

# 능동 클램프 파워드 컨버터의 소신호 모델(I)

## 파워드 컨버터 및 전달 함수의 기본 사항

파워드 컨버터가 광범위한 압력 범위에 효과적으로 대처하려면 파워드 컨버터의 소신호 연구 결과에 따른 2차 시스템을 살펴볼 필요가 있다. 여기서는 전압 모드에서 작동하는 능동 클램프 파워드 컨버터의 소신호 모델 구축 및 교류 전달 함수 유도 방법에 대해 알아본다. 그러기 위해, 우선 고전적 단일 스위치 파워드 컨버터에 대해 살펴본 후 전달 함수를 어떻게 얻어야 할지 연구해 본다.

Christophe Basso ON Semiconductor

파워드 컨버터는 저전압, 고전류 출력이 요구되는 교류-직류 및 직류-직류 전원공급 장치에서 흔히 발견되는 구조이다. 5V 및 3.3V 출력에 수십 암페어를 전달할 수 있는 소위 ATX 실버박스 내에서 발견되는 컨버터는 그 전형적인 예라고 할 수 있다. 능동 프리컨버터는 이러한 응용장치 내에서 역률을 제어하고 직류 고전압을 조절한다. 실제로, 대부분 50% 미만의 듀티비로 동작하는 파워드 컨버터의 동적 듀티비 제한 때문에 파워드 컨버터는 광범위한 입력 범위에 충분히 대처하지 못한다. 더 작은 컨버터를 위해 마그네틱 크기를 줄이고 싶은 경우, 1차 측 전원 스위치의 하드-스위칭 동작에 의해 발생하는 손실을 감안한다면 스위칭 횟수를 증

가시키는 것은 좋은 선택이 아니다.

20년 이상 전부터 사용하기 시작한 능동 클램프 구조는 전원 스위치를 켜기 전에 드레인-소스 기생용량을 강제로 방전하기 위해 자화 전류의 크기를 조절함으로써 이와 같은 쟁점 사항들을 해소하고 있다. 또한, 보다 넓어진 동작비 범위와 자려 동기 정류방식에 의해 준-영전압 스위칭(Quasi-ZVS)이 가능해져, 마그네틱 크기를 줄이기 위해 주파수를 늘릴 수 있게 되었다. 어떤 직류-직류 컨버터에서도 동작안정화를 시도하기 전에 전력단의 소신호 응답이 필요하다.

### 파워드 컨버터

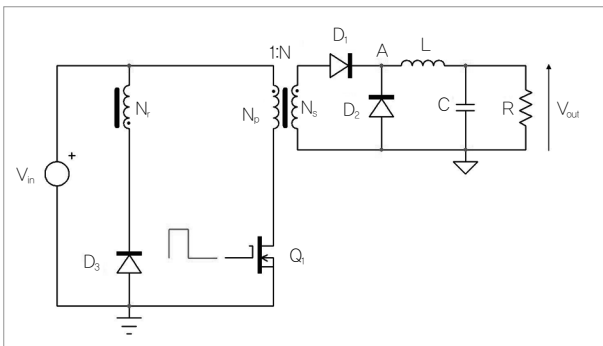


그림 1. 파워드 컨버터는 대개 3차 권선 형태로 구성되는 변압기 자기포화 수단을 필요로 한다

그림 1은 단순화된 파워드 컨버터이다. 이것은 절연 변압기와 연관된 고전적 강압 컨버터이므로 강압 유도(Buck-Derived) 컨버터로 분류되어 있다.

전력 스위치는 강압 컨버터 내에서 입력 전압  $V_{in}$ 을 쪼개 인덕터 단자 중 하나에 인가한다. 이 때 인덕터의 반대편 단자는 직류 출력 전압  $V_{out}$ 에 연결된다.  $V_{out}$ 은 파워드 구조 내에서 인덕터 단자들 중 하나에 연결되어 있으며 반대편 단자는 직렬 정류기,  $D_2$ 을 통해 변압기 권수비(Turns Ratio)에 의해 조절되는 펄스 입력 전압을 받는다. 이는 도면상의 점

A에 해당한다. 간략하게 말하면, 이 점에서 발생하는 구형파 신호는 점 A의 평균 전압과 동일한, 순수한 직류 신호  $V_{out}$ 을 전달하기 위해 LC 네트워크에 의해 추가로 필터링된다.

이 컨버터 내에서 입력 전압은 펄스폭 변조(PWM) 제어기에 의해 켜지거나 꺼지는 전력 트랜지스터  $Q_1$ 으로 차단된다. 제어기에서 이 장치가 켜지도록 지시를 내릴 때, 전류  $i_D$ 는 **그림 2**에 나타난 바와 같이 MOSFET(금속산화막 반도체 전계 효과 트랜지스터) 드레인 내에서 흐른다. 이러한 전류는 자화 전류  $i_{mag}(t)$ 가 추가되는 반조 유도기 전류  $i_L(t)$ 로 구성되어 있으며 동작 시간  $t_{on}$  중에 흐른다.

$$i_D(t) = i_{mag}(t) + N i_L(t) \dots\dots\dots (1)$$

MOSFET  $Q_1$ 은 자체적인 드레인-전원 단자 사이에 저항 경로(Resistive Path)를 제공하므로 그림 2에서처럼 다음과 같이 전압 하강 현상을 유발한다.

$$v_{DS,on}(t) = r_{DS(on)} i_D(t) \dots\dots\dots (2)$$

이와 같은 하강은 변압기 1차 측  $v_p$ 에 적용되는 입력 전압에서 차감된다.

$$v_p(t) = V_{in} - v_{DS,on}(t) \dots\dots\dots (3)$$

전압이 변압기 1차 측에 인가되는 동안 자화 전류  $i_{mag}$ 은 1차 인덕터  $L_{mag}$ 에 따라 달라지는 경사도로 증가한다. MOSFET 하강을 무시하면 식 (4)와 같이 된다.

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

변압기는 자체적인 권수비,  $N = N_s/N_p$ 에 의해 1차 전압을 축소시킨다. 직렬 정류기  $D_1$ 의 음극에서는 식 (5)가 나온다.

$$v_A(t) = v_p(t)N - v_{fD_1}(t) = [V_{in} - r_{DS(on)}i_D(t)]N - V_{fD_1} \dots\dots\dots (5)$$

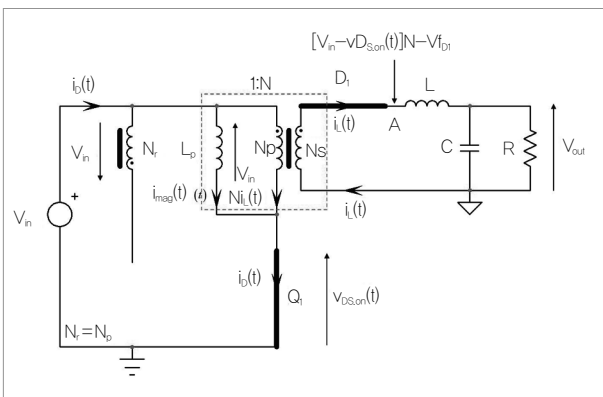


그림 2. On 시간 중에  $Q_1$ 이 작동하면  $D_1$ 은 순방향으로 걸린다 ( $D_2$ 와  $D_3$ 는 차단된다)

이 때  $V_{fD_1}$ 는 주어진 출력 전류에서 상수로 간주하는 정류기 순방향 전압 하강에 해당한다. On 시간 중 리셋 권선 극성  $N_r$ 을 감안할 때 정류기  $D_3$ 가 차단된다는 사실에 유의한다.

2차 측에서 출력 인덕터 L 내의 전류는, 자체 단자들 전반에 걸쳐 적용된 전압에 의해 발생하는 경사로 증가한다. 이러한 전압은  $V_A - V_{out}$ 이며, 다음과 같은 기울기를 가진다.

$$S_{L,on} = \frac{V_A - V_{out}}{L} = \frac{([V_{in} - r_{DS(on)}i_D(t)]N - V_{fD_1}) - V_{out}}{L} \approx \frac{N V_{in} - (V_{out} + V_{fD_1})}{L} \dots\dots (6)$$

이와 같은 유도 전류는 또한 출력 축전기와 부하로 구성되는 네트워크 내에서 순환된다. 유도기 평균 전류는 사실상 부하에 의해 흡수되는 출력 직류 전류이지만, 교류 리플은 축전기 내에서 흐른다.

펄스폭 변조기 회로가 이를 결정할 때,  $Q_1$ 은 **그림 3**과 같이 1차 메시(Primary Mesh)를 차단 및 개방한다. 스위치가 개방되면 1차 전류는 더 이상  $Q_1$ 을 통해 흐르지 않으며 기생 드레인-전원 축전기  $C_{lump}$ 를 통해 흐른다. 이 때 드레인 상의 전압은 식 (7)에 의해 형성되는 경사로 상승한다.

$$S_D = \frac{I_{peak}}{C_{lump}} [V/S] \dots\dots\dots (7)$$

여기서,  $I_{peak}$ 은 스위치가 꺼지는 순간의 전류이다.  $C_{lump}$ 를 충전시키는 등가 전류 발전기는 자화 전류  $i_{mag}(+)$  반조 출력 유도 전류  $N i_L$ 로 구성된다.

드레인 전압이  $V_{in}$ 에 이를 때 1차 인덕터에 인가되는 전압은 0에 도달한다(**그림 4**).  $D_1$ 의 양극 전압이 0이고 1차 측의 전류 반조  $N i_L$ 이 정지하므로, 소자  $D_1$ 은 차단되기 시작한다.  $D_1$  내에서 순환되는 전류는 프리휠 다이오드  $D_2$ 로 자체적인

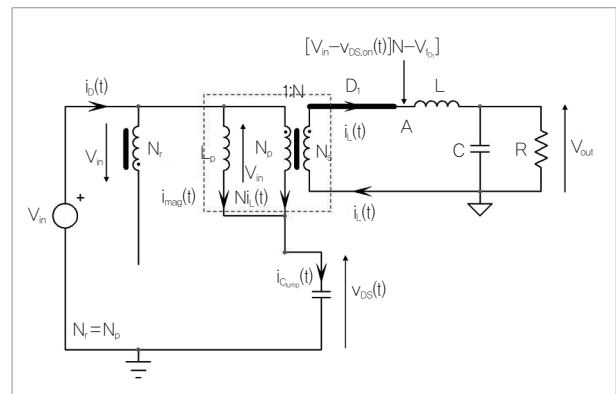


그림 3. 스위치 개방 직후의 드레인 전류는 기생 드레인 전원 용량을 통한 경로로 흐르게 된다  $v_{DS}(t)$ 는 (7)에 의해 규정되는 속도로 신속하게 증가한다

전달을 시작한다. 두 가지 부품 모두는 짧은 시간 동안 동시에 작동하는데, 이는 소위 중첩 기간이 된다. 1차 측 전원 MOSFET의 전원이 다시 ON될 때  $D_2$ 가 강제로 차단되고  $D_1$ 이 강제로 작동되면 이 현상이 다시 나타난다. 양쪽 2차 측 소자가 작동하는 이 짧은 시간 동안 1차 전압은 0 상태가 되므로 1차 측 자화 전류는 고정된다.

$C_{lump}$  전압은 자화 전류에 의해 지속적으로 증가하는데, 이때 변압기 1차 측에 인가되는 전압은 역전되며 음(-) 전압은  $N_r$ 에 인가된다.  $N_r$ 과  $N_p$ 가 흔히 “귀선(Flyback)” 방식으로 1대 1 권선비로 결합됨에 따라, 이와 같은 음(-) 전압이 입력 전압  $V_{in}$ 에 도달할 때 정류기  $D_3$ 가 도통한다.

낮은 임피던스 전압은 드레인 전압 증가를 막는다. 증가량은  $D_3$ 가 도통한 후  $V_{in}$ 이 인가되는 3차 권선에 입력 전압원이 직렬로 연결된 형태와 같아지므로 드레인 전압은  $V_{in}$ 의 2배 값을 갖게 된다. 이 사항은 그림 5에 잘 나타나 있다.  $D_3$ 가 도통함에 따라 점 A는 프리휠 다이오드의 순방향 하강 전압에 의해 야기되는 음(-) 전압으로 하강한다.

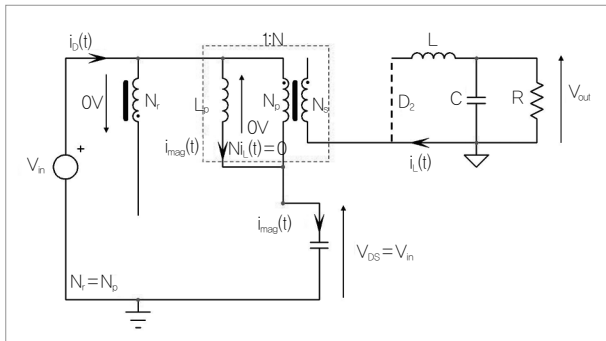


그림 4. 드레인 전압이  $V_{in}$ 에 도달할 때 2차 소자  $D_1$ 이 차단되면 환류  $D_2$ 가 도통하기 시작한다.  $V_{DS}(t)$ 는 지속적으로 증가하며 1차 측에 인가되는 전압을 전환한다

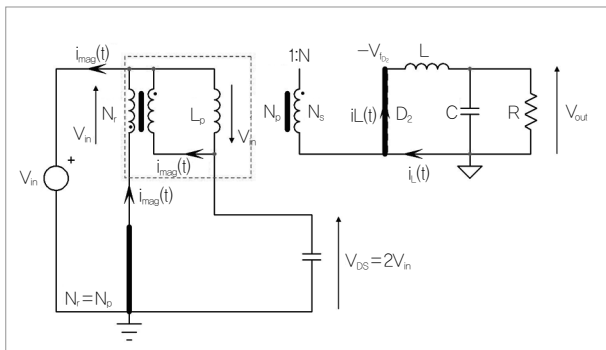


그림 5.  $D_3$ 가 도통하면 1차 인덕터에  $-V_{in}$ 을 인가하여 자화를 강제로 감소시킨다.  $D_2$ 은 완전히 도통하고 있다

$V_A = -V_{f_{D_2}}$  ..... (8)  
인덕터 전류는 출력전압  $V_{out}$ 에 의해 결정되는 경사도로 하강한다.

$$S_{L,off} = \frac{-(V_{f_{D_2}} + V_{out})}{L} \dots\dots\dots (9)$$

드레인 전압이  $V_{in}$  전압의 2배만큼 상승하므로 변압기의 1차 측에 인가되는 전압은  $-V_{in}$ 이 되며, 자화전류는 식 (10)과 같이 새로운 기울기로 낮아진다.

$$S_{mag}(t) = -\frac{V_{in}}{L_{mag}} \dots\dots\dots (10)$$

그림 5에 표시된 대로, 자화 유도부 내에 저장된 에너지는 전원으로 복귀해 컨버터 효율을 향상시킨다. 자화 전류가 최종적으로 0에 도달할 때, 소위 자기 소거 시간  $t_{dem}$  후 정류기  $D_3$ 가 차단되며, 그림 5는 그림 6처럼 바뀐다.

$D_3$ 가 차단되면  $2V_{in}$ 까지 충전되는 축전기만 남지만, 자화 유도기는 더 이상 에너지를 충전하지 않는다. 이러한 공명 네트워크 자연 반응은(여자 없음, 초기 조건들만 고려됨) 다음과 같은 주파수의 정현 파형이다.

$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{mag}C_{lump}}} \dots\dots\dots (11)$$

공명 전류는 전원을 통해 순환되어 집중 용량을 방전시킨다. 즉,  $V_{DS}(t)$ 는  $V_{in}$ 을 향해 하락한다. 이와 동시에 드레인은 더욱 하락하려고 하지만 변압기 1차 측 전반에 걸쳐 양(+) 전압을 구축하기 시작하면  $D_1$ 이 활성화된다. 그러나  $D_2$ 가 여전히 도통하면서 1차 측에는 단락 현상이 일어나지만, 드레인은 더 낮게 하강할 수 없어  $V_{in}$ 에 고정된다.

불감 시간(Dead-Time)이 지난 후 제어기가 전원 스위치를 다시 켤 때 드레인-전원 기생 축전기는 저장된 에너지를 열로 방출하는 전원 스위치를 통해 방전된다. 따라서 특히

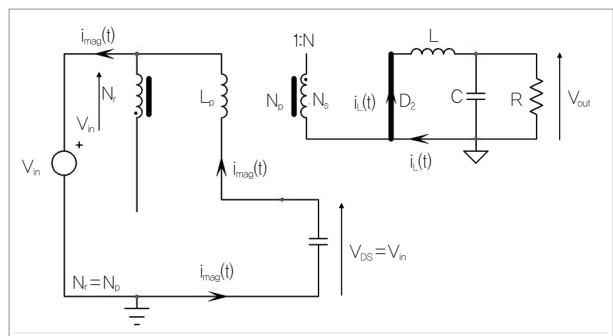


그림 6. 변압기는 이제 재설정되며 모든 1차 측 반도체는 차단된다

높은 작동 주파수 시 효율이 떨어진다.  $D_1$ 이 도통되면서  $D_2$ 를 차단하는 것이 역회복 손실(Reverse Recovery Loss)에 해당된다. 짧은 시간동안 두 개의 정류기가 동시에 도통하고  $D_2$ 를 통한 전류는  $D_1$ 으로 전달된다. 이것이 2차 중첩이다.

그림 7은 개방 루프 내에서 작동되는 단순화된 포워드 컨버터 회로의 회로도이다. 분기 회로 X2는 자화 유도  $L_{mag}$ 와 0.1의 권수비 N에 의해 영향을 받는 전력 변압기를 나타낸다. 3차

권선은 분기 회로 X3로 구성되며 1의 권수비를 특징으로 한다. 파워 MOSFET X4를 작동시키는 주파수는 50kHz이다. 그러한 핵심 작동 신호의 몇 가지를 그림 8에 나타낸다.

두 번째 파형은 그 게이트가 위쪽 구형파 신호에 의해 구동되는 MOSFET 드레인상의 전압을 표시한다. 전압은 스위치가 켜져 있는 동안 낮으는데, 전원에서 받은 에너지는 출력부로 전달된다. MOSFET이 꺼질 때 드레인-전원 전압은 입

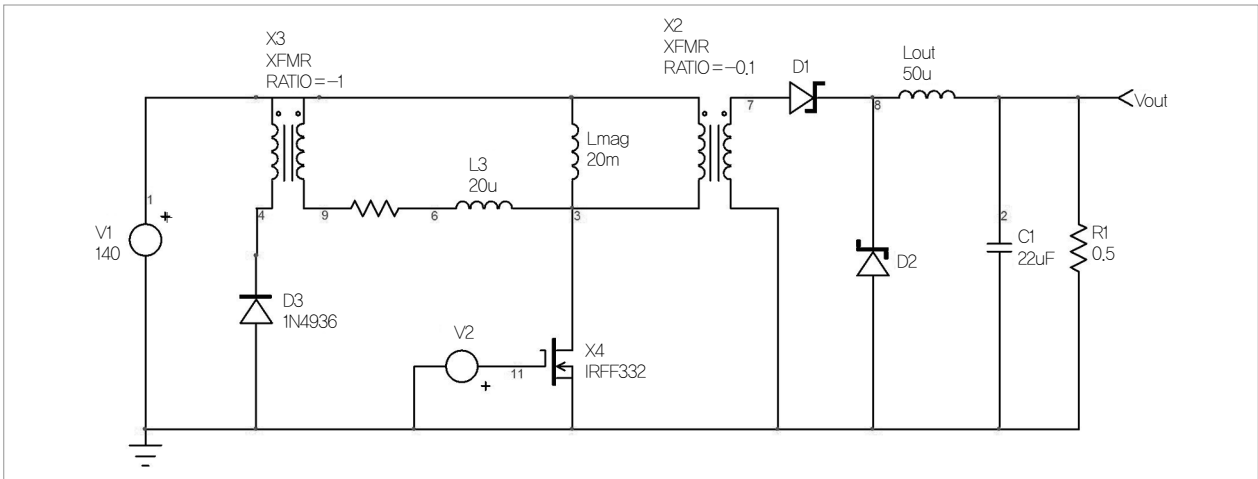


그림 7. 단순화된 포워드 컨버터 시뮬레이션은 주요 파형들을 잘 보여준다

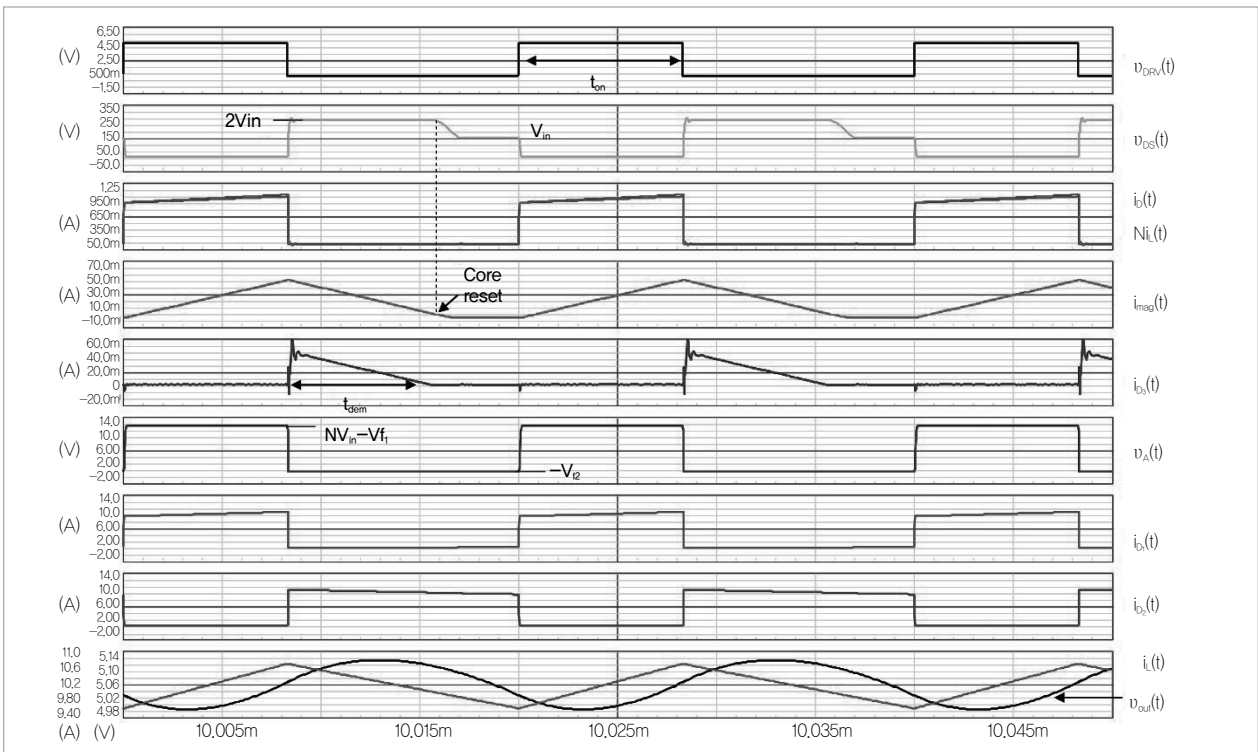


그림 8. 포워드 컨버터의 고전적 작동 파형

력전압의 두 배에 달하는 정점 전압에 도달하며 코어에 에너지가 충전되는 동안 같은 전압을 유지한다. 즉, 자화 전류는 변압기 코어가 재설정될 때까지 전원에 거꾸로 흐른다. 이 사실은  $D_3$ 의 전류가 0이 되는 불연속 구간에서 알 수 있다.

예상한 대로, 점 A 내의 전압은  $NV_{in}$ 와  $-V_o$  사이에서 파동한다. 출력 인덕터 전류는 식 (6) 및 식 (9)에 의해 각각 정의된 기울기로 오르내린다. 출력 전압은 낮은 리플을 가진 5V로 형성된다. 그리고 출력 축전기는 전형적인 강압 유도 회로와 같이 요동치지 않는 낮은-RMS 전류를 나타낸다. 이제 주기별로 자기를 소거해야 하는 변압기에 대해 잠시 살펴본다.

### 자화전류

1차 전류는 두 가지 구성 요소, 즉 자화 전류  $i_{mag}$ 와 반조출력 유도기 전류  $i_o$ 로 구성된다. 자화 전류는 어떤 변압기 구조에서도 동일한 특성이다. 대기 중 혹은 자성 재료 주변에서 권선하면 인덕턴스가 발생한다. 이와 같은 인덕턴스는 변압기 1차 측 내에서 모형화되어 자화 유도  $L_{mag}$ 로 지정된다. 그림 9의 단순 도식을 살펴보면 쉽게 알 수 있다. 자화 전류가 순환하면(코어가 에너지를 공급받는 경우를 의미) 자기 영역을 정렬시켜 1차 측과 2차 측 사이의 결합(Coupling)을 가능케 한다. 자화 전류가 없으면(코어가 재설정됨을 의미) 2차 측 내의 전압 및 전류 순환은 금방 사라진다.

여기서 알아야 할 중요 사항은 코어 포화가 오직 자화 전류에 의한다는 사실이다. 예를 들어, 500mA 피크를 초과하지 않는 자화 전류를 가진 변압기 내에서는 수십 암페어를 통과시킬 수 있다. 만약 어떤 이유로 인해 자화 전류가 갑자기 증

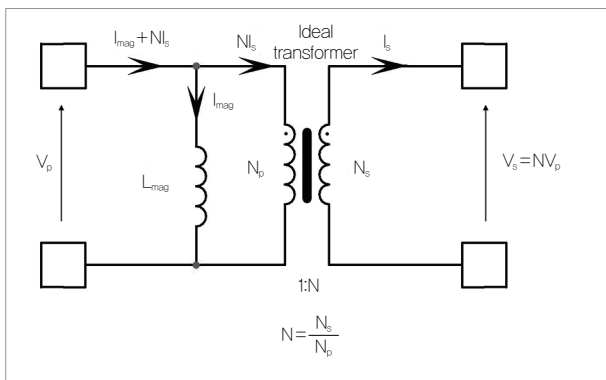


그림 9. 모든 변압기는  $L_{mag}$ 으로 표시된 자화 유도기를 가진다

가하면 변압기를 포화시킬 수 있으며 관련된 모든 문제점들을 유발시킬 수 있다. 철 손실 현상이 출력 전류가 아닌 자화 전류에서 단독으로 발생한다는 사실도 흥미로운 일이다.

전압이 그림 9와 같이 변압기 1차 측에 인가되면, 2차 측에는 변압기 권수비 N에 의해 치환되는 전압이 나타난다.

$$V_s = NV_p \dots\dots\dots (12)$$

만약 2차 측에 부하가 있을 경우, 전류는 2차 측 및 1차 측에서 동시에 순환된다. 1차 측 내에서는 다음과 같은 사항을 알 수 있다.

$$i_p(t) = Ni_s(t) \dots\dots\dots (13)$$

포워드 컨버터 내에서 스위치가  $t_{on}$  중에 켜질 때, 입력 전압  $V_{in}$ 은 변압기 1차 측에 인가된다[ $r_{DS(on)}$  손실 무시]. 전류는 식 (4)에서 정의된 기울기에 따라 자화 유도부  $L_{mag}$  내에서 증가한다. 여기서 식 (14)가 성립된다.

$$\frac{di_{L_{mag}}(t)}{dt} = \frac{V_{in}}{L_{mag}} \dots\dots\dots (14)$$

양쪽을 통합하면 식 (15)가 된다.

$$\int_0^{t_{on}} \frac{di_{L_{mag}}(t)}{dt} dt = \int_0^{t_{on}} \frac{V_{in}}{L_{mag}} dt \dots\dots\dots (15)$$

이를 다시 재배치할 경우, 다음과 같은 식이 도출된다.

$$[Wb]L_{mag}\Delta i_{L_{mag}} = V_{in}t_{on} [V\cdot s] \dots\dots\dots (16)$$

이 식은 자화 유도기에 인가되는 전압과 시간의 곱이 선속의 단위(웨버)를 갖는다는 사실을 보여준다. 스위치가 오래 켜져 있을수록 코어 내에서 더 높은 선속 밀도[단위 코어 면적당 선속 B, 단위 : 텔사(Telsa)]가 구축된다. 자화 유도부에 저장되는 에너지  $1/2L_{mag}I_{L_{mag,peak}}^2$ 는 전원에서 출력부로 에너지를 전달하는 데 참여하지 않는다. 만약 이러한 저장 에너지

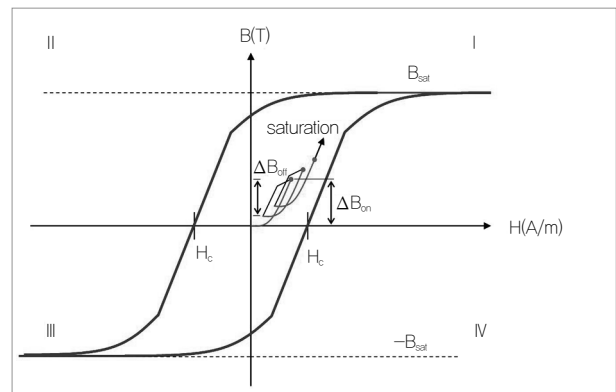


그림 10. 만약 코어를 재설정하지 않으면 선속 밀도는 포화가 발생할 때까지 누적된다

지가 스위치 정지 시간 중 어딘가에서 배출되지 않으면, 선속 밀도 B가 누적되고 궁극적으로 변압기 코어는 포화상태가 된다. 이는 동작 시간이  $\Delta B_{on}$ 의 선속 밀도 일탈을 유도하는 **그림 10**에 나타나 있다.

만약 스위치가 OFF된 동안의 전압과 시간의 곱이 스위치가 ON인 동안의 전압과 시간의 곱과 같다면 선속 밀도는 시작점으로 복귀할 것이다. 이 예제에서는 OFF 시간 동안 전압과 시간의 곱이 너무 약하므로, 불완전한 코어 재설정 발생한다. 새로운 스위칭 주기가 발생할 때 코어 선속 밀도는 기초(Pedestal)부터 시작되며 그 최종 정점은 증가한다.

선속 밀도는 물질이 포화될 때까지 몇 차례의 스위칭 주기 동안 계속 증가한다. 이 때 물질 투자율  $\mu$ 은 1까지 하락하고 자화 유도값도 붕괴된다. 전원을 켤 때 전류를 제한하도록 미리 주의하지 않으면 1차 스위치는 즉각 파괴될 것이다.

3차 재설정 권선은 이와 같은 자성 소거 목적에 부합되는데, 동작 시간 및 자성 소거 시간 중에 동일한 전압  $V_{in}$ 을 적용하여 한 주기부터 다음 주기까지 완전한 코어 재설정을 보장한다. 이러한 이유로, ON 시간의 전압과 시간의 곱은 자성 소거 시간의 전압과 시간의 곱을 초과해서는 안 된다.

$$V_{in}t_{on} \leq V_{in}t_{dem} \dots\dots\dots (17)$$

총 스위칭 시간  $T_{sw}$ 는  $t_{on} + t_{off}$ 이므로, 1차 측에 대해 1:1 권수비를 갖는 3차 자성 소거 권선을 특징으로 하는 포워드 컨버터는 50%보다 더 큰 듀티비로 동작할 수 없다. DT로 표시되는 불감 시간 등의 설계 여유를 감안하면, 최대 듀티비는 안전하게 45% 정도로 고정된다. 만약 더 큰 재설정 전압을 허용하여 제3 권선비를 변경하는 경우, 컨버터를 높은 듀티비로 동작시킬 수 있다. 이 경우 스위치를 끌 때보다 높은 드레인-소스 전압이 나타난다는 점을 감안해야 한다.

**그림 11**은 불연속 도통 모드(DCM)에서 작동하는 변압기 1차 측 및 연관 자화 전류에 대한 모의실험 전압을 보여준다. 여기에는 구동 전압  $v_{DRV}(t)$ 가 표시되며 OFF 시간은 자성 소거 부분과 불감 시간으로 구성된다는 것을 알 수 있다.

이와 같이 식 (11)에서 자화 전류가 코어 재설정 시 공명한다는 사실을 확인했다. 이것이 불감 시간 중에 0 미만에서 진동하는 이유이다. 하지만, 2차 측 내 도통하는 정류기  $D_2$ 가 주어질 경우, 드레인은 입력 전압 아래로 하강할 수 없다. 1차 전압은 0이 되어 다음 스위칭 주기 전에 자화 전류를 고정시킨다.

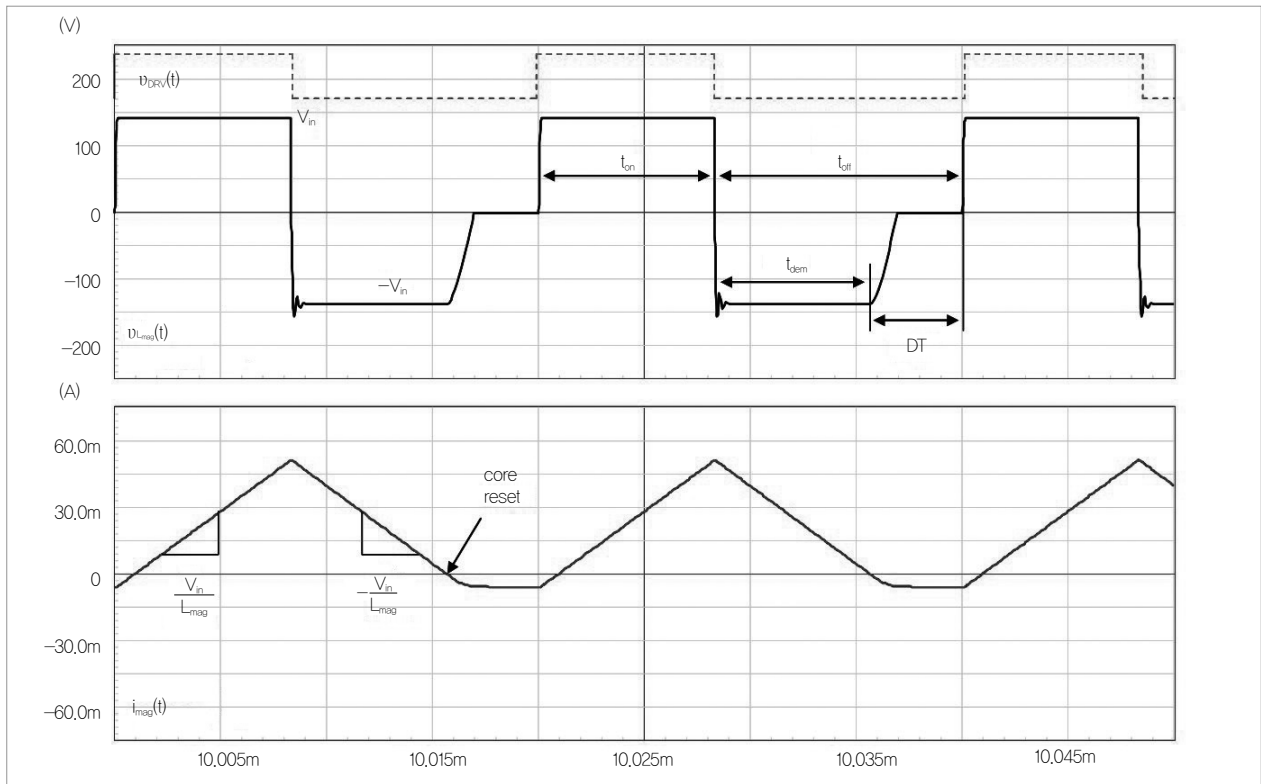


그림 11. 1차 전압 및 관련 자화 전류에 대한 시뮬레이션. 1차 인덕턴스와 드레인 누설 용량 사이에 공진이 발생함에 따라 전류는 음(-) 영역까지 나타난다

## 소신호 분석

전력 컨버터의 소신호 반응을 얻기 위한 방법에는 상태 공간 평균화법(SSA), 선형 대신호 방정식, 펄스폭 변조 스위치 모델과 모의실험 등 여러 방법들이 많이 알려져 있다. 이 중에서 SSA는 강력한 수단이지만, 상태 변수들을 규명하는 동안 컨버터 회로도의 전체성을 고려해야 한다. 예를 들어, 강압 컨버터의 전달 함수를 유도해 입력 필터 혹은 추가 손실을 추가하도록 고려해야 한다면 처음부터 분석을 다시 시작해야 할 것이다. 이것은 매트릭스 조작 외에 SSA가 갖는 단점 중 하나이다.

대신호 방정식을 선형화하려면, 정상 상태에서 컨버터 내 순환 전압 및 전류를 규명해 스위칭 주기에 걸친 평균치를 내야 한다. 그런 다음, 소신호 교류 반응들을 얻기 위해 이 방정식들을 혼합하거나 편미분을 적용해야 한다. 만약 이 방법이 매트릭스 조작을 필요로 하지 않는다면 주어진 상태에서 컨버터를 설명하는 것이다. 추가 요소를 더하거나 환경 설정을 약간 변경하려면 새로운 방정식들을 다시 추출해야 한다.

펄스폭 변조 스위치 모델은 바이폴라 트랜지스터용 에버스-몰(Ebers-Moll) 모델과 함께 수행되어 온 방법을 흉내내는 좋은 접근법이다. 회로 내의 비-선형성 전원 스위치 및 환류 소자를 감안하면(L, C 및 R과 같은 기타 요소들은 선형 소자임) 이런 소자들만이 소신호 접근법에서 고려되며, 선형화 과정의 대상이 된다. 이것은 Vorperian(보르페리언)에 의해 1990년대에 소개된 펄스폭 변조 스위치 모델의 원리이다. 그러므로, 나중에 회로 내 혹은 입력 필터 내의 어딘가에 전기 저항을 추가할 경우 스위치-소자 커플링을 통한 소신호 모델은 동일하게 유지되며, 어떤 추가 선형화도 필요하지

않다.

시뮬레이션(모의실험)은 컨버터의 소신호 반응을 얻기 위한 또 다른 방법으로, 이에 관한 풍부한 문헌들을 신속하고 용이하게 활용할 수 있다. 만약 기생 요소들이 충분히 모형화되어 있는 경우, 이 부분이 가장 어려운 부분이다. 전반적인 교류 응답은 벤치마크 실험을 통해 확인되는 것에 유사하게 근접할 수 있다. 그러나 아무리 정확한 응답이 나온다고 해도 전력단에 영향을 미치는 극과 제로 값들이 표유(Stray) 및 기생 요인에 따라 어떻게 달라지는지는 알 수 없다.

이런 사항들을 숙지해 두는 것은, 제품의 생산 지시가 시작될 때 설계의 견실성을 확보하는 데 기본적으로 필요한 사항이다. 즉, 기생 요인들은 온도와 함께 변화되지만 생산 단계별 편차, 새로운 구성 요소 선택(예를 들어 고객들은 출력 축전기에 새롭고 값싼 전원을 요구할 수도 있다) 등에도 영향을 받는다는 것을 알아야 한다. 만약 이러한 잠재 요소들이 교류 반응의 어떤 부분에 영향을 미치는지 설계 단계에서 파악하지 못한다면 다양한 요청에 대비할 방법이 없다.

이러한 고객사의 요구에 대처할 방법을 파악하려면 분석적으로 유도된 완전한 전달 함수를 숙지해야 한다. 시뮬레이션은 소신호 분석으로 이어지는 중간 단계인데, 예를 들어 기생 요인 변화에 대처하는 설계의 완벽성을 시험하기 위한 신속한 수단인 셈이다. 설계 분석의 최종 단계는 항상 벤치 테스트를 통해 원형 응답 측정으로 이루어진다.

## 대신호 및 소신호 방정식

포워드 컨버터가 소신호 분석과 관련된 요소 측면에서 어떻게 보이는지 확인해 보자. 그림 12는 회로의 시간 영역 표

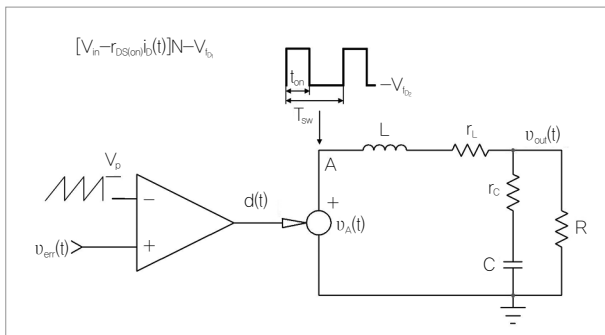


그림 12. 파워드 컨버터는 제어되는 전원이 LC 필터로 이어지는 것으로 단순하게 표현될 수 있다 [좌측은 펄스폭 변조기(PWM)]

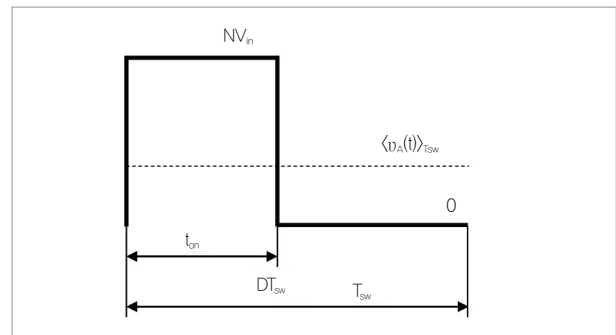


그림 13. 점 A의 전압은 정류기 순방향 전압하강을 무시하는 경우  $NV_n$ 와 0V 값을 가진다

현을 나타낸 것이다. 좌측은 듀티비 값  $D=t_{on}/T_{sw}$ 을 보상기에서 발생하는 오류 전압  $v_{err}$ 에 연계시키는 펄스폭 변조기를 나타낸다. 동작 시간 및 정지 시간 동안 각각 식 (5) 및 식 (8)에서 설명한 바와 같이, 소스  $v_A(t)$ 는 노드 A의 전압을 나타낸다. 마지막으로, 우측은 강압유도 위상에서 전형적인 LC 필터이다. 우리가 원하는 것은  $V_{out}$ 을 제어 변수  $V_{err}$ 에 연계시키는 교류 전달 함수이다.

식 (5)에서 자화 전류는 전력스위치의  $r_{DS(on)}$ 과 결합되며, 동작 시간 중에 입력 전압에서 차감되는 전압 강하 현상을 발생시킨다. 이 하강은 그림 12와 같이 변압기 권수비 N에 의해 하향 조절되는 출력부로 전달된다. 자화 전류는 변압기에 에너지를 공급하는 것 외의 역할은 하지 못하므로, 포워드 컨버터 변압기 설계 중에 최소화된다. 자화 전류는 전력 전달에 관여하지 않으므로 설계자들은 최악의 경우 포화가 나타나지 않는 최소로만 유지한다.

나중에 언급하겠지만, 이 시리즈 중 설계자들이 자화 전류를 필요로 하고 의도적으로 자화 전류를 높이는 것은 더 이상 능동 클램프 컨버터에 해당되지 않는다. 능동 클램프 컨버터의 자화전류는 매우 작은 값이며 소신호 역할을 별로 하지 못하므로 식 (5)와 같이 무시될 수 있다. 정류기  $D_1$ 과  $D_2$  순방향 전압강하는 직류 동작점에서 역할을 하며 그들의 동적 저항  $r_d$ 는  $DT_{sw}$ 와  $(1-D)T_{sw}$  중 각각 임피던스 구동점 A에 영향을 미친다. 만약 동일한 값을 갖는다면 유도기  $r_L$ 에 영향을 미치는 저항성 소자로서 쉽게 유지될 수 있다. 단순하게 하자면, 점 A의 전압은 그림 13에 표시되어 있는 수치까지 더 줄일 수도 있다. 이와 같은 파형은 동작 시간과 정지 시간 전환 중에 시간적으로 불연속이다. 선형 네트워크로 작업하여 라플라스 변환을 적용하려면 선형 연속 시간 함수가 있어야

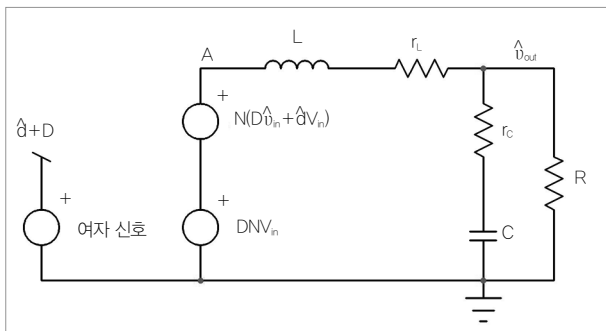


그림 14. 시간 영역 전원  $v_A(t)$ 은 시간 연속성 전압 전원으로 대체되었다 이들 전원들 가운데 하나는 직류 점을 고정시키며 두 번째 전원은 교류 신호를 유입시킨다

한다. 이러한 스위칭 파형은 평균화 과정을 통해 연속시간 함수로 변형할 수 있다. 평균화된 신호값을 제어 변수인 듀티비 D와 어떻게 연계시킬지 찾아내는 것이 중요하다. 주기적 신호의 평균값은 측정된 시간에 걸쳐 대표 함수  $f(t)$ 를 적분함으로써 확인할 수 있다.

$$\langle f(t) \rangle_{T_{sw}} = \frac{1}{T_{sw}} \int_0^{T_{sw}} f(t) \cdot dt \dots\dots\dots (18)$$

이 예에서, 점 A의 평균 전압은 단순히 식 (19)와 같다.

$$\langle v_A(t) \rangle_{T_{sw}} = \frac{1}{T_{sw}} \int_0^{DT_{sw}} NV_{in} \cdot dt = \frac{NV_{in}}{T_{sw}} [t]_0^{DT_{sw}} = DNV_{in} \dots\dots\dots (19)$$

이것은 소위 시간 연속성 대신호(비선형) 방정식이다. D와  $V_{in}$ 이 각각 다양한 별도의 변수이기 때문인데, 이미 설명한 대로 컨버터의 소신호 전달 함수를 추출하기 위해서는 선형 방정식이 필요하다. 달리 말하면, 선형 표식으로 만들기 위해 선형화 과정이[식 (19) 참조] 적용되어야 한다. 이와 같은 표식에서는 2개의 변수인 D와  $V_{in}$ 을 얻는다. 간섭에 대한 방정식의 응답을 확인하기 위해서는 각각의 변수를 탈자 기호 ( $\hat{\cdot}$ )로 표시하는 소형 교류 리플 변조와 연계시켜야 한다. 이러한 교류 리플은 주파수를 변조하는 동안 전체 컨버터를 선형 모드로 유지시킬 만큼 소규모로 간주된다.

$$\begin{aligned} V_A &\rightarrow V_A + \hat{v}_A \\ V_{in} &\rightarrow V_{in} + \hat{v}_{in} \\ D &\rightarrow D + \hat{d} \end{aligned}$$

이제 새로운 요소들과 더불어 식 (19)를 다시 작성해 보자.

$$V_A + \hat{v}_A = N(D + \hat{d})(V_{in} + \hat{v}_{in}) \dots\dots\dots (20)$$

계속해서 재배치하면 식 (21)을 얻을 수 있다.

$$V_A + \hat{v}_A = N\hat{d}\hat{v}_{in} + DNV_{in} + ND\hat{v}_{in} + NV_{in}\hat{d} \dots\dots\dots (21)$$

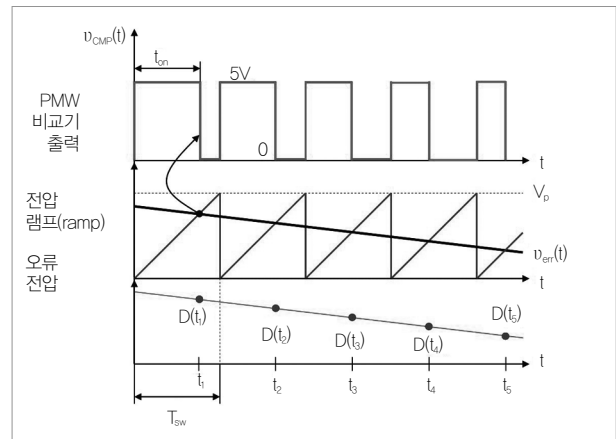


그림 15. 듀티비는 주기별로 변화하는 불연속 값이다



이 표식에서는 직류 항(탈자기호 없음), 교류 항(한 개의 탈자기호와 연관된 항) 그리고 교류 외적(AC Cross-Products)을 얻는다. 선형, 소신호 항만 원하므로 모든 교류 외적( $N\hat{d}\hat{v}_{in}$ )은 억제된다. 직류 항과 교류 항을 결합하는 표식을 최종적으로 얻게 되는데, 그것을 분류해보면 다음과 같은 식을 얻게 된다.

$$V_A = DNv_{in} \dots\dots\dots (22)$$

$$\hat{v}_A = N(D\hat{v}_{in} + \hat{d}V_{in}) \dots\dots\dots (23)$$

현재 보유한 식들을 가지고 그림 12의 우측 회로도들 그림 14와 같이 시간 연속성 선형 회로도도 바꿀 수 있다.

### 펄스폭 변조기 전달 함수

펄스폭 변조기 블록은 오류 전압  $v_{err}(t)$ 을 듀티비  $D$ 로 전환한다. 비교기는 음(-) 입력단자를 통해 0V에서 정점 값  $V_p$ 까지 상승하는 톱니 신호를 받게 된다. 양(+) 입력부는 오류 전압  $v_{err}$ 을 받게 된다. 톱니 신호가 오류 전압보다 낮은 경우 비교기의 출력은 High가 되며 전력 트랜지스터가 켜진다(그림 1의 Q).

톱니는 지속적으로 상승하고 2개의 핀전압이 일치할 때 비교기는 Low로 전환되며 스위칭 주기를 종료하게 되는데 이를 Trailing-Edge 변조라고 한다. 주기별로 볼 때 듀티비는 불연속 값들의 연속으로 변동된다. 이 내용은 각각 다른 순간에 듀티비를 확인하는 그림 15에 표시되어 있다. 이 그림은 자연 표본화 펄스폭 변조기로 설계되어 있다는 것을 나타내는데, 토글링 점  $t_1$ 에서 식 (24)가 나온다.

$$v_{err}(t_1) = \frac{V_p}{T_{sw}} t_1 \dots\dots\dots (24)$$

지속시간  $t_1$ 은 트랜지스터 동작 시간일 뿐이다.  $T_{sw}$ 로 나누

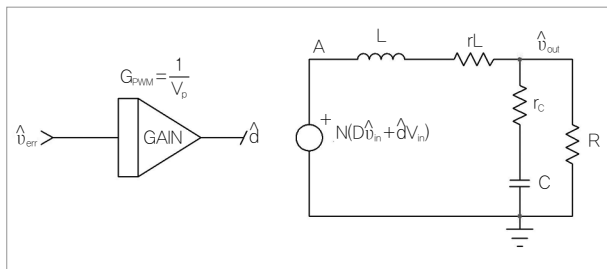


그림 16. 오류 전압에서 출력 전압에 이르는 완전한 파워드 컨버터 소신호 모델

면 이것은 순간  $t_1$ 에서 듀티비로 된다.

$$v_{err}(t_1) = V_p \frac{t_{on}(t_1)}{T_{sw}} = V_p D(t_1) \dots\dots\dots (25)$$

교류 분석 중  $f_{mod} \ll f_{sw}$ 로 표현하듯이,  $v_{err}$ 에 인가되는 간섭 변조 주파수  $f_{mod}$ 가 스위칭 주파수  $f_{sw}$ 보다 훨씬 작다는 것을 고려하면, 모든 불연속 듀티비들은 서로 매우 가깝다고 간주될 수 있다. 이로 인해 식 (25)와 같이, 불연속 시간 함수는 식 (26)으로 정의하여 연속성의 리플 없는 함수가 된다.

$$D(v_{err}) = \frac{V_{err}}{V_p} \dots\dots\dots (26)$$

이것은 자연 표본화 펄스폭 변조 블록에 의해 생성되는 듀티비의 평균 수식이다. 소신호 이득은  $D$ 와 오류 전압의 간섭을 혼합해 추출될 수 있다.

$$V_{err} \rightarrow V_{err} + \hat{v}_{err}$$

$$D \rightarrow D + \hat{d}$$

일단 식 (26)과 같이 대입한 후 재배열하면 식 (27)을 얻을 수 있다.

$$D + \hat{d} = \frac{V_{err} + \hat{v}_{err}}{V_p} \dots\dots\dots (27)$$

식 (27)에서 듀티비를 오류 전압에 연결하는 교류 관계를 추출하는데, 이것이 펄스폭 변조 소신호 이득  $G_{PWM}$ 이다.

$$G_{PWM} = \frac{\hat{d}}{\hat{v}_{err}} = \frac{1}{V_p} \dots\dots\dots (28)$$

이렇게 오류 전압에서부터 파워드 출력 전압에 이르는 완전한 전송 라인을 표현한다. 최종 교류 전용 모델은 그림 16과 같다.

### 최종 전달 함수

그림 16을 참고하면 전압 모드에서 작동되는 파워드 컨버터의 전달 함수를 빠르게 얻을 수 있다. 출력 전압은 2차 함수의 LC 필터를 통과하는 노드 A의 출력 전압이다. 라플라스 변환을 이용한 노드 A에서의 전압은 다음과 같다.

$$V_A(s) = N(V_{in}V_{err}(s)G_{PWM} + V_{in}(s)D) \dots\dots\dots (29)$$

입력전압이 고정되어 있고  $V_{out}(s)/D(s)$ 을 연구하고 싶은 경우  $V_{in}(s)=0$ 이며 식 (29)는 다음과 같이 단순화할 수 있다.

$$V_A(s) = NV_{in}V_{err}(s)G_{PWM} \dots\dots\dots (30)$$

LC 전달 함수는 신속 분석 기법을 이용해 유도되며, 이미

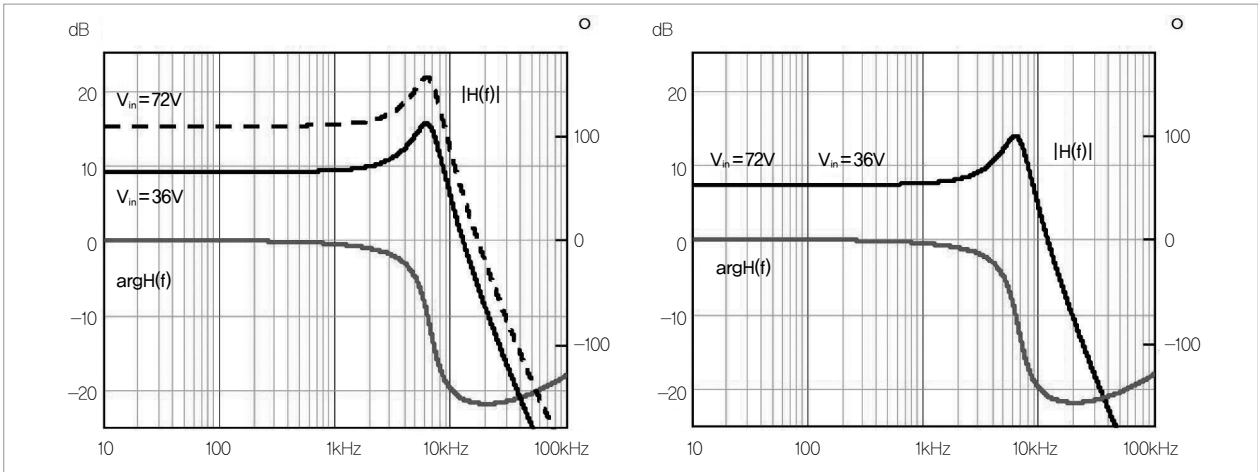


그림 17. 좌측 차트는 입력 전압에 대한 의존성을 보여주고 있다 우측 차트는 피드포워드 덕택으로 입력 전압 변경에 영향을 받지 않는다

많이 알려진 다음의 2차 연속 다항식에 대입된다.

$$\frac{V_{out}(s)}{A(s)} = H_0 \frac{1+s/\omega_{z1}}{1+\frac{s}{\omega_0 Q} + \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2} \dots\dots\dots (31)$$

여기서 다음과 같이 식 (32)~식 (35)를 얻을 수 있다.

$$H_0 = \frac{R_{load}}{R_{load} + r_L} \dots\dots\dots (32)$$

$$\omega_{z1} = \frac{1}{r_C C} \dots\dots\dots (33)$$

$$\frac{1}{\sqrt{LC}} \sqrt{\frac{r_L + R_{load}}{r_C + R_{load}}} \dots\dots\dots (34)$$

$$Q = \frac{LC\omega_0(r_C + R_{load})}{L + C[r_L r_C + R_{load}(r_L + r_C)]} \dots\dots\dots (35)$$

따라서 최종 전달 함수는 식 (29)와 식 (31)을 결합하여 얻을 수 있다.

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{err}(s)} = G_{PWM} N V_{in} H_0 \frac{1+s/\omega_{z1}}{1+\frac{s}{\omega_0 Q} + \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2} \dots\dots\dots (36)$$

이 수식에서  $G_{PWM}$ 은 식 (28)로 대체될 수 있다. 이제 다음의 구성 요소 및 동작점에서 매스캐드(Mathcad®)를 토대로 하면 라플라스 전달 함수를 그래프로 그릴 수 있다.

$L=0.5\mu\text{H}$ ,  $r_L=5\text{m}\Omega$ ,  $C=1.2\text{mF}$ ,  $r_C=1.5\text{m}\Omega$ ,  $V_p=2\text{V}$ ,  $R_{ramp}=75\text{k}\Omega$ ,  $C_{ramp}=390\text{pF}$ ,  $F_{sw}=500\text{kHz}$ ,  $N=1/6$ ,  $V_{in}=36$  to  $72\text{V}$ ,  $V_{out}=3.3\text{V}$  and  $R_{load}=0.11\Omega$ .

결과값은 그림 17과 같다. 왼쪽 그림은 최대 부하에서 2개의 다른 입력 전압에 따른 전달 함수를 그래프로 나타낸 것

이다. 입력 라인에 따라 이득이 달라지는 것을 확인할 수 있다. 36~72V의 변화는(두 배의 비율) 단순히 6-dB 변환을 유발한다. 이 변화는 상 마진이 하락하는 것으로 판단하는 기준인 교차 주파수에 영향을 미친다. 그러므로 이러한 교차 변화를 고려하여 보상기를 설계할 때 주의해야 한다.

더 나은 방법은 피드포워드를 실행하고, 식 (37)에서 확인할 수 있듯이 입력 전압 기여도를 없애는 것이다. 피드포워드는  $V_{in}$ 의 변동이 일으킨 간섭이 출력에 영향을 주기 전에 듀티비 D를 조정하기 위한 수단이다. 그림 17의 오른쪽에서 확인할 수 있듯이, 입력 전압 변화에도 불구하고 전달 함수는 이동하지 않는다.

자성 소거 권선이 장착된 전압-모드 포워드 컨버터의 소신호 연구 결과를 통해 입력전압에 따라 직류 이득이 바뀌는 2차 시스템을 확인해 보았다. 이러한 입력전압에 따른 영향은 피드포워드 제어를 이용하여 없앨 수 있다. 다음 달에는 능동 클램프 포워드 컨버터 구조를 살펴보고, 소신호 반응을 다루기 전에 그것이 동작하는 방식에 대해서도 알아본다. E E

**참고 문헌**

1. C. Basso, "Small-Signal Modeling and Analytical Analysis of Power Converters", APEC 2013 Professional Seminar, available in PDF from <http://cbasso.pagesperso-orange.fr/Spice.htm>
2. V. Vorperian, "Fast Analytical techniques for ELECTRICAL and ELECTRONIC CIRCUITS", Cambridge 2002, 0-521-62442-8