



Garrett Roecker

추상

LM5155는 스위칭 레귤레이터용 다목적 비동기식 저압측 N-FET 컨트롤러입니다. LM5155의 공통적 구성에는 부스트 레귤레이터, 플라이백 레귤레이터 및 SEPIC 레귤레이터가 있습니다. 본 설계 가이드에서는 LM5155를 절연 플라이백 레귤레이터로 구성 및 설계하는 방법을 중점적으로 설명합니다. 이 절차는 일반적인 것으로, 안정적인 플라이백 작동을 위해 올바른 구성 요소를 선택하는 방법에 중점을 둡니다. 설계 예제는 LM5155EVM-FLY 평가 모듈의 애플리케이션 사양을 따르며, 결과는 LM5155EVM-FLY 사용 설명서에 나와 있습니다. 일반 애플리케이션의 경우 LM5155 플라이백 컨트롤러 빠른 시작 계산기를 사용하면 이 보고서에서 설명하는 계산을 효율적으로 완료할 수 있습니다.

목차

1 머리말.....	2
2 애플리케이션 예.....	2
3 계산 및 부품 선택.....	2
4 구성 요소 선택 요약.....	11
5 작은 신호 주파수 분석.....	16
6 개정 내역.....	18

그림

그림 3-1. LM5155 전류 감지 네트워크.....	4
그림 3-2. 절연 피드백.....	8
그림 4-1. 애플리케이션 회로.....	11
그림 4-2. 효율 vs. I_{LOAD}	12
그림 4-3. 제어 루프 응답 $V_{SUPPLY} = 18\text{ V}$, $I_{LOAD} = 4\text{ A}$	12
그림 4-4. 부하 단계: $I_{LOAD} 2\text{ A} \sim 4\text{ A}$, $V_{SUPPLY} = 18\text{ V}$	12
그림 4-5. 열 이미지: $V_{SUPPLY} = 18\text{ V}$, $I_{LOAD} = 4\text{ A}$	12
그림 4-6. LM5155EVM-FLY 회로도.....	13

표

표 2-1. 설계 파라미터.....	2
표 3-1. 선택한 변압기 매개 변수.....	4
표 3-2. 선택한 옴토커플러 매개 변수.....	9
표 4-1. 구성 요소 목록.....	14
표 5-1. 제어 루프 방정식.....	16
표 5-2. 보정 모델링 방정식.....	17

상표

모든 상표는 해당 소유권자의 자산입니다.

1 머리말

본 설계 가이드는 연속 전도 모드에서 작동하는 절연 비동기 플라이백 컨트롤러를 구현하기 위한 일반적인 설계 절차 및 계산을 따릅니다. 설계 예제에서는 비조정 24V 레일(18V~36V)을 사용해 최대 4A 부하 전류의 조정 5V를 생성합니다. LM5155에 전력을 공급하기 위해 10V의 비절연 보조 권선을 선택해 LM5155에서 전력 손실을 낮춥니다. 스위칭 MOSFET에서 스위칭 손실과 전도 손실을 최소화하기 위해 스위칭 주파수를 250kHz로 선택합니다. [섹션 3](#)에서는 [표 2-1](#)에 나와 있는 일반 설계 매개 변수를 바탕으로 하는 구성 요소 선택에 대해 자세히 설명합니다.

2 애플리케이션 예

[표 2-1](#)는 애플리케이션 예제에 대한 설계 매개 변수를 나타냅니다.

표 2-1. 설계 파라미터

매개 변수	
V_{SUPPLY}	18 V~36 V
V_{LOAD}	5 V
I_{LOAD}	4 A
V_{AUX}	10 V
I_{AUX}	20mA
P_{OUT_total}	20.2W
f_{SW}	250kHz

3 계산 및 부품 선택

이 섹션에서는 연속 전도 모드에서 작동하는 절연 플라이백 컨트롤러를 구현하는 LM5155 디바이스의 방정식에 대해 설명합니다. 구성 요소 선택은 [표 2-1](#)에 설명된 예제 애플리케이션을 기반으로 합니다.

3.1 스위칭 주파수

스위칭 주파수를 선택하는 것이 설계 프로세스의 첫 번째 단계입니다. 스위칭 주파수가 높아지면 전체 솔루션 크기가 작아집니다. 하지만 크기가 작으면 스위칭 손실 증가로 인해 레귤레이터의 효율성이 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](#)을 사용해 LM5155에서 내부 오실레이터의 주파수를 설정합니다. 예제 애플리케이션에서는 스위칭 주파수를 250kHz로 선택했습니다.

$$R_T = \frac{2.21 \times 10^{10}}{f_{SW}} - 955 = \frac{2.21 \times 10^{10}}{250\text{kHz}} - 955 = 87.44\text{k}\Omega \quad (1)$$

R_T 에 대해서는 표준값 86.6k Ω 을 선택합니다.

LM5155의 내부 오실레이터는 데이터 시트에 나와 있는 것처럼 외부 클럭에 동기화할 수 있습니다. LM5155에는 주파수 중속적인 최대 듀티 사이클 한도가 있습니다. 최대 듀티 사이클 한도에 관한 자세한 사항은 LM5155 데이터 시트를 참조하십시오.

3.2 변압기 선택

플라이백 레귤레이터에서는 주어진 애플리케이션에 대해 적절한 변압기를 선택하는 것은 매우 중요한 단계입니다. 첫 번째 결정은 DCM(불연속 전도 모드)과 CCM(연속 전도 모드) 중 애플리케이션에 맞는 작동의 적합한 스위칭 유형을 선택하는 것입니다. 이 설계에서는 1차측 RMS 전류를 최소화하고 전체 부하 효율성을 극대화하면서 부하 전압 리플은 최소화하기 위해 CCM을 선택했습니다.

3.2.1 최대 듀티 사이클 및 회전 비율 선택

CCM 작동에서 저압측 스위치의 듀티 사이클은 [방정식 2](#)를 사용해 계산합니다.

$$D = \frac{\frac{N_p}{N_s} \cdot |V_{LOAD}|}{V_{SUPPLY} + \frac{N_p}{N_s} \cdot |V_{LOAD}|} \quad (2)$$

여기서

- N_P 는 1차측 권선의 회전 횟수를 나타내며 1로 가정합니다.
- N_S 는 2차측 권선의 회전 횟수를 나타냅니다.

최대 듀티 사이클은 공급 전압이 최소값에 있을 때 발생합니다. 최대 듀티 사이클을 선택하면 2차측 권선 회전 횟수가 계산됩니다. 듀티 사이클을 50% 미만으로 선택하는 데에는 2가지 주요 장점이 있습니다. 첫째, CCM 작동 시 듀티 사이클이 50% 이상이면 안정적인 작동에 필요한 기율기 보상의 필요성이 줄어듭니다. 입력 전압 범위가 넓은 설계의 경우, 듀티 사이클을 50% 미만으로 제한하는 것이 불가능할 수 있습니다. LM5155는 그러한 설계에서 프로그래밍 가능한 기율기 보정 기능을 지원합니다. 둘째, 변조기의 오른쪽 절반 평면 제로를 고주파로 푸시함으로써 부하 과도 응답을 개선하고 제어 루프 보상 계산을 간소화하는 데 도움을 줍니다. 이 설계의 경우 최대 듀티 사이클(D_{MAX})은 40%로 선택합니다. 2차 권선의 회전 수는 **방정식 3**를 사용하여 계산합니다.

$$N_{S_calc} = \frac{(|V_{LOAD}|) \cdot (1 - D_{MAX}) \cdot N_P}{V_{SUPPLY_min} \cdot D_{MAX}} = \frac{(|5V|) \cdot (1 - 0.4) \cdot 1}{18V \cdot 0.4} = 0.417 \quad (3)$$

N_S 는 0.5회전으로 선택합니다. N_S 를 0.5회전으로 선택하면 최소 횟수의 완전 회전을 통해 회전율을 달성하게 됩니다. 이 예제에서 최소 회전 횟수는 1차측 권선에서 2회이고 2차측 권선에서 1회입니다. N_S 를 선택하고 나면 **방정식 4**를 사용해 최대 듀티 사이클을 계산합니다.

$$D_{MAX} = \frac{\frac{N_P}{N_S} \cdot |V_{LOAD}|}{V_{SUPPLY_min} + \frac{N_P}{N_S} \cdot |V_{LOAD}|} = \frac{\frac{1}{0.5} \cdot |5V|}{18V + \frac{1}{0.5} \cdot |5V|} = 0.357 \quad (4)$$

D_{MAX} 는 최대 듀티 사이클 목표치 40%보다 적은 약 35.7%로 계산됩니다. 보조 권선의 회전 횟수는 **방정식 5**를 사용해 계산합니다.

$$N_{AUX_calc} = N_S \cdot \frac{|V_{AUX}|}{|V_{LOAD}|} = 0.5 \cdot \frac{|10V|}{|5V|} = 1 \quad (5)$$

여기서

- V_{AUX} 는 보조 권선 전압입니다.

3.2.2 1차 권선 인덕턴스 선택

1차 권선의 인덕턴스 값을 선택할 때는 1차 권선 전류 리플 비율(IL_{RR}), 변압기 전류의 하강 기율기, 제어 루프의 우측 절반 평면 제로 주파수(ω_{Z_RHP}) 등 세 가지 주요 매개 변수를 고려합니다. 이 세 가지 매개 변수 사이의 균형을 찾으면 나머지 설계 프로세스를 간소화할 수 있습니다.

- 1차 권선 전류 리플 비율은 변압기의 구리 손실과 코어 손실 간의 균형이 맞도록 선택합니다. 상대 리플 전류가 증가함에 따라 코어 손실이 증가하고 구리 손실은 감소합니다
- 변압기 전류의 하강 기율기는 듀티 사이클이 50%를 초과하는 애플리케이션에서 하위 고조파 진동을 방지할 수 있을 만큼 충분히 작아야 합니다. 1차 권선의 인덕턴스 값이 상대적으로 크면 하강 기율기가 작아집니다. LM5155는 이러한 애플리케이션 용도로 고정 내부 기율기 보상과 프로그래밍 가능한 기율기 보상을 제공합니다.
- 오른쪽 절반 평면 0은 높은 주파수에 배치하여 제어 루프의 더 높은 크로스오버 주파수를 허용할 수 있도록 해야 합니다. 1차 권선의 상대 인덕턴스 값이 감소하면 우측 반평면 제로 주파수가 증가합니다.

최대 리플율이 30%~70% 사이이면 변압기 전류의 하강 기율기가 내부 기율기 보상과 일치되고 우측 절반 평면 제로 주파수가 증가해 변압기의 총 전력 손실의 균형이 잘 이루어집니다. 인덕터 전류의 최대 리플 비율은 60%로 설정됩니다. CCM 작동에서 공급 전압이 최대값에 도달하면 최대 1차 권선 리플 전류가 발생합니다. CCM 작동을 위한 1차 권선 인덕턴스 값은 **방정식 6**를 사용해 계산합니다.

$$L_{M_calc} = \frac{N_P^2 \cdot V_{SUPPLY_max}^2 \cdot V_{LOAD}^2}{I_{L_RR} \cdot f_{SW} \cdot P_{OUT_total} \cdot (N_S \cdot V_{SUPPLY_max} + N_P \cdot |V_{LOAD}|)^2} \quad (6)$$

$$L_{M_calc} = \frac{1^2 \cdot 36V^2 \cdot 5V^2}{0.6 \cdot 250kHz \cdot 20.2W \cdot (0.5 \cdot 36V + 1 \cdot |5V|)^2} = 20.6\mu H$$

여기서

- I_{L_RR} 은 리플올입니다.
- V_{SUPPLY_max} 는 최대 공급 전류를 뜻합니다.
- P_{OUT_total} 은 플라이백 레귤레이터가 제공하는 최대 전력입니다.

1차 권선 인덕턴스는 21 μ H로 선택합니다. 1차 권선 리플 전류와 1차 권선 피크 전류는 각각 방정식 7와 방정식 8를 사용해 계산합니다. 피크 1차 권선 전류는 최소 공급 전압에서 발생합니다.

$$\Delta I_{L_M} = \frac{V_{SUPPLY} \cdot D}{L_M \cdot f_{SW}} = \frac{18V \cdot 0.357}{21\mu H \cdot 250kHz} = 1.224A \quad (7)$$

$$I_{L_PEAK} = \frac{P_{OUT_total}}{V_{SUPPLY_min} \cdot D} + \frac{\Delta I_{L_M}}{2} = \frac{20.2W}{18V \cdot 0.357} + \frac{1.224A}{2} = 3.75A \quad (8)$$

I_{L_PEAK} 는 전류 감지 저항의 크기를 적절하게 조절하는 데 사용됩니다. 표 3-1에 보면 선택한 변압기의 주요 매개 변수가 요약되어 있습니다.

표 3-1. 선택한 변압기 매개 변수

매개 변수	평가
회전율($N_P:N_S:N_{AUX}$)	1:0.5:1(2:1:2)
1차 권선 인덕턴스(L_M)	21 μ H
1차 권선 포화 전류(I_{SAT})	6 A

3.3 전류 감지 저항 계산

이 섹션에서는 전류 감지 네트워크 구성 요소를 선택하는 방법을 설명합니다. 그림 3-1에는 LM5155의 전류 감지 네트워크를 구성하는 4가지의 구성 요소가 나와 있습니다. R_S 는 전류 감지 저항입니다. 이 저항은 제어 루프를 위한 스위치 전류를 감지하고 피크 전류 한도값을 설정합니다. R_F 및 C_F 는 저역 통과 필터를 형성합니다. 이 필터는 전류 감지 신호에 대한 고주파수 잡음의 영향을 줄여줍니다. R_{SL} 은 외부 기울기 보상을 설정하며 선택 사항입니다. 애플리케이션에 따라 LM5155의 내부 기울기 보상이 충분하지 않고 R_{SL} 이 필요할 수 있습니다.

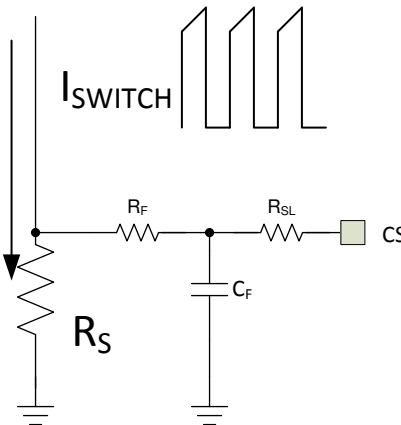


그림 3-1. LM5155 전류 감지 네트워크

3.3.1 전류 감지 저항 및 기울기 보상 저항 선택

최소 공급 저항 V_{SUPPLY_min} 이 있는 상황에서 피크 전류 한도 보호 기능이 촉발되고 최대 출력 전원, P_{OUT_total} 이 공급되는 것을 막을 수 있도록 전류 감지 저항을 선택합니다. 구성품 허용 오차와 레귤레이터의 비효율성으로 인해 피크 전류 한도는 변

압기 1차 권선의 계산된 피크 전류보다 약간 높게 설정됩니다. 20%~30%($M_{I_LIMIT}=0.2-0.3$) 정도 마진이 좋은 출발점입니다. **방정식 9**를 사용해 원하는 피크 스위치 전류 한도값을 계산합니다. 이 설계 예에서는 M_{I_LIMIT} 가 30%로 선택됩니다.

$$I_{L_PEAK_LIMIT_SET} = (1 + M_{I_LIMIT}) \cdot I_{L_PEAK_MAX} = (1 + 0.3) \cdot 3.75A = 4.88A \quad (9)$$

올바른 전류 감지 저항을 선택하는 것은 반복적인 프로세스입니다. 첫 번째 단계는 외부 기울기 보상이 필요 없다는 가정($R_{SL} = 0 \Omega$) 하에 최대 전류 감지 저항값을 계산하는 것입니다. 최대 전류 감지 저항값은 **방정식 10**를 사용해 선택합니다.

$$R_{S_MAX} = 1.66 \frac{V_{SL} \cdot L_M \cdot f_{SW}}{N_P \cdot N_S \cdot |V_{LOAD}|} = 1.66 \frac{40mV \cdot 21\mu H \cdot 250kHz}{1 \cdot 0.5 \cdot |5V|} = 34.9m\Omega \quad (10)$$

여기서

- V_{SL} 은 LM5155의 내부 고정 내부 기울기 보상입니다.

외부 기울기 보상이 필요하지 않다고 가정하면 전류 감지 저항 값은 **방정식 11**을 사용하여 계산됩니다.

$$R_{S_wo_sl} = \frac{V_{CLTH}}{I_{L_PEAK_LIMIT_SET}} = \frac{100mV}{4.88A} = 20.48m\Omega \quad (11)$$

여기서

- V_{CLTH} 는 LM5155의 전류 한도 임계값입니다.

계산된 $R_{S_wo_sl}$ 저항 값이 R_{S_MAX} 저항 값보다 작은 경우 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 저항값을 줄이면 내부 기울기 보상의 효율성이 향상됩니다. LM5155를 사용할 때 외부 기울기 보상이 없는 경우 피크 인덕터 전류 한도는 듀티 사이클에 관계없이 일정합니다. 전류 감지 저항값이 낮아지면 스위치 피크 전류 한도가 커지며, 그에 따라 필요한 1차 권선의 포화 전류 등급이 높아집니다.
- 기울기 보상 추가. 피크 인덕터 전류 한도는 전류 감지 네트워크에 외부 기울기 보상이 추가될 때 공급 전압에 따라 달라집니다.

R_{SL} 을 0이 아닌, 1k Ω 미만 값으로 설정하여 외부 기울기 보상을 추가합니다. 외부 기울기 보상이 필수인 애플리케이션의 경우 **방정식 12**를 사용하여 R_S 를 계산합니다.

$$R_{S_w_sl} = \frac{L_M \cdot N_S \cdot f_{SW} \cdot (V_{CLTH} + D \cdot V_{SLOPE})}{D \cdot 0.833 \cdot N_P \cdot |V_{LOAD}| + I_{L_PEAK_LIMIT_SET} \cdot L_M \cdot N_S \cdot f_{SW}} \quad (12)$$

$$R_{S_w_sl} = \frac{21\mu H \cdot 0.5 \cdot 250kHz \cdot (100mV + 0.357 \cdot 40mV)}{0.357 \cdot 0.833 \cdot 1 \cdot |5V| + 4.88A \cdot 21\mu H \cdot 0.5 \cdot 250kHz} = 20.97m\Omega$$

R_{SL} 은 **방정식 13**를 사용하여 계산됩니다.

$$R_{SL} = \frac{V_{CLTH} - I_{L_PEAK_LIMIT_SET} \cdot R_{S_w_sl}}{I_{SLOPE} \cdot D} = \frac{100mV - 4.88A \cdot 20.06m\Omega}{30\mu A \cdot 0.357} = -223.4\Omega \quad (13)$$

여기서

- I_{SLOPE} 는 LM5155의 기울기 보상 전류 소스입니다.
- D 는 최소 공급 전압의 듀티 사이클입니다.

계산된 R_{SL} 값이 음수인 경우 내부 기울기 보상은 적절하며 추가적인 기울기 보상은 필요하지 않습니다. 계산된 R_{SL} 값이 최대값 1k Ω 를 초과하는 경우 감지된 전류의 하향 기울기를 줄여야 합니다. 1차 권선 전류의 하향 기울기를 줄이려면 L_M 의 차 권선 인덕턴스 값을 증가시켜야 합니다. 1차 권선 인덕턴스 값이 변경되면 전류 감지 저항 계산을 재실행해야 합니다.

이 설계 절차에 따라, 전류 감지 저항 값은 20m Ω (R_S)로 선택되어 있으며, 이는 **방정식 14**의 계산된 값에 가장 가까운 표준 저항 값입니다. 외부 기울기 보상은 필요하지 않으며 R_{SL} 은 0 Ω 으로 선택됩니다. 변압기 1차 권선의 피크 전류 한도는 **방정식 14**를 사용해 계산합니다.

$$I_{L_PEAK_LIMIT} = \frac{V_{CLTH} - I_{SLOPE} \cdot R_{SL} \cdot D}{R_S} = I_{L_PEAK_LIMIT} = \frac{100mV - 30\mu A \cdot 0\Omega \cdot 0.375}{20m\Omega} = 5A \quad (14)$$

여기서

- D는 최소 공급 전압의 듀티 사이클입니다.

변압기 1차 권선의 피크 전류 한도는 추가되는 기울기 보상이 없기 때문에 공급 전압에 관계 없이 일정합니다. 변압기 1차 권선의 포화 정격 전류는 6A이며, 이는 선택된 R_S 값 20m Ω 에 적절합니다.

3.3.2 전류 감지 저항 필터 선택

모든 설계의 경우 전류 감지 신호에 저역 필터를 추가하는 것이 좋습니다. R_F 및 C_F 는 [그림 3-1](#)에 나와 있는 것처럼 이러한 저역 통과 필터를 구현합니다. 필터는 전류 감지 신호에 대한 선행 에지 스파이크의 영향을 완화하는 데 도움이 되도록 추가되었습니다. R_F 는 10 Ω ~200 Ω 사이에서 선택됩니다. 이 설계에서 R_F 는 100 Ω 로 선택됩니다. C_F 는 올바른 작동을 위해 [방정식 15](#)에 지정된 값보다 작아야 합니다.

$$C_F < \frac{1-D}{3 \cdot R_F \cdot f_{sw}} = \frac{1-0.357}{3 \cdot 100\Omega \cdot 250kHz} = 1.89nF \quad (15)$$

C_F 는 470pF로 선택됩니다.

3.4 MOSFET 선택

플라이백 컨트롤러에 대한 MOSFET 선택에서 중점 사항은 전력 손실 및 정격 전압입니다. MOSFET의 전력 손실은 전도 손실과 스위칭 손실이라는 두 부분으로 구성되어 있습니다. 전도 손실은 MOSFET의 $R_{DS(ON)}$ 저항에 의해 좌우됩니다. 스위칭 손실은 N-채널 MOSFET가 켜지고 꺼졌을 때 스위치 노드의 상승 시간 및 하강 시간 동안 발생합니다. 상승 시간과 하강 시간 동안 MOSFET 채널을 통과하는 전류와 드레인에서 소스에 걸쳐 큰 전압 강하가 존재하기 때문에 전력 손실이 발생합니다. 스위치 노드의 상승 및 하강 시간이 길수록 스위칭 손실은 더 높아집니다. 최소 기생 커패시턴스를 사용하여 MOSFET을 선택하면 스위칭 손실이 감소합니다.

총 게이트 전하(Q_{G_total})는 반드시 내부 VCC 레귤레이터가 전류 한도에 진입하지 않도록 할 만큼 충분히 작아야 합니다. 주어진 MOSFET에 대한 Q_{G_total} 은 구성 요소 데이터 시트에 나와 있습니다. [방정식 16](#)에는 선택한 스위칭 주파수에 대한 MOSFET의 최대 총 게이트 전하가 나와 있습니다. 선택한 MOSFET의 Q_{G_total} 은 35nC입니다.

$$Q_{G_total} < \frac{35mA}{f_{sw}} \quad (16)$$

MOSFET의 RMS 전류는 [방정식 17](#)를 사용해 추정합니다. 스위치 RMS 전류를 추정함으로써 적절하게 작은 $R_{DS(ON)}$ 값을 가진 MOSFET을 선택합니다.

$$I_{MOS_RMS} = \sqrt{D \cdot \left(\left(\frac{P_{OUT_total}}{V_{SUPPLY_min} \cdot D} \right)^2 + \frac{\Delta I_{LM}^2}{12} \right)} = \sqrt{0.357 \cdot \left(\left(\frac{20.2W}{18V \cdot 0.357} \right)^2 + \frac{1.224^2}{12} \right)} = 1.89A \quad (17)$$

선택한 MOSFET의 $R_{DS(ON)}$ 은 8.7m Ω 입니다.

MOSFET의 드레인-소스 브레이크다운 정격 전압은 [방정식 18](#)에서 계산된 것처럼 반영된 2차측 전압에 최대 입력 전압을 더한 값보다 커야 합니다.

$$V_{DS} > \left(\frac{N_p}{N_s} V_{LOAD} \right) + V_{SUPPLY_max} = \left(\frac{1}{0.5} \cdot 5V \right) + 36V = 46V \quad (18)$$

1차측 권선의 기생 누설 인덕턴스로 인해 스위치 노드 전압이 [방정식 18](#)에서 계산된 값보다 훨씬 큼니다. 스위치 노드의 링잉을 없애려면 전압 클램프를 추가하면 됩니다. 이 클램프의 설계에 대한 설명은 본 애플리케이션 보고서에 나와 있지 않습니다. 이 설계에서는 정격 전압이 100V인 MOSFET을 선택했습니다.

3.5 다이오드 선택

2차측 다이오드의 역전압 정격은 2차 권선에 대한 1차 변압기 권선의 반사 전압에 2차 부하 전압을 더한 값보다 커야 합니다. 2차 다이오드의 역전압은 [방정식 19](#)에서 계산합니다.

$$V_{D_reverse} = \left(\frac{N_s}{N_p} \cdot V_{SUPPLY_max} \right) + V_{LOAD} = \left(\frac{0.5}{1} \cdot 36V \right) + 5V = 23V \quad (19)$$

누설 인덕턴스로 인해 1차측 스위치가 꺼지면 음의 스파이크가 발생합니다. 전압 스파이크를 최소화하기 위해 다이오드 전체에 스너버를 추가해야 합니다. 스너버가 추가된 경우 [방정식 20](#)에서 계산된 값에 일정한 전압 마진이 추가해야 합니다. 이 애플리케이션의 경우 역전압 정격이 40V인 다이오드를 선택합니다.

2차측 다이오드의 평균 전류는 [방정식 20](#)를 사용해 추정합니다.

$$I_{D_AVG} = I_{LOAD} = 5A \quad (20)$$

다이오드는 약간의 마진을 두고 [방정식 20](#)에서 계산한 값을 전도할 수 있어야 합니다. 이 설계의 경우 선택한 다이오드는 평균 순방향 전류 10A를 전도할 수 있습니다.

3.6 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 사양을 기반으로 합니다. 부하 과도 사양은 제어 루프 크로스오버 주파수와 관련이 있습니다. 이러한 추정을 위해서는 제어 루프 크로스오버 주파수를 우측 절반 평면 제로 주파수의 1/5로 설정해야 합니다. 이 우측 절반 평면 제로 주파수는 [방정식 21](#)를 사용해 계산합니다.

$$f_{CROSS} = \frac{f_{z_RHP}}{5} = \frac{N_p^2}{N_s^2} \cdot \frac{V_{LOAD}^2 \cdot (D')^2}{5 \cdot 2 \cdot \pi \cdot L_M} = \frac{1^2}{0.5^2} \cdot \frac{20.2W \cdot (1-0.357)^2}{5 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 21\mu H} = 8.68kHz \quad (21)$$

이 설계 예에서 부하 과도 사양은 50% 부하 전류(2 A)에서 100% 부하 전류(4 A)까지 부하 과도 상태에서 100mV 이상 오버슈팅하거나 언더슈팅해서는 안 된다는 것을 나타냅니다. [방정식 22](#)는 지정된 부하 과도 부하 전압 리플 요구 사항을 달성하기 위해 예상 부하 커패시턴스를 계산하는 데 사용됩니다.

$$C_{LOAD_min} = \frac{\Delta I_{LOAD}}{2\pi \cdot f_{CROSS} \cdot \Delta V_{LOAD}} = \frac{2A}{2\pi \cdot 8.6kHz \cdot 100mV} = 366\mu F \quad (22)$$

여기서

- ΔI_{LOAD} 는 부하 전류 조건의 차이(4 A - 2 A)입니다.
- ΔV_{LOAD} 는 지정된 오버슈트 전압 사양 및 언더슈트 전압 사양입니다.

이 설계에서 C_{LOAD} 는 540 μ F로 선택됩니다.

3.7 입력 커패시터 선택

입력 커패시터는 작동 중에 공급 리플 전압을 평활화합니다. 이 설계에서는 공급 전압이 최소값일 때 입력 전압 리플이 50mV 미만이 되도록 설계됩니다. [방정식 23](#)를 사용해 공급 리플 전압 사양을 바탕으로 필요한 입력 커패시터를 추정합니다.

$$C_{IN_min} = \frac{P_{OUT_total} \cdot (1-D)}{\Delta V_{SUPPLY} \cdot f_{SW}} = \frac{20.2W \cdot (1-0.357)}{50mV \cdot 250kHz} = 57.7\mu F \quad (23)$$

입력 커패시터는 100 μ F로 선택합니다. 입력 커패시터 बैं크의 ESR을 낮추기 위해 세라믹 커패시터들을 추가합니다.

3.8 UVLO 저항기 선택

UVLO(외부 저전압 락아웃) 저항은 레귤레이터의 최소 작동 공급 전압을 설정합니다. LM5155가 작동을 시작하는 전압 ($V_{\text{공급(ON)}}$)과 LM5156이 대기 모드로 들어가는 전압($V_{\text{공급(OFF)}}$)의 두 가지 레벨을 지정해야 합니다. 이 예제에서 $V_{\text{SUPPLY(ON)}}$ 전압은 17V이고 $V_{\text{SUPPLY(OFF)}}$ 는 16V입니다. [방정식 24](#)를 사용해 상당 UVLO 저항(R_{UVLOT})을 계산합니다.

$$R_{\text{UVLOT}} = \frac{0.967 \cdot V_{\text{SUPPLY(ON)}} - V_{\text{SUPPLY(OFF)}}}{5\mu\text{A}} = \frac{0.967 \cdot 17\text{V} - 16\text{V}}{5\mu\text{A}} = 86.66\text{k}\Omega \quad (24)$$

R_{UVLOT} 는 100k Ω 으로 선택합니다. R_{UVLOB} 는 [방정식 25](#)를 사용해 계산합니다.

$$R_{\text{UVLOB}} = \frac{1.5\text{V} \cdot R_{\text{UVLOT}}}{V_{\text{SUPPLY(ON)}} - 1.5\text{V}} = \frac{1.5\text{V} \cdot 100\text{k}\Omega}{17\text{V} - 1.5\text{V}} = 9.67\text{k}\Omega \quad (25)$$

R_{UVLOB} 는 9.67k Ω 으로 선택합니다.

3.9 제어 루프 보정

이 섹션에서는 연속 전도 모드 작동에서 피크 전류 모드 제어 플라이백 레귤레이터에 대한 제어 루프를 안정화하기 위한 일반적인 기술에 대해 설명합니다. [그림 3-2](#)에서는 절연 피드백 경로를 구현하는 회로를 보여줍니다. 1차측과 2차측 사이의 전압 절연을 유지하기 위해 옵토커플러를 사용합니다. [그림 3-2](#)에 보면 LM5155의 FB 핀이 접지에 연결되어 있습니다. C_{OPTO} 는 옵토커플러의 기생 커패시턴스입니다. 이 값은 선택한 R_{PULLUP} 값에 따라 결정되며, 옵토커플러 데이터 시트를 사용해 추정할 수 있습니다. C_{COMP} 가 C_{OPTO} 보다 훨씬 크다고 가정하면 루프 계산을 단순화하는 데 도움이 됩니다. 하지만 극은 R_{PULLUP} 과 C_{OPTO} 에 의해 형성되며, 이는 정확한 루프 모델링으로 간주됩니다. 절연 피드백 이송 기능의 상세한 모델은 [표 5-2](#)를 참조하십시오.

안정적 작동을 위해 제어 루프의 교차 주파수를 설정하고 피드백 경로의 극과 제로들을 올바르게 배치하는 데에는 여러 가지 다양한 전략이 있습니다. 루프 보정 선택 프로세스는 다음 섹션에서 설명하는 여러 개의 간소화된 단계로 나눌 수 있습니다.

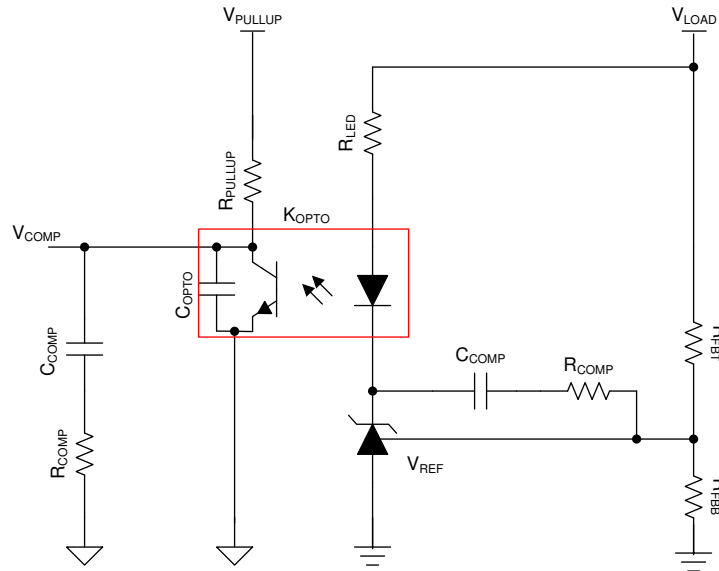


그림 3-2. 절연 피드백

3.9.1 피드백 저항기 선택

[그림 3-2](#)에 나와 있는 회로를 구현하려면 전압 레퍼런스를 먼저 선택해야 합니다. 레퍼런스 전압이 1.24V로 낮아서 TLV431을 선택합니다. 부하 전압이 높은 설계의 경우 레퍼런스 전압이 2.5V인 TL431을 사용해도 됩니다. 이 설계의 부하 전압은 5V이기 때문에 레퍼런스 전압을 1.24V로 선택하면 전압 레퍼런스가 적절하게 바이어스되도록 헤드룸을 더 여유있게 확보할 수 있습니다. 이 설계에서는 톱 피드백 저항 R_{FBT} 를 30k Ω 으로 선택합니다. 더 낮은 피드백 저항 R_{FBB} 를 계산하는 데에는 [방정식 26](#)를 사용했습니다.

$$R_{FBB} = \frac{R_{FBT}}{\frac{V_{LOAD}}{V_{REF}} - 1} = \frac{30k\Omega}{\frac{5V}{1.24V} - 1} = 9.89k\Omega \quad (26)$$

R_{FBB} 는 표준값인 9.78k Ω 으로 선택합니다.

3.9.2 R_{PULLUP} 선택

피드백 회로를 구현하려면 V_{PULLUP} 과 V_{COMP} 사이에 저항을 사용하는 것이 좋습니다. 이 풀업 전압은 보조 권선 전압에 따라 달라지거나 LM5155의 VCC 전압이 될 수 있습니다. 이 설계에서 V_{PULLUP} 레일은 10V의 보조 권선에 연결되어 있습니다. [방정식 27](#)을 사용해 최소 R_{PULLUP} 값을 계산합니다.

$$R_{PULLUP} > \frac{V_{PULLUP} - V_{COMP_max}}{I_{COMP_clamp}} = \frac{10V - 2.5V}{1.6mA} = 4.66k\Omega \quad (27)$$

R_{PULLUP} 은 4.99k Ω 으로 선택합니다.

3.9.3 옵토커플러 선택

옵토커플러를 선택할 때는 CTR(전류 전달비), 2차측 다이오드 전압 강하, 1차측 BJT의 커패시턴스 등 몇 가지 주요 매개 변수들을 고려해야 합니다. 다음 방정식에서 CTR은 K_{OPTO} , 다이오드 강하는 V_D , BJT 커패시턴스는 C_{OPTO} 와 같습니다([그림 3-2](#)).

- CTR은 어떤 구성 요소를 선택하는가에 따라 크게 달라집니다. 작동 조건에 따라 CTR 값이 크게는 600%까지 변동될 수 있습니다. 이처럼 CTR의 허용 오차가 크기 때문에, 루프 보상 구성 요소를 선택할 때는 최소 CTR 값과 최대 CTR 값을 고려해야 합니다. 이 설계에서 선택한 옵토커플러의 CTR은 100%~200%입니다.
- 다이오드 전압 강하는 R_{LED} 값 선택에 영향을 줍니다. 다이오드 강하는 작동을 보장하기 위해 전압 레퍼런스에 적절한 전압이 공급되도록 할 만큼 충분히 작아야 합니다. 선택한 옵토커플러의 전압 강하는 1.4V입니다.
- 풀업 저항(R_{PULLUP})과 기생 커패시턴스(C_{OPTO})는 극을 형성하여 제어 루프의 최대 크로스오버 주파수를 제한합니다. 일단 풀업 저항을 선택하면 옵토커플러 데이터 시트에서 옵토커플러의 커패시턴스를 계산합니다. 선택한 옵토커플러에서 커패시턴스는 약 3.3nF로 계산됩니다. 크로스오버 주파수는 극보다 작아야 하며, 이 설계에서는 대략 9.66kHz입니다.

[표 3-2](#)에 보면 선택한 옵토커플러의 주요 매개 변수가 요약되어 있습니다.

표 3-2. 선택한 옵토커플러 매개 변수

매개 변수	평가
K_{OPTO_min}	100%
K_{OPTO_max}	200%
V_D	1.4V
C_{OPTO}	3.3nF
$V_{CE(sat)}$	200mV

3.9.4 R_{LED} 선택

옵토커플러 다이오드가 있는 직렬 연결 저항 R_{LED} 는 제어 루프의 중간 대역 계인에 직접적인 영향을 미칩니다. [방정식 28](#)을 사용해 R_{LED} 의 최고값을 계산함으로써 1차측 V_{COMP} 전압이 옵토커플러 BJT, $V_{CE(sat)}$ 의 포화 전압 쪽으로 당겨질(풀) 수 있도록 합니다.

$$R_{LED} < \frac{(V_{LOAD} - V_{REF} - V_D) \cdot R_{PULLUP} \cdot K_{OPTO_min}}{V_{PULLUP} - V_{CEsat}} = \frac{(5V - 1.24V - 1.4V) \cdot 4.99k\Omega \cdot 1}{10V - 200mV} = 1.2k\Omega \quad (28)$$

R_{LED} 1k Ω 으로 선택합니다.

3.9.5 교차 주파수 선택

루프의 교차 주파수는 우측 반평면 제로 주파수의 1/5이 되고 BJT 커패시턴스와 풀업 저항이 설정하는 극보다 작도록 선택합니다. [방정식 29](#)를 보면 우측 반평면 제로 주파수의 1/5을 계산하는 방법이 나와 있습니다.

$$f_{\text{CROSS}} = \frac{f_{\text{Z_RHP}}}{5} = \frac{N_p^2}{N_s^2} \cdot \frac{V_{\text{LOAD}}^2 \cdot (D')^2}{P_{\text{OUT_total}} \cdot 5 \cdot 2 \cdot \pi \cdot L_M} = \frac{1^2}{0.5^2} \cdot \frac{5^2 \cdot (1-0.357)^2}{20.2\text{W} \cdot 5 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 21\mu\text{H}} = 8.68\text{kHz} \quad (29)$$

교차 주파수(f_{CROSS})는 우측 반평면 제로 주파수의 1/5보다 작도록 선택합니다. 온도 및 공정에 대한 구성품 허용 오차를 허용할 수 있도록 크로스오버 주파수를 6kHz로 선택합니다.

3.9.6 필요한 R_{COMP} 결정

R_{COMP} 값은 제어 루프의 교차 주파수에 직접 영향을 미칩니다. 교차 주파수가 높을수록 제어 루프가 과도 조건에 더 빨리 반응합니다. R_{COMP} 저항 값을 줄이면 크로스오버 주파수가 낮아지지만 제어 루프가 지정된 공급 전압 범위에서 안정적으로 유지되도록 하는 데 도움이 됩니다. 원하는 루프 크로스오버 주파수가 6kHz임을 아는 상태에서 [방정식 30](#)를 사용하여 R_{COMP} 를 계산합니다.

$$R_{\text{COMP}} = \frac{N_s}{N_p} \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot C_{\text{LOAD}} \cdot R_s \cdot f_{\text{CROSS}} \cdot R_{\text{LED}}}{G_{\text{COMP}} \cdot K_{\text{OPTO_max}} \cdot (1-D) \text{를 위한 직렬 전압 레퍼런스}} = \frac{0.5}{1} \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot 540\mu\text{F} \cdot 20\text{m}\Omega \cdot 6\text{kHz} \cdot 1\text{k}\Omega}{0.142 \cdot 2 \cdot (1-0.357) \text{를 위한 직렬 전압 레퍼런스}} = 1.15\text{k}\Omega \quad (30)$$

R_{COMP} 는 1k Ω 으로 선택됩니다.

3.9.7 필요한 C_{COMP} 결정

R_{COMP} 저항과 C_{COMP} 커패시터는 보상 네트워크의 저주파수 제로를 설정하여 위상 부스트를 제공합니다. 이 제로 주파수의 배치는 제어 루프의 과도 응답에 큰 영향을 미칩니다. 적절한 위상 마진을 보장하는 데 도움이 되는 좋은 전략은 크로스오버 주파수의 기하 평균(f_{CROSS})과 변조기의 저주파 극에 제로를 배치하는 것입니다. [방정식 31](#)는 오류 증폭기의 저주파 0을 공장의 f_{CROSS} 및 저주파 극($\omega_{\text{P_LF}}$)의 기하학적 평균으로 배치합니다.

$$C_{\text{COMP}} = \sqrt{\frac{C_{\text{LOAD}} \cdot V_{\text{LOAD}}^2}{2 \cdot \pi \cdot R_{\text{COMP}}^2 \cdot f_{\text{CROSS}} \cdot (1+D)}} = \sqrt{\frac{540\mu\text{F} \cdot 5\text{V}^2}{2 \cdot \pi \cdot 1\text{k}\Omega^2 \cdot 6\text{kHz} \cdot (1+0.217)}} = 120\text{nF} \quad (31)$$

여기서

- D는 최대 공급 전압에서 듀티 사이클입니다(0.217).

이 설계에서는 추가 위상 마진을 보장하기 위해 C_{COMP} 를 220nF로 선택합니다.

4 구성 요소 선택 요약

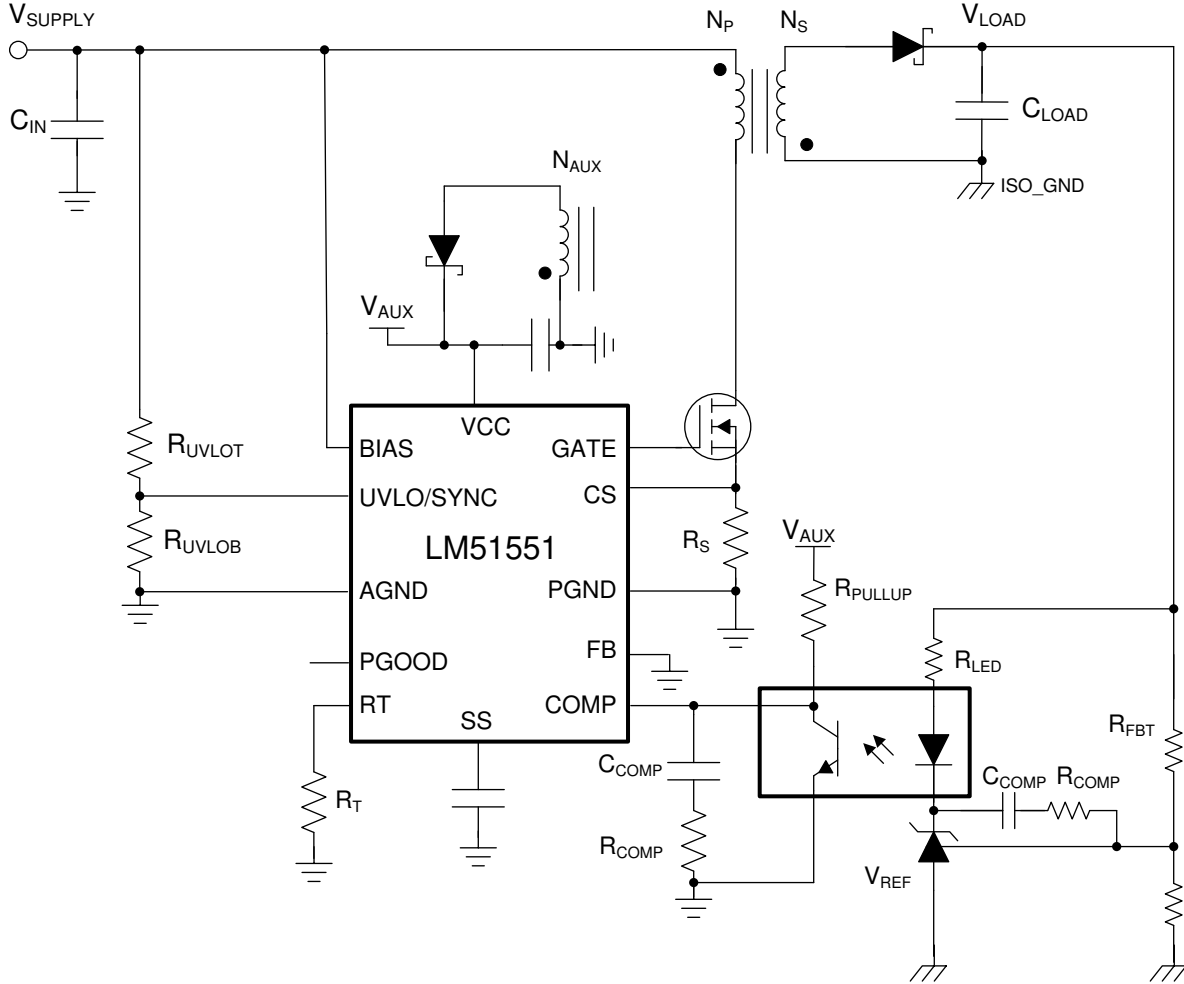


그림 4-1. 애플리케이션 회로

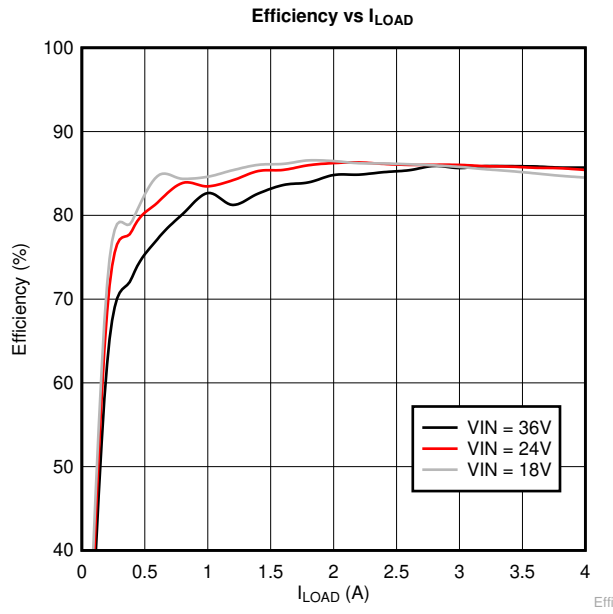


그림 4-2. 효율 vs. I_LOAD

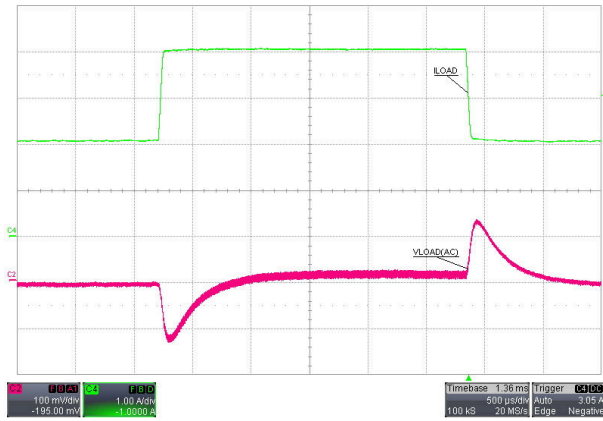


그림 4-4. 부하 단계: I_LOAD 2A ~ 4A, V_SUPPLY = 18V

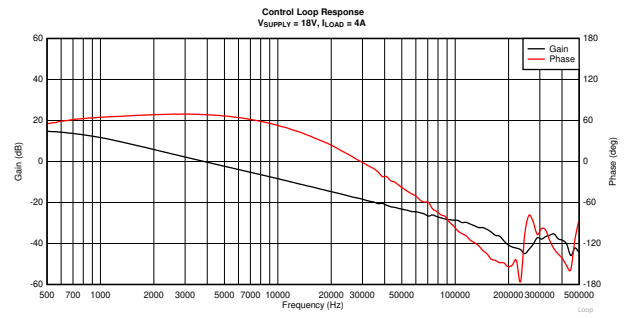


그림 4-3. 제어 루프 응답 V_SUPPLY = 18 V, I_LOAD = 4 A

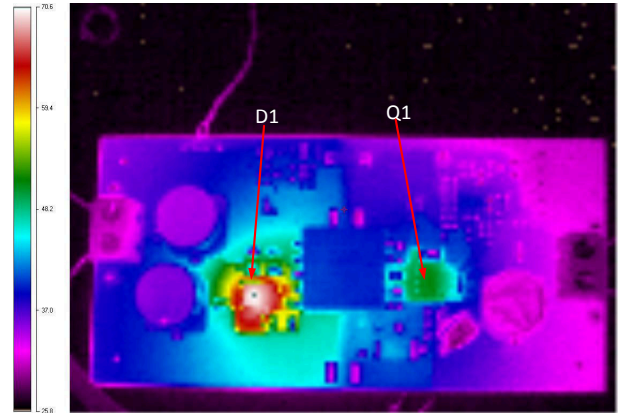


그림 4-5. 열 이미지: V_SUPPLY = 18 V, I_LOAD = 4 A

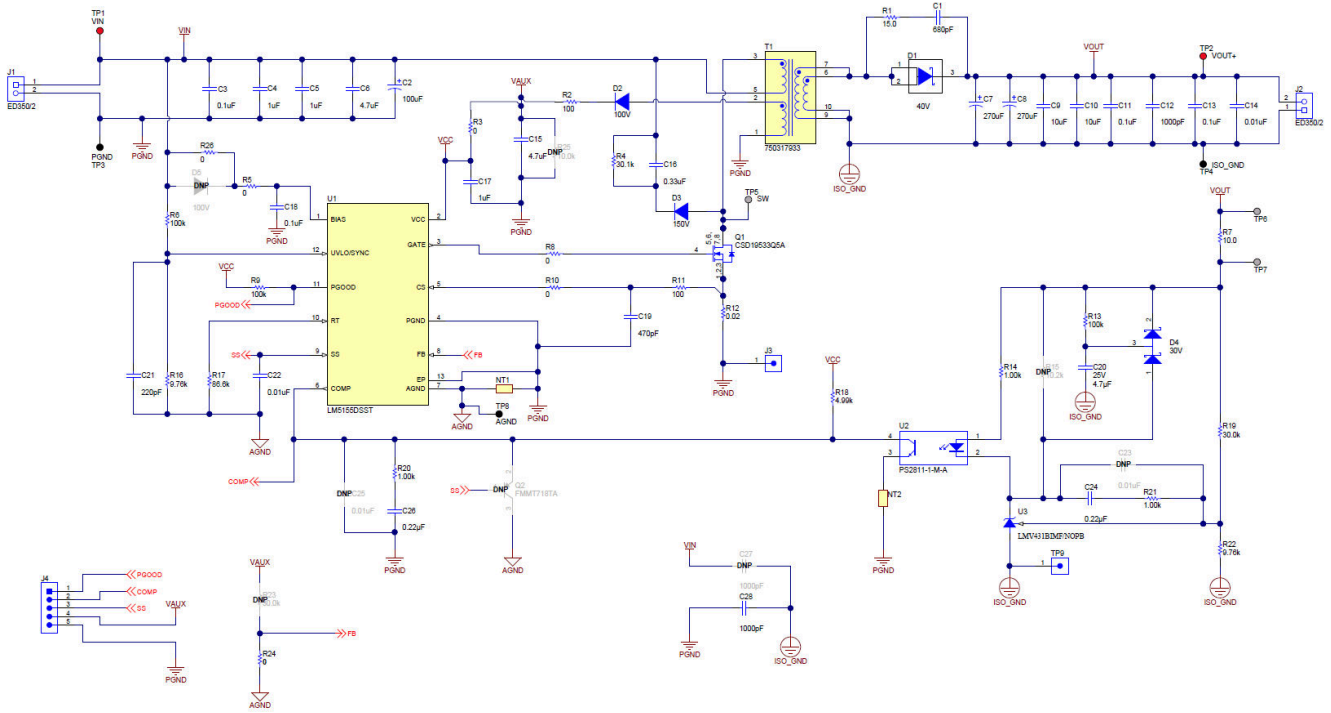


그림 4-6. LM5155EVM-FLY 회로도

표 4-1. 구성 요소 목록

Item	수량	평가	설명	패키지 참조	부품 번호	Mfr
C1	1	680pF	CAP, CERM, 680 pF, 100 V, +/- 10%, X7R, 0603	0603	GRM188R72A681KA01D	MuRata
C2	1	100uF	CAP, 폴리머 하이브리드, 100 uF, 50 V, +/- 20%, 28 ohm, 10x10 SMD	10x10	EEHZC1H101P	Panasonic
C3	1	0.1uF	CAP, CERM, 0.1 uF, 50 V, +/- 20%, X7R, 0805	0805	08055C104MAT2A	AVX
C4, C5	2	1uF	CAP, CERM, 1 uF, 50 V, +/- 10%, X7R, 0805	0805	08055C105KAT2A	AVX
C6	1	4.7uF	CAP, CERM, 4.7 uF, 50 V, +/- 10%, X7R, 1206	1206	C3216X7R1H475K160AC	TDK
C7, C8	2	270uF	CAP, 알루미늄 폴리머, 270 uF, 25 V, +/- 20%, 0.027 ohm, D10xL12.7mm SMD	D10xL12.7m m	PCV1E271MCL1GS	Nichicon
C9, C10	2	10uF	CAP, CERM, 10 uF, 25 V, +/- 10%, X7R, 1210	1210	885012209028	Wurth Elektronik
C11, C13	2	0.1uF	CAP, CERM, 0.1 uF, 25 V, +/- 10%, X7R, 0603	0603	C1608X7R1E104K080AA	TDK
C12	1	1000pF	CAP, CERM, 1000 pF, 25 V, +/- 10%, X7R, 0603	0603	GRM188R71E102KA01D	MuRata
C14	1	0.01uF	CAP, CERM, 0.01 uF, 50 V, +/- 10%, X7R, AEC-Q200 Grade 1, 0603	0603	GCM188R71H103KA37D	MuRata
C15	1	4.7uF	CAP, CERM, 4.7 uF, 35 V, +/- 10%, X5R, 0603	0603	GRM188R6YA475KE15D	MuRata
C16	1	0.33uF	CAP, CERM, 0.33 uF, 100 V, +/- 10%, X7R,		C3216X7R2A334K130AA	TDK
C17	1	1uF	CAP, CERM, 1 uF, 16 V, +/- 20%, X7R, AEC-Q200 Grade 1, 0603	0603	GCM188R71C105MA64D	MuRata
C18	1	0.1uF	CAP, CERM, 0.1 uF, 50 V, +/- 10%, X7R, 0603	0603	C1608X7R1H104K080AA	TDK
C19	1	470pF	CAP, CERM, 470 pF, 50 V, +/- 10%, X7R, 0603	0603	GRM188R71H471KA01D	MuRata
C20	1	4.7uF	CAP, CERM, 4.7 uF, 25 V, +/- 10%, X6S, AEC-Q200 Grade 2, 0603	0603	GRT188C81E475KE13D	MuRata
C21	1	220pF	CAP, CERM, 220 pF, 50 V, +/- 5%, COG/NP0, 0603	0603	C0603C221J5GACTU	Kemet
C22	1	0.01uF	CAP, CERM, 0.01 uF, 16 V, +/- 10%, X7R, 0603	0603	GRM188R71C103KA01D	MuRata
C24, C26	2	0.22uF	CAP, CERM, 0.22 uF, 16 V, +/- 10%, X7R, AEC-Q200 Grade 1, 0603	0603	CL10B224K08VPNC	삼성
C28	1	1000pF	CAP, CERM, 1000 pF, 2000 V, +/- 10%, X7R, 1812	1812	1812GC102K1A	AVX
D1	1	40V	Diode, Schottky, 40 V, 10 A, AEC-Q101, TO-277A	TO-277A	SS10P4-M3/87A	Vishay-Semiconductor
D2	1	100V	다이오드, 스위칭, 100 V, 0.2 A, SOD-323	SOD-323	MMDL914-TP	Micro Commercial Components
D3	1	150V	다이오드, 초고속 정류기, 150 V, 1 A, SMA	SMA	ES1C-13-F	Diodes Inc.
D4	1	30V	다이오드, 쇼트키, 30 V, 0.2 A, SOT-323	SOT-323	BAT54SWT1G	페어차일드 세미 컨덕터
H1, H2, H3, H4	4		범프온, 원통형, 0.312 X 0.200, 검정색	검정색 범프온	SJ61A1	3M
J1, J2	2		단자대, 5mm, 2극, TH	TH, 2리드, 본체 10x9mm, 핀 간격 5mm	ED350/2	국내 기술
J3, TP9	2		테스트 포인트 슬롯형 .118", TH	테스트 지점, TH 슬롯 테스트 지점	1040	키스톤

표 4-1. 구성 요소 목록 (continued)

Item	수량	평가	설명	패키지 참조	부품 번호	Mfr
J4	1		헤더, 2.54mm, 5x1, 주석, TH	헤더, 2.54mm, 5x1, TH	PEC05SAAN	Sullins Connector Solutions
Q1	1	100V	MOSFET, N-CH, 100 V, 13 A, DQJ0008A (VSONP-8)	DQJ0008A	CSD19533Q5A	텍사스 인스트루먼트
R1	1	15.0	RES, 15.0, 1%, 0.5 W, 1210	1210	ERJ-14NF15R0U	Panasonic
R2, R11	2	100	RES, 100, 1%, 0.1 W, AEC-Q200 Grade 0, 0603	0603	ERJ-3EKF1000V	Panasonic
R3	1	0	RES, 0, 1%, 0.1 W, AEC-Q200 Grade 0, 0603	0603	RMCF0603ZT0R00	Stackpole Electronics Inc
R4	1	30.1k	RES, 30.1 k, 1%, 1 W, AEC-Q200 Grade 0, 2512	2512	CRCW251230K1FKEG	Vishay-Dale
R5, R8, R10, R24, R26	5	0	RES, 0, 5%, 0.1 W, AEC-Q200 Grade 0, 0603	0603	ERJ-3GEY0R00V	Panasonic
R6, R9, R13	3	100k	RES, 100 k, 1%, 0.1 W, AEC-Q200 Grade 0, 0603	0603	CRCW0603100KFKEA	Vishay-Dale
R7	1	10.0	RES, 10.0, 1%, 0.1 W, AEC-Q200 Grade 0, 0603	0603	CRCW060310R0FKEA	Vishay-Dale
R12	1	0.02	RES, 0.02, 1%, 1 W, 0612	0612	PRL1632-R020-F-T1	Susumu Co Ltd
R14	1	1.00k	RES, 1.00 k, 1%, 0.1 W, 0603	0603	ERJ-3EKF1001V	Panasonic
R16, R22	2	9.76k	RES, 9.76 k, 1%, 0.1 W, AEC-Q200 Grade 0, 0603	0603	CRCW06039K76FKEA	Vishay-Dale
R17	1	86.6k	RES, 86.6 k, 1%, 0.1 W, AEC-Q200 Grade 0, 0603	0603	CRCW060386K6FKEA	Vishay-Dale
R18	1	4.99k	RES, 4.99 k, 1%, 0.1 W, AEC-Q200 Grade 0, 0603	0603	CRCW06034K99FKEA	Vishay-Dale
R19	1	30.0k	RES, 30.0 k, 1%, 0.1 W, 0603	0603	RC0603FR-0730KL	Yageo
R20, R21	2	1.00k	RES, 1.00 k, 0.1%, 0.1 W, AEC-Q200 Grade 0, 0603	0603	ERA3AEB102V	Panasonic
T1	1	21uH	변압기, 21 uH, SMT	13.97x18.25 mm	750317933	Würth Elektronik
TP1, TP2	2		테스트 지점, 미니어처, 적색, TH	적색 미니어처 테스트 지점	5000	키스톤
TP3, TP4, TP8	3		테스트 지점, 미니어처, 검정색, TH	검정색 미니어처 테스트 지점	5001	키스톤
TP5	1		PC 테스트 지점, SMT	PC 테스트 지점, SMT	5017	키스톤
U1	1		2.2MHz 와이드 입력 비동기식 부스트, SEPIC, 플라이백 컨트롤러, DSS0012B (WSON-12)	DSS0012B	LM5155DSST	텍사스 인스트루먼트
U2	1		오토커플러, 2.5 kV, 100~200% CTR, SMT	PS2811-1	PS2811-1-M-A	California Eastern Laboratories
U3	1		저전압(1.24V) 조정식 정밀 셉트 레귤레이터, 3 핀 SOT-23, Pb 프리	DBZ0003A	LMV431BIMF/NOPB	텍사스 인스트루먼트

5 작은 신호 주파수 분석

이 섹션에서는 LM5155가 절연 플라이백 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 플라이백 레귤레이터 변조기 모델링

연속 전도 모드에서 피크 전류 모드 플라이백 레귤레이터의 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	$A_M = G_{COMP} \cdot \frac{N_P}{N_S} \cdot \frac{V_{LOAD}^2}{P_{OUT}} \cdot \frac{(1-D)}{(1+D)A_{CS} \cdot R_S}$	
RHP 제로	$\omega_{Z_RHP} = \frac{N_P^2 \cdot V_{LOAD}^2 (1-D)^2}{N_S^2 \cdot P_{OUT} \cdot L_M \cdot D}$	
ESR 제로	$\omega_{Z_ESR} = \frac{1}{C_{LOAD} \cdot R_{ESR}}$	
저주파 극	$\omega_{P_LF} = \frac{1+D}{C_{LOAD} \cdot \frac{V_{LOAD}^2}{P_{OUT}}}$	
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	$s_n = \frac{V_{SUPPLY} \cdot (1-D) \cdot R_S \cdot A_{CS}}{L_M}$

5.2 보정 모델링

이 방정식은 그림 3-2에 나와 있는 절연 보상 네트워크를 모델로 합니다.

표 5-2. 보정 모델링 방정식

	단순 수식	종합 공식
피드백 방정식		
피드백 전송 기능	$\frac{\hat{V}_{COMP}(s)}{\hat{V}_{LOAD}(s)} = -A_{FB} \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{Z1_EA}}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{Z2_EA}}\right)}{s \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{P_EA}}\right)}$	$\frac{\hat{V}_{COMP}(s)}{\hat{V}_{LOAD}(s)} = -A_{FB} \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{Z1_EA}}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{Z2_EA}}\right)}{s \cdot (k_1 \cdot s^2 + k_2 \cdot s + 1)}$
피드백 DC 게인	$A_{FB} = \frac{K_{OPTO} \cdot R_{PULLUP}}{R_{LED} \cdot R_{FBT} \cdot C_{COMP}}$	
첫 번째 저주파 제로	$\omega_{Z1_EA} = \frac{1}{(R_{COMP} + R_{FBT}) \cdot C_{COMP}}$	
두 번째 저주파 제로	$\omega_{Z2_EA} = \frac{1}{R_{COMP} \cdot C_{COMP}}$	
저주파 극	$\omega_{P_EA} = \frac{1}{(R_{COMP} + R_{PULLUP}) \cdot C_{HF}}$	해당 없음
K1	고려되지 않음	$k_1 = C_{COMP} \cdot C_{OPTO} \cdot R_{COMP} \cdot R_{PULLUP}$
K2	고려되지 않음	$k_2 = C_{COMP} \cdot (R_{COMP} + R_{PULLUP}) + C_{OPTO} \cdot R_{PULLUP}$
미드밴드 게인	$G_{MID} = \frac{K_{OPTO} \cdot R_{COMP}}{R_{LED}}$	$G_{MID} = \frac{K_{OPTO} \cdot R_{COMP} \cdot (R_{FBT} + R_{COMP})}{R_{LED} \cdot R_{FBT} \cdot (R_{COMP} + R_{PULLUP})}$

6 개정 내역

Changes from Revision * (February 2019) to Revision A (January 2023)	Page
• 문서 전체에서 표, 그림 및 상호 참조에 대한 번호 매기기 형식이 업데이트되었습니다.....	1
• 업데이트된 방정식.....	10

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 © 2023, Texas Instruments Incorporated