

# PFC를 위한 새로운 충전 모드 제어 알고리즘

**Bosheng Sun**  
System Engineer  
Marketing/PDS, Dallas

## 머리말

제어 시스템에서는 무언가를 제어하려면 그것을 감지해야 합니다. 이는 PFC(역률 보정) 애플리케이션에도 적용됩니다. 전력 수준이 >75W인 오프라인 전원 공급 장치에서 PFC는 입력 전류를 제어하여 시누소이드 파형(즉, 시누소이드 입력 AC 전압 이후)을 생성합니다. 입력 전류를 제어하려면 입력 전류를 감지해야 합니다.

가장 일반적인 전류 감지 방법은 입력 전류를 감지하기 위해 PFC 접지 복귀 경로(그림 1에서 R로 지정)에 셉트 레지스터를 배치하는 것입니다. 그러면 감지된 입력 전류 신호 ( $I_{SENSE}$ )가 평균 전류 모드 컨트롤러[1]로 전송됩니다(그림 2에 표시). 전류 레퍼런스( $I_{REF}$ )는 입력 전압( $V_{IN}$ )에 의해 변조되므로 시누소이드 파형입니다. 제어 루프는 입력 전류가  $I_{REF}$ 를 따르도록 강제하므로 시누소이드 파형을 달성할 수 있습니다.

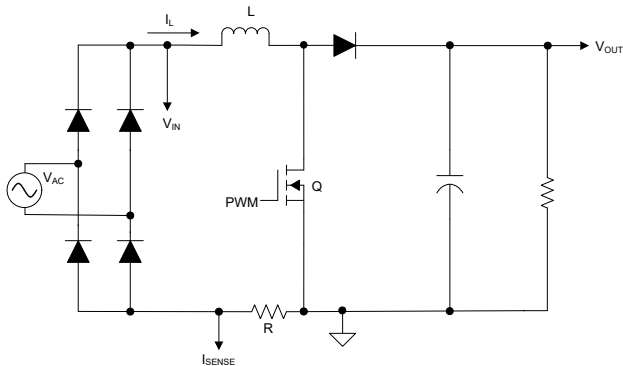


그림 1. PFC의 일반적인 전류 감지 방법.

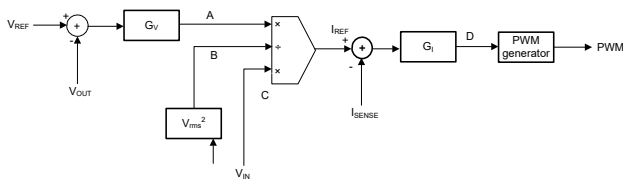


그림 2. PFC를 위한 기존의 평균 전류 모드 제어.

거의 모든 CCM(연속 전도 모드) PFC 컨트롤러는 기존의 평균 전류 모드 제어를 사용합니다. 기존의 평균 전류 모드 제어는 우수한 역률을 달성하며 총 고조파 왜곡이 낮지만, 특히 토렘 폴 브리지리스 PFC에서는 몇 가지 제한이 있습니다. 이 문서에서는 완전히 새로운 제어 알고리즘인 충전 모드 제어[2]를 소개합니다.

## 충전 모드 제어

충전 모드 제어 알고리즘은 물체를 제어하기 위한 새로운 제어 개념으로, 물체를 감지할 필요가 없습니다. 그 결과를 감지하고 물체를 간접적으로 제어할 수 있습니다. PFC의 경우 입력 전류를 직접 제어하는 대신 이 제어 알고리즘이 각 스위칭 사이클에서 PFC 출력에 전달되는 전기 충전의 양을 제어하고, 입력 전류가 전기 충전을 제어하여 시누소이드 파형이 되도록 하는 특수 제어 법칙을 사용합니다.

충전 정보를 얻는 데에는 몇 가지 방법이 있습니다. 그림 3은(는) 통합기로 구성된 연산 증폭기(op amp)와 전류 셉트 및 연산 증폭기 회로를 사용하는 예를 보여줍니다. PFC 부스트 스위치가 꺼지면 인덕터 전류가 PFC 벌크 커패시터를 충전하기 시작합니다. 셉트 저항은 이 전류를 감지하고 적분기를 통해 통합되어 있습니다. 적분기 출력의 피크 값은 각 스위칭 사이클에서 PFC 출력에 전달되는 총 전하를 나타냅니다. 이 전하( $V_{전하}$ )는 제어 루프 피드백 신호로 컨트롤러에 의해 샘플링됩니다. 적분기는 부스트 스위치가 꺼지기 전에 0부터 Q1까지 방전됩니다.

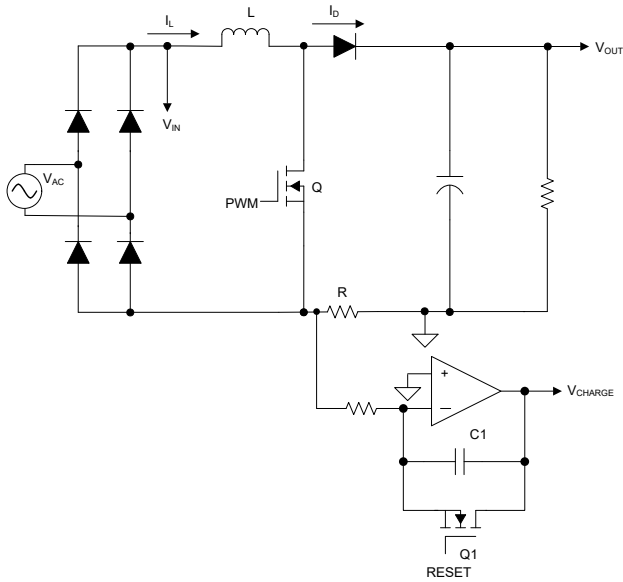


그림3. 전류 선트와 연산 증폭기를 사용해 전하 획득하기.

그림 4은(는) PFC 출력 측에 전류 변압기(CT)를 사용하는 또 다른 방법을 보여줍니다. CT 출력은 커패시터 C1에 연결됩니다. PFC 부스트 스위치가 꺼지면 인덕터 전류가 PFC 벌크 커패시터를 충전하기 시작합니다. CT는 이 전류와 그 출력 전하 C1을 감지합니다. C1의 전압이 올라가고, 그 피크 전압은 PFC 출력으로 전달되는 총 전하를 나타냅니다. 컨트롤러는 피크 전압  $V_{전하}$ 를 제어 루프 피드백 신호로 샘플링합니다. C1은 부스트 스위치가 꺼지기 전에 0V부터 Q1까지 방전합니다.

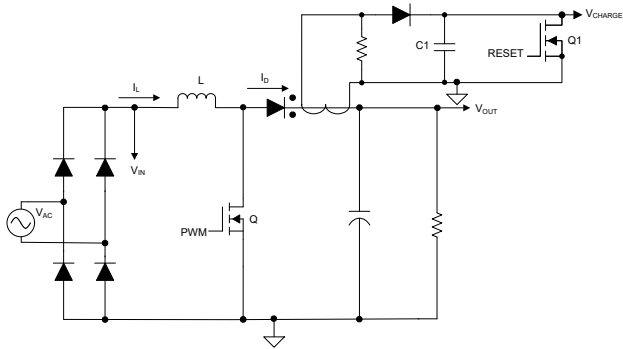


그림4. CT를 사용해 전하 획득하기.

그림 5은(는) 충전 모드 제어를 위한 일반적인 신호 파형을 보여줍니다.

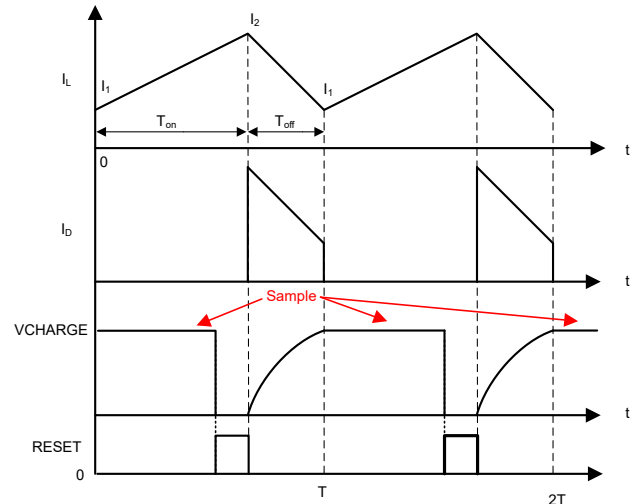


그림5. 충전 모드 제어를 위한 일반적인 신호 파형.

### 제어 법칙

각 스위칭 사이클에 대한 전하 정보를 얻는 방법을 알아보았으니, 이제 새로운 제어 법칙을 사용하여 시누소이드 입력 전류 파형을 얻는 방법을 살펴보겠습니다. 그림 6를 참조하십시오.

그림 2에 나와 있는 기존 제어 법칙과 비교했을 때 두 가지 차이점이 있습니다.

- 전류 루프 레퍼런스는  $V_{IN}$  이 아닌  $V_{IN}^2$ 으로 변조됩니다.
- 피드백 신호는  $I_{SENSE}$ 가 아니라 전하  $V_{CHARGE}$ 입니다.

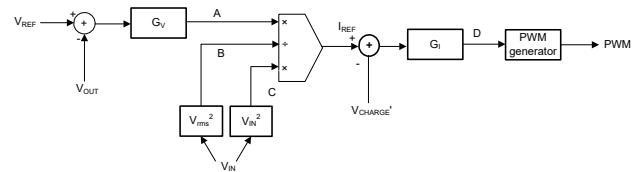


그림6. PFC에 대한 전하 모드 제어 법칙.

그림 6부터, 전류 레퍼런스  $I_{REF}$ 는 다음과 같은 조건으로 제공됩니다.

$$I_{REF} = \frac{A \cdot C}{B} \tag{1}$$

여기서  $I_{REF}$ 는 전류 루프 레퍼런스이고, A는 전압 루프 출력  $G_V$ , B는  $V_{IN}$  피드 포워드 제어에 사용되는  $V_{rms}^2$ , C는  $V_{IN}^2$ 입니다.

그림 5을(를) 보면, 방정식 2은(는) 각 스위칭 사이클에서 평균 인덕터 전류를 다음과 같이 계산합니다.

$$I_{AVG} = \frac{(I_1 + I_2)(T_{on} + T_{off})}{2T} \quad (2)$$

여기서  $I_{AVG}$  는 평균 인덕터 전류,  $I_1$  은 각 스위칭 주기의 시작 부분에 있는 인덕터 전류,  $I_2$  는 각 스위칭 사이클의 인덕터 전류 피크 값,  $T_{on}$  은 부스트 스위치 Q 턴온 시간,  $T_{off}$  는 부스트 다이오드 D 전도 시간이며  $T$  는 스위칭 기간입니다.

**방정식 3**은(는) 각 스위칭 사이클에서  $C1(V_{CHARGE})$ 의 피크 전압을 다음과 같이 계산합니다.

$$V_{CHARGE} = \frac{(I_1 + I_2) T_{off}}{2C} \quad (3)$$

여기서  $C$ 는  $C1$ 의 커패시턴스입니다.

정상 상태에서 제어 루프는  $V_{CHARGE}$ 를 강제로  $I_{REF}$ 와 같게 합니다(**방정식 4**참조).

$$V_{CHARGE} = I_{REF} \quad (4)$$

정상 상태 작동의 부스트 유형 컨버터의 경우 부스트 인덕터에 적용되는 볼트 초는 각 스위칭 기간 동안 균형을 이루어야 합니다(**방정식 5** 참조).

$$T_{on} V_{IN} = T_{off} (V_{OUT} - V_{IN}) \quad (5)$$

**방정식 6**은(는) **방정식 5**을(를) 통해 **방정식 1**을(를) 결합합니다.

$$I_{AVG} = \frac{G_v V_{OUT} C}{V_{rms}^2 T} V_{IN} \quad (6)$$

**방정식 6**에서  $C$ 와  $T$ 는 모두 일정하고  $G_v$ ,  $V_{OUT}$  및  $V_{rms}$ 는 정상 상태가 변하지 않기 때문에  $I_{AVG}$ 는  $V_{IN}$ 을 따릅니다.  $V_{IN}$ 이 시누소이드 파형인 경우  $I_{AVG}$ 도 시누소이드 파형이며, 따라서 PFC를 달성합니다. **방정식 2**와(과) **방정식 3**은(는) CCM과 불연속 전도 모드(DCM) 모두에 유효하므로 **방정식 6**은(는) CCM과 DCM 작동에 모두 유효합니다.

### RHPZ 효과 및 솔루션

PFC가 DCM에서 작동할 때 전하 모드 제어를 위한 루프 보상은 단순합니다. 하지만 부스트 컨버터가 CCM에서 작동할 때는 RHPZ(Right-Half-Plane Zero)가 제어 루프에 나타나기 때문에 루프 보상이 힘들어집니다[3]. RHPZ는 제어 루프의 잠재적인 위상 여유에 부정적인 영향을 주는 위

상 강하를 유도합니다. **방정식 7**에서는 제어 루프의 소신호 모델을 다음과 같이 표현합니다.

$$\frac{\hat{v}_{CHARGE}}{\hat{d}} = \frac{V_{OUT}(1-D)T}{sLC} \left( 1 - \frac{sL}{(1-D)^2 R_{LOAD}} \right) = \frac{1 - \frac{s}{\omega_z}}{\frac{s}{\omega_0}} \quad (7)$$

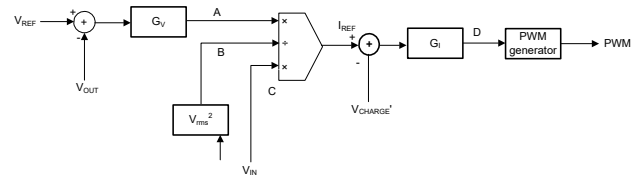
$R_{LOAD}$ 가 PFC의 출력 부하인 경우  $D$ 는 펄스 폭 변조 듀티 사이클,  $\omega_0 = \frac{V_{OUT}T(1-D)}{sLC}$  및  $\omega_z = \frac{R_{LOAD}T(1-D)^2}{L}$ .

**방정식 7**는 RHPZ  $\omega_z$ 를 분명하게 보여줍니다. 여기서 주파수는 부하, 부스트 인덕턴스 및  $D$ ( $D$ 는 입력 및 출력 전압에 따라 다름)에 따라 달라지며, 따라서 루프 보상이 매우 어려워집니다.

**방정식 8**은(는) RHPZ를 제거하려고 위해 피드백 신호를 수정합니다.

$$V'_{CHARGE} = \frac{V_{CHARGE}}{T_{off}} \quad (8)$$

**그림 7**은(는) 제어 법칙을 수정하며, 여기서  $I_{REF}$ 가  $V_{IN}^2$ 이 아닌  $V_{IN}$ 으로 변조되는 것을 볼 수 있습니다.



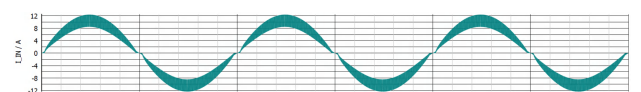
**그림 7.** RHPZ를 제거한 후 PFC에 대한 전하 모드 제어 법칙.

이 수정을 적용하면 **방정식 9**은(는) 제어 루프의 소신호 모델을 다음과 같이 표현합니다.

$$\frac{\hat{v}_{CHARGE}}{\hat{d}} = \frac{V_{OUT}}{sL} \quad (9)$$

RHPZ가 사라지고 식이 1차식이 되어 보상하기 매우 쉬워집니다.

**그림 8**은(는) 시뮬레이션을 통해 새로운 제어 알고리즘의 검증과 시누소이드 입력 전류 파형을 달성하는 방법을 보여줍니다.



**그림 8.** 시뮬레이션 결과: 시누소이드 입력 전류 파형

## 결론

충전 모드는 입력 전류를 직접 제어하는 대신 각 스위칭 사이클에서 PFC 출력에 전달할 전기 충전하량을 제어합니다. 이 알고리즘은 모든 PFC 토폴로지에 사용할 수 있지만, 기존에는 양방향 인덕터 전류를 감지하기 위해 홀 효과 센서 같은 센서가 필요했던 토템 폴 브리지리스 PFC에 특히 유용합니다. 문제는 홀 효과 센서는 비용이 많이 들 뿐만 아니라 대역폭 제한, 자기장 민감성, 온도에 따른 DC 오프셋 변화 등의 한계점도 가지고 있다는 점입니다. 충전 모드 제어는 인덕터 전류를 감지할 필요를 없애주기 때문에 고가의 양방향 전류 센서가 필요 없습니다. 대신, 저대역폭 연산 증폭기 또는 CT와 함께 훨씬 저렴한 전류 감지 레지스터를 사용할 수 있습니다.

토템 폴 브리지리스 PFC는 효율이 높기 때문에 고효율성을 요구하는 애플리케이션에서 매력적인 솔루션입니다. 높은 비용이 항상 폭넓은 보급을 가로막는 장애물이었지만, 이제 이 새로운 제어 알고리즘은 높은 효율성과 낮은 비용을 요구하는 애플리케이션에서 선택 가능한 옵션이 되었습니다. 텍사스 인스트루먼트의 C2000™ 마이크로컨트롤러 및 UCD3138 컨트롤러와 같은 기존 디지털 컨트롤러를 사용하여 전하 모드 제어를 구현하거나 새로운 아날로그 PFC 컨트롤러의 개발에 이를 사용할 수 있습니다.

## 참고 자료

1. 텍사스 인스트루먼트: [High Power Factor Preregulator for Off-Line Power Supplies\(오프라인 전원 공급장치를 위한 고역률 사전 레귤레이터\)](#).
2. [Charge Mode Control for Power Factor Correction Circuit\(역률 보정 회로를 위한 충전 모드 제어\)](#). U.S. Patent 11,705,808 B2, 2021년 9월 30일 출원, 2023년 7월 18일 등록.
3. 텍사스 인스트루먼트: [The Right-Half-Plane Zero – A Simplified Explanation\(RHPZ - 간단한 설명\)](#).

**중요 알림:** 이 문서에 기술된 텍사스 인스트루먼트의 제품과 서비스는 TI의 판매 표준 약관에 의거하여 판매됩니다. TI 제품과 서비스에 대한 최신 정보를 완전히 숙지하신 후 제품을 주문해 주시기 바랍니다. TI는 애플리케이션 지원, 고객의 애플리케이션 또는 제품 설계, 소프트웨어 성능 또는 특허권 침해에 대해 책임을 지지 않습니다. 다른 모든 회사의 제품 또는 서비스에 관한 정보 공개는 TI가 승인, 보증 또는 동의한 것으로 간주되지 않습니다.

C2000™ is a trademark of Texas Instruments.  
모든 상표는 해당 소유권자의 자산입니다.

## IMPORTANT NOTICE AND DISCLAIMER

TI PROVIDES TECHNICAL AND RELIABILITY DATA (INCLUDING DATA SHEETS), DESIGN RESOURCES (INCLUDING REFERENCE DESIGNS), APPLICATION OR OTHER DESIGN ADVICE, WEB TOOLS, SAFETY INFORMATION, AND OTHER RESOURCES "AS IS" AND WITH ALL FAULTS, AND DISCLAIMS ALL WARRANTIES, EXPRESS AND IMPLIED, INCLUDING WITHOUT LIMITATION ANY IMPLIED WARRANTIES OF MERCHANTABILITY, FITNESS FOR A PARTICULAR PURPOSE OR NON-INFRINGEMENT OF THIRD PARTY INTELLECTUAL PROPERTY RIGHTS.

These resources are intended for skilled developers designing with TI products. You are solely responsible for (1) selecting the appropriate TI products for your application, (2) designing, validating and testing your application, and (3) ensuring your application meets applicable standards, and any other safety, security, regulatory or other requirements.

These resources are subject to change without notice. TI grants you permission to use these resources only for development of an application that uses the TI products described in the resource. Other reproduction and display of these resources is prohibited. No license is granted to any other TI intellectual property right or to any third party intellectual property right. TI disclaims responsibility for, and you will fully indemnify TI and its representatives against, any claims, damages, costs, losses, and liabilities arising out of your use of these resources.

TI's products are provided subject to [TI's Terms of Sale](#) or other applicable terms available either on [ti.com](https://www.ti.com) or provided in conjunction with such TI products. TI's provision of these resources does not expand or otherwise alter TI's applicable warranties or warranty disclaimers for TI products.

TI objects to and rejects any additional or different terms you may have proposed.

Mailing Address: Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265  
Copyright © 2024, Texas Instruments Incorporated