特輯

DC/DC CONVERTER 설계

金 宣 均, 羅 元 蒜
(株)東亞電機

Ⅰ. 머리말

전자 산업이 발전하여 반도체 소자가 개발되고 발전에 발전을 거듭한 이래 현재는 초집적도 IC는 물론 메모리 IC등 반도체 산업 성장과 함께 시기적으로 정보의 산업화에 자극 받아 최근에는 각종 민생용 전자제품, 개인용 컴퓨터는 물론 산업용 최첨단 통신 기기 및 우주항공 분야에까지 끝없는 발전이 진행되고 있는 추세에 있다. 이렇게 모든 전자 산업 분야에 이르기까지 반도체 IC가 사용되면서 부터 기능의 향상은 물론 크기면에 있어서도 대폭적으로 축소되기 시작하여 개인의 휴대가 가능하게 되었고, 그에 따라 이동 또한 편리하게 되기 시작하였다. 그러나 장비 또는 기기의 이동 및 휴대가 용이하기 위하여는 그에 따른 전원공급장치 또한 소형, 경량, 단소화가 뒷받침 되지 않으면 불가능하기에 고성능 Rechargeable Battery 개발과 함께 저주파 Transformer를 사용한 무겁고 비효율적인 Linear Regulator 에서 Switching Mode Power Supply(SMPS) 기술로 전환되면서 지금에 와서는 SMPS가 가정과 산업용기기 전반에 걸쳐서 널리 적용되고 있는 실정이다. 그렇지만 전원공급장치의 SMPS 화와 SMPS의 발전과정중에 선행하여 해결하여야할 과제 들도 만만치 않으며 몇가지 예를 들면 Switching Frequency의 고주파화, switching Time의 고속화 및 그에 따른 소형 경량화 실장기술, Noise억제대책, 그리고 관련 국제규격의 제정 및 규제 대책등이 그것이다.

본고에서는 모든 Linear Circuit들이 그렇듯이 SMPS 개발분야에서는 실제상황 즉 경험과 know-how가 상당히 중요한 비중을 차지하지만 어디까지나 이론에 근거한 계산된 자료 에서부터 시작되어야 함은 물론이기에 Converter의 종류와 기본 동작 원리 및 간단한 Block Diagram를 소개하고, Forward Converter에 대한 주요 부분회로 설계에 대하여 설명하기로 한다.

Ⅱ. SMPS의 종류

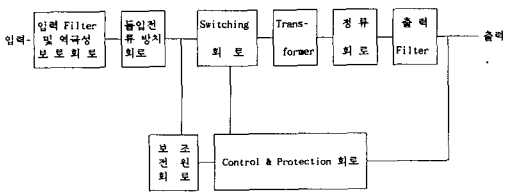
Switching 전원의 대표적 회로 방식과 기본 회로를 아래에 정리하였다. 이들 각각의 방식은 각각 용도에 맞게 사용되는데 출력 용량이 작지만 경제적인

Switching 전원의 대표적 회로 방식

비공진형콘버터	Choke방식 비절연형	강압형(Buck) (Current step up) 승압형 (Boost) (Voltage step up) 승강압형(Buck-Boost) (극성 반전)	타려식
	절연형	Flyback (On-Off) Foward (On-On) Push-Full Half Bridge Full Bridge	타려식
		Ring Choke	자려식
공진형콘버터	절연형	전류공진형	
		전압 공진형	

Ringing Choke 방식, 병렬접속 할때 Power Amp가 간단한 Foward 형이 선정되어 질수있다. 최근에는 MOSFET가 보급되어 높은 Switching 주파수에서도 동작이 가능하여 고주파화에 적합한 Foward 형이 주류를 이룬다. 최근에는 고주파화, 저 노이즈화에 적합한 방식으로 현재 주류의 비공진형 Converter 대신, 공진형 Converter가 주목되고 있고, Switching Converter 일때 20MHz 정도에서 연구되고있지만 상품화된것은 수 MHz 정도에서 실현화되고 있다.

Ⅲ. DC/DC Converter Block Diagram



Ⅳ. 기본 동작 원리

1. 입력 Filter 회로

입력 Filter는 전원 Line을 통해 외부에서 유입되는 Noise나 Switching 전원에서 발생하는 전도 Noise 또는 복사 Noise 성분을 감쇄시켜 회로나 부품의 오동작을 방지하고, 전자파 장해를 유발하지 못하도록 하는 기능을 한다.

입력 Filter에는 Common Mode Noise 성분과 Normal Mode Noise 성분을 제거하는 Choke와 X형, Y형 Capacitor로 다음 그림 1과 같이 구성되어 있는것이 보통이다.

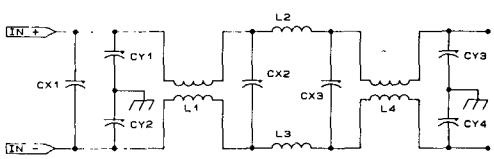


그림 1. 입력 Filter 회로 예

상기 X형, Y형 Capacitor 및 Common Mode Choke(L1,L4), Normal Mode Choke(L2,L3)의 용량 및 재질은 Noise 규제 Level과 입력 전압 전류 정도에 따라서 선정한다.

2. Inrush Current 제한 회로

전원 인가시 입력단의 Decoupling Capacitor의 충전전류 때문에 t=0에서 Short 전류에의한 Switch 접점이나 기기에 손상이 올수 있으며, 이를 방지하기 위하여 Thermister, Relay, 반도체 소자 (SCR, TR, FET)등을 이용하여 돌입전류를 제한할 필요가 있다. Thermister를 이용한 돌입전류 제한 회로는 Thermister의 부성저항 특성을 이용한 것이며, 주로 소용량이나 저가격형에 많이 사용되며 회로 구성은 간단하지만, Rush Current 차단기능이 확실하지 못하고 온도가 높은 상태에서 전원의 On-Off시 Rush Current 제한 기능의 역활이 훨씬 떨어진다. Relay를 이용한 방법은 접점이 ON시 손실은 적은 반면 DC전원의 단속에 의한 Arc 발생때문에 접점의 마모가 단점이다. 또한 반도체 소자(SCR, TR, FET)를 이용한 Rush Current 제한 회로는 일반적으로 많이 사용되는 방법이며 반도체의 Saturation시 Drop되는 전압은 약 0.5~1V정도이고 입력전류가 크지 않다면 무시될 정도이다.

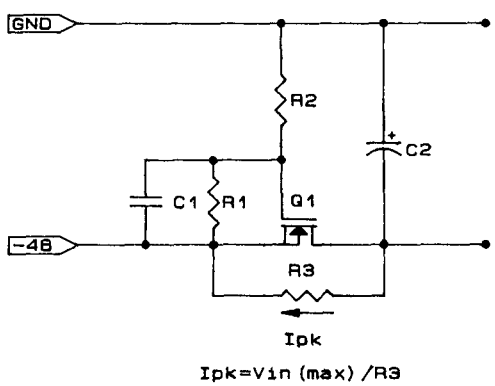


그림 2. Inrushcurrent 회로 예

3. 역극성 보호 회로

역극성 보호 회로는 입력전원 인가시 +, - 극성이 잘못 연결 될때 올수 있는 기기의 파손을 방지하기 위한 회로로써 일반적으로 Diode를 이용하여 구성한다.

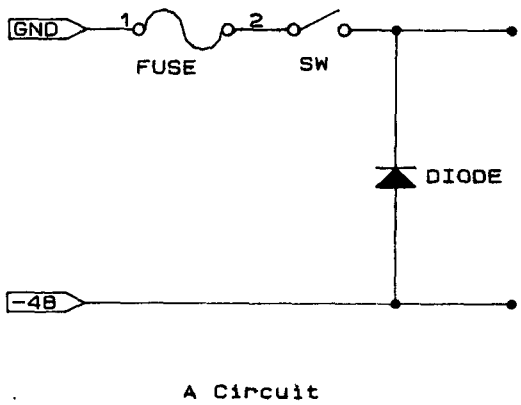


그림 3. 병렬 Diode 회로

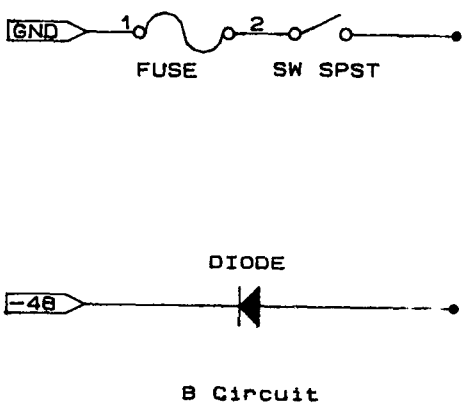


그림 4. 직렬 Diode 회로

A 회로는 입력전원이 역극성으로 입력시 Fuse가 파괴되는 단점이 있는 반면에 전원이 정상동작중일때, Diode에 의한 손실이 전혀 없고 B회로는 Fuse가 Open되지는 않으나 정상동작중 계속해서 Diode 손실이 발생하는 단점이 있다. 일반적으로 DC/DC Converter에서는 A회로의 방법을 많이 사용하고 있다.

4. Switching 회로

주 Switching 소자는 TR, FET, IGBT등 여러가지가 있으나 High Speed용으로 FET를 많이 사용한다. MOSFET를 이용한 고속 Switching에 있어서는 반드시 OFF시 Cgs의 Charge 전압을 방전시켜 주지 않으면 확실한 Switching이 이루어지지 않는다.

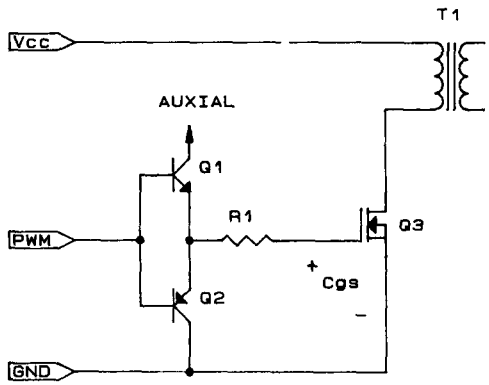


그림 5. MOSFET Drive 회로

상기 그림에서 보는 바와 같이, Totem-Pole 회로를 구성하여 Off시 Q2에 의하여 Cgs의 Charge 전압을 방전시키는 방법이 가장 일반적으로 사용되는 회로 구성이다. 또한 Switching 회로에 있어서 FET 의 Drive의 정도에 따라서 Switching Time의 변화가 크며 R1의 값이 작을수록 Switching Time이 빨라지며, Rds(on) 저항값이 작아져 효율은 상승하는 반면 빠른 Switching으로 인한 출력의 Noise가 증가하게 된다. 따라서 R1의 값은 효율과 Noise 특성을 고려하여 적정한 선에서 설정하여야 한다.

Ⅴ. 주요 회로의 설계

앞에서 설명한 바와 같이 각 Block별 주요기능이 이해가 되었으면 지금 부터는 설계 실무자들의 이해를 돕기위하여 DC/DC Converter 의 설계 예를 들어 설명하기로 한다.

1. Main Transformer 설계

Example

조건 : · 입력전압 Vi : 42V ~ 56V
· 정격입력전압 Vr : 48V
· 출력전압 Vo : 5V
· 출력전류 Io : 25A
· 출력리플 Vrip : 10mV 이하
· S/w freq. f : 200KHz (T=5μs)

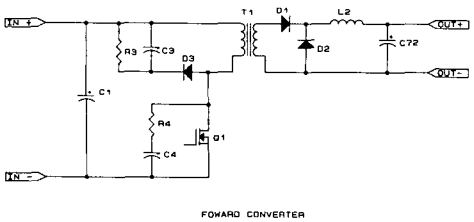


그림 6. Forward Converter 기본 회로

Transformer의 전달 전력 Pt를 구하여 보면

Pt = (Vo+Vf)×Io=(5+0.5)×25=137.5W가 된다.
Vf = D1의 순방향 Drop 전압

Core는 다음 그림 7에서와 같이 충분한 Derating을 고려하여 TDK 사의 PC40 EI30 으로 선정한다.

Transformer의 설계 방법은 여러가지 방법이 있으나, 여기서는 Core의 자로 단 면적을 이용한 설계 방법을 적용하기로 한다.

1) 1차 권선수 결정

$$Np \geq \frac{Ein\ max \times \tau max}{Amin \times \Delta Bmax} \times 10^{10}\ Turns$$ 에 의하여

Np : 1차 최소 권선수
Ein(max): 최대 직류 입력 전압 (V)
τ max : 최대 ON Pulse 폭 (S)
Amin : Core의 최소자로 단면적 (mm^2)
△Bmax : 100℃ 에서의 최대동작자속 밀도 (Gauss)

$$Np \geq \frac{56 \times 2 \times 10^{-6}}{108 \times 3000} \times 10^{10} = 3.46\ Turns$$

2) 2차 권선수 결정

1차 권선이 결정되었으면 출력전압과 Diode등을 고려하여 2차 권선수 Ns를 구한다.

$$Ns \geq \frac{(Vo + Vf) \times Np}{Vr \times D}\ Turns$$

Vf : 순방향 전압 Drop
D : 정격 입력 전압일때 Duty Ratio

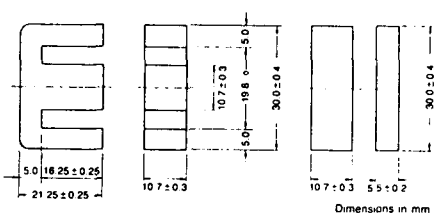
$$Ns \geq \frac{(5+0.5) \times 6}{48 \times 0.35} = 1.96 Turns$$

1차 권선수와 2차 권선수는 6Turns : 2 Turns 으로 한다.

3) 권선방법:

1차와 2차 권선방법은 균등할 밀도로 권선하며 결합도를 좋게하고 Leakage Inductance를 최소화하기 위하여 샌드위치 권선 방법을 사용하는 것이 바람직하다. 따라서 권선된 Transformer의 단면도는 아

EI 30 Cores



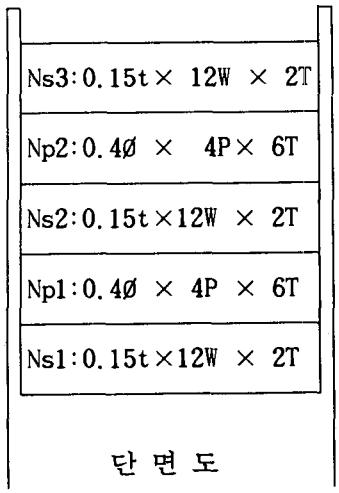
Parameter			
Core constant	C_1	mm	0.522
Effective magnetic path length	l_e	mm	58.0
Effective cross-sectional area	A_e	mm^2	111
Effective core volume	V_e	mm^3	6440
Cross-sectional center leg area	A_{c1}	mm^2	114
Minimum cross-sectional area	$A_{e\ min}$	mm^2	108
Cross-sectional winding area of core	A_w	mm^2	75.6
Weight (approx.)		g	34

Ordering code	AL-value (nH/N²)	Core loss (W) at 100°C 25 kHz, 200 mT	Core loss (W) at 100°C 100 kHz, 200 mT	Calculated output power (forward converter mode)
PC30EI30-Z	4850 ± 25% (1 kHz, 0.5 mA)* 7220 min. (25 kHz, 200 mT)**	0.97 max.	–	95 W (50 kHz) 138 W (100 kHz)
PC40EI30-Z	4690 ± 25% (1 kHz, 0.5 mA)* 6500 min. (100 kHz, 200 mT)**	–	3.1 max.	155 W (100 kHz)

* Coil ø0.35 2UEW 10Ts ** Coil ø0.32 2UEW 20Ts
Note Gapped core is available. Please specify when ordering.

그림 7. TDK사의 EI 30 Core 사양

래 그림과 같다.



4) 권선 결정

(1)1차 권선

선경을 계산하기 위하여 정격 출력 전력으로 부터 1차 권선으로 흐르는 전류를 산출한다.

Po = Vo x Io = 5 × 25 = 125W 이므로

η = 0.8 이라고 가정할때

$$Pt = \frac{Po}{h} = \frac{125}{0.8} = 156.3W \text{ 이다.}$$

그러므로 일차 권선 전류 Ii를 구하면

$$Ii = \frac{Pt}{Vin(min)} = \frac{156.3}{42} = 3.72A$$

일반적으로 5A/Sq 라고 할때, $\frac{Ii}{5} = \frac{3.72}{5} = 0.744$ Sq

(2) 2차 권선

5A/Sq라고 할때, Io = 25라면

$\frac{25}{5} = 5$Sq 이다.

권선의 선경은 Bobbin의 권선가능 공간만 주어진다면 충분한 Margin을 주는것이 동손을 줄일수 있으므로 다음과 같이 결정한다.

Np = 0.4ø × 4P × 6T × 2회 (1.005sq)

Ns = 0.15t×12W × 2T × 3회 (5.4sq)

여기서 Ns는 Copper Sheet (동박)이다.

2. 출력 Choke 설계

Input Voltage : 5 volt

Output Current : 25 Amp

Freg. : 200kHz

T : 5μs

Input Waveform : Squar Wave Form(최대 Peak 전압 = 18.66V)

1) Choke로 흐르는 Ripple Current를 구한다.

출력 최소전류 Io(min)을 최대전류 Io(max)의 10%라고 가정할때,

Io(min) = 0.1 × Io(max) = 0.1 × 25 = Amp 에서 △I를 구한다.

△I = 2Io(min) = 2 × 2.5 = 5Amp

2) Critical Inductance(L min)를 구한다.

Vin(Square) = 18.66V 이고, L min을 구하기 위하여, 먼저 최소 Duty Ratio(D min) 을 구한다.

$$D\min = \frac{Vo}{Vo + Vpk} = \frac{5}{5 + 18.66} = 0.2113$$

Choke는 Duty Ratio 이외의 기간에 부하측에 Energy를 전달하여야 하기 때문에 1.2배의 Margin을 고려 하면

$$L\min = \frac{Vo\,(1 - D\min)}{2 \times Io(min) \times f} = 1.2$$

$$= \frac{5 \times (1 - 0.2113)}{2 \times 2.5 \times 200 \times 10^{-6}} \times 1.2$$

$$= 4.732 \text{ uH}$$

3) Required Energy (W)를 구한다.

우선 Ipk로부터 Energy를 구하는 것이 순서 이므로

$$Ipk = Io\max + \frac{\Delta 1}{2} = 25 + \frac{2.5}{2} - 25 + 1.25 = 26.25 \text{ Amp}$$

그러므로 $W = \frac{1}{2} Li(\min)\, I^2 pk$

$$= \frac{1}{2}(4.732 \times 10^{-6}) \times (26.25)^2$$

$$= 1.63 \times 10^{-3} \text{ Watts - Seconds}$$

4) Core의 WaAc를 구한다.

$$WaAc = \frac{2W}{B\max \times K \times J} \times 10 \text{ 에서}$$

여기서 Wa : Core 창면적 (cm^2)

Ac : Core 단면적 (cm^2)

W : Energy (Watts-Seconds)

Bmax : 최대자속 밀도 (Teslas)

K : Window Fill Factor

J : 전류 밀도 (Amps/cm²)

단, J는 일반적으로 250 ~ 400 Amps/cm²

K = 0.4 (통상 0.3 ~ 0.6)

Bmax=1.4(10% Margin을 고려하여 1.56×0.9)

$$WaAc = \frac{2 \times 1.63 \times 10^{-3}}{1.4 \times 0.4 \times 400} \times 10^{-4} = 0.145535 \text{ cm}$$

5) Core 선정

Metglas 사의 Core 중에서 선정할 경우 그림 8. 에서 WaAc = 0.1455cm이상의 것을 선택하면

MP1810GTC가 WaAc = 0.1746 cm⁴ 이므로 5V/25A Choke Core로써 적당하다.

- Wa = 0.74 cm²
- Ac = 0.24 cm²
- AL= 111 nH/Turns²

6) 권선수 및 선경 결정

$$N = \left[\frac{\text{Lmin(nH)}}{AL}\right]^{0.5} = \left[\frac{4.732 \times 10^{-3}}{111}\right]^{0.5} = 6.529 \text{ Turns}$$

N = 7T

$$Aw = \frac{KWa}{N} = \frac{0.4 \times 0.74}{7} = 0.042 \text{ cm}^2$$

= 4.2 Sq

∴ 선경 = 2.3ø

출력 조건 5V/25A 의 Filter Choke 는

Core : Metglas MP 1810GTC

Wire : 2.3ø

Turns : 7 T 로 결정한다.

3. 출력 Capacitor 설계

출력 Filter 用 Capacitor를 설계하기 위하여 출력 Choke Coil에 흐르는 Ripple 전류 $\triangle I_L$를 계산하면

$$\Delta I_L = \frac{Vmin - (Vf + Vo)}{L} Ton(max) \text{ 에서}$$

$$V\min \approx Vin(\min) \frac{Ns}{Np} = 42 \times \frac{2}{6} = 14V$$

L = 4.732 uH

Ton(max) = 45% : 2.25us 이므로

$$\Delta I_L = \frac{14 - (0.5 + 5)}{4.732 \times 10^{-6}} \times 2.25 \times 10^{-6}$$

= 4.041A

∴ $\Delta Vr = \Delta I_L \times ESR$ (Capacitor)

$$ESR = \frac{\Delta Vr}{\Delta I_L} = \frac{10 \times 10^{-3}}{4.041} = 2.47m\Omega \text{ 이다.}$$

CORE NUMBER	DIMENSIONS (mm)*				l_m (cm)	A_c (cm²)	Core Weight (g)	A_L (± 15%)	W_a (cm²)	W_aA_c (cm⁴)
		OD	ID	HT						
MP1305GTC	CORE	13.0	8.0	5.0	3.3	0.109	2.6	62.0	0.256	0.028
	CASE	15.29	5.71	7.29						
MP1505GTC	CORE	15.0	9.0	5.0	3.77	0.13	3.6	72.0	0.353	0.0459
	CASE	17.29	6.71	7.29						
MP1810GTC	CORE	18.0	12.0	10.0	4.71	0.236	8.0	111.0	0.74	0.1746
	CASE	20.29	9.71	12.29						
MP2110GTC	CORE	21.0	14.5	10.0	5.58	0.258	10.4	138.0	1.17	0.302
	CASE	23.29	12.21	12.29						
MP2215GTC	CORE	22.5	18.0	15.0	6.36	0.27	12.3	136.0	1.94	0.524
	CASE	24.79	15.71	17.29						
MP2510GTC	CORE	25.0	21.5	10.0	7.3	0.14	7.3	94.0	2.89	0.405
	CASE	27.29	19.21	12.29						
MP2610GTC	CORE	26.0	16.0	10.0	6.6	0.38	18.0	131.0	1.47	0.559
	CASE	28.29	13.71	12.29						
MP3710GTC	CORE	37	23.0	10.0	9.42	0.532	36.0	130.0	3.37	1.793
	CASE	39.29	20.71	12.29						

그림 8. METGLAS 사의 Core 사양

또한 $C = \frac{\Delta Q}{\Delta Vr}$ 에서 $\Delta Q = \frac{1}{2} \times (\frac{Ts}{2} \times \frac{\Delta I_L}{2})$ 이므로

$$C = \frac{\frac{Ts}{8} \times \Delta I_1}{\Delta Vr} = \frac{Ts \times \Delta I_L}{8 \times \Delta Vr}$$

$$= \frac{5 \times 10^{-6} \times 4}{8 \times 10 \times 10^{-3}} = 250\ \mu F \quad \text{이다.}$$

여기서 출력 Capacitor의 용량결정은 Ripple 전압 뿐만아니라 동작온도 조건의 변화등을 고려하여 충분한 Margin을 갖지않으면 환경 여하에 따라서 불안정한 회로 설계가 되기 쉽다. 또한 같은 용량이라도 한개의 Capacitor를 사용하는 것 보다, 적은 용량의 Capacitor 를 여러개 병렬 사용 한는 것이 ESR 측면에서 유리하다. Capacitor의 종류도 여러가지가 있으나 여기서는 온도 특성 및 주파수특성 그리고 ESR 등이 우수한 Sanyo 사의 OS-CON을 사용한다.

* 16SA 150M (150μF/16V)× 5pcs 를 선정한다.

4. Amorphous - Bead 선정방법

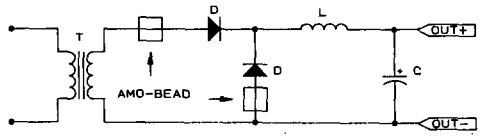
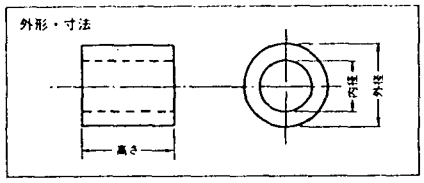


그림 9. AMO-BEAD 사용예

Condition
Output Voltage : +5v
Input Voltage : 42 ~ 56v
Np : Ns 비 : 6T : 2T
정류 Diode : Schottky Barrier S60SC4M (Shindengen)
Trr ≒ 50ns (대용량의 경우)
총 자 속 : Diode 역전압 × Trr



品 名	コア標準寸法			仕上り寸法(mm)		総 磁 束 2φ,(×10⁻⁴Wb)	A L 値 (μH)
	外 径	内 径	高 さ	外 径	高 さ		
AB 3×2×3	3.0	2.0	3.0	4.0以下	4.5以下	90	3.0
AB 3×2×4.5	3.0	2.0	4.5	4.0 〃	6.0 〃	135	5.0
AB 3×2×6	3.0	2.0	6.0	4.0 〃	7.5 〃	180	7.0
AB 4×2×4.5	4.0	2.0	4.5	5.0 〃	6.0 〃	270	9.0
AB 4×2×6	4.0	2.0	6.0	5.0 〃	7.5 〃	360	12.0
AB 4×2×8	4.0	2.0	8.0	5.0 〃	9.5 〃	480	16.0

アモビーズのコアサイズは、抑制したい電圧時間積(磁束)を求めることにより選定されます。つまりアモビーズに印加される電圧(Va)と、ダイオードの逆回復時間(trr)から磁束(φ)は、φ[μWb]=Va・trr[V・μsec]となります。

ここで求められる磁束(φ)より大きなコアサイズを選択してください。

ただし、ダイオード固有のリカバリ特性や回路構成によりノイズ抑制効果に差が生じますので、実験によりその効果を確認してください。

フォワードコンバータにおけるアモビーズ選定の一例

trr \ 回路電圧	5V	12V	15V	24V
35nsec	3・2・4.5	3・2・6	4・2・4.5	4・2・6
60nsec	3・2・6	4・2・6	4・2・8	

그림 10. TOSHI BA 사의 AMO- BEAD 사양

Diode 역전압. $Vrrm = Vin(\max) \times \frac{Ns}{Np}$

$$= 56 \times \frac{2}{6} = 18.7V$$

∴ 총자속 = Vrrm × Trr = 18.7 × 50 × 10^{-9}

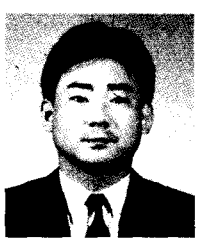
= 93.5 × 10^{-8} v.s = 93.5 × 10^{-8}Wb

∴ AB3 × 2 × 4.5 정도를 선정한다.

Ⅵ. 맺음말

우리나라 SMPS(Switching Mode Power Supply)의 기술 수준은 대부분의 분야에서 그렇듯이 외국의 그것과 비교할때 아직까지는 못 미치지 않은가 생각이든다. 예를 들자면 SMPS에서 가장 중요한 기능의 소자나 Meterial 즉, 고속 대용량의 TR, FET Diode 등의 반도체 소자류, 알루미늄 전해 Capacitor나 Ferrite, Amorphous 등의 Core류와 같이 기초 재료 기술을 바탕으로한 Component들은 아직까지 대부분을 수입에 의존 해야만하는 어려움이 있으며, 산업정책면에 있어서도 SMPS 분야는 중소기업 업종으로 분류되어 현재는 수없이 많은 영세한 업체로 구성되어 있는 관계로 기술수준이나 기타 모든 사항들이 비교적 경쟁력면에서 떨어지는 기술분야에 속한다. 더욱이 요즈음은 가까운 일본만해도 고밀도 대용량 전원의 공진형 Converter가 실용화 단계에 이르고 있으나 우리나라는 이제서야 개발에 착수한 걸음마 단계를 면치 못하고 있어 앞으로 선진국들의 통신시장 개방요구와 함께 전원 관련 분야 또한 힘겨운 고비를 넘겨야만 할 때이다. 향후 전원 분야에 선진국으로 발돋음하기 위한 Engineer들의 노력에 조금이나마 보탬이 되기를 바랍니다.

筆 者 紹 介



金 宣 均

1957年 8月 13日生

1983年 2 月 광운대학교 전자 공학과 학사

1983年 6 月 ~ 현재 (주)동아전기 부설 전원연구소 선임연구원

羅 元 蒜

1960年 7月 1日生

1985年 2月 원광대학교 전자공학과 학사

1985年 1月 ~ 현재 (주)동아전기 부설 전원연구소 선임연구원