

# MCT 소자를 위한 스너버 회로 특성 해석 및 설계

김 윤 호\*, 김 윤 복\*,  
\*중앙대학교 전기공학과

류 홍 우\*\*, 김 찬 기\*\*  
\*\*한전 전력 연구원

## Design and Characteristic Analysis of Snubber Circuits for MCT devices

Yoon-Ho Kim, Yun-Bok Kim,  
Dept. of Electrical Eng, Chung-Ang Univ.,

Hong-Woo Ryu, Chan-Ki Kim  
Korea Electric Power Research Institute

**Abstract-** MCT는 MOS-게이트형 사이리스터로서 MOS-게이트형 턴-온 및 턴-오프 특성과 낮은 도통 전압을 나타내는 소자이다. 그러나 SOA(Safe Operation Area)가 상대적으로 작기 때문에 스너버 회로를 필요로 한다. 본 논문에서는 간단한 MCT PSPICE 모델을 사용하여 스위칭 특성과 RCD 스너버의 특성을 분석하였고 스너버 회로 설계방식을 제안하였다.

MCT는 기본적으로 게이트 단에 두개의 MOSFET를 가진 사이리스터이다. ON-FET는 MCT를 턴온시키는 것을 담당하고, 또 하나의 MOSFET인 OFF-FET는 MCT를 턴오프시키는 것을 담당한다. 두가지 타입의 MCT가 존재하는데, P-MCT와 N-MCT는 모두 MOSFET 제어 턴온, 턴오프의 장점을 지닌 사이리스터의 낮은 온-상태 스트레스와 대전류 특성과 상대적으로 빠른 스위칭 속도를 결합한 특성을 지니고 있다.

### 1. 서론

MCT는 MOS-게이트형 턴-온과 턴-오프 특성을 지닌 고전력, 고주파수 사이리스터 소자이다. 전형적인 500V, 50A MCT는 250°의 정선 온도에 서도 동작할 수 있고, 도통 전압 강하는 보통 1V 정도이다. 20kV/μs의 dv/dt와 2kA/μs일 때, 전형적인 턴-온 시간은 0.2μs 이고 턴-오프 시간은 2.0μs 이다.[1]

그림 1은 P-MCT 단위 셀(cell)의 단면도를 보여주고 있다. 소자의 사이리스터 부분은 종래의 사이리스터와 같은 구조를 가지고 있다. 그림 2에서 나와 있듯이 사이리스터 영역의 2개의 BJT 모델에서 npn 트랜지스터의 베이스 영역인, 캐소드 단자와 근접한 p 타입 영역은 소자가 오프되었을 때 차단 접합점인 J<sub>2</sub>의 공핍영역을 포함하고 있는 약간의 불순물 함유 영역이다. ON-FET는 p-채널 MOSFET 이고 OFF-FET는 n-채널 MOSFET 이다.[3][4]

MCT는 스위칭 주파수 면에서 IGBT와 비교가 될만하지만, 낮은 도통 전압은 결정적인 장점이 된다. 그러나 MCT의 SOA(Safe Operating Area)는 다소 한계가 있어 스너버를 필요로 한다.

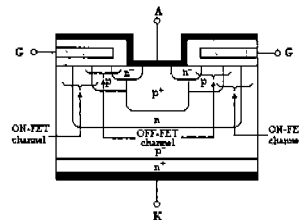


그림 1 P형 MCT의 단면도

MicroSim사의 PSpice 같은 인기있는 회로 시뮬레이션 패키지가 MCT 같은 pnpn 소자 모델을 제공하지 않기 때문에, MCT 부회로 모델이 필요로 한다. 그 모델은 SCR 구조를 모델링하기 위해 npn과 pnp 트랜지스터를 연결하였고, 게이트 부분의 P-MOSFET와 N-MOSFET에 직렬로 연결하였다. [2]

그림 2에는 P-MCT의 등가회로가 나타나 있고, 그것은 소자의 사이리스터 영역의 2개의 BJT 모델 뿐만 아니라 ON-FET와 OFF-FET를 포함하고 있다.

MCT가 새로운 소자이고 미래의 진보적인 잠재성을 가지고 있다는 것을 생각해 보면, MCT는 중전력에서 고전력 전력전자회로에 커다란 영향을 끼칠 것이다.[1]

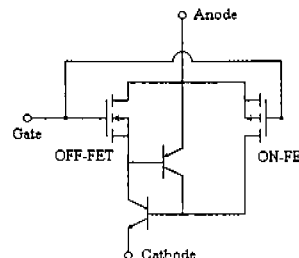


그림 2 P-MCT의 등가회로

본 논문에서는 MCT의 SPICE 모델을 이용하여 (내부 파라메타 변화시의) 스위칭 특성을 해석하고, 고주파시 문제가 되는 스위칭 손실을 저감하기 위한 스너버회로를 설계하고자 한다.

### 2. MCT의 특성 고찰

### 3. MCT의 Pspice 모델

각종 스위칭 회로의 시뮬레이션에 있어서 가장 중요한 점은 소자들의 정적, 동작인 동작을 넓은 범위에서 정확히 나타낼 수 있는 전기적 모델의 개발이다. MCT에 대한 간단한 PSPICE 모델은 그림 2에 나타나 있는 MCT의 트랜지스터 등가 회로로부터 유도된다.

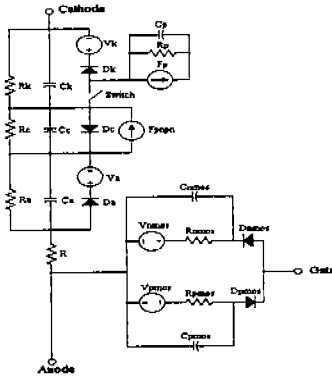


그림 3 MCT의 Pspice 모델

SCR 부분은 NPN 트랜지스터  $Q_1$ 과 PNP 트랜지스터  $Q_2$ 로 구성되어 있다. 게이트 제어 부분은 턴-온을 위해 PMOS와 턴-오프를 위해 NMOS로 구성되어 있다. MCT의 제안된 모델은 그림 3에 나타나 있다. MCT의 SCR 부분은 3개의 다이오드  $D_A$ ,  $D_C$ ,  $D_K$ 와 전류제어 전류원(CCCS)  $F_{PNPN}$ 로 모델링 되어 있다. 다이오드는 PNPN층의 고유 3-접합 구조로 나타낸다. R-C 조합은 SCR의 각 접합에 부가된다. 모델에 집적된 전압제어 스위치  $S_{SWITCH}$ 는 MCT에서 SCR부분의 트리거링 동작을 나타낸다. MCT는 PMOS에 부의 펄스를 인가하여 턴-온 된다. PMOS의 드레인 전류는 NPN 트랜지스터를 도통하게 한다.  $Q_1 - Q_2$  조합의 회생 작용은 MCT를 턴-온하게 한다. 게이트에 인가된 정의 펄스는 NMOS를 턴-온 시켜,  $Q_1$ 의 베이스 전류로 전환한다. 이것은 SCR의 결합상태를 깨뜨려, 회생피드백을 방지한다. 게이트 제어 부분에서 각 MOSFET 부분은 커패시터를 병렬로 연결한 저항으로서 모델링된다. R-C 조합의 시정수는 MOSFET의 충전 시정수를 나타내는 방식으로 선택된다.

턴-온시, PMOS는 초기에 전류원으로 동작한 다음 저항으로 동작한다. 충분한 크기의 부의 전압이 PMOS의 게이트에 인가될 때, 커패시터  $C_{PMOS}$ 는 충전된다. 0-전압원  $V_{PMOS}$ 를 통과하는 전류는 SCR부분 전류원  $F_p$ 를 활성화한다.  $R_p$ 와  $C_p$ 와 병렬로 연결된 전류원  $F_p$ 는 MCT의 턴-온 또는 턴-오프를 책임진다.  $F_p$ 에 대한 다항식은 다음과 같다.

$$F_p = P_0 + P_1 * I(V_{PMOS}) + P_2 * I(V_{NMOS}) + P_3 * I(V_K)$$

여기서  $I(V_{PMOS})$ 와  $I(V_{NMOS})$ 는 각각 MCT의

턴-온과 턴-오프에 기여하는 MOSFET 전류이다. 전류  $I(V_K)$ 는 게이트 펄스가 없을 때 도통을 유지시키는 데 사용한다. 상수  $P_0$ 에서  $P_3$ 는 MCT의 턴-온 또는 턴-오프 때 여러 변수들의 상대적인 분포를 결정한다.  $R_p$ 와  $C_p$ 의 빠른 상승 전압은  $S_{SWITCH}$ 의 저항을  $R_{on}$ 에서  $R_{off}$ 로 감소시킨다.  $R_{off}$ 에서  $R_{on}$ 으로의  $S_{SWITCH}$ 의 저항의 누적적인 감소는 SCR에서 회생 피드백 모델을 결정한다.

애노드 전류는 정의 펄스가 게이트에 인가될 때까지  $R_{on}$ 에 남아있는  $S_{SWITCH}$ 의 저항에 계속 흐른다. 정의 펄스는 0-전압원  $V_{NMOS}$ 를 흐르는 역전류를 크게 세트하여,  $F_p$ 의 값을 감소시킨다. 커패시터  $C_p$ 는 저항  $R_p$ 를 통하여 방전하고  $C_p$ 에 걸리는 전압은  $S_{SWITCH}$ 의 저항을  $R_{off}$ 로 증가시킨다. 그래서 MCT는 턴-오프 된다. 다이오드  $D_{PMOS}$ 와  $D_{NMOS}$ 는 PMOS와 NMOS의 동작을 절연하는데 사용하여 트리거링 펄스는 한번에 한개의 FET만을 동작시킬 것이다.[2]

### 4. 스너버 회로의 설계

스위칭 소자의 적용에 있어서 신뢰도는 스트레스 경감을 위한 회로기술에 달려 있다. 특히 3상 인버터에 적용되는 스위칭 소자에는 인덕턴스 부하인 관계로 스위칭시 발생하는 스파이크 전압이 크고, 전동기의 역전압에 의해서 파괴될 수 있다. 이러한 스트레스 경감을 위한 회로설계에 있어서 이용될 수 있는 방법은 스너버, 부하변동, 전압클램프등을 포함한 추가적인 회로등을 들 수 있다. 본 논문에서는 그중 스너버회로를 대상으로 하였고, 적용된 스너버회로에는 RCD 스너버를 사용하였다.

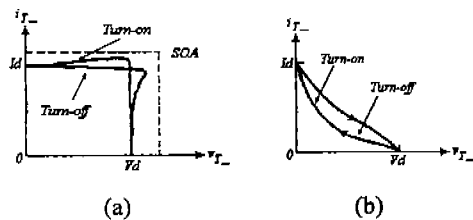


그림 4. 스너버의 효과 (V-I 곡선)

(a) 스너버가 없을 때, (b) 스너버가 있을 때

스너버회로의 동작은 스너버용 다이오드에서 스위칭소자가 턴-오프시에 역기전력에 의한 전류 패스를 형성시키고, 콘덴서는 스위칭시 발생하는 순간적인 피크전압을 감소시킨다. 또한 저항은 스위칭에 의한 진동전류를 제한하기도 하고 턴-온, 턴-오프시 콘덴서로 유입되는 전류를 제한하여 제한된 전류를 열로서 발생한다.

이때 다이오드는 턴-오프시의 전력손실을 줄이기 위해 보통 고속 다이오드를 사용하고, 콘덴서와 저항값의 설계치는 다음과 같다.

(1) 스너버 커패시터( $C_s$ )의 계산

스너버 캐패시터의 용량은 다음식에서 구할 수 있다.

$$C_s = \frac{LI_o^2}{(V_{CEP} - E_D)^2}$$

여기서,  $L$ 은 주회로의 인덕턴스,  $I_o$ 는 전력용 소자의 턴-오프 전류이고,  $V_{CEP}$ 는 스너버 캐패시터 전압의 최종 도달값이고,  $E_D$ 는 직류 전원 전압이다.

## (2) 스너버 저항( $R_s$ )의 계산

스너버 저항의 기능은 전력용 소자가 다음의 턴-오프 동작을 행할 때 까지의 기간에 스너버 캐패시터의 충전 전하를 방전시키는 것이다. 다음의 턴-오프 동작까지 충전 전하의 90%를 방전할 조건으로 스너버 저항을 구하면 다음식과 같다.

$$R_s \leq \frac{1}{2.3 \cdot C_s \cdot f}$$

여기서  $f$ 는 전력용 소자의 스위칭 주파수이다.

일반적으로  $C_s$  값의 범위는 0.01~1  $\mu\text{F}$  이고,  $R_s$  값의 범위는 10~1000  $\Omega$  이다.

## 5. 시뮬레이션 결과

저주파수의 운전영역에서는 MCT의 높은 스위칭 속도때문에 도통시간에 비하여 과도상태 시간은 매우 작다. 그러므로 스위칭 손실이나 시간의 영향은 무시될 수 있다. 그러나 고주파의 영역에서 최대 동작 주파수는 스위칭 주기에 의해 제한되고 전력손실은 스위칭에 직접적인 관계가 있으므로 스위칭 시간은 매우 중요하다. 고주파 운전에서 상승, 하강시간과 전력손실등은 중요한 요소로 되며, MCT의 스위칭 동작에는 도통손실, 비도통손실, 스위칭손실등 세가지로 나눌수 있다. DC 또는 저주파수 동작에서는 도통손실과 비도통손실 만이 유효하지만 주파수 증가에 따라 스위칭 손실을 고려해야 한다.

또한 스위칭 동작을 결정하는 식은 비선형적이므로 실제의 경우와 잘 부합되는 SPICE 프로그램을 사용하여 시뮬레이션하였다. 그림 5는 시뮬레이션을 행한 회로도이다. 부하에 전원을 공급하는 전압원인  $V_s$ 는 -50V 이고, 게이트 단의 펄스 전압은  $\pm 15\text{V}$ 이며, 스위칭 주파수는 20kHz 이다.  $L_L$ 은 공통 인덕턴스로 권선에 존재하는 기생 인덕턴스를 포함하고 있어 시뮬레이션의 정확도를 기하였다.

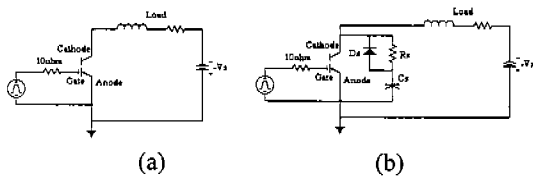


그림 5 시뮬레이션 회로

시뮬레이션 결과는 그림 6에 나타나 있다.

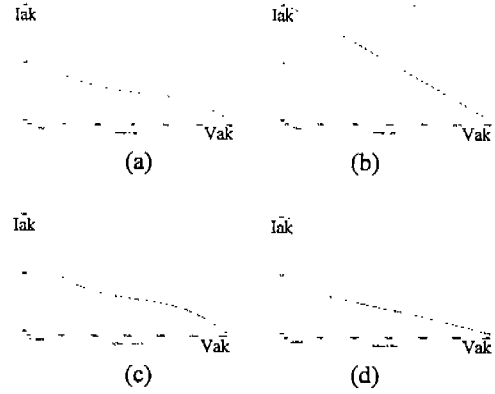


그림 6. 시뮬레이션 결과

(a), (b): MCT 소자의 턴-온, 턴-오프시  $V_{ak}$ - $I_{ak}$  손실  
(c), (d): 스너버를 가진 소자의 턴-온, 턴-오프시  $V_{ak}$ - $I_{ak}$  손실

이때 적용된 다이오드는 턴-오프시 스위칭 손실을 줄이기 위해 고속 스위칭 다이오드를 사용하였다. RCD 스너버가 포함된 MCT의 전압, 전류 파형은 스너버가 없는 경우에 비하여 스위칭 손실이 줄어들음을 알 수 있다.

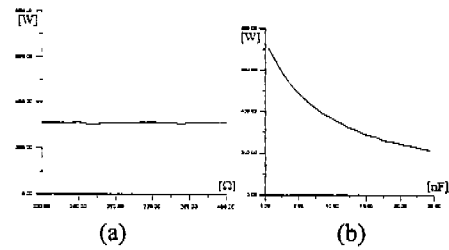


그림 7. 턴-오프시 스위칭 손실의 피크값

(a)  $R_s$  값 변화시 (600~800[ $\Omega$ ]), (b)  $C_s$  값 변화시(0.5 ~ 24.5[nF])

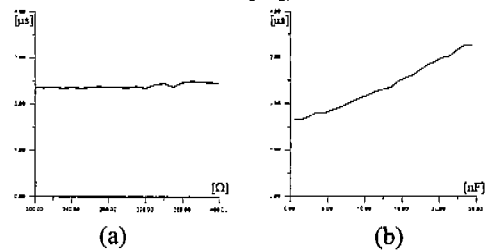


그림 8. 턴-오프 시간

(a)  $R_s$  값 변화시 (200~400[ $\Omega$ ]), (b)  $C_s$  값 변화시(0.5 ~ 24.5[nF])

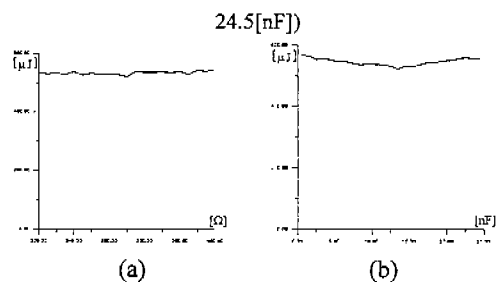


그림 9. 턴-오프시 스위칭 손실

(a)  $R_s$  값 변화시 (200~400[ $\Omega$ ]), (b)  $C_s$  값 변화시(0.5 ~ 24.5[nF])

그림 7, 8, 9는 각각 턴-오프시  $R_s$ ,  $C_s$  값 변화시  
에 스위칭 손실의 피크값, 턴-오프 시간, 스위칭  
손실을 나타내고 있다. 그림에서 보듯이  $R_s$  값에  
는 큰영향을 끼치지 않으나,  $C_s$  값이 증가함에 따  
라 스위칭 손실의 피크값은 감소하는 경향을 나  
타내고, 반면에 턴-오프 시간은 증가하는 경향을  
볼 수 있다. 피크값만을 고려하여  $C_s$  값을 크게만  
잡으려고 할 수 있으나, 그림 11에서 보듯이 13nF  
에서 가장 낮은 스위칭 손실을 나타내고 있음을  
알 수 있다. 따라서 스너버 캐패시터 값을 정할  
때는 피크값과 턴-오프 시간을 같이 고려해야 한  
다.

## 6. 실험 결과

실험시 사용한 MCT 소자는 HARRIS 사의  
MCTG35P60F1를 사용하였고, 구동회로의 소자는  
EXB841을 사용하였다.

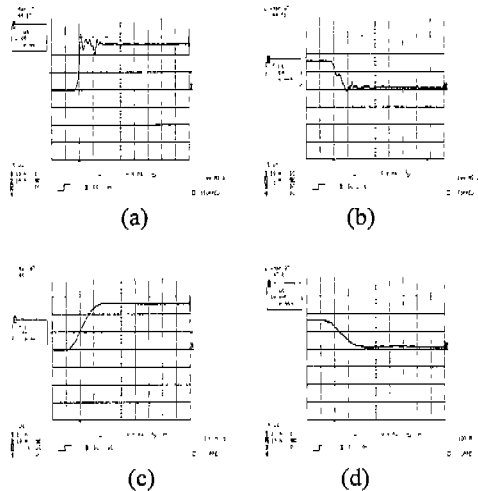


그림 10. 턴-오프시의 애노드-캐소드간의  
전압, 전류 파형

(a),(b):스너버가 없을 때의 전압, 전류 파형  
(c),(d):스너버가 있을 때의 전압, 전류 파형

그림 10에서 보듯이, (a),(b)의 경우보다 (c),(d)의  
경우가 전압·전류 스트레스가 상당히 감소한 것을  
볼 수 있다. 스위칭 손실은 그림 12에 나타내었  
다.

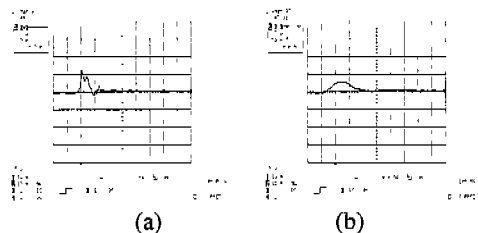


그림 11. 스위칭 손실 비교

(a) 스너버가 없을때의 손실, (b) 스너버( $R_s = 300$  [ohm],  
 $C_s = 13$ [nF])가 있을때의 손실

실제 스위칭 스트레스를 비교해 볼때, 스너버의  
 $R_s$  값에는 크게 영향을 받지않았으며  $C_s$  값은  
10n~20nF의 범위에서 턴-오프시의 낮은 스위칭  
스트레스를 나타내었다.  $C_s$  값이 그 범위보다 작은  
값을 취하면 여전히 스트레스를 받게되고,  $C_s$  값이  
그 범위를 벗어나 너무 커지게 되면 상승시간이  
과다하게 길어진다.

## 7. 결론

MCT의 특성을 고찰하였고, 그에 따른 스너버를  
설계하여 값을 선정하여 전압·전류 스트레스를 줄  
이고, 그로인해 스위칭 손실 또한 줄일 수 있음을  
보였다.

위의 시뮬레이션과 실험에서 설정된  $R_s$  값과  $C_s$   
값인 300Ω 과 10~20nF은 일반적으로 사용되는 값  
의 범위 안에 포함되며, 스위칭 손실과 상승시간  
(하강시간)등을 고려했을 때 적절한 값을 알 수  
있다.

## 참고 문헌

- [1] Bimal K. Bose, "Power Electronics and Motion Control — Technology Status and Recent Trends," IEEE Trans. Industry Applications, VOL. 29, NO5, pp 902-909, SEPTEMBER/OCTOBER 1993.
- [2] S. Yuvarajan, Danny Quek and Joseph Weimer, "Switching Characteristics and Pspice Model of an MCT," 1993.
- [3] Mohan, Underland and Robbins, "Converters, Applications, and Design," WIE WILEY, 1995.
- [4] 이영국, 현동석, "MOS 제어 다이리스터의 스위칭 특성과 회로 시뮬레이션을 위한 PSPICE Model", 전기학회논문지, 제 45 권, 제 10 호, 1996년, 10월.
- [5] Cyrill W.Lander, "Power Electronics", 3<sup>rd</sup> Edition, Mc Graw Hill, 1993, pp442-447.