능동 클램프 포워드 컨버터의 소신호 모델(Ⅲ)

능동 클램프 포워드 컨버터 전달 함수

Christophe Basso ON Semiconductor

이번 달에는 전압 모드로 동작하는 능동 클램프 컨버터의 제어-출력 전달 함수를 도출하는 방법에 대해 살펴본다. 본지 6월호, 7월호에서는 고전적인 포워드 컨버터와 그 컨버터의 능동 클램프 버전간의 차이점을 알아 보았다.

능동 클램프 포워드 컨버터는 간단히 말해 자화 유도부(Magnetizing Inductance) 내에 저장된 에너지를 재이용하고, 드레인 노드 기생 용량의 방전을 통해 그 에너지를 재활용함으로써 스위칭 손실을 줄이는 수단을 제공한다. 또한, 그 기법을 통해 제 1사분면과 제 3사분면의 변압기 운영이 가능하므로, 자연적으로 보다 더 최적화된 코어 활용이 가능해진다.

만약 대신호 접근법이 제어-출력 보드플롯(Bode Plot) 전달에 도움이 되고 컨버터를 안정화시킨다면, 극점 및 영점이 어디에 숨어 있으며 그러한 변수가 어떻게 상호 동작하는지 모르게 된다.

이것은 낮은 엔트로피 형태로 전달되는 완전한 전달 함수 유도가 밝히는 DC(직류 전류) 이득, 극점/영점 공헌 및 품질 인자를 알아보고자 하는 목표가 된다.

컨버터 모델

지난 달에는 대신호로 표현된 능동 클램프 컨버터의 등가 회로도에 대해 알아 보았다. 분석을 단순화하기 위해 변압기 여자 전류와 함께 운영되고 동작비(Duty Ratio)에 의해 통제되는 컨버터, 즉 강압-승압 컨버터(N-채널, 상측 환경설정) 혹은 강압 컨버터(P-채널, 하측 환경설정)와 같이 하나로 결합해 볼 수 있다.

이와 같은 여자 전류 순환은 전원 스위치 Q1을 통해 1차 측내 손실을 초래하며, 이는 변압기 턴수비인 N으로 변환되어 출력부로 전달된다. 그런 다음 2차 컨버터인 고전적 강압 구조체(Classical Buck Structure)로 공급된다.

온세미컨덕터는 1990년대 보르페리안(Vorperian) 박사에 의해 개발된 PWM(펄스 폭 변조) 스위치를 통해, 이러한 컨버터 2개를 모형화하기 위한 수단을 확보하고 있다.[1] **그림 1**은 연속 전도 모드(CCM)로 단순화된 불변 구조를 나타낸 것이다.

컨버터를 연구하기 위해 직류 혹은 교류에서 스위치/다이오드 조합을 제거하고, 자체 노드 연결부 관련 모델에 대한 플러그를 연결해 보자. 예제는 강압(Buck) 컨버터 및 강압-승압(Buck-Boost) 컨버터에서 연결하는 방법이다. 일단 이러한 모델들을 하나의 회로에 연계시키면, SPICE 시뮬레이션을 통해(제어-출력, 출력 임피던스 등)[2] AC 반응을 즉각 얻을 수 있다.

시뮬레이션 엔진은 모든 전원을 선택된 동작점에서 자동적으로 선형화하여 응답을 신속하게 전달한다(스위칭 소자 없음).

그림 2는 지난 달에 설명한 대신호 모델을 활용하여 2개의 서로 다른 컨버터용 PWM 스위치 모델에 플러그를 연결한 단순 회로를 표시한 것이다. 강압-승압 컨버터는 대지전위보다는 입력 전압(Input Rail)을 기준으로 하지만, 결과는 그림 1과 동일하다.

SPICE에서의 실행 내용은 **그림 3**과 같다. 최초의 PWM 스위치는 자화 전류 및 클램프 콘덴서를 포함한 직류-직류 컨버터를 모델링한다. 추가적인 전원들은 왼편 매개 변수 목록의 $r_{DS(on)}$로 라벨이 부착된 위쪽 스위치, $r_{DS(on)}$에 해당하는 B2와 같은 손실을 모델링한다. 그리고 주요 전원 스위치에서 발생한 손실은 $r_{on1,\ (전원스위치\ 동작저항)}$ 전반에 걸친 전력 저하를 계산하기 전에 드레인 전류값을 평균화하는 B5를 통해서 설명된다.

1차 측에 반영된 출력 전류인 I_L은 실제로 I(V5)에 의해 감지되면서도, 2차 PWM 스위치 모델에서 D로 분할된다는 데 유의해야 한다.

PWM 스위치는 2차 측에서 고전적 포워드 컨버터 모델 내에 삽입된다. 노드 a 상의 입력 전압은 더 이상 NV_{in}이 아니며 $N(V_{in}-V_{loss})$이라는 사실도 유념해야 한다.

여기서 V_{loss}는 전원 B_4를 통해 V_{in}에서 차감되며 주 전력 스위치에 발생하는 평균 1차 측 손실이다. 이러한 부분이 출력부에서 보이는 노치를 모형화하기 위한 핵심이라는 내용은 나중에 살펴보자.

컨버터는 30-A 전류용량으로 3.3V를 전달한다. 이와 같이 단순한 시험용 다이어그램 내에는 PWM 조절기가 없다는 사실을 유의해야 한다. 만약 AC 시뮬레이션을 실행할 경우, 전력단 응답은 **그림 4**에 나타난 바와 같이 즉각 전달된다.

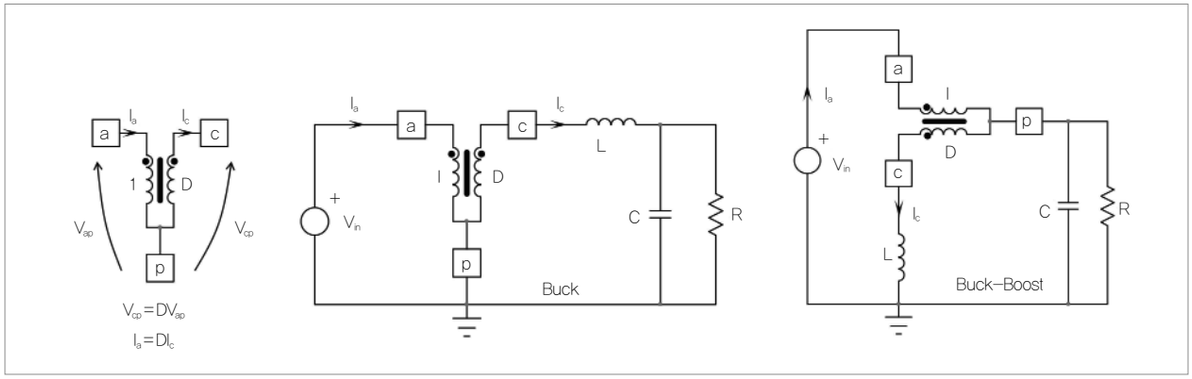


그림 1. CCM(연속 전도 모드) PWM 스위치 모델은 단순한 방식으로 2개의 스위치를 표현하여 스위칭 컨버터를 분석하는 데 도움이 된다

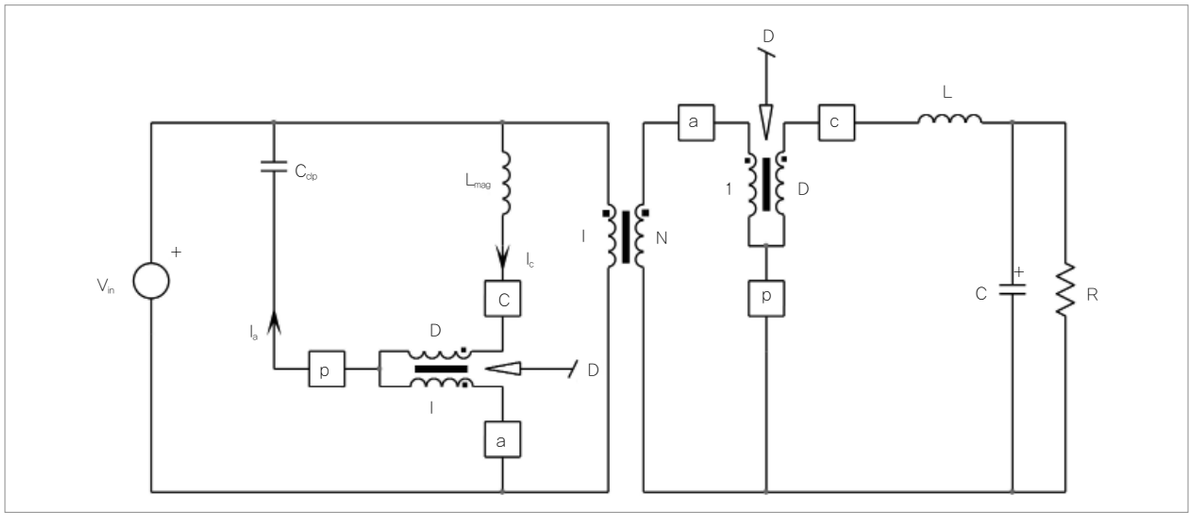


그림 2. 지난 달에 설명한 대신호 모델은 이제 2개의 PWM 스위치 모델로 갱신되었다

대신호에서 소신호까지

그림 4의 응답은 지난 달과 일치한다. 유사성은 두 접근법으로 인해 발생하는 곡선들이 완벽하게 겹치는 과도 응답에서도 마찬가지이다.

그러나, 만약 제어-출력 전달 함수를 분석적으로 도출하려면 선형 네트워크에 관해서도 연구해야 한다. 달리 말해, 비선형 PWM스위치 모델은 **그림 5**와 같이 등가 소신호 버전으로 교체되어야 한다.

이제 그림 3에서 2개의 대신호 PWM 스위치 모델을 제거하고, 그것을 그림 5와 같은 모델로 교체해 보자. 결과적으로 **그림 6**과 같은 스케치가 된다. 이와 같이 새로운 AC 반응 대비 그림 4의 반응을 비교, 점검해 보면 곡선들 사이에서 완벽한 일치를 확인할 수 있는데, 이는 매우 중요한 핵심 사항

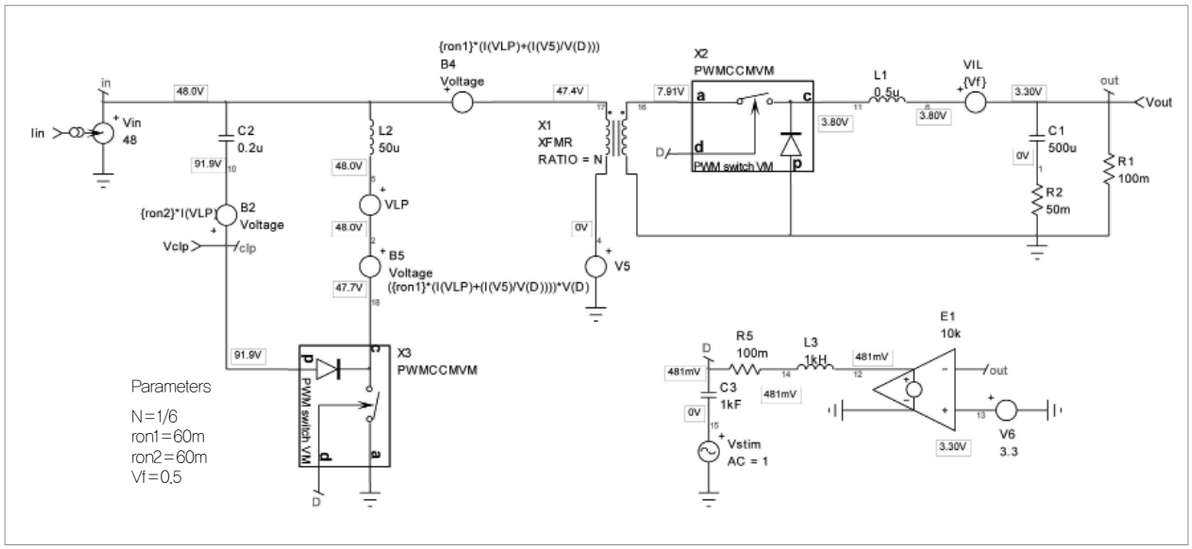


그림 3. 계통도에 있는 2개의 다른 부분에서 PWM 스위치 모형을 알 수 있는 그림 2의 SPICE 버전

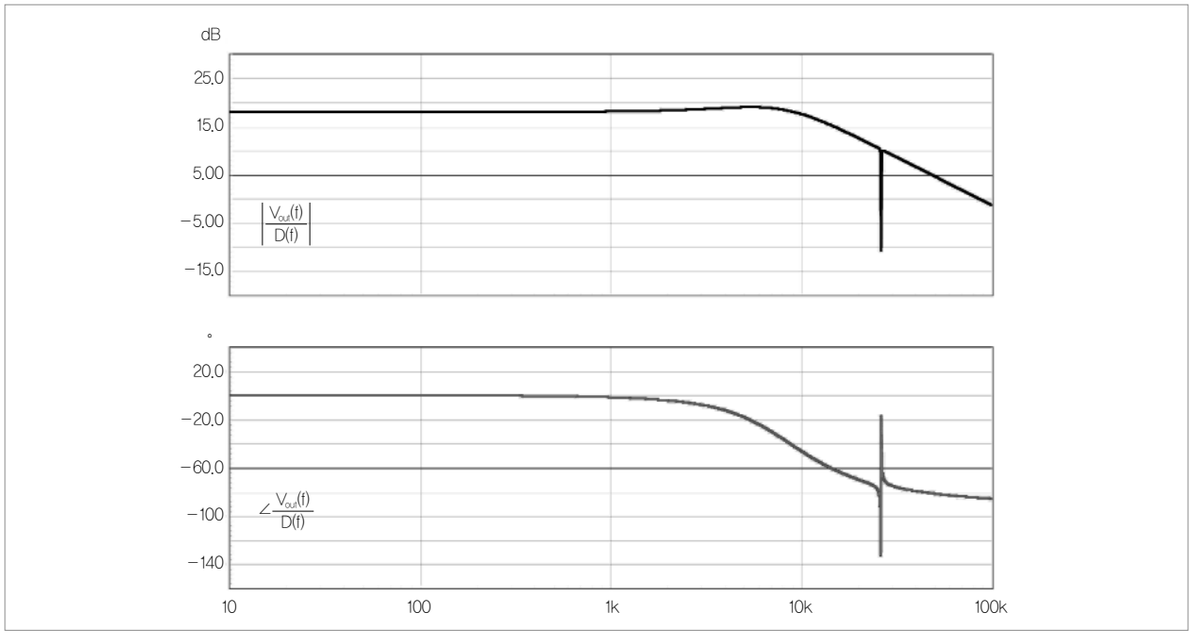


그림 4. 교류 응답은 지난 달 비선형 방정식에서 얻은 것과 유사하다

이다.

수동소자들의 네트워크 또는 회로에 수많은 전압/전류-조절 전원이 포함된 경우의 전달 함수를 연구할 때, 그리고 단순화, 변압기 전반에 걸친 반조(Reflections), 방정식 갱신 등의 변화를 일으킬 때마다 변화에 의해 만들어지는 전달함수가 원래의 비 단순화 모델 함수와 완벽하게 일치하는지 항상 점검해야 한다. 만약 편차가 존재할 경우, 오류를 확인하고 그 오류가 진행되기 전에 즉시 수정해야 한다. 따라서 이러한 경우 SPICE는 매우 중요한 도구이다. 그러면 이제 자화 전류 발전기에 대해 분석, 연구해 보자.

자화 전류 발전기

클램프 전압을 발생시키는 절연 직류-직류 컨버터는 우선 절연되어야 한다. 클램프 발전기 구조를 단순화하는 그림 6의 계통도를 보면 단순화된 구조가 **그림 7**에 나타난 회로의 형태라는 것을 알 수 있다.

이와 같은 접근법에서는 B5 전원에서 모형화된 반조 유도자 전류 기여 요소인 I_L 이 단순성을 위해 무시된다. 선형화된 자화 전류 I_{mag}는 $I_{mag}+\hat{i}_{mag}$가 되는데, 이 때 I_{mag}의 평균값은 0이다. 그래서 I_{mag}로 곱해지는 모든 항은 사라지지만 $\hat{i}_{mag}$를 포함한 항들은 사라지지 않는다.

이와 같은 기법을 활용하면 발전기의 복잡성을 줄이는 데 도움이 된다. 물론 그림 7에 나타난 회로의 $I_{mag}(s)/D(s)$ 교류 반응을 검증해, 그림 3의 시뮬레이션 회로에서 추출된 반응과 비교해야 한다. 만약 모든 곡선이 모두 조화를 이루어 맞아떨어지면 분석 작업에 들어간다.

이 회로를 통해 제어 대 자화 전류 전달 함수, $I_{mag}(s)/D(s)$를 도출해 보자. 입력 전압은 분석 도중에 상수로 가정되므로 AC 항은 0이다. 자화 유도 전반에 걸친 전압을 표현하여 시작해 보자.

$$V_{L_{mag}} = V_{(2)} - V_{in} \quad \cdots\cdots (1)$$

그림 7에 표시된 대로, $V_{(2)}$는 식 (2)와 같이 정의된다.

$$V_{(2)} = V_{(C)} - V_{(C)}\left(\hat{d} + D\right) + Dr_{on1}\hat{i}_{mag} \quad \cdots\cdots (2)$$

노드 (c)에서의 전압은 직류 신호와 교류 요소로 구성된다. 이러한 사실을 고려해서 식 (1) 및 식 (2)를 결합하면 식

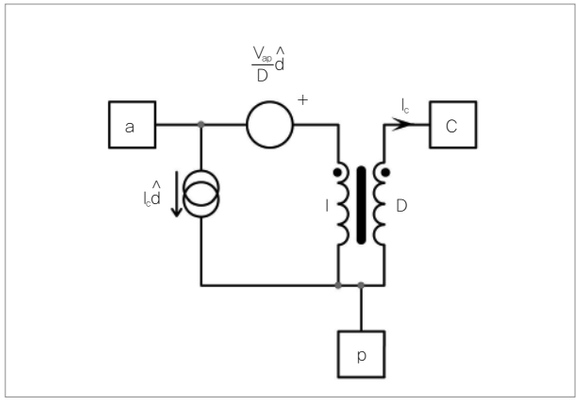


그림 5. PWM 스위치 모델은 전달 함수를 유도하기 위해 선형화될 필요가 있으며, 이 모델은 CCM 소신호 버전이다

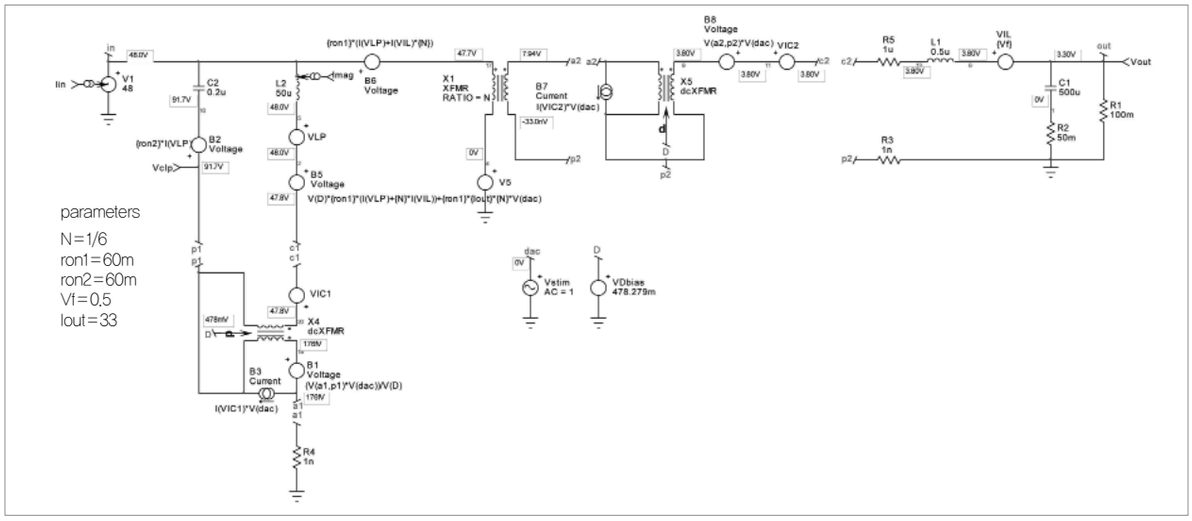


그림 6. 능동 클램프 포워드 컨버터는 이제 PWM 스위치 모델의 소신호 모델로 갱신되었다

(3) 같은 방정식을 만들 수 있다.

$$V_{L_{mag}} + \hat{v}_{L_{mag}} = V_{(C)} + \hat{v}_{(C)} - \left(V_{(C)} + \hat{v}_{(C)}\right)\left(D + \hat{d}\right) + Dr_{on1}\hat{i}_{mag} - V_{in} - \hat{v}_{in} \quad \cdots (3)$$

교류 외적(Cross-Products)을 무시하고 입력 전압 교류 기여도(0)를 제거하면 식 (4), 식 (5)와 같은 2개의 방정식이 생성된다.

DC : $V_{L_{mag}} = V_{(C)} - V_{(C)}D - V_{in}$ ····· (4)

정상 상태에서 자화 유도기 전반에 걸친 평균 전압은 0이다. 식 (4)를 재배치하면 발전기의 직류 전달 함수를 얻을 수 있다.

$$V_{(C)} = V_{clamp} = \frac{V_{in}}{1-D} \quad \cdots (5)$$

V_{clamp}는 입력 전압과 V_{in}, 클램프 축전기 전반에 걸친 전압, V_{clp}로 구성된다. 이를 식 (5)에 대입하여 재배치하면 식 (6)과 같이 된다.

$$V_{clp} = V_{in}\frac{D}{1-D} \quad \cdots (6)$$

이는 강압-승압 컨버터의 직류 전달 함수이다. 교류 표현식은 식 (3)에서 추출된 이차 방정식이다.

$$\hat{v}_{L_{mag}} = \hat{v}_{(C)}\left(1-D\right) - V_{clamp}\hat{d} + Dr_{on1}\hat{i}_{mag} \quad \cdots (7)$$

노드 (c)에서의 교류 전압은 위쪽 스위치의 전압 강하를 추가하는 클램핑 축전기 임피던스에 따라 달라진다.

$$\hat{v}_{(C)} = \hat{i}_{mag}\left(1-D\right)\left(\frac{1}{sC_{clp}}\right) + \hat{i}_{mag}r_{on2} = \hat{i}_{mag}\left[\left(1-D\right)\left(\frac{1}{sC_{clp}}\right) + r_{on2}\right] \quad \cdots (8)$$

자화 전류는 자화 유도기 및 유도기 임피던스 전반에 걸친 전압에 따라 달라진다.

$$\hat{i}_{mag} = -\frac{\hat{v}_{L_{mag}}}{sL_{mag}} = -\frac{\hat{v}_{(C)}\left(1-D\right) - V_{clamp}\hat{d} + Dr_{on1}\hat{i}_{mag}}{sL_{mag}} \quad \cdots (9)$$

이제 식 (9)에 식 (8)을 대입하고, 자화 전류를 얻기 위해 라플라스 변환(Laplace Notation)으로 방정식을 풀면 다음과 같은 전달 함수를 얻게 된다.

$$\frac{I_{mag}(s)}{D(s)} = \frac{V_{clamp}}{\left(1-D\right)^2}\frac{sC_{clp}}{1 + sC_{clp}\left[\frac{r_{on2}\left(1-D\right) + Dr_{on1}}{\left(1-D\right)^2}\right] + s^2\frac{L_{mag}C_{clp}}{\left(1-D\right)^2}} \quad \cdots (10)$$

이와 같은 함수는 이차 연속 다항식에 적합하다.

$$M(s) = M_0\frac{sC_{clp}}{1 + \frac{s}{\omega_{0M}Q_M} + \left(\frac{s}{\omega_{0M}}\right)^2} \quad \cdots (11)$$

여기서, 다음 식과 같이 된다.

$$M_0 = \frac{V_{clamp}}{\left(1-D\right)^2} = \frac{V_{in}}{\left(1-D\right)^3}$$

$$\omega_{0M} = \frac{1-D}{\sqrt{L_{mag}C_{clp}}}$$

$$Q_M = \sqrt{\frac{L_{mag}}{C_{clp}}}\frac{1-D}{r_{on2}\left(1-D\right) + Dr_{on1}}$$

이 결과치를 보다 잘 파악하여 정점(Peaking Point)을 확인하기 위해 이와 같은 표현식을 재배치, 또 다른 2차 연속 다항식을 구축할 수 있다.

$$A(s) = A_0\frac{1}{1 + \left(\frac{\omega_{0M}}{s} + \frac{s}{\omega_{0M}}\right)Q_M} \quad \cdots (12)$$

여기서 다음과 같은 식이 나온다.

$$A_0 = \frac{V_{clamp}}{r_{on2}\left(1-D\right) + Dr_{on1}}$$

이제 이러한 표현식에 매쓰캐드(Mathcad®)로 그래프를 그려, 그림 7에 나타난 회로의 SPCE 시뮬레이션과 비교해 보자. 그 자화 전류 발전기를 이용한 결과는 **그림 8**에 나타난 바와 같이 훌륭하다.

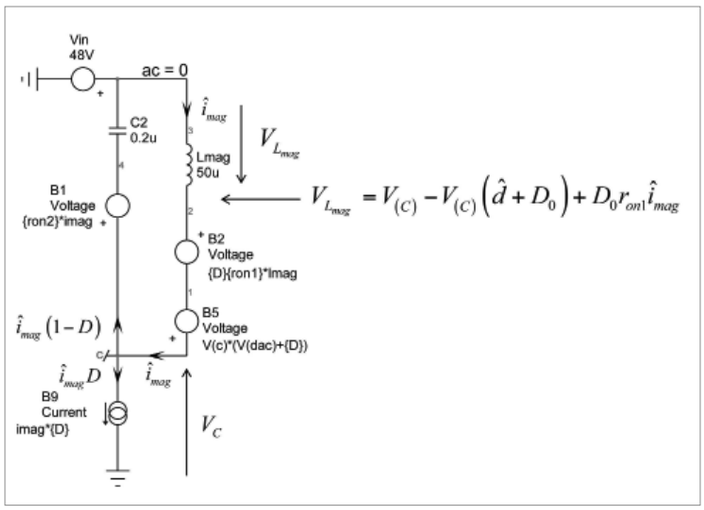


그림 7. 자화 전류는 위쪽 클램프 콘덴서와 함께 주 스위치 동작비에 의해 조절되는 DC-DC 컨버터를 생성한다

2차 측 강압 컨버터

2차 측은 2차 PWM 스위치 모델에 의해 모형화되는 강압 컨버터를 보여준다. 1차 측 자화 전

류 발전기로부터 강압 구간(Buck Section)을 절연시킨 상태가 **그림 9**에 나타나 있다. 이것은 PWM 스위치 소신호 모델에서 가독성 향상을 위해 전압 및 전류 전원이 재배치된 그림 6 오른쪽 부분의 확대도이다. 예측한 바와 같이, 단자 'a' 상에 보이는 전압은 (고전적 포워드에서처럼) 더 이상 NV_{in}이 아니며, 자화 및 반조 유도자 전류 순환에 발생하는 1차측 MOSFET의 손실에 해당한다.

노드(7) 내에서 변압기 출력부의 전압은 PWM 스위치 모델 터미널 'c'에 반사되어 2차 연속 LC 필터를 통과한다. 노드 (7)의 대신호 전압은 단순히 다음과 같다.

$$V_{(7)} = NV_{in} - r_{on1}N^2\left(\frac{I_{mag}}{N} + I_{out}\right) \quad \cdots\cdots (13)$$

반면에, LC 필터를 구동하기 전에 노드 1에서의 전압은 다음과 같이 정의된다.

$$V_{(1)} + \hat{v}_{(1)} = V_{(7)}\left(D + \hat{d}\right) \quad \cdots\cdots (14)$$

이제 식 (14)에 식 (13)을 대입한 후, I_{mag}와 I_{out} 변수들에 외란을 주입함으로써 결과값을 선형화해야 한다.

$$V_{(1)} + \hat{v}_{(1)} = DNV_{in} + NV_{in}\hat{d} - DN\hat{i}_{mag}r_{on1} - N\hat{d}\hat{i}_{mag}r_{on1} - DI_{out}N^2r_{on1} - DN^2\hat{i}_{out}r_{on1} - I_{out}N^2\hat{d}r_{on1} - N^2\hat{d}\hat{i}_{out}r_{on1} \quad \cdots\cdots (15)$$

여기서는 선형 항만 필요하며, 상기 방정식에서 빨강색의 외적(Cross-Products)은 억제되었다. 만약 다음과 같은 사실들을 고려한다면, 식 (15)는 훨씬 더 단순한 표현식으로 된다.

$r_{on1}=1$

$\hat{d}=1$

$N^2=1$

$$\hat{v}_{(1)} = \hat{d}NV_{in} - DN\hat{i}_{mag}r_{on1} \quad \cdots\cdots (16)$$

식 (12)에 제어-자화 전류 표현식을 M(s)로 지정할 경우, 식 (16)은 라플라스 변환식을 이용해 갱신될 수 있다.

$$V_1(s) = D(s)NV_{in} - DNr_{on1}D(s)M(s) = D(s)\left[NV_{in} - DNr_{on1}M(s)\right] \quad \cdots (17)$$

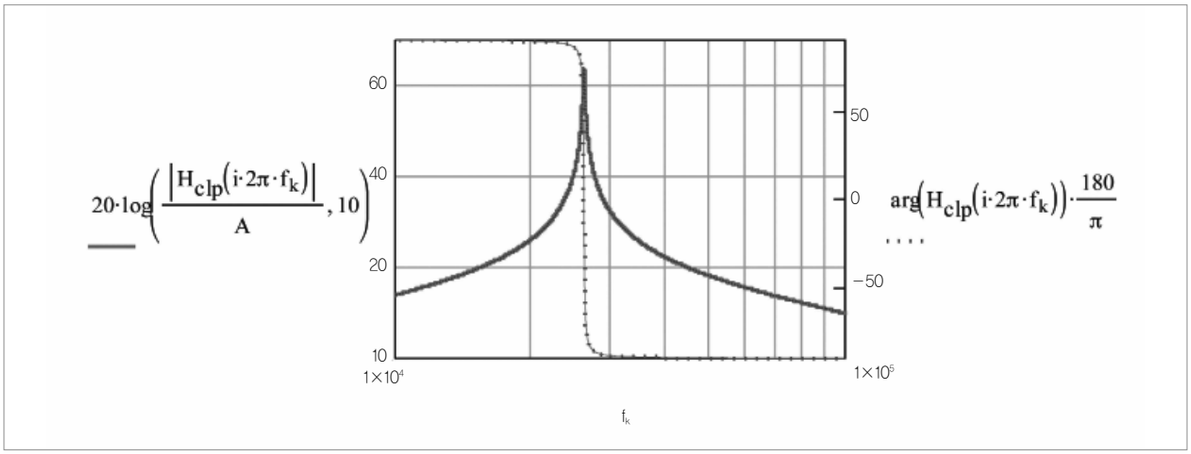


그림 8. SPICE 및 Mathcad® 곡선들은 정확한 전달 함수의 도함수를 확인하면서 완전히 겹쳐진다

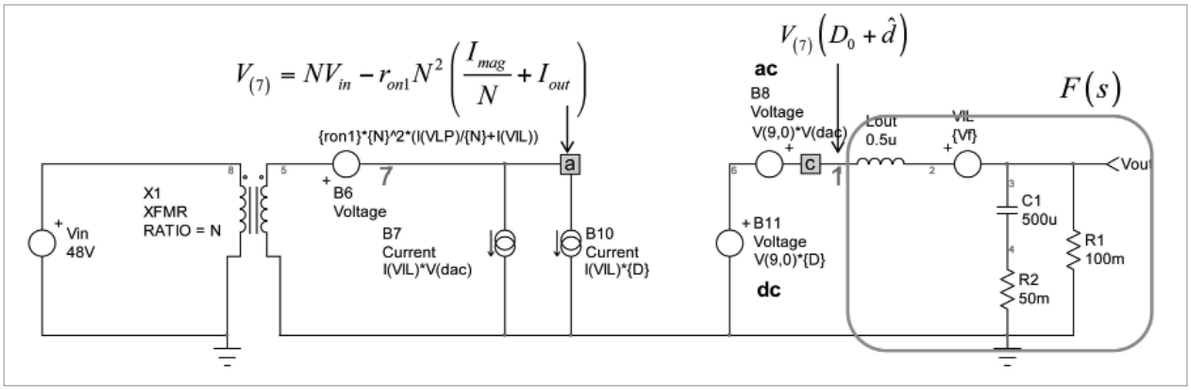


그림 9. 2차 측 강압 컨버터의 재배치 버전

이 표현식에서 D 는 정상 상태의 동작비이다. 노드 1의 전압은 그림 9에 나타난 전달함수 F(s)의 2차 LC 필터를 거친다. 전달 함수는 잘 알려져 있으며, 익숙한 식으로 표현할 수 있다.

$$F(s) = F_0 \frac{1 + \frac{s}{\omega_{zF}}}{1 + \frac{s}{\omega_{0F} Q_F} + \left(\frac{s}{\omega_{0F}}\right)^2} \quad \cdots\cdots (18)$$

여기서, 식 (9)를 규명할 수 있다.

$$F_0 = \frac{R_{Load}}{R_{load} + r_L}$$

$$\omega_{zF} = \frac{1}{r_C C_{out}}$$

$$\omega_{0F} = \frac{1}{\sqrt{L_{out} C_{out}}} \sqrt{\frac{r_L + R_{load}}{r_C + R_{load}}}$$

$$Q_F = \frac{L_{out} C_{out} \omega_{0F} \left(r_C + R_{Load}\right)}{L_{out} + C_{out}\left[r_L r_C + R_{load}\left(r_L + r_C\right)\right]} \quad \cdots\cdots (19)$$

전압-모드-제어 능동 클램프 컨버터의 최종 제어-출력 전달 함수는 $V_{out}(s)/D(s)$가 추출되는 식 (18)을 식 (17)로 나눈 몫으로 얻어진다.

$$\frac{V_{out}(s)}{D(s)} = F_0 \frac{1 + \frac{s}{\omega_{zF}}}{1 + \frac{s}{\omega_{0F} Q_F} + \left(\frac{s}{\omega_{0F}}\right)^2} \cdot N \left(V_{in} - D_0 r_{out} M_0 \frac{s C_{clp}}{1 + \frac{s}{\omega_{0M} Q_M} + \left(\frac{s}{\omega_{0M}}\right)^2} \right) \quad \cdots (20)$$

최종 단계는 이러한 방정식 대비 SPICE 결과값 검증으로

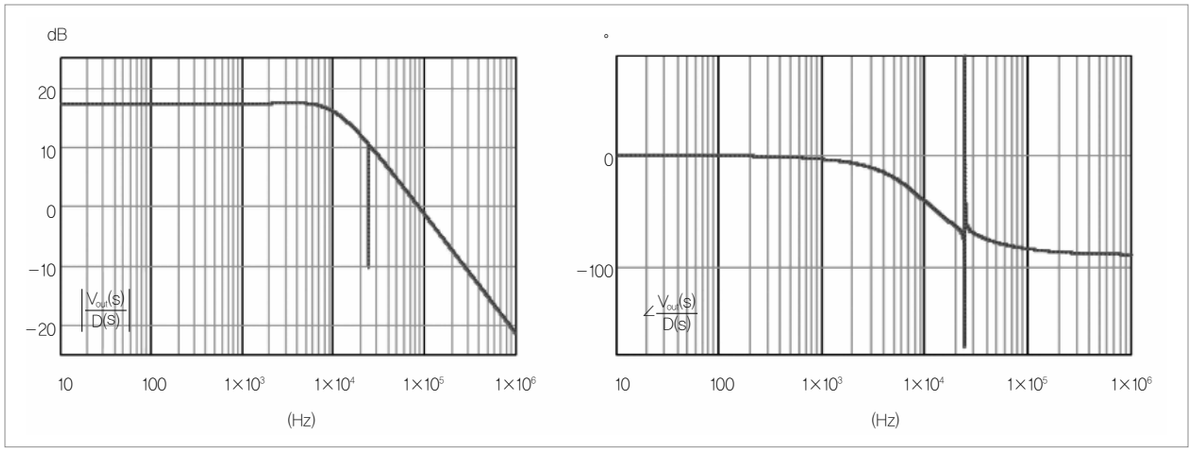


그림 10. Mathcad® 및 SPICE 곡선들이 완벽하게 겹치므로 축하할 일이다

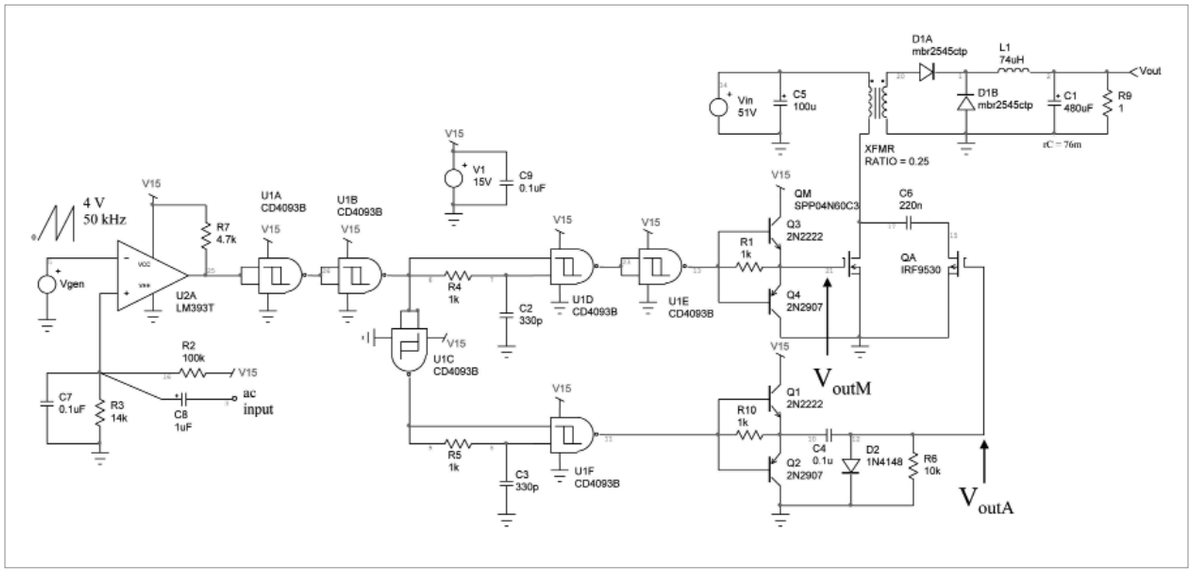


그림 11. 몇 개의 게이트와 시판 중인 변압기를 이용해 능동 클램프 컨버터의 단순한 프로토타입이 구성되었다

구성된다. 만약 크기 및 위상 곡선이 겹쳐지는 경우, 유도 함수가 정확할 확률이 높다. 그러나 일부 일치하지 않는 경우가 생겼다면, 즉각적인 정상성 점검을 위해 방정식를 도출하는 동안 실수가 발생했거나 방정식을 단순화하는 과정에서 실수가 발생했다는 것을 의미하므로 가설 오류를 재고해야 한다.

그림 10의 곡선들을 통해 도함수(Derivation)가 정확하고 곡선들이 정말로 겹쳐 있으며 노치 또한 잘 모형화되어 있다는 사실을 확인할 수 있다. r_{on1}을 0까지 감축할 경우, 식 (20)은 전통적인 포워드 컨버터의 함수가 된다.

자화 전류가 정점에 달했을 때 손실은 입력 전압, V_{in}에서 차감되고 교류 출력 크기가 하락하는데, 이것이 바로 노치 효과이다.

원형을 이용한 루프 측정

이러한 접근법이 맞는지의 여부를 점검하기 위해, **그림 11**과 같이 능동 클램프 컨버터 프로토타입이 만들어졌다. 4V/50kHz 톱니파를 발생시키는 함수 발생기(Function Generator)가 U2A 반전 입력 단자에 인가되었다. 비반전 입력 단자에는 51V 전원에서 5V/5A인 컨버터 동작점을 정하는 직류 신호가 인가된다.

게이트 U1B에서 발생하는 단극성 펄스 폭 변조기 신호는 불감 시간(Dead Times)에 영향을 받아 각각 게이트 U1E와 U1F의 2가지 다른 신호로 분할된다. 그 출력 단자들은 고전적으로 단순한 바이폴러 회로에 의해 증폭된다. 능동 클램프 회로는 전원이 보다 용이하게 구동되도록 접지를 기준으로 한 P 채널 주변에 구축된다. 게이트 전압은 C_4, D_2 및 R_6 덕분에 접지 레벨 아래에서 진동한다. Q_B는 2차 측이 강압 컨버터 구간에 연결되는 변압기를 구동한다. 출력 단자는 1Ω 저항기에 의해 부하가 인가되며 교류 주입은 축전지 C_8을 통해 수행된다.

그림 12에 표시된 것은 전형적인 드레인-소스 신호이다. P 채널을 구동하는 신호는 MOSFET이 분홍색 전압 상승 에지 시 개방되도록 지시한다. 그 순간, 자화 전류는 더 이상 클램프 축전지 내에서 순환하지 않지만 입력 전원을 통해 드레인 집중 커패시턴스를 방전한다. 즉, 드레인-소스 전압이 하락해 충분한 에너지가 자화 유도기 내에 저장된 경우, 전압은 입력 전압 미만으로 될 수 있다. 주 MOSFET이 계곡 전압(Valley Voltage)에서 올바르게 동작하도록 불감 시간이 조절된다.

지금까지 SPICE PWM 스위치 모델 접근법을 이용하여 유사한 구조를 구축한 결과, 시뮬레이션 결과값 대비 기준 자료들이 크기 면에서 **그림 13**, 위상 면에서 **그림 14**와 비교

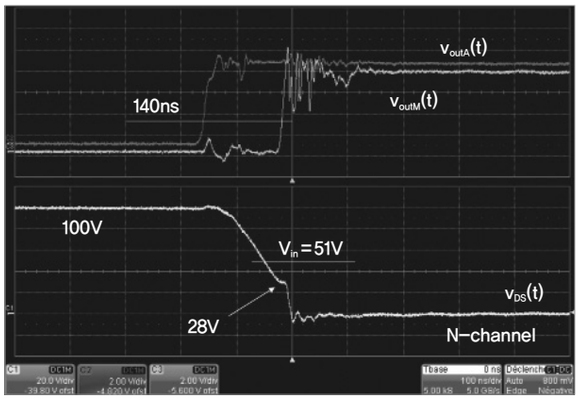


그림 12. 이 드레인-전원 사진은 ZVS 인근의 전부하 작동 상태를 나타낸 것이다. 드레인 전압은 클램프 값으로부터 하락해 입력전압 미만으로 내려간다

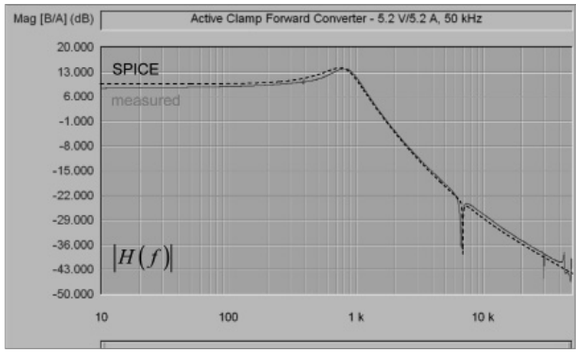


그림 13. 시뮬레이션 곡선 대비 기준 결과값이 훌륭하게 일치된다

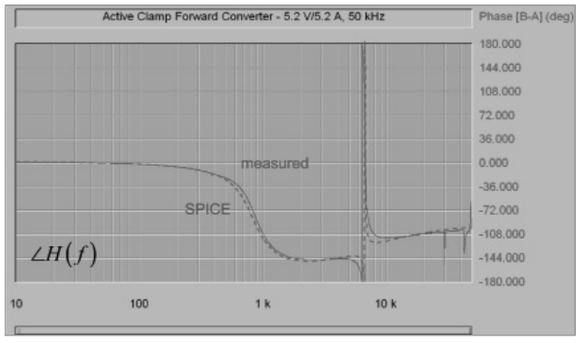


그림 14. 프로토타입 위상 응답 또한 시뮬레이션 결과값과 순조롭게 비교된다

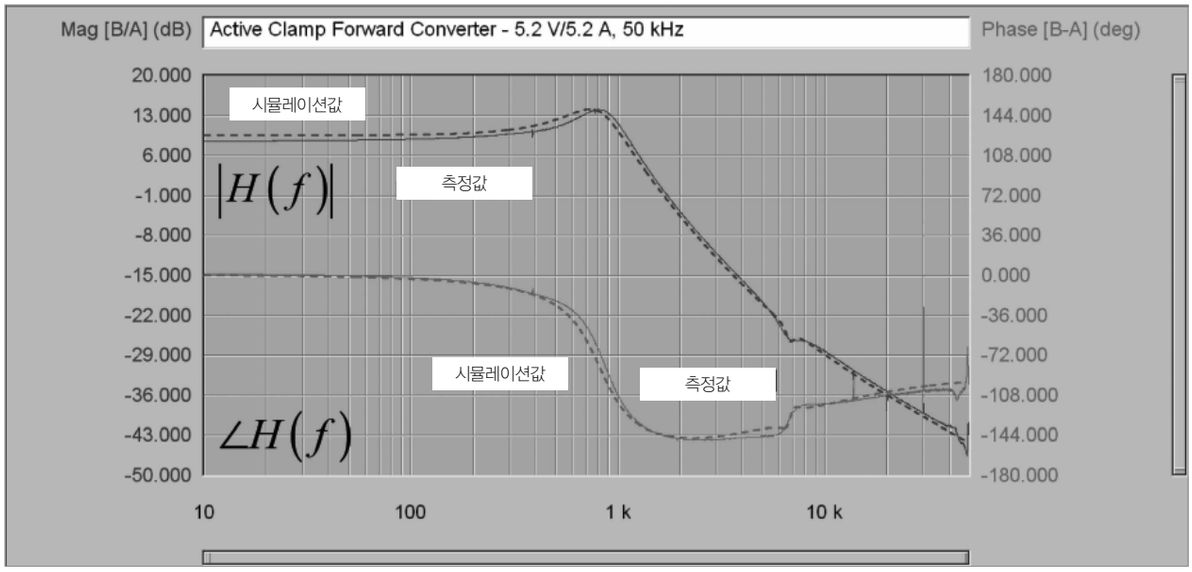


그림 15. 클램프 축전지와 직렬로 연결된 저항은 노치를 잘 둔화시킨다

되었다. 실제 장비에 의해 표시되는 톱니 정점값 내의 일부 불일치 또는 모델 내에 포함되지 않은 일부 저항손실로 인해, 직류상 약간의 이동에도 불구하고 결과값은 매우 양호한 상태를 보였다. 노치 깊이가 잘 반영되었으며 이에 따라 위상은 노치 주파수에서 발생하는 갑작스러운 왜곡을 잘 나타내고 있다.

식 (12)는 클램프 축전지 C_6과 함께 저항성 경로(Ohmic Path)에 해당하는 몇 가지 요인들에 따라 달라지는 강압-승압 발전기의 품질 지수(Quality Factor)를 나타낸다. 만약 작은 1-Ω 시리즈의 저항이 이 축전지와 함께 삽입되면 공진 회로를 감쇠시켜 노치 깊이를 줄일 것이다. 시뮬레이션해 보면, **그림 15**에 묘사된 이러한 사실을 예측할 수 있다. 클램프 축전지 전반에 걸쳐 RC 네트워크를 설치하면 감쇠 옵션을 잘 반영한다.

☆

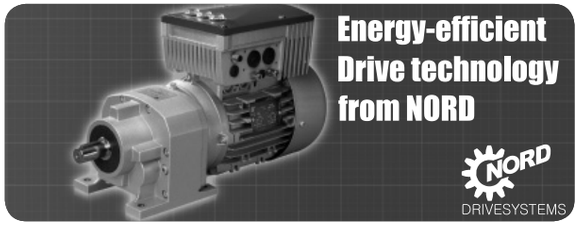
지금까지 전압 모드로 작동되는 능동 클램프 컨버터의 제어-출력 전달함수를 어떻게 도출하는지 알아 보았다. 2가지의 다른 발전기를 이용해 결과값을 다른 분석 2가지로 분할하고 끝단에서 결합시켰다. 분석 중에는 각각의 중요한 단순화 혹은 재배치 단계를 주의 깊게 시험해 오류 발견 시 즉각 수정하는 것이 필수적이다.

그러나 SPICE와 방정식 기반 결과값 사이의 양호한 결과에도 불구하고, 궁극적인 판정은 벤치 프로토타입으로 남아 있다. 그래도 시뮬레이션을 통해 구한 곡선 및 원형에 수집된 곡선들이 일치해 온세미컨덕터의 이론적인 분석을 입증해 주었다.

활성 클램프의 원형을 친절하게 구축해 준 톨루즈 팀(Toulouse Team) 소속 응용 엔지니어인 얀 바퀘테(Yann Vaquette)에게 감사의 뜻을 전한다. EE

참고문헌

1. V. 보르페리안(V. Vorpérian), "PWM 스위치 모델을 이용하는 PWM 컨버터의 단순화 분석, 제 I 부(CCM) 및 제Ⅱ부(DCM)", 항공우주 및 전자제품 시스템에 관한 거래, 제26권, 제3호, 1990년 5월
2. C. 바소(C. Basso), "스위치 모드 전력공급기 : SPICE 시뮬레이션 및 실용 설계", 제2판, 맥그로우-힐, 2014년



내지 7면의 자세한 내용을 참고하세요