



Yinsong Cai

Boost Converter and Controller Solutions

추상

LM5157x/LM5158x 디바이스는 넓은 입력 범위의 비동기식 컨버터로 전원 스위치가 내장되어 있습니다. 일반적인 구성에는 부스트, 플라이 백 및 SEPIC 토폴로지가 포함됩니다. 이 보고서는 LM5157x/LM5158x를 사용하여 부스트 컨버터를 구성하고 설계하는 과정을 독자에게 안내합니다. 설계 예시는 LM5157EVM-BST 평가 모듈을 만드는 데 사용되며 그 결과는 [LM5157EVM-BST 사용 설명서](#)에 제시되어 있습니다. 이 보고서는 LM5157x/LM5158x를 부스트 컨버터로 구현하기 위한 설계 단계와 고려 사항에만 초점을 맞춥니다. 부스트 컨버터의 기본 개념 및 작동에 관한 사항은 [스위치 모드 전원 공급 장치의 부스트 파워 스테이지 이해](#)에서 확인할 수 있습니다.

목차

1 LM5157 부스트 디자인 예시	2
2 계산 및 부품 선택	2
2.1 스위칭 주파수.....	2
2.2 인덕터 계산.....	2
2.3 기율기 보정 검사.....	3
2.4 인덕터 선택.....	4
2.5 다이오드 선택.....	4
2.6 출력 캐패시터 선택.....	4
2.7 입력 캐패시터 선택.....	5
2.8 UVLO 저항기 선택.....	5
2.9 소프트 스타트 캐패시터 선택.....	5
2.10 피드백 저항기 선택.....	5
2.11 제어 루프 보정.....	5
2.12 전력 손실 및 효율성 추정.....	7
3 구현 결과	9
4 작은 신호 주파수 분석	12
4.1 부스트 조절기 모듈레이터 모델.....	12
4.2 보정 모델링.....	13
4.3 개방형 루프 모델링.....	13

그림

그림 2-1. 유형 II 보정 네트워크.....	5
그림 3-1. 애플리케이션 회로.....	9
그림 3-2. 효율 vs. I_{OUT}	9
그림 3-3. 제어 루프 응답 $V_{SUPPLY} = 6V$, $I_{LOAD} = 1.6A$	9
그림 3-4. 부하 단계: I_{LOAD} 0.8A to 1.6A, $V_{SUPPLY} = 6V$	10
그림 3-5. 열 이미지: $V_{SUPPLY} = 6V$, $I_{LOAD} = 1.6A$	10
그림 3-6. LM5157EVM-BST 회로도.....	10

표

표 1-1. 설계 파라미터.....	2
표 3-1. 재료 명세서.....	11
표 4-1. 발전소 방정식.....	12
표 4-2. 보정 모델링 방정식.....	13
표 4-3. 개방형 루프 모델링 방정식.....	13

상표

모든 상표는 해당 소유권자의 자산입니다.

1 LM5157 부스트 디자인 예시

이 설계 예시에서는 일반적인 디자인 절차와 계산을 통해 LM5157과 비동기 부스트 컨버터를 구현합니다. LM51571, LM5158, LM51581과 설계가 매우 유사합니다. 이 구성은 조절되지 않은 6V 레일(3V~9V)에서 최대 1.6A의 규제된 12V의 부하 전류를 공급하도록 설계했습니다(6V 미만 입력에서 부하가 절반 감소됨). AM 대역(530kHz~1.8MHz)의 간섭을 피하기 위해 2.1MHz의 스위칭 주파수를 선택합니다. 파라미터는 표 1-1에 제시되어 있으며 부품 선택은 섹션 2에 설명되어 있습니다.

표 1-1. 설계 파라미터

매개변수	사양
V _{SUPPLY}	3 V~9 V
V _{LOAD}	12V
I _{LOAD}	1.6A(V _{SUPPLY} = 6V~9V)
	0.8A(V _{SUPPLY} = 3V~6V)
f _{SW}	2.1MHz
η(추정 효율)	90%

2 계산 및 부품 선택

LM5157x 및 LM5158x 특정 계산은 표 1-1의 설계 파라미터에 기초하여 연속전도 모드로 동작하는 부스트 컨버터를 구현하기 위해 주어졌습니다.

2.1 스위칭 주파수

주어진 설계 파라미터를 사용하여 적절한 전환 주파수를 선택하는 것이 설계 프로세스의 첫 번째 단계입니다. 일반적으로 스위칭 주파수가 높을수록 솔루션 크기는 작아지고 스위칭 손실은 커지며 효율은 낮아집니다. 따라서, 스위칭 주파수의 최종 선택은 응용 프로그램의 특정 요구사항에 기초한 전력 밀도와 효율 사이의 절충입니다. EMC 요건이 엄격한 디자인에서는 전환 주파수의 고조파를 고려해야 합니다. 방정식 1은 LM5157x 및 LM5158x에서 발진기의 주파수를 설정하는 데 사용됩니다. 예제 애플리케이션은 2.1MHz의 스위칭 주파수를 갖도록 선택했습니다.

$$R_T = \frac{2.21 \times 10^{10}}{F_{sw}} - 955 = \frac{2.21 \times 10^{10}}{2.1\text{MHz}} - 955 = 9.57\text{k}\Omega \quad (1)$$

9.53kΩ의 표준 값은 1% 오차범위로 R_T를 위해 선택됩니다.

상기 LM5157x 및 LM5158x의 내부 발진기는 상기 데이터 시트에 기재된 바와 같이 외부 클럭에 동기화할 수 있습니다. LM5157x 및 LM5158x에는 주파수에 의존하는 최대 듀티 사이클 제한이 있으며, 이는 데이터 시트에도 포함되어 있습니다.

2.2 인덕터 계산

부스트 컨버터의 인덕턴스 값은 인덕터 전류 리플비(RR, 평균 인덕터 전류에 대한 피크 대 피크 리플 전류로 정의됨)로 계산할 수 있습니다. 인덕턴스 값의 선택을 지배하는 세 가지 주요 고려 사항이 있습니다: 전력 손실, 인덕터 전류의 하강 경사면 및 제어 루프의 오른쪽 절반 평면(RHP) 제로 주파수(ω_{Z_RHP})입니다.

- 인덕턴스 값이 증가할수록 인덕터 코어 손실과 RMS 전류는 작아지지만 인덕터의 DCR은 더 높아질 수 있다는 점에 주목하십시오.
- 인덕턴스 값은 LM5157x/LM5158x의 피크 전류 모드 제어에서 인덕터 전류의 하강 경사가 서브 고조파 진동을 방지할 수 있을 만큼 충분히 작아야 합니다.
- 부스트 컨버터에서 RHP 0은 일반적으로 설계의 대역폭 제한을 설정합니다. 따라서 RHP 0 주파수는 제어 루프의 높은 교차 주파수를 허용하기에 충분히 높아야 합니다. 상대 인덕턴스 값이 감소할수록 RHP 0 주파수는 증가합니다.

최대 리플비율이 30%~70%인 경우 상기 고려사항들간의 밸런스가 양호합니다. 이 예시에서는 인덕터 전류의 최대 리플비가 60%로 설정됩니다. 연속전도모드(CCM) 운전 시 듀티 사이클 33%($D_{\max, \Delta IL} = 0.33$)에서 최대 리플비가 발생하며, **방정식 2**는 33% 듀티 사이클에서 공급 전압을 계산하는 데 사용됩니다.

$$V_{\text{SUPPLY_최대}\Delta IL} = V_{\text{LOAD}} \cdot (1 - D_{\text{최대}\Delta IL}) = 12 \cdot (1 - 0.33) = 8V \quad (2)$$

여기서

- $D_{\max, \Delta IL}$ 은 최대 인덕터 리플 전류가 발생하는 듀티 사이클입니다.

$V_{\text{SUPPLY_max}\Delta IL}$ 를 아는 상황에서, 원하는 리플비 및 스위칭 주파수를 **방정식 3**을 사용하여 1.6 부하에서의 인덕턴스 값을 계산합니다($V_{\text{SUPPLY}} = 6V$ to $9V$).

$$L_{M_calc_1} = \frac{V_{\text{SUPPLY}}}{I_{\text{SUPPLY}} \cdot RR \cdot F_{\text{sw}}} \cdot D = \frac{8V}{2.4A \cdot 0.6 \cdot 2.1\text{MHz}} \cdot 0.33 = 0.88\mu\text{H} \quad (3)$$

여기서

- $D_{\text{최대}}$ 인덕터 리플 전류가 발생하는 듀티 사이클입니다.
- RR 은 인덕터 전류 리플비입니다.

33%의 듀티 사이클이 발생하지 않는 0.8A의 부하 케이스($V_{\text{SUPPLY}} = 3V$ to $6V$) 조건에서 최대 공급 전압($V_{\text{SUPPLY}} = 3V$ ~ $6V$)을 사용하여 최대 리플 비율을 계산합니다. **방정식 4**는 인덕터 값을 계산하는 데 사용됩니다.

$$L_{M_calc_2} = \frac{6V}{1.6A \cdot 0.6 \cdot 2.1\text{MHz}} \cdot 0.5 = 1.49\mu\text{H} \quad (4)$$

1.5 μH 의 표준 인덕턴스 L_M 는 두 영역의 요구 사항을 모두 충족하기 위해 L_M 값으로 선택됩니다. 최대 피크 인덕터 전류는 공급 전압이 최소값인 $V_{\text{SUPPLY_min}}$ 및 최대 부하 전류 $I_{\text{LOAD_max}}$ 일 때 발생합니다. 피크 인덕터 전류는 **방정식 5**와 **방정식 6**을 사용해 계산합니다. 다시 말해, 두 영역은 별도로 계산되며 이때 더 큰 영역이 곧 최대 영역이 됩니다.

$$I_{L_peak_최대값_1} = \frac{V_{\text{LOAD}} \cdot I_{\text{OUT}}}{V_{\text{SUPPLY}} \cdot \eta} + \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{\text{SUPPLY}} \cdot D}{L_M \cdot F_{\text{sw}}} = \frac{12V \cdot 1.6A}{6V \cdot 0.9} + \frac{1}{2} \cdot \frac{6V \cdot 0.5}{1.5\mu\text{H} \cdot 2.1\text{MHz}} = 4.03A \quad (5)$$

$$I_{L_peak_최대값_2} = \frac{12V \cdot 0.8A}{3V \cdot 0.9} + \frac{1}{2} \cdot \frac{3V \cdot 0.75}{1.5\mu\text{H} \cdot 2.1\text{MHz}} = 3.91A \quad (6)$$

여기서

- η 은 추정 효율입니다.

피크 인덕터 전류는 LM5158, LM51581, LM5157, LM51571 중 디바이스를 적절히 선택하는데 사용됩니다. 데이터 시트에서 현재 한계를 참조하십시오. 레귤레이터의 구성 요소 공차 및 전력 손실로 인해 피크 전류 한계는 계산된 피크 인덕터 전류보다 어느 정도의 여유로 선택해야 합니다. 이 예시에서는 15%의 여유도가 사용되며 LM5157 디바이스가 선택됩니다.

2.3 기율기 보정 검사

피크 전류 모드 제어 이론에 따르면, 하이 듀티 사이클에서 서브 고조파 진동을 방지하기 위해서는 보정 램프의 기율기가 감지된 인덕터 전류 하강 기율기의 절반 이상이어야 합니다. 따라서 **방정식 7**의 다음과 같은 부등식이 충족될 것입니다.

$$0.5 \times \frac{(V_{\text{LOAD}} + V_F) - V_{\text{SUPPLY}}}{L_M} \times A_{\text{CS}} \times \text{Margin} < 500\text{mV} \times F_{\text{sw}} \quad (7)$$

여기서

- A_{CS} 는 등가 전류 감지 게인입니다.
- 500mV는 기율기 보정 피크 전압입니다.
- V_F 는 다이오드의 순방향 전압입니다.

일반적으로 감지된 인덕터 전류 하강 기울기의 82%는 기울기 보정의 최적 값이며, 이는 1.6의 여유로 반영됩니다. 만일 부등식이 실패하면 L_M 의 인덕턴스 값을 증가시켜 하강 기울기가 작아질 수 있도록 해야 합니다. L_M 인덕턴스 값이 변경되면 피크 전류를 다시 계산하고 장치 선택을 다시 검토해야 합니다. 이 예제에서 부등식은 **방정식 8**, **방정식 9** 및 **방정식 10**에서 검증됩니다.

$$0.5 \times \frac{(V_{LOAD} + V_F) - V_{SUPPLY}}{L_M} \times A_{CS} \times \text{Margin} = 0.5 \times \frac{(12V + 0.5V) - 3V}{1.5\mu H} \times 0.095 \times 1.6 = 0.481 \times 10^6 \quad (8)$$

$$500mV \times F_{sw} = 500mV \times 2.1MHz = 1.05 \times 10^6 \quad (9)$$

$$0.481 \times 10^6 < 1.05 \times 10^6 \quad (10)$$

2.4 인덕터 선택

인덕터는 계산된 인덕턴스 값(L_M), RMS 인덕터 전류 및 최대 피크 인덕터 전류의 세 가지 파라미터에 따라 선택됩니다.

- 인덕턴스는 상용화된 공통 값인 표준 1.5 μ H로 선택됩니다.
- 인덕터의 포화 전류는 선택한 컨버터 디바이스의 최대 전류 한계치보다 커야 합니다. 인덕터가 포화되면 부품이 손상되어 컨버터가 제대로 작동하지 않을 수 있습니다.
- 리플을 무시한 상태에서 인덕터 RMS 전류는 평균 인덕터 전류와 근사할 수 있으며, 평균 인덕터 전류는 3.6A로 추정됩니다. 인덕터 RMS 전류 정격은 추정된 RMS 전류보다 높아야 하며 인덕터 온도를 용도에 따라 적절한 수준 이내로 유지해야 합니다.

본 설계 예시에서 인덕터는 인덕턴스 값이 1.5 μ H, 포화 전류 한계치가 15A, 10A RMS에서 20°C 온도 상승을 갖도록 선택됩니다.

2.5 다이오드 선택

전원 다이오드는 평균 부하 전류와 출력 전압에 대해 일정한 여유를 두고 정격해야 합니다. 또한 최대 부하에서 손실 소모를 처리할 수 있어야 합니다. 역방향 복구 시간 및 충전 시간이 짧기 때문에 쇼트키 다이오드를 사용하는 것이 좋습니다. 이 설계의 경우 45V 역방향 전압, 10A 평균 순방향 전류 쇼트키 다이오드가 선택됩니다. 전도 손실은 방정식 **방정식 11**에서 계산됩니다.

$$P_{D_con} = V_F \cdot (1 - D) \cdot I_{SUPPLY} = 490mV \cdot (1 - 0.5) \cdot \frac{12V \cdot 1.6A}{6V} = 0.78w \quad (11)$$

여기서

- V_F 는 다이오드의 순방향 전압 강하입니다.

2.6 출력 캐패시터 선택

출력 커패시터는 출력 전압 리플 및 부하 과도 성능을 결정합니다. 이 예시에서 출력 캐패시터는 필요한 출력 전압 리플을 기준으로 적절한 크기를 갖습니다. 필요한 V_{LOAD} 리플이 100mV인 경우 최소 출력 캐패시턴스를 계산하기 위해 **방정식 12**가 사용됩니다.

$$C_{OUT_최소} = \frac{I_{LOAD} \cdot D}{F_{sw} \cdot \Delta V_{LOAD}} = \frac{1.6A \cdot 0.5}{2.1MHz \cdot 100mV} = 3.8\mu F \quad (12)$$

출력 캐패시터는 AC 전류를 처리하도록 정격되어야 합니다. 최대 출력 리플 전류는 **방정식 13**을 이용하여 추정합니다.

$$I_{RMS_COUT} = \sqrt{(1 - D) \cdot \left[I_{LOAD}^2 \cdot \frac{D}{(1 - D)^2} + \frac{\Delta i_L^2}{3} \right]} = \sqrt{(1 - 0.5) \cdot \left[1.6A^2 \cdot \frac{0.5}{(1 - 0.5)^2} + \frac{0.48A^2}{3} \right]} = 1.6A \quad (13)$$

상기 조건은 인덕터 계산과 마찬가지로 최대 부하 케이스와 감쇄된 반부하 케이스 사이에 가장 높은 캐패시턴스 요구량과 가장 높은 RMS 전류를 갖는 **최악의 시나리오**로 선택된다는 점에 유의하십시오. 이러한 설계를 위해 전체 출력 캐패시턴스 28 μ F가 선택되며, 이는 12 V DC 바이어스 하에서의 캐패시턴스 강하를 고려할 때 약 22 μ F입니다. 캐패시터 बैंक ESR(R_{ESR})은 약 0.22M Ω 으로 추정됩니다.

2.7 입력 캐패시터 선택

입력 캐패시터는 공급 리플 전압을 결정합니다. 이 설계에서는 낮은 ESR 세라믹 캐패시터를 사용하여 60μF의 입력 캐패시터를 선택합니다. [방정식 14](#)는 최대 공급 전압 리플을 계산하는 데 사용됩니다.

$$\Delta V_{\text{SUPPLY}} = \frac{V_{\text{LOAD}}}{32 \cdot L_M \cdot C_{\text{IN}} \cdot F_{\text{SW}}^2} = \frac{12\text{V}}{32 \cdot 1.5\mu\text{H} \cdot 60\mu\text{F} \cdot 2.1\text{MHz}^2} = 1\text{mV} \quad (14)$$

2.8 UVLO 저항기 선택

외부 저전압 로코아웃(UVLO) 저항기는 레귤레이터의 최소 작동 전압을 설정합니다. 원하는 컨버터의 시작 전압 ($V_{\text{SUPPLY(ON)}}$)과 원하는 컨버터의 꺼짐 전압($V_{\text{SUPPLY(OFF)}}$)의 두 가지 레벨을 지정해야 합니다. 이 예시에서 $V_{\text{SUPPLY(ON)}}$ 전압은 2.8V이고 $V_{\text{SUPPLY(OFF)}}$ 는 2.4V입니다. [방정식 15](#)를 사용하여 상단 UVLO 저항(R_{UVLOT})을 계산합니다.

$$R_{\text{UVLOT}} = \frac{0.967 \cdot V_{\text{SUPPLY(ON)}} - V_{\text{SUPPLY(OFF)}}}{5\mu\text{A}} = \frac{0.967 \cdot 2.8\text{V} - 2.4\text{V}}{5\mu\text{A}} = 61.5\text{k}\Omega \quad (15)$$

R_{UVLOT} 에 대해서는 61.9kΩ 표준 값을 선택합니다. [방정식 16](#)을 사용하여 하단 UVLO 저항기(R_{UVLOB})를 계산합니다.

$$R_{\text{UVLOB}} = \frac{1.5\text{V} \cdot R_{\text{UVLOT}}}{V_{\text{SUPPLY(ON)}} - 1.5\text{V}} = \frac{1.5\text{V} \cdot 61.9\text{k}\Omega}{2.8\text{V} - 1.5\text{V}} = 71.4\text{k}\Omega \quad (16)$$

R_{UVLOB} 에 대해서는 표준값 71.5kΩ을 선택합니다.

2.9 소프트 스타트 캐패시터 선택

소프트 스타트 캐패시터는 레귤레이터 시작 시 로드 전압 및 돌입 전류의 오버슈트를 제어하는 데 사용됩니다. [방정식 17](#)은 최소 권장 소프트 스타트 캐패시터 값을 계산하는 데 사용됩니다.

$$C_{\text{SS}} > \frac{10\mu\text{A} \cdot V_{\text{LOAD}} \cdot C_{\text{OUT}}}{I_{\text{LOAD}}} = \frac{10\mu\text{A} \cdot 12\text{V} \cdot 22\mu\text{F}}{0.8\text{A}} = 3.3\text{nF} \quad (17)$$

이 설계에서는 시동 중 부하 전압에서 오버슈트를 최소화하기 위해 22nF의 C_{SS} 값이 선택됩니다.

2.10 피드백 저항기 선택

피드백 저항기(R_{FBT} , R_{FBB})는 조절된 출력 전압을 결정합니다. 피드백 저항 분배기의 바이어스 전류를 제한하기 위해 R_{FBT} 는 49.9kΩ으로 선택합니다. [방정식 18](#)는 R_{FBB} 값을 계산하는 데 사용됩니다.

$$R_{\text{FBB}} = \frac{R_{\text{FBT}}}{\frac{V_{\text{LOAD}}}{V_{\text{REF}}} - 1} = \frac{49.9\text{k}\Omega}{\frac{12\text{V}}{1\text{V}} - 1} = 4.54\text{k}\Omega \quad (18)$$

R_{FBB} 는 4.53kΩ으로 선택됩니다.

2.11 제어 루프 보정

피크 전류 모드 제어의 한 가지 이점은 전압 모드 제어에 비해 보정 설계가 더 용이하다는 것입니다. 단순 2극(원점 1개), 단일 제로 네트워크가 적절합니다. [그림 2-1](#)과 같이 II형 보정 네트워크가 구현되어 프로그램 가능한 0과 극을 제공합니다. 다음 섹션에서는 CCM 부스트에서 안정적인 시스템을 구현하기 위해 크로스오버 주파수를 설정하고 오류 증폭기의 극과 0을 배치하는 일반적인 기술을 소개합니다. 제어 루프의 자세한 모델은 [섹션 4](#)에 제시되어 있습니다.

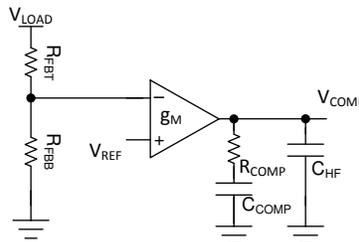


그림 2-1. 유형 II 보정 네트워크

2.11.1 교차 주파수(f_{cross}) 선택

루프의 교차 주파수는 스위칭 주파수의 1/10 또는 주파수 또는 1/5 오른쪽 절반 평면 0 주파수 중 더 낮은 주파수로 선택할 수 있습니다. [방정식 19](#)는 1/10 스위칭 주파수의 계산을 보여줍니다. [방정식 20](#) 및 [방정식 21](#)은 최대 부하 및 절반 부하 조건에서 1/5 오른쪽 반평면 제로 주파수를 계산하는 방법을 보여줍니다.

$$F_{cross} = \frac{F_{sw}}{10} = \frac{2 \text{ 이 높은 시스템의 전원 레일을 최적화합니다. } 1MHz}{10} = 210kHz \quad (19)$$

$$F_{CROSS_1} = \frac{F_{Z_RHP}}{5} = \frac{R_{LOAD} \cdot D'^2}{5 \cdot 2 \cdot \pi \cdot L_M} \quad (20)$$

= 7 이 높은 시스템의 전원 레일을 최적화합니다. $5\Omega \cdot 0$ 이 높은 시스템의 전원 레일을 최적화합니다. $5^2 = 39$
 이 높은 시스템의 전원 레일을 최적화합니다. $8kHz$

$$F_{CROSS_2} = \frac{15\Omega \cdot 0 \text{ 이 높은 시스템의 전원 레일을 최적화합니다. } 25^2}{5 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 1 \text{ 이 높은 시스템의 전원 레일을 최적화합니다. } 5\mu H} = 19 \quad (21)$$

이 높은 시스템의 전원 레일을 최적화합니다. $9kHz$

여기서

- D'는 최소 공급 전압(1 - D)입니다.
- R_{LOAD} 는 V_{LOAD} / I_{LOAD} 와 동일한 부하 저항입니다.

여유를 주기 위해, 크로스오버 주파수는 반부하 조건에서 오른쪽 반평면 0 주파수의 1/5보다 약간 작은 16.6kHz로 선택됩니다. 본 설계 예시에서는 최대 부하 조건에서의 성능이 더 중요하고 최적화되어야 합니다. 따라서 입력 전압이 6V~9V인 완전 부하 조건은 다음과 같은 계산에 사용됩니다. 보정 루프의 설계 및 선택 후, 반부하 조건의 안정성은 [섹션 4](#)의 방정식을 통해 확인할 수 있습니다.

2.11.2 R_{COMP} 선택

R_{COMP} 값은 제어 루프의 교차 주파수에 직접 영향을 미칩니다. 교차 주파수가 높을수록 제어 루프가 과도 조건에 더 빨리 반응합니다. 원하는 루프 크로스오버 주파수인 16.6kHz를 아는 상태에서 [방정식 22](#)를 사용하여 R_{COMP} 를 계산합니다.

$$R_{COMP} = \frac{2\pi \cdot C_{OUT} \cdot A_{CS} \cdot V_{LOAD}^2 \cdot F_{CROSS}}{g_m \cdot V_{SUPPLY_min}} \quad (22)$$

= $\frac{2\pi \cdot 22\mu F \cdot 0 \text{ 이 높은 시스템의 전원 레일을 최적화합니다. } 0.095 \cdot 12V^2 \cdot 16 \text{ 이 높은 시스템의 전원 레일을 최적화합니다. } 6kHz}{2mA/V \cdot 6V}$
 = 2 이 높은 시스템의 전원 레일을 최적화합니다. $62k\Omega$

여기서

- g_m 은 오차 증폭기의 트랜스컨덕턴스, 2mA/V입니다.
- A_{CS} 는 등가 전류 감지 게인 0.095입니다.

R_{COMP} 는 2.63k Ω 으로 선택합니다.

2.11.3 C_{COMP} 선택

R_{COMP} 저항기와 C_{COMP} 커패시터는 보상 네트워크의 저주파수 0을 설정합니다. 원하는 정착 시간 상수의 경우 저주파수 0이 위상 부스트로 배치됩니다. 여기서 사용되는 좋은 전략은 제로(0)를 공장의 교차 주파수(f_{CROSS})와 저주파 극(ω_{P_LF})의 기하학적 평균에 직접 배치하는 것입니다. [방정식 23](#)은 C_{COMP} 값을 생성합니다.

$$C_{COMP} = \sqrt{\frac{C_{OUT} \cdot R_{LOAD}}{4\pi \cdot R_{COMP}^2 \cdot F_{CROSS}}} \quad (23)$$

= $\sqrt{\frac{22\mu F \cdot 7 \text{ 이 높은 시스템의 전원 레일을 최적화합니다. } 5\Omega}{4\pi \cdot 2 \text{ 이 높은 시스템의 전원 레일을 최적화합니다. } 63k\Omega^2 \cdot 16 \text{ 이 높은 시스템의 전원 레일을 최적화합니다. } 6kHz}}$
 이 높은 시스템의 전원 레일을 최적화합니다. $7nF$

C_{COMP} 는 10nF로 선택됩니다.

2.11.4 C_{HF} 선택

C_{HF} 커패시터는 보정 네트워크의 고주파 극을 설정합니다. 고주파 극은 스위칭 주파수로 인한 고주파 노이즈를 감소하고 충분한 이득 여유를 보장하는 데 도움이 됩니다. 극 주파수는 보통 ESR 0보다 작은 RHP 0(ω_{Z_RHP}) 또는 RHP 0과 절반의 스위칭 주파수 사이에서 설정하는 것이 좋습니다. 이 설계 예제에서 고주파 극은 RHP 0에 배치됩니다. 방정식 24는 C_{HF}의 값을 계산하는 데 사용됩니다.

$$C_{HF} = \frac{C_{COMP} \cdot L_M}{C_{COMP} \cdot D^2 \cdot R_{LOAD} \cdot R_{COMP} - L_M} = \frac{10nF \cdot 1.5\mu H}{10nF \cdot 0.75^2 \cdot 7.5\Omega \cdot 2.62k\Omega - 1.5\mu H} = 138pF \quad (24)$$

C_{HF}는 100pF로 선택됩니다.

2.12 전력 손실 및 효율성 추정

부스트 컨버터의 총 손실(P_{TOTAL})은 디바이스 내 손실(P_{IC}, 전력 MOSFET 손실 제외), MOSFET 전력 손실(P_Q), 다이오드 전력 손실(P_D), 인덕터 전력 손실(P_L) 및 감지 저항기의 손실(P_{RS}, 이하 설명 참조)의 합으로 나타낼 수 있습니다. (P_{IC})와 (P_Q)의 합은 컨버터 디바이스 내의 전력 소모이며, IC의 과도한 온도 상승을 방지하기 위해 적절한 범위 내에서 설계합니다.

$$P_{TOTAL} = P_{IC} + P_Q + P_D + P_L + P_{RS} [W] \quad (25)$$

P_{IC}는 게이트 구동 손실(P_G)과 대기 전류에 의한 손실(P_{IQ})로 구분할 수 있습니다.

$$P_{IC} = P_G + P_{IQ} [W] \quad (26)$$

각 전력 손실은 대략적으로 다음과 같이 계산됩니다.

$$P_G = Q_{G(@VCC)} \times V_{BIAS} \times F_{SW} [W] \quad (27)$$

$$P_{IQ} = V_{BIAS} \times I_{BIAS} [W] \quad (28)$$

각 모드의 I_{BIAS} 값은 LM5157x 및 LM5158x 데이터 시트에서 확인할 수 있습니다.

P_Q는 스위칭 손실(P_{Q(SW)})과 전도 손실(P_{Q(COND)})로 나눌 수 있습니다.

$$P_Q = P_{Q(SW)} + P_{Q(COND)} [W] \quad (29)$$

각 전력 손실은 대략적으로 다음과 같이 계산됩니다.

$$P_{Q(SW)} = 0.5 \times (V_{LOAD} + V_F) \times I_{SUPPLY} \times (t_R + t_F) \times F_{SW} \quad (30)$$

t_R 및 t_F는 통합 전력 MOSFET의 상승 및 하강 시간입니다. I_{SUPPLY}는 부스트 컨버터의 입력 공급 전류입니다.

$$P_{Q(COND)} = D \times I_{SUPPLY}^2 \times R_{DS(ON)} [W] \quad (31)$$

R_{DS(ON)}는 LM5157x 및 LM5158x 데이터 시트에 제시된 MOSFET의 온저항입니다. 자가 발열로 인한 R_{DS(ON)} 증가를 고려하십시오.

P_D는 다이오드 전도 손실(P_{VF})과 역회복 손실(P_{RR})로 구분할 수 있습니다.

$$P_D = P_{VF} + P_{RR} [W] \quad (32)$$

각 전력 손실은 대략적으로 다음과 같이 계산됩니다.

$$P_{VF} = (1 - D) \times V_F \times I_{SUPPLY} [W] \quad (33)$$

$$P_{RR} = V_{LOAD} \times Q_{RR} \times F_{SW} [W] \quad (34)$$

Q_{RR} 은 다이오드의 역회수 충전으로 다이오드 데이터 시트에 지정되어 있습니다. 다이오드의 역회복 특성은 특히 부하전압이 높을 때 효율에 큰 영향을 미칩니다.

P_L 은 DCR 손실(P_{DCR})과 AC 코어 손실(P_{AC})의 합입니다. DCR은 인덕터 데이터 시트에 언급된 인덕터의 DC 저항입니다.

$$P_L = P_{DCR} + P_{AC} [W] \quad (35)$$

각 전력 손실은 대략적으로 다음과 같이 계산됩니다.

$$P_{DCR} = I_{SUPPLY}^2 \times R_{DCR} [W] \quad (36)$$

$$P_{AC} = K \times \Delta I^\beta F_{SW}^\alpha [W] \quad (37)$$

$$\Delta I = \frac{V_{SUPPLY} \times D \times \frac{1}{F_{SYNC}}}{L_M} \quad (38)$$

ΔI 는 피크 vs 피크 인덕터 전류 리플입니다. K , α 및 β 는 인덕터 제조업체가 제공할 수 있는 코어 의존 요인입니다.

LM5157x 및 LM5158x에서 구현된 전류 감지 기술로 인해 감지 저항 및 전력 손실 P_{RS} 는 무시할 수 있습니다.

전력 컨버터의 효율은 다음과 같이 추정할 수 있습니다.

$$\text{Efficiency} = \frac{V_{LOAD} \times I_{LOAD}}{P_{TOTAL} + V_{LOAD} \times I_{LOAD}} \times 100[\%] \quad (39)$$

3 구현 결과

자세한 테스트 결과는 [LM5157EVM-BST 사용 설명서](#)를 참조하십시오.

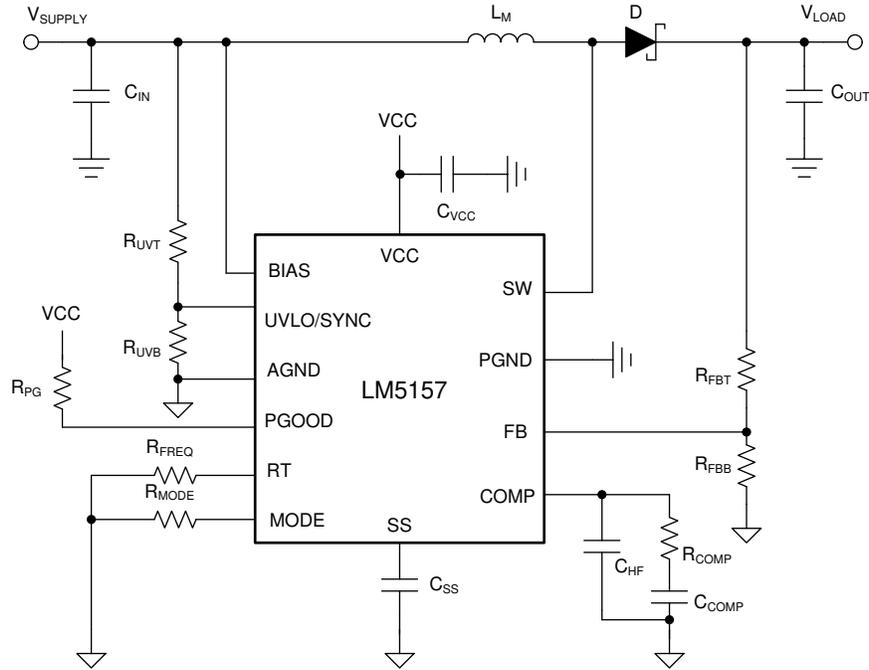


그림 3-1. 애플리케이션 회로

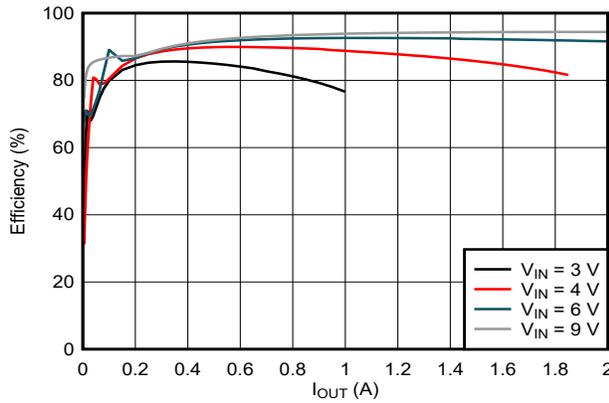


그림 3-2. 효율 vs. I_OUT

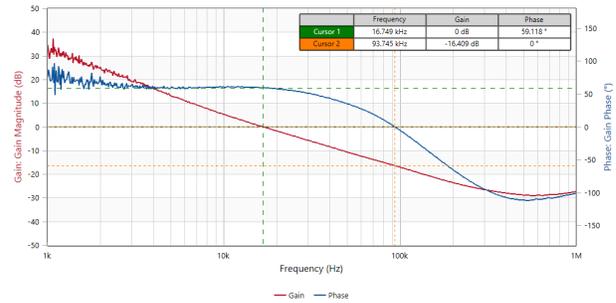


그림 3-3. 제어 루프 응답 $V_{SUPPLY} = 6V$ $I_{LOAD} = 1.6A$

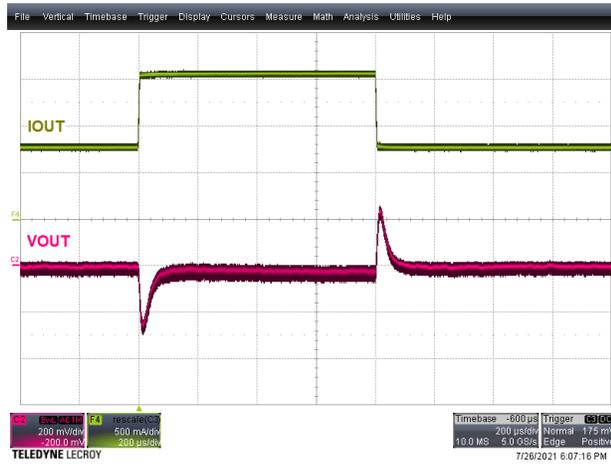


그림 3-4. 부하 단계: I_{LOAD} 0.8A to 1.6A, $V_{SUPPLY} = 6V$

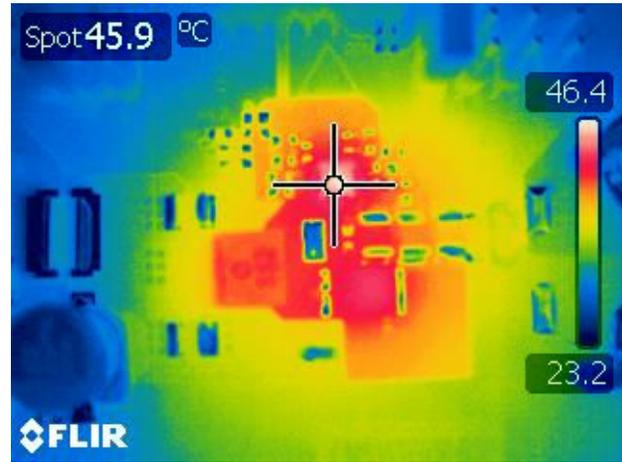


그림 3-5. 열 이미지: $V_{SUPPLY} = 6V$, $I_{LOAD} = 1.6A$

LM5157EVM-BST
1.6A/0.8A

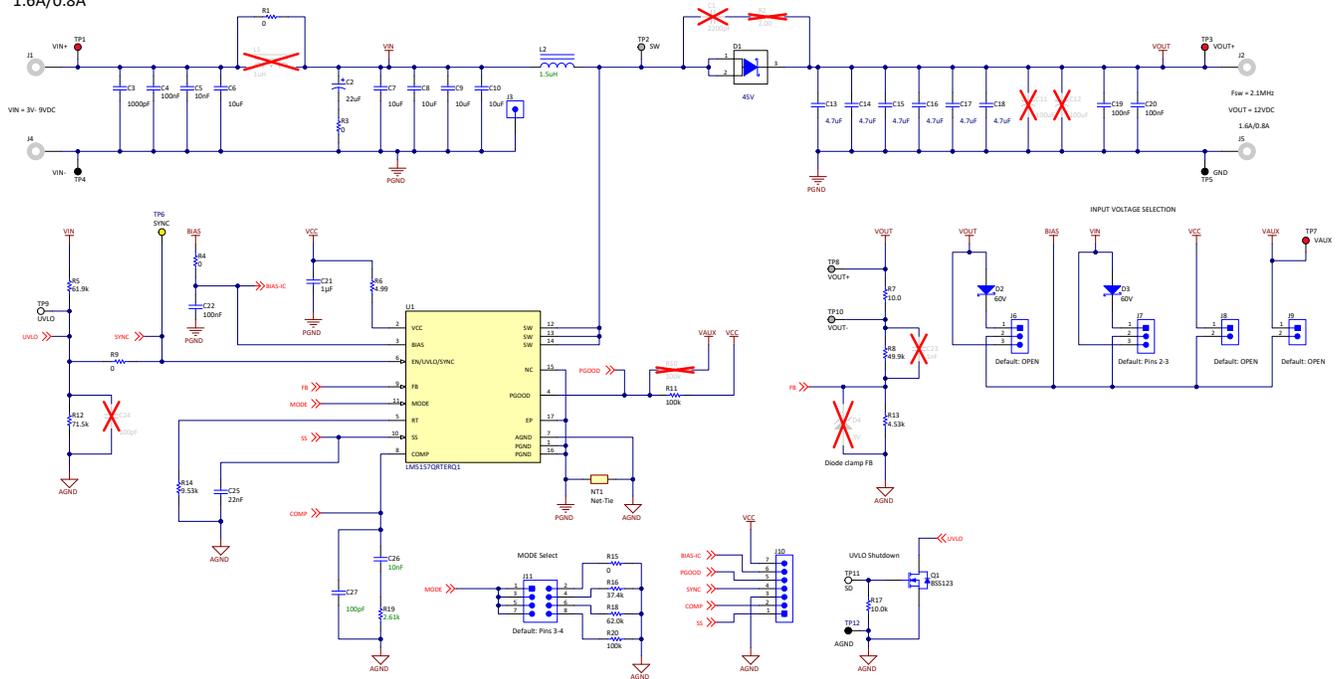


그림 3-6. LM5157EVM-BST 회로도

표 3-1. 재료 명세서

참조 지정자	수량	사양	제조사	부품 번호
R _T	1	RES, 9.53 k, 1%, 0.1 W, AEC-Q200 Grade 0, 0603	Vishay-Dale	CRCW06039K53FKEA
R _{FBT}	1	RES, 49.9 k, 1%, 0.1 W, 0603	Yageo America	RC0603FR-0749K9L
R _{FBB}	1	RES, 4.53 k, 1%, 0.1 W, AEC-Q200 Grade 0, 0603	Vishay-Dale	CRCW06034K53FKEA
L _M	1	인덕터, 실드, 컴포지트, 1.5 μ H, 14 A, 0.01052 Ω , AEC-Q200 Grade 1, SMD	Coilcraft	XEL6030-152MEB
C _{OUT1}	6	CAP, CERM, 4.7 μ F, 50 V, \pm 10%, X7R, 1210	TDK	C3225X7R1H475K250AB
C _{OUT2} (Bulk)	2	CAP, Aluminum Polymer, 100 μ F, 50 V, \pm 20%, 0.025 Ω , AEC-Q200 Grade 2, D10xL10mm SMD	Chemi-Con	HHXB500ARA101MJA0G
C _{IN1}	4	CAP, CERM, 10 μ F, 50 V, \pm 10%, X7R, 1210	MuRata	GRM32ER71H106KA12L
C _{IN2} (Bulk)	1	CAP, AL, 22 μ F, 100 V, \pm 20%, 1.3 Ω , AEC-Q200 Grade 2, SMD	Panasonic	EEE-FK2A220P
D1	1	Diode, Schottky, 45 V, 10 A, AEC-Q101, CFP15	Nexperia	PMEG045V100EPDAZ
R _{COMP}	1	RES, 2.61 k, 1%, 0.1 W, 0603	Yageo America	RC0603FR-072K61L
C _{COMP}	1	CAP, CERM, 0.01 μ F, 50 V, \pm 10%, X7R, 0603	Kemet	C0603X103K5RACTU
C _{HF}	1	CAP, CERM, 100 pF, 50 V, \pm 5%, C0G/NP0, AEC-Q200 Grade 0, 0603	TDK	CGA3E2NP01H101J080AA
R _{UVLOT}	1	RES, 61.9 k, 1%, 0.1 W, AEC-Q200 Grade 0, 0603	Vishay-Dale	CRCW060361K9FKEA
R _{UVLOB}	1	RES, 71.5 k, 1%, 0.1 W, AEC-Q200 Grade 0, 0603	Vishay-Dale	CRCW060371K5FKEA
R _{UVLOS}	1	RES, 0, 5%, 0.1 W, 0603	Yageo America	RC0603JR-070RL
C _{SS}	1	CAP, CERM, 0.022 μ F, 50 V, \pm 10%, X7R, 0603	Kemet	C0603X223K5RACTU
R _{BIAS}	1	RES, 0, 5%, 0.1 W, 0603	Yageo America	RC0603JR-070RL
C _{BIAS}	1	CAP, CERM, 0.1 μ F, 100 V, \pm 10%, X7R, AEC-Q200 Grade 1, 0603	MuRata	GCJ188R72A104KA01D
C _{VCC}	1	CAP, CERM, 1 μ F, 16 V, \pm 10%, X7R, AEC-Q200 Grade 1, 0603	TDK	CGA3E1X7R1C105K080AC
R _{VCC}	1	RES, 5.1, 5%, 0.1 W, 0603	Yageo America	RC0603JR-075R1L
R _{PG}	1	RES, 100 k, 1%, 0.1 W, AEC-Q200 Grade 0, 0603	Vishay-Dale	CRCW0603100KFKEA
R _{MODE}	1	RES, 0, 5%, 0.1 W, 0603	Yageo America	RC0603JR-070RL

4 작은 신호 주파수 분석

본 섹션에서는 LM5157x/LM5158x가 CCM 작동 시 부스트 레귤레이터로 구성되었을 때 제어 루프 소형 신호 모델에 대한 모든 공식을 제공합니다. 단순화된 공식을 통해 제어 루프를 신속하게 평가할 수 있지만 고주파에서는 정확도가 떨어집니다. 포괄적인 공식은 더 복잡하지만 고주파수에서 더 나은 정확도를 제공합니다.

4.1 부스트 조절기 모듈레이터 모델

표 4-1에는 연속 전도 모드에서 피크 전류 모드 부스트 조절기의 발전소(제어 대 출력) 모델 방정식이 포함되어 있습니다.

표 4-1. 발전소 방정식

단순 수식		종합 공식
모듈레이터 방정식		
모듈레이터 전송 기능	$\frac{\hat{V}_{LOAD}(s)}{\hat{V}_{COMP}(s)} = A_M \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{Z_ESR}}\right) \left(1 - \frac{s}{\omega_{Z_RHP}}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{P_LF}}\right)} \quad (40)$	$\frac{\hat{V}_{LOAD}(s)}{\hat{V}_{COMP}(s)} = A_M \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{Z_ESR}}\right) \left(1 - \frac{s}{\omega_{Z_RHP}}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{P_LF}}\right) \left(1 + \frac{s}{Q \cdot \omega_n} + \frac{s^2}{\omega_n^2}\right)} \quad (41)$
모듈레이터 DC 게인	$A_M = \frac{R_{LOAD}}{A_{CS}} \times \frac{D'}{2} \quad (42)$	
RHP 제로	$\omega_{Z_RHP} = \frac{R_{LOAD} (D')^2}{L_M} \quad (43)$	
ESR 제로	$\omega_{Z_ESR} = \frac{1}{C_{OUT} \cdot R_{ESR}} \quad (44)$	
저주파 극	$\omega_{P_LF} = \frac{2}{C_{OUT} \cdot R_{LOAD}} \quad (45)$	
저조파 이중극	고려되지 않음	$\omega_n = \pi \cdot f_{sw} \quad (46)$
품질 계수	고려되지 않음	$Q = \frac{1}{\pi \left[D' \cdot \left(1 + \frac{s_e}{s_n} \right) - \frac{1}{2} \right]} \quad (47)$
기울기 보상	고려되지 않음	$s_e = V_{SLOPE} \times f_{sw} \quad (48)$
감지된 상승 인덕터 기울기	고려되지 않음	$s_n = \frac{V_{SUPPLY} \times A_{CS}}{L_M} \quad (49)$

4.2 보정 모델링

표 4-2에는 트랜스컨덕턴스 오류 증폭기를 사용하여 구현된 타입 II 보정 네트워크 방정식 모델이 포함되어 있습니다.

표 4-2. 보정 모델링 방정식

	단순 수식	종합 공식	
피드백 방정식			
피드백 전송 기능	$\frac{\hat{V}_{COMP}(s)}{\hat{V}_{LOAD}(s)} = -A_{FB} \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{Z_EA}}\right)}{s \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{P_EA}}\right)}$	(50)	
피드백 DC 게인	$A_{FB} = \frac{R_{FBB} \cdot g_m}{(R_{FBB} + R_{FBT}) \cdot C_{COMP}}$	(51)	
		$A_{FB} = \frac{R_{FBB} \cdot g_m}{(R_{FBB} + R_{FBT}) \cdot (C_{COMP} + C_{HF})}$	(52)
저주파 제로	$\omega_{Z_EA} = \frac{1}{R_{COMP} \cdot C_{COMP}}$	(53)	
		$\omega_{Z_EA} = \frac{1}{R_{COMP} \cdot C_{COMP}}$	(54)
고주파 극	$\omega_{P_EA} = \frac{1}{R_{COMP} \cdot C_{HF}}$	(55)	
		$\omega_{P_EA} = \frac{C_{COMP} + C_{HF}}{R_{COMP} \cdot C_{COMP} \cdot C_{HF}}$	(56)
미드밴드 게인	$G_{MID} = \frac{R_{COMP} \cdot R_{RFB} \cdot g_m}{(R_{FBB} + R_{FBT})}$	(57)	
		$G_{MID} = \frac{C_{COMP} \cdot R_{COMP} \cdot R_{RFB} \cdot g_m}{(C_{HF} + C_{COMP}) \cdot (R_{FBB} + R_{FBT})}$	(58)

1. g_m 은 오차 증폭기의 트랜스컨덕턴스, 2mA/V입니다.

4.3 개방형 루프 모델링

이러한 방정식은 제어 루프의 개방형 루프 전달 함수를 모델링합니다.

표 4-3. 개방형 루프 모델링 방정식

	단순 수식	종합 공식	
개방형 루프 방정식			
개방형 루프 전송 기능	$T(s) = A_M \cdot A_{FB} \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{Z_ESR}}\right) \left(1 - \frac{s}{\omega_{Z_RHP}}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{Z_EA}}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{P_LF}}\right) \cdot s \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{P_EA}}\right)}$	(59)	
		$T(s) = A_M \cdot A_{FB} \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{Z_ESR}}\right) \left(1 - \frac{s}{\omega_{Z_RHP}}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{Z_EA}}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{P_LF}}\right) \left(1 + \frac{s}{Q \cdot \omega_n} + \frac{s^2}{\omega_n^2}\right) \cdot s \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{P_EA}}\right)}$	(60)
교차 주파수	$f_{cross} = \frac{g_m \times V_{SUPPLY} \times R_{COMP}}{2\pi \times C_{OUT} \times A_{CS} \times V_{LOAD}^2}$	(61)	
		보드 플롯 사용	

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 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 © 2022, Texas Instruments Incorporated