

## 가변 이득을 가지는 단상 PFC 디지털 제어기

신병철\*, 정창용\*, 이영식\*, 백주원<sup>1</sup>, 유동욱\*, 차득근\*\*

\*한국전기연구소 전력전자연구그룹, \*\*동의대학교 전기공학과

### The Digital Controller of the Single-Phase Power Factor Correction(PFC) having the Variable Gain

B. C. Shin\*, C. Y. Jeong\*, Y. S. Lee<sup>1</sup>, J. W. Baek\*, D. W. Yoo\*, D. G. Cha\*\*

Power Electronics Div., KERI, \*\*Donggeui University

#### ABSTRACT

This paper presents the digital control of single-phase power factor correction(PFC) converter which has the variable gain according to the condition of inner control loop error. Generally, the gain of inner current control loop in single-stage PFC converter has a constant magnitude. This has a bad influence on the power factor because current loop doesn't operate smoothly in the condition that input voltage is low. In particular, a digital controller has more time delay than an analog controller and degrades This drops the phase margin of the total digital PFC system. It causes the problem that the gain of current control loop isn't increased enough. In addition, the oscillation happens in the peak value of the input voltage open loop PFC system gain changes according to ac input voltage These aspects make the design of the digital PFC controller difficult.

The digital PFC controller presented in this paper has a variable gain of current control loop according to input voltage. The 1kW converter was used to verify the efficiency of the digital PFC controller.

#### 1. 서 론

전력특성에 대한 국제규제법규에 따른 추세는 입력전류의 각 주파수에 해당되는 고주파에 대해 허용 가능한 최대 고주파전류의 한계치를 설정하고 있다. 최근 IEC555-2, IEEE 519와 같은 국제규제법규에 의해 고조파에 대한 기준이 정해지면서 입력 전류의 고조파 저감 기술과 고역률 보상회로에 대한 관심이 증대되고 있다. 따라서 교류-직류 에너지 변환 장치에서 입력역률 보상장치(PFC)의 적용이 보편화되어 가고 있는 추세이다. 이러한 이유로 많은 산업현장에서는 입력역률 보상장치의 전용 소자들(Microlinear ML4812, Unitrode UC3854, Motorola MC34261 등)을 사용하고 있다. 일반적으

로 입력역률 보상장치(PFC)는 다양한 에너지변환 장치와 연계하여 시스템을 구성하고 있어 디지털 제어기로 전체 시스템을 제어하는 것이 효과적이지 못하다. 그러나 이런 복잡한 알고리즘을 가진 시스템은 최근 저가의 고속 디지털 신호처리기(DSP)가 등장함으로써 해서 전체 제어를 완전한 디지털로 구현이 가능해졌다.

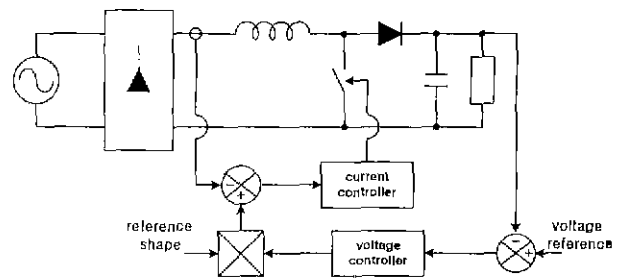


그림 1 입력 역률보상 회로

일반적으로 고역률, 저리플 승압용 컨버터는 그림 1과 같이 2개의 제어 루프로 구성되어 있다. 이 제어루프는 입력전압에 비례하는 기준전류와 입력전류를 비교하여 입력 전류 파형의 모양을 입력 전압 파형에 따라 추종하도록 하는 전류제어루프, 출력 전압과 기준전류의 크기를 조절함으로써 원하는 전압을 얻는 기준전압을 비교하여 입력전압을 승압시키는 전압루프이다. 전류제어루프 제어기법은 최대 전류모드 제어(CIC)<sup>[1]</sup>, 평균 전류모드 제어(ACIC)<sup>[1],[2],[3],[4]</sup> 또는 가변 히스테리시스(V-H) 제어<sup>[5],[6]</sup>를 적용하고 전압제어루프 제어기법은 일반적으로 간단한 비례-적분 제어를 사용한다.

CIC 방식은 전력용 스위치에 최소한의 전류 스트레스를 주지만, 소형의 EMI 필터가 필요하고, 입력 전압의 제로-크로스(zero-cross)부근에서 전류 왜곡(distortion)이 발생, 스위칭때 노이즈가 발생 등의 단점을 가지고 있다. 또한 V-H 제어는 고역률과 전력용 스위치에 최소한의 전류 스트레스, 소형

의 EMI 필터 사용, 가변주파수 스위칭이라는 장점을 지니고 있지만 제어 알고리즘이 복잡하다. 따라서 본 연구에서는 그림 2와 같이 CIC와 V-H 제어 기법의 단점을 극복할 수 있는 ACIC를 적용하여 전류제어루프에서 가변 이득을 가지는 단상 PFC 디지털 제어를 적용한 고역률 승압용 컨버터를 제안한다. 또한 제어 알고리즘의 특성을 실험을 통해서 확인하였다.

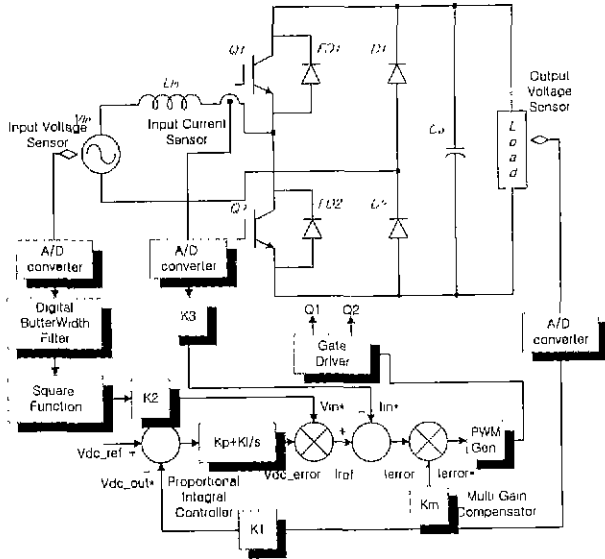


그림 2 가변 이득을 가지는 디지털 PFC 제어기

## 2. 가변이득을 가지는 단상 PFC 디지털 제어기

### 2.1 승압용 컨버터의 동작원리

승압용 컨버터는 식(1)과 식(2)와 같은 각각 출력전압  $V_o$ 와 입력전류  $i_L$ 과 같이 두 가지 상태변수로 구성되어 있다.<sup>[7]</sup>

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L_m} V_m - \frac{1-k}{L_m} V_{out} \quad (1)$$

$$\frac{dV_{out}}{dt} = \frac{1-k}{C_o} i_L - \frac{V_{out}}{RC_o} \quad (2)$$

여기서, 상수  $k$ 는 승압용 스위치의 상태( $k=0$ 는 스위치-오프,  $k=1$ 는 스위치-온)를 나타내는 논리변수이다. 만약 PFC가 적절히 수행된다면, 입력전류  $I_m(t)$ 는 사인 파형이 되고 입력전압과 동위상이 된다. 입력전력은 식(3)과 같고 부하에 의해 소비되는 전력은 식(4)와 같다.

$$P_{in} = 2 \widehat{V}_{in} \widehat{I}_m \sin^2(\omega t) = \widehat{V}_{in} \widehat{I}_m (1 + \cos(2\omega t)) \quad (3)$$

$$P_{out}(t) = V_{out}(t)I_{out}(t) = C_o V_{out} \frac{dV_{out}(t)}{dt} + \frac{V_{out}^2(t)}{R} \quad (4)$$

승압 컨버터의 손실이 아주 작다면 입력전력과 출력전력 사이의 관계는 식(5)와 같다.

$$P_m(t) \approx P_{out}(t) \quad (5)$$

따라서 위의 관계를 이용하여 출력 커패시터  $C_o$ 에 충전되는 전압은 식(6)으로부터 얻을 수 있다.

$$V_{out}(t) = V_{out(mean)} - \frac{P_{out(mean)}}{2\omega C_o V_{out}} \quad (6)$$

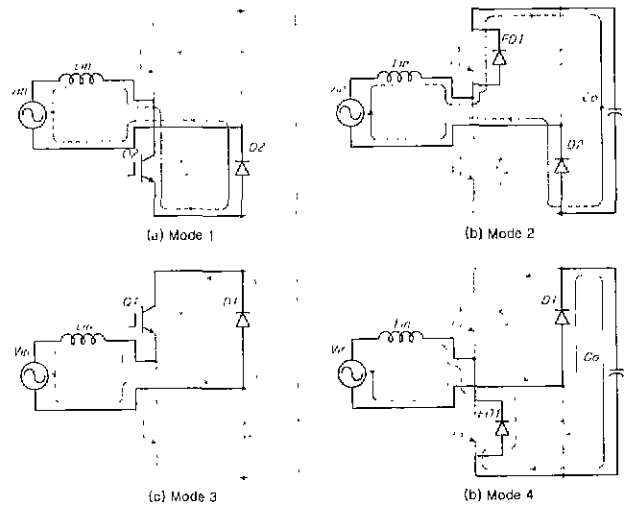


그림 3 승압 컨버터의 동작 모드

그림 3은 승압 컨버터의 동작모드를 나타내고 있다. 그림 3(a)의 모드 1에서는 양의 입력전압 주기 동안 입력 필터인 리액터  $L_m$ 에 입력전압  $V_m$ 이 충전되는 모드이다. 리액터에 충전되는 전압  $V_L$ 은 식(7)과 같다.

$$V_L = L \frac{di_L}{dt} \quad (7)$$

여기서,  $di_L$ 은 식(1)에서 구할 수 있다. 전류경로는  $V_m \rightarrow L_m \rightarrow Q_2 \rightarrow D_2 \rightarrow V_m$ 이다. 그림 3(b)의 모드 2에서는 모드 1에서 입력 리액터  $L_m$ 에 충전된 전압  $V_L$ 과 입력전압  $V_m$ 이 출력 커패시터  $C_o$ 에  $V_C$ 의 전압이 충전된다.  $V_C$ 은 식(8)과 같다. 전류경로는  $V_m \rightarrow L_m \rightarrow FD_1 \rightarrow C_o \rightarrow D_2 \rightarrow V_m$ 이다.

$$V_C = V_m + V_L \quad (8)$$

그림 3(c)의 모드 3에서는 음의 입력전압 주기 동안 입력 필터인 리액터  $L_m$ 에 입력전압  $V_m$ 이 충전되는 모드이다. 리액터에 충전되는 전압  $V_L$ 은

식(7)과 같다. 전류경로는  $V_m \rightarrow D_1 \rightarrow Q_1 \rightarrow L_{in} \rightarrow V_{in}$ 이다. 그림 3(d)의 모드 4에서는 모드 3에서 입력 리액터  $L_{in}$ 에 충전된 전압  $V_L$ 과 입력전압  $V_m$ 이 출력 커패시터  $C_o$ 에  $V_C$ 의 전압이 충전된다.  $V_C$ 은 식(8)과 같다. 전류경로는  $V_m \rightarrow D_1 \rightarrow C_o \rightarrow FD_2 \rightarrow L_{in} \rightarrow V_{in}$ 이다.

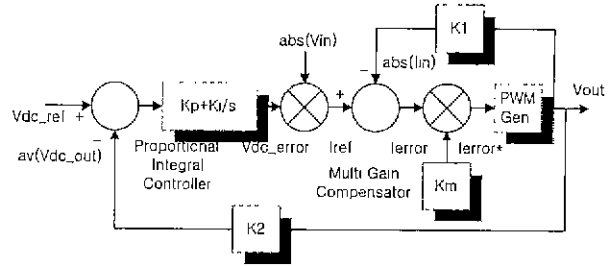


그림 5 제안된 단상 PFC 디지털 제어기

## 2.2 단상 PFC 디지털 제어기

그림 4(a)와 그림 4(b)는 기존의 디지털 PFC 제어기<sup>[8],[9]</sup> 다이어그램을 보여주고 있다.

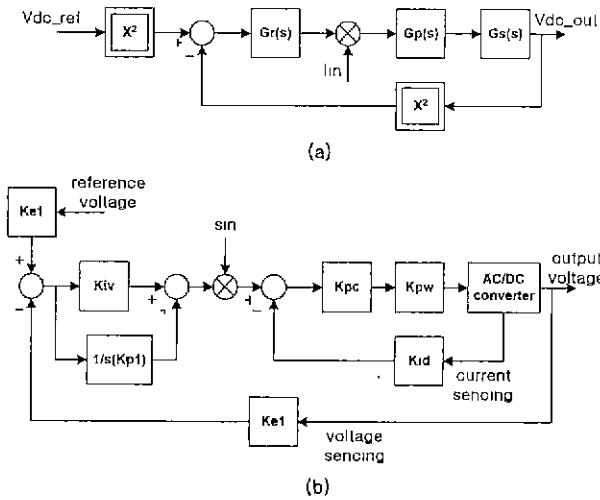


그림 4 기존의 디지털 PFC 제어기

이러한 제어기에 의한 역률보상회로의 구현은 많은 문제점들을 가지고 있다. 일반적으로 단상 PFC에서 내부 전류제어루프의 이득은 일정한 크기를 가지는데 이로 인하여 그림 6(a)의 입력전압이 낮은 구간( $T_1 \sim T_4$ )에서의 전류제어가 원활하지 않아 역률이 나빠진다. 특히 디지털 제어기에서는 아날로그 제어기에 비해 제어 시간지연이 나타나게 되는데 이것은 전체 PFC회로의 페이저 마진(phase margin)을 저하시켜 전류루프의 이득을 충분하 높게 할 수 없다. 이러한 이유로 낮은 전압에서 전류 파형은 아날로그 제어기의 전류 파형보다 제어하기 어렵다. 또 전류기준치가 AC이기 때문에 시스템의 이득이 바뀌고 제어기 이득을 크게 했을 때는 전압의 침두 부분에서는 오실레이션이 발생하는 등 디지털 제어기를 구성하는데 어려움이 있다.

본 논문에서 제안된 제어기는 그림 5와 같이 디지털의 장점을 충분히 살려 입력전압에 따라 전류루프의 이득을 가변 시켜 제어기의 성능을 극대화하였다.

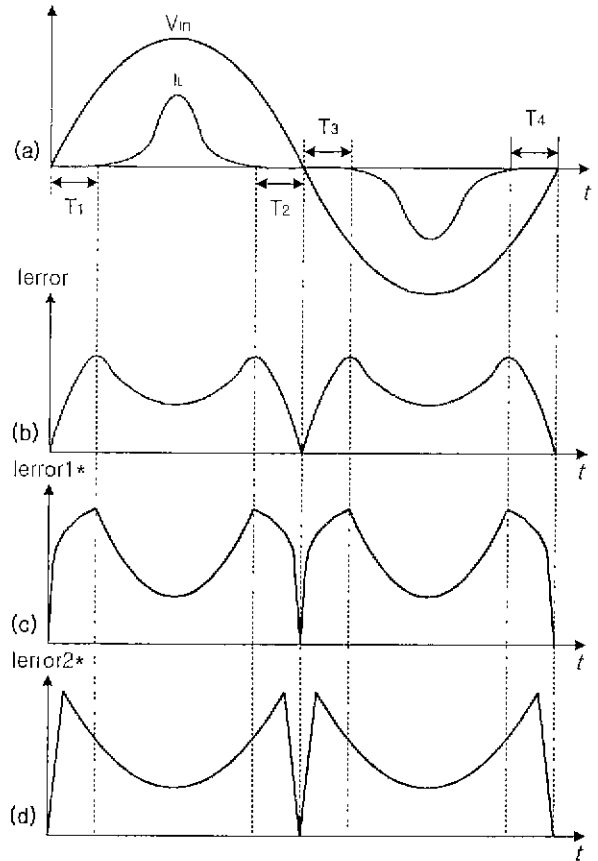


그림 6 단상 PFC 디지털 제어기 파형

(a) 기존의 제어기를 이용한 입력전압과 전류파형

(b) 기존의 제어기를 이용한 전류오차 신호

(c), (d) 제안된 제어기를 이용한 전류오차 신호

그림 6(c)의 전류오차신호  $I_{error1}^*$ 은 이득이 낮은  $T_1, T_2$  등과 같은 구간에 대해 기존의  $I_{error}$ 신호에 식(9)와 같은 제단함수를 곱함으로써 식(10)과 같이 얻을 수 있다.

$$u_s(t) = A_0 u_s(0) + A_1 u_s(1) + A_2 u_s(2) + \dots + A_n u_s(n) \quad (9)$$

$$I_{error1}^*(t) = u_s(t) \times I_{error}(t) \quad (10)$$

여기서, A는 이득비례계수이고, 그림 6(d)의 전류오차신호  $I_{error2}^*$ 는 식(11)과 같다. 이 식을 적용한

개루프 이득은 일정하게 되어 AC 전류 기준치에 독립적으로 전류제어 능력을 극대화하였다.

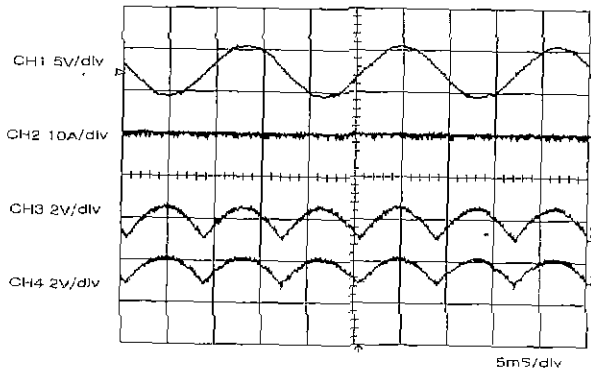
$$I_{error2}(t) = \frac{I_{error}(t)}{|V_m(t)|^2} \quad (11)$$

### 3. 실험결과

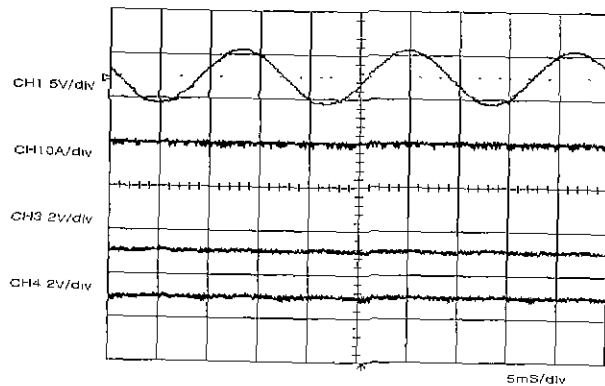
본 논문에서 제안한 보상이득  $K_m$ 을 갖는 단상 PFC 디지털 제어를 검증하기 위해 1kW급 단상 PFC 컨버터 시험기를 제작하였다. 시험기의 파라미터는 표 1과 같다.

파라메타	값
입력전압	110Vac
스위칭 주파수	20kHz
입력인덕터	80uH
출력커패시터	450uF
출력전압	200Vdc

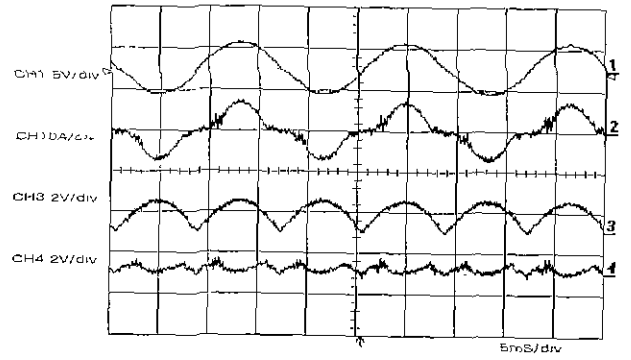
표 1 시스템 파라메타



(a) 출력전압  $V_{out}$ 이 0V일 때



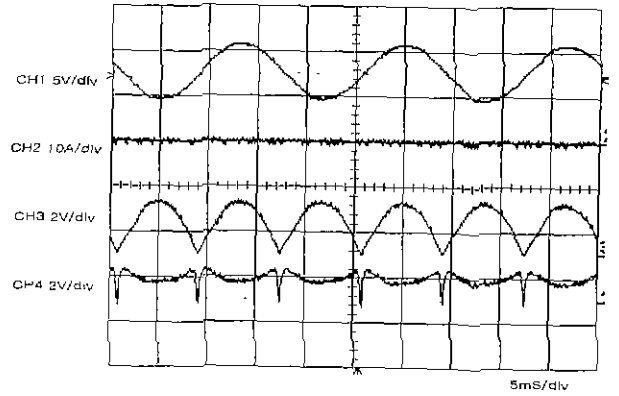
(b) 출력전압이 200V일 때 (무부하시)



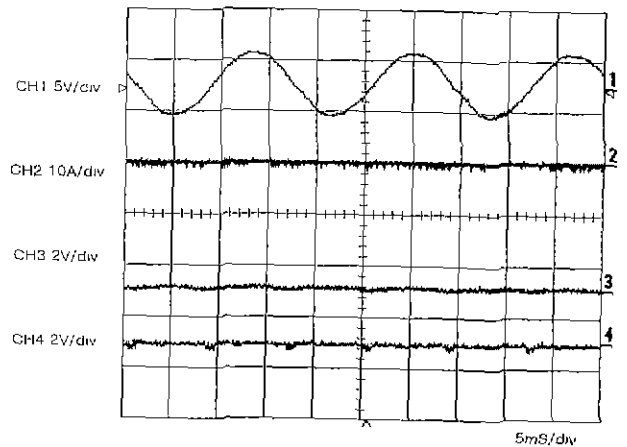
(c) 출력전압이 200V일 때 (전부하시)

그림 7 보상이득  $U_s(t)$ 을 사용한 단상 PFC 컨버터의 출력파형

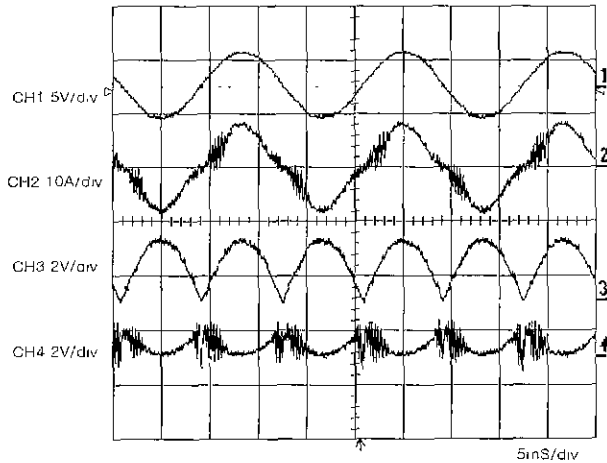
그림 7과 그림 8은 각각 그림 6(c)와 그림 6(d)와 같은 보상이득을 가지는 디지털제어를 사용한 단상 PFC 컨버터의 실험 파형을 출력조건에 따라 나타낸 것이다. 기존의 디지털제어를 사용한 단상 PFC 컨버터의 출력전류파형<sup>[6],[9],[10]</sup>보다 zero-cross부분에서 전류파형이 입력전압파형을 더욱더 근접한 추종을 하며 우수한 특성을 보이고 있다.



(a) 출력전압  $V_{out}$ 이 0V일 때



(b) 출력전압이 200V일 때



(c) 출력전압이 200V일 때 (전부하시)

그림 8 보상이득  $|V_{in}|^n$ 을 사용한 단상 PFC 컨버터의 출력파형

또한 역률과 고조파비를 비교해볼 때 기존의 디지털 제어기를 사용한 단상 PFC 컨버터보다 양호한 특성을 보이고 있다.

#### 4. 결 론

이상의 결과로부터 기존의 디지털제어기를 사용한 단상 PFC 컨버터의 출력전류파형<sup>[6],[9],[10]</sup>보다 zero-cross부분에서 전류파형이 입력전압파형을 더욱더 근접한 추종을 하며 우수한 특성을 보이고 있음을 알 수 있었고 역률과 고조파 성분비를 비교해볼 때 제안된 가변이득을 가지는 단상 PFC 디지털 제어기의 특성이 우수함을 알 수 있었다.

따라서 이러한 가변이득을 가지는 단상 PFC 디지털제어기를 다양한 전력변환 시스템(컨버터, AC/DC/AC)에 적용할 수 있을 것이라 사료된다.

#### 참 고 문 헌

[1]C.Zhou and M.M. Jovanovic', "Design Trade-offs in Continuous Current-Mode Controlled Boost Power Factor Correction Circuits", High frequency Power Conversion Conference Record, 1992, pp.209-220.  
 [2]C.Silva, "Power Factor Correction with the UC3854", Application Note, Unitrode Integrated Circuits.  
 [3]W.Tang, F.C.Lee and R.B.Ridley, "Small-Signal Modeling of Average Current-Mode Control", IEEE Applied Power Electronics Conference Proceedings, 1992, pp.747-755.  
 [4]L Dixon, "Average Current Mode Control of Switching Power Supplies", Unitrode Switching Regulated Power Supply Design Seminar Manual, SEM-700, 1990.

[5]C.Zhou, "Design and Analysis of an Active Power Factor Correction Circuit", M.S.Thesis, Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, Virginia, Sept.1989.  
 [6]C.P.Henze. "A Digitally Controlled AC to DC Power Conditioner That Draws Sinusoidal Input Current", IEEE Power Electronics Specialists Conference Recode, 1986.  
 [7]J.Ch Le Bunetel, M. Machmoum, "Control of Boost Unity Power Factor Correction System", Proceedings of the 1999 IEEE 25th Annual Conference of The IEEE Industrial Electronics Society - Volume 1, 266-271  
 [8]Tognolini M., Rufer A.-Ch., "ADSP based Control for a Symmetrical Three-Phase Two-Switch PFC-Power Supply for Variable Output Voltage", IEEE PESC 96, pp.1588-1594.  
 [9]M Chang, J.Lin, Y.Tzou, "DSP-based Fully Digital Control of a AC/DC Converter with a Nonlinear Digital Current Mode Control", IEEE PESC 96, pp.1702-1708.  
 [10]Syed Mobin Ulhaq, M. Nakaoka and H. Takano, "Practical Object-Oriented Simulation Approach for Active PFC Converter with Digital Control", IEEE PESC 98, pp.1098-1104.