

SiC-MOSFET를 사용한 절연형 의사 공진 컨버터의 주요 부품 선정

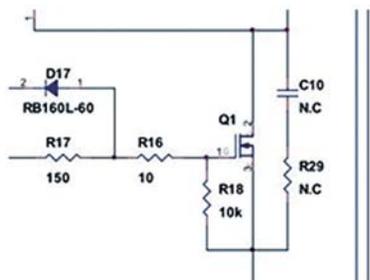
트랜스 설계가 끝났으므로, 전원 IC BD7682FJ-LB의 주변 부품을 중심으로 부품 선정을 시작한다. 설명 시에는 해당 부품의 주변 회로를 발췌하여 제시할 예정이지만, 회로 전체를 파악하는 것도 필요하므로, 필요에 따라 전체 회로도를 참조바란다.

자료제공/로움 세미컨덕터 코리아

MOSFET Q1

트랜스 설계가 끝났으므로, 전원 IC BD7682FJ-LB의 주변 부품을 중심으로 부품 선정을 시작한다. 설명 시에는 해당 부품의 주변 회로를 발췌하여 제시할 예정이지만, 회로 전체를 파악하는 것도 필요하므로, 필요에 따라 전체 회로도를 참조바란다.

MOSFET Q1은 트랜스 1차측을 구동하는 트랜지스터로, 본 설계의 테마 중 하나인 SiC-MOSFET이다. MOSFET 선정 시에는, 최대 드레인 - 소스 전압, 피크 전류, ON 저항 R_{on} 으로 인한 손실, 패키지의 최대 허용 손실 등을 고려해야 한다.



입력전압이 낮을 때, MOSFET의 ON 시간이 길어지고 R_{on} 손실로 인한 발열이 커진다. SiC-MOSFET는 R_{on} 이 낮아 도통 손실도 작지만, 반드시 실장 기관 및 제품에 탑재한 상태에서 확인하고, 필요에 따라 히트싱크 등을 통해 방열 대책을 실시하여야 한다.

I_D 의 정격은 $I_{ppk} \times 2$ 정도를 기준으로 선정한다. I_{ppk} 는 0.66A를 산출하였다. V_{ds} 는 하기 식으로 계산한다.

$$\begin{aligned} V_{ds}(\max) &= V_{IN}(\max) + V_{OR} + V_{spike} \\ &= V_{IN}(\max) + (V_{out} + V_f) \times \frac{N_p}{N_s} + V_{spike} \\ &= DC900V + (24V + 1.5V) \times \frac{64\text{turns}}{8\text{turns}} + V_{spike} \\ &= 1104V + V_{spike} \end{aligned}$$

V_{spike} 는 계산으로 산출하기 어렵다. 따라서, 경험을 바탕으로 스너버 회로를 추가한다는 전제 하에 V_{ds} 가 1700V인 MOSFET를 선택한다. 이번 설계 예에서는 ROHM의 SiC-MOSFET 제품인 SCT2H12NY(1700V, 1.15Ω, 4A, 44W) 또는 SCT2H12NZ(1700V, 1.15Ω, 3.7A, 35W)를 선택한다.

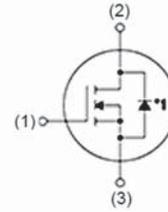
SCT2H12NY

V_{DSS}	1700V
$R_{DS(on)}$ (Typ.)	1.15Ω
I_D	4A
P_D	44W



SCT2H12NZ

V_{DSS}	1700V
$R_{DS(on)}$ (Typ.)	1.15Ω
I_D	3.7A
P_D	35W



(1) Gate
(2) Drain
(3) Source

*1 Body Diode

예로서 SCT2H12NY의 최대 정격을 하기에 게재하였다. 기타 파라미터 및 상세 내용은 데이터시트를 참조바란다.

입력전압 사양 : 300 ~ 900VDC(400 ~ 690VAC)

$$P_{out} = 24V \times 1.1A = 25W$$

●Absolute maximum ratings ($T_s = 25^\circ C$)

Parameter	Symbol	Value	Unit	
Drain - Source voltage	V_{DSS}	1700	V	
Continuous drain current	$T_c = 25^\circ C$	I_D^{*1}	4	A
	$T_c = 100^\circ C$	I_D^{*1}	2.9	A
Pulsed drain current	$I_{D,pulse}^{*2}$	10	A	
Gate - Source voltage (DC)	V_{GSS}	-6 to 22	V	
Gate - Source surge voltage ($t_{surge} < 300nsec$)	$V_{GSS,surge}^{*3}$	-10 to 26	V	
Power dissipation ($T_c = 25^\circ C$)	P_D	44	W	
Junction temperature	T_j	175	$^\circ C$	
Range of storage temperature	T_{stg}	-55 to +175	$^\circ C$	

상기에서 C_{in} 은 $1 \times 25 = 25\mu F$ 이므로, $33\mu F$ 의 콘덴서를 선택한다. 입력 콘덴서는 입력이 중단되었을 때의 입력전압을 유지하는 시간 등에도 관계가 있으므로, 정전용량은 이러한 사양도 고려하여 선정할 수 있다.

다음으로, 입력 콘덴서의 내압을 검토하여 결정한다. 이 회로는 상기와 같이 상당히 높은 전압을 취급하므로, 입력 콘덴서에는 고

내압이 요구된다. 입력 콘덴서의 내압은 최대 입력전압 이상이 필요하다. 최대 입력전압을 80%로 하여 디레이팅한다.

$$\text{최대 입력전압 / 디레이팅} = 900V / 0.8 = 1125V$$

입력 콘덴서 및 밸런스 저항

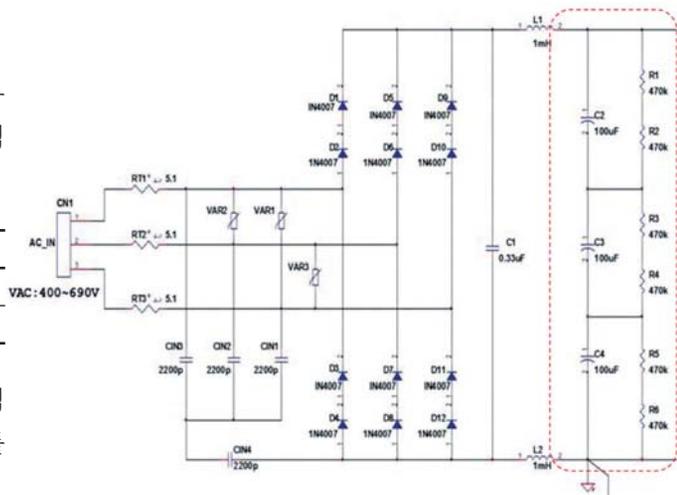
MOSFET 선정에 이어, 이번에는 입력 콘덴서와 밸런스 저항의 정수를 결정하겠다.

입력 콘덴서 C2, C3, C4

오른쪽 회로도에는 해당 입력 부분만 발췌한 것이다. 입력 부분에는 입력 콘덴서로서 C2, C3, C4의 3개가 필요하다. 입력 콘덴서의 정전용량은 하기 표를 바탕으로 결정한다.

입력전압(Vdc)	$C_{in} \mu F$
< 300	$2 \times P_{out}(W)$
$300 <$	$1 \times P_{out}(W)$

입력은 설계 사례 회로 편에서 설명한 바와 같이, AC 입력 전압을 정류한 이후는 DC 전압이 되므로, DC 입력전압치를 바탕으로 정수를 설정한다.



1125V에 대응하기 위해서는 450V 내압의 콘덴서를 직렬로 3개 사용함으로써, $450V \times 3 = 1350V$ 의 내압을 얻을 수 있다. 전체로서 $33\mu F$ 의 정전용량을 얻기 위해서는, 각 콘덴서의 정전용량은 3배 필요하므로, $100\mu F/450V$ 의 콘덴서를 선택한다.

밸런스 저항 R1, R2, R3, R4, R5, R6

필요한 내압을 얻기 위해, 콘덴서를 직렬로 접속하는 방법을 사용했다. 이러한 경우, 모든 콘덴서에 걸리는 전압을 일정하게 해야 하므로, 밸런스 저항을 각 콘덴서에 병렬로 삽입한다. 회로도에서, 밸런스 저항은 입력과 GND 사이에 직렬로 배치되어, 밸런스 저항에 흐르는 전류는 단순하게 손실이 되므로 저항치는 $470k\Omega$ 이상을 권장한다. 밸런스 저항 R1, R2, R3, R4, R5, R6의 손실은 하기와 같다.

$$\begin{aligned} \text{밸런스 저항 손실(W)} &= \frac{\text{최대 입력전압} \times \text{최대 입력전압}}{\text{밸런스 저항의 합계}} \\ &= \frac{900V \times 900V}{(470k \times 6 = 2.82M\Omega)} \\ &= 0.287W \end{aligned}$$

하기와 같이 정리할 수 있다.

입력 콘덴서 C2, C3, C4 : $100\mu F / 450V$

밸런스 저항 R1, R2, R3, R4, R5, R6 : $470k\Omega$

과부하 보호 포인트의 전환 설정 저항

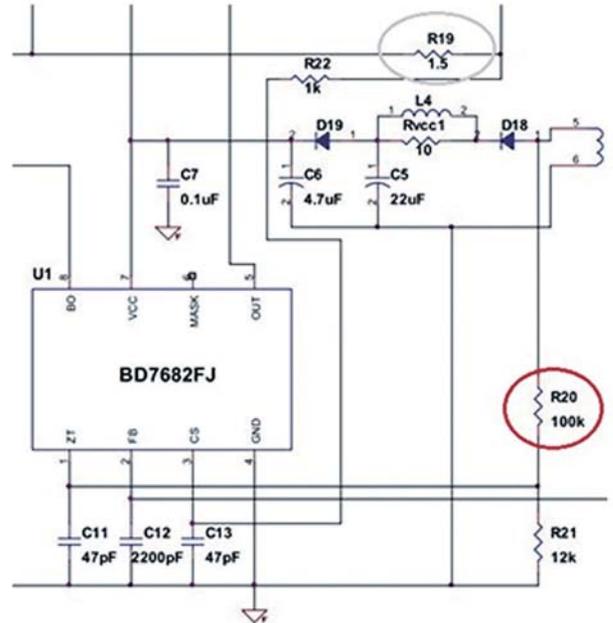
이번에는, 본 설계 사례에서 사용하는 전원 IC의 고유 기능인, 과부하 보호 보정 기능의 설정에 관한 저항치를 산출하겠다.

과부하 보호 포인트의 전환 설정 저항 R20

먼저, 과부하 보호 포인트 전환 설정 저항 R20의 위치를 회로상에서 확인바란다. 이 회로도는 전체 회로도에서 해당 부분을 발췌한 것이다. 이번 설계 사례에서 사용하는 전원 IC, BD7682FJ는 입력전압의 변동에 따라 과부하 보호 포인트를 보정하는 기능이 있다.

입력전압이 높아지면, 과전류 제한이 일정한 경우에는 단

순히 허용 전력이 증가하게 된다. 이 보정 기능은 입력전압이 설정치 이상이 되면 전류 제한 레벨을 낮춤으로써 손실 전력을 저감하여, 과부하 시의 보호를 더욱 강력하게 한다.



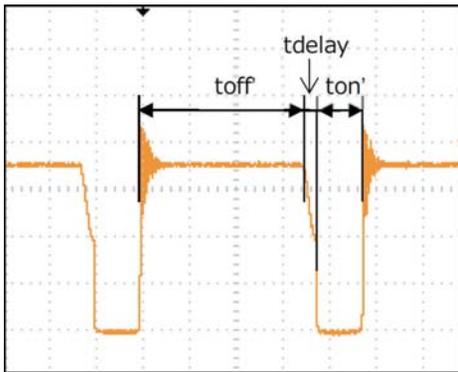
하기는 계산 예이다. 입력전압을 3상 380VAC로 하여 설계를 진행한다. 3상 380VAC의 최대치는 $\sqrt{2} \times 380VAC = 537VAC$ 이다. 이 수치에 약 50%의 마진을 더하여, 전환 전압을 DC800V로 설정한다.

식의 I_{zt} 는 스위치 ON 시에 IC로부터 트랜스의 VCC 권선 Nd에 흐르는 전류이다. I_{zt} 가 1mA를 초과하면 과전류 제한 레벨을 낮추어, 과부하 보호 포인트를 낮춘다.

$$\begin{aligned} R20 &= VIN(change) \times \frac{Nd}{Np} \times \frac{1}{I_{zt}} \\ &= 800V \times \frac{8turns}{64turns} \times \frac{1}{1mA} = 100k\Omega \rightarrow 100k\Omega \end{aligned}$$

다음으로, 과부하 보호 포인트가 전환된 후, 정격 부하가 얻어지는지를 확인한다. 과부하 보호 포인트가 전환되면, $V_{cs}=1.0V$ 가 0.70V로 바뀐다. 이는 과전류 제한이 0.7배가 되는 것을 의미한다. 이 조건에서의 각 파라미터를 하기와 같이 산출한다.

$$\begin{aligned}
 V_{IN}(\text{change}) &= R_{20} \times \frac{N_p}{N_d} \times I_{zt} \\
 &= 100k\Omega \times \frac{64\text{turns}}{8\text{turns}} \times 1mA = 800V \\
 I_{ppk}' &= \frac{V_{cs}}{R_{19}} = \frac{0.70V}{1.5\Omega} = 0.466A \\
 t_{on}' &= \frac{L_p \times I_{ppk}'}{V_{IN}(\text{change})} = \frac{1750\mu H \times 0.466A}{800V} = 1.02\mu s \\
 I_{spk}' &= \frac{N_p}{N_s} \times I_{ppk}' = \frac{64\text{turns}}{8\text{turns}} \times 0.466A = 3.728A \\
 L_s &= L_p \times \left(\frac{N_s}{N_p}\right)^2 = 1750\mu H \times \left(\frac{8\text{turns}}{64\text{turns}}\right)^2 = 27.34\mu H \\
 t_{off}' &= \frac{L_s \times I_{spk}'}{V_{out} + V_f} = \frac{27.34\mu H \times 3.728A}{24V + 1.5V} = 3.997\mu s \\
 t_{delay} &= \pi \times \sqrt{L_p \times C_v} = 3.14 \times \sqrt{1750\mu H \times 100pF} \\
 &= 1.3\mu s \\
 f_{sw}' &= \frac{1}{t_{on}' + t_{off}' + t_{delay}} = \frac{1}{1.02\mu s + 3.997\mu s + 1.3\mu s} \\
 &= 158kHz
 \end{aligned}$$



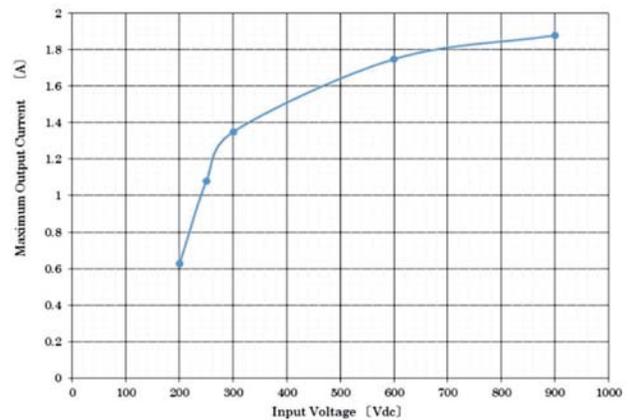
트랜스의 변환 효율을 $\eta = 0.85$ 로 하면, 과부하 전환 후의 출력전력은 하기 식을 통해 계산할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 P_o' &= \frac{1}{2} \times L_p \times I_{ppk}'^2 \times f_{sw}' \times \eta \\
 &= \frac{1}{2} \times 1750\mu H \times 0.466A^2 \times 120kHz \times 0.85 = 19.38W
 \end{aligned}$$

이 식에서, f_{sw}' 가 계산치의 158kHz가 아닌 120kHz인 이유는, 전원 IC의 최대 스위칭 주파수가 120kHz이기 때문이다.

계산 결과와 같이, 입력전압 800VDC 이상에서는, 과부하 포인트가 변화하여 출력전력이 19.38W로 제한된다. 하기는 참고치로서 사례 회로에서의 실측치이다. 단, 과부하 보호 포인트에 대해서는, 계산을 통한 산출뿐만 아니라 제품에 실장한 상태에서 확인해야 한다.

과전류 검출 : 사례 회로에서의 실측치(참고치)



전원 IC의 VCC 관련 부품

이번에는 본 설계 사례에 사용하는 전원 IC의 VCC 핀에 관련된 부품 정수를 결정하도록 하겠다. VCC 핀은 전원 IC, BD7682FJ의 전원 핀이다.

BD7682FJ의 내부 제어 회로는 VCC 핀에 인가되는 전압으로 동작한다. 당연한 사실이지만, 300V~900V라는 이 전원 회로의 입력전압으로는 직접 구동할 수 없을 뿐만 아니라, 순간적으로 파괴에 이르게 될 것이다. 따라서, 이 IC의 전원용으로 낮은 DC 전압을 생성해야 한다. VCC의 동작전압 범위는 15.0V~27.5V이며, 트랜스의 VCC 권선 N_d (보조 권선 및 제3 권선이라고도 한다)의 산출에서, VCC = 24V를 전제로 N_d 를 산출하였다.

오른쪽 회로도도 해당 부분을 발췌한 것이다. 여기에서는 「VCC용 전압 생성(주황색 테두리)」 및 「VCC 권선 서지 전압 제한(주황색 테두리)」과, 「VCC 기동(청색 테두리)」에 관련된 회로 부분의 부품 정수를 결정하겠다.

VCC 전압 생성용 정류 다이오드 D18 및 평활용 콘덴서 C5

회로도의 주황색 테두리 안쪽의 다이오드 D18과 콘덴서 C5를 통해, VCC 권선 Nd(회로도의 권선 5-6번)에 발생하는 스위치 전압을 DC 전압으로 정류하고, 평활한다. 이 회로는 단순히 다이오드 정류 타입의 DC/DC 컨버터와 동일하다.(테두리 안에 포함되는 인덕터 L4의 경우, 실제로는 사용하지 않으므로 무시한다. 또한, 저항 Rvcc1은 서지 제한 저항이므로 뒤에서 설명하겠다.)

D18의 내압은 D18에 인가되는 역전압 Vdr을 산출하여 결정한다.

$$V_{dr} = V_{CC(max)} + V_f + V_{IN(max)} \times \frac{N_d}{N_p}$$

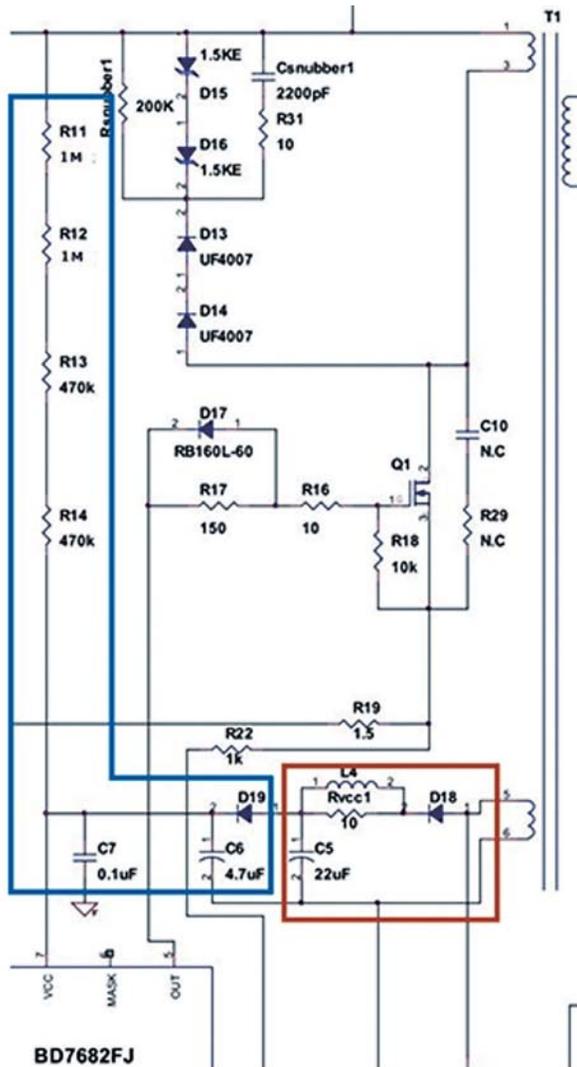
VCC(max)는 31.5V로 한다. VCC 핀은 VCC OVP(과전압 보호) 기능을 지니며, 최대치가 31.5V이므로, VCC 전압이 이 전압까지 상승해도 D18의 내압을 넘지 않도록 한다. Vf는 1V로 한다. VIN(max)은 900V이다. Nd, Np는 Nd=8턴, Np=64턴으로 한다.

이를 식에 대입하면,

$$V_{dr} = 31.5V + 1.0V + 900V \times \frac{8\text{turns}}{64\text{turns}} = 145V$$

마진을 고려한 수치 145V/0.7≃200V를 바탕으로, 200V의 내압을 지닌 다이오드를 선택한다. D18은 이러한 목적에서 고속 스위칭에 적합한 타입이 필요하다. 이번 설계 사례에서는 로옴의 패스트 리커버리 다이오드 RF05VAM2S를 사용하겠다.

콘덴서 C5는 22μF의 알루미늄 전해 콘덴서가 적당하며, 내압은 VCC(max)에서 35V로 한다.



VCC 권선용 서지 전압 제한 저항 Rvcc1

트랜스의 누설 인덕턴스(Leak)로 인해, MOSFET가 ON에서 OFF로 전환될 때 순간적으로 큰 서지 전압(스파이크 노이즈)이 발생한다. 이러한 서지 전압이 VCC 권선에 유입됨에 따라, VCC 전압이 상승하여 VCC 핀의 VCC OVP가 동작할 가능성이 있다. 이러한 서지 전압을 저감하기 위해, 5~22Ω 정도의 제한 저항 Rvcc1을 삽입한다. 실제로는 VCC 전압의 상승을 제품에 반영한 상태에서 확인하여 저항치를 조정해야 한다.

VCC 기동용 저항 R11, R12, R13, R14, 콘덴서 C6, 다이오드 D19

VCC 권선에 의한 VCC 전압은 2차측의 출력이 기본이 된다(Ns : Nd). 따라서, 원리적으로 회로가 스위칭 동작을 개시하지 않으면 VCC 전압은 발생하지 않으므로, 기동 시에는 별도로 IC에 VCC 전압을 부여할 필요가 있다. 기동용 저항 (Rstart) R11, R12, R13, R14는 기동용 콘덴서(Cstart) C6과

함께 IC를 기동시킨다. 또한, 이 CR을 이용하여 기동 시간을 조정한다. 그 이외에 대기 시 소비전력에도 영향을 미친다.

기동용 저항 Rstart는 하기 식과 같이 최소 및 최대의 조건을 바탕으로 산출한다. VIN_start는 VIN_min에서 마진을 더하여 180V로 한다. VCC UVLO(max)는 데이터시트에서 20V, 대기 시 회로전류 I_{OFF}, 즉 기동 전의 VCC 전류는 데이터시트에서 최대 30μA이지만, 마진을 고려하여 40μA로 한다. VCC OVP(max)는 데이터시트에서 31.5V, 보호회로 동작 시의 VCC 전류 I_{on1}은 최소치인 300μA로 한다.

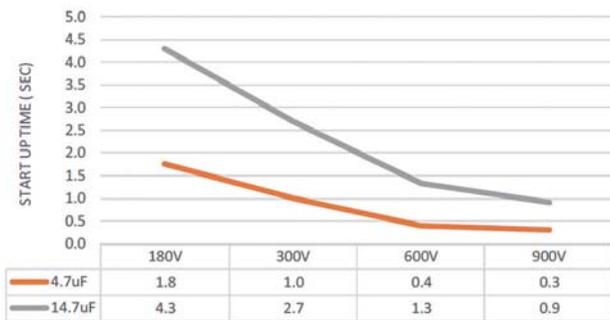
$$R_{start} < (V_{IN_start} - V_{CC\ UVLO(max)}) / I_{OFF} = (180V - 20V) / 40\mu A = 4000k\Omega$$

$$R_{start} > (V_{IN_max} - V_{CC\ OVP(max)}) / I_{on1} = (900V - 31.5V) / 300\mu A = 2895k\Omega$$

$$2895k\Omega < R_{start} < 4000k\Omega$$

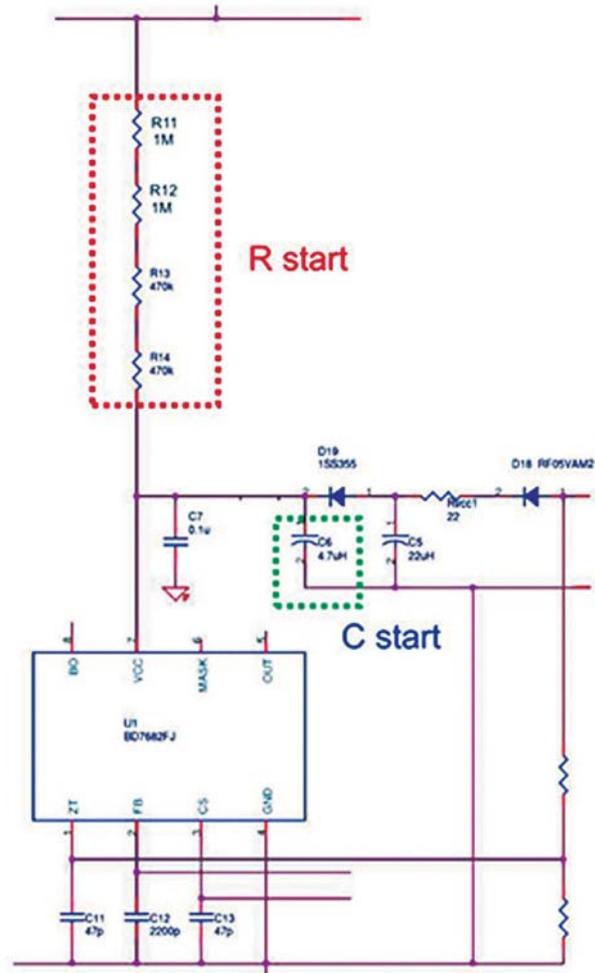
이러한 결과에서 Rstart는 2940kΩ(R11, R12 각 1MΩ 및 R13, R14 각 470kΩ)으로 한다. 기동용 콘덴서(Cstart) C6은 VCC를 안정시키는 역할도 하므로, 2.2μF 이상을 권장한다. 이번 설계 사례에서는 앞서 기술한 기동 시간과의 관계도 고려하여 4.7μF로 하였다. 하기 그래프는 Cstart에 따른 VIN과 기동 시간과의 관계를 나타내고 있다.

Start up time VS Input Voltage

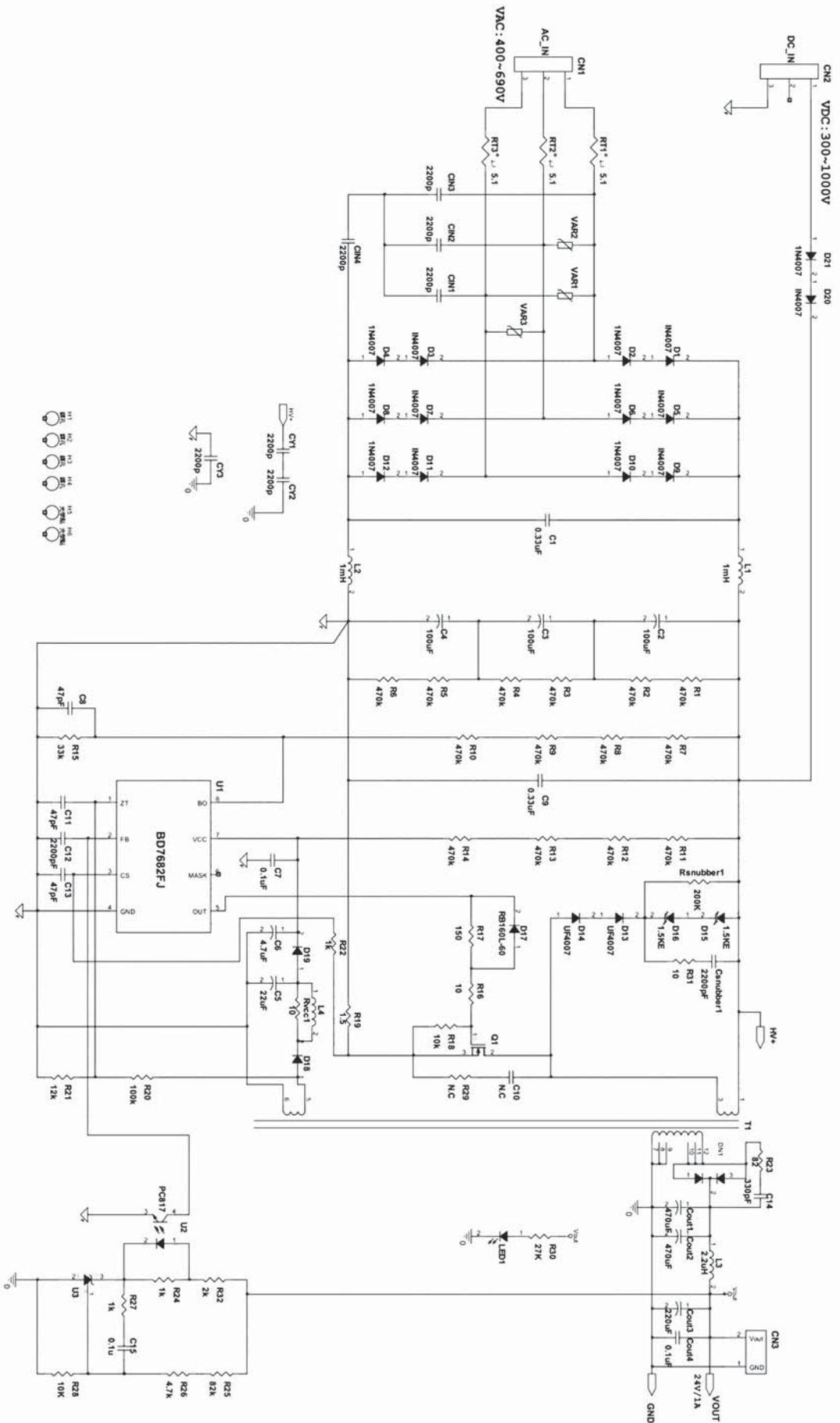


기동 저항 Rstart와의 관계에 대해서는, Rstart의 값을 작게 설정하면 기동 시간이 짧아지고 대기전력은 커진다. 반대로 Rstart의 값을 크게 하면 기동 시간이 길어지고 대기 시 전력은 작아진다.

VIN이 투입되면 C6이 충전되고, VCC 핀의 전압이 기동



전압에 달하면 IC는 동작을 개시한다. 그 후, 출력전압이 일정 전압 이상이 되면, VCC 생성 회로가 동작하여 VCC 전압을 공급한다. 다이오드 D19는 기동 시의 평활용 콘덴서 C5로의 충전을 회피한다. D19는 역전류 IR이 낮은 스위칭 다이오드 1SS355VM(로움 제품)을 사용하였다. 다음 회로도를 참고 바란다(본 회로도에서 Rvcc1은 22Ω이다.) **SN**



절연형 의사 공진 회로 예(24V 1A = 24W)