

DCM Analysis of Interleaved Boost Converter for Fuel Cell Applications

김 동 희* · 최 규 영** · 김 중 수** · 이 병 국*
 (Dong-Hee Kim · Gyu-Yeong Choe · Jong-Soo Kim · Byoung-Kuk Lee)

Abstract - In this paper, the variation of phase current and input current ripple of interleaved boost converter at DCM for fuel cell applications are theoretically analyzed. Also, based on the detailed analysis, numerical formula of input current ripple expressed in rising and falling slope magnitude, D , and D_A is proposed. In order to verify proposed formulas, simulation and experimental results are compared with theoretical data and validity of proposed theory is established.

Key Words : Interleaved Boost Converter, DCM Analysis, PCS for Fuel Cell, Input current ripple

1. 서 론

최근 화석에너지 고갈과 유가 상승과 맞물려 전력수요가 급격히 증가함에 따라 새로운 대체 에너지에 대한 연구가 활발히 진행 되고 있고, 환경오염에 대한 인식도 증가하여 친환경적인 에너지에 관심이 매우 높다. 이와 같이 친환경적인 대체 에너지로 연료전지, 태양광, 풍력 등이 대표적인데, 이중 연료전지는 태양광, 풍력발전과 같이 발전 조건이 제한적이지 않고 친환경적이며 자체 발전 소음도 적은 특성을 가지고 있다[1]. 이러한 연료전지는 저전압, 대전류 특성을 가지고 있기 때문에 저전압을 승압시킬 수 있는 승압용 컨버터가 사용 된다. 승압용 컨버터는 크게 비절연형과 절연형 컨버터로 구분되어 지는데 중·대용량 연료전지 시스템에서는 고효율을 위해 비절연형 형태의 컨버터가 많이 사용 된다. 또한 중·대용량 연료전지 시스템의 경우는 연료전지의 고유 특성인 대전류를 출력 하게 되므로 이에 따른 전력손실 증가와 시스템의 전류 정격이 높아져 이를 해결할 수 있는 비절연형 형태의 컨버터가 반드시 필요하다. 게다가, 연료전지시스템은 입력전류 리플성분에 영향을 받고, 연료전지의 비선형 특성으로 인하여 부하 증가에 따른 입출력 리플 성분도 증가하게 되어 커패시터, 인덕터, 스위치, 다이오드 등의 전압 전류 스트레스를 증가시키기 때문에[2], 이를 줄일 수 있는 토폴로지나, 제어기법이 반드시 요구된다. 본 논문에서 사용된 다상 부스트 컨버터(IBC: Interleaved Boost Converter)는 이러한 중·대용량 연료전지 시스템에 적합한 승압용 전력변환기라 할 수 있으며, IBC의 큰 특징은 다음

과 같다.

- IBC의 각상의 전류가 연속 모드(CCM: Continuous Conduction Mode)또는 불연속 모드(DCM: Discontinuous Conduction Mode)로 동작하여도 연료전지 입력전류는 항상 연속모드로 동작하도록 설계 가능하다.
- 연료전지의 대전류는 각상으로 분배되고, 단상 부스트 컨버터보다 낮은 스위칭 주파수로 같은 입력 전류 주파수를 만들 수 있다.
- 각 상은 서로 일정한 위상차만 나게 제어 되므로 입력 전류리플과 출력 커패시터의 전압리플 크기가 줄어들어 각 소자들의 크기와 용량을 줄일 수 있다.

현재 위와 같은 특성을 가지는 IBC에 관한 연구가 활발히 진행되고 있으며, 종래의 연구로는 입력전류 리플을 줄이고 인덕터의 효율을 줄이기 위해 커플링 인덕터를 사용하여 CCM으로 동작하는 입력전류 리플 및 출력전류 리플을 분석하거나[3][4], 역률 보상회로용 IBC[5], 소신호 모델링을 통한 IBC의 동특성을 파악하고[6], 또한 IBC는 병렬형태로 구성되어 있기 때문에 각 상의 전류의 불균형을 해결하기 위한 연구가 수행 되었다[8]. 하지만 많은 연구가 진행되었음에도 불구하고 DCM으로 동작하는 다상 IBC의 특성 및 입력전류 리플에 관한 연구는 미미하다.

따라서 본 논문에서는 전류 불연속 모드로 동작하는 다상 부스트 컨버터의 통류율(D), 각 상의 인덕터의 전류가 0이 되는 시점(D_A)와 인덕터 전류의 기울기를 고려하여 입력전류 특성 해석의 기준을 제시하였고, 이를 통해 불연속 전류로 동작하는 모든 경우를 상세히 분석하여 입력전류 리플에 관한 수식을 제안하였다. 또한 튜터비에 따른 입력전류 리플 변동을 확인하여 최소 입력전류 리플 조건을 제시 하였으며, 시뮬레이션과 실험을 통해 제안된 수식의 타당성을 검증하였다.

* 준 회원 : 성균관대학교 정보통신공학부 석사과정
 ** 정 회원 : 성균관대학교 정보통신공학부 박사과정
 † 교신저자, 시니어회원 : 성균관대학교 정보통신공학부 조교수 · 공박

E-mail : bklee@skku.edu

접수일자 : 2009년 8월 21일

최종완료 : 2009년 11월 12일

2. 불연속 모드로 동작하는 3상 IBC 입력전류 리플 분석

2.1 다상 부스트 컨버터의 구성 및 동작원리

그림 1은 N상의 IBC의 구성을 나타낸다. 인덕터, 스위치와 다이오드가 병렬로 연결되어 있고, 하나의 출력 커패시터와 각 상들이 연결 되어있다. 각상의 스위칭 주파수는 동일하고 일정한 위상차(360/N)를 가진다. 그러므로 각 상에 흐르는 상전류는 위상차이만 있고 각각의 전류는 입력전류 i_{in} 에서 분배 되므로 각 상의 입력전류 리플, 전류 스트레스와 인덕터의 사이즈가 크게 줄어들고, 또한 상전류의 합이 입력전류가 되므로 제어를 통해 상전류가 DCM으로 동작해도 입력전류는 연속전류가 된다. 그러므로 입력전류는 각 상전류의 합으로 표현되고, 상전류 해석을 통해 입력전류 해석이 가능하다.

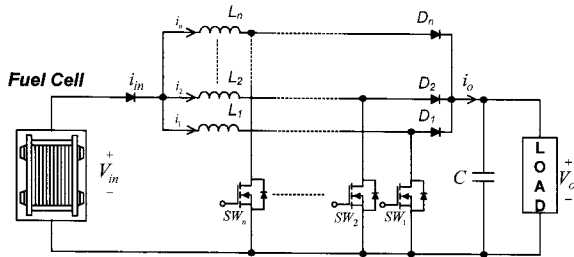


그림 1 N-상 다상 부스트 컨버터
Fig. 1 N-Phase Interleaved Boost Converter

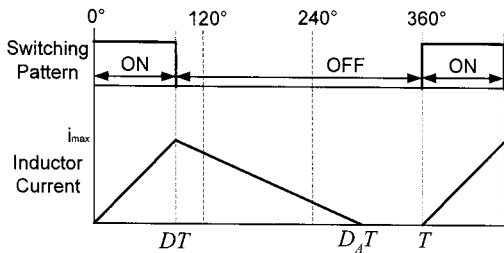


그림 2 한상의 스위칭 패턴에 따른 인덕터 전류
Fig. 2 Inductor current by Switching pattern

그림 2는 불연속 모드로 동작하는 IBC의 한상의 스위칭 동작과 이때의 인덕터 전류 파형을 나타낸다. 스위치가 온 되는 DT 구간 동안 인덕터에 전류가 저장되고 오프 되는 $(1-D)T$ 구간 동안 저장된 전류가 방출되어 하강하고 전류가 0이 되면 불연속 모드로 동작하고 이 시점을 $D_A T$ 라고 한다. 이때 입력 전압과 출력 전압의 전압 전달비와 인덕터 전류의 상승, 하강 기울기는 각각 식 (1), (2), (3)과 같다.

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D_A}{(D_A - D)} \quad (1)$$

$$\frac{di_{Lj}}{dt} = \frac{V_{in}}{L_j} \quad (j=1, 2, \dots, n) \quad (\text{상승기울기}) \quad (2)$$

$$\frac{di_{Lj}}{dt} = \frac{V_{in} - V_o}{L_j} = \frac{-DV_{in}}{L_j(D_A - D)} \quad (\text{하강기울기}) \quad (3)$$

여기서 V_{in} 은 연료전지의 입력전압, V_o 은 연료전지의 출력 전압, L_j 는 각 상의 인덕턴스다.

또한 상승 및 하강기울기는 1차 함수의 파형이므로 전류의 변위와 시간의 변위로 나타낼 수 있다. 이때 전류의 최대값은 i_{max} 로 동일하기 때문에 각각의 기울기 크기는 시간의 변위로 결정되며, 상승기울기는 DT , 하강기울기는 $(D_A - D)T$ 로 결정되고, 식 (4), (5)로 표현된다.

$$\frac{di_{Lj}}{dt} = \frac{i_{max}}{DT} \quad (\text{상승기울기}) \quad (4)$$

$$\frac{di_{Lj}}{dt} = \frac{-i_{max}}{(D_A - D)T} \quad (\text{하강기울기}) \quad (5)$$

이때 D_A 는 부스트 컨버터의 각상의 스위칭 주파수 $f_s(1/T)$, 인덕터의 인덕턴스 L_j , 듀티비 D , 부하전류 i_o 에 따라 변한다. D_A 는 식 (6)과 같다[8].

$$D_A = D + \frac{2L_j i_o}{TDV_{in}} \quad (6)$$

따라서, D_A 는 여러 가지 요소에 변하기 때문에 상전류의 합인 입력전류는 다양한 형태를 가지게 되어 각 상이 불연속 모드로 동작하는 다상부스트 컨버터의 입력전류 리플크가 해석의 어려움이 따른다.

각 상의 상전류의 합이 입력전류이므로, 입력전류는 상전류의 특성 해석을 통해 해석이 가능하다. 한 상의 상전류는 스위칭 On, Off에 따른 듀티비 D , D_A 의 범위와 상승기울기와 하강기울기의 크기로 결정된다. 따라서 상위 요소를 입력전류 특성 해석의 기준으로 나눌 수 있다.

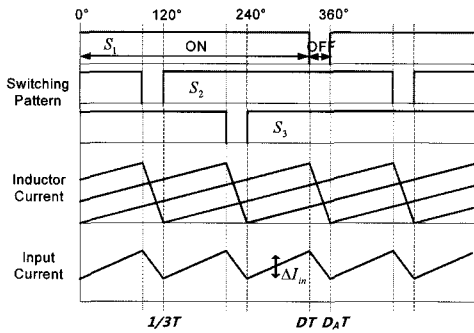
이와 같이 각 상의 인덕터에 흐르는 전류는 D , D_A 에 결정되고 이로 인해 전류의 상승기울기와 하강기울기의 크기가 변하게 된다. 따라서 입력전류는 상전류의 합으로 표현되기 때문에, 상전류의 상태를 결정하는 요소를 분석함으로써 입력전류의 변화 추이를 알 수 있다.

2.2 입력 전류 분석

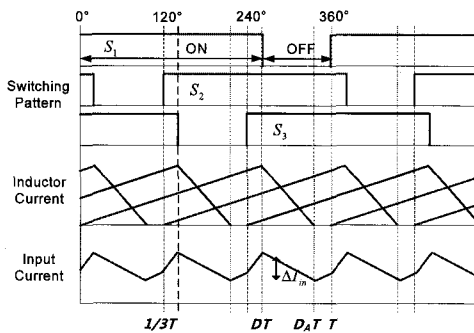
그림 3의 (a), (b)는 3상 부스트 컨버터의 각 상이 CCM으로 동작할 때와 DCM으로 동작할 때 입력 스위칭 패턴과 각 상에 흐르는 인덕터 전류 및 입력전류의 파형이다. CCM으로 동작할 때는 상전류의 기울기가 0인 구간이 없이 일정한 상승 및 하강기울기를 가지기 때문에 입력전류는 하나의 상승기울기 및 하강기울기를 가진 형태를 나타내기 때문에 해석이 용이하다. 하지만 각 상이 DCM으로 동작할 때는 인덕터 전류 기울기가 0인 구간이 존재하기 때문에 입력전류는 상승하는 구간이나 하강하는 구간에서 2가지 기울기 값을 가짐에 따라 그림 3(a)와는 다른 양상을 나타내고 이에 따라 해석의 어려움이 따른다. 이러한 변화 양상에 영향을 주는 요인은 앞서 언급한 D , D_A 범위 및 상승·하강기울기의 크기로 나뉜다. 따라서 본 논문에서는 3가지 요소를 기준으로 하여 입력전류 리플 크기를 분석하였고 다음과 같은 가정을 통해 3상 IBC를 해석 하였다.

- 1) 각 소자들은 이상적이다.
- 2) 다상 부스트 컨버터의 각 상은 불연속모드로 동작 한다.
- 3) D_A 는 입력전류 리플 크기를 고려하여 240° ($2/3T$) 이상의 값을 갖는다.

위와 같은 가정을 전제로 하여 D , D_A 범위 및 상승·하강 기율기 크기가 입력전류리플에 어떠한 영향을 주는지 분석한다.



(a) CCM 운전 시



(b) DCM 운전 시

그림 3 CCM 및 DCM 운전 시 각부파형
Fig. 3 Each waveform during CCM and DCM operation

2.2.1 상승·하강기율기 크기에 의한 영향

입력전류의 리플은 상승기율기와 하강기율기로 이루어져 있다. 이러한 기율기의 상승 또는 하강을 결정짓는 요인 중 하나로 각 상의 인덕터에 흐르는 상전류의 상태다. 예를 들어 특정한 구간에서 하나의 상승기율기와 하나의 하강기율

기가 합쳐질 때 그 결과는 상승기율기 또는 하강기율기가 된다. 만약 한 구간에서 상전류의 상승기율기 값이 하강기율기 값보다 크면 합쳐진 결과인 입력전류는 상승기율기가 되고 상전류의 하강기율기가 상승기율기보다 크면 그 결과는 하강기율기가 된다. 3상 IBC 경우 각 상의 상전류가 겹치는 경우는 하나도 겹치지 않거나, 두 상이 겹치거나, 3 상 모두가 겹치는 경우가 있으므로, 각각의 상전류의 기율기가 겹치는 조건을 나누어 보면 다음과 같다. 이때 A' , B' , C' 는 A , B , C 의 반대 경우를 의미한다.

- A : 두 개의 상승기율기의 크기 합이 하나의 하강기율기 크기 보다 클 경우
- B : 하나의 상승기율기 크기가 하나의 하강기율기 크기 보다 클 경우
- C : 하나의 상승기율기 크기가 두 개의 하강기율기의 크기 합 보다 클 경우

위의 조건을 식 (4)와 (5)를 이용하여 각 경우를 수식으로 표현하면 다음과 같다.

$$A : 2 \frac{i_{max}}{DT} > \frac{i_{max}}{(D_A - D)T} \quad (7)$$

$$A' : 2 \frac{i_{max}}{DT} < \frac{i_{max}}{(D_A - D)T} \quad (8)$$

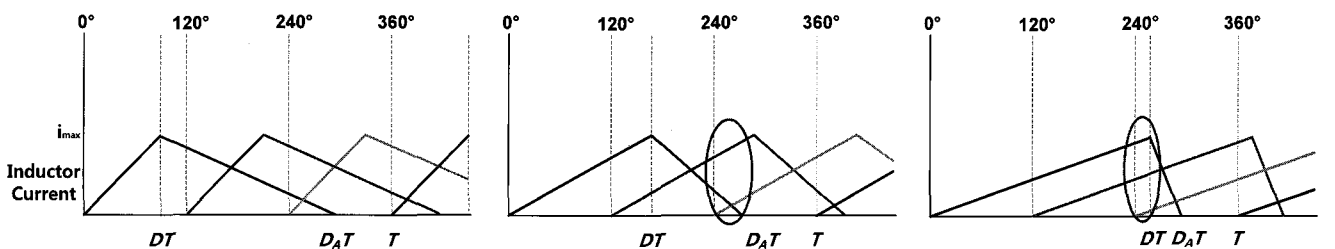
$$B : \frac{i_{max}}{DT} > \frac{i_{max}}{(D_A - D)T} \quad (9)$$

$$B' : \frac{i_{max}}{DT} < \frac{i_{max}}{(D_A - D)T} \quad (10)$$

$$C : \frac{i_{max}}{DT} > 2 \frac{i_{max}}{(D_A - D)T} \quad (11)$$

$$C' : \frac{i_{max}}{DT} < 2 \frac{i_{max}}{(D_A - D)T} \quad (12)$$

위의 수식에서 C 의 조건을 만족하면 상전류의 상승기율기가 두 개의 하강기율기 크기 합보다 크기 때문에 B 와 A 의 수식은 고려할 필요가 없고, 마찬가지로 B 의 수식을 만족하면 A 의 상황은 고려할 필요가 없다. 따라서 C 조건을 만족하지 않으면 B 조건을 고려하고, B 의 조건을 만족하지 않으면 그다음 A 조건을 고려하면 된다. 또한 위 수식들은 D 와 D_A 로 결정되기 때문에 이 두 가지 요소도 해석이 필요함을 알 수 있다.



(a) 겹치지 않을 경우($0^\circ < D \leq 120^\circ$) (b) 2상이 겹칠 경우($120^\circ \leq D \leq 240^\circ$) (c) 3상이 겹칠 경우($240^\circ \leq D < 360^\circ$)

그림 4 듀티 변화에 따른 인덕터 전류 변동
Fig. 4 Current variation according to duty change

2.2.2 듀티에 의한 영향

각 상의 D 는 상승 구간의 범위를 결정한다. 즉, 그림 4와 같이 D 의 범위가 변화되면 다른 상전류의 상승 구간이나 하강 구간과 겹치는 구간이 변하게 된다. 그림 4(a)와 같은 경우는 상승하는 기울기가 서로 겹치지 않고, 그림 4(b)는 2상의 상승하는 기울기가 겹치고, 그림 4(c)는 3상의 상승기울기 모두가 겹치게 된다. 이 같은 해석이 필요한 이유는 각 상의 상승 기울기가 새롭게 겹치게 되면서 입력전류의 양상이 변하기 때문이고, 이 때문에 듀티의 범위를 나누어

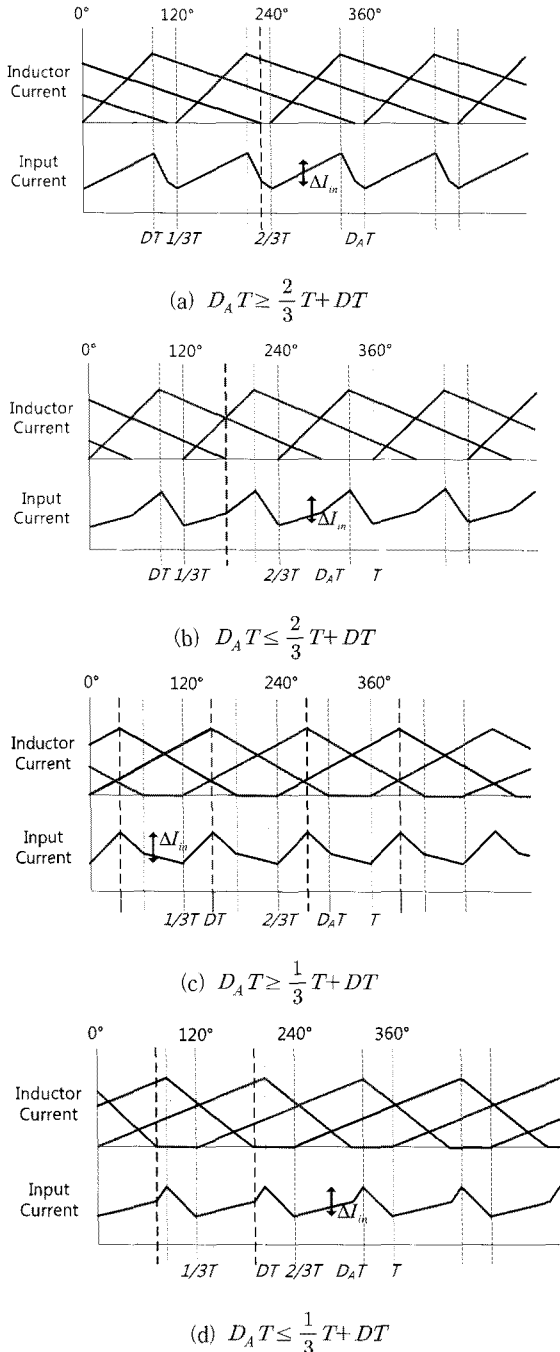


그림 5 D_A 변화에 따른 인덕터 전류 및 입력전류 리플 변동
 Fig. 5 Inductor and input current ripple variation according to D_A change

해석의 기준으로 삼는다. 예를 들어 그림 4(b)의 경우는 2개의 상승하는 기울기와 하나의 하강하는 기울기 구간이 존재하지만, 그림 4(a)는 이와 같은 구간이 존재하지 않는다. 마찬가지로 그림 4(c)의 3개의 상승하는 기울기 구간은 그림 4(a)와 그림 4(b)에선 존재 하지 않는다. 만약, 그림 4(b)에서 $D_A T$ 가 길어져 120° 차이나는 상의 스위칭 On 시간보다 길어지게 되면 하나의 상승하는 기울기와 두 개의 하강하는 기울기가 새롭게 생기기 때문에 D_A 에 의한 영향도 고려해야 됨을 알 수 있다.

2.2.3 D_A 에 의한 영향

각 상의 D_A 는 하강 구간의 범위를 결정한다. 앞서 언급한 것과 같이, D_A 가 변함에 따라 한상의 하강기울기 구간이 다른 상의 상승 또는 하강 기울기와 겹치는 구간을 결정한다.

듀티비를 고려하여 D_A 의 영향을 그림 5에 나타내었다. 우선 듀티비가 $0^\circ < D \leq 120^\circ$ 일 경우는 한상의 D_A 가 240° 차이나는 상전류가 상승할 때(스위치가 On일 때) 존재하거나, 상전류가 하강할 때(스위치가 Off일 때) 존재한다. 전자의 경우 식 (11)의 조건을 만족할 때, 그림 5(a)에서 알 수 있듯이 입력전류는 상승할 때 일정한 크기의 기울기를 가진다. 또한 그림 5(b)는 하강하는 기울기가 일정하다. 듀티비가 $120^\circ \leq D \leq 240^\circ$ 인 경우는 한상의 D_A 가 120° 차이나는 상전류가 상승할 때와 하강할 때 존재한다. 그림 5(c)의 경우는 D_A 가 120° 차이나는 상의 스위칭 On 시점에 있고, 그림 5(d)의 경우는 스위칭 Off 시점에 있다. 식 (10)을 만족할 때, 전자의 경우는 입력전류의 하강기울기가 일정하고 후자의 경우는 상승기울기가 일정하여 입력전류 리플 크기를 쉽게 구할 수 있다. 이를 수식으로 표현하면 다음과 같다.

- $0^\circ < D \leq 120^\circ$

$$D_A T \geq \frac{2}{3} T + DT \quad (13)$$

$$D_A T \leq \frac{2}{3} T + DT \quad (14)$$
- $120^\circ \leq D \leq 240^\circ$

$$D_A T \geq \frac{1}{3} T + DT \quad (15)$$

$$D_A T \leq \frac{1}{3} T + DT \quad (16)$$

하지만 그림 5(a)에서 식 (11)의 조건이 식 (10)으로 되면, 입력 전류가 2개의 하강하는 기울기를 가지고 일정한 상승 기울기 값을 가져 다른 양상을 가진다. 따라서 상승·하강기울기 크기, 듀티비 D 와 D_A 를 모두 고려하여 입력전류 리플 크기를 구한다.

2.3 입력전류 리플 크기 분석

상승·하강기울기, D , D_A 를 모두 고려하여 입력전류 리플을 구하려면 입력전류 리플의 상승 또는 하강기울기중 하나의 기울기만 갖는 기울기를 구하고 이때 기울기 구간만큼의 시간을 곱하면 입력전류 리플의 크기를 구할 수 있다. 입력전류 리플에 영향을 주는 요소들을 모두 고려하여 각 구간을 나누었다. 이때 D_A 는 앞선 가정과 같이 240° 이상이라고 가정하였고 ABC는 식 (7)-(12)에 해당된다. 그림 6의 각각의 수식을 듀티를 기준으로 설명될 수 있다.

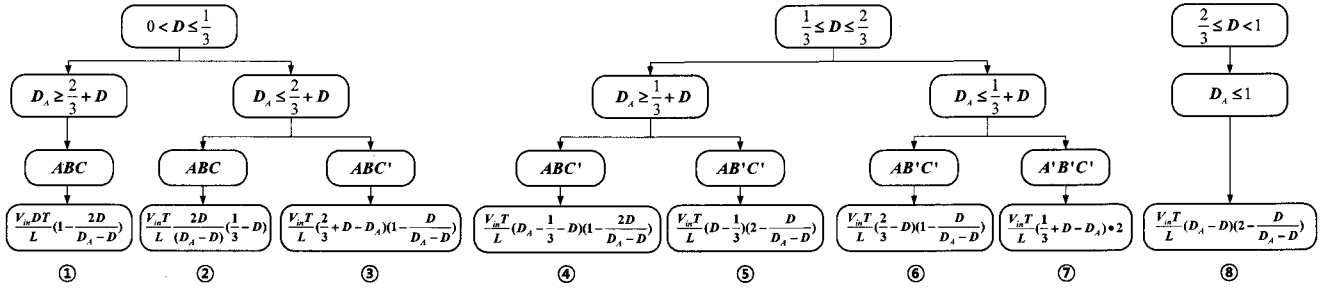


그림 6 듀티, D_A 및 상승·하강 기울기에 따른 입력전류 리플 수식

Fig. 6 Input current equation according to D , D_A and rising•falling slope magnitude

2.3.1 듀티가 $0^\circ < D \leq 120^\circ$ ($0 < D \leq \frac{1}{3}$)인 구간

이 구간에서는 우선 D_A 에 의한 영향을 고려하여 식(13)과 (14)로 나뉜다. 식 (13)의 경우는 그림 5(a)와 같으며, 이때는 입력전류의 상승기울기가 일정한 경우로 각 상의 인덕터에 흐르는 전류는 두 개의 하강하는 상전류와 하나의 상승하는 상전류로 이루어져 있다. 이 구간의 시간 변위는 0° 일 때를 0초라고 하면 $0 \sim DT$ 가 되고, 시간 변위를 기울기의 합과 곱하면 입력전류의 상승기울기의 변화량이 되고, 이는 입력전류 리플 크기가 된다. 이를 수식으로 표현하면 $(\frac{V_{in}}{L} - 2\frac{DV_{in}}{L(D_A - D)})(D - 0)T$ 이 되고, 이 식을 정리하면 그림 6의 ①의 수식과 같다. 마찬가지로 방법으로, 그림 5(b)는 그림 6의 수식 ②와 같다. 하지만 상승 및 하강기울기의 영향이 식(12)이 되면, 두 개의 하강기울기와 하나의 상승기울기 합 결과 상승기울기에서 하강기울기로 바뀌게 되어 입력전류의 하강기울기가 2개의 값을 가지고, 상승기울기가 하나의 값을 가지므로 입력전류 리플 크기의 수식이 그림 6의 ③과 같다. ABC' 의 경우 각 상의 인덕터 전류의 상승기울기보다 하강기울기 값이 커야 되지만 D 가 120° 보다 작고, D_A 가 240° 이상으로 제한되어있기 때문에 나올 수가 없다.

2.3.2 듀티가 $120^\circ \leq D \leq 240^\circ$ ($\frac{1}{3} \leq D \leq \frac{2}{3}$)인 구간

D 가 $120^\circ \leq D \leq 240^\circ$ 인 구간에서는 D_A 에 따라 식 (15)과 (16)로 나뉜다. 그림 5(c)는 그림 6의 수식 ④의 경우로, 입력전류의 상승기울기가 일정하고, 두 개의 상승하는 상전류와 하나의 하강하는 상전류의 합으로 이루어져있고 이때의 구간은 $\frac{1}{3}T \sim DT$ 가 된다. 그림 5(c)에서, 만약 D 가 130° 이고 D_A 가 270° 가 되면 상승기울기 구간이 하강기울기 구간보다 짧기 때문에 식(9)의 조건을 만족하고, 인덕터에 흐르는 상전류의 상승기울기 크기가 하강기울기보다 크다. 따라서 상승기울기와 하강기울기의 합은 양의 값을 가지므로, 이때의 입력전류는 하강하는 기울기가 하나의 일정한 값을 가지고 입력전류 리플 수식은 그림 6의 수식 ④와 같다.

그림 6의 수식 ⑤은 그림 5(d)의 입력전류 리플 크기의 수식이고, 이때는 입력전류가 하강하는 기울기가 일정하고, 인덕터 전류의 상태와 구간을 이용하여 구할 수 있다. 수식 ⑦의 경우는, 예를 들어 D 가 200° , D_A 가 260° 가 되면 $A'B'C'$ 의 상태가 되고, 입력전류는 하나의 상승기울기 값을 가지게 되어 입력전류 리플 크기를 구할 수 있다.

2.3.3 듀티가 $240^\circ \leq D < 360^\circ$ ($\frac{2}{3} \leq D < 1$)인 구간

이 구간은 3상의 모든 스위칭패턴의 겹치는 구간으로, D_A 가 $A'B'C'$ 인 경우만 존재하게 되고, 이때는 그림 3(b)와 같고 입력전류는 하나의 하강기울기를 가진다. 인덕터에 흐르는 각 상전류는 두 개의 상승하는 기울기와 하나의 하강하는 기울기의 합이 되어 그림 6의 수식 ⑥과 같이 구할 수 있다.

2.3.4 기울기가 0인 구간

만약 인덕터에 흐르는 상전류의 상승기울기와 하강기울기가 같게 되면, 각 상전류의 상승기울기와 하강기울기가 겹치게 되는 경우, 그 합인 입력전류의 기울기는 0이 된다. 마찬가지로 하나의 상승기울기와 두 개의 하강기울기가 합쳐지는 경우, 두 개의 상승기울기의 합과 하나의 하강기울기가 같게 되는 경우일 때 이 3개의 기울기 합은 0이 된다. 기울기의 합이 0이 되는 경우를 수식으로 표현하면 다음과 같다.

$$\frac{i_{max}}{D} = 2\frac{i_{max}}{D_A - D} \Leftrightarrow 2D = D_A - D \Leftrightarrow \frac{V_o}{V_{in}} = 1.5 \quad (17)$$

$$\frac{i_{max}}{D} = \frac{i_{max}}{D_A - D} \Leftrightarrow D = D_A - D \Leftrightarrow \frac{V_o}{V_{in}} = 2 \quad (18)$$

$$2\frac{i_{max}}{D} = \frac{i_{max}}{D_A - D} \Leftrightarrow D = 2(D_A - D) \Leftrightarrow \frac{V_o}{V_{in}} = 3 \quad (19)$$

연속모드로 동작하는 다상부스트 컨버터의 경우는 듀티가 1/3, 1/2, 2/3일 때 입력전류 리플이 0을 가지도록 제어 가능하다[9]. 하지만 불연속 모드로 동작하는 다상부스트 컨버터의 입력전류 리플의 구간 중 0인 경우는 입•출력 전압 전달비가 식 (17)–(19)로 결정되고, 그 다음 인덕턴스나 주파수를 조절하여 최소의 입력전류 리플로 제어할 수 있다.

3. 시뮬레이션 및 실험결과

본 논문에서는 PSIM6.0 시뮬레이션 툴을 이용하여 상승 및 하강기울기, D , D_A 에 따른 입력전류 리플 크기의 변화 양상을 알아 보기위해 3상 다상 부스트 컨버터를 시뮬레이션 하였다. 시뮬레이션에 이용된 파라미터는 앞선 가정과 같이 이상적이라고 가정하여 수행 되었다. 시뮬레이션 파라미터는 표 1과 같다. 시뮬레이션은 출력 전압을 고정하고 입력전압을 가변시켜, D 와 D_A 를 변화시키고 이때의 입력전류 리플 발생을 확인하였다.

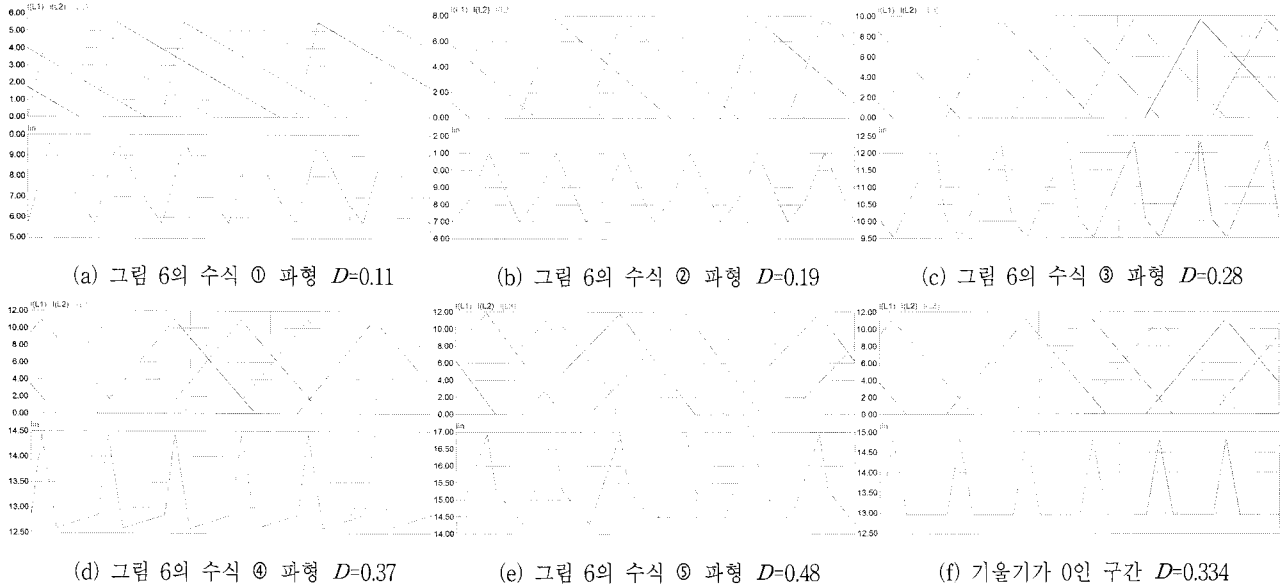


그림 7 D 의 변화에 따른 입력전류 리플의 변화 (시뮬레이션)
 Fig. 7 Input current variation according to D change (simulation result)

그림 7은 듀티에 따른 각 상의 인덕터 전류와 입력전류의 파형이고, 이때 듀티는 입력전압의 가변에 따라 변한다. 입력전류의 주파수는 각 상의 스위칭 주파수의 3배가 되고, 입력전류는 항상 3가지 기울기 값을 가지고, 또한 각 상전류는 불연속으로 동작해도 입력전류는 연속으로 동작함을 알 수 있다. 그림 7의 각각의 파형이 그림 6의 수식 결과에 대응함을 알 수 있고 그림 7(e)은 식 (18)의 경우로 입력전류의 기울기 구간이 0이 존재한다.

제한한 수식을 검증하기 위해 불연속 모드로 동작하는 3상 다상부스트 컨버터의 실험을 수행 하였다. 실험은 시뮬레이션 과정과 동일하게 입력전압을 가변시켜 입력전류 리플 크기의 변화 양상을 확인하였다. 실험 파라메타는 시뮬레이션과 마찬가지로 표 1과 같다.

표 1 시뮬레이션 파라메타

Table 1 Simulation Parameter

Parameters	값 [단위]
입력전압	30-80 [V]
입력전압	90 [V]
입력전압	600 [W]
인덕턴스	81 [μ H]
출력 커패시턴스	940 [μ F]
스위칭 주파수	20 [kHz]

그림 8은 DCM 특성을 분석하기위해 제작된 3상 다상부스트 컨버터의 실험 세트이다. 제어기는 TI사의 DSP TMS320VC33을 사용하였으며 다상부스트 컨버터의 각상의 위상 변동과 주파수 변동을 하기 위해 FPGA를 사용하여 120° 쉬프트 회로를 적용 하였다. 이렇게 생성된 신호는 센싱&게이트 드라이브 회로를 통해 스위치에 인가된다.

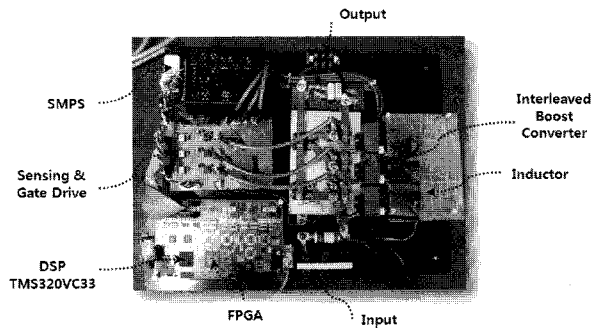
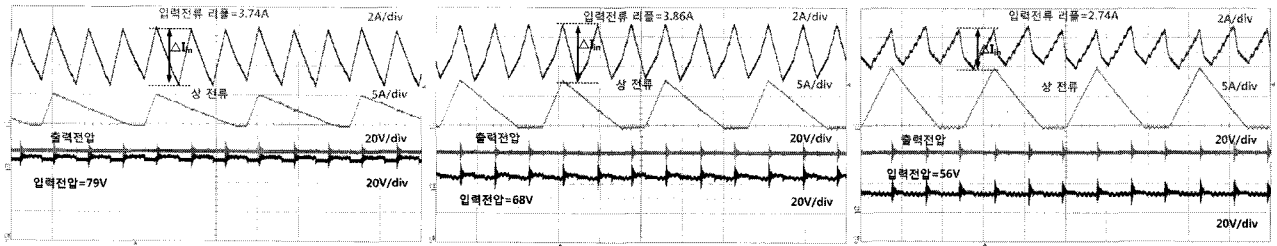


그림 8 3상 다상부스트 컨버터 실험 세트
 Fig. 8 3-phase IBC experimental setup

그림 9는 실험 결과 파형으로, 그림 9(a)는 듀티가 0.11일 때의 파형으로 상전류가 DCM으로 동작하면서 입력전류는 CCM으로 동작하게 된다. 그림 7(a)의 입력전류 파형과 같은 형태를 가지고, 이때의 입력전류리플 크기는 3.74A 이며, 수식 ①의 이론적으로 계산된 값은 3.96A이다. 그림 9(b)-(f)도 마찬가지로 그림 7(b)-(f)에 해당되고 같은 형태의 입력전류 파형을 가지고 그림 9(f)도 그림 7(f)와 같이 입력전류의 기울기가 0인 구간이 존재함을 알 수 있다.

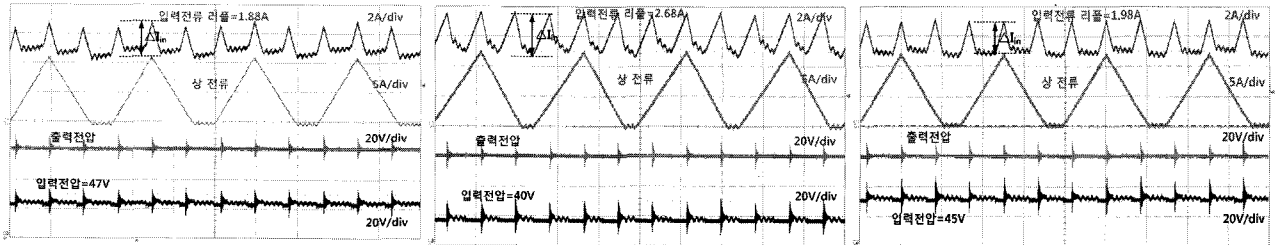
그림 10은 입력전류 리플을 이론적으로 계산한 값, 시뮬레이션을 통해 값과 실험을 통해 구한 값을 비교한 그래프이다. D_1 가 1미만인 DCM으로 동작하는 구간만 표시 하였다. 검은 선으로 표시된 부분이 제한한 수식을 통해 구한 결과 곡선이고, 15개의 포인트에서 시뮬레이션과 실험을 수행하여 결과를 점으로 표시하였다. 시뮬레이션 결과는 푸른색의 둥근 점으로 표시하였고 실험 결과는 붉은색의 마름모 모양으로 표시하였다. 제한한 수식으로 구한 결과, 시뮬레이션을 통한 결과 값과 실험을 통해 구한 값이 거의 근사함을 알 수 있다. 그러므로 본 논문에서는 다상부스트 컨버터의



(a) 그림 6의 수식 ① 파형 $D=0.11$

(b) 그림 6의 수식 ② 파형 $D=0.19$

(c) 그림 6의 수식 ③ 파형 $D=0.28$



(d) 그림 6의 수식 ④ 파형 $D=0.37$

(e) 그림 6의 수식 ⑤ 파형 $D=0.48$

(f) 기율기가 0인 구간 $D=0.334$

그림 9 D 의 변화에 따른 입력전류 리플의 변화 (실험)

Fig. 9 Input current variation according to D change (experimental result)

DCM 특성해석을 이론적인 분석하였고 이를 시뮬레이션 및 실험을 통해 타당성을 검증 하였다. 또한, 그림 10의 그래프는 듀티가 0.334 일 때 극솟값을 가진다. 이 값은 기존의 CCM으로 동작하는 다상부스트 컨버터의 입력전류 리플이 최소가 되는 지점인 0.333(=1/3)과는 다른 결과를 가지고 인덕턴스나 주파수의 변화에 따라 변동한다.

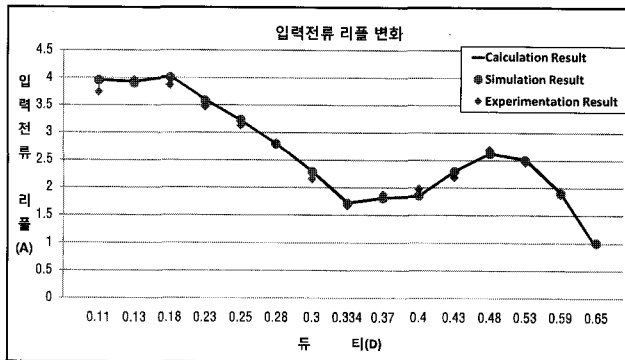


그림 10 D 의 변화에 따른 입력전류 리플의 변화 그래프(제안한 수식, 시뮬레이션, 실험 결과 비교)

Fig. 10 Input current ripple variation graph according to D change (comparison with propose equation, simulation and experimental result)

4. 결 론

본 논문에서는 각 상이 불연속 모드로 동작하는 연료전지용 다상부스트 컨버터의 입력전류 특성 해석을 수행하였고 D , D_A 와 상승기율기 및 하강기율기의 크기로 해석의 기준을 제시하였으며, 제시한 기준을 구간을 나누어 입력전류 리

플에 관한 수식을 제안하였다. 또한 DCM으로 동작하는 IBC의 입력전류의 기율기가 0이 되는 조건은 입•출력 전압비로 결정됨을 알 수 있었고, 이때의 조건을 수식적으로 제시하였고 시뮬레이션 및 실험을 통해 타당성을 검증하였다. 이를 통해 저전압 대전류로 동작하는 연료전지용 다상부스트 컨버터 설계 시 입력전류 리플 특성을 수식적으로 정확히 구할 수 있어 시스템에 맞는 인덕턴스나 스위칭 주파수 선정에 도움이 될 것으로 기대된다.

참 고 문 헌

- [1] 박수역, 이덕기, 최상진, 신재생에너지기술시장평가(태양광, 연료전지, 풍력중심으로), 한국 신재생 에너지 학회 춘계학술대회, pp.557-584, 2005.
- [2] 유병훈, 이태원, 장수진, 이병국, 원충연, “다상 부스트를 적용한 연료전지 발전시스템,” 전력전자 학술대회 논문집, pp.19-21, 2006.
- [3] M. Veerachary, T. senjyu, K. Uezato, “Maximum power point tracking of coupled inductor interleaved boost converter supplied PV system,” IEE Proceedings Electr. Power Appl., Vol. 150, Issue 1, pp.71-80, Jan., 2003.
- [4] P.W. Lee, Y.S. Lee, D.K. Cheng, X.C. Liu, “Steady-state analysis of an interleaved boost converter with coupled inductors,” IEEE Trans. Indus. Electr., Vol. 47, Issue 4, pp.787-795, Aug., 2000.
- [5] L. Balogh, R. Redl, “Power factor correction with interleaved boost converters in continuous inductor current mode,” IEEE Pro. APEC'93 pp.168-174, Mar. 1993.

- [6] H.B Shin, E.S. Jang, J.K. Park, H.W. Lee, T.A. Lipo, "Small-signal analysis of multiphase DC-DC converters," IEEE Power Electr. and Drive Systems.(PEDS), pp.626-631, July, 1999.
- [7] K. siri, C.Q. Lee, T.F. Wu, "Current distribution control for paralleled connected converters part I," IEEE Trans. Aer. Electr. Sys., Vol. 28, No. 3, pp.829-839, 1992.
- [8] 노의철, 정규범, 최남섭, "전력전자공학," 문운당, pp.216-217, 2007.
- [9] 최규영, 김종수, 강현수, 이병국, "연료전지용 다상부스트 컨버터의 최적 설계기법," 대한전기학회 논문지, pp.1003-1011, 2008.



이 병 국 (李秉國)

1968년생. 1994년 한양대학교 전기공학과 졸업. 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업 (석사). 2001년 Texas A&M University 전기공학과 졸업 (공학박사). 2002년 1월 -2003년 1월 Postdoctoral Research Associate, Texas A&M University. 2003년 4월-2005년 9월 한국전기연구원 산업전기연구단 전력전자그룹 선임연구원 (팀장). 2006년 3월-현재 성균관대학교 정보통신공학부 조교수. 2004년-현재 IEEE Senior Member. 2007년-현재 Associate Editor, IEEE Industrial Electronics Society (IES), ICEMS2007 및 IEEE INTELEC2009 Secretary General, 2009년-현재 KIEE Senior Member, 현재 당 학회 영문지 간사, 전기역사전문위원회 간사, B부문 총무이사.

Tel : 031-299-4581

E-mail : bkleskku@skku.edu

저 자 소 개



김 동 희 (金東熙)

1984년 5월 27일생. 2009년 성균관대학교 전자전기공학과 졸업. 현재 동대학원 태양광시스템공학협동과정 석사과정.

Tel : 031-299-4638

E-mail : mashia@skku.edu



최 규 영 (崔奎英)

1980년 4월 11일생. 2006년 건양대학교 정보제어공학과 졸업. 2008년 성균관대학교 전자전기컴퓨터공학과 졸업 (석사). 현재 동 대학원 전자전기컴퓨터 공학과 박사과정.

Tel : 031-299-4638

E-mail : lovesagaji@skku.edu



김 종 수 (金鍾秀)

1975년 3월 5일생. 2006년 서울산업대학교 전기공학과 졸업. 2008년 성균관대학교 전자전기컴퓨터 공학과 졸업 (석사). 현재 동 대학원 전자전기컴퓨터 공학과 박사과정. 2000년 2월-2004년 7월 SEMIKRON Solution Centre Asia Application Engineer.

Tel : 031-299-4638

E-mail : sniper75@skku.edu