

黑白电视机用的一种降压型开关 稳压电源的设计

朱鸿鹄 王修才

开关稳压电源具有效率高,体积小,稳压范围宽等一系列优点,已经广泛应用于电子仪器中。国内在彩色电视机里逐渐使用,但在黑白电视机里,过去由于成本高,可靠性差,维修困难和对图象干扰等原因应用不多,至今大多仍采用串联型稳压电源。近年来由于黑白机用户日益增多,产量也年年增加,如何减少功耗已经成为突出的问题。因此在全国联合设计会议上已经考虑在黑白电视机中采用开关电源。本文讨论降压型开关电源的工作原理和设计方法,在 31 厘米黑白电视机中采用这种电源,每台可节约 7~8 瓦,因此如果能够推广,对于总的节能效果是十分可观的。

我们知道,串联型稳压电源主要是依靠控制调整管上的电压降来稳定输出电压的,流过调整管的电流大致等于负载电流,调整管本身工作在放大状态,其集电极间电压至少需 3 伏左右,因此,如果负载电压为 12 伏,当输入的交流电网电压最低时(假定为 160 伏),调整管的输入直流电压为 15 伏,当输入交流电网电压升到 250 伏时,调整管的输入直流电压差不多为 23.5 伏,设负载电流为 1 安培,则消耗在调整管上的功耗就在 3~11.5 瓦之间,因此对于串联型稳压电流来说,输入交流电压越高,调整范围越宽,效率越低。对开关电源来说,开关管的压降不过 1 伏左右,直流功耗不过 1 瓦,因此整机功耗平均可以减少 7~8 瓦,是值得推广的一种电源。

一、工作原理

降低型开关稳压电流的电原理图如图 1 所示。晶体管 BG 的基极受控制脉冲的作用,工作在开关状态, D 是续流二极管。 BG 的导通时间为 T_{on} ,截止时间为 T_{off} ,工作周期为

$$T = T_{on} + T_{off}$$

BG 导通时,如略去管压降和电感 L 的电阻,则

$$V_i - V_o = L \frac{di}{dt}$$

假定在 T_{on} 内,电流由 I_1 上升到 I_2 ,则

$$\Delta I = I_2 - I_1 = \frac{V_i - V_o}{L} T_{on} \quad (1)$$

本文于 1982 年 3 月 18 日收到

在BG截止后，D开始导通，如略去其管压降，可认为A点电压降到O；在 T_{off} 期间，电流从 I_2 下降到 I_1 ，因此

$$-V_o = L \frac{di}{dt}$$

$$-\Delta I = -(I_1 - I_2) = \frac{V_o}{L} T_{off} \quad (2)$$

合并(1)，(2)式，得

$$V_o = V_i \frac{T_{on}}{T} \quad (3)$$

在电视机里， T 一般等于行周期 $64\mu s$ ，因

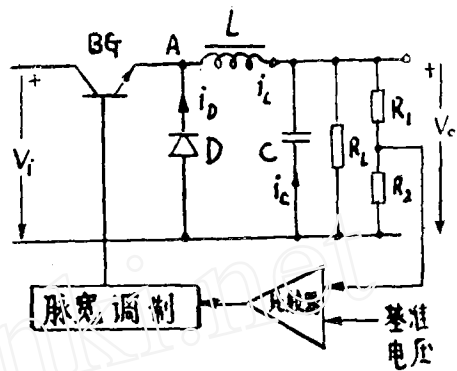


图1 降压型开关稳压电源原理图

此改变BG的导通时间 T_{on} 或截止时间 T_{off} ，就可以调节输出电压。为了达到稳压的目的，可从输出端采样，跟标准电压相比较，用误差电压来控制脉宽调制电路，这样就构成了开关稳压电路。

在理想工作状态下，电路各点的电压、电流波形如图2所示。

图中

$$\Delta I = I_2 - I_1 = \frac{V_i - V_o}{L} T_{on} = \frac{V_i - V_o}{L} \frac{V_o}{V_i} T \quad (4)$$

从图2(c)可以看出，BG在导通期间的平均电流等于 I_L ，而在一个周期中的平均电流 \bar{I}_{in} 是

$$\bar{I}_{in} = \frac{I_L T_{on}}{T}$$

所以输入开关管的功率 P_{in} 是

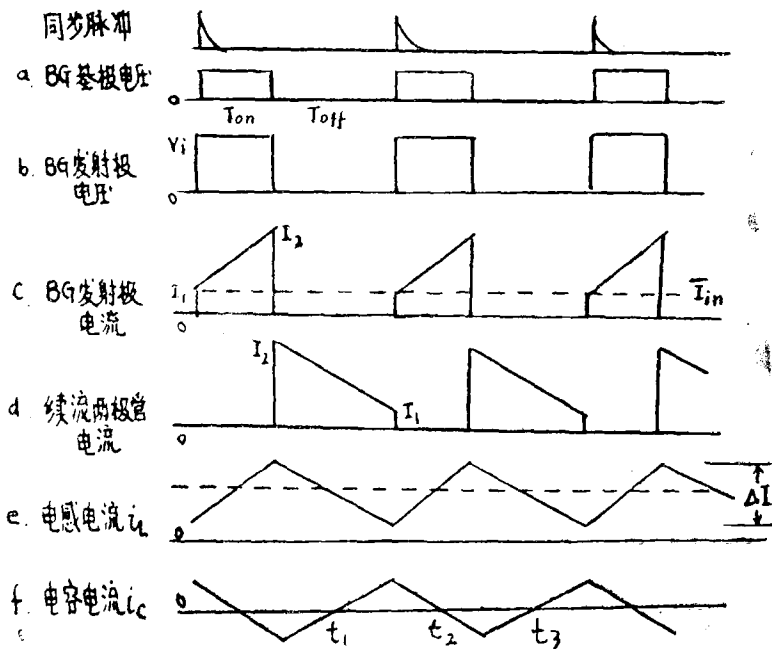


图2 电路各点波形

$$P_{in} = V_i \bar{I}_{in} = \frac{V_i I_L T_{on}}{T}$$

负载获得的功率是

$$P_o = V_o I_L$$

在理想情况下

$$V_o = V_i \frac{T_{on}}{T}$$

$$\therefore P_o = \frac{V_i T_{on} I_L}{T}$$

因此

$$P_o = P_{in} \quad \text{即} \quad V_i \bar{I}_{in} = V_o I_L \quad (5)$$

由(5)式可以看出,这种开关电源有点类似于理想变压器,它从较高的输入电压 V_i 处输入一个较小的电流 \bar{I}_{in} ,而在负载上则以较低的电压 V_o 和较大的电流 I_L 输出。

实际上,由于开关管 BG ,续流二极管 D 的损耗,其效率 η 不可能等于 1,而是

$$P_o = \eta P_{in}$$

下面我们对 η 作一近似估算:

设开关管和两极管的饱和压降都等于 1 伏,那末在 BG 和 D 上的直流损耗是

$$\begin{aligned} \bar{I}_{in} \times 1 + I_L \times \frac{T_{off}}{T} \times 1 &= \bar{I}_{in} + I_L \frac{T - T_{on}}{T} \\ &= \frac{I_L T_{on}}{T} + I_L \frac{T}{T} - I_L \frac{T_{on}}{T} = I_L \times 1 \text{ 瓦} \end{aligned}$$

式中 $I_L \frac{T_{off}}{T}$ 是流过两极管的平均电流。实际上开关管的直流损耗不是唯一的损耗,由于管子的开关时间和延迟时间产生的开关损耗,大于管子的直流损耗,为了简化计算,假定它们是直流损耗 $I_L \times 1$ 的 2 倍,因此总的损耗是 $I_L \times 3$,因此效率 η

$$\eta = \frac{P_o}{P_{in}} = \frac{V_o I_L}{V_o I_L + I_L \times 3} = \frac{V_o}{V_o + 3} \quad (6)$$

由于电路中还有其它的损耗,如比较电路和脉宽调制电路等,因此效率还低于(6)式的计算。

从图 2(d),(e)可以看出,流过电感的最小电流 I_1 不应小于零,如果在 T_{off} 期时 $I_1 = 0$,那么由于它就是流过续流二极管的电流,当 $I_1 = 0$ 时, A 点电位将上升,从而使电路失控。因此由图可以看出

$$I_1 = I_L - \frac{1}{2} \Delta I = I_L - \frac{V_i - V_o}{2L} T_{on} > 0$$

即

$$L_{\min} > \frac{V_i - V_o}{2I_L} T_{on} = \frac{V_o (T - T_{on})}{2I_L} \quad (7)$$

L 越小, ΔI 越大,因此纹波也越大,所以在选取 L 时,一般可令, $\Delta I = 0.4 I_L$, 即

$$\frac{V_i - V_o}{L} T_{on} = \frac{V_o (T - T_{on})}{L} = 0.4 I_L$$

$$\therefore L = \frac{2.5 V_o (T - T_{on})}{I_L} \quad (8)$$

从图 2 还可看出,负载电流 I_L 是恒定的,但通过 L 的电流是三角形的,所以当 i_L 自 I_1 增

加到 I_2 时, 从电容 C 流出的电流将自 $\frac{1}{2}\Delta I$ 逐渐减小到 $-\frac{1}{2}\Delta I$; 而当 i_L 自 I_2 减小到 I_1 时, i_C 从 $-\frac{1}{2}\Delta I$ 增加到 $\frac{1}{2}\Delta I$ 。从图 2 (f) 可以看到, 在 t_1 到 t_2 这段时间内 $(\frac{1}{2}T_{off} + \frac{1}{2}T_{on})$, i_C 取正值, 因此电容电压将升高 ΔV_C ; 而在 t_2 到 t_3 这段时间, i_C 取负值, 电压将减小 ΔV_C , 因此电容 C 上产生的纹波电压 $\Delta V_{PP} = \Delta V_C$ 。注意, 在 t_1 到 t_2 期间 i_C 的平均值是 $\Delta I/4$

$$\begin{aligned} \Delta V_{PP} &= \frac{1}{C} \int_{t_1}^{t_2} i_C dt = \frac{1}{C} \int_{t_1}^{t_2} \frac{\Delta I}{4} dt = \frac{\Delta I}{4} \frac{T_{on} + T_{off}}{2} = \frac{\Delta I T}{8C} \\ &= \frac{T}{8C} \frac{(V_i - V_o)}{L} T_{on} = \frac{V_o T^2 (V_i - V_o)}{8V_i L C} \\ \therefore C &= \frac{V_o T^2 (V_i - V_o)}{8V_i L \Delta V_{PP}} \quad (9) \end{aligned}$$

由此可见, 在确定的 ΔV_{PP} 条件下, C 和 L 是成反比的。采用 (7) 式确定的 L 比较小, 但需要较大的电容, 如使用较大的 L , 则可用较小的滤波电容。但由于电容, 特别是电解电容中存在寄生参量, 由 (9) 式确定的 C 也是近似的。

二、实际电路分析

图 3 是降压型开关稳压电流的实际电路, 在电路形式上, 它与一般串联型稳压电源十分

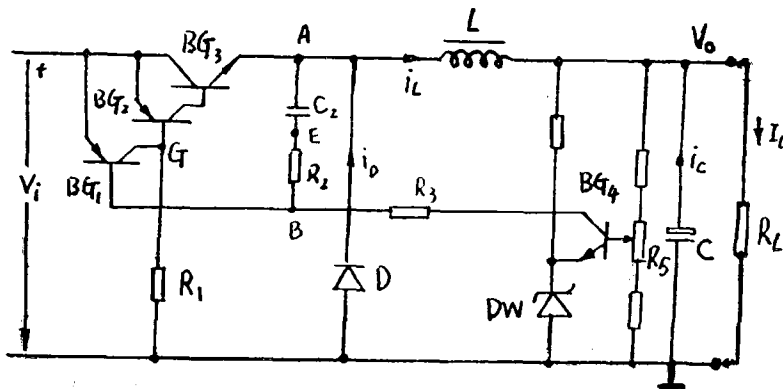


图 3 一个实际的降压型开关电源

相似, 只增加 BG_1 , 续流二极管 D 和电感 L 等三个元件。图中 BG_4 , D_W 及相应元件构成了比较电路。 BG_1 、 BG_2 、 BG_3 构成了开关电路。如果我们把 BG_4 的集电极回路用一个电阻 R_{eq} 来等效, BG_2 、 BG_3 用一个 PNP 的 BG_{eq} 来等效, 那么, 图 3 就可以等效成图 4 的形式。这是一个变型的多谐振荡电路。其工作过程如下:

假定电路已经进入稳态, 这时 D 导通, L 中开始时的电流为 I_2 , 电容 C 上电压为零, 于是

1. 因为 A 点处于低电位, 约 -1 伏, 输入 V_i 通

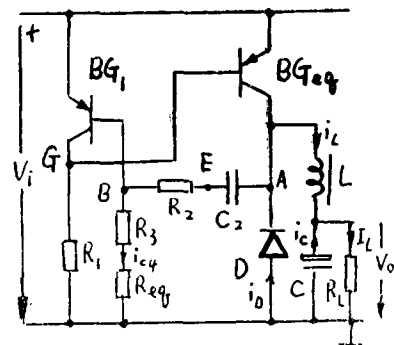


图 4 图 3 的简化图

过 BG_1 发射结和 R_2 一方面向 C_2 充电, 充电极性是左正右负, 开始时充电电流近似等于 V_i/R_2 , 充电时间常数 $R_2 C_2$; 另一方面向 BG_4 提供集电极电流 i_{C4} , 这两部份电流之和构成了 BG_1 的基极电流, $i_{b1} = i_{R2} + i_{C4}$, 这时, 由于 i_{b1} 很大, 因此使 BG_1 处于饱和导通状态, G 点处于高电位, BG_{eq} 截止。

2. B 点电位约等于 V_i 伏, 这时 i_L 向 C 充电, C 上的电压近似保持 V_o , 如不计 C_2 的充电电流和 L 、 D 的内阻, $i_D \doteq i_L = I_2 - \frac{V_o}{L}t$, 即通过 D 和 L 的电流自 I_2 开始线性下降。同时 C_2 上的电压由于 i_{R2} 充电不断升高, 因此 i_{R2} 逐渐减小, i_{b1} 也随之而减小。注意到在这个阶段中流过 BG_1 的集电极电流 $i_{C1} \doteq \frac{V_i}{R_1}$, 当 $i_{b1} < \frac{i_{C1}}{\beta_1} = \frac{V_i}{R_1 \beta_1}$ 时, BG_1 就将退出饱和区。

只要我们设计时使 i_{C4} 小于 $\frac{V_i}{R_1 \beta_1}$, 那么因为 $i_{b1} = i_{R2} + i_{C4}$, 随着 i_{R2} 的指数下降, 经过适当时间之后, 必定会使 BG_1 进入放大区, 而 i_{C4} 是可以由 R_6 来进行调节的, 也就是其等效电阻 R_{eq} 是可以调节的, 因此上面的条件总可以得到满足, 这就是说, BG_1 的饱和导通时间, 即 BG_{eq} 的截止时间 T_{off} 是可以由 R_6 调节的。 BG_1 一旦进入了放大区, G 点电位降低, BG_{eq} 开始导通, A 点电位升高, 因而 E 点电位升高, i_{R2} 迅速减小, i_{b1} 也迅速减小, G 点电位更低, 过程雪崩似地进行, 结果使 BG_1 由导通转为截止, BG_{eq} 由截止转为饱和导通, 注意进入这个阶段之后, R_1 已经成为 BG_{eq} 的基极电阻。

2.2 BG_{eq} 导通之后的情况是:

1. A 点电位差不多等于 V_i , 续流二极管 D 截止, 截止前的电流为 I_1 , 由于 L 中电流不能突变, 所以通过 BG_{eq} 的电流由 I_1 起线性增长, 即

$$i_L = I_1 + \frac{V_i - V_o}{L}t$$

2. 在电视行频条件下, $R_2 C_2$ 可取得较小, 在 T_{on} 期间 C_2 上已充得电压 V_i , 那么当 A 点电位升到 V_i 时, E 点电位升到近 $2V_i$, 这时放电回路可简化成图 5。 R_{eq} 是 BG_4 的等效电阻, 粗略地把它看作是恒定的, 那末流过 R_2 、 R_3 、 R_{eq} 的电流是:

$$i_{C4} = \frac{2V_i}{R_2 + R_3 + R_{eq}} \exp - \frac{t}{(R_2 + R_3 + R_{eq})C_2}$$

B 点在此期间对地的电位 V_B 是:

$$V_B = i_{C4}(R_3 + R_{eq}) = \frac{2V_i(R_3 + R_{eq})}{R_2 + R_3 + R_{eq}} \exp - \frac{t}{(R_2 + R_3 + R_{eq})C_2}$$

也按指数规律下降。但当 V_B 降低到 V_i 以下时, BG_1 又开始导通,

其集电极电流 i_{C1} 使 G 点电位升高, 从而使 BG_2 、 BG_3 退出饱和进入放大区, 于是 A 点电位下降, E 点电位降低, 流过 R_2 的电流反向, 结果 BG 饱和导通, BG_2 BG_3 截止。 BG_3 , 即 BG_{eq} 导通时间可由 $V_B = V_i$ 求得, 即

$$V_B = V_i = \frac{2V_i(R_3 + R_{eq})}{R_2 + R_3 + R_{eq}} \exp - \frac{t}{(R_2 + R_3 + R_{eq})C_2}$$

$$\therefore T_{on} \approx C_2(R_2 + R_3 + R_{eq}) \ln \frac{2(R_3 + R_{eq})}{R_2 + R_3 + R_{eq}}$$

$$\approx C_2(R_2 + R_3 + R_{eq}) \ln 2$$

(10)

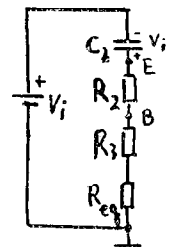


图 5 C_2 放电时的等效电路

$$\text{当 } t = T_{on} \text{ 时, } i_L = I_2 = I_1 + \frac{(V_i - V_o)}{L} T_{on}$$

因此调节 R_5 可以改变 R_{eq} , 从而改变导通时间 T_{on} 。

在电视机里 $T = T_{on} + T_{off}$, 一般是固定的, 等于 $64\mu s$, 它可以通过行同步脉冲的触发来实现, 因此不管是调节 T_{on} 还是调节 T_{off} , 都可以调节输出电压。当输出电压 V_o 因某种原因有所升高时, BG_4 的基极电位上升, 基流增加, 其等效内阻 R_{eq} 减小, 由 (10) 式知, T_{on} 随之减小。已知 $V_o = V_i \frac{T_{on}}{T}$, 因此使 V_o 下降, 达到了稳压的目的。

上面已经提到 R_{eq} 是近似不变的, 实际上它是改变的, 变化情况可以参看图 6。在截止期间, BG_4 的集电极电压为 V_i , 即 F 点电位等于 V_i , 而其集电极负载为 R_4 , 因此工作点在特性曲线的 Q 点, 可近似的认为在 Q 点的 i_c 与 v_{ce} 之比就是 R_{eq} 。调节其基流使 $i_{b2} > i_{b1}$, 于是工作点移到 Q_1 点, 这时 Q_1 点斜率的倒数就是 R'_{eq} , 相应减小。在 BG_3 导通期间, A 点电位是变化的, 约在 V_i 与 $1.5V_i$ 之间改变。

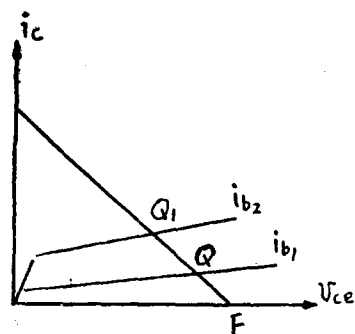


图 6 BG_4 的等效直流电阻

其次是电路同步问题, 同步触发脉冲可加到 BG_1 的基极, 即 B 点。也可加到 BG_1 的集电极, 即 G 点。或者加在 BG_3 的发射极, 即 A 点。因为 B 点对地呈高阻, 因此同步信号的接入, 会影响电路的导通与截止; 而把同步脉冲加到 A 点或 G 点, 对电路工作频率影响较小, 均能正常地工作。

三、设计实例

31cm 黑白电视机需要的直流电压是 12 伏特, 电流 1 安培, 纹波电压小于 $7mV$; 并要求当交流电网电压在 $170 \sim 250V$ 之间变化时, 输出电压基本不变。

在黑白电视机里开关电流电路的工作周期 $T = 64\mu s$, 假定交流输入 $170V$ 时, $T_{on} = 44\mu s$, 这样 $T_{off} = 20\mu s$ 是最短的, 根据 (3) 式, 输入给开关电路的直流电压, $V_i = V_o \frac{T}{T_{on}} = 17.5V$,

因此在 $250V$ 交流输入时, 开关电路的直流输入电压是 $V_i = \frac{250}{170} \times 17.5V = 25.7V$, 与此相应

的导通时间是 $T_{on} = \frac{V_o}{V_i} T = 29.8\mu s$, T_{off} 最长等于 $32.2\mu s$, 在正常工作时, 即交流输入为 $220V$

时, 开关电路的输入电压是 $V_i = \frac{220}{170} \times 17.5 = 22.6V$, $T_{on} = \frac{V_o}{V_i} T = 34\mu s$, 因此根据要求,

T_{on} 约自 $30\mu s \sim 44\mu s$, 设计是可行的。

在 BG_1 导通期间, R_1 是 BG_1 的集电极负载电阻, 其集电极饱和电流 $I_{C1} \approx \frac{V_i}{R_1}$, 取 $V_i = 220V$, $R_1 = 3k\Omega$, 则 $I_{C1} = 7.3mA$, 当 $i_{b1} < \frac{I_{C1}}{\beta_1}$ 时, BG_1 退出饱和区。若 $\beta_1 = 50$, 则 $i_{b1} < 150\mu A$, 因为 $i_{b1} = i_{R2} + i_{C4}$, 如果我们选取的时间常数 $R_2 C_2$ 比最短的 T_{off} 小, 则当 C_2 充电

完毕时 $i_{b1} \approx i_{c4}$ 调节 i_{c4} 使之小于 i_{b1} , 则当 C_2 充电到一定程度时, 就能使 BG_1 由饱和转为截止。因此可取 $R_2 C_2 \leq \frac{1}{5} (T_{off})_{\min}$, 又在 BG_1 导通期间, $V_B \approx V_i$, 因此要求 $i_{c4} \approx \frac{V_i}{R_3 + R_{eq}} < i_{b1}$, 即

$$R_3 + R_{eq} > \frac{V_i}{i_{b1}} = \frac{22}{150 \times 10^{-6}} \approx 147k\Omega$$

由 (10) 式, $(R_2 + R_3 + R_{eq})C_2 = T_{on}/\ln 2$, 当 T_{on} 在 $30\mu s$ 到 $44\mu s$ 之间变化时, 这个时间常数约自 $43.2\mu s$ 变到 $63.5\mu s$, 若取 $C_2 = 250Pf$, 则 $R_2 + R_3 + R_{eq}$ 取值为 $173k$ 到 $254k$ 。因为 $R_2 C_2 = \frac{1}{5} T_{off}$, 所以 $R_2 = 16k$, 因此 $R_3 + R_{eq}$ 在 $157k$ 到 $238k$ 左右, 基本上能满足要求, R_3 可取 $3 \sim 5k$, R_{eq} 可通过 R_E 调节。

电感按 (7) 式算出 $L_{\min} > 204\mu H$, 按 (8) 式计算

$$L = \frac{2.5V_o(T - T_{on})}{I_L} = \frac{2.5 \times 12(64 - 29.8) \times 10^{-6}}{1} \approx 1mH$$

L 取得稍大对减小滤波电容 C 是有利的。如取得太小, 纹波电压就大, 要用较大的电容 C 。

假如 $\Delta V_{PP} = 14mV$, 则滤波电容 C 应为

$$C = \frac{V_o T^2 (V_i - V_o)}{8V_i L \Delta V_{PP}} = 2340\mu f$$

可取 $2500\mu f$ 。

电路的效率, 可由 (6) 式计算:

$$\eta = \frac{V_o}{V_o + 3} = 0.8$$

实际上考虑到开关管的开关特性不够理想以及附加电路的损耗等因素, 实际为 0.75 左右。 V_i 越低, I_L 越小, 效率越高, 说明开关损耗跟这些因素密切相关。

输入开关稳压电源的平均电流

$$\bar{I}_{in} = \frac{V_o I_L}{\eta V_i} = \frac{12 \times 1}{0.75 \times 22.5} = 0.71A$$

行触发脉冲可通过电阻电容加到 BG_1 的基极。

设计好后的电路点波形如图 7 所示。

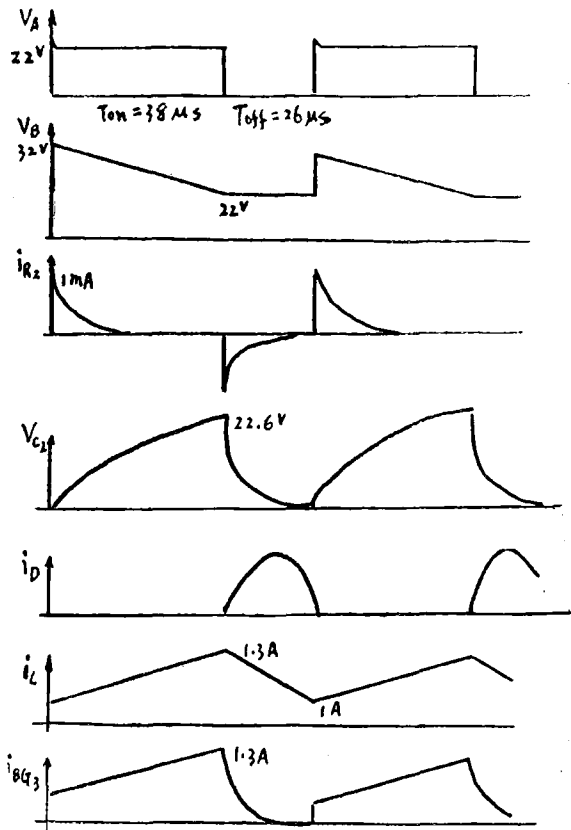


图 7 各点波形

从图可以看出, 由于续流二极管和 BG_3 的开关特性不够理想, 因此 i_D 和 i_{BG3} 的波形跟图 2(d), (c) 的理想波形有较大出入。这也是效率不高的主要原因。但在电视机里我们为了减少干扰, 也并不希望 i_D 和 i_{BG3} 有很陡的沿口。有时, 甚至在 BG_3 的发射极或 D 上串入小电感, 当然这些都会使电源效率降低。

结 束 语

降压型开关稳压电源由整流及开关电路两部分组成, 开关部分的电路类似于串联型稳压电路, 只多了晶体管、两极管和电感各一只, 元件增加不多。但效率可达70%左右。由于 \bar{I}_{in} 为串联型的70%左右, 因此变压器可适当减小。不过这类电源的整流部分效率不高, 电源变压器效率只有70%, 因此总的效率也就不那末高了, 但比起串联型稳压电路来, 节约的电能还是很可观的, 因此值得推广使用。

(本文曾得到上无十八厂沈家骅, 龚建国, 庞辅碧同志的帮助, 在此表示感谢。)

参 考 文 献

- [1] Abraham I, Pressman "Switching and Linear Power Supply, Power Converter Design" Chapter, 9 1977.
- [2] 守仁佑作(日) "直流安定化電源の基础知识" オーム社 1978.

The Design of Step-Down Switching Regulator Used for TV

Zhu Honge Wang Xiucui

Abstract

It is well known that switching-regulators have some advantages over series-pass regulators, such as higher efficiency, smaller-size and wider regulating range. So applying this type power to TV sets has an important meaning in saving electric energy.

This paper presents the operating principle and design method of step-down switching regulator in detail.