

Semiconductor Devices

运算放大器的应用之一

上海元件五厂

2

Shanghai No5 Component Factory

编者前言

自我厂开始生产运算放大器(5G922、5G23、5G24)以来,经常遇到使用者询问有关应用方面的问题,为了使这方面的使用者能及时了解我厂有关产品的技术性能与应用的典型方法,在过去三年的时间中,曾由应用组有关同志编写过“5G922的特性与应用”(人民出版社工业技术资料88号)、“运算放大器的应用”以及其他有关产品资料。由于这方面应用日益广泛,加上印数有限,总不能满足需要,为此,我厂应用组有关同志根据以往做过的工作,以及收集到的资料加以小结与整理,编写了这本比较详细的资料,供读者构成作中参考。

这本资料与复旦大学半导体线路教研组李联同志编写的“运算放大器原理”一起可构成一份这方面较完整的材料,读者可根据需要选用。正是因为这一点,在这份资料中有关运放电路的工作原理、设计方法、频率补偿等等的分析就不再加以讨论,其侧重点仅在于实际应用的说明。

在这本资料中所例举的应用例子,原则上都可使用本厂生产的器件,因此在具体电路图中没有作详细注明。

由于本资料编写较为仓促,加上编写者水平有限,因此错误之处在所难免,希望读者在参阅时能向我们提出宝贵的意见,以便在重印时修订补充。

本书的出版和校对,承蒙南通市晒图文印社和南通晶体管厂的大力支持和协助,在此我们表示感谢。

半导体器件编辑组

1975年2月

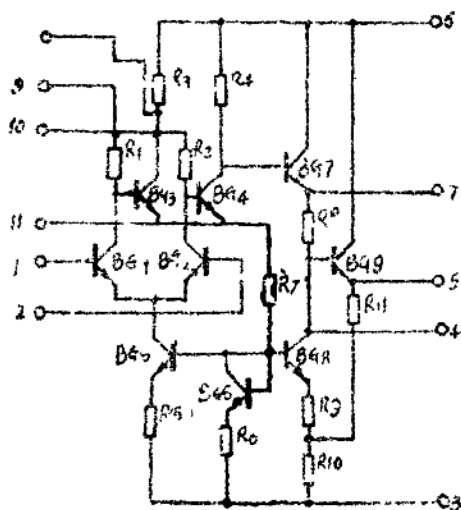
目 录

(一)	5G922	(FC ₁)	简介	1
(二)	5G23	(809型)	简介	9
(三)	FC ₃	(709型)	简介	14
(四)	5G24	(741型)	简介	18
(五)	运算放大器的应用简介			25
(一)	运算放大器在模拟运算电路中的应用			25
	1.	比例放大器		25
	2.	加法器		26
	3.	减法器		28
	4.	积分器		30
	5.	微分器		32
	6.	比例—积分—微分器 (PID)		34
	7.	对数放大器与反对数放大器		35
	8.	乘法器		39
	9.	除法器		41
	10.	绝对值放大器		42
(二)	运算放大器在交流小信号放大电路中的应用			43
	1.	宽带放大器		43
	2.	交流耦合放大器		45
	3.	高阻抗放大器		45
	4.	电压跟随器		46
	5.	调谐放大器		46
	6.	音调放大器		47
	7.	自动增直控制放大器		47
(三)	运算放大器在变换电路中的应用			49
	1.	电压变换器——电压源		50
	2.	电压——电流变换器——电流源		52
	3.	电流——电压变换器		54
	4.	电压——频率变换器——压控振荡		55
	5.	电压——时间变换器		59
	6.	A/D和D/A变换中运放的应用		61
(四)	运算放大器在波形发生器中的应用			65
	1.	方波发生器		65
	2.	三角波发生器		67

3. 锯齿波发生器	69
4. 正弦波发生器	70
5. 阶梯波发生器	75
(五) 运算放大器在整流和滤波电路中的应用	78
1. 整流与检波电路	78
(1) 全波整流	78
(2) 桥式整流	79
(3) 直线检波	79
(4) 峰值检波	80
2. 滤波器	81
(1) 高通滤波器	82
(2) 低通滤波器	82
(3) 带通滤波器	83
(4) 自动频率调谐的滤波器	84
(六) 运算放大器在脉冲电路中的应用	85
1. 单稳态多谐振荡器	85
2. 钳位电路	87
3. 脉冲发生器	89
4. 分频与倍频	90
5. 比较器	92
6. 电视信号处理电路——同步分离电路	94
(七) 扩大运算放大器功能的几种方法	95
1. 运算放大器参数的补偿方法	66
2. 扩大输出电流的方法	98
3. 扩大输出电压的方法	99
4. 扩大输出电压和电流(功率)的方法	101
5. 提高输入阻抗的方法	102
附录1. 运算放大器的主要参数的测量方法	104
附录2. 运算放大器5G23线路的更改	107

一、5G921

5G922是由两组直接耦合差分放大器和射极跟随器组成的一种低增益运算放大器。其完整电路见图(1)。整个电路共由八只晶体管、一只二极管和十一只电阻组成。电路中BG₁、BG₂构成了差分输入级，它们的偏置是由BG₃、BG₄接成的恒流源供给的。BG₃、BG₄是放大器的第二级，它们组成了一个平衡偏置的单端输出放大器。BG₇是一个射极跟随器，它的偏置由BG₅和BG₆构成的恒流源供给。BG₈也是一个射极跟随器，它作为电路输出级。下面我们就各级工作原理、交直流参数分析，计算一下。



图(1)

$$R_1 = R_2 = 2K$$

$$R_3 = R_4 = 8K$$

$$R_5 = 2.4K \quad R_6 = 480\Omega$$

$$R_7 = 2.4K \quad R_8 = 3.4K\Omega$$

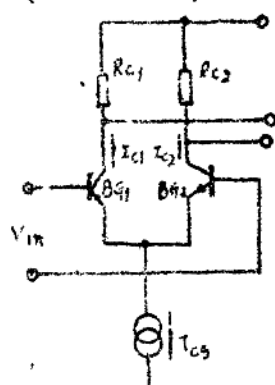
$$R_9 = 240\Omega \quad R_{10} = 240\Omega$$

$$R_{11} = 72.6K$$

(一) 原理分析:

1. 输入级:

由BG₁和BG₂构成的差分输入级其电原理图如图(2)所示。它是一个典型的由恒流源偏置的差分放大器。通过适当地版图设计和工艺控制可以使BG₁、BG₂的特性保持一致。即前向压降、电流放大系数、反向漏电流等参数基本上一致，并具有良好的温度跟随特性。以使电路的失调电压、温度漂移尽可能减到最小。



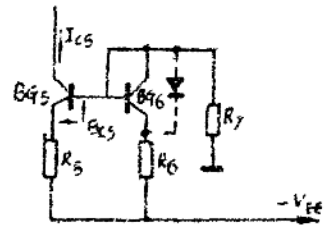
图(2)

第一级直流工作点可以根据图3来这样计算。

设 BG₁、BG₂ 两晶体管完全匹配，即：

$V_{BE1} = V_{BE2} = 0.7V$ $h_{FE1} = h_{FE2}$
 则有 $I_{C1} = I_{C2} = \frac{1}{2} I_{C6}$ ，由图(3)可知：

$$I_{C6} = \frac{(V_{EE} - V_{BE6}) \cdot \frac{R_6}{R_6 + R_7}}{R_6} = \frac{0.9V}{2.4K} = 0.375mA$$



所以有： $I_{C1} = I_{C2} = 0.1875mA = 188\mu A$ 图(3) 恒流源 (图中BC95应改为 V_{BE6})
 若不考虑外接负载的影响则差分放大器的电压增益可以近似地表示：

$$G_{v0L1} = \frac{R_c}{r_e} \dots \dots \dots (1)$$

式中 R_c 为第一级负载 $R_c = R_{c1} = R_{c2} = 2K$

r_e 为发射极本征电阻 ($r_e = \frac{26\text{mv}}{I_E} = 130\Omega$)

$$G_{v0L1} = \frac{2K\Omega}{130\Omega} = 15$$

而放大器的输入阻抗为：

$$R_{in} = 2\beta \cdot r_e \dots \dots \dots (2)$$

设 $\beta = 50$ 则 $R_{in} = 13K$

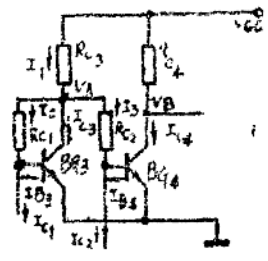
由(2)式可知差分放大器的输入阻抗为单端放大器输入阻抗的二倍。

2. 第二级：在上述输入级匹配条件的基础上，可以得到图(4)所示的第二级电路计算第二级的工作点及其主要参数。首先设 BC_3 、 BC_4 两的晶体管也完全匹配，

并设 $h_{FE3} = h_{FE4} = \beta$

由图(4)可知：

$$\begin{aligned} I_1 &= I_2 + I_3 + I_4 \\ &= (I_{C1} + I_{B2}) + (I_{C2} + I_{B4}) + I_{C3} \\ &= I_{C1} + \frac{I_{C2}}{\beta} + I_{C2} + \frac{I_{C4}}{\beta} + I_{C3} \\ &= I_{C1} + I_{C2} + 2 \frac{I_{C3}}{\beta} + I_{C3} \dots \dots \dots (3) \end{aligned}$$



图(4) 第二级电路

$$V_{C1} = I_1 \cdot R_{C3} + I_2 \cdot R_{C1} + V_{BE} \dots \dots \dots (4)$$

(3)、(4)两式合并可得：

$$I_{C3} = \frac{V_{C1} - V_{BE2} - I_1 (2R_{C2} + R_{C1})}{(1 + \frac{2}{h_{FE3}}) R_{C3} + \frac{R_{C1}}{h_{FE3}}} \dots \dots \dots (5)$$

将图(1)元件数值代入(5)式,则可求得:

$$I_{c_3} = 0.95 \text{mA}$$

用 $I_{c_3} = I_{c_4}$ 这一特点可以算出图(4)中 BG_3 和 BG_4 的集电极电位 V_A 和 V_B :

$$\begin{aligned} V_A &= V_{cc} - I_1 \cdot R_{c_1} = V_{cc} - (2I_2 + I_{c_3}) \cdot R_{c_3} \\ &= V_{cc} - \left[2 \left(I_{c_1} + \frac{I_{c_2}}{h_{fe_3}} \right) + I_{c_3} \right] R_{c_3} \\ &= 1.1 \text{V} \dots \dots \dots (6) \end{aligned}$$

$$V_B = V_{cc} - I_{c_4} \cdot R_{c_4} = 4.1 \text{V} \dots \dots \dots (7)$$

根据 BG_3 和 BG_4 的工作电流, 就可以利用共发电路的电压增益公式算出 BG_3 和 BG_4 的电压增益。

$$G_{v_1} = \frac{h_{fe} \cdot R_c}{h_{ie} + R_b \cdot h_{fe}} = 120 \dots \dots \dots (8)$$

式中 $h_{ie} = 2 \text{K}\Omega$

从计算可见, BG_3 和 BG_4 它们的单级电压增益在 100 以上。但对于图(4)所示的第二级电路, 由于 BG_1 和 BG_2 的输出信号除了分别 BG_3 和 BG_4 各自放大外, BG_3 的输出信号还经 BG_4 放大, 这就使 BG_3 全部利用了 BG_1 和 BG_2 两管的放大量, 起了差值放大的作用, 这就使它的增益比上述计算还要大。

3. 输出级: 为了充分提高电压增益, 希望负载阻抗越大越好。通常的办法就是加入隔离缓冲作用时的射极跟随器, 以获得阻抗转换, 5G922 的输出采用这个办法。

图(5)所示的是 5G922 的输出电路。其中, BG_5 、 BG_6 为射极跟随器, BG_7 、 BG_8 为供给 BG_7 的恒流偏置电源。这个恒流电源的计算方法与前述相同, 可用下式计算:

$$I_{c_8} = \frac{(V_{FE} - V_{BE}) \cdot \frac{R_3}{R_3 + R_7}}{R_8 + R_{7e}} = 0.83 \text{mA}$$

与输入级的恒流电源相似, BG_8 是两个恒流电源的公用补偿二极管, 它补偿了 BG_7 和 BG_8 前向压降的温度影响, 起到温度跟随和恒定工作电流的作用。

知道了 I_{c_8} 的数值, 则图(5)所示的输出级电路各点的工作电压可以十分方便地算出:

$$V_{7E} = V_{7C} = 1.1 \text{V}$$

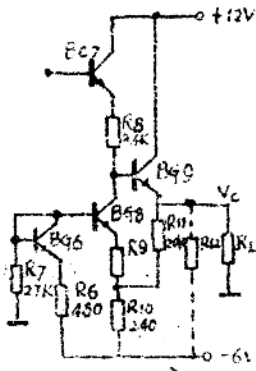
$$V_{7B} = V_{7E} - V_{BE} = 1.1 - 0.7 = 0.4 \text{V}$$

$$V_{8B} = V_{7E} - I_{c_8} \cdot R_8 = 1.1 - 0.83 \text{mA} \times 3.1 \text{k}\Omega = 0.9 \text{V}$$

$$V_{7E} = V_{8E} = V_{8B} - V_{BE} = 0.9 - 0.7 = 0.2 \text{V}$$

从这里可以看出, 即使整个电路的各级完全匹配, 当输入端为零电位时, 输出端也不

是零电位，而是有 0.2 伏的对地电位。



图(5)输出级电路

这个电路的主要电性能参数列于表1。

表1. 5G922主要电性能参数规范表

参数名称	符号	单位	测试条件	规范		
				A	B	C
输入失调电压	V_{OS}	mV	$V_{DC} = +12V$ $V_{EE} = -6V$	< 10	< 5	< 2
输入失调电流	I_{OS}	μA		" 5	" 2.5	" 0.7
输入偏压电流	I_{b1}	μA		" 10	" 5	" 2
输入失调电压	ΔV_{OS}	mV/V	$\Delta V_{CC} = \pm 1V$ $V_{EE} = -6V$	" 1	" 1	" 1
	正					
灵敏系数	ΔV_{OS}	mV/V	$\Delta V_{EE} = \pm 1V$ $V_{CC} = -6V$	" 1	" 1	" 1
	负					

交 流 参 数

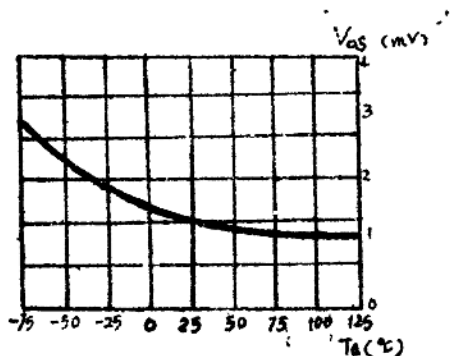
开环电压增益	G_{OL}	dB	$V_{CC} = +12V$ $V_{EE} = -6V$	> 60	> 65	> 65
开环带宽(-3dB)	B_{WOL}	KHz		" 10	" 10	" 10
共态抑制比	C_{MMR}	dB	$f = 1KHz$	" 70	" 70	" 70
最大输出电压	V_{Omax}	V		" ± 3	" ± 4	" ± 5

续表 1.

参数名称	符号	单位	测试条件	规 范		
				A	B	C
输入阻抗	Zin	KΩ		≥ 10	≥ 10	≥ 10
输出阻抗	Zout	Ω		< 200	< 200	< 200

极 限 运 用 参 数

最大功耗	Pco	mW	200
工作温度范围		°C	-55 ~ +125
储存温度范围		°C	-65 ~ +200
最大信号电压		V	-2, +1 V
最大工作电压		V	+15, -10



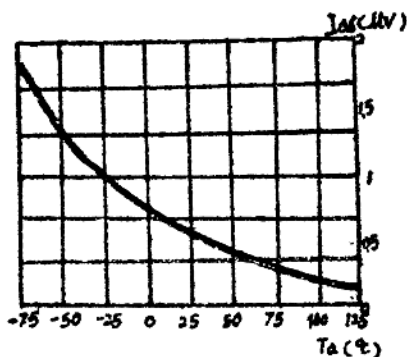
图(6) $V_{os} \sim T_a$ 曲线

从(图)6可知, 正温漂: $4\mu V/^\circ C$,
负温漂: $17\mu V/^\circ C$.

2. 输入失调电流 I_{os} 与温度 T_a 的关系曲线:

(二) 5G922 的主要特性:

1. 输入失调电压 V_{os} 与温度 T_a 的关系曲线:



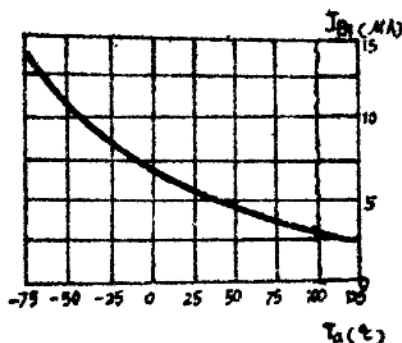
图(7) $I_{os} \sim T_a$ 曲线

从图(7)可知, 正温漂: $5\text{nA}/^{\circ}\text{C}$; 负温漂: $17\text{nA}/^{\circ}\text{C}$,

失调电流 I_{os} 随温度的变化, 使电路作高内阻放大器时(例如 $R_i=100\text{K}\Omega$)受到限制。

从图中可算出温度变化 100°C 时, 相应的输入端将有 50mV 的电压漂移。

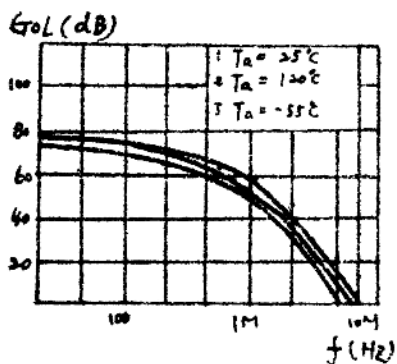
3. 输入偏置电流 I_{Bi} 与温度 T_a 的关系曲线:



图(8) $I_{Bi} \sim T_a$ 曲线

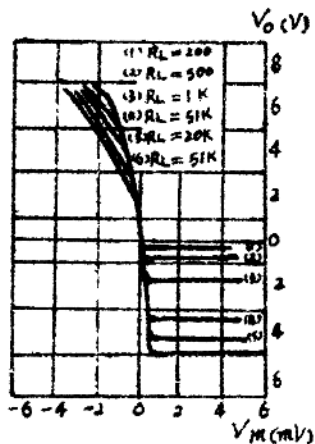
从图(8)可知, 正温漂: $42\text{nA}/^{\circ}\text{C}$; 负温漂: $45\text{nA}/^{\circ}\text{C}$ 。

4. 开环电压增益 G_{OL} 与频率 f 及温度 T_a 的关系曲线:



图(9) ($G_{OL} \sim f_{T1}$) 曲线

(曲线由上到下依次为1, 2, 3.)



图(10) 负载特性

5. 负载特性:

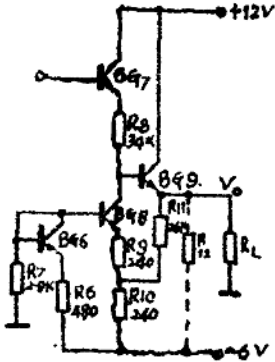
由图(10)可知, R_L 越小, 则负向输出电压的饱和电压越小。这一点可以从图11所示的输出级中看出: 图中电阻 R_{10} 、 R_{11} 的阻值约为 2.9 K, 当 $R_L=1 K$ 时, 最大可能输出的负向电压为 (即 BG_9 截止):

$$V_O = V_{RE} \cdot R_1 / (R_{10} + R_{11} + R_L)$$

$$= |-6| \times \frac{1k}{240 + 2.6k + 1k} \approx 1.5 V$$

实际上的负向输出饱和电压还要比 1.5 V 小, 这是由于 BG_8 流过的电流在 R_{10} 上还会产生压降。

可以利用外接电阻 R_{12} 来改善负向输出特性, 降低分压比。



图(11) 输出级

分压比。

j. 闭环频率特性:

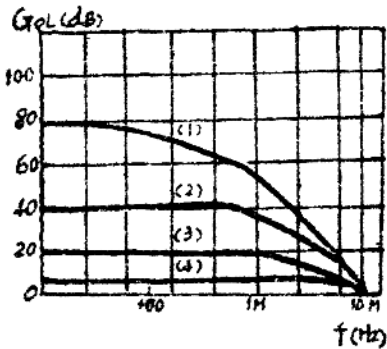
一般地讲, 用反馈网络来降低放大器的增益, 可以展宽频带。图(12)所示的频率特性说明了 5G922 亦有类似的特性, 环路增益越低频带就越宽。

图中: 曲线(1)为开环频率特性;

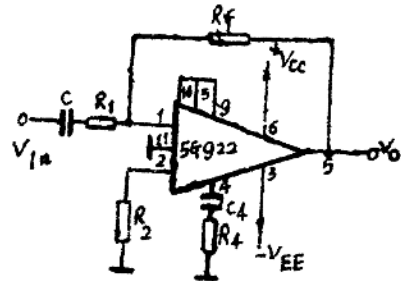
曲线(2)为反馈比为100的40dB放大器频率特性;

曲线(3)为反馈比为10的20dB放大器频率特性;

曲线(4)为0dB放大器的频率特性。



图(12) 闭环频率特性



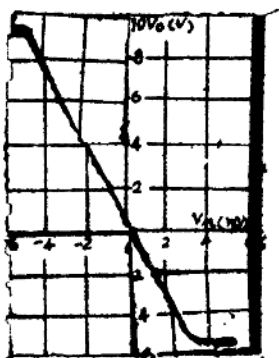
图(13) 闭环频率特性测试线路 (频率放大器)

这一特性的获得是利用了如图(13)所示的测试线路, 对于不同的外加反馈网络, 可测得不同的频率特性曲线。图中, 为了防止高频寄生振荡外接了 R_4 、 C_4 网络, 其中:

$$R_4 = 2.0 \Omega, C_4 = 68 pF$$

7. 输入、输出线性度曲线:

图(14)所示的是5G922输入、输出的线性关系曲线、这个特性是在反相输入的情况下获得的,且 $R_L = \infty$ 。



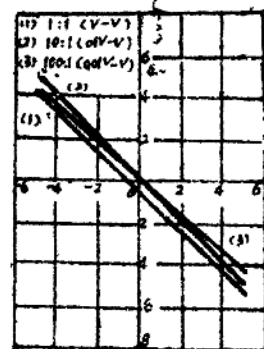
图(14) 线性度特性

图中可以看出,正向输出不失真幅度可达8伏以上,而负向输出不失真幅度可达5伏左右。

8. 闭环线性度:

闭环线性度如图15所示。

由于反馈电阻取为 $R_f = 100K$,故在1:1时,曲线(1)的输出电压离开零点。这是因为,当 $R_1 = 100K$ 时输入失调电流 I_{OS} 的影响很大,它引起了输出电位



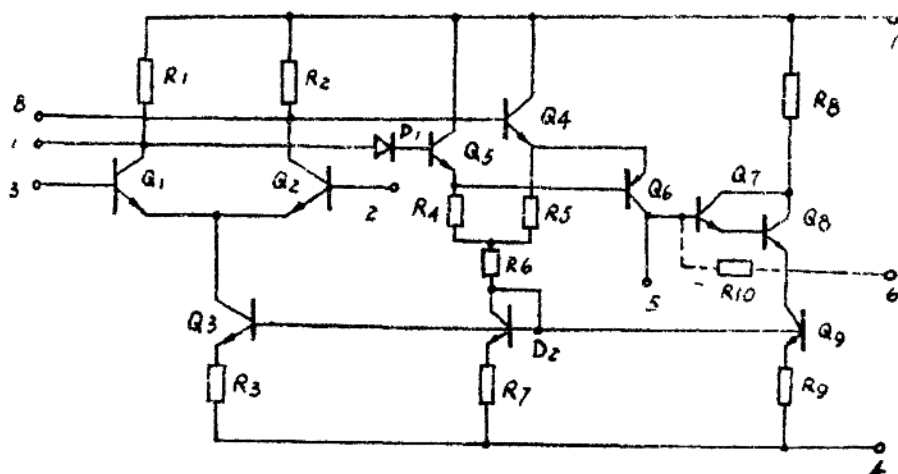
图(15)

变化的缘故。因此,一般 R_f 越小越有利。

二、5G23简介

(一) 原理分析:

5G23是在本厂原产品5G22基础上加以改进而试制成的, 完整电路见图(16) :



图(16) 5G23电路形式(其中 R_{10} 为外接)

$R_1 = R_2 = 20K$, $R_3 = 7.5K$, $R_4 = 2.5K$, $R_5 = 3.7K$, $R_6 = 25K$, $R_7 = 750\Omega$, $R_8 = 200\Omega$, $R_9 = 200\Omega$, $R_{10} = 300K$

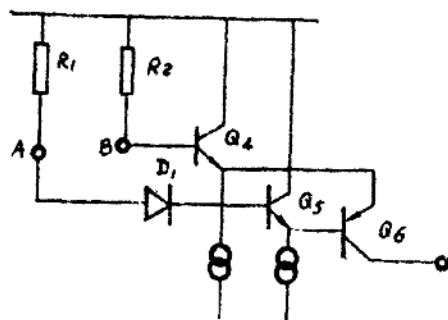
整个电路共由三部分组成: (1) 输入级, (2) 电压放大兼电平移位级, (3) 输出级, 现将各级原理介绍如下:

(1) 输入级: 由晶体管 Q_1 、 Q_2 组成典型差分输入, Q_3 、 D_2 、 R_3 、 R_7 组成这一级恒流偏置, 而 R_1 、 R_2 则是该级的负载。

(2) 电压放大兼电平移位级:

第二级由 Q_4 、 Q_5 、 Q_6 和二极管 D_1 组成。在这里 Q_4 、 Q_5 的作用是隔离输入级和电压放大级。二极管 D_1 则给 Q_6 偏移一个电平, 使 Q_6 能正常工作, Q_6 是这一级的关键, 它既完成双端输入到单端输出, 又起着电平移位作用。 Q_6 的工作过程是这样:

(参见图17)



图(17) 双端——单端转

输入级的输出端 A、B 二点的信号大小相等，相位相反，通过跟随器 Q_4 、 Q_5 传递到 Q_6 的基射二极管，这样 Q_6 就把第一级的双端输出信号转换成单端输出信号。

Q_6 的负载是达林顿管和外接负载 R_L 的乘积，等于 $\beta_7 \cdot \beta_8 \cdot R_L$ 。

(3) 输出级

输出级由 Q_7 、 Q_8 和 Q_6 组成， Q_7 、 Q_8 是该电路的电流放大级。 Q_6 则是末级的恒流源。

(二) 直流工作点的计算：

设：所有晶体管的 V_{BE} 都等于 0.6 伏。并忽略所有的 I_{CB} 。 $I_{C1} = I_{C2}$ ， $I_{C4} = I_{C5}$

$$2V_{BE} + I_{C2} \cdot R_2 + I_{C4} \cdot R_5 + 2I_{C4} \cdot (R_6 + R_7) = V_{CC} + V_{BE} \dots\dots\dots (9)$$

$$\text{因 } 2I_{C2} \cdot R_5 = 2I_{C4} \cdot R_7$$

$$\text{又因 } R_5 = 10R_7, \quad \text{所以 } I_{C4} = 10I_{C2} \dots\dots\dots (10)$$

将 (10) 式代入 (9) 式

$$I_{C2} = 50\mu\text{A} \quad I_{C4} = 0.5\text{mA}$$

$$I_{C3} = I_{C6} = \frac{2I_{C4} \cdot R_7}{R_6} = 3.5\text{mA}$$

$$\text{设： } \beta_3 \cdot \beta_6 = 5000$$

$$\text{则： } I_{B3} = 0.7\mu\text{A}, \quad I_{B6} = \frac{1.2\text{V}}{300\text{K}} = 4\mu\text{A}$$

$$I_{E3} = I_{B3} + I_{C3} = 4.7\mu\text{A}$$

$$\text{若： } \beta_6 = 2 \quad I_{E6} = I_{B6} + I_{C6} \approx 3I_{B6}$$

$$\text{因： } I_{B6} = \frac{1}{2} I_{E6} = 2.35\mu\text{A}$$

$$\text{故： } I_{E6} = 7\mu\text{A}$$

(三) 交流参数计算：

(1) 电压增益 K_V 。

$$\text{放大器增益 } K_V = K_{V1} \cdot K_{V2}$$

对于第一级的增益，若忽略后一级对前一级的影响，我们就可以根据熟知的公式求出：

$$K_{V1} = \frac{R_C}{r_e} = \frac{20\text{k}\Omega}{520\Omega} = 38 \quad (\text{re 为发射极本征电阻})$$

$$r_e = \frac{kT}{qI_E} \quad \text{因 } I_E = 50\mu\text{A}$$

$$r_e = 520\Omega$$

对于第二级的电压增益则有:

$$k_{V_2} = \frac{R_L' // r_{c_2}}{R_2 / \beta_2 + r_{e_2}}$$

式中 r_{c_2} 为横向 PNP 管的输出阻抗, 根据实验结果, 当 Q_2 工作在 $7\mu\text{A}$ 条件下, $r_{c_2} = 10\text{M}\Omega$

R_L' 为 Q_2 的负载电阻, $R_L' = \beta_1 \beta_2 \cdot R_L$

设: 外接负载电阻 $R_L = 5\text{K}$, $\beta_1 \cdot \beta_2 = 5000$

则: $R_L' = 25\text{M}\Omega$

r_{e_2} 为 Q_2 的发射极本征电阻

$$r_{e_2} = \frac{26\text{mV}}{I_{e_2}} = 3.7\text{k}$$

R_2 / β_2 为 Q_2 发射极原阻抗,

设: $\beta_2 = 100$, 则: $R_2 / \beta_2 = 200$

因此,

$$k_{V_2} = \frac{7\text{M}\Omega}{3.9\text{k}} = 1500$$

$$k_V = k_{V_1} \cdot k_{V_2} = 57000$$

从分析计算可知 5G23 电路在一定的工艺条件下, 可获得 5×10^4 以上的电压增益, 这一计算和目前实际水平相符合。

(2) 放大器的输入阻抗:

$$R_{iN} = r_b + \beta r_e$$

r_b 在几十或几百欧姆之间, 一般可以忽略,

$$R_{iN} = \beta r_e = 2 \cdot \beta \cdot \frac{kT}{I_{eQ}} = \frac{50}{I_b}$$

对于 5G23, 输入级工作在 $50\mu\text{A}$ 电流下, 根据经验公式可作改式:

$$R_{iN} = \frac{80}{I_b}$$

从此式可见, 一个放大器的输入阻抗高低完全可以依据输入偏置电流来衡量。若要提高 R_{iN} 则应减小 I_b , I_b 的减小又依赖于提高晶体管的小电流 β 。

$$R_{iN} = \frac{80}{I_b} \text{ -- 设 5G23 第一级的 } \beta = 60$$

$$R_{iN} = 100\text{k}\Omega$$

∴ 5G23 的输入阻抗典型输入阻抗为 $100\text{k}\Omega$ 。

(3) 输出阻抗 R_o 。

$$R_o = \frac{r_{ce}}{\beta_7 \cdot \beta_8} = \frac{10M\Omega}{5000} = 2k\Omega$$

5G23输出阻抗是较大的，虽然有二级跟随器缓冲，但由于 Q_8 管工作在数 μA 条件下，有很高的输出阻抗。但这并不影响放大器的实际工作能力。

(4) 电路的负载能力。

正向输出幅度：

$$V_{OMN} = V_{CC} - (I_{C2} \cdot R_2 + V_{CE4} + V_{ES6} + V_{BE7} + V_{BE8}) = 12V$$

负向输出幅度

$$V_{OMN} = V_{EE} - (I_{C4} \cdot R_7 + V_{CE5}) = 12V$$

正向输出电流受限流电阻 R_2 的限制，其值为：

$$I_{OMP} = (V_{CC} - V_{OM} - V_{CE5}) / R_2 - I_{C2}$$

负向输出电流

$$I_{OMN} = I_{C4} = 3.5mA$$

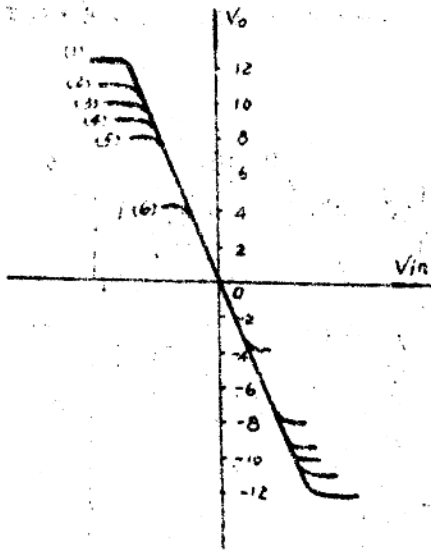
(四) 参数规范

表 (2) 5G23 主要参数规范

参数名称	符号	单位	测试条件	最大值	典型	最小值
输入失调电压	V_{OS}	mV	$V_{CC} = -V_{EE} = \pm 15V$ $R_S = 100\Omega$	10	2	—
输入失调电流	I_{OS}	μA	$R_S = 10k\Omega$	1	0.1	—
输入偏置电流	I_{bD}	μA	$\pm 15V$	5	1	1
开环电压增益	G_{OL}	dB	$\approx 15V$	—	96	86
共模抑制比	CMRR	dB	$\approx 15V$	—	76	—
开环输入阻抗	R_{iN}	k Ω		—	100	20
开环输出阻抗	R_{out}	Ω		—	2000	—
最大输出电压	$\pm V_{om}$	V	$\approx 15V$	—	± 10	± 6
最大功耗	P_{com}	mw	$\approx 15V$	200	150	—
开环带宽	Bw	KHz	$\approx 15V$	—	3	—

部分特性曲线

1. 负载特性:



- ① $R_L : \infty$
- ② $R_L : 10\text{ K}$
- ③ $R_L : 5\text{ K}$
- ④ $R_L : 3\text{ K}$
- ⑤ $R_L : 2\text{ K}$
- ⑥ $R_L : 1\text{ K}$

图 (18)

2. 负载增益特性:

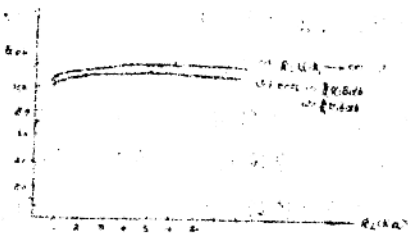


图 (19)

3. 开环频率特性:

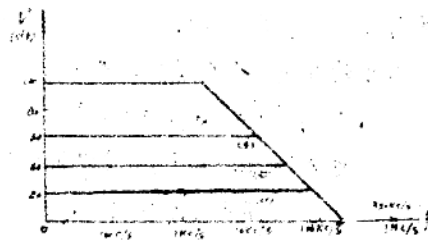


图 (20)