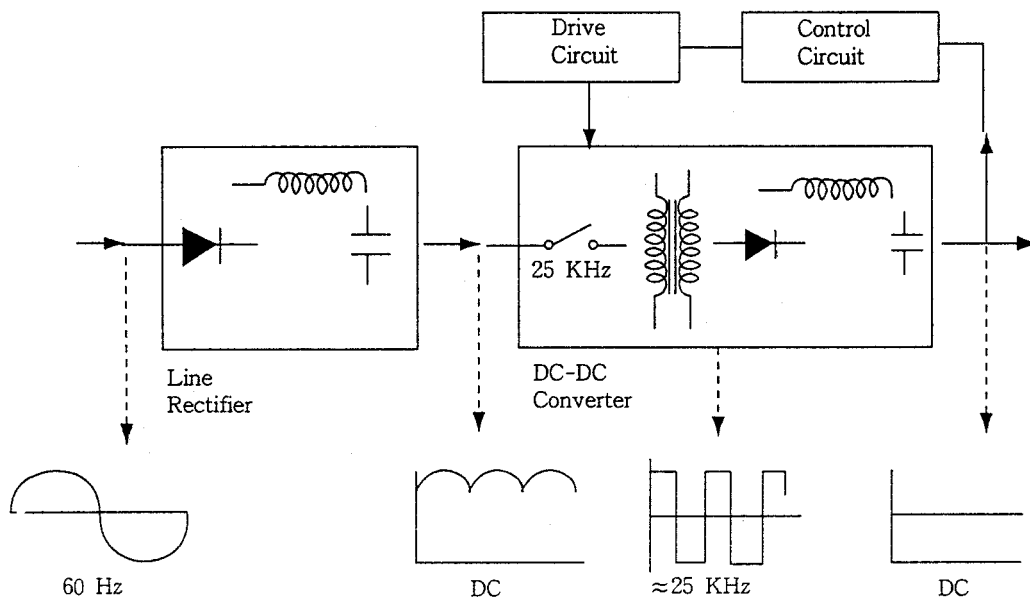


RCC Transformer의 설계개론



KCE

Korea Coil Engineering Co.,Ltd

Tel:+ 82-2-974-7034

Fax:+ 82-2-974-7345

목 차

제목:인덕턴스와 고주파 트랜스포머 설계 및 선정

[1] 인덕터 및 자심재의 이해

① 인덕턴스의 정의	1
② 인덕턴스에서의 전력과 에너지	3
1) 전력의 공급	3
2) 인덕턴스의 에너지	3
3) 자계에 축적되는 에너지	4
③ 자기회로	5
1) 기자력	5
2) 자기저항	6
3) 자기회로의 키르히호프의 법칙	7
4) Air Gap이 있는 자기회로	7
5) 자성체의 B-H곡선	10
6) 공극이 있는 자성체의 B-H곡선	11
④ 인덕턴스의 성질	12

[2] 범용 SMPS용 자심재의 요구특성

① 자심재의 정수	15
1) 투자율	15
2) 고유저항	16
② 자심재의 요구특성	16
③ 자심재의 손실	16
1) 히스테리시스 손실	16
2) 와전류손	17
④ 자심재의 종류	18
1) 금속 자심	18
2) 산화물 자심	18
3) 압분 자심	19
⑤ 자심재의 주파수 특성	20
⑥ SMPS용 자심재의 요구특성	21

[3] 자력식 Flyback 트랜스포머의 설계

① 기호의 정의	24
② 스위칭 레귤레이터 회로방식의 이해	25
1) Flyback Converter	25
2) Forward Converter	28
3) Push-Pull Converter	33
4) DC-DC Converter 방식의 선택	35
③ 스위칭 트랜스포머 설계 방정식	36
1) 트랜스포머의 전압 방정식	36
2) 1·2차 권선비 설계공식	39
3) 트랜스포머의 온도상승	40
① 철손	41
② 동손	41
③ 트랜스포머의 열저항	43
④ RCC 회로방식	44
1) 자력발전의 원리	44
2) 자력식 Flyback Converter의 발전정수	45
3) 자력식 Flyback 트랜스포머 설계방정식	47
4) 자력식 Flyback 트랜스포머의 용량방정식	49
5) 자심의 공극을 설정하는 공식	50
6) 자력식 Flyback 트랜스포머 설계순서	51
7) 자력식 Flyback 트랜스포머 설계의 실예	54

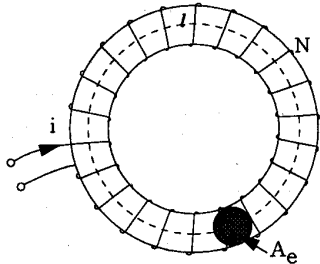
[1] 인덕터 및 자심재의 이해

□ 인덕턴스의 정의

도선에 전류가 흐르면 그 주위에 자장이 생기는 것을 실험적으로 알 수 있다.

실험적으로 밝혀진, 전류의 방향과 자력선 방향의 관계는 우선회 나선의 법칙에 의해 쉽게 기억할 수 있다. 전류에 의해 생기는 자속 ϕ (Weber)는 반드시 폐회로를 이루며 전류와 쇄교(Link) 한다.

자속이 전류와 쇄교하는 수를 자속쇄교수라 하고 보통 λ 로 표시하며 그 단위는 웨버-터언 (Weber-Turn) 이다. 그림1과 같이 자속의 전부가 코일과 쇄교하면 총 자속쇄교수는 코일의 권수 N과 자속 ϕ 와의 적과 같다.



$\lambda = N \phi$ [Weber-Turn] 1 - 1

(그림1) 토로이달 인덕터의 자속

파라데이 법칙 (Faraday's law)에 의하면 자속쇄교수가 변하면 그 시간적 변화율에 비례하는 기전력이 회로에 유기된다.

즉 $V = \frac{d\lambda}{dt}$ [Volt] 1 - 2

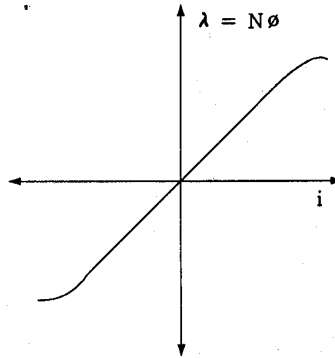
이 기전력을 유기기전력 또는 유기전압이라 한다.

자기회로의 전류와 이로 인하여 발생하는 자속쇄교수가 직선적으로 변화하는 범위에서는

$\lambda = Li$ [Weber-Turn] 1 - 3

이라 할 수 있다.

여기서 L은 그림2의 직선부분의 기울기이다.



(그림2) 전류에 의한 자속쇄교수의 변화

이 L을 자기인덕턴스 혹은 인덕턴스라고 부른다. (1-3)식으로부터 L는

$$L = \frac{\lambda}{i} = \frac{N\phi}{i} = \text{단위 전류에 의한 자속쇄교수} \dots\dots\dots 1-4$$

이고 단위는 헨리(Henry)이다.

윗식 (1-4)에 의하면 1헨리는 1암페어의 전류에 의해 생기는 자속쇄교수가 1웨버-터언 일때의 인덕턴스이다. (1-3)식을 (1-2)식에 대입하면

$$V = L \frac{di}{dt} \quad [\text{Volt}] \dots\dots\dots 1 - 5$$

가 된다.

이것이 자속쇄교수가 전류에 비례하는 회로소자에서의 단자전압과 전류의 관계이며 단자 전압이 전류의 시간적 변화율에 비례함을 알 수 있다. 이 비례계수가 인덕턴스 이다.

1헨리는 매초 1암페어의 율로 전류가 변화할 때의 유기전압이 1볼트가 되는 경우의 인덕턴스이다. 이것이 구체적인 인덕턴스이다. 인덕턴스내에 자속이 변화하면 인덕터 양단자간에 전압이 생기는 데 이것은 인덕터에 흐르고 있는 전류가 인덕터내의 자속수를 변화시키므로 발생하는 것이다. 즉 자기가 만드는 자속에 의해 자기 자신에 전압을 발생시키는 현상을 자기유도 (Self-induction)라고 한다.

전기적 성질이 주로 인덕턴스인 구체적 실물을 유도기 (inductor)라고 하며 속칭 코일이라 한다. 공심 인덕터와 같이 자속이 전류에 비례하는 경우 인덕턴스는 전류와 무관한 상수이나 자속의 통로에 자성체가 있는 경우에 자속은 전류에 비례하지 않기 때문에 (특히 자기 포화가 일어나는 부분) 유기전압 V는

$$V = \frac{d\lambda}{dt} = N \frac{d\phi}{dt} = N \frac{d\phi}{di} \times \frac{di}{dt}$$

가 되고, L는

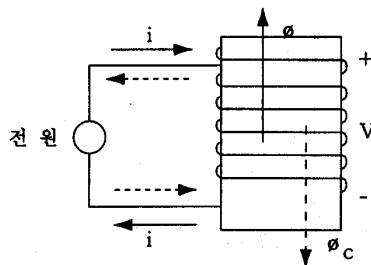
$$L = N \frac{d\phi}{di} \dots\dots\dots 1 - 6$$

이 되어 인덕턴스는 전류의 함수가 된다.

유기전압의 극성은 렌쯔의 법칙 (Lenz's law)에 따른다.

즉 유기전압은 자속의 변화에 반항하는 방향으로 생긴다.

(그림3)과 같은 공심 인덕터에 전류 i가 흐르면

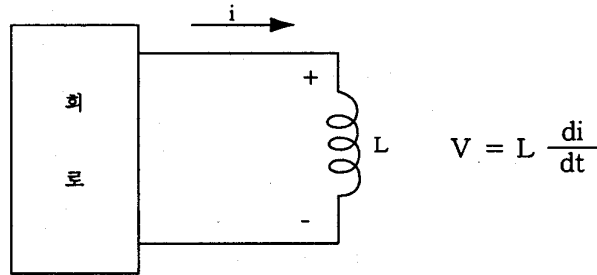


(그림3) 유기전압의 극성

- i) 이 전류에 의한 자속은 우나사 법칙에 의해 윗 방향으로 생긴다. 전류가 증가하면 $\frac{di}{dt} > 0$ 이고, 자속은 윗 방향으로 증가한다. 따라서 유기전압은 자속의 증가에 반항하는 자속, 즉 역자속 ϕ_c 를 생기게 하는 전류를 흘리는 방향으로 생긴다. 이러한 전류를 흘리기 위해서는 인덕터의 윗측이 정, 하측이 부가되는 극성의 전압이 필요하다. (이 때는 전원에서 인덕터에 에너지가 전달된다.)
- ii) 만약 전류 i 가 감소하면 $\frac{di}{dt} < 0$ 가 되어 자속이 감소한다. 따라서 유기전압은 자속의 감소를 막기 위한 전류를 흘리는 방향으로 생긴다. 이러한 전류를 흘리기 위해서는 인덕터의 윗측이 부, 하측이 정이 되는 극성이 필요하다. (이때는 인덕터에서 전원으로 에너지가 전달된다.)

② 인덕터에서의 전력과 에너지

1) 전력의 공급



(그림 4) 인덕터에서의 전류, 전압의 기준방향

회로의 어느 부분에서 전류의 방향으로 전압강하가 발생했을 때 이 부분에 전력이 공급되어 진다. 단자전압과 전류의 기준방향을 (그림 4) 처럼 가정하면 전력 $p = vi$ 는 이 부분에 공급되어지는 전력을 나타낸다. 만약 실제의 전압, 전류 어느 한쪽이 가정한 기준 방향과 반대일때 p 는 부가 되며 이것은 이 부분에서 전력이 발생됨을, 즉 이 부분에서 외부회로에 전력이 공급됨을 의미한다.

2) 인덕터의 에너지

전류 i 의 방향으로 생기는 전압강하를 v 라 하면

$$p = vi = Li \frac{di}{dt} \dots\dots\dots 1-7$$

가 되고 (1-7)식은 유도기에 유입하는 전력을 나타낸다. 일정시간 t_1 과 t_2 사이 유도기에 유입하는 에너지는 (1-7)식을 적분하면 된다.

$$\begin{aligned}
 W_L &= \int_{t_1}^{t_2} Li \frac{di}{dt} dt = \int_{i_1}^{i_2} Li \cdot di \\
 &= \frac{1}{2} Li_2^2 - \frac{1}{2} Li_1^2 \quad [\text{Joule}] \dots\dots\dots 1-8
 \end{aligned}$$

여기서 i_1, i_2 는 각각 t_1, t_2 때의 전류값이다.

윗식(1-8)으로 알 수 있는 것은 다음과 같다.

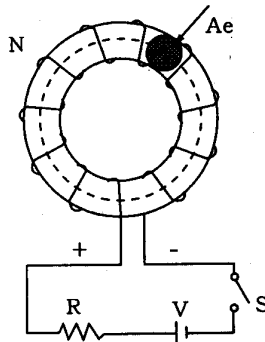
- i) 이 에너지는 전류의 최초의 값과 최후의 값만 관계하고 전류의 도중 변화상태에는 무관하다.

- ii) 이 에너지는 i_1, i_2 의 크기에 의해 정의 값도 부의 값도 가능하다. 따라서 전기적 에너지가 인덕터에 유입할 수도 있고 유출할 수도 있음을 나타낸다. 인덕터에 공급된 에너지는 다시 외부회로에 회수시켜 이용할 수 있다.
- iii) t_1 에서 전류가 0이라면 임의의 전류를 흘렸을 때 유도기에 축적되는 에너지는

$$W_L = \frac{1}{2} L i^2 \quad [\text{Joule}]$$

이다.

3) 자계에 축적되는 에너지(energy)



(그림5) 자계에 축적되는 에너지

(그림5)와 같이 권수 N 의 인덕터에 기전력 V 를 연결하고 스위치 S 를 닫는 순간에 과도전류 I 에 의한 자심(코어)의 내부자속을 ϕ 라 하면 이 경우의 ϕ 는 증가하고 있으므로 패러데이 법칙에 의해 $N \frac{d\phi}{dt}$ 의 역기전압이 발생한다. 이 순간 이 회로에 키르히호프 제2법칙을 적용하면

$$V = IR + N \frac{d\phi}{dt} \quad \dots\dots\dots 1-9$$

가 된다. 코어의 단면적을 A_e , 자속밀도를 B 라하고, 식(1-9)의 양변에 $I dt$ 를 곱하면

$$V I dt = I^2 R dt + N I A_e dB \quad \dots\dots\dots 1-10$$

가 된다.

식(1-10)의 좌변은 전원에서 dt 시간동안 코어에 공급된 에너지이고 우변의 1항은 저항에 발생하는 Joule 열이므로 제2항은 코어 내의 자속밀도를 0에서 dB 까지 증가시키는 데 필요한 에너지를 의미한다. 이 에너지는 자계내부에 저장되는 것으로서 이것이 곧 자계의 에너지이다. 이 에너지를 dW 라 하면

$$dW = N \times I \times A_e \times dB \quad \dots\dots\dots 1-11$$

가 되고, 코어의 전체길이를 l_e 이라 하면 내부의 자계 H 는 암페어의 주회 적분의 법칙에 의해

$$H = \frac{N \times I}{l_e} \quad \dots\dots\dots 1-12$$

가 되어, 식(1-11)은

$$dW = A_e \times l_e \times H \times dB \quad \dots\dots\dots 1-13$$

가 된다.

식(1-13)에서 $A_e \times l_e$ 는 코아의 체적이므로, 단위 체적당의 에너지는

$$dW = H \times dB \dots\dots\dots 1-14$$

가 된다. 따라서 자속밀도를 0에서 B까지 증가시키는 경우 자계에 저장되는 전 자계 에너지는 단위 체적에 대하여

$$W = \int_0^B H \times dB \quad [J/m^3] \dots\dots\dots 1-15$$

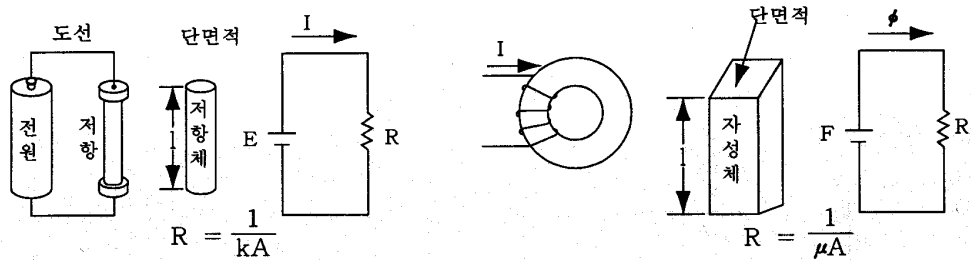
가 되며, $B = \mu H$ 이고, 투자율이 상수라면

$$W = \frac{1}{2} BH = \frac{1}{2} \mu H^2 = \frac{B^2}{2\mu} \quad [J/m^3] \dots\dots\dots 1-16$$

가 된다. 이것은 토로이달 코아에 대해 구한것이지만 어떠한 자계에도 성립하는 중요한 식이다.

③ 자기회로

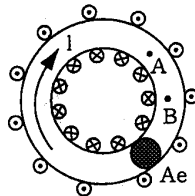
도체 내부의 전류 분포상태와 자성체 내부의 자속 분포상태는 매우 유사하다. 따라서 전기회로의 여러법칙을 자기회로에 그대로 적용 할 수 있다. 두 회로의 상용관계를 들면 다음과 같다.



- 전기저항 : $R(\Omega)$
- 전 류 : $I(A)$
- 전 압(기전력) : $V(V)$
- 전 계 : $E(V/m)$
- 전류밀도 : $i(A/m^2)$
- 도 전 율 : $k(\Omega/m)$

- 자기저항 : $R_m(AT/Wb)$
- 자 속 : $\phi(Weber)$
- 기 자 력 : $F_m(AT)$
- 자 계 : $H(AT/m)$
- 자속밀도 : $B(Wb/m^2)$
- 투 자 율 : $\mu(H/m)$

(그림6) 전기회로와 자기회로



(그림7) 자기회로의 기자력

1) 기자력

전기회로에서 두 점 A, B간의 기전력을 다음식으로 정의한다.

$$V_{AB} = \int_A^B E \times dl$$

위와 같이 (그림7)의 자기회로내 자계를 H라 할 때 두 점 A, B간에

$$F_m = \int_A^B H \times dl \dots\dots\dots 1-17$$

로 주어지는 F_m 을 A, B간의 기자력이라 한다. (그림7)의 자기회로 전체에 대한 기자력은 암페어의 주회적분 법칙에 의해

$$F_m = \oint_A^B H \times dl = NI \dots\dots\dots 1-18$$

가 된다. 즉 자기회로에서는 기자력 F_m 에 의해 (1-18)식으로 결정되는 자계 H가 발생된다고 할 수 있다.

2) 자기저항

코아의 투자율을 μ , 단면적 Ae , 자속길이를 B라 할 때 전자속 ϕ 는

$$\phi = B \times Ae = \mu \times H \times Ae \dots\dots\dots 1-19$$

가 되므로 (1-18)식은

$$F_m = \oint H \times dl = \oint \frac{\phi}{\mu \times Ae} dl$$

가 되며, 자속 ϕ 는 자기회로 모든 부분에서 일정하므로

$$F_m = \phi \oint \frac{dl}{\mu \times Ae} \dots\dots\dots 1-20$$

이 된다. 여기서

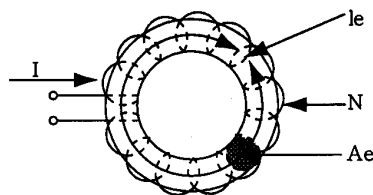
$$R_m = \oint \frac{dl}{\mu \times Ae} \dots\dots\dots 1-21$$

이라 놓으면 이것은 전기회로의 전기저항에 해당하는 양으로 자기회로의 자기저항이라 한다. (1-20)식은

$$F_m = R_m \times \phi$$

$$\phi = \frac{F_m}{R_m} \dots\dots\dots 1-22$$

가 되어 전기회로의 ohm의 법칙과 동일한 형이다.



(그림7) 환상 솔레노이드

(그림7)과 같이 길이가 l_e , 단면적이 Ae 인 코아에 권 회수 N 의 코일이 감겨있는 경우, 코아의 투자율 μ 가 일정하다고 하면

$$R_m = \frac{l_e}{\mu \times Ae}$$

가 되고, 코어를 통과하는 자속 ϕ 는 다음식으로 주어진다.

$$\phi = \frac{F_m}{R_m} = \frac{N \times I}{\frac{l_e}{\mu \times A_e}} = \frac{\mu \times A_e \times N}{l_e} I \quad \dots\dots\dots 1-23$$

자속쇄교수 λ 는

$$\lambda = N \times \phi = LI \quad \text{이므로}$$

인덕턴스 L은

$$L = \frac{N \times \phi}{I} = \frac{\mu \times A_e}{l_e} \times N^2 \quad [H]$$

$$= k \times N^2 \quad [H] \dots\dots\dots 1-24$$

가 되고 k는 사용하는 코어의 재질과 형상에 의해 일정하게 결정되고, 이것을 Induction계수라 한다.

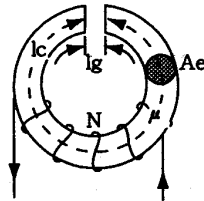
3) 자기회로의 키르히호프(Kirchhoff's law)의 법칙

전기회로의 키르히호프 법칙이 자기회로에서도 성립한다. 즉

- 1 자기회로에서 임의의 접합점으로 유입하는 자속의 총합은 0이다.
- 2 임의의 폐회로에서 각부의 자기저항과 자속과의 적의합은 그 폐회로의 기자력 합과 같다.

4) Air Gap이 있는 자기회로

(그림8)과 같이 토로이달 코어의 일부에 공극 (Air Gap) 이 있는 경우를 생각해 보자.



(그림8) Air Gap이 있는 토로이달

자성체 및 공극의 자기저항은 각각

$$R_{mc} = \frac{l_c}{\mu \times A_e}$$

$$R_{mg} = \frac{l_g}{\mu_0 \times A_e} \quad \dots\dots\dots 1-25$$

가 되므로, 합성자기 저항은

$$R_{mt} = R_{mc} + R_{mg} = \frac{l_c}{\mu \times A_e} + \frac{l_g}{\mu_0 \times A_e}$$

$$= \frac{l_c}{\mu \times A_e} \left(1 + \frac{l_g}{l_c} \times \mu_s \right) \quad \dots\dots\dots 1-26$$

가 된다. (1-22)식으로 부터 자속 ϕ 는

$$\phi = \frac{N \times I}{\frac{l_c}{\mu \times A_e} \times \left(1 + \frac{l_g}{l_c} \times \mu_s \right)} \quad \dots\dots\dots 1-27$$

가 되고 공극이 없을 때의 자속을 ϕ_0 라 하면

$$\phi_0 = \frac{N \times I}{\frac{lc+lg}{\mu \times Ae}} = \frac{N \times I}{\frac{lc}{\mu \times Ae} \times (1 + \frac{lg}{lc})} \dots\dots\dots 1-28$$

이 된다. (1-27)식과 (1-28)식에서 가령 $\mu_s = 1000$ 이라고 하고 $\frac{lg}{lc} = \frac{1}{1000}$ 로 하여도 자기저항은 약 2배가 되어 ϕ 는 ϕ_0 에 비해 매우 작아진다. 따라서 자속을 유효하게 발생시키려고 하는 경우는 자기회로에 공극이 없는 구조로 하여야 한다.

이 자기회로의 인덕턴스 L은

$$L = \frac{\mu \times Ae}{lc(1 + \frac{lg}{lc} \times \mu_s)} \times N^2$$

$$\approx \frac{u \times Ae}{le(1 + \frac{lg}{le} \times \mu_s)} \times N^2 \dots\dots\dots 1-29$$

가 된다.

지금까지 공극이 없는 자기회로와 공극이 있는 자기회로의 자기저항 및 Induction 계수에 대해 검토하였는데 우리가 실질적으로 이 공식을 이용하기는 어렵다. 어떤 코아의 공극을 설계했을 때 (투자율이 얼마나 될 것인가 하는 것이 주요 관심이다. 만약 실효투자율을 안다면 Induction 계수는 다음식을 이용하여 구할 수 있다.)

$$k = \frac{\mu_e \times Ae}{le} \dots\dots\dots 1-30$$

- Ae : 코아의 실효 단면적
- le : 코아의 실효 자장로
- μ_e : 실효 투자율

공극이 있는 코아의 자기저항은 (1-26)식에 의해

$$R_{mt} = \frac{lc}{\mu \times Ae} (1 + \frac{lg}{lc} \times \mu_s) \dots\dots\dots 1-31$$

가 되고, $lc = le$ 라 하면

$$R_{mt} = \frac{le}{\mu \times Ae} (1 + \frac{lg}{le} \times \mu_s) \dots\dots\dots 1-32$$

가 되고 Induction 계수 k는

$$k = \frac{\mu \times Ae}{le(1 + \frac{lg}{le} \mu_s)} \dots\dots\dots 1-33$$

가 되므로 (1-30)식과 (1-33)식에서

$$\frac{\mu_e \times Ae}{le} = \frac{\mu \times Ae}{le \times (1 + \frac{lg}{le} \times \mu_s)}$$

가 되고, 따라서 실효 투자율 μ_e 는

$$\mu_e = \frac{\mu}{1 + \frac{lg}{l_e} \mu_s}$$

가 된다. 또 $\frac{lg}{l_e} \mu_s \gg 1$ 라고 가정하면 실효 투자율 μ_e 는

$$\begin{aligned} \mu_e &= \mu \frac{l_e}{lg \times \mu_s} = \mu_0 \times \mu_s \frac{l_e}{lg \times \mu_s} \\ &= \mu_0 \frac{l_e}{lg} \dots\dots\dots 1-34 \end{aligned}$$

가 된다. 따라서 공극이 있는 코아의 비투자율(일반적으로 투자율이라 한다.)은 공극과 자장로의 길이에 관계한다. 공극보다 자성체의 길이가 길고 자성체의 투자율이 높아도 실효 투자율은 공극에 의해 지배된다.

예를 들어 삼화제 PL-1N EE4220 코아의 정수가 다음과 같을 때, 실효 투자율 μ_e 와 Induction 계수 (AL-value)를 구해보자.

CORE 정수 $l_e = 97 \text{ mm}$
 $A_e = 240 \text{ mm}^2$
 $lg = 0.5 \text{ mm}$

$$\mu_{es} = \frac{l_e}{lg} = \frac{97}{0.5} = 194$$

$$\begin{aligned} \text{AL-value (k)} &= \frac{\mu_e \times A_e}{l_e} = \frac{4\pi \times 10^{-7} \times 194 \times 240 \times 10^{-6}}{97 \times 10^{-3}} \\ &= 602 \quad [\text{NH/N}^2] \end{aligned}$$

이 되는 데, 이것은 여러가지 가정을 포함한 것이기 때문에 정확한 Induction 계수 및 투자율은 제조업체의 catalogue를 참조해야 한다. 다음은 자성체 자체의 세기 H_c 와 공극부분 자체의 세기 H_g 를 구해보면

$$\begin{aligned} H_c &= \frac{\phi}{\mu \times A_e} = \frac{N \times I}{lc(1 + \frac{lg}{l_c} \mu_s)} \\ H_g &= \frac{\phi}{\mu_0 \times A_e} = \frac{\mu_s \times N \times I}{lc(1 + \frac{lg}{l_c} \mu_s)} \dots\dots\dots 1-35 \end{aligned}$$

가 된다. 또 공극이 없는 경우의 자체를 H_c' 라 하면 H_c' 는

$$H_c' = \frac{N \times I}{lc + lg} = \frac{N \times I}{l_e} \dots\dots\dots 1-36$$

가 된다. (1-35)식과 (1-36)식에서 자기회로에 공극이 없으면 자체는 기자력을 자기회로의 길이로 나눈 값이 된다. 공극이 있으면 공극부분의 자체가 매우 크게 되고 자성체 중의 자체가 적게 되므로 기자력의 대부분이 공극부분에서 소비됨을 알 수 있다.

즉 인덕터의 코아에 공극을 설계하면 에너지의 대부분은 공극부분에 축적된다.

다음은 공극에 축적되는 에너지를 고찰하여 보자.

인덕터에 축적되는 에너지는 자성체에 축적되는 에너지와 공극에 축적되는 에너지의 합이다. 즉

$$W_T = \frac{1}{2} \times H_c \times B \times A_e \times l_c + \frac{1}{2} \times H_g \times B \times A_e \times l_g \dots\dots\dots 1-37$$

가 되고, 자속밀도는 자성체 모든 곳에서 같다고 하고 자성체와 비투자율이 충분히 크다면 (1-35)식은

$$H_c = \frac{N \times I}{l_g \times \mu_s}$$

$$H_g = \frac{N \times I}{l_g} \dots\dots\dots 1-38$$

가 되어, 자성체 내부의 자계는 매우 적으므로 인덕터에 축적되는 에너지는

$$W = \frac{1}{2} \times H_g \times B \times A_e \times l_g \dots\dots\dots 1-39$$

가 되고, (1-39)식을 변형하면

$$W = \frac{1}{2} \times B \times A_e \times H_g \times l_g = \frac{1}{2} \times \mu_0 \times H_g^2 \times A_e \times l_g$$

$$= \frac{1}{2} \times \mu_0 \times \left(\frac{N \times I}{l_g}\right)^2 \times A_e \times l_g = \frac{1}{2} \mu_0 \times N^2 \times I^2 \frac{A_e}{l_g}$$

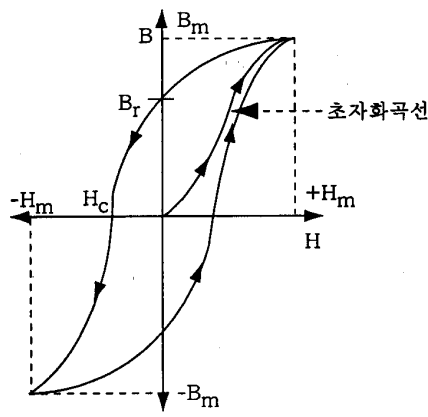
$$= \frac{1}{2} \times L \times I^2 \dots\dots\dots 1-40$$

가 된다. 공극이 있는 자기회로의 인덕턴스 L은

$$L = \frac{\mu_0 \times N^2 \times A_e}{l_g} \dots\dots\dots 1-41$$

가 된다.

5) 자성체의 B-H곡선



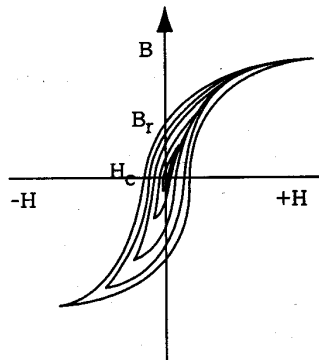
Bm : 최대 자속밀도
 Br : 잔류 자속밀도
 Hc : 보자력

(그림9) 자성체의 B-H곡선

자성체의 기본적인 특성으로 권선전류에 의해 자성체의 자속밀도가 어떻게 변화하는가를 나타낸 것이 B-H 곡선이다.

자계의 크기를 변화시키면서 코아에 생기는 자속밀도를 측정하면 (그림9)와 같은 히스테리시스 곡선이 얻어진다. 자성체에 자계를 가하면 진공에서 보다는 큰 밀도의 자속이 발생한다. 이것을 도식화 한것이 B-H 곡선이다. 강한 자계를 가하면 자성체 내부의 작은 영구 자석은 모두 동일한 방향이 되어 자계에 대한 자속밀도의 변화가 진공과 같게 된다.

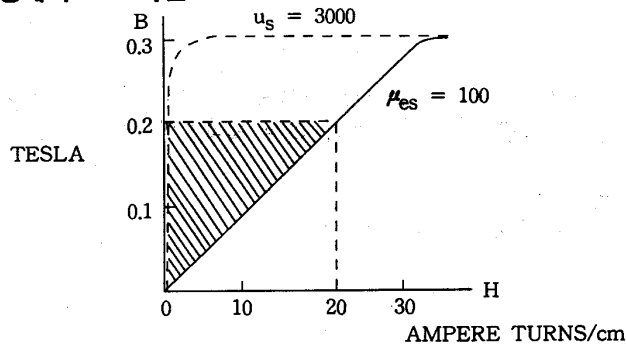
자성체가 도달할 수 있는 최대의 자속밀도를 최대자속밀도라 한다. 최대자속밀도에 도달하면 자성체는 본래의 성질을 잃으므로, 인덕터 및 트랜스포머를 설계할 때 최대자속밀도는 중요한 정수가 된다. 한번 포화자속밀도에 도달하고 난 후 외부자계를 0으로 했을 때 자성체에 남아있는 자속밀도를 잔류자속밀도라 한다. 자성체의 자속밀도를 0으로 하기위해 외부에서 가해야 하는 반대방향의 자계를 보자력(H_c)이라 한다. 최대 자계를 변화시키면 히스테리시스 곡선의 모양도 (그림 10)과 같이 변화하고 잔류자속 및 보자력의 값도 달라진다.



(그림 10) 보통 자화곡선

(그림 10)에 여러개의 H_m 의 값으로 그려진 곡선들의 정점을 연결한 곡선을 보통 자화곡선이라 하는데 이것은 (그림9)의 초자화곡선과 일치한다.

6) 공극이 있는 자성체의 B-H 곡선



(그림11) 공극이 있는 자성체의 B-H곡선

(그림11)에 공극이 있는 자성체의 B-H 곡선을 나타내었다.

왼편의 점선이 공극이 없는 자성체만의 B-H 곡선이고, 이 자성체의 비투자율은 자속밀도가 0.1 Tesla일 때 3000정도인 재질이다. 이 B-H 특성은 매우 비선형이고 포화 자속밀도는 온도 100℃ 일 때 0.3 Tesla이다. 오른쪽의 직선은 공극길이를 전자장로의 $\frac{1}{100}$ 로 한 실험 비투자율 $\mu_{es} = 100$ 인 B-H 곡선이다.

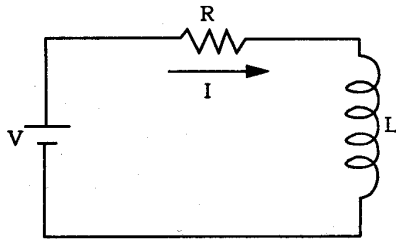
어떤 동작점에서의 축적되는 에너지는 그림의 빗금친 부분의 면적이 된다. 공극이 없는 자성체에 축적되는 에너지는 매우 적다. 이것은 자성체의 투자율이 매우 높아 자성체 내부의 자계가 매우 적기 때문이다. 트랜스포머에서는 파라데이 법칙에 의해 역기전압이 유기되기 위한 여자전류 성분을 제외하고는 모든 권선의 기자력의 합은 0이므로 에너지를 축적할 필요가 없고, 여자전류를 최대한 줄여야 하므로 점선으로 표시된 B-H 곡선이 트랜스포머에는 적합하나 Flyback 트랜스포머나 인덕터 등에는 적합하지 않다. 그 이유는, 적은 자계에서 포화되기 때문에 에너지를 축적할 수 없기 때문이다. Flyback 트랜스포머나 필터인덕터를 설계할 때는 공극을 설계해야 하기 때문에 최적설계를 하는 것은 트랜스포머보다 어렵다. 공극이 있는 인덕터의 설계가 어려운 이유는 공극의 길이와 권선수, 인덕턴스, 직류중첩 특성 간에 서로 모순점이 있기 때문이다. 여러가지 상반되는 조건에서 최적의 공극을 결정하기 위해서는 많은 경험과 시행착오가 필요하다.

첨부되어 있는 코아의 Technical Report를 준비하여 두는 것은 매우 유익하다.

4) 인덕턴스의 성질

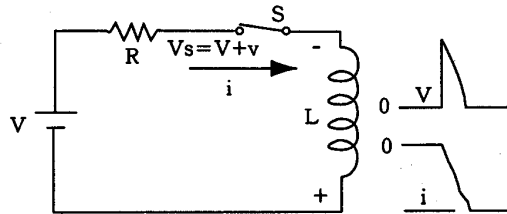
지금까지 설명한 내용을 정리하면 인덕턴스의 성질은 다음과 같고 인덕턴스를 취급할 때 이러한 성질을 생각하면 매우 유익하다.

- 1) 인덕턴스에는 $\frac{1}{2} LI^2$ 의 에너지가 축적된다.



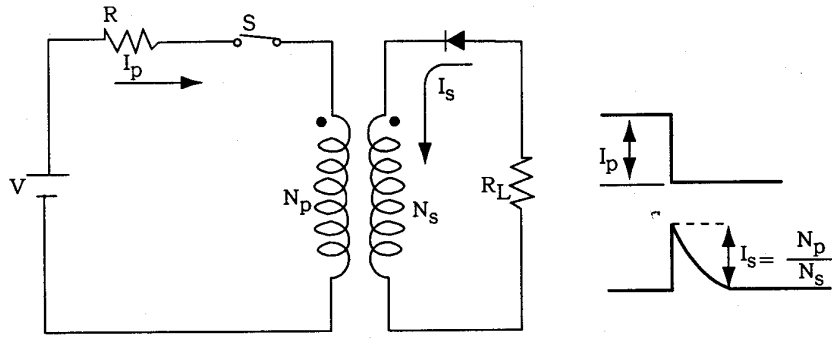
인덕턴스 L에 전류 I가 흐르면
 $W = \frac{1}{2} LI^2$ 의 에너지가 축적된다.

- 2) 에너지를 순식간에 변화시키는 것은 불가능하므로 전류를 순간적으로 차단하거나 방향을 바꿀 수 없다. (불연속적인 전력을 연속화 하는 작용)



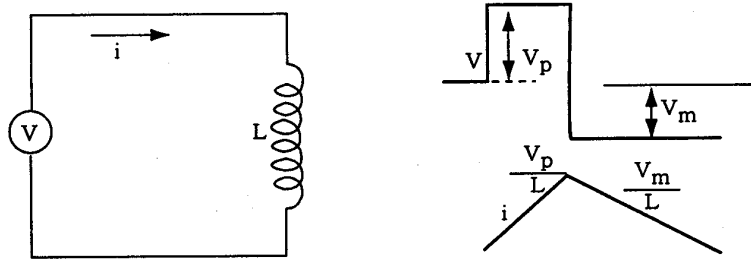
스위치 S를 열면 전류는 순간적으로 차단되지 않고 전류 i를 유지하기 위한 역기전압 v가 발생되고 이 결과 스위치 S에 고압이 가해져 아아크가 발생한다.

- 3) 2차회로가 있을 때 1차회로를 차단하면 동일한 암페어-턴으로 2차회로에 전류가 흘러 자계를 같게 유지한다.(등 암페어-턴 법칙)



1차 권선에 I_p 가 흐르고 있을 때 스위치 S를 열면 2차 권선에는 동일한 암페어-터언이 흐른다. 따라서 2차 권선에는 $I_s = I_p \frac{N_p}{N_s}$ 의 전류가 흐른다.

4) 인덕턴스 L에 흐르는 전류의 변화율은 인덕턴스의 단자전압을 V라 할때 $\frac{V}{L}$ 이 된다.



5) 공극이 있는 자성체의 실효투자율은 $\frac{I_c}{I_g}$ 이고, Induction 계수는 $\frac{\mu_e \times A_e}{l_e}$ 이다.

6) 공극이 있는 자성체의 인덕턴스 L은

$$L = \frac{\mu_0 \times N^2 \times A_e}{I_g}$$

이다.

7) 자계에 축적되는 에너지는 단위 체적당 $\frac{1}{2} H \times B$ 이다.

8) Flyback 트랜스포머와 인덕터는 에너지를 축적시켜야 하므로 공극을 설계해야 한다.

따라서 폐회로 자심체에 공극을 설계하던지, 자장으로 전부에 공극이 골고루 분포되어 있는 압분코어를 사용한다.

- (1) CORE PL-1N EE4242/20
- (2) WINDOW AREA 270 (mm²)
- (3) CORE GAP 1.2 (mm) (CENTER, SIDE, AIR, FILM)
- (4) WINDING 1 UEW PEW 0.45x2 100 Ts
- (5) INDUCTANCE 2.9 (mH) at 1 KHz MHz
- (6) AL-VALUE 290 nH/N²
- (7) QUALITY FACTOR (Q) _____ at _____ KHz MHz
- (8) SRF _____ MHz
- (9) DIRECT CURRENT RESISTER _____ Ω
- (10) ELECTRO - MAGNETIC FORCE _____

	%	100%	90%	80%	70%	95%
	Fm	82	244	290	320	215
	%					
	Fm					

(11) EFFECTIVE CORE SET PARAMETERS

MAGNETIC PATH LENGTH ($l_e = 9.774$ cm)

CORE CONSTANT ($\Sigma \frac{l_e}{A_e} = 0.0417$ cm⁻¹)

EFFECTIVE CORE AREA ($A_e = 2.3414$ cm²)

EFFECTIVE CORE VOLUME ($V_e = 22.884$ cm³)

EFFECTIVE PERMEABILITY ($U_e =$ _____)

$$F_m = R_m \times \phi$$

(12) REMARK

SAMWHA TECOM CO.,LTD

2) 범용 SMPS 용 자심재의 요구 특성

□ 자심재의 정수

일반적으로 자심재의 성질을 나타내는 대표적인 정수로 다음의 5가지를 들 수 있다.

- ① 투자율 (Permeability)
- ② 포화 자속밀도 (Saturation Flux Density)
- ③ 고유저항 (Resistivity)
- ④ 잔류자속밀도 (Remanence)
- ⑤ 보자력 (Coercivity)

이 중 ①③을 제외한 나머지 정수는 간략하게 B-H곡선에서 설명하였다.

투자율과 고유저항에 대해 조금 기술하면 다음과 같다.

1) 투자율

B-H곡선 혹은 히스테리시스 곡선에 있어서 자화력 H와 자속밀도 B와의 관계를 일반적으로

$$\mu = \frac{B}{H} \text{ [H/m]} \dots\dots\dots 2-1$$

로 나타내고, μ 를 투자율이라 한다. 이 투자율 μ 는 자성재료의 비투자율 μ_s 와 진공중의 투자율 μ_0 에 의해 정해지고

$$\mu = \mu_0 \times \mu_s \text{ [H/m]} \dots\dots\dots 2-2$$

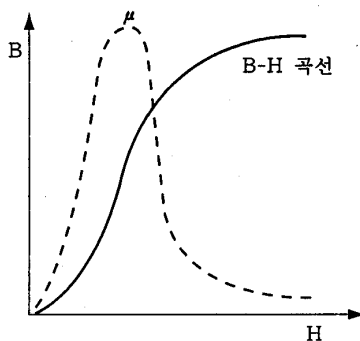
의 관계가 있다. 진공중의 투자율 μ_0 의 값은

$$\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ [H/m]} \dots\dots\dots 2-3$$

이다. 비투자율은 자성재료의 자화난이를 나타내는 상수이다. 공심 인덕터에 자성재료의 자심을 삽입하면 인덕턴스는 자심의 비투자율에 비례하여 증가한다.

일반적으로 자성체의 투자율이 얼마이다 라고 하는 것은 비투자율을 의미한다. B-H곡선에서도 알 수 있듯이 자심재의 B-H특성은 비직선적이고 히스테리시스 특성을 가지고 있기 때문에 투자율은 측정하는 조건에 따라 다르다. 따라서 투자율에는 초기투자율, 최대 투자율, 교류 투자율 등이 있다.

B-H곡선에 대응하는 투자율 곡선을 (그림1)에 나타내었다.



(그림1) B-H 곡선에 대응한 투자율 곡선

2) 고유저항(Resistivity)

고유저항이란, 단위 면적당, 단위 길이당의 전기저항이다. 이 고유저항은 자성부품을 고주파에 사용할 때 자성체 손실을 지배하는 정수이다. 자심재 중에 자속이 변화하면 자속의 시간적 변화에 대응하는 전계가 생기며, 전계분포에 따라 전류가 흘러 I^2R 에 비례하는 에너지가 열로 되어 소비된다. (R은 자심재의 저항이다.)

이것을 와전류손이라 한다.

고주파 스위칭 트랜스포머용 자심재는 고유저항이 커야한다. 자심재의 성질을 나타내는 정수는 위에서 열거한 5가지 외에도 많이 있다. 예를들어 큐리온도, 온도계수, 손실계수 등이 있다.

② 자심재의 요구특성

인덕터 및 트랜스포머에는 일반적으로 투자율이 높은 자성재료를 사용한다. 자심으로 자성재료를 사용하는 주된 목적은 적은 자화력(자계)에 의해 큰 자계 에너지를 자심에 축적할 수 있기 때문이다. 이것은 트랜스포머의 변환효율을 높이고 인덕터의 인덕턴스를 증가시키는 데 기여한다. 투자율이 높은 자성체를 사용하면 권선수를 줄일 수 있어 실장밀도를 높이는 데 크게 공헌한다. 한편 이런 장점에 비해 고주파에 대한 투자율의 저하(주파수 특성)와 손실의 증가 및 자화특성의 히스테리시스 존재에 의한 손실과 찌그러짐이 발생한다. 따라서 손실로 인한 발열이 장치의 성능을 열화시키고, 비직선성으로 인해 출력전압 및 파형을 찌그러뜨려 질을 저하시킨다.

인덕터 및 트랜스포머용 자심재료에 요구되는 특성은 일반적으로 다음과 같다.

1) 자화가 쉬워야 한다.

즉, 일정한 자속을 발생시키는 데 필요한 자화력이 적어야 한다. (고투자율)

2) 잔류 자속밀도 및 보자력이 적어야 한다.

3) 동작중에 자심에서 잃은 에너지는 무시하여도 될 만큼 적어야 한다. (저철손)

4) 높은 주파수에서도 투자율이 변화하지 않아야 한다. (주파수 특성이 좋아야 한다.)

5) 자화력과 자속량은 직선적인 비례관계 이어야 한다. (자화의 직선성)

6) 가능한 높은 자장까지 앞에 기술한 성질을 잃지 않아야 한다. (고포화성)

7) 자심의 B-H곡선은 온도에 의해 대폭으로 변화하지 않아야 한다. (Bm의 온도 의존성) 등이다.

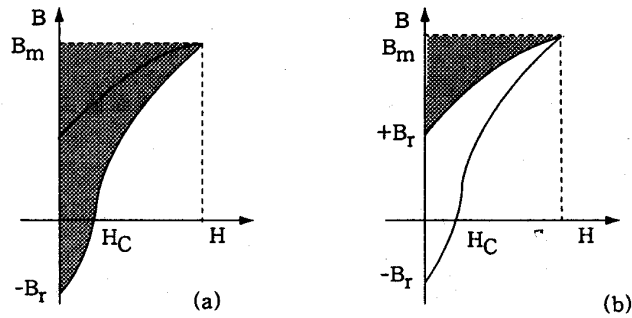
자성재료 종류, 재료의 혼합비율, 제조조건에 따라 여러가지 성질을 지닌 자심을 만들 수 있지만, 앞에서 열거한 요구특성의 모두를 만족시킬만한 자심은 만들 수 없다. 또한 앞에서 열거한 요구특성은 일반적인 것이고 특수용도에 사용할 경우에는 요구특성도 달라진다. 따라서, 우리가 자심을 사용할 경우 자심재의 특성을 잘 알고 용도에 적합하게 사용해야 한다.

③ 자심재의 손실

자심에 직류자화력을 가했을 경우 여자전류에 의한 Joule열 즉 동손(Copper loss)만 발생하지만 교류에서 사용할 경우 자심체 내부에 손실이 생기며, 이 손실은 히스테리시스 손실(Hysteresis loss), 와전류손실(Eddy current loss), 잔류손(Residual loss)의 합이며 이러한 자성체 손실을 철손(iron loss)이라 부른다.

1) 히스테리시스 손실 (Hysteresis loss)

(그림2)에서 자화력이 0에서 H까지 변화하는 사이 자성재료에 축적되는 에너지는 (그림2)의 a에 빗금 친 부분의 면적에 상당한다. 또 자화력이 H에서 0으로 돌아오는 사이 방출되는 에너지는 (그림2)의 b에 빗금친 부분에 상당한다. 따라서 1사이클 동안 소비되는 에너지는 히스테리시스 환선으로 둘러싸인 면적과 같다. 이것을 히스테리시스손이라 한다.



(그림 2) 반 사이클의 히스테리시스손

자심재에 가해지는 자계가 적을 때는 손실이 적지만 큰 자계를 가하면 손실이 급증한다. 히스테리시스손은 Steinmetz의 실험식에 의해

$$Ph = \eta_h \times f \times B_m \times k \quad [\text{Watt/m}^2] \dots\dots\dots 2-4$$

와 같이 표시된다. 여기서 η_h , k 는 자성체에 의해 정해지는 상수로서, η_h 는 히스테리시스 상수, k 는 Steinmetz 상수라 한다. 규소강 및 Mn-Zn 페라이트계의 각 상수의 값은 다음과 같다.

규소강	$k = 1.6$,	$\eta_h = 80$
Mn-Zn페라이트	$k = 2.6$,	$\eta_h = 159$

2) 와전류손 (Eddy current loss)

자성재료 중에 자속이 변화하면 자속의 시간적 변화에 대응하는 전계가 생긴다. 따라서 전계의 분포에 따라 전류가 흐른다. 즉 자심에 교류자속이 통하면 이로 인한 와전류가 철심 중에 유기되므로 Joule 열이 발생하는 데 이와같이 와전류에 의해 생기는 손실을 와전류손이라 한다.

와전류손의 평균치는, 최대자속밀도를 B_m , 주파수를 f 라 할 때 단위체적당

$$Pe = \frac{4 \times (f \times t \times B_m)^2}{3 \times \rho} \quad [\text{Watt/m}^2] \dots\dots\dots 2-5$$

ρ : 자성체의 고유저항 ($\Omega\text{-m}$)
 t : 자성체의 두께

이다.

자성체의 손실을 측정하는 경우, 전력계나 기타의 측정기를 이용하여 히스테리시스손과 와전류손을 분리하여 측정하는 것은 불가능하다. 따라서 자성재료의 손실은 통상 히스테리시스손과 와전류손을 합친 전손실을 자속밀도와 주파수의 조건으로 표시한다. 철손은 자속밀도의 1~2승에 비례하여 증가하므로 철손을 줄이기 위해서는 자속밀도를 낮추어야 한다. 주파수가 높아지면 철손은 증가하는데 와전류손의 증가비율이 높다. 주파수가 높은 경우에는 와전류손이 철손의 대부분을 차지한다. 그러므로 와전류손을 줄이기 위해서는 (2-5)식에서 알 수 있듯이 자성체의 두께 t 가 얇던지 고유저항이 커야한다. 따라서 고유저항이 낮은 금속자심은 자심재의 두께를 얇게하여(Lamination) 와전류손을 줄여야한다. 산화물 자심은 고유저항이 매우 높기때문에 고주파용 자심에 적합하다.

잔류손실(Residual loss)은 자성체의 자화의 늦음이나 자기공명에 의해 생기는 손실이다.

4 자성재의 종류

자성재료는 많은 금속업체에서 각종 성분의 것이 여러가지 상품명으로 제조, 판매되고 있다.

현재 인덕터 및 트랜스포머의 자심으로 사용하는 자성재료를 대별하면 다음과 같다.

- ① 금속자심 (합금 자심)
- ② 산화물 자심 (페라이트 자심)
- ③ 압분자심 (더스트 자심)

1) 금속자심

금속재료는 도전성이 좋기 때문에 와전류손이 높아 저주파에 사용된다.

금속자심의 종류에는

- ① Silicon-Steel (규소강)
- ② Permalloy (니켈-철)
- ③ Perminvar (코발트-니켈-철)
- ④ Permendur (코발트-철)

등이 있으나 일반적으로 규소강과 퍼어멀로이를 많이 사용하므로 이 두 가지에 대해 간략히 기술하겠다.

규소강은 철에 2~5%의 규소를 혼입하여 열처리 한 것으로, 고자장에 대한 손실이 적기때문에 변압기, 발전기, 전동기 등의 자심에 널리 이용된다.

규소강은 다음의 용도에 적합하다.

- ① 큰 자속 변화를 이용할 때
- ② 낮은 주파수에서 사용할 때
- ③ 비교적 큰 직류자장을 중첩할 때

철·니켈 자성합금은 1915년 Westing House사의 연구소에서 철·니켈 합금에 적당한 열처리를 하면 약자장에서 투자율이 매우 높은 자성합금을 얻을 수 있는 것이 발견되었다. 이후 여러 학자에 의해 연구되어 여러종류의 철·니켈합금이 발표되었다.

이러한 자성합금을 퍼어멀로이라 한다.

대별하면 니켈함유율이 70~80%인 고투자율재와 40~50%인 고자장재가 있다. 여기에 몰리부덴 및 코발트 등을 소량 첨가하면 자성이 더욱 개선된다. 이러한 철·니켈 합금은 투자율이 높고 보자력이 적기때문에 저자장에서 사용하기에 유리하지만 자속밀도가 금속 자성재에 비해 낮고 가격이 비싼것이 흠이다. 니켈의 함유량은 45%로 하면 투자율, 보자력 등의 자기특성은 열화하지만, 자기포화는 높아져 높은 자장에 사용할 수 있다. 일반적으로 철·니켈 자성합금은 기계적 압력에 의해 자기특성이 열화하므로 고투자율 트로이달 자심은 플라스틱 케이스 등에 넣어 권선작업을 하므로 작업시 자심에 압력이 가해지지 않도록 한다.

2) 산화물 자심

페라이트는 MFe_2O_4 로 표시되고, M은 2가 금속산화물로서 산화망간, 산화니켈, 산화아연 등이다. 실질적으로 페라이트 자심은 이러한 화합물이 복합된 다결정의 소결체이다.

페라이트계 자심은

- ① Mn-Zn계 자심
- ② Ni-Zn계 자심
- ③ Cu-Zn계 자심

로 대별 할 수 있고 현재 가장 많이 사용하고 있는 자심재는 ①과 ②이다. 페라이트의 특징은 고유저항이 금속자심에 비해 매우 높다. 실용되고 있는 페라이트의 고유저항은

10~10⁷Ω-cm이므로 와전류 효과는 무시할 수 있어 높은 주파수에서 금속자심재보다 높은 투자율을 유지한다. 이것은 페라이트가 고주파용 자심으로 자주 이용되는 최대의 이유이다.

또한 페라이트는 금속자심 및 압분자심과는 달리 도자기 제조기술로 생산하기 때문에 여러가지 모양을 쉽게 만들 수 있다. (E-CORE, U-CORE, POT-CORE 등)

그러나 페라이트는 금속자심 재료에 비해 직류투자율과 자기포화가 낮고, 또한 자성변태점인 큐리온도가 낮고 경년변화도 있다. 일반적으로 투자율이 높은 자심재일수록 이러한 현상이 두드러진다.

① Mn-Zn페라이트

Mn-Zn페라이트는 Mn 페라이트와 Zn 페라이트의 복합 페라이트이다. 이 페라이트는 고유저항이 10~수백Ω-cm정도의 도전성이 있다. 따라서, 고주파에서 와전류손을 무시할 수 없기때문에 저손실의 자심으로는 수백 KHz가 사용의 한계이며, 자성변태점이 낮다. 그러나 다른 페라이트계 보다는 높은 투자율의 자심이 만들어 진다.

② Ni-Zn페라이트

Ni-Zn페라이트는 고유저항이 10⁵Ω-cm이상으로 매우 높아 와전류손은 무시할 수 있어 수백 MHz대까지 사용할 수 있다. 또한 자성변태점이 높다. 그러나 투자율이 높은 자심을 만들 수 없고 Mn-Zn계보다 가격이 비싼 것이 단점이다.

지금까지 금속자심과 페라이트 자심에 대해 대략적으로 설명하였는데 지금까지의 설명을 요약하여 두 자심재간의 기능을 비교하여 보면 (표1)과 같다.

	페라이트	금속	
		퍼멀로이	규소강
고주파 손실	○	△	×
투자율	○	○	×
각형성	×	○	×
포화 자속밀도	×	○	○
온도 의존성	△	○	○
가공성	○	○	○
가격	○	△	○

○ : 좋다 △ : 보통이다 × : 안좋다

(표 1) 금속재와 산화물재의 기능 비교표

3) 압분자심

압분자심은 와전류에 의한 손실을 적게하기 위해 금속을 분체화하여 절연하고 가압성형한 것으로 비교적 투자율이 낮은 반면 강자계 중에서도 사용할 수 있는 특징을 가지고 있다. 압분자심을 대별하면

① 카보니-철 더스트자심

② 몰리부덴-퍼어멀로이 더스트자심

이다.

① 카보닐계 더스트자심

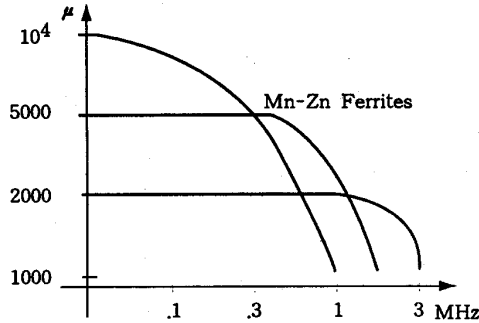
카보닐-철[Fe(CO)5]을 가열 분해하여 얻어지는 순철에 가까운 구상의 미립자를 이용한 자심재이다. 직경 수 마이크론의 입자가 쉽게 얻어지기때문에 와전류손을 극소화할 수 있다. 순철의 비투자율이 500정도이므로 높은 투자율의 것은 만들 수가 없어 비투자율은 60정도이다. 투자율을 더 낮게 한 것은 100MHz이상에서도 저손실이다. 가하는 자계에 의한 투자율의 변화가 적고 온도계수가 적은 특징이 있다.

② 폴리브덴-퍼어멀로이 더스트자심

폴리브덴-퍼어멀로이 더스트자심은 폴리브덴, 니켈, 철의 합금을 잘게 분해하여 만든 것으로 수백 KHz까지 저손실 자심재이다. 히스테리시스손이 적기때문에 낮은 주파수 범위에서 사용하는 경우 손실을 많이 줄일 수 있고 온도 특성도 매우 좋다. 비투자율은 150정도로서 투자율이 습도에 영향을 받는 성질이 있다.

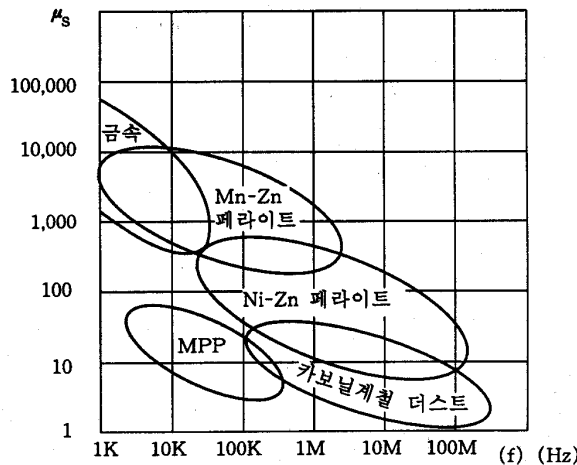
⑤ 자심재의 주파수 특성

자심재의 투자율은 주파수 특성이 있고, 투자율 변화는 인덕턴스의 변화를 의미하기 때문에 매우 중요하다. 투자율은 어떤 주파수 이하에서는 일정하고 그 이상에서는 저하한다. 이 만곡점의 주파수는 손실이 급증하는 주파수와 대강 일치한다. (그림3)에 Mn-Zn계 페라이트의 주파수 특성을 개념적으로 나타내었다.



(그림3) 페라이트의 주파수 특성

그림에서도 알 수 있듯이 비투자율이 낮은 재질이 높은 주파수까지 투자율이 일정하다. 중요 자심재를 손실에 착안하여 각 재질에 적합한 주파수와 투자율을 도식화 하면 (그림4)와 같이된다.



(그림 4) 자심재의 손실이 적은 영역

그림에서도 알 수 있듯이 수십 KHz이상의 고주파에서는 Mn-Zn페라이트, Ni-Zn페라이트, 카보닐-철 더스트의 3가지 재질이 자심재료로 적합하다는 것을 알 수 있다. 주파수대역은 카보닐계 철 더스트자심, Ni-Zn페라이트 순이고 투자율은 그 역순으로 되어있다.













㉔ SMPS용 자심재의 요구 특성표

지금까지의 설명을 표로 정리하면 (표2)(표3)과 같다. (표2)는 자심재의 종류 및 특징에 대한 것이고, (표3)은 SMPS에 사용하는 인덕터 및 트랜스포머용 자심재의 요구 특성이다.

(표2) 자심재의 종류 및 특징표

분 류	종 류	소 재	자심재의 성질						특 징
			초기투자율 U _i	포화자속밀도 Kgauss	큐리온도 ℃	고유저항 ohm-cm	U _i *O at 1KHz	사용주파수	
금속 자심	퍼머넬로이	니켈·철 합금	1,200-100,000	8-11	450	55×10^{-6}	8,000-12,000	1KHz-75KHz	(초)고 투자율
	규 소 강 (Unoriented)	철·규소	500	20	740	50×10^{-6}		60-1KHz	고 자속밀도 가격이 싸다
산화물자심	Mn-Zn계 페라이트	망간·이연	750-15,000	3-5	100-300	10-100	100,000- 500,000	10KHz-2MHz	고 투자율 저 손실, 저주파용
	Ni-Zn계 페라이트	니켈·이연	10-1,500	3-5	150-450	10^6	30,000	200KHz- 100MHz	고주파에서 저 손실, 투자율이 낮다
압분자심	카보닐철 더스트	철	5-80	10	770	10^4	2,000-30,000	100KHz- 100MHz	고 자속밀도 고주파에서 저손실 투자율 일정
	몰리부덴· 퍼머넬로이	몰리부덴· 니켈철	14-550	3	450	1	10,000	10KHz- 200KHz	투자율 일정 온도보상이 쉽다

(표3) SMPS용 자성체의 요구특성

	NOSE FILTER		SWITCHING TRANS	POWER FILTER
	NORMAL MODE	COMMOM		
투자율				
포화자속밀도				
저철손				
주요요구특성	고 자속밀도	고 투자율	1)20KHz이상:저손실 2)20KHz이하:고 자속밀도	고 자속밀도
사용재	1)MPP Cores 2)Iron powder cores 3)Gapped ferrites	1)Ferrite toroids 2)Ferrite shapes (Ungapped) *Mn-Zn Ferrite (고 투자율 재)	1)Ferrite shapes *Mn-zn Ferrite (고 자속밀도 재)	1)MPP Cores 2)Gapped ferrites 3)Iron powder core 4) 규소강판

[3] 자력식 Flyback 트랜스포머의 설계

□ 기호의 정의

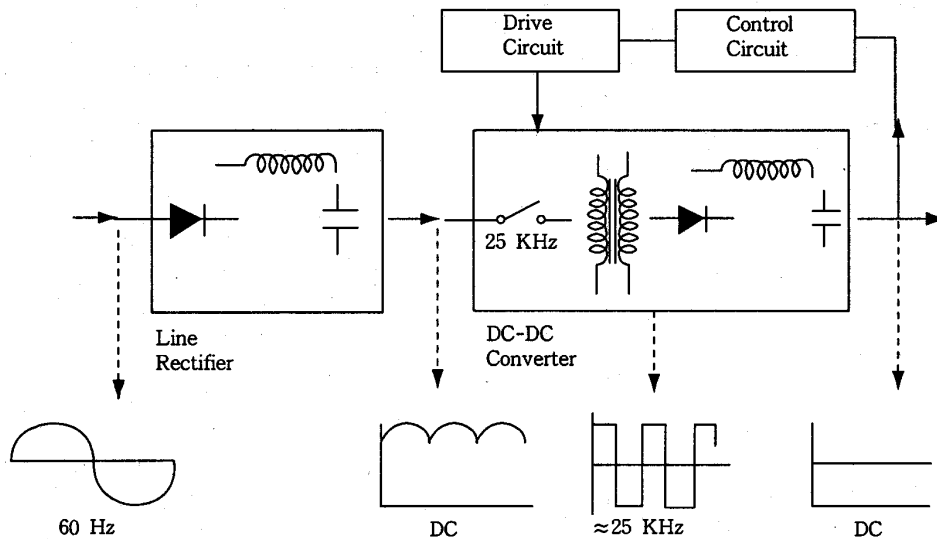
3장에 나오는 기호들을 정리하면 다음과 같다.

I_{crms} : 콜렉터 실효전류	$D(V_t)$: Duty Factor
I_{cp} : 콜렉터 최대전류	D_{max} : 최대 Duty
I_{cv} : 콜렉터 최저전류	P_L : 트랜스포머 전손실
$I_{sp}(I_{2p})$: 2차권선 최대전류	P_{cu} : 동손
I_{sv} : 2차권선 최저전류	P_{fe} : 철손
$I_{srms}(I_{2rms})$: 2차권선 실효전류	R_t : 트랜스포머 열저항[$^{\circ}C/W$]
i_e : 트랜스포머 여자전류	ΔT : 트랜스포머 온도상승
$K_i(\frac{I_v}{I_p})$: 최대전류와 최저전류의 비	R_w : 권선저항
V_1 : 1차권선 단자전압 ($\approx V_{in}$)	d : 동선의 직경
V_2 : 2차권선 단자전압 ($\approx V_0$)	j : 전류밀도
V_{in} : 입력전압	A_w : 자심의 창면적
V_0 : 출력전압	A_e : 자심의 실효단면적
V_{IL} : 입력 최저전압	A_p : $A_w \times A_e$ (트랜스포머의 포락체적)
V_{df} : 다이오드 순방향전압	K : 동선의 점유율
$V_{ce(sat)}$: 콜렉터-에미터간 포화전압	K_p : 1차권선 점유율 ($\frac{A_p}{A_w}$)
V_r : 트랜스포머 리세트전압	A_p : 1차권선 도체면적
e : 효율	L_p : 1차 L값
$P_1(P_{in})$: 입력전력	L_s : 2차 L값
$P_2(P_0)$: 출력전력	$N_1(N_p)$: 1차 권선수
W_e : 여자전류 에너지	$N_2(N_s)$: 2차 권선수
T_{on} : 온 시간	
T_{onmax} : 최대 온 시간	
T_{off} : 오프 시간	
T_r : 트랜스포머 리세트 시간	

* 단위는 특별히 명시하지 않는 한 MKS단위계임

② 스위칭 레귤레이터 회로방식의 이해

스위칭 레귤레이터의 회로구성 방법은 매우 많아 모두를 설명하는 것은 곤란하다. 또한 회로구성 방법을 정확하게 분류하는 것도 어렵다.



(그림1) SMPS BLOCK DIAGRAM

(그림1)에 스위칭 레귤레이터의 개략적인 구성을 Block Diagram으로 나타내었다.

(그림1)에 표시되어 있는 DC-DC 컨버터의 회로구성 방법도 매우 많은데 자성부품 설계적인 측면에서 분류하면 기본적으로 Flyback Converter, Forward Converter, Push-Pull Converter로 분류 할 수 있고 에너지 전달을 스위칭 소자의 도통기간에 하느냐? 차단기간에 하느냐?에 따라 ON-ON방식, ON-OFF방식으로 분류 할 수 있다.

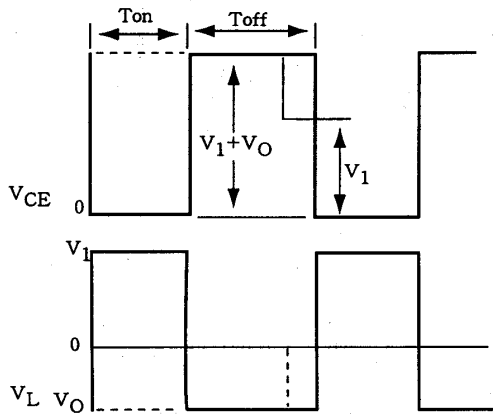
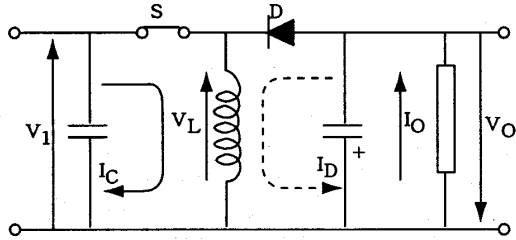
1) Flyback Converter

(그림2)에 Flyback Converter의 기본회로 및 파형을 나타내었다.

스위치가 닫히면 [TR on] 입력전압은 인덕터에 가해지고 다이오드 D는 차단된다. 전류 IC는 스위치가 열릴때까지 [TR off] 직선적으로 증가하면서 에너지가 인덕터에 축적된다.

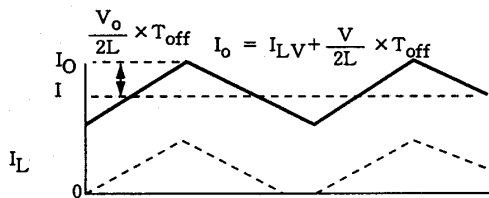
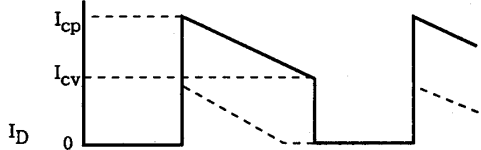
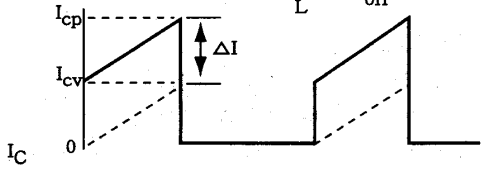
스위치가 열리면 인덕터 양단에 역기전압이 발생하여 다이오드 D가 도통되고 인덕터에 저장된 에너지는 출력 캐패시터와 부하에 공급된다. 스위치(트랜지스터)의 도통시간을 변화시키면 on 시간동안에 인덕터에 축적되는 에너지의 양을 변화시킬수 있다. 따라서 on 시간을 제어하므로 스위칭 레귤레이터의 출력을 안정화 시킬 수 있다.

(그림3)에 두 개의 권선을 이용한 실질적인 회로를 나타내었다.



$$\Delta I = \frac{V}{L} \times T_{on}$$

$$= \frac{V}{L} \times T_{off}$$



(점선은 불연속 모드일때의 전압, 전류파형)

지금까지 실효치전류를 구하는 공식을 유도한 것은, 선경을 결정하기 위해서는 실효치를 고려해야 하고 자심의 기자력을 검토하기 위해서는 최대전류 값을 고려해야 하기 때문이다.

① 정상상태에서는 ON과 OFF 기간동안 인덕턴스의 전류 변화분은 같기때문에

$$\Delta I = \frac{V_1}{L} \times T_{on} = \frac{V_o}{L} \times T_{off}$$

가 되고, 출력 V_o 는

$$V_o = \frac{T_{on}}{T_{off}} \times V_1 \dots\dots\dots 3-1$$

이 된다. (불연속 모드일 경우는 에너지법칙에 의해 V_o 를 고찰하여야 한다.)

인덕턴스에 흐르는 전류의 최저치 I_{LV} 는

$$I_{LV} = I_o - \frac{V_o}{2L} \times T_{off}$$

이므로 연속 모드가 되는 인덕턴스 조건은

$$L \geq \frac{V_o}{2I_o} \times T_{off} \quad (I_{LV} \geq 0) \dots\dots\dots 3-2$$

가 된다. 경부하까지 연속 모드가 되도록 설계하려면 인덕턴스 값은 매우 커진다.

② I_c 의 실효치 및 최대치를 구하면 다음과 같다. 에너지 법칙에 의해

$$e \times P_1 = P_o$$

$$e \times V_1 \times I_c = V_o \times I_o$$

$$e \times V_1 \left(I_{cp} - \frac{\Delta I}{2} \right) \times D = P_o$$

가 된다. 따라서 I_{cp} 는

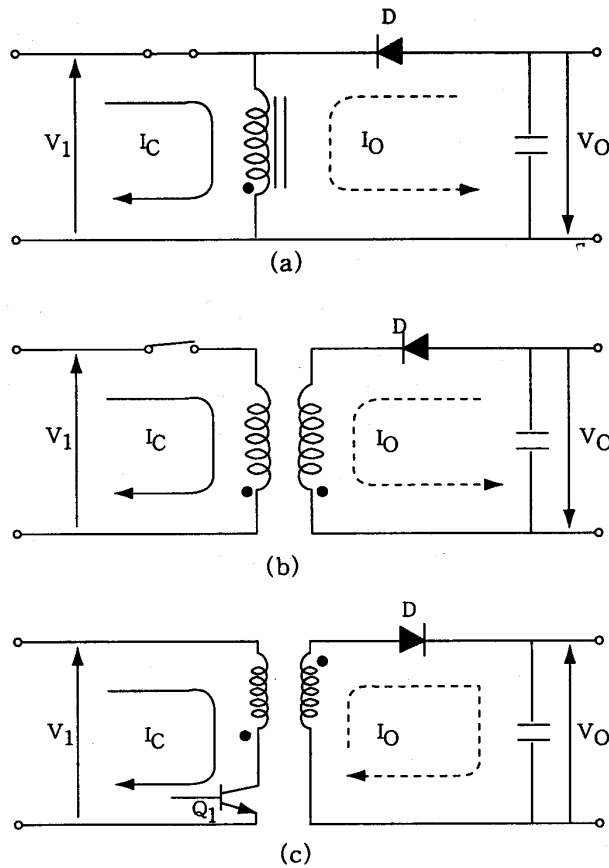
$$I_{cp} = \frac{P_o + \frac{\Delta I}{2} D \times V_1 \times e}{e \times V_1 \times D} \dots\dots\dots 3-3$$

가 되고, I_c 실효치 I_{crms}

$$I_{crms} = \left(\frac{(I_{cp}^2 + I_{cp} \times I_{cv} + I_{cv}^2) \times D}{3} \right)^{\frac{1}{2}} \dots\dots\dots 3-4$$

가 된다. (실질적으로 V_{min} , D_{max} 넣어 계산하여야 한다.)

(그림2) Flyback Converter 기본회로 및 전류, 전압파형



(그림3) 실질적인 Flyback 회로의 발전

Flyback Converter에서 출력 캐패시터와 부하에 전달되는 에너지는 인덕터에 축적된 에너지이므로 인덕터에 2차 권선을 추가함으로써, 1·2차간 절연을 할 수 있다. 따라서 특별히 절연용 트랜스를 사용하지 않아도 된다.

(그림3)을 보면 인덕터에 권선이 추가되어 트랜스포머처럼 보이지만, 그 기능상 인덕터로 분류하여 취급하여야 한다. (일반적으로 트랜스포머라고 부른다.) 따라서 Flyback Converter 장점중의 하나는 절연용 트랜스포머가 필요하지 않은 것이다.

Flyback Converter의 또 하나의 장점은 트랜스포머의 1차 권선이 인덕터로 작용하기 때문에 출력에 평활용필터 인덕터가 필요하지 않다. 이것은 다출력 스위칭 레귤레이터에 Flyback Converter가 적합한 것을 의미한다.

또한 트랜스포머의 설계 방정식에서 설명하겠지만 동일 출력전압일 경우 Forward Converter 보다 2차 권선수가 거의 반으로 줄기 때문에 고전압 출력용 스위칭 레귤레이터에 적합하다.

Flyback Converter의 단점은 스위칭 소자의 OFF 기간 동안만 캐패시터가 충전되기 때문에 리플전류가 크다. (출력 리플이 크다.) 또 하나의 단점은 인덕터에 에너지를 축적하기 때문에 자심에 공극을 설계해야 하고, 인덕터의 자심이 한쪽 방향으로만 구동되므로 다른 회로방식에 비해 자심이 커진다.

2) Forward Converter

(그림4)에 Forward Converter의 기본회로 및 파형을 나타내었다. 스위치가 닫히면 전류는 직선적으로 증가하면서 인덕터를 통해 캐패시터 및 부하로 흐른다. ON 기간 부하에 전력을 공급하면서 인덕터에 에너지가 축적된다.

스위치가 열리면 인덕터 양단에 역기전압이 발생하여 다이오드 D를 통해 전류는 계속 흐른다. 이러한 동작 때문에 이 다이오드를 Flywheel Diode(전류 다이오드)라고 한다.

Flyback 콘버터나 Forward 콘버터 두 방식의 인덕터는 에너지를 저장하기 위해 사용한다. Flyback 콘버터에서는 ON 기간 에너지가 인덕터에 저장되는 데 이 인덕터는 부하에 병렬로 접속되어 있고, 인덕터에 축적되어 있는 에너지 스위치 OFF 기간 동안 부하에 전달된다.

Forward 콘버터에서는 인덕터가 부하와 직렬로 접속되어 있어 스위치 ON 기간 부하에 전력을 공급하면서 인덕터에 에너지가 축적되고 스위치 OFF 기간은 인덕터에 축적된 에너지가 부하에 공급된다.

인덕터와 부하와의 접속방법에 의해 각각 병렬, 직렬 콘버터라고 부르기도 하고, 에너지를 어느 기간에 전달하느냐에 따라 ON-OFF, ON-ON방식이라 부르기도 한다.

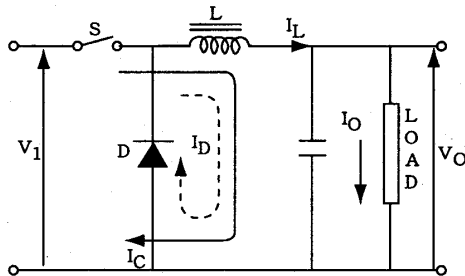
(그림5)에 절연 트랜스포머를 사용한 회로를 나타내었다.

Forward Converter와 Flyback Converter를 비교했을 때 가장 뚜렷한 단점은 절연 트랜스포머가 필요하다는 것이고, 장점은 평활 캐패시터에 흐르는 고주파 리플전류가 인덕터에 의해 제한되므로 리플이 적은 것이다. 그러므로 Forward Converter는 저전압 출력 스위칭 레귤레이터에 적합하다.

Forward Converter로써 다출력을 얻기 위해서는 트랜스포머의 2차 권선이 필요하며, 각 권선마다 두 개씩의 다이오드, 인덕터, 캐패시터가 필요하다. 이러한 다출력 방법은, 출력전압을 안정화 시키기 어렵고 가격도 비싸진다.

경우에 따라 Forward Converter와 Flyback Converter를 조합하여 설계할 수도 있다.

(그림6)에 기본회로를 나타내었다.



① 정상 상태에서는 ON과 OFF 기간 동안 인덕턴스의 전류 변화분은 같기 때문에

$$\Delta I = \frac{V_1 - V_o}{L} \times T_{on} = \frac{V_o}{L} \times T_{off}$$

가 되고, 출력 V_o 는

$$V_o = \frac{T_{on}}{T_{on} + T_{off}} \times V_1 \quad \dots\dots\dots 3-5$$

이 된다. (불연속 모드일 경우는 에너지범칙에 의해 V_o 를 고찰하여야 한다.)

인덕턴스에 흐르는 전류의 최저치는

$$I_{LV} = I_o - \frac{V_1 - V_o}{2 \times L} \times T_{on}$$

이므로, 연속 모드가 되는 인덕턴스 조건은

$$L \geq \frac{V_1 - V_o}{2 \times I_o} \times T_{on} \quad \dots\dots\dots 3-6$$

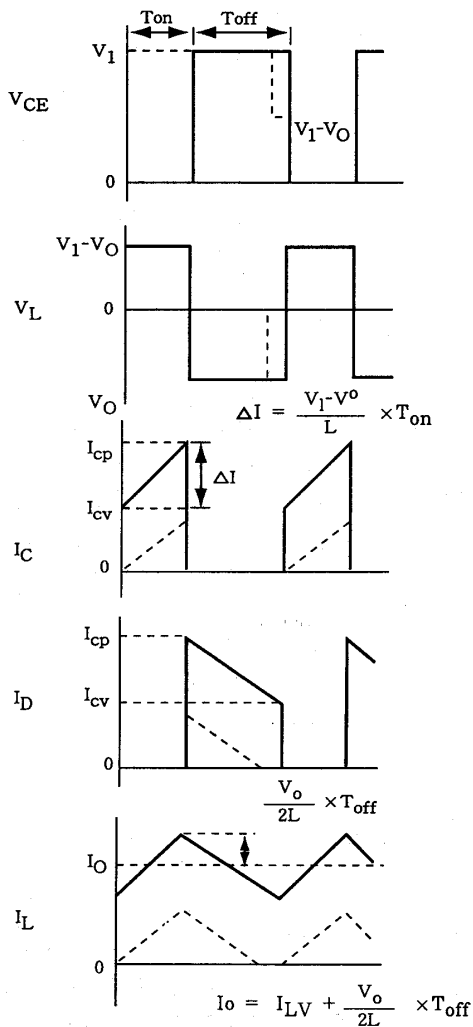
가 된다.

② I_{cp} 및 I_{crms} 치는

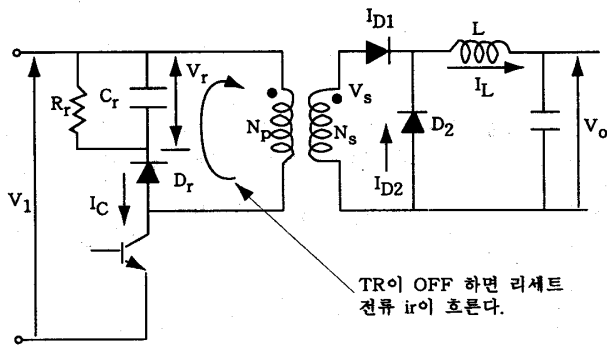
$$I_{cp} = \frac{P_o + \frac{\Delta I}{2} \times D \times V_1 \times e}{e \times V_1 \times D} \quad \dots\dots\dots 3-7$$

$$I_{crms} = \left(\frac{I_{cp}^2 + I_{cp} \times I_{cv} + I_{cv}^2 \times D}{3} \right)^{\frac{1}{2}} \quad \dots\dots\dots 3-8$$

이 된다.



(그림4) Forward Converter 기본회로 및 전류, 전압파형
29



① 2차 권선 전류의 최대치 I_{sp} 는

$$I_{sp} = I_o + \frac{1}{2} \times \Delta I$$

가 되고, 최저치 I_{sv} 는

$$I_{sv} = I_o - \frac{1}{2} \times \Delta I$$

가 된다. 2차 권선 전류의 실효치

I_{SRMS} 는

$$I_{SRMS} = \left(\frac{(I_{sp}^2 + I_{sp} \times I_{sv} + I_{sv}^2) \times D}{3} \right)^{\frac{1}{2}}$$

..... 3-9

가 된다. 1차 권선 전류의 최대치 I_{cp} 는

$$I_{cp} = \frac{N_s}{N_p} \times I_{sp}$$

가 되고, 최저치 I_{cv} 는

$$I_{cv} = \frac{N_s}{N_p} \times I_{sv}$$

가 된다.

상기식으로 1차 권선 전류의 실효치를 구할 수 있다. 인덕터에 흐르는 최대전류와 최저전류의 비를 K_i 라 하고

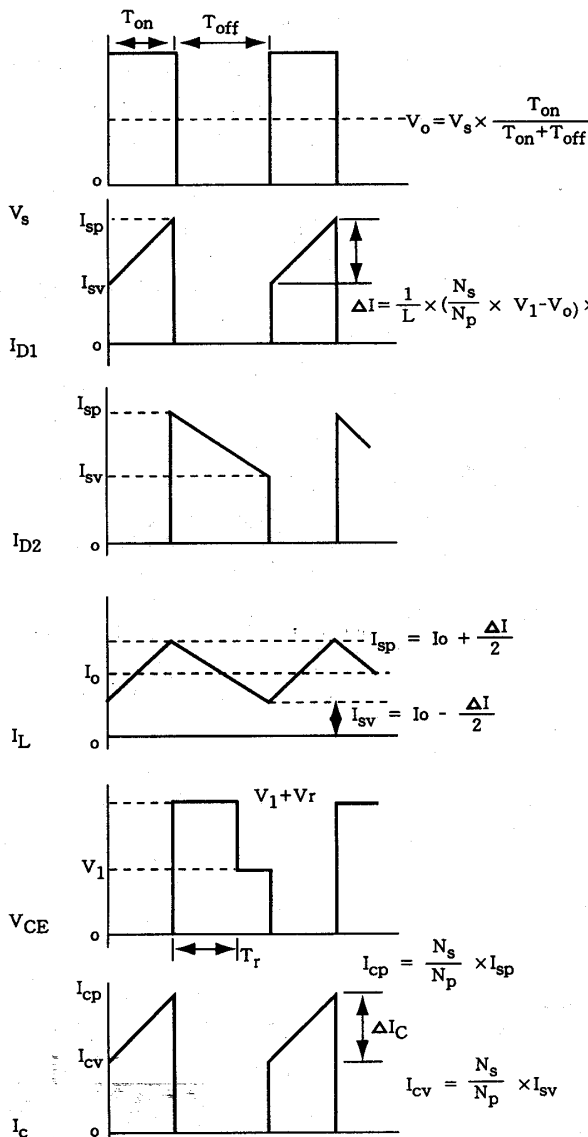
$$\left(K_i = \frac{I_v}{I_p} \right)$$

인덕턴스 L을 계산하는 공식을 유도하면

$$L = \frac{D \times (1-D) \times (1+K_i)}{2 \times f \times (1-K_i) \times I_o} \times \frac{N_s}{N_p} \times V_1$$

..... 3-10

이 된다. 따라서 임의의 K_i 에 대한 L치를 구할 수 있다. $K_i=0$ 인 경우 즉 인덕터에 흐르는 전류의 최저치가 0가 되어 전류는 삼각파로 되어 불연속 모드가 된다.



(그림5) 절연 트랜스포머를 사용한 Forward Converter
30

따라서 불연속 모드가 되는 인덕턴스의 조건을 구하면

$$L_c \geq \frac{D \times (1-D)}{2 \times f \times I_o} \times \frac{N_s}{N_p} \times V_1 \dots\dots\dots 3-11$$

가 되고 이 식은 (3-6)과 동일한 식이다. D=0.5인 경우의 L_c 는

$$L_c = \frac{1}{8 \times f \times I_o} \times \frac{N_s}{N_p} \times V_1 \dots\dots\dots 3-12$$

이 된다. K_i 및 D를 변수로 하여 실효치를 계산할 수 있는 그래프들이 발표되어 있으므로 설계할 때 이용하면 도움이 된다. 여기서는 1차 권선의 여자전류 및 V_{DF} , $V_{CF}(\text{Sat})$ 는 모두 무시하였다.

② Forward Converter는 여자전류(i_c)에 의한 에너지를 리세트 시켜야한다.

(그림5)에 RC리세트 회로를 나타내었다. 트랜지스터가 OFF 하면 트랜스포머 N_p 권선에 역기전력이 발생하고 다이오드 D_r 이 도통되어 C_r 에 충전, 저항 R_r 로 소비한다. R_r 의 소비 전력이 트랜스포머의 여자전류 에너지와 같게 되는 것이 리세트 조건이다.

여자전류에 의한 축적에너지 W_e 는

$$W_e = \frac{1}{2} \times L_p \times i_e^2 = \frac{1}{2} \times L_p \times \left(\frac{V_1 \times T_{on}}{N_p} \right)^2 = \frac{V_1^2}{2 \times L_p} \times T_{on}^2 \dots\dots\dots 3-13$$

$$P_e = \frac{V_1^2}{2 \times L_p} \times T_{on}^2 \times f = \frac{V_r^2}{R_r}$$

가 되어, 리세트 전압 V_r 은

$$V_r = \left(\frac{R_r \times f}{2 \times L_p} \right)^{\frac{1}{2}} \times V_1 \times T_{on} \dots\dots\dots 3-14$$

이 된다. 트랜스포머 자속밀도는 인가전압과 시간의 적에 비례하므로 N_p 권선에 V_r 이 발생하고 있는 시간을 리세트시간 (T_r)이라 하며

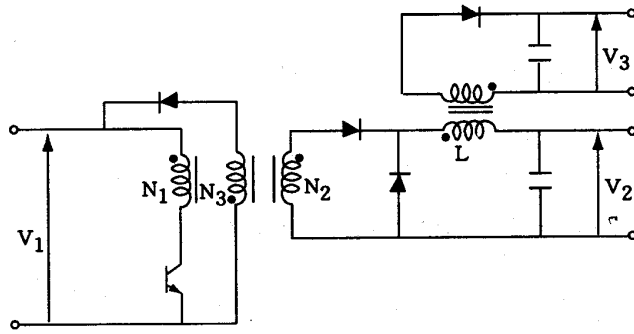
$$V_1 \times T_{on} = V_r \times T_r \dots\dots\dots 3-15$$

이 리세트 조건이다. 또 리세트 동작은 트랜지스터 기간에 완료해야 한다. 즉

$$T_r \leq T_{off} \dots\dots\dots 3-16$$

이어야 한다.

리세트 저항 R_r 을 크게하면 V_r 이 상승하고 T_r 은 감소하지만 V_r 이 OFF 기간 동안 트랜지스터에 가해지므로 트랜지스터의 내압이 문제가 된다. 일반적으로 $V_r = V_1$ 이 가장 합리적이다. 그러므로 Forward Converter 방식에서는 D = 0.5가 상한이다. 따라서 트랜스포머를 설계할 때 $D_{max} \leq 0.5$ 로 설계하여야 한다.



(그림6) 2출력 Forward Converter

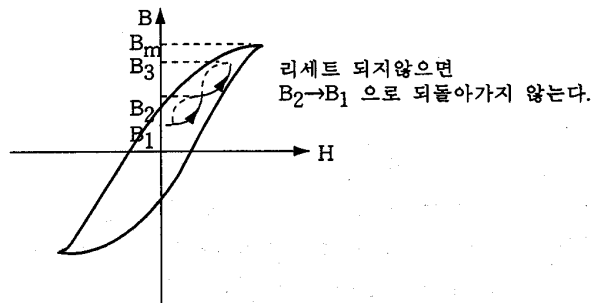
V_3 는 인덕터에 축적된 에너지를 인덕터의 2차 권선을 통해 부분적으로 이용한다. 트랜지스터 OFF 기간 동안 인덕터 양단의 전압은 V_2 이므로 V_2 가 안정되어 있으면 V_3 도 안정된다. 그러나 인덕터에 축적할 수 있는 에너지의 양이 제한되므로 V_2 출력의 30%이내에 사용해야 한다. Forward Converter 방식은 ON-ON 방식이므로 여자전류에 의한 축적 에너지를 리셋시켜야 한다. 출력전류에 비례하는 1차 전류 성분은 출력에 전달되지만 여자전류 성분은 그대로 트랜스포머에 축적되어 잔류 에너지가 된다. 이 잔류 에너지는 트랜지스터 OFF 기간 동안 스위칭 소자 양단에 전압의 형태로 가해진다. (그림6)에 리셋권선이 추가된 회로를 나타내었다. 트랜지스터가 턴-오프하면 여자전류 에너지는 리셋권선(N_3)과 다이오드를 통하여 DC전원에 전달된다. 이 전류는 커패시터를 충전하는 방향으로 흐르기 때문에 무효전력으로 되지 않고 입력측에 여자전류 에너지를 귀환시키는 것이 된다.

리셋권선과 1차 권선은 스위칭하는 동안 스파이크 전압이 발생하지 않도록 밀결합 시켜야 한다. 만약, 1차 권선과 리셋권선의 권선수를 같게 설계하면 리셋권선의 전압은 입력전압에 클램프되므로 트랜지스터 콜렉터전압은 입력전압의 2배로 제한된다. 여자전류의 에너지를 리셋하는 방법은 RC를 이용한 리셋회로도 있는데 이것은 (그림5)에서 개략적으로 설명하였다.

자속의 리셋에 대해 설명하면 다음과 같다. 트랜스포머가 포화하지 않기 위해서는 1주기 간 자속의 변화량은 같고 백터적으로 역방향일 필요가 있다. 1차 권선에는 ON 기간중에 한쪽 방향으로만 전류가 흐르고 역방향의 전류는 흐르지 않는다. 또한 2차 권선에도 OFF 기간 동안 역방향의 전류는 흐르지 않는다. 따라서 자속은

$$B = B_r + \Delta B = B_r + \frac{V_1 \times T_{on}}{N_p \times A_e} \dots\dots\dots 3-17$$

이 되고, (그림7)과 같이 변화한다.



(그림7) 트랜스포머의 B-H곡선

여기서 B_r 은 자심의 잔류자속밀도, ΔB 는 여자전류에 의해 증가한 자속밀도이다. 여자전류에 의해 축적된 에너지가 존재하는 상태에서 다음 사이클로 옮겨져 트랜지스터가 ON하면 B는 다시 정방향으로 증첩되는 형태가 된다.

즉, 자심의 자속밀도는

$$B = B_r + n \times \Delta B$$

가 되어 점차적으로 증가하여 결국 $B > B_m$ 이 되어 자심은 포화한다. 이러한 현상을 막기 위하여 트랜지스터 OFF 기간 동안 트랜스에 축적된 여자전류 에너지를 방출시켜야 하는데 이러한 에너지 방출을 트랜스포머의 리세트라 하고 에너지를 방출, 소비하는 회로를 리세트회로라 한다.

리세트권선의 권선수 설계에 대해 고찰하여 보자.

트랜지스터 OFF 기간 동안 N_3 권선의 전압은 입력전압 V_1 에 클램프되므로 N_1 권선에 유기되는 전압 V_f 는

$$V_f = \frac{N_1}{N_3} \times V_1 \dots\dots\dots 3-18$$

이 되고 V_f 는 트랜지스터 콜렉터에 입력전압과 함께 가해진다. 한 주기간의 트랜스포머 자속변화량은 같아야 하므로

$$V_f \times T_f = V_1 \times T_{on} \dots\dots\dots 3-19$$

이어야 하고, 트랜지스터 OFF 기간 동안 리세트를 완료시켜야 하므로

$$T_f \leq T_{off} \dots\dots\dots 3-20$$

이어야 한다.

따라서

$$T_f = \frac{V_1}{V_f} \times T_{on} = \frac{N_3}{N_1} \times T_{on} \leq T_{off} \dots\dots\dots 3-21$$

가 만족되어야 한다.

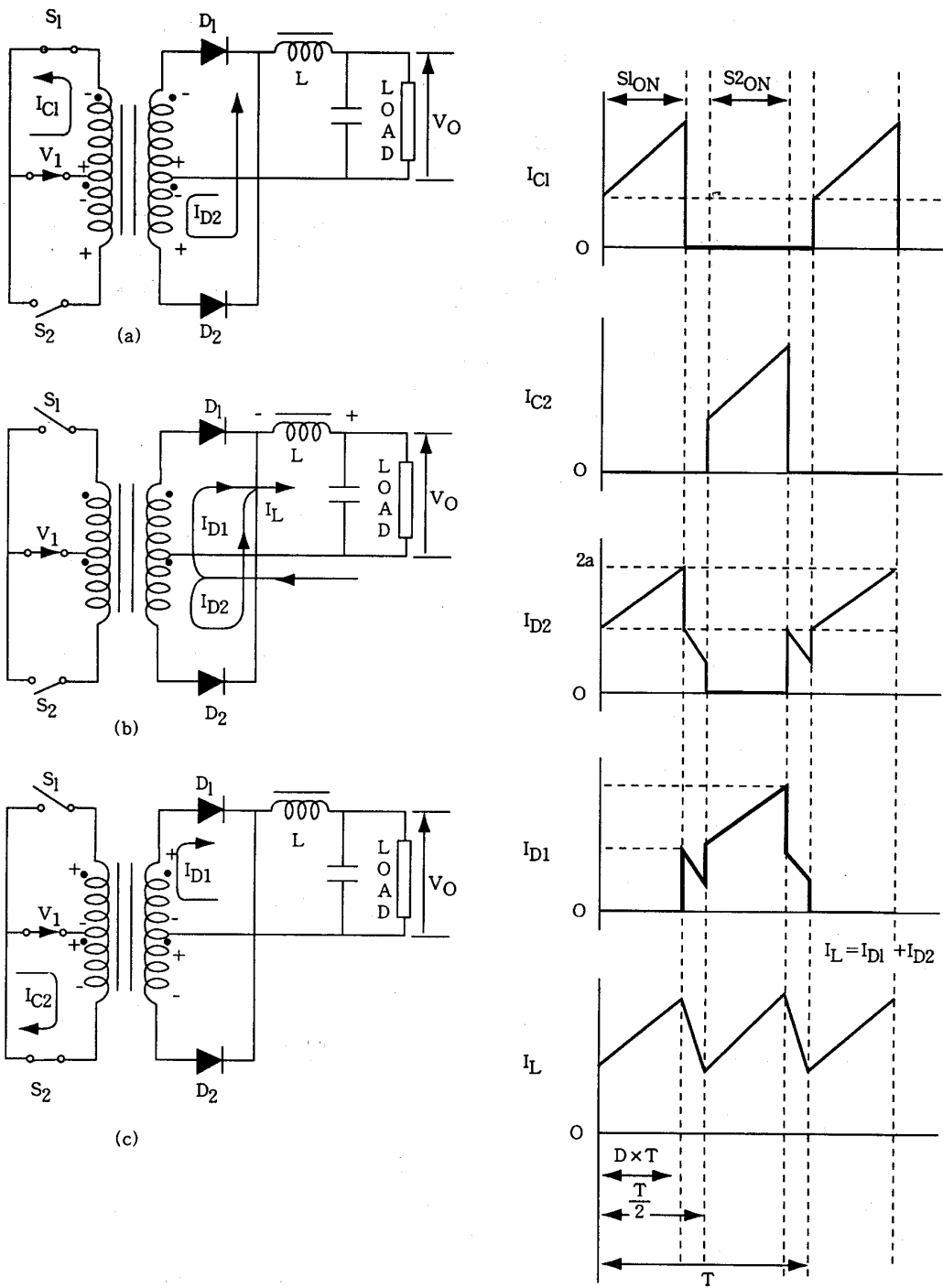
만약 $N_1=N_3$ 이면, $V_f=V_1$ 이 되어 $T_{on}=T_{off}$ 가 트랜스의 리세트 임계점이다.

지금 $N_1 < N_3$ 이면, $T_{off} > T_{on}$, $N_1 > N_3$ 이면, $T_{off} < T_{on}$ 이어야 한다. 즉 N_3 권수를 적게하면 짧은 시간에 리세트가 완료되지만 트랜지스터의 콜렉터 전압이 높아지기 때문에 양조건을 고려하여 결정해야 한다. 일반적으로 $N_1=N_3$, $D_{max} \leq 0.5$ 로 설계한다.

3) Push-Pull Converter

(그림-8)에 Push-Pull Converter의 기본회로를 나타내었다. Push-Pull Converter는 실질적으로 역위상으로 동작하는 두 개의 Forward Converter로 이루어져있기 때문에 동작원리는 Forward Converter와 동일하다.

스위치 S_1 이 닫히면 다이오드 D_2 는 도통되어 에너지는 인덕터에 축적되면서 부하에 공급된다. 스위치 S_1 , S_2 가 열리면 인덕터에 축적된 에너지는 전류 다이오드가 동작하는 D_1 , D_2 에 의해 부하전류를 계속 공급한다. 스위치 S_2 가 닫히면 다이오드 D_1 이 도통되고 다이오드 D_2 는 차단되는 동작이 계속 반복된다. Push-Pull Converter에서는 출력필터의 리플전류 주파수가 스위칭 주파수의 2배가 된다. 따라서, 출력 리플전압이 적고 필터 인덕터가 소형화 되는 것이 장점이다. 또 하나의 장점은 트랜스포머 자심이 양방향으로 구동되어 다른 회로방식에 비해 자심의 크기가 적어지므로 대출력용 스위칭 레귤레이터에 적합하다.



(그림8) Push - Pull Converter 회로 및 전류파형

4) DC-DC Converter 방식의 선택

세 가지의 기본 방식마다 여러가지 다른 회로구성이 가능하다. Flyback, Forward Converter 는 스위칭 소자를 두 개 사용한 회로구성이 가능하다. 두 개의 스위칭 소자를 사용하면 두 개의 스위칭 소자 모두가 동시에 ON-OFF한다. 이러한 회로의 선택은 스위칭 소자의 용량에 의해 결정된다. Push-Pull Converter도 트랜스포머 1차측 구동방법에 따라 Single-Ended(Half Bridge), Push-Pull, Full-Bridge로 분류된다.

스위칭 트랜스포머를 설계할 때 우선 DC-DC Converter방식을 먼저 선택하여야 한다.

선택할 때는 출력전압, 출력전력, 리플 함유율, 효율, 다출력, 입·출력간 절연 등을 고려하여야 한다. 예를 들어 고성능, 단출력, 리플 함유율 1%이하의 스위칭 레귤레이터라면 당연히 Push-Pull Converter방식이 채택된다. 물론 이러한 요구의 저출력용 스위칭 레귤레이터에서는 Forward방식이 채택될 것이다.

고전압, 다출력 스위칭 레귤레이터라면 Flyback Converter가 보편적으로 선택된다. 이것은 앞서도 설명했듯이 각 출력에 인덕터 및 전류 다이오드가 불필요하고, 대신 인덕터에 적절한 출력권선만 추가하면 쉽게 다출력을 얻을 수 있으며, 출력 리플이 크더라도 출력전압이 높을 경우는 무시될 수 있고, 다른 Converter 방식에 비해 동일 출력일 경우 2차 권선수가 거의 반으로 준다. 따라서 현재 국내 가전제품 중 특히 TV, Monitor등에는 거의 대부분이 Flyback Converter방식을 가장 많이 채택하고 있다. Flyback Converter방식은 구동방식에 따라 자려식, 타려식으로 분류되고 인덕터에 흐르는 전류의 연속, 불연속에 따라 연속, 불연속 모드로 분류할 수 있다.

일반적으로 채택되고 있는 것이 자려식 Flyback Converter이다.

자려식 Flyback 방식은 일반적으로 RCC방식이라 하고, RCC는 Ringing Choke Converter의 약자로서 기본 동작 원리에서 붙여진 이름이다.

지금까지 설명한 세 가지 방식의 장·단점을 (표4)에 정리하였다.

비교항목 \ 방식	Flyback	Forward	Push-pull
회로의 단순성	○	△	×
부품의 수	○	△	×
구동회로의 단순성	○	○	×
출력 리플	×	△	○
인덕터 용량	×	△	○
트랜스포머 용량	불필요	△	○
고 출력	×	△	○
고 전 압	○	△	△
다 출 력	○	△	△

○ : 유리하다 △ : 보통이다 × : 불리하다

(표4) Converter 방식의 비교

③ 스위칭 트랜스포머 설계방정식

스위칭 레귤레이터를 설계할 때 트랜스포머 및 인덕터 등의 설계·제작이 매우 중요하다. 트랜스포머의 권선수가 적절하지 않으면 필요한 전압이 얻어지지 않고, 트랜스포머가 자기포화에 이르게 되어 스위칭 소자를 파괴시키기도 한다. 더욱이 스위칭 레귤레이터에서는 회로방식에 따라 설계방법이 다르기 때문에 회로방식에 적합하게 설계·제작하여야 한다.

②절에서 개략적으로 설명한 DC-DC Converter 방식에 대해 이해하는 것이 바람직하다.

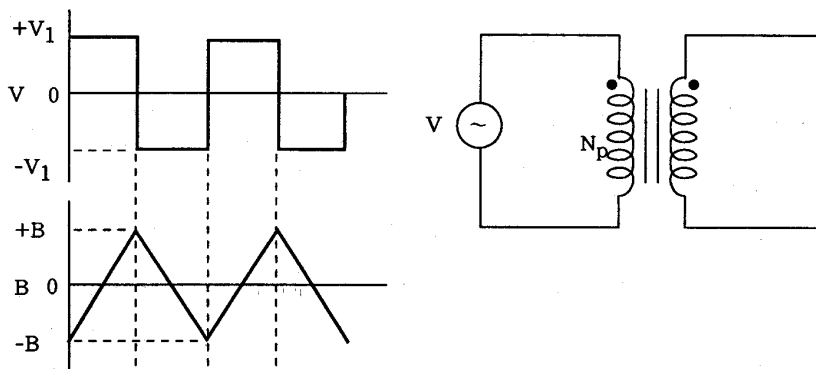
스위칭 트랜스포머의 설계조건은

- ① 입력전압, Duty가 최대일 때 자심이 포화하지 않아야 한다. (1차 권선수 N_p)
- ② 입력전압이 최저일 때도 필요한 출력전압이 얻어지도록 1·2차 권선비를 설계하여야 한다. (권선비)
- ③ 입력전압 최저, 출력전압 최대에서 트랜스포머의 온도 상승이 규정치 이하이어야 한다. (동손, 철손)
- ④ 1차 권선의 인덕턴스치는 ON-ON 방식에서 충분히 커야하고(여자전류), Flyback Converter에서는 필요한 전력을 얻을 수 있는 적절한 값이어야 한다.
- ⑤ 1차 권선의 손실과 2차 권선의 손실이 같고, 동손과 철손이 같은 손실 최소의 조건을 만족해야 한다.
- ⑥ 1·2차 결합도가 높아야 한다. (누설 인덕턴스)
- ⑦ 필요한 안전규격에 적합하여야 한다.

등이다.

1) 트랜스포머 전압방정식

①의 조건을 만족하기 위해서는 트랜스포머의 전압방정식을 이해하여야 한다.



(그림9) 트랜스포머에 가하는 전압과 자속밀도

(그림9)와 같이 자심에 N_p 회의 권선을 하여 방형파 전압을 가하면 인가전압 반주기동안 자속밀도는 $B = 2B$ 만큼 변화한다.

인가전압 V_1 과 자속 ϕ 와의 관계는 파라데이법칙에 의해

$$V_1 = N_p \times \frac{d\phi}{dt} = N_p \times A_e \times \frac{dB}{dt} \dots\dots\dots 3-22$$

이 된다. 위식을 변형하여 반주기간 적분하면

$$\frac{V_1}{N_p} \times dt = Ae \times dB$$

$$\frac{V_1}{N_p} \int_0^{\frac{T}{2}} dt = Ae \int_{-B}^B dB$$

$$\frac{V_1 \times T}{2 \times N_p} = 2 \times B \times Ae$$

$$V_1 = \frac{4 \times N_p \times Ae \times B}{T} = 4 \times N \times B \times Ae \times f \dots\dots\dots 3-23$$

식(3-23)이 방형파 전압을 가했을 때의 트랜스포머 전압방정식이다.
 다음은 직류전압을 인가했을 때, 자심이 일정한 자속밀도에 도달하는 시간을 고찰하여 보자. 전압과 자속의 관계식에서

$$V_1 = N_p \frac{d\phi}{dt} = N_p \times Ae \times \frac{dB}{dt} = N_p \times Ae \times \frac{\Delta B}{\Delta T}$$

$$\Delta T = \frac{N_p \times Ae \times \Delta B}{V_1} \dots\dots\dots 3-24$$

이 되고, $\Delta T = T_{on}$, $\Delta B = B_m$ 이라 하면

$$T_{on} = \frac{N_p \times Ae \times B_m}{V_1} \dots\dots\dots 3-25$$

이 된다. 즉 V_1 을 인가했을 때 T_{on} 시간후에는 포화 자속밀도에 도달한다.
 식(3-25)를 변형하면

$$N_p = \frac{V_1 \times T_{on}}{Ae \times B_m} \dots\dots\dots 3-26$$

이 된다. 따라서 입력전압, Duty가 최대일 때 자심이 포화하지 않으려면 N_p 가 일정치 이상이어야 한다.

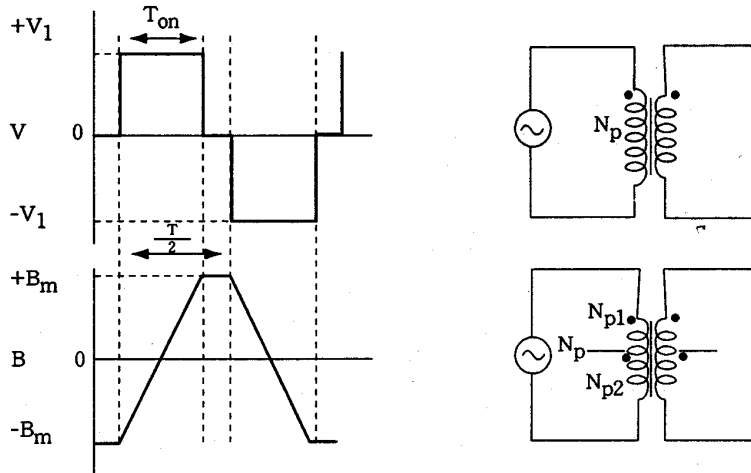
브릿지형 Converter에서는 (그림10)과 같이 T_{on} 기간 동안 자속밀도가 $-B_m$ 에서 $+B_m$ 까지 변화하므로 (3-24)식은

$$T_{on} = \frac{2 \times N_p \times Ae \times B_m}{V_1}$$

이 되고

$$N_p \geq \frac{V_1 \times T_{on}}{2 \times Ae \times B_m} \dots\dots\dots 3-27$$

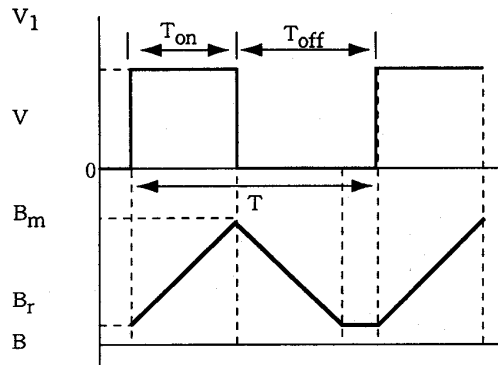
이 된다.



(그림10) 브릿지형 Converter의 전압과 자속밀도

Push-Pull Converter에서 (3-27)식의 N_p 를 1차 권선의 반으로 (N_{p1})생각하면 (3-27)식을 그대로 적용할 수 있다. (그림10참조)

Forward Converter에서는 (그림11)과 같이 한쪽 방향의 자속만 사용하고 반대방향은 전류가 흐르지 않으므로 (3-24)식의 ΔB 를 $\Delta B = B_m - B_r$ 로 하여야 한다.



(그림11) Forward Converter의 전압과 자속밀도

따라서 (3-24)식은

$$T_{on} = \frac{N_p \times A_e \times (B_m - B_r)}{V_1} \dots\dots\dots 3-28$$

이 되어,

$$N_p \geq \frac{V_1 \times T_{on}}{A_e \times (B_m - B_r)}$$

이 된다.

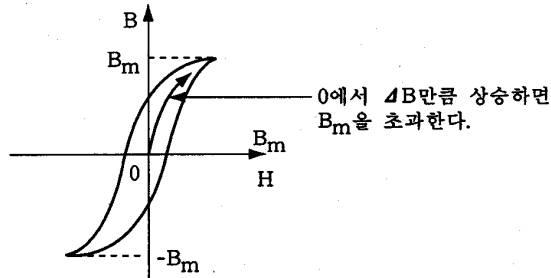
지금까지의 설명을 요약하면 트랜스포머가 포화하지 않는 1차 권선수의 조건은 Push-Pull 방식일 경우

$$N_p \geq \frac{V_{1(max)} \times T_{on(max)}}{2 \times A_e \times B_m} \dots\dots\dots 3-29$$

이고, Forward방식일 경우

$$N_p \geq \frac{V_{1(max)} \times T_{on(max)}}{A_e \times (B_m - B_r)} \dots\dots\dots 3-30$$

이다. (3-29), (3-30)식에 의하면 다석식일 경우 N_p 는 Forward방식에 비해 반으로 준다. 그러나 실질적으로 그렇지 못하다. 회로가 기동할 때의 B-H곡선을 고찰하여 보면 자속의 변화는 $B = 0$ 에서 시작하므로 입력전압 V_1 이 인가될 때 (그림12)와 같이 B_m 을 초과하여 자속포화를 일으키는 경우가 있다.



(그림12) 기동시의 B-H곡선

이러한 현상을 방지하기 위하여 ON 시간을 서서히 증가시키는 소프트 스타트 회로가 필요하다. 또한 트랜스포머를 설계할 경우 자속밀도의 변화분을 고려하여 $B = B_m$ 으로 하여 설계하는 것이 적합하다. 출력전류가 급격히 증가했을 때 입력전압에 관계없이 스위칭 소자가 최대 ON으로 되는 경우가 있으므로

$$N_p \geq \frac{V_{in(max)} \times T_{on(max)}}{A_e \times B_m} \dots\dots\dots 3-31$$

를 기준으로 설계하는 것이 적합하다.

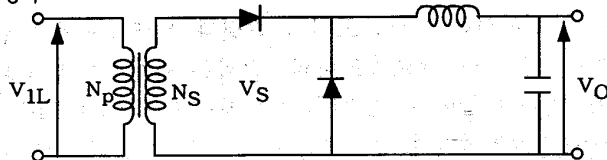
Flyback방식의 트랜스포머는 기능상 인덕터로 분류하여야 하고 1차 권선의 L 값(L_p)이 회로동작 상태를 좌우하며 에너지를 축적시키기 위하여 자심에 공극을 설계하여야 하므로 1차 권선수 N_p 를 설정하는 것이 쉽지 않다. 다만 자심이 포화하지 않는 N_p 의 조건으로서 (3-28)식이 적용될 수 있다.

상세한 것은 RCC 회로방식에서 설명하겠다.

2) 1·2차 권선비 설계공식

1차 권선수와 2차 권선수를 N_p, N_s 라 하고 최저 입력전압을 V_{1L} , 출력전압을 V_o , 다이오드의 순방향 전압강하를 V_{DF} , DUTY 최대를 D_{max} 라 했을 때 ②의 조건을 만족하기 위해서는 다음과 같은 권선비 조건이 필요하다.

Forward 방식일 경우



$$V_s \times \frac{T_{on}}{T} \geq V_o + V_{DF}$$

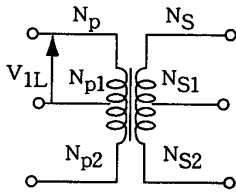
$$V_s = V_{1L} \times \frac{N_s}{N_p}$$

이므로 1·2차 권선비 $\frac{N_s}{N_p}$ 는

$$\frac{N_s}{N_p} \geq \frac{V_o + V_{DF}}{V_{1L} \times D_{max}} \dots\dots\dots 3-32$$

이어야 한다.

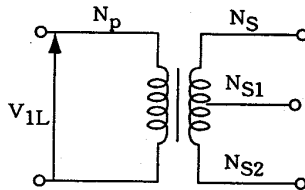
Push-Pull방식일 경우



$$\frac{N_s}{N_p} \geq \frac{V_o + V_{DF}}{V_{1L} \times 2 \times D_{max}} \dots\dots\dots 3-33$$

이어야 하고

브릿지 방식일 경우는



$$\frac{N_s}{N_p} \geq \frac{V_o + V_{DF}}{V_{1L} \times D_{max}} \dots\dots\dots 3-34$$

이고

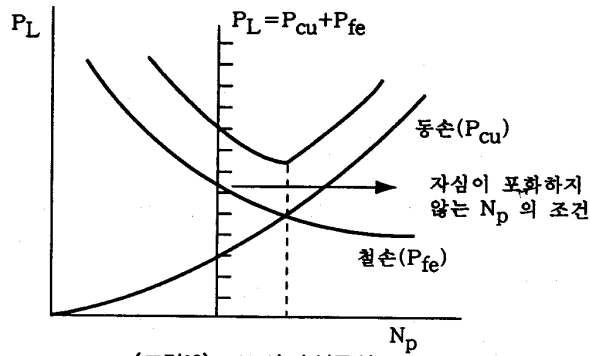
Flyback방식일 경우는

$$\frac{N_s}{N_p} \geq \frac{V_o + V_{DF}}{V_{1L} \times \left(\frac{1}{D_{max}} \times 1\right)} \dots\dots\dots 3-35$$

이다. (3-32), (3-35)식에서 $D_{max} = 0.5$ 일 경우 Flyback방식일 경우 권선비가 반으로 준다.

3) 트랜스포머의 온도상승

③⑤의 조건을 만족하기 위해서는 트랜스포머의 손실과 트랜스포머의 열저항(R_t)의 적이 규정한 온도상승 이하이어야 한다. 트랜스포머의 손실은 권선저항에 의한 동손(P_{cu})과 자심의 손실에 의한 철손(P_{fe})의 합이다. 철손(P_{fe})는 자속밀도의 약 2.4승 주파수에 대해 약 1.2승으로 증가한다. 트랜스포머의 1차 권선 N_p 와 철손 및 동손의 관계를 (그림13)에 나타내었다.

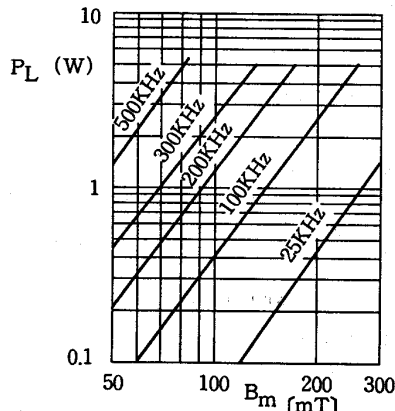


전압방정식에서 N_p 를 크게 설정하면 자속밀도가 낮아져 철손은 감소하나 비례적으로 동손이 증가한다. 동손은 1차 권선의 손실과 2차 권선의 손실이 같은 경우 최저로 되므로, 1차 권선의 면적과 2차 권선 도체의 면적을 같게 배분하는 것이 바람직하다.

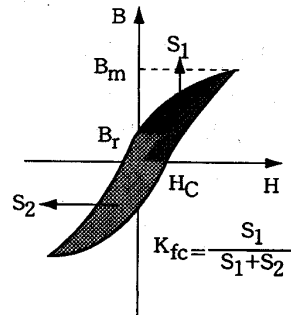
① 철손(P_{fe})

철손에 관한 정보는 자심 제조 업체에서 제공하는 자료를 참고하여야 한다. 철손은 자속 밀도(변화량), 주파수, 재질, 형상, 온도등에 의해 변화한다. 자심 제조 업체에서 제공된 그래프는 자속밀도를 $\pm B$ 변화 시킨 경우의 손실이므로 Forward, Flyback Converter는 적절한 손실계수(K_{fc})를 곱해야 한다. 1석식 Converter일 경우의 손실계수는 0.3~0.4사이이다. 이 값은 실험치이다.

(그림14)와 (그림15)에 철손과 손실계수에 대해 나타내었다.



(그림14) 철손 그래프 (TDK H_{7C4} PQ 26/25 at 100℃)



(그림15) 손실계수 K_{fc}

② 동손(P_{cu})

트랜스포머에 전류가 흐르면 I^2R 에 상당하는 열이 발생한다. 이것을 동손이라 한다. 즉 동손 P_{cu} 는

$$P_{cu} = I_{rms}^2 \times R_w \quad [W] \dots\dots\dots 3-36$$

이고, 여기서

R_w : 권선 저항 (Ω)

I_{rms} : 권선실효 전류 (A)

이다.

권선이 둘 이상인 경우의 전 동손은

$$P_{Cu} = I_{rms}^2 \times R_{wi} \quad [W] \dots\dots\dots 3-37$$

이고, 여기서

I_{rms} : i차권선 실효전류(A)
 R_{wi} : i차권선 저항 (Ω)

이다.

철손은 트랜스포머 1차 권선에 전원을 접속하면 무부하 상태에서도 발생하는데 비해, 동손은 트랜스포머에 부하가 접속되어 부하전류가 흐르므로 인해 발생하기 때문에 부하손이라 부른다.

동손의 계산은 DC-DC컨버터 회로방식에서 기술한 전류파형의 실효전류치와 권선저항을 알면 계산이 가능하다. 권선저항은 동선의 선경에 따라 다르다. 선경은 일반적으로 실효전류치와 전류밀도로 결정한다.

실효전류치와 동선의 선경관계는 전류밀도를 j 라 하고, 동선의 직경을 d 라 할 때

$$d = 2 \times \left(\frac{I_{rms}}{\pi \times j} \right)^{\frac{1}{2}} \quad [m] \dots\dots\dots 3-38$$

의 관계가 있다.

이 공식을 이용하여 동선의 선경을 결정할 경우 전류밀도를 설정해야 하는데 전류밀도의 설정은 온도상승과 관계가 있다.

자연냉각 상태에서 트랜스포머의 온도를 30℃상승시키는 전류밀도는 자심의 AP($A_e \times A_w$)가 1cm⁴일 때 450A/cm²이라는 것이 실험적으로 알려져 있다.

즉

$$J_{30} = 450 \times AP^{-0.125} \quad A/cm^2 \dots\dots\dots 3-38$$

$$J_{15} = 318 \times AP^{-0.125} \quad [A/cm^2] \quad :15^\circ\text{C 온도상승 전류밀도}$$

의 관계가 있다. 자심의 AP가 크면 전류밀도를 낮게 설정해야 한다. 이것은 열방산 면적이 열발생 체적에 비례하여 증가하지 않기 때문이다.

선경이 결정되면 다음식을 이용하여 권선저항을 구할 수 있다.

$$R_w = N \times l_t \times R_t \quad [\Omega] \dots\dots\dots 3-39$$

여기서

l_t : 권선 1회당 평균길이
 R_t : 동선의 단위 길이당 저항

이다.

스위칭 트랜스포머에서는 동선의 표피효과를 고려해야 한다. 표피효과는 도체에 고주파 전류가 흐르면 전류가 도체표면에 집중되고 도체 내부에는 흐르지 않아 실효저항이 상승하는 현상이다. (그림16)에 표피효과에 의한 저항의 증가를 나타내었다. 직류에 대한 고주파에서는 저항 증가를 R_{ac}/R_{dc} 라 하면 표피효과를 고려한 동손은

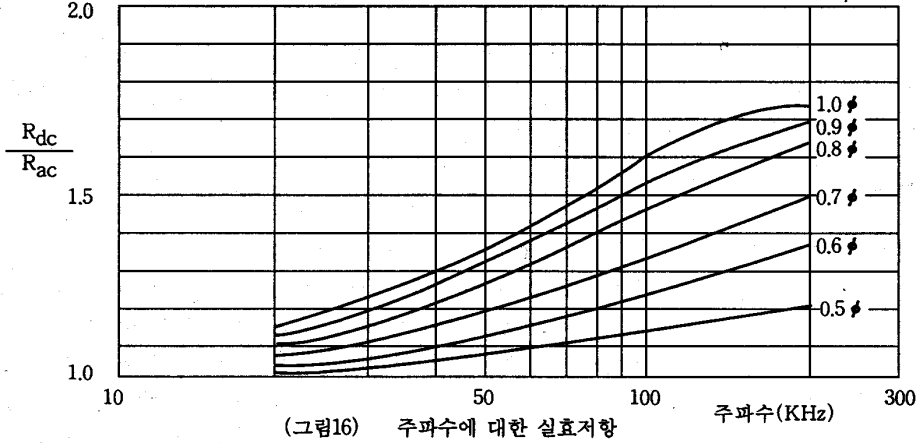
$$P_{Cu} = \Sigma I_{rms}^2 \times \frac{R_{ac}}{R_{dc}} \times R_{wi} \dots\dots\dots 3-39$$

가 된다. 여기서

$$\frac{R_{ac}}{R_{dc}} = 1.15 \quad 50\text{KHz} \quad \text{선경 } 0.6 \text{ mm}$$

$$\frac{R_{ac}}{R_{dc}} = 1.15 \quad 100\text{KHz} \quad \text{선경 } 0.5 \text{ mm}$$

선경이 가능한 표피효과에 의한 영향이 감소하므로 같은 단면적이라도 가능한 가는선을 여러가닥 사용하는 편이 동손을 감소시킨다. 50KHz이상의 고주파에서는 0.6mm이하의 동선을 사용하는 것이 바람직하다. 실질적으로 동선의 저항도 온도에 따라 달라지고, 표피효과도 다르기 때문에 이러한 공식들은 스위칭 트랜스포머를 설계한 후 손실을 평가하기 위하여 사용하는 데 만족하여야 한다.



③ 트랜스포머의 열저항

트랜스포머의 열저항(R_t) 및 체적(V_e)은 AP ($A_e \times A_w$)에 비례하는 것이 실험적으로 알려져 있다. 즉 열저항(R_t)과 자심의 체적(V_e)은

$$R_t \cong 23 \times AP^{-0.37} \quad [^{\circ}\text{C}/\text{W}] \quad \dots\dots\dots 3-40$$

$$V_e \cong 5.7 \times AP^{0.68} \quad [\text{m}^3] \quad \dots\dots\dots 3-41$$

의 관계가 있다.

트랜스포머의 손실과 온도상승은

$$P_L = P_{cu} + P_{fe} = \frac{\Delta T}{R_t} \quad \dots\dots\dots 3-42$$

$$\Delta T = R_t \times P_L \quad \dots\dots\dots 3-43$$

의 관계가 있다. 자심의 AP 와 열저항과의 관계식에서 트랜스포머의 열저항을 구한 후 (3-42)식에 의해 규정한 온도상승을 만족시키는 전손실 P_L 을 계산할 수 있다.

예를들어 EER34 자심의 경우 $AP = 1.83\text{cm}^4$ 이므로 열저항 R_t 는

$$R_t = 23 \times AP^{-0.37} = 23 \times 1.83^{-0.37} = 18.39 \quad [^{\circ}\text{C}/\text{W}]$$

가 된다. 온도상승이 30℃가 되는 전손실 P_L 은 (3-43)식에서

$$P_L = \frac{\Delta T}{R_t} = \frac{30}{18.39} = 1.63 \quad [\text{W}]$$

가 된다. 그러므로 트랜스포머의 온도상승이 30℃이하로 되기 위해서는 트랜스포머의 전손실은 1.63W이하이어야 한다. 지금까지 1·2차 권선수 결정 및 트랜스포머 열저항에 대해 기술하였는데 스위칭 레귤레이터의 회로방식 및 입·출력조건이 결정되면 우선 자심의 크기를 개략적으로 설정하여야 한다.

일반적으로 Flyback방식을 제외한 다른 회로방식에 대해서는 AP와 트랜스포머 용량에 관한 공식들이 자심 제조 업체 기술자료 및 기술문헌에 많이 발표되어 있다.

(Flyback방식에 대해서는 뒤에 기술한다.)

이러한 공식들을 이용할 때 주위해야 할 사항은 도체 점유율의 설정이다.

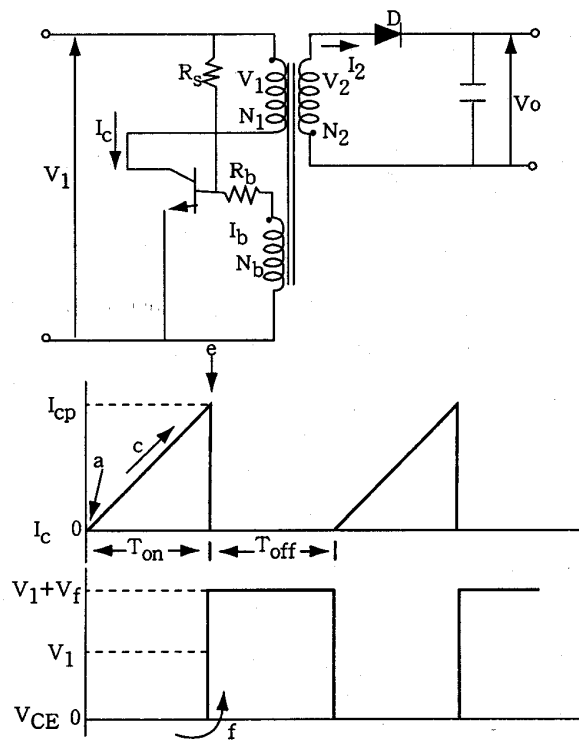
도체 점유율이란? 자심의 창면적 중에 동선이 차지하는 면적의 비율이다. 도체 점유율을 설정하면서 보빈 점유율을 고려하지 않은 것도 있고, 실제와 맞지 않는 점유율을 대입하여 산출한 공식들이 있기 때문에 이점에 유의해야 한다. 경험에 의하면 점유율은 최적으로 권선했을 때 20%이내이고 VDE등의 안전규격을 만족하기 위해서는 15%이하로 감소한다. 따라서 1차 권선의 점유율은 7%~10%이하이다.

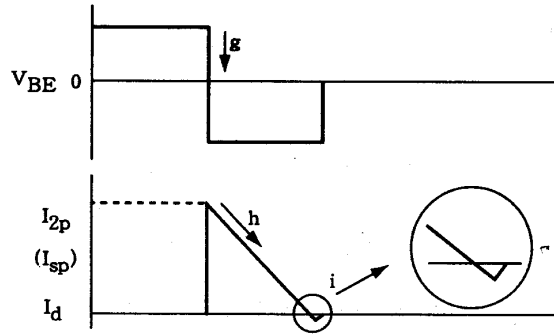
4) RCC회로방식

출력이 50W이하인 스위칭 레귤레이터에는 RCC방식을 가장 많이 채택하고 있다. 제어용 IC를 사용할 경우에는 150W이하에서도 많이 사용한다. RCC는 Ringing Choke Converter를 약칭한 것으로 자려식 Flyback Converter이다. 현재 여러 반도체 업체에서 자려식 Flyback 제어용 IC가 발표되어 있고 가장 많이 보급된 것이 시멘스의 TDA4601이다. 이 RCC방식은 외부발진을 필요로 하지 않고 트랜스포머와 스위칭 소자로 발진동작을 하기 때문에 회로 구성이 매우 간단하여 저 가격의 스위칭 레귤레이터를 만들 수 있다. 한편 입·출력 변화에 의해 동작 주파수가 크게 변화하고 출력 변환 효율이 그다지 높지 않기 때문에 대전력용으로 부적합하다.

1) 자려발진의 원리

RCC기본회로 및 파형을 (그림17)에 나타내었다. 자려발진의 원리는 다음과 같다.





(그림17) RCC기본회로 및 파형

- a) 입력전압 V_1 이 인가되면 기동저항 R_s 를 통해 TR의 베이스 전류가 흘러 TR이 턴-온한다.
- b) 트랜스포머 1차측에 입력전압이 가해지고 동시에 베이스 구동용 권선에는 정 바이어스 전압이 유기되어 $N_b \cdot R_b \cdot Q$ 를 흐르는 전류는 기동전류와 합해진다.
- c) 컬렉터 전류는 $\frac{V_1}{L_p}$ 의 기울기로 직선적으로 증가한다.
- d) 이 때 2차 권선의 전압은 유기되지만 이 전압은 다이오드 D에 의해 차단되므로 2차 권선에는 전류가 흐르지 않는다.
- e) 컬렉터 전류는 시간에 비례하여 증가하지만

$$I_c = \frac{V_1}{L_p} \times t$$

베이스 전류가 일정하기 때문에 컬렉터 전류도 일정치 이상으로 증가하지 않는다. 이 임계치는 $h_{fe} \times I_b$ 이다. TR은 컬렉터 전류가 임계치에 도달할 때까지 ON한다.

- f) TR 온(on)기간 입력전압 V_1 은 1차 권선에 인가되지만 컬렉터 전류가 임계치에 도달하면 입력전압 V_1 은 컬렉터-에미터간에 인가된다.

$$L \frac{d_i}{d_t} = V \quad \left(\frac{d_i}{d_t} = 0 \right)$$

- g) 이 때 베이스 권선에는 극성이 반전된 전압이 발생하여 TR을 OFF시킨다.
- h) 트랜스포머 1차측에 축적된 에너지가 2차 권선과 다이오드를 통하여 부하에 공급된다.
- i) 1차측에 축적된 에너지가 다이오드 D를 통해 방전을 완료하면 다이오드 전류 I_d 는 0이 된다. 그런데 $I_D=0$ 이후 다이오드를 역바이어스 하는 다이오드 리카브리 전류가 흐른 후 급속히 0으로 복귀한다. 이 때 트랜지스터를 ON시키는 베이스 전압이 발생하여 TR이 ON된다.

2) 자려식 Flyback Converter의 발진정수

조금은 복잡하지만 자려식 Flyback Converter의 발진정수를 구하는 공식을 유도해 보자.

1차 권선에 흐르는 전류 I_c 는

$$I_c = \frac{V_1}{L_p} \times t \quad \dots\dots\dots 3-44$$

이고, I_c 의 최대치는 $t=T_{on}$ 일 때이므로

$$I_{cp} = \frac{V_1}{L_p} \times T_{on} \quad \dots\dots\dots 3-45$$

이다. 또 2차 권선 전류의 최대치 I_{sp} 는 트랜스포머의 원리에서

$$I_{sp} = \frac{N_p}{N_s} \times I_{cp} = \frac{N_p}{N_s} \times \frac{V_1}{L_p} \times T_{on} \dots\dots\dots 3-46$$

이 된다.

2차 전류 I_s 는 I_{sp} 에서 $\frac{V_2}{L_s}$ 의 비율로 감소한다. 따라서 2차 전류 I_s 는

$$I_s = I_{sp} - \frac{V_2}{L_s} \times t = \frac{N_p}{N_s} \times \frac{V_1}{L_p} \times T_{on} - \frac{V_2}{L_s} \times t \dots\dots\dots 3-47$$

RCC 방식의 초기 조건으로 $t=T_{off}$ 일 때 2차 전류는 0이므로 (3-47)식은

$$\frac{N_p}{N_s} \times \frac{V_1}{L_p} \times T_{on} = \frac{V_2}{L_s} \times T_{off} \dots\dots\dots 3-48$$

가 되어 T_{off} 는

$$\begin{aligned} T_{off} &= \frac{N_p}{N_s} \times \frac{V_1}{L_p} \times T_{on} \times \frac{L_s}{V_2} = \frac{N_p}{N_s} \times \frac{L_s}{V_2} \times T_{on} \times \frac{V_1}{L_p} \\ &= \frac{N_p}{N_s} \times \frac{L_s}{V_2} \times I_{cp} \dots\dots\dots 3-49 \end{aligned}$$

가 된다. (3-45)와 (3-49)식에서 D 를 구하면

$$\begin{aligned} D &= \frac{T_{on}}{T_{on}+T_{off}} = \frac{\left(\frac{L_p}{V_1}\right) \times I_{cp}}{\left(\frac{L_p}{V_1}\right) \times I_{cp} + \frac{N_p}{N_s} \times \frac{L_s}{V_2} \times I_{cp}} \\ &= \frac{V_2 \times \sqrt{L_p}}{V_2 \times \sqrt{L_p} + V_1 \times \sqrt{L_s}} \dots\dots\dots 3-50 \end{aligned}$$

가 된다.

다음은 발진주파수를 구해보자.

에너지법칙에 의해

$$e \times \frac{1}{2} \times L_p \times I_{cp}^2 \times f = I_o \times V_2 \dots\dots\dots 3-51$$

가 되고, 이 공식에서 I_{cp} 를 구하면

$$\begin{aligned} I_{cp} &= \sqrt{\frac{2 \times I_o \times V_2}{e \times L_p \times f}} \\ I_{cp}^2 &= \frac{2 \times I_o \times V_2}{e \times L_p \times f} \dots\dots\dots 3-52 \end{aligned}$$

가 되고, 주파수 f 는

$$f = \frac{2 \times I_o \times V_2}{e \times L_p \times I_{cp}^2} \dots\dots\dots 3-53$$

가 된다. (3-53)식에 (3-45)식을 대입하면

$$f = \frac{2 \times I_o \times V_2}{e \times L_p \times \frac{V_1^2}{L_p^2} \times T_{on}^2} = \frac{2 \times I_o \times V_2 \times L_p}{e \times V_1^2 \times T_{on}^2} \dots\dots\dots 3-54$$

가 된다. 여기서

$$T_{on} = \frac{D}{f} \dots\dots\dots 3-55$$

를 (3-54)식에 대입하면

$$f = \frac{2 \times I_o \times V \times L_p}{e \times V_1^2 \times \frac{D^2}{f^2}} = \frac{2 \times I_o \times V_2 \times L_p \times f^2}{e \times V_1^2 \times D^2} \dots\dots\dots 3-56$$

$$f = \frac{e \times V_1^2 \times D^2}{2 \times I_o \times V_2 \times L_p} \dots\dots\dots 3-57$$

이 된다. (3-50)식을 (3-57)식에 대입하면

$$f = \frac{e \times V_1^2 \times V_2^2 \times L_p}{2 \times I_o \times V_2 \times L_p \times (V_2 \times \sqrt{L_p} + V_1 \times \sqrt{L_s})^2}$$

$$= \frac{e \times V_1^2 \times V_2}{2 \times I_o \times (V_2 \times \sqrt{L_p} + V_1 \times \sqrt{L_s})^2} \dots\dots\dots 3-58$$

여기서 $V_2 = V_d + V_{df}$
 $V_1 = V_{in} - V_{ce(sat)}$

가 된다.

지금까지 Duty와 발진주파수에 관한 공식을 유도한 것은 입·출력조건에 의해 발진정수가 어떻게 변화하는가를 이해하므로 트랜스포머를 설계할 때 도움이 된다. 우리는 (3-50)식과 (3-58)식으로 부터 다음과 같은 결론을 얻을 수 있다.

- ① D는 입력전압에 역비례하여 감소한다. 즉 입력전압이 높아지면 T_{on} 은 감소한다.
- ② D는 부하전류의 영향을 받지않고 입·출력전압 및 1·2차 권선비가 정해지면 D는 정해진다.
- ③ D는 1차측 인덕턴스를 크게하면 증가하고 2차측 인덕턴스를 크게하면 감소한다. 즉 1·2차 권선비가 크면 D는 증가하고 적으면 D는 감소한다.
- ④ 발진주파수 f는 입력전압이 높아지면 증가하고 부하전류 I_o 가 증가하면 감소한다.
- ⑤ 발진주파수 f는 L_p 가 증가하면 감소한다.

이러한 결론을 이용하여 D_{max} 와 최저주파수를 먼저 설정한 후 트랜스포머를 설계한다.

3) 자력식 Flyback 트랜스포머 설계방정식

2)항에서 유도한 공식을 이용하여 트랜스포머를 설계할 수 있지만 실용적인 공식을 유도하면 다음과 같다. 트랜스포머의 정수를 구하는 공식은 에너지법칙과 유도법칙에서 유도되었기 때문에 어떠한 방법으로 유도되더라도 동일한 결과가 나온다.

에너지법칙에 의해 1차 평균 전류는

$$e \times P_1 = P_o$$

$$e \times I_{cm} \times V_1 = I_o \times V_2 = P_o$$

$$I_{cm} = \frac{P_o}{e \times V_1} = \frac{I_{cp}}{2} \times \frac{T_{on}}{T} = \frac{I_{cp}}{2} \times D \quad * I_{cm} : \text{콜렉터 평균전류}$$

가 되고, I_{cp} 는

$$I_{cp} = \frac{2 \times P_o}{e \times V_1 \times D} \dots\dots\dots 3-59$$

가 되고, 유도법칙에서

$$V_1 = L_p \frac{d_i}{dt} = L_p \frac{\Delta I}{\Delta T} = L_p \frac{I_{cp}}{T_{on}}$$

이므로, L_p 는

$$L_p = \frac{V_1}{I_{cp}} \times T_{on} \dots\dots\dots 3-60$$

이 된다. (3-60)식에 (3-59)식을 대입하면

$$\begin{aligned} L_p &= \frac{e \times V_1^2 \times D \times T_{on}}{2 \times P_o} = \frac{e \times V_1^2 \times D^2 \times T}{2 \times P_o} \\ &= \frac{e \times V_1^2 \times D^2}{2 \times P_o \times f} \dots\dots\dots 3-61 \end{aligned}$$

이 된다. Duty Cycle $D = \frac{T_{on}}{T}$ 에 대해 고찰해 보자.

유도법칙에서

$$\begin{aligned} V_1 &= L_p \times \frac{I_{cp}}{T_{on}} \\ T_{on} &= \frac{L_p \times I_{cp}}{V_1} \dots\dots\dots 3-62 \end{aligned}$$

가 된다. 트랜스포머 원리에 의해

$$1 \cdot 2 \text{차 권선비를 } \mu = \frac{N_p}{N_s} I_2 \text{ 라 하면}$$

$$1 \text{차측 권선전류 } I_2 = \frac{I_1}{\mu}$$

$$1 \text{차측 권선전압 } V_2 = \mu \times V_1$$

$$1 \text{차측 인덕턴스 } L_p = \mu^2 \times L_s$$

이다.

유도법칙에 의해 2차 권선 단자전압 V_2 는

$$\begin{aligned} V_2 &= L_s \times \frac{d_i}{dt} = L_s \frac{\Delta I_2}{\Delta T} = L_s \frac{I_{2p}}{T_{off}} \\ &= L_s \frac{\mu \times I_{cp}}{T_{off}} \end{aligned}$$

가 된다.

1차 권선 단자전압 V_2 는

$$V_2 = \mu \times V_1 = L_s \frac{\mu^2 \times I_{cp}}{T_{off}} = L_p \frac{I_{cp}}{T_{off}}$$

가 된다. 따라서 T_{off} 는

$$T_{off} = \frac{L_p \times I_{cp}}{V_2} \dots\dots\dots 3-63$$

가 된다. (3-62)식과 (3-63)식에서

$$T = T_{on} + T_{off} = \frac{L_p \times I_{cp}}{V_1} + \frac{L_p \times I_{cp}}{V_2'}$$

$$= L_p \times I_{cp} \times \left(\frac{1}{V_1} + \frac{1}{V_2'} \right)$$

가 된다. 따라서 Duty cycle D는

$$D = \frac{T_{on}}{T} = \frac{L_p \times I_{cp} \times \frac{1}{V_1}}{L_p \times I_{cp} \times \left(\frac{1}{V_1} + \frac{1}{V_2'} \right)}$$

$$= \frac{V_2'}{V_1 + V_2'} = \frac{\mu \times V_2}{V_1 + \mu \times V_2}$$

$$= \frac{1}{1 + \frac{V_1}{\mu \times V_2}} \dots\dots\dots 3-64$$

가 된다. (3-64)식에 의하면 Duty cycle은 입·출력 전압 및 권선비에 의해 결정됨을 알 수 있고 이 결론은 2)항의 결론과 동일하다.

(3-64)식으로 부터 권선비를 구하면

$$\mu = \frac{1}{V_2 \times \left(\frac{1}{D} - 1 \right)} \dots\dots\dots 3-65$$

가 된다.

(3-61)식에 (3-65)식을 대입하여 정리하면

$$L_p = \frac{e \times T}{2 \times P_o} \times \left(\frac{V_1 \times V_2}{\frac{V_1}{\mu} + V_2} \right)^2 \dots\dots\dots 3-66$$

이 된다. (3-59), (3-65), (3-66)식이 자력식 Flyback 트랜스포머를 설계하는 기본 공식이다.

4) 자력식 Flyback 트랜스포머 용량 방정식

자심의 크기를 설정하는 공식을 유도하면 다음과 같다. Flyback Converter의 출력은 스위칭 소자 ON 기간 1차에 축적된 에너지이다. 이 에너지는 거의 자심의 공극에 축적된다.

(1-40)식에 의해 축적되는 에너지는

$$W = \frac{1}{2} \times L_p \times I_{cp}^2 = \frac{1}{2} \times B \times H_g \times A_e \times l_g \dots\dots\dots 3-67$$

가 된다.

기자력 F_m의 대부분이 공극에서 소비되므로 H_g는 (1-38)식에 의해

$$H_g = \frac{F_m}{l_g} = \frac{N_1 \times I_{cp}}{l_g} \dots\dots\dots 3-68$$

이 된다. (3-67)에 (3-68)식을 대입하여 정리하면

$$\frac{1}{2} \times L_p \times I_{cp}^2 = \frac{1}{2} \times N_1 \times I_{cp} \times A_e \times B \dots\dots\dots 3-69$$

$$L_p \times I_{cp} = B \times A_e \times N_1 \dots\dots\dots 3-70$$

이 되어 1차 권선수 N_1 은

$$N_1 = \frac{L_p \times I_{cp}}{B \times A_e} = \frac{L_p \times I_{cp}}{B_m \times A_e} \dots\dots\dots 3-71$$

이 된다.

1차 권선 N_1 과 1차 권선의 실효전류 I_{crms} 를 곱한것은 1차 권선의 도체면적 A_p 과 전류 밀도 j 를 곱한것과 같다.

즉

$$N_1 \times I_{crms} = A_p \times j = K_p \times A_w \times j$$

가 되어, 1차 권선 N_1 은

$$N_1 = \frac{A_w \times j_{max} \times K_p}{I_{crms}} \dots\dots\dots 3-72$$

가 된다. (3-71), (3-72)에서

$$\frac{A_w \times j_{max} \times K_p}{I_{crms}} = \frac{L_p \times I_{cp}}{B_m \times A_e} \dots\dots\dots 3-73$$

이 되고, (3-73)을 자심의 AP에 대해 풀어 정리하면

$$AP = A_w \times A_e = \frac{L_p \times I_{cp} \times I_{crms}}{j_{max} \times K_p \times B_m} \dots\dots\dots 3-74$$

가 되어, AP의 단위를 cm로 바꾸면

$$AP = \frac{L_p \times I_{cp} \times I_{crms}}{j_{max} \times K_p \times B_m} \times 10^4 \text{ [cm}^2\text{]} \dots\dots\dots 3-75$$

가 된다. (3-38)식을 (3-75)에 대입하여 정리하면

$$(j_{30} = 450AP^{-0.125} \text{ [A/cm}^2\text{]} \dots\dots\dots 3-38$$

$$AP = A_w \times A_e = \left(\frac{L_p \times I_{cp} \times I_{crms} \times 10^4}{450 \times K_p \times B_m} \right) \text{ [cm}^2\text{]} \dots\dots\dots 3-76$$

이 된다.

(3-76)식을 사용하여 자심의 체적을 설정할 때 주의하여야 할 점은 K_p 의 설정이다.

경험에 의하면 동선의 점유율은 안전규격을 고려했을 때 20%이하이므로 K_p 는 10%이하로 설정해야 한다.

5) 자심의 공극을 설정하는 공식

Flyback 트랜스포머는 단순 전력전달을 목적으로 하는 트랜스포머가 아니고 에너지를 축적 전달하는 기능이 있으므로 자심에 공극을 설계하여야 한다.

공극 설계공식은 (1-41)식을 이용하면 된다.

즉,

$$L_p = \frac{\mu_0 \times N_1^2 \times A_e}{l_g} \dots\dots\dots 3-77$$

가 되어, 공극 l_g 는

$$l_g = \frac{\mu_0 \times N_1^2 \times A_e}{L_p} \dots\dots\dots 3-78$$

$$= 4\pi \times 10^{-7} \times \frac{N_1^2 \times A_e}{L_p} \dots\dots\dots 3-79$$

가 된다.

1), 5)에서 자력식 Flyback 트랜스포머를 설계하는 데 필요한 공식들을 유도하였다.

6) 자력식 Flyback트랜스포머의 설계순서

자력식 Flyback트랜스포머의 설계는 지금까지 기술한 설계공식을 이용하여

- ① 입·출력이 결정되면 (3-65)식에 의해 입력이 최저일때의 D_{max} 를 설정하여 1,2차 권선비 μ 를 구한다.
- ② 입력전압 최저, 출력 최대일 때 최저발진 주파수를 설정하여 (3-66)식에서 L_p 를 구한다.
- ③ 입력 최저, 출력 최대, D_{max} 를 (3-59)식에 대입하여 I_{cp} 를 구한다.
- ④ ③식에서 구한 I_{cp} 의 실효치 I_{crms} 를 구한다.

$$I_{crms} = I_{cp} \times \sqrt{\frac{T_{onmax}}{3 \times T}} = I_{cp} \times \sqrt{\frac{D_{max}}{3}}$$

- ⑤ (3-76)식을 이용하여 자심의 크기를 구한다.
- ⑥ (3-31)식을 이용하여 N_p 를 구한다.

$$N_p \geq \frac{V_{1min} \times T_{onmax}}{A_e \times B_m} \dots\dots\dots 3-31$$

- ⑦ (3-79)식을 이용하여 l_g 를 구한다.

등의 순으로 한다.

그러나 일반적으로 자심의 크기와 Air-Gap의 설정은 경험치를 이용한다.

다음에 설계 양식을 소개한다. 참고하면 도움이 되리라 사료된다.

FLYBACK TRANS DESIGN REPORT

1. TRANSFORMER

19

- 1) CUSTOMER : _____ OUTPUT _____
- 2) MODEL : _____ V2 = _____ V _____ A _____ W
- 3) I.C NO : _____ V3 = _____ V _____ A _____ W
- 4) CUSTOMER E.N : _____ V4 = _____ V _____ A _____ W
- 5) REPORTER & S.N : _____ V5 = _____ V _____ A _____ W
- 6) Vin(AC) : _____ V- _____ V _____ V6 = _____ V _____ A _____ W
- 7) Vin(DC)min : V1 = _____ V _____ V7 = _____ V _____ A _____ W
- 8) Pmax = _____ W _____ V8 = _____ V _____ A _____ W

9) MAX DUTY : $V_T =$ _____ % $\frac{1}{V_T} =$ _____

10) EFFICIENCY : $\eta =$ _____ %

11) TURNS RATIO :

$$\mu = \frac{N_1}{N_2} = \frac{V_1}{V_2 \left(\frac{1}{V_T} - 1 \right)} = \underline{\hspace{2cm}}$$

12) MIN FREQUENCY : $f_m =$ _____ Khz (T = _____ μ s $T_{on} =$ _____ μ s $T_{off} =$ _____ μ s)

13) PRIMARY INDUCTANCE :

$$L_p = \frac{\eta \times T}{2 \times P_{o \max}} \left(\frac{V_1 \times V_2}{\frac{V_1}{\mu} + V_2} \right)^2 = \underline{\hspace{2cm}} \text{ mH}$$

14) MAGNETIC CORE : $\mu =$ _____ mH

(1) GLADE & PART NO : _____

(2) GAP = _____ (mm)

(3) AL-VALUE = _____ (nH/N²)

(4) Ae = _____ (Cm²)

(5) Ve = _____ (Cm³)

(6) Le = _____ (Cm)

(7) POWER LOSS:

P1 = _____ (mW/Cm³)

15) PRIMARY TURNS :

$$N_p = N_1 = \frac{L_p}{AL} = \underline{\hspace{2cm}} \text{ Ts}$$

16) MAX COLLECTOR CURRENT :

$$I_{cp} = \frac{2 \times P_{o \max} \times (1/V_T)}{\eta \times V_1} = \underline{\hspace{2cm}} \text{ A}$$

$$I_{crms} = I_{cp} \times \frac{T_{on}}{3 \times T} \frac{1}{2} = \underline{\hspace{2cm}} \text{ A}$$

CHECKED BY	CHECKED BY

17) N_p WIRE DIAMETER :

$$i = 6 \quad D = 2 \times \left(\frac{I_{crms}}{3.14 \times i} \right)^{\frac{1}{2}} = \quad = \quad \phi$$

$$a = 3.14 \times R^2 = \quad = \quad \text{mm}^2$$

$$\left(\frac{a}{2} / 3.14 \right)^{\frac{1}{2}} \times 2 = \quad = \quad \phi \times 2$$

$$i = 4 \quad D = 2 \times \left(\frac{I_{crms}}{3.14 \times i} \right)^{\frac{1}{2}} = \quad = \quad \phi$$

$$a = 3.14 \times R^2 = \quad = \quad \text{mm}^2$$

$$\left(\frac{a}{2} / 3.14 \right)^{\frac{1}{2}} \times 2 = \quad = \quad \phi \times 2$$

$$D = \quad \phi \times$$

18) MAX FLUX DENSITY :

$$\frac{A}{B} = \frac{N_p \times I_{cp} \times A_l \text{-VALUE}}{A_e} = \quad = \quad \text{T}$$

$$\frac{A}{B} = \frac{V_{in(DC)_{min}} \times T_{on}}{N_p \times A_e} = \quad = \quad \text{T}$$

19) SECONDARY

(1) $N_2(V_2 = V / A)$

$$N_2 = \frac{N_1}{\mu} = \quad = \quad \text{Ts}$$

$$I_{2P} = \frac{2 \times I_2 \times T}{T_{off}} = \quad = \quad \text{A}$$

$$I_{2rms} = I_{2P} \times \left(\frac{T_{off}}{3 \times T} \right) = \quad = \quad \text{A}$$

WIRE DIAMETER

$$i = 6 \quad D = 2 \times \left(\frac{I_{2rms}}{3.14 \times i} \right)^{\frac{1}{2}} = \quad = \quad \phi$$

$$a = 3.14 \times R^2 = \quad = \quad \text{mm}^2$$

$$\left(\frac{a}{2} / 3.14 \right)^{\frac{1}{2}} \times 2 = \quad = \quad \phi \times 2$$

$$i = 4 \quad D = 2 \times \left(\frac{I_{2rms}}{3.14 \times i} \right)^{\frac{1}{2}} = \quad = \quad \phi$$

$$a = 3.14 \times R^2 = \quad = \quad \text{mm}^2$$

$$\left(\frac{a}{2} / 3.14 \right)^{\frac{1}{2}} \times 2 = \quad = \quad \phi \times 2$$

$$D = \quad \phi \times$$

CHECKED BY	CHECKED BY

7) 자력식 Flyback 트랜스포머 설계의 실예

지금까지 설명한 설계방정식을 이용하여 자력식 Flyback 트랜스포머를 설계하여 보면 다음과 같다.

- | | |
|---------------------------------|----------------|
| ① Customer | Out put |
| ② Model : 14" Full-page Monitor | V2 = 24V, 1.3A |
| ③ IC NO : TDA-4605 | V3 = |
| ④ Customer E. N : | V4 = |
| ⑤ Report & S. N : S0190711-02 | |
| ⑥ $V_{in}(AC) = 85V \sim 265V$ | |
| ⑦ $V_{1L} = 100V$ | |
| ⑧ $P_{omax} = 32W$ | |

$$⑨ D_m = 43 \% , \quad \frac{1}{D_m} = 2.326$$

$$⑩ \eta = 75 \%$$

$$⑪ \mu = \frac{N_1}{N_2} = \frac{V_1}{V_2 \times (\frac{1}{D_m} - 1)} = \frac{100}{24 \times (2.326 - 1)} = 3.142$$

$$⑫ f_{min} = 25KHz \quad (T = 40 \mu s, T_{on} = 17.2 \mu s, T_{off} = 22.8 \mu s)$$

$$⑬ L_p = \frac{\eta \times T}{2 \times P_{o \max}} \times \left(\frac{V_1 \times V_2}{\frac{V_1}{\mu} + V_2} \right)^2$$

$$= \frac{0.75 \times 40 \times 10^{-6}}{2 \times 32} \times \left(\frac{100 \times 24}{\frac{100}{3.142} + 24} \right)^2$$

$$= 0.866 \text{ mH}$$

$$⑭ I_{cp} = \frac{2 \times P_{o \max} \times (\frac{1}{D_m})}{\eta \times V_1} = \frac{2 \times 32 \times (\frac{1}{0.43})}{0.75 \times 100} = 1.98 \text{ (A)}$$

$$I_{crms} = I_{cp} \times \sqrt{\frac{D}{3}} = 1.98 \times \sqrt{\frac{0.43}{3}} = 0.7496 \text{ (A)}$$

$$⑮ AP \geq \left(\frac{L_p \times I_{cp} \times I_{crms} \times 10^4}{450 \times K_p \times B_{\max}} \right)^{1.143}$$

$$\geq \left(\frac{866 \times 10^{-6} \times 1.98 \times 0.7496 \times 10^4}{450 \times 0.07 \times 0.25} \right)^{1.143} = 1.75 \text{ (cm}^4\text{)}$$

EER3435의 AP가 1.81577 cm⁴ 이므로 EER3435 CORE로 선정

$$⑯ N_p \geq \frac{V_{1min} \times T_{on \max}}{A_e \times B_m} = \frac{100 \times 17.2 \times 10^{-6}}{97.1 \times 10^{-6} \times 0.25} = 70.85$$

$$N_p = 80 \text{ TURNS}$$

$$⑰ l_g = \frac{\mu_o \times N_1^2 \times A_e}{L_p} = \frac{4 \times \pi \times 10^{-7} \times 80^2 \times 97.1 \times 10^{-6}}{0.866 \times 10^{-3}}$$

$$= 0.0009 \text{ m} = 0.9 \text{ mm}$$

$$l_g = 1 \text{ mm}$$

⑮ N_p WIRE DIAMETER

$$j = 4.5 \quad D = 2 \times \frac{I_{crms}}{3.14 \times j} = 2 \times \sqrt{\frac{0.7496}{3.14 \times 4.5}} = 0.46(\text{mm})$$

$$D = 0.45 \phi \quad R_t = 107.2 (\Omega/\text{Km})$$

⑯ N_2

$$N_2(V_2 = 24V/1.3A) = \frac{N_p}{\mu} = \frac{80}{3.142} = 25.46$$

$$N_2 = 26 \text{ TURNS}$$

$$I_{2p} = \frac{2 \times I_{20} \times T}{T_{off}} = \frac{2 \times 1.3 \times 40}{22.8} = 4.56(\text{A})$$

$$I_{2rms} = I_{2p} \times \sqrt{\frac{T_{off}}{3 \times T}} = 4.56 \times \sqrt{\frac{22.8}{3 \times 40}} = 1.987(\text{A})$$

WIRE DIAMETER

$$j = 4.5 \quad D = 2 \times \left(\frac{1.987}{3.14 \times 4.5} \right)^2 = 0.74(\text{mm})$$

$$a = \pi \times R^2 = 3.14 \times (0.37)^2 = 0.4298(\text{mm}^2)$$

$$\sqrt{\frac{a}{2}} \times 2 = 0.52\text{mm} \times 2$$

$$D = 0.5 \phi \times 2 \quad R_t = 0.8686 (\Omega/\text{Km})$$

⑰ $N_F + N_S$

$$N_F = \frac{V_F}{V_2} \times N^2 = \frac{12}{24} \times 26 = 13 \text{ TURNS}$$

⑱ 손실평가

① $AP = 1.81\text{cm}^4$

② $R_t = 23 \times AP^{-0.37} = 23 \times 1.81^{-0.37} = 18.46(\text{°C/W})$

③ P_L at 30°C

$$P_L = \frac{T}{R_t} = \frac{30\text{C}}{18.46} = 1.625(\text{W})$$

$$P_{fe} = P(\text{W/set}) \times K_{fe}$$

$$= 2.5 \times 0.345 = 0.8625(\text{W})$$

$$P_{cu} = P_{cu1} + P_{cu2}$$

$$P_{cu} = I_{crms}^2 \times R_{w1} = I_{crms}^2 \times N_p \times R_t \times l_t$$

$$= 0.7496^2 \times 80 \times 1.072 \times 10^{-3} \times 6.05$$

$$= 0.2915(\text{W})$$

$$P_{cu2} = 1.987^2 \times 26 \times \frac{0.8686 \times 10^{-3}}{2} \times 6.05 = 0.2697(\text{W})$$

$$P_{cu} = 0.2915 + 0.2697 = 0.5612(\text{W}) \text{ at } 20^\circ\text{C}$$

$$P_L = P_{fe} + P_{cu} = 1.4237(\text{W})$$

RCC Transformer의 설계개론

발행인: 구 진욱

편집인: 김 성규

발행처: 코리아 코일 엔지니어링(주)

131-232

서울특별시 노원구 중계3동 511-2 중계제1공단 601호

Tel: + 82-2-2209-7034

Fax: + 82-2-2209-7345

인쇄처: 코리아 코일 엔지니어링(주)

* 이 책의 판권 및 저작권은 코리아 코일 엔지니어링(주)의
소유이므로 내용의 일부 또는 전부에 대한 무단 복제를
금합니다