

# 임계전류도통모드로 동작하는 디지털제어 단상 역률개선 컨버터

정강률<sup>1\*</sup>

<sup>1</sup>순천향대학교 전자정보공학과

## Digital-controlled Single-phase Power-factor Correction Converter Operating in Critical Current Conduction Mode

Gang-Youl Jeong<sup>1\*</sup>

<sup>1</sup>Department of Electronic Information Engineering, Soonchunhyang University

**요약** 본 논문에서는 임계전류도통모드로 동작하는 디지털제어 단상 역률개선(PFC; power-factor correction) 컨버터를 제안한다. 제안한 컨버터는 PFC를 위하여 DC-DC 부스트 컨버터 구조를 이용하며 인덕터전류를 임계도통모드로 동작시킨다. 또한 제안한 컨버터는 마이콤을 이용하여 디지털적으로 제어되기 때문에 제어회로는 간단해지고 컨버터는 더욱 효과적으로 동작한다. 본 논문에서는 먼저 제안한 컨버터의 동작원리를 설명하고 회로를 해석한다. 그리고 본 논문은 제안한 컨버터의 구현방법을 소프트웨어와 회로설계 부분으로 구분하여 구체적인 설계예와 함께 설명한다. 또한 설계된 회로파라미터에 의한 프로토타입 컨버터의 실험결과로 제안한 컨버터가 단상 PFC 컨버터로서 좋은 동작 특성을 가지고 있음을 보인다.

**Abstract** This paper presents a digital-controlled single-phase power-factor correction (PFC) converter operating in critical current conduction mode. The proposed converter utilizes the DC-DC boost converter topology for the PFC and operates the inductor current in critical conduction mode. Because the proposed converter is controlled digitally using a micom, its control circuit is simplified and the converter operates more effectively. This paper first explains the operational principles of the proposed converter and then analyzes the converter circuit. And this paper explains the implementation method of proposed converter with a detail design example, which is divided into software and circuit design parts. Also, it is shown through the experimental results of the prototype converter by the designed circuit parameters that the proposed converter has good performance as a single-phase PFC converter.

**Key Words** : Single-phase power-factor correction converter, Digital control, Critical current conduction mode

### 1. 서론

일반적으로 각종 전기전자기기 전원장치의 전단(pre-stage)으로 출력 필터 캐패시터를 가진 단상 다이오드 브리지정류기를 이용한다. 이 때 다이오드 브리지정류기는 AC 입력전압을 정류하며, 출력 필터 캐패시터는 정류기에 의해 정류된 전압을 거의 순수한 DC 전압 파형의 형태로 평활하게 하는 역할을 한다. 그러나 브리지 다이오드는 AC 입력전압이 DC 출력 필터 캐패시터 전압과 같거나 클 때만 전류를 흘려서 출력 필터 캐패시터를 충

전하기 때문에 AC 상용전원의 입력전류는 매우 비정형적이 된다.

AC 상용전원의 전력을 이용하는 전기전자장치에 대하여, 역률은 이 장치가 전원을 얼마나 효과적으로 이용하는가를 나타내는 척도이다. 그런데 다이오드 브리지정류기는 AC 상용전원으로부터 비정형적인 입력전류를 흘리기 때문에 매우 좋지 않은 역률을 가진다. 이 전류는 높은 피크치를 가질 뿐만 아니라 AC 상용전원 입력단으로 유입되는 큰 고조파 성분을 가진다. 그러므로 이 같은 컨버터들을 산업현장에서 많이 이용하게 되면, AC 상용

\*교신저자 : 정강률(gangyoul@sch.ac.kr)

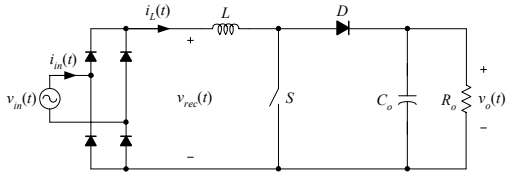
접수일 09년 06월 18일

수정일 10년 07월 02일

계재확정일 10년 07월 06일

전원 입력단으로 유입되는 고조파 성분이 너무 많아져서 전원 네트워크 상의 각종 장치들(변압기, 전력선, 발전기 등)의 피상전력(VA; volt-ampere) 용량이 커지고, 전원전압을 왜곡시키게 된다[1]. 왜곡된 전원전압은 민감한 전기전자장치를 손상시킬 수도 있기 때문에, 세계의 여러 전기규제기관들은 EN61000-3-2와 같은 전기전자장치의 전류 고조파 성분에 관한 규정을 제정하여 시행하고 있다[2].

단상 역률개선(PFC; Power-factor Correction) 컨버터 회로는 각 전기전자장치의 역률개선을 위해 현재 산업현장에서 많이 이용되고 있는 회로이다[3]. 그런데 이러한 PFC 컨버터 회로 중에서 가장 많이 이용되고 있는 회로는 DC-DC 부스트 컨버터 회로인데, 이 회로는 그 구조가 간단하고 고효율이며 단위역률에 가까운 역률을 쉽게 얻을 수 있는 등의 장점을 가지고 있다[4].



[그림 1] DC-DC 부스트 PFC 회로

그림 1에 보인 DC-DC 부스트 PFC 회로는 전통적으로 불연속 전류도통모드나 연속 전류도통모드로 동작한다. 불연속 전류도통모드로 동작할 경우, 제어는 쉬우나 입력전류의 맥동이 심해 복잡한 입력필터를 필요로 할 뿐만 아니라, 회로 각 요소의 전압/전류 스트레스도 크게 되는 단점이 있다. 그러나 연속 전류도통모드로 동작할 경우에는 불연속 전류도통모드에 비하여 좀 더 양호한 입력전류 파형을 가지기 때문에 회로 각 요소의 전압/전류 스트레스도 작아지고 전자파장해(EMI; Electromagnetic Interference)도 작아지긴 하지만, 더 복잡한 제어회로를 필요로 하게 되는 단점이 있다.

그런데 최근 들어 디지털제어용 IC들의 동작특성이 점점 더 좋아지면서, 이 IC들이 스위치모드 파워서플라이(SMPS; Switch-mode Power Supply)의 제어기로 많이 이용되고 있다[5]-[7]. 특별히 PFC 컨버터에 요구되는 동작 특성이 그렇게 난해한 것이 아니기 때문에, 디지털제어를 이용한 PFC 컨버터도 이 분야에서 좋은 연구대상이 되고 있다[8-11]. 디지털제어는 제어지연(control delay)과 양자화(quantization)와 같은 비이상성이 있어서 아날로그 제어기의 동작특성 만큼 양호하게 구현될 수 없는 제한성을 가지고 있기는 하지만, PFC 컨버터 응용에 있어서는 디지털제어가 아날로그신호 변화에 대한 강인성, 제어 기능 구현의 정교성, 시스템 진단 능력 및 제어기 구현관

점에서 설계 과정의 신속성 등의 큰 장점을 가진다.

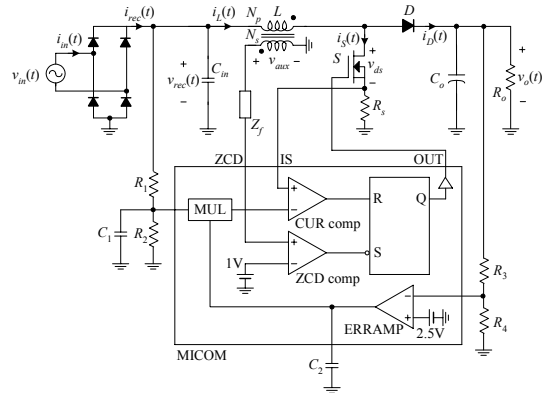
그러므로 본 논문에서는 디지털제어를 이용하여 임계 전류도통모드로 동작하는 단상 PFC 컨버터를 제안한다. 제안한 컨버터는 DC-DC 부스트 컨버터 회로 구조를 이용하며 마이컴을 이용한 디지털제어를 실시하고 컨버터의 인덕터전류를 임계도통모드로 흐르게 한다. 그래서 제안한 컨버터의 제어회로는 간단해지지만, 컨버터는 더욱 효과적으로 동작한다. 본 논문에서는 먼저 제안한 컨버터의 동작원리를 설명하고 회로를 해석하며, 후에 제안한 컨버터의 소프트웨어 구현방법과 회로설계 방법을 구체적인 설계예와 함께 설명한다. 그리고 제안한 컨버터가 좋은 동작특성을 가진 단상 PFC 컨버터임을 프로토타입 컨버터의 실험결과로 보인다.

## 2. 동작원리

제안한 PFC 컨버터는 DC-DC 부스트 컨버터 회로 토폴로지를 이용하고 단일칩 마이컴으로 제어되며 컨버터의 인덕터전류를 임계도통모드로 동작시킨다. 그림 2는 제안한 컨버터의 회로도 와 이와 연계하여 동작원리를 보이는 동작개념도이다. 제안한 컨버터의 동작을 스위칭 동작과 PFC 동작으로 구분하여 다음과 같이 설명한다.

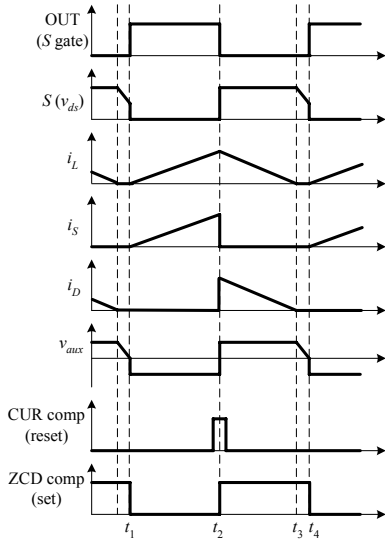
### 2.1 스위칭 동작

제안한 PFC 컨버터는 인덕터의 임계전류도통모드 동작을 위해 전력반도체스위치 MOSFET S를 고정주파수로 스위칭하지 않는다. 인덕터전류의 도통상태에 따라 컨버터의 정상상태 동작을 3개의 모드로 구분하며, 그 주요 부분의 이론적 동작파형은 그림 3과 같다. 컨버터의 동작상태를 그림 2와 연계하여 각 모드별로 다음과 같이 간략하게 설명한다.



[그림 2] 제안한 PFC 컨버터의 회로도 와 이와 연계한 동작 개념도

**모드1( $t_1 \sim t_2$ ):** 시간  $t=t_1$ 에서 S의 게이트에 턴온전압이 인가되면 인덕터전류  $i_L$ 이 선형적으로 증가한다. 그러면 이에 따라 컨버터의 나머지 각 주요부분의 이론적 동작 파형은 그림 3에서 이 모드 구간에서 보이는 바와 같이 형성된다.



[그림 3] 제안한 PFC 컨버터 주요부분의 이론적 정상상태 동작파형

**모드2( $t_2 \sim t_3$ ):** 시간  $t=t_2$ 에서 인덕터전류  $i_L$ 이 상승기 (MUL, multiplier)에 의해 계산된 전류비교기(CUR comp, current comparator)의 문턱전압(threshold voltage) 설정치에 도달한다. 이 때 MUL의 출력은 컨버터 입력부 다이오드 브리지정류기의 정류전압  $v_{rec}(t)$ 의 분압과 출력전압 제어기(ERRAMP, error amplifier) 출력의 곱이다. 그러면 CUR comp는 R-S 플립플롭을 리셋(reset, LOW) 하여 S의 게이트에 영(0)V가 인가되도록 게이트전압을 발생하고 S는 턴오프된다. S가 턴오프되면 인덕터 L의 전압  $v_L$ 의 극성이 반전되고, 인덕터전류  $i_L$ 은 감소하면서 다이오드 D를 통하여 출력측으로 흐르게 된다. 또한 이 때 보조 권선의 전압  $v_{aux}$ 의 극성도 역시 반전되어 양의 전압 극성을 가지게 된다.

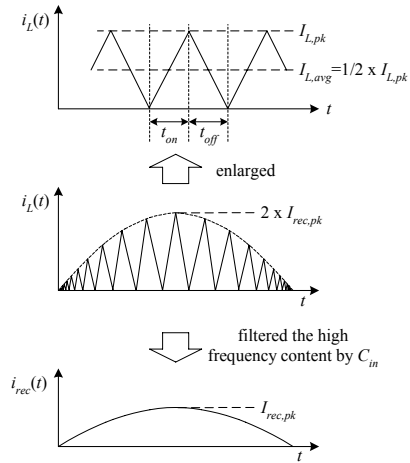
**모드3( $t_3 \sim t_4$ ):** 시간  $t=t_3$ 에서 인덕터전류  $i_L$ 이 영(0)A가 되면 인덕터전압  $v_L$ 도 급격하게 감소하고, 동시에 보조 권선 전압  $v_{aux}$ 도 역시 급격하게 감소한다. 그러다가 시간  $t=t_4$ 에서 보조 권선 전압  $v_{aux}$ 가 영전류검출기(ZCD comp, zero-current detector comparator)의 설정치 이하로 감소한다. 그러면 ZCD comp의 출력은 R-S 플립플롭을 셋(set, HIGH)하여 S의 게이트에 MOSFET 턴온전압이 인

가되도록 게이트전압을 발생하고 S는 턴온된다. 그리고 다음 스위칭 주기가 다시 시작된다.

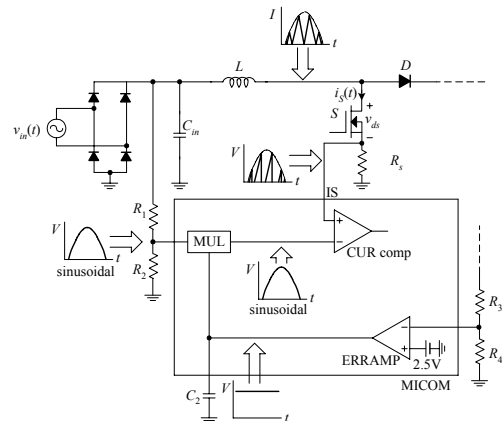
모드1에서 모드3까지를 반복하면서 컨버터의 스위칭 동작은 인덕터전류를 임계도통모드로 동작시킨다. 임계전류도통모드로 동작하는 PFC 컨버터의 스위칭주파수는 순시 입력전압 또는 부하변동에 따라서 변화한다.

## 2.2 PFC 동작

2.1절에서 설명하듯이 인덕터전류  $i_L$ 은 삼각파 형태로 반복된다. 이 반복되는 삼각파 전류의 평균치  $I_{L,avg}$ 는 그림 4에 보이듯이 피크치 전류  $I_{L,pk}$ 의 1/2이 된다. 인덕터의 피크전류  $I_{L,pk}$ 는 정현파의 프로파일 형태로 제어되고 인덕터전류  $i_L$ 의 고주파 성분은 필터링 된다. 그래서 결국 AC 입력전류는 정현파가 된다.



[그림 4] 인덕터전류와 브리지 다이오드정류기 출력전류의 개요



[그림 5] 제안한 PFC 컨버터 각 부의 주요파형 개념도

그림 5는 제안한 컨버터의 PFC 동작 설명을 위하여 각 부의 주요파형을 개념적으로 나타낸 것이다.

실제 컨버터의 제어에서 MUL은 CUR comp와 함께 인덕터 피크전류  $I_{L,pk}$ 가 정현파의 프로파일 형태가 되게 제어한다. ERRAMP의 출력은 정상상태에서 상수가 되며, 이 값은 MUL에 입력된다. 그리고 MUL의 또 다른 입력은 컨버터 입력부 브리지 다이오드정류기의 정류전압의 분압된 스케일링 전압인데, 이것은 정류전압을 모니터링한다. 그러므로 MUL의 출력은 스케일링된 정류전압과 ERRAMP의 상수 출력의 곱이 되어 AC 입력전압에 비례하게 된다. 그러면 정현파의 프로파일 형태로 움직이는 MUL의 출력은 인덕터전류  $i_L$ 의 문턱전압 기준치로 CUR comp의 반전입력(-)에 주어진다. 그래서 인덕터전류  $i_L$ 은 삼각파가 되고, 그 피크전류  $I_{L,pk}$ 는 정현파의 궤적을 그리게 된다. 그리고 인덕터전류  $i_L$ 의 스위칭 리플은  $C_{in}$ 에 의해 필터링 되어 AC 입력전류는 정현파가 된다.

제안한 컨버터에서는 이상에서 설명한 여러 제어동작들이 원칩 마이컴에 소프트웨어 알고리즘으로 구현된다.

### 3. 회로해석

제안한 PFC 컨버터 회로의 해석은 다음과 같은 통상적인 가정 하에 수행된다.

- 회로는 무손실(lossless) 회로이다.
- 입력전류의 왜곡은 없고, 회로는 단위 역률(unity power factor)을 가진다.
- 스위칭 주파수는 AC 입력주파수보다 매우 크다. 그래서 스위칭 주기는 매우 짧으므로 입출력 양들은 스위칭 주기 내에서 상수값으로 취급되고 관련된 평균치에 의해서 나타낸다. 즉, 입출력 양들은 각 스위칭 주기에 대하여 느리게 변화하는 함수로 취급된다.

그림 1의 무손실 회로에 대해서 브리지 다이오드정류기의 출력, 즉 DC-DC 부스트 컨버터 회로의 입력전압  $v_{rec}(t)$ 는 다음과 같이 표시된다.

$$v_{rec}(t) = V_{im} |\sin(\omega_{ac} t)| \quad (1)$$

여기서  $V_{im}$ 과  $\omega_{ac}$ 는 각각 AC 입력전압의 크기와 각주파수( $\omega_{ac}=2\pi/T_{ac}$ )이다. 임계전류도통모드로 동작하는 DC-DC 부스트 컨버터의 입력전류는 그림 4에서 보듯이 삼각 전류펄스들의 열(train)이다.

그림 4에서  $t_{on}$ 은 스위치 턴온 시간간격이고  $t_{off}(=T-t_{on})$ 는 스위치 턴오프 시간간격이다. 그림 1의 회로도도 그림 4의 이상적 스위칭 동작파형에 근거하여 다음을 쉽게 계

산할 수 있다.

$$t_{off} = t_{on} \cdot \frac{V_{rec}}{V_o - V_{rec}} = t_{on} \quad (2)$$

$$I_{L,pk} = V_{rec} \cdot \frac{t_{on}}{L}$$

그러면 각 주기의 전류펄스의 평균치  $I_{L,avg}$ 는 다음과 같다.

$$I_{L,avg} = I_{L,pk} \cdot \frac{(t_{on} + t_{off})}{2T} = \frac{1}{2} I_{L,pk} \quad (3)$$

그리고 식 (2)를 식 (3)에 대입하여 정리하면

$$I_{L,avg} = V_{rec} \cdot \frac{1}{2L} \cdot \frac{t_{on}^2}{1 - \frac{V_{rec}}{V_o}} \cdot \frac{1}{T} \quad (4)$$

그러므로 DC-DC 부스트 컨버터 회로가 정확하게 동작하여 회로가 단위 역률을 가진다면, 컨버터 입력전압과 입력전류 간의 관계는 각 스위칭 주기마다 다음과 같은 선형 관계가 된다.

$$I_{L,avg} = g_i \cdot V_{rec} \quad (5)$$

그리고 이 양들의 저주파 시간영역 관계에서도 식 (5)와 유사하게 다음이 성립한다.

$$i_L(t) = g_i \cdot v_{rec}(t) \quad (6)$$

여기서  $g_i$ 는 비례계수로써 식 (4)와 (5)로부터 다음과 같음을 알 수 있다.

$$g_i = \frac{1}{2L} \cdot \frac{t_{on}^2}{1 - \frac{V_{rec}}{V_o}} \cdot \frac{1}{T} \quad (7)$$

그런데 정상상태에서  $g_i$ 는 각 주기에서  $V_{rec}$ 과  $V_o$ 의 변화에 관계없이 반드시 상수가 된다. 그러면 식 (7)에 의하여  $t_{on}$ 은 다음과 같은 형태로 표현된다.

$$t_{on} = t_{on,max} \cdot \sqrt{1 - \frac{V_{rec}}{V_o}} \quad (8)$$

여기서  $t_{on,max}$ 는  $V_{rec}=0$ 일 때의 최대 스위치 턴온시간이다.  $v_{rec}(t)$ 와  $v_o(t)$ 는 느리게 변화하는 신호이기 때문에, AC 입력전원 한 주기 내의 임의의 어떤 양인  $t_{on}$ 과  $D$ 를 다음과 같이 또 다시 표현할 수 있다.

$$t_{on} = t_{on,max} \cdot \sqrt{1 - \frac{v_{rec}(t)}{v_o(t)}} \quad (9)$$

$$D = D_{max} \cdot \sqrt{1 - \frac{v_{rec}(t)}{v_o(t)}} \quad (10)$$

여기서 D는 느리게 변화하는 순시 온듀티이고  $D_{max}$ 는 이 온듀티의 최대값으로 임계전류도통모드 동작에서는 0.5가 된다. 식 (10)은 정현파 입력전류를 얻는데 필요한 스위치 제어함수이다. 식 (10)을 식 (6)에 대입하면 비례계수  $g_i$ 가 다음과 같이 유도된다.

$$g_i = D_{max}^2 \frac{1}{2Lf} \quad (11)$$

여기서  $f=1/T$ 는 스위칭주파수이다. 단위 역률을 가지는 어떠한 무손실 PFC 컨버터 회로에 대해서도 출력전압의 저주파 파형은 다음과 같이 주어진다[12].

$$v_o(t) = V_o \cdot \sqrt{1 - m \sin(2\omega_{ac}t + \phi)} \quad (12)$$

여기서  $V_o = V_{im} \cdot \sqrt{(R_o \cdot g_i)/2}$ 는 출력전압 실효치,  $m = 1/\sqrt{1 + (\omega_{ac}R_oC_o)^2}$ ,  $\phi = \arctan(1/\omega_{ac}R_oC_o)$ 이다. 그러면 식 (11)을 이용하여 식 (12)의 출력전압 저주파 파형을 다음과 같이 다시 표현할 수 있다.

$$v_o(t) = \frac{V_{im}D_{max}}{2} \sqrt{\frac{R_o}{Lf}} \cdot \sqrt{1 - m \sin(2\omega_{ac}t + \phi)} \quad (13)$$

식 (13)의 첫째와 둘째 항의 곱은 PFC 컨버터 회로의 실효치 출력전압으로 다음과 같다.

$$V_o = \frac{V_{im}D_{max}}{2} \sqrt{\frac{R_o}{Lf}} \quad (14)$$

그리고 셋째 항은 이 전압의 저주파 변화를 나타낸다. 실제 회로에서는 출력 캐패시터가 수백  $\mu F$  정도의 큰 값을 가지므로, 파라미터  $\omega_{ac}R_oC_o$ (그래서  $m \ll 1$ )와 출력전압은 거의 상수가 되고 그것의 DC 값과 거의 같게 된다. 그러므로  $V_o$ 는 DC 출력전압 값으로 취급이 가능하다.

PFC 컨버터가 임계전류도통모드로 동작할 때 각 스위칭 주기의 시간간격의 제한조건은 다음과 같다.

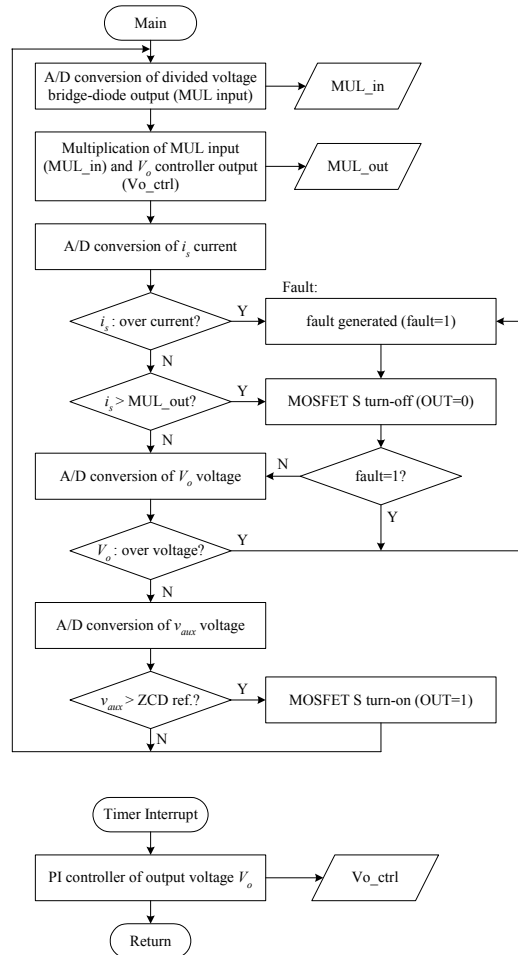
$$t_{on} + t_{off} = T \quad (15)$$

식 (15)의 조건이 성립하고 식 (10)에 의해 스위치가 제어될 때, PFC 컨버터의 입력전류는 정현파가 된다.

## 4. 제안한 컨버터의 구현

### 4.1 소프트웨어의 구현

제안한 PFC 컨버터의 제어는 그림 2의 컨버터의 동작 개념도에 근거하여 단일칩 마이컴 상에 소프트웨어 알고리즘으로 구현된다. 구현된 소프트웨어 알고리즘은 매우 간단하여 저가형 마이컴에서도 구현이 가능하다.



[그림 6] 제안한 PFC 컨버터의 제어 소프트웨어 알고리즘 순서도

그림 6은 구현한 소프트웨어 알고리즘의 간략한 순서도이다. 컨버터의 제어 대상이 되는 각 전압이나 전류는 마이컴에 내장된 A/D 컨버터를 이용하여 센싱된다. 이는 그림 2의 각 비교기나 증폭기의 입력전압 또는 입력전류의 값에 해당된다. 각 전압, 전류의 A/D 변환은 메인루프에서 폴링 방식으로 무한루프 형태로 실시한다. 그리고

그 중 다이오드 브리지정류기 출력전압  $v_{rec}(t)$ 의 분압의 A/D 변환값과 타이머 인터럽트 루틴에서 계산된 전압제어기의 출력값의 승산(multiplication)을 실시하고, 각 전압, 전류의 A/D 변환값에 따라 폴링 방식으로 기준값과 비교하여 컨버터의 MOSFET S를 제어한다. 이 때 과전압(over voltage)이나 과전류(over current)의 제한치와 비교하여 전류나 전압이 제한치를 초과할 때는 바로 무한루프 형태의 폴트 루틴(fault routine, 그림 6에서 Fault 부분)으로 분기하고 컨버터의 MOSFET S를 턴오프하여 컨버터 회로를 보호한다.

그림 2의 ERRAMP와 그 주변회로는 그림 6에서 비례적분(PI, proportional-integral) 디지털 제어기 알고리즘으로 구현되어 타이머 인터럽트 루틴에서 처리한다.

#### 4.2 컨버터 회로의 설계에

본 절에서 설계하는 제한한 PFC 컨버터 프로토타입 회로의 설계사양은 다음과 같다.

- 최대출력전력 :  $P_{o,max}=1kW$
- 입력전압 실효치 :  $V_{in}=180\sim 260V$
- 출력전압 :  $V_o=380V$

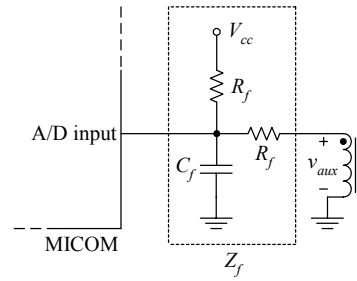
제한한 PFC 컨버터는 임계전류도통모드로 동작하기 때문에 컨버터의 동작 스위칭주파수는 컨버터의 입출력 조건과 인덕턴스에 따라 결정된다. 그러므로 인덕턴스는 컨버터의 입출력조건과 최소 스위칭주파수에 의해 결정된다고 할 수 있다. 그래서 PFC 컨버터 회로의 효율을  $\eta=0.9$ 로 설정하고 최소동작주파수를  $f_{min}=20kHz$ 로 두면 컨버터의 인덕턴스는 다음과 같이 계산된다.

$$L = \frac{V_{in,min}^2 \times (V_o - \sqrt{2} V_{in,min}) \times \eta}{2 \times f_{min} \times P_{o,max} \times V_o} \approx 193\mu H \quad (18)$$

인덕터전류  $i_L$ 이 감소하면서 보조권선 전압  $v_{aux}$ 가 감소할 때의 ZCD comp의 문턱전압을 약 2V로 설정하면, 보조권선의 최소전압이 이 문턱전압보다 커야 하므로 그 권선비  $N_s/N_p$ 는 다음에 의해 계산된다.

$$N_s/N_p > \frac{2}{V_o - \sqrt{2} V_{in,max}} \approx 0.16 \quad (19)$$

이 때 보조권선의 전압은 인덕터전류  $i_L$ 에 의해 일정 범위 내에서 양(+)과 음(-)의 전압이 주기적으로 생성되므로 이 전압을 단전원 마이컴에 입력 가능하도록 그림 2의  $Z_f$ 를 그림 7과 같은 전압 폴업회로로 구성하고 이를 거쳐 마이컴에 입력되도록 한다. 여기서  $R_f=2k\Omega$ 이고  $C_f=10nF$ 이다.



[그림 7] 양전원 신호를 단전원 마이컴에 입력 가능하도록 하는 전압 폴업회로  $Z_f$

그림 2에서 MUL의 입력전압, 즉 저항  $R_1$ 과  $R_2$ 의 분압 전압은 스위칭전류  $i_s$ 의 문턱전압 범위와 관계가 있다. AC 입력전류의 왜곡을 방지하기 위하여 MUL의 피크전압  $V_{MUL,pk}$ 가 2.5V 이하가 되도록 다음의 식에 의해 정한다.

$$V_{MUL,pk} = \sqrt{2} \times V_{in,max} \times \frac{R_2}{R_1 + R_2} < 2.5V \quad (20)$$

따라서  $R_1=3M\Omega$ ,  $R_2=20k\Omega$ 로 정한다. 그런데 실제 회로에서 정류전압  $v_{rec}$ 은 스위칭 동작으로 인하여 많은 노이즈를 함유한다. 그래서 이 영향을 감소시키기 위하여 MUL의 입력핀과 접지 사이에 캐패시터  $C_1$ 을 연결한다. 이 때  $C_1$ 과  $R_1$ ,  $R_2$ 로 결정되는 차단주파수(cutoff frequency)를 약 1~2kHz로 설정하면  $C_1$ 은 다음의 식에 의해 선정된다.

$$\frac{1}{2 \times \pi \times C_1 \times (R_1 \parallel R_2)} \approx 1 \text{ or } 2 \text{ kHz} \quad (21)$$

그래서  $C_1=6.8nF$ 로 정한다.

스위칭전류  $i_s$ 의 센서저항  $R_s$ 는 입력전압  $v_{in}$ 이 최소전압에 있을 때에도 충분한 출력전류를 흘릴 수 있도록 설정되어야 한다. 그런데 인덕터 피크전류의 최대치는 다음과 같은 식으로 근사화할 수 있다.

$$I_{L,pk,max} = \frac{2 \times \sqrt{2} \times P_{o,max}}{\eta \times V_{in,min}} = 17.5A \quad (22)$$

그러면  $R_s$ 는 다음 식에 의해 계산된다.

$$R_s = \frac{V_{in,min}}{I_{L,pk,max}} = 0.1\Omega \quad (23)$$

한편, 컨버터스위치 MOSFET S의 최대전류는  $I_{L,pk,max}=17.5A$ 이고 최대내압은 입력전압의 최대 피크치인 약 367V이므로, 마진을 고려하여 정격전압이 650V이

고 정격전류가 47A인 상용 MOSFET SPW47N60C3을 컨버터 스위치 MOSFET S로 선정한다. 그리고 블로킹다이오드 D는 역시 최대전류가  $I_{L,max}=17.5A$ 이고 최대내압은  $V_o=380V$ 이므로 마진을 고려하여 정격전압이 600V이고 정격전류가 37A인 상용 다이오드 DSEI30-06A를 블로킹다이오드 D로 선정한다.

부스트 컨버터의 입력 캐패시터  $C_m$ 은 인덕터전류의 스위칭리플을 제거하고 이 리플의 AC 입력라인 유입을 방지하는 역할을 한다. 그런데  $C_m$ 이 클수록 AC 입력라인으로 흘러들어가는 스위칭리플이 더 작아지나 너무 큰  $C_m$ 은 입력역률을 악화시킨다. 그래서  $C_m$ 의 용량을 통상적으로 AC 입력전류 최대치의 1A당 1 $\mu F$  정도로 설정한다[12]. 따라서 본 논문의 제안한 PFC 컨버터 설계예의 회로에서는  $C_m=4.7\mu F$ 으로 선정한다.

PFC 회로의 출력은 AC 입력라인 주파수의 2배의 리플전압을 포함한다. 출력캐패시터  $C_o$ 는 이 리플전압을 억제한다. 그런데 출력전압단의 리플전압은 다음 식과 같이 표현된다.

$$V_{o,ripple} \approx \frac{I_o}{2 \times \omega_{ac} \times C_o} \quad (24)$$

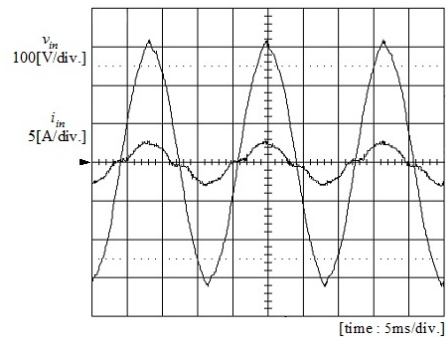
여기서  $\omega_{ac}=2\pi f_{ac}$ 이고  $f_{ac}$ 는 AC 입력라인 주파수이다. 리플전압을 포함한 출력전압이 과전압 설정치를 넘어서면 제어기 마이컴은 컨버터 회로의 동작을 중지하므로 마진을 고려하여  $C_o$ 는 다음을 만족하도록 선정한다.

$$V_{o,ripple} < 0.01 \times V_o \quad (25)$$

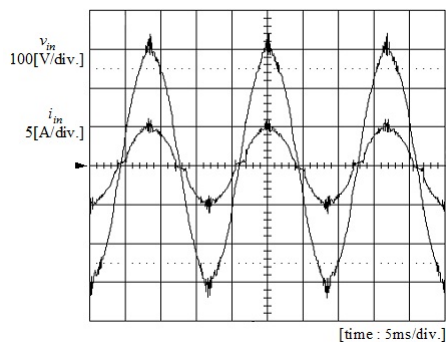
$C_o$ 의 계산치가 약 350 $\mu F$  정도 되므로, 450V 내압의 상용 캐패시터 값인  $C_o=470\mu F$ 으로 선정한다.

### 5. 실험결과

본 논문에서 제안한 PFC 컨버터의 동작특성을 실험적으로 증명하기 위하여 4절에서 기술한 내용을 근거로 프로토타입 회로를 제작하고 실험하였다. 소프트웨어 프로그램은 4.1절의 설명을 근거로 저가형 단일칩 8비트 마이컴인 PIC16C73을 이용하여 구현하였다. 그림 2의 제안한 PFC 회로 프로토타입의 각 파라미터는 4.2절에서 설계된 것을 이용하여 구현되었다. 실험의 입력전원은 전기전자 장치에서 통상적으로 이용하는 220V AC 상용전원을 이용하였다.



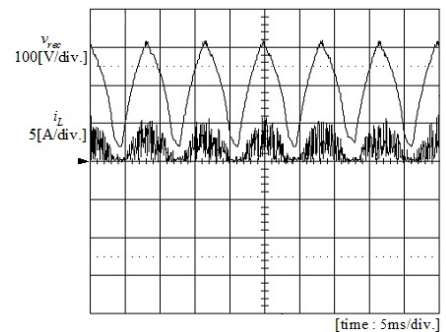
(a) 반부하



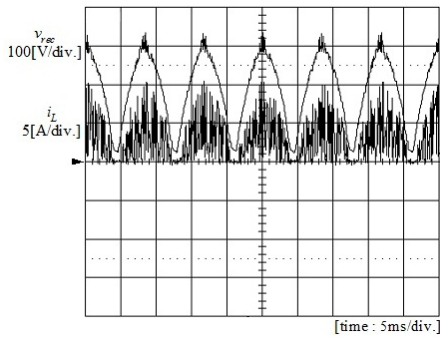
(b) 전부하

[그림 8] 제안한 PFC 컨버터의 AC 입력전압  $v_{in}$ 과 입력전류  $i_{in}$

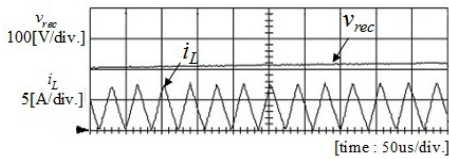
그림 8은 반부하(half load)와 전부하(full load)의 출력전력에 대한 제안한 PFC 컨버터의 AC 입력전압  $v_{in}$ 과 입력전류  $i_{in}$ 을 보인다. 각 부하에 대해서 전류의 크기만 증가할 뿐 입력전류는 동일하게 정현파 모양을 나타내었으며 역률은 단위역률이었다.



(a) 반부하



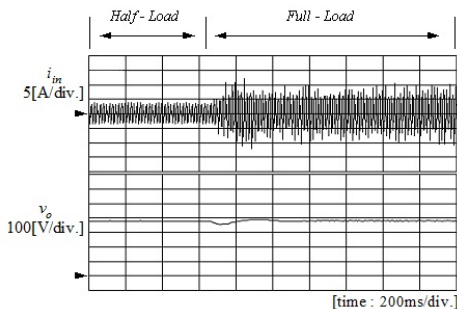
(b) 전부하



(c) 전부하 시의 미세파형

[그림 9] 제안한 PFC 컨버터의 다이오드 브리지정류회로 출력전압  $v_{rec}$ 과 인덕터전류  $i_L$

그림 9는 반부하와 전부하의 출력전력에 대한 제안한 PFC 컨버터의 다이오드 브리지정류 회로의 출력전압  $v_{rec}$ 과 인덕터전류  $i_L$ 을 보인다. 그림 9(a)와 (b)는 각 부하조건에 따라 인덕터전류의 크기가 달라지면서도 임계전류도통모드로 잘 동작함을 보이고 있다. 그리고 그림 9(c)는 전부하 시의 미세파형을 보이는 것으로 제안한 컨버터가 정확하게 임계전류도통모드로 동작하고 있음을 보인다.



[그림 10] 제안한 PFC 컨버터의 동적응답 특성

그림 10은 제안한 PFC 컨버터의 정상상태 부하가 반부하에서 전부하로 스텝 형태로 변할 때의 동적응답을 보인다. AC 입력전류  $i_{in}$ 의 크기가 부하가 변하는 시점에

변화하며 출력전압  $v_o$ 가 잠시 과도상태를 거친 후 기준전압으로 안정되게 출력되는 것을 볼 수 있다.

## 6. 결론

본 논문에서는 DC-DC 부스트 컨버터 토폴로지를 이용하여 임계전류도통모드로 동작하는 디지털제어 단상 PFC 컨버터를 제안하였다. 제안한 컨버터는 마이컴을 이용하여 PFC 컨버터를 제어하고 컨버터의 인덕터전류를 임계도통모드로 동작하게 하였다. 그래서 제안한 컨버터의 회로구조는 간단해졌고, 컨버터는 더욱 효과적으로 동작하였다. 이를 위하여, 먼저 본 논문은 제안한 컨버터의 동작원리를 설명하고 회로를 해석하였다. 그리고 제안한 컨버터의 구현방법을 소프트웨어와 회로설계 부분으로 구분하여 구체적인 설계예와 함께 설명하였다. 또한 설계된 프로토타입 컨버터의 실험결과를 통하여 제안한 컨버터가 단상 PFC 컨버터로서 좋은 동작특성을 가지고 있음을 보였다.

## 참고문헌

- [1] 유제근, 최명일, 박치현, 손재현, “고조파 전류가 배선용 차단기에 미치는 영향,” 한국산화기술학회 논문지, vol. 9, no. 1, pp. 53-58, 2008.
- [2] Limits for Harmonic Current Estimations (Equipment Input Current < 16A Per Phase), IEC/EN61000-3-2, 1995.
- [3] R. Redl, “Power-factor correction in single-phase switching-mode power supplies-An overview,” Int. J. Electron., vol. 77, pp. 555-582, May 1994.
- [4] L. Balogh and R. Redl, “Power-factor correction with interleaved boost converters in continuous-inductor mode,” in Proc. Applied Power Electronics Conf., pp. 168-174, 1993.
- [5] B. J. Patella, A. Prodic, A. Zirger, and D. Maksimovic, “High-frequency digital controller IC for dc/dc converters,” IEEE Trans. Power Electron., vol. 18, no. 1, pp. 438-446, Jan. 2003.
- [6] A. V. Peterchev, J. Xiao, and S. R. Sanders, “Architecture and IC implementation of a digital VRM controller,” IEEE Trans. Power Electron., vol. 18, no. 1, pp. 356-364, Jan. 2003.
- [7] 정강률, “단일칩 마이크로컨트롤러를 이용한 간단한 디지털 LCD 백라이트 인버터,” 한국산화기술학회 논



- 문지, vol. 11, no. 2, pp. 461-468, 2010.
- [8] A. De Castro, P. Zumel, O. Garcia, T. Riesgo, and J. Uceda, "Concurrent and simple digital controller of an AC/DC converter with power factor correction," IEEE Trans. Power Electron., vol. 18, no. 1, pp. 334-343, Jan. 2003.
- [9] M. Fu and Q. Chen, "A DSP based controller for power factor correction (PFC) in a rectifier circuit," in Proc. IEEE Appl. Power Electron. Conf. (APEC'01), Anaheim, CA, Mar. 2001, pp. 144-149.
- [10] Y. T. Feng, G. L. Tsai, and Y. Y. Tzou, "Digital control of single switch flyback PFC ac/dc converter with fast dynamic response," in Proc. IEEE Power Electron. Spec. Conf. (PESC), 2001, pp. 1251-1256.
- [11] D. Van de Sype, K. De Gusseme, A. Van den Bossche, and J. Melkebeek, "A sampling algorithm for digitally controlled boost PFC converters," IEEE Trans. Power Electron., vol. 19, no. 3, pp. 649-657, May 2004.
- [12] M. Gotfryd, "Ways of operation of pulse circuit for power factor correction," in Proc. 18th National Conf. Circuit Theory and Electronic Circuits, Poland, Oct. 25-27, 1995, pp. 115-119.

---

**정 강 루**(Gang-Youl Jeong)

[정회원]



- 1997년 2월 : 영남대학교 전기공학  
학과 (공학사)
- 1999년 2월 : POSTECH 전자전  
기공학과 (공학석사)
- 2002년 8월 : POSTECH 전자전  
기공학과 (공학박사)
- 2003년 3월 ~ 현재 : 순천향대  
학교 전자정보공학과 부교수

<관심분야>

고급전원장치, 신재생에너지 전원장치, 전동기제어