

Design and easy calculation of a Regulated Power Supply For a 300B Stereo Amplifier

J.C. Verdier

百鳴音響 編譯整理 CURRANTS AUDIO © 2001

300B 擴大機之穩壓電源設計及計算

在推挽擴大機中，電源供應電路的工作可藉由輸出元件的對稱安排，輕易地消除內部哼聲。再者，如果此推挽擴大機是純 A 類操作，則偏壓電流固定，電源供應電路的電壓將不會隨音樂的律動而起浮。就電源供應電路而言，純 A 類推挽擴大機並無多大的挑戰性。

但對日益流行的單端三極管擴大機來說，這可是另一回事。在這些擴大機裡面，內部寄生哼聲會經由管子的內部阻抗感應至輸出變壓器(請看圖 1)。假設內部哼聲是 100mV，則在擴大機輸出端會有 4.5mV 的哼聲電壓。當然，這絕對是不可忽視的，特別是搭配使用高效率喇叭的時候。

古老的解決之道在於加上更多的濾波電容，如此電路尚可順暢工作；或是增加扼流圈的電感效力，但如此一來則可能因增加了電源供應電路之內部阻抗，而使情況不良。在此，電源供應電路內部阻抗的思索將引領我們去考量這第二重點。

讓我們設想以一尚未切削失真最大之正弦波訊號來驅動一單端輸出級。訊號的正半波進入真空管柵極引發管內電流增加，並造成電源供應電路最大消耗功率的產生。然後負半波訊號使得管內電流遞減直到截止狀態，此時最大消耗功率再次發生。

到底功率打哪兒來？顯而易見地，功率是從儲存在輸出變壓器初級線圈電感內的能量釋放而來。 $Q=1/2 LI^2$ 這可類同於汽車之高壓線圈點火裝置。為求最佳狀態，輸出變壓器必需擁有足量的電感能量，而電源供應電路則必需能快速有效率地補充此初級線圈的電感能量。

在你的愛車上，一切都沒問題。因車上電池夠勇夠猛，而且充電電流濤濤不絕。但說到擴大機，難題又來了。舉例而言，一個容量 100 μ f 的儲能電容在頻率 20Hz 時將會顯現 80 Ω 的阻抗，而這是完全不可忽略的。(請看圖 2, 100 μ f 電容的阻抗反應/ 頻率曲線圖)。

藉著將哼聲降低至低於熱噪音電平之下，並提供在所有音頻範圍內，小於 1 的內部阻抗，穩壓電源供應電路可以解決上述兩者問題。

Principle of the Regulated Supply

穩壓電源供應電路之理論

我們的穩壓電源在整流及濾波方面仍採傳統方式設計，但供給擴大機之高電壓電流則是經由電力調整管, *ballast* 管, 所提供(請看圖 3)。

現探討用於穩壓電路之 *ballast* 管, 是由一些低屏級阻抗三極管所並聯構成的雙三極管(6080, 6AS7, 6336)。此管的柵極將由一電壓比較電路所控制。此電壓比較電路會將電源之即時高壓值, 與一由稽納二極體或一些穩壓管(85A2, OA2, OB2, ...) 所提供之參考電壓值做比較。

於是即時地, 電源供應電路之高電壓便經由調節迴路的不斷修正而穩定。然而事情並非如此完美, 總是還有一些內部寄生哼聲及導因於負載效應的電壓變異存在。就讓我們一起思索如何將這些無可避免的負面因素盡可能地消除降低。

Design of A 400V – 250mA Supply

設計一可提供 400V – 250mA 之電源供應器

圖 4 展示的是一個簡易的穩壓迴路但省去一些詭譎且重要的元件部份, 此部份待會兒我們會再詳加探討以達完善的電路設計要求。圖 3 所示的方塊電路圖在此被轉換成實際的電子電路元件以做討論:

The Ballast Tube, T1, 是 6080 雙三極管, 是一支特別設計用於此途的真空管。

而 T2 管, EF184, 是支一般做為射頻放大器的銳截止五極管。在此它也可以有完美的角色發揮。

電阻 R2 及 R3 為此銳截止五極管提供簾柵極的偏壓, 並為參考電壓提供者稽納二極體供給偏流。R1 則是此五極管的屏極負載。

可變電阻 P1 則扮演一分壓器的角色, 提供即將輸出之部份高電壓與參考電壓做比較。

讓我們試作以下習題，為一立體聲 300B 擴大機試作一可提供工作電壓 400V 及工作電流 250mA 之穩壓電源供應器。

Calculation of the Ballast (T1)

Ballast 管(T1)的計算

圖 5 展示的是 6080 雙三極管的半結構，單三極管基本電路系統。因這些管子的控制柵極都有一緊密搭橋，且落在非常靠近陰極的地方，於是乎因之而起的柵極電流可就變得很麻煩。對老管子來說，這尤其是個問題。

因此，我們必需要慎重的讓柵極的瞬間電壓維持在一相對負壓，而這也指出了第一個限制：此偏壓必需高於-40V。這同時表示即使在最差狀況下，也就是當插座電壓產生了 10%的壓降時，屏極與陰極間的壓差不得低於 100V。

於是，整流與濾波後的高電壓就必需是：

$$U_F = U_R + U_{T1} = 400V + 100V = 500V$$

現在我們可發現，當插座電壓產生 10%的壓昇時，整流濾波後的高電壓將會達到 $(500V \times 120\%) / 100\% = 600V$

在此情形下，ballast 管屏極與陰極間的壓差將會是：

$$600V - 400V = 200V$$

這造成在總輸出電流是 250mA 下，50 瓦之耗損功率

$$200V \times 250mA = 50W$$

我們可立即看出，即使考量的上述情況有些極端，此功率需求仍將迫使我們選用數支 6080 管平行併聯使用。因為每一半 6080 管只能承擔 1W 的耗損功率。兩支 6080 管(4 個三極結構)則可承擔 52W 的耗損功率。但這只是恰好足夠，還沒考量安全系數。

對基本電路圖 4 的改進之道在於增加一個電阻，與 6080 管並肩平行併聯以負擔部份輸出電流(請看圖 5)。

此併聯電阻的擇選，必需要將 6080 管 250V 的屏極-陰極最大耐壓放在心上。過高的電壓將導致陰極塗佈層的損害而使管子永久掛斃。

同時也必需注意，電源一來時，由於 300B 是直熱燈絲管，而 6080 是屬慢燃-旁熱陰極管；所以若無此併聯電阻 R4 的保護，在工作啟動不一的情形下將會發生插座電壓產生 10%壓昇的最壞情況，而使橫跨在 ballast 管兩端的高電壓昇至不可收拾的 600V。

因兩支單端 300B 的正常工作電流約為 150mA，所以 R4 就必需在此電流通過時同時承擔 250V 的耐壓。

$$R4=250V/150mA=1.7K$$

當高壓剛上昇時，流經 6080 的電流將會顯著的降低，並進而調解 ballast 管所發生的功率損耗。

所以當插座電壓產生 10%壓降時，

$$I_{R4}=U_T1/R4=100V/1.7K =59mA$$

ballast 管所發生的功率損耗將是

$$P_{T1}=100V \times (250-59)mA=100V \times 191mA=19.1W$$

正常插座電壓時，

$$U_F=550V,$$

$$U_{T1}= U_F-U_R=550V-400V=150V,$$

$$I_{R4}=U_T1/R4=150V/1.7K =88mA$$

ballast 管所發生的功率損耗將是

$$P_{T1}=150V \times 162mA=21.3W$$

再回算插座電壓產生 10%壓昇的情況，

$$U_F=600V,$$

$$U_{T1}= U_F-U_R=600V-400V=200V,$$

$$I_{R4}=U_T1/R4=200V/1.7K =117mA$$

因而流過 6080 管的電流變成 $250mA-117mA=133mA$

ballast 管所發生的功率損耗將是

$$P_{T1}=200V \times 133mA=26.6W$$

顯然單從功率損耗的需求來看，只用一支 6080 即夠。然而對安全系數的考量及下列兩個理由都使我們必須謹慎的選擇使用兩支 6080 管。

- 1- 從內部寄生哼聲的考量及降低電源供應器的內阻來看，使用兩支 6080 管都會對此有所改善。
- 2- 6080 管之間的差異性可能會令你大感訝異。要找到任兩支 6080 管與管配對，亦或單管內極與極之間能配對，那叫“瞞夢”。因此我們必須在每個三極結構的陰極串接一平衡電阻。圖 6 是 SOVTEK 所公佈的規格表，可提供我們有用的參考資料。對四組平行並聯的三極結構而言，若忽略一些額外防備的考量，最大的功率容量是：單三極結構 7.4W，以及四重結構 29.6W。這就符合我們所要的安全所需了

在每個陰極串接一 100 Ω 平衡電阻將會增進總功率容量至
 $9.5W \times 4 = 38W$

這項安排是我們所要作的第二步改善(請看圖 9)。

Design of the Differential Amplifier 差動放大器的設計

EF184 管在一般正常使用下，其互導值是 15000 micro-mhos。在這兒，因我們的特殊連接方式，使得此五極管僅有很少的電流流過，此互導值將會大大的降低。差動放大器我們在此不做計算，將以經驗法則做估算，但我們仍然關心增益的大小及穩壓調節率。根據經驗法則，最大增益將會隨著調整可變電阻值為 1M Ω 的 R1 而獲得。

另一方面，因無任何的實質影響，可將流經此五極管的電流忽略不計，R2 及 R3 的值及稽納參考電壓則可計算求得。

Zener Reference Voltage Choice 稽納參考電壓的選擇

當電壓越高，存在電路內的電位壓就越多，這是無可避免的情形。

因 $U_R = U_{R1} + U_{T2} + U_{Z1}$ ，稽納二極體的電壓將取決於 R1 的跨壓及 T2 的屏陰極電壓。考量即將使用的電子零件，我們必須要為此五極管設計提供一合理之操作電壓。由此角度思考，即使是犧牲一些穩壓調節效率，經 P1 而供給 T2 柵極的校正電壓

也必須要限定在特定數值.

當正常插座電壓時, 屏極電壓會是多少呢? 先前我們已估算過, 在正常插座電壓時, 流經 4x6080 的電流是 162mA(一支三極管 40.5mA), 屏陰極電壓是 150V.

參閱圖 8 之曲線圖, 可容易看出柵極電壓將必須是-70V. 因此 EF184 的屏極電壓將會是 $U_R - 70 = 400V - 70 = 330V$

假如我們欲將 EF184 的屏陰極電壓差保持在 200V, 將可得 $330V - 200V = 130V$ 的稽納參考電壓. 因 62V 的稽納二極體是常用且好取得, 我們可串聯兩顆而得 $U_Z = 62V \times 2 = 124V$

R2 及 R3 的值將會決定流經稽納的電流. 此處必須非常謹慎小心, 因稽納二極體很不耐熱, 必須重視製造商所提供之功率因素.

我們使用 B2X85C 二極體, 他們的規格是 1.3W, 或是兩個 2.5W. 乘以 5 當作安全係數, 我們只讓兩個二極體消耗 0.5W, 也就是一個 0.25W. 此時流過的電流是 $P/U_Z = 0.5W/126V = 4mA$
 $R2 + R3 = U_R - U_Z / 4mA = 69K$

我們可選用兩個 39 K 的電阻, 此時每個二極體將消耗 0.22W 並流過 3.5mA.

我個人認為就噪音及內阻來看, 新式的稽納二極體都要比輝光放電管來的好. 然而在他們旁邊並聯一高容量電容亦是絕對需要的. 我們使用一顆 100 μF 的電解電容(C4)並上一顆 0.47 μF 的 pp 電容(C3). 這就將基本電路圖 4 昇級改良至圖 10, 是我們所要作的第三步改善. 旁路電容可消除穩壓輸出端的內部寄生哼聲, 而且是絕對有效的. 但若幫輝光放電管加旁路電容, 則會引發成一絕佳的鋸齒波振盪器, 這當然是行不通的啦.

Choke Filter Elimination

扼流圈的排除不用

以上穩壓電路的逐一討論並未詳及整流與濾波問題. 一個好的穩壓器可讓我們省去扼流圈的使用, 且在整流後僅需使用一個濾波電容.

整流與濾波後的電壓經 C5 及可變電阻 R5 跨上 EF184 的第二柵極。這個電容必須要在頻率 100Hz(或美規 120Hz)時阻抗可忽略。我們選用 0.47 μ F 當做 C5。再增加電容量並不能有效的提昇效果。而 R5 則可讓我們做微調補償。這是我們第四步改善，可讓我們趨近做出最好的穩壓電路，請查照圖 11。

最後，還有一招簡單的方法可再做改善。我們在可變電阻 P1 的上端及可變端再加上電容 C6，於是乎在 U_R 端所產生的任何細微電壓變動都將直接導入 T2 的柵極再做修正。這是第五步同時也是最後一步的改善。請查照圖 12。

Result

結論

以上所有欲使穩壓供電器能工作更好的努力沒有白費。好處在量測之下完全顯現。檢測的實例取於一台立體單端 300B 擴大機，以兩支 6BQ5 為輸入驅動級。實際供給電流正是 250mA，輸出電壓 400V。

圖 13 的曲線表示穩壓範圍。由 auto-transformer 供給電源變壓器初級電壓，範圍是 160V~250V 循序變化增加。而輸出電壓則能保持在 400V 固定不動(250V 是我們的 auto-transformer 之高壓限制，往上應尚有空間)。對這 20%(+10%插座電壓的異動的顧慮範圍已安全涵蓋，雖然這些情況平常並不會發生。(譯者註：對臺灣而言則不然，我們的插座電壓往往會有 5%~8%的壓差，通常是壓降較多；另請注意，法國的正常插座電壓屬歐規 220V，而非美規 120V；故此處屬國情不同，但無損文章探討之內容)。

經驗法則告訴我們，當哼聲電壓低於 10mV 時，就無損於擴大機的訊噪比。當插座電壓產生差不多 12%的壓降時，哼聲才會變得明顯。若考量此差異，則仍屬穩壓器的安全工作範圍。

實測結果告訴我們上列計算的可靠度，可供我們用於設計其它電源供應器。

最後，相對於頻率變化所測得之內阻曲線詳如圖 15。擴大機以頻率變化從 20Hz~10KHz 的正弦波驅動，作最大功率輸出。微電壓表經一 100 μ F 電容搭在 U_R 測量，此電容容量夠大而不會影響我們的測量。

在 20Hz 時，此穩壓電源供應器的內阻小於 0.35 Ω ，必需要用 22000 μF 的濾波電容方能達此效果。這顯示了在大約相近的成本花費之下，穩壓電路可得更好更多的改善。結果是相當令人滿意的。

R1 電阻另行處理的爭論

有些人反應對五極管的屏極電阻 R1 可作另外的供電安排。

第一種變動方法：屏極電阻連接在穩壓之前，即 U_F

在此種情況之下，屏極電壓 U_F 高於原先的電壓 U_R ，因而流經五極管的電流也會增加，結果是造成此管的互導值增加。因之效率參數亦隨著增加。

這是好處，但不幸的是，原本不存在於 U_R 的哼聲卻會跑出來。

第二種變動方法：屏極電阻連接在另增之外部電源。

假如此輔助電源是濾波純淨的，那就絕對有改善。然而為求此果，我們又必需要在原先的計畫範圍內增加不少複雜度，因此不考慮這樣做。