

인덕터 파형을 이용한 소신호 모델

조신영, 이일운, 문건우

한국과학기술원 (KAIST),

Abstract

본 논문은 인덕터의 파형을 이용하여 소신호 모델링을 한다. 인덕터 파형에 작은 변화에 해당되는 파라미터를 추가하여 그린다. 그 후, 추가된 파라미터에 의한 출력변화량을 등가회로를 이용하여 계산한다. 그 결과, 손쉽게 컨버터의 소신호 특성을 쉽게 알 수 있다.

제안된 방법은 기존에 방법에 비하여 우반면영점(Right-Half-Plane-Zero, RHPZ)를 이해하기 쉬우며, CCM과 DCM 동작모드 모두에서 소신호 모델링이 가능하다.

1. 소신호 모델링

컨버터의 과도상태에서 안정성을 확보하기 위해서는 소신호 특성이 매우 중요하다. 그래서 지금까지 많은 연구가 있었다[1]-[2]. 하지만 대부분의 소신호 모델링은 매우 복잡하고 이해하기 어렵다. 그리고, 많은 수의 모델링이 CCM과 DCM 중에 하나의 동작모드에서만 적용 가능하다. 그러므로 본 논문에서 인덕터 파형을 이용하여서 이해하기 쉽고 CCM과 DCM 동작모드에서 동시에 소신호 모델링이 가능한 방법을 제시한다.

2. 본문

소신호 모델링을 하기 위하여 인덕터 파형에 작은 변화에 해당되는 파라미터를 추가하여 그린다. 그 결과, 인덕터 전압과 전류 파형이 변화하게 된다. 그 변화량이 소신호 측면에서 출력전압의 변화의 원인이 되기 때문에 전압과 전류 소스로 생각하여, 이러한 전류, 전압소스를 가지고 등가모델을 만든다. 이렇게 구한 등가회로를 통하여 추가로 그린 파라미터에 의해 변화된 출력량을 구하여서 소신호 모델링을 한다.

본 논문에서는 부스트 컨버터를 통하여 모델링 과정을 설명한다.

2.1 CCM 부스트 컨버터

모드해석에 의하여 얻어진 CCM 부스트 컨버터의 파형에 소신호 시비율 변화량 d 을 추가하여 그림 1과 같이 그린다. 그 결과, 기존의 시비율 D 이 $D+d$ 로 변화하고 전압과 전류 파형이 변화한다.

인덕터 전압파형에서 보았을 때, 한 주기당 부스트 인덕터에 인가되는 전압이 $dV_s - d(V_s - V_o)$ 씩 증가한다. 이는 소신호 신호분석에서 dV_o 의 전압 소스로 생각할 수 있기 때문에, 대신 DC 소스 V_s 를 소신호 dV_s 로 그림 2(a)처럼 그릴 수 있다. 전압소스는 인덕터와 시리즈로 연결되어 있으므로 이를 다시 하나의 전류 소스로 본다. 전류소스가 다이오드가 도통했을 시에 출력에 전달되기 때문에 트랜스포머로 전류소스와 출력 사이에 삽입을 하여 그림 2(b)처럼 등가화한다.

그리고 인덕터의 전류 파형으로 보았을 때, 추가된 소신호 시비율 변화량에 의하여 매 주기당 출력으로 들어가야 할 다이오드 전류가 dI_L 씩 감소하게 된다. 그렇기 때문에 출력단 앞에 그림 2(c)처럼 감소하는 전류 소스를 등가화하여 삽입한다. 여기서 주목할 점은 이러한 전류소스 때문에 기존의 시비율 D 에서 $D+d$ 로 증가하였지만

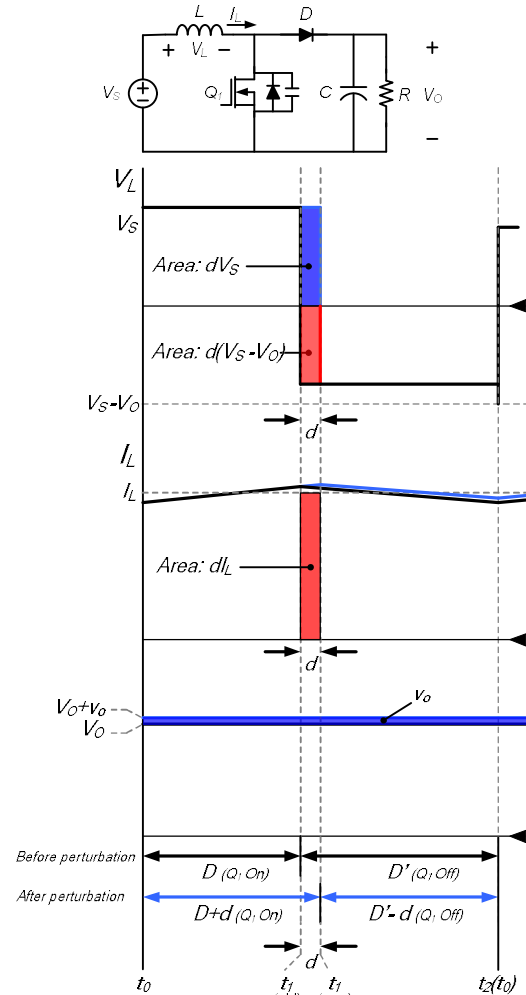


그림. 1 CCM 부스트 컨버터의 인덕터 파형과 출력 전압파형

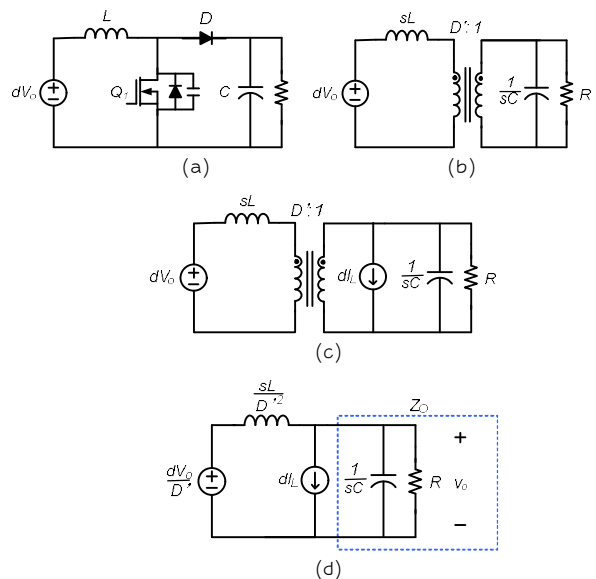


그림. 2 CCM 부스트 컨버터 소신호 등가모델 유도과정

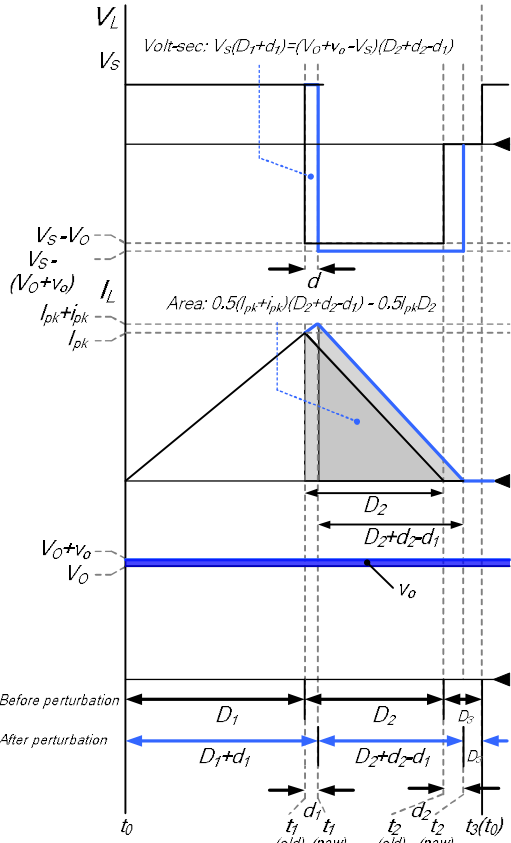


그림. 3 DCM 부스트 컨버터의 인덕터 파형과 출력 전압파형

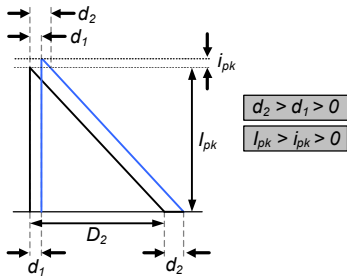


그림. 4 수식(4)에서의 변수 크기관계

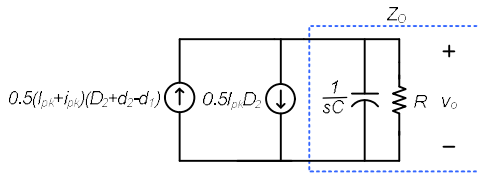


그림. 5 DCM 부스트 컨버터 소신호 등가모델

출력전압이 감소하게 한다는 사실이다. 이는 시비율이 증가하여도 출력이 일시적으로 감소하는 우반면영점을 의미한다. 즉, 우반면영점의 원인은 시비율의 증가 때문에 더욱 짧아진 다이오드 도통시간으로 인하여 다이오드 전류가 감소하기 때문에 발생한다.

이처럼 수식이 아니라 인덕터 파형을 통하여 소신호 모델링을 할 경우, 손쉽게 우반면영점을 찾고 이해할 수 있다.

보다 손쉽게 계산하기 위하여 트랜스포머 1차측을 그림 2(d)처럼 2차측으로 가져와서 회로이론을 통하여 계산하면 손쉽게 시비율 변화에 의한 출력변화를 수식(1)과 같이 얻을

수 있다.

$$\frac{v_o}{d} = \frac{V_o}{D} \frac{1 - \frac{L}{D^2 R} s}{\frac{LC}{D^2} s^2 + \frac{L}{D^2 R} s + 1} \quad (1)$$

2.2 DCM 부스트 컨버터

CCM 부스트 컨버터와 마찬가지로 소신호 모델링을 하기 위하여 그림 3과 같이 시비율 변화량 d 를 추가하여 그린다. 그 결과 기존의 시비율 D_1 이 $D_1 + d_1$ 으로 변화하고 전압과 전류파형이 변화한다.

인덕터 전압파형에서 보았을 때, 시비율 변화량 d 의 추가에 의하여 출력다이오드로 흐르는 다이오드 전류가 다음과 같이 변화하게 된다.

$$\text{추가 전: } 0.5I_{pk}D_2 \quad (2)$$

$$\text{추가 후: } 0.5(I_{pk} + i_{pk})(D_2 + d_2 - d_1) \quad (3)$$

수식(2)와 (3)로부터, 소신호에 의한 다이오드 전류 변화량을 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} & 0.5(I_{pk} + i_{pk})(D_2 + d_2 - d_1) - 0.5I_{pk}D_2 \\ &= 0.5i_{pk}D_2 + 0.5I_{pk}(d_2 - d_1) \end{aligned} \quad (4)$$

수식(4)의 값은 그림 4에서 알 수 있듯이, 두 항 모두 양수이기 때문에 양의 값을 가지게 된다. 그러므로 다이오드 전류는 조금 증가하게 된다. DCM 부스트 컨버터는 CCM 부스트 컨버터와 달리, 시비율이 증가하여도 출력이 증가한다. 이는 우반면영점이 없음을 의미한다. 그림 4는 이러한 전류변화를 전류소스로 보고 소신호 등가회로를 나타낸 것이다. DCM 소신호 전달함수를 얻기 위해, 대신호 전류 피크 i_{pk} 와 소신호 전류 피크 i_{pk} 를 수식(4)를 시비율의 함수로 바꾸고 시비율의 변화량을 추가한 후의 전압파형에서의 수식(5)와 같은 Voltage-second balance의 수식을 이용하여 d_2 를 소거하면 수식(6)과 같은 DCM 소신호 전달함수를 얻을 수 있다.

$$V_s(D_1 + d_1) = (V_o + v_o - V_s)(D_2 + d_2 - d_1) \quad (5)$$

$$\frac{v_o}{d_1} = \frac{2V_o}{2M-1} \sqrt{\frac{M-1}{KM}} \left(M = \frac{V_o}{V_s} = 1 + \frac{D_1}{D_2}, K = \frac{2L}{RT_s} \right) \quad (6)$$

본 논문에서는 부스트 컨버터를 예로 들었지만 다른 컨버터에도 적용이 가능하다.

3. 결론

본 논문에서는 인덕터 파형을 이용하여 이해하기 쉽고 CCM와 DCM 두 동작모드에서 적용가능한 모델링을 제안하였다. 그리고 부스트 컨버터의 모델링 과정을 설명하여 이해를 도왔다.

이 논문은 2012년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임 (No. 2012-0000981)

참고문헌

- [1] J. Sun, D. Mitchell, M. Greuel, P. T. Krein, and R. M. Bass. Modeling of PWM converters in discontinuous

conduction mode- a reexamination. in Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conference. pp. 615-622. 1998.

[2] A. Reatti, Steady-state analysis including parasitic components and switching losses of buck and boost dc-dc converters under any operating condition, Int. J. Electron., vol. 77, pp. 679-702, 1994.