

스위치 모드 전력변환기 동특성의 부하 영향 해석

이동규, 최병조

경북대학교 전자전기컴퓨터학부

Effects of Loading on Dynamic Performance of Switching Power Converters

Donggyu Lee and Byungcho Choi

School of Electrical Engineering and Computer Science, Kyungpook National University

Abstract - 본 논문에서는 실제 부하가 연결된 스위칭 전력 변환기 동특성의 부하 영향(loader effect)을 수식적으로 나타내고 해석하였다. 부하 시스템을 extra element로 고려하고 Middlebrook의 extra element theorem의 결과를 적용하였다. 그리고 스위칭 전력 변환기의 소신호 동특성에 대한 부하 영향을 해석하기 위해 서 보드 선도 해석 방법을 이용하였다.

Keywords : loading effects, switching power converter, dynamic performance, extra element theorem

1. 서 론

스위칭 전력 변환기의 동특성은 부하 시스템의 교류 특성에 의해서 심하게 영향을 받는다. 그러나 부하 시스템의 교류 특성은 대부분의 실제 응용에서는 사전에 정의되지 않는다. 따라서 편의상 전력 변환기는 저항 부하가 연결되어 있다고 가정하고 스위칭 전력 변환기의 제어기를 설계한다^{[1][2]}. 이러한 저항 부하에 대한 가정은 제어기 설계를 간단하게 하지만, 실제 전력 변환기에 연결되는 부하 시스템은 단순 저항 부하가 아니므로 전력 변환기의 동특성은 크게 변하거나 저항 부하로 가정하고 해석한 이론적인 특성보다 감쇄된다.

본 논문에서는 다음의 가정을 바탕으로 스위칭 전력 변환기의 동특성이 부하에 의해 어떻게 영향을 받는지 해석하였으며, 실험을 통해서 검증하였다.

- 스위칭 전력 변환기의 제어기는 부하에 대한 어떠한 정보도 없이, current sink load에 일정한 전력을 공급한다는 가정 하에 설계하였다.
- 실제 부하의 입력 임피던스는 전력 변환기에 연결하기 이전에 그 특성을 알고 있다.

2. 무부하 및 부하가 연결된 스위칭 전력 변환기

스위칭 전력 변환기의 제어기를 설계할 때, 부하 시스템의 회로 특성을 고려해야 한다. 그러나 대부분 실제 부하의 회로 특성은 알려져 있지 않거나 설계 단계에서는 결정되어 있지 않기 때문에 이러한 설계 방법이 항상 가능한 것은 아니다. 부하 시스템의 회로 특성은 두 가지 변수로써 나타낼 수 있다^[3]. 첫 번째는 I_L 로 표현되는 부하 시스템에서 소비되는 직류 전류이며, 두 번째 변수는 Z_L 로 표현되는 부하 시스템의 입력 임피던스이다. 그러나 I_L 에 대한 정보는 잘 알려져 있는 반면, 대부분의 응용에서 Z_L 에 대한 사전 정보는 알려져 있지 않다.

이미 발표된 논문^[3]에서는 알려져 있지 않은 Z_L 에 대해서 스위칭 전력 변환기의 제어기를 설계하는 방법을 제안하였다. 여기서 제안된 방법은 모델링과 설계의 두 단계를 포함한다. 첫 번째 단계는 current sink load에 일정한 전류 I_L 을 전달하는 단일 모듈로써 전력 변환

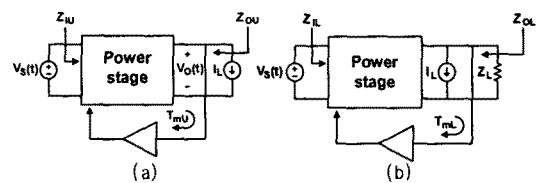


그림 1. 무부하 및 부하가 연결된 스위칭 모드 전력 변환기
(a) 무부하 전력 변환기, (b) 부하가 연결된 전력 변환기

기를 고려하는 것이다. 이것은 소신호 관점에서 ‘무부하(unloaded)’로서 다룰 수 있으며, 이것을 무부하 변환기(unloaded converter)로 표현한다^[3]. 두 번째 단계에서는 실제 부하에 의한 변환기의 동특성 변화를 최소화 할 수 있는 제어기를 설계하는 것이다.

그림 1(a)는 폐루프 제어를 하는 무부하 전력 변환기의 기능 블록도이다. 무부하 변환기의 동특성은 1) 입력-대-출력 전달 함수, $A_{UV} = v_U(s)/v_S(s)$, 2) 출력 임피던스, Z_{OU} , 3) 입력 임피던스, Z_{iU} , 그리고 4) 루프 이득, T_{mU} 를 포함한다. A_{UV} , Z_{OU} , Z_{iU} , 및 T_{mU} 에서 사용한 문자 ‘U’는 소신호 관점에서 무부하 변환기를 의미한다.

그림 1(b)는 실제 부하 시스템이 연결된 스위칭 전력 변환기를 나타낸다. 여기서 부하 시스템은 직류 전류 I_L 과 입력 임피던스 Z_L 의 병렬연결로 표현하였다. 부하 시스템이 연결된 전력 변환기는 부하가 연결된 변환기(loaded converter)로 표현하였다. 부하가 연결된 변환기의 동특성은 Middlebrook의 extra element theorem을 이용하면 아래의 수식으로 표현할 수 있다.

$$A_{UL} = A_{UV} \frac{1}{1 + \frac{Z_{OL}}{Z_L}} \quad (1)$$

$$Z_{OL} = Z_{OU} \frac{1}{1 + \frac{Z_{OC}}{Z_L}} \quad (2)$$

$$Z_{iL} = Z_{iU} \frac{1 + \frac{Z_{OU}}{Z_L}}{1 + \frac{Z_{OC}}{Z_L}} \quad (3)$$

$$T_{mL} = T_{mU} \frac{1}{1 + (1 + T_{mU}) \frac{Z_{OL}}{Z_L}} \quad (4)$$

수식 (1)-(4)의 A_{UL} , Z_{OL} , Z_{iL} , 및 T_{mL} 에서 사용된 문자 ‘L’은 부하가 연결된 변환기의 전달 함수를 의미한다. 또한 수식 (3)에서 사용된 Z_{OC} 은 입력 단이 개방 된 상태에서 해석된 무부하 변환기의 출력 임피던스를

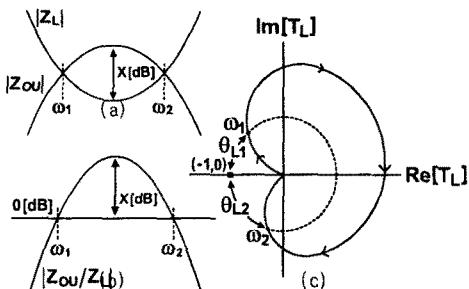


그림 2. Minor 루프 이득 T_L 로서 loading factor Z_{OU}/Z_L .
(a) $|Z_{OU}|$ 와 $|Z_L|$ 의 보드 선도. (b) $|T_L|=|Z_{OU}/Z_L|$ 의 보드 선도. (c) $T_L=Z_{OU}/Z_L$ 의 극좌표 선도.

의미하며, Z_{OU} 는 입력 단이 단락된 상태에서 해석된 출력 임피던스를 나타낸다.

수식 (1)~(4)를 통해서, $|Z_{OU}/Z_L| \ll 1$, $|Z_{OU}'/Z_L| \ll 1$ 및 $|T_{mU} \cdot Z_{OU}/Z_L| \ll 1$ 조건을 만족하는 경우에는 부하가 연결되었더라도 전체 시스템의 동특성은 무부하 변환기의 동특성을 유지할 것이라고 예상 할 수 있다. 그러나 실제 변환기 시스템에서는 이러한 조건을 만족하지 못하는 주파수 영역도 존재한다. 따라서 이러한 조건을 위배하는 영역에서 수식 (1)~(4)의 변화를 해석하는 것이 필요하다.

3. 부하 영향 해석

3.1 Minor 루프 이득 T_L

부하가 연결된 변환기의 동특성을 나타내는 수식은 분자 및 분모에 임피던스 비 Z_{OU}/Z_L 를 포함하고 있다. 그림 2는 loading factor Z_{OU}/Z_L 의 보드 선도(그림 2(b)) 및 극좌표 선도(그림 2(c))를 나타내었으며, $|Z_{OU}|$ 및 $|Z_L|$ 각각의 보드 선도(그림 2(a))를 나타내었다. $1 < |Z_{OU}/Z_L|$ 조건을 만족하는 주파수 영역(그림 2에서 $\omega_1 < \omega < \omega_2$ 주파수 영역)이 존재하며, 따라서 전력 변환기의 동특성에 부하 영향이 나타난다.

임피던스 비 Z_{OU}/Z_L 는 부하가 연결된 변환기의 안정도에 대한 정보를 포함하고 있기 때문에 minor 루프 이득 $T_L = Z_{OU}/Z_L$ 로서 고려할 수 있으며, 나이키스트(Nyquist) 안정도 평가법을 적용할 수 있다^[16].

- ω_1 에서 위상 여유 : $\theta_{L1} = 180^\circ - \angle T_L(j\omega_1)$
- ω_2 에서 위상 여유 : $\theta_{L2} = \angle T_L(j\omega_2) - 180^\circ$

만일 $|T_L|=|Z_{OU}/Z_L| < 1$ 조건이 모든 주파수 영역에 대해서 만족한다면, 나이키스트 안정 조건을 항상 만족하게 되며, 부하가 연결된 변환기는 안정된 동작 특성을 유지할 것이다^[16]. 따라서 부하가 연결된 변환기의 안정도에 대한 정보를 가지고 있는 임피던스 비 Z_{OU}/Z_L 를 보 Ding 인자 또는 minor 루프 이득으로 다룰 것이다.

3.2 입력-대-출력 전달 함수 및 출력 임피던스

보드 선도 해석 방법^[11]을 적용하기 위해서, 수식 (1)에서 주어진 입력-대-출력 전달 함수는 아래와 같이 간략하게 표현할 수 있다.

$$A_{UL} \approx \begin{cases} \frac{A_{UU}}{Z_{OU}/Z_L} & : \text{at the frequencies where } 1 \ll |Z_{OU}/Z_L| \\ A_{UU} & : \text{at the frequencies where } |Z_{OU}/Z_L| \ll 1 \end{cases} \quad (5)$$

그림 3(a)는 $|A_{UL}|$ 의 보드 선도 및 $|A_{UU}|$, $|Z_{OU}/Z_L|$ 가 나타내었다. 그림 3에 나타낸 것과 같이 ω_1 과 ω_2 에서

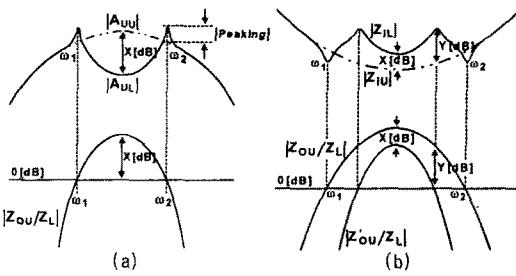


그림 3. 보드 선도를 이용한 해석 방법. (a) $|A_{UL}|$ 와 $|Z_{OU}/Z_L|$ 로부터 $|A_{UU}|$ 해석. (b) $|Z_iU|$, $|Z_{OU}/Z_L|$ 및 $|Z_{OU}/Z_L|$ 으로부터 $|A_{UL}|$ 해석.

각각의 위상 여유의 함수로 표현되는 피킹이 발생한다. 이 피킹의 크기는 아래와 같으며, 여기서 θ_{Lk} ($k=1, 2$)는 ω_k ($k=1, 2$)에서의 위상 여유이다.

$$|Peaking| \approx 20 \log \frac{1}{\sqrt{2-2\cos\theta_{Lk}}} \quad [dB] \quad (6)$$

식 (2)로 주어진 출력 임피던스는 그 형태가 입력-대-출력 전달 함수와 동일하기 때문에 수식 (5), (6) 및 그림 3에서의 해석 방법과 동일하게 해석 할 수 있다.

3.3 입력 임피던스

식 (3)의 입력 임피던스는 아래와 같이 해석 할 수 있으며, 그림 3(b)에 $|Z_{iL}|$ 의 해석 과정을 나타내었다.

$$Z_{iL} = \begin{cases} \frac{Z_{OU}/Z_L}{Z_{OU}/Z_L} & : \text{for the frequencies where } 1 \ll |Z_{OU}/Z_L| \gg 1 \text{ and } 1 \ll |Z_{OU}/Z_L| \\ \frac{Z_{OU}/Z_L}{Z_{iL}} & : \text{for the frequencies where } 1 \ll |Z_{OU}/Z_L| \text{ and } |Z_{OU}/Z_L| \ll 1 \\ \frac{1}{Z_{OU}/Z_L} & : \text{for the frequencies where } |Z_{OU}/Z_L| \ll 1 \text{ and } 1 \ll |Z_{OU}/Z_L| \\ Z_{iL} & : \text{for the frequencies where } |Z_{OU}/Z_L| \ll 1 \text{ and } |Z_{OU}/Z_L| \ll 1 \end{cases} \quad (7)$$

3.4 루프 이득과 안정도

Minor 루프 이득의 정의 $T_L = Z_{OU}/Z_L$ 을 이용하면, 식 (4)의 부하가 연결된 변환기의 루프 이득은 아래와 같이 표현 할 수 있다.

$$T_{mL} = \frac{T_{mU}}{1 + T_L + T_{mU} \cdot T_L} \quad (8)$$

$$T_{mL} = \begin{cases} \frac{1}{T_L} & : \text{for the frequencies where } 1 \ll |T_{mU} \cdot T_L| \text{ and } |T_L| \ll |T_{mU} \cdot T_L| \\ \frac{T_{mU}}{T_L} & : \text{for the frequencies where } 1 \ll |T_L| \text{ and } |T_{mU} \cdot T_L| \ll |T_L| \\ T_{mU} & : \text{for the frequencies where } |T_L| \ll 1 \text{ and } |T_{mU} \cdot T_L| \ll 1 \end{cases} \quad (9)$$

그림 4는 식 (9)를 바탕으로 해석한 루프 이득이다. 그림 4에서 나타낸 것과 같이 $|T_{mL}|$ 은 $|T_L|$ 과 $|T_{mU}|$ 의 crossover 주파수의 위치에 따라서 크게 세 경우로 분류 할 수 있다. 그림 4(a)는 $|T_L|$ 의 crossover 주파수가 $|T_{mU}|$ 보다 아래에 위치하는 경우이다($\omega_1 < \omega_L < \omega_U$). 이 경우에 $|T_{mL}|$ 은 그림에서 표시된 ω_u 주파수, 즉 $|T_{mU}| \cdot |T_L|$ 이 0 dB 보다 작아질 때까지 $1/|T_L|$ 을 따른다. 그리고 ω_u 주파수 이후에는 $|T_{mL}|$ 은 $|T_{mU}|$ 를 선도를 따르며, ω_L 의 주파수에서 0 dB를 지나게 되며, 위상 여유 θ_{L1} 를 가진다. 따라서 minor 루프 이득 T_L 이 나이키스트 안정도 조건을 만족한다면, 부하가 연결된 변환기는 안정된 특성을 유지한다. 그림 4(b)는 $\omega_1 < \omega_L < \omega_2$ 의 경우이다. 이 경우에는 부하가 연결된 변환기의 루프 이득 T_{mL} 의 crossover 주파수 및 위상 여유는 Minor 루프

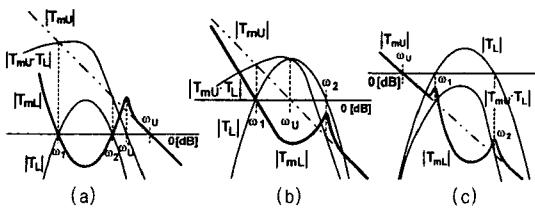


그림 4. $|T_{mU}|$, $|T_L|$ 및 $|T_{mU} \cdot T_L|$ 을 통한 $|T_{mL}|$ 해석.
(a) $\omega_1 < \omega_2 < \omega_U$ 의 경우. (b) $\omega_1 < \omega_U < \omega_2$ 의 경우. (c) $\omega_U < \omega_1 < \omega_2$ 의 경우.

루프 이득 T_L 에 의해서 결정된다.

마지막으로 그림 4(c)는 $\omega_U < \omega_1 < \omega_2$ 의 경우를 나타내었다. 그림 4(c)에서 확인할 수 있듯이, $|T_{mU}|$ 의 crossover 주파수 이후에서만 loading factor의 영향이 나타나기 때문에, 부하가 연결된 변환기의 cross-over 주파수 및 위상 여유에서 로딩/loading에 의한 영향은 발생하지 않는다. 그러나 그림 4(c)에서 보여진 것과 같이, T_L 의 위상 여유가 충분하지 않다면, $|T_{mL}|$ 는 ω_1 과 ω_2 주파수에서식 (6)의 크기를 갖는 피킹이 발생할 것이다.

부하가 연결된 변환기의 절대적인 안정도는 특성 방정식으로부터 해석 할 수 있다.

$$1 + \frac{T_{mU}}{1 + (1 + T_{mU})T_L} = 0 \quad (10)$$

그리고 이 특성 방정식은 아래와 같이 표현할 수 있다.

$$(1 + T_{mU})(1 + T_L) = 0 \quad (11)$$

식 (11)을 통해서 부하가 연결된 변환기의 극점을은 무부하 변환기의 극점 및 $1 + T_L = 0$ 의 근으로 주어짐을 알 수 있다. 이미 무부하 변환기는 안정하게 설계되었으므로, T_L 이 부하가 연결된 변환기의 안정도를 판별할 수 있는 기준이 된다. 더구나 식 (11)은 부하가 연결된 변환기의 극점은 무부하 변환기서에 이미 존재하는 극점을 변경하는 것이 아니라, loading에 의해서 새로운 극점을 추가된다는 것을 의미한다.

4. 실험

실험은 current sink load를 이용한 무부하 승압형 변환기 및 $L_f = 21\mu H$, $R_{Lf} = 15m\Omega$, $C_f = 1250\mu F$, 및 $R_{Cf} = 30m\Omega$ 을 회로 번수로 가지는 입력 필터 및 강압형 변환기를 부하로 갖는 승압형 변환기에 대해서 이루어졌다. 입력 필터는 3.4 장에서 해석된 루프 이득의 두 번째 경우가 되도록 정하였다.

실험에 사용한 승압형 변환기의 회로도 및 측정 결과를 그림 5, 6에 나타내었다.

5. 결론

본 논문에서는 무부하 변환기 및 로딩 인자의 개념을 이용하여 스위칭 전력 변환기의 동특성에 나타나는 부하 영향을 체계적으로 해석 및 표현하였다. 실제 부하가 연결된 스위칭 전력 변환기의 전달 함수는 로딩 인자 및 무부하 변환기의 전달 함수의 조합으로 표현 할 수 있다. 또한 부하가 연결된 변환기의 전달 함수에 대해서 보드 선도 해석 방법을 적용함으로써, 부하 영향의 정화하고 정성적인 표현 및 특성을 확인 할 수 있었다.

이 연구는 산업자원부 지역협력연구센터의 지원으로 수행되었음.

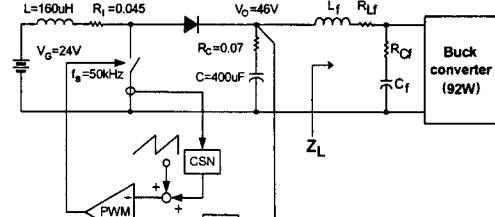


그림 5. 입력단에 입력 필터를 가진 강압형 변환기가 연결된 승압형 변환기.

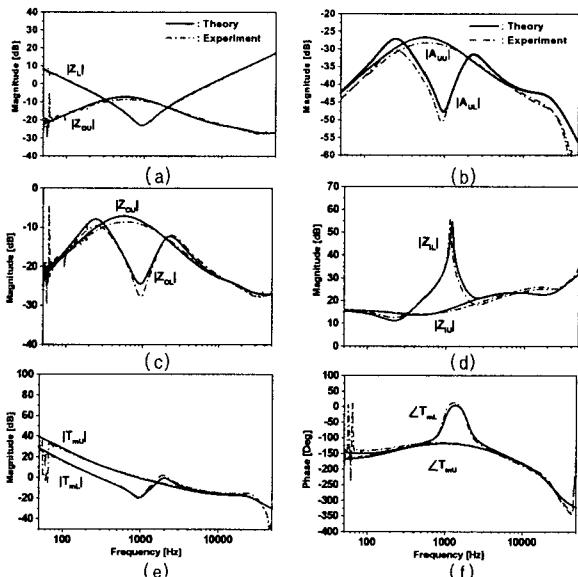


그림 6. 전달 함수 측정 결과. (a) $|Z_L|$ 과 $|Z_{OU}|$. (b) $|A_{UU}|$ 과 $|A_{UU}|$. (c) $|Z_{OU}|$ 과 $|Z_{OC}|$. (d) $|Z_{L}|$ 과 $|Z_{iv}|$. (e) $|T_{mL}|$ 과 $|T_{mU}|$. (f) $\angle T_{mL}$ 과 $\angle T_{mU}$.

참고 문헌

- [1] R. D. Middlebrook, "Modeling current-programmed buck and boost regulators," IEEE Trans. Power Electron., vol. 9, pp. 36-52, Jan. 1989.
- [2] B. Choi, "Step load response of a current mode controlled dc-to-dc converter," IEEE Trans. controlled dc-to-dc converter, Oct. 1997.
- [3] B. Choi, J. Kim, B. Cho, S. Choi, and C. Wildrick, "Designing control loop for dc-to-dc converters loaded with unknown as dynamics," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 49, pp. 925-932, Aug. 2002.
- [4] R. D. Middlebrook, V. Vorperian, and J. Lindal, "The N extra element theorem," IEEE Trans. Circuits Syst. I, vol. 45, pp. 919-935, Sep. 1998.
- [5] V. Vorperian, *Fast analytical techniques for electrical and electronic circuits*. Cambridge University Press, Cambridge, UK, 2002.
- [6] R. D. Middlebrook, "Input filter considerations in design and application of switching regulators," IEEE Industry Applicat. Soc. Annu. Meeting, 1976 Record.
- [7] C. M. Wildrick, F. C. Lee, B. H. Cho, and B. Choi, "A method of defining the load impedance specification for a stable distributed power system," IEEE Trans. Power Electron., vol. 10, pp. 280-285, May 1995.