭 동작 및 손실을 다룹니다. :  $L_s = 35/60/85\text{ nH}$

매우 높은 DC-Link 인덕턴스( $L_s = 85\text{ nH}$ )에 대한 검토를 통해 주로 표준 하프 브리지 모듈에 기반한 3레벨 토폴로지의 과전압에 따른 문제를 설명하고자 합니다.

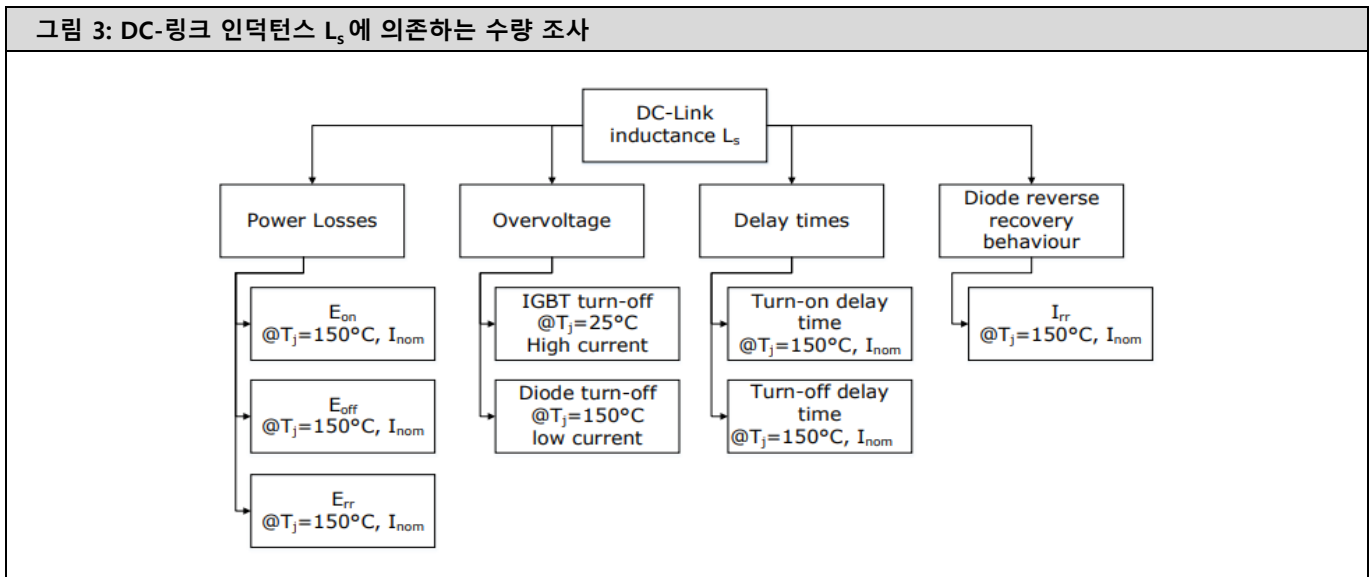
암페어 당 인덕턴스를 고려할 경우, DC-Link 인덕턴스에 대한 설명이 다른 전류 정격으로 전달될 수 있습니다. 따라서 600A 정격 모듈에 대한 60nH 인덕턴스는 300A 정격 모듈에 대한 120nH 인덕턴스와 비교할 수 있습니다.



### 3. $L_s$ 가 스위칭 성능과 전력 손실에 미치는 영향

#### 3.1 개요

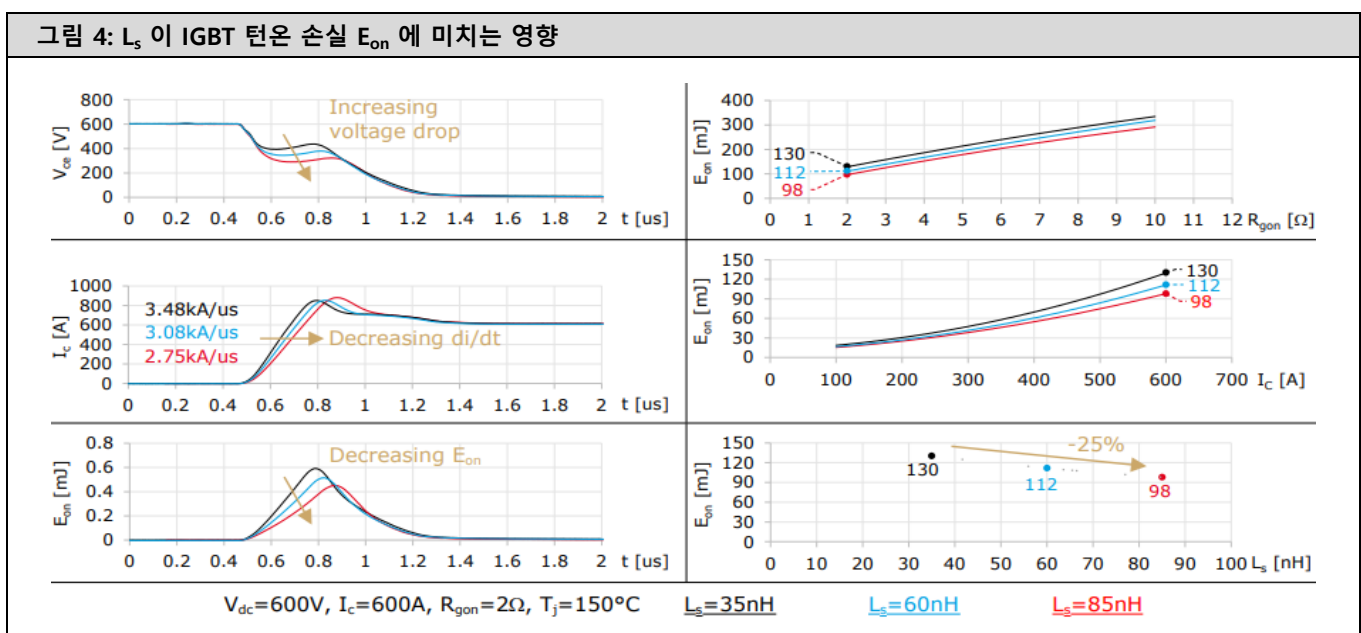
그림 3 은 이 애플리케이션 노트에서 설명하는  $L_s$ 에 의존하는 수량을 나타낸 것입니다.



#### 3.2 $L_s$ 가 전력 손실에 미치는 영향

##### 3.2.1 $L_s$ 가 IGBT 턴온 손실 $E_{on}$ 에 미치는 영향

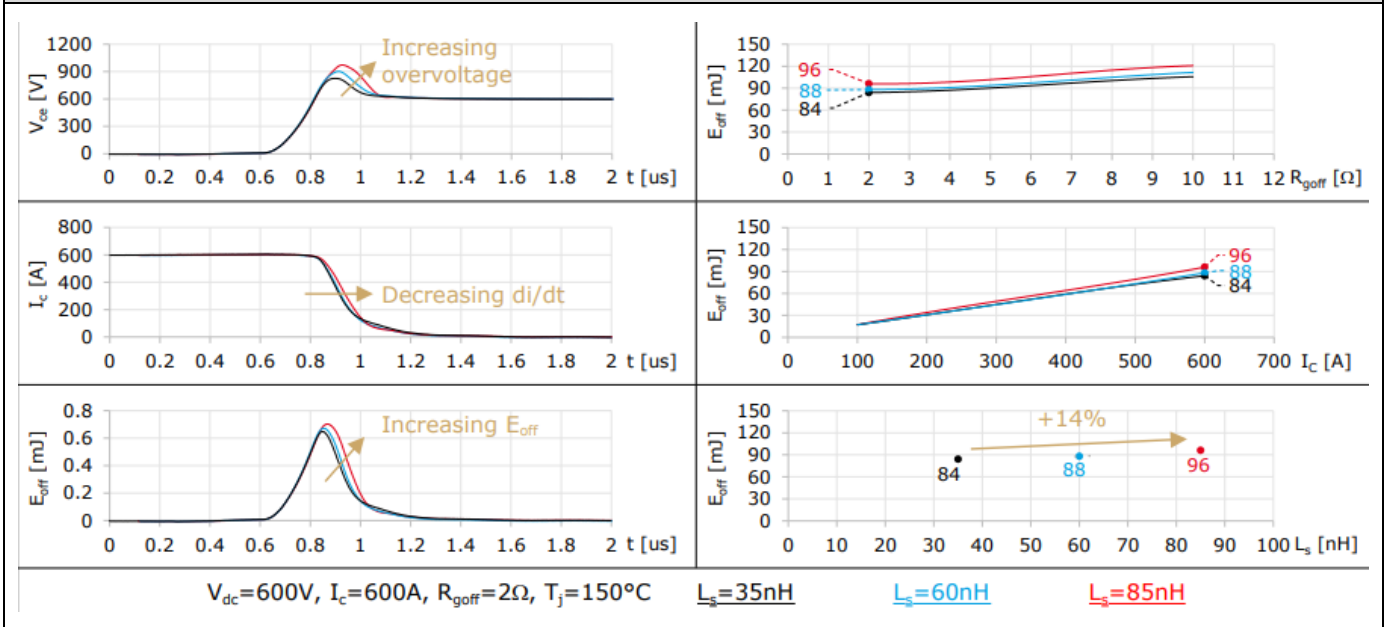
그림 4 는 IGBT 턴온 손실  $E_{on}$ 에 대한  $L_s$ 의 영향을 나타낸 것입니다. 인덕턴스가 증가하면  $V_{CE}$  전압의 전압강하가 증가합니다. 이 경우 유도성 전압강하에 대해 살펴보겠습니다. 일정한 DC-Link 전압으로 인해  $di/dt$ 는 인덕턴스가 증가함에 따라 감소하며, 이는 턴온 전류  $I_c$ 를 통해 가시화됩니다.  $V_{ce}$ 와  $I_c$ 를 곱하면 이 세가지 DC-Link 인덕턴스에 대한 턴온 손실  $E_{on}$ 이 도출됩니다. 턴온 저항  $R_{gon}$ 이 증가함에 따라  $L_s$ 에 의한 턴온 손실 차이는 거의 일정하게 유지됩니다. 낮은 턴온 전류 쪽으로만 이러한 차이가 감소하는데 그것은 유도 전압강하가 점점 사라지기 때문입니다. 600V, 600A, 2Ω, 150°C의 조건에서 턴온 손실이  $L_s=35 \sim 85nH$  범위에서 25% 감소합니다.



### 3.2.2 $L_s$ 가 IGBT 턴오프 손실 $E_{off}$ 에 미치는 영향

그림 5는 IGBT 턴오프 손실  $E_{off}$ 에 대한  $L_s$ 의 영향을 나타낸 것입니다. 인덕턴스가 증가하면 IGBT의 과전압이 증가합니다. 과전압이 증가하고  $di/dt$ 가 감소하기 때문에 DC-Link 인덕턴스가 증가하면 스위칭 손실이 증가합니다. 턴오프 저항  $R_{goff}$ 가 증가함에 따라 턴오프 손실의 차이는 거의 일정하게 유지됩니다. 작은 턴오프 전류 방향으로만 이 차이가 감소합니다. 600V, 600A, 2Ω, 150°C의 조건에서 턴오프 손실이  $L_s=35 \sim 85nH$  범위에서 14% 증가합니다.

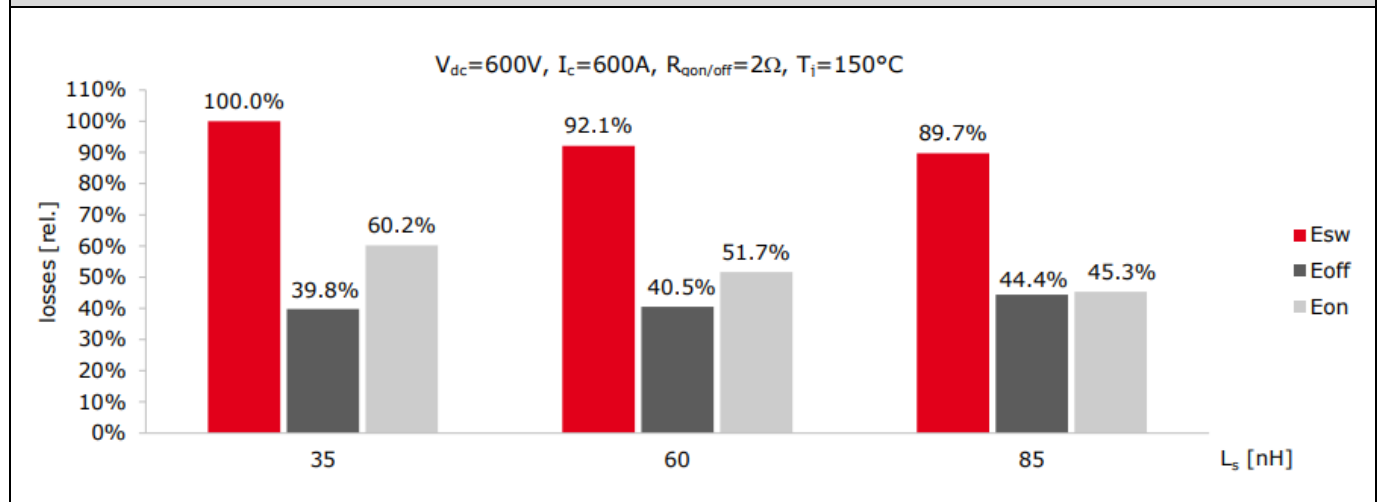
그림 5:  $L_s$ 이 IGBT 턴오프 손실  $E_{off}$ 에 미치는 영향



### 3.2.3 $L_s$ 가 IGBT 총 손실 $E_{sw}$ 에 미치는 영향

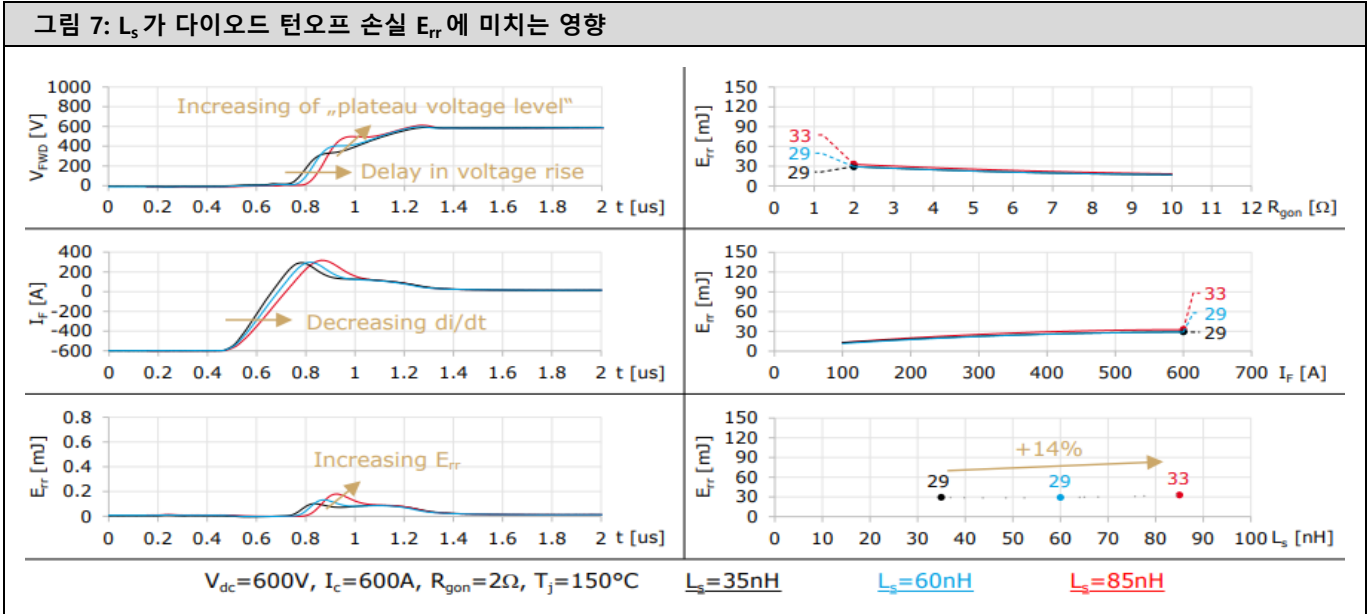
그림 6은 DC-Link 인덕턴스  $L_s$ 에 대한 상대값으로  $E_{on}$ ,  $E_{off}$  및 두가지  $E_{sw}$ 의 합을 나타낸 것입니다. 총 스위칭 손실  $E_{sw}$ 은  $L_s=35nH$ 에서 기준값을 나타냅니다.  $E_{on}$ ,  $E_{off}$ 는 해당 DC-Link 인덕턴스에서 각 총 손실  $E_{sw}$ 를 나타냅니다. 600V, 600A, 2Ω, 150°C의 조건에서 총 스위칭 손실이  $L_s=35 \sim 85nH$  범위에서 약 10% 감소합니다.

그림 6:  $L_s$ 이 IGBT 총 손실  $E_{sw}$ 에 미치는 영향



### 3.2.4 $L_s$ 가 다이오드 턴오프 손실 $E_{rr}$ 에 미치는 영향

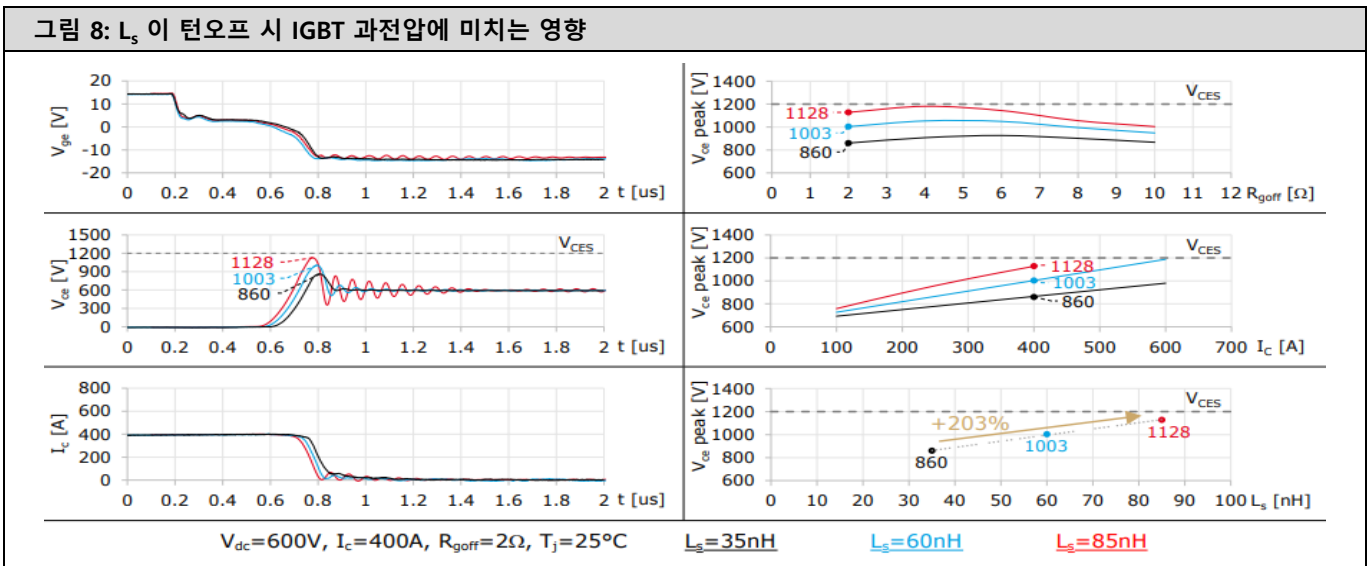
그림 7은 다이오드 턴오프 손실  $E_{rr}$ 에 대한  $L_s$ 의 영향을 나타낸 것입니다. 인덕턴스가 증가하면 다이오드에 대한 전압 상승 방향이 바뀌고,  $di/dt$ 가 감소하며 손실이 증가합니다. 턴온 저항  $R_{gon}$ 이 증가함에 따라 턴오프 손실의 차이는 거의 일정하게 유지됩니다. 작은 턴오프 전류 방향으로만 이 차이가 감소합니다. 600V, 600A, 2Ω, 150°C의 조건에서 턴오프 손실이  $L_s=35 \sim 85nH$  범위에서 14% 증가합니다.



### 3.3 $L_s$ 가 과전압에 미치는 영향

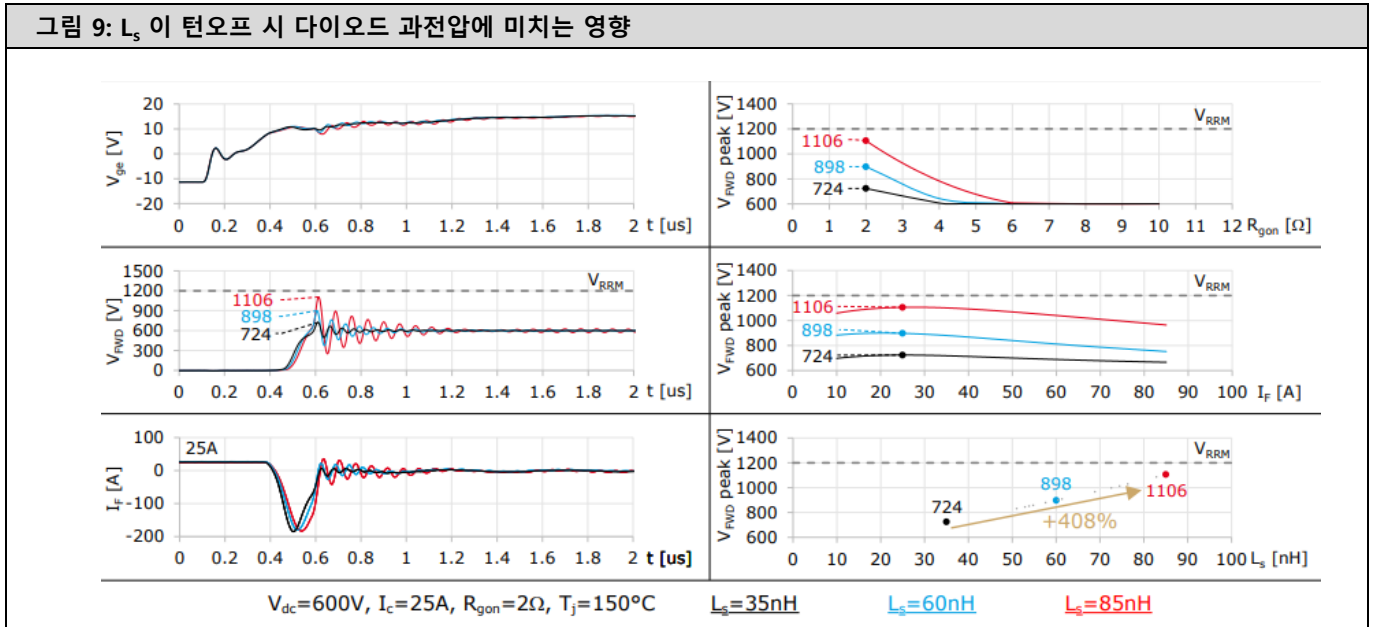
#### 3.3.1 $L_s$ 가 턴오프 시 IGBT 과전압에 미치는 영향

그림 8은 IGBT가 턴오프 시  $L_s$ 가 과전압에 미치는 영향을 나타낸 것입니다. 모든 곡선은 게이트-이미터 전압  $V_{ge}$ 에서 서로 동기화됩니다. 인덕턴스가 증가함에 따라 과전압과 진동이 증가합니다. 진동은  $V_{ge}, V_{ce}$  전압 및 스위칭 전류에서 나타납니다.  $R_{goff}$ 에 따른 함수 그래프로 과전압은 일반적인 IGBT4 동작을 보여줍니다. 초기에 저항이 증가함에 따라 과전압이 증가했다가 나중에 다시 감소합니다. 600V, 400A, 2Ω, 25°C의 조건에서,  $V_{dc}$ 에 관련된 과전압은  $L_s=35 \sim 85nH$  범위에서 2 배로 증가합니다(260V와 비교할 때, 528V).



### 3.3.2 $L_s$ 가 턴오프 시 다이오드 과전압에 미치는 영향

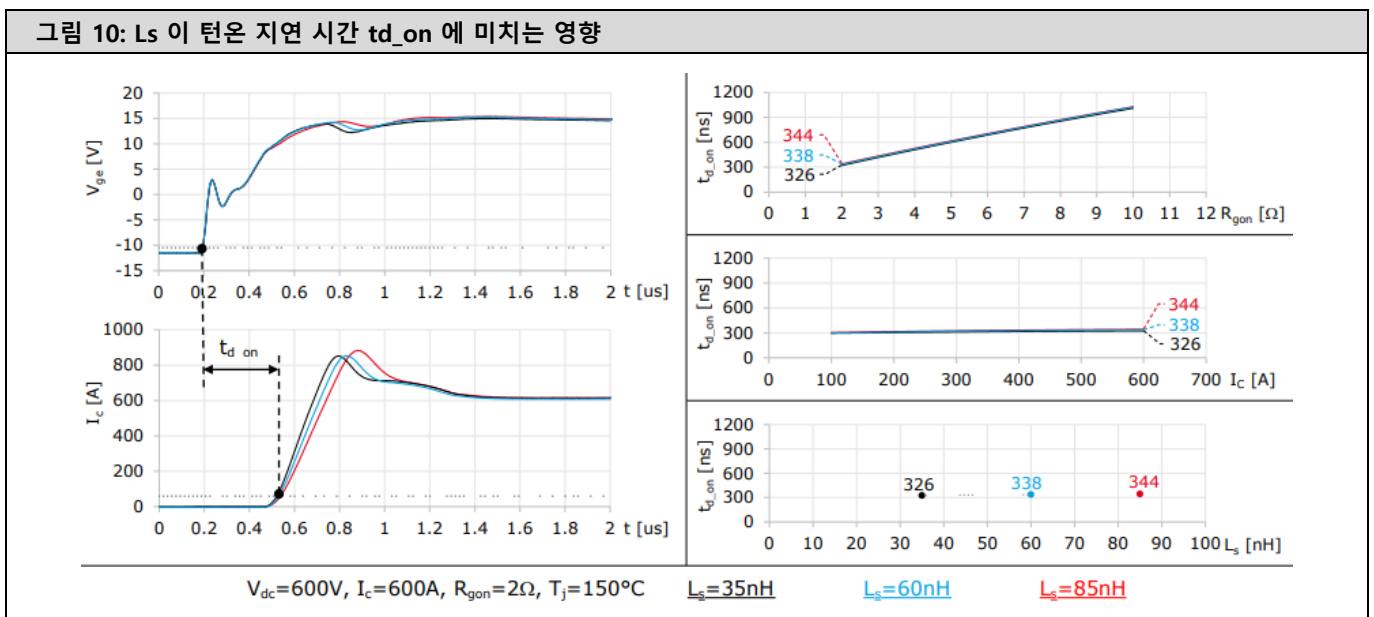
그림 9 은 턴오프 시  $L_s$ 가 다이오드 과전압에 미치는 영향을 나타낸 것입니다. 모든 곡선이 게이트-이미터 전압  $V_{ge}$ 에서 서로 동기화됩니다. 인덕턴스가 증가하면 과전압과 진동이 증가합니다. 진동은  $V_{ge}$ ,  $V_{ce}$  전압 및 스위칭 전류에서 볼 수 있습니다.  $R_{gon}$ 에 따른 함수 그래프로 과전압은 4 또는 6 $\Omega$ 의 게이트 저항으로 인해 과전압이 더 이상 발생하지 않음을 보여줍니다. 그러나 이때 IGBT 턴온 손실  $E_{on}$ 이 증가합니다(그림 4 참조). 600V, 25A, 2 $\Omega$ , 25 $^{\circ}C$ 의 조건에서,  $V_{dc}$ 에 관련된 과전압은  $L_s=35 \sim 85nH$  범위에서 4 배가 됩니다.



### 3.4 $L_s$ 가 지연 시간에 미치는 영향

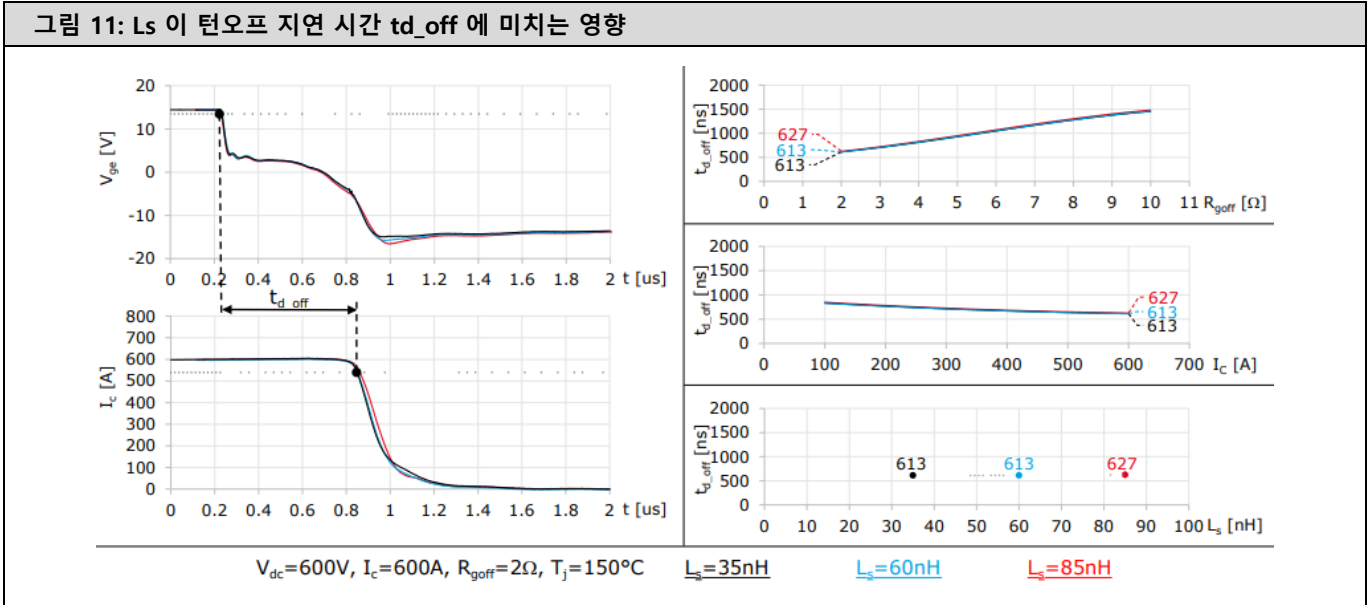
#### 3.4.1 $L_s$ 가 턴온 지연 시간 $t_{d_{on}}$ 에 미치는 영향

그림 10 은  $L_s$ 가 턴온 지연시간  $t_{d_{on}}$ 에 미치는 영향을 보여줍니다. 모든 곡선이 게이트-이미터 전압  $V_{ge}$ 에서 서로 동기화됩니다. 인덕턴스가 증가함에 따라  $di/dt$ 가 바뀌면서 턴온 지연 시간이 약간 변합니다. 600V, 600A, 2 $\Omega$ , 150 $^{\circ}C$ 의 조건에서 턴온 지연시간에 미치는 영향은  $L_s=35 \sim 85nH$ 의 범위에서 무시할 수 있습니다.



### 3.4.2 $L_s$ 가 턴오프 지연 시간 $t_{d,off}$ 에 미치는 영향

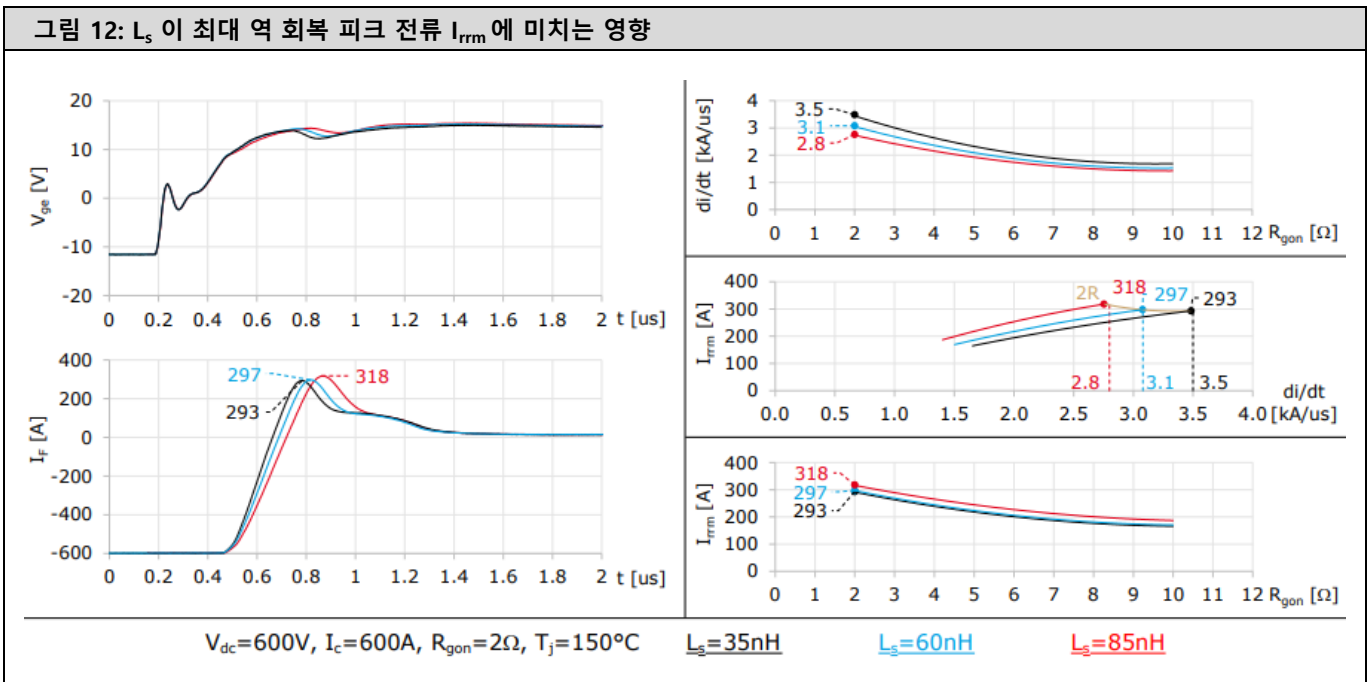
그림 11 은  $L_s$  가 턴오프 지연시간  $t_{d,off}$  에 미치는 영향을 보여줍니다. 모든 곡선이 게이트-이미터 전압  $V_{ge}$  에서 서로 동기화됩니다. 인덕턴스가 증가함에 따라  $di/dt$  가 바뀌면서 턴오프 지연시간이 약간 변합니다. 600V, 600A, 2Ω, 150°C 의 조건에서 턴온 지연시간에 미치는 영향은  $L_s=35 \sim 85nH$  의 범위에서 무시할 수 있습니다.



### 3.5 $L_s$ 가 다이오드 역 회복 동작에 미치는 영향

#### 3.5.1 $L_s$ 가 최대 역 회복 피크 전류 $I_{rrm}$ 에 미치는 영향

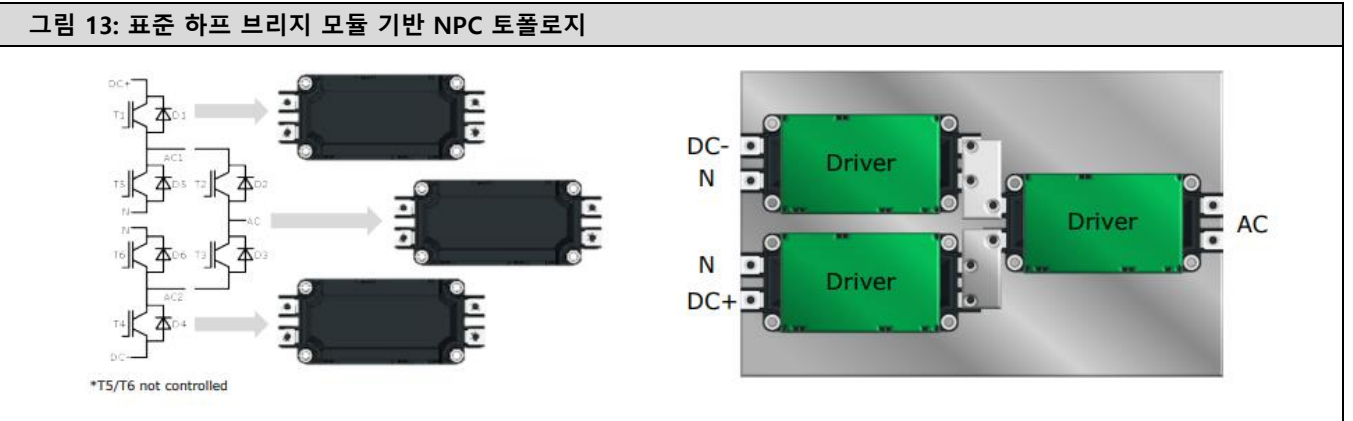
그림 12 는  $L_s$ 가 최대 역 회복 피크 전류  $I_{rrm}$ 에 미치는 영향을 나타낸 것입니다. 모든 곡선이 게이트-이미터 전압  $V_{ge}$  에서 서로 동기화됩니다. 인덕턴스가 증가하면  $I_{rrm}$  은 약간 변합니다.  $I_{rrm}$  의 차이는  $R_{gon}$  가 증가하면 일정하게 유지됩니다.



## 4. 표준 하프 브리지 모듈 기반 3 레벨 토폴로지

### 4.1 SEMiX3p 기반 NPC 토폴로지

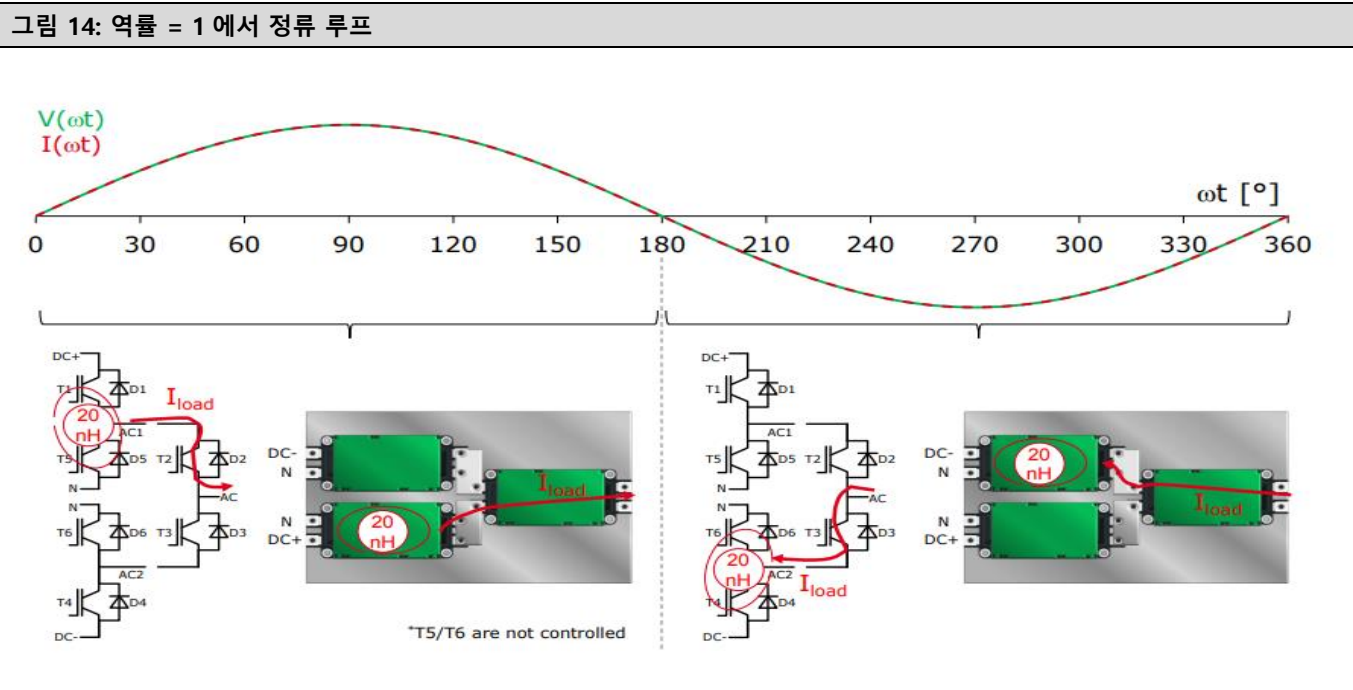
3레벨 토폴로지는 최첨단 기술로 주로 풍력, 태양광 및 UPS 애플리케이션에서 계통 연계형 인버터에 사용됩니다. 그림 13에서 표준 하프 브리지 모듈 3개구성된 NPC 토폴로지를 확인할 수 있습니다. DC+/DC-/N 및 AC에 대한 단자 연결로 인해 DC-Link는 전위가 완전히 겹치는 방식으로 설계할 수 없습니다. 이로 인해 DC-Link 인덕턴스가 증가하며, 이는 모듈의 데이터시트에 명시된 것과는 상당히 다릅니다.



### 4.2 정류 루프

#### 4.2.1 역률 = 1에서 정류 루프

역률 = 1에 대해 출력 시간 동안 정류 루프는 그림 14와 같습니다. 이상적인 출력 전압과 정류 사이의 위상 각도는 0°입니다. 양 및 음의 출력 전류의 경우 고속 정류는 하프 브리지 모듈 내에서만 일어납니다. 정류 인덕턴스는 모듈 데이터 시트에 명시된 것과 동일한 크기입니다. 과전압 제한의 관점에서 볼 때, DC+/N에서 N/DC- 또는 그 반대의 빠른 정류 변화가 있을 때 여기에서 전압 제로 크로싱(영점 교차점)이 고려되어야 합니다. 이러한 정류의 경우 3개 모듈이 모두 관여합니다. 그러나 출력 주기 내에서 단일 스위칭 이벤트로 인해 T2/T3에 대한 게이트 저항을 크게 선택할 수 있으며, 따라서 스위칭 손실이 무시될 수 있습니다.





#### 4.2.2 역률 = -1에서 정류 루프

역률 = -1 에 대해 출력 기간 동안 정류 루프는 그림 15 와 같습니다. 이상적인 출력 전압과 전류 사이의 위상각은 180°입니다. 양 및 음의 출력 전류의 경우, 항상 하프 브리지 모듈 3 개가 모두 고속 정류에 관여합니다. 정류 인덕턴스는 데이터 시트 값보다 훨씬 큰 100nH 이상이 될 수 있습니다.

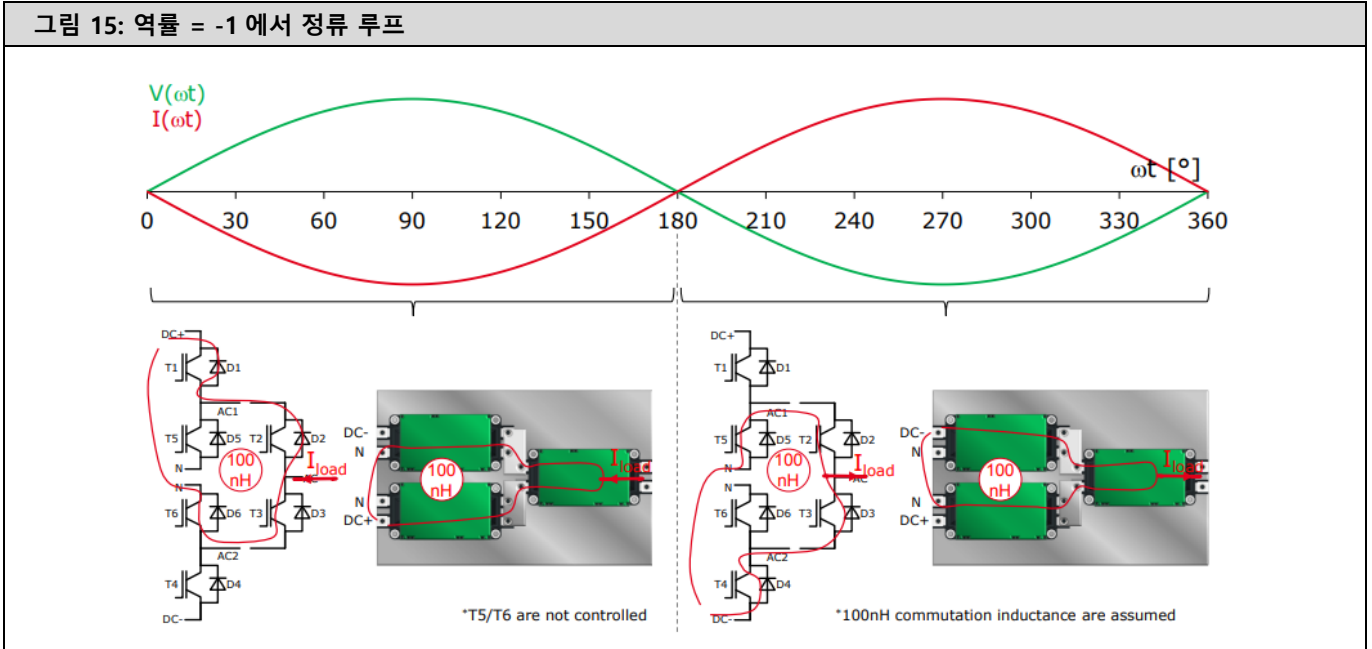


그림 16 은 IGBT T2/T3 및 다이오드 D1/4 의 스위치 오프 시 정류 인덕턴스의 함수 그래프로 예상되는 과전압 곡선을 나타낸 것입니다(그림 8/그림 9 참조). IGBT 의 경우 과전압은 온도가 감소하고 턴오프 전류가 상승함에 따라 증가합니다. 이 예시의 경우, 400A/ $L_s=85\text{nH}$ 에서 1128V의 과전압이 IGBT 에 발생합니다. 다이오드의 경우 낮은 전류와 높은 온도가 매우 중요합니다. 여기서는 25A/ $L_s=85\text{nH}$ 에서 1106V의 과전압이 발생합니다. 두 경우 모두 약 70V 또는 90V의 최대 과전압은 최대 허용 차단 전압인 1200V 에 약간 못 미칩니다.

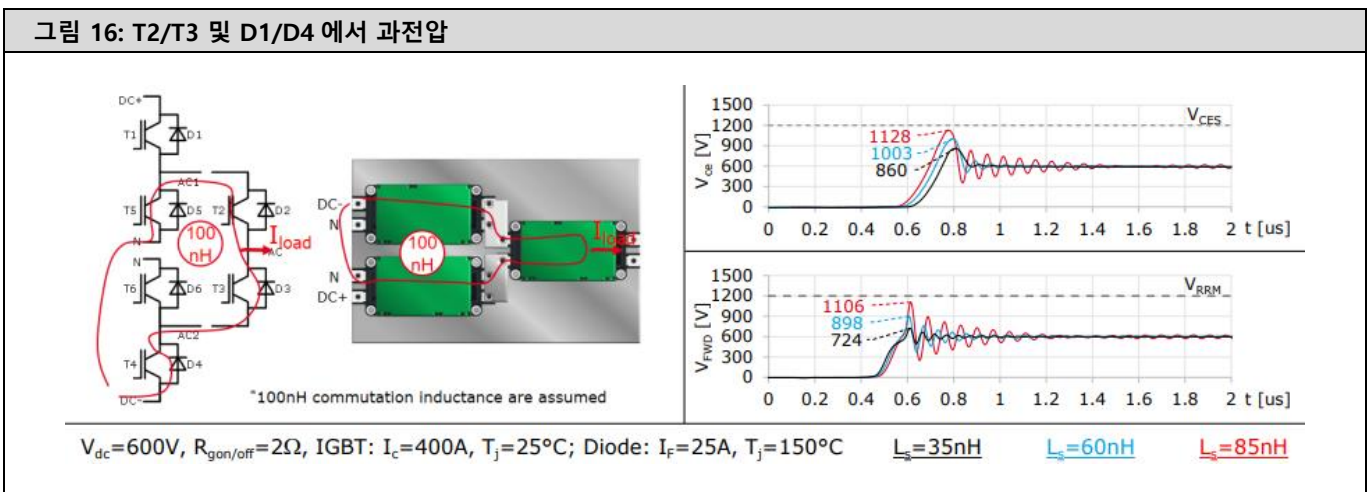
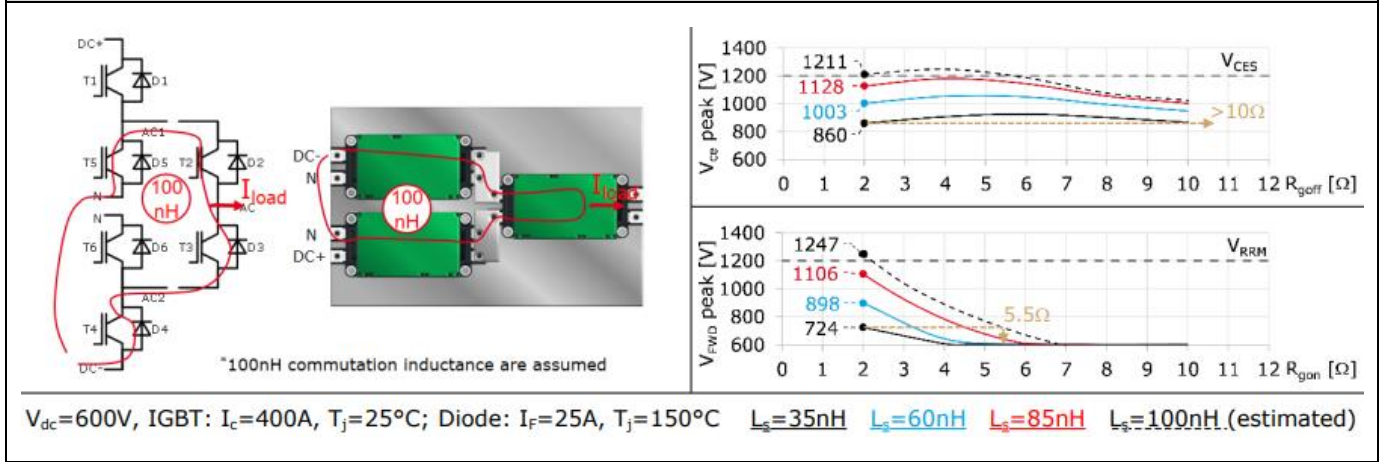


그림 17 은 IGBT 및 다이오드의 과전압 특성을 게이트 저항의 함수 그래프로 나타낸 것입니다.  $L_s=100\text{nH}$ 의 특성을 추정하여 점선으로 표시하였습니다. 최대 턴오프 전류에 따라  $R_{goff}$  를 증가시켜 특정 DC-Link 설계가 최대 차단 전압보다 낮게 유지되도록 해야 합니다. 이 예시의 경우 IGBT 과전압은 100nH의 인덕턴스에서의 최대 차단 전압인 1200V를 상회합니다. 35nH에서와 마찬가지로  $L_s=100\text{nH}$ 에서 동일한 860V의 과전압이 발생하게 하려면  $R_{goff}$ 를 2Ω에서 10Ω을 훨씬 상회하도록 증가시켜야 합니다.  $R_{goff}$ 가 증가하면 손실이 증가합니다(그림 5 참조).

그림 9 에서 알 수 있듯이 다이오드의 최대 과전압은 공칭 칩 전류의 5% 범위에 있는 약 25A 에서 발생합니다. 이 같은 전류값은 최대 출력 전력에 관계없이 항상 전류 제로 교차점 근처에서 발생합니다. 35nH 에서와 마찬가지로  $L_s=100\text{nH}$  에서 다이오드에 동일한 과전압이 발생하게 하려면  $R_{gon}$  을 2 에서 5.5Ω 으로 증가시켜야 합니다. 그림 4 의 경우,  $R_{gon}$  이 2 에서 5.5Ω로 증가하면 턴온 손실이 거의 2 배가 됩니다.

그림 17: T2/T3 및 D1/D4 에서 과전압



## 5. 요약

이 애플리케이션 노트에서는 DC-Link 인덕턴스가 스위칭 동작과 전력 손실에 미치는 영향을 살펴보았습니다. DC-Link 인덕턴스  $L_s$  가 증가하면 IGBT 턴온 손실이 감소하는 반면 IGBT 및 다이오드 턴오프 손실은 증가하는 것으로 나타났습니다. 특히  $E_{on}$  이  $E_{off}$  보다 더 많이 감소하고  $E_{rr}$  은 증가합니다. 이 때문에 데이터시트에  $L_s$  가 제공되는데, 그러지 않으면 손실을 너무 낙관적으로 가정할 수 있습니다.

뿐만 아니라 IGBT 및 다이오드의 인덕턴스가 증가함에 따라 과전압과 진동 경향도 증가합니다. 이 때문에 게이트 저항을 높여 스트레이 인덕턴스를 증가시킬 필요가 있으며, 이로 인해 손실이 증가합니다.

턴온 및 턴오프 지연시간에 미치는 영향은 무시할 수 있습니다.

DC-Link 인덕턴스가 증가하면  $E_{on}$  이 감소하긴 하지만, 안정적인 작동을 위해 과전압 피크를 낮게 유지해야 하므로 낮은 인덕턴스 DC-Link 설계를 고려해야 합니다. 또한 단락 발생 시에도 고출력 전류를 턴오프 하고 턴오프(EMI) 시 IGBT 및 다이오드의 과전압과 진동을 제한하기 위해서는 낮은 인덕턴스 DC-Link 설계가 필요합니다.

표준 하프 브리지 모듈 기반 3 레벨 NPC 토폴로지의 경우, 데이터시트에 지정된 것과는 다른 게이트 저항을 사용해야 하는데 그 이유는 이 경우 정류 인덕턴스가 데이터시트에 지정된 것보다 훨씬 높을 수 있기 때문입니다.

또한 다양한 데이터시트의 전력 손실을 비교할 때 어떤 인덕턴스 레벨에서 이러한 전력 손실을 측정하는지 확인하는 것이 중요합니다.

## 기호 및 용어

문자 기호	용어
AC	출력 단자
DC+	직류 전압원의 양의 전위(단자)
DC-	직류 전압원의 음의 전위(단자)
di/dt	시간 당 전류 변화
DUT	시험 중인 장치
dv/dt	시간 당 전압 변화
E <sub>off</sub>	IGBT 턴오프 시 에너지 손실
E <sub>on</sub>	IGBT 턴온 시 에너지 손실
E <sub>rr</sub>	역 회복 시 에너지 손실(다이오드)
E <sub>sw</sub>	IGBT 턴오프 및 턴온 시 에너지 손실
I <sub>c</sub>	연속 컬렉터 전류
I <sub>F</sub>	다이오드 순방향 전류
IGBT	절연 게이트 바이폴라 트랜지스터(Insulated Gate Bipolar Transistor)
I <sub>nom</sub>	공칭 전류
I <sub>rrm</sub>	피크 역 회복 전류
L <sub>CE</sub>	기생 컬렉터 - 이미터 인덕턴스
L <sub>s</sub>	DC-링크 스트레이 인덕턴스
N	직류 전압원의 중성 전위(단자); DC+와 DC-의 중간점
R <sub>gon</sub>	게이트 턴온 저항기
R <sub>goff</sub>	게이트 턴오프 저항기
t	시간
t <sub>d_off</sub>	턴 오프 지연 시간
t <sub>d_on</sub>	턴 온 지연 시간
t <sub>f</sub>	하강 시간
t <sub>r</sub>	상승 시간
V <sub>ce</sub>	컬렉터-이미터 전압
V <sub>ces</sub>	게이트-이미터 단락 포함 컬렉터-이미터 전압
V <sub>dc</sub>	총공급전압(DC+에서 DC-)
V <sub>FWD</sub>	프리 휠링 다이오드의 전압
V <sub>ge</sub>	게이트-이미터 전압
V <sub>RRM</sub>	반복 피크 역방향 전압(다이오드)
T <sub>j</sub>	정선 온도
ωt	전달각(Conduction angle)

용어 및 기호에 대한 자세한 설명은 "애플리케이션 매뉴얼 전력 반도체"[3] 참고.

## 참고자료

- [1] [www.SEMİKRON-DANFOSS.com](http://www.SEMİKRON-DANFOSS.com)
- [2] SEMiX603GB12E4p, data sheet, Rev. 2.0 – 25.01.2017
- [3] A. Wintrich, U. Nicolai, W. Tursky, T. Reimann, "Application Manual Power Semiconductors", 2nd edition, ISLE Verlag 2015, ISBN 978-3-938843-83-3

## 중요 정보 및 주의 사항

이 문서의 정보는 제품 특성에 대한 보증 또는 보장으로 간주되지 않을 수 있습니다("품질 보증"). 이 문서는 특정 애플리케이션에 따라 달라질 수 있는 일반적인 애플리케이션에서 예상되는 제품의 통상적인 특성만을 설명합니다. 따라서 사전에 각 애플리케이션에 대해 제품을 테스트해야 합니다. 애플리케이션 조정이 필요할 수 있습니다. SEMİKRON DANFOSS 제품의 사용자는 SEMİKRON DANFOSS 제품을 포함하는 애플리케이션의 안전에 대한 책임을 지며 특정 SEMİKRON DANFOSS 제품의 결함으로 인해 애플리케이션이 신체적 상해, 화재 또는 기타 문제를 초래하지 않도록 적절한 안전 조치를 취해야 합니다. 사용자는 애플리케이션 설계가 모든 관련 법률, 규정, 규범 및 표준을 준수하는지 확인할 책임이 있습니다. SEMİKRON DANFOSS의 공인 대리인이 서명한 서면 문서를 통해 SEMİKRON DANFOSS가 달리 명시적으로 승인한 경우를 제외하고, SEMİKRON DANFOSS 제품은 당해 제품의 고장 또는 그 제품 사용의 결과로 인해 인명 피해가 초래될 수 있음을 합리적으로 예상할 수 있는 애플리케이션에 사용할 수 없습니다. 제3자의 지적 재산권 미침해에 대한 보증을 포함하되 이에 국한되지 않는 이 문서에 제공된 정보의 정확성, 완전성 및/또는 그 이용과 관련하여 어떠한 확약이나 보증도 제공되지 않으며 어떠한 책임도 지지 않습니다. SEMİKRON DANFOSS 은 애플리케이션 또는 제품의 사용으로 인해 발생하는 어떠한 책임도 지지 않으며 특허권, 저작권, 영업 비밀 또는 여타 지적 재산권이나 타인의 권리에 따른 라이선스를 양도하지 않습니다. SEMİKRON DANFOSS 은 애플리케이션으로 인해 발생할 수 있는 제3자의 지적 재산권 미침해 또는 주장된 미침해에 대해 어떠한 확약이나 보증도 하지 않습니다. 이 문서는 이전에 제공된 모든 정보를 대체 및 대신하며 업데이트로 대체될 수 있습니다. SEMİKRON DANFOSS 은 변경할 권리가 있습니다.

SEMİKRON-DANFOSS KOR

경기도 광명시 새빛공원로 67 광명역자이타워 A 동 1207~1212 호

• Tel: +82-2-6370-4799 • Fax: +49 911-65 59-262

[sales.skkor@semikron-danfoss.com](mailto:sales.skkor@semikron-danfoss.com)