

- 돌입전류, 서지전압, 공통모드 차동모드 노이즈,
- fet ciss의 돌입전류, fet의 스위칭으로 인한 인덕턴스 성분의 서지전압
- 돌입전류:퓨즈,폴리스위치,서미스터,저항,사이리스터+다이오드등
- 서지:바리스터,tvs,스너버회로,사이리스터
- 공통:라인필터,y콘덴서(마일러)(라인과 접지사이의 콘덴서)
- 차동:x콘덴서,lpf같은 라인과라인사이의 콘덴서

공통: 기생커패시터 같은 노이즈원에서 그라운드를 경유하여 전원라인으로 들어와 전원 양 쪽으로 흐름

차동: 노이즈원이 전원라인에 직렬로 들어와 전원전류와 동일한 방향으로 흐름

전력손실은 기본적으로 저항성분임. 인덕터안의 Rda,Rac 커패시터안의 ESR이런거임

-저항: 전류흐름방해, $RCWV = \text{루트(저항의 정격전력*저항의 크기)}$ 이고 저항에 걸리는전압의 3배 이상, 병렬로 서지전압, 직렬로 돌입전류 해결
검갈빨주노초파보회흰

-커패시터: 돌입전류,x,y커패시터(마일러), 전해,모노,세라믹,탄탈, $I=C*dv/dt$, $XC=1/2\text{파이}fC$,
시상수= $r*c$ 시상수 클수록 변화느림, 커플링,필터,발진,평활,바이패스,완충, 전류연속함수,
용량클수록 충전속도느려져 돌입전류 작음, 낮은용량은 바이패스에 이용, $P=(1/2)*C*V^2$

MLCC(적층세라믹커패시터)는 ESR과 ESL이 매우작음,

소비전력(손실전력) $p=(\text{리플전류의 제곱})*ESR$, 용량 클수록 ESR 작아져 손실줄어듬

세라믹 및 전해 커패시터 내압 보통 걸릴 정격전압의 2배 권장 3배

리플 전류(I)는 커패시터를 통과해 흐르는 AC 전류 즉 c에 흐르는 전류

$$102 \Rightarrow 10 \times 10^2 \text{pF} = 1,000 \text{pF} = 0.001 \mu\text{F}$$

$$103 \Rightarrow 10 \times 10^3 \text{pF} = 10,000 \text{pF} = 0.01 \mu\text{F}$$

$$224 \Rightarrow 22 \times 10^4 \text{pF} = 220,000 \text{pF} = 0.22 \mu\text{F}$$

$$473 \Rightarrow 47 \times 10^3 \text{pF} = 47,000 \text{pF} = 0.047 \mu\text{F}$$

커패시터는 전류의 위상이 전압보다 90도 큼 즉 전류의 위상이 90도 앞섬

인덕터는 전압의 위상이 전류보다 90도 큼 즉 전압의 위상이 90도 앞섬

-인덕터: 서지전압, $V=L*di/dt$, $XL=2\text{파이}fL$, RL회로 시상수= L/R , 전압연속함수

페라이트코어 인덕턴스 커서 임피던스 높아 고주파에 많이 이용함. $P=(1/2)*L*I^2$

인덕터의 데이터시트에 정격전류 항목에 직류 중첩 허용 전류치와 온도 상승 허용 전류치가 있음. 부하전류가 증가하면 이 부하전류의 피크전류가 인덕터의 직류 중첩 허용 전류치를 초과하면 인덕터가 자기포화를 일으켜 인덕턴스가 감소함. 그래서 인덕턴스의 감소로 인덕터의 전류변화가 커지는게 이해되게 됨.

$$473 \Rightarrow 47 \times 10^3 \text{uH} = 47,000 \text{uH} = 47 \text{mH}$$

$$152 \Rightarrow 15 \times 10^2 \text{uH} = 1500 \text{uH} = 1.5 \text{mH}$$

Rdc는 주파수가 “제로”일 때의 값입니다. 반면에, Rac는 주파수가 높아짐에 따라 증가하여, 일반적으로 스위칭 레귤레이터의 스위칭 주파수대인 수백 kHz~수 MHz의 Rac는 Rdc

의 수 배~수십 배가 됩니다. 그래서 스위칭 주파수가 고주파가 되면 인덕터의 임피던스는 점점 커지니 R_{ac} 가 그만큼 크게되어 인덕터에서 소모되는 전력손실이 그만큼 거짐($P=I^2 \cdot R$ 이 공식인 이유는 R_{ac} 에서 소모되는거니까)

그리고 부하 관점에서 경부하일때는 출력전류가 작아서 DC손실이 작아 AC로 인한 손실만 있는데 중부하 일때는 DC로 인한 손실이 추가되고 최대부하일때는 DC로 인한 손실이 엄청 커지면서 손실이 엄청 거짐. 왜냐면 출력전류는 부하 즉 저항의 관점이기 때문에 당연히 DC에 관련있는거임.

코일과 커패시터의 전력손실은 내부의 저항성분에서 발생하는거임 $P=(1/2)LI^2$ 이거는 충전되는 전력의 양 즉 무효전력의 양을 의미함. 그래서 전력손실과는 조금 다른개념인듯함

스마트폰과 같은 대기상태로 있는 경부하 상태로 보통 있는 기기의 경우 AC손실이 대부분 임 근데 이러한 기기에 R_{ac} 가 큰 인덕터를 사용한다면 그만큼 AC손실이 커짐 그말은 배터리 즉 부하로 보내는 전력이 작아지니 배터리의 수명이 짧아진다는 거임.

참고로, 삼각파의 실효 전류는 피크전류의 $1/\sqrt{3}$ 로, AC 손실이 됩니다. 온도 상승 허용 전류보다 큰 전류를 흘리면 발열이 커져, 인덕터뿐만 아니라 주변 부품의 신뢰성도 저하시킬 가능성이 있습니다. 또한, 발열이 허용되지 않는 레벨에 이르면, 와이어의 절연 불량을 일으켜 소손(燒損) 될 가능성도 있습니다.

-다이오드: 한쪽방향전류, 문턱전압, 항복전압, 역회복시간(trr), 역방향포화전류, 스위칭다이오드,정류다이오드,쇼트키다이오드,제너다이오드,tvs다이오드, 열폭주, 내압= 역전압최대전압 trr 작을수록 좋음, 정류다이오드 내압 높음, 쇼트키 trr작아 스위칭에 유리,

제너의 항복전압은 인가전압의 2배 이상이고 정전압에 이용, TVS 병렬로 서지전압해결 둘다 역방향, 제너 평상시에 off되어 있다가 항복전압 이상일 때 on이 되고 항복전압만큼 문턱전압이 된다고 봐도 됨. TVs는 평상시에 off되어있다가 서지전압 발생시 on 돼서 저항값 작아져서 ic 보호. 둘다 똑같음.

-TR: 차단(오프),리니어(증폭),포화(온), $0.6=V_{be}>$ 문턱전압 일 때 리니어나 포화 $V_{ce}=V_{ce(sat)}=0.2$ 포화이고 베이스조절로 증폭률10~20배, $V_{ce}>V_{ce(sat)}$ 리니어 $i_c<\beta \cdot i_b$ 이건 포화, $i_c=\beta \cdot i_b$ 이건 리니어, 전력손실 $P=V_{ce} \cdot i_c$ 이만큼 tr에서 소모, 이상적으로 오프일땐 $P=v_i$ 에서 i가 0이고 온일땐 v가 0이라서 전력소모없음 그런데 스위칭 손실이란 스위칭하면서 이상적이지 않아 전류는 내려가고 전압은 올라가는 도중 $p=v_i$ 만큼 전력 손실됨.

스위칭시 응답회복시간 trr, 열폭주 이미터저항으로해결 이미터커패시터로 증폭률 감소막음 대전력용, 높은 증폭률,

이득 대역폭적(ft)이란 트랜지스터가 동작할 수 있는 주파수의 한계로 $h_{fe}=1$ 까지 떨어지는 때를 말함. 실제 사용 시 동작 가능한 것은 f_T 값의 $1/5 \sim 1/10$ 정도입니다.

-FET: 높은 입력임피던스로 전압으로 전류제어, 문턱전압 만큼 주면 포화(증폭) 15~18V만큼 충분히 주면 오믹(온), 온도 증가할수록 on저항(R_{ds})커지고 (전력 P_D)=(ON 저항 $R_{DS(on)}$) x (드레인 전류 I_D)² 이게 전도손실(FET의 소비전력)임, on저항 옴단위로 작아서 tr에 비해 소비전력 작아 발열작음, 칩 사이즈 클수록 on저항 작아지지만 게이트 전하량이 커짐, 게이트 충전하량은 fet on을 위해 게이트 전극에 주입이 필요한 전하량으로 커패시터

용량으로 보면 뒀을수록 C커질수록 오래 충전해서 스위칭할 때 변화하는 구간 길어져($I \cdot V$) 스위칭 손실 커짐, ciss같은 기생커패시터에서 전력손실, 열폭주에 강함, 빠른 스위칭, 소전력용, fet 구동 주파수 큼, bjt 작음, 게이트드라이브 ic 와 부트스트랩회로와 게이트드라이버 저항과 ciss,

ciss랑 저항크면 스위칭 느려지는거 만큼 전력손실, ciss크면 돌입전류 작아짐, 저항크면 ciss의 돌입전류에 강함, 스너버도 시간지연 그러나 저항으로 방전용 및 돌입전류해결 커패시터로 서지전압 해결, 내장된 플라이휠 다이오드로 도선으로 인한 서지전압해결 $t_d(on) / t_r / t_d(off) / t_f / c_{iss} / c_{oss} / c_{rss}$ 가 있음 이것들 온도 의존성 없음.

t_r, t_f 모두 온도 높아지면 문턱전압 감소해 출력전류 증가로 열폭주 가능성

드레인소스전압인 내압 높일수록 on저항 증가

그리고 fet의 소손되는 이유는

1. 정격전압 이상의 전압(예 V_{DS})이 들어오거나
2. fet 내부의 ciss로 인한 돌입전류 즉 off되어 역회복시간 동안 역회복전류로 fet 및 게이트 드라이버 ic의 소손이 발생하고
3. 회로 내부의 전선과 같은 기생 인덕턴스 성분의 서지전압으로 인한 정격초과로 소손이 되곤한다.

-igbt: 게이트 컬렉터 이미터로 구성, 게이트에 전압으로 구동, 속도는 mosfet보다 훨씬 느림, 입력임피던스 높아 노이즈에 강함

mosfet은 저온,소용량,고주파인 스위칭전원 igbt는 고압,중대용량,저주파인 대전력 인버터

-opamp: 매우큰 입력임피던스, 매우작은 출력임피던스, 가상접지인 양쪽 입력전류=0, 부궤환회로로 위상반대라 상쇄되어 안정적인 출력, 버퍼의 전압증폭률=1과 부하효과제거, 차동노이즈제거, 부궤환이 이루어지면 양쪽 단자의 전압이 같아짐.

-퓨즈: 온도증가시 전류 증가로 과전류가 흐르는 경우 끊어서 회로를 보호함(회로에 흐르는 최대전류 * 1.5배

-써미스터: 평소에 저항크게해서 돌입전류막고 전류흘러서 온도 올라가면 저항 낮춰 전력손실막음

-폴리스위치: 온도 증가하면 저항커져서 퓨즈와 같은 역할 함.

-바리스터(10D471, 10mm470V, 360V~470V까지 커버): 전압높아지면 저항작아짐

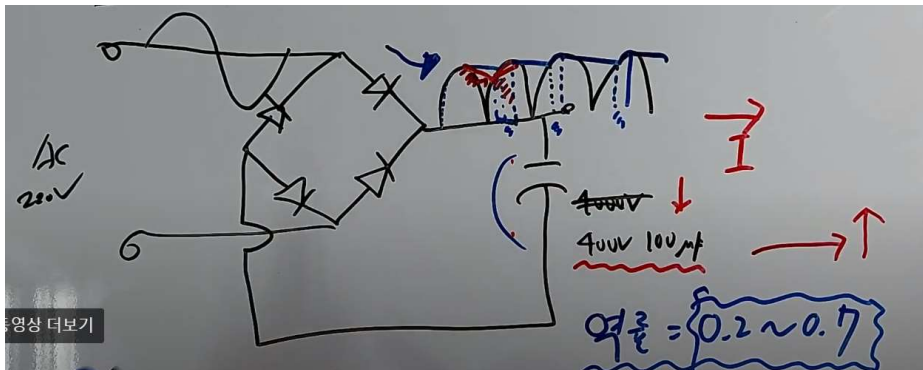
(인가 전압의 * 2배 이상으로함 220V의 경우 440V 굳이 쓰지 않고 470V씀)

-스너버회로: R과 C로 이루어진 스너버 회로와 R,C,Diode로 이루어짐

-라인필터: 공통모드제거, 렌츠의법칙 생각하면 되는데 차동은 자속상쇄되어 통과되고 공통은 자속 더해져 못흐름

X커패시터는 차동모드노이즈를 효과적으로 제거함.

Y커패시터는 공통모드노이즈를 효과적으로 제거함(라인필터로 같은 효과)



브릿지 다이오드를 통과하고 커패시터로 인해 충전과정이 일어나는데 이제 AC 교류전압 입장에서 이 커패시터로 인한 전압 보다 커야 브릿지 다이오드를 통해 전류 흐를 수 있음. 그래서 교류 전류 전부 흐르는게 아닌 일부분씩만 흐를수 있게 됨. 그래서 브릿지 다이오드를 통과한 상태에서의 역률은 0.2~0.7정도임. 그리고 부하가 커져서 전류소모가 늘어나면 충전과정이 더 빨리 진행되어 전류가 흐를 수 있는 텀 즉 위상각이 길어지니 역률도 커짐.

-역률=유효전력/(유효전력+무효전력),

역률은 $\cos\theta$ 인데 이유는 가로(저항) 세로(리액턴스)라 할 때 피타고라스로하면 대각선 임피던스인데 가로와 세로사이가 코사인세타임. 역률이 1인건 세타=0도 인거니 리액턴스 0인 거임. 즉 pfc는 역률 1로 맞추려하는건 리액턴스 0으로 만드는거임

그리고 코사인 세타는 전압과 전류의 위상차로 볼 수 있음 차이없으면 0도임.

이러한 역률이 1이 아니라서 입력전류와 입력전압의 위상차이로 인한 문제들이 생김

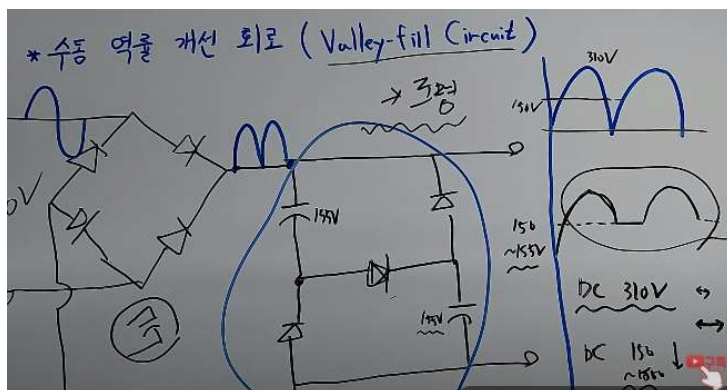
-공진주파수일 때와 리액턴스 0이고 이때 공진되었다함. 근데 이게 역률1임

저항의 전력은 항상양수인데 인덕터,커패시터의 전력은 정형파라 합이 0임 그래서 리액턴스 성분은 의미없는 전력이라함. LC공진일 때 리액턴스가 0이라 LC에서 손실없이 통과함 왜냐면 리액턴스가 0이라 한쪽이 높은게 아니라서 에너지 저장이 한쪽에 몰리는게 아닌 서로 주고 받는 형태여서 그럼

-임피던스매칭도 공진임 결론적으로 리액턴스0 만들어서 최대전력전송만드는거라서.

임피던스 매칭을 하지 않으면 전파되는 신호 모드를 부하가 흡수하지 않고 일부만 흡수하여 흡수하지 못한 신호는 다시 반사하여 비효율적으로 만듦.

pfc회로(역률개선회로)는 수동수조를 사용한 valley-fill회로가 있고 능동형은 dc-dc컨버터가 있음. pfc로 입력전류와 전압의 위상차를 줄임. 그래서 정류된 다음 넣음. pfc가 부스트컨버터와 같은 형태인 이유는 전압-전류 제어를 스위치에 연결해 제어하여 on,off 시간 조절하여 왜율이 감소함 왜율이 감소는 역률의 상승을 의미함.



이 벨리필 회로도 마찬가지로 앞장에서 한 전류가 더 오래동안 들어오는 즉 전류의 위상각이 증가해서 역률이 개선되는 거임. 즉 앞에서는 잠깐만 됐는데 여기서는 150V 이상부터 311V까지 전류 흐를 수 있게 되는거임.

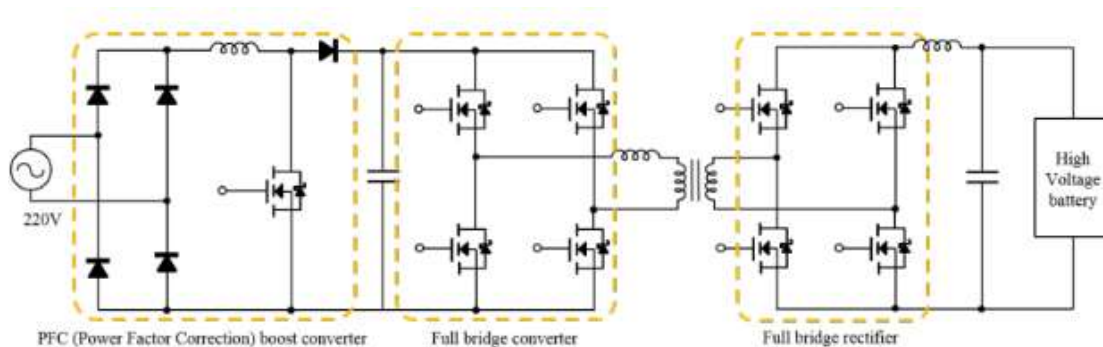
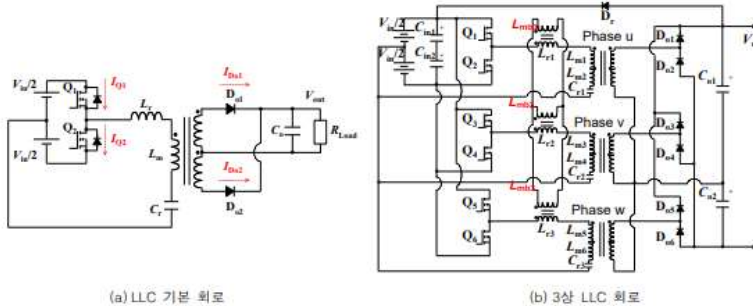


그림. 4 boost PFC를 적용한 AC-DC 컨버터

저기 변압기쪽에 LLC공진회로 넣으면 됨. LLC 공진회로로 소프트 스위칭 구성함

-소프트스위칭 전압이 0이되면 스위치하거나 전류가 0이되면 스위칭하는거임. 전압 전류 대각선으로 겹칠 틈이없음. 거기다가 2개의 스위칭소자 모두 off하는 데드타임으로 돌아 on상태인 숏스루현상이 일어날 틈을 안줌. 이러한 데드타임 동안 소프트 스위칭을 함.(ZVS)



(a) LLC 기본 회로

(b) 3상 LLC 회로

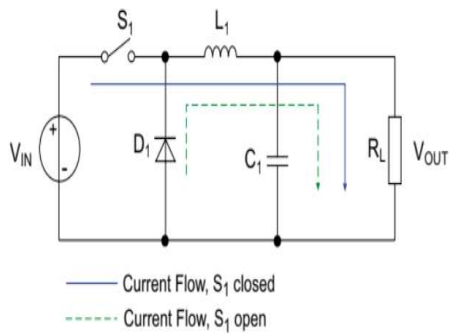
숏스루가 발생하면 두개의 스위칭소자 모두가 on이니까 그냥 쇼트로 그라운드 직행임 그래서 전류 매우 높게 흘러 fet 고장남. 그래서 데드타임 설정을 함.

데드타임 손실에 대해 설명하면 스위치들이 모두 OFF면 이제 전류가 회로에 안흘러야 하는데 충전된 코일의 전류가 남아 있음 그게 폐회로가 구성되어야 전류가 흐를 수 있는데 로우사이드의 기생 다이오드가 그라운드와 연결되어 폐회로가 구성되는거임. 그래서 그 폐회로를 통해 전류가 흘러 부하에 전류가 흐르니 손실이 발생하는거임

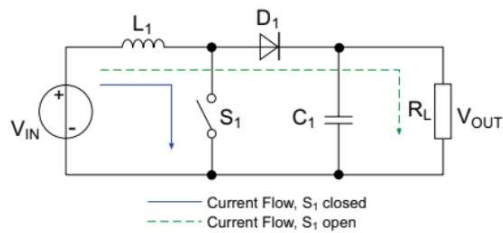
LLC는 스위치에 공진을 일으키는 인덕터 와 커패시터를 추가하여 구성해서 전압과 전류가 겹치는 부분을 바꿈.

반파형 ZVS-QRC : - 스위치 S가 ZV turn-on/ off 하도록 Cr을 병렬로 연결하고, 공진이 일어나도록 Lr 추가한 형태

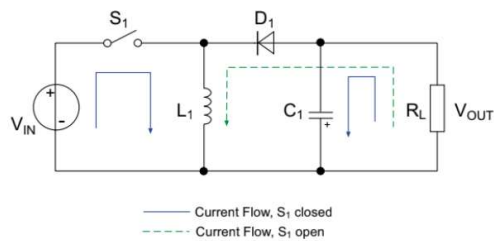
-정류회로는 다이오드로 구성하는데 위상제어 정류회로는 사이리스터로



벅



부스트



벅부스트

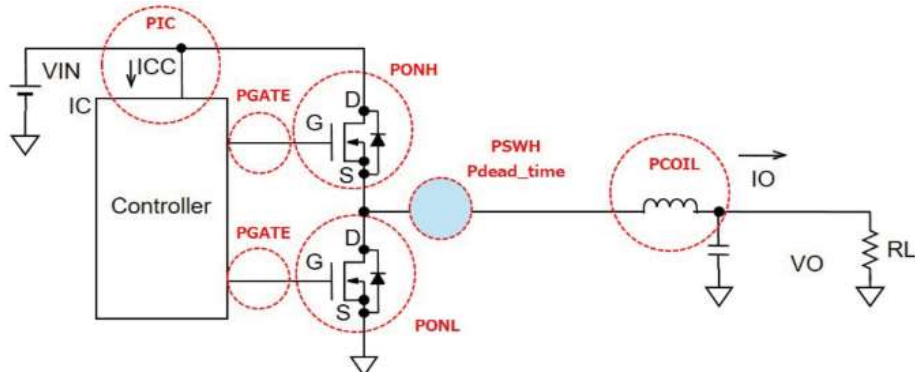
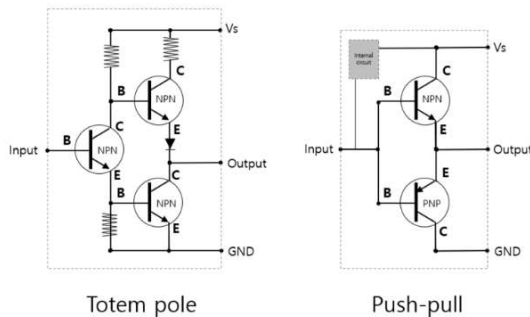
플라이백은 권선이 반대라 효율면에서는 포워드보다 좋지않지만 더 넓은 입력전압 범위가 가능 그러나 소전력에 어울림.

포워드는 효율면에서 좋지만 스위칭 노이즈가 심함 대전력가능

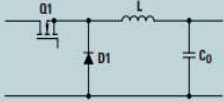
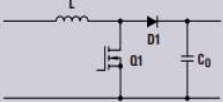
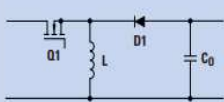
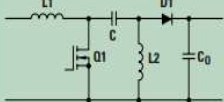
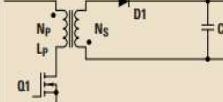
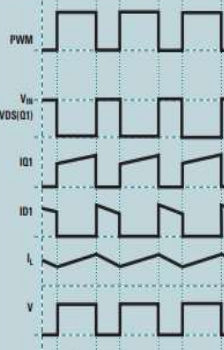
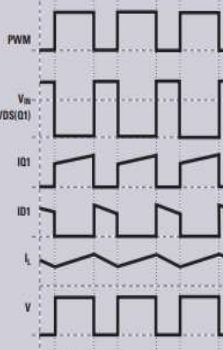
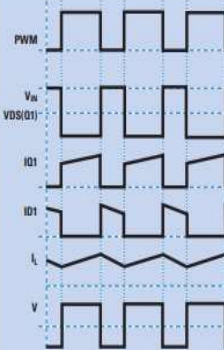
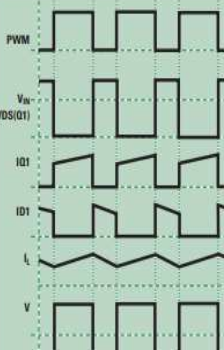
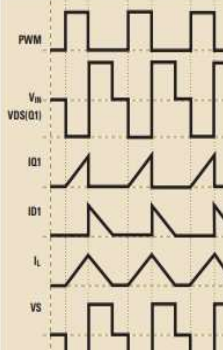
스위칭 주파수를 높이면 장점으로

- 1.전원회로의 주된 노이즈는 스위칭 주파수로 고속 스위칭으로 인한 수동부품의 스위칭 사이클마다 저장해야하는 에너지가 감소하니 필요한 인덕턴스가 감소해 그만큼 트랜스의 크기가 감소해 기기의 소형화가 가능해 pcb 공간 절약으로 전력밀도가 상승하고
- 2.소형화로 마찰 손실 또한 감소한다.
- 3.스위칭 주파수를 높이면 제어 루프 대역폭이 증가하고, 이를 통해 적은 출력 커패시턴스로도 높은 성능 요구 사항을 충족할 수 있습니다. 종합하면 스위칭주파수를 높이면 인덕턴스와 커패시턴스가 작은 차동 모드 EMI(전자기 간섭) 필터를 설계하고 자기 코어 물질의 포화 없이 더욱 작은 변압기를 사용할수 있습니다. 즉 인덕턴스가 크면 그만큼 발열이 크니 그만큼 손실이 발생해 스위칭주파수 높여서 소형화로 발열을 줄임

회로 방식	특징	회로도
플라이백 방식	스위칭 소자가 ON일 때에 인덕터에 전력을 축적하여 이 전력을 OFF 일 때에 출력하는 회로 방식. 출력 전력 용량이 큰 기종에는 적합하지 않아 소용량 기종에서 사용되고 있습니다. 넓은 입력 전압 범위를 확보할 수 있다는 장점이 있지만 비교적 큰 피크 전류가 스위칭 소자와 인덕터에 흐르는 단점이 있습니다. RCC(Ringing Choke Converter) 방식은 플라이백 방식의 한 종류입니다.	
포워드 방식	스위칭 소자가 ON일 때에 전력을 1차 측에서 2차 측으로 전달시키는 회로 방식. 회로 구성이 단순하고 안정적인 제어를 할 수 있기 때문에 많은 스위칭 전원에 채용되고 있습니다. 출력 전력 용량이 작은 기종은 물론 비교적 큰 기종에도 사용되고 있습니다. 높은 전력 변환 효율을 얻을 수 있지만, MHz 대역의 노이즈 발생량이 많다는 결점이 있습니다.	
푸시풀 방식	스위칭 소자를 2개 사용하여 2개의 트랜스를 번갈아 가며 사용하는 회로 방식. 트랜스의 이용 효율이 높아지기 때문에 출력 전력 용량이 비교적 큰 기종에 적용할 수 있습니다. 그러나 트랜스의 편자에 주의할 필요가 있습니다.	
하프 브리지 방식	회로 동작은 푸시풀 방식과 같지만, 트랜스에 인가되는 전압이 입력 전압의 절반 정도로 낮기 때문에 스위칭 소자로 내압이 낮은 품종을 사용할 수 있는 장점이 있습니다. 출력 전력 용량이 큰 기종에 적용 가능하며 1kW 정도까지의 기종에 사용되고 있습니다.	
풀 브리지 방식	하프 브리지 방식의 입력부를 풀 브리지로 변경한 회로 방식. 하프 브리지 방식과 마찬가지로 내압이 낮은 스위칭 소자를 사용할 수 있는 장점이 있지만, 하프 브리지 방식에 비교해 회로 구성과 제어가 복잡하게 된다는 단점이 있습니다. 높은 전력 변환 효율을 얻을 수 있습니다. 출력 전력 용량이 큰 전원에는 적용되고 있습니다.	



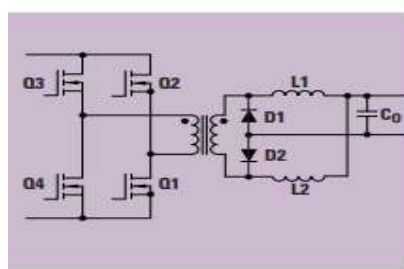
PONH : High-side MOSFET ON 시의 ON 저항으로 인한 도통 손실 PIC : IC의 자기 소비전력 손실
 PONL : Low-side MOSFET ON 시의 ON 저항으로 인한 도통 손실 PGATE : 게이트 차지 손실
 PSWH : 스위칭 손실 PCOIL : 인덕터의 DCR로 인한 도통 손실
Pdead_time : 데드 타임 손실

Type of Converter	BUCK	BOOST	BUCK BOOST (Inverting)	SEPIC	FLYBACK
Circuit Configuration					
Ideal Transfer Function*	$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \left(\frac{t_{ON}}{T_P} \right) = D$	$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \left(\frac{T_P}{T_P - t_{ON}} \right) = \frac{1}{(1-D)}$	$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = - \left(\frac{t_{ON}}{T_P - t_{ON}} \right) = - \left(\frac{D}{1-D} \right)$	$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \left(\frac{D}{1-D} \right)$	$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = D \times \sqrt{\frac{T_P \times V_{OUT}}{2 \times I_{OUT} \times L_P}}$
Drain Current*	$I_{Q1} \text{ (max)} = I_{OUT}$	$I_{Q1} \text{ (max)} = I_{OUT} \times \left(\frac{1}{1-D} \right)$	$I_{Q1} \text{ (max)} = I_{OUT} \times \left(\frac{1}{1-D} \right)$	$I_{Q1} \text{ (max)} = I_{OUT} \times \left(\frac{D}{1-D} \right)$	$I_{Q1} \text{ (max)} = \left(\frac{V_{IN} \times t_{ON}}{L_P} \right)$
Drain Voltage*	$V_{DS} = V_{IN}$	$V_{DS} = V_{OUT}$	$V_{DS} = V_{IN} - V_{OUT}$	$V_{DS} = V_{IN} + V_{OUT}$	$V_{DS} = V_{IN} + V_{OUT} \times \left(\frac{N_P}{N_S} \right)$
Diode Current*	$I_{D1} = I_{OUT} \times (1-D)$	$I_{D1} = I_{OUT}$	$I_{D1} = I_{OUT}$	$I_{D1} = I_{OUT}$	$I_{D1} = I_{OUT}$
Diode Reverse Voltage*	$V_{D1} = V_{IN}$	$V_{D1} = V_{OUT}$	$V_{D1} = V_{IN} - V_{OUT}$	$V_{D1} = V_{OUT} + V_{IN}$	$V_{D1} = V_{OUT} + V_{IN} \times \left(\frac{N_S}{N_P} \right)$
Voltage and Current Waveforms					

*Excludes ripple current and output diode voltage drop.

FORWARD	2 SWITCH FORWARD	ACTIVE CLAMP FORWARD	HALF BRIDGE	PUSH PULL	FULL BRIDGE
$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \left(\frac{N_S}{N_P}\right) \times \left(\frac{t_{ON}}{T_P}\right) = \left(\frac{N_S}{N_P}\right) \times D$	$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \left(\frac{N_S}{N_P}\right) \times \left(\frac{t_{ON}}{T_P}\right) = \left(\frac{N_S}{N_P}\right) \times D$	$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \left(\frac{N_S}{N_P}\right) \times \left(\frac{t_{ON}}{T_P}\right) = \left(\frac{N_S}{N_P}\right) \times D$	$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \left(\frac{N_S}{N_P}\right) \times \left(\frac{t_{ON}}{T_P}\right) = \left(\frac{N_S}{N_P}\right) \times D$	$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = 2 \times \left(\frac{N_S}{N_P}\right) \times \left(\frac{t_{ON}}{T_P}\right) = 2 \times \left(\frac{N_S}{N_P}\right) \times D$	$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = 2 \times \left(\frac{N_S}{N_P}\right) \times \left(\frac{t_{ON}}{T_P}\right) = 2 \times \left(\frac{N_S}{N_P}\right) \times D$
$I_{Q1} (\text{max}) = \left(\frac{N_S}{N_P}\right) \times I_{OUT}$	$I_{Q1} (\text{max}) = \left(\frac{N_S}{N_P}\right) \times I_{OUT}$	$I_{Q1} (\text{max}) = \left(\frac{N_S}{N_P}\right) \times I_{OUT}$	$I_{Q1} (\text{max}) = \left(\frac{N_S}{N_P}\right) \times I_{OUT}$	$I_{Q1} (\text{max}) = \left(\frac{N_S}{N_P}\right) \times I_{OUT}$	$I_{Q1} (\text{max}) = \left(\frac{N_S}{N_P}\right) \times I_{OUT}$
$V_{DS} = 2 \times V_{IN}$	$V_{DS} = V_{IN}$	$V_{DS} = V_{IN} \times \left(\frac{1}{1-D}\right)$	$V_{DS} = V_{IN}$	$V_{DS} = 2 \times V_{IN}$	$V_{DS} = V_{IN}$
$I_{D1} = I_{OUT} \times D$	$I_{D1} = I_{OUT} \times D$	$I_{D1} = I_{OUT} \times D$	$I_{D1} = \left(I_{OUT} \times D\right) + \frac{I_{OUT}}{2} \times (1-2D)$	$I_{D1} = \left(I_{OUT} \times D\right) + \frac{I_{OUT}}{2} \times (1-2D)$	$I_{D1} = \left(I_{OUT} \times D\right) + \frac{I_{OUT}}{2} \times (1-2D)$
$V_{D1} = V_{OUT} + V_{IN} \times \left(\frac{N_S}{N_P}\right)$	$V_{D1} = V_{OUT} + V_{IN} \times \left(\frac{N_S}{N_P}\right)$	$V_{D1} = V_{OUT} + V_{IN} \times \left(\frac{N_S}{N_P}\right) \times \left(\frac{1}{1-D}\right)$	$V_{D1} = \frac{V_{IN}}{2} \times \left(\frac{N_S}{N_P}\right)$	$V_{D1} = V_{IN} \times \left(\frac{N_S}{N_P}\right)$	$V_{D1} = V_{IN} \times \left(\frac{N_S}{N_P}\right)$

PHASE SHIFT ZVT



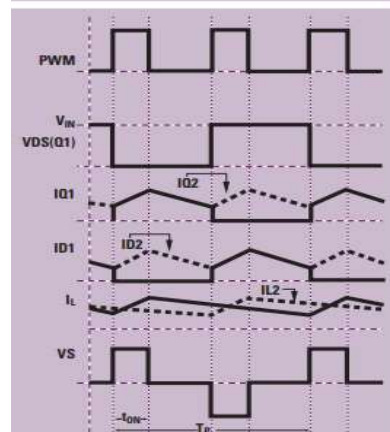
$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = 2 \times \left(\frac{N_S}{N_P}\right) \times \left(\frac{t_{ON}}{T_P}\right) = 2 \times \left(\frac{N_S}{N_P}\right) \times D$$

$$I_{Q1} (\text{max}) = \left(\frac{N_S}{N_P}\right) \times I_{OUT}$$

$$V_{DS} = V_{IN}$$

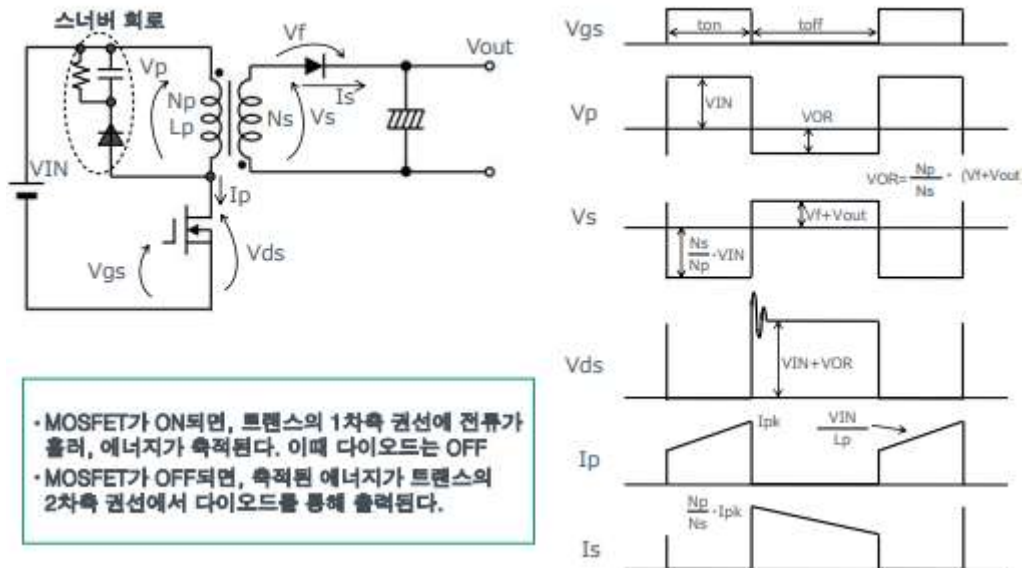
$$I_{D1} = \frac{1}{2} \times I_{OUT}$$

$$V_{D1} = V_{IN} \times \left(\frac{N_S}{N_P}\right)$$



SMPS

② 플라이백 컨버터의 동작 : PWM 플라이백 방식의 동작 (연속 모드인 경우)



기준전압(Voltage Reference) IC를 사용하면 안정적인 기준전압을 얻을 수 있습니다.

필터부, 1차정류부, 스위칭부, 2차정류부 그리고 피드백부

플라이백 방식, 스위칭소자로 **tny279pn**, 피드백부에 **pc817**과 **선트레귤레이터**를 사용했다.
그리고 1차측과 2차측사이에 커패시터를 달아 플로팅 방지

-노이즈 제거: 퓨즈와 서미스터로 돌입전류 해결, 바리스터로 서지전압해결, 파이필터와 x 커패시터로 차동모드노이즈를 제거하였고 스위칭부에 스너버회로를 두어 트랜스의 서지전압으로 fet가 망가지는 것을 막았고 2차측의 다이오드에 스너버회로를 두어 역방향회복 개선을 하고 lc필터로 lpf구성해 노이즈 제거하였다.

-피드백방식: 먼저 출력 전류가 증가하여 출력전압이 감소하게 되면 TL431의 REF단자에 들어오는 전압이 감소하게 되어 TL431 내부의 opamp의 +핀 보다 작게되면 opamp의 출력은 증가하는 방향으로 동작하게 됩니다.

그러면 opamp와 연결된 내부 tr의 이미터 쪽 전압도 증가할 것입니다. 그 말은 결론적으로 캐소드 전압이 상승한다는 것을 의미합니다. 이렇게 상승되면 포토커플러의 LED는 off를 유지 할 것이고 이렇게 증가된 정전압을 이용해 전압을 유지시킵니다. 또한 스위칭 IC의 특성으로 발진 횟수가 증가해 높은 전압을 인가해 줍니다.

문제는 스위칭 증가로 인한 과전압이 발생했을 때 TL431의 opamp 출력은 낮아지는 방향

으로 동작하고 그말은 캐소드의 전압이 감소하게 됩니다. 그러면 포토커플러 LED에 흐르는 전류가 증가하게 되고 그말은 포토커플러의 TR에 더 많이 증폭된 전류가 인가되게 됩니다. 증폭된 전류가 BP/M핀의 커패시터로 결정된 전류제한치보다 크게되면 포토커플러의 TR이 ON이 되어 TNY279의 EN(UV)핀이 0.2V로 낮아져 LOW상태가 되므로 스위칭 동작을 중지합니다.

플라이백 방식에서는 트랜스의 코어에 갭을 내어 사용하기 때문에 누설 자속이 증가하여, 누설 인덕턴스가 발생합니다. 이러한 누설 인덕턴스에도 스위칭 전류가 흘러 에너지가 축적되지만, 다른 권선과 결합되어 있지 않기 때문에 전력이 넘어가지 못하고, 서지 전압이 발생하여 MOSFET의 드레인-소스 사이에 인가됩니다. 이것을 해결하기 위해 스너버 회로를 달음.

트랜스 즉 인덕터에 나오는 전류파형은 fet가 on되었을 때 증가하는 파형이고 off되었을 때 전류가 감소하는 파형임 내가 아는 그 파형임 이런식으로 삼각파 형태를 땀. DCM모드는 이렇게 증가하고 감소하는게 바로바로 되는게 아닌 0까지 내려온 후 0을 유지하는 부분이 있는거고 CCM모드는 바로바로 바뀌는걸 말함. 예를들어 출력전류를 고정한 상태에서 입력전압 12V에서 10V로 바꾸면 인덕터의 전류와 리플전류가 증가함. 왜 그러냐면 출력전류가 고정된 상태에서 입력전압을 낮추는데 출력전력을 유지하기 위해 그만큼 큰 입력전류를 인가되어야 해서 그럼. 반대로 입력 전압을 높이면 인덕터에 흐르는 전류가 낮아지고 리플또한 낮아짐. 리플이 그냥 전류 올라갔다 올라간 최대 최소차이임 즉 삼각파로 보면 됨. 아무튼 이런식으로 입력전압 낮추면 인덕터에 흐르는 전류 높아지니 인덕터에서 부담하는 전력이 커지게 됨. 즉 손실 전력이 커지게 됨. 그래서 굵은 두께의 동선을 사용해야됨. 그래서 입력전압의 범위가 넓으면 인덕터 설계가 까다로워 짐. smps에서 입력전압의 범위가 넓은 이유는 저전력에 사용해서 인덕터에 부담이 다른 토폴로지보다 적어서 그럼.

연속 모드 동작(CCM)에서는, 스위치 ON 시의 정류 다이오드 역회복 시간 (t_{rr})*에 역전류가 흐르고, 이 역전류로 인한 손실이 발생합니다. 저전압 스위칭 DC-DC 컨버터의 경우는 정류 다이오드의 역전압이 낮아 역전류도 작아지므로, 출력 리플 전압 등을 고려하여 연속 모드를 사용하는 것이 일반적입니다.

반면에 AC-DC 컨버터의 경우는, 다이오드의 역전압이 높아 큰 역전류가 흐르므로, 손실도 커지게 됩니다. 따라서 이러한 역전류의 흐름을 억제하기 위해 불연속 모드(DCM)를 사용하는 경우가 많아집니다. 단, 피크 전류가 커지므로, 부하가 큰 경우에는 연속 모드로 동작시키는 경우도 있습니다.

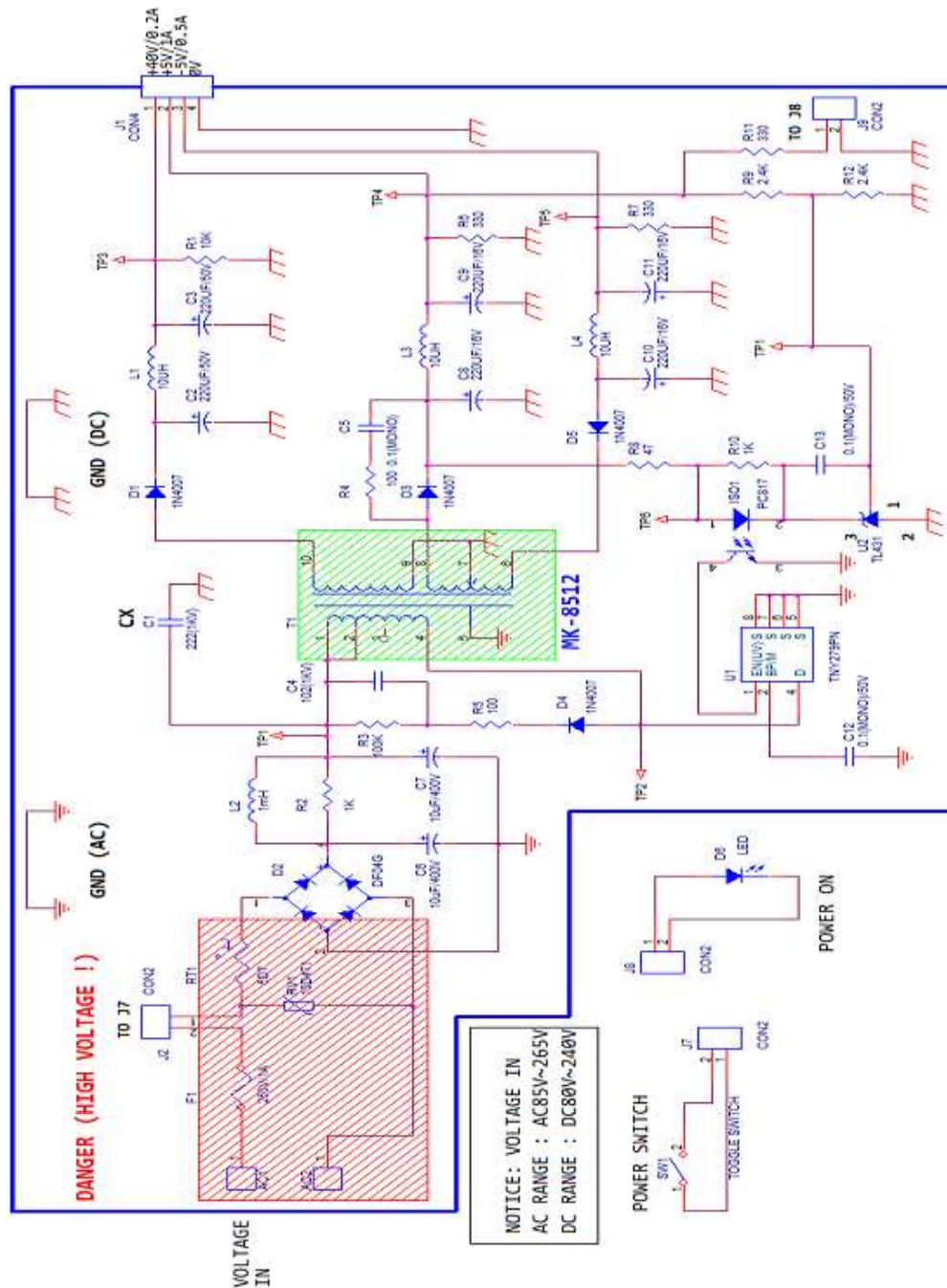
각각 장단점이 있지만, 60W 정도까지라면, 일반적으로는 불연속 모드가 적합합니다. 그 이상인 경우에는 트랜스의 용량 사이즈 등을 고려하여 판단하게 됩니다. 이번 설계 사례는 36W이므로, 불연속 모드를 선택하였습니다.

즉 출력측의 부하전류가 증가하면 DCM모드에서 CCM모드로 동작하게 됨. 설계단계에서 부 품선정과 함께 아예 DCM모드로 동작하게끔 설계하거나 DCM과 CCM의 경계점으로 무부하 에서 DCM으로 동작하다 부하전류 높아지면 CCM으로 바뀌게 설계할 수도 있고 애초에 CCM모드로만 동작하게 하는 등 다양함. 이런 DCM과 CCM으로 바꾸는 법은 인덕터의 턴 수를 변경하여 인덕턴스를 바꾸는거랑 더미저항을 이용하는 방법이 있음. 보니까 저항을 출 력측에 연결해 무부하상태일때도 출력전류 높게나오게해서 CCM으로 동작시키는거인듯

비교 항목	불연속 모드	연속 모드
동작	 <p>OFF와 ON 사이에 전류가 zero인 구간이 있 어, 전류가 연속하여 흐르지 않는다.</p>	 <p>전류가 연속적으로 흘러, 스위칭 주파수와 동 일한 주파수에서 ON / OFF한다.</p>
트랜스	인덕턴스 ↓, 사이즈 ↓, 비용 ↓	인덕턴스 ↑, 사이즈 ↑, 비용 ↑
정류 다이오드	고속 리커버리 타입, 비용 ↓	한층 더 고속의 리커버리 타입 필요, 비용 ↑
스위칭 트랜지스터	허용 전력 ↑, 사이즈 ↑, 비용 ↑	허용 전력 ↓, 사이즈 ↓, 비용 ↓
출력 콘덴서	리플 전류 ↑, 사이즈 ↑	리플 전류 ↓, 사이즈 ↓
효율	스위칭 손실 ↓, 효율 ↑	스위칭 손실 ↑, 효율 ↓

다이오드의 역회복 시간

:PN 접합 다이오드에 순방향 전압을 인가하면 순방향 전류가 흐른다. 이 상태에서 급격하게 역방향 전압을 인가하면, 역방향 전류가 일정 시간 흐른다. 이 상태가 회복될 때까지의 시간을 역회복 시간이라고 한다.



PI EXPERTS를 이용해 기본적인 플라이백 SMPS 회로도 산출하여 부품을 수정하여 회로도 완성하였음. 저전력이므로 FET가 내장된 스위칭IC 사용함. 전류측정기가 없어 제대로 DCM 즉 불연속모드로 작동하는지는 검증하지 못하였으나 출력측에 더미저항과 같이 부하전류를 높여 CCM 상태를 만드는 설계를 적용하지 않아 DCM으로 동작한다고 예상함.

1. 필터부

- 퓨즈는 돌입전류 제거용으로 최대 전류의 1.5배하여 정격전류 설정 (250/1A)
- 바리스터는 서지전압 제거용으로 인가 전압의 * 2배 이상으로함 220V의 경우 440V 굳이 쓰지 않고 470V 사용 (10D471)
- 써미스터는 ON/OFF 10만번 정도해서 콘덴서 망가지는지 확인하며 소자값 정한다하여 일반적으로 사용하는 크기 사용 (5D7)

2. 1차 정류부

- 브릿지 다이오드를 사용하였고 평활 커패시터의 경우 정격전압을 인가전압의 1.5배 정도인 커패시터를 선정하였고, 용량의 경우 적당히 큰 용량을 선택하여 충전 속도도 속도를 늦춰 리플이 적은 DC전압을 만듦.
- LPF의 경우 ROHM의 문서를 참고하였으며, 해당 문서에서 인덕터 L은 10 μ H, C10은 10 μ F~100 μ F 정도를 기준선정하면 된다고 명시되어있어 이를 활용해 용량을 선정 후 커패시터의 정격전압만을 앞과 같이 고려함.
- 중간에 방전용 저항을 두어 커패시터에 충전된 전압을 방전시킴.

3. 스위칭부

- 트랜스의 경우 PI EXPERTS에서 산출된 값을 활용해 강사님이 제작업체에 직접 요청하여 제작한 것을 받아 사용함.
- 트랜스와 병렬로 연결된 스너버 회로의 경우 ROHM의 문서를 참고하였고 문서에서 FET의 내압을 고려하였음. 스위칭 IC인 TNY279PN의 경우 700V내압인 것을 바탕으로 리플전압 크기 등을 모두 고려하여야 했지만 계측에 부족함으로 인해 추천하는 값인 저항은 100K로 커패시터 용량은 1000pF로 그리고 내압은 700의 1.5배인 1000V인 것을 선택하였음. 다이오드의 경우에도 내압이 충분히 큰걸 선정함. 패스트 리커버리 다이오드를 추천하였으나 해당 문서에서는 정류다이오드를 활용하여 정류다이오를 선택함.
- PI EXPERTS에서 나온 TNY279PN 스위칭 IC를 활용하여 타려식 전원회로를 구현함. 먼저 TNY279PN의 EN/UV 핀은 1.2V High 레벨 전압을 가지며,포토커플러 내장 BJT와 연결되어 BJT의 스위칭 동작을 감지함.
EN/UV 핀에서 드라이브되는 전류량이 전류 제한량을 넘으면 MOSFET 스위칭을 아예

OFF시킴(포토커플러 BJT가 ON 되어, EN/UV 핀의 전압은 0.2V 수준 Low 레벨로 낮아짐).

BP/M 핀은 연결된 바이패스 캐패시터의 용량에 따라 EN/UV 핀의 전류 제한량을 조절함. 전류 제한량이 낮을수록 트랜스 2차단의 전압 변화에 민감하게 반응하여, 전압이 조금만 올라가도 스위칭 주파수를 낮추기 때문에 SMPS 전력이 그만큼

낮아짐. 반대로, 전류 제한량을 높이면 2차단의 전압 변화에 덜 민감하게 반응하여 보다 고전력 설계에 알맞음. 그리고 이 커패시터가 FET가 ON일 때 IC 동작에 필요한 전압을 공급하는 역할도 수행함.

- 1차측과 2차측 사이에 Y-커패시터로 플로팅 방지 기능을 구현함. 소자 선정은 ROHM 문서에서 제시한 2200pF/1KV로 선택하였음.

4. 2차 정류부

- 정류 다이오드의 경우 쇼트키 다이오드를 권장하였으나 정류 다이오드를 사용하는 대신 역방향 회복 시간 개선 회로인 스너버 회로를 달아 문제를 해결함. Rohm에서 C는 500V 1000pF, R은 10Ω 1W 정도를 선택을 추천하여 저항은 100Ω으로 증가시킨 대신 탄소저항을 쓰고 C는 5v짜리에 연결해 전압 낮으니 0.1uf 모노커패시터를 사용함.

- 2차측의 평활다이오드 및 LPF와 방전용 저항의 경우에도 1차측의 경우와 마찬가지로 선정하였음.

5. 피드백부

- 피드백 회로는 PI EXPERTS의 산출 회로도를 기본으로 하여 전압 레퍼런스 IC인 TL431의 부궤환을 이용하는 $V_o = (1 + R_1/R_2) \cdot V_{ref}$ 공식을 고려하여 5V의 정전압을 유지하는 회로를 설계함. 즉 TL431의 부궤환으로 2.5v가 ref에서 유지하려하는데 변동이 일어나면 캐소드에 걸리는 V_o 전압이 달라지게 됨. 이에 따라 포토커플러 LED에 들어오는 전류가 달라지고 TR로 증폭되어 보내는 전류가 달라지니 스위칭 IC가 그걸 보고 PWM DUTY를 조절함.

- TL431의 부궤환으로 인한 발진을 막기 위해 커패시터를 이용해 위상을 조절함.

과정요약

tl431의 부궤환으로 2.5v가 ref에서 유지하려하는데 변동이 일어나면 캐소드에 걸리는 전압이 달라지게됨 그러면 포토커플러 led에 들어오는 전류가 달라지고 tr로 증폭되어 보내는 전류가 달라지니 pwm ic가 그걸 보고 pwm duty를 조절함 거기에더해 추가적으로 이미터

에 저항달고 저항위쪽의 pwmic에 추가 연결 한다면 이미터에 걸리는 전압을 pwmic에서 읽고 pwm duty를 조절할수도있음

라인필터 pcb쪽 패턴에 악어이빨패턴인 스파트캡으로하면 좋다함

플라이백은 on 됐을때 트랜스에 에너지를 저장하고 off 될때 역기전력이 발생하고 에너지가 2차측에 전달됨.

포워드는 바로 on될때 바로 전달됨

타려식은 pwm ic가 있는거고 자려식은 pwm ic가 없는거임.

내가한건 타려식으로 이건 ic내부에 fet 있는 구조임 이건 저전력일때 이려고 고전력에서는 발열 많이나서 ic 밖에 따로 설계해야함.

1차측에는 300v가 흐르는데 fet에는 15v정도가 필요함 그러면 이 15v를 위한 보조 전원을 어떻게 구성하냐면 먼저 원리를 설명하면 스위치가 꺼졌을땐 드레인에 높은 전압 걸리면서 내부의 회로 동작에 필요한 전압이 충족됨 그러나 스위치가 켜져있을땐 ic의 드레인핀으로 전류 들어와서 소스로 빠져나가니 ic동작에 필요한 전압이 부족해짐 1.그래서 bp/m핀에 커패시터 달아서 커패시터의 전압으로 스위치 온일때도 동작할 수 있게함. 그리고 이 커패시터의 크기로 과전류로 인식하는 전류 제한량이 결정되게됨.

2.추가로 2차측에 권선을 한개 더 다는데 이걸 보조권선이라고 해서 앞에서말한 ic로 쓰면 ic규격에 맞춰 설계해야해서 내입맛대로 하기 힘드니 보조권선을 추가로 설계하여 ic에 보조전원을 공급하는거임. 이런식으로 저전력 smps를 많이 설계함. 이 방식의 치명적인 단점은 하나의 트랜스포머로 맞물려있기 때문에 2차측의 피드백으로 인해 1차측에 더많은 발진이 일어나면 보조권선에도 더많이 전압 공급되서 문제가됨. 이거를 해결하기위해 보조권선이 아닌 smps옆에 보조를 위한 작은 smps를 달아서 집어 넣으면 됨.

3.기동저항을 이용해서 스타업 전류를 공급받는 방식이 있음 이 방식으로 smps의 기동이 이루어지면 앞에1,2번에서 이야기했던 방식이 진행되는거임

이렇게 3가지 장식으로 보조전원을 구성할 수 있음 2번을 제일많이씀

en/uv핀에서 en은 포토커플러로 피드백하는 그런거고 낮은 전압에 대해 동작하지 않게하는 uv를 사용하려면 트랜스 가기전 311v지점에서 저항으로 en/uv핀과 연결해서 전류가 gm르게 해서 쓰는데 이 저항으로 전압을 모니터링해서 정상 수준보다 크면 정상전압이 동작되는구나하며 동작하고 정상수준보다 작으면 동작안하게 됨

동작과정

1. 교류(AC85V ~ 265V)나 직류(DC80V ~ 240V) 전압이 인가되면 바리스타로 서지를 막아주고 퓨즈와 서미스터(NTC)는 돌입전류에 의해서 콘덴서 C6가 소손 되는 것을 막아줍니다.

입력신호는 브릿지 다이오드를 거쳐 정류된 후 파이필터에 의해 평활되고 노이즈가 제거되어 직류 전압이 됩니다.

2. TNY279 내부의 MOSFET이 132KHz로 스위칭 하는 펄스에 따라서 MOSFET가 ON/OFF 스위칭 동작을 하는데 이 때 FET가 ON시 트랜스의 1차측 권선에 전류가 흘러 에너지가 축적되고 FET가 OFF 될 시 축적된 에너지가 2차측 권선으로 출력됩니다. 트랜스와 병렬로 스너버 회로를 연결하여 트랜스로 인한 누설 인덕턴스가 FET의 스위칭에 의해 발생하는 서지를 스너버 회로로 막아줍니다.

3. MOSFET OFF상태일 때 2차로 넘어온 전압은 다이오드를 지나 정류되고 파이필터를 거쳐 평활되어 직류 전압(+40V, +5V, -5V)을 얻습니다. 이때 5V에 다이오드와 병렬연결된 스너버 회로(다이오드 효율 개선용)는 다이오드 trr(역방향 회복 시간)을 짧게 줄여주는 역할과 ON/OFF시 발생하는 노이즈를 제거해줍니다. MOSFET ON 상태가 되면 2차측에 전압이 넘어오지 않아 파이필터의 C에 저장된 전압이 방전하여 전압을 유지시킵니다.

4. 안정적인 전압을 얻기 위해 포토커플러를 이용해 피드백 제어를 합니다. 기본적으로 무부하 상태에서는 포토커플러의 LED가 on 상태로 TR에 전류를 인가합니다. 그러나 증폭된 전류가 전류제한치 이하이므로 스위칭을 멈추는 동작은 없습니다. 오실로스코프를 통한 측정은 TL431의 경우 무부하시 캐소드핀은 3.3V, ref핀은 2.5V가 출력되고 포토커플러에서 1.2V가 출력되어 안정적인 출력을 얻습니다.

5. 부하로 인한 변화과정은 먼저 부하의 증가로 인해 출력 전류가 증가하여 출력전압이 감소하게 됩니다. 그러면 TL431의 REF단자에 들어오는 전압이 감소하게 되어 TL431 내부의 opamp의 +핀 보다 작게되면 opamp의 출력은 증가하는 방향으로 동작하게 됩니다. 그러면 opamp와 연결된 내부 tr의 이미터 쪽 전압도 증가할 것입니다. 그 말은 결론적으로 캐소드 전압이 조금 상승한다는 것을 의미합니다. 포토커플러의 LED는 on를 유지 할 것이고 이렇게 증가된 정전압을 이용해 전압을 유지시킵니다. 또한 스위칭 IC의 특성으로 발진 횟수가 증가해 높은 전압을 인가해 줍니다. 오실로스코프를 통한 측정은 TL431의 경우 캐소드핀은 3.5V, ref핀은 2.6V가 출력되고 포토커플러에서 1.2V가 출력되어 안정적인 출력을 얻습니다.

6. 문제는 스위칭 증가로 인한 과전압이 발생했을 때 TL431의 opamp 출력은 낮아지는 방

향으로 동작하고 그말은 캐소드의 전압이 감소하게 됩니다. 그러면 포토커플러 LED에 흐르는 전류가 증가하게 되고 그말은 포토커플러의 TR에 더 많이 증폭된 전류가 인가되게 됩니다. 증폭된 전류가 BP/M핀의 커패시터로 결정된 전류제한치보다 크게되면 포토커플러의 TR이 ON이 되어 TNY279의 EN(UV)핀이 0.2V로 낮아져 LOW상태가 되므로 스위칭 동작을 중지합니다.

7. 이 상태가 유지되어 2차측 전압이 감소하여 LED로 가는 전류가 감소하고 OFF가 됩니다. 그러면 EN(UV)핀이 다시 HIGH가 되고 TNY279가 다시 정상적인 작동을 하게 되어 FET가 ON/OFF 스위칭으로 안정적인 전압을 얻습니다.

결과

1.사전 계획 문제로 인한 효율 문제

-> Flyback 방식 뿐만 아니라 모든 SMPS 회로의 효율 개선을 위하여서는 먼저 설계하려는 SMPS의 전력을 계획한 후 그에 맞게 트랜스 코어, 갭, 권선비, 권선비에 따른 감는 횟수, 권선 두께, 트랜스 1, 2차 인덕턴스 등을 고려한 트랜스 설계가 필요합니다. 이것을 제대로 하여 스위칭 소자에 걸리는 서지 전압과 스너버 회로 사이의 효율 손실 계산, 누설 인덕턴스로 인해 2차 다이오드에서 생기는 스위칭 노이즈 개선 등의 정량적 연구개발이 수행되어야 합니다. 또한 리플이 많은 Flyback 방식의 특성 상 리플을 고려한 평활 콘덴서 선정 및 적정 필터 사용이 과제입니다.

-> 그러나 첫째로 이번 프로토타입이 SMPS 연구개발의 첫 공부이자 첫 시도여서 위와 같은 설계를 모두 고려하기에는 무리가 있었고, 둘째로 220V 전력 공급원을 사용하며 스위칭 레귤레이터 사용으로 인해 열적 손실이 적으므로, 효율 개선보다는 일단 정성적 동작 및 안정성 위주의 설계를 진행하였습니다.

-> Flyback 방식은 트랜스 1차 코일에서 바로 2차 코일로 에너지를 전달하는 Forward converter 방식과는 달리 1차 코일에서 코어로 한번 저장된 에너지가 2차 코일로 넘어가므로 그에 따른 태생적 효율 저하가 있습니다. 또 이번 설계에서 사용한 TNY279PN Flyback IC는 듀티비보다는 스위칭 주파수를 최대 132 kHz까지 조정함으로써 전력을 전달하므로 스위칭 손실이 많아 SMPS 효율이 높지 않다. 실제로 TNY279PN 데이터시트에 명기된 효율은 75% 수준으로, 일반적인 SMPS 효율에 비해서 낮다. 311V의 DC 전압을 40V, 5V 수준의 저전압으로 전환시키는 것도 낮은 효율의 원인입니다. 이런 낮은 효율 문제 또한 정성적 설계의 이유입니다.

2. 고부하 측정시 출력저하

-> 전체 소비전력인 21.8w에서 15.5w 만큼의 71% 효율을 가진 smps를 설계하려 하였으나 피드백이 구성된 부분은 풀로드인 5옴으로 했을 때 목표로하는 5v/1a가 측정되어 5w가 출력되었으나 40v/0.2a 인 8w 중에서 최대전력을 측정하기위해 풀로드인 200옴을 사용했을 때 30v가 출력되었다 33의제곱/200인 5.5w가 출력되었습니다. -5v/0.5a에서는 10옴으로 했을 때 -3.5v가 출력되었습니다. 이말은 1.2w이니 전체 $5.5+5+1.2=11.7w$ 로 53%의 효율을 가진다는 말입니다. 거의 18%가 떨어진건데 이것은 5v에서는 원하는 출력이 피드백으로 유지되었으나 피드백회로가 없는 40v와 -5v에서는 원하는 출력을 이루지 못하였습니다. 오실로스코프 상에서 5v의 경우 직류전압 형태가 측정되었으나 -5v의 경우 삼각파형태로 피크전압이 2v 가까이 높게 나오며 불안정한 전압이 출력되었습니다. 컨버터 효율 측정시 부하에 직접적으로 측정하는게 아닌 출력측에 바로 측정해서 도선으로 인한 전압강하를 줄여 제대로 된 측정을 해야합니다.

-> 스위칭 레귤레이터에서 부하가 증가하면 IC는 스위칭 주파수를 높여서 전력 전달을 증가시키려고 합니다. 이는 출력 전압을 일정하게 유지하기 위한 조치입니다. 하지만, 풀로드인 고부하 상태에서 출력 전압이 감소하는 현상은 스위칭 주파수가 과도하게 높아져서 발생할 수 있습니다. 또한 트랜스의 특성 상 출력전류가 있을 때 트랜스 내부의 저항성분으로 인한 전력손실이 일어나 출력 전압이 감소하게 됩니다.

-> 이를 방지하기 위해 피드백 메커니즘이 중요한데, 이는 전류가 기준치를 초과할 때 스위칭을 일시적으로 멈추어 전류를 조절합니다. 피드백 없이 주파수가 증가하면 스위칭 노이즈와 관련된 전력 소모가 증가하고, 이는 부하 측의 전력 소모를 감소시켜 결과적으로 출력 전압과 전류를 낮추게 됩니다. 따라서, 피드백 메커니즘은 스위칭 레귤레이터의 성능을 최적화하는 데 중요한 역할을 합니다. 원하는 출력 목표를 달성하기 위해서는 사전 계획단계에서 IC의 특성을 꼼꼼하게 파악해 피드백 회로를 각각 구성할 필요성을 느꼈습니다.

-> 다만 풀로드가 아닌 풀로드에 근접한 부하를 연결하였을 때는 무부하와 마찬가지로 일정한 직류전압이 출력되었습니다. 그러나 풀로드에서는 피드백회로에서만 직류전압이 출력되고 그 외의 전원에서는 삼각파 형태로 출력되었습니다. -5v의 경우 -2v에서 부터 -4.4v까지 불안정한 전압이 출력되었습니다. 스위칭 IC의 드레인 핀을 측정한 결과 피드백 전원의 경우엔 무부하시 80kHz, 풀로드에 근접한 부하시 130kHz, 풀로드시 300kHz가 출력되며 풀로드 시 필요 전류가 많아져 더 많은 스위칭이 발생한다는 것을 알 수 있었습니다. 그 외의 전원의 경우에는 풀로드를 제외하고 동일하게 나왔는데 풀로드 시에는 일정한 주파수가 나오지 않아 제대로 측정하지 못했습니다. 이러한 결과가 풀로드시 출력전압의 삼각파 출력을 만들었다고 판단하였습니다.

3.노이즈와 노이즈 대책의 이해

-> 전원회로 특성 상 여러 노이즈 방지 부품이 필요합니다. 대부분의 노이즈는 인덕턴스와 커패시턴스로 인한 노이즈임을 파악해 전자회로와 회로이론의 수식들이 실무에서 어떻게 적용되는지 이해하였습니다.

-> 인덕턴스와 커패시턴스에 대한 이해를 바탕으로 전원에 퓨즈와 서미스터를 사용하여 돌입전류를 제한하고 바리스터를 이용해 서지 전압을 해결했습니다. 공통모드 노이즈와 차동모드 노이즈의 경우 라인필터와 X커패시터를 활용하여 해결하였고, 스위칭IC인 TNY279PN 내부의 MOSFET 스위칭으로 인해 발생하는 서지전압을 스너버회로로 해결했습니다.

플라이백은 on 됐을때 트랜스에 에너지를 저장하고 off 될때 역기전력이 발생하고 에너지가 2차측에 전달됨.

포워드는 바로 on될때 바로 전달됨

타려식은 pwm ic가 있는거고 자려식은 pwm ic가 없는거임.

내가한건 타려식으로 이걸 ic내부에 fet 있는 구조임 이걸 저전력일때 이라고 고전력에서는 발열 많이나서 ic 밖에 따로 설계해야함.

1차측에는 300v가 흐르는데 fet에는 15v정도가 필요함 그러면 이 15v를 위한 보조 전원을 어떻게 구성하냐면 먼저 원리를 설명하면 스위치가 꺼졌을땐 드레인에 높은 전압 걸리면서 내부의 회로 동작에 필요한 전압이 충족됨 그러나 스위치가 켜져있을땐 ic의 드레인핀으로 전류 들어와서 소스로 빠져나가니 ic동작에 필요한 전압이 부족해짐 1.그래서 bp/m핀에 커패시터 달아서 커패시터의 전압으로 스위치 온일때도 동작할 수 있게함. 그리고 이 커패시터의 크기로 과전류로 인식하는 전류 제한량이 결정되게됨.

2.추가로 2차측에 권선을 한개 더 다는데 이걸 보조권선이라고 해서 앞에서말한 ic로 쓰면 ic규격에 맞춰 설계해야해서 내입맛대로 하기 힘드니 보조권선을 추가로 설계하여 ic에 보조전원을 공급하는거임. 이런식으로 저전력 smps를 많이 설계함. 이 방식의 치명적인 단점은 하나의 트랜스포머로 맞물려있기 때문에 2차측의 피드백으로 인해 1차측에 더많은 발진이 일어나면 보조권선에도 더많이 전압 공급되서 문제가됨. 이거를 해결하기위해 보조권선이 아닌 smps옆에 보조를 위한 작은 smps를 달아서 집어 넣으면 됨.

3.기동저항을 이용해서 스타업 전류를 공급받는 방식이 있음 이 방식으로 smps의 기동이 이루어지면 앞에1,2번에서 이야기했던 방식이 진행되는거임

이렇게 3가지 장식으로 보조전원을 구성할 수 있음 2번을 제일많이씀

en/uv핀에서 en은 포토커플러로 피드백하는 그런거고 낮은 전압에 대해 동작하지 않게하는 uv를 사용하려면 트랜스 가기전 311v지점에서 저항으로 en/uv핀과 연결해서 전류가 르르게 해서 쓰는데 이 저항으로 전압을 모니터링해서 정상 수준보다 크면 정상전압이 동작되는구나하며 동작하고 정상수준보다 작으면 동작안하게 됨

-플라이백 컨버터의 특징

강압, 승압 구성 가능

절연, 비절연 구성 가능

최소 부품수로 심플한 구성 가능

100W 정도까지의 스위칭 전원에 적합

폭넓은 입력전압 범위

포워드 방식 대비, 용량이 큰 콘덴서 필요

높은 출력 정밀도를 요구하지 않는 경우에는, 트랜스 권선비로 대략적인 출력을 결정하여,

비안정 출력전원으로도 이용 가능

회로도

입력은 왼쪽 출력은 오른쪽, 중심엔 중요 부품, drc체크로 에러 체크

기판조립

높이 낮은거부터 일반저항 딱 붙여서, 와트저항 3mm 띄어서, 다이오드 바짝
전해커패시터 바짝, 세라믹 커패시터 3mm이상, 저항 칼라 방향 통일, ic 바짝, tr 3mm이상
알콜이랑 칫솔로 플럭스 제거(퓨즈나 커넥터 녹으니 조심)

pads pcb설계

패턴 1mm당 1A허용, 100mils은 2.54mm임, 배선길이는 최대한 짧게, pcb외각 데드존 5mm

패턴 두께는 최소 0.4mm이상 전류 많이 흐르는 부부이나 전원은 두께 굵게

f4: top,bottom 변환, f2:선연결, 컨트롤r: 부품회전, via 무분별하게 사용금지

카파 까는이유: gnd를 넓게 펴서 emi를 줄이려고 사용 즉 회로의 모든 gnd를 패턴(배선,트레이스)으로 연결했다고 모두 전원의 gnd와 동일 전위가 아님 패턴이 길면 길수록 드랍이 커져서 전원 gnd보다 높을 수도 있음 그래서 그라운드 카파를 깔아서 그라운드 임피던스를 낮춰주는거임 카파를 너무 넓게 깔면 열 전달이 고루고루 되지않아 냉땀이 나기 쉽고 노이즈가 그라운드 카파를 통해 다른곳에 영향을 줄 수 도 있음

필요한 부품 리스트 작성해서 보내주면 부품 구매후 어떤 부품이고 어떤사이즈 인지 적혀있는 종이를 보고 레이아웃을 하였는데 기본적으로 부품 라이브러리에서 캐피시터의 경우 지름길이, 저항의 경우 가로,세로 길이를 보고 또한 bjt는 to-92형, fet는 to-220형을 선택하고 ic는 dip인지 보고 라이브러리에서 선택해서 사용했던거 같다. 그리고 기본적으로 이 프로젝트에서 많이 사용했던 부품 라이브러리를 미리 불러와줘서 없는 경우에만 내가 꺼내 썼던걸로 기억한다.

BLDC

ATMEGA128과 3상 인버터를 활용하여 BLDC모터를 제어하였습니다. 전류 검출과 부스트랩 회로를 사용하였고 게이트 드라이버 ic를 활용하여 3상인버터를 구성하였습니다. 전체적인 동작은 모터의 속도를 증가, 감소, 시작/정리, 정/역방향으로 설정할 있습니다.

홀센서로 회전자의 위치를 파악해서 그것을 바탕으로 u,v,w를 상태를 정해줌 하이사이드 스위치 쪽에 PWM신호를 주었고 로우사이드 쪽에는 High신호를 줘서 회전방향을 설정해줌. BLDC는 6스텝으로 fast pwm으로 top값인 icr값을 정해주고 tcnt가 icr과 같아진 후 0이 돼서 신호가 low가 될 때 인터럽트가 발생하는 점을 이용해 다음 방향에 맞는 고정자의 위치를 설정해주었음. OCR값으로 듀티비를 설정하고 while 문 안에서 버튼을 이용해 값을 올리고 내림. 인터럽트는 bldc의 다음 스텝을 위한 설정에 이용하였음

게이트 드라이브를 위한 하이사이드와 로우사이드스위치 구성이가능한 ir2101ic, fet내 기생커패시터에 의한 돌입전류 제한을 위한 게이트드라이버저항, 낮은 ciss로 원활한 스위칭능력과 낮은 on저항을 가진 kf5n50 fet, 게이트 드라이브 전압을 높이기 위한 부스트스트랩회로
저항값이 높아 on타임동안에 전압레벨 상승이 더더지면 그동안에 열이 발생해 fet가 고장날 수 있고 저항값이 너무 낮으면 돌입전류 제한이 제대로 안된다는 것을 명심하며 게이트드라이버 저항과 부스트스트랩회로 소자선정

-bldc에서 역기전력이 사다리꼴이라 그걸 구형파전압으로 상쇄시켜 모터 토크 감소와 효율 문제를 해결하고 홀센서로 현재 회전자의 위치를 파악해서 그걸로 회전자의 회전을 위한 고정자인 u,v,w의 상태를 정해주는거임. 하이사이드는 pwm으로 로우사이드는 high로 해서 각 스텝을진행함. 역기전력은 모터에 전류 흐르면 거기에 맞춰 역방향으로 역기전력이 발생하는데 그걸 통해서 현재 bldc모터 핀의 상태를 알수 있음 역기전력의 장점으로 역기전력으로 전압이 변화할 때 그것으로 인한 급격한 토크변화를 막거나 역기전력을 에너지로 활용해서 효율을 높이는등 장점이 있는데 역기전력이 노이즈다 보니 그것으로 인한 문제가 있음

1. 션트 저항 1옴으로 인한 전력손실

-> 1옴의 션트저항을 사용해 전류 노이즈에 민감하지 않은 대신 전력 손실 문제가 발생합니다.

-> 차동증폭기를 이용하여 값을 증폭시키고 차동증폭기의 특성인 공통모드노이즈 제거로 노이즈 개선 효과를 얻을 수 있습니다.

-> 제품 설계 단계에서 회로 동작에 중점을 두어 차동증폭기를 고려하지 못했습니다. 그리고 6-스텝 제어이기 때문에 단상의 전류센싱으로 충분하지만 3상의 전류 센싱을 한다면 슛스루 현상을 감지할 수 있습니다.

2.외부인터럽트와 타이머 인터럽트

-> 타이머 인터럽트를 이용하여 6스텝 제어를 하였을 때는 모터의 회전 주기에 맞게 인터럽트가 동작하지 않아 과전류가 빈번하게 발생하였습니다.

-> 홀센서를 외부 인터럽트로 사용하여 이벤트가 발생할 때 마다 인터럽트가 발생하게끔 수정하여 과전류 문제를 해결하였습니다.

3.모터 주파수 결정 과정

-> 모터의 진동과 소음을 줄이기 위해서는 주파수를 가청주파수 이상의 20kHz이상 인가해야 합니다. 그러나 해당 모터는 최대 6200RPM을 만족하는 310Hz이기 때문에 어떻게 구현되어야 하는지 고민이 많았습니다.

-> 먼저 PWM 주파수를 매우 작게 설정하니 모터가 회전하지 않고 진동만 하였습니다. 반면에 20kHz 이상을 인가해보니 소음과 진동이 줄어들고 회전이 되었습니다.

-> BLDC모터의 내부 구조와 원리를 파악한 결과 AC모터와는 달리 전원 주파수의 변화로 인한 속도 제어가 아닌 고정자에 전압이 얼마나 인가 되었는지에 따라 회전속도가 정해진다는 사실을 알게되었습니다. 그리고 PWM 주파수가 모터의 초당 회전수보다 훨씬 커야 모터의 회전자가 반응할 시간이 충분해 안정적으로 회전할 수 있다는 사실과 BLDC는 브러시가 없어 크게 상관없지만, DC 모터의 경우 주파수 상승으로 주기가 짧아져 전류가 상승할 시간이 줄어드는 효과로 전류 리플이 작아진다는 사실을 알게 되었습니다. 이를 통해 PWM 주파수를 20kHz로 인가하여 모터를 동작시켰습니다.

이런건 RC카 할 때 했음.

모터 원리

앙페르 오른나사 법칙: 손가락 네 개는 자기장, 엄지는 전류

플레밍 왼손(모터): 자기장과 전류 방향알 때 힘의 방향 알 수 있음.

플레밍 오른손(발전기): 힘과 자기장 방향알 때 유도기전력(전류)의 방향 알 수 있음

FBI 엄지 검지 중지

직류전동기: 왼손법칙으로 회전자에 인가하는 전류와 고정자의 자기장을 이용해 힘의 방향 파악

유도전동기: 3상의 교류전류가 고정자에 인가되어 거기에 맞춰 오른나사 법칙으로 자기장 방향이 나오는데 이 자기장 방향이 계속 바뀌는데 자속을 상쇄하려는 방향으로 힘의 방향이 결정되니 오른손법칙으로 유도기전력 방향 파악하고 이게 회전자의 전류 방향이 되어 왼손법칙 써서 힘의 방향 파악해 회전방향 파악함.

모터의 (인가전압)과 (역기전력과 속도, 전류와 토크)가 비례관계임

근데 (역기전력)은 (전류)와 반비례관계 그말은 속도와 전류도 반비례, 속도와 토크도 반비

레임. 결론적으로 역기전력이 크면 전류와 토크가 작고 속도가 빠르면 전류가 크면 속도와 역기전력이 작음

페루프 시스템 즉 피드백 시스템에서 속도제어기는 PI제어기로 구현하는데 현재 속도와 목표속도를 비교해서 나온 전압지령을 pwm제어기에 공급하여 duty 조절하여 속도 조절함. 전류제어기는 속도제어기와 함께 쓰이는데 속도제어기 다음에 바로 pwm 발생하는곳으로 전압 지령이 들어가는게 아닌 속도제어기에서 전류형태로 전류지령을 출력해서 이 전류 지령값과 전동기에 흐르는 전류인 상전류 값을 비교해서 전류제어기에서 전압 형태로 출력 즉 전압지령을 pwm이 발생하는곳으로 입력시켜서 이 과정들을 반복함.

이렇게 PWM 발생기에 들어가면 pwm기법이 사용되는데 바이폴라와 유니폴라 방식이 있음 바이폴라는 대각의 위치인 스위치를 2개씩 온 오프되는방식이고 유니폴라는 바이폴라에 추가로 하이사이드 스위치들 on하면 로우사이드스위치들은 off 하는식으로 영전압 만들어줌 반대로 성립함

요약을 해보면 속도제어기에서 목표로하는 속도를 위한 Idc값을 전류지령으로 전류제어기에 보내면 측정된 Idc값과 비교해서 pwm 발생하는곳에 전압형태로 지령을 보내서 인버터가 pwm 기법으로 bldc모터를 동작시킴

내가 bldc 동작시켰던 방법은 이런 페루프 제어(피드백방식)가 아니고 개루프 제어임 그냥 홀센서를 다음 스텝을 위해서 필요한거였음. 그리고 pwm 주파수는 그냥 내가 설정한 대로 동작하는거고 모터의 회전속도는 pwm주파수가 아닌 듀티에 따라 변화하는거였음.

HIL(Hardware-in-the-Loop) 테스트는 현실과 거의 동일한 시뮬레이션 환경에서 실제 ECU(전자 제어 장치)를 테스트하는 것을 의미합니다.

초음파센서를 이용한 RC카

1. 높은 PWM주파수로 인한 과전류

-> 모터의 소음 및 진동 문제를 해결하기 위해 20kHz의 PWM주파수를 인가하였습니다. 결과적으로 과전류 문제로 인해 모터드라이버가 고장이 났습니다.

-> 모터 드라이버의 노이즈 개선 부품이 부족하였고 모터의 스펙을 정확하게 알 수 없는 상태에서 높은 주파수를 인가하여 발생한 문제라 판단하였습니다. 이를 통해 하드웨어의 스펙과 문제 방지 대책을 확실히 구비하였을 때 성능을 높일 수 있다고 생각했습니다.

2. 논블로킹을 위해 통신을 모두 DMA방식으로 구현

-> 블루투스를 위한 UART의 경우 DMA방식으로 구현하였으나 LCD사용을 위한 I2C의 경우 폴링방식으로는 LCD가 정상동작하였으나 DMA방식으로 구현하니 LCD에 데이터가 제대로 전달되지 않았습니다.

-> LCD에 2바이트를 한번에 보내면 안되고 한 바이트 씩 보내야 제대로 전송이 되는데 DMA 방식의 경우 첫번째 바이트는 정상적으로 전달이 되었으나 두번째 바이트가 제대로 전달되지 않는 현상을 발견하였습니다.

-> 그래서 1바이트를 보낸후 폴링방식때 처럼 바로 다음 바이트를 보내는게 아닌 딜레이를 중간에 줘서 데이터를 전송할 시간을 보장해주니 DMA를 구현할 수 있었습니다.

-> 그리고 BLDC 모터 컨트롤러 때는 통신을 사용하지 않았기 때문에 AVR에서 UART, I2C를 사용한 LCD, SPI를 구현해보며 레지스터 설정법을 추가로 공부하였습니다.

3. 라운드로빈방식으로 RTOS를 구현

-> 전체적인 코드를 모듈형식으로 나누고 모두 인터럽트를 활용하는 방식으로 논블로킹을 구현하였습니다. 이제 RTOS의 여러 태스크 안에 각각의 인터럽트 트리거를 위한 함수들을 실행하는 식으로 코딩하였습니다.

-> 초음파센서를 위한 태스크와 모터를 위한 태스크에는 osDelay(50)를 주고 LCD에는 osDelay(500)으로 해서 더 많은 빈도로 모터와 초음파센서가 동작하게끔 하였습니다.

말해주셨던 내용: 미리 한계를 정하지마라, 잡디를 보고 거기에 맞는 예를 찾아서 어필해라, 말하고 싶은 내용:

1. 한계를 정하지 말라는 말에 많은 공감을 하였습니다. 미리 겁먹어서 포기하면 아무것도 바꿀수 없다 생각하며 지난 1주일간 영어듣기 어플을 설치해서 듣기를 종종듣고 스피크로 ai와 영어대화를 하였습니다. 그리고 임베디드와 ai 수업을 들으며 공부하다보니 하드웨어에 소홀했던 점이 있어 다시하면 충분히 다시 할 수 있다는 생각으로 rohm의 기초전자지식과 제가 정리했던 파일을 다시 한번 정리하며 핵심사항을 다시 기억하기 위해 노력했습니다.
2. 잡디의 내용을 참고하라는 말씀에 그동안 이런 일을 하는구나라 생각하여 내가 했던거랑 비슷해서 강점이 있겠구나 생각하고 지원하였지만 그것을 어필하는 점이 부족했다고 생각이 들었습니다.

전력전자의 경우 제가 제가 받았던 회로교육과 기본전공 지식을 공책에 정리한 후 그것을 한글파일로 요약해서 100장정도로 만들었고 그것들을 여러번 또 요약해서 보기 간단하게 작업하였습니다. 이러한 과정 중에 SMPS와 BLDC모터 컨트롤러를 설계할 수 있었습니다. 계측면에서 아쉬움을 느껴 지난 1주일간 다시 회로를 열어보며 계측을 간단하게 진행하였고 이를 통해 계측 기반의 설계 공식이 제시되어있던 파일을 보며 공부를 해보았습니다. 다만 smps 설계당시 소자 선택에서 피드백회로의 경우 공식을 참고해 제가 원하는 소자를 선택하여 설계를 진행하였습니다.

지속적으로 배우고 개선하려는 자발적의지의 경우 rohm의 자료를 그동안 많이 이용하였고 유튜브 루드비크 전원회로에서 정보를 많이 얻었습니다. 제가 궁금한 회로의 경우 구글에 구글링을 하며 각종 사이트에서 제공하는 어플리케이션노트와 자료를 활용하며 정보를 수집 하였습니다. 그리고 최근에는 코파일럿을 활용해 질문을 하고 해당하는 정보에 대한 웹사이트도 링크로 제공해주는데 이 웹사이트에 들어가서 정보를 얻습니다. 개인적인 공부만을 하면서 느낀점은 경험이 정말 중요하다 느껴 파형을 찍어보고 해당 파형을 분석하며 이전에 자료에서 보았던 파형이 아닌 직접 계측하여 얻은 파형을 토대로 설계를 진행하며 문제를 해결해보는 과정을 경험하고 싶습니다.

공백기에 임베디드 교육 들은 이유

: 전력전자에서는 DSP를 사용한다고 들어서 MCU 제어에 대해 배울 수 있다고 생각했고 BMS 내부의 상태를 체크하는 ai가 들어가는 현재와 미래의 산업에서 ai가 점차 늘어날 것 이라 생각해 하드웨어에서 ai가 어떻게 적용되는지 배우면 앞으로 산업의 흐름을 이해하기 좋을 것 같아 듣게 되었다. 수업을 들으니 ai는 매우 많은 연산으로 전력공급이 중요하다는 사실을 알게 되었고 gpu의 경우 0.6v까지 전압을 낮추어야해서 강압 전력변환회로가 필요 하고 ai의 발전에 맞춘 전력 효율 문제의 해결이 중요하다고 생각했다. 내가 전력전자 분야로 나아가서 이러한 산업의 흐름에 맞춰 역할의 방향을 잡을 수 있다고 생각한다.