

2단 역률보상회로를 구성하는 Interleaved 승압형 컨버터의 해석 및 설계

論 文

52B-7-7

Analysis and Design of Interleaved Boost Power Factor Corrector on Two Stage AC/DC PFC Converter

許泰遠* · 孫永大** · 金炯完*** · 金春杉§ · 朴澣錫§§ · 禹靖仁§§§

(Tae-Won Heo · Young-Dae Son · Dong-Wan Kim · Choon-Sam Kim · Han-Seok Park · Jung-In Woo)

Abstract - In this paper, interleaved boost converter is applied as a first-stage converter in switch mode power supply. The first-stage converter plays a role to improve power factor. Interleaved Boost Power Factor Corrector (IBPFC) can reduce input current ripple as a single voltage control loop only without inner current loop, because input current is divided each 50% by two switching devices. Each converter cell is also operated in discontinuous current mode and inductor current of each converter is discontinuous. Total input current which is composed by each converter cell is continuous current. Thus, IBPFC is able to improve input current ripple. IBPFC operating in discontinuous current mode can be classified as six modes from switching state and be carried out state space averaging small signal modeling. A control transfer function is obtained according to the modeling. Not only steady-state characteristics but also dynamic characteristics is considered. Single voltage control loop is also constructed by the control transfer function. From experimental result, improvement of power factor and input current ripple are verified.

Key Words : PFC, IBPFC, Two-Stage, 불연속 전류모드

1. 서 론

스위칭 전원장치(SMPS: Switched Mode Power Supply)에 있어서 입력 교류전류의 파형을 개선하기 위하여 사용되는 역률보상회로(PFC: Power Factor Corrector)는 일반적으로 인덕터 필터가 입력측에 있는 승압형 컨버터를 기본회로로 하고 있다. 역률개선용 SMPS는 회로적으로 두 가지 형태로 구분할 수 있다. 승압형 컨버터를 전단에 두고 후단에 DC-DC컨버터를 연결한 2단 역률보상 회로와 두개의 전력 변환부를 회로적으로 결합한 1단 역률보상 회로로 구분할 수 있으며, 이들 두 회로를 기본으로 하는 여러 연구사례들이 발표되고 있다. 승압형 컨버터는 항상 입력전압보다 큰 전압을 출력하게 되므로 회로구성상 전력용 반도체 소자의 전압 스트레스에 의한 스위칭손실이 상당히 크다는 단점이 있으며, 이를 보완하기 위한 소프트 스위칭 방식에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다[1-3]. 또한, 역률개선 회로의 입력전류 리플을 감소시키는 새로운 형태의 회로구성에 관한 연구도 발표되었다[4-5]. 이러한 소자의 전압스트레스와 입력전류

리플에 대한 문제들은 Interleaved 승압형 역률보상 컨버터 (IBPFC: Interleaved Boost Power Factor Corrector)로서 해결될 수 있다.

2단 역률보상 회로의 전단에 해당하는 IBPFC는 2개의 승압형 컨버터 cell로 병렬 구성되며, 총 입력전류는 두 컨버터 cell에 50%씩 분할되어 흐르는 인덕터 전류의 합성으로 나타나기 때문에 전체적인 입력전류의 파형은 연속적으로 되어 전류리플이 개선된다. 또한, 스위칭 주파수를 증가시키더라도 전력용 반도체 소자의 스위칭 손실을 줄일 수 있다. 이러한 IBPFC를 연속 전류모드로 동작시켰을 경우의 동작 특성에 관한 연구가 수행된 바 있으며[6], 인덕터 전류가 영이 되는 시점을 검출하여 스위칭하는 임계 전류모드 동작에 대해서도 발표되었다[7-8]. 그러나, 연속 전류모드로 동작시켰을 때 입력전류는 정현파에 가장 가까운 파형이 나타나지만, 그 회로 구성에 있어서 2개의 승압형 컨버터 cell의 병렬 구성과 전류 및 전압 검출에 의해 이중루프 제어회로로 구성되므로 전체적으로는 복잡한 시스템을 형성하게 된다. 또한, 임계 전류모드로 동작시킬 경우에도 영전류 검출회로가 부가적으로 필요하게 되고, 가변 주파수로 동작하기 때문에 후단의 DC/DC 컨버터와 스위칭 주파수를 동기화 시키기가 어렵게 된다.

IBPFC를 불연속 전류모드로 동작시킬 경우에는 제어회로부를 출력전압의 검출에 의한 단일 루프제어회로로 구성할 수 있으며, 항상 영전류 상태에서 스위치가 턴오프되기 때문에 스위칭 손실뿐만 아니라 다이오드의 역회복 특성에 의한 손실도 줄일 수 있다. 이러한 불연속 전류모드 동작에 관해서는 참고문헌 [9]와 [10]에 발표된 바 있으나, IBPFC의 정상 특성 해석에 따른 연구결과를 제시하고 있으며 동특성에 대

* 正會員 : 東亞大 電氣工學科 博士課程
** 正會員 : 東西大 情報시스템工學部 副教授 · 工博
*** 正會員 : 東明大學 電氣電子系列 助教授 · 工博
§ 正會員 : 三陟大 電氣制御工學部 副教授 · 工博
§§ 正會員 : 釜慶大 電氣制御計測工學部 教授 · 工博
§§§ 正會員 : 東亞大 電氣電子컴퓨터工學部 教授 · 工博
接受日字 : 2003年 2月 18日
最終完了 : 2003年 4月 26日

한 고려는 되고 있지 않다.

따라서, 본 논문에서는 2단 역률보상회로의 전단 회로로서 불연속 전류모드로 동작하는 IBPFC를 모델링하고, 정상 특성 및 동특성 해석을 통하여 고찰해 보고자 한다. 먼저, 불연속 전류모드의 듀티비 조건에 따라서 스위칭 상태별로 동작모드를 구분하고 상태공간 평균화법을 이용하여 모델링한다. 또한, 상태공간 평균화 모델의 미소 변동성분을 고려한 동특성으로부터 제어 전달함수를 구하여 불연속 전류모드로 동작하는 단일 전압제어계를 구성한다. 결국, 전체 제어계는 전류제어 루프 없이 출력전압 검출에 의한 단일 전압제어 루프만으로 구성되어 각 컨버터 cell이 불연속 전류모드로 동작하게 된다. 또한, 각 컨버터 cell의 인덕터에 흐르는 불연속 전류의 합성이 전체 입력전류를 형성하게 되므로, IBPFC의 총 입력전류는 연속 전류파형을 나타내게 되며 전류리플이 개선된다. 즉, 각각의 컨버터 cell을 불연속 전류모드로 동작시킴으로서 제어계를 단일 전압제어 루프만으로 구성하여도 수동필터의 부가 없이 전류리플을 효과적으로 개선할 수 있다. 또한, 실험을 통하여 IBPFC의 각 컨버터 cell을 불연속 전류모드로 동작시켰을 경우에 상태공간 평균화 모델에 의한 동특성 해석으로부터 설계된 전체시스템의 타당성을 확인한다.

2. IBPFC의 회로구성과 동작모드

2.1 회로구성

그림 1은 전형적인 2단 역률개선회로의 구성을 나타내고 있다. 전단의 PFC 컨버터로는 승압형, 강압형 그리고 승강압형(Flyback)의 컨버터가 사용될 수 있으나, 여러 장단점들을 고려해 볼 때 일반적으로 승압형 컨버터가 많이 적용된다. 본 논문에서는 승압형 컨버터를 병렬구성한 IBPFC를 단일 전압제어회로에 의해 불연속 전류모드로 동작시킨다. 후단의 DC/DC컨버터는 전력변환과 함께 절연의 목적으로 사용되며, 200W급 이하에서 Flyback 또는 Forward 컨버터가 주로 사용되고 있다.

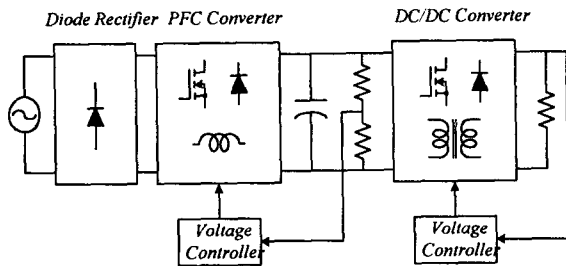


그림 1 일반적인 2단 역률보상회로의 구성
Fig. 1 Two-stage AC/DC power factor corrector

그림 2의 Interleaved 승압형 역률보상 컨버터는 기존의 인덕터, 스위칭 소자, 그리고 다이오드로 구성되는 승압형 컨버터가 2개의 cell로써 정류회로부와 커패시터 링크부 사이에 각각 병렬로 연결되어 있는 형태이다.

각 승압형 컨버터 cell의 회로정수가 동일하다고 가정하면 이상적으로 각 cell은 50%의 전력분담 효과를 나타내게 된

다. 따라서, 입력전류는 두 승압형 컨버터 cell의 인덕터에 흐르는 전류 i_{L1} 과 i_{L2} 의 합성으로 나타나기 때문에 각각의 컨버터를 불연속 전류모드로 동작시키더라도 전체 입력 전류는 연속으로 나타나게 된다.

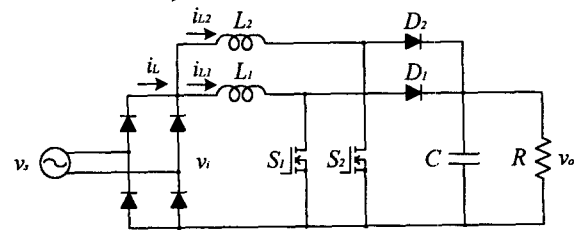


그림 2 Interleaved 승압형 역률보상 컨버터
Fig. 2 Interleaved boost power factor corrector

2.2 동작모드

IBPFC의 각 승압형 컨버터 cell이 불연속 전류모드로 동작할 경우에 듀티비는 아래의 두 조건에 따라서 6개의 동작모드로 구분되어 진다[9].

조건 1 ; $d \leq 1 - \alpha$

여기서, $\alpha = \frac{V_{i(peak)}}{V_o}$ 으로서 출력전압에 대한 입력전압

의 피크치로서 주어진다.

조건 2 ; 최대 역률을 얻기 위한 최대 α 값은 0.5이다.

그러므로, 불연속 전류모드로 동작하는 IBPFC의 듀티비 조건은 $d \leq 0.5$ 로 결정된다.

위의 듀티비 조건에 따라서 IBPFC를 동작시키면 스위칭 1주기 당 다음과 같이 6개의 모드로 동작하게 됨을 알 수 있다.

$d < 0.5$ 일 때, 모드 1에서 6가지 순차적으로 6개의 동작모드가 형성된다. 또한, $d = 0.5$ 일 때는 모드1 → 모드2 → 모드4 → 모드5의 순서로 4개의 모드로 동작한다. 따라서, 그림 3과 같이 듀티비 조건 $d \leq 0.5$ 에서는 모드1부터 6가지 각 모드별로 해석한다.

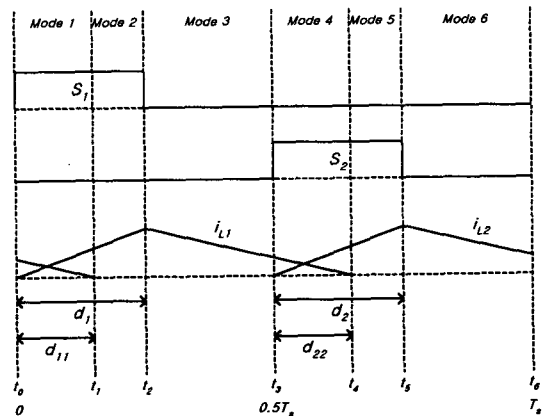
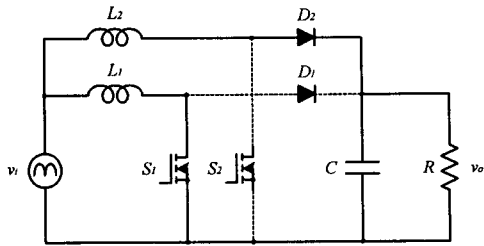


그림 3 각 동작모드별 파형
Fig. 3 Each mode waveforms

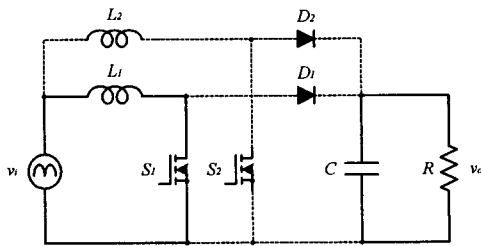
그림 3의 d_1 , d_2 는 스위치 S_1 과 S_2 에 각각 인가되는 듀티비를 나타내고, d_{11} , d_{22} 는 전류 i_{L1} 과 i_{L2} 의 증첩되는 구간을 나타낸다.

2.3 동작모드별 회로해석

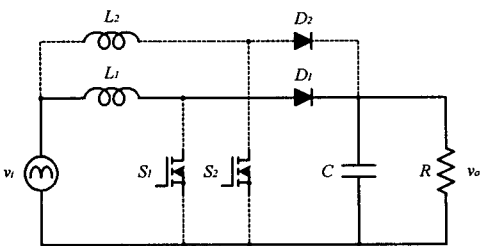
듀티비 조건으로부터 스위치 S_1 과 S_2 의 상태에 의한 전류 i_{L1} 과 i_{L2} 에 따라서 그림 3과 같이 6개의 동작모드 별로 구분할 수 있으며, 그에 따른 등가회로를 그림 4에 나타내고 있다.



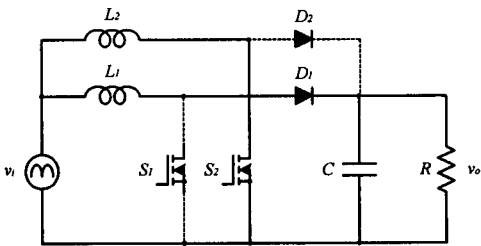
(a) Mode 1($t_0 \sim t_1$)



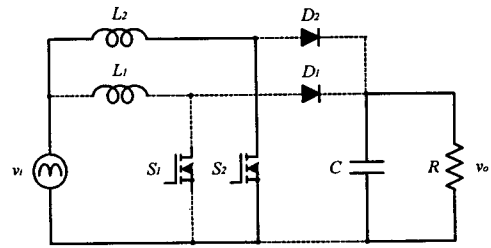
(b) Mode 2($t_1 \sim t_2$)



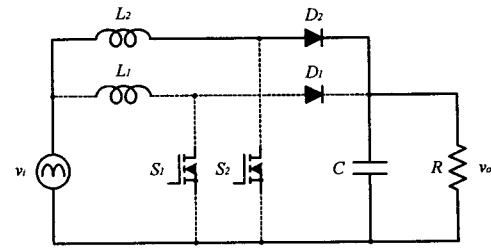
(c) Mode 3($t_2 \sim t_3$)



(d) Mode 4($t_3 \sim t_4$)



(e) Mode 5($t_4 \sim t_5$)



(f) Mode 6($t_5 \sim t_6$)

그림 4 동작모드별 등가회로

Fig. 4 Equivalent circuits

1) 모드1($t_0 \sim t_1$)

S_1 : On, S_2 : Off, i_{L1} : Increase, i_{L2} : Decrease

S_1 이 도통하기 시작하므로 L_1 에 에너지가 축적되면서 i_{L1} 이 증가하게 된다. 그리고, S_2 는 차단상태이므로 L_2 에 축적되어 있던 에너지가 출력측 커패시터를 충전하고 부하측으로 에너지를 공급한다. 따라서, i_{L2} 는 감소하게 된다. 모드1에 대한 등가회로의 상태방정식은 식 (1)과 같다.

$$\begin{aligned} \frac{di_{L1}}{dt} &= \frac{1}{L_1} v_i - \frac{r_1}{L_1} i_{L1} \\ \frac{di_{L2}}{dt} &= \frac{1}{L_2} v_i - \frac{r_2}{L_2} i_{L2} - \frac{1}{L_2} v_o \\ \frac{dv_o}{dt} &= \frac{1}{C} i_{L2} - \frac{1}{RC} v_o \end{aligned} \quad (1)$$

여기서, r_1 과 r_2 는 각각 L_1 과 L_2 의 저항성분을 나타낸다.

2) 모드2($t_1 \sim t_2$)

S_1 : On, S_2 : Off, i_{L1} : Increase, i_{L2} : Zero

S_1 의 도통상태가 지속되므로 L_1 에는 에너지가 계속 축적되면서 i_{L1} 이 증가하게 되고, L_2 에는 축적되어 있던 에너지가 모두 소비되어 i_{L2} 는 흐르지 않게 된다. 충전된 출력측 커패시터가 부하측으로 에너지를 공급하게 된다. 모드2에 대한 등가회로의 상태방정식은 식 (2)와 같다.

$$\begin{aligned} \frac{di_{L1}}{dt} &= \frac{1}{L_1} v_i - \frac{r_1}{L_1} i_{L1} \\ \frac{dv_o}{dt} &= -\frac{1}{RC} v_o \end{aligned} \quad (2)$$

3) 모드3($t_2 \sim t_3$)

S_1 : Off, S_2 : Off, i_{L1} : Decrease, i_{L2} : Zero

S_1 이 차단되므로 L_1 에 축적되었던 에너지가 출력측으로 공급되면서 i_{L1} 이 감소하기 시작한다. 그리고, S_2 는 차단상태를 유지하므로 i_{L2} 는 흐르지 않는다. 모드3에 대한 등가회로의 상태방정식은 식 (3)과 같다.

$$\begin{aligned} \frac{di_{L1}}{dt} &= \frac{1}{L_1} v_i - \frac{r_1}{L_1} i_{L1} - \frac{1}{L_1} v_o \\ \frac{dv_o}{dt} &= \frac{1}{C} i_{L1} - \frac{1}{RC} v_o \end{aligned} \quad (3)$$

4) 모드4($t_3 \sim t_4$)

S_1 : Off, S_2 : On, i_{L1} : Decrease, i_{L2} : Increase

S_1 이 차단상태를 유지하므로 L_1 에 축적되어 있던 에너지가 출력측 커패시터를 충전하고 부하측으로 에너지를 공급한다. 따라서, i_{L1} 은 감소하게 된다. 그리고, S_2 가 도통하기 시작하므로 L_2 에는 에너지가 축적되면서 i_{L2} 가 증가하게 된다. 모드4에 대한 등가회로의 상태방정식은 식 (4)와 같다.

$$\begin{aligned} \frac{di_{L2}}{dt} &= \frac{1}{L_2} v_i - \frac{r_2}{L_2} i_{L2} \\ \frac{di_{L1}}{dt} &= \frac{1}{L_1} v_i - \frac{r_1}{L_1} i_{L1} - \frac{1}{L_1} v_o \\ \frac{dv_o}{dt} &= \frac{1}{C} i_{L1} - \frac{1}{RC} v_o \end{aligned} \quad (4)$$

5) 모드 5($t_4 \sim t_5$)

S_1 : Off, S_2 : On, i_{L1} : Zero, i_{L2} : Increase

S_1 의 차단상태 유지로 L_1 에 축적되어 있던 에너지가 모두 소비되어 i_{L1} 은 흐르지 않게 된다. 또한, S_2 는 도통상태가 지속되므로 L_2 에 에너지가 계속 축적되면서 i_{L2} 가 증가하게 된다. 부하측으로는 충전된 출력측 커패시터의 에너지가 공급된다. 모드5에 대한 등가회로의 상태방정식은 식 (5)와 같다.

$$\begin{aligned} \frac{di_{L2}}{dt} &= \frac{1}{L_2} v_i - \frac{r_2}{L_2} i_{L2} \\ \frac{dv_o}{dt} &= -\frac{1}{RC} v_o \end{aligned} \quad (5)$$

6) 모드 6($t_5 \sim t_6$)

S_1 : Off, S_2 : Off, i_{L1} : Zero, i_{L2} : Decrease

S_1 의 차단상태가 유지되므로 모드 5에서와 같이 i_{L1} 는 흐르지 않는다. 그리고, S_2 가 차단되므로 L_2 에 축적되었던 에너지가 출력측으로 공급되면서 i_{L2} 는 감소하기 시작한다. 모드1에 대한 등가회로의 상태방정식은 식 (6)과 같다.

$$\begin{aligned} \frac{di_{L2}}{dt} &= \frac{1}{L_2} v_i - \frac{r_2}{L_2} i_{L2} - \frac{1}{L_2} v_o \\ \frac{dv_o}{dt} &= \frac{1}{C} i_{L2} - \frac{1}{RC} v_o \end{aligned} \quad (6)$$

2.4 상태공간 평균화 모델

상태공간 평균화법을 적용하기 위하여 i_{L1} , i_{L2} 그리고 v_o 를 상태변수로 하고 v_i 를 입력으로 하는 상태방정식으로 부터 상태행렬을 표현한다. 각 동작모드에 따른 상태 식 (1)부터 (6)까지를 상태행렬로 각각 표현하면 식 (7)~(12)와 같다. 그리고, 그림 3에서 주어진 듀티비에 따라 상태공간 평균화법을 적용하면 식 (13), (14)와 같이 평균화 상태행렬을 구할 수 있다.

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{r_1}{L_1} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{r_2}{L_2} & -\frac{1}{L_2} \\ 0 & \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad b_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ \frac{1}{L_2} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{r_1}{L_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad b_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$A_3 = \begin{bmatrix} -\frac{r_1}{L_1} & 0 & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C} & 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad b_3 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$A_4 = \begin{bmatrix} -\frac{r_1}{L_1} & 0 & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & -\frac{r_2}{L_2} & 0 \\ \frac{1}{C} & 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad b_4 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ \frac{1}{L_2} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$A_5 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{r_2}{L_2} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad b_5 = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L_2} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$A_6 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{r_2}{L_2} & -\frac{1}{L_2} \\ 0 & \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad b_6 = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L_2} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$A = A_1 d_{11} + A_2 (d_1 - d_{11}) + A_3 (0.5 - d_1) + A_4 d_{22} + A_5 (d_2 - d_{22}) + A_6 (0.5 - d_2) \quad (13)$$

$$b = b_1 d_{11} + b_2 (d_1 - d_{11}) + b_3 (0.5 - d_1) + b_4 d_{22} + b_5 (d_2 - d_{22}) + b_6 (0.5 - d_2) \quad (14)$$

50%씩 전력분담을 하는 IBPFC의 각 승압형 cell은 동일한 회로정수를 가진다고 가정하면 $L_1 = L_2 = L$, $r_1 = r_2 = r$ 로 할 수 있다. 또한, S_1 과 S_2 에 동일한 듀티비가 인가된다고 가정한다면 $d_1 = d_2 = d_0$, $d_{11} = d_{22} = d_{00}$ 로 할 수 있다. 이러한 가정에 따라 상태공간 평균화 행렬은 식 (15)와 같다.

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{r(0.5+d_{00})}{L} & 0 & -\frac{0.5-d_0+d_{00}}{L} \\ 0 & -\frac{r(0.5+d_{00})}{L} & -\frac{0.5-d_0+d_{00}}{L} \\ \frac{0.5-d_0+d_{00}}{C} & \frac{0.5-d_0+d_{00}}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}$$

$$b = \begin{bmatrix} \frac{0.5+d_{00}}{L} \\ \frac{0.5+d_{00}}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (15)$$

식 (15)의 상태공간 평균화 행렬을 이용하여 다시 쓰면 식 (16)과 같은 표현된다.

$$\frac{d \bar{i}_{L1}}{dt} = -\frac{r(0.5+d_{00})}{L} \bar{i}_{L1} - \frac{0.5-d_0+d_{00}}{L} \bar{v}_o + \frac{0.5+d_{00}}{L} v_i$$

$$\frac{d \bar{i}_{L2}}{dt} = -\frac{r(0.5+d_{00})}{L} \bar{i}_{L2} - \frac{0.5-d_0+d_{00}}{L} \bar{v}_o + \frac{0.5+d_{00}}{L} v_i \quad (16)$$

$$\frac{d \bar{v}_o}{dt} = \frac{0.5-d_0+d_{00}}{C} \bar{i}_{L1} + \frac{0.5-d_0+d_{00}}{C} \bar{i}_{L2} - \frac{1}{RC} \bar{v}_o$$

그림 3에서 $i_{L1}(T_s) = i_{L1}(0) = 0$ 이 되며 이것은 평균값에서도 $\bar{i}_{L1}(T_s) = \bar{i}_{L1}(0) = 0$ 이 된다. 따라서, 식 (17)과 같은 조건이 성립하게 된다. 동일한 방법으로 i_{L2} 에 대해서도 같은 조건이 성립한다. 또한, 식 (18)과 같이 전류의 평균값을 근사화 할 수 있다.

$$\frac{d \bar{i}_{L1}(t)}{dt} = \frac{d \bar{i}_{L2}(t)}{dt} = 0 \quad (17)$$

$$\bar{i}_{L1} = \bar{i}_{L2} = \frac{I_p}{2} = \frac{v_i}{2L} d_0 T_s \quad (18)$$

여기서, I_p 는 i_{L1} 과 i_{L2} 의 피크값을 나타내고, T_s 는 스위칭 주기를 나타낸다.

식 (16)과 같이 표현되는 상태공간 평균화 모델로부터 정상특성과 동특성 상태방정식을 각각 분리하기 위해 아래와 같이 각 변수들을 정상성분과 미소 변동성분의 합으로 표현한다.

$$d_0 = D_0 + \hat{d}_0, \quad d_{00} = D_{00} + \hat{d}_{00}, \quad \bar{i}_{L1} = I_{L1} + \hat{i}_{L1},$$

$$\bar{i}_{L2} = I_{L2} + \hat{i}_{L2}, \quad \bar{v}_o = V_o + \hat{v}_o, \quad v_i = V_i + \hat{v}_i$$

여기서, 대문자로 표시된 각 변수들은 정상성분을 나타내고, ‘^’로 표시된 각 변수들은 미소 변동성분을 나타낸다. 위 변수들을 식 (16)에 대입하면 다음과 같이 정상성분과 미소 변동성분에 대해서 각각 표현되어 질 수 있다. 식 (19)는 정상성분에 대한 상태공간 평균화 모델로서 정상특성 해석에 사용된다.

$$0 = -\frac{r(0.5+D_{00})}{L} I_{L1} - \frac{0.5-D_0+D_{00}}{L} V_o + \frac{0.5+D_{00}}{L} V_i$$

$$0 = -\frac{r(0.5+D_{00})}{L} I_{L2} - \frac{0.5-D_0+D_{00}}{L} V_o + \frac{0.5+D_{00}}{L} V_i \quad (19)$$

$$0 = \frac{0.5-D_0+D_{00}}{C} I_{L1} + \frac{0.5-D_0+D_{00}}{C} I_{L2} - \frac{1}{RC} V_o$$

또한, 식 (20)은 미소 변동성분에 대한 상태공간 평균화 모델로서 동특성 해석에 이용된다. 여기서, 미소 변동성분간의 곱은 충분히 작은 값이므로 무시하고 나타낼 수 있다.

$$0 = -\frac{r(0.5+D_{00})}{L} \hat{i}_{L1} - \frac{0.5-D_0+D_{00}}{L} \hat{v}_o + \frac{0.5+D_{00}}{L} \hat{v}_i + \frac{V_o}{L} \hat{d}_0 - \frac{rI_{L1}+V_o-V_i}{L} \hat{d}_{00}$$

$$0 = -\frac{r(0.5+D_{00})}{L} \hat{i}_{L2} - \frac{0.5-D_0+D_{00}}{L} \hat{v}_o + \frac{0.5+D_{00}}{L} \hat{v}_i + \frac{V_o}{L} \hat{d}_0 - \frac{rI_{L2}+V_o-V_i}{L} \hat{d}_{00} \quad (20)$$

$$\frac{d \hat{v}_o}{dt} = \frac{0.5-D_0+D_{00}}{C} \hat{i}_{L1} + \frac{0.5-D_0+D_{00}}{C} \hat{i}_{L2} - \frac{1}{RC} \hat{v}_o - \frac{I_{L1}+I_{L2}}{L} \hat{d}_0 + \frac{I_{L1}+I_{L2}}{L} \hat{d}_{00}$$

3. IBPFC의 해석

3.1 정상특성

IBPFC의 해석과 실험에 사용된 회로정수는 표 1에서 주어진 값들을 사용하였으며, 식 (19)로부터 정상특성을 해석한다.

표 1 IBPFC 회로정수

Table 1 Circuit parameters of IBPFC

입력전압(V_s)	220V
출력전압(V_o)	400V
스위칭 주파수(f_s)	100kHz
인덕턴스($L=L_1=L_2$)	275uH
커패시턴스(C)	200uF

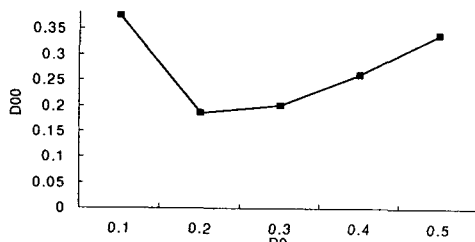
D_{00} 는 그림 3에서 보듯이 전류 i_{L1} 과 i_{L2} 가 겹쳐지는 구간으로서, 스위치 S_1 과 S_2 의 도통기간에 대한 시비를 D_0 와 같이 독립적으로 결정되어지는 시비율이 아닌 D_0 등의 함수로써 나타나게 되며, 식 (21)과 같이 주어진다.

$$D_{00} = D_0 - 0.5 + \frac{L}{D_0 R T_s} \left\{ 1 + \sqrt{\frac{R T_s (1 + 4 D_0^2)}{2L}} \right\} \quad (21)$$

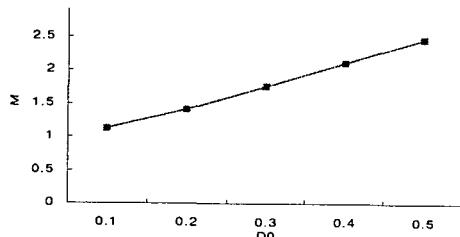
출력 필터 커패시터가 충분히 커서 출력전압의 리플을 무시한다면 식 (19)로부터 DC 이득을 식 (22)와 같이 구해낼 수 있다.

$$M = \frac{V_o}{V_i} = \frac{0.5 + D_{00}}{0.5 - D_0 + D_{00} + \frac{r(0.5 + D_{00})}{2R(0.5 - D_0 + D_{00})}} \quad (22)$$

그림 5에서는 식 (21)과 (22)로부터 D_0 에 대한 D_{00} 와 DC 이득의 변화를 도시하고 있다.



(a) Duty ratio



(b) DC gain

그림 5 듀티비와 이득 특성

Fig. 5 Equivalent circuits

3.2 동특성

미소 변동분에 관한 식 (20)으로부터 IBPFC의 입출력 전달함수 및 제어 전달함수를 각각 식 (23), (24)와 같이 구할 수 있다. 이러한 동특성 전달함수는 컨버터의 제어회로 설계 시 이용할 수 있다.

$$\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_i(s)} = \frac{RA^2 B(rB + 2RAD_0) + RAB^2(2RA^2 - rB)}{R^2 A^3(rB + 2RAD_0)} \quad (23)$$

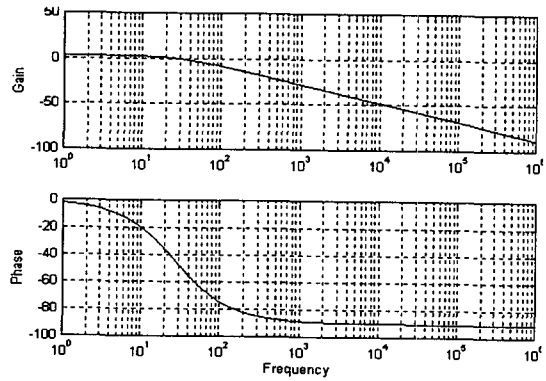
$$G_s + \frac{rB + 2RAD_0 + 2RAB}{R(rB + 2RAD_0)}$$

$$\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{\frac{V_o}{R} (A - D_0)(rB + 2RAD_0) + B(2RAD_0 - rB)}{AD_0(rB + 2RAD_0)} \quad (24)$$

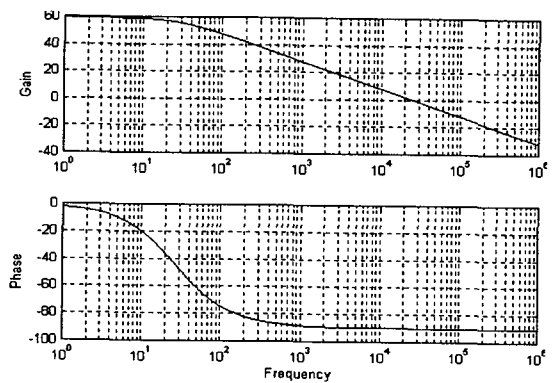
$$G_c(s) + \frac{rB + 2RAD_0 + 2RAB}{R(rB + 2RAD_0)}$$

여기서, $A = 0.5 - D_0 + D_{00}$, $B = 0.5 + D_{00}$ 이다.

전달함수 식 (23)과 (24)를 이용하여 보드선도를 그려보면 그림 6의 (a), (b)와 같이 나타난다. 여기서, 그림 (a)는 입출력 전달함수에 대한 보드선도, 그림 (b)는 제어 전달함수에 대한 보드선도를 나타낸다.



(a) Input-output transfer function



(b) Duty-output transfer function

그림 6 동특성 전달함수의 보드선도

Fig. 6 Bode diagram of dynamic characteristic

4. 보상회로 설계

IBPFC는 2개의 컨버터 cell에 의하여 입력전류의 흐름이 50%씩 분할되고 전체 입력전류는 i_{L1} 과 i_{L2} 의 합성으로 나타나기 때문에 각각의 컨버터 cell을 불연속 전류모드로 동작시키더라도 전체적인 입력전류의 파형은 연속으로 나타난다. 그러므로, 그림 7과 같이 출력전압의 검출을 통한 단일 전압제어 루프만으로 출력전압 및 역률을 보상하기 위한 제어회 구성이 가능하게 된다.

그림 7은 보상기와 비교기를 포함하는 IBPFC의 전체 제어계를 나타내고 있다. 여기서, $G_d(s)$ 는 식 (24)에서 구한 IBPFC의 듀티입력에 대한 출력전압의 전달함수를 나타내며, 두 번째 블록의 V_m 은 삼각파의 진폭으로서 비교기를 나타낸다. 그리고 $G_c(s)$ 는 보상기의 전달함수를 나타낸다. 불연속 전류모드로 동작하는 IBPFC의 전달함수 $G_d(s)$ 는 1차 시스템으로서 출력전압의 정상상태 오차를 최소화하도

록 저주파수 영역에서의 이득을 크게 하며, 안정한 위상여유를 가지도록 0dB의 이득에서 위상차가 -90° 에 근접하도록 하기 위해서 보상기의 전달함수 $G_c(s)$ 를 결정한다.

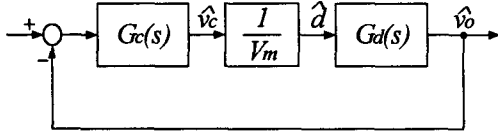


그림 7 단일 전압제어계의 블록선도
Fig. 7 Block diagram of voltage control system

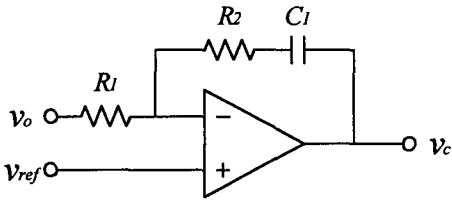


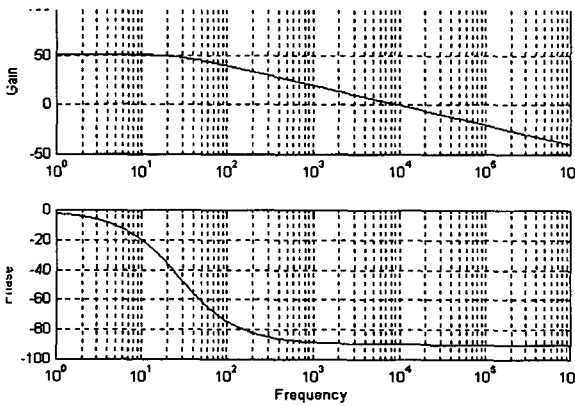
그림 8 Op-amp 전압 보상회로
Fig. 8 Op-amp voltage compensator

보상기는 연산 증폭기를 이용하여 구현할 수 있으며 [11,12], 그림 8과 같이 보상회로의 전달함수가 영점과 극점을 각각 하나씩 가지도록 설계하였다.

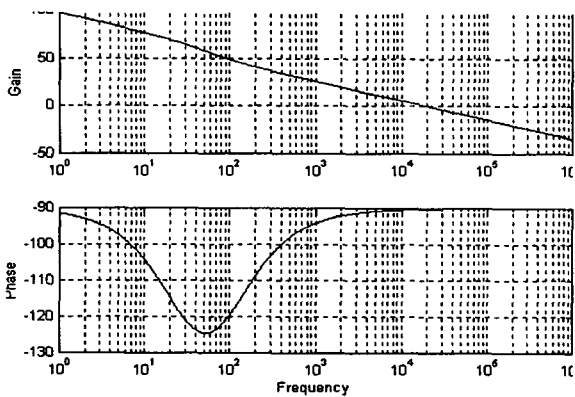
SMPS의 스위치에 인가되는 듀티비는 제어신호와 캐리어 신호인 삼각파가 비교되어 결정되기 때문에 삼각파 진폭의 역수에 해당하는 비교기를 포함하는 $G_d(s)$ 를 고려할 필요가 있다. 이에 대한 이득 및 위상곡선을 그림 9(a)에서 보여주고 있다. 그림 9(b)는 보상기를 부가한 전체 제어계의 보드선도를 나타내고 있다. 저주파수 영역에서 높은 이득을 나타내고 있으므로 출력전압의 정상상태 오차를 줄일 수 있다. 또한, 0dB에서 위상차가 -90° 에 근접하고 있어서 안정성을 확보하고 있다.

4. 실험

본 논문에서는 불연속 전류모드로 동작하는 IBPFC의 특성을 확인하기 위하여 일반적인 역률개선 회로 설계기준[12]에 따라 출력전압 400V/200W급으로 표 1에 제시된 회로정수들을 사용하여 실험회로를 구성하였으며 실험에서는 저항 부하를 사용하였다.

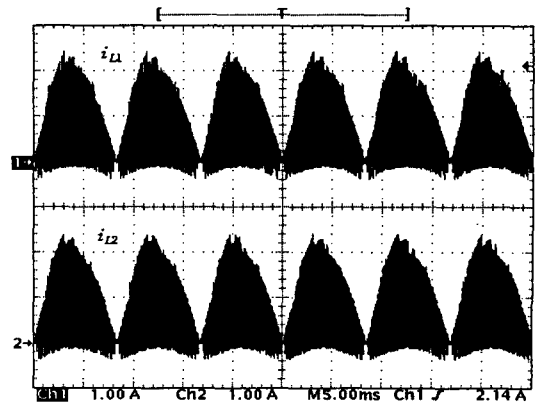


(a) IBPFC including comparator

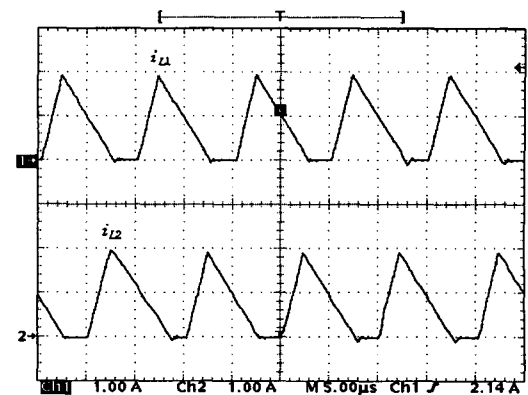


(b) Voltage loop control system

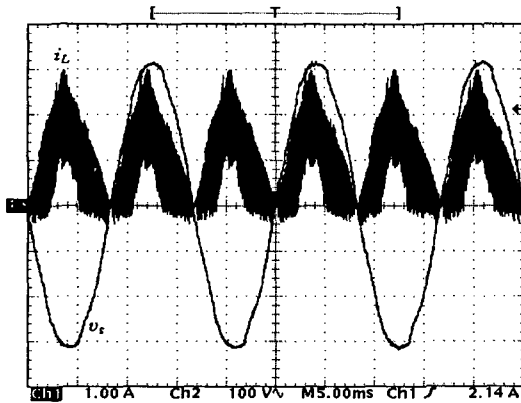
그림 9 설계된 IBPFC 제어계의 보드선도
Fig. 9 Bode diagram of IBPFC control system



(a) Inductor current of each converter cell



(b) Enlarged inductor current



(c) Input voltage and input current

그림 10 IBPFC의 각부 파형

Fig. 10 Each waveforms of IBPFC

그림 10(a)는 IBPFC 각 컨버터 cell의 인덕터 L_1 과 L_2 에 흐르는 불연속적으로 흐르는 전류를 나타낸다. 그림 10(b)는 인덕터 전류 i_{L1} 및 i_{L2} 의 확대파형을 나타낸다. 그림 10(c)는 입력전압 v_s , i_{L1} 과 i_{L2} 의 합성으로 나타나는 입력전류 i_L 의 파형으로서 전압과 동상인 정현파형으로 나타나며, 연속 전류파형으로 나타나는 것을 확인할 수 있다.

5. 결 론

2단 역률보상회로의 전단 컨버터에 해당하는 IBPFC는 두 개의 승압형 컨버터 cell로 구성되며, 입력전류가 각 cell의 인덕터로 절반씩 분할되어 흐르기 때문에 총 입력전류는 각 cell의 인덕터 전류의 합성으로 나타난다. 따라서 각 컨버터 cell을 불연속 전류모드로 동작시키더라도 전체적인 입력전류의 파형은 연속으로 나타난다.

본 논문에서는 두 승압형 컨버터 cell의 회로정수와 인가되는 듀티비가 동일하다고 가정하고 불연속 전류모드에서 IBPFC를 해석하였다. 먼저, 불연속 전류모드 동작에 위한 듀티비 조건으로부터 스위칭 상태별로 6개의 동작모드로 구분하여 해석하였으며, 각 동작모드의 상태방정식으로부터 상태공간 평균화법을 이용하여 IBPFC를 모델링 하였다. 또한, 상태공간 평균화 모델을 바탕으로 상태변수들을 정상성분과 미소 변동성분으로 구분하여 미소 변동성분을 고려한 동특성으로부터 제어 전달함수를 제시하였다. 이를 이용하여 극·영점을 하나씩 가지는 보상기를 설계함으로써, IBPFC의 전압제어제를 저주파 영역에서 100dB 정도의 높은 이득을 가지며 안정한 시스템을 설계할 수 있었다. 또한, 실험을 통하여 IBPFC의 각 컨버터 cell을 불연속 전류모드로 동작시켰을 경우 총 입력전류의 파형은 연속으로서 입력전압과 동상으로 나타나며 입력전류가 연속이 됨을 확인하였다.

감사의 글

본 연구는 1999년도 부경대학교 연구년 지원에 의하여 수행되었습니다.

참 고 문 헌

- [1] Vatche Vorperian, "Quasi-Square-Wave Converters : Topologies and Analysis", IEEE Trans. on PE, Vol. 3, No. 2, pp.183~191, 1988.
- [2] R. Farrington and M.M. Jovanovic, "A New Family of Isolated Zero-Voltage-Switched Converter", PESC, pp.209~215, 1991.
- [3] Ionel Dan Jitaru, "Constant Frequency Forward Converter with Resonant Transition", Proc. HPFC, pp. 282~292, 1991.
- [4] J. Wang, W.G. Dunford, and Mauch, "A Comparison of Modified Boost Converters with Continuous Inductor Current Mode and Ripple Free Input Current with Conventional Converters", IEEE-IAS, pp.878~885, 1996.
- [5] D.K.W. Cheng, X.C. Liu, and Y.S. Lee, "A New Modified Boost Converter with Ripple Free Input Current by using Coupled Inductor", Proc. IEE PE and VSD, pp.592~599, 1998.
- [6] L.Balogh and R.Redl, "Power-Factor Correction with Interleaved Boost Converters in Continuous-Inductor-Current Mode", APEC, pp.168~174, 1993.
- [7] Takuya Ishii and Yoshio Mizutani, "Power Factor Correction using Interleaving Technique for Critical Mode Switching Converters", PESC, pp.905~910, 1998.
- [8] Carlos M. de O. Stein, Jose R. Pinheiro and Helio L. Hey, "Application of ZCS Auxiliary Commutation Circuits in a Interleaved Boost Converters Operating in Critical Conduction Mode", APEC, pp.729~734, 2000.
- [9] C.H.Chan and M.H. Pong, "Input Current Analysis of Interleaved Boost Converters Operating in Discontinuous-Inductor-Current Mode", PESC, pp.392~398, 1997.
- [10] Po-Wa Lee, Yim-Shu Lee, David K. W. Cheng, and Xiu-Cheng Liu, "Steady-State Analysis of an Interleaved Boost Converter with Coupled Inductors", IEEE Trans. on IE, Vol. 47, No. 4, pp.787~795, 2000.
- [11] Ned Mohan, Tore M. Undeland and William P. Robbins, "Power Electronics : Converters, Applications, and Design", John Wiley & Sons, 1995.
- [12] 김희준, "스위칭 전원의 기본 설계", 성안당, 2002.

저 자 소 개



허 태 원 (許 泰 遠)

1973년 4월 27일생. 1997년 동서대 전자공학과 졸업. 1999년 동아대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1999년~현재 동대학원 전기공학과 박사과정 수료

Tel : 051-200-6945, Fax : 051-200-7743
E-mail : heota@donga.ac.kr



박 한 식 (朴 泮 錫)

1955년 3월 23일생. 1981년 중앙대 전기공학과 졸업. 1983년 동대학원 전기공학과 졸업(석사). 1996년 한국해양대 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1986년~현재 부경대 전기제어계측공학부 교수.

Tel : 051-620-1436
E-mail : phanseok@pknu.ac.kr



손 영 대 (孫 永 大)

1963년 3월 16일생. 1985년 한양대 전기공학과 졸업. 1987년 동대학원 전기공학과 졸업(석사). 1993년 동대학원 전기공학과 졸업(공학박). 현재 동서대 정보시스템공학부 부교수.

Tel : 051-320-1754, Fax : 051-320-1750
E-mail : ydson@dongseo.ac.kr



우 정 인 (禹 靖 仁)

1941년 2월 12일생. 1963년 한양대 전기공학과 졸업. 1978년 영남대 대학원 전자공학과 졸업(석사). 1984년 중앙대 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1970년~1979년 부산공업대 전기공학과 조교수. 1979년~현재 동아대 전기전자컴퓨터공학부 교수.

Tel : 051-200-7734, Fax : 051-200-7743
E-mail : jiwoo@mail.donga.ac.kr



김 동 완 (金 炯 完)

1960년 2월 1일생. 1984년 동아대 전기공학과 졸업. 1987년 부산대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1995년 동대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1997년~현재 동명대학 전기전자계열 조교수.

Tel : 051-620-3416
E-mail : dongwan@yongma.tmc.ac.kr



김 춘 삼 (金 春 杉)

1960년 11월 12일생. 1984년 동아대 전기공학과 졸업. 1988년 중앙대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1993년 동대학원 전기공학과 졸업(공학박). 현재 삼척대 전기제어공학부 부교수.

Tel : 033-570-6381