

능동 클램프 파워드 컨버터의 소신호 모델(II)

능동 클램프 파워드 컨버터 동작

능동 클램프 기법은 스위치가 꺼지는 순간의 전력 트랜지스터 드레인상 전압 이탈을 제한하며, 특정 조건 하에서 영전압 스위칭에 가깝게 동작하도록 도움을 준다. 스위칭 손실이 최소화되면 스위칭 횟수를 증가시키고 자석 크기를 줄이는 것이 보다 용이해진다. 여기서는 능동 클램프 파워드 동작에 대해 소개하고, 이 작동의 대신호 및 소신호 응답에 대해 살펴본다.

Christophe Basso ON Semiconductor

지난 달에는 고전적인 3차 권선 기반형 파워드 컨버터에 대해 집중적으로 알아보았다.

포워드 구조 하에서의 에너지는 전원에서 흡수되어 전원 스위치가 켜져 있는 동안 부하로 전달된다. 이 순간 자화 전류는 코어에 에너지를 공급하지만 전력 전송 과정에서 어떤 역할도 하지 않는다.

코어를 포화 상태에서 멀리 이격시키기 위해서는 다음 주기가 발생하기 전에 적절한 변압기 자기 소거를 보장해야 한다. 이것이 전압 스트레스 및 하드 스위칭의 결합을 가진 3차 권선의 목표이다.

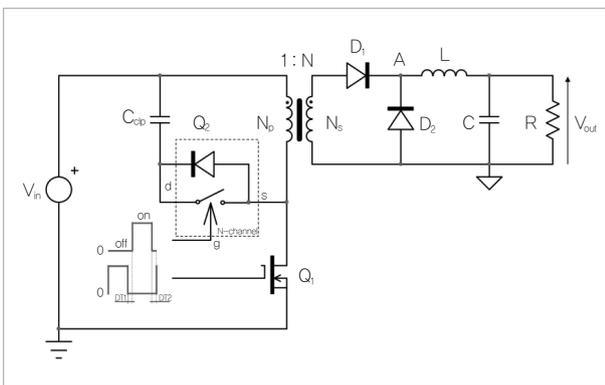


그림 1. 클램프 축전기는 입력 직류 레일에 연결돼 있으며 스위치를 끌때 드레인 전압 이탈을 제한한다

능동 클램프 기능을 가진 파워드 컨버터

그림 1은 능동 클램프를 가진 단순화된 파워드 컨버터이다. 2차 측은 변경되지 않고 여전히 강압 유도 회로를 유지한다. 차이점은 1차 측에 더이상 3차 권선이 없다는 점이다. 그 대신 드레인 노드와 추가 축전기 C_{clp} 에 연결되는 또 다른 제어 스위치인 Q_2 가 이 그림에 나타나 있다.

그림 1을 보면, C_{clp} 는 기생 정류소자가 의도적으로 표현된 N채널 트랜지스터 Q_2 를 통해 직류 입력 라인에 연결되어 있다는 것을 알 수 있다. 이러한 트랜지스터는 소스단이 플로팅되어 있으므로, 특별한 플로팅 구동 드라이버를 필요로 한

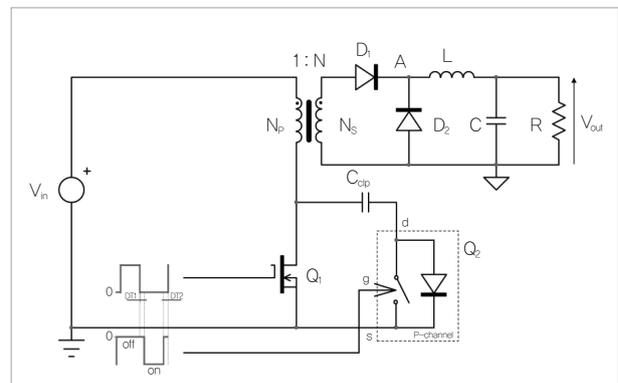


그림 2. 클램프 축전기도 P 채널 MOSFET을 통해 접지에 연결될 수 있다

다. 이 드라이버는 전용 집적 회로 형태를 나타낼 수 있지만, 고전압 펄스 변압기 또한 사용할 수 있다.

N채널 트랜지스터가 일반적으로 고전압 교류-직류 능동 클램프 컨버터 내에서(400V까지의 입력 전압) 적용되는 데 반해, 대부분의 직류-직류 변환 통신의 경우(보다 낮은 입력 전압, 36-72V) P채널 트랜지스터를 채택한다.

그림 2에 표시된 대로 클램프 축전기는 이제 접지를 기준으로 하는데, 이렇게 하면 접지를 기준으로 한 구동 전압은 이전의 솔루션보다 만들기 쉬운 P 채널 트랜지스터를 이용할 수 있게 된다. 드레인 스트레스가 본질적으로 2가지 환경 설정에서 유사한 경우, P 채널 옵션의 C_{clip} 용 전압 정격이 N 채널보다 크다.

동작 기본 사항

여기서는 능동 클램프 파워 컨버터가 동작되는 방식을 간략하게 설명한다. 이 컨버터에 대해 좀 더 자세히 알고 싶다면 참고 자료를 참조한다. 모든 것은 전원 스위치가 닫히면 시작된다. 그림 3은 켜 때의 등가 회로를 표시한 것인데, 이는 고전적인 파워드 동작과 유사하다. 켜져 있는 동안 자화 유도에 적용되는 전압은 Q_1 전반에 걸친 전압 강하에 따라 정해진다.

$$v_{mag}(t) = V_{in} - v_{loss}(t) \dots\dots\dots (1)$$

이 때 MOSFET(금속 산화막 반도체 전계 효과 트랜지스터) 내에서 순환되는 전류는 반조 유도기 전류 $i_L(t)$ 와 자화 전류 $i_{mag}(t)$ 로 구성된다. MOSFET의 순간 손실은 단순하다.

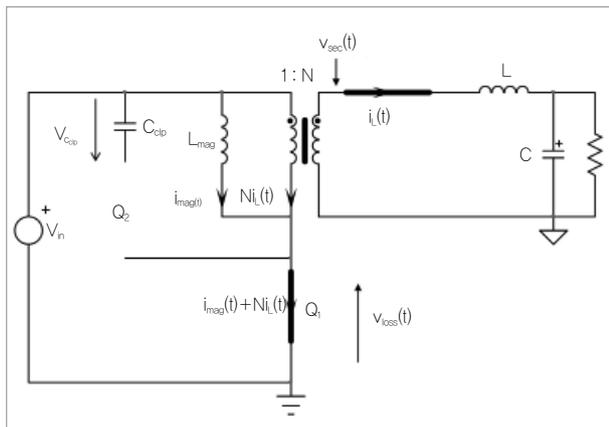


그림 3. 켜진 상태에서의 드레인 노드는 접지돼 있으며, 자화 전류는 코어 내에 구축된다

$v_{loss}(t) = i_D(t)r_{on1} = [i_{mag}(t) + Ni_L(t)]r_{on1} \dots\dots\dots (2)$
 켜져 있는 시간 종료 시 자화 전류 I_{mag} 가 다음과 같이 표현된 값에 도달한다.

$$I_{mag,peak} = S_{mag}t_{on} = \frac{V_{in}}{L_{mag}}t_{on} \dots\dots\dots (3)$$

여기서 1차 측 기율기 S_{mag} 는 다음과 같이 표현된다.

$$S_{mag} = \frac{V_{mag}}{L_{mag}} \approx \frac{V_{in}}{L_{mag}} \dots\dots\dots (4)$$

2차 측에서 (1)에 의해 정의되는 1차 측 전압은 변압기 권수비에 의해 변환되며 전력 유도기 L을 구동한다.

$$v_{sec}(t) = N(V_{in} - [i_{mag}(t) + Ni_L(t)]r_{on1}) \dots\dots\dots (5)$$

전력 스위치 $r_{DS(on)}$ r_{on1} 을 통한 순간 손실에 유의해야 한다. 이는 능동 클램프 구조에서 중요한 사항이다. 즉, 분석 중에 1차 측 내에서 순환되는 자화 전류를 고려해야 하는데, 그렇지 않을 경우 전력단 교류 응답은 고전적인 파워드의 응답으로 남게 된다.

스위치가 열릴 때 자화 전류는, 2차 측 다이오드가 순간적으로 차단되어 반조 전류 $Ni_L(t)$ 이 사라진다는 가정 하에 계속 순환한다. 자화 전류는 이러한 상태에서 드레인 단에 존재하는 집중 용량, C_{lump} 를 통해 경로를 찾는다. 이 용량은 변압기 용량 및 MOSFET 표유 요소(Stray Elements), C_{oss} 를 비롯해 C_{rss} 와 같은 다양한 기생요소로 구성되어 있다. 회로 도는 그림 4와 같이 갱신된다. 드레인 상의 전압은 C_{lump} 와 $I_{mag,peak}$ 에 따른 속도로 빠르게 증가한다.

드레인 전압이 V_{in} 을 가로지를 때 2차 측 다이오드 D_1 은 차단되기 시작하고 출력 유도기 전류, $i_L(t)$ 은 회생 정류기, D_2

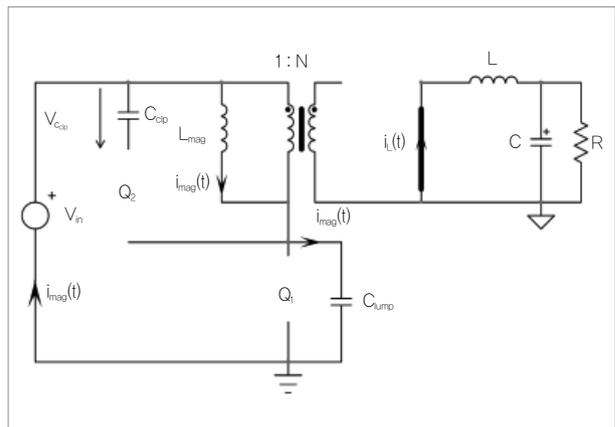


그림 4. 스위치가 꺼진 상태에서 자화 전류는 드레인에 존재하는 집중 용량을 충전하며 $v_{ds}(t)$ 는 빠르게 증가한다

까지 전달된다. 이 현상은 두 다이오드가 동시에 작동하는 짧은 시간 동안 지속되는데, 소위 중첩 상태가 발생하는 것이다. 이제 $v_{DS}(t)$ 는 클램프 축전기 전압에 도달할 때까지 계속 증가한다. Q_2 기생 다이오드는 자연적으로 동작되며 전류는 이제 그림 5와 같은 폐쇄 회로 내에서 순환된다. 이와 같은 현상(1번째 불감 시간)이 발생한 직후, 제어기는 Q_2 를 켜도록 지시한다. V_{DS} 가 거의 0V(기생 다이오드 도통)일 때 이 현상이 발생하므로, 영전압 스위칭 동작이 보장된다. 이 때 전원 스위치 드레인 단자 전압은 식 (6)과 같이 제한된다.

$$V_{clamp}(t) = V_{in} + V_{clp}(t) + r_{on2} i_{mag}(t) \dots \dots \dots (6)$$

자화 유도 전반에 걸친 전압이 역전됐으며, 그 전류는 고정된 클램프 축전기 전압을 고려할 경우, 다음과 같은 기울기로 감소되기 시작한다.

$$S_{mag} \approx -\frac{V_{clp}}{L_{mag}} \dots \dots \dots (7)$$

현실적으로 클램프 축전기 상의 전압은 약간 증가하여 $i_{mag}(t)$ 가 0으로 될 때 정점에 도달한다. 이와 동시에 변압기

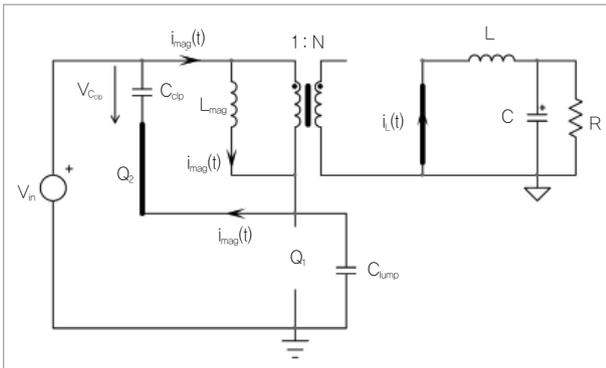


그림 5. 드레인 전압이 클램프 레벨로 됐을 때 Q_2 기생 다이오드가 작동하기 시작하며 자화 전류는 이에 따라 C_{clp} 로 순환된다

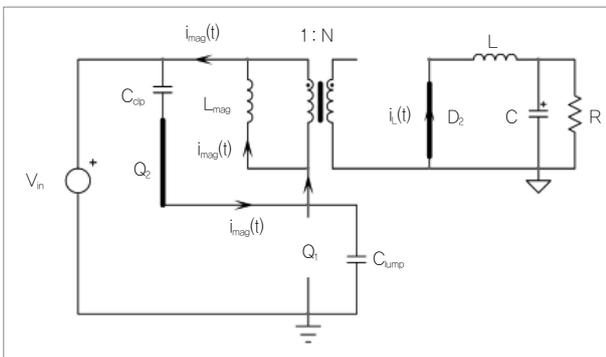


그림 6. 자화 전류가 0으로 되고 Q_2 기생 다이오드는 동작을 멈췄지만, Q_2 는 여전히 닫혀 있으며 전류방향은 반대로 역전된다

코어는 재설정된다. 이제 전류는 0이 되며 Q_2 는 여전히 닫혀 있으므로 방향이 바뀐다. 자화 전류는 그림 6에 표시된 폐쇄 회로 상에서 역방향으로 순환된다. 이와 같은 전류가 음의 (-) 정점 값으로 됐을 때, 자화 유도부에 저장된 에너지는 다음과 같다.

$$E_{mag} = \frac{1}{2} L_{mag} I_{mag, peak}^2 \dots \dots \dots (8)$$

이 때 제어기는 Q_2 를 개방시켜서 자화 전류가 또 다른 순환 경로를 따르도록 한다. 그러면 전류는 입력 전원을 통과한 후 Q_1 기생 용량 C_{lump} 를 통해 되돌아 온다. 즉, 축전기는 이제 자화 유도부와 더불어 공진하며 방전되기 시작한다. 드레인 전압은 클램프 전압 $V_{in} + V_{clp}$ 부터 입력전압 V_{in} 으로 감소한다. 그 순간 Q_2 가 2번째 불감시간(Dead Time), DT2에 의해 꺼지며 분리되는 시점-컨트롤러는 다시 Q_1 의 스위치를 켜게 되고 이로써 또 다른 주기가 발생한다. 드레인-소스 전압이 감소됐기 때문에 스위칭 손실은 크게 줄어든다. 식 (8)은 Q_2 가 개방될 때 자화 유도부 내에 저장된 가용 에너지와 연관이 있으므로 중요하다. 이 에너지가 C_{lump} 를 방전시키기 위해 사용되는 에너지이다.

드레인 전압이 V_{in} 이고, 더 하락하려고 하면 2차 측 다이오드가 다시 도통되기 시작하며 유도기 전류 $i_L(t)$ 은 권수비 N을 반영하여 1차 측을 반조한다. 이렇게 함으로써 2차 측 다이오드는 자화 전류에 대하여 C_{lump} 방전 과정을 방해한다. 보다 확실한 방전을 보장하려면 변압기 코어의 gap을 키움으로써 L_{mag} 를 줄여 자화 전류를 크게 할 필요가 있다.

그러나 어떤 지점에서 이와 같은 전류의 순환은, 1차 측에서 치명적인 손실을 발생시킨다. 이러한 전류는 1차-2차 에너지 전달에 참여하지 않으며, 능동 클램프를 위해 상당히

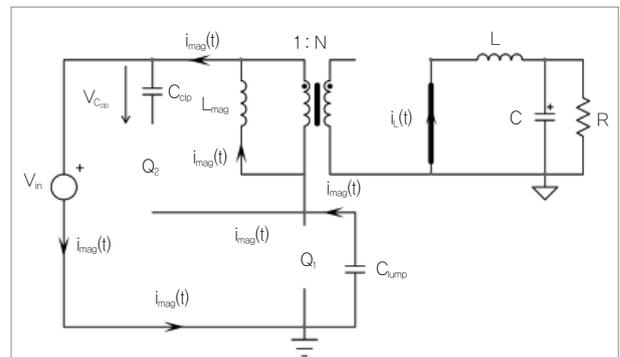


그림 7. 정점 전류가 자체적인 음(-)의 정점에 도달했을 때, Q_2 가 개방되어 자화 전류가 집중 용량을 방전시킨다

증가되는 Q_2 의 손실을 증가시킨다는 것을 기억해야 한다.

이와 같은 이유로 인해, 설계자들은 흔히 최대 부하에서 드레인-소스 전압이 V_{in} 까지 하락되는 것을 용인하는 경향이 있으며, 출력부 직류 전류가 감소할 때(경부하~무부하) 거의 온전한 영전압 스위칭을 획득할 수 있다.

그림 8과 그림 9는 전형적으로 시뮬레이션된 동작 파형이다. 전원 스위치가 개방되면 드레인-소스 전압은 자발적으로 작동하는 Q_2 몸체 다이오드를 통해 클램프 전압에 도달한다. Q_2 는 수십 나노초 후에 켜져 ZVS(영전압 스위칭)가 확보된다. (DT1 존속시간) 드레인 전압은 거의 상수 수준, V_{clamp} 까지 제대로 클램프된다. 이 수준은 공명하면서 자화 전류가 0일 때 최대점에 도달한다. 자화 전류는 음(-)으로 증가해 또 다른 음(-)의 정점에 도달한다. 이 때 컨트롤러는 활성 클램프 스위치 Q_2 가 열리도록 지시하며, 자화 전류는 집중 축전기를 방전시킨다. DT2 이후 전원 스위치 Q_1 은 재동작하며 C_{lump} 를 포함한 스위칭 손실은 크게 감소된다.

능동 클램프 컨버터 내에서 자화 전류는 0 주변으로 집중되는데, 이는 0의 평균값을 의미한다. 코어 측면에서 볼 때 컨버터는 2개 사사분면 I 및 III상에서 변압기를 작동시키지만, 고전적 포워드 구조를 가진 것은 사사분면 I 뿐이었다.

그림 10에서 선속 밀도(Flux Density)가 음(-)의 값(정지 시간 종료)과 양(+)의 값(동작 시간 종료) 사이에서 이동하는 것을 볼 수 있다. 코어 활용이 개선됐으므로 필요 시 고전적 포워드 컨버터와 비교하여 보다 큰 선속 밀도 진동(Flux Density Swing)으로 설계할 수 있다.

능동 클램프 컨버터는 복잡한 구조이므로, 여기서는 이 컨

버터의 동작만 간단히 소개한다. 그러나 더욱 흥미로운 아키텍처를 알아볼 수 있도록, 이 기사 끝 부분에 몇 가지 참고 자료를 기재했다.

■ 대신호 모델링

대신호 모델링은 소위 대신호 방정식을 작성할 경우(“비선형”이라고 한다)와 이를 동작점 주변에서 선형화하는 것을 포함한다. 이러한 기법을 능동 클램프 컨버터에 적용하기 위해, 전체 구조를 2개의 별도 컨버터로 분할할 수 있다.

- ① 자화 유도기, 클램프 축전기 및 상측 시리즈 스위치 Q_2 를 포함한 자화 전류 발전기
- ② 부하에 도달하기 전에 LC 필터에 의해 추가로 걸러지

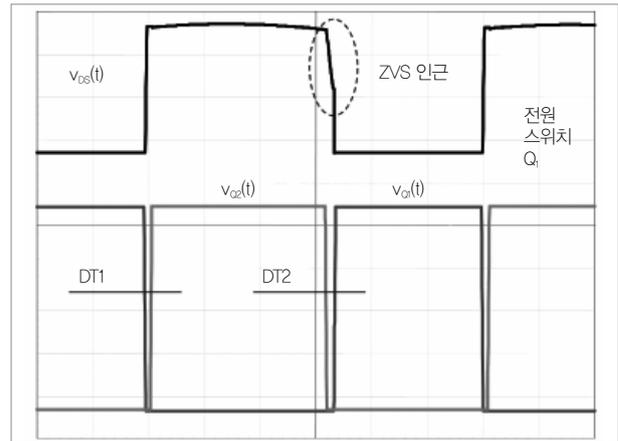


그림 9. 불감시간이 삽입, 조절되어 상측 스위치 Q_2 에서 a) ZVS(영전압 스위칭)를 보장하며 C_{lump} 가 Q_1 이 재동작하기 전에 방전될 충분한 시간을 부여한다

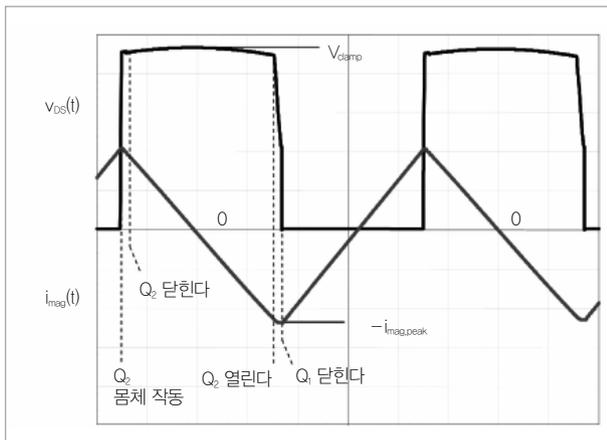


그림 8. C_{lump} 를 방전시키기 위해 주 스위치를 다시 켜기 전에 지연시간이 추가된다

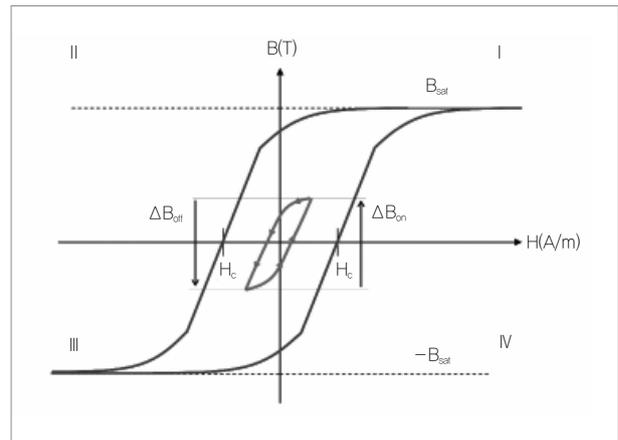


그림 10. 고전적 포워드와 비교했을 때 변압기는 2개의 사사분면에서 동작한다

는 D_1 양극(Anode) 전압과 연계된, 1차 측 전압을 이용한 절연 강압 컨버터와 Q_1 전반에 걸친 강하

이와 같이 더 단순한 2개의 컨버터는 그림 11에서와 같이 별도로 분석, 취급될 수 있다. 좌측은 동작비 D 와 관련하여 자화 전류를 구축하는 자화전류 발전기를 나타낸 것이다. 우측은 전원 I_2 와 V_2 에 의해 모델링되는 변압기를 이용한 전통적 절연 강압이다.

소신호 혹은 대신호 모델링은 불연속 시간 영역 신호를 연속 시간 영역 방정식으로 평균을 내 설명하는 파형에 관한 내용이다.

만약 자화 전류 발전기, I_2 을 택하면 어떻게 될까? 우선, 전

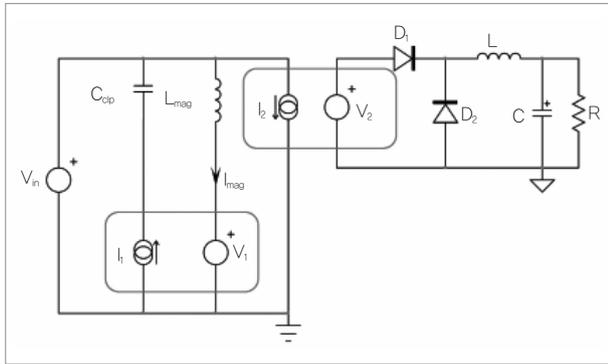


그림 11. 능동 클램프 컨버터는 자화 전류 발전기 및 고전적 강압-유도 회로로 모델링될 수 있다

류는 정지 시간 동안 클램프 축전기 내부에서 순환하고, 축전기 전류는 동작시간 동안 0이 된다. 따라서 평균 값이 즉각 도출되는 2개의 표현식을 만들어낼 수 있다.

$$\begin{aligned} i_{\phi}(t)_{D_{off}} &= 0 \\ i_{\phi}(t)_{(1-D)T_{sw}} &= I_{mag} \end{aligned} \rightarrow \langle i_{\phi}(t) \rangle_{T_{sw}} = (1-D)I_{mag} \dots\dots\dots (9)$$

여기서, I_{mag} 는 평균 자화 전류이다. 드레인 전압 전원, V_1 과 관련하여 전원 스위치 전반에 걸친 전압 강하는 동작시간 동안 식 (2)에서 설명한 수치에 해당하게 된다. 그 후 이 전압은 정지시간 동안 클램프 전압으로 급증한다. 다시 한번,

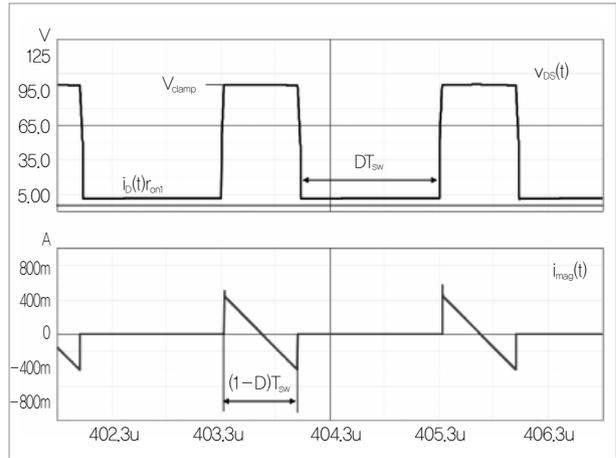


그림 12. 정지 시간 동안 자화 전류가 클램프 축전기 내부에서 순환하는 반면, 드레인은 클램프 전압까지 정점에 도달한다

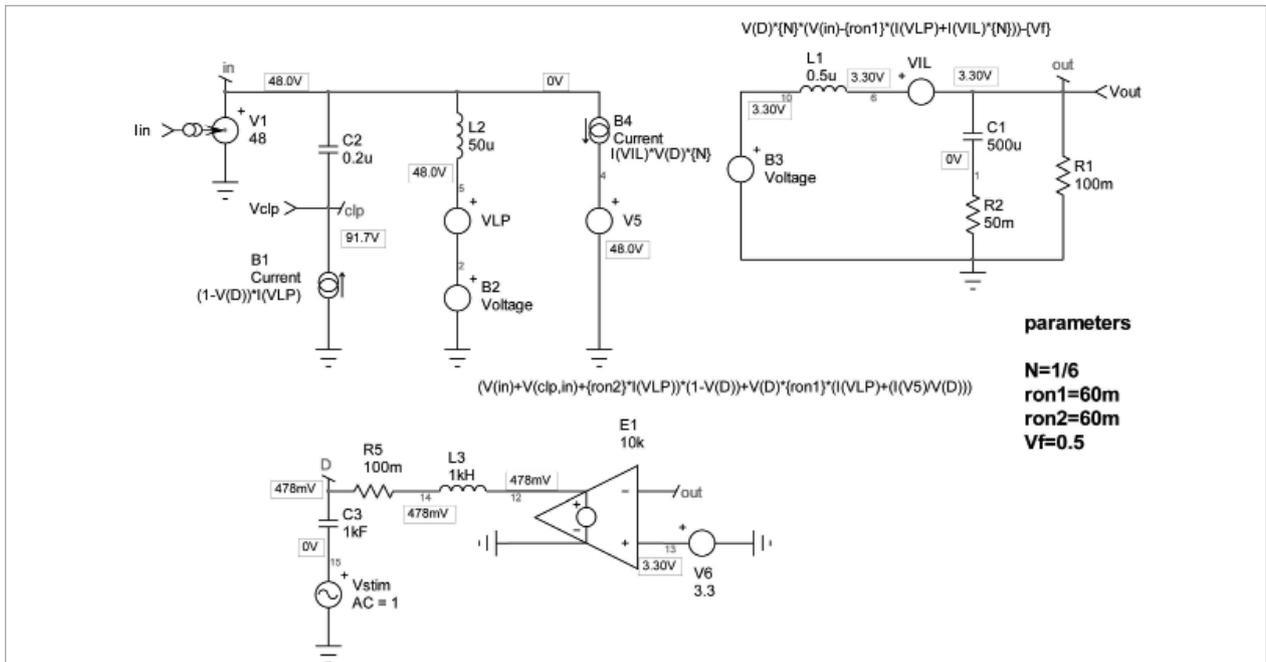


그림 13. 대신호 모델은 자화 전류 발전기 및 절연강압 컨버터를 포함한다

2가지 작동 중 드레인 수준을 파악해 평균 값을 도출할 수 있다.

$$\begin{aligned} v_{DS}(t)|_{DT_{sw}} = r_{on1}(I_{msw} + NI_L) &\rightarrow \langle v_{DS}(t) \rangle_{T_{sw}} = V_{clamp}(1-D) + Dr_{on1}(I_{msw} + NI_L) \dots (10) \\ v_{DS}(t)|_{(1-D)T_{sw}} = V_{clamp} & \end{aligned}$$

이 표현에서 V_{clamp} 는 Q_2 가 켜져 있을 때 드레인 노드의 전압에 해당한다. V_{clamp} 는 입력 전압 (+)클램프 축전기 전압으로 구성되어 있는데, 최종적으로 전압은 Q_2 $r_{DS(on)}$, r_{on2} 전압에 걸쳐 강하한다.

$$V_{clamp} = V_{in} + V_{clip} + r_{on2}I_{msw} \dots (11)$$

식 (11)에서 I_L 는 유도기 L에 흐르는 전류이며, 또한 평균 직류값인 I_{out} 이다.

강압 단계는 전원 I_2 와 V_2 주변의 변압기 모델링을 필요로 한다. 변압기 1차 측에서 보이는 전류 $i_p(t)$ 는 변압기 권수비 N에 의해 조절된 유도기 전류이다. 이러한 전류는 스위치가 켜지는 DT_{sw} 중에 존재하므로 식 (12)와 같이 된다.

$$\begin{aligned} i_p(t)|_{DT_{sw}} = NI_L &\rightarrow \langle i_p(t) \rangle_{T_{sw}} = DNI_L \dots (12) \\ i_p(t)|_{(1-D)T_{sw}} = 0 & \end{aligned}$$

2차 측 발전기 V_2 는 실제로 변압기 권수비 N에 의해 1차 측 전압이 변환된 값이다. 식 (5)에 의해 정의된 바와 같이, 1차 측 전압은 1차 측 스위치 Q_1 이 켜질 때의 손실이 포함된다.

$$\begin{aligned} v_{sc}(t)|_{DT_{sw}} = N(V_{in} - r_{on1}(I_{msw} + NI_L)) &\rightarrow \langle v_{sc}(t) \rangle_{T_{sw}} = DN(V_{in} - r_{on1}(I_{msw} + NI_L)) \dots (13) \\ v_{sc}(t)|_{(1-D)T_{sw}} = 0 & \end{aligned}$$

일단 이러한 모든 전원들을 회로도로 나타내면 **그림 13** 같이 대신호 모델을 갖는다.

전압제어 전압원 E_{in} 은 직류 동작점을 제공하므로 컨버터가 100-mΩ의 부하에 3.3V를 공급한다. 이 모델은 교류 및 변이 분석용으로 이용될 수 있다. SPICE의 좋은 점은 비선형 모델을 이용하여 교류를 분석할 경우, SPICE가 우선 교류를 직류 동작점 주변으로 선형화해 보데 선도(Bode Plot)를 신속히 그리면서 AC-sweep(교류 신호 주파수 변화에 따른 출력 변화 관찰)한다는 것이다. 즉, 소신호 연구를 별도로 수행할 필요가 없게 된다. 이는 곧 전압 모드 하에서 동작되는 능동 클램프 컨버터의 소신호 반응으로, **그림 14**와 같이 자화전류공명(Magnetic Current Resonance)에 의해 초래되는 노치를 나타낸다.

다음 달에는 마지막으로 전압 모드에서 작동되는 능동 클램프 컨버터에서 어떻게 완전한 제어-출력 전달 함수를 도

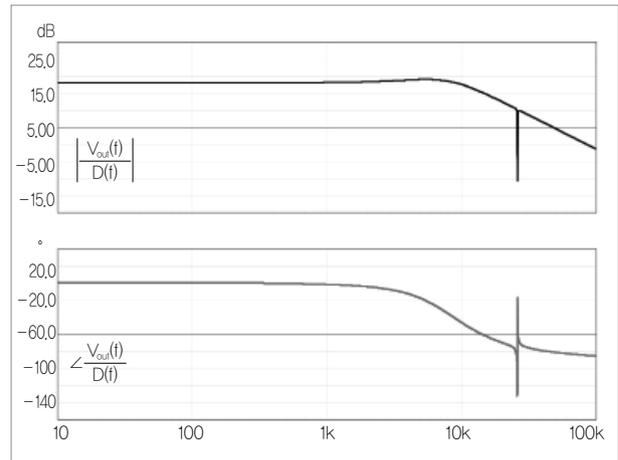


그림 14. 대신호 모델은 노치의 존재를 훌륭하게 예측한다

출하는지에 대해 연구해 본다.

☆

대신호 능동 클램프 컨버터는 적절하게 제작될 경우 시뮬레이션 계통도로 이어지는 몇 가지 전류 및 전압 발생기를 필요로 한다. 이와 같은 비선형 모델에서는 교류 시뮬레이션으로부터 보데 선도를 신속히 얻어낼 수 있다.

다음 달에는 실험실 측정을 기본으로 하여 완전한 전달 함수를 어떻게 도출하는지 살펴본다. E E

참고 문헌

1. C. 바소(C. Basso), "스위치 모드 전원공급장치: SPICE 시뮬레이션 및 실용설계", 2판, 맥그로우 힐, 2014년.
2. D. 다랄(D. Dalal), "활성 클램프 및 재설정 기법용 설계 고려 사항", TI Application Note SLUP112
3. J.C. 파스트라나(J. C. Pastrana), "100 W 활성 클램프 순방향 직류 · 직류 컨버터 설계", AND8273/D, ON Semiconductor사, A, http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/AND8273 D.PDF
4. 커크 매튜스(Kurk Mathews), <http://www.youtube.com/watch?v=joFSdW5ugLw>, 선형기술헌
5. BR 린 외(BR Lin and al.), "활성 클램프 순방향 컨버터 분석", 전력 전자공학 및 드라이브 시스템, 2005년. PEDS 2005, <http://www.dianyuan.com/bbs/u/43/1152988550.pdf>
6. S. 마니크탈라(S. Maniktala), "순방향 컨버터 내의 활성 재설정", Application note(응용사례), www.microsemi.com