

다상 buck형 DC/DC 컨버터의 불연속 인덕터전류 회로의 해석

최진호¹, 마근수, 김양모
충남대학교 전기공학과

An Analysis of the discontinuous inductor current in the poly-phase buck dc/dc converter

J.H. Choi, K.S. Ma, and Y.M. Kim

Dep't of Electrical Engineering
Chung-nam National University

ABSTRACT

The multiple poly-phase converters to be overcome the current limits of switching devices have the merits of the lessen weight and ripple.

This paper deals with the circuit analysis of the poly-phase buck converters with discontinuous inductor current. The dc and ac models are obtained by the average method of the state equations.

1. 서론

스위칭 컨버터의 동작은 상태변수의 주기적 변화로 나타낼 수 있고, dc-dc컨버터에 대한 해석은 모든 스위칭 컨버터에 대하여 통일적인 해석이 가능하고, 모델링 및 수학적 기법으로 사용이 간편한 평균기법을 많이 사용한다.

한편, 스위칭 소자에는 한정된 정격전류로 인해 전류의 제한이 따르게 되는데, 이 전류제한을 극복하기 위해서 다중 다상 화법이 사용되며 인덕터 전류의 형태에 따라 CCM (Continuous Current Mode), DCM (Discontinuous Current Mode)로 나눌 수 있다. 그런데, DCM의 장점으로는 자기 포화로 인해 발생하는 에너지 손실을 방지할 수 있어 효율을 향상시킬 수 있는 것이다.

본 논문에서는 다상 buck dc-dc컨버터의 불연속 인덕터 전류를 가정하여 컨버터 회로를 해석하였고, duty cycle에 대한 평균기법을 적용하여 회로 모델을 유도하여 보았다.

2. 다상 buck dc-dc 컨버터

2.1 모드화

임의의 N상 buck 컨버터를 나타내면 그림 1과 같고, 그림 1에서 각상 스위치의 주기 T_s 가 같고, 각상의 턴-온 시점을 주기의 $1/N$ 씩 시간차를 둔다고 하면 인덕터 전류가 연속 및 불연속일 때의 동작 파형은 그림 2와 같다.

그림 2에서 보는 바와 같이 각 인덕터 전류는 powering 부분, freewheeling 부분 및 전류 0인 부분으로 나눌 수 있는데, 이에 대한 회로 해석을 위하여 duty cycle d_1, d_2 를 각각 다음과 같이 정의한다. 즉,

$$d_1 \equiv \frac{t_1}{T_s} \quad (1)$$

$$d_2 \equiv \frac{t_2}{T_s} \quad (2)$$

그림 1 과 그림 2 로 부터 d_1, d_2 의 범위에 따라 가능한 모든 동작상태를 나타내면 그림 3 과 같다.

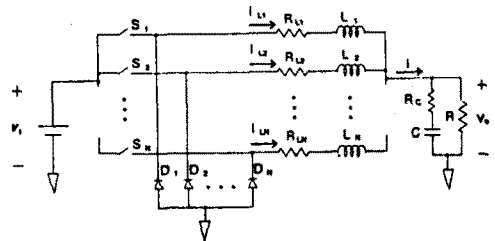


그림 1. N상 buck 컨버터

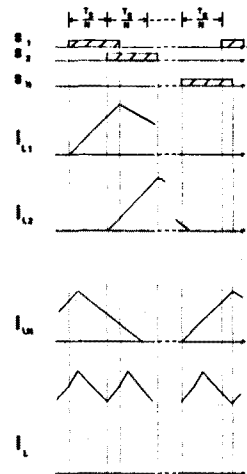


그림 2. 동작파형

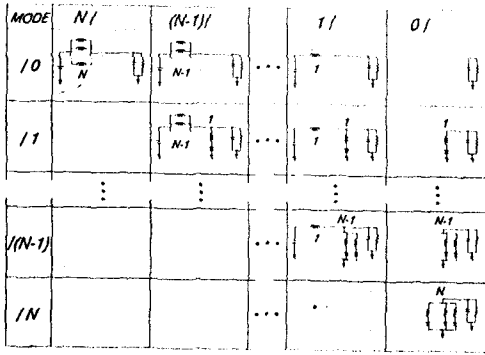


그림3. 동작모드의 분류

그림 3에서 가로축의 k_1 은 각각 전원으로부터 인덕터를 통해 전력이 공급되는(powering) 상의 수가 k_1 개임을 뜻하며, 세로축의 k_2 는 다이오드를 통해 freewheeling하는 상의 수가 k_2 개임을 나타낸다. 이 가로축과 세로축의 조합을 컨버터의 모드라 명명하고 k_1/k_2 ($k_1, k_2 = 0, 1, 2, \dots, N, k_1 + k_2 \leq N$)라 나타낸다. 예를 들어 모드 2/1은 전력을 공급하고 있는 스위치의 상수가 두 개, free-wheeling중인 상의 수가 한개임을 뜻한다.

N상 buck 컨버터에 대하여 duty cycle d_1, d_2 의 값으로부터 회로 상태의 변화를 구할 수 있는데 d_1, d_2 에 대하여

$$d_1 + d_2 \leq 1 \quad (3)$$

이 만족하며 등호는 연속 인덕터 전류일때의 조건이다. 따라서, 임의의 d_1 에 대하여 모드화하면 표 1과 같다.

표1. d_1 에 따른 모드의 변이

$\frac{n-1}{N} < d_2 \leq \frac{n}{N} \quad (n=1, 2, \dots, N)$	
CCM	$d_2 = 1 - d_1$ $n/(N-n) \Rightarrow (n-1)/(N-(n-1))$
DCM	$\frac{n-1}{N} < d_2 \leq \frac{n}{N} - d_1$ (단, $n+m \leq N+1$) $n/(n-1) \Rightarrow (n-1)/m \Rightarrow (n-1)/(m-1)$
	$\frac{n}{N} - d_1 < d_2 \leq \frac{n}{N}$ (단, $n+m \leq N+1$) $n/m \Rightarrow n/(m-1) \Rightarrow (n-1)/m$

2.2 모드에 따른 회로 해석

표 1의 N상 컨버터의 DCM에서 d_1, d_2 의 범위에 따라 두 부분으로 나눠 해석하여 보기로 한다.

2.2.1. $n/(m-1) \rightarrow (n-1)/m \rightarrow (n-1)/(m-1)$ 변이

상기와 같은 모드의 변이에 대하여 등가회로로 나타내면, 그림 4와 같다.

그림 4에서 $i = n + m - 1$ 로 각 동작 상태에 대한 시간을 각각 $\{t_1 - (n-1)T_s/N\}$, $\{t_2 - (m-1)T_s/N\}$, $\{nT_s/N - t_1 - t_2\}$ 이 되고 각 동작 상태에 대한 상태 방정식을 구하여 T_s/N 기간동안 평균하면 다음과 같은 식을 구할 수 있다. 즉,

$$\begin{bmatrix} di \\ dv \\ dt \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_L + N(d_1 + d_2)(R + R_c)}{L} & -\frac{N(d_1 + d_2)R}{L(R + R_c)} \\ \frac{R}{C(R + R_c)} & -\frac{1}{C(R + R_c)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i \\ v \end{bmatrix}$$

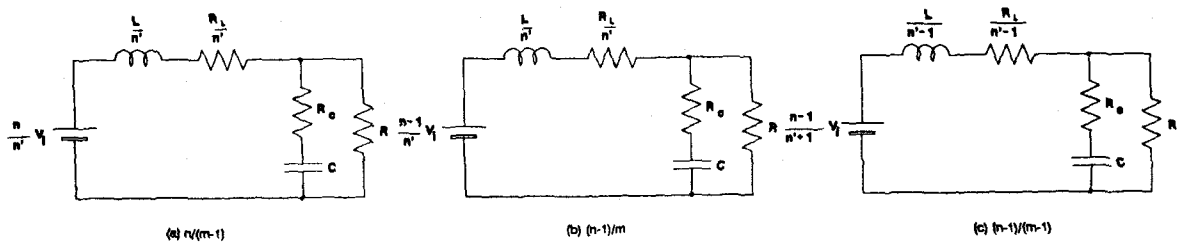


그림4. $n/(m-1) \rightarrow (n-1)/m \rightarrow (n-1)/(m-1)$

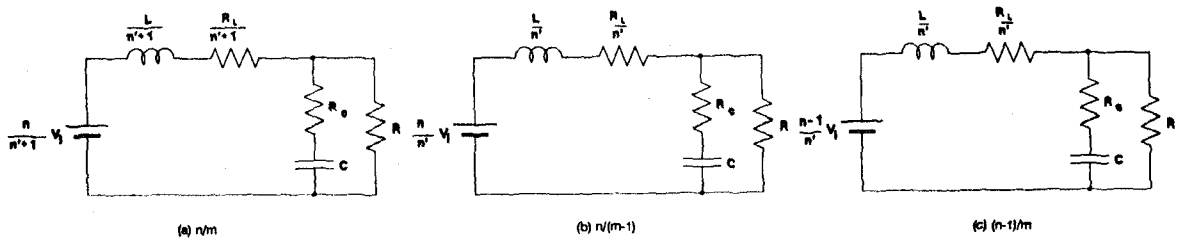


그림5. $n/m \rightarrow n/(m-1) \rightarrow (n-1)/m$

$$+ \begin{bmatrix} \frac{N}{L} \\ 0 \end{bmatrix} d_1 v_1 \quad (4)$$

$$V_o = \begin{bmatrix} R \parallel R_c & \frac{R}{R + R_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i \\ v \end{bmatrix}$$

2.2.2. n/m → n/(m-1) → (n-1)/m 변이

마찬가지로 위와 같은 모드의 변이에 대한 등가회로는 되고, 이에 대한 각 동작상태의 지속시간을 각각 ($t_1 + t_2 - nT_s/N$), ($nT_s/N - t_2$), ($nT_s/N - t_1$)으로 상태방정식을 구하여 평균하면 2.2.1.에서 구한 식(4)과 같은 결과를 얻는다.

2.2.3. 1/0 → 0/1 → 0/0 변이

d_1, d_2 가 $0 < d_1, d_2 < T_s/N$ 의 범위에서는 예외적인 경우로 인버터 전류는 T_s/N 구간에서 독립적으로 변하게 되며 이에 대한 상태방정식의 평균은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} \frac{di}{dt} \\ \frac{dv}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{N(d_1+d_2)(R_L + R \parallel R_c)}{L} & -\frac{N(d_1+d_2)R}{L(R+R_c)} \\ \frac{R}{C(R+R_c)} & -\frac{1}{C(R+R_c)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i \\ v \end{bmatrix}$$

$$+ \begin{bmatrix} \frac{N}{L} \\ 0 \end{bmatrix} (d_1 v_1 + D_1 v_1) \quad (5)$$

$$V_o = \begin{bmatrix} R \parallel R_c & \frac{R}{R + R_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i \\ v \end{bmatrix}$$

3. 회로 모델

3.1. 1/0 → 0/1 → 0/0 를 제외한 경우

위의 결과로부터 dc 및 ac 모델을 구하면 다음과 같다.

즉,

dc 모델

$$\begin{bmatrix} -\frac{R_L + N(D_1+D_2)(R \parallel R_c)}{L} & -\frac{N(D_1+D_2)R}{L(R+R_c)} \\ \frac{R}{C(R+R_c)} & -\frac{1}{C(R+R_c)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i \\ v \end{bmatrix}$$

$$+ \begin{bmatrix} \frac{N}{L} \\ 0 \end{bmatrix} D_1 v_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$V_o = \begin{bmatrix} R \parallel R_c & \frac{R}{R + R_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i \\ v \end{bmatrix}$$

ac 모델

$$\begin{bmatrix} \frac{di}{dt} \\ \frac{dv}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_L + N(d_1+d_2)(R \parallel R_c)}{L} & -\frac{N(d_1+d_2)R}{L(R+R_c)} \\ \frac{R}{C(R+R_c)} & -\frac{1}{C(R+R_c)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i \\ v \end{bmatrix}$$

$$+ \begin{bmatrix} \frac{N}{L} \\ 0 \end{bmatrix} (d_1 v_1 + D_1 v_1) \quad (7)$$

$$V_o = \begin{bmatrix} R \parallel R_c & \frac{R}{R + R_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i \\ v \end{bmatrix}$$

3.2. 1/0 → 0/1 → 0/0 의 경우

dc 모델

$$\begin{bmatrix} -\frac{N(D_1+D_2)(R_L + R \parallel R_c)}{L} & -\frac{N(D_1+D_2)R}{L(R+R_c)} \\ \frac{R}{C(R+R_c)} & -\frac{1}{C(R+R_c)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i \\ v \end{bmatrix}$$

$$+ \begin{bmatrix} \frac{N}{L} \\ 0 \end{bmatrix} D_1 v_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$V_o = \begin{bmatrix} R \parallel R_c & \frac{R}{R + R_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i \\ v \end{bmatrix}$$

ac 모델

$$\begin{bmatrix} \frac{di}{dt} \\ \frac{dv}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{N(d_1+d_2)(R_L + R \parallel R_c)}{L} & -\frac{N(d_1+d_2)R}{L(R+R_c)} \\ \frac{R}{C(R+R_c)} & -\frac{1}{C(R+R_c)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i \\ v \end{bmatrix}$$

$$+ \begin{bmatrix} \frac{N}{L} \\ 0 \end{bmatrix} (d_1 v_1 + D_1 v_1) \quad (9)$$

$$V_o = \begin{bmatrix} R \parallel R_c & \frac{R}{R + R_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i \\ v \end{bmatrix}$$

4. 결론

전역변환회로에서 다중다상화는 스위칭소자의 제한점을 극복하는 외에 인버터의 전류 리플이나 인버터의 크기, 중량을 줄이는데 널리 이용되고 있다.

본 연구에서는 다상 buck 컨버터의 인버터 전류가 불연속일 때의 회로를 평균 기법을 이용하여 해석하였고 상태 방정식으로부터 dc 및 ac 모델을 유도하였다.

참고 문헌

- [1]. Rudolf P. Steverns and Gordon Bloom, Modern DC-to-DC switchmode power converter circuits, Van Nostrand Reinhold Electrical, 1985