

스위치 평균 모델을 이용한 DC/DC 컨버터의 전류불연속모드 모델링과 임계특성에 관한 연구

(The Discontinuous Conduction Mode(DCM) Modeling of DC/DC Converter
and Critical Characteristic using Average Model of Switch)

배진용 · 김 용*

(Jin-Yong Bae · Yong Kim)

요 약

상태 공간 평균화 모델은 강압형, 승압형 및 승·강압형 DC/DC 컨버터에 적용이 가능하며, 특별한 계산이 필요 없는 높은 정밀도가 증명된 모델이다. 이러한 모델은 전류연속모드(CCM) DC/DC 컨버터에서 확립되었으며, 본 논문에서는 컨버터의 전류연속모드(CCM) 모델로부터 의미있는 결론을 유도하고자 한다. 본 논문에서는 스위치 평균 모델을 이용한 DC/DC 컨버터의 전류불연속모드(DCM) 모델링 및 임계특성에 관하여 논하였다. 스위치 평균 모델은 전류연속모드(CCM)와 전류불연속모드(DCM) 사이의 DC/DC 컨버터의 경계 조건에 대한 모델로부터 유추할 수 있으며, 시뮬레이션과 실험에 의해서 스위치의 평균 모델의 주파수 응답 특성을 예측할 수 있었다. 본 연구에서는 MOSFET를 사용하여 입력전압 15[V], 출력전압 24[V], 출력전력 24[W]급 시스템을 제작하여 실험하였다.

Abstract

The state-space average model is extended to buck, boost, and buck-boost topology switching mode DC/DC converters and modified to have higher precision without increment of computation. The modified model is used in continuous conduction mode(CCM) switching DC/DC converters and some significant conclusions are derived. This paper discusses the discontinuous conduction mode(DCM) modeling of DC/DC converter and critical characteristic using average model of switch. Average model of switch approach is expended to the modeling of boundary conduction mode DC/DC converters that operate at the boundary between continuous conduction mode(CCM) and discontinuous conduction mode(DCM). Frequency responses predicted by the average model of switch are verified by simulation and experiment. A prototype featuring 15[V] input voltage, 24[V] output voltage, and 24[W] output power using MOSFET.

Key Words : Converter Model, State-Space Average Model, Average Model Of Switch, Continuous Conduction Mode(CCM), Discontinuous Conduction Mode(DCM)

* 교신저자 : 동국대학교 전기공학과 교수
Tel : 02-2260-3720, Fax : 02-2275-0162
E-mail : kyee@dongguk.edu
접수일자 : 2008년 2월 11일
1차심사 : 2008년 2월 18일, 2차심사 : 2008년 3월 19일
심사완료 : 2008년 5월 2일

1. 서 론

전력용 반도체 소자의 발달과 더불어 제어 기술의 진보에 따라 통신 및 산업용 분야에서 전력 변환 기술이 급속히 확산되고 있다. 반도체 소자와 프로세서를 이용한 전력 변환 기술은 종래의 선형 증폭기에 비하여 고효율, 소형·경량화의 장점 때문에 폭넓게 이용되고 있으며 컨버터 모델링에 대한 다각적인 연구가 필수적으로 되었다[1-8].

컨버터의 연속시간모델에 대해서는 Ridley[1]와 Middlebrook[2]에 의하여 제안되었다. 이러한 연속시간모델은 주파수 분석에 의하여 컨버터의 전류모드 제어의 소신호 동특성을 연구하는데 적합하였다. B.C.Chi[3]는 전달함수에 의하여 부하의 계단 응답을 해석하였고, Erickson[4]은 대신호 모델링에 의해서 컨버터의 특성을 분석하였다.

이제까지의 컨버터의 모델은 주로 전류연속모드(CCM)에서 상태공간평균화 방식을 이용한 루프 이득(loop gain)의 분석을 바탕으로 컨버터의 특성을 주파수 평면에서 해석하는 방법(bode plot)을 취하였다[1-5]. 이러한 컨버터 모델은 전류연속모드(CCM)을 바탕으로 하였으므로, 스위칭 주파수가 낮거나, 부하 전류가 작아 전류불연속모드(DCM)의 해석에는 컨버터 모델이 적합하지 않는 문제점이 있다.

따라서 본 논문에서는 기존의 소신호 모델을 이용하여 구한 전류연속모드(CCM)의 전달함수에서 power-source 모델[6]과 스위치 평균 모델을 이용하여 전류불연속모드(DCM)의 컨버터 모델을 제안하였으며, 24[W]급 boost 컨버터에 제안한 컨버터 모델링을 적용하여 분석하고자 한다. 이러한 모든 사양은 시뮬레이션과 실험을 통하여 그 타당성을 증명하고자 한다.

2. 본 론

2.1 전류연속모드(CCM) 스위치 소신호 모델

그림 1과 그림 2는 전력변환장치에 일반적으로 사용되는 buck 및 boost 컨버터를 나타낸 것이다.

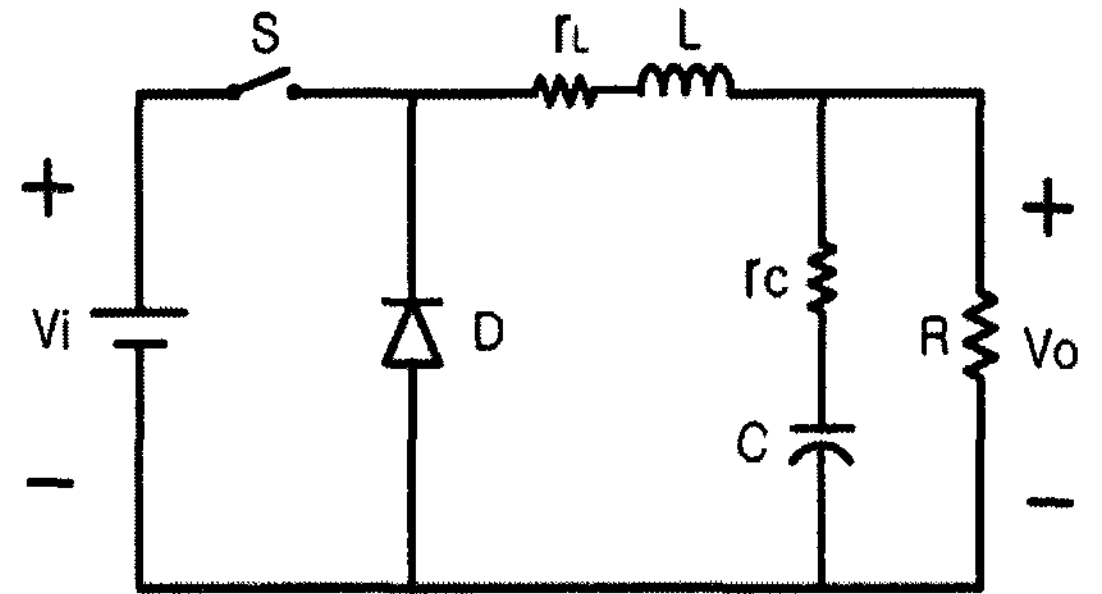


그림 1. buck 컨버터 회로
Fig. 1. The buck converter circuit

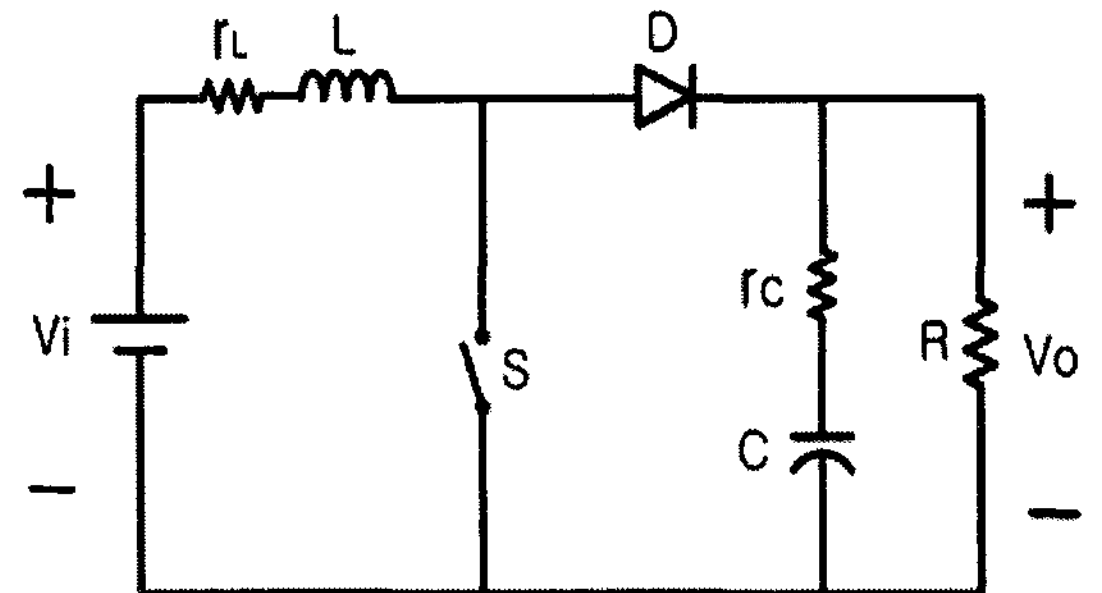


그림 2. Boost 컨버터 회로
Fig. 2. The boost converter circuit

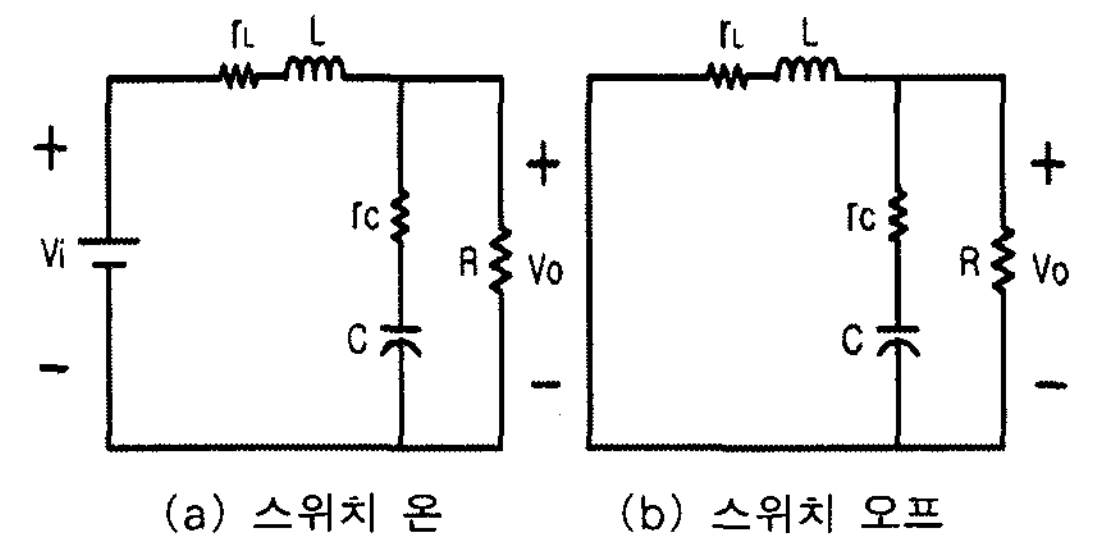


그림 3. Buck 컨버터의 등가회로
Fig. 3. The equivalent circuit of buck converter

그림 3은 스위치 온·오프에 따라서 buck 컨버터의 등가회로를 나타낸 것이다. 그림 3에서 컨버터의 모델링은 스위치 온·오프 상태에 따라서 인덕터 전류(i_L)와 커패시터 전압(v_C)을 상태변수로 설정하고, 상태방정식과 상태벡터를 설정하여 구할 수 있다[8].

식 (1)은 buck 컨버터의 상태벡터를 나타내며, 식 (2), (3)은 스위치 온 상태, 식 (4), (5)는 스위치 오프

상태의 상태행렬을 각각 나타낸 것이다.

$$X = \begin{bmatrix} i_L \\ V_C \end{bmatrix} \quad \frac{dX}{dt} = \begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dV_C}{dt} \end{bmatrix} \quad (1)$$

스위치 온 상태

$$\frac{dX}{dt} = \begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dV_C}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L}(r_L+r_C) & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{CR} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ V_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_i \quad (2)$$

$$V_o = C_1^T \cdot X = [r_c \ 1] \cdot X \quad (3)$$

스위치 오프 상태

$$\frac{dX}{dt} = \begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dV_C}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L}(r_L+r_C) & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{CR} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ V_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} V_i \quad (4)$$

$$V_o = C_2^T \cdot X = [r_c \ 1] \cdot X \quad (5)$$

Buck 컨버터의 스위치 온시 상태행렬 식 (2), (3)은 식 (6), (7)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\frac{dX}{dt} = A_1 X + b_1 V_i \quad (6)$$

$$V_o = C_1^T \cdot X \quad (7)$$

Buck 컨버터의 스위치 오프시 상태행렬 식 (4), (5)는 식 (8), (9)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\frac{dX}{dt} = A_2 X + b_2 V_i \quad (8)$$

$$V_o = C_2^T \cdot X \quad (9)$$

여기서

$$A_1 = A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L}(r_L+r_C) & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{CR} \end{bmatrix}$$

$$b_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad b_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$C^T = C_1^T = C_2^T = [r_c \ 1]$$

평균화를 위하여 한 주기 T는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$T = T \cdot (D + D_0) \quad (10)$$

여기서 D는 듀티, $D_0 = 1 - D$

따라서 듀티 D를 고려하여 평균화하면 식 (11), (12)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\frac{dX}{dt} = (DA_1 + D_0A_2) X + (Db_1 + D_0b_2) V_i \quad (11)$$

$$V_o = (DC_1^T + D_0C_2^T) X \quad (12)$$

식 (11), (12)는 식 (13), (14)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\frac{dX}{dt} = AX + b V_i \quad (13)$$

$$V_o = C^T \cdot X \quad (14)$$

여기서

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L}(r_L+r_C) & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{CR} \end{bmatrix}$$

$$b = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad C^T = [r_c \ 1]$$

입력전압과 출력전압의 소신호 모델의 전달함수 G_{vg} 는 식 (13), (14)의 상태행렬로부터 식 (15)의 해로부터 구할 수 있다.

$$G_{vg} = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = C^T(sI - A)^{-1}b \quad (15)$$

듀티와 출력전압의 소신호 모델의 전달함수 G_{vd} 는 식 (13), (14)의 상태행렬로부터 식 (16)의 해로부터 구할 수 있다.

$$G_{vd} = \frac{V_o(s)}{d(s)} = C^T(sI - A)^{-1}[(A_1 - A_2)X + (b_1 - b_2)V_i] + (C_1^T - C_2^T)X \quad (16)$$

Boost 컨버터의 입력전압과 출력전압 및 듀티와 출력전압의 소신호 전달함수는 식 (15), (16)으로부터 구할 수 있으며, 상태행렬의 A, b, C^T 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} \left(r_L + D_o \frac{r_c R}{r_c + R} \right) & -\frac{1}{L} \left(\frac{D_o R}{r_c + R} \right) \\ \frac{D_o R}{(r_c + R)C} & -\frac{1}{(r_c + R)C} \end{bmatrix}$$

$$b = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad C^T = \begin{bmatrix} D_o \frac{r_c R}{r_c + R} & \frac{R}{r_c + R} \end{bmatrix}$$

이상의 과정과 유사하게 buck-boost 컨버터의 상태행렬을 구할 수 있다.

식 (15), (16)으로부터 컨버터의 기생성분이 매우 적다고 가정하면, ($r_c = r_L = 0$) 전류연속모드 (CCM)에서 buck, boost 및 buck-boost 컨버터의 입력전압과 출력전압 및 듀티와 출력전압의 전달함수는 식 (17), (18)과 같이 나타낼 수 있다.

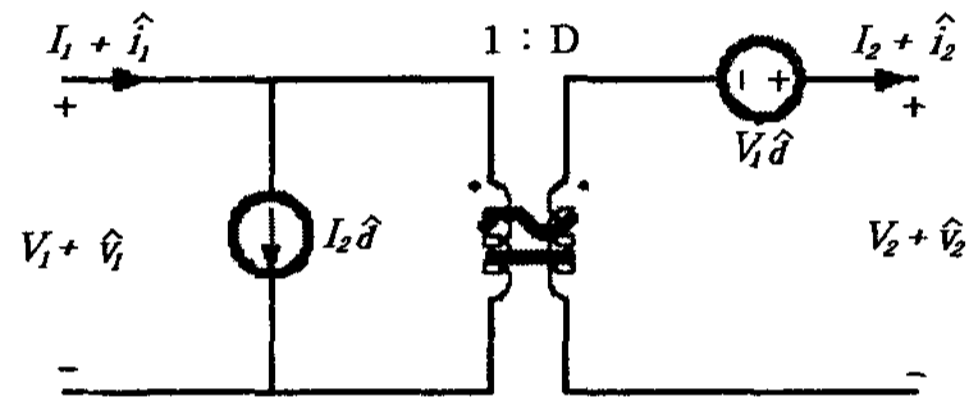
$$G_{vg}(s) = G_{go} \frac{1}{1 + \frac{s}{Q\omega_0} + \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2} \quad (17)$$

$$G_{vd}(s) = G_{do} \frac{1 - \frac{s}{\omega_z}}{1 + \frac{s}{Q\omega_0} + \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2} \quad (18)$$

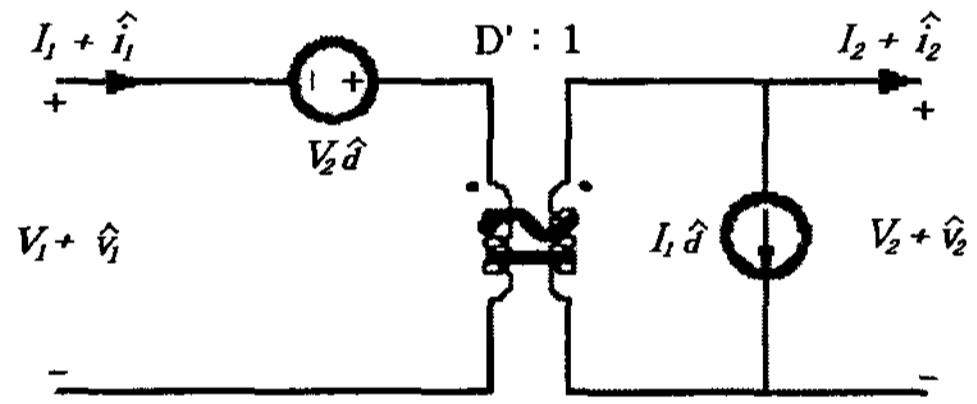
표 1은 컨버터 종류에 따른 각 파라미터를 나타낸 것이다.

표 1. 컨버터 종류에 따른 각 파라미터(CCM)
Table 1. Parameters for converter topology(CCM)

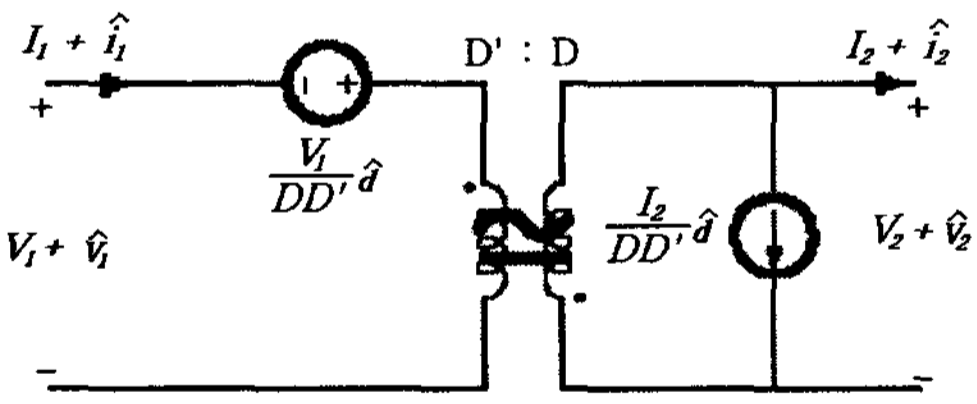
종류	Ggo	Gdo	ω_0	Q	ω_z
Buck	D	$\frac{V}{D}$	$\frac{1}{\sqrt{LC}}$	$R\sqrt{\frac{C}{L}}$	∞
Boost	$\frac{1}{D_o}$	$\frac{V}{D_o}$	$\frac{D_o}{\sqrt{LC}}$	$D_o R\sqrt{\frac{C}{L}}$	$\frac{D_o^2 R}{L}$
Buck-Boost	$-\frac{D}{D_o}$	$\frac{V}{DD_o^2}$	$\frac{D_o}{\sqrt{LC}}$	$D_o R\sqrt{\frac{C}{L}}$	$\frac{D_o^2 R}{DL}$



(a) Buck 스위치 소신호 모델



(b) Boost 스위치 소신호 모델



(c) Buck-boost 스위치 소신호 모델

그림 4. 전류연속모드(CCM) 스위치 소신호 모델
Fig. 4. The small-signal model of switch for CCM mode

2.2 전류불연속모드(DCM) 스위치 소신호 모델

이제까지 컨버터 모델에 관한 해석은 주로 연속전류모드(CCM)에 의해 수행되었다[1-3]. 중부하시 또는 고주파에서 이러한 모델의 해석은 크게 문제가 없지만, 경부하시와 저주파시에는 인덕터 전류가 불

연속으로 동작하므로 컨버터 모델은 오차를 지니게 된다.

따라서 본 논문은 power source 모델[6]을 이용하여 전류불연속모드(DCM)에서 스위치 소신호 모델에 대하여 살펴보고, 그 타당성을 검증하고자 한다.

그림 5는 전류불연속모드(DCM) 컨버터의 동작특성을 나타낸 것이다.

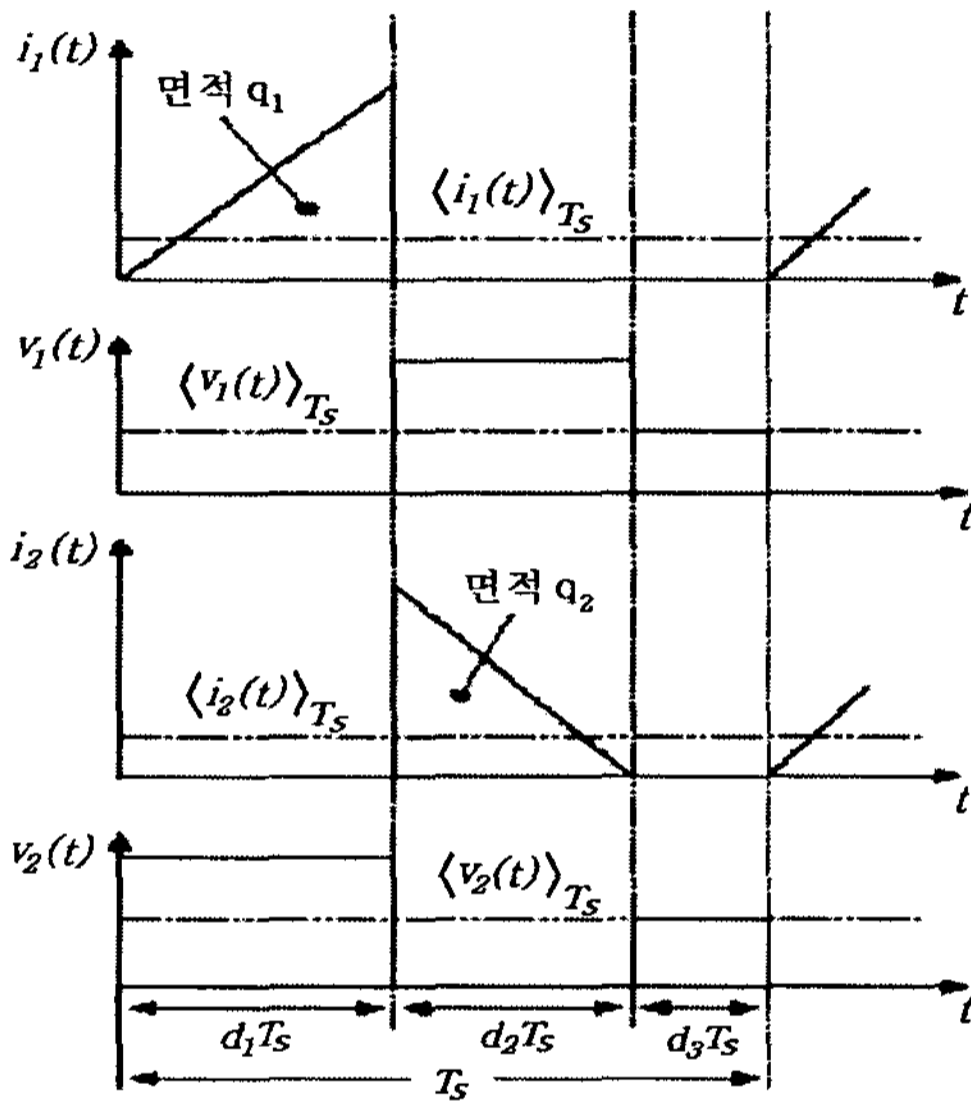


그림 5. 전류불연속모드(DCM)의 동작특성
Fig. 5. The operation characteristic of DCM mode

그림 5로부터 $i_1(t)$ 의 한주기 평균 전류를 구하면 식 (20)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\langle i_1(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T} \int_t^{t+T_s} i_1(t) dt = \frac{q_1}{T_s} \quad (20)$$

식 (20)으로부터 한주기 동안 전하 q_1 을 구하면 식 (21)로 나타낼 수 있다.

$$q_1 = \int_t^{t+T_s} i_1(t) dt = \frac{1}{2} d_1(t) T_s i_{pk} \quad (21)$$

식 (21)로부터 $\langle i_1(t) \rangle_{T_s}$ 와 $\langle i_2(t) \rangle_{T_s}$ 를 구하면 식 (22), (23)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\langle i_1(t) \rangle_{T_s} = \frac{d_1(t)^2 T_s}{2L} \langle v_1(t) \rangle_{T_s} \quad (22)$$

$$\langle i_2(t) \rangle_{T_s} = \frac{d_1(t)^2 T_s}{2L} \frac{\langle v_1(t) \rangle_{T_s}^2}{\langle v_2(t) \rangle_{T_s}} \quad (23)$$

식 (22)는 식 (25)와 같이 정의할 수 있다.

$$\langle i_1(t) \rangle_{T_s} = \frac{\langle v_1(t) \rangle_{T_s}}{R_e(d_1)} \quad (24)$$

여기서 $R_e(d_1) = \frac{2L}{d_1^2 T_s}$

또한 식 (23)으로부터 전달되는 평균전력은 식 (25)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\langle i_1(t) \rangle_{T_s} \langle v_1(t) \rangle_{T_s} = \frac{\langle v_1(t) \rangle_{T_s}^2}{R_e(d_1)} = \langle p(t) \rangle_{T_s} \quad (25)$$

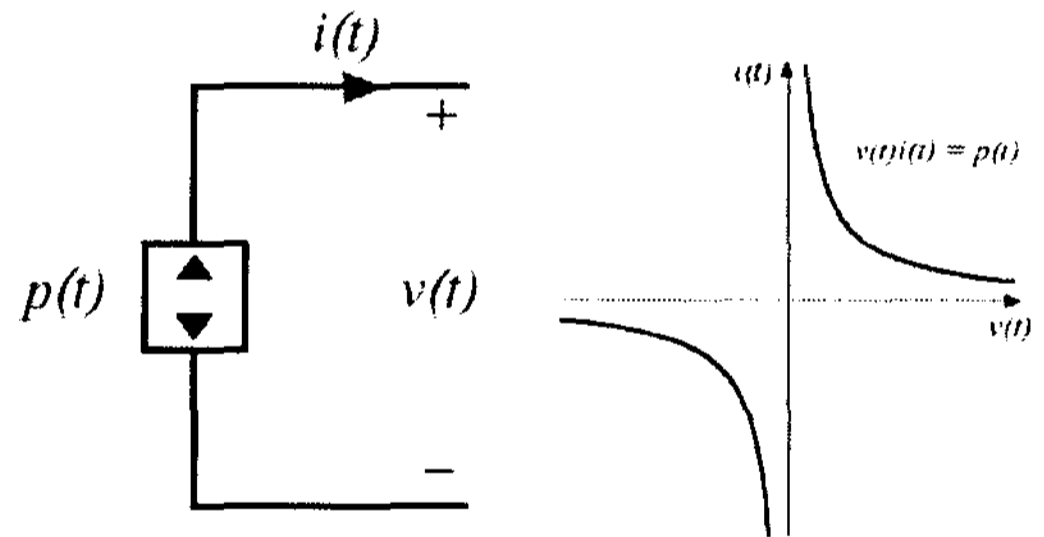


그림 6. 이상적인 power-source 모델
Fig. 6. The ideal power-source model

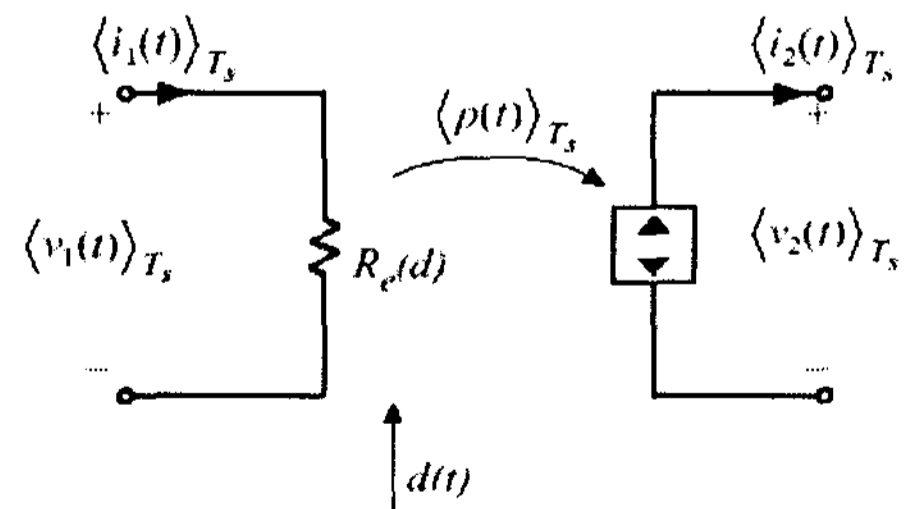
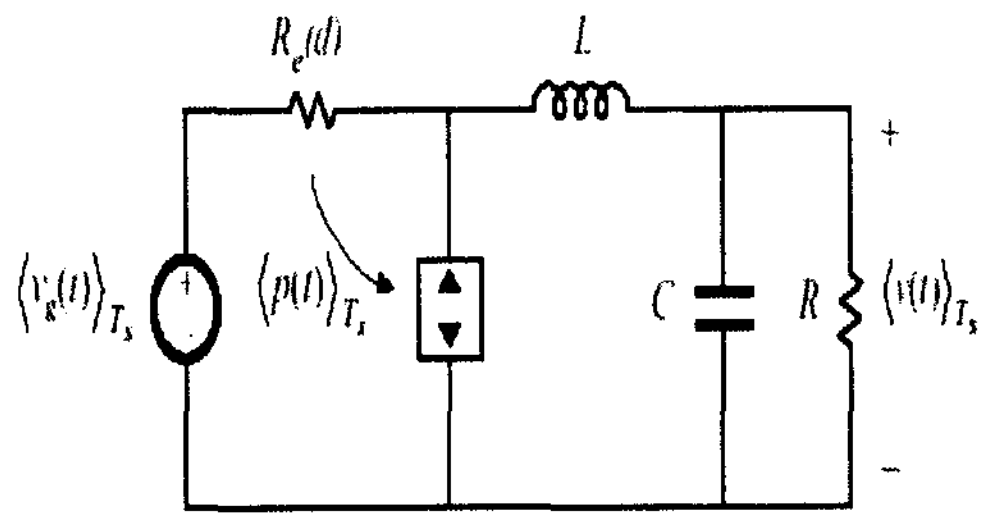


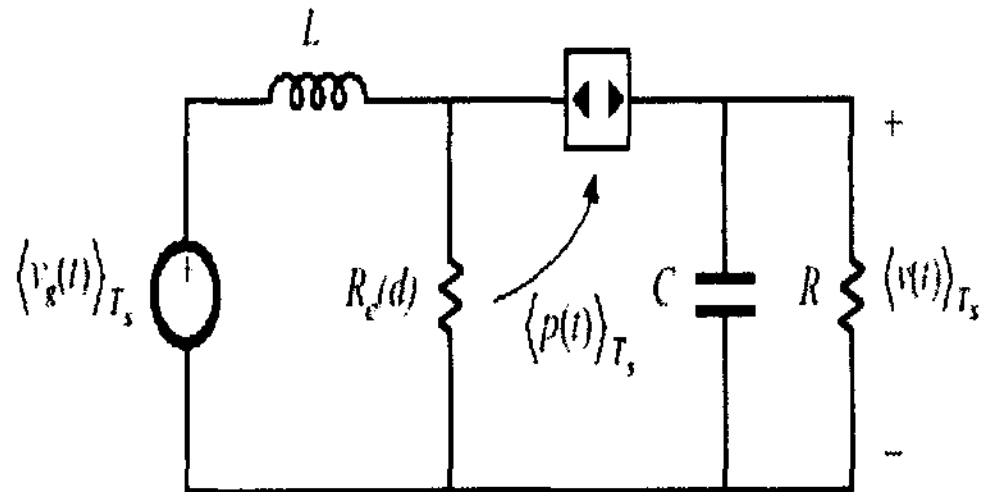
그림 7. Power-source 모델을 이용한 스위치 평균모델
Fig. 7. The switch average model using power-source model

그림 6은 식 (25)를 만족시키는 이상적인 power-source 모델을 나타내고, 이 power-source 모델을 스위치에 적용시키면 그림 7과 같이 나타낼 수 있다.

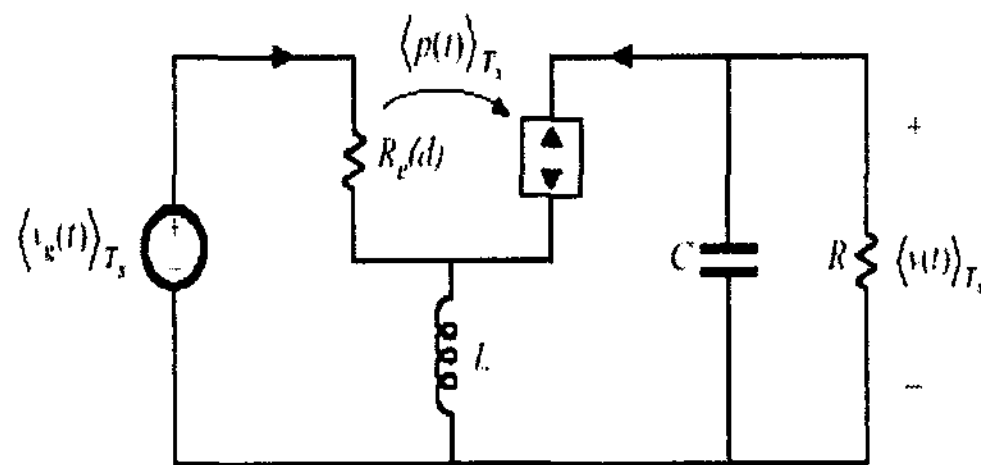
전류불연속모드(DCM)에서 입력전압과 출력전압 및 듀티와 출력전압의 전달함수를 구하기 위하여 그림 7의 스위치 평균모델을 buck, boost 및 buck-boost 컨버터에 적용시키면 그림 8과 같이 나타낼 수 있다.



(a) Buck 스위치 소신호 모델



(b) Boost 스위치 소신호 모델



(c) Buck-Boost 스위치 소신호 모델

그림 8. 전류불연속모드(DCM) 스위치 소신호 모델
Fig. 8. Small-signal model of switch for DCM mode

표 2는 전류연속모드(CCM)과 전류불연속모드(DCM)의 정상상태 입출력비를 나타낸 것이다.

따라서 이 모델로부터 전류연속모드(CCM)와 전류불연속모드(DCM)의 경계인 임계전류는 식 (26)

으로 나타낼 수 있다.

표 2. 정상상태 입출력비

Table 2. The input to output ratio of normal state

종류	CCM	DCM
Buck	D	$\frac{2}{1 + \sqrt{1 + 4R_e(d)/R}}$
Boost	$\frac{1}{1-D}$	$\frac{1 + \sqrt{1 + 4R_e(d)/R}}{2}$
Buck-Boost	$-\frac{D}{1-D}$	$-\sqrt{\frac{R}{R_e}}$

여기서 $R_e(d) = \frac{2L}{D^2 T_s}$

출력 임계전류는 식 (26)으로 나타낼 수 있다.

$$I_{crit} = \frac{1-D}{D} \frac{V_i}{R_e(d)} \tag{26}$$

식 (22), (23)에서 듀티, 전압 및 전류의 미소변동분을 고려하여 i_1 과 i_2 의 미소변동분을 식 (27)로 나타낼 수 있다.

$$\hat{i}_1 = \frac{\hat{v}_1}{r_1} + j_1 \hat{d} + g_1 \hat{v}_2$$

$$\hat{i}_2 = -\frac{\hat{v}_2}{r_2} + j_2 \hat{d} + g_2 \hat{v}_1 \tag{27}$$

그림 9는 스위치 소신호 모델과 식 (27)의 미소변동분을 고려한 전류불연속모드(DCM) 컨버터 모델을 나타낸 것이다.

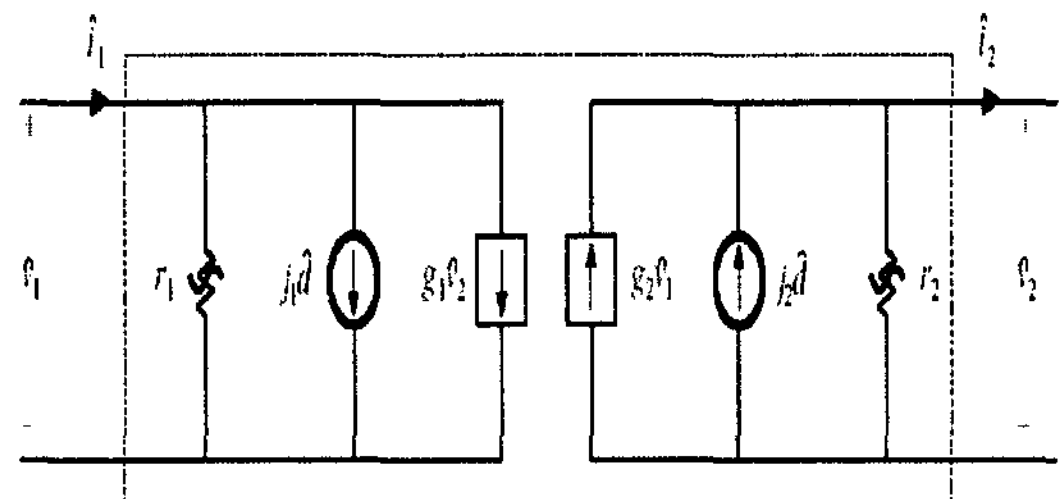


그림 9. 전류불연속모드(DCM) 컨버터 소신호 모델
Fig. 9. The small-signal model of converter for DCM mode

그림 9로부터 전류불연속모드(DCM)에서 입력전압과 출력전압 및 듀티와 출력전압의 전달함수를 구하면 식 (28), (29)와 같이 나타낼 수 있다.

$$G_{vg}(s) = \frac{G_{go}}{1 + \frac{s}{\omega_p}} \quad (28)$$

$$G_{vd}(s) = \frac{G_{do}}{1 + \frac{s}{\omega_p}} \quad (29)$$

여기서

$$G_{go} = g_2 \frac{R \times r_2}{R + r_2} \quad G_{do} = j_2 \frac{R \times r_2}{R + r_2}$$

$$\omega_p = \frac{R + r_2}{C(R \times r_2)}$$

표 3은 전류불연속모드에서 buck, boost 및 buck-boost 컨버터에 따른 각 파라미터를 나타낸 것이다.

표 3. 컨버터 종류에 따른 각 파라미터(DCM)
Table 3. Parameters for converter topology(DCM)

종류	g_1	j_1	r_1
Buck	$\frac{1}{R_e}$	$\frac{2(1-M)V_1}{DR_e}$	R_e
Boost	$\frac{1}{(M-1)^2 R_e}$	$\frac{2MV_1}{D(M-1)R_e}$	$\frac{(M-1)^2}{M} R_e$
Buck-Boost	0	$\frac{2V_1}{DR_e}$	R_e
종류	g_2	j_2	r_2
Buck	$\frac{2-M}{MR_e}$	$\frac{2(1-M)V_1}{DMR_e}$	$M^2 R_e$
Boost	$\frac{2M-1}{(M-1)^2 R_e}$	$\frac{2V_1}{D(M-1)R_e}$	$(1-M)^2 R_e$
Buck-Boost	$\frac{2M}{R_e}$	$\frac{2V_1}{DMR_e}$	$M^2 R_e$

2.3 시뮬레이션 및 실험결과

제안된 이론의 타당성을 확인하기 위하여 입력 DC 15[V], 출력 DC 24[V]/1[A], 24[W]급의 시작품을 제작하여 시뮬레이션 및 실험하였다. 표 4는 하드웨어 제작에 사용된 소자와 회로 파라미터를 나타낸

것이다.

출력 임계전류인 식 (26)으로부터 출력전류 I_o 가 임계전류 I_{crit} 보다 크면 전류연속모드(CCM)로 동작하며, 작으면 전류불연속모드(DCM)로 동작됨을 알 수 있다. 그림 10~13은 식 (26)을 바탕으로 표 4의 boost 컨버터에서 주파수, 인덕턴스, 입력전압 및 듀티에 따른 CCM/DCM 임계전류 I_{crit} 의 변화를 나타낸 것이다.

표 4. 실험에 사용된 소자와 회로 파라미터
Table 4. Specifications and Parameters used in Experiment

입력전압(V_i)	DC 15[V]
출력전압(V_o)	DC 24[V]
최대출력(P_o)	24[W]
승압 인덕터(L)	38.57[μ H, TDK]
주 스위치(S)	IRF 244, IR
주 다이오드(D)	SB340, Fairchild
출력단 커패시터(C)	1000[μ F]

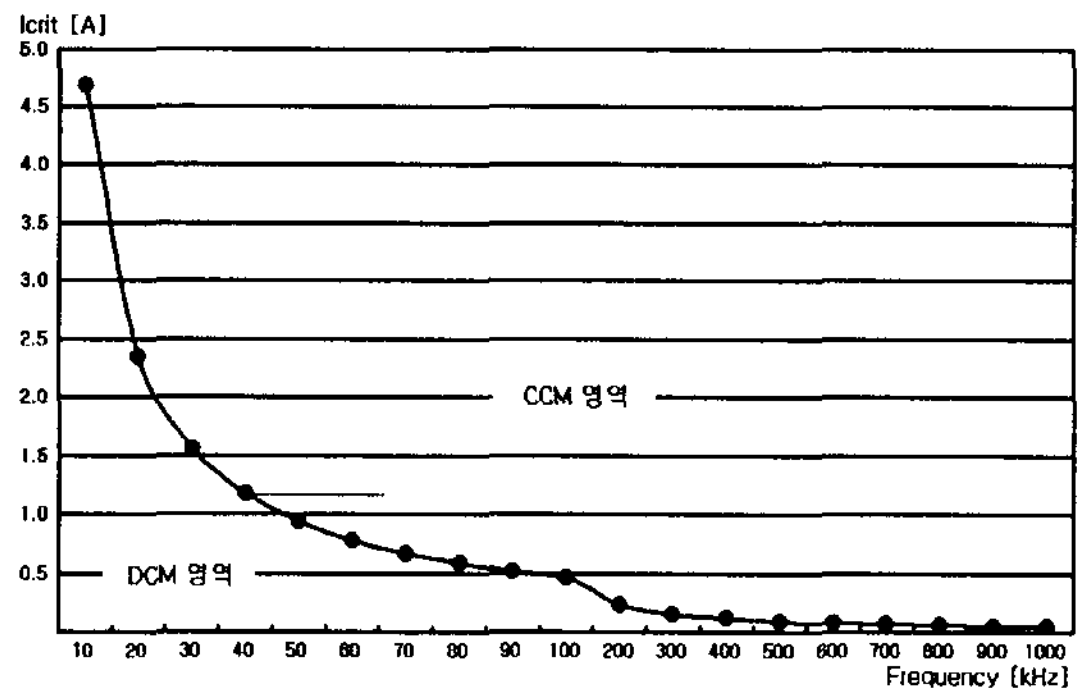


그림 10. 주파수에 따른 임계전류 변화(이론치)
Fig. 10. The critical-current variation according to frequency(theoretical data)
($V_i=15[V]$, $L=38.57[\mu H]$, $R=24[\Omega]$)

그림 10과 그림 11로부터 스위칭 주파수 및 승압 인덕턴스와 임계전류의 관계는 서로 반비례 특성을 지님을 알 수 있으며, 그림 12와 그림 13으로부터 입력전압 및 듀티에 따른 임계전류 특성은 서로 대칭된 그래프를 보이고 있다. 이는 입력전압과 듀티가 서로 반비례적인 관계에 있으므로 임계전류 곡선의 경향이 반대됨을 알 수 있다.

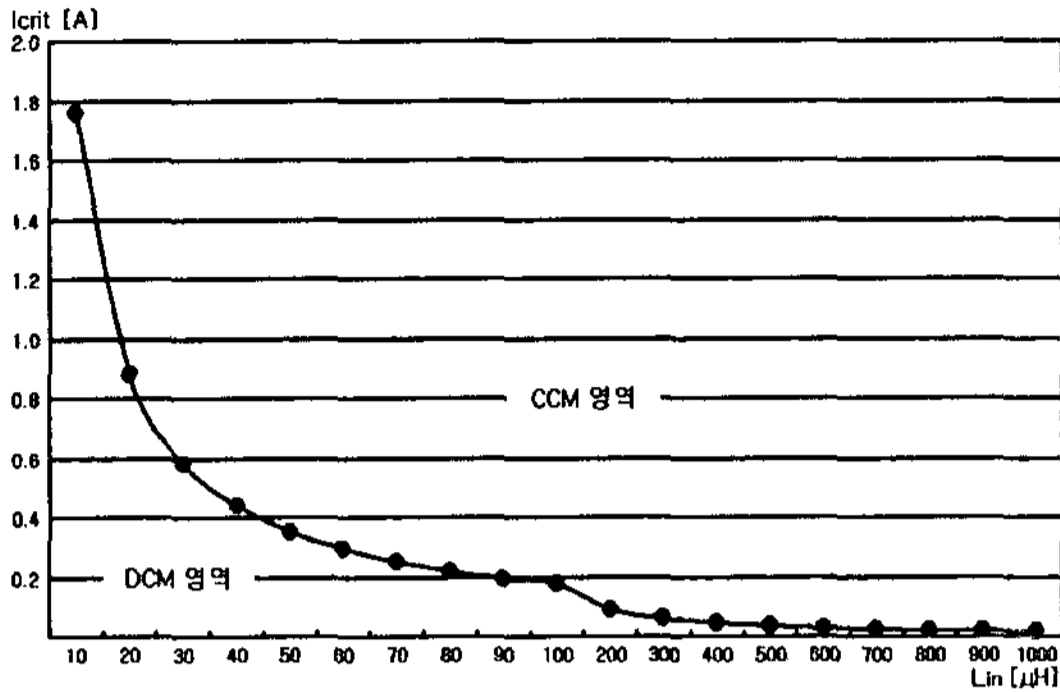


그림 11. 승압 인덕턴스에 따른 임계전류 변화(이론치)
Fig. 11. The critical-current variation according to boost-inductor(theoretical data)
($V_i = 15$ [V], $F_{req} = 100$ [kHz], $R = 24$ [Ω])

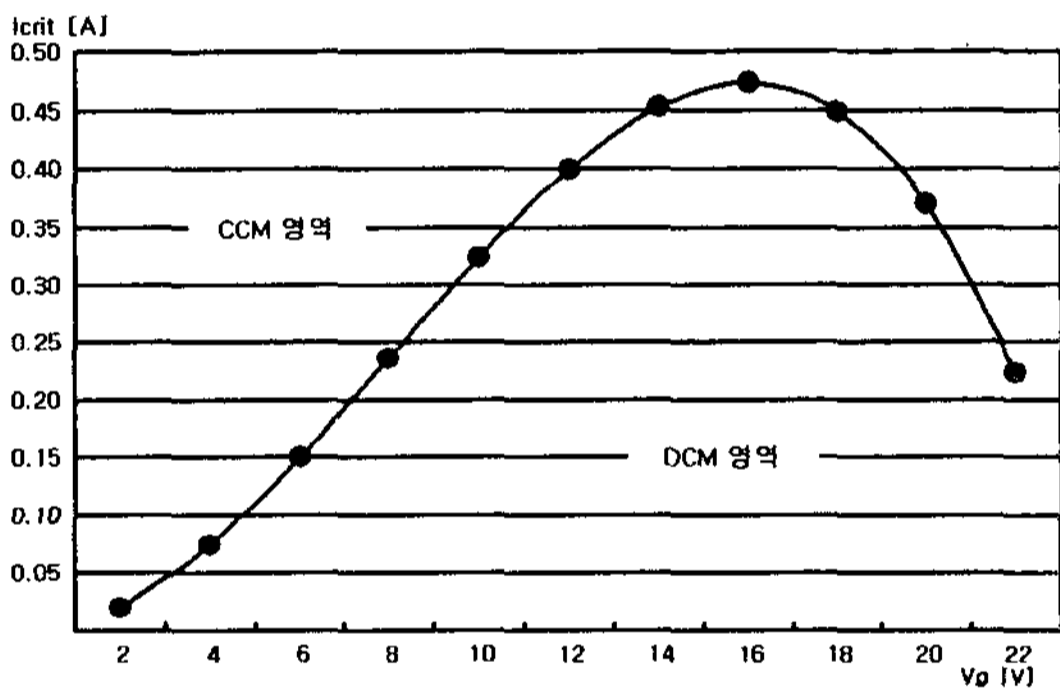


그림 12. 입력전압에 따른 임계전류 변화(이론치)
Fig. 12. The critical-current variation according to input-voltage(theoretical data)
($L = 38.57$ [μ H], $F_{req} = 100$ [kHz], $R = 24$ [Ω])

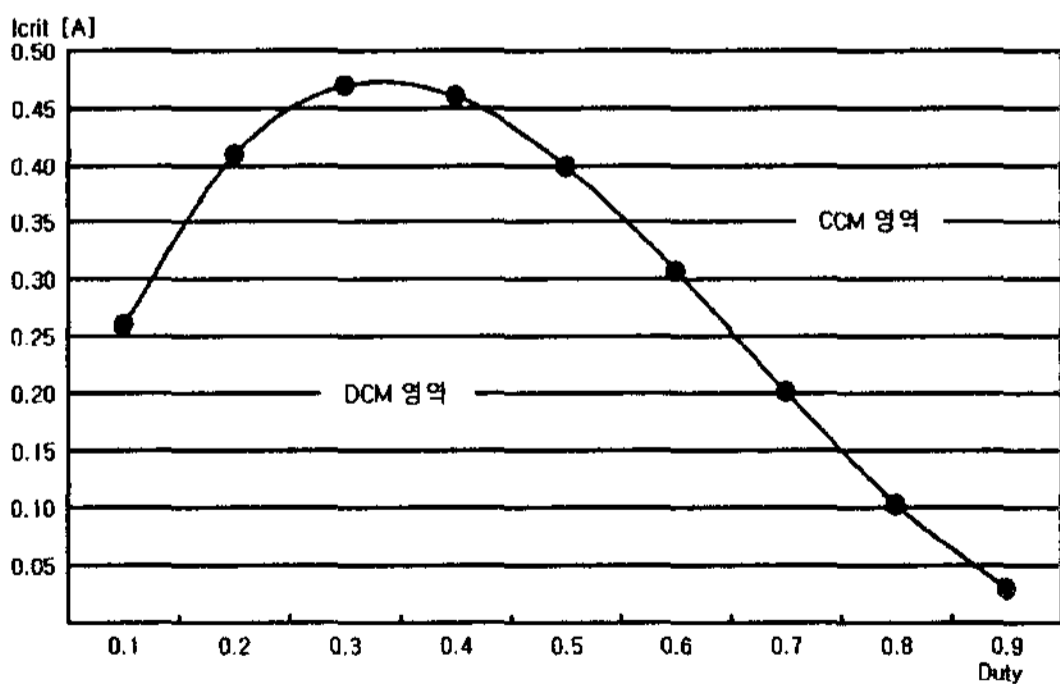


그림 13. 듀티에 따른 임계전류 변화(이론치)
Fig. 13. The critical-current variation according to duty(theoretical data)
($L = 38.57$ [μ H], $F_{req} = 100$ [kHz], $R = 24$ [Ω])

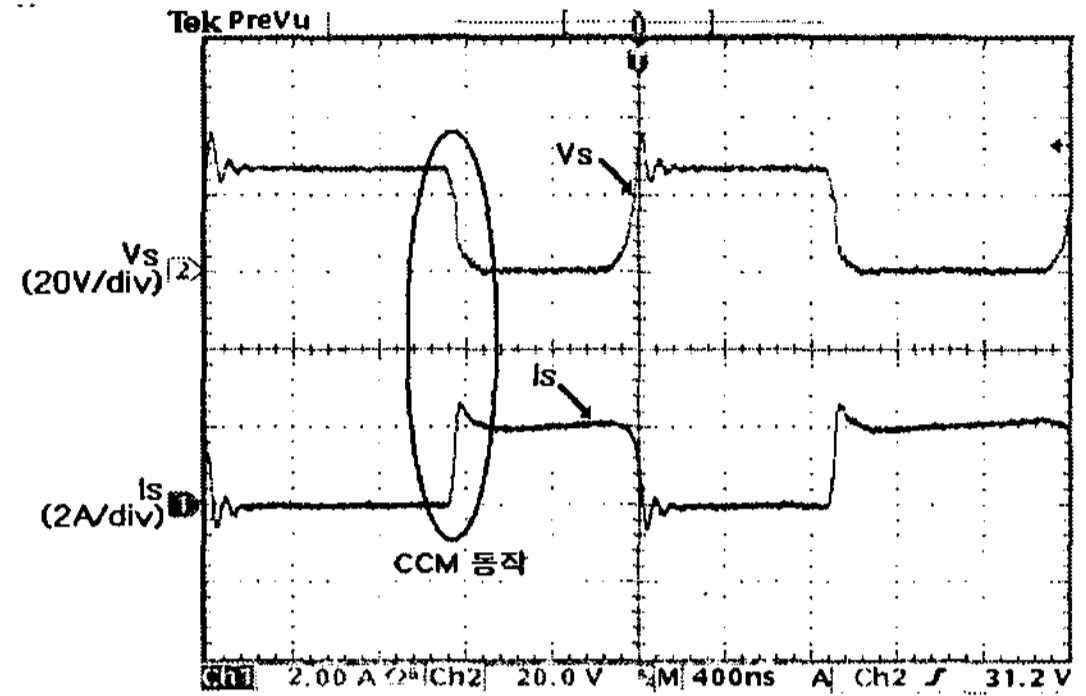


그림 14. CCM boost 컨버터 주스위치 전압·전류 파형
Fig. 14. The voltage · current waveforms of main switch for CCM boost converter
($V_i = 15$ [V], $F_{req} = 500$ [kHz], $R = 24$ [Ω])

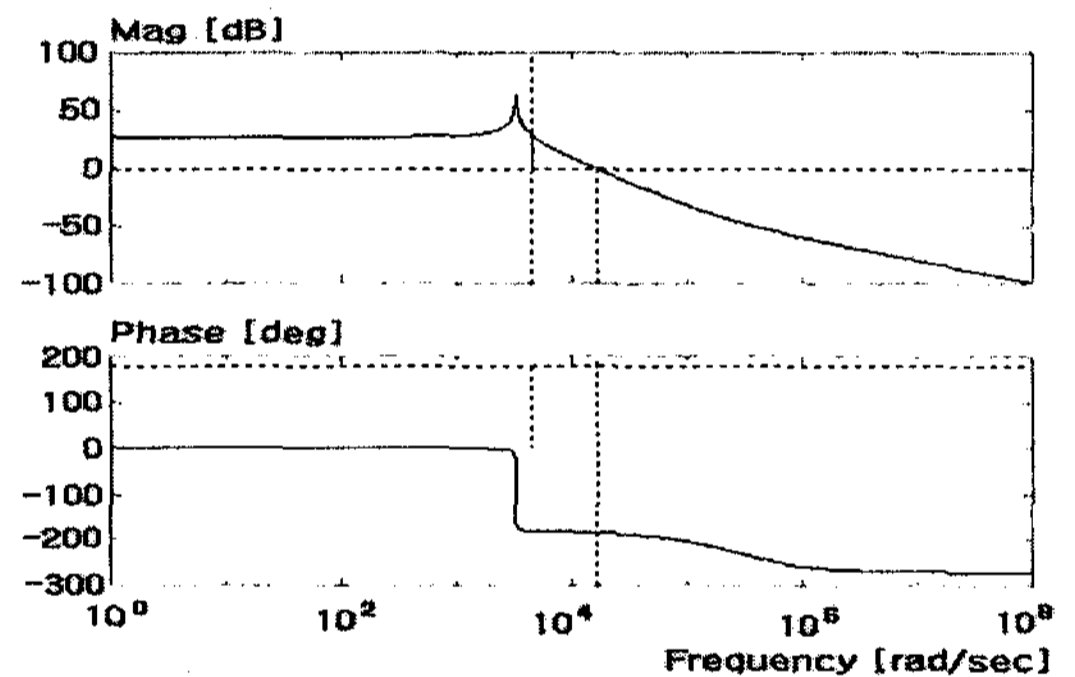


그림 15. CCM boost 컨버터의 보드선도
Fig. 15. The bode plot of CCM boost converter
($V_i = 15$ [V], $F_{req} = 500$ [kHz], $R = 24$ [Ω])

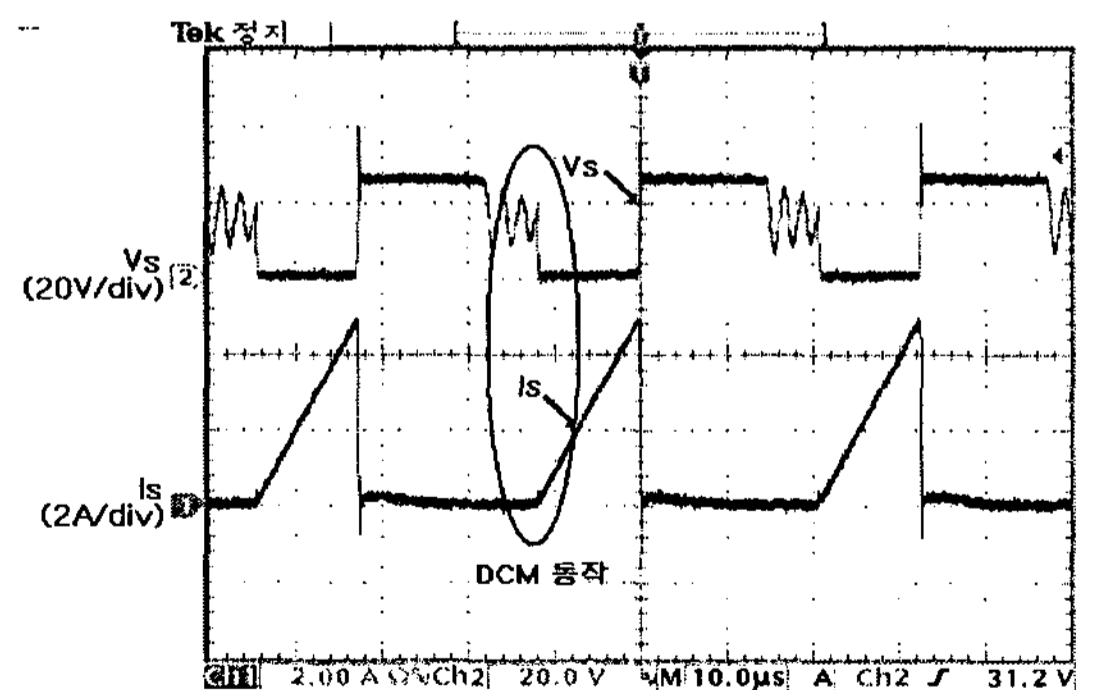


그림 16. DCM boost 컨버터 주스위치 전압전류 파형
Fig. 16. The voltage · current waveforms of main switch for DCM boost converter
($V_i = 15$ [V], $F_{req} = 30$ [kHz], $R = 24$ [Ω])

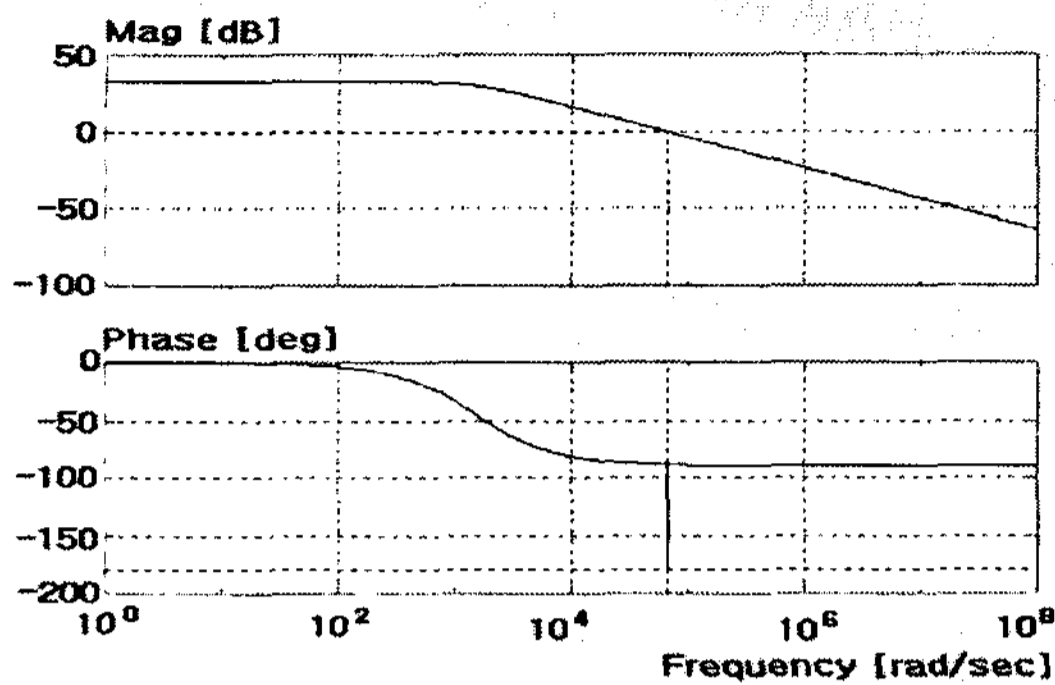


그림 17. DCM boost 컨버터의 보드선도
 Fig. 17. The bode plot of CCM boost converter
 ($V_i=15(V)$, $F_{req}=30(kHz)$, $R=24(\Omega)$)

그림 10에서 그림 13으로부터 임계전류에 따라서 컨버터의 전달함수 모델이 변경되며, 그 이유는 인덕터 전류의 흐름이 연속에서 불연속 또는 불연속에서 연속으로 바뀌기 때문이다.

그림 14는 표 4의 파라미터를 갖는 boost 컨버터가 500[kHz]로 동작시 주 스위칭 전압 및 전류 파형으로, 전류연속모드(CCM) boost 컨버터의 전달함수는 식 (18)과 표 1에 의하여 구할 수 있다. 그림 15는 MATLAB을 이용하여 듀티와 출력전압의 전달함수를 나타낸 것이다.

그림 16은 표 4의 파라미터를 갖는 boost 컨버터가 30[kHz]로 동작시 주 스위칭 전압 및 전류 파형으로, 전류불연속모드(DCM) boost 컨버터의 전달함수는 식 (29)과 표 3에 의하여 전달함수를 구할 수 있으며, 그림 17은 MATLAB을 이용하여 듀티와 출력전압의 전달함수를 나타낸 것이다.

그림 15와 그림 17로부터 스위칭 주파수 500[kHz] 전류연속모드(CCM)로 동작하는 boost 컨버터의 대역폭은 2569.07[Hz]이며, 스위칭 주파수 30[kHz] 전류불연속모드(DCM)로 동작하는 boost 컨버터의 대역폭은 10409.69[Hz]임을 확인하였다.

그림 15와 그림 17로부터 전류연속모드(CCM)에 비하여 전류불연속모드(DCM)로 동작하는 boost 컨버터는 대역폭이 약 4배 가까이 증가하고, 신호의 전달특성과 제어특성이 향상됨을 예측할 수 있었다.

즉 컨버터의 듀티와 출력 전압의 관계에서 신호의 전달 및 제어 측면에서는 전류불연속모드(DCM)

boost 컨버터가 전류연속모드(CCM) boost 컨버터에 비하여 향상된 특성을 지닌다고 할 수 있다.

3. 결 론

본 논문에서는 스위칭 평균 모델과 power-source 모델을 이용한 buck, boost 및 buck-boost 컨버터의 전류불연속모드(DCM) 모델링과 전류연속모드(CCM)과 전류불연속모드(DCM)의 경계인 임계특성에 관하여 논하였다. 컨버터의 전달함수는 인덕터에 흐르는 전류의 상태에 따라서 전류연속모드(CCM)과 전류불연속모드(DCM)으로 나뉘어 진다. 전류연속모드(CCM)과 전류불연속모드(DCM)은 동일한 컨버터에서 스위칭 주파수, 승압 인덕터의 인덕턴스, 입력전압, 듀티에 따라서 바뀌게 된다. 이러한 변경에 따라서 컨버터의 전달함수가 변경되고 소신호 모델을 달리하여 해석하여야 한다. 본 연구에서는 상태 공간 평균화 해석방법을 통하여 전류연속모드(CCM) 전달함수를 바탕으로 스위칭 평균 모델과 power-source 모델을 이용하여 전류불연속모드(DCM)의 컨버터 모델을 유도하는 방안을 제안하였다. 제안된 전류불연속모드(DCM) 소신호 모델은 모드별 해석을 일일이 할 필요가 없으므로, 수식이 매우 간단한 이점을 지닌다.

특히 임계전류인 식 (26)은 전류연속모드(CCM) 소신호 모델과 전류불연속모드(DCM) 소신호 모델의 적용 여부를 판단할 수 있는 기준이 된다.

본 논문에서는 24[W]급 boost 컨버터를 대상으로 스위칭 주파수, 인덕터의 인덕턴스, 입력전압 및 듀티에 따른 전류연속모드(CCM)와 전류불연속모드(DCM)의 임계특성의 고찰을 하였고, 이 컨버터의 스위칭 주파수가 500[kHz] 및 30[kHz]의 서로 다른 전달함수 특성을 나타내는 모델에서도 본 논문에서 제시한 방법을 이용하여 간단하게 듀티와 출력전압의 특성을 분석하였다.

따라서 본 논문의 전류불연속모드(DCM)은 전력 변환장치의 해석에 손쉽고 유용하게 활용할 수 있음을 확인하였다.

References

- [1] R.B. Ridley, "A New Continuous Time Model for Current Mode Control," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 6, No. 2, pp. 271~280, Apr. 1991.
- [2] F.D. Tan, and R.D. Middlebrook, "A unified model for current-programmed converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 10, No. 4, pp. 397~407, July 1995.
- [3] Byungcho Choi, "Step Load Response of a Current Mode Controlled DC to DC Converter," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronics Systems*, Vol. 33, No. 4, Oct. 1997.
- [4] Robert W. Erickson, Slobodan Cuk and R.D. Middlebrook, "Large signal modeling and analysis of switching converters." *Power Electronics Specialists Conf.*, pp. 240~250, 1982.
- [5] R. Ridley, B.H. Cho, and F.C. Lee, "Analysis and Interpretation of Loop Gains of Multiloop-controlled Switching Regulators," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 3, No. 4, pp. 489~498, 1998.
- [6] S. Singer, and R.W. Erickson, "Power-source element and its properties," *Proceeding of IEE'94*, pp. 220~226, June 1994.
- [7] R.W. Erickson, "Advances in Averaged Switch Modeling," *Fourth Brazilian Congress of Power Electronics (COBEP'97)*, Dec. 1997.
- [8] K.K. Sum, "Switch Mode Power Conversion Basic Theory and Design," New York and Basel publication, pp. 209~227. 1984.
- [9] A.S. Kislovski, "Dynamic Analysis of Switching-Mode DC/DC Converter," Van Nostrand Reinhold publication, pp. 20~59. 1991.

◇ 저자소개 ◇

배진용 (裵辰容)

1975년 8월 17일생. 1998년 동국대 전기공학과 졸업. 2002년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2005년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 2005년 8월~현재 특허청 사무관.

김 용 (金 龍)

1957년 3월 20일생. 1981년 2월 동국대 전기공학과 졸업. 1994년 2월 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1995년~현재 동국대 전기공학과 교수.