

小瓦特數的經濟效益提高方式

RCC switching Regulator的徹底解析。

AC 100V input switching regulator 的方式有很多種。但輸出 50W 以下的小型機種，目前以 RCC 方式被使用的最多。

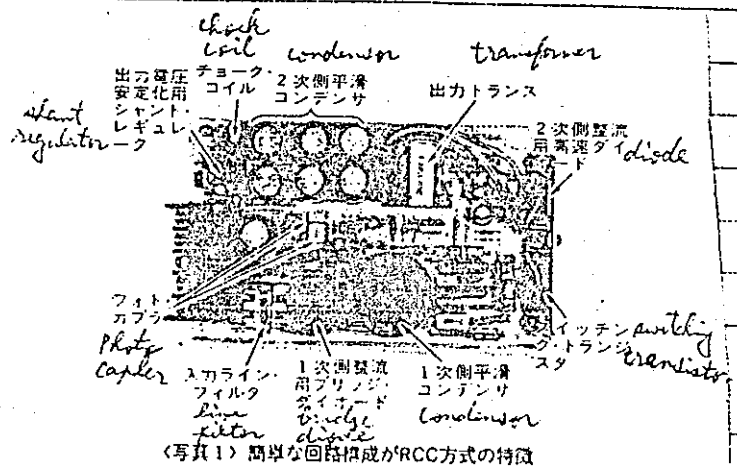
RCC 即 Ringing Choke Converter 的簡稱，其名稱已把基本動作原理都附在上面了。日本語以自勵式 flyback converter 稱呼它。

這種 RCC 方式 switching Regulator，外部 clock 等都不要，transformer 和 switching transistor 已能產生振盪動作的原因，線路的結構非常簡單，因此能做出低價格的 Power supply，因而市面上的 switching Regulator module 的小型機種，通常都以此種方式設計。

照片 1 是其中的一個例子，構造簡單想必已了解。

以下是它的特徵，列記數點。

- (1) 因為其電路很簡單，當然能便宜。
- (2) 因有自勵式發振動作，在電路上的補助電源變成不需要。
- (3) 隨着以下的條件（輸出電壓或輸出電流）的變化，起動後，頻率週期變化很大。
- (4) 轉換效率不高，不能用在太瓦特數（功率）
- (5) 雜音的產生都集中在低頻。



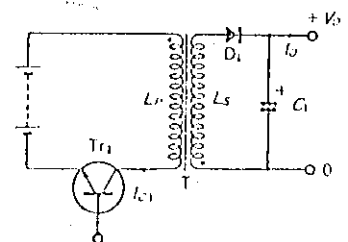
RCC 方式的基本動作。

① 基本為 flyback converter

在研究 RCC 之前，由於成為 flyback converter 的基本原理列示如下：圖一為 flyback converter 的基本構造，由一組 switching transistor 和 transformer 構成，當 switching transistor 在 ON 的期間，只在 transformer 儲存能量，在直流輸出端並沒有傳達電力。

〈圖1〉フライバック・コンバータの基本構成

トランスの極性が逆接なので、 T_1 ON で D_1 は OFF し、トランスにエネルギーを蓄える。 T_1 が OFF すると、逆起電力で D_1 が ON し、トランスのエネルギーを出力に放出する



• 依圖一，transformer 的一次側 coil inductance 以 L_p 表示在 transistor Tr_1 ON 期間流過 collector 電流 I_{c1} ，transformer 所儲存的能量為 $P = \frac{1}{2} L_p (I_{c1})^2$

• 其次， Tr_1 為 off 時，transformer 的各 coil 不但有逆向電力發生輸出側整流二極體也導通。Transformer 所存的 energy 則移到輸出側，也就是說 Tr_1 在 ON 期間，Transformer 儲存能量在 OFF 期間輸出功率。又從 Transformer 的原理，一次側所流入的電力，一定等於二次側直流輸出的電力。

$$\frac{1}{2} L_p \cdot I_{c1}^2 \cdot f = V_o \cdot I_o$$

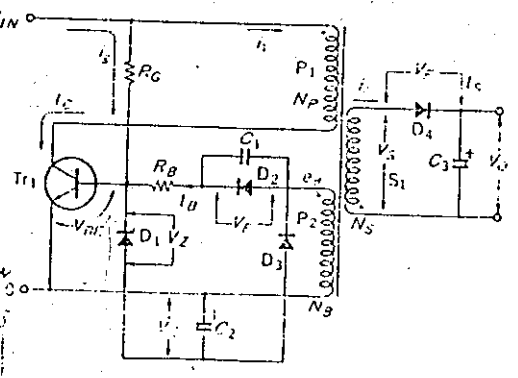
V_o : 直流輸出電壓
 I_o : 輸出電流
 f : 振動頻率

上式的關係成立，則能量轉換成線路的動作，才能成立。

◎ RCC 的啟動回路

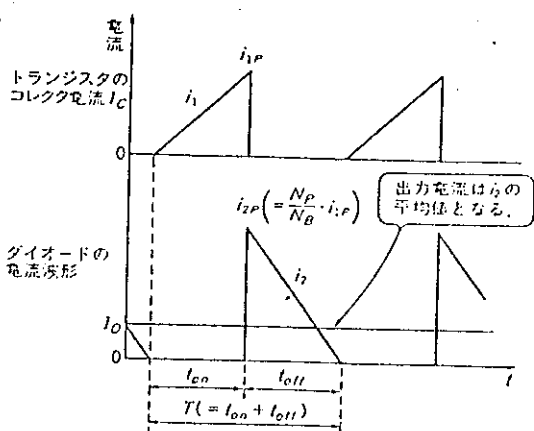
(圖2) RCC回路的基本構成

• 圖2為RCC式的基本線路。當加入輸入電壓 V_{IN} (電阻 R_G 連接 Tr_1 的 Base) 電流 i_g 流過 R_G ， Tr_1 則 turn-on，此 i_g 為啟動電流。Transistor Tr_1 的 collector 電流 I_c 波形如圖3。一般的必需從 0 開始 start。 i_g 變得愈小愈好。



• Tr_1 一旦進入 ON 狀態時，Transformer 的 P_1 coil 已加入輸出電壓 V_{IN} ，因此 P_2 coil 為按照各個圈數比所形成的電

$$E_B = \frac{N_B}{N_P} V_{IN}$$



(圖3) トランジスタの電流波形

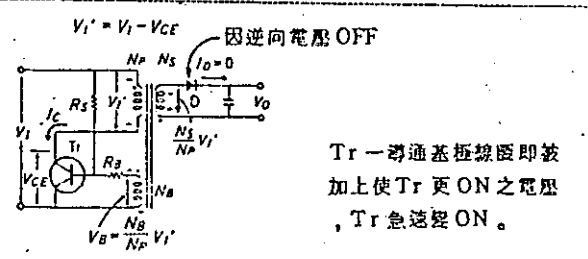
• 這個電壓更因在 Tr_1 ON 時：

極性相同，因此 Tr_1 在 ON 狀態般能繼續維持。此時 Base 電流 I_B 為

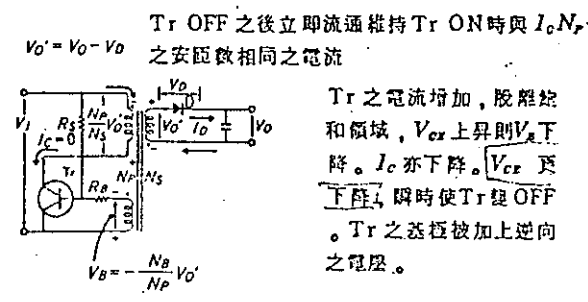
$$I_B = \frac{(N_B/N_P) V_{IN} - (V_F + V_{BE})}{R_D}$$

像定電流般繼續流動。

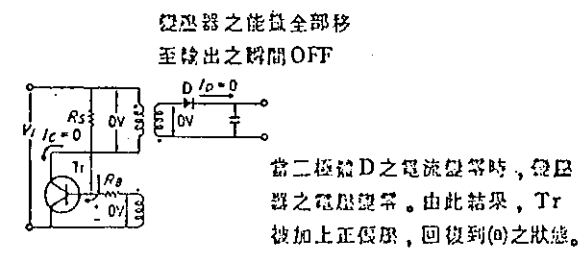
- 其實，圖4，Tr1的 collector 電流 $I_c = V_{in} \cdot t / L_p$ ， I_c 隨時間成比例增大。在 t_{on} 期間，Tr1 呈飽和狀態 $h_{FE} \geq (I_c / I_B)$ (h_{FE} = 直流電流放大率)。
- 當 Tr1 的 collector 電流 I_c 增大，當基極電流成益不能保持電晶體之飽和狀態時，轉換電晶體即脫離飽和狀態， V_{CE} 增大， V_{CE} 增大，變壓器初級線圈電流下降，基極線圈電壓 V_B 亦下降成負值。因此更助長了 Tr1 的基極電流的不足，Tr1 就急速 Turn-off。
- Tr1 變成 OFF，則 transformer 的各 coil 也產生逆電力。從二次側的 S_1 coil 經過 D4 的負載電流 i_2 而流出。 i_2 在經過 t_{off} 時間後 energy 放出而至終了，變成 0。其實 S_1 coil 也會殘留極少的 energy，造成下一次 backswing，Base coil P_2 讓它發生，再度讓 Tr1 導通，和原先一樣，因而復始讓 switching 動作繼續下去。



(a) Tr ON 時 (T_{on})



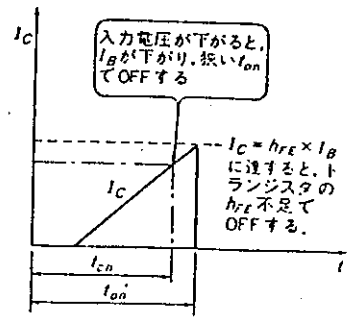
(b) Tr OFF 時 (T_{off})



(c) Tr 由 OFF 變 ON 之瞬間 ($T_{off} \rightarrow T_{on}$)

R. C. C 之動作說明

〈圖4〉RCC 回路的 Switching 動作



◎ 選擇 Base 電阻 R_B 的重要性

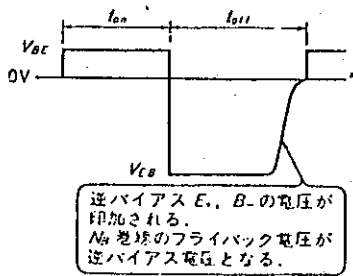
- 前面的動作說明是在輸出電壓穩定後的初期狀態。
- 此線路的 switching transistor 基極的驅動條件極為重要。
- 例如：輸入電壓 V_{IN} 上升，則 I_B 也增加， I_C 亦增加，也就是說 $T_{r1 ON}$ 的時間增長。
- 反之，若輸入電壓 V_{IN} 下降未達到必要的 I_C ，則 T_{r1} 不能導通，如此 T_{r1} 的直流電流放大率 h_{FE} 也需要考慮。最低的輸入電壓由 I_B 流過的 Base 電阻 R_B 未決定。

◎ 如何決定 B coil 的圈數？

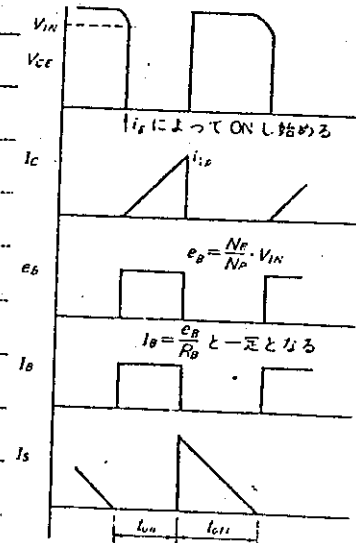
若 Transistor T_{r1} OFF 時，如圖 5，Emitter \rightarrow base 被加入逆電壓，則使用的 transistor 的 $V_{EB(max)}$ 決不可超過此條件：

$$\frac{N_B}{N_S} < \frac{V_{EB(max)}}{V_C + V_E}$$

(圖 5) switching transistor 的 base-emitter 間電壓波形



(圖 6) RCC 回路の動作波形



• R_B 因有電流流過，變成像圖 6 的方形波。

求 R_B 所損失的功率值 P_{RB}

$$P_{RB} = \frac{I_{B(ONMAX)} \cdot t_{ON}}{T} \cdot R_B$$

T = switching 的週期。
 t_{ON} = transistor ON 的時間

實際設計時，此 P_{RB} 因很大，不能被忽視，且是全体轉換效率降低的最大因素。

◎定電壓動作の結構

。經過一段期間則輸出電壓上昇。此時圖2的C₂的端電壓V_c也依輸出V_o的比例上昇。也就是說，Tr₁在OFF期間所積的energy就放出。D₂ → C₂的充電電流。而I_L同時流動。則P₂ coil 與 S₁ coil的電壓與圈數比的關係如下：

$$V_c = \frac{N_B}{N_S} (V_o + V_{F4}) - V_{F3}$$

V_{F3}, V_{F4} 為 D₃, D₄ 的順向電壓。當V_c變化時，V_o也跟著變化。

。V_c的端電壓上昇 Zener Diode D₁導通，則Tr₁的基極電流下降加速Tr₁的截止。

以電壓的關係來看，D₁的電壓V_Z為

$$V_Z = V_c + V_{BE}$$

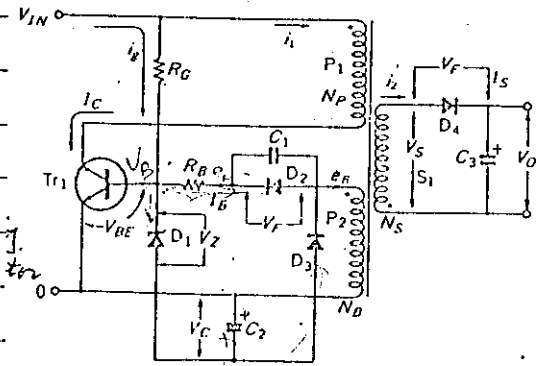
所以V_Z與N_B的比取決於輸出電壓V_o。

。總之，這個Zener電壓的精確度，直接受輸出電壓的精確度影響。即用溫度係數良好，5~6V的zener Diode。

只是變壓器的各組線圈的電阻，使電壓下降。或D₁的動作電阻D₃的順向電壓V_F的變化等因素的影響，實際上無法得到很高的精確度。

。原先Tr₁的逆偏壓V_{EB}也被涉及。實際上也是由D₁的Zener電壓V_Z來決定的。

〈圖2〉RCC回路の基本構成

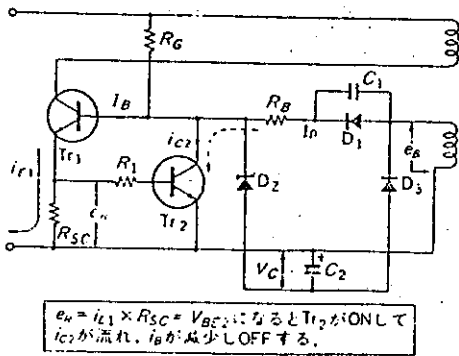


◎ 起動時, collector 電流的控制.

- 在定電壓動作期間, V_c 的端電壓很小, Tr_1 的 base 電流未被限制, 即 collector 電流由 I_{B1} 和 hFE 來決定.
- 夏天 transistor 的 hFE 在製品間差值很大, 環境溫度也會有很大的變化. 因此, 若沒有任何限制時, collector 電流會大大的流失. 對線路本身, 有很多的損害, 為防止此原因, 則增加 Tr_2 , R_1 和 R_{sc} . 也就是說, Tr_1 的 emitter 電流增大, R_{sc} 的壓降會變大, Tr_2 的 base 電流將流出, Tr_2 的集極電流增加, Tr_1 的基極電流下降, Tr_1 ON 的時間減短, 使輸出電壓下降, 進行穩定化作用.

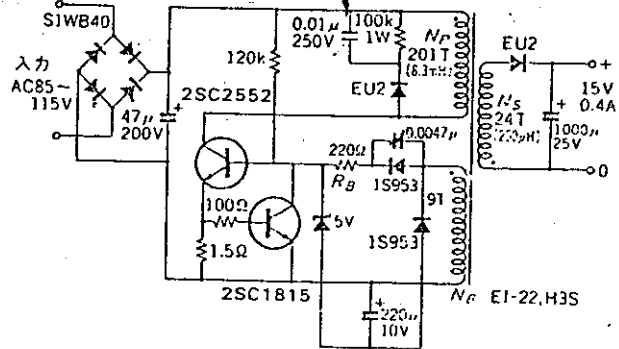
• 總之 i_{c1} 的最大值是不得超過 R_{sc} 所決定的值.
圖 8 為基本例子.

〈圖 7〉RCC 回路での過電流保護



$e_a = i_{c1} \times R_{sc} = V_{bc2}$ になると Tr_2 が ON して i_{c2} が流れ、 i_{b1} が減少し OFF する。

〈圖 8〉RCC 回路の設計例 (15V, 0.4A 出力)



RCC 振盪常數(頻率)的解析

- 雖有些煩雜, RCC 式的動作多少要詳細去了解. 振動的 duty cycle D ; 振動頻率 f .

◎ Duty cycle D :

如图 9, 一次繞線數 N_p 的流出電流為

$$\bar{i} = \frac{e_1}{L_p} \cdot t$$

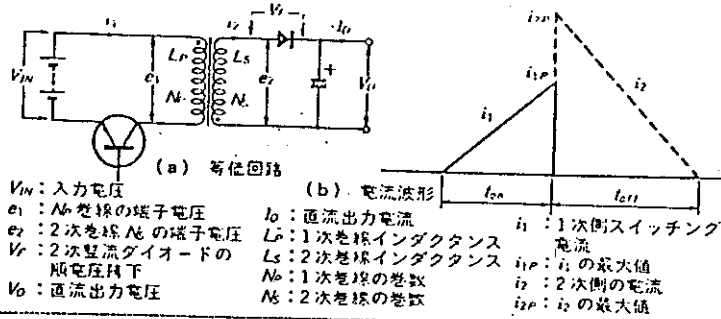
$t = t_{ON}$ 的最大值 t_{IP} 而得到.

$$\bar{i}_{IP} = \frac{e_1}{L_p} \cdot t_{ON}$$

二次回路的電流最大值 i_{2P} , 依 transformer 的基本原理:

$$\therefore \bar{i}_{2P} = \frac{N_p}{N_s} \bar{i}_{IP} = \frac{N_p}{N_s} \cdot \frac{e_1}{L_p} \cdot t_{ON}$$

〈图9〉RCC回路の電流波形



2次電流因 i_{2p} 隨 e_2/L_s 率減少, 則瞬間值為 \bar{i}_2

$$\bar{i}_2 = i_{2p} = \frac{e_2}{L_s} t$$

$$= \frac{N_p}{N_s} \frac{e_1}{L_p} t_{on} \frac{e_2}{L_s} t$$

• RCC式的初期條件, 當 $t = t_{off}$ 時, $\bar{i}_2 = 0$

$$\frac{N_p}{N_s} \frac{e_1}{L_p} t_{on} - \frac{e_2}{L_s} t_{off} = 0$$

以 i_{1p} 式中的 t_{on} 代入而求得 t_{off}

$$t_{off} = \frac{N_p}{N_s} \frac{e_1}{L_p} t_{on} \frac{L_s}{e_2} \quad (\because t_{on} = \bar{i}_{1p} \frac{L_p}{e_1})$$

$$= \frac{N_p}{N_s} \frac{e_1}{L_p} \bar{i}_{1p} \frac{L_p}{e_1} \frac{L_s}{e_2}$$

$$= \frac{N_p}{N_s} \frac{L_s}{e_2} \bar{i}_{1p}$$

duty cycle D 為:

$$D = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} = \frac{(L_p/e_1) \bar{i}_{1p}}{(L_p/e_1) \bar{i}_{1p} + \frac{N_p}{N_s} \frac{L_s}{e_2} \bar{i}_{1p}}$$

$$= \frac{e_2 \sqrt{L_p}}{e_2 \sqrt{L_p} + e_1 \sqrt{L_s}} \quad (\because \sqrt{\frac{L_p}{L_s}} = \frac{N_p}{N_s})$$

此時 $e_1 = V_{in} - V_{ce(sat)}$, $e_2 = V_o + V_f$ 代入

$$D = \frac{(V_o + V_f) \sqrt{L_p}}{(V_o + V_f) \sqrt{L_p} + (V_{in} - V_{ce(sat)}) \sqrt{L_s}}$$

成為較常用的公式。

◎ 如何求得振動頻率 f :

- 由於一次側與二次側的電量相等的條件,

$$\frac{1}{2} L_1 \lambda_{IP}^2 f = I_0 \cdot e_2$$

依此求得 $\lambda_{IP} = \sqrt{\frac{2 I_0 e_2}{L_1 f}}$

由此演變, 可求得振動頻率 f ,

$$f = \frac{1}{t_{on} + t_{off}} = \frac{1}{(L_p/e_1) \lambda_{IP} + (L_s/e_2) \lambda_{IP}}$$

$$= \frac{1}{(L_p/e_1) \lambda_{IP} + (L_s/e_2) (N_p/N_s) \lambda_{IP}} \quad \left(\begin{array}{l} \therefore \frac{N_p}{N_s} = \frac{L_s}{L_p} \end{array} \right)$$

$$= \frac{1}{e_1 e_2 (e_2 L_p + e_1 L_s \sqrt{\frac{L_p}{L_s}}) \lambda_{IP}}$$

$$= \frac{1}{e_1 e_2 (e_2 L_p + e_1 \sqrt{L_p L_s}) \sqrt{\frac{2 I_0 e_2}{L_p f}}}$$

$$f^2 = \frac{e_1^2 e_2^2}{e_2^2 L_p^2 + 2 e_1 e_2 L_p \sqrt{L_p L_s} + e_1^2 L_p L_s} \cdot \frac{2 I_0 e_2}{L_p f}$$

$$f = \frac{1}{2 I_0} \left(\frac{e_1 e_2}{e_2 \sqrt{L_p} + e_1 \sqrt{L_s}} \right)^2$$

- 由以上二個結論公式 RCL 式的基本動作應很明白。

(1). duty cycle D 與輸入電壓成反比, V_{IN} 增大, D 變小, 也就是說 $t_{on} = \frac{L_p}{e_1} \lambda_{IP}$, t_{on} 變短。

$$t_{off} = \frac{N_p}{N_s} \frac{L_s}{e_2} \lambda_{IP}, \quad t_{off} \text{ 不會變}$$

(2). duty cycle D 不受負荷電流的影响。

(3). duty cycle D 隨 transformer 一次側 inductance L_p 變大而增加, 二次側 inductance L_s 增大而減小。

(4). 振動頻率 f 隨輸入電壓上昇而上昇, 與負荷電流成反比而下降。

(5). 振動頻率 f 隨 L_p, L_s 而下降 (成反比)

此結果與實際設計時非常一致。

Transformer 的設計方式.

◎ 求一次繞線數 N_p

變壓器的設計方式, 最先求一次繞線的圈數。

依 RCC 的式, 圖 10 為鐵心 (core) 的 B-H 曲線, $\pm B_m$ 之為飽和量, 此時的磁通密度稱為飽和磁通密度。

$$V_p I = \frac{V_{IN} \times 10^8}{2 B \cdot A \cdot f}$$

$$= \frac{V_{IN} \cdot f_{ON} \times 10^8}{B \cdot A}$$

f_{ON} : 最大值為 $\frac{1}{2}$

V_{IN} : P_1 coil 的電壓

B : core 的磁通密度

A : core 的有效截面積

若 core 的材質為 ferrite core, 如圖 11, 溫度的變化, 使最大磁束的磁通密度 B_m 產生變化, 也就是說, 依實際的動作條件的 B_m 特性表求得, 在 100°C 的 B_m 為 $3500 \sim 4000$ (Gauss), 範圍很小, 大約用 $20 \sim 30\%$ 的值, 去估計使用。若, 在過電流狀態下, f_{ON} 會變大, core 仍在此範圍內, 此時過狀態是因磁氣未達飽和之故。

○ inductance 值的計算.

當輸入電壓 V_{IN} 最小的 duty cycle D 用 $\frac{1}{2}$ 去設計時, 如圖 12 般的碎波, 輸出功率為 P_o , 功率轉換效率為 η , 一次側電流的平均值為 $i_{(ave)}$, 最大值為 i_p ,

$$i_p = 4 \times i_{(ave)} = 4 \frac{V_{IN(\min)}}{\eta P_o}$$

一次繞線的 inductance L_p 為:

$$L_p = \frac{V_{IN(\min)}}{i_p} \cdot f_{ON} = \frac{\eta P_o}{4 V_{IN(\min)}} \cdot f_{ON}$$

圖 10) コアの B-H 曲線

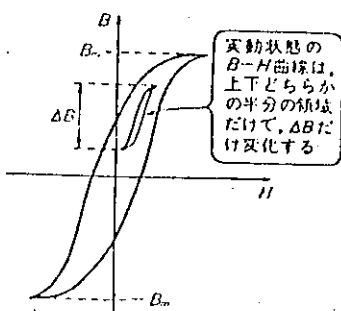


圖 11) B-H 曲線の温度特性 (H_{fc1})

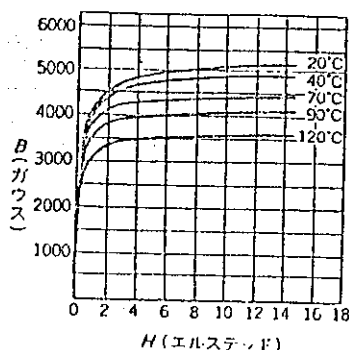
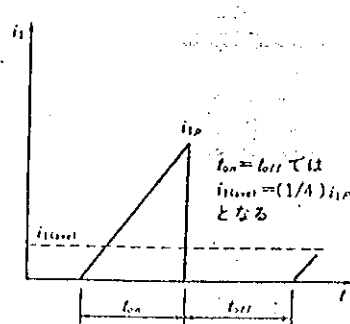


圖 12) i_p の電流波形詳細



◎ 其它的繞線的求法。

。二次電流的 peak I_{2p} ，對於輸出電流 I_o 的關係如下：

$$I_{2p} = 4 I_o$$

二次繞線的 inductance L_s 為：

$$L_s = \frac{V_s}{I_{2p}} \cdot t_{off} = \frac{V_s}{4 I_o} \cdot t_{off}$$

這裡 $t_{on} = t_{off} = \frac{T}{2}$ 的條件，則二次繞線的圈數 N_s ：

$$\frac{N_s}{N_p} \sqrt{\frac{L_s}{L_p}} = \sqrt{\frac{\frac{V_s}{4 I_o} \cdot t_{off}}{\frac{\mu_p}{4 V_{EN}} \cdot t_{on}}} = \sqrt{\frac{V_{IN} \cdot V_s}{\mu_p \cdot I_o}}$$

$$N_s = \sqrt{\mu_p \cdot I_o \cdot (V_o + V_F)} \quad (\because V_s = V_o + V_F)$$

V_F 為二次整流二極體的順向壓降。

。Base 繞線的圈數 N_p 的求法：

因 T_{ri} 的 V_{EB} 條件

$$N_p \leq \frac{V_{EB(max)}}{V_o + V_F} \cdot N_s$$

以上各繞線數已決定輸出側因 line drop 的發生，實際的圈數有必要比這些值稍多。

◎ 因實際磁率下降的關係，Gap 有異必要性。

。RCC 式的 Transformer，在求一次繞線數時，磁通密度為必要條件，即以上的計算式，較 inductance 的實際值通常要大一些。在固定的輸出功率下，振動頻率 f 太低的結果，會導致磁氣飽和。

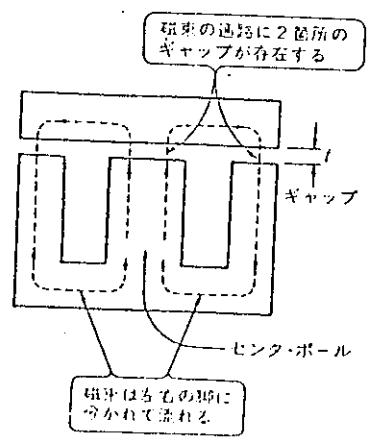
。因此，當 core 的實際磁率下降時，電感值非減到必要值不可，用實際的 EE 型，或 EI 型的 core，則像圖 13 般，插入 Gap。

Gap l_g 的求法如下

$$l_g = 4 \pi \cdot \frac{L_p N_p^2}{L_p} \times 10^{-8} \text{ mm}$$

。這公式也是變壓器的常數，討論時常見到，因此其計算導式略過。

圖 13) コアのギャップ



這裡要求的 l_g 為磁回路內合計的 Gap 的厚度，故 center, Hole, 再外部兩個地方，同時把 space 插入，也就是 Gap 紙的厚度為 l_g 。

Gap 紙的材質，只要是絕緣物質皆可。這種紙，因溫度的關係，厚度會改變，通常皆以 Mylar 紙或 bakelite 板(電木板)來使用。

◎ 線圈的構造：

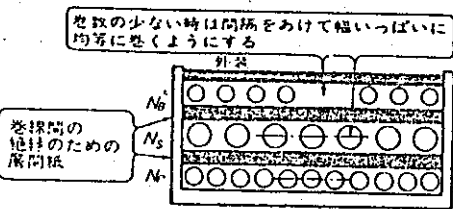
變壓器會因線圈的構造，而其特性有很大的差別，特別是一次繞線 N_p 和二次繞線 N_s 間的結合度，非注意不可。

結合度是一次線圈所發生的磁束，比起二次側線圈來誘導時，沒被誘導的部分稱為漏磁 (leakage flux)。

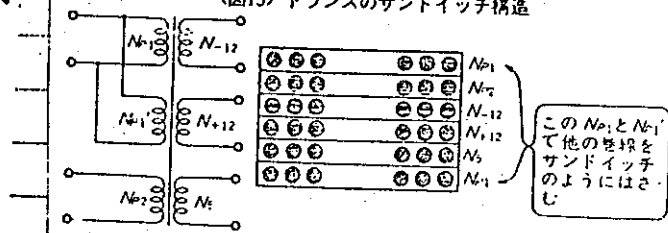
要使結合度上昇，對於線圈的構造，有下列兩點必須注意。

第一，各線圈定要繞滿，圈數若少的話，只繞一半時，可將每層都把間隔加大，或把線徑減小，2, 3 條線並列一起繞，也有效，如圖 14。

〈圖14〉トランスの巻線構造



〈圖15〉トランスのサンドイッチ構造



第二，如圖 15，三明治卷的多層分割方法。

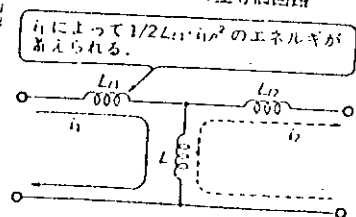
繞線的順序為：最初從一次繞線 N_p 繞起，其次是二次繞線 N_s ，普通最後由基本繞線完成。在此，則由一次繞線 N_p 再繞一次，每底層的 N_p 並列而接在一起。

其它的繞線：用 N_p 和 N_p' 夾著之故，一次繞線及其它繞線間的結合度就會提高。

◎ leakage 及 Inductance 的影響。

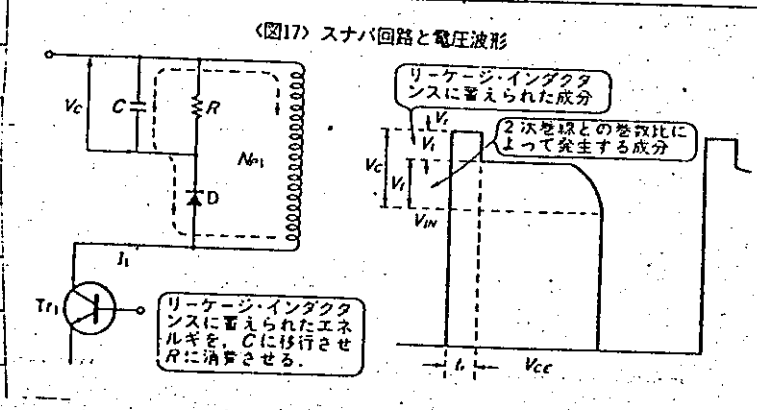
變壓器要 100% 完全結合是不可能的，尤其是 RCC 式，因設有很大的 Gap，漏磁必然增加，如圖 16 所示，T 型等效回路的 L_{l1} , L_{l2} 的漏失電感就發生了。

〈圖16〉トランスのT型等效回路



當一次與二次電流流動時，能量就開始積蓄。若其它的繞線未結合的話，一次側的電力就無法完全轉移到二次側。則變壓器在 Tri off 的瞬間會發生很大的逆電壓，而 Tri 的 collector 電壓重疊在一起。

抑制逆電壓的 snubber 線路



如圖17. 在 N_{p1} 繞線兩端，加入由 diode, capacitor 構成的電路。

leakage Inductance L_{e1} 積蓄的電力為 P_1 , 振動頻率 f .

$$P_1 = \frac{1}{2} L_{e1} \cdot I_1^2 \cdot f = \frac{V_e^2}{R}$$

Tri 在 off 時發生的逆電壓為 pulse, 若在電容的直流電流, 就被 R 抵消掉。

P_1 由上式公式來決定, 電阻值增高則電壓就升高, 電阻值低, 電壓就下降。但 V_c 與二次繞線 N_s 和輸出電壓 V_o 有關。

flyback 電壓 V_f ,

$$V_f = \left(\frac{N_p}{N_s} \right) (V_o + V_f)$$

低的電阻值, 損失就增大。

變壓器的漏電感或因輸出功率所引起的積蓄能量, 而起變化。所以這裡的電阻值約 $10k\Omega \sim 50k\Omega$ 最適合。

平滑電容的決定方法

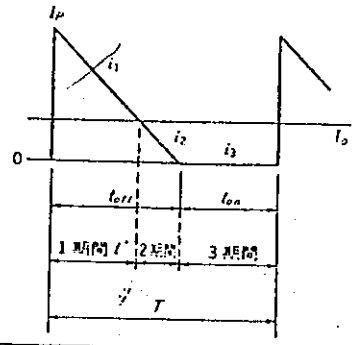
◎ Ripple 電流為主要考慮：

- RCC 方式設計時的要點：在輸出側濾波電容的 ripple 電流。
二次電流在電晶體 OFF 期間流通，因電流波是三角波形的，因此 ripple 電流的實際值就顯得更大。
- 當電解電容因 ripple 電流的流通，由於內電阻而發生電力損失，因此內部溫度上昇，此為電容壽命縮短的原因。
- 電解電容在最高溫度使用時，頂多能保證 2000 小時的壽命。
當溫度上昇 10°C，則壽命就會減半。
- 當周圍發熱物的熱度影響的同時，ripple 電流本身發熱的抑制工作非常重要。因此 ripple 電流的最大值必須加以規定。
- 高頻用電容器，因內電阻很低，所以 case, size 比較大。
表一，表示電容的 ripple 電流，與 case size 的比較。

シリーズ	定格	ケース・サイズ φ×L (mm)	許容リプル電流 (A) rms
小型一般品	10V 1000μF	10×16	0.33
	10V 2200μF	12.5×20	0.525
	10V 6800μF	16×31.5	0.95
ESS シリーズ (松下通信工業)	25V 470μF	10×16	0.265
	25V 1000μF	12.5×20	0.45
高周波 低インピー ダンス品	25V 3300μF	16×31.5	0.80
	10V 220μF	10×16	0.68
	10V 470μF	12.5×20	1.25
HF シリーズ (松下電子部品)	10V 2200μF	16×31.5	3.3
	25V 100μF	10×16	0.68
	25V 330μF	12.5×20	1.25
	25V 1000μF	16×31.5	3.3

(注) PSS シリーズは、105°C、120Hz での数値
HF シリーズは、85°C、10kHz での数値

◀ (表1)
電解コンデンサの
リプル電流



▶ (図18)
出力回路のリプル電流

$$I_p - 0 \quad I_p - \lambda$$

$$0 - t_{off} \quad 0 - t$$

$$\Rightarrow \frac{I_p}{t_{off}} = \frac{I_p - \lambda}{t}$$

$$\lambda = I_p - \frac{I_p \cdot t}{t_{off}}$$

$$\because t = t', \quad \lambda = I_0$$

$$\Rightarrow t' = \frac{I_p - I_0}{I_p} \cdot t_{off}$$

◎ ripple 電流的大小

• ripple 電流的波形，如图 18，用五流電流 bias 得到的波形的。也就是說：一個周期分成 3 段期間，求得實際值之後再合併計算。第一期間，電流的瞬時值 λ_1 為：

$$\lambda_1 = (I_p - I_0) - \frac{I_p}{t_{off}} \cdot t$$

$$t = t', \quad \lambda = 0$$

$$t' = \frac{(I_p - I_0)}{I_p} \cdot t_{off}$$

從這裡的條件，第一期的 ripple 電流 I_{r1} ，而求得下列公式

$$\begin{aligned}
 I_{r1} &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{t_1} i_1^2 dt} \\
 &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{t_1} \left\{ (I_P - I_0) - \frac{I_P}{t_{off}} t \right\}^2 dt} \\
 &= \sqrt{\frac{1}{T} \frac{(I_P - I_0)^3}{3 I_P} t_{off}}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \int_0^{t_1} i_1^2 dt &= \frac{1}{3} i_1^3 \cdot \frac{dt}{dx} \\
 &= \frac{1}{3} \left(I_P - I_0 - \frac{I_P}{t_{off}} t \right)^2 \cdot \left(-\frac{t_{off}}{I_P} \right)
 \end{aligned}$$

第二期，同第一期同樣計算 $i_2 = \bar{i}_1$

$$\begin{aligned}
 I_{r2} &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_{off}} i_2^2 dt} \\
 &= \sqrt{\frac{1}{T} \frac{I_0^3}{3 I_P} t_{off}}
 \end{aligned}$$

第三期 $i_3 = I_0$

$$\begin{aligned}
 I_{r3} &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t_{off}}^T i_3^2 dt} \\
 &= \sqrt{\frac{1}{T} I_0^2 (T - t_{off})}
 \end{aligned}$$

此三期的值，合併計算

$$\begin{aligned}
 I_r &= \sqrt{I_{r1}^2 + I_{r2}^2 + I_{r3}^2} \\
 &= \sqrt{\frac{(I_P^2 - 3 I_0 I_P)}{3T} t_{off} + I_0^2}
 \end{aligned}$$

雖然計算過程煩雜，但並不難，最後若能將公式記起來，在實際設計上，應很足夠了。

- 又 $t_{on} = t_{off}$ ，duty cycle $D = 0.5$ 的條件， $I_P = 4I_0$ 。之故，若記得 $I_r = 1.3 I_0$ 的話，簡單的電容的 ripple 就可求得。
- 若在實際設計時，最好選用此值以上的容許 ripple 電流的電容，因一只電容不夠時，可多接幾個。

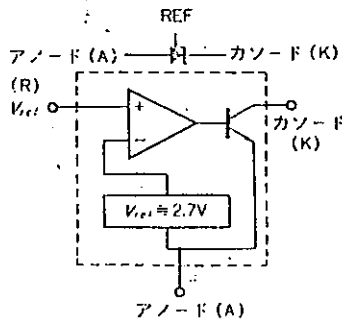
feed back 時的定電壓控制.

實際上廣被应用的RCC 方式的 switching Regulator 直接監視輸出電壓. switching Regulator 的振動頻率或 ON 的期間使定電壓能控制在圖形之內.

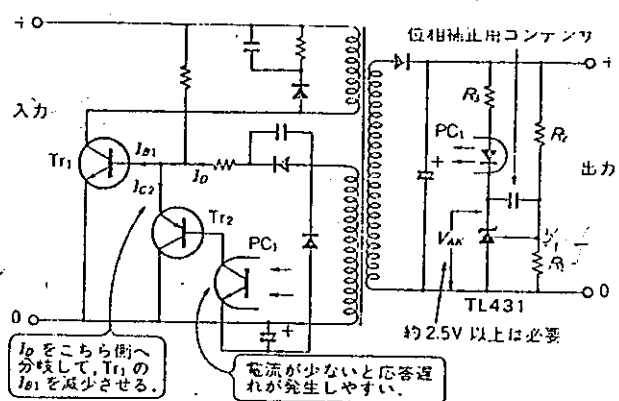
若不如此, 光靠基本電路則電壓的精確度就不好, 造成很多電路不能動作.

shunt regulator 的控制回路由 programable shunt regulator 和 photo coupler 構成. 例如 TL431 是 3 端子的 programable shunt regulator. 如图 19. 内部有 OP amp. 和基準電壓 Vref

〈圖19〉シャント・レギュレータ TL431の構成



〈圖20〉フォト・カプラによるフィードバック制御



基準電壓 Vref = 2.7V 之故 REF 的端子電壓在變成 Vref 時. 產生電壓動作. 圖 20. 導出輸出電壓 Vo 為

$$V_o = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \cdot V_{ref}$$

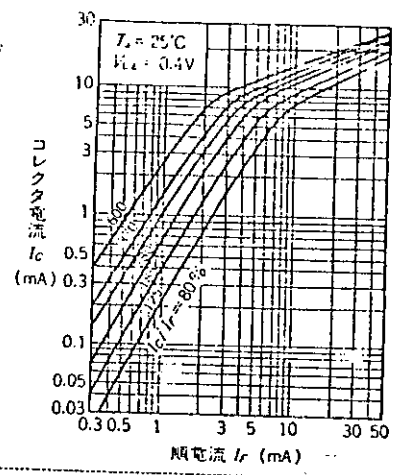
$$V_{ref} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot V_o$$

實際在零件的容量也考慮時. 插入可變電阻. 就可設定細微的電壓. 當輸出電壓 Vo 上开到規定值以上時. 不但 TL431 的 cathode 電極 (K) 的電壓低下. 流過 photo-coupler PC1 的發光 = 極體的電流就增. 如此. 對應 photo-coupler 的電晶體側的電流也增加. 也會流過大量的 collector 電流. 因此節制 transistor Tr1 的 base 電流. Tr1 的電流被分散了. 也就是 I_{B1} 就減少了. 若 Tr1 的 base 電流減少. 則小 collector 電流就無法流過去. 極短的 ON 時間後就變成 OFF. 如此結果. 要流入變壓器的電流就減少. 而讓輸出電壓降低.

◎ photo-coupler 的特性

photo-coupler 就是使定電圧變化而来的信号, 用 linear 方式傳達, 經過一段時間的變化後, 故意讓電流傳達特性劣化, 並採用發光二極體連接的電阻非十分低不可。如圖 21 表示, photo-coupler 的傳達特性。

(圖 21) ▶ フォト・カップラの伝達特性

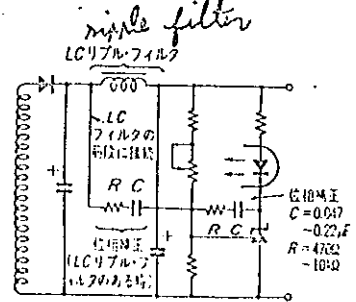


◎ 对 handing 的考慮, 有必要。

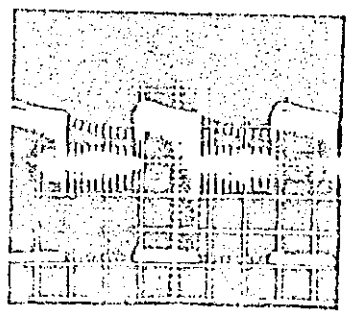
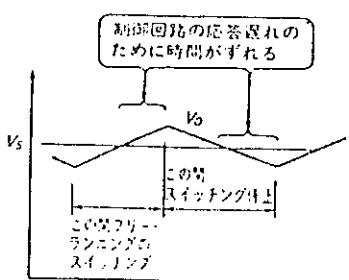
- 對於固定電圧節制的返回系統來說, photo-coupler 的慢速回應 (Trr) 也包含在內, 而發生相位延遲, 定電圧節制本體也就是負回返節制, 因為有 180° 的相位, 更因重複有 180° 的相位延遲, 使相位轉回 360° 使他振動起來。
- switching regulator 把它稱為 handing, 絕對要抑制的症狀。
- handing 的現象, 一般發生在幾個 kHz 的頻率, 不但使電壓器產生異音, 使輸出產生很大的 ripple。
- handing 是因頻率的相位延遲 180° 時產生之故, 在對策上如圖 22 所示, 可施以用誤差放大器 TL431 來作相位補正, 其方法可使數 kHz 以上的多餘物不產生。
- 在此 OP Amp 的交流歸不動作, 在 cathode 和 REF 端子間插入可 CR 直接連接的東西, C 為 0.047 μF ~ 0.22 μF, R 為 470 Ω ~ 10 kΩ 的範圍當成基準。

◎ 對於間歇性振盪也要注意, 若輸出電流減少時, 類似 handing 的間歇性振盪也會發生, 如圖 23 所示, 在一段期間不但有 switching 振盪的一段時間則 switching 完全停止的症狀, 照片 2, 則是實際的波形例子。

(圖 22) LC フィルタ挿入時の位相特性



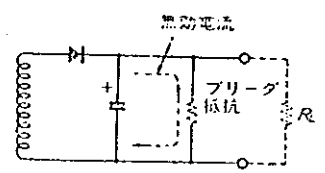
(圖 23) 間欠振盪の原因



(写真 2) 間欠振盪の波形例 (Vc)
10.4. 0.00V G-A-002 A4-211mm x 297mm t:2mm

。這是因為 switching transistor 的 base 的驅動電流過大，使 linear 無法控制而發生，所以不使電流過多流失，像圖 24，在輸出直接插入電阻，如它如平常般的流動電流，這個電阻稱為 breeder 電阻。

(圖24) プリーダ抵抗の効果



等価的に出力に負荷電流を流すことが目的だが、無効電力を消費させたことになる。

過電流保護

◎ 要保護那裡的電流呢？

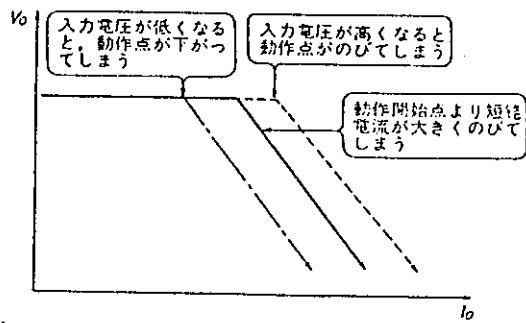
。因為輸出短路或過負載的異常現象，為防止電源內部零件的破損，不得不設置過電流保護。

。在 RCC 方式時，目的在防止起動電流過大，一次線路須設定電流控制回路，像這種利用來作過電流保護是很平常的。

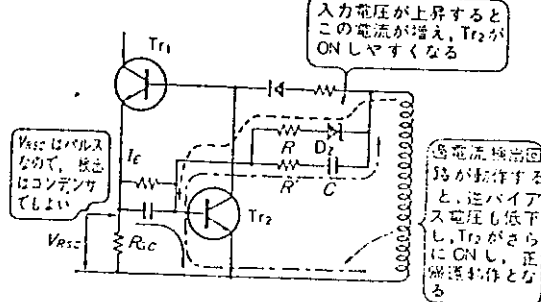
。不過輸出電流用一次線路的 switching 電流完全沒有比例關係，基本線路的電流控制特性為可保護瞬時的短路。短路電流是非常大的，除此以外，輸出電壓變化時，像圖 25 般的動作裏也會產生變化。

。當輸入電壓上昇，則 switching 的頻率就提高，對同樣的輸出及持效，因很小的一次電流要使 Peak 值達到，電流控制的動作裏就提高而成為 shift。

(圖25) 過電流保護特性



(圖26) 過電流保護回路

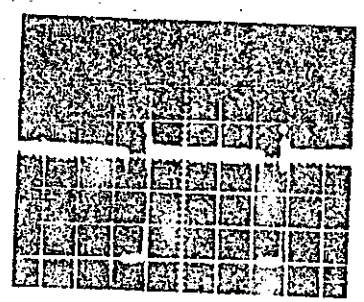


◎ 過電流保護特性的改善

。這些問題的解決方式如圖 26 的回路，過電流的檢出可利用 switching transistor 的 emitter 電阻的壓降，這裡的波形的因為是三角波，控制 transistor 的 base 接著 0.1μF 的電容。

。從 base 線圈開始 zener Diode Dz 和 R，再經過 C 和 R，依輸入電壓的比例的電流，以控制 transistor Tr2 的 base 電流流動。

- 当输入电压上升时, 这个电流增加, 使 Tr_2 的 base 产生正向偏压, 而有小的 switching 电流. Tr_2 就导通. 因此 Tr_1 的驱动电流就被分散, 极短的 ON 期间, transistor 就被转换成 OFF, 如照片 3。
- 当过电流动作进入时, 与输入电压同时, 因 base 线圈的感应电压也下降. 控制 Tr_2 的 base 的正偏压就变得很小, 更使 Tr_2 流动方向动作起手. 如此动作, 就可防止输出短路电流流量过大。
- 这个线路常数的计算的求得非常烦杂. 请参考图上之常数。



(写真 3) 过电流保护动作時の V_{ce} 波形

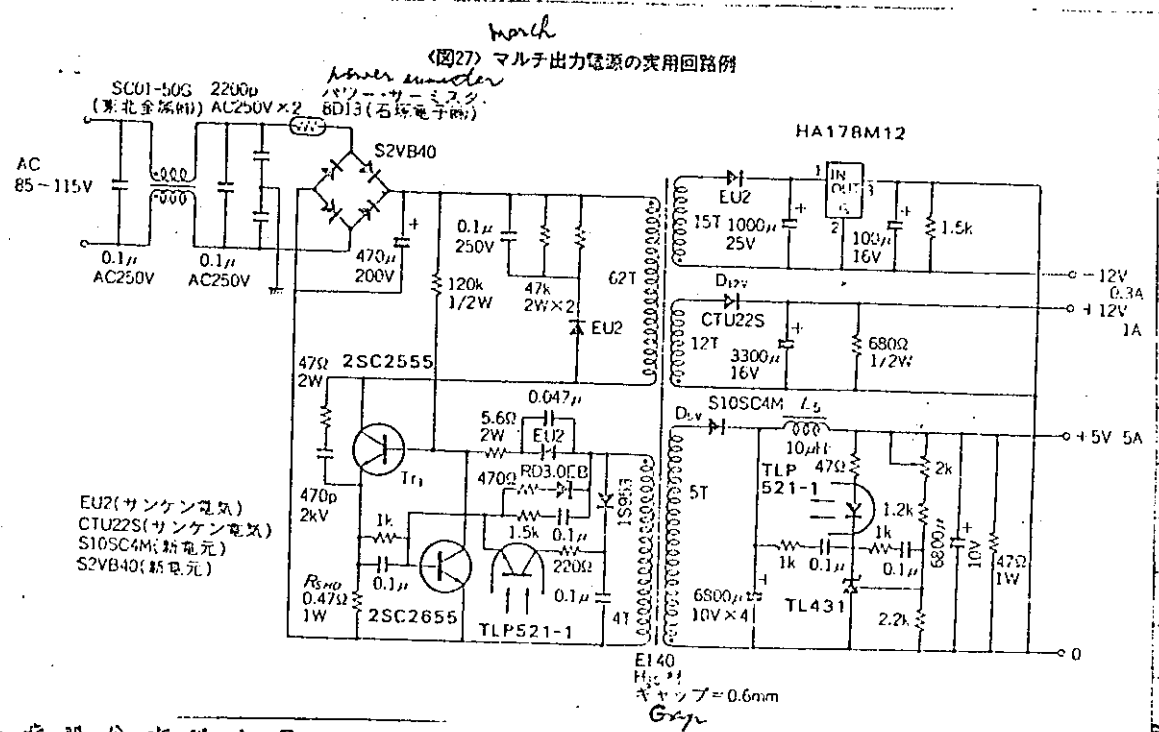
多组输出电源的实用设计实例

• 在此依输入输出规格, 用实际的数值去计算, 来试看看线路的设计。

输入电压 AC 85~110V
 输出电压 +5V, 5A
 +12V, 1A
 -12V, 0.3A

基本线路的 parameter 的计算

• 线路依图 27。



• 輸入側的整流電壓的最小值為

$$V_{IN(DC)} = V_{IN(min)} \times \sqrt{2} \times 0.9$$

$$= 85 \times \sqrt{2} \times 0.9 = 108.2(V)$$

如此 margin 未裕, $V_{IN(DC)} = 100V$, 這時動作頻率 = 20kHz, duty cycle $D = 0.5$ 未設計.

• 又輸出功率的合計 P_o 為

$$P_o = 5V \times 5A + 12V \times 1A + 12V \times 0.3A = 40.6(W)$$

以功率轉換效率 $\eta = 70\%$ 未計算, 一次側去轉換功率 P_{IN}

$$P_{IN} = \frac{P_o}{\eta} = \frac{40.6}{0.7} = 58(W)$$

• 所以, 一次線路流動電流的平均值 I_1

$$I_1 = \frac{P_{IN}}{V_{IN(DC)}} = \frac{58}{100} = 0.58(A)$$

• 又 duty cycle $D = 0.5$, 相關 switching 電流的峰值 I_{IP} 為 I_1 的 4 倍之故

$$I_{IP} = 4I_1 = 4 \times 0.58 = 2.32(A)$$

◎ 變壓器的一次側的計算

• 依以上的條件, 未計算變壓器的一次繞線故 N_{P1} 和電感 L_{P1} .

• 這裡使用的變壓器的鐵芯, 為 TDK 的 H35 EI40, 因最大磁束密度 $B_m = 4800$ (Gauss), 餘裕可充分見到磁束密度的變化幅度 $\Delta B = 2700$ (Gauss), 再該此鐵芯的有效面積 $A_e = 1.48 \text{ cm}^2$.

$$N_{P1} = \frac{V_{IN(DC)} \cdot t_{ON}}{\Delta B \cdot A_e} \times 10^8$$

$$= \frac{100 \times 25 \times 10^{-6}}{2700 \times 1.48} \times 10^8$$

$$= 62(T)$$

• 接著, Inductance L_{P1} 為

$$L_{P1} = \frac{V_{IN(DC)}}{I_{IP}} \times t_{ON}$$

$$= \frac{100}{2.32} \times 25 \times 10^{-6}$$

$$= 1077(\mu H)$$

插入 Gap l_g

$$l_g = 4\pi \frac{A_e \cdot N_{P1}^2}{L_p} \times 10^{-8}$$

$$l_g = 4\pi \times \frac{1.48 \times 62^2}{1077 \times 10^6} \times 10^{-8}$$

$$= 0.66(\text{mm})$$

√ 即用 0.33 mm 的空隙時, Inductance 實測可得 1.2 mH,
0.5 mm 的空隙則 $l_g = 1 \text{ mH}$.

◎ 變壓器的二次側的計算

◦ 接著要計算二次側的繞線圈數

+5V 的圈數 N_5 , 當 t_{off} 期間中的電流為 0, I_{SP} 為

$$I_{SP} = 4I_0 = 4 \times 5(\text{A}) = 20(\text{A})$$

必要的 Inductance L_5 為,

$$L_5 = \frac{V_5}{I_{SP}} \times t_{\text{off}} = \frac{V_{05} + V_F}{I_{SP}} \times t_{\text{off}}$$

$$= \frac{5 + 0.5}{20} \times 25 \times 10^{-6}$$

$$= 6.9 (\mu\text{H})$$

圈數 N_5 為

$$N_5 = \sqrt{\frac{L_5}{L_{P1}}} \times N_{P1} = \sqrt{\frac{6.9}{1077}} \times 60 = 5(\text{T})$$

◦ +12V 線圈與 +5V 的電壓比例, 求得

$$N_{+12} = \frac{V_{+12}}{V_5} \times N_5$$

$$= \frac{V_{12} + V_{F2}}{V_{05} + V_{F1}} \times N_5$$

$$= \frac{12 + 1.2}{5 + 0.5} \times 5 = 12(\text{T})$$

輸出電壓實測值在 13V 以上, 這是因 +5V 線路來比較, 12V 線路的圈數較多之故, 使一次線圈的繞合度較佳的原因。

因此 $N_{+12} = 11\text{T}$ 左右, 而得到 12V.

◦ 其次, -12V 線路, 因附有了端子 regulator, 整流電壓成為 -18V

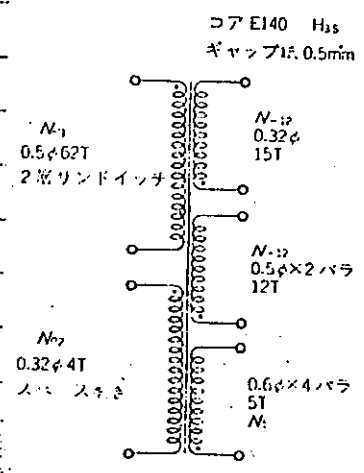
時, $N_{-12} = \frac{V_{-12} + V_{F3}}{V_{05} + V_{F1}} \times N_5 = \frac{18 + 1.2}{5 + 0.5} \times 5 = 17(\text{T})$

若其餘數, 應為 18T 才對。

最後基本線圈 N_{p2} ，以最低輸入約 6V 的順向電壓來計算
 則 $N_{p2} = \frac{e_B \times N_{p1}}{V_{IN(DC)}} = \frac{6}{100} \times 60 = 4 (T)$

圖 28 所示為變壓器的常數。

(圖 28) トランスの各定数



◎ 回路常數的計算

以上變壓器已計算完畢，基本電阻 R_B 的求得為，
 即使在最低輸入電壓時，也有基本電流餘裕可供給

$I_B(\min) = 0.5 A$ 時。

$$R_B = \frac{(N_{p2}/N_{p1}) \cdot V_{IN(DC)} - (V_F + V_{BE} + V_{RS})}{I_B}$$

$$= \frac{(4/62) \times 100 - (1 + 1 + 1.1)}{0.5}$$

$= 6.7 (\Omega)$

因此 R_B 取 6.8 (Ω)， V_{RS} 為電流檢出電阻 0.47 Ω 的壓降。

輸出側整流濾波電容 ripple 電流，以簡易的 1.3 倍輸出電流，
 則求得： $I_{RS} = 1.3 \times I_o = 6.5 A$

$I_{R_{T2}} = 1.3 \times I_o = 1.3 A$

$I_{R(-12)} = 1.3 \times I_o = 0.39 A$

+5V 線路，因變成 6.5A 的大電流之故，可使用 4 個並列的
 10V 6800 μF

◎ 在製造時的特性。

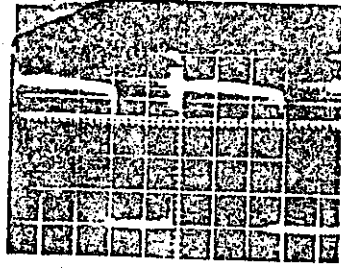
以上設計是以圖 27 的線路作成，並測定而成為基礎。
 照片 4 的波形為圖 29 的特性。

輸出若為複抄的回路時，並非能得到理想的圖形，
 像圖形 (d)，+5V 的電流波形已被破壞。又電晶體的 switching
 特性為 $t_p = 0.3 \mu s$ 程度時，collector 損失約 2.5 (W)，全体的功
 率變換效率 η ，輸入功率 P_{IN} 為 57.5 W 時。

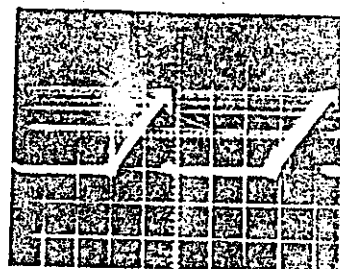
$$\eta = \frac{P_o}{P_{IN}} = \frac{P_{o5} + P_{o+12} + P_{o-12}}{P_{IN}} = \frac{5 \times 5 + 13.4 \times 1 + 11.95 \times 0.3}{57.5}$$

$= 73\%$

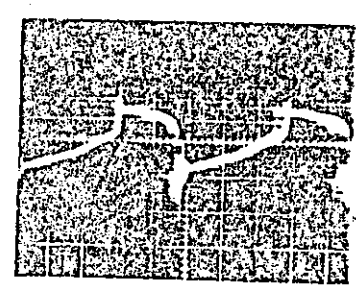
以此方法便之得到的數值，想必是很好的結果。



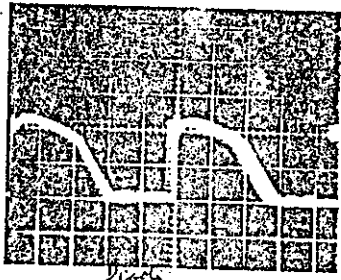
(a) Tr₁のV_{ce}波形
(50V/div, 10µs/div)



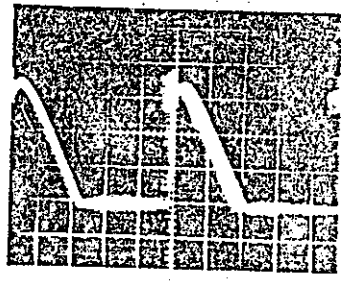
(b) Tr₁のコレクタ電流波形
(1A/div, 10µs/div)



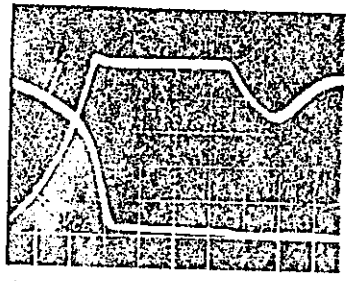
(c) Tr₂のV_{ce}波形
(1V/div, 10µs/div)



(d) ダイオードD₁の電流波形
(5A/div, 10µs/div)



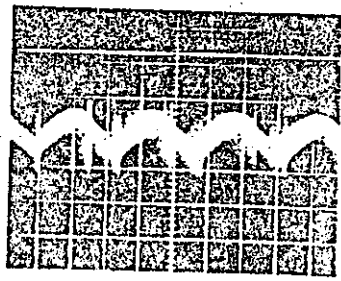
(e) ダイオードD₂の電流波形
(1A/div, 10µs/div)



(f) Tr₁のターンオフ時スイッチング特性
(I_c: 0.5A/div, V_{ce}: 50V/div, 0.2µs/div)

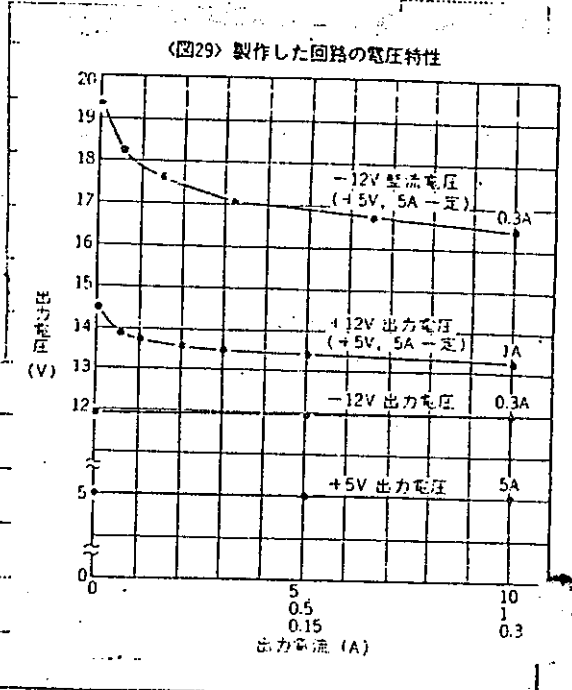


(g) 低周波出力リップル波形(+5V)
(10mV/div, 5ms/div)



(h) 高周波出力リップル波形(+5V)
(10mV/div, 20µs/div)

〈写真4〉 図27の回路の動作波形



◦ 輸出電圧的定電圧精度，並未表示+5V 回路的完全變動，因為+12V 未完全有 歸還控制，使輸出電流的小部份有 少許不好，這種問題發生時，如图 30，可用二線路檢出的方法施行。 唯有+5V 線路電壓精度有多少 惡化，非去了解不可。

◦ 輸出ripple 在 15mV 時，在實際應用上，應 無障礙。由照片(8)可以預測出 speak noise 若將消除 common mode noise 的電容接在金屬外殼後，該有一 半的 noise 可被消去。

〈圖30〉 マルチ出力の帰還制御

