SEMIKRON DANFOSS

# Application Note

# 애플리케이션 노트

AN-1101

| | |
|---|---|
| Revision: | KOR01 |
| 발행일: | 2015-10-12 |
| 수정일 : | 2022-09-19 |
| 작성자: | Ingo Staudt |

Keyword(키워드): 3L, NPC, TNPC, NPC2, MNPC, Muti-Level, Loss Calculation, SemiSel

# 3L NPC & TNPC Topology


일반 ..... 1
2L과 3L의 차이 ..... 2
3L 컨버터의 스위칭 패턴 ..... 3
정류 및 정류 경로 ..... 4
3L 컨버터 ..... 6
모듈 고려사항 ..... 6
표준 2L 모듈을 이용한 3L 설정 ..... 6
전용 3L 모듈 ..... 7
SEMIKRON 3L 모듈 ..... 7
3L 드라이브 구동 ..... 8
정상 작동 순서 ..... 8
비상 정지 ..... 8
전압 오버슈트로부터 3L 장치 보호 ..... 9
스너버 ..... 9
능동 클램프 ..... 9
3L 손실 계산 ..... 10
SemiSel ..... 12
기호 및 용어 ..... 12
참고자료 ..... 13


이 애플리케이션 노트는 3 레벨 중성점 클램프(이하 "3L NPC"로 함. NPC: Neutral Point Clamped)와 3 레벨 T 형 중성점 클램프(이하 "3L TNPC"로 함. T-type Neutral Point Clamped)라고 하는 2 종류의 3 레벨 토폴로지에 대한 정보를 제공합니다. 이 애플리케이션을 정독한다면 3L 인버터가 어떻게 작동하고 각각의 장단점은 무엇인지에 대한 기본적인 내용을 이해할 수 있습니다. 3L 인버터 모듈의 구조와 설정에 관한 몇 가지 내용도 함께 설명하였습니다. 다만, 여기에 제공된 정보는 완전하지는 않으며, 적절한 설계의 책임은 사용자에게 있습니다.

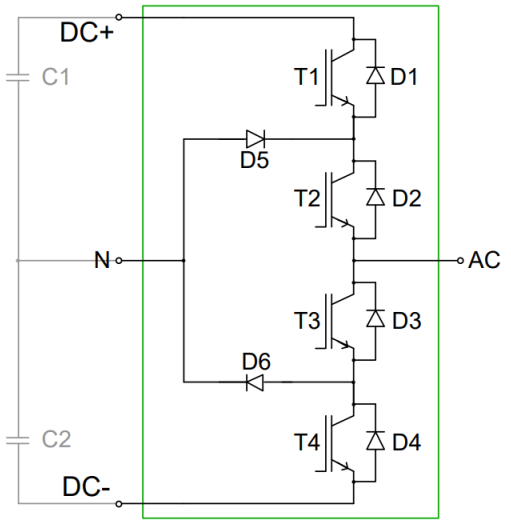
## 일반(General)

3L NPC 또는 3L TNPC 토폴로지를 사용하여 얻을 수 있는 한 가지 이점은 전류 THD가 낮다는 점입니다. 즉, 필터에 대한 설계 값을 낮출 수 있다는 뜻입니다(이는 필터 설계에 필요한 구리의 양이 줄일 수 있으며, 필터에서의 손실이 감소함).

또한 3L NPC의 주된 장점 중 하나는 실제 DC 링크 전압에 비해 파괴 전압이 낮은 IGBT와 다이오드를 사용할 수 있다는 것입니다. 보다 낮은 차단전압(Blocking Voltage)의 전력반도체는 높은 차단전압의 반도체보다 손실 발생이 적어 효율이 증가합니다. 2L 애플리케이션에서와 동일한 차단전압의 전력반도체를 사용하면 3L에서는 DC 링크 전압을 더높게 사용할 수 있습니다. 2L 1상 레그 모듈에 비해 3L NPC 1상 레그 모듈은 4개가 아닌 10개의 반도체로 구성됩니다(그림 1). IGBT 4개(T1~T4), 역병렬 환류다이오드(FWD) 4개(D1~D4), 클램핑 다이오드(CD)

2개(D5,D6))

그림.1 녹색박스 : 3L NPC 1상 레그의 구성

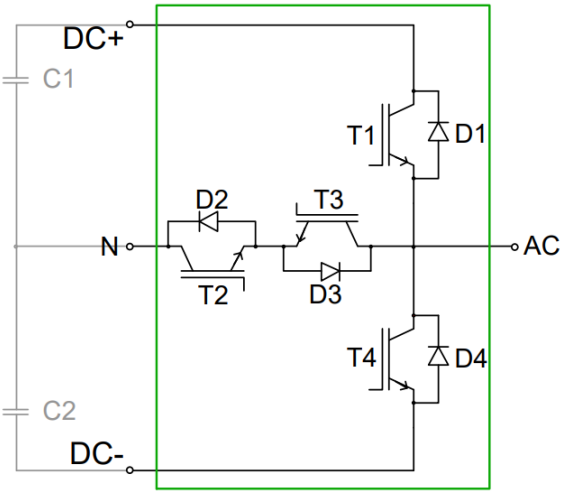



회로를 구성하기 위해서는 4개의 전력 모듈은 AC 및 DC 링크에 연결합니다: DC 링크는 대칭구조로 2개의 전력반도체를 통해 직렬 연결하여 절반으로 분할됩니다. DC+, DC- , N (중성점). 그 중 윗부분은 DC+와 N을 연결하고 아래부분은 N과 DC-를 연결합니다.

2L 토폴로지에 비해 3L 토폴로지에서는 모든 전류의 전도 경로가 2개의 직렬 연결된 반도체로 구성되어 더 높은 DC 링크 전압을 처리하거나 스위치의 차단 전압을 낮출 수 있습니다.

3L TNPC의 이점은 3L NPC에서와 같은 3L로 구동하지만 스위칭 방식에 제약이 없다는 점 입니다.(특히 비상 정지 시 스위치의 OFF 방식에 대한 부분).

그림.2 녹색박스 : 3L TNPC 1상 레그의 구성




3L TNPC 1 상 Reg(레그(그림 2))는 8 개의 전력반도체로만 구성됩니다 : IGBT 4 개(T1 – T4), 역병렬 환류다이오드(FWD) 4 개(D1 – D4). 3L TNPC 는 3L NPC 와 다르게 T1 과 T4 외부스위치(Outer Switches)가 DC 링크의 전체전압을 견뎌야 하기 때문에 3L NPC 보다 더 높은 차단전압(Brake Down Voltage)의 전력반도체가 사용됩니다. 내부스위치(Inner Switches)T2, T3 는 AC 출력과 DC 링크 전압의 중성점(Neutral)에 연결하고 DC 링크 전압의 절반을 차단할 수 있어야 합니다. 3L TNPC 토플로지에서 전류의 전도경로는 하나의 외부스위치 반도체와 직렬로 연결된 2 개의 내부스위치를 통과합니다.

그림 1,2,와 같이 스위치 위치와 이름을 같게 설정하면, 3L NPC 및 3L TNPC 토플로지에서 동일한 스위칭 패턴을 사용할 수 있습니다.

## 2L과 3L의 차이점 (Difference 2L ↔ 3L)

2L 및 3L 토폴로지의 차이점은 전력반도체 수에만 있지 않습니다. 2L 컨버터(또는 인버터)는 DC+와 DC-를 AC 단자로 전환하지만(그림 3), 3L 토플로지는 AC 를 DC+, DC-, N(DC 링크의 중성점)으로 전환하여 중간 전압 레벨을 생성합니다. 3L 토플로지라는 명칭이 여기에 기인합니다.

그림.3 2L 토플로지의 AC 선간 전압 및 전류 파형

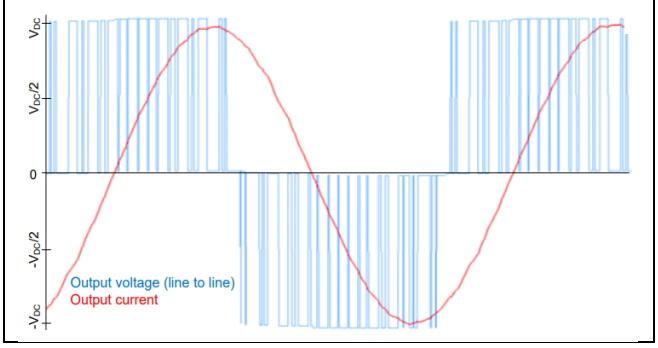
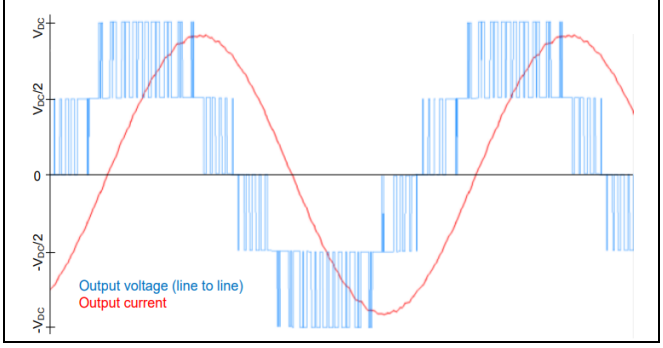



그림.4 3L 토플로지의 AC 선간 전압 및 전류 파형




세 번째 전압 레벨을 도입함으로써, 출력 전압의 파형이 사인파형에 더 근접하고(그림 4) 전류 THD 를 줄일 수 있습니다. 따라서 계통(Grid) 품질에 관한 엄격한 요구사항(계통 공급 시)을 더욱 쉽게 충족할 수 있습니다.

## 2L 및 3L NPC/TNPC의 비교:

*NPC & TNPC:*

- 3L 토폴로지는 2L 토폴로지에 비해 같은 필터 설계에서 동일한 전류 THD 값을 위해 스위칭

주파수를 낮춰 스위칭 전력 손실을 줄일 수 있다.

- 2L 토폴로지와 동일한 스위칭 주파수를 사용할 경우 3L 토폴로지에서 전류 THD를 줄일 수 있다.
- 3L 토플로지에서 스위칭 주파수를 2L 토플로지에 비해 낮추어 사용해도 THD를 개선하고 필터링 노력을 절감할 수 있다.
- IGBT의 수가 한상의 Leg당 2에서 4로 늘어남에 따라 게이트 드라이버의 수도 역시 늘어난다. 제어 노력과 함께 보조 전력 소비도 증가한다.

*NPC:*

- 3L NPC 토폴로지의 능동 전류 경로에 있는 스위치 숫자는 두 배가 되기 때문에 이로 인해 전도 전력 손실이 늘어난다.
- 3L NPC 애플리케이션에서는 차단전압이 낮은 반도체가 사용될 수 있다. 가령, 750V의 DC 링크 전압은 1200V 2L 또는 650V 3L 모듈로 처리가 가능하다(3L NPC에서는 각 스위치가 375V만 차단하면 된다). 더 낮은 차단 전력소자를 사용하여 손실이 감소되어 전류 경로의 장치 수 증가에 따른 추가 손실을 보상한다.
- 최대 DC 링크 전압은 650V 반도체 사용시 800VDC, 1200V 반도체 사용시 1500VDC, 1700V 반도체 사용시 2400VDC이다.

*TNPC:*

- 3L TNPC 토폴로지의 능동전류 스위치(외부 스위치) 수는 2L토플로지와 유사하며, 두 배 낮은 차단 전압의 내부 스위치로, 전도도는 높으나 스위칭 손실은 낮다.
- 최대 DC 링크 전압은 2L 토플로지와 마찬가지로 다음과 같다: 650V 반도체 사용시 400VDC,1200V 반도체 사용시 800VDC, 1700V 반도체 사용시 1200VDC이다.

## 3L 컨버터의 스위칭 패턴

3L 애플리케이션의 컨트롤은 2L 에 비해 보다 복잡합니다. 2L 스위칭 패턴은 매우 간단하나(TOP 및 BOT IGBT 는 항상 인버스 스위칭됨) 3L 에서는 cosφ 값 (최대 cos φ = 1 에서 주기의 절반까지)에 따라 특정 스위치(즉, T2 와 T3)가 상당히 오랫동안 스위치 온 상태가 되므로 더 복잡합니다. 제어 가능한 스위칭 상태의 수는 2L 토폴로지의 4 개에서 (TOP/BOT: 0/0, 0/1, 1/0, 1/1) 16 개로 늘어납니다.

3L NPC 에서 스위칭 패턴은 허용된 상태, 잠재적으로 파괴적인 상태 및 파괴적인 상태로 구분됩니다.(그림 5).

그림.5 NPC 스위칭 상태

| | | | | | | | | | | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| T1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 |
| T2 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 |
| T3 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 |
| T4 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| state | allowed | | | | | | potentially destructive | | | | | destructive | | | | |

***허용된 상태(Allowed):***

- 모든 IGBT가 OFF 상태; 컨버터가 OFF된 상태.
- T2 또는 T3 하나의 스위치만 ON 상태.
- 인접한 2개의 IGBT(T1/T2, T2/T3, T3/T4)가 스위치 ON 상태.

***잠재적으로 파괴적인 상태(Potentially destructive):***

- T1 또는 T4 하나만 혹은 둘 다 스위치 ON 상태.
- 인접하지 않은 2개의 IGBT(T1/T3 or T2/T4)가 스위치 ON 상태.
- 결과는 다른 상 레그의 모듈에 적용되는 스위칭 패턴에 따라 달라짐.

***파괴적인 상태(Destructive):***

- 인접한 3개의 IGBT 스위치가 ON 상태(T1/T2/T3 → DC 링크 상부 단락, T2/T3/T4 → DC 링크 하부 단락)
- 인접하지 않은 3개의 IGBT 스위치가 ON 상태 (T1/T2/T4 → DC 링크 전전압이 T3에 인가, T1/T3/T4 → DC링크 전전압이 T2에 인가)
- 4개의 IGBT 스위치가 ON 상태 → DC+, DC- 및 N 단락

3L TNPC 에서는 허용된 상태와 파괴적인 상태만 구분됩니다.(그림 6)

그림.6 TNPC 스위칭 상태

| | | | | | | | | | | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| T1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| T2 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 |
| T3 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 |
| T4 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 |
| state | allowed | | | | | | | | destructive | | | | | | | |

***허용된 상태(Allowed):***

- 모든 IGBT가 OFF 상태; 컨버터가 OFF된 상태.
- 어느 하나의 IGBT 스위치가 홀로 ON 상태.
- 인접한 2개의 IGBT(T1/T2, T2/T3 또는 T3/T4) 스위치가 ON 상태.

***파괴적인 상태(Destructive):***

- 인접하지 않은 2개의 IGBT 스위치가 ON 상태(T1/T3 → DC 링크 상부 단락, T2/T4 → DC 링크 하부 단락,

T1/T4 → DC+ 및 DC- 단락).

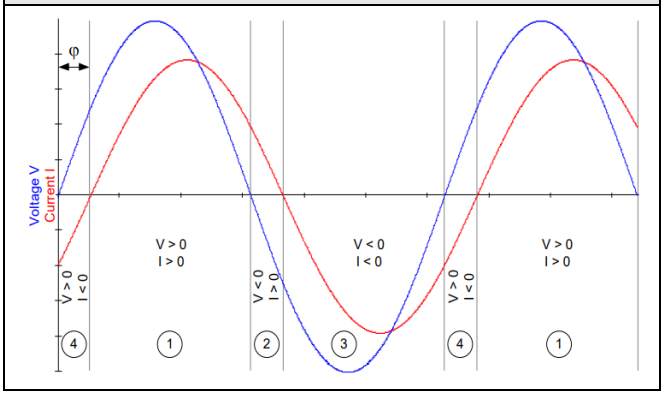
- 인접하지 않은 3개의 IGBT 스위치가 ON 상태(위와 결과 동일: 상부나 하부 또는 전체 DC 링크 단락).
- 4개의 IGBT 스위치가 ON 상태 → DC+, DC- 및 N 단락

## 정류 및 정류경로(Commutations and commutation paths)

*NPC & TNPC:*

그림 7 은 유도 부하에서 사인 전압(파란선)과 관련 전류(빨간선)를 나타낸 것입니다. 인버터 구동은 4 가지 구동영역으로 구분할 수 있습니다. cosφ = +1(위상 변이 없음)인 경우, 전압 및 전류파형이 서로 동상 작동하며, 구동영역 1 과 3 만 능동(Active) 상태입니다. cosφ = -1(180° 위상 변이)인 경우, 구동영역 2 와 4 만 능동 상태입니다.

그림.7 구동영역(Operating areas)




cosφ 값이 -1 과 +1 사이의 값인 경우 위상 변위가 변경되며, 4 개의 구동영역 시간공유(time share)도 함께 변경됩니다.

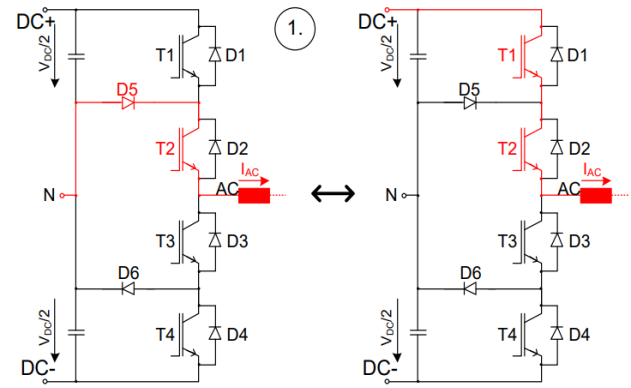
이 4 가지 구동영역에 대한 능동 스위치와 정류는 다음과 같습니다.

1. 전압과 전류가 모두 0 초과 (V > 0, I > 0):
   2L : $T_{TOP}$ ↔ $D_{BOT}$
   3L NPC : T1/T2 ↔ D5/T2 (short commutation path)
   3L TNPC: T1 ↔ T2/D3
2. 전압이 0보다 낮고 전류는 0 초과(V < 0, I > 0):
   2L : $T_{TOP}$ ↔ $D_{BOT}$
   3L NPC : D5/T2 ↔ D3/D4 (long commutation path)
   3L TNPC: T2/D3 ↔ D4
3. 전압과 전류가 모두 0 미만 (V < 0, I < 0):
   2L : $T_{BOT}$ ↔ $D_{TOP}$
   3L NPC : T3/T4 ↔ T3/D6 (short commutation path)
   3L TNPC: T4 ↔ T3/D2
4. 전압은 0보다 높고 전류는 0 미만 (V > 0, I < 0):
   2L : $T_{BOT}$ ↔ $D_{TOP}$
   3L NPC : T3/D6 ↔ D1/D2 (long commutation path)
   3L TNPC: T3/D2 ↔ D1

*NPC:*

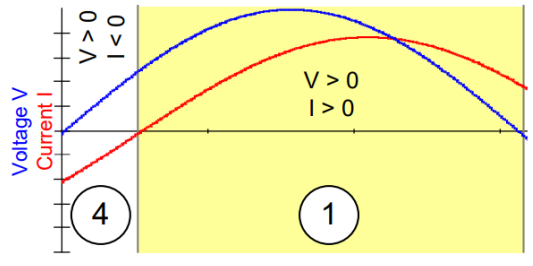
"짧은 정류 경로(short commutation path)"에서는 정류가 능동 스위치 2 개중 하나에만 영향을 주고(예: T1 ↔ D5), 다른 능동 스위치를 통과하는 전류의 방향은 바뀌지 않습니다. "긴 정류 경로(long commutation path)"(예: D5/T2 ↔ D3/D4)에서는 두 장치가 모두 영향을 받습니다.
"짧은/긴 정류 경로"라는 용어는 정류의 기하학적 길이를 나타냅니다. 짧은 정류는 3L 모듈의 상부 혹은 하부 절반 내에서 발생하지만 긴 정류에서는 전류가 상부에서 하부로(혹은 그 반대로) 변환됩니다.

그림.8 짧은 정류경로 구동영역1



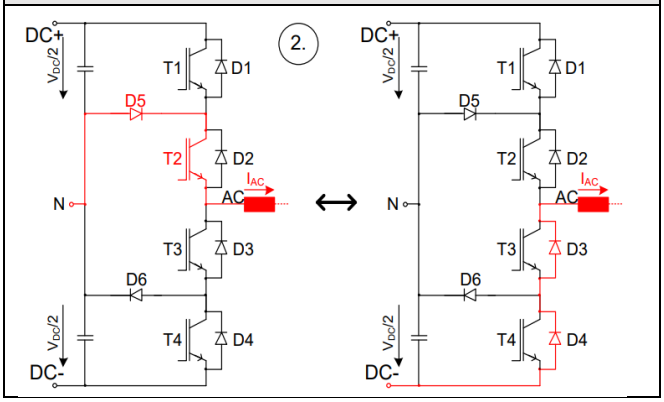

짧은 정류 경로(그림 8)는 TOP(상반부) 모듈(device indices 1, 2 및 5)을 통해 구동되며 구동영역 1(그림 9)와 같이 능동 상태이며, 전압과 전류 모두 양의 값(positive)을 갖습니다. 정류는 T1 과 D5 사이를 왕복합니다. T1 이 스위치 ON 상태인 동안은 전류가 DC+에서 T1 과 T2 를 거쳐 AC 단자로 흐르게 됩니다. T1 이 스위치 ON 상태일 때, 전류는 클램핑 다이오드 D5 로 정류됩니다. T1 스위치가 OFF 되면 전류는 D5 와 T2 를 거쳐 N 에서 AC 로 흐르게 됩니다. 이 구동영역에서 T2 는 항상 스위치 ON 상태를 유지해야 합니다.

그림.9 구동영역1



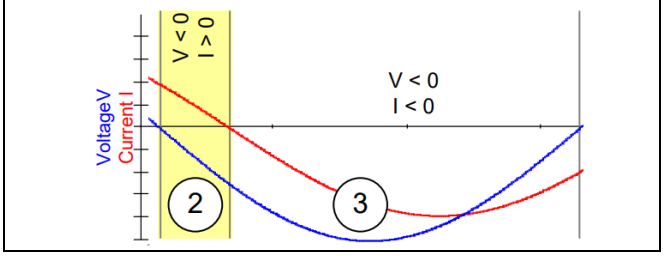
양의 출력 전류에 대한 긴 정류(그림 10)는 전체 장치에 걸쳐 TOP 모듈의 D5/T2, 그리고 BOT 모듈(하반부)의 D3/D4 사이를 왕복합니다. => 장치 전반에 걸쳐 흐름

그림.10 긴 정류경로 구동영역2



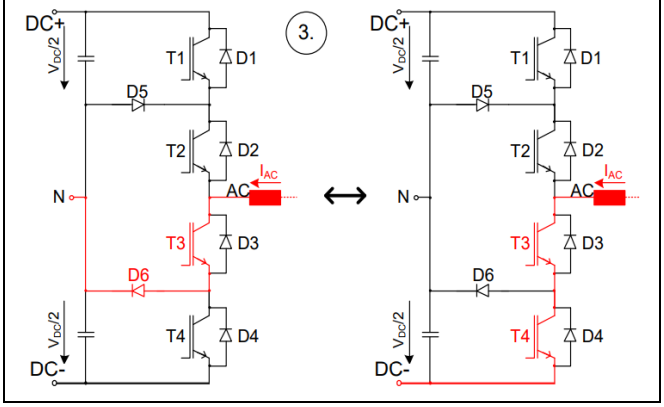

이렇게 장치 전반에 걸친 정류의 흐름은 구동 영역 2(그림 11)에서 전류가 여전히 양의 값(DC 링크에서 부하 쪽으로 흐름)인데 반해 출력 전압은 음의 값이기 때문입니다.

그림.11 구동영역2



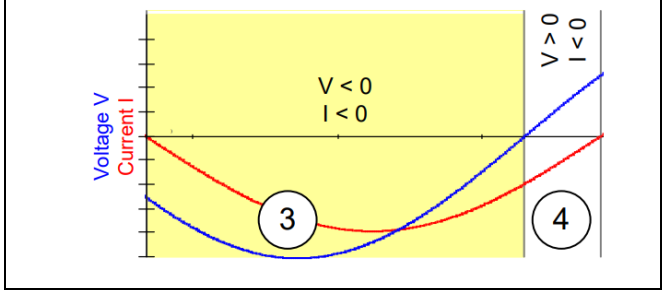

다른 짧은 정류 경로는 BOT 모듈의 구동 영역 3(그림 12, 그림 13)에서와 같이 능동 상태입니다. 출력 전류와 전압이 모두 음의 값을 갖습니다.

그림.12 짧은 정류경로 구동영역3



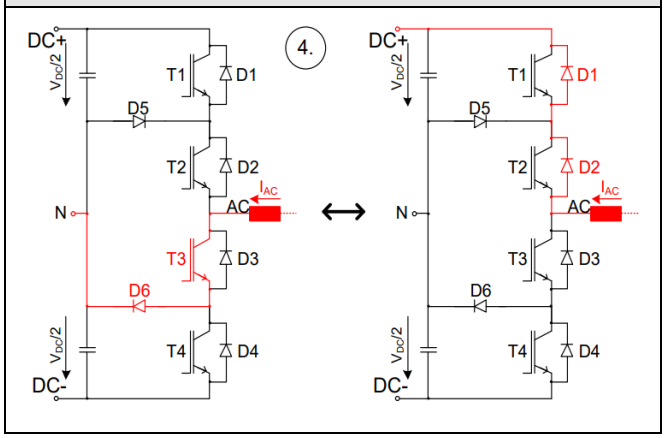

정류는 T4 과 D6 사이를 왕복합니다. T4 스위치가 ON 상태인 동안은 전류가 AC 단자에서 T3 과 T4 를 DC- 로 흐르게 됩니다. T4 스위치가 OFF 되는 즉시 전류가 클램핑 다이오드 D6 으로 정류됩니다. 새로운 전도 경로는 AC 에서 T3 및 D6 를 거쳐 N 에 이르게 됩니다. 이 구동영역에서 T3 는 항상 스위치 ON 상태를 유지해야만 합니다.

그림.13 구동영역3



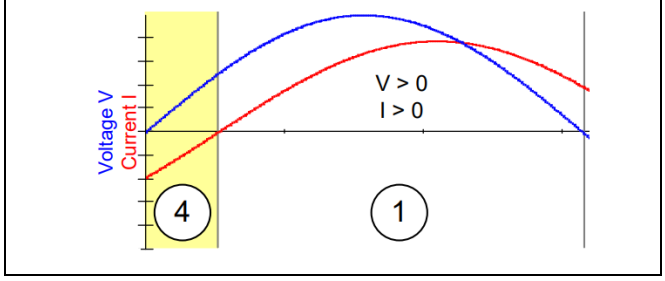

장치 전반에 걸쳐 음의 전류에 대한 긴 정류 경로(그림 14)는 BOT 모듈부의 D6/T3 사이와 TOP 의 D1/D2 사이를 왕복합니다.

그림.14 구동 영역 4의 긴 정류 경로




영역 4(그림 15)의 긴 정류는 음의 출력 전류(AC 단자 에서 DC 링크로 흐르는)와 양의 전압과 함께 발생합니다.

그림.15 구동 영역 4

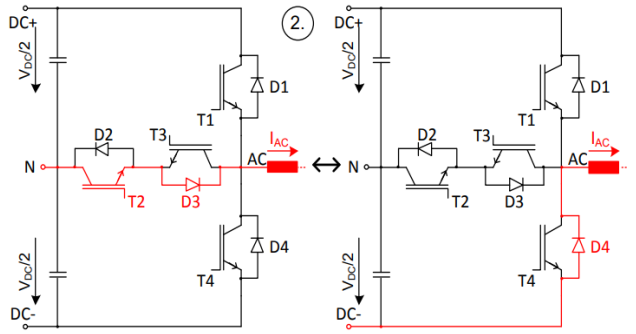



*TNPC:*

NPC 토폴로지에는 "짧은" 또는 "긴" 정류 경로가 없으며, 모든 경로의 기하학적 길이가 같고, 스위치 1 개(인덱스 1 또는 4, IGBT 또는 다이오드)와 내부 스위치 2 개(T2 및 D3 또는 T3 및 D2)를 통해 동작됩니다. 정상 구동시, 정류는 항상 외부 스위치 1 개와 내부 스위치 2 개에 영향을 받습니다. T1/D1 과 T4/D4 사이에는 정류부가 존재하지 않습니다.

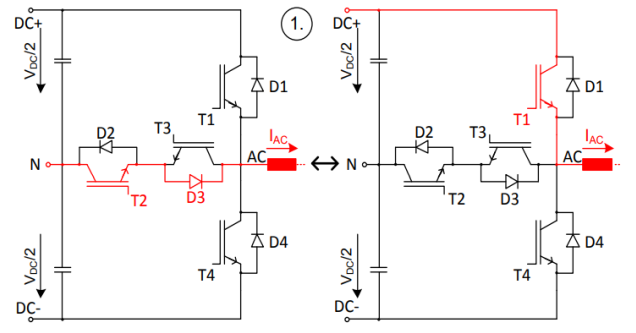
구동 영역 1 에서(그림 16 및 그림 9) 출력 전압 및 전류는 양의 값을 갖습니다. 전류는 AC 단자를 향해 흐르게 되며,

그림.17 구동영역2의 정류경로




정류는 T1 과 / T2/D3 사이를 왕복합니다. T1 스위치가 ON 상태인 동안은 전류가 DC+에서 T1 을 거쳐 AC 단자로 흐르게 됩니다. T1 스위치가 ON 상태일 때, 전류는 내부 스위치 T2/D3 로 정류되고, 전류는 T2 와 D3 를 거쳐 N 에서 AC 로 흐르게 됩니다. 이 상태에서 T2 스위치는 항상 ON 상태를 유지해야합니다. T1 스위치가 ON 상태가 되면 즉시 다이오드 D3 가 전압을 차단하여 DC 링크 상반부의 단락을 막아야 합니다.

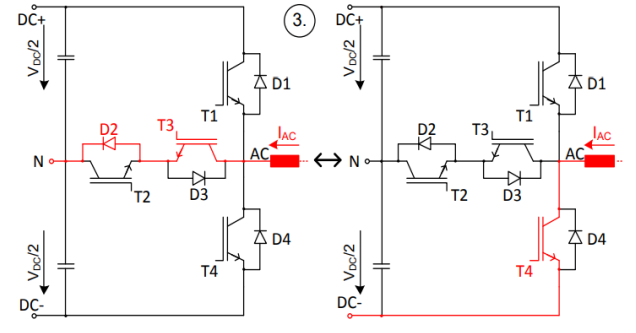
그림.16 구동영역1의 정류경로




구동 영역 2(그림 17)에서 출력 전류는 여전히 양이고 전압은 음의 값을 갖습니다(그림 11). 전류가 내부 스위치 T2/D3 와 다이오드 D4 사이에서 정류됩니다.

그림 18 은 작동 영역 3 의 전도 경로를 나타냅니다. 전류는 T4 내부 스위치와 T3/D2 사이에서 정류합니다. 전류는 AC 단자에서 DC 링크로 흐르고 전류와 전압은 모두 음의 값을

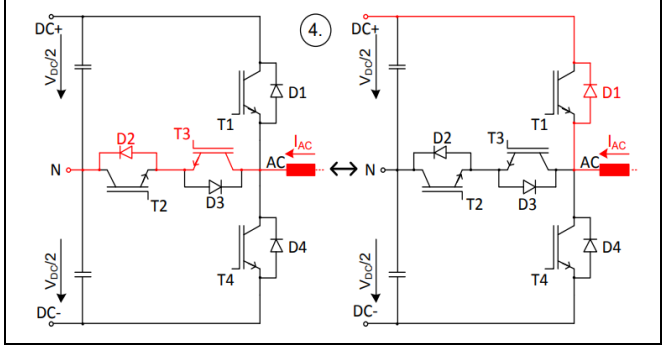
그림.18 구동영역2의 정류경로




갖습니다(그림 13 참고). 이때 T3 스위치는 ON 상태를 유지해야 합니다. T4 스위치가 ON 상태인 동안은 다이오드 D2 가 전압을 차단하여 음의 값을 갖는 DC 링크 절반부의 단락을 막게 됩니다.

구동 영역 4(그림 19)에서 출력 전류는 음의 값을 갖고 전압은 양의 값을 갖습니다(그림 15). 전류는 내부 스위치 T3/D2 와 다이오드 D1 사이에서 흐르게 됩니다.

그림.19 구동 영역 4의 정류경로




### 3L 컨버터

### 모듈 고려사항

3L 모듈 설계 시 특히 정류 경로를 고려해야 합니다. 큰 정류 경로는 큰 표류 인덕턴스를 만들어지기 때문에 표류 인덕턴스가 큰 전도 경로를 통한 부하 전류가 스위치 OFF 될 때 고전압 오버슈트가 발생하게 됩니다. 반도체 손상 방지를 위해 전압 오버슈트가 차단 전압 아래로 유지되도록 하여야 합니다. 이는 최대 DC 링크 전압을 줄이고 더 높은 오버슈트를 허용하거나, 오버슈트를 적게 발생시키는 표류 인덕턴스를 줄임으로써 가능합니다.

물론 목표는 표류 인덕턴스를 줄이고 더 높은 DC 링크 전압을 허용하는 것입니다(이 경우 가능한 AC 출력 전압과 모듈 전력이 증가함).

### 표준 2L 모듈을 이용한 3L 설정

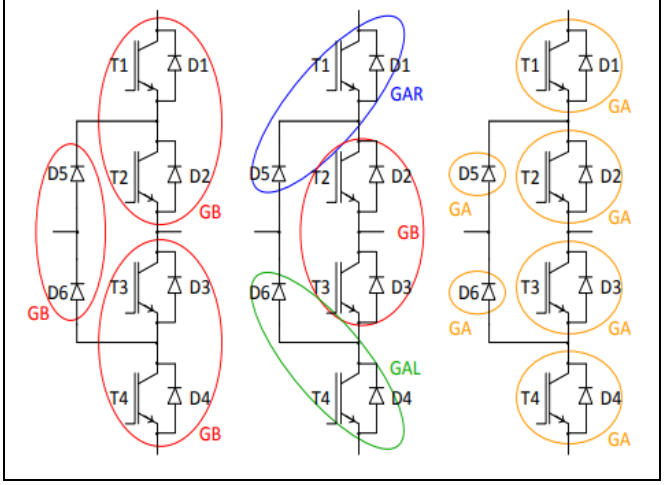
이론적으로 3L 토폴로지는 기존 표준 2L 모듈로 설정할 수 있습니다(그림 20, 그림 21). 어셈블리는 모듈의 버스바 상호연결을 필요로 하며 확장성이 매우 뛰어납니다.

*NPC:*

특히 모듈 경계를 가로지르는 정류의 경우 실제로 2L 모듈을 통한 NPC 설정(그림 20)은 항상 매우 긴 전도 경로를 갖게 됩니다(긴 정류 경로의 경우 더욱 심함).

표류 인덕턴스로 인해 이러한 큰 정류 경로는 아주 높은 전압 오버슈트를 생성함에 따라 2L 설계와 관련하여 이점이 없습니다.

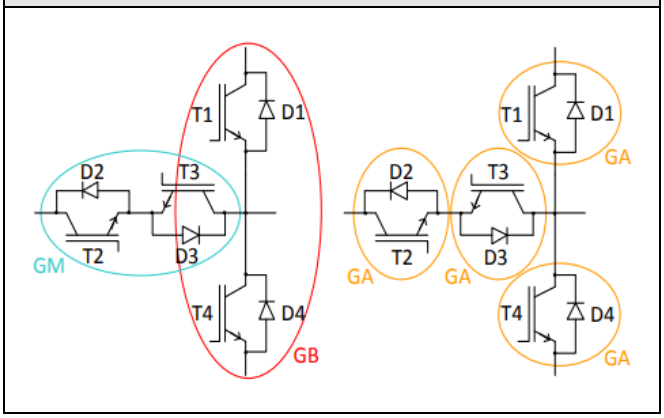
그림.20 3L NPC 모듈 설정을 위한 2L 구성




2L 모듈을 통한 TNPC 설정(그림 21)에서 모든 정류 경로가 모듈 경계를 넘게 됩니다. NPC 설정과 유사하게 표류 인덕턴스는 고전압 오버슈트를 초래하므로 이러한 솔루션은 매력적이지 않습니다.

*TNPC:*

그림.21 3L TNPC 모듈 설정을 위한 2L 구성




**전용 3L 모듈**

2L 모듈을 통한 3L 토폴로지 설정이 최상의 솔루션이 아닌 것으로 나타남에 따라, 3L 기술과 관련한 특별한 요구 사항에 대응하여 새로운 모듈 설계를 진행하였습니다.

모듈 선택시 처음에는 모듈 크기 및 관련 전기 사양에 대한 선택이 필요합니다. 모듈이 커질수록 칩 영역이 커지면서 전력도 높아지게 됩니다. 하지만 모듈 크기가 커지면 표류 인덕턴스도 함께 증가하므로 스위칭 전압 오버슈트가 높아져 최대 전류가 제한됩니다.

높은 전력이 필요할 경우 하나의 대형 모듈이나 여러 소형 모듈을 병렬로 연결하여 구현 가능합니다. 병렬연결 방안은 병렬화해야 하는 똑같이 많은 수의 구동 장치가 필요하다(확인된 문제: 병렬 드라이브 사용시 비용, 공간, 개별 드라이버의 지터(jitter), 보상 전류...).

**SEMIKRON 3L 모듈**

SEMIKRON 은 특별히 재설계한 다수의 3L 모듈을 통해 표류 인덕턴스를 최소화하였습니다. 모듈 범위는 정격 칩 전류가 20A ~ 150A 인 SEMITOP 부터 시작하여 MiniSKiiP(75A ~ 200A)과 200A ~ 600A 정격 전류의 SKiM 모듈까지 다양하다. SEMITOP 과 MiniSKiiP 는 최대 약 800V 까지의 DC 링크 전압에 사용할 수 있고, SKiM 모듈은 최대 1500V 까지 가능하다. 출력 전력 범위는 최대 250kVA 이다(그림 22).

더 높은 전력이 요구되면 여러 모듈을 병렬로 연결해야 한다.

그림.22 Semikron 3L NPC 모듈 포트폴리오

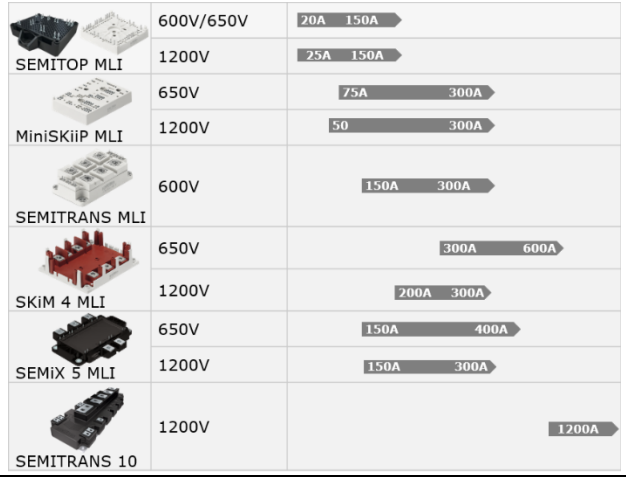
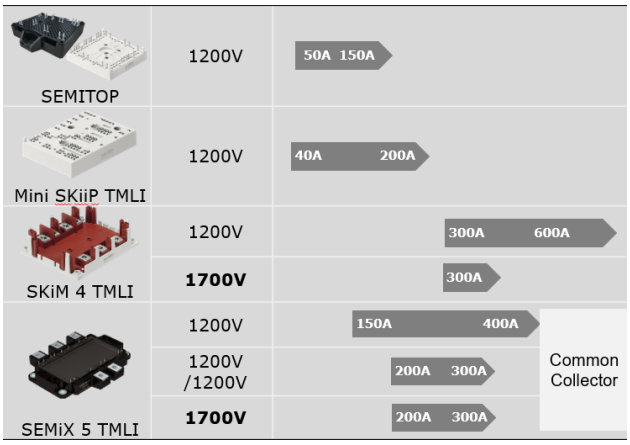



그림.23 Semikron 3L TNPC 모듈 포트폴리오



1200V NPC 모듈의 주된 장점은 1500V DC 링크에서 1000V 의 최대 AC 출력 전압을 구현할 수 있다는 점입니다.

따라서 한편으로는 저전압 지침(조화 표준 적용)을 준수하면서 또 다른 한편으로는 출력 전력 변경 없이 컨버터 전류를 줄일 수 있습니다.

### 3L 드라이브 구동

### 정상 작동 순서

*NPC & TNPC:*

모든 장치의 스위치가 OFF 되고 3L 컨버터가 구동을 시작하면 내부 IGBT 중 하나가 먼저 스위치(Inner Switch) ON 되어야 합니다. 양의 출력 전압 T2 의 경우, 잠시 후(T2 가 완전히 스위치 ON 되면) T1 이 펄스(pulse) 스위칭을 할 수 있습니다. 스위치 OFF 시퀀스의 경우 역순을 유지해야 합니다. T2 을 Turn OFF 하기 전에 T1 스위치가 완전히 OFF 되었는지 확인해야 합니다. 이것은 T1 에 대한 Turn OFF 신호 발생 후 잠시(1~3µs)동안의 지연시간 후에 T2 를 OFF 하면 됩니다. 이 데드 타임은 SEMIKRON 2L 게이트 드라이버에서 TOP 와 BOT 스위치 간의 인터록 타임(interlock-time)으로 잘 알려져 있습니다.

*NPC:*

내부 IGBT(T2 또는 T3)가 대응하는 외부 IGBT(T1 또는 T4)보다 먼저 스위치 OFF 되면 내부 스위치가 전체(full) DC 링크 전압을 견뎌야 합니다. 이 전압이 해당 반도체의 차단 전압보다 높으면 파손이 발생하게 됩니다.

그림 5 와 같이 파괴적이기 때문에 허용되지 않는 스위칭 패턴이 존재하게 됩니다. 장치가 파괴되지 않도록 이러한 상태를 피해야 합니다.

*TNPC:*

NPC 에 대한 것과 같은 규칙이 TNPC 컨버터에도 적용됩니다. 내부 IGBT(T2 또는 T3)가 대응하는 외부 IGBT(T1 또는 T4) 스위치 보다 먼저 OFF 되면 부하 전류가 외부 IGBT(T1 또는 T4)에서 외부 다이오드(D4 또는 D1)으로 정류됩니다. 이 정류 경로는 더 높은 인덕턴스를 통과하게되므로 외부 IGBT 스위치 OFF 시 더 높은 전압의 오버슈트를 발생하게 됩니다. 이 오버슈트가 해당 반도체의 차단 전압보다 높으면 파손이 발생합니다.

이후에 스위치를 다른 순서로 Turn OFF 하거나 모든 IGBT 스위치를 동시에 OFF 하는 것은 반도체의 차단 전압을 넘지 않을 때에만 가능합니다.

그림 6 와 같이 파괴적인 상태에 허용되지 않는 스위칭 패턴이 존재합니다. 장치가 파괴되지 않도록 이러한 상태를 발생하지 않게 하여야 합니다.

*NPC & TNPC:*

T1 및 T3 의 게이트 신호(각각 T2 및 T4)는 인버스(invers) 된 신호입니다. 다른 IGBT 스위치를 ON 하기에 앞서 IGBT 스위치가 안전하게 OFF 되었는지 확인해야 합니다.

### 비상 정지

2L 애플리케이션에서 반도체를 보호하기 위해 드라이버가 즉각 스위치 오프를 실시하는 몇 가지 상황이 있을 수 있습니다. 이러한 상황은 다음과 같습니다.

- 열 과부하
- 전류 과부하
- 단락

이러한 상황 발생 시 3L 애플리케이션에서도 역시 즉시 종료 조치가 실시되야 합니다.

*NPC & TNPC:*

그러나 올바른 스위치 오프 시퀀스가 유지되는지 반드시 확인해야 합니다. 먼저 외부 IGBT(T1 또는 T4) 확인 후 이어서 내부 IGBT(T2 또는 T3)를 확인하여 전압 파괴로 인한 파손을 막아야 합니다.

NTC/PTC 및 전류 센서를 통해 열 과부하 또는 천천히 상승하는 전류를 모니터링할 수 있는 경우, 컨트롤러(supervising controller)가 적절한 시간에 반응할 수 있도록 시간적 여유가 있지만, 단락 상황의 스위치 OFF 를 위해서는 최대 10µs 의 시간적 여유밖에 없습니다.

외부 스위치(T1 또는 T4)에서 단락전류(desaturates)가 발생되는 경우, 드라이버가 즉시 스위치를 OFF 할 수 있어야 합니다. 1~3µs 이내에 해당 내부 IGBT 스위치도 역시 OFF 된어야 합니다.

내부 스위치(T2 또는 T3)에서 단락전류가 발생하면 외부스위치에서 발생하였을 때 보다 스위치 OFF 시퀀스가 더 복잡합니다. 모니터링을 통해 다음과 같은 상황이 확인되면, 드라이버는 해당 외부 스위치가 스위치 온 되어

있는지 여부를 확인해야 합니다. 만약 외부 스위치가 ON 상태라면 게이트 드라이버는 외부 IGBT 스위치를 즉시 OFF 하고 1~3µs 대기한 후 내부 IGBT 스위치도 OFF 해야 합니다. 스위치 ON 상태인 외부 IGBT 가 없으면 드라이버가 즉시 내부 IGBT 를 스위치 오프 해야 합니다.

어떤 경우에도 드라이버가 오류 정보 메시지를 발생하면 컨트롤러가 컨버터의 다른 장치들도 정지시켜 안전한 상태가 될 수 있도록 합니다.

### 전압 오버슈트로부터 3L 장치 보호

전류 경로가 중단되는 즉시(IGBT 또는 다이오드를 스위치 OFF 하여) 스위치가 OFF 된 장치의 전압이 상승하기 시작합니다. 이와 같은 전압 오버슈트(overshoo)는 전류 경로의 자기장으로 저장된 에너지에 의해 발생합니다. 표류 인덕턴스 $L_S$($E = 0.5*L_S*i^2$)가 증가함에 따라 에너지가 선형적으로 증가합니다. 가령, 기생 인덕턴스 Ls 가 2 배 증가하면 에너지 E 도 2 배로 증가하게 됩니다. 전압 오버슈트($V = L_S*di/dt$)가 DC 링크 전압에 더해지게 됩니다. 이 경우 반도체의 차단 전압을 초과하게 되면 반도체가 파괴될 수 있습니다. 따라서 전압 오버슈트와 DC 링크 전압의 합이 반도체 차단전압을 초과해서는 안 됩니다.

3L 모듈의 크기가 2L 장치보다 더 크고 전도 경로가 2 개의 스위치를 통과한다는 점 때문에 전류 경로가 더 길어서 표류 인덕턴스가 더 높게 나타납니다. 모듈 설계 시 특히 긴 정류 경로(NPC 토폴로지; T2/D5 · D3/D4 또는 T3/D6 · D1/D2)에 대해 주의를 기울여야 합니다.

잘 설계한다면 낮은 표류 인덕턴스 값을 실현할 수 있으나(예: SKiM4 MLI: 스위치당 28nH. 긴 정류 경로의 경우 약 60nH), 표준 2L 모듈로 낮은 유도성을 갖는 3L 설계는 가능하지 않습니다. 긴 정류 경로는 NPC 토폴로지의 경우 최소 3 개의 모듈(그림 20 참조) 또는 TNPC 토폴로지의 경우 2 개 또는 3 개의 모듈(그림 21)을 통과하여 약 200nH 의 표류 인덕턴스가 발생합니다. 이는 전용 3L 모듈의 3 배가 넘는 수준입니다. di/dt 가 동일하다고 가정할 때, 이 설정은 3 배 이상의 전압 오버슈트가 발생하게 됩니다.

이런 이유 때문에 SEMIKRON 은 전용 3L 모듈의 사용을 권장합니다.

전압 오버슈트를 근원적으로 줄일 수 있는 가능성이 더 이상 없다면(즉, 특정 지점에서 반도체간의 짧은 연결이 더 이상 가능하지 않다면) 반도체를 보호하는 방식으로 오버슈트를 처리해야 합니다.

### 스너버

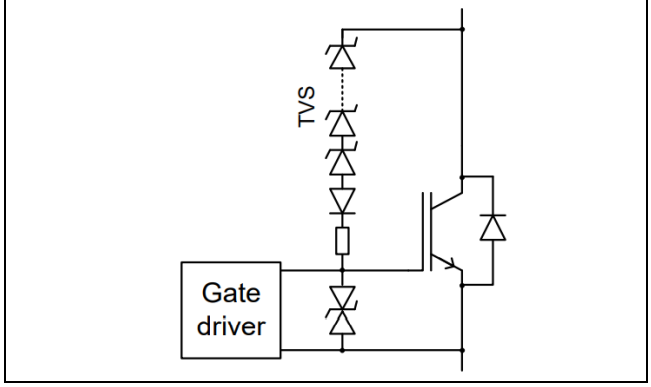
스너버 커패시터를 DC+ 와 N, N 과 DC-에 각각 연결할 수 있다. 가능하면 최대한 모듈에 가까운 위치에 두어야 하며 SEMIKRON 애플리케이션 노트 AN-7006 에 제공된 정보를 참고하여 선택할 수 있습니다.

### Active Clamping(능동 클램프)

유해 전압을 처리하는 또 다른 방법은 IGBT에서 능동 클램핑 네트워크를 사용하는 방법이 있습니다.(그림 23).

능동 클램핑 네트워크는 IGBT의 파괴 전압(breakdown voltage)에 비해 약간 낮은 파괴 전압을 제공하는 몇개의 직렬 연결 과도 전압 억제기(TVS: Transient voltage suppressor) 다이오드로 구성됩니다.

그림.23 간략한 Active Clamping 회로




클램핑 네트워크는 보호할 장치의 컬렉터(collector)와 게이트(Gate) 사이에 연결합니다.스위치가 turned off 되고 전압이 TVS 다이오드의 파괴 전압보다 높아지면 IGBT의 게이트로 전류를 전도하기 시작합니다. IGBT도 스위치가 ON되어 전도를 시작합니다. 자기장으로 저장된 에너지가 소진되면 바로 장치 전체에 전압 파괴가 발생됩니다. TVS 다이오드가 다시 차단 모드로 돌입하고 IGBT 스위치는 OFF 됩니다.

**3L 손실 계산**

특정 애플리케이션에 최적의 3L 모듈을 선택하려면 다양한 반도체에서 발생하는 전력 손실을 계산해야 합니다. 3L NPC와 3L TNPC에서 전력 손실을 계산하는 방정식은 다음과 같습니다.

*NPC:*

3L NPC 토폴로지에서 10 개의 반도체의 전력 손실은 다음과 같이 계산할 수 있습니다.

- T1 & T4:

$$P_{cond} = \frac{M\hat{I}}{12\pi} \cdot \{3V_{ce0} \cdot [(\pi - \varphi) \cdot cos(\varphi) + sin(\varphi)] + 2r_{ce}\hat{I} \cdot [1 + cos(\varphi)]^2\}$$

$$P_{sw} = f_{sw} \cdot E_{sw} \cdot \left(\frac{\hat{I}}{I_{ref}}\right)^{K_I} \cdot \left(\frac{V_{CC}}{V_{ref}}\right)^{K_V} \cdot \left(\frac{1}{2\pi}[1 + cos(\varphi)]\right) \cdot G_I$$

- T2 & T3:

$$P_{cond} = \frac{\hat{I}}{12\pi} \cdot \left\{V_{ce0} \cdot \left[12 + 3M\left(\varphi cos(\varphi) - sin(\varphi)\right)\right] + r_{ce}\hat{I} \cdot \left[3\pi - 2M\left(1 - cos(\varphi)\right)^2\right]\right\}$$

$$P_{sw} = f_{sw} \cdot E_{sw} \cdot \left(\frac{\hat{I}}{I_{ref}}\right)^{K_I} \cdot \left(\frac{V_{CC}}{V_{ref}}\right)^{K_V} \cdot \left(\frac{1}{2\pi}[1 - cos(\varphi)]\right) \cdot G_I$$

- D5 & D6:

$$P_{cond} = \frac{\hat{I}}{12\pi} \cdot \left\{V_{f0} \cdot \left[12 + 3M\left((2\varphi - \pi)cos(\varphi) - 2sin(\varphi)\right)\right] + r_f\hat{I} \cdot \left[3\pi - 4M\left(1 + cos^2(\varphi)\right)\right]\right\}$$

$$P_{sw} = f_{sw} \cdot E_{sw} \cdot \left(\frac{\hat{I}}{I_{ref}}\right)^{K_I} \cdot \left(\frac{V_{CC}}{V_{ref}}\right)^{K_V} \cdot \left(\frac{1}{2\pi}[1 + cos(\varphi)]\right) \cdot G_I$$

- D1 & D4:

$$P_{cond} = \frac{M\hat{I}}{12\pi} \cdot \{3V_{f0} \cdot [-cos(\varphi) + sin(\varphi)] + 2r_f\hat{I} \cdot [1 - cos(\varphi)]^2\}$$

$$P_{sw} = f_{sw} \cdot E_{sw} \cdot \left(\frac{\hat{I}}{I_{ref}}\right)^{K_I} \cdot \left(\frac{V_{CC}}{V_{ref}}\right)^{K_V} \cdot \left(\frac{1}{2\pi}[1 - cos(\varphi)]\right) \cdot G_I$$

- D2 & D3:

$$P_{cond} = \frac{M\hat{I}}{12\pi} \cdot \{3V_{f0} \cdot [-\varphi cos(\varphi) + sin(\varphi)] + 2r_f\hat{I} \cdot [1 - cos(\varphi)]^2\}$$

$$P_{sw} = 0$$

*TNPC:*

3L TNPC 토폴로지의 8 개의 반도체의 전력 손실은 3L NPC 와 다르며 다음과 같이 계산할 수 있습니다.

- T1 & T4:

$$P_{cond} = \frac{M\hat{I}}{12\pi} \cdot \{3V_{ce0} \cdot [(\pi - \varphi) \cdot cos(\varphi) + sin(\varphi)] + 2r_{ce}\hat{I} \cdot [1 + cos(\varphi)]^2\}$$

$$P_{sw} = f_{sw} \cdot E_{sw} \cdot \left(\frac{\hat{I}}{I_{ref}}\right)^{K_I} \cdot \left(\frac{V_{CC}}{V_{ref}}\right)^{K_V} \cdot \left(\frac{1}{2\pi}[1 + cos(\varphi)]\right) \cdot G_I$$

- T2 & T3:

$$P_{cond} = \frac{\hat{I}}{12\pi} \cdot \{V_{ce0} \cdot [12 + 6M(\varphi cos(\varphi) - sin(\varphi)) - 3M\pi cos(\varphi)] + r_{ce}\hat{I} \cdot [3\pi - 4M(1 + cos^2(\varphi))]\}$$

$$P_{sw} = f_{sw} \cdot E_{sw} \cdot \left(\frac{\hat{I}}{I_{ref}}\right)^{K_I} \cdot \left(\frac{V_{CC}}{V_{ref}}\right)^{K_V} \cdot \left(\frac{1}{2\pi}[1 - cos(\varphi)]\right) \cdot G_I$$

- D2 & D3:

$$P_{cond} = \frac{\hat{I}}{12\pi} \cdot \{V_{f0} \cdot [12 + 3M(2\varphi cos(\varphi) - 2sin(\varphi)) - 3M\pi cos(\varphi)] + r_f\hat{I} \cdot [3\pi - 4M(1 - cos^2(\varphi))]\}$$

$$P_{sw} = f_{sw} \cdot E_{sw} \cdot \left(\frac{\hat{I}}{I_{ref}}\right)^{K_I} \cdot \left(\frac{V_{CC}}{V_{ref}}\right)^{K_V} \cdot \left(\frac{1}{2\pi}[1 + cos(\varphi)]\right) \cdot G_I$$

- D1 & D4:

$$P_{cond} = \frac{M\hat{I}}{12\pi} \cdot \{3V_{f0} \cdot [-cos(\varphi) + sin(\varphi)] + 2r_f\hat{I} \cdot [1 - cos(\varphi)]^2\}$$

$$P_{sw} = f_{sw} \cdot E_{sw} \cdot \left(\frac{\hat{I}}{I_{ref}}\right)^{K_I} \cdot \left(\frac{V_{CC}}{V_{ref}}\right)^{K_V} \cdot \left(\frac{1}{2\pi}[1 - cos(\varphi)]\right) \cdot G_I$$

*NPC & TNPC:*

이 식들은 M = 0...1 에 대해 유효합니다. 변조 지수 M 은 DC 링크 전압 및 RMS 전압과 상관 관계는 아래와 같습니다.

$$M = \frac{\sqrt{2} \cdot V_{RMS}}{\sqrt{3} \cdot {}^{V_{DC}}/_{2}}$$

SEMIKRON 모듈에 대한 $K_V$, $K_I$ 및 $G_I$ 대표값은 그림 24 과 같습니다.

그림.24 세미크론 모듈에 대한 $K_V$, $K_I$ and $G_I$ 대표값

| | IGBT | Diode |
|---|---|---|
| $K_V$ | 1.4 | 0.6 |
| $K_I$ | 1 | 0.6 |
| $G_I$ | 1 | 1.15 |

**SemiSel**

SemiSel 은 고객의 애플리케이션 내 전력 반도체의 전력 손실과 온도를 계산하는 SEMIKRON 의 온라인 시뮬레이션 도구입니다.

SemiSel 은 냉각에 대한 특정값(예: 방열판의 종류와 성능, 주변 온도)과 전기적 파라미터(예: 입/출력 전압, 스위칭 주파수, 부하 전류 등)를 토대로 모든 IGBT 및 다이오드의 전력 손실 및 접합부 온도를 몇 초 안에 계산합니다. 특정 파라미터를 변경함으로써 최적의 설정(모듈 유형, 스위칭 주파수 등)을 쉽게 찾을 수 있습니다.

2L 설계와 같이 편리하게 3L NPC 토폴로지를 계산하도록 SemiSel 4.0 을 확장했으며, 현재 SemiSel V5 로 다양한 토플로지에 대한 시뮬려이션이 가능합니다.

링크 주소 : https://semisel.semikron.com/#/home

**기호 및 용어**

| 문자 기호 | 용어 |
|---|---|
| 2L | 2레벨 |
| 3L | 3레벨 |
| CD | 클램핑 다이오드 |
| cos φ | 역률 |
| CS1 | IGBT 1의 컬렉터 센스(Collector Sense) |
| DC+ | 직류 전압원의 양의 전위(단자) |
| DC- | 직접 전압원의 음의 전위(단자) |
| di/dt | 전류의 증감율 |
| E | 전기에너지 |
| $E_{SW}$ | 턴온 및 턴오프 시간 동안 에너지 분산 합계 |
| $f_{SW}$ | 스위칭 주파수 |
| FWD | 환류다이오드 |
| GA | 싱글 스위치 |
| GAL | 초퍼, 저 IGBT |
| GAR | 초퍼, 고 IGBT |
| GB | 하프 브리지 |
| $G_I$ | 비선형 반도체 특성에 대한 순응 계수(adaptation factor) |
| GM | 역직렬 스위치가 있는 하프 브리지(IGBT 및 역병렬 다이오드) |
| i | 전류의 시간 종속값 |
| $\hat{I}$ | 전류의 피크값 |
| $I_{C,NOM}$ | 공칭 컬렉터 전류 |
| IGBT | 절연 게이트 바이폴라 트랜지스터 |
| $I_{peak}$ | 전류의 피크값 |
| $I_{ref}$ | 스위칭 손실 측정의 기준 전류값 |
| $I_{RMS}$ | AC 단자 전류 |
| φ | 전달각(Conduction angle) |
| $K_I$ | 스위칭 손실의 전류 의존성 지수 |
| $K_V$ | 스위칭 손실의 전압 의존성 지수 |
| $L_S$ | 기생 인덕턴스 / 표류 인덕턴스 |
| M | 변조 지수 |
| N | 직류 전압원의 중성 전위(단자); DC+와 DC-의 중간점 |
| NPC | 중성점 클램프드(Neutral Point Clamped) |
| NTC | 온도 계수가 음의 값인 온도 센서 |
| P | 유효 전력 |
| $P_{cond}$ | 전도 전력 손실 |
| $P_{SW}$ | 스위칭 전력 손실 |

| | |
|---|---|
| PTC | 온도 계수가 양의 값인 온도 센서 |
| Q | 무효 전력 |
| $r_{CE}$ | 온-상태 슬로프 저항(IGBT) |
| $r_f$ | 온-상태 슬로프 저항(다이오드) |
| RMS | 실효값(Root Mean Square) |
| $R_{th}$ | 열 저항 |
| S | 피상 전력 |
| t | 시간 |
| THD | 전고조파 왜곡(Total Harmonic Distortion) |
| $T_j$ | 접합부 온도 |
| TNPC | t-형 중성점 클램프드(Neutral Point Clamped) |
| TVS | 과도전압억제기(ransient voltage suppressor) 다이오드 |
| V | 전압 |
| $V_{CC}$ | 컬렉터-이미터 공급 전압 |
| $V_{CE}$ | 컬렉터-이미터 전압 |
| $V_{ce0}$ | 순방향 문턱 전압(IGBT) |
| $V_{f0}$ | 컬렉터-이미터 문턱 전압(다이오드) |
| $V_{CEsat}$ | 컬렉터-이미터 포화 전압 |
| $V_{DC}$ | 총공급전압(DC+에서 DC-) |
| $V_{ref}$ | 스위칭 손실 측정의 기준 전압값 |
| $V_{RMS}$ | AC 단자 전압 |

**참고자료**

[1] www.SEMIKRON.com

[2] A. Wintrich, U. Nicolai, W. Tursky, T. Reimann, "Application Manual Power Semiconductors", ISLE Verlag 2011, ISBN 978-3-938843-666

[3] J. Lamp, "IGBT Peak Voltage Measurement and Snubber Capacitor Specification", Application Note AN-7006, SEMIKRON

[4] I. Staudt et al, "Numerical loss calculation and simulation tool for 3L NPC converter design", PCIM Nuremberg, 2011

[5] M. Sprenger et al, „Characterization of a new 1.2kV IGBT 3L-NPC phase-leg module for low voltage applications", EPE 2011

## 면책조항

SEMIKRON은 추가 통지 없이 신뢰성, 기능 또는 설계를 개선하기 위해 변경할 수 있는 권리를 가집니다. 이 문서에 제공된 정보는 정확하고 신뢰할 수 있는 것으로 간주됩니다. 그러나 이러한 정보의 정확성 또는 사용과 관련하여 어떠한 확약이나 보증도 제공하지 않으며 어떠한 책임도 지지 않습니다. SEMIKRON은 이 문서에 기술된 제품이나 회로의 응용 또는 사용으로 인해 발생하는 어떠한 책임도 지지 않습니다. 아울러 이 기술 정보는 부품 특성에 대한 보증으로 간주되지 않을 수 있습니다. 배송, 성능 또는 적합성과 관련하여 일체의 명시적 혹은 암묵적 보증이나 보장도 하지 않습니다. 이 문서는 이전에 제공된 모든 정보를 대체 및 대신하며 추가 통지 없이 업데이트로 대체될 수 있습니다.

SEMIKRON 제품은 SEMIKRON의 명시적인 서면 승인 없이 생명 유지 장치 및 시스템에 사용할 수 없습니다.

SEMIKRON-DANFOSS KOR

경기도 광명시 새빛공원로67 광명역자이타워 A동 1207~1212호

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

skkr@semikron-danfoss.com