

◆ 특집 ◆ 직선·회전모터 구동 이송·회전체 연구 II

인버터 시스템에 적용 가능한 역률개선회로 개발에 관한 연구

A Study on Development of PFC applicable to Inverter System

✉ 김태우¹, 김태규¹, 박승규¹, 안호균¹, 윤태성¹, 곽군평¹

✉ Tae Woo Kim¹, Tae Kue Kim¹, Seung Kyu Park¹, Ho Kyun Ahn¹, Tae Sung Yoon¹ and Gun Pyoung Kwak¹

¹ 창원대학교 전기공학과 (Department of Electrical Engineering, ChangWon Univ.)

✉ Corresponding author: taewoo.kim@T-solution.kr Tel: 055-261-8096

Key Words: Inverter (인버터), Power Factor Correction (역률 개선 회로), Switching Mode Power Supply (스위칭 모드 파워 서플라이), Harmonics (고조파), Continuous Conduction Mode (전류 연속 모드), Total Harmonic Distortion (고조파 왜곡률)

1. 서론

일반적으로 상용전원으로부터 직류전원을 얻기 위해 전파정류기(Full-bridge rectifier)를 사용한다. 하지만 이러한 정류 전류파형의 형태는 맥동하는 맥류형태의 모양을 가지며, 높은 고조파 성분을 함유하고 있다.^{1,2}

고조파의 함유는 인버터시스템에 악영향을 미치므로 개선회로를 사용하여 보정하여 주어야 한다. 고조파 전류 발생을 억제하는 방법으로는 수동방식과 능동방식으로 구분할 수 있다. LC 필터를 이용한 수동방식의 경우 부피가 크고 부하 변동에 효과적이지 못하며, 역률 향상 범위도 제한된다. 반면 PFC(Power Factor Correction)방식의 능동방식은 무게와 부피가 작으며, 입력 및 부하의 동작범위가 크며, 단위역률에 근접할 수 있다. 하지만 반도체 스위칭 소자, 전력변환소자 및 제어기의 추가로 재료비가 발생한다.³

이 논문에서는 역률개선회로(Power Factor Correction : PFC)를 적용함으로써 리플이 저감된 안정적인 전압공급, 전체 전류 정격 감소, 회생전압 상승분 억제, 유니버설 입력범위에서 동작할 수 있는 등의 장점을 가진 인버터 시스템을 설계한다. 그리하여 국제적인 고조파전류 규격인 IEC61000-

3-2 를 만족시키면서, 전체적으로 인버터 시스템을 설계하는데 있어 전체 재료비에 있어 기존보다 절감을 가져올 수 있는 방법에 관하여 논의한다.

2. 역률개선회로(PFC)

커패시터 입력형 정류기의 회로는 Fig. 1(a), (b)와 같으며 이때 흐르는 전류를 살펴보면, 커패시터 충전전압이 입력전압보다 높을 때는 다이오드가 역바이어스 되어 전류가 흐르지 않고, 커패시터 충전전압이 입력전압보다 낮아지는 전압 피크치 부근에서는 아주 짧은 시간동안만 피크성 전류를 도통하게 된다. 따라서 이러한 전류의 흐름으로 무효전력성분이 증가하게 되고, 이 무효전력은 전체 전력의 역률을 감소 시키게 된다.

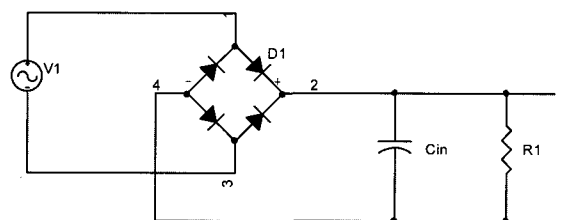


Fig. 1(a) Capacitor input type ac-dc rectifier

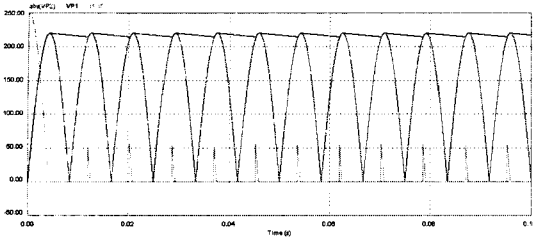


Fig. 1(b) Voltage and current waveforms in rectifier circuit

전압과 전류의 파형이 순수 정현파 신호일 경우에는 역률은 위상차에 의해서만 결정이 되지만 정류된 파형에 경우 많은 고조파 성분을 가져 시스템의 역률을 저하시킨다. 식 (1)은 역률 수식을 나타낸다.

$$p.f. = \frac{V_{rms} I_{1rms} \cos \theta}{V_{rms} I_{rms}} \quad (1)$$

전류파형이 이상적인 정현파 신호가 아닐 경우 전류 수식은 식 (2)로 나타낼 수 있다.

$$I_{rms\ total} = \sqrt{I_0^2 + I_{1rms}^2 + I_{2rms}^2 + \dots + I_{n\ rms}^2} \quad (2)$$

여기서 I_0 는 전류의 직류 성분이며, I_{1rms} 는 기본파 성분의 실효치 그리고 $I_{2rms} \dots I_{n\ rms}$ 는 기타 고조파 성분들의 실효치를 나타낸다. 순수 AC 신호는 DC 성분이 0(Zero)이고, 기본파 성분에 실효치는 동상성분 I_{1rmsP} 와 수직성분 I_{1rmsQ} 로 나누어 나타낼 수 있다. 따라서 전류의 전체 실효치는 식 (3)과 같이 표현될 수 있다.

$$I_{rms\ total} = \sqrt{I_{1rmsP}^2 + I_{1rmsQ}^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_{n\ rms}^2} \quad (3)$$

그러므로 기본파의 동상성분의 전류에 의한 전력은 유효전력이 되고, 수직성분의 전류에 의한 전력은 무효전력이 되며, 고조파 전류에 의한 전력은 왜곡전력으로 나타낼 수 있다. 따라서 유효전력, 무효전력, 왜곡전력은 식 (4)와 같이 표현할 수 있다.

$$P = V_{rms} I_{1rms} \cos \theta_1, \quad Q = V_{rms} I_{1rms} \sin \theta_1 \quad (4)$$

$$D = V_{rms} \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_{n\ rms}^2}$$

따라서 역률은 앞서 정의한 바와 같이 식 (5)로 표현될 수 있다.

$$p.f. = \frac{V_{rms} I_{1rms} \cos \theta_1}{V_{rms} I_{rms\ total}} = \frac{I_{1rms} \cos \theta_1}{I_{rms\ total}} \quad (5)$$

이때 전체 총 전류 실효치에 대한 기본파 전류의 실효치의 비를 왜곡률 (Distortion factor) k_d 로 전압과 전류의 위상차를 변위율 (Displacement factor) k_θ 로 정의하면 역률은 식 (6)으로 표현된다.

$$k_d = \frac{I_{1rms}}{I_{rms\ total}}, \quad k_\theta = \cos \theta_1, \quad p.f. = k_\theta \cdot k_d \quad (6)$$

그리고, 총 고조파 왜곡률(Total Harmonic Distortion : THD)은 식 (7)과 같다.

$$THD = \frac{\sqrt{I_{rms\ total}^2 - I_{1rms}^2}}{I_{1rms}} \times 100 \quad (7)$$

이때 왜곡률과 고조파 왜곡률 사이에는 식(8)과 같은 관계가 있다.

$$\begin{aligned} THD &= \frac{\sqrt{I_{rms\ total}^2 - I_{1rms}^2}}{I_{1rms}} \times 100 = \sqrt{\left(\frac{I_{rms\ total}}{I_{1rms}}\right)^2 - 1} \times 100 \quad (8) \\ &= \sqrt{\frac{1}{k_d^2} - 1} \times 100 \\ k_d &= \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{THD}{100}\right)^2}} \end{aligned}$$

결국 역률은 전압과 전류의 위상차(변위율), 그리고 총 전류 실효치에 대한 기본파 전류의 실효치의 비(왜곡률)로 정의되며, 왜곡률은 위 식과 같이 고조파가 얼마나 포함되어 있는나에 따라서 달라진다. 따라서 전압과 전류의 위상차가 없더라도

고조파가 함유량이 높으면 역률은 떨어진다.

역률은 시스템에 있어 전압과 전류의 위상차가 얼마인지, 입력전류의 고조파 성분이 얼마나 영향을 미치는지를 알기 위한 지표로 사용된다. 뿐만 아니라, 고조파를 많이 포함하고 있는 전류의 실효값은 고조파를 포함하지 않은 전류 실효값보다 60~80% 더 크기 때문에 회로에 사용되는 반도체 및 다이오드 등의 회로소자의 전류정격이 더 커야 하는 문제점이 있으며, 전류의 정격이 더 커짐으로써 전력 전송선의 전도손실이 증가하여 전력효율을 감소시키고 송·배전 시 전류정격에 따라 송전선의 두께가 더 커지게 됨으로써 발생하는 비용 증가, 그리고 모터, 발전기, 변압기, 통신장비, 전자기기 등에서 높은 실효전류로 인한 발열문제, 효율감소 및 수명단축, 소음, 진동 및 토크 감소, 이상 동작 등의 많은 문제를 발생시키고 있다. 이러한 고조파 유입으로 인하여 기기제품의 오동작, 전력품질 저하로 인한 경제적 손실이 증가하게 된다. 따라서 전 세계적으로 고조파 발생 억제에 대한 관심이 높아지고 있으며, 실제 이러한 고조파에 대한 규제를 마련하여 의무화하고 있고, EU 및 미국 등 해외 수출입 제품에 대하여 이러한 규제를 만족하도록 강제하고 있다.²

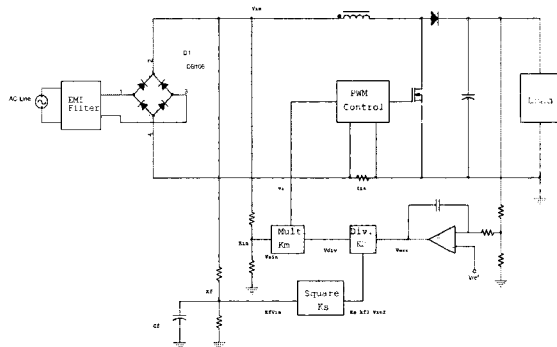


Fig. 2 PFC circuit

Fig. 2 는 PF 회로이다. 역률 개선회로는 입력 전파정류 라인전압과 일치하는 평균입력 전류파형을 조절할 목적으로 기본 AC-DC 회로에 결합된다. 또한 이때 출력전압은 라인전압과 부하변동에 대해 조절된다. 회로에서 전류 게인 모듈레이터가 가장 중요한 부분이며, 이는 선형 게인 모듈레이터, 전류 증폭기 및 PWM 비교기로 구성된다. 이러한 3 개 블록으로 입력전류를 정현파로 만들 수 있다. 전압 오차증폭기의 출력은 라인 주파수에

비례하여 서서히 변화한다고 가정한다. 전압 오차 증폭기의 대역폭이 피드백 부품들로 인해 낮게 설정되기 때문에 일반적으로 이 가정은 타당성이 있다. 게인 모듈레이터는 전류 입력형이므로 그라운드 노이즈에 큰 면역 효과를 가진다. 전류 입력형일 때, 전류 미러(Mirror)에서 단자전압은 다이오드 전압 강하가 되므로 저 임피던스 전압원을 입력에 인가해서는 안 된다. 게인 모듈레이터의 출력은 레퍼런스전류와 출력전압을 모니터링 하는 오차증폭기 출력에 의한 전류가 된다.^{4,5}

PFC 회로는 제어방식에 따라 크게 전류 불연속모드(Discontinuous Conduction Mode : DCM)제어와 전류 연속모드(Continuous Conduction Mode : CCM) 제어 그리고 임계모드(Critical Conduction Mode : CRM)제어 방식으로 나누어진다. 이 중 연속모드 제어는 입력전류가 정현파가 되도록 스위치의 시비율을 시간에 따라서 가변 제어하는 방식이다. 입력전류 및 전압을 검출하여 입력전류가 입력 전압을 추종하는 제어루프를 구성해야 하고, 출력전압을 제어하기 위한 전압 제어루프를 구성해야 하는 등 제어가 다소 복잡하지만, 전류 리플이 작으며, EMI 필터가 작아지는 장점을 가지고 있고, 성능이 다른 방식에 비해 우수하며, 대용량의 제품에 적용하기 적합하다.⁴

3. 인버터 설계

인버터의 정격용량은 대상 전동기를 구동 가능하게 하는 피상전력으로 전동기의 역률을 고려하여 계산한다. 정격용량은 우선 정격전류의 정의가 우선 되어야 하고 정의된 정격전류에서 정격 피상전력을 산출한다. 또한 정격용량은 다음 요건들을 만족하여야 한다.

- 인버터 정격용량은 부하요구 출력보다 커야 한다.
- 전동기용량보다 인버터의 정격용량이 커야 한다.
- 전동기 정격전류보다 인버터 전류정격이 커야 한다.

$$VA_{(inv)rate} = \frac{P_{inv}}{\cos \phi} = \frac{P_m}{\cos \phi \cdot \eta_m} = \sqrt{3}V_{in} I_{(inv)rate} \quad (9)$$

최소 입력전압일 때의 인버터 정격전류는 식

(10)과 같다.

$$I_{(inv)rate} = \frac{VA}{\sqrt{3} \cdot V_{(in)min}} [A] \quad (10)$$

정격전류를 출력할 수 있는 인버터의 용량을 구하기 위해서는 식 (11)과 같이 공칭전압과 정격전류를 곱하여 계산하면 된다.

$$VA_{(inv)rate} = \sqrt{3} \cdot V_{(in)nom} I_{(inv)rate} \quad (11)$$

PFC 를 적용하지 않은 일반적인 커패시터 입력형 정류회로를 사용하였을 경우, 교류 220V 를 이용하면, 출력전압이 약 310V, PFC 를 적용하였을 경우는 출력전압이 400V 가 되므로, 출력전압 상승으로 인하여 인버터 정격전류용량을 낮출 수 있다.

IGBT 의 정격은 IGBT 의 컬렉터-에미터 간 정격전압이고, 이것은 인버터에서 요구되는 정격전압보다 커야 한다. 정격전압은 식 (12)과 같이 설계한다.

$$\begin{cases} V_{CESP} = OV_{DC} + V_{spike} + \Delta V_{rg} \\ OV_{DC} > \sqrt{2} \times V_{(in)max} \times 1.15 (\text{a tolerable voltage regulation} : \pm 15\%) \end{cases} \quad (12)$$

PFC 를 적용한 경우, 입력전압변동에 관계없이 유니버설입력전압범위내의 전압은 400V 로 제어하므로, 인버터 IGBT 설계 시 전압변동률을 고려하지 않아도 된다. 단, 출력전압 리플을 고려하여 설계를 하면 된다. 따라서 입력이 AC 265V 일 경우, PFC 를 고려하지 않은 일반 커패시터 입력형 정류기의 경우, 과전압보호레벨이 높고, 회생 시 전압상승분을 고려하지 않아도 된다. PFC 적용 유·무에 대한 정격전압을 Table 1 에서 표현하였다.

Table 1 Comparison of rated voltage

	Over voltage protection level (OV_{DC})	ΔV_{rg}	V_{CESP}
No PFC	$\sqrt{2} \times 265 \times 1.15 = 430.96$	+10	$440 + V_{spike}$
PFC	$400 \times 1.05 = 420$	0	$420 + V_{spike}$

IGBT 에서 요구되는 정격전류는 인버터 용량

선정 시 구한 인버터정격전류와 과부하내량, 그리고 스위칭에 따른 리플전류에 의한 값으로 식 (13)으로 구해진다.

$$\begin{cases} I_{CP} = I_{(inv)rate} \times \sqrt{2} \times OL_{rate} \times RF_{IGBT} \\ RF_{IGBT} = I_{rp-IGBT} = \frac{T_s \cdot V_{DC_max}}{12L_\sigma} \times 1.15 \end{cases} \quad (13)$$

정격전류 선정 시에도 마찬가지로 PFC 를 적용한 경우 입력전압변동률을 고려하지 않아도 되기 때문에 스위칭에 의한 리플전류의 피크값과 리플율이 낮아지게 된다. 따라서 샘플링 시간과 과도상태 인덕턴스, 과부하내량을 동일하다는 가정을 하였을 경우에도, PFC 를 적용한 경우가 그렇지 않은 경우보다 IGBT 정격전류값을 낮출 수 있다.

4. 실험 및 결과

Table 2 에 사양을 만족하도록 PFC 제어 보드를 제작 동작 파형과 성능을 테스트 하였다.

Table 2 Design specification

Input voltage	85~265VAC
Input frequency	60Hz
Output voltage and current	390VDC, 0.76A
Output power	300W
Efficiency	>90% at full load
Switching frequency	65KHz
Max. ambi. temp. around PFC	70°C

PFC 적용과 미적용 입력 전압, 전류 파형을 Fig 4, 5 를 통해 비교하여 보았다.

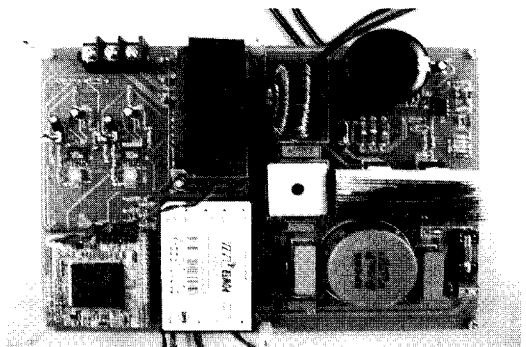


Fig. 3 Self-made PFC -inverter module

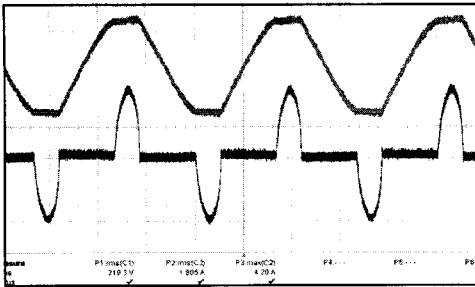


Fig. 4 Input voltage and current (without PFC)

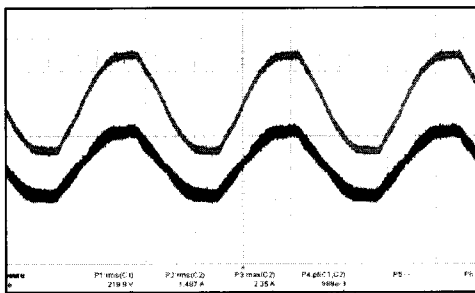


Fig. 5 Input voltage and current (with PFC)

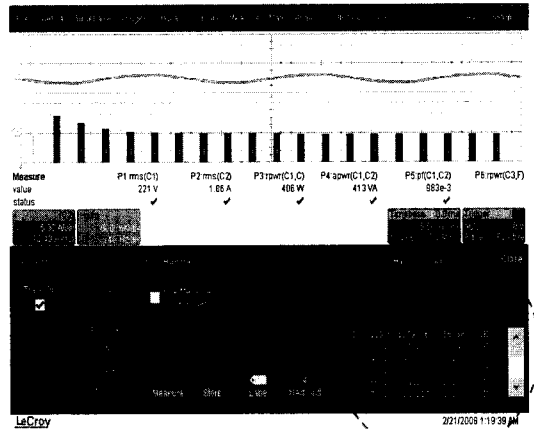


Fig. 7 Harmonics test (with PFC)

공간전압벡터 방식을 이용하여 설계된 300W 급 인버터 모듈의 구동 테스트를 실시하고 그 결과를 Fig. 8, 9에 나타내었다

Table 3 Results of harmonics test

Without PFC		With PFC	
PF	0.675	PF	0.983
3 rd	1436.57[mA]	3 rd	56.56[mA]
5 th	829.06[mA]	5 th	86.42[mA]
7 th	491.70[mA]	7 th	21.53[mA]
9 th	495.64[mA]	9 th	27.59[mA]
11 th	395.06[mA]	11 th	22.55[mA]
13 th	221.44[mA]	13 th	10.69[mA]

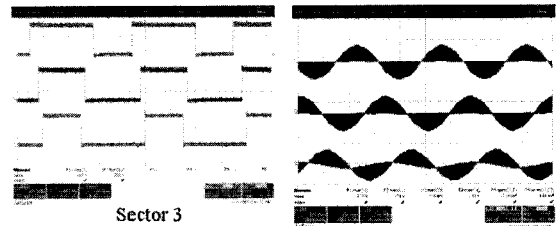


Fig. 8 Operation signal of inverter using Space Vector PWM

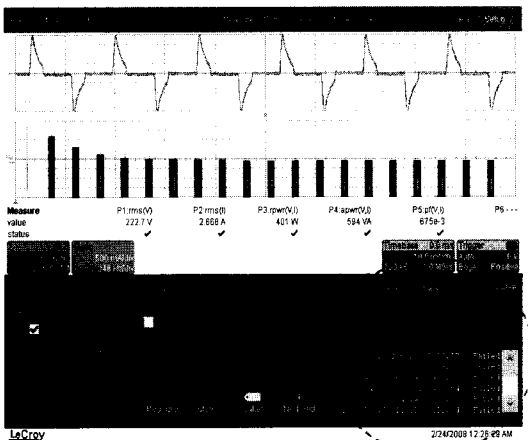


Fig. 6 Harmonics test (without PFC)

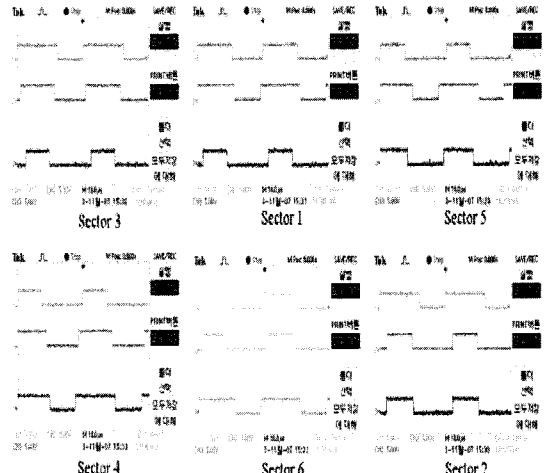


Fig. 9 Pole voltage and line-line voltage of inverter

5. 결론

본 논문에서는 300W 급 인버터를 고역률, 고효율의 PFC 회로를 목표로 하여 Input current shaping 방식을 이용하여 회로를 구성 하였다. 그 결과 전부하시 역률 0.982, 효율 96.2%와 IEC61000-3-2 고조파 규제를 만족하는 우수한 성능을 확인 할 수 있었으며, 85V~265V 의 유니버설 입력범위에서도 제대로 된 동작을 수행하였다. PFC 회로를 적용하지 않은 일반 인버터 회로와 비교해서 기존 회로의 역률보상용 수동 필터가 빠지고, 역률 개선 회로가 추가적으로 더 들어가 기본적인 재료비가 더 많이 발생하였다. 하지만 평활용 전해 커패시터의 리플전류 저감에 따른 커패시터 용량을 감소시킬 수 있고, 같은 용량의 전력을 공급한다고 봤을 때 역률 개선 회로를 적용하지 않은 회로가 적용한 회로의 전류 정격보다 60~80% 이상 크기 때문에 그에 따르는 정류정격이 더 커지므로, 상대적으로 반도체소자의 전류정격을 낮출 수 있어 여러 가지 이점이 있다. 결국 역률 개선용 수동필터, 전해 커패시터 및 반도체 소자에서 재료비를 줄일 수 있고, 전류정격 감소로 인하여 SMPS 와 인버터에 사용되는 전력소자들의 정격을 낮출 수 있어, 전체적인 재료비는 기존보다 작게 설계 가능하다.

후 기

본 연구는 지식경제부 지방기술혁신사업 (RTI04-01-03) 지원으로 수행되었습니다.

참고문헌

1. Wuidart, L., "Understanding Power Factor," STMicroelectronics Application Note, 2003.
2. Todd, P. C., "UC3854 Controlled Power Factor Correction Circuit Design," Unitrode Application Note U-134, 1999.
3. Sharifipour, B., Huang, J. S. and Liao, P., Jovanovic, M. M., "Manufacturing and Cost Analysis of Power-Factor-Correction Circuits," IEEE APEC, Vol. 1, pp. 490-494, 1998.
4. Dixon, L., "Average Current Mode Control of Switching Power Supplies," Unitrode Application Note U-140, 1999.
5. Luo, J., Jeoh, M. K. and Huang, H. C., "A New Continuous Conduction Mode PFC IC with Average Current Mode Control," IEEE PEDS, Vol. 2, pp. 1110-1114, 2003.
6. Zheren, L., Smedley, K. M., "A family of continuous-conduction-mode power-factor-correction controllers based on the general pulse-width modulator," IEEE On Power Electronics, Vol. 13, No. 3, pp. 501-510, 1988.
7. Luo, J., Liu, J. and Jeoh, M. K., "Boost Type CCM PFC Design with ICE1PCS01/02," Infineon Technologies Asia Pacific Application Note, 2006.
8. Brown, R., Soldano, M., "PFC Converter Design with IR1150 One Cycle Control IC," International Rectifier, Application Note AN-1077, 2005.