

NCV8871을 이용한 Semic 회로 설계

최근에는 자동차 시스템에서 점점 더 많은 전자 장치들이 사용되고 있는데, 이것은 파워서플라이에 더 많은 요구사항, 예를 들면 더 높은 출력 전류나 다양한 출력 전압 등이 요구된다는 것을 의미한다. 자동차 시스템에서 가장 인기있는 파워 서플라이는 선형 레귤레이터와 스텝다운 스위칭 레귤레이터(벅), 스텝업 스위칭 레귤레이터(부스트)이다.

Zhen LiON 온세미컨덕터

자동차의 배터리 전압은 보통 9V에서 18V까지, 또는 심지어 6V 이하에 이르기까지 넓은 범위를 지닌다. 일부 애플리케이션에서는 모든 배터리 전압 범위에서 연속 12V가 필요하며 스타트 스톱 기능을 위해서도 파워 서플라이가 5V 출력을 일정하게 유지할 필요가 있다.

이러한 애플리케이션에서는 선형 레귤레이터, 벅(buck) 회로 및 부스트(boost) 회로가 사용될 수 없으며, 스

텡업/스텝다운 파워 서플라이가 필요하다. 자동차 시스템에서 가장 인기있는 스텝 업/스텝 다운 회로는 Semic (Single Ended Primary Inductor Converter)이다. Semic은 그림 1과 같이 공통 파워 스위치를 가진 부스트 및 벅 부스트로 구성되어 있다.

Semic의 동작

S1이 ON 상태이면 인덕터 L1이 V_{IN}

에 의해 충전되고, 인덕터 L2는 커패시터 C1에 의해 충전되며 출력 커패시터 C_o에 의해 부하 전류가 공급된다. S1이 ON 상태일 때 L1의 전압은 V_{IN} 과 같고, 전압 L2는 전압 C1과 같다.

S1이 OFF 상태일 때 인덕터 L1과 인덕터 L2는 방전되며 L1 전류가 C1, C_o를 충전시켜 부하 전류를 공급한다. L2 전류는 C_o를 충전시키며 부하 전류를 공급한다. S1이 OFF 상태일 때 L1 전압은 $V_{IN} - V_{CL} - V_O$ 와 같고, L2 전압은

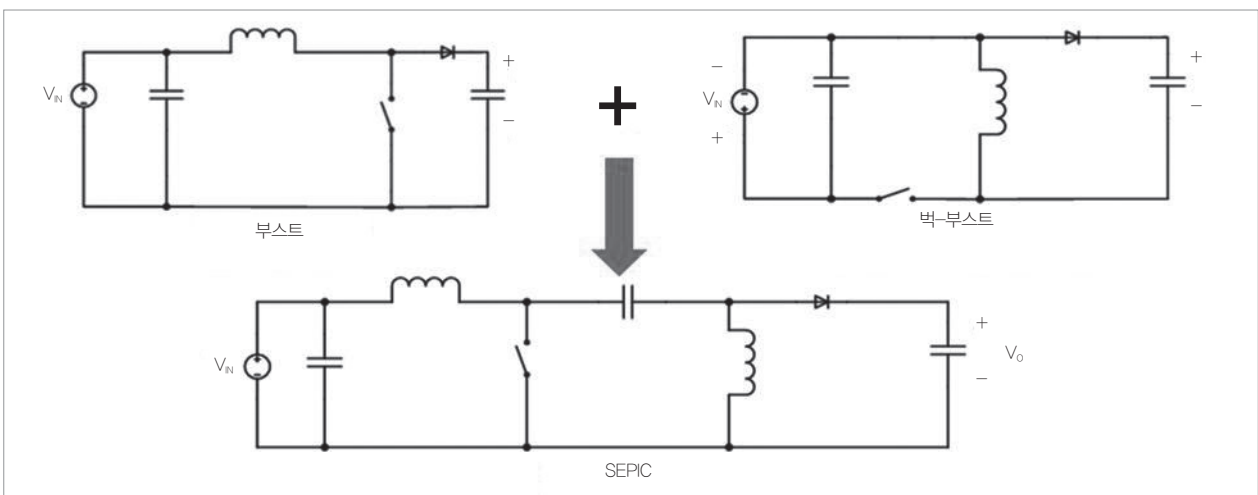


그림 1. Semic의 구조

V_0 와 같다.

을 나타낸 것이다.

과 같은 값들을 얻을 수 있다.

그림 4는 인덕터 전류 및 전압 파형

전압-시간 평형 원리에 따르면 다음

① 인덕터 L1의 경우

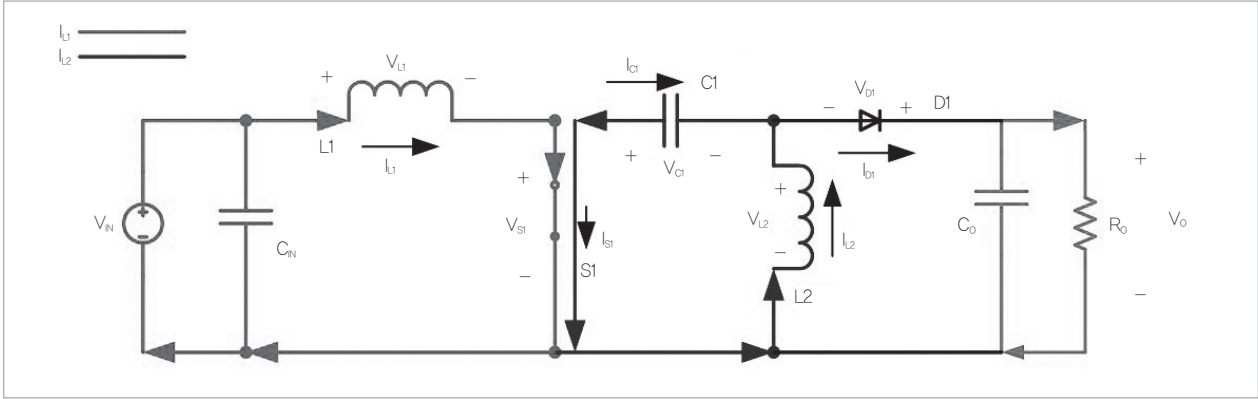


그림 2. S1이 ON 상태일 때 sepic의 동작

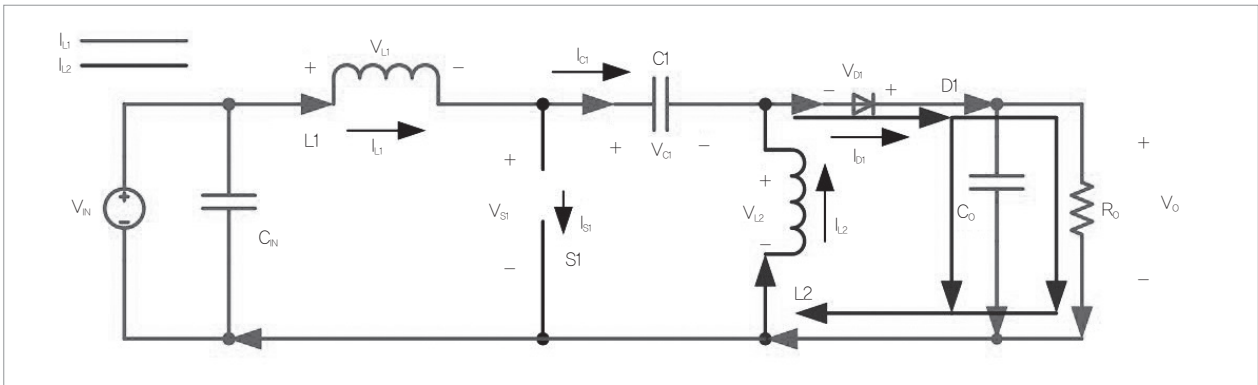


그림 3. S1이 OFF 상태일 때 sepic의 동작

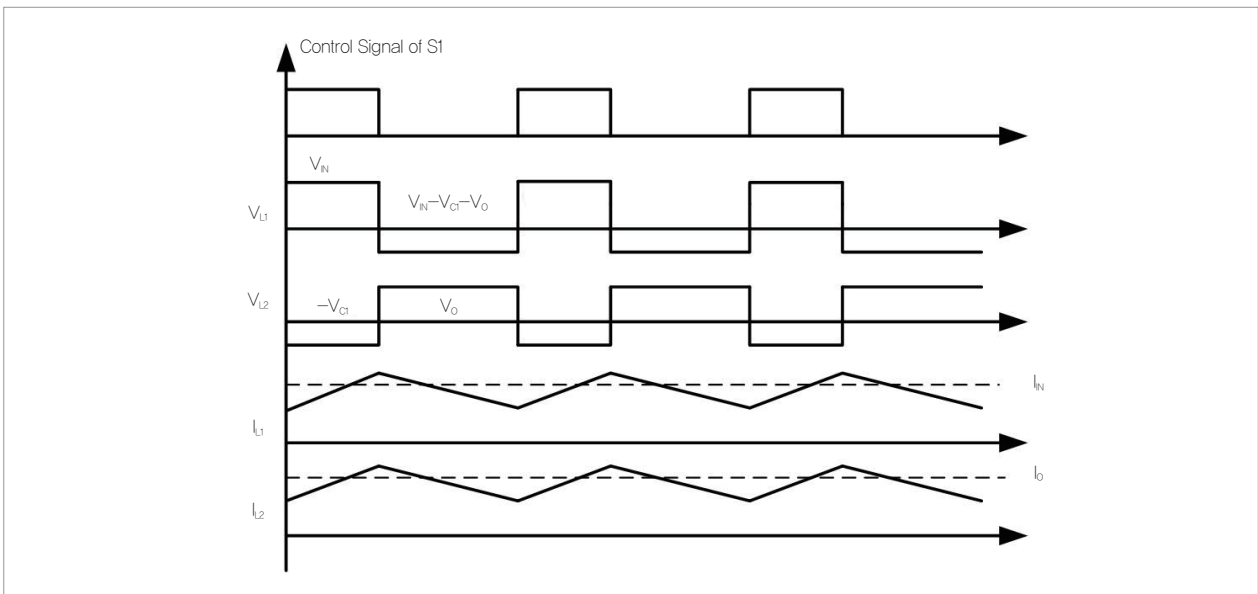


그림 4. 인덕터의 전압 및 전류 파형

$$V_{IN} \times DT = (V_{C1} + V_O - V_{IN}) \times (1 - D) T \dots\dots\dots (1)$$

② 인덕터 L2의 경우

$$V_{C1} \times DT = V_O \times (1 - D) T \dots\dots\dots (2)$$

여기서 D는 듀티 사이클이다(0 < D < 1). 식 (1)과 식 (2)를 합치면 다음과 같다.

$$\frac{V_O}{V_{IN}} = \frac{D}{1 - D} \dots\dots\dots (3)$$

$$V_{C1} = V_{IN} \dots\dots\dots (4)$$

식 (3)에 의하면 V_O는 V_{IN}보다 높거나 낮을 수 있는데, 이것은 스텝 업이나 스텝 다운 모두 Sepsic에 사용할 수 있다는 것을 의미한다.

그림 1에는 별도로 두 개의 인덕터가 있다. 그리고 그림 5와 같이 Sepsic에서는 결합 인덕터도 괜찮다. 결합 인덕터의 인덕턴스는 개별 인덕터의 절반이 될 수 있으며, 결합 인덕터를 갖고 있는 Sepsic의 경우, 공간을 덜 차지하면서 더 높은 효율을 갖게 된다.

■ Sepsic의 회로 설계

최악의 Sepsic 입력 전압은 최소 입력 전압이다. 그러므로 최소 입력 전압에서 설계를 시작한다.

1. 최대 듀티 사이클 계산

여기서는 효율을 고려하지 않는다. 회로가 CCM(Current Continues Mode)에서 동작한다고 가정했을 때 최대 듀티 사이클은 다음과 같다.

$$D_{MAX} = \frac{V_O + V_F}{V_O + V_{IN_MIN} + V_F} \dots\dots (5)$$

여기서 V_F는 다이오드 D1의 순방향 전압이고 V_{IN_MIN}은 최소 입력 전압이다.

2. 최대 입력 전류 계산

$$I_{IN_MAX} = \frac{V_O \times I_O}{V_{IN_MIN} \times \eta} \dots (6)$$

여기서 η는 V_{IN_MIN}에서 구한 효율이다.

3. 인덕터 전류의 리플 계산

일반적으로 인덕터 전류의 리플은 최대 입력 전류의 20~40%이다. 그 비율이 'r'로 되도록 설정한다.

$$\Delta I = r \times I_{IN_MAX} \dots\dots\dots (7)$$

4. 인덕터의 인덕턴스 계산

개별 인덕터에 대해 그림 4를 따라 계산한다.

$$L1_{MIN} = L2_{MIN} = \frac{V_{IN_MIN} \times D_{MAX}}{\Delta I \times f_s} \dots\dots\dots (8)$$

여기서, f_s는 동작 주파수이다. 결합 인덕터에서 식 (9)와 같다.

$$L_{MIN} = \frac{V_{IN_MIN} \times D_{MAX}}{2 \times \Delta I \times f_s} \dots (9)$$

또한, 그림 4에서 다음과 같은 식을 얻을 수 있다.

L1의 최대 DC 전류는 I_{IN_MAX}이다. L1의 순간 최대 전류는 다음과 같다.

$$I_{IN_MAX} + \frac{\Delta I}{2} \dots\dots\dots (10)$$

L2의 최대 DC 전류는 I_O이다. L2의 순간 최대 전류는 다음과 같다.

$$I_O + \frac{\Delta I}{2} \dots\dots\dots (11)$$

5. C1의 커패시턴스 계산

일반적으로 C1은 세라믹 커패시터이다.

그림 6은 C1의 전류 및 전압 파형을 나타낸 것이다. C6에 의하면 I_O는 다음과 같다.

$$I_O = C1 \times \frac{\Delta V_{C1}}{D \times T}$$

최소 입력 전압에서 C1은 식 (12)와 같다.

$$C1_{MIN} = \frac{I_O \times D_{MAX}}{\Delta V_{C1} \times f_s} \dots\dots\dots (12)$$

ΔV_{C1}은 C1의 전압 리플이며 일반적으로 최대 입력 전압의 5%이다.

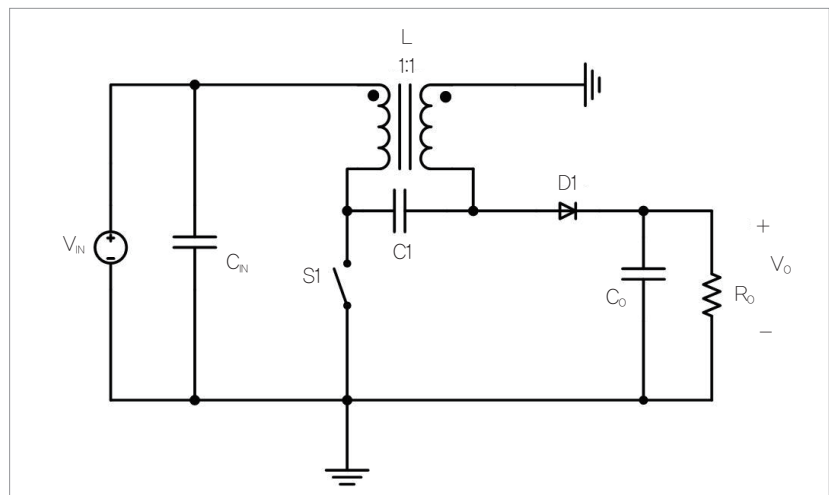


그림 5. Sepsic 회로와 결합 인덕터

6. 출력 커패시터의 선택

그림 7은 출력 커패시터의 전압 및 전류 파형을 나타낸 것이다. 출력 전압 리플은 두 부분으로 구성되어 있는데, 한 부분은 출력 커패시터의 ESR에 의해 발생되고 다른 부분은 출력 커패시터의 커패시턴스에 의해 발생된다. 그

림 7에 의하면 다음과 같다.

① 커패시턴스에 의한 출력 전압 리플

$$\Delta V_{Co_CAP} = \frac{I_O \times D_{MAX}}{C_O \times f_S} \dots (13)$$

② ESR에 의한 출력 전압 리플

$$\Delta V_{Co_ESR} = (I_{IN} + I_O + \Delta I) \times ESR \dots (14)$$

③ 총 출력 전압 리플 계산을 간단하게 하기 위해 총 출력 전압 리플을 다음과 같이 생각할 수 있다.

$$\Delta V_O = \Delta V_{Co_CAP} + \Delta V_{Co_ESR} \dots (15)$$

④ C_o 전류의 RMS 값

전류 리플은 고려하지 않는다.

$$I_{Co(RMS)} =$$

$$I_O \times \sqrt{\frac{D_{MAX}}{1 - D_{MAX}}} \dots (16)$$

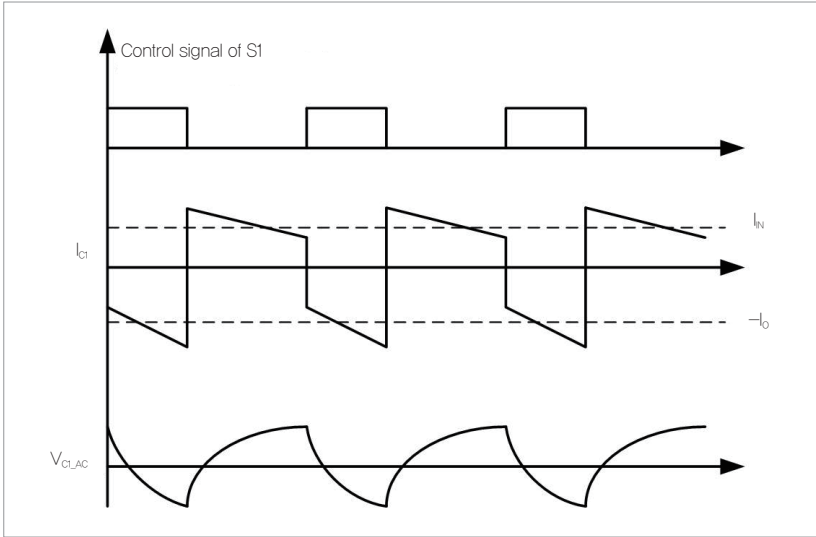


그림 6. C1의 전류 및 전압 파형

7. MOSFET의 선택

그림 8은 S1의 전압 및 전류 파형을 나타낸 것이다. S1의 최대 전압은 $V_{IN_MAX} + V_O$ 이고, S1의 순간 최대 전류는 $I_{IN_MAX} + I_O + \Delta I$ 이다. 전류 리플을 무시했을 때 V_{IN_MIN} 에서 S1의 RMS는 식 (17)과 같다.

$$I_{S1(RMS)} = \frac{I_{IN_MAX}}{\sqrt{D_{MAX}}} \dots (17)$$

S1의 전도 손실은 다음과 같다.

$$P_{Con_Loss} = I_{S1(RMS)}^2 \times R_{DS(ON)} \dots (18)$$

여기서, $R_{DS(ON)}$ 은 드레인-소스의 저항(On Resistance)이다. 또한 S1의 스위칭 손실은 식 (19)와 같다.

$$P_{SW_Loss} = \frac{1}{2} (I_{IN_MAX} + I_O + \Delta I) \times (V_{IN_MIN} + V_O) \times (t_{ON} + t_{OFF}) \times f_S \dots (19)$$

여기서 t_{ON} 은 S1 턴온 타임, t_{OFF} 는 S1 턴오프 타임인데 이것은 S1의 Q_{GD} 로 구할 수 있다(Q_{GD} 는 게이트-드레인 전하이다).

$$t_{ON} \approx \frac{Q_{GD}}{I_{SRC}} \dots (20)$$

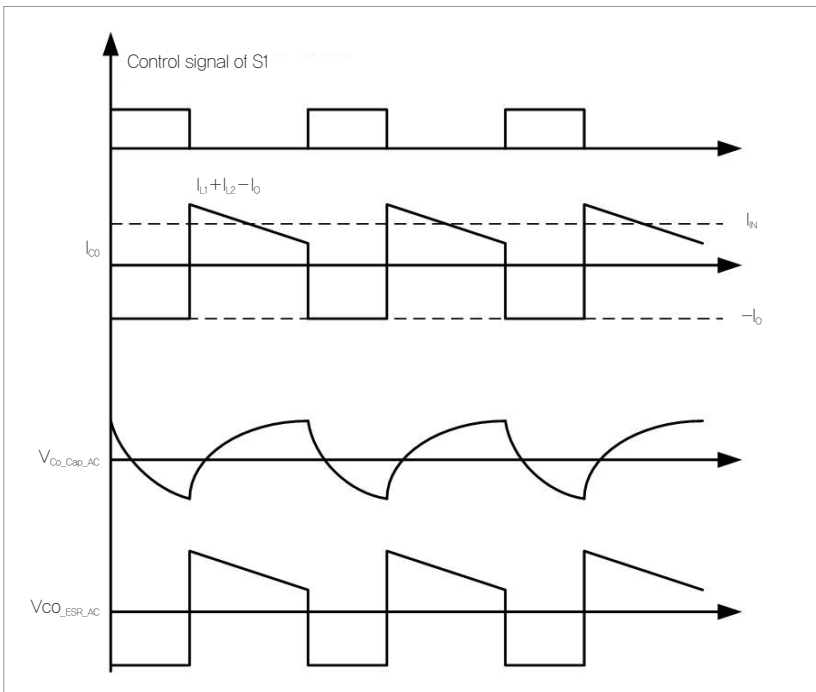


그림 7. C_o의 전압 및 전류 파형

$$t_{OFF} \approx \frac{Q_{GD}}{I_{SINK}} \dots\dots\dots (21)$$

여기서 I_{SRC} 는 드라이버의 소싱 전류 (Sourcing Current), I_{SINK} 는 드라이버의 싱킹 전류(Sinking Current)이다.

8. 다이오드의 선택

그림 9는 다이오드 D1의 전압 및 전류 파형을 나타낸 것이다. 순간 최대 전류는 $I_{IN}+I_O+\Delta I$ 이며 최대 평균 전류는 I_O , 최대 역방향 전류는 $V_{IN_MAX}+V_O$ 이다. 다이오드의 전력 손실은 식 (22)와 같다.

$$P_{D_LOSS} = I_O \times V_F \dots\dots\dots (22)$$

■ NCV8871을 기반으로 한 설계 사례

NCV8871은 외부 N채널 MOSFET을 구동시키며 조정 가능한 출력 비동기식 부스트 컨트롤러이다. 이 소자는 내부 기울기 보정 기능과 함께 순간 최대 전류 모드 컨트롤을 이용한다.

또한 NCV8871은 3.2V~40V의 넓은 입력 범위와 45V 부하 덤프(Load Dump)에서 동작한다. 주파수, 전류 제한 트립 전압(Trip Current), 기울기 보상 및 일부 다른 파라미터들은 고객의 필요 조건에 따라 공장에서 프로그램될 수 있는데, 이 칩은 부스트나 Sepic 혹은 플라이백을 위해 구성되기도 한다. 이 설계 예는 다음과 같다.

- 입력 전압 범위 : 8~18V
- 출력 전압 : 12V
- 출력 전류 : 2A
- 주파수 : 170kHz, 전류 제한 트립 전압 : 400mV, 드라이버 소싱 전류

: 800mA, 드라이버의 싱킹 전류 : 600mA, 게이트 구동 전압 : 10.5V의 파라미터들을 가진 NCV887100 사용

1. 최대 듀티 사이클 계산

$$D_{MAX} = \frac{V_O + V_F}{V_{IN_MIN} + V_O + V_F} = \frac{12 + 0.5}{8 + 12 + 0.5} \approx 61\% \dots\dots\dots (23)$$

여기서 다이오드의 순방향 전압은 0.5V가 되어야 한다.

2. 최대 입력 전류 계산

$$I_{IN_MAX} = \frac{V_O \times I_O}{V_{IN_MIN} \times \eta} = \frac{12 \times 2}{8 \times 0.85} \approx 3.5A \dots\dots\dots (24)$$

V_{IN_MIN} 의 효율은 85%라고 평가된다.

3. 인덕터 전류의 리플 계산

$$\Delta I = r \times I_{IN_MAX} = 0.3 \times 3.5 \approx 1.1A \dots\dots\dots (25)$$

전류 리플을 최대 입력 전류의 30%로 설정한다.

4. 인덕터의 인덕턴스 계산

결합 인덕터를 사용하면 식 (26)과 같이 된다.

$$L_{MIN} = \frac{V_{IN_MIN} \times D_{MAX}}{2 \times \Delta I \times f_S} = \frac{6 \times 0.61}{2 \times 1.1 \times 170 \times 10^3} \approx 9.8\mu H \dots\dots\dots (26)$$

인덕터의 순간 최대 전류는 식 (27)

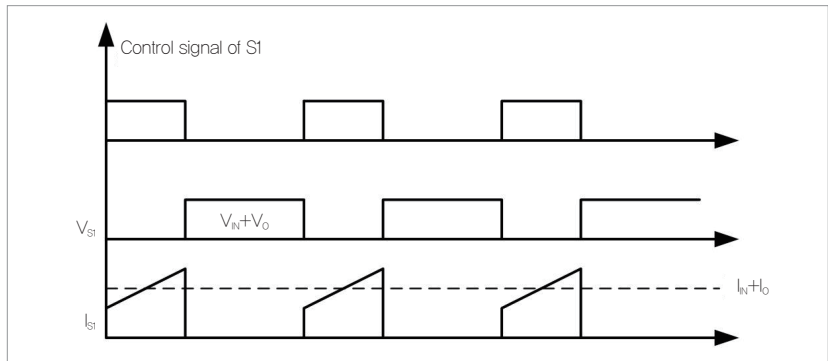


그림 8. S1의 전압 및 전류 파형

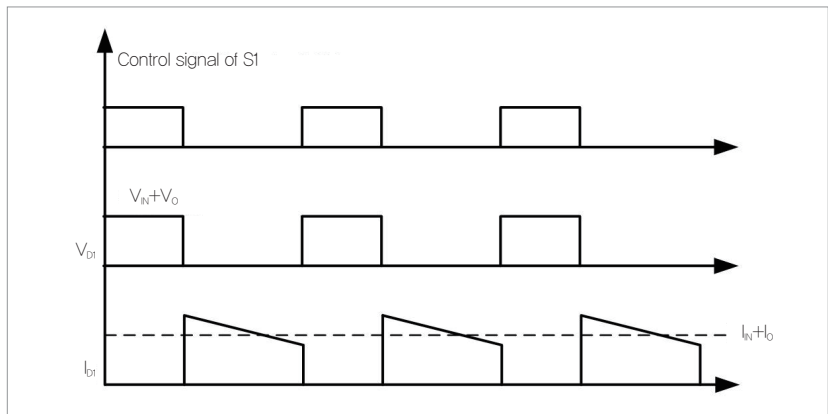


그림 9. D1의 전압 및 전류 파형

과 같다.

$$\begin{aligned}
 I_{L_PEAK} &= I_{IN_MAX} + \frac{\Delta I}{2} \\
 &= 3.5 + 0.55 \\
 &= 4.05A \dots\dots\dots(27)
 \end{aligned}$$

인덕턴스가 9.8μH보다 높고 각 권선의 최대 DC 전류가 3.5A보다 높으며 각 권선의 포화 전류가 4.05A보다 높은 결합 인덕터를 선택하자. wurth 744873100을 예로 들면, 인덕턴스는 10μH이고 각 권선의 최대 DC 전류는 3.81A, 각 권선의 포화 전류는 7.2A, DCR(Direct Current Resistance)은 36mΩ이다.

5. C1의 커패시턴스 계산

$$\begin{aligned}
 C1 &= \frac{I_O \times D_{MAX}}{\Delta V_{C1} \times f_S} \\
 &= \frac{2 \times 0.61}{5\% \times 18 \times 170 \times 10^3} \\
 &\approx 8\mu F \dots\dots\dots(28)
 \end{aligned}$$

C1에서 두 개의 병렬 4.7μF 세라믹 커패시터를 사용한다. 그리고 부하 덤프를 고려하여 정격 전압은 50V로 한다.

6. 출력 커패시터의 선택

세라믹 커패시터를 사용한다. ESR에 의한 리플은 고려하지 않고, 출력

전압 리플이 200mV라고 하자.

$$\begin{aligned}
 C_{O_MIN} &= \frac{I_O \times D_{MAX}}{\Delta V_{Co_CAP} \times f_S} \\
 &= \frac{2 \times 0.61}{0.2 \times 170 \times 10^3} \\
 &\approx 36\mu F \dots\dots\dots(29)
 \end{aligned}$$

C_o에서 두 개의 병렬 22μF 세라믹 커패시터를 사용한다. 정격 전압은 25V이다.

7. MOSFET의 선택

부하 덤프를 고려할 때 S1의 최대 전압은 52V이며, S1의 최대 순간 전류는 6.6A이다. MOSFET을 선택하자.

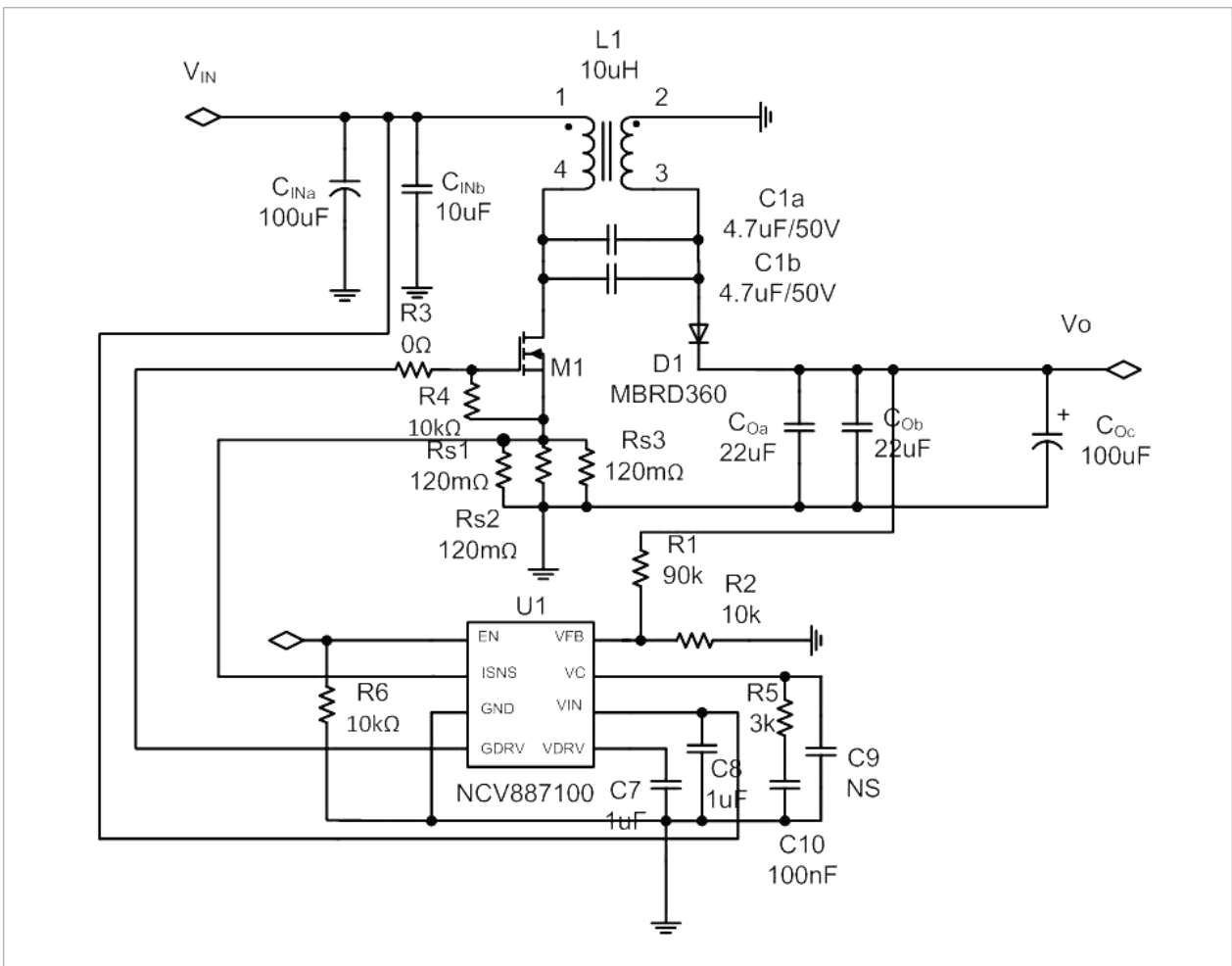


그림 10. NCV887100을 기반으로 한 12.2A Sepsic 회로도

Onsemi, NVTFS5826NL, 최대 드레인-소스 전압 60V, $V_{GS}=10V$ 에서 최대 드레인-소스 동작 저항은 24mΩ, Q_{GD} 는 4nC이다. 패키지는 u8FL이다. 여기서 MOS 전류의 RMS 값은 식

(30)과 같다.

$$I_{S1(RMS)} = \frac{I_{IN_MAX}}{\sqrt{D_{MAX}}} = \frac{3.5}{\sqrt{0.61}} \approx 4.5A \dots\dots\dots(30)$$

MOS의 전도 손실은 식 (31)과 같다.

$$P_{Con_Loss} = I_{S1(RMS)}^2 \times R_{DS(ON)} = 4.5^2 \times 24 \approx 486mW \dots\dots\dots(31)$$

MOS의 턴온/턴오프 시간을 구하면 다음과 같다.

표 1. 그림 10에 나온 설계도의 BoM 리스트

REFDES	Description	Package	ManuFactory	PN
L1	Coupled inductor, 10μH, $I_{bc} : 3.81A, I_{SAT} : 7.2A, DCR=36m\Omega$	SMD	Würth	744873100
M1	MOSFET, 60V, 20A, 24mΩ@10Vgs, $Q_{GD} = 4nC$	u8FL	Onsemi	NVTFS5826NL
D1	Schottky diode, 3A, 60V	DPAK	Onsemi	MBRD360
U1	Boost controller	SO8	Onsemi	NCV887100
C _{na}	Electrolytic capacitor, 100μF, 50V			
C _{nb}	Ceramic capacitor, 10μF, 50V	1210		
C1a, C1b	Ceramic capacitor, 4.7μF, 50V	1210		
C _{Ob} , C _{Oo}	Ceramic capacitor, 22μF, 25V	1210		
C _{oc}	Electrolytic capacitor, 100μF, 25V			
C7	Ceramic capacitor, 1μF, 16V	0603		
C8	Ceramic capacitor, 1μF, 50V	0805		
C9	Not stuff	0603		
C10	Ceramic capacitor, 100nF, 16V	0603		
RS1, RS2, RS3	Current sense resistor, 120mΩ, 1W	2512		
R1	Resistor, 1%, 90k	0603		
R2, R4, R6	Resistor, 1%, 10k	0603		
R3	Resistor, 5%, 0	0603		
R5	Resistor, 1%, 3k	0603		

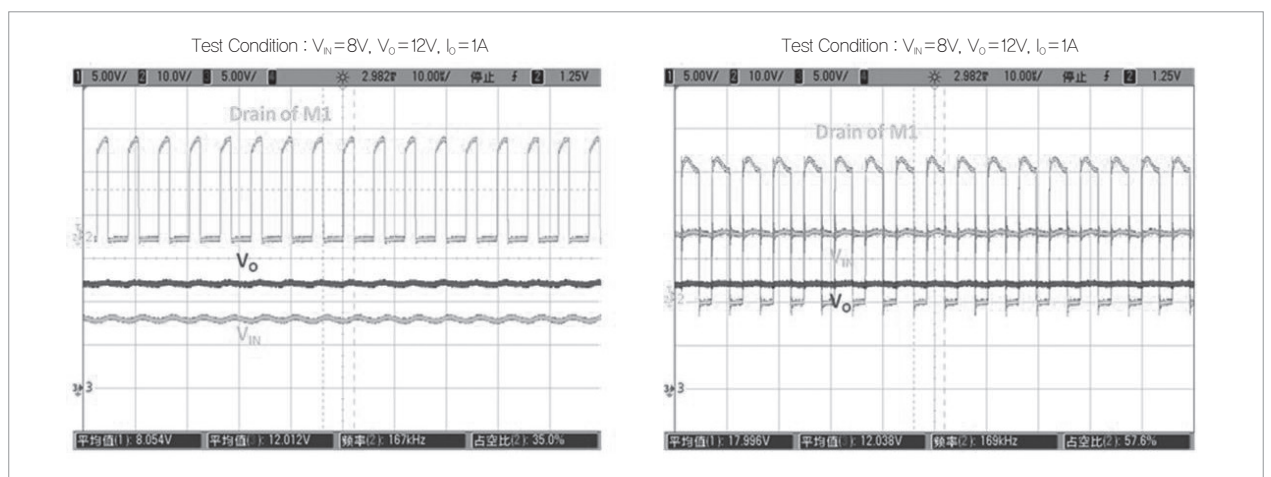


그림 11. 그림 10의 설계도를 기반으로 한 Sepic 회로의 파형

$$t_{ON} \approx \frac{Q_{GD}}{I_{SRC}} = \frac{4nC}{0.8A} = 5nS \dots(32)$$

$$t_{OFF} \approx \frac{Q_{GD}}{I_{SINK}} = \frac{4nC}{0.6A} = 6.7nS \dots\dots\dots(33)$$

MOS의 스위칭 손실은 다음과 같다.

$$P_{SW_Loss} = \frac{1}{2} \times (I_{IN_MAX} + I_O + \Delta I) \times (V_{IN_MIN} + V_o) \times (t_{ON} + t_{OFF}) \times f_s = \frac{1}{2} \times (3.5 + 2 + 1.1) \times (8 + 12) \times (5nS + 6.7nS) \times 170 \times 10^3 = 131mW \dots\dots\dots(34)$$

MOS의 총 손실은 486 + 131 = 617mW이다.

NVTFS5826NL의 접합부에서 주변으로의 열 저항은 47°C/W인데, 이것은 650mm², 2 oz, Cu 패드를 이용하여 FR4 보드 위에 표면실장되어 있다. 그 값은 데이터시트에서 찾을 수 있다. 데이터시트를 참고해 보면 온도 상승값은 47 × 0.617 ≈ 29°C이다. 그러므로 MOS가 T_A = 85°C에서 동작할 때 접합 온도는 85 + 29 = 114°C인데, 이는 최대 정격 접합 온도보다 작다. 따라서 NVTFS5826NL은 이 애플리

케이션에 사용해도 된다.

8. 다이오드의 선택

다이오드의 순간 최대 전류는 6.6A 이고 다이오드의 평균 전류는 2A, 다이오드의 최대 역전압은 52V이다(부하 덤프 전압 고려).

여기서 다이오드를 선택하자. Onsemi, MBRD360, 최대 드레인-소스 전압 60V, 평균 순방향 정류 전류 3A이며 패키지는 DPAK이다. T_J = 150°C, 2A 순방향 전류에서 일반적인 순방향 전압은 0.3V이다. 다이오드의 전력 손실은 식 (35)와 같다.

$$P_{D_LOSS} = I_O \times V_F = 2 \times 0.3 = 0.6W \dots\dots\dots(35)$$

MBRD360(최소 패드 사이즈의 표면실장형 권장)의 열 저항은 80°C, 온도 상승은 0.6 × 80 = 48°C이다. 그러므로, T_A = 85°C에서 다이오드의 접합 온도는 85 + 48 = 133°C인데 이는 다이오드의 최대 동작 정격보다 낮다. 따라서 MBRD360은 사용해도 된다.

9. 전류 제한 저항 설정

MOS의 순간 최대 전류는 순간 최대

전류 모드 컨트롤과 전류 제한을 만들기 위해 감지된다. 전류 제한 문턱 전압은 고객의 요구에 따라 공장에서 설정될 수 있다.

NCV887100의 전류 제한 문턱 전압은 400mV이다. MOS의 순간 최대 전류는 6.6A이다. 일반적으로 전류 제한 값을 MOS의 순간 최대 전류보다 1.3~1.5배 더 높게 설정한다. 그러면 전류 제한값은 I_{CL} = 10A가 된다. 전류 감지 저항은 식 (36)과 같다.

$$R_{SENSE} = \frac{V_{CL}}{I_{CL}} = \frac{400mV}{10A} = 40m\Omega \dots\dots\dots(36)$$

감지 저항을 통과하는 전류의 최대 RMS 값은 식 (37), 감지 저항의 전력 손실은 식 (38)과 같다.

$$I_{CL(RMS)} = (I_{CL} - \frac{\Delta I}{2}) \times \sqrt{D_{MAX}} \approx 7.4A \dots\dots\dots(37)$$

$$P_{R_{SENSE}} = I_{CL(RMS)}^2 \times R_{SENSE} \approx 2.2W \dots\dots\dots(38)$$

전류 감지 저항을 만들기 위해서는 120mΩ의 저항, 2512 패키지, 1W 정격 전력을 가진 세 개의 병렬 저항을 이용한다. E E

News | 온세미컨덕터

안테나 성능 확보를 위한 소형 박막 스마트폰용 가변 RF 부품 출시

온세미컨덕터는 최신 스마트폰 개발에 있어서 엔지니어들이 직면한 설계 요구를 충족시키는 가변 RF 부품(TRFC)의 신제품군을 선보였다. 이 새로운 소자는 튜닝 범위, RF 품질 팩터(Q), 동작주파수와 최적의 결합으로 기존의 고정된 접근에 비해 우월한 솔루션을 보여준다. 낮은 삽입 손실 수동식 가변 집적회로(PTIC)의 TCP-30xx 제품군과 TCC-103 PTIC 컨트롤러 IC는 작아지는 안테나의 체적과 점점 증가하는 주파수 범위에 최적화할 수 있도록 조절된다. 이 제품은 또한 헤드앤 핸드 효과(Head And Hand Effect)를 극복하도록 해준다.

온세미컨덕터의 TRFC 제품 라인 부서 데이비드 랙스(David Laks) 이사는 “엔드유저들이 소형이고 두께가 얇으며 속도가 빠른 핸드셋을 열렬히 원하고 있으므로 스마트폰 시장에서 설계에 대한 도전도 점차 커지고 있다”며, “이들 단말기에서 안테나 크기는 점점 작아지지만 데이터 양이 급속도로 증가함에 따라 신뢰성 있는 안테나 성능이 필수가 됐다. 온세미컨덕터의 가변 RF 부품은 통신 사업자가 3G와 4G LTE 네트워크를 확장하면서 스마트폰 하드웨어 설계자들에게 요구하게 되는 다양하고 특수한 안테나 성능 요구를 만족시킬 수 있는 우월한 솔루션을 제공한다”고 밝혔다.