

인버터 에어컨 시스템의 역률보상을 위한 AC-DC 컨버터 제어

AC-DC Converter Control for Power Factor Correction of Inverter Air Conditioner System

박귀근, 최재원*
(Gwi Geun Park and Jae Weon Choi)

Abstract : In this paper, we propose a new AC-DC converter control method to comply with harmonics regulation(IEC 61000-3) effective for the inverter system of an air conditioner whose power consumption is less than 2,500W. There are many different ways of AC-DC converter control, but this paper focuses on the converter control method that is adopting an input reactor with low cost silicon steel core to strengthen cost competitiveness of the manufacturer. The proposed control method controls input current every half cycle of the line frequency to get unit power factor and at the same time to reduce switching loss of devices and acoustic noise from reactor. This kind of converter is known as a Partial Switching Converter(PSC). In this study, theoretical analysis of the PSC has been performed using Matlab/Simulink while a 16-bit micro-processor based converter has been used to perform the experimental analysis. In the theoretical analysis, electrical circuit models and equations of the PSC are derived and simulated. In the experiments, micro-processor controls input current to keep the power factor above 0.95 by reducing the phase difference between input voltage and current and at the same time to maintain a reference DC-link voltage against voltage drop which depends on DC-link load. Therefore it becomes possible to comply with harmonic regulations while the power factor is maximized by optimizing the time of current flow through the input reactor for every half cycle of line frequency.

Keywords : PSC(Partial Switching Converter), AC-DC converter, inverter air conditioner

1 서론

지구 온난화 영향 및 생활수준이 높아지면서 에어컨의 보급률이 높아지고, 전력 수요가 늘어나 여러 가지 환경오염 및 지구 온난화를 가속화 시키고 있다. 지구 온난화 방지를 위해 1997년 발효된 교토의정서의 이산화탄소 규제 및 가전제품의 에너지 사용을 최소화 하려는 목적에서 고효율 제품 개발이 가속되고 있다. 특히 에어컨, 세탁기, 냉장고 등 가전제품의 고급화가 요구되고 절전제품이 출시되면서 인버터 제품의 수요가 급증하고 있다. 고효율 제품을 개발하려면 필연적으로 인버터 방식을 채택하게 되고, 에어컨에서 컴프레서 모터방식에 따라 DC 인버터, AC 인버터로 나누어지는데, 최근 들어 고효율 제품의 수요 때문에 DC 인버터 제품이 속속 등장하고 있다. 그러나 인버터 방식은 상용전원을 주파수 및 전원을 가변할 수 있도록 설계되기 때문에 필연적으로 전류의 왜곡이 발생되어 역률(power factor)이 나빠지고, 고조파(harmonics) 잡음이 발생된다. 이와 같이 역률이 나빠지게 되면 무효전력이 증가되어 전력회사는 발전소를 더 늘려야 되고 결국 지구 온난화 및 환경오염을 가속시키는 결과를 초래하게 된다.

한편 각종 전자, 전기 기기를 전력 계통에 접속할 때, 각 기기의 전원 입력 정류 회로, 위상 제어 회로, 비선형 회로,

인버터회로 등의 영향으로 고조파 잡음이 발생되고, 그 영향은 전력 계통의 설비에 접속된 기기의 오동작 및 수명에 영향을 주기 때문에 각국의 잡음에 따른 각종 규제의 주요 관심사가 되고 있다. 그 중 Harmonics Current Regulation인 IEC61000-3-2 규제[1]를 만족시키지 못하면 제품이 생산될 수 없도록 각 국에서 규제를 하고 있다. 따라서 이와 같은 제품은 반드시 고조파 전류 규제를 극복할 수 있는 제어시스템을 장착하도록 요구받게 된다.

정리해보면 지구 온난화 방지의 일환으로 에너지 소비가 많은 가전제품의 고효율화가 필요하게 되고, 그런 제품을 만들기 위해서는 필연적으로 인버터 제품이 개발되어야 하나, 단점으로 전력변환이 필요하게 되고, 고조파 잡음이 다량으로 발생하는 문제점이 발생된다. 이와 같은 문제점을 해결하려면 역률의 개선이 필요하고, 역률이 개선되면 제조사 입장에서는 추가 설계비용이 발생되는데 이 추가비용을 최소화하는 제어시스템의 설계가 필요하다[2,12].

본 논문의 AC-DC 컨버터 부분은 인버터 에어컨의 설계된 제어기의 일부이며, 이 제품에 최적화 되도록 설계하였고, 최적화된 컨버터의 성능을 확인할 수 있다. 인버터 제어시스템은 컨버터부와 인버터부로 구성되는데 그중 가장 가격 경쟁력을 갖춘 컨버터부의 역률 및 DC-Link전압을 안정화 하는 제어 방법에 대해서 다음과 같은 순서로 검증하고자 한다. 우선 2장에서는 전체 인버터 제어시스템에서 설계하고자 하는 제어부의 정의하는 부분과 고조파 전류규제에 대한 설명을 기술하고, 3장에서는 제어 회로 및 시뮬레이션, 4장에서는 회로 동작 및 제어 방법, 5장에서는 실험 검증 및 실제 제품의 시험결과를 기술하였고, 마지막으로 6

* 책임저자(Corresponding Author)

논문접수 : 2005. 10. 10., 채택확정 : 2006. 12. 13.

박귀근 : LG전자 에어컨 연구소(pgg@lge.com)

최재원 : 부산대학교 기계공학부(choijw@pusan.ac.kr)

※ 본 논문은 부산대학교의 자유과제(2년) 학술연구비 지원에 의해 수행되었음.

장에서는 결론 및 향후 과제를 언급하였다.

II. 인버터 에어컨 제어시스템과 고조파 전류 규제

1. 인버터 에어컨의 제어 구성

먼저, 본 논문의 연구배경이 되는 에어컨의 더 나은 성능 확보를 위한 대표적인 제어시스템에 대해 간략히 기술한다.

그림 1과 같은 분리형 인버터에어컨의 경우 실내기와 실외기로 구성되는데 전원 공급은 실내기에서 실외기로 통신선과 함께 4선의 연결전선이 연결된다. 이미 언급했듯이 고효율 제품으로 COP가 4.0 이상의 제품이며, 이런 제품을 설계하려면 고효율의 Brushless Direct Current Motor(BLDC)가 적용된 컴프레서를 적용해야 하며, Fan모터 역시 BLDC모터를 적용하고, 열교환기의 크기를 시스템과 잘 조화시켜야만 가능하다. 실내기에서는 실내기의 풍량, 센서, 풍향, Display, Remote Signal을 제어하기 위한 마이크로프로세서와 함께 실내기 제어가 구성되고, 실외기에서는 능력 가변을 위한 컴프레서(BLDC 모터), 열교환 능력을 가변하기 위한 실외 Fan모터(BLDC 모터), 역률 보정 및 DC Link 전압을 제어하기 위한 컨버터부 및 이를 한꺼번에 제어하기 위한 u-Processor로 구성된 실외기제어기로 구성된다. 본 논문에서는 실외기 제어시스템 중 컨버터 부분만 언급하도록 한다. 특히 컴프레서의 모터가 Induction Motor(IM), Synchronous Reluctance Motor(SynRM), BLDCM 등이 적용되는데 이중 에너지 효율이 가장 높은 BLDC 모터 적용이 점차 증가하고 있다. 또한 고급제품일수록 회로류 자석을 이용한 BLDC 모터가 장착된 컴프레서를 적용한 고효율 제품이 등장하고 있다.

그림 1은 실제 분리형 인버터 에어컨에 적용한 사례이며, 고효율 제품을 설계하기 위해서 실내기의 BLDC Fan모터와 실외기의 BLDC Fan모터, 그리고 BLDC 컴프레서 모터가 적용되어 있음을 보여준다.

2. IEC 61000-3-2 요약

민생기기인 인버터 에어컨은 IEC 61000-3-2 규약에 따르면 Class A에 해당되며, 본 논문에서는 16A 이하의 제품에서의 고조파전류 제한에 대해서 분석하여 규제를 통과할 수 있는 역률을 다음과 같이 분석하였다.

Class A에 대한 기수, 우수의 최대 허용 고조파전류는 표 1과 같다. 3차 고조파의 허용전류가 2.3A이므로 기본파의 소비전력이 600W 이하에서 규격에 문제가 되지 않음을 알 수 있다. 역률은 (1)에서 보듯이 전류의 기본파 성분 I_1 과 전체 전류 I_t 의 비율로 표시할 수 있다.

$$PF = \frac{I_1}{I_t} = \frac{I_1}{\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2}} = \frac{I_1}{\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2}} \quad (1)$$

그림 2는 (1)과 표 1을 사용하여 환경규제를 만족하는 최소 역률을 전체 전류의 크기에 따라 표시하였다. 그림 2에서 보듯이 환경규제를 통과하기 위해서는 전체 부하전류에 대한 역률을 만족해야하는 그래프로 입력전류가 7A 정도의 부하에서 최소 95% 이상의 역률을 만족해야만 한다. 또한 16A 이상의 부하에서는 최소 98% 이상의 역률을 만족해야 하므로 어떤 방식의 역률보정 방식을 적용해야 하는지 판단 가능해진다.

표 1. Class A 제품의 고조파 제한전류.

Table 1. Limits for class-A equipment.

Harmonic order n	Maximum permissible harmonic current A
Odd harmonics	
3	2.30
5	1.14
7	0.77
9	0.40
11	0.33
13	0.21
$15 \leq n \leq 39$	$0.15 \frac{15}{n}$
Even harmonics	
2	1.08
4	0.43
6	0.30
$8 \leq n \leq 40$	$0.23 \frac{8}{n}$

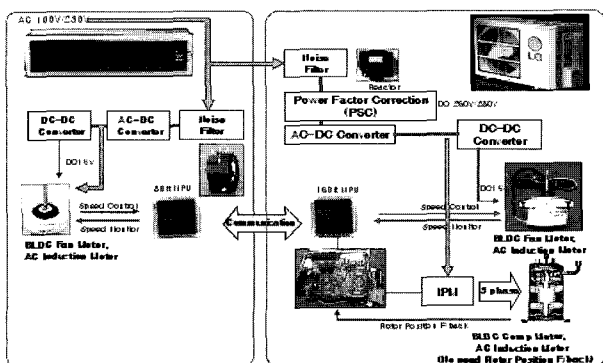


그림 1. 분리형 인버터 에어컨의 제어 시스템.
Fig. 1. Control system of split inverter air conditioner.

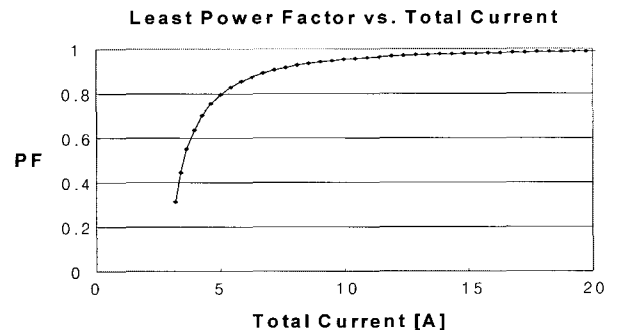


그림 2. 고조파 규제대응 위한 총합전류에 따른 대비 최소 역률.
Fig. 2. Minimum power factor vs. total input current for environmental regulations.

III. PSC 구성 및 동작원리

1. PSC 시스템 구성

AC-DC 컨버터를 제어하기 위해 마이크로프로세서와 전력변환 소자들을 그림 3과 같이 구성하였다. 마이크로프로세서는 8bit 또는 16bit 급 마이크로프로세서를 사용하면 되고, 제어 구성 요소로는 입력전압의 위상을 감지할 수 있는 Input Voltage Zero Crossing Point의 인터럽트신호, 평활 캐패시터의 출력인 Vdc의 전압 및 입력전류 Is를 감지할 수 있는 A/D Port가 필요하다. 그리고 PSCM(Partial Switching Converter Module)의 순간 과전류 (DC Peak Current)시 발생하는 Fault 신호를 감지하는 Port가 필요하다. 또한 컨버터 제어 알고리즘에 의해서 Switching Device(IGBT)를 구동하는 PWM 출력 Port를 갖추면 제어가 가능하다.

한편, 컨버터 구성요소는 비교적 저렴하고, 상용전원 주 파수로 사용가능한 철심코어 (규소강판)의 리액터와 전파정류를 위한 Bridge Diode와 IGBT 2개와 보호회로로 구성된 PSCM(Partial Switching Converter Module)과 평활용 캐패시터로 구성된다. 여기서 Shunt 저항은 IGBT의 Ic(Collector Current)의 피크전류를 감지하여 IGBT가 손상되는 것을 방지하기 위해서 설계되었다.

제어기의 입력 수단으로 전원 전압의 Zero Crossing Point를 감지하는 회로, 평활 캐패시터의 DC-Link 전압을 분압시켜 환산하여 현재의 DC-Link 전압을 감지하는 회로, 그리고 에어컨 시스템의 전체 부하 전류를 판단하는 전류감지회로, 입력전압을 감지하는 회로로 구성하였으며, 출력 수단으로 최종 내부 제어알고리즘에서 결정된 IGBT의 스위칭시간을 결정하여 최종 PWM 신호를 출력한다.

2. 회로 동작 설명

그림 4와 같이 전류루프 I는 인가된 전원전압의 +영역에서 IGBT off 구간일 때 Diode를 통해서 평활 캐패시터와 부하 (Inverter + Comp. Motor)에 흐른다. 이는 일반적인 전파 정류 Diode Bridge와 동일하다. 이때는 IGBT는 off이므로 아무런 역할을 하지 않는다.

그림 5는 인가 전원전압의 -영역에서 IGBT off 구간일 때 리액터와 다이오드를 통해서 평활 캐패시터와 부하 (Inverter + Comp. Motor)로 흐르는 전류 루프 II를 나타내었다. 그림 4와 마찬가지로 IGBT는 아무런 역할을 하지 않고 단순한 다이오드 정류기로 동작되고 있는 상태이다.

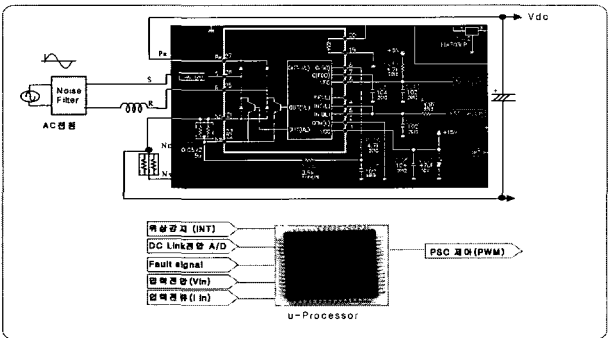


그림 3. 제안된 컨버터 제어 블럭도.
Fig. 3. Control block diagram of the proposed converter.

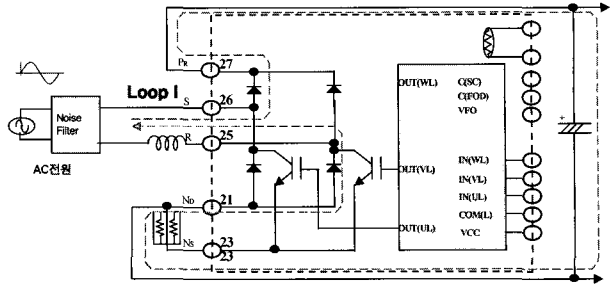


그림 4. 전류 루프 I : IGBT off 상태 및 Vs > 0.
Fig. 4. Current loop I : IGBT off state and Vs > 0.

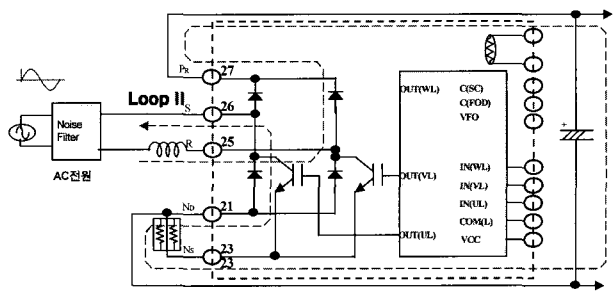


그림 5. 전류 루프 II : IGBT off 상태 및 Vs < 0.
Fig. 5. Current loop II : IGBT off state and Vs < 0.

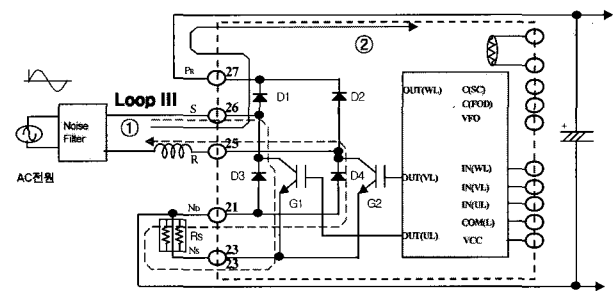


그림 6. 전류 루프 III : IGBT on-off 상태 및 Vs > 0.
Fig. 6. Current loop III : IGBT on-off state and Vs > 0.

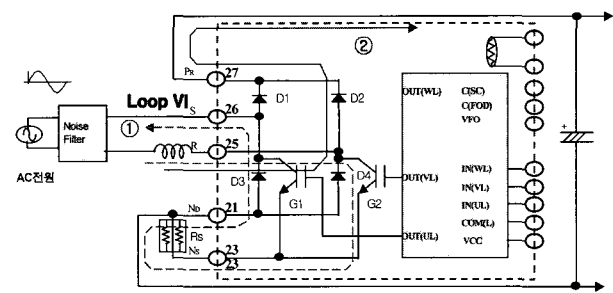


그림 7. 전류 루프 IV : IGBT on-off 상태 및 Vs < 0.
Fig. 7. Current loop IV : IGBT on-off state and Vs < 0.

그림 6의 전류루프 III은 인가된 전원전압이 +영역에서 IGBT on구간(1)과 IGBT off구간(2)이 존재한다. 먼저 IGBT on구간(1)일 때는, IGBT G1과 Shunt 저항 Rs를 통과한 다음 Diode D4를 거쳐 리액터 L로 전류가 흐르는 모드이며, 리액터에는 전류에 의해 자기 에너지가 쌓이고 있다. 이때

IGBT G1을 off시키면 리액터의 역기전력에 의해 전류는 다이오드 D1을 통해 캐패시터에 충전되게 된다.

그림 7은 인가된 전원전압의 -영역에서 IGBT on구간(1)과 IGBT off구간(2)의 전류를 표시하고 있다. 먼저 IGBT on구간(1)일 때는, IGBT G2와 Shunt 저항 Rs를 통과한 다음 Diode D3을 거쳐 리액터 L로 전류가 흐르는 모드이며, 이때 IGBT G2를 off시키면 리액터의 역기전력에 의해 전류는 다이오드 D2을 통해 캐패시터에 충전되게 된다.

그림 8은 전원전압 한 주기 동안의 입력전류를 표시하였다. Mode I은 다이오드와 IGBT가 모두 off 상태여서 전류가 흐르지 않는 상태이다. Mode II는 IGBT G1을 on하여 리액터에 전류가 쌓이고 있는 구간이며, 그림 6의 전류루프 III의 (1)상태와 동일하다. Mode III은 IGBT G1을 off하여 리액터에 흐르던 전류가 다이오드 D1을 통해 캐패시터로 충전되고 있는 구간이며, 그림 6의 전류루프 III의 (2)상태를 거쳐 그림 4의 전류루프 I로 전이하게 된다. Toff시간 이후는 일반 다이오드 정류기와 마찬가지로 Vdc의 전압이 입력 전원전압보다 높아서 다이오드가 꺼지면서 더 이상 전류가 흐르지 않는 상태를 표시한다. 전원전압이 -인 경우에도 앞에서 설명한 것과 동일하게 동작한다.

제안한 부분스위칭 컨버터(PSC)는 그림 8과 같이 이상적인 입력전류는 Is(기본파)처럼 되어야 하나, 전원주파수의 반주기에 한 번의 스위칭으로 IGBT를 on-off 하여 전류를 제어하므로 완전한 정현파로는 제어가 힘들며 Is(실제전류)처럼 나타나게 된다. 그러나 PSC가 없는 다이오드 정류기와 비교하면 역률이 향상되고 고조파가 많이 줄어든 전류 파형이 생성되는 것을 알 수 있다.

제어 방법은 IGBT의 동작을 어떻게 결정하느냐가 중요한 기준이 되는데 본 논문에서는 전원전압의 Zero Crossing Point에서 전류가 리액터와 IGBT를 통하여 흐르기 시작하는 지연 시간 Td(IGBT가 켜지는 순간)와, 전류가 리액터와 IGBT를 통하여 흐르는 시간 Ton(IGBT가 꺼지는 순간), IGBT가 꺼지고 전류가 다이오드를 통하여 DC-Link 커패시터로 흐르는 시간 Toff(다이오드가 꺼지는 순간)에 의해 목표 역률 및 DC Link전압, 리액터의 용량, 캐패시터 용량 등이 결정되는 중요한 요소이다. 본 논문에서는 Td, Ton과 컨버터 시스템간의 상호 관계를 시뮬레이션을 통하여 확인한 후 시스템을 설계하였다.

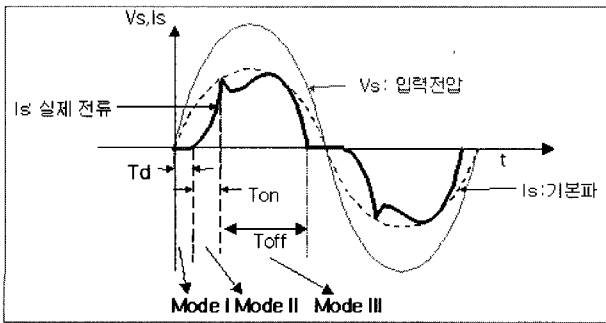


그림 8. 제안된 제어 개념 및 전류 파형.
Fig. 8. Proposed control concept of converter & current waveform.

IV. PSC의 수학적 모델링과 시뮬레이션

1. PSC(Partial Switching Converter)의 수학적 모델링

그림 9는 PSC의 제어부를 제외한 전력 회로도이다. PSC의 수학적 모델은 그림 8의 Mode I, II, III에 따라 각각 다른 모델로 근사화된다.

1.1 MODE I: $0 \leq t \leq t_d$ 구간

Mode I의 등가회로를 구하면 그림 10과 같다. 이 구간에서는 입력 전원전압이 Vdc 전압보다 낮으므로 다이오드가 off 상태이며 IGBT도 off이므로 전류가 전혀 흐르지 않는 구간이며, 단지 충전된 캐패시터 용량에 의해 부하전류 IL에 의해 방전만 일어나는 구간이다. 각각을 해석해보면 입력전류(is)는 0이며, 인가되는 입력전압(vs)은 (1)과 같이 된다. 이때 vc전압은 초기충전 되어있던 Vdc에서 부하전류만큼 방전하여 (3)과 같이 되며 이 식을 적분하여 vc에 관한 (4)를 구한다.

$$v_s(t) = V_s \cdot \sin \omega t \tag{1}$$

$$I_s(t) = 0 \quad \text{for } 0 \leq t \leq t_d \tag{2}$$

$$C \frac{dv_c}{dt} = -I_L \tag{3}$$

$$v_c(t) = \int_0^t \frac{-I_L}{C} dt = \frac{-I_L}{C} \cdot t + V_{dc} \tag{4}$$

1.2 MODE II: $t_d < t \leq t_{on}$ 구간

이 구간에서는 IGBT를 통하여 리액터에 에너지가 충전되고 있지만 다이오드는 off상태이므로 캐패시터와는 분리된 회로로 표시되어 등가회로는 그림 11과 표시된다. 이 구

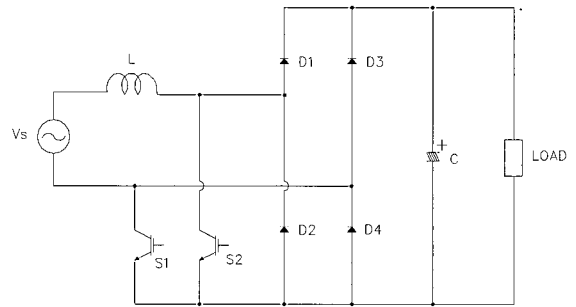


그림 9. 제안된 AC-DC 컨버터의 회로.
Fig. 9. Circuit diagram of proposed AC-DC converter.

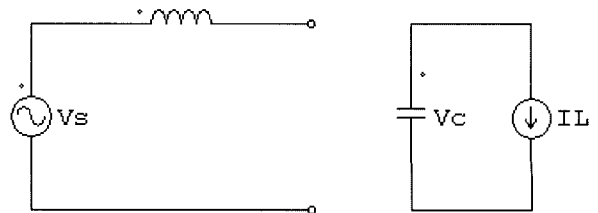


그림 10. 모드 I의 등가회로.
Fig. 10. Equivalent circuit of mode I.

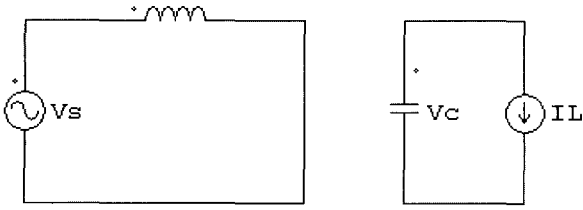


그림 11. 모드 II의 등가회로.
Fig. 11. Equivalent circuit of mode II.

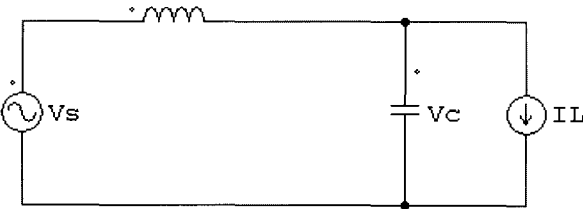


그림 12. 모드 III의 등가회로.
Fig. 12. Equivalent circuit of mode III.

간에서는 실제 리액터에 충전되는 전류의 양은 Ton시간에 비례한다. 여기서 입력전류(is)는 (5)를 적분하여 (6)과같이 구할 수 있으며, 커패시터의 전압(vc)은 (7)와 같다.

$$L \frac{di_s}{dt} = v_s \quad (5)$$

$$i_s(t) = \frac{1}{L} \int_{t_d}^t V_s \cdot \sin \omega t dt = \frac{V_s}{L\omega} [\cos \omega t_d - \cos \omega t] \quad (6)$$

for $t_d < t \leq t_{on}$

$$v_c(t) = \int_{t_d}^t \frac{-I_L}{C} dt = \frac{-I_L}{C} (t - t_d) + v_c(t_d) \quad (7)$$

$= -\frac{I_L}{C} \cdot t + V_{dc}$ for $t_d < t \leq t_{on}$

1.3 MODE III: $t_{on} < t \leq t_{off}$ 구간

이 구간은 IGBT가 off되어 리액터에 충전되었던 에너지가 다이오드를 통해 DC-Link 커패시터로 넘어가는 구간으로, 다이오드를 무시하면 등가회로는 그림 12와 같다. 이 등가회로는 리액터 전류(is)와 커패시터 전압(vc)의 2개의 상태(state)가 서로 종속되어 있기 때문에 (8)을 이용하여 상태방정식으로 다시 표현하면 (9)와 같이 나타낼 수 있다.

$$v_s = L \frac{di_s}{dt} + v_c, \quad i_s = C \frac{dv_c}{dt} + I_L \quad (8)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{di_s}{dt} \\ \frac{dv_c}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-1}{L} \\ \frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ v_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} v_s + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{-1}{C} \end{bmatrix} I_L \quad (9)$$

여기서,

$$\bar{x} = \begin{bmatrix} i_s \\ v_c \end{bmatrix}, \quad A = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-1}{L} \\ \frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{-1}{C} \end{bmatrix}$$

로 정의하여 정리하면 다음과 같다.

$$\dot{\bar{x}} = A\bar{x} + B\bar{u} + C\bar{w} \quad (10)$$

(10)을 (11), (12)와 같이 라플라스 변환을 취한 후 정리하고, 다시 역 라플라스 변환을 취하여 해를 구하면 입력전류(is)와 커패시터의 전압(vc)는 (13), (14)와 같이 각각 구해진다.

$$X(S) = (SI - A)^{-1}BU(S) + (SI - A)^{-1}CW(S) + (SI - A)^{-1}X(t_{on}) \quad (11)$$

$$X(S) = \frac{1}{s^2 + \frac{1}{LC}} \begin{bmatrix} s & \frac{-1}{L} \\ \frac{1}{C} & s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \frac{V_s}{s^2 + \omega^2} [w \cdot \cos \omega t_{on} + s \cdot \sin \omega t_{on}] \quad (12)$$

$$+ \frac{1}{s^2 + \frac{1}{LC}} \begin{bmatrix} s & \frac{-1}{L} \\ \frac{1}{C} & s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{-1}{C} \end{bmatrix} \frac{I_L}{s}$$

$$+ \frac{1}{s^2 + \frac{1}{LC}} \begin{bmatrix} s & \frac{-1}{L} \\ \frac{1}{C} & s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s(t_{on}) \\ v_c(t_{on}) \end{bmatrix}$$

$$i_s(t) = a \frac{V_s}{L} w \cdot \cos \omega t_{on} \cdot [\cos \omega_0 t - \cos \omega t] \quad (13)$$

$$+ a \frac{V_s}{L} w \cdot \sin \omega t_{on} [w \cdot \sin \omega t - \omega_0 \cdot \sin \omega_0 t]$$

$$+ I_L(1 - \cos \omega_0 t)$$

$$+ i_s(t_{on}) \cdot \cos \omega_0 t - \frac{v_c(t_{on})}{L\omega_0} \sin \omega_0 t$$

$$V_c(t) = V_s w_0^2 \cdot w \cdot a \cdot \cos \omega t_{on} [\frac{1}{w_0} \sin \omega_0 t - \frac{1}{w} \sin \omega t]$$

$$+ w_0^2 V_s a \cdot \sin \omega t_{on} [\cos \omega_0 t - \cos \omega t] \cos \omega_0 t$$

$$- \frac{I_L}{Cw_0} \sin \omega_0 t + \frac{i_s(t_{on})}{Cw_0} \sin \omega_0 t + v_c(t_{on}) \quad (14)$$

여기서, $w_0 = \sqrt{\frac{1}{LC}}$, $a = \frac{1}{w^2 - w_0^2}$ 이다.

2. PSC(Partial Switching Converter) 시뮬레이션

4.1절에서 구해진 시스템에 대하여 다음의 조건들을 변화시켜 가며 최적의 조건을 찾아 수행한 결과는 다음과 같다. 역률의 최적점을 찾기 위하여 Matlab을 이용하여 컴퓨터 시뮬레이션을 수행한 결과이다.

- 조건: IGBT Turn On 전기각을 가변시켰을 경우
- 입력전압(Vs) : AC230V, 60Hz
- Reactor 용량 : 26.8mH
- Capacitor 용량 : 680uF * 3
- 부하 전류 (Load) : 9A
- 목표 DC Link 전압 : DC280V
- Toff : 10도
- Ton : 32, 35, 40, 45, 50, 55도

그림 13의 결과를 통하여 최적 역률의 전기각이 45도임을 알 수 있다. 그리고 스위치를 동작하지 않을 때와 동작할 때를 연결하여 약 350msec동안 시뮬레이션을 수행하였다. 그림 14와 같이 각 시간에서 역률(PF), THD, Vdc를 동시에 볼 수 있다.

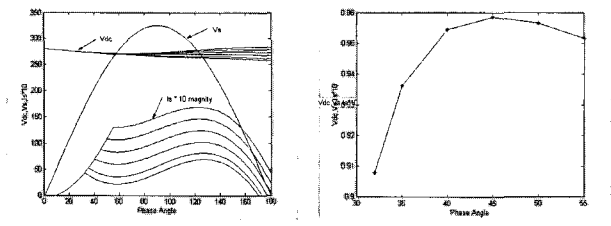


그림 13. vs, is, vdc, PF 파형 및 부하전류(5,7,9,11,13,15A).
 Fig. 13. vs, is, vdc, PF waveform vs. load current(5,7,9,11,13, 15A).

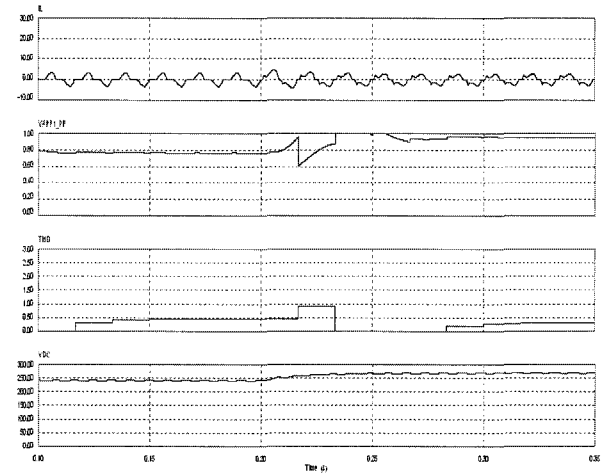


그림 14. Is, P.F, THD, Vdc 파형.
 Fig. 14. Waveforms of is, P.F, THD, Vdc.

V. 회로 동작 및 제어 방법

1. PSC(Partial Switching Converter) 제어 개념

그림 8과 같이 역률을 높이려면 전압과 전류의 위상차이가 좋아지도록 제어를 해야 한다. 그러나 실제 제품 상태에서 전원 전압은 입력전압이 정격의 전압 $\pm 15\%$ 정도로 변화가 심하고, 특히 에어컨의 부하는 최소, 최대의 차이가 크므로 안정적으로 제어하기가 쉽지 않다. 특히 컴프레서가 목표 주파수로 동작하기 위해서는 컨버터의 DC전압이 무엇보다 안정화가 필요한데 이와 같은 요소를 만족하도록 제어하는 것이 중요하다. 결국 제어기는 입력전압의 가변, 부하 변동에 능동적으로 대응할 수 있어야 하며, DC Link 전압을 일정하게 유지시킬 수 있도록 설계되어야 한다.

그림 8에서 Td 시간은 IGBT를 Zero Crossing Point로부터 Off 시간을 말하며 이 부분은 실제 부하 변동에 따라 그 시간이 변동되게 된다. 즉 부하가 작은 경우는 Td 시간이 길어지고, 부하가 큰 경우는 반대가 되게 제어하는 것이 역률을 향상시킬 수 있다. Ton시간은 실제 IGBT가 turn on되는 시간을 말하며, 이 시간 목표 DC-Link 전압에 따라 가변되게 설계하여야 한다. 통상의 경우 부하가 커지면 DC Link 전압이 낮아지게 되는데 이때 목표 DC-Link 전압과 오차가 발생되기 때문에 Ton시간이 커지도록 하여 리액터에 에너지 축적량이 커지도록 제어한다. 그렇게 되면 boost되는 전압이 커져 목표 DC-Link 전압을 맞출 수 있게 된다.

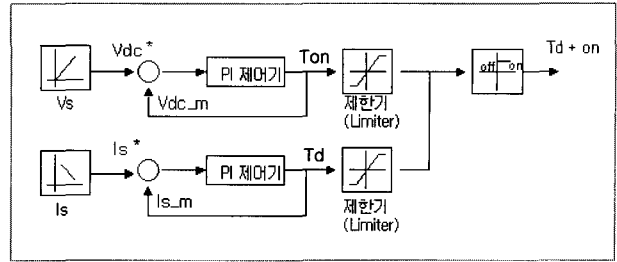


그림 15. 제안된 PSC제의 제어 블럭도.
 Fig. 15. Control block diagram of proposed PSC control.

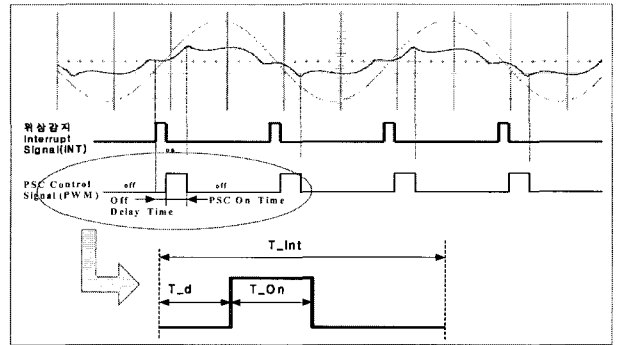


그림 16. PSC의 제어 방법.
 Fig. 16. Control method of PSC.

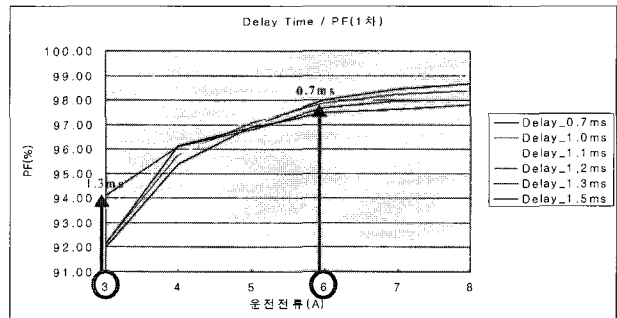


그림 17. 시간지연 및 부하 전류에 따른 역률.
 Fig. 17. Power factor with time delay vs. load current.

본 논문에서는 그림 15의 제어 개념으로 프로그램 되었다. 목표 Vdc 전압은 입력전압(Vs)에 비례하여 결정되고, 이 목표 전압(Vdc)과 현재 측정전압(Vdc_m)을 맞추기 위해 Ton시간이 PI 제어기를 이용하여 제어기능이 수행된다. 한편 입력전류(Is)에 따라 반비례적으로 목표 전류(Is)와 측정 전류(Is_m) 통하여 Td시간이 PI 제어를 통하여 제어되며, 최종 2개 시간이 합쳐져 최종 IGBT를 동작시키게 된다.

2. PSC(Partial Switching Converter) 제어 방법

그림 16과 같이 우선 상용 전원주파수의 위상의 감지가 필요하다. 각 전원주파수의 Zero Cross Point를 감지하여 위상의 시작점을 판단해야 하며, 스위치를 구동시키기 위하여 Zero Cross Point에서 시간지연을 제어하는 Toff 타이머와 스위치가 on하는 Ton 타이머를 두어 제어한다. Ton시간은 실제로 리액터에 강제로 스위칭 하여 전류를 흐르게 하며,

이 전류 변화분 (ΔI)의 크기에 따라 실제 부스트하는 전압이 결정된다. 따라서 이 Ton 시간에 따라 Vdc 전압에 영향을 주는 요소이다.

그림 17과 같이 운전 전류에 따라 Td 시간이 역률에 영향을 주는 것을 그래프를 통해 알 수 있다. 소비전력이 작은 경우, 즉 운전전류가 작은 경우에는 Td 시간이 길어져야 하고, 운전전류가 큰 경우는 반대로 작아지는 방향으로 제어가 되어야만 최적의 역률을 얻을 수 있게 된다. 본 논문에서는 운전 전류에 따른 Regression을 유추하여 제어기능을 수행하였다.

VI. 실험 검증 및 결과분석

본 논문에서 적용되는 PSC 모듈은 반도체 제작사와 같이 공동개발 되었으며, 실제 이와 같은 모듈 형태로 상용화를 하였다. 실제 시험검증은 아래와 같은 조건으로 실시되었다.

실제 IGBT에 흐르는 Collect 전류의 크기를 소비전력이 약 2,500W 조건에서 $0.35 V/25 * 10^{-3} = 14A$ 의 전류가 흐르는 것을 그림 18에서 확인할 수 있다. 그림 19는 PSC 모듈의 DC 피크전류 감지가 정확하게 되는지를 검증한 결과 그래프이다. OC(Over Current) 신호(fault signal)가 발생되는 약 0.44V로 실제 IGBT의 collect 전류가 17.6A가 감지되어 안전장치가 작동되어 부품의 파손을 미연에 방지하도록 하였다. 또한 방열이 안 되는 조건 (실외 fan blocking)으로 Tc=134도에서 안정적으로 동작되는 것을 검증하였다.

그림 20은 또 다른 반도체 회사와 좀 더 염가의 PSCM

- * 입력 전압 $V_s = AC230V$
- * 입력 전원 주파수 $f_s = 50Hz \text{ or } 60Hz$
- * 입력 소비전력 $P_s = 2,500W$
- * 평활 캐패시터용량 $C = 560\mu F * 3$
- * 리액터의 인덕턴스 용량 $L = 26.8mH$
- * Shunt 저항 $R_{sh} = 25m\Omega$

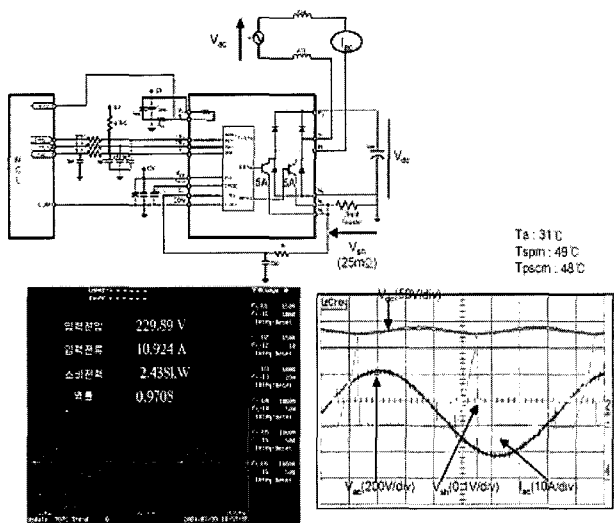


그림 18. 각 파트 I의 테스트 검증.
Fig. 18. Test verification of each part I.

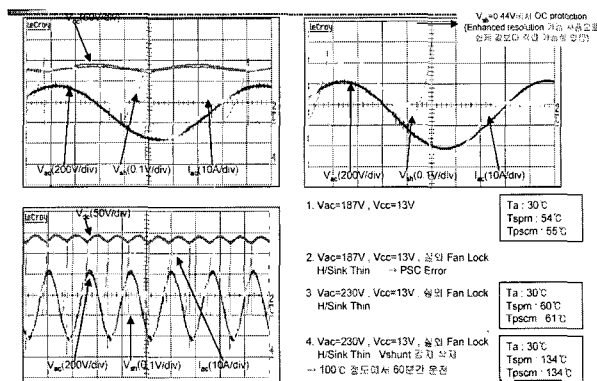


그림 19. 각 파트 II의 테스트 검증.
Fig. 19. Test verification of each part II.

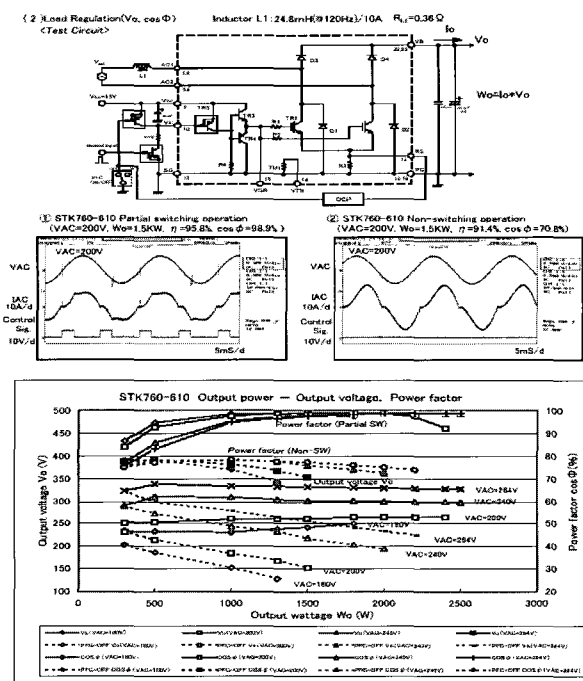


그림 20. 각 파트 III의 테스트 검증.
Fig. 20. Test verification of each part III.

을 설계하면서 검증한 자료로 부하별, 입력전압, 출력전압, 그리고 효율 등을 시험 평가한 결과이다.

실제 실험결과들로서, 그림 21, 22는 결론적으로 Toff 시간을 부하에 따라 최적화시켰을 경우의 역률을 도시하고 있다. 전자의 전압, 전류의 파형은 전원 주파수가 60Hz의 경우, 인가전압이 가변되더라도 최소 역률이 95% 이상이 됨을 알 수 있다.

그림 22의 파형은 동일 조건에서 전원 주파수가 50Hz 인 경우 최적화된 역률이 대부분 인가 전압 영역에서 95% 이상을 유지함을 보여 준다.

그림 23은 실제 고조파 전류 규제를 실제 시험장비 및 제품을 보여주고 있다.

그림 24는 각 고조파의 차수별 Limit 전류와 실제 제품의 고조파를 도시하고 있으며, 규제의 통과 여부를 보여 준다.

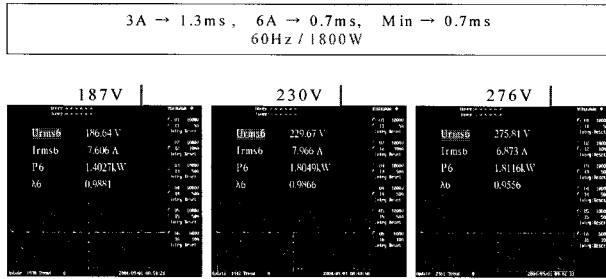


그림 21. 시간지연에 따른 최적 역률(60Hz).
Fig. 21. Optimized power factor according to time delay(60Hz).

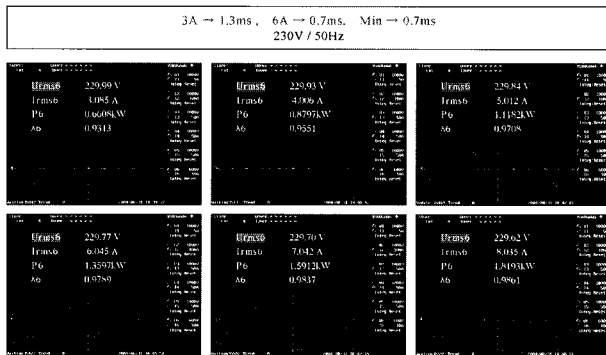


그림 22. 지연시간에 따른 최적 역률(50Hz).
Fig. 22. Optimizing power factor according to delay time(50Hz).



그림 23. 에어컨의 고조파 규제 테스트.
Fig. 23. Harmonic test of air conditioner.

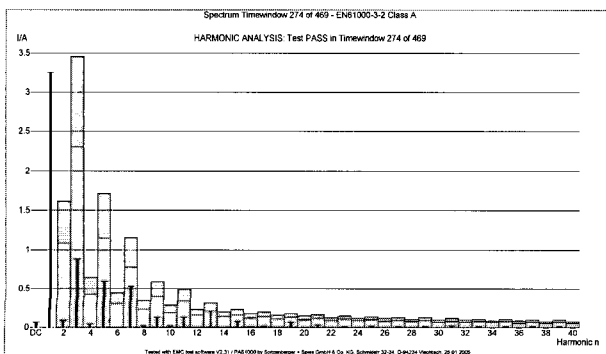


그림 24. 에어컨의 고조파 테스트 결과.
Fig. 24. Result of harmonic for air conditioner.

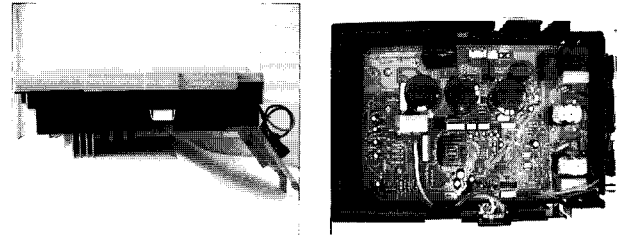


그림 25. 인버터 에어컨의 제어기.
Fig. 25. Controller of inverter air conditioner.

그리고 위의 그림 25는 개발되어 실제 적용되었던 분리형 인버터 에어컨의 제어기를 도시한 것이다.

VII. 결론 및 향후 과제

본 논문에서는 단상 전원을 이용하는 인버터 시스템에서 AC-DC 컨버터의 새로운 개념의 신뢰성 있는 컨버터를 설계하고 시뮬레이션 및 실험을 통하여 성능을 검증하였다. 특히 컨버터부를 반도체 메이커와 공동연구를 통하여 새로운 개념으로 컨버터부를 모듈화하여 제품의 신뢰성을 높일 수 있도록 개발하였다.

본 논문의 결과를 요약하면 다음과 같다.

- 1) 입력전압과 입력주파수가 다르더라도 자동으로 최적의 power factor가 유지될 수 있도록 알고리즘을 구현하였다.
- 2) 고조파전류 규제와 가격 경쟁력을 확보할 수 있는 최적의 경쟁력을 갖는 power factor correction controller를 실현하였다.
- 3) 저가의 규소강판의 reactor 최적화 방법을 제시하였다.
- 4) DC Link 전압을 입력 전압에 따른 정전압이 될 수 있도록 제어할 수 있는 제어개념을 제시하였다.
- 5) Harmonic current 규제를 통과할 수 있는 최소의 power factor를 제시하였다.
- 6) 실제 harmonics 규제를 통과할 수 있도록 95% 이상의 power factor를 실현하였다.

한편, 소비전력이 2,500W 이상의 제품에서는 본 논문에서 제시한 부분 스위칭 방식 (PSC 방식)으로는 고조파 전류규제 통과에 난점이 있다. 또한 지나치게 규소강판 core size가 커져 무게, 발열의 문제와 더불어 가격 경쟁력에서 취약한 면이 있어 한계가 있다. 따라서 향후 연구과제로 이와 같은 문제점을 해결하기 위해서는 고속 스위칭 (20KHz ~ 40KHz) 방식인 PFC방법 중의 하나인 Boost 방식의 PFC 방식기반 제어시스템의 개발하고자 한다.

참고문헌

- [1] International Standard IEC 61000-3-2, "Limit for harmonic current emissions(equipment input current 16A per phase)," Edition 2.2, 2004.
- [2] I. Suga, M. Kimata, Y. Ohnishi, and R. Uchida, "New switching method for single-phase AC to DC converter," TH0406-9/93, *Proceedings of the IEEE Power Conversion Conference*, Conference Record of the 19-21 April, pp. 93-98, 1993.

[3] P. Zumel, A. de Castro, O. Gaecia, T. Riesgo, and J. Uceda, "Concurrent and simple digital controller of an AC/DC converter with power factor correction," *APEC 2002*, pp. 469-475.

[4] A. de Castro, P. Zumel, O. Gaecia, T. Riesgo, and J. Uceda, "Concurrent and simple digital controller of an AC/DC converter with power factor correction based on FPGA," *IEEE Transaction on Power Electronics*, vol. 18, no. 1, pp. 334-343, January 2003.

[5] M. Sakui, T. Kitamura, and H. Fujita, "A harmonic analysis of single-phase with a DC filter capacitor," *IEEJ Trans.*, vol. 112d, no. 6, pp. 523-529, 1992.

[6] C. Zhou, R. B. Ridley, and F. C. Lee, "Design and analysis of a hysteretic boost power factor correction circuit," *IEEE PESC Record*, pp. 800-807, 1990.

[7] S. B. Dewan, "Optimum input and output filters for a single-phase rectifier power supply," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. IA-17, no. 3, pp. 282-288, 1981.

[8] W. Zhang, G. Feng, Y. Liu, and B. Wu, "A new duty cycle parallel control method and FPGA implementation for AD-DC converters with Power Factor Applied Correction (PFC)," *Proceedings of the IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, vol. 2, pp. 805-811, 2005.

[9] D.-Y. Qiu, S.-C. Yip, Henry S. H Chung, and S. Y. Ron Hui, "Single current sensor control for single-phase active power factor correction," *IEEE Trans, on Power Electronics*, vol. 17, pp. 623-632, 2002.

[10] 정용채, "재료비를 고려한 역률제어회로의 기술 동향," *전력전자학회지*, 1226-62X, 제 6 권, 제 1 호, pp. 26-29, 2001.

[11] R. Martinez and P. N. Enjeti, "A high-performance single-phase rectifier with input power factor correction," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 11, no. 2, pp. 311-317, 1996.

[12] 정용채, 권경안, "인버터 에어컨을 위한 고역률 단상 능동 정류기," *전력전자학회논문지*, 1229-2214, 제 4 권, 제 2 호, pp. 144-151, 1999.



박귀근

1990년 경남대학교 전자공학과 졸업. 2006년 부산대학교 지능기계시스템공학과 석사. 1990년~현재 LG전자 에어컨 연구소 책임연구원. 관심분야는 Sensorless BLDC & SynRM Motor 제어기술, PWM Converter & Inverter 제

어기술, Air conditioner 제어기술 등. AC-DC Converter Control for Power Factor Correction of Inverter Air Conditioner System.



최재원

1987년 서울대학교 제어계측공학 졸업. 1989년 서울대학교 대학원 제어계측공학 석사. 1995년 서울대학교 대학원 제어계측공학 박사. 1999년 8월~현재 IFAC Technical Committee on Aerospace 및 Technical Committee on

Linear Systems 위원. 2000년 1월~현재 IEEE Control Systems Society Conference Editorial Board, Associate Editor. 2003년 3월~현재 IJCAS Editorial Board, Editor. 현재 부산대학교 기계공학부 부교수. 2000년 5월 한국과학기술단체총연합회 수여 제10회 과학기술우수논문상 수상. 2002년 4월 제 35회 과학의 날 과학기술진흥유공포상 국무총리 표창수상. 관심 분야는 수중로봇의 항법 및 유도제어, OCP(Open Control Platform), 추적필터 설계, 자동차-항공기 공용 제어기 설계 기술, 선형시변시스템 제어이론 등.