

半导体优选电路手册

中国科学院
电子学研究所

7073

R73.67073
107

半导体优选电路手册

(PSC 1—22)

第四机械工业部第四研究所译

1965年1月

1100471

譯者的話

随着我国无綫电工业的发展，无綫电設備的半导体化愈来愈显得重要了。为了方便无綫电工作者使用半导体器件，我們將美国海軍部所編的海軍空用的半导体优选电路手册 (Handbook of Preferred Semiconductor Device Circuits) 譯出。这本手册中包括无綫电設備应用的主要半导体电路(其补充部分准备另行出版)，有稳压电源、电子門电路、多諧振荡器、脉冲放大器、視頻放大器和发射极輸出器等。这些电路对我們在电子电路进行标准化方面很有参考意义。

由于譯者水平所限，譯文中錯誤在所难免，希望讀者多提宝贵意見。

原文前言

这本“优选电路手册”的目的在于将已論証的电子电路編成文件并促进它們在海軍空用电子設備的設計中的应用。

現代技术的发展已使之可能生产多种用途的、可靠的和小型化的电子設備，其可能达到的程度是几年前所不能想到的。使用“优选电路手册”就是为了达到上述的目的。此外，由于更有效地使用技术人員力量、更迅速地分析电路缺陷和用更少的培訓計劃、較短的研究与試制時間以及在不牺牲优良設計的情况下有較低的造价而可以做到節約。

这种优选电路汇編的最后的成績是要取决于設計工程师和設備制造厂方积极地参与对此电路的使用、对本手册內所提供的資料提出意見并提供一些改进的和补充的电路列入本手册內。



原 序

电路标准化的重要性是由于采用机械化生产日益增多和电子设备生产自动化的前景所引起的，而且也是因为相信电子设备的可靠性可以因采用在战场上验证过的电路设计而得到改进。电路标准化的其他的优点是：在电子设备的设计、试制、生产和维护上可以更有效地使用技术人员力量；在设备及备件的生产和购置上可以节约；另外，还可以改进备件的分配。

初步研究证明，很大部分的电路功用可以进行标准化而对设备的性能没有什么不利的影响。随着电子管电路选择和试验的计划拟订后，在 1955 年 9 月出版了最初的“优选电路手册”。这本手册中的电路是以很多商业和军用电子设备的试验性测试以及有代表性并被公认的电路为基础汇编而成的。差不多在所有情况下，类似的电路在过去用了至少有十年之久而只有很小的改进。在出版这本手册后，一些符合这些相同条件的其他电子管电路则附在出版的补充文件内。

由于出版的电子管优选电路手册的成功和得到良好的公认就导致开始对晶体管电路作了相似的出版计划。但是优选的晶体管电路尚不能建立在对现有的半导体装置大量选样的基础上，因为仅有很少的晶体管化设备在战场上广泛地使用。另外，晶体管电路是经常处在改进中，从而优选晶体管电路预计也可能会变成陈旧的而且比之电子管电路更经常地需要更换。虽则如此，对优选电子管电路归纳的一些优点同样也适用于优选晶体管电路。

最初，晶体管优选电路汇编是作为电子管优选电路计划的补充部分，因此两者是一块出版的，但晶体管部分编号以 PC 201 开始来使它们分开。1959 年，晶体管的汇编扩大了而且将之与电子管部分分开。结果，修定过后的“优选电路手册”分为两部分出版，即第一册的“电子管优选电路”和第二册的“半导体器件优选电路”。

由于半导体电路目前是用单独的手册形式出版的，电路的编号就没有必要再从 201 开始。电路的编号也已改成顺序排列而不是在最初出版的手册内所用的分组排列(block system)。这本半导体优选电路手册用的编号是从 PSC 1 到 PSC 22，至于补充部分将以 PSC 23 作为第一号，将来增添的电路将依次连续编下去。为了将这些晶体管电路和有相同号数的电子管电路区分开来，又由于感到将来要编入这本手册是半导体电路而不是晶体管电路，所以这些电路的名称就给改成“优选半导体电路”，名称缩写为 PSC。

在选择优选电路时，我们首先给予考虑的是那些适用于不同类型电子设备的、设计成熟的电路。对优选电路的选择和设计，我们采用下列一般原则：

- (1) 电路必须是个起作用的单元，不管有多少晶体管和其他半导体器件。
- (2) 电路应该显示与妥当和稳定的设计相一致的最好性能。
- (3) 电路必须根据军用标准所包括的元件型号进行选择。随便在什么地方都应采用可能的优选元件和数值。特别是晶体三极管和二极管必须根据列在“晶体管优选指南表”（军用标准 MIL-STD-701）中的器件进行选择，在出版半导体电路时此军用标准必须是有效的。
- (4) 电路必须设计成能用列在军用标准内的元件类型中的任何元件来按规定进行工作。另外此电路内必须包括足够的衰落和补偿范围，以便一些精密元件在已达到其寿命结束的极限时能得到所规定的性能。
- (5) 当需要用稳压电源时，必须采用军用标准 MIL-STD-706 A（“电子设备用的电源电压”）中所规定的电压。

(6) 电路間的互作用必須用下列方法減至最小：在电路間提供足够的去耦或提供优选电路所带来的瞬变和它所承受的瞬变方面足够的資料，以便能設計有效的去耦电路。

本手册內的这些优选电路是作为目前設計工作的一种指导和判断設計工作改进的一种根据。我們希望工程师們将这本“优选电路手册”作为电路設計水平的合宜的总结并作为避免設計上不必要的多样性和人力浪费的一种方法。

优选电路手册的汇编情况和使用说明

优选电路手册的第二册的目的是给那些熟悉半导体电路，但对所考虑的电路类型还未能有详细了解的工程师们作为一种设计工具。假定使用这本手册的人是在寻求一种特定用途的作用电路。这本手册的目的就是要提出这样一种电路，说明它的各项性能，使有预见性的使用者能确定这种电路是否合乎其需要并提供这种电路的设计资料。

手册内每一个优选电路都包括电路图解和它的规范并有叙述这种电路的用途、设计和性能等的正文部分。

在大多数的情况下，优选电路的图解和附带的规范将提供足够的资料来确定优选电路是否具有规定用途中所需的性能。其元件值一般是列在电路图上。当必须对元件值加以选择来满足工作条件时，一般是采用公式的形式在规范表内说明了选择的元件值。规范表内还提供了元件补充的资料、电路的工作性能及其功率要求。

另外，在规范表内列出了电阻上耗散的功率、电容的耐压强度（能在电路图上看出的除外）以及电阻和电容的极限值以帮助对元件的选择。本优选电路内所用的“极限”一词是包括元件的起始公差和环境改变、老化和其他原因而引起的偏移。这本手册内所规定的电路性能是假设其元件值在电路工作时仍保持在所述的极限内。电阻耗散值和电容电压值考虑了元件和电源电压在所规定的极限内的变化。

规范表中“工作特性”一项尽量规定得全面些，其形式是随着电路的类型而改变。这方面资料在正文的“性能”部分作了补充。

“功率要求”一项包括电源电压、对它们必须稳压的程度和每个电源电压所要求的电流。

在正文部分，开头的“用途”一项列述了优选电路的典型用途，而且还可能包括一些补充资料，例如这种优选电路和其他类似电路的比较，这种电路的不利性能或其应用的局限性。通过参阅优选电路的图解、规范表和用途部分，一个有预见的使用者应该能确定这种电路是否合乎他的需要。

在正文部分，“设计中考虑的问题”一项的目的是对选择还不够清楚的电路说明其设计的选择并提供恰当的设计资料。这部分包括数值选择的标准，以及在选择元件上需要注意的一些事项。一般在这一项内是不提及机械结构细节，但在必要的地方还是包括了机械结构所需的注意事项。这一项内不包括理论性的探讨，除了需要对其的设计问题进行讨论的地方以外。

正文部分内第三个主要项目是“电路性能”一项，在这项里电路的性能要比数据说明部分内谈论得多。对电路所规定的性能是以“最坏情况”的设计为依据，但却很详细地谈论到要求严格的元件和电源电压的变化影响以便使采用统计方法的设计师将之作为确定元件特性和电源电压变化的相对影响的基础。由于电子电路并不是理想的基本单元，仍然受到它前面和后面电路的影响，故本手册内也论及到负载、电源阻抗和电源瞬变的影响。

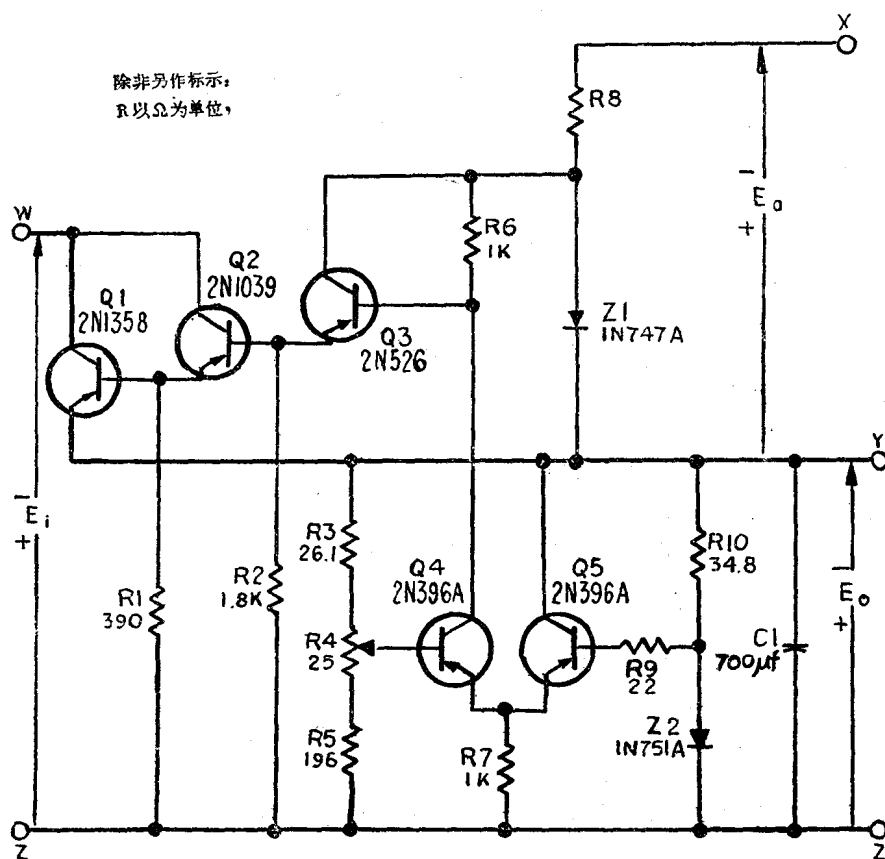
所有的半导体优选电路都有着以上所述的主要部分，在需要的时候还可能加进其他的分项，例如在 PSC 9 就增加了“使用的实例”一项。

51109/50-02

目 录

譯者的話	(i)
原文前言	(i)
原序	(ii)
优选电路手册的汇编情况和使用說明	(iv)
PSC 1 正或負 6 伏直流穩压器: 1% 穩压度	(1)
PSC 2 正或負 12 伏直流穩压器: 1% 穩压度	(15)
PSC 3 正或負 25 伏直流穩压器: 1% 穩压度	(26)
PSC 4 正或負 50 伏直流穩压器: 1% 穩压度	(38)
PSC 5 正或負 100 伏直流穩压器: 1% 穩压度	(49)
PSC 6 7 千伏阴极射綫管电源	(60)
PSC 7 2 个和 4 个輸入端的一般用途“与-或”門	(66)
PSC 8 2 个和 4 个輸入端的脉冲“与-或”門	(73)
PSC 9 150 千周双穩态多諧振蕩器	(78)
PSC 10 单穩态多諧振蕩器	(88)
PSC 11 脉冲形成电路	(95)
PSC 12 脉冲功率放大器	(101)
PSC 13 指示器	(108)
PSC 14 飽和的双穩态多諧振蕩器	(110)
PSC 15 非飽和的双穩态多諧振蕩器	(117)
PSC 16 多諧振蕩器可变門脉冲发生器	(122)
PSC 17 继电器控制多諧振蕩器	(128)
PSC 18 低电平視頻放大器	(131)
PSC 19 中等电平視頻放大器	(138)
PSC 20 高电平視頻放大器	(144)
PSC 21 脉冲发射极輸出器	(152)
PSC 22 补充对称发射极輸出器	(157)

半导体优选电路 PSCI, ± 6 伏直流稳压器 (1% 稳压度)



图注:

- (A) 任一输出端都可接地, 但负输入端 W 必须不接地。
- (B) 辅助电源 E_o , 可以对正输出端 Z 成回路, 而不是对负端 Y 成回路, 如图所示。如对接地的输出端成回路, 则需采用一浮动的辅助电源。可参看 2.5 节。
- (C) 晶体管 Q1 和 Q2 必须装在一个散热器上, Q3 应采用一个紧夹的散热器以增加可靠性。可参看 2.6 节。
- (D) 沿着正与负输出电压汇流条, 接触电阻和导线电阻应保持为最小值。可参看 2.9 节。

元件:

R3、R5: 由于环境改变而产生的 R3 对 R5 之比的百分变化必须小于 $\pm 1\%$ 以达到所规定的输出稳压度。每个电阻的起始公差可为 $\pm 1\%$ 。功率消耗额定值必须是稳当的而且选择使两个电阻的每欧姆瓦数值接近相等。

R4: 由于环境改变而产生的百分变化值必须小于 $\pm 5\%$ 以达到所规定的输出稳压度。起始公差可为 $\pm 10\%$ 。

R8: 电阻和功率消耗决定于辅助电源电压和辅助电流的极限值。可参看 2.5 节。

C1: 此电容可并联几个較小的单元而得之。为了在低温时可靠地工作需用一鋇电容器。在 25°C 时电容应不小于 650 μ f。在 -55°C 时視在电容的下降应不小于 50%，而串联电阻的增长应不少于 10 倍。

最大功率耗散 (注 1): R1: 170 mW; R2、R10: 50 mW; R3、R4、R6: 20 mW; R5: 130 mW; R7: 30 mW; R8: 見上; R9: <10 mW。

极限值 (这并非公差; 見注 2): R1、R2、R9: $\pm 20\%$; R3、R4、R5、R8: 見上; R6、R7: $\pm 5\%$; R10: $\pm 2\%$ 。

功率要求:

由未經稳压的电源取得的輸入:

电压 E_i : 最小值为 7.1 伏。最大值为散热器热阻、最大負載电流以及在特定应用时的最高工作温度的函数 (参看 2.6 节和图 1-4)。最大绝对值为 50 伏 (注 3)。

电流 I_i : 最大值为 4.2 安培。

輔助电源:

电压 E_a : 最小值为 5 伏 (注 4)。最大值不受限制。此电压可不经稳压。

电流 I_a : 最小值为 35 ma。最大值为 75 ma (极限决定于 Z1 并由 R8 的正确选择来控制。参看 2.5 节)。

工作特性:

温度范围: -55°C 至 +65°C (参看 2.6 节和图 1-4)

輸出电压: 6 伏, 正或負。

輸出电流: 0 至 4 安培 (参看 2.6 节和图 1-4)。

总的稳态稳压度加上稳定度 (参看 3.1 节): $\pm 1\%$ 。

輸入电压在 7.1 和 11.1 伏之間变化的稳压度: $\pm 0.1\%$ 。

負荷电流在 0 和 4 安培之間变化的稳压度: $\pm 0.3\%$ 。

輔助电源电流在 35 和 75 ma 之間变化的稳压度: $\pm 0.2\%$ 。

温度稳定度: 每度(°C)为 $\pm 0.005\%$ 。

時間稳定度 (8 小时的时间): $\pm 0.05\%$ 。

瞬态稳压度 (参看 3.2 节):

对輸入电压变化的稳压度: 25°C 时为 $\pm 1\%$, -40°C 时为 $\pm 4\%$, -55°C 时为 $\pm 6\%$ 。(在 0.02 微秒時間內輸入电压在 7.1 和 11.1 伏之間变化。)

对負載电流变化的稳压度: 25°C 时为 $\pm 2\%$, -40°C 时为 $\pm 10\%$, -55°C 时为 $\pm 20\%$ 。(在 1.0 微秒時間內負載电流在 0 和 4 安培之間变化。)

瞬态恢复時間 (参看 3.2 节):

在輸入电压变化之后: 50 微秒。

在負載电流变化之后: 25°C 时为 200 微秒 (恢复時間将随温度而增长, 在滿載到无載的突变下, 当温度为 65°C 时达到 2 毫秒的最高值)。

輸入脉动降低系数 (注 5): > 1000 。

25°C 时的輸出阻抗: < 0.05 欧 (直流至 10 KC); < 0.1 欧 (10 KC 至 300 KC)。

附注:

1. 这是在电阻上耗散的最大功率, 在确定这些值时, 对元件值、电源电压和晶体管特性的变化已作考虑。

2. 性能规范是以元件值与标称值的公差不得超过所规定的量为依据。对于本文所列的元件, 重要的仅是对元件标称值的总偏差。因此规定的最大偏差称为“极限值”, 它包括起始公差加上环境变化或老化而引起的漂移。

3. 大于 50 伏的电压, 即使是瞬时的, 也可以使 Q1 或 Q2 产生电压击穿。

4. 如果輔助电源对正端 Z 成回路, 則这个最小值将为 11 伏。

5. 輸入脉动降低系数为: 在 0 与 800 赫之間任一脉动频率时, 輸入电压內出現的交流脉动与輸出电压內出現的最終交流脉动之比。

PSGI 士 6 伏直流稳压器 (1% 稳压度)

1. 用 途

PSGI 是用一个未經稳压的直流电源来提供一个对电源电压、負載电流和环境条件(特别是温度)的变化进行过稳压的电源电压。脉动降低和低輸出阻抗作为上述要求的附带条件。PSGI 在 6 伏时所提供的电流将达 4 安培, 因而是設計用于要求电源电压变化小于 1% 以及稳压元件功率消耗低的情况。

所规定的 1% 稳压度包括随着时间(达八小时的时间)和环境变化的輸出电压稳定度; 但并不包括由于輸入电压或負載电流大的突变而引起的为时极短的輸出电压瞬变。輸入电压突变的瞬态稳压度是从 1% 变到 6%, 負載突变的稳压度是从 2% 变到 20%, 这是决定于最小的工作温度。輸入电压突变的瞬态持續时间将不超过 50 微秒, 而負載电流突变的瞬态持續时间将不超过 200 微秒。

为了简单和有效起见, PSGI 內并不包括过载和短路的保护設施。但如要求这方面特性的話則可将之加进本电路內^①, 或者在外部用继电器控制的方法来滿足。

2. 設計中考虑的問題

2.1 基本稳压器电路

PSGI 是一个采用負反饋控制輸出电压的串联稳压器(控制元件与負載串联)。这类稳压器(关于其基本設計已在文献^②中論述)在半导体誕生以前, 不太适用于低压高电流的情况。在参与竞争的稳压器类型中, 并联稳压器(控制元件与負載并联)可提供較好的稳压度但对于同样范围的輸入电压和負荷电流具有較低的效率。磁性放大器式稳压器一般具有优越的效率, 但体积較大而且瞬态特性較差。此外, 后者的設計还須考虑到未經稳压的电源問題, 即功率变压器、滤波器等問題。而串联稳压器可以設計成是采用任何电源来进行工作, 只要电源提供的輸入在规定的极限以內。

图 1—1 中示出了一个基本串联稳压器的方块图。利用选样电路可以使稳压过的輸出对稳定的标准有恒定的比較。輸出电压的任何变化用比較电路来檢驗, 然后进行放大再回加至串联的控制元件, 就用这种方法改变其电阻以阻止輸出电压原来的变化。PSGI 內的晶体管 Q1 为串联控制元件; Q2 和 Q3 系将电压放大器的輸出阻抗和串联控制元件的輸入阻抗进行匹配的发射极輸出器; Q4 和 Q5 組合为一个差动放大器, 它构成比較电路和扩大反饋电路的电压放大倍数; R3、R4 和 R5 組成选样电路; 稳压二极管 Z2 則为标准元件。

2.2 詳細的电路工作

当輸入电压或負載电流起变化时, 加到串联晶体管 Q1 基极的可变輸入信号改变它的集电极-发射极电阻以稳定輸出电压。为了了解电路在补偿輸出电压变化时的作用, 假設負載

① 可參看 C. A. Franklin P. M. Thompson 以及 W. M. Caton 合著的 "Precision High-Voltage Transistor-Operated Power Regulators With Overload Protection", The Proceedings of the Institution of Electrical Engineers, Volume 106, Part B, Supplement №16, May, 1959, pp. 714—725.

② R. D. Middlebrook, "晶体管稳压电源的設計", Proceeding of the IRE. Volume 45, Number 11, November, 1957, pp. 1502—1509.

电流不变，输入电压 E_i 增大。一开始加到 Q_1 基极的输入信号没变化，它的集电极-发射极电阻也不会变化，而输出电压 E_o 则有随着输入电压而上升的趋势。输出电压的一部分，也就是它的增加的一部分通过分压器 R_3 、 R_4 、 R_5 加到 Q_4 的基极上。晶体管 Q_4 和 Q_5 接成一个差动放大器，它对晶体管基极之间的任何电压差进行放大。由于稳压二极管 Z_2 使 Q_5 基极上的电压保持恒定， Q_4 则将它基极升高的电压进行放大和倒相，并通过发射极输出器 Q_2 和 Q_3 加到 Q_1 的基极上作为电压降低。这个发射极输出器改进电压放大器 Q_4 集电极高输出阻抗和串联晶体管 Q_1 的基极低输入阻抗之间的匹配。 Q_1 基极电压的下降增大 Q_1 的集电极-发射极电阻，使得 Q_1 在已定的负载电流下，有较大的电压降。这样，当 E_i 上升时， E_o 基本上保持不变。但应注意，为了引起 Q_1 集电极-发射极电阻的变化， E_o 必须产生一些有限的变化。

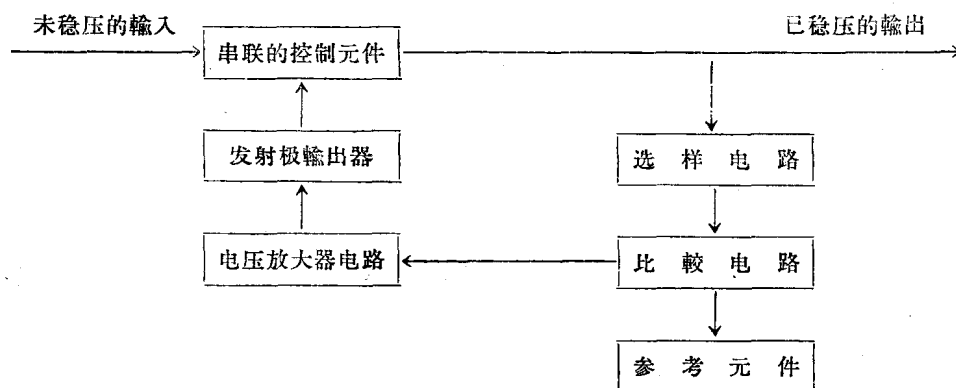


图 1-1 基本串联稳压器的方块图

为了了解电路在负载变化稳压时的作用，设输入电压保持不变，负载电流加大。一开始 Q_1 的集电极-发射极电阻并无变化，而输出电压 E_o ，因为负载电流的加大使得 Q_1 的电压降增加，则有下降趋势。将输出电压减小的一部分加至 Q_4 的基极，由 Q_4 加以放大和倒相并通过发射极输出器作为电压增大加至 Q_1 的基极。 Q_1 基极电压的上升就减小 Q_1 集电极-发射极的电阻，在负载增大时保持 Q_1 上的电压降，因而也保持 E_o 基本上不变。和上面一样，为了引起 Q_1 集电极-发射极电阻的改变， E_o 必须产生一些有限的变化。

2.3 晶体三极管和二极管理类型的选择

锗晶体三极管用得较普遍，这是由于它们目前在价格上优于类似的硅器件，而且它们有着较低的基极-发射极电压降。这种晶体三极管的最高工作温度虽低于硅器件可以达到的温度，但却仍然满足很多的用途。本电路规定用 PNP 型管，但类似的 NPN 型管如果加以使用或在使用时也同样可以用得很好，方法是全部输入和输出端的极性倒置。在所用的四种类型的晶体三极管中有三种自 59 年 9 月就已经列入“晶体三极管和二极管理用优选指南表”（军用标准-701 B）内，每一种指标都说明这三种管型要继续采用。第四种管型 2N 1358 是电性能等效的晶体三极管，它能代替军用标准 701 B 中的 2N 174 型管。

选择 2N 1358 型作串联控制元件，因为它有功率耗散和比较大的电流放大系数。2N 1039 和 2N 526 型管分别满足发射极输出器 Q_2 和 Q_3 的功率、电压和电流放大系数的要求，在高温或过大尺寸时都不会有过大的 I_{co} 。但用于差动放大器 Q_4 、 Q_5 中的晶体三极管的兼备的要求也许最难达到。这里选用 2N 396 A 型管，由于它具有改进稳压管频率响应所

需要的相当高的截止频率；另外因为它有着相当大的功率耗散和电压额定值以及具有很低的最大 I_{co} 额定值，这几点在温度升高时对稳压器的稳定性极为重要。

PSC 1 所用的两种稳压二极管型号都列在军用标准 701 B 中，并且可以从几个不同的来源加以采用。

2.4 稳压器的效率

串联控制元件上的电压降用了辅助电源 E_a 被减到最小。这样就减小串联元件的功率损耗，从而使稳压器得到最大的效率。

和负载串联连接并主要起着可变电阻作用的功率晶体三极管 Q_1 用作串联控制元件。 Q_1 上的电压降越低，则在规定的负载电流下在它上面损耗的功率就越小。串联控制元件内功率损耗较小，则表示输出功率对输入功率之比较高，从而稳压器的效率较好。但要求稳压器同时具有高效率和良好的稳压度是困难的，所以一般在设计上所采用的方法是牺牲效率。如用一辅助输入电源则可在不牺牲效率的条件下而具有良好的稳压度。这在下段加以说明。

为了使串联稳压管具有最好的稳压性能，应将放大器负载电阻对一固定不变的电压成回路，这电压比串联晶体三极管 Q_s 发射极电压稍微大一些。图 1-2 简化的图解表示了取得上述条件的一般方法。图中放大器负载电阻 R_A 对稳压二极管 Z_1 所稳定的电压成回路，这个稳定的电压比串联晶体三极管 Q_s 发射极的电压为高，所高的值等于 Z_1 的击穿电压。这种方法的缺点是：串联控制元件 Q_s 的电压降必须比稳压二极管的电压大，因为电压低了就不足以使二极管在其击穿区域内进行工作。此外，为了针对输入电压变化而得到最佳的稳压度和最大的输入脉动降低，电阻 R_D 与 Z_1 的动态阻抗相比必须要大。这样， Z_1 足够大的电流就会在 R_D 上产生一大的电压降（当它加到 Z_1 的击穿电压时就在串联控制元件 Q_s 上产生一个最小的电压降），这电压降大得使稳压管的效率严重地降低。如用一辅助电源供给 Z_1 电流，就会在 Q_s 上的电压降小得多的时候得到最好的稳压性能。串联控制元件上的功率损耗也因之减小，从而改进了稳压器的效率。输入功率仅随辅助电源中的内损耗而增大，这是因为无论是否用辅助电源，都必须要将电压和电流供给 Z_1 。

PSC 1 的串联控制元件上的电压降可以小至 1.1 伏。这个值是绝对最小电压降因为任何比这更小的电压降会使 Q_1 对输出电压失去控制。回到到放大器负载电阻 R_A 上的恒定的电压比 Q_1 的发射极电压要大 3 至 4 伏，这是为了能在负载电流和环境温度的整个范围内给放大器 Q_4 提供足够大的工作范围。

本优选电路采用单个串联晶体三极管而不是二个或更多的并联晶体管。虽然用并联组合可以控制较大的负载电流，但由于电流平衡电阻（必须将它加入电路内和每个发射极串联）内消耗的功率会使稳压器的效率有所损失。除此之外，还需要用另外的发射极输送器来控制增大的控制电流。

2.5 对辅助电压源 E_a 的要求

辅助电压源可以是经过稳压的或未经稳压的。只要辅助电源的电流可以用选择 R_8 的方法保持在规定的 35 至 75 毫安的极限内，则标称电压和稳压度可留给使用方来选择。最小的

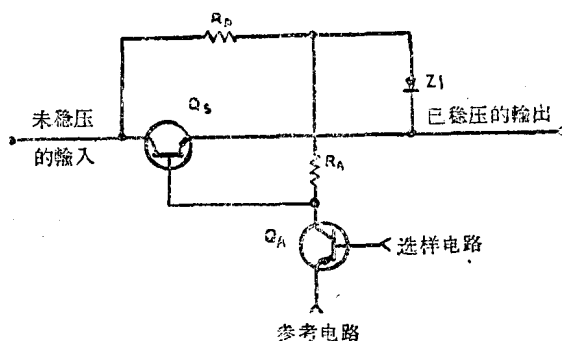


图 1-2 取得电压放大器的恒定电源电压的一种方法

輔助电源电流是使稳压二极管 Z_1 能在比較低的动态阻抗范围内进行工作所必需的电流；最大的輔助电源电流决定于 Z_1 在高温时所容許的最大功率耗散。

电阻 R_8 的特性应该使得起始公差和环境影响都不致引起它的电阻超过下列所规定的极限：

$$\frac{E_{a\min}-3.6}{.035} \geq R_8 \geq \frac{E_{a\max}-3.6}{.075},$$

式中 R_8 以欧姆为单位， E_a 为使用方所选择的輔助电源电压。上述不等式考虑了 E_a 对其标称值的变化。公式的左边，分子为 R_8 上出現的最小电压，分母为輔助电源必須供給的最小电流（安培）。公式的右边，分子为 R_8 上出現的最大电压，分母为輔助电源所能供給的最大电流。

輔助电源脉动的降低（輔助电源电压中出現的交流脉动 e_a 对输出电压中出現的最終交流脉动 e_{oa} 之比）与 R_8/r_{z1} 成比例，其中 r_{z1} 为 Z_1 的动态阻抗。由于 r_{z1} 系通过稳压二极管电流的函数，又因为二极管电流系輔助电源电流 I_a 的函数，則脉动的降低值既为 R_8 又为 I_a 的函数，如图 1—3 所示。在选择輔助电源和 R_8 的最終值时应記住这种关系。

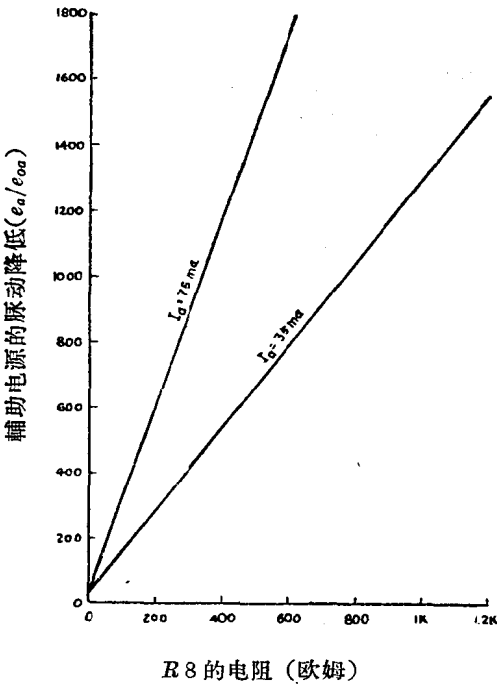


图 1-3 輔助电源脉动的降低与 R_8 和輔助电源电流 I_a 的关系

电路图中表明了輔助电源对負輸出端 Y 成回路，但也可对正輸出端 Z 成回路。如果对正輸出端成回路，則对于給定的輔助电流，輔助电源电压必須还要大 6 伏，而且需要一个 50 毫安的最小負載来保証輔助电流回路的路径。

2.6 稳压器工作范围极限的确定

在規定有最大絕對值的环境溫度 (65°C) 和負載电流 (4 安培) 条件下，要稳压器电路在所有用途中工作是不可能的。因为串联晶体管 Q_1 只能耗散有限的功率量，輸入电压、負載电流和环境溫度的上限值实际上都是非独立的变数，而且这些变数中的一个可能必須为其他的变数而牺牲，这一点决定于是什么样的特定应用。所述上限值的数量級决定于晶体三极管 Q_1 管壳到周围大气的热阻④。低的热阻使每个額定值要按比例高些（直至最大絕對值），而高的热阻則要求每个額定值要按比例低些。

为了得到一个比較低的热阻，必須将 Q_1 装在散热器上。这样晶体三极管外壳到周围大气的热阻則为晶体三极管外壳到散热器的热阻和散热器到周围大气的热阻之和。有了适合的导热元件和安装压力后，就可以使前一种热阻变得很

④ 热阻定义为一种物质使热量从热势較高一点（晶体三极管外壳）流到热势較低一点（周围的大气）所表現的阻力，它以热势差 ($^{\circ}\text{C}$) 对热能流 (瓦特) 之比来表示。有关热阻的探討可參看 C. Webber 著的“热阻决定了在集电极耗所消耗的功率的安全問題”，(Electronic Design, Volume 8, Number 21, October 12, 1960, pp. 52, 53)。

小。这样需要考虑的主要问题则为散热器到周围大气的热阻问题⑤。

图 1—4 中的这四个变数，最大输入电压，最大负荷电流，最大环境温度与 Q1 管壳对周围大气的热阻的相互关系是供使用方的。图中表明了电压和电流的极限在环境温度为 65°C，55°C 和 45°C 时与热阻的关系。图 1—4 (a) 作为一个例子表明：如果最大输入电压为 8.7 伏，则 Q1 外壳到周围大气的热阻必须为 0.5°C/W 以便使电路能在负载电流最大绝对值为 4 安培和环境温度额定值为 65°C 的条件下工作。

虽然发射极输送器 Q2 耗散的功率比之串联晶体三极管 Q1 要小得多，它也必须装在散热器上。但如果 Q2 的外壳到周围空气的热阻为 Q1 热阻的 5 倍，则 Q2 的耗散极限就成了控制因素，而图 1—4 不再适用了。

对负载电流规定的最大绝对值主要是由选样电路 R3, R4, R5 的电压分配量决定，此量在不严重影响电压比下能够改变。流过 Q1 的负载电流的变化要求 Q1 的基极电流改变以保持有固定不变的输出电压。Q1 基极电流的变化是 Q4 基极电流变化较小的结果（其相对的电流量为各基极间电流放大系数的函数。由于 Q4 的

⑤ 此量值决定于一系列的因素，包括散热器的尺寸、外形、材料、定向以及通过散热器的空气流量等。前三个因素对商业用散热器来说是预先确定的，因此这种散热器一般总是附有热阻（作为气流和（或）定向的函数）的规范。热阻往往没有直接地规定，而可能需要从说明在耗散给定的功率时散热器上的温升的图表来确定。希望自己试制散热器或想确定未知散热器热阻的使用方可参看 W. Luft, “半导体器件的散热方法”，(Electronics, Volume 32, Number 24, June 12, 1959, pp. 53—56)。

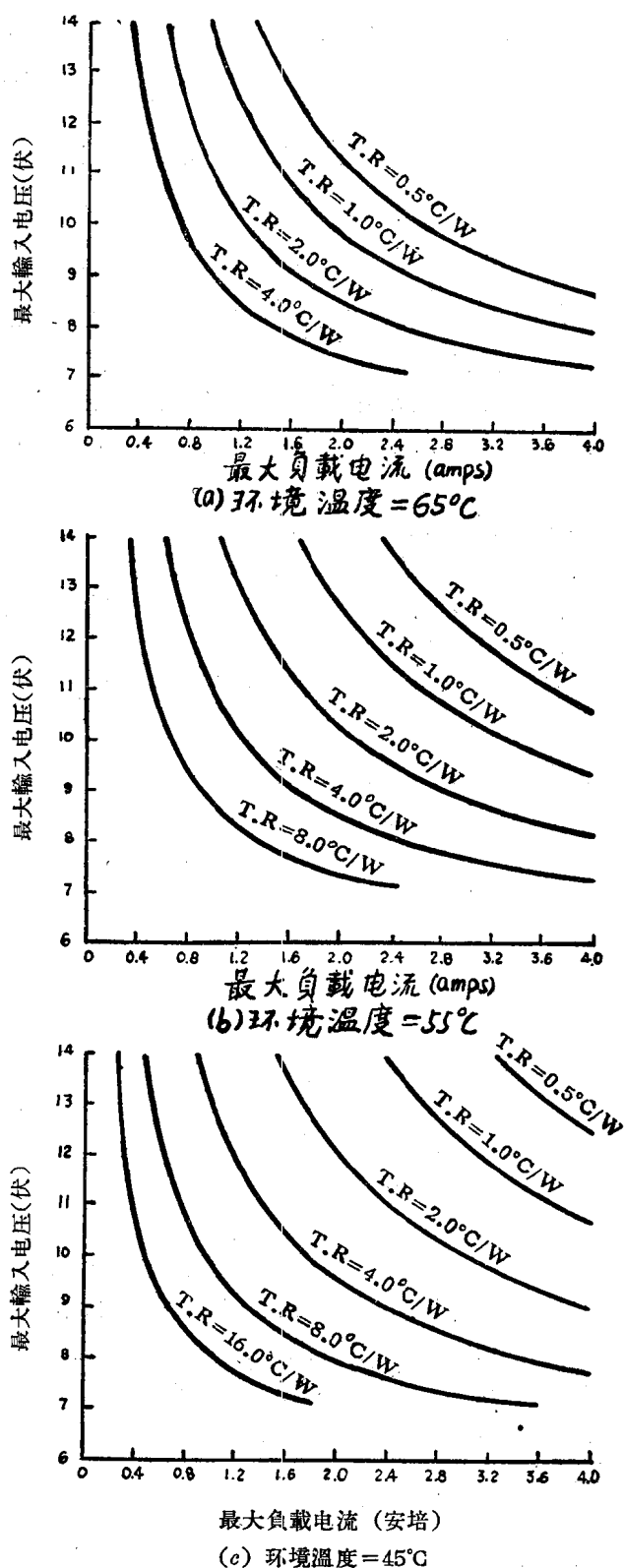


图 1—4 最大输入电压与最大负载电流的关系（以串联晶体三极管外壳到周围大气的热阻(T.R.)作参变数)。

基极电流负载着选样分压器,又因为 Q_4 的输入电阻是非线性的, Q_4 基极电流的变化就改变了选样电路的电压分配。在規定負荷电流的最大绝对值后, Q_4 基极电流的变化則保持在一个不会严重影响上述电压分配的极限。

規定負荷电流最大绝对值的其他方法是: (1) 加进另一发射极輸送器来增加 Q_1 和 Q_4 基极間的电流放大系数, 或 (2) 减小选样分压器的总电阻来增加它所取得的标称电流。第一种方法增加了串联控制元件上所需的最小电压降, 这种增加是不需要的因为它降低了稳压器的效率。第二种方法是增加灵敏的分压器电阻內所消耗的功率。虽然并联电阻会消除这种缺点, 但由于差动放大器的晶体三极管 Q_4 和 Q_5 的最大功率消耗立即成为限制性因素, 則負载电流的增长将是微小的。

稳压器可以进行工作的最大绝对环境温度主要是决定于差动放大器的晶体三极管中反向电流(I_{co})如何考虑的問題。在大约每 8°C 温升时反向电流增加一倍, 这样 Q_4 和 Q_5 的 I_{co} 变化最終将严重地影响到电压的对比。

2.7 稳态設計补充考虑的問題

下面几段是以輸入电压和負载电流处在稳态条件为依据的稳压器設計的补充資料。在探討的項目中有: I_{co} 的补偿, 输出电压的調整范围, 标准电压的选择和对环境变化的稳定度。

(a) 发射极輸出器

Q_2 和 Q_3 是用来作电流放大器, 对反饋电路并不进行电压放大。它們的功用是将高輸出阻抗差动放大器 Q_4 、 Q_5 的相当低的电流輸出进行放大; 为串联控制元件 Q_1 的低阻抗基极輸入提供足够的激励电流。

电阻 R_1 和 R_2 分别为 Q_1 和 Q_2 的 I_{co} 流通提供路径。这样即使在温度升高时, 負载电流降到零也能保証輸出稳压度。如沒供給 I_{co} 流通过路, 則在負载电流变成比 $\beta_1 I_{co1}$ 或 $\beta_1 \beta_2 I_{co2}$ 小时, 稳压将要中止, 这里 β_1 、 β_2 、 I_{co1} 和 I_{co2} 分别为 Q_1 和 Q_2 的电流放大系数和集电极-基极反向电流。在室温或更低的温度下, 当 I_{co} 很小时, 可将流经 R_1 和 R_2 的电流分别加入 Q_2 和 Q_3 的集电极电流。

为了减少随着温度而改变的 I_{co} 变化对差动放大器 Q_4 、 Q_5 的影响, 流经 Q_3 的最大 I_{co} 必須小。在电路設計时, 如 Q_3 用一个有相当低 I_{co} 的低功率晶体三极管, 則可得到小的 I_{co3} 。 Q_3 的集电极电流是从輔助电源而不是从未經稳压的輸入端供給的, 这样 Q_3 的电压降, 也就是 Q_3 必須消耗的功率就可由 Z_1 加以限制。这样做也防止 Q_3 飽和, 因之使串联控制元件上的最小电压降能有較低的值。

(b) 比較电路

图 1—5 內示出了已稳压的輸出电压和标准 (的輸出电压) 进行比較的一般方法。图中晶体三极管 Q_A 的基极-发射极电压 V_{be} 等于选样分压器电压 V_s 和标准电压 V_r 之差。已稳压的輸出的任一变化都反应为 V_s 的变化从而也反应为 V_{be} 的变化。 V_{be} 的变化由 Q_A 放大并送至串联控制元件。这种做法的缺点是: (1) 基极-发射极电压降可能会随着温度而改变, (2) 标准电压可能会由于 Q_A 集电极电流的变化而改变。在理想情况下经过标准元件的电流應該是无任何变化。

PSC 1 內使用差动放大器作为比較电路来减少图 1—5 所示的电路缺点。此放大器中的一个晶体三极管的基极-发射极电压随着温度的变化有抵消另一个晶体三极管內类似的变化傾向。将标准元件 Z_2 放置在 Q_5 的基极电路內, 这样比位在发射极电路內遇到的电流变化要小得多。

(c) 标准元件

图 1-5 简单的比较电路

(d) 选择分压器

电位器 R_4 内所需的调节范围主要是决定于标准元件所容许的工作电压公差，然而，为了包括 R_3 和 R_5 的起始公差，还要求一些附加范围。由于 R_3 和 R_5 采用 1% 的起始公差的电阻，所需的调整范围减到最小，这样就确保输出电压易于调至 6 伏并防止了失调增大。

2.8 动态設計考慮的問題

⑥ C. A. Franklin, P. M. Thompson 和 W. M. Caton, *op. Cit.*

9

过5千周时，负反馈电路开始对输出电压失去控制。在频率超过60千周时，输出电压变化的减小主要是决定于输出电容器 C_1 ；但频率在5KC和60KC之间时，对输出电压的控制是负反馈电路和输出电容器合成的作用。

本优选电路内对 C_1 采用足够大的电容，这样在负反馈电路开始失去控制的频率范围内它就有低的阻抗。在频率超过5KC时，电容器 C_1 开始使送至差动放大器Q4、Q5的信号减小，这样在上述频率时反馈电路中出现的相位移就不能引起振荡。

让 C_1 使用一个50微法的值来防止由不规则瞬变而产生的减幅振荡就够了。但防止振荡和减小因输入电压或负载电流的突变而产生的瞬时突峰，则必须用一个甚大的并具有低串联电阻的电容器。采用较高频率的晶体三极管可以使 C_1 所用的值较小，但这类锗晶体三极管并没有所需的功率额定值。稳压器的任何不稳定倾向可在Q4集电极到基极间加进一频率选择的负反馈来进一步地加以减小，但在一般情况下并不需要这样做。在上述情况中采用约0.02微法的电容和1千欧的电阻串联起来，以牺牲较低的中频增益和增加的瞬态恢复时间来减少相位移的不稳定性。

电容器 C_1 必须用铝式电容器以便能在低温条件下工作。至于任何其他电解式电容器，由于在低温下串联电阻增大，引起的视在电容的降低是非常大的。

2.9 机械结构

PSC1 在结构上应采用某些措施以保证最好的性能。机械结构将影响到对负载变化的稳态稳压度，而且也可能是决定瞬态稳压特性的一个主要因素。

由于最大的负载电流很高，必须注意使沿正和负输出汇流条的接触电阻和引线电阻保持在最小值。当选择分压器 R_3 、 R_4 、 R_5 和输出汇流条之间的物理接触在稳压器输出端形成时，则得到对负载变化的最大稳态稳压度。为了在负载上得到大约相同的稳压度，输出端和负载间的引线电阻必须保持为最小值。

当稳压器和负载之间在物理上不可能有小的引线电阻时，则用间接连接法(remote sensing)也能在负载上得到对负载电流变化的最大的稳态稳压度。稳压器内的电线连接必须改换用图1-6所示的那样的连接。图中所示

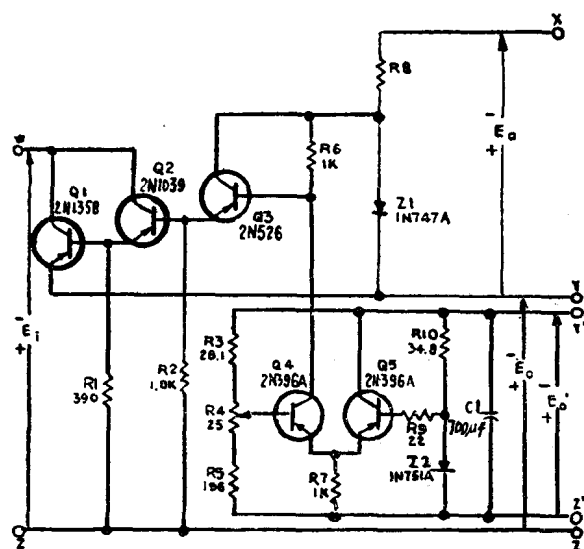


图 1-6 PSC1输出端间接连接法。(Connections for remote Sensing)

的两对终端(Y, Z和Y', Z')于是用分开的引线接至负载。电压 E'_0 实质上是直接出现在负载上的电压。由于大的负载电流通过稳压器输出端Y, Z和负载之间的有限引线电阻时所产生的电压降, E'_0 比之稳压器的输出电压 E_0 要小些。这时差动放大器即能辨别和校正直接在负载上的电压 E'_0 的变化而不是稳压管输出端的电压 E_0 的变化。

当输出电容器 C_1 和选择分压器连接至稳压器输出端时，以及当电容器的引线保持尽可能短时，就得到最佳的瞬态稳压度。这样就减小了引线电感，这种电感在高频时升高稳压器的输出阻抗并在输入电压或负载电流突变时附带引起大的电压突