



Garrett Roecker

Boost Converter and Controller Solutions

추상

LM5156은 스위칭 레귤레이터용 다용도 비동기식 로우사이드 N-FET 컨트롤러입니다. LM5156의 일반적인 구성에는 부스트, 플라이백, SEPIC 레귤레이터가 포함됩니다. 이 애플리케이션 보고서는 부스트 레귤레이터로 LM5156을 구성하고 설계하는 방법을 중점적으로 다룹니다. 이 절차는 일반적인 절차이며 연속 전도 모드(CCM) 부스트 작동을 위한 올바른 구성 요소를 선택하는 데 중점을 둡니다. 설계 예시는 LM5156EVM-BST 평가 모듈을 만드는 데 사용되었으며 그 결과는 [LM5156EVM-BST 사용 설명서](#)에 제시되어 있습니다. 일반 애플리케이션의 경우 [LM5155/56 부스트 컨트롤러 빠른 시작 계산기](#)를 사용하여 이 보고서에 설명된 계산을 효율적으로 완료할 수 있습니다.

목차

1 LM5156 설계 예	2
2 애플리케이션 예	2
3 계산 및 부품 선택	2
3.1 스위칭 주파수	2
3.2 인덕터 계산	3
3.3 전류 감지 저항 계산	4
3.4 인덕터 선택	6
3.5 다이오드 선택	6
3.6 MOSFET 선택	6
3.7 출력 커패시터 선택	6
3.8 입력 커패시터 선택	7
3.9 UVLO 저항기 선택	7
3.10 소프트 스타트 커패시터 선택	8
3.11 피드백 저항기 선택	8
3.12 제어 루프 보정	8
3.13 효율성 추정	9
4 구성 요소 선택 요약	12
5 작은 신호 주파수 분석	15
5.1 부스트 조절기 모듈레이터 모델	15
5.2 보정 모델링	16
5.3 개방형 루프 모델링	16
6 개정 내역	16

그림

그림 3-1. LM5156 전류 감지 네트워크	4
그림 3-2. 유형 II 보정 네트워크	8
그림 4-1. 애플리케이션 회로	12
그림 4-2. 효율 대 I_{OUT}	12
그림 4-3. 제어 루프 응답 $V_{SUPPLY} = 4V, I_{LOAD} = 3A$	12
그림 4-4. 부하 단계: $I_{LOAD} 1.5A \sim 3A, V_{SUPPLY} = 4V$	13
그림 4-5. 열 이미지: $V_{SUPPLY} = 4V, I_{LOAD} = 3A$	13
그림 4-6. LM5156EVM-BST 회로도	14

표

표 2-1. 설계 파라미터	2
표 5-1. 제어 루프 방정식	15
표 5-2. 보정 모델링 방정식	16
표 5-3. 개방형 루프 모델링 방정식	16

1 LM5156 설계 예

이 설계 가이드는 전부하에서 연속 전도 모드(CCM)에서 작동하는 비동기 부스트 컨트롤러를 구현하기 위한 일반적인 설계 절차 및 계산을 따릅니다. 이 설계 예에서는 레귤레이션되지 않은 12V 레일(9V~18V 정격)(2.5V~42V 과도)을 사용하여 최대 3A의 부하 전류로 조정된 12V를 생성합니다. AM 대역(530 kHz~1.8 MHz)의 간섭을 피하기 위해 440 kHz의 스위칭 주파수를 선택합니다. 최소 공급 전압은 2.5V로 선택되며, 이는 정지 시동 조건 및 저온 크랭킹 조건 하에서 작동하는 데 필요한 여러 오토모티브 애플리케이션과 유사합니다. 이 설계는 4V의 작동 전압에서 지속적으로 작동하도록 설계되었지만 2.5V의 낮은 공급 과도현상을 지원합니다. [섹션 3](#)에서는 [표 2-1](#)에 나와 있는 일반 설계 매개 변수를 기반으로 부품 선택을 설명합니다.

2 애플리케이션 예

[표 2-1](#)는 예제 애플리케이션에 대한 매개 변수를 나타냅니다.

표 2-1. 설계 파라미터

매개변수	사양
V _{SUPPLY}	2.5V ~ 12V(12V 이상에서는 조절되지 않음)
V _{LOAD}	12V
I _{LOAD}	3 A
f _{SW}	440 kHz
η(추정 효율)	90%

3 계산 및 부품 선택

이 섹션에서는 연속 전도 모드에서 작동하는 부스트 컨트롤러를 구현하는 LM5156 디바이스의 방정식에 대해 설명합니다. 구성 요소 선택은 [표 2-1](#)에 설명된 예제 애플리케이션을 기반으로 합니다.

3.1 스위칭 주파수

적절한 스위칭 주파수를 선택하는 것이 설계 프로세스의 첫 번째 단계입니다. 스위칭 주파수가 높아지면 전체 솔루션 크기가 작아집니다. 하지만 크기가 작으면 스위칭 손실 증가로 인해 총 효율성 레귤레이터가 감소합니다. 상대적으로 낮은 스위칭 주파수를 선택함으로써 더 높은 효율을 달성할 수 있지만 물리적으로 더 큰 부품이 필요합니다. EMC 요건이 엄격한 디자인에서는 전환 주파수의 고조파를 고려해야 합니다. [방정식 1](#)은 LM5156 장치에서 발진기의 주파수를 설정하는 데 사용됩니다. 예제 애플리케이션은 440kHz의 스위칭 주파수를 갖도록 선택했습니다.

$$R_T = \frac{2.21 \times 10^{10}}{f_{SW}} - 955 = \frac{2.21 \times 10^{10}}{440 \text{ kHz}} - 955 = 49.2 \text{ k}\Omega \quad (1)$$

R_T에 대해서는 49.9kΩ 표준 값을 선택합니다.

LM5156의 내부 발진기는 상기 데이터 시트에 기재된 바와 같이 외부 클럭에 동기화할 수 있습니다. LM5156에는 주파수 종속적인 최대 듀티 사이클 제한이 있습니다. 스텝업 비율 제한에 대한 자세한 내용은 LM5156 데이터시트를 참조하십시오.

3.2 인덕터 계산

인덕턴스 값을 선택할 때는 인덕터 전류 리플 비율(RR), 인덕터 전류의 하강 기울기 및 제어 루프의 오른쪽 절반 평면 제로 주파수(ω_{z_RHP})의 세 가지 주요 매개 변수가 고려됩니다. 이 세 가지 매개 변수 사이의 균형을 찾으면 나머지 설계 프로세스를 간소화할 수 있습니다.

- 인덕터 전류 리플 비율이 선택되어 인덕터의 구리 손실과 코어 손실을 균형 있게 조정합니다. 상대 리플 전류가 증가함에 따라 코어 손실이 증가하고 구리 손실도 감소합니다
- 인덕터 전류의 하강 기울기는 하위 고조파 진동을 방지할 수 있을 만큼 충분히 작아야 합니다. 인덕턴스 값이 상대적으로 클 경우 인덕터 전류의 하강 기울기가 더 작아집니다. 이는 LM5156에서 제공하는 내부 기울기 보상의 영향을 증가시킵니다.
- 오른쪽 절반 평면 0은 상대적으로 높은 주파수에 배치하여 제어 루프의 더 높은 크로스오버 주파수를 허용해야 합니다. 상대 인덕턴스 값이 감소할수록 오른쪽 절반 평면 0 주파수는 증가합니다.

30%~70% 사이의 최대 리플 비율은 인덕터의 전력 손실, 인덕터 전류의 아래쪽 기울기와 오른쪽 절반 평면 0 주파수 사이에서 적절한 균형을 이룹니다. 인덕터 전류의 최대 리플 비율은 60%로 설정됩니다. 연속 전도 모드(CCM) 작동에서 최대 리플 비율은 33%($D_{max_IL} = 0.33$)의 듀티 사이클에서 발생합니다. 애플리케이션 사양에 따라 33%의 듀티 사이클이 발생하지 않는 경우 최대 공급 전압을 사용하여 최대 리플 비율을 계산합니다. 듀티 사이클이 33%($D=0.33$)인 공급 전압을 계산하는 데 [방정식 2](#)이 사용됩니다.

$$V_{SUPPLY_max_IL} = V_{LOAD} \times (1 - D_{max_IL}) = 12 \text{ V} (1 - 0.33) = 8.04 \text{ V} \quad (2)$$

여기서

- D_{max_IL} 은 최대 인덕터 리플 전류가 발생하는 듀티 사이클입니다.

$V_{SUPPLY_max_IL}$, 원하는 리플 비율 및 스위칭 주파수를 알고 있으면 [방정식 3](#)를 사용하여 인덕터 값을 계산합니다.

$$L_{M_calc} = \frac{V_{SUPPLY_max_IL}}{I_{SUPPLY} \times RR \times f_{SW}} \times D = \frac{8.04 \text{ V}}{4.478 \text{ A} \times 0.60 \times 440 \text{ kHz}} \times 0.33 = 2.24 \text{ } \mu\text{H} \quad (3)$$

여기서

- D 최대 인덕터 리플 전류가 발생하는 듀티 사이클입니다.
- RR 은 평균 공급 전류에 대한 인덕터 리플 전류 비율입니다

L_M 의 값으로 2.2 μ H의 표준값이 선택됩니다. 최대 피크 인덕터 전류는 공급 전압이 최소값인 V_{SUPPLY_min} 및 최대 부하 전류 I_{LOAD_max} 일 때 발생합니다. 피크 인덕터 전류는 [방정식 4](#)을 사용해 계산합니다. 이 값은 평균 입력 전류와 인덕터 리플 전류 절반의 합입니다.

$$I_{L_PEAK_MAX} = \frac{V_{LOAD} \times I_{OUT}}{V_{SUPPLY} \times \eta} + \frac{1}{2} \times \frac{V_{SUPPLY} \times D}{L_M \times f_{SW}} = \frac{12 \text{ V} \times 3 \text{ A}}{2.5 \text{ V} \times 0.9} + \frac{1}{2} \times \frac{2.5 \text{ V} \times 0.79}{2.2 \text{ } \mu\text{H} \times 440 \text{ kHz}} = 17.02 \text{ A} \quad (4)$$

여기서

- η 는 최소 공급 전압 및 최대 부하 전류에서 추정된 효율입니다

피크 인덕터 전류는 전류 감지 저항 R_S 의 크기를 적절하게 조정하는 데 사용됩니다.

3.3 전류 감지 저항 계산

스위치 전류 감지 네트워크 구성 요소를 선택하는 방법은 다음 섹션에 설명되어 있습니다. **그림 3-1**에는 LM5156의 전류 감지 네트워크를 구성하는 4개의 구성 요소가 나와 있습니다. R_S 는 전류 감지 저항입니다. 이 저항은 스위치 전류를 감지하고 인덕터 전류의 피크 전류 제한도 설정합니다. R_F 및 C_F 는 저역 통과 필터를 형성합니다. 이 필터는 MOSFET을 켜면서 발생하는 전류 감지 신호에서 고주파 잡음을 최소화하는 데 도움이 됩니다. R_{SL} 은 외부 기울기 보상을 설정하며 선택 사항입니다. 내부 기울기 보상이 충분하지 않은 경우 일부 애플리케이션에서는 R_{SL} 이 필요합니다.

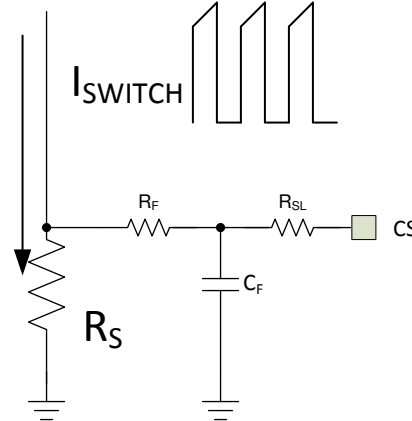


그림 3-1. LM5156 전류 감지 네트워크

3.3.1 전류 감지 저항 및 기울기 보상 저항 선택

전류 감지 저항은 최소 공급 전압 V_{SUPPLY_min} 및 최대 부하 전류 I_{LOAD_max} 에서 전류 제한을 피하기 위해 선택됩니다. 레귤레이터의 구성 요소 공차 및 전력 손실로 인해 피크 전류 한계는 계산된 피크 인덕터 전류보다 어느 정도의 여유로 설정해야 합니다. 20% ~ 40% ($M_{I_LIMIT} = 0.2$)의 마진이 좋은 출발점입니다. **방정식 5**은 원하는 피크 인덕터 전류 제한 값을 계산하는 데 사용됩니다. 이 설계 예에서는 M_{I_LIMIT} 가 30%로 선택됩니다.

$$I_{PEAK_LIMIT_SET} = (1 + M_{I_LIMIT}) \times I_{PEAK_MAX} = (1 + 0.3) \times 17.02 \text{ A} = 22.13 \text{ A} \quad (5)$$

여기서

- I_{PEAK_MAX} 는 최대 피크 인덕터 전류입니다.

올바른 전류 감지 저항을 선택하는 것은 반복적인 프로세스입니다. 첫 번째 단계는 외부 기울기 보상이 필요 없다는 가정($R_{SL} = 0 \Omega$)에서 **방정식 6**을 사용하여 최대 전류 감지 저항을 계산하는 것입니다.

$$R_{S_MAX} = 1.667 \times \frac{V_{SLOPE} \times L_M \times f_{SW}}{V_{LOAD} - V_{SUPPLY_MIN}} = 1.667 \times \frac{40 \text{ mV} \times 2.2 \mu\text{H} \times 440 \text{ kHz}}{12 \text{ V} - 2.5 \text{ V}} = 6.79 \text{ m}\Omega \quad (6)$$

여기서

- V_{SL} 은 LM5156의 내부 고정 내부 기울기 보상입니다.

외부 기울기 보상이 필요하지 않다고 가정하면 전류 감지 저항 값은 **방정식 7**을 사용하여 계산됩니다.

$$R_{S_wo_sl} = \frac{V_{CLTH}}{I_{PEAK_LIMIT_SET}} = \frac{100 \text{ mV}}{22.13 \text{ A}} = 4.51 \text{ m}\Omega \quad (7)$$

여기서

- V_{CLTH} 는 LM5156의 공칭 전류 제한 임계값입니다.

계산된 $R_{S_wo_sl}$ 저항 값이 R_{S_MAX} 저항 값보다 작으면 현재 감지 저항 값(R_S)에 대해 $R_{S_wo_sl}$ 이 선택됩니다. 계산된 $R_{S_wo_sl}$ 저항 값이 계산된 R_{S_MAX} 저항 값보다 큰 경우 전류 감지 저항 값을 줄이거나 외부 기울기 보상을 추가하는 두 가지 방법을 사용할 수 있습니다.

- 전류 감지 저항을 줄이면 내부 기울기 보상의 효율성이 향상됩니다. 외부 기울기 보상이 없는 경우 피크 인덕터 전류 제한은 듀티 사이클에 관계없이 일정합니다. 전류 감지 저항이 낮아지면 인덕터 피크 전류 제한 값이 커지므로 인덕터의 포화 전류 등급이 높아집니다.
- 기울기 보상 추가. 피크 인덕터 전류 제한은 외부 기울기 보상이 추가될 때 공급 전압에 따라 달라집니다.

R_{SL} 을 $1k\Omega$ 미만의 001 이 아닌 값으로 설정하여 외부 기울기 보상을 추가합니다. 외부 기울기 보상이 추가된 애플리케이션의 경우 [방정식 8](#)를 사용하여 R_S 를 계산합니다.

$$R_{S_w_sl} = \frac{L_M \times f_{SW} \times (V_{CLTH} + D \times V_{SLOPE})}{D \times 0.833 \times (V_{LOAD} - V_{SUPPLY_MIN}) + I_{L_PEAK_LIMIT_SET} \times L_M \times f_{SW}}$$

$$R_{S_w_sl} = \frac{2.2 \mu H \times 440 \text{ kHz} \times (100 \text{ mV} + 0.79 \times 40 \text{ mV})}{0.79 \times 0.833 \times (12 \text{ V} - 2.5 \text{ V}) + 22.13 \text{ A} \times 2.2 \mu H \times 440 \text{ kHz}} = 4.6 \text{ m}\Omega \quad (8)$$

여기서

- 0.833은 감지된 하강 인덕터 전류에 대한 총 기울기 보상의 비율입니다.

R_{SL} 은 [방정식 9](#)를 사용하여 계산됩니다.

$$R_{SL} = \frac{V_{CLTH} - I_{L_PEAK_LIMIT_SET} \times R_{S_w_sl}}{I_{SLOPE} \times D} = \frac{100 \text{ mV} - 22.13 \text{ A} \times 4.6 \text{ m}\Omega}{30 \mu A \times 0.79} = -75.6 \Omega \quad (9)$$

여기서

- I_{SLOPE} 는 LM5156의 기울기 보상 소스입니다.
- D 는 최소 공급 전압의 듀티 사이클입니다.

계산된 R_{SL} 값이 $1k\Omega$ 의 최대값을 초과하면 감지된 인덕터 전류의 아래쪽 기울기를 줄여야 합니다. 인덕터 전류의 아래쪽 기울기를 줄이려면 L_M 의 인덕턴스 값을 증가시켜야 합니다. L_M 인덕턴스 값이 변경되면 전류 감지 저항 계산을 다시 계산해야 합니다. R_{SL} 의 계산된 값이 음수이면 외부 기울기 보상이 필요하지 않습니다.

이 설계 예에서 전류 감지 저항 값은 $4m\Omega$ (R_S)로 선택되어 있습니다. 이는 [방정식 7](#)의 계산된 값에 가장 가까운 표준 저항 값입니다. 이 값은 부하 과도 상태 동안 전류 제한 보호가 트리거되지 않도록 하기 위해 선택됩니다. 외부 기울기 보상은 필요하지 않으며 R_{SL} 은 0Ω 로 선택됩니다. 피크 인덕터 전류 제한은 [방정식 10](#)를 사용하여 계산됩니다.

$$I_{L_PEAK_LIMIT} = \frac{V_{CLTH} - I_{SLOPE} \times R_{SL} \times D}{R_S} = \frac{100 \text{ mV} - 30 \mu A \times 0 \Omega \times 0.79}{4 \text{ m}\Omega} = 25 \text{ A} \quad (10)$$

외부 기울기 보상이 없기 때문에 공급 전압에 관계없이 피크 인덕터 전류 제한은 일정합니다. 이 설계의 경우 인덕터 포화 전류 정격은 25A보다 커야 합니다

3.3.2 전류 감지 저항 필터 계산

모든 설계의 경우 전류 감지 신호에 저역 필터를 추가하는 것이 좋습니다. R_F 및 C_F 는 [그림 3-1](#)에 나와 있는 것처럼 저역 통과 필터를 구현합니다. 필터는 전류 감지 신호에 대한 선행 에지 스파이크의 영향을 완화하는 데 도움이 되도록 추가되었습니다. R_F 는 $10\Omega \sim 200\Omega$ 사이에서 선택됩니다. 이 설계에서 R_F 는 100Ω 로 선택됩니다. C_F 는 올바른 작동을 위해 [방정식 11](#)에 지정된 값보다 작아야 합니다.

$$C_F < \frac{1 - D}{3 \times R_F \times f_{SW}} = \frac{1 - 0.79}{3 \times 100 \times 440 \text{ kHz}} = 1.59 \text{ nF} \quad (11)$$

C_F 는 100 pF 로 선택됩니다. 저역 통과 필터의 지연으로 인해, 전류 제한은 V_{SUPPLY} 가 주어진 전압에서 계산된 전압보다 클 때 유효하지 않습니다. 이 설계의 경우 전류 제한은 전체 공급 전압 범위에 유효합니다. [방정식 12](#)는 이 값을 계산하는 데 사용됩니다.

$$V_{SUPPLY_IL_MAX} = V_{LOAD} \times (1 - 2 \times C_F \times R_F \times f_{SW}) = 12 \text{ V} \times (1 - 2 \times 100 \text{ pF} \times 100 \Omega \times 440 \text{ kHz}) = 11.89 \text{ V} \quad (12)$$

3.4 인덕터 선택

R_S , 인덕터는 계산된 인덕턴스 값(L_M), 최소 공급 전압의 RMS 인덕터 전류, 전류 감지 저항(R_S)에 의해 설정된 피크 인덕터 전류 제한(I_{LPEAK_LIMIT}) 등 세 가지 매개 변수에 따라 선택해야 합니다.

- 인덕턴스 값은 2.2 μ H로 선택됩니다. 이는 대부분의 자기 공급업체에서 생산하는 표준 값입니다.
- 인덕터의 RMS 전류는 평균 인덕터 전류(I_{LAVG})를 계산하여 추정할 수 있으며, 대략적으로 평균 공급 전류와 같습니다. $V_{SUPPLY} = 2.5V$ 일 때 평균 인덕터 전류는 16A로 추정됩니다. 인덕터 RMS 전류 정격은 계산된 평균 인덕터 전류보다 높아야 하며 인덕터 온도 상승을 애플리케이션에 따라 합리적인 수준으로 유지해야 합니다.
- 인덕터의 포화 전류 정격은 계산된 I_{LPEAK_LIMIT} 값 25A보다 커야 합니다. 인덕터가 포화 상태가 되면 레귤레이터의 적절한 작동이 보장되지 않습니다.

이 설계 예에서 인덕터는 인덕턴스 값이 2.2 μ H, 40°C, RMS에서 부품 온도 상승이 20A, 포화 전류 제한이 32A가 되도록 선택됩니다.

3.5 다이오드 선택

다이오드는 평균 부하 전류와 약간의 여유를 처리하는 동시에 전도 손실을 줄일 수 있도록 정격 조정되어야 합니다. 다이오드의 전압 정격은 부하 전압 V_{LOAD} 보다 커야 합니다. 표준 빠른 복구 다이오드에 대해 역방향 복구 시간이 작고 순방향 전압 강하가 더 작기 때문에 쇼트키 다이오드를 선택하는 것이 좋습니다. 이 설계의 경우 60V 역방향 전압, 10A 평균 순방향 전류 쇼트키 다이오드가 선택됩니다. 이 다이오드의 최악의 경우 전도된 전력 손실은 [방정식 13](#)에서 계산됩니다.

$$P_{D_con} = V_F \times (1-D) \times I_{SUPPLY} = 480 \text{ mV} \times (1-0.79) \times \frac{12 \text{ V} \times 2 \text{ A}}{2.5 \text{ V}} = 968 \text{ mW} \quad (13)$$

여기서

- V_F 는 다이오드의 순방향 전압 강하입니다.

3.6 MOSFET 선택

MOSFET 선택은 전력 손실 및 전압 정격에 중점을 둡니다. MOSFET의 전력 손실은 전도 손실과 스위칭 손실이라는 두 부분으로 구성되어 있습니다. 전도 손실은 MOSFET의 $R_{DS(on)}$ 매개 변수에 의해 좌우됩니다. 스위칭 손실은 N-채널 MOSFET가 켜지고 꺼졌을 때 스위치 노드의 상승 및 하강 시간 동안 발생합니다. 상승 시간과 하강 시간 동안 MOSFET의 채널에 전류와 전압이 존재합니다. 스위치 노드의 상승 및 하강 시간이 길수록 스위칭 손실은 더 높아집니다. 최소 기생 커패시턴스를 사용하여 MOSFET을 선택하면 스위칭 손실이 낮아집니다. 이상적으로는 전도 손실과 스위칭 손실이 거의 같아야 합니다.

총 게이트 전하(Q_{G_total})는 내부 VCC 레귤레이터를 전류 제한 내로 배치하기에 충분히 크지 않아야 합니다. 해당 MOSFET의 Q_{G_total} 을 알고 있어야 합니다. [방정식 14](#)은 MOSFET의 최대 Q_{G_total} 을 제공합니다.

$$Q_{G_total} < \frac{35\text{mA}}{f_{sw}} \quad (14)$$

MOSFET의 드레인-소스 브레이크다운 전압 정격은 스위치 노드의 전압 스파이크로 인해 부하 전압과 약간의 마진보다 높아야 합니다. 브레이크 다운 전압 정격은 V_{LOAD} 와 V_F 보다 최소한 10V 높아야 합니다. V_F 는 정류 다이오드의 순방향 전압입니다.

이 설계의 경우 낮은 $R_{DS(on)}$ 낮은 임계 전압을 가진 60V MOSFET이 선택됩니다. 42V의 최대 입력 전압 과도를 처리하기 위해 60V 정격이 선택됩니다.

3.7 출력 커패시터 선택

출력 커패시터는 부하 전압 리플을 원활하게 하고, 부하 과도 중에 에너지 소스를 제공하며, MOSFET의 온 시간 동안 부하에 에너지를 공급합니다. 출력 커패시터의 크기를 조정하는 실용적인 방법은 필요한 부하 과도 출력 전압 리플 사양을 기반으로 합니다. 부하 과도 사양은 제어 루프 크로스오버 주파수와 관련이 있습니다. 제어 루프 크로스오버 주파수는 오른쪽 반평면 0 주파수인 1/5로 설정됩니다. 이 크로스오버 주파수는 [방정식 15](#)를 사용하여 계산됩니다.

$$f_{\text{cross}} = \frac{V_{\text{LOAD}}}{I_{\text{LOAD}}} \times \left(\frac{V_{\text{SUPPLY_min}}}{V_{\text{LOAD}}} \right)^2 = \frac{12 \text{ V}}{3 \text{ A}} \times \left(\frac{2.5 \text{ V}}{12 \text{ V}} \right)^2 = 2.51 \text{ kHz} \quad (15)$$

이 설계 예에서 부하 과도 사양은 50% 부하 전류(1.5A)에서 100% 부하 전류(3A)까지 부하 과도 상태에서 600mV 이상 오버슈팅하거나 언더슈팅해서는 안 된다는 것을 나타냅니다. 방정식 16는 지정된 부하 과도 부하 전압 리플 요구 사항을 달성하기 위해 예상 부하 커패시턴스를 계산하는 데 사용됩니다.

$$C_{\text{LOAD_min}} = \frac{\Delta I_{\text{LOAD}}}{2\pi \times f_{\text{cross}} \times \Delta V_{\text{LOAD}}} = \frac{1.5 \text{ A}}{2\pi \times 2.51 \text{ kHz} \times 600 \text{ mV}} = 158 \mu\text{F} \quad (16)$$

여기서

- ΔI_{LOAD} 는 부하 전류 조건의 차이(3A - 1.5A)입니다.
- ΔV_{LOAD} 는 지정된 오버슈트 전압 사양 및 언더슈트 전압 사양입니다.

출력 커패시터는 손상 없이 또는 작동 수명을 크게 단축하지 않고 리플 전류를 처리할 수 있도록 정격이 조정되어 있어야 합니다. 최대 RMS 출력 리플 전류는 방정식 17을 이용하여 추정합니다. 세라믹 커패시터의 RMS 리플 전류 정격은 일반적으로 전해 콘덴서에 비해 높습니다. 세라믹 커패시터는 출력 커패시터 बैं크의 총 RMS 전류 등급을 높이는 데 사용됩니다.

$$I_{\text{RMS_LOAD}} = \sqrt{(1-D) \times \left[I_{\text{LOAD}}^2 \times \frac{D}{(1-D)^2} + \frac{\Delta I^2}{3} \right]} = \sqrt{(1-0.79) \times \left[3 \text{ A}^2 \times \frac{0.79}{(1-0.79)^2} + \frac{2.045 \text{ A}^2}{3} \right]} = 5.844 \text{ A} \quad (17)$$

이 설계의 경우 200 μF 의 총 출력 커패시턴스가 선택됩니다. 캐패시터 बैं크 ESR(R_{ESR})은 약 2m Ω 으로 추정됩니다. 출력 커패시턴스와 낮은 R_{ESR} 값은 부하 과도 상태에서 전압 강하를 최소화하는 데 도움이 됩니다.

3.8 입력 커패시터 선택

입력 커패시터는 작동 중에 공급 리플 전압을 평활화합니다. 이 설계를 위해 100 μF 의 입력 커패시턴스가 선택됩니다. 낮은 ESR, 고품질 세라믹 커패시터를 사용한다고 가정했을 때 방정식 18는 입력 커패시턴스 100 μF 에 기반하여 최대 공급 전압 리플을 계산하는 데 사용됩니다.

$$\Delta V_{\text{SUPPLY}} = \frac{V_{\text{LOAD}}}{32 \times L_{\text{M}} \times C_{\text{IN}} \times f_{\text{SW}}^2} = \frac{12 \text{ V}}{32 \times 2.2 \mu\text{H} \times 150 \mu\text{F} \times 440 \text{ kHz}^2} = 5.86 \text{ mV} \quad (18)$$

공급 전압 리플은 공급 전압 전원 공급 장치의 부하 임피던스의 함수입니다. 입력 공급 임피던스의 크기가 크면 리플을 최소화하기 위해 더 많은 입력 커패시턴스가 필요합니다.

3.9 UVLO 저항기 선택

외부 저전압 로코아웃(UVLO) 저항기는 레귤레이터의 최소 작동 전압을 설정합니다. LM5156 장치가 작동을 시작하는 전압($V_{\text{공급(ON)}}$)과 LM5156이 대기 모드로 들어가는 전압($V_{\text{공급(OFF)}}$)의 두 가지 레벨을 지정해야 합니다. 이 예시에서 $V_{\text{SUPPLY(ON)}}$ 전압은 2.6V이고 $V_{\text{SUPPLY(OFF)}}$ 는 2.2V입니다. 방정식 19를 사용하여 상단 UVLO 저항(R_{UVLOT})을 계산합니다.

$$R_{\text{UVLOT}} = \frac{0.967 \times V_{\text{SUPPLY(ON)}} - V_{\text{SUPPLY(OFF)}}}{5 \mu\text{A}} = \frac{0.967 \times 2.6 \text{ V} - 2.2 \text{ V}}{5 \mu\text{A}} = 62.8 \text{ k}\Omega \quad (19)$$

R_{UVLOT} 에 대해서는 60.4k Ω 표준 값을 선택합니다. 방정식 20을 사용하여 상단 UVLO 저항기(R_{UVLOB})를 계산합니다.

$$R_{\text{UVLOB}} = \frac{1.5 \text{ V} \times R_{\text{UVLOT}}}{V_{\text{SUPPLY_ON}} - 1.5 \text{ V}} = \frac{1.5 \text{ V} \times 60.4 \text{ k}\Omega}{2.6 \text{ V} - 1.5 \text{ V}} = 82.36 \text{ k}\Omega \quad (20)$$

R_{UVLOB} 에 대해서는 표준값 80.6k Ω 을 선택합니다.

3.10 소프트 스타트 캐패시터 선택.

소프트 스타트 커패시터는 레귤레이터 시작 시 로드 전압의 오버슈트를 최소화하는 데 사용됩니다. [방정식 21](#)은 최소 권장 소프트 스타트 캐패시터 값을 계산하는 데 사용됩니다.

$$C_{SS} > \frac{10 \mu A \times V_{LOAD} \times C_{LOAD}}{I_{LOAD} \times V_{REF}} = \frac{10 \mu A \times 12 V \times 200 \mu F}{3 A \times 1 V} = 8 nF \quad (21)$$

여기서

- V_{REF} 는 LM5156의 피드백 전압 레퍼런스입니다.

이 설계에서는 시동 중 부하 전압에서 오버슈트를 최소화하기 위해 220nF의 CSS 값이 선택됩니다.

3.11 피드백 저항기 선택

피드백 저항(R_{FBT} , R_{FBB})은 스케일링된 전압을 내부 전압 레퍼런스와 비교하여 조정 부하 전압을 설정합니다. 피드백 저항 분배기의 바이어스 전류를 제한하기 위해 R_{FBT} 는 49.9k Ω 으로 선택합니다. [방정식 22](#)는 R_{FBB} 값을 계산하는 데 사용합니다.

$$R_{FBB} = \frac{R_{FBT}}{\frac{V_{LOAD}}{V_{REF}} - 1} = \frac{49.9 k\Omega}{\frac{12 V}{1 V} - 1} = 4.53 k\Omega \quad (22)$$

R_{FBB} 는 4.53k Ω 으로 선택됩니다.

3.12 제어 루프 보정

제어 루프의 크로스오버 주파수를 설정하고 오류 증폭기의 극과 0을 배치하는 많은 전략이 있습니다. 이 섹션에서는 연속 전도 모드 작동에서 피크 전류 모드 제어 부스트 레귤레이터에 대한 제어 루프를 적절히 안정화하기 위한 일반적인 기술에 대해 설명합니다. 유형 II 보상 네트워크는 [그림 3-2](#)에 나와 있는 것처럼 구현됩니다. 유형 II 보상으로 프로그래밍 가능한 저주파 0 및 프로그래밍 가능한 고주파 극대를 제공합니다. 제어 루프의 자세한 모델은 [섹션 5](#)를 참조하십시오. 루프 보상 선택 프로세스는 다음 섹션에서 설명하는 여러 단계로 나눌 수 있습니다.

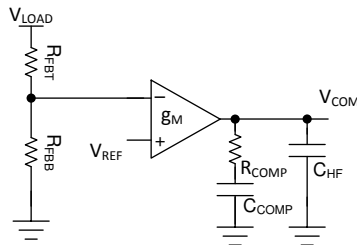


그림 3-2. 유형 II 보상 네트워크

3.12.1 루프 크로스오버 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 선택됩니다. [방정식 23](#)는 1/10 스위칭 주파수의 계산을 보여줍니다. [방정식 24](#)는 오른쪽 반평면 0 주파수를 1/5로 계산하는 방법을 보여줍니다.

$$f_{CROSS} = \frac{f_{SW}}{10} = \frac{440kHz}{10} = 44kHz \quad (23)$$

$$f_{cross} = \frac{R_{LOAD} \times (1-D)^2}{5 \times 2\pi \times L_m} = \frac{4 \Omega \times (1-0.79)^2}{5 \times 2\pi \times 2.2 \mu H} = 2.51 kHz \quad (24)$$

여기서

- R_{LOAD} 는 V_{LOAD} / I_{LOAD} 와 동일한 부하 저항입니다.

크로스오버 주파수는 오른쪽 반평면 제로 주파수인 2.51kHz에서 1/5로 선택됩니다.

3.12.2 필요한 R_{COMP} 결정

R_{COMP} 값은 제어 루프의 교차 주파수에 직접 영향을 미칩니다. 교차 주파수가 높을수록 제어 루프가 과도 조건에 더 빨리 반응합니다. 원하는 루프 크로스오버 주파수인 2.51kHz를 아는 상태에서 [방정식 25](#)를 사용하여 R_{COMP}를 계산합니다.

$$R_{COMP} = \frac{2\pi \times C_{LOAD} \times R_S \times V_{LOAD}^2 \times f_{CROSS}}{G_{COMP} \times g_m \times V_{SUPPLY_MIN} \times V_{REF}} = \frac{2\pi \times 200 \mu F \times 4 \text{ m}\Omega \times 12 \text{ V}^2 \times 2.51 \text{ kHz}}{G_{COMP} \times g_m \times 2.5 \text{ V} \times 1 \text{ V}} = 2.5 \text{ k}\Omega \quad (25)$$

여기서

- g_m은 오차 증폭기의 트랜스컨덕턴스, 2 mA/V입니다.
- G_{COMP}는 PWM 게인 0.142V/V에 대한 COMP입니다.

R_{COMP}는 2.49kΩ으로 선택합니다. R_{COMP} 저항 값을 줄이면 크로스오버 주파수가 낮아지지만 제어 루프가 지정된 공급 전압 범위에서 안정적으로 유지되도록 하는 데 도움이 됩니다.

3.12.3 필요한 C_{COMP} 결정

R_{COMP} 저항기와 C_{COMP} 커패시터는 보상 네트워크의 저주파수 0을 설정하여 위상 부스트를 발생시킵니다. 이 제로 주파수의 배치는 제어 루프의 과도 응답에 큰 영향을 미칩니다. 좋은 전략은 제로(0)를 공장의 크로스오버 주파수(f_{CROSS})와 저주파 극의 기하학적 평균에 배치하는 것입니다. [방정식 26](#)는 오류 증폭기의 저주파 0을 공장의 f_{CROSS} 및 저주파 극(ω_{P_LF})의 기하학적 평균으로 배치합니다. 이 설계에서 원하는 제로 위치는 999Hz입니다.

$$f_{z_EA} = \sqrt{f_{CROSS} \times \frac{2}{2\pi \times C_{LOAD} \times R_{LOAD}}} = \sqrt{2.51 \text{ kHz} \times \frac{2}{2\pi \times 200 \mu F \times 4 \Omega}} = 999 \text{ Hz} \quad (26)$$

0 주파수를 선택하면 [방정식 27](#)은 C_{COMP} 값을 생성합니다.

$$C_{COMP} = \sqrt{\frac{C_{LOAD} \times R_{LOAD}}{4\pi \times R_{COMP}^2 \times f_{CROSS}}} = \sqrt{\frac{200 \mu F \times 4 \Omega}{4\pi \times 2.49 \text{ k}\Omega^2 \times 2.51 \text{ kHz}}} = 63 \text{ nF} \quad (27)$$

C_{COMP}는 68nF로 선택됩니다.

3.12.4 필요한 C_{HF} 결정

C_{HF} 커패시터는 보상 네트워크의 고주파 극을 설정합니다. 고주파 극은 스위칭 주파수로 인한 고주파 노이즈를 감소하고 충분한 이득 여유 달성을 보장하는 데 도움이 됩니다. 극 주파수는 RHP 0(ω_{Z_RHP}) 또는 RHP 0과 스위칭 주파수의 절반 사이에서 설정하는 것이 좋습니다. 이 설계의 경우 극 주파수는 52kHz로 선택되었습니다. 이는 V_{SUPPLY}가 2.5V일 때 RHP 0과 절반 스위칭 주파수 사이의 기하 평균입니다. [방정식 28](#)은 C_{HF}의 값을 계산하는 데 사용됩니다.

$$C_{HF} = \frac{C_{COMP}}{2\pi \times C_{COMP} \times R_{COMP} \times f_{p_EA} - 1} = \frac{68 \text{ nF}}{2\pi \times 68 \text{ nF} \times 2.49 \text{ k}\Omega \times 52 \text{ kHz} - 1} = 1.2 \text{ nF} \quad (28)$$

C_{HF}는 1nF로 선택됩니다.

3.13 효율성 추정

부스트 컨버터의 총 손실(P_{TOTAL})은 디바이스 내 손실(P_{IC}), MOSFET 전력 손실(P_Q), 다이오드 전력 손실(P_D), 인덕터 전력 손실(P_L) 및 감지 저항기의 손실(P_{RS})의 합으로 나타낼 수 있습니다.

$$P_{TOTAL} = P_{IC} + P_Q + P_D + P_L + P_{RS} [W] \quad (29)$$

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

$$P_{IC} = P_G + P_{IQ} [W] \quad (30)$$

각 전력 손실은 대략적으로 다음과 같이 계산됩니다.

$$P_G = Q_{G(@VCC)} \times V_{BIAS} \times F_{SW} [W] \quad (31)$$

$$P_{IQ} = V_{BIAS} \times I_{BIAS} [W] \quad (32)$$

각 모드의 I_{BIAS} 값은 LM5156 데이터 시트를 참조하십시오.

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

$$P_Q = P_{Q(SW)} + P_{Q(COND)} [W] \quad (33)$$

각 전력 손실은 대략적으로 다음과 같이 계산됩니다.

$$P_{Q(SW)} = 0.5 \times (V_{LOAD} + V_F) \times I_{SUPPLY} \times (t_R + t_F) \times F_{SW} \quad (34)$$

t_R 및 t_F 는 로우사이드 N 채널 MOSFET 장치의 상승 및 하강 시간입니다. I_{SUPPLY} 는 부스트 컨버터의 입력 공급 전류입니다.

$$P_{Q(COND)} = D \times I_{SUPPLY}^2 \times R_{DS(ON)} [W] \quad (35)$$

$R_{DS(on)}$ 는 MOSFET의 온저항이며 MOSFET 데이터 시트에 지정됩니다. 자가 발열로 인한 $R_{DS(on)}$ 증가를 고려하십시오.

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

$$P_D = P_{VF} + P_{RR} [W] \quad (36)$$

각 전력 손실은 대략적으로 다음과 같이 계산됩니다.

$$P_{VF} = (1 - D) \times V_F \times I_{SUPPLY} [W] \quad (37)$$

$$P_{RR} = V_{LOAD} \times Q_{RR} \times F_{SW} [W] \quad (38)$$

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.

$$P_L = P_{DCR} + P_{AC} [W] \quad (39)$$

각 전력 손실은 대략적으로 다음과 같이 계산됩니다.

$$P_{DCR} = I_{SUPPLY}^2 \times R_{DCR} [W] \quad (40)$$

$$P_{AC} = K \times \Delta I^\beta F_{SW}^\alpha [W] \quad (41)$$

$$\Delta I = \frac{V_{SUPPLY} \times D \times \frac{1}{F_{SYNC}}}{L_M} \quad (42)$$

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

P_{RS} 는 다음과 같이 계산됩니다.

$$P_{RS} = D \times I_{SUPPLY}^2 \times R_S [W] \quad (43)$$

전력 컨버터의 효율은 다음과 같이 추정할 수 있습니다.

$$\text{Efficiency} = \frac{V_{\text{LOAD}} \times I_{\text{LOAD}}}{P_{\text{TOTAL}} + V_{\text{LOAD}} \times I_{\text{LOAD}}} \times 100[\%] \quad (44)$$

4 구성 요소 선택 요약

자세한 테스트 결과는 [LM5156EVM-BST 사용 설명서](#)를 참조하십시오.

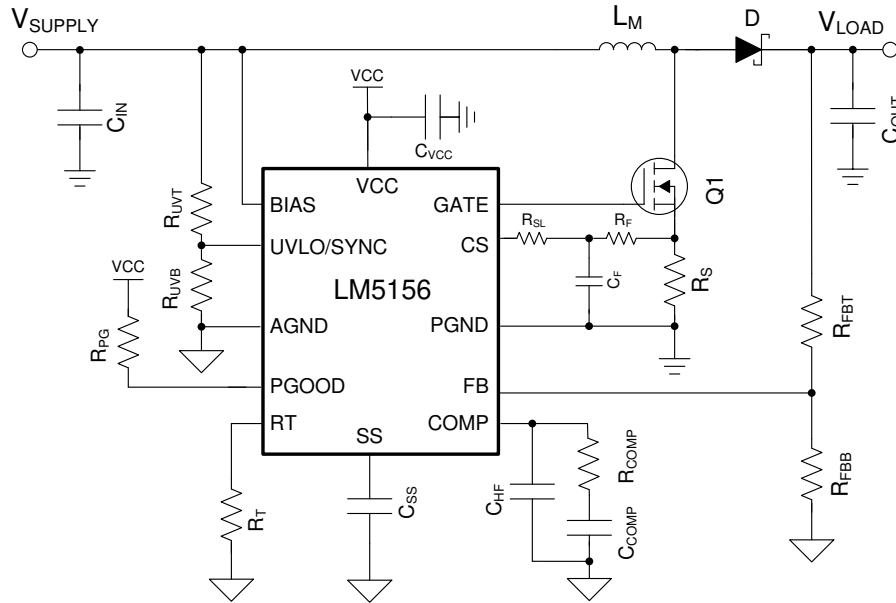


그림 4-1. 애플리케이션 회로

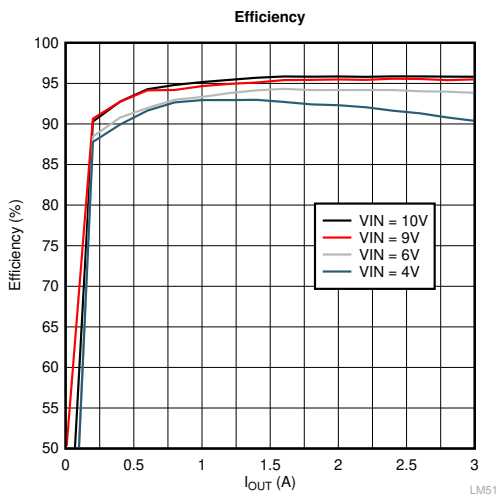


그림 4-2. 효율 대 I_{OUT}

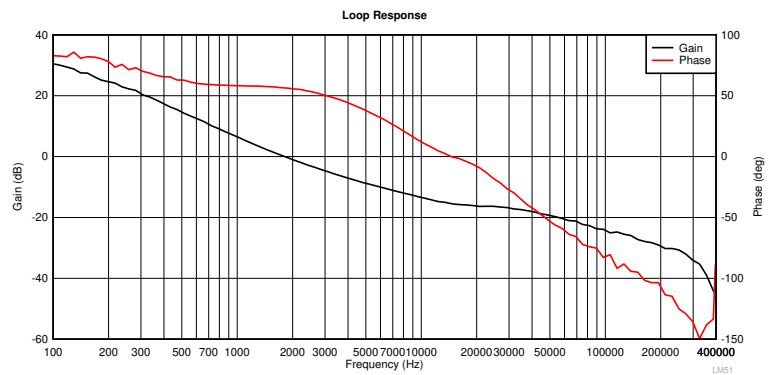


그림 4-3. 제어 루프 응답 V_{SUPPLY} = 4V, I_{LOAD} = 3A

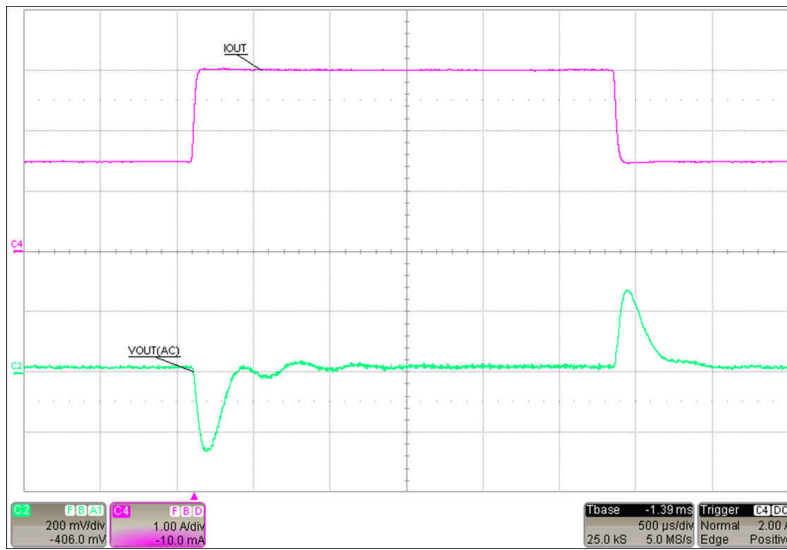


그림 4-4. 부하 단계: I_{LOAD} 1.5A ~ 3A, V_{SUPPLY} =4V

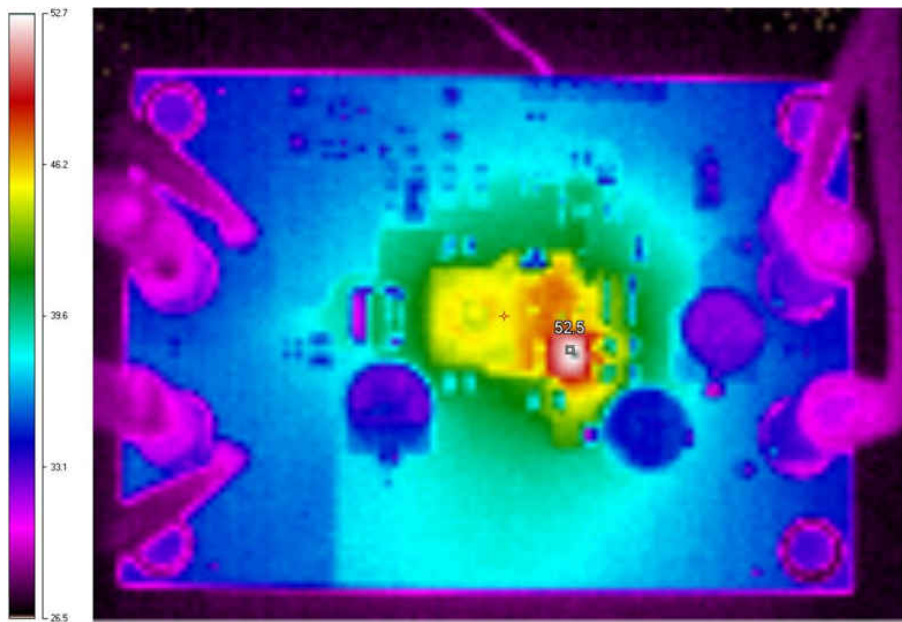


그림 4-5. 열 이미지: V_{SUPPLY} = 4V, I_{LOAD} =3A

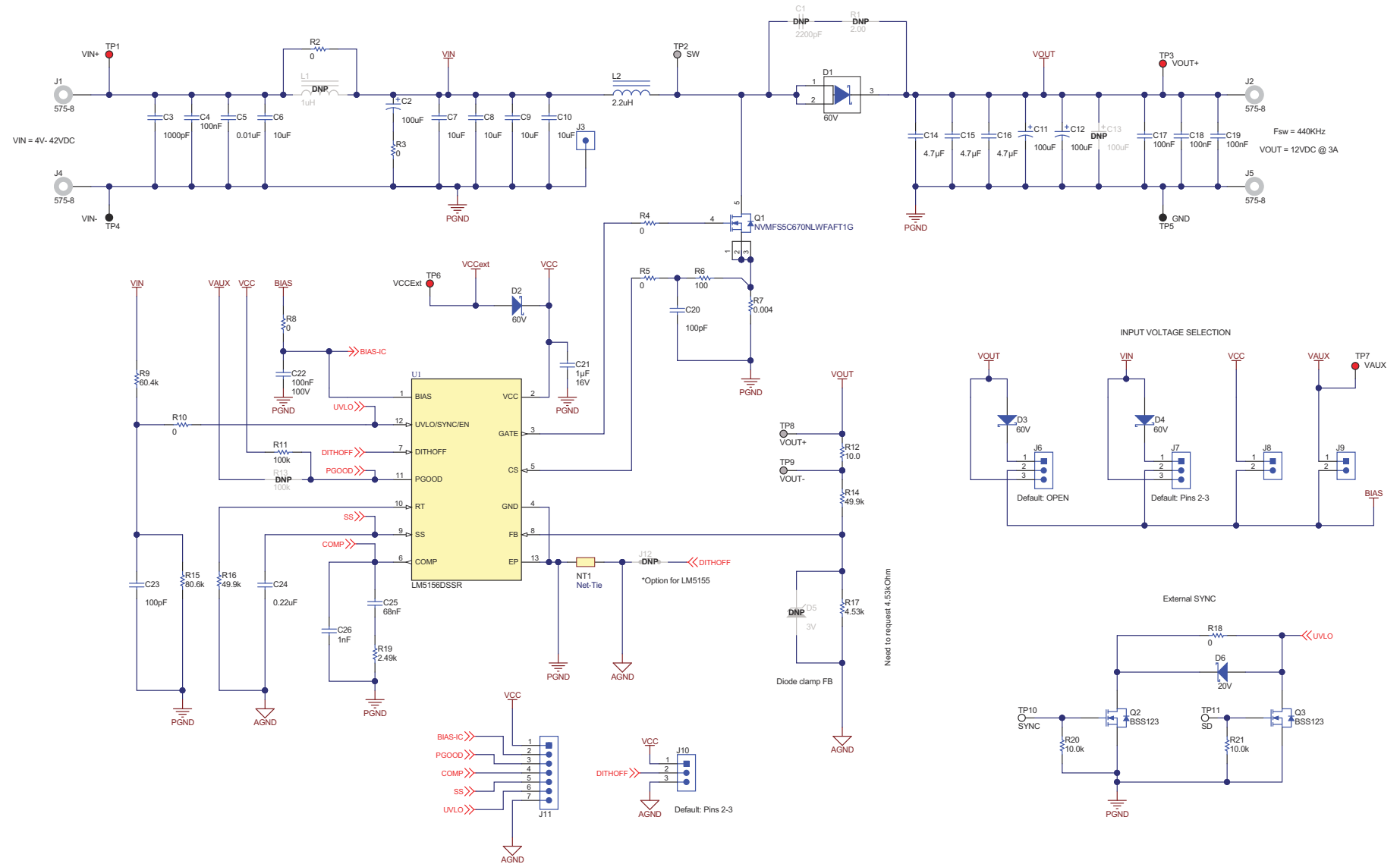


그림 4-6. LM5156EVM-BST 회로도

5 작은 신호 주파수 분석

이 섹션에서는 LM5156이 부스트 레귤레이터로 구성된 경우 제어 루프를 모델링하는 데 사용되는 자세한 방정식을 제공합니다. 이러한 방정식은 레귤레이터가 연속 전도 모드에서 작동할 때만 유효합니다. 단순화된 공식을 통해 제어 루프를 신속하게 평가할 수 있지만 고주파에서는 정확도가 떨어집니다. 포괄적인 공식은 더 복잡하지만 고주파수에서 더 나은 정확도를 제공합니다.

5.1 부스트 조절기 모듈레이터 모델

연속 전도 모드에서 피크 전류 모드 부스트 조절기의 발전소 모델 방정식입니다.

표 5-1. 제어 루프 방정식

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

5.2 보정 모델링

트랜스컨덕턴스 오류 증폭기를 사용하여 구현된 타입 II 보정 네트워크 방정식 모델입니다.

표 5-2. 보정 모델링 방정식

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

5.3 개방형 루프 모델링

이러한 방정식은 제어 루프의 개방형 루프 전달 함수를 모델링합니다.

표 5-3. 개방형 루프 모델링 방정식

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

6 개정 내역

Changes from Revision * (June 2020) to Revision A (November 2022)

Page

- 문서 전체에서 표, 그림 및 상호 참조에 대한 번호 매기기 형식이 업데이트되었습니다..... 1

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