

线性集成电路的应用

江西八一无线电厂情报资料室

线性集成电路的应用

第2版 73.4551-E88



江西八一无线电厂情报资料室

1973

说 明

本书根据 “Designing With Linear integrated Circuits” (edited by Jerry Eim-
inder, John Wiley & Sons, Inc.) 译出。在翻译过程中, 删除了原书中一些为资本主义
厂商吹捧以及资本主义市场研究之类的内容; 对于技术内容上业已发现的错误, 也都作了纠
正。由于我们在政治思想、专业技术和外语等方面的水平很有限, 译文中的错误、缺点一定
还会不少, 热忱欢迎同志们批评指正。

目 录

第一章 单片运算放大器——通用线性器件	1
1.1 引言	1
1.2 用集成运算放大器做成的振荡器	1
1.3 电平移动放大器	2
1.4 电压比较器	2
1.5 增大输出电流摆幅	3
1.6 场效应晶体管放大器	4
1.7 存贮电路	4
1.8 非线性放大器	5
1.9 前置伺服放大器	6
1.10 计算机电路	7
1.11 开方运算器	8
1.12 频率补偿原理	9
1.13 小结	11
第二章 线性集成电路的工业应用	13
2.1 引言	13
2.2 增强型放大器	13
2.3 典型应用	15
2.4 隔离差动比较器的设计	15
第三章 场效应晶体管做输入级的运算放大器	20
3.1 引言	20
3.2 输入失调电压的漂移	20
3.3 输入阻抗	23
3.4 用场效应晶体管作输入级的放大器的典型应用	23
第四章 双重高增益差动放大器	32
4.1 引言	32
4.2 双重差动放大器的特性	32
4.3 暂态响应	33
4.4 串音	34
4.5 应用	35
4.6 DIDO 放大器	36
4.7 同相放大器	39

第五章 高输入阻抗单片放大器	43
5.1 引言	43
5.2 输入级	44
5.3 电压跟随器	45
5.4 对数放大器	47
5.5 数字——模拟转换器和模拟——数字转换器	48
5.6 数字——模拟转换输出缓冲器	48
5.7 模拟——数字转换比较器	50
5.8 小结	50
第六章 低输入电流集成电压跟随器	51
6.1 引言	51
6.2 电路描述	51
6.3 输入级	51
6.4 偏置电路	53
6.5 电路细节	54
6.6 性能	55
6.7 增加输出摆幅的方法	56
6.8 转换速度	58
6.9 稳定性	58
6.10 运用须知	60
6.11 应用	61
6.12 模拟计算机	62
6.13 取样和保持	63
6.14 交流放大器	63
6.15 有源滤波器	63
6.16 小结	64
第七章 中功率运算放大器集成电路	65
7.1 引言	65
7.2 电路描述	65
7.3 噪声系数	67
7.4 补偿	67
7.5 转换速度	68
7.6 应用	70
7.7 钟频振荡器	72
7.8 线性阶梯波产生器	73
7.9 比较器	73
7.10 单稳触发电路	76
7.11 双稳触发电路	76

· I ·

第八章 调幅接收机和调幅/调频接收机	78
8.1 引言	78
8.2 接收机电路分割	78
8.3 内部稳压电路的设计	79
8.4 音频放大器	82
8.5 调幅收音机线路	84
8.6 增益可控的射频放大器和中频放大器	85
8.7 变频器	86
8.8 增益固定的中频放大器	88
8.9 晶体管检波器	88
8.10 调频接收机电路设计	88
8.11 前端电路	89
8.12 中放、检波和音频前置放大电路	89
8.13 调幅接收机的设计及其性能	91
8.14 调幅/调频收音机的设计及其性能	96
8.15 小结	100
第九章 宽频带放大器集成电路	102
9.1 引言	102
9.2 电路分析	103
9.3 交流性能	106
9.4 典型应用	106
9.5 变态应用	108
9.6 小结	108
第十章 模拟集成系统	109
10.1 引言	109
10.2 单片工艺的动态	110
10.3 传递函数的设计与制造	111
第十一章 磁芯存储器的读出放大器	113
11.1 引言	113
11.2 磁芯存储器	113
11.3 设计根据	115
11.4 设计原理与线路说明	116
11.5 结论	118
11.6 小结	123
第十二章 集成稳压功能块	124
12.1 引言	124
12.2 基本电路	124
12.3 予稳压(方法之一)	126

12.4 予稳压 (方法之二)	126
12.5 予稳压 (方法之三)	127
12.6 过载保护	128
12.7 扩展输入电压范围的方法	130
12.8 增加输出电压的方法	132
12.9 降低输出电压的方法	132
12.10 增加输出电流容量的方法	134
12.11 输出负电压的方法	134
12.12 小结	135
第十三章 集成低电压稳压二极管	136
13.1 引言	136
13.2 电路描述	136
13.3 性能	138
13.4 应用	139
13.5 小结	142
第十四章 功能化线性集成电路	144
14.1 引言	144
14.2 高频放大器	144
14.3 调谐放大器	144
14.4 振幅调制器	146
14.5 多级视频放大器	147
14.6 振荡器	154
14.7 音频电路	155
14.8 功率放大器及其应用	156
14.9 音频前置放大	157
14.10 低漂移放大器	157
14.11 模拟乘法器	166
14.12 稳压电源	168
第十五章 开关式稳压电源	170
15.1 引言	170
15.2 开关式稳压电源工作原理	170
15.3 稳压电源集成电路	171
15.4 开关式稳压电路	173
15.5 大电流稳压电源	175
15.6 他激开关式稳压电源	178
15.7 电流限制	179
15.8 负压稳压电源	181
15.9 高压输入	182

15.10 开关式稳压电源和线性稳压电源的联合使用·····	183
15.11 小结·····	183
第十六章 音频功率放大器集成电路的应用 ·····	185
16.1 引言·····	185
16.2 测试电路·····	186
16.3 应用·····	187
第十七章 全补偿运算放大器 ·····	193
17.1 引言·····	193
17.2 前置直流伺服放大器·····	193
17.3 增益等于1的宽带运算放大器·····	193
17.4 文氏桥振荡器·····	195
17.5 高Q带通滤波器·····	195
17.6 相位滞后滤波器·····	196

第一章 单片运算放大器——通用线性器件

1.1 引言

对于实现从简单的放大直至复杂的模拟计算这一大类线性功能来说,运算放大器无疑是当前最简单、最好的手段。单片运算放大器价格低廉,已经大量运用到各个新领域。当然,价格低并不是单片运算放大器唯一引人注目的优点。由于在这种器件中所有元件都通过同一个工艺流程同时做在一个片子上,因此可以采用比分立电路复杂得多的线路,使电路性能大为改善。此外单片集成电路的温度稳定问题容易解决些,可以用它得到类似于斩波器稳定线路的飘移性能。

运算放大器集成电路都具有高增益,低失调电压和小输入电流,因此在许多应用中直流偏置电路都很简单。由于许多潜在误差项均可忽略,设计法则也较简便。

下面各节将介绍应用运算放大器集成电路的一些例子。给出的电路涉及很广的应用范围,但并非包罗万象,读者只能从中得到一些启发。本章还讨论了有关防止运算放大器自激的一些实际问题,因为这个问题也许是许多使用者时常碰到的一个最大的问题。

各种应用例子都采用运算放大器 LM101⁽¹⁾ 和电压跟随器 LM102 (见第 6 章)。但只要按照生产厂家的数据进行频率补偿,并注意到各种额定值的差别,有关讨论同样可以适用于其它型号的集成运算放大器。LM101 与其它型号单片放大器 (例如 LM709⁽²⁾) 的不同在于,当电源为 ± 15 伏时它具有 ± 30 伏的差模输入电压动态范围和 $+15$ 伏、 -12 伏的共模动态范围;它的频率补偿只需一个 30 微微法的电容。LM102 专门设计成电压跟随器,其特点是最大输入电流为 10 毫微安,转换速度为 10 伏/微秒。

1.2 用集成运算放大器做成的振荡器

图 1.1 所示自由多谐振荡器是说明如何应用运算放大器的一个很好的例子。由于运算放大器的门限点较为稳定,可以利用电容器充放电时变过程的较长段,因此只需要比较小的电容量。该振荡器工作于低频,具有对称的输出波形和缓冲输出。

该电路的另一个优点是它极易起振,因为直流负反馈比正反馈要强。而这对于一般教科书中介绍的多谐振荡器来说就可能是个问题。

鉴于这里集成运算放大器是开环运用,不需要进行频率补偿,否则只会降低电路的响应速度。不过,即便没有常用的 30 微微法补偿电容,LM101 的

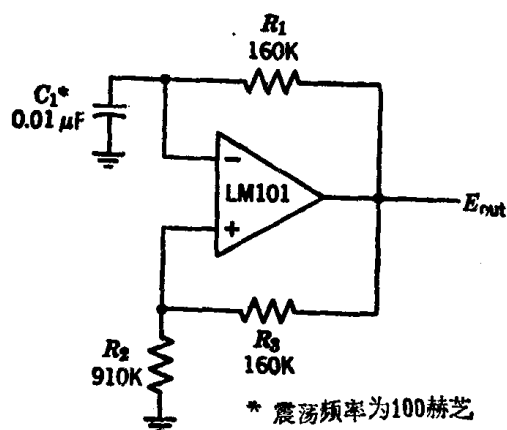


图 1.1 自由多谐振荡器

响应速度仍是有限的。它只能用于大约 2 千赫芝以下的频率范围之内。

LM101 具有很大的输入电压范围（包括差模和单端），即允许输入端存在较大的电压摆幅。因此可以采用多种定时电容 C_1 构成不同的时常数。而对于许多其它类型的放大器而言， R_2 必须减小到足以避免输入端过载（超过额定输入电压范围），这就要求增加 C_1 的容量。尽管如此，在万一需要大容量的 C_1 时，还可以采用小型极化电容器，其一端应该接到电源正极而不应接到地。

1.3 电平移动放大器

在设计线性电路时，有时要从某个直流电平上取下信号电压，并将其放大，以获得一个以地为参考点的放大的输出信号。一个最直接的解决方法如图 1.2a 所示。这个电路的缺点在于分压器 R_3 和 R_4 加重了信号源的载荷；此外反馈电阻必须小心匹配，以防止共模输入信号引起误差输出。

图 1.2b 电路克服了上述缺点。该电路通过运算放大器输出端的场效应晶体管在反馈电阻 R_1 上产生一个和输入电压相等的电压降。 R_2 上的电压等于输入电压乘以 R_2/R_1 ；共模抑制能力和放大器的原有抑制能力相同，与电阻的公差无关。电压跟随器 LM102 用作输出缓冲，以获得低阻抗输出。

该电路采用 LM101 的一个优点在于，只要电源电压小于 ± 15 伏，它的输入电压可以一直增大到正电源电压那么大的数值。

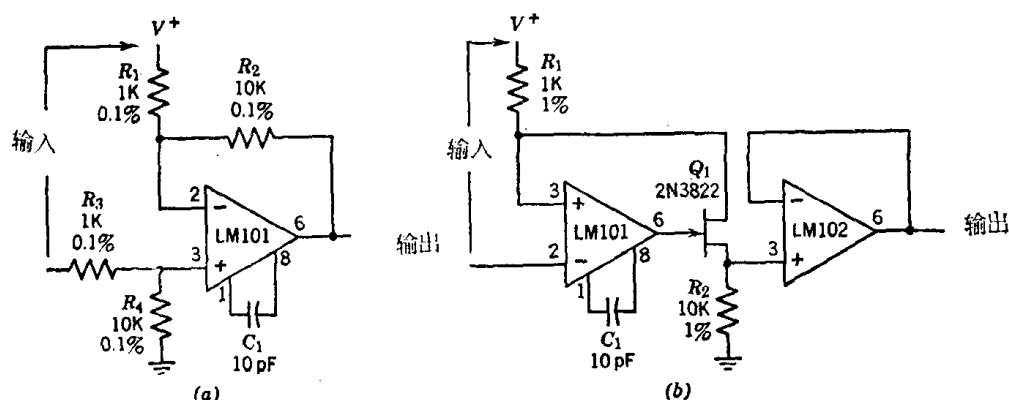


图1.2 电平移动放大器；(a)标准差动放大器；(b)电平隔离放大器。

1.4 电压比较器

由于 LM101 具有较大的差模输入电压范围，其输出又易于钳*位以便和各种激励级或逻辑电路相级联，所以该集成电路很适宜于作电压比较器。它不及 LM710⁽³⁾ 动作迅速；但对许多线性运用而言，速度并不是个问题，而 LM101 的低输入电流和高电压额定值则成为引人注目的优点。

采用 LM101 的比较器线路如图 1.3 所示，图 1.3a 电路的输出可以直接驱动 DTL 和

* 注：根据汉字简化规定，“籍”字一律改用“钳”字。

TTL 集成电路，集成稳压二极管 LM103 将两个状态的输出分别钳制在 0 伏和 4 伏。采用这个特殊的集成二极管是因为它具有很尖锐的击穿特性和很小的等效电容。当运算放大器作为电压比较器运用时，放大器是开环运用，因此一般不需要频率补偿。不过，放大器第 5 脚和第 6 脚之间的分布电容必须尽量减小，以防止比较器进入有源区时发生低电平振荡。如果这个分布电容引起了麻烦，在频率补偿端上接入一个 3 微微法的电容就可以消除振荡。

图 1.3 是作为比较器的 LM101 和指示灯激励器相连结的线路； Q_1 开启指示灯， R_1 确定对 Q_1 基极的激励强度， D_1 防止 Q_1 截止时 LM101 将过大的反向电压加到 Q_1 的发射极——基极结上。

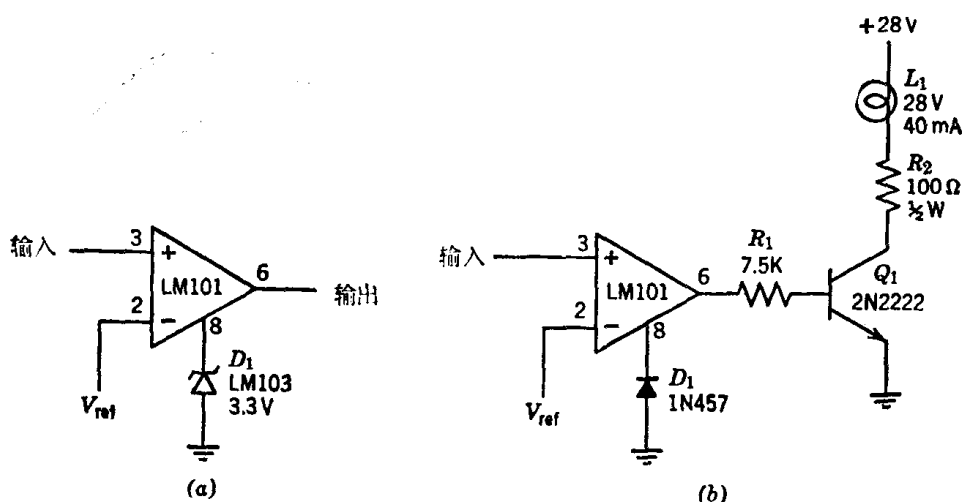


图1.3 电压比较器电路；(a)驱动 DTL 和 TTL 集成电路的比较器；
(b)比较器和指示灯激励器。

1.5 增大输出电流摆幅

几乎所有单片放大器都运用 B 类输出级，因而具有较大的有载输出摆幅。当电源为 ± 15 伏时，其数量约为 5 毫安、 ± 10 伏。为了能从集成电路得到更大一些的输出电流，就必须把其中的输出管做得很大，这时它的功耗将在硅片上造成有害的热梯度；当环境温度较高时，封装也会发生过热现象。所以如果需要大电流输出，应该采取外部缓冲输出级。

实现此目的的一个简单方案如图 1.4 所示。LM101 输出端的一对辅助对称晶体管用来增加电流摆幅。虽然该电路存在一个死区，由于其开环增益很高，当电路在 100 赫以下闭环运用时，这个死区并不重要。电阻 R_1 用来压制输出晶体管的寄生振荡。在输出晶体管的集电极还应采用足够大

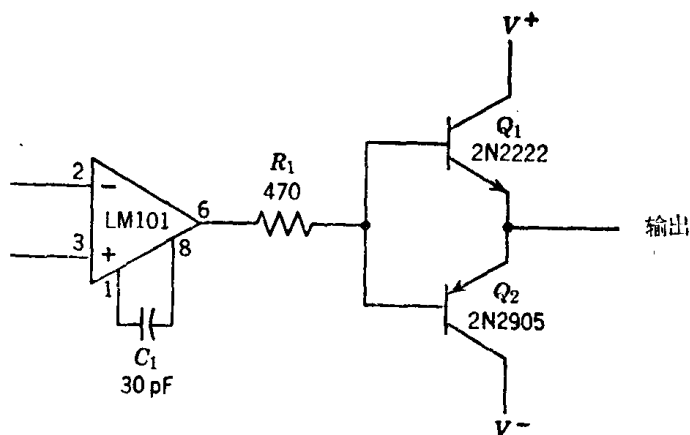


图1.4 大电流缓冲输出级

的旁路电容，以防止输出信号再反馈到集成放大器。该电路没有电流限制措施。为了弥补这一点，可以在 Q_1 和 Q_2 的集电极各接入一个50欧姆的电阻。

1.6 场效应晶体管放大器

当环境温度低于 70°C 左右时，运用结型场效应晶体管作运算放大器的输入级可以获得非常小的输入电流。由于不容易在放大器硅片上扩散高质量的场效应晶体管，因此目前单片场效应晶体管放大器还是不适宜的方案。但仍然可以用一对分立场效应管做成一个很好的场效应管放大器，并将它和单片电路相连接，如图1.5所示。

在该线路中，一对匹配场效应晶体管作为源极跟随器接在集成运算放大器的前面。这个组合线路的增益大致和单个集成运算放大器的增益相同；集成电路用30微微法的电容进行了频率补偿。尽管该线路可以作为一个很好的求和放大器，但在要求很高的共模抑制能力时却存在一些问题。这一方面是由于电阻代替了恒流源，另一方面场效应晶体管本身不具备共模抑制。

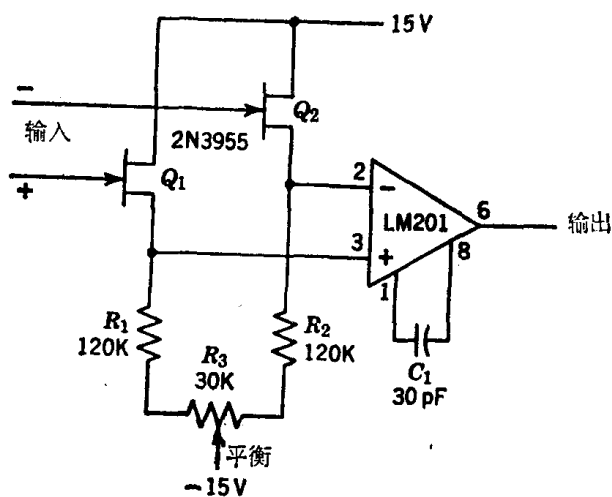


图1.5 场效应晶体管运算放大器

1.7 存储电路

图1.6是一个取样——保持电路，它综合了场效应管的小输入电流和单片放大器的低失调电压两个方面的优点。该电路是一个由运算放大器和场效应管源极跟随器组成的增益等于一的放大器。

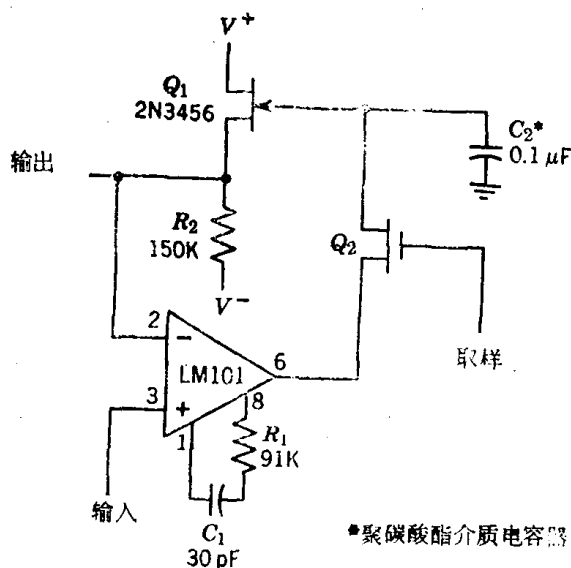


图1.6 低漂移取样——保持电路

当取样开关 Q_2 接通时，反馈环路闭合使输出基本上等于输入，二者之差仅为LM101的失调电压。当开关断开时，电容 C_1 储存的电荷使输出保持在开关接通时输入电压最后一瞬间的数值上。

选择保持电容器时必须注意一些问题。某些型式的电容器，包括纸质电容器和聚酯树脂电容器，呈现一种吸附现象，使取样电压跌落50毫伏左右才稳定下来。这种跌落过程具有数秒长的时常数。采用四氯乙烯介质电容器、玻璃介质电容器、聚乙烯介质电容器或聚碳酸酯介质电容器可以减轻这种效应。

虽然该电路的输出电阻不是特别小，由于取样期间的自动补偿作用，固定负载还不至于损害电路的精确度。若负载在取样期间是变化的，则应在场效应管和输出之间加入诸如 LM102 一类的缓冲级。

开关电阻和保持电容 C_2 给开环响应造成了另一个极点，若不在 LM101 的补偿电容处串联一个电阻 R_1 ，并使 $R_1 C_1$ 大致和开关电阻与 C_2 的乘积相等，该极点就可能引起肩峰或振荡。

Q_1 可以采用金属—氧化物—半导体场效应晶体管(MOS 场效应晶体管)而不必担心门限稳定性。门限电压在每个取样期都被平衡掉了，因此只有短期门限稳定性才是重要的。若采用 MOS 晶体管和机械开关，可以实现小于 10 毫伏/分的飘移率。

该电路的另一个特点是有放大器作缓冲，因而对输入信号的负载较轻。此外，若需要得到增益，可通过一个电阻分压器将输出电压反馈到 LM101 的反相输入端，而不是将整个输出电压全部反馈过来。

图 1.7 所示峰值检波器在很多方面都和取样——保持电路相似。这里二极管代替了取样开关。由图可知，当输入大于输出时，二极管导通，使输出电压等于输入电压的峰值。这里使用 LM102 是为了给储存电容器提供缓冲，以便得到低飘移和低输出电阻。

和取样——保持电路一样，LM101 所具有的差模输入电压范围在电路处于保持状态时允许输入电压和输出电压之间出现较大的差值。

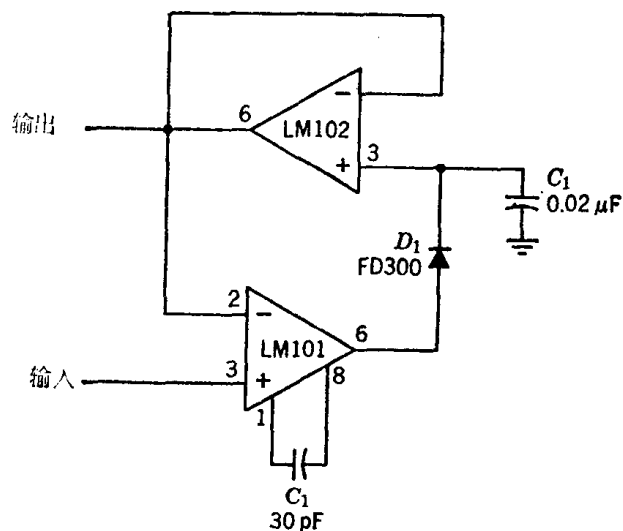


图1.7 具有缓冲输出的正向峰值检波器

1.8 非线性放大器

若要通过运算放大器得到一个非线性传输函数，有不少方法可供选择。不过这些方法一般都需要二极管，难于实现温度补偿。有一个解决办法是使输出摆幅增加到很大的数值，以致相比起来二极管的门限可以忽略不计。然而这种做法有时是难以办到的。

图 1.8 给出了一种在运算放大器的传输函数中形成非常尖锐的、进行了温度补偿的转折点的方法。对于小输入信号，增益由 R_1 和 R_2 决定。 Q_2 和 Q_3 都只流过较小的电流。由于这两个管子的电流增益很高，不会给放大器的输入端馈送可观的电流，因而此时 Q_2 和 Q_3 不影响增益。当输出电压增至 2 伏（此值由 R_3 、 R_4 和 V^- 确定）时， Q_3 获得足够大的电流并进入饱和，于是 R_4 和 R_2 并联，使增益减半。同理，当输出电压增至 4 伏时， Q_2 饱和，将增益再减小一半。

该电路的温度补偿由 Q_1 和 Q_4 完成。 Q_4 补偿 Q_2 和 Q_3 的发射极——基极电压，使反馈电阻 R_4 和 R_5 上的电压十分接近输出电压； Q_1 补偿进入饱和后的 Q_2 和 Q_3 的集电极——基极电压，使 R_3 和 R_5 上的电压降等于负电源电压。 Q_4 的有害影响在于，当输出电平较高时

它会使放大器的输出电阻增加。因此，如果该电路必须驱动较重的负载，就应采用缓冲输出级。

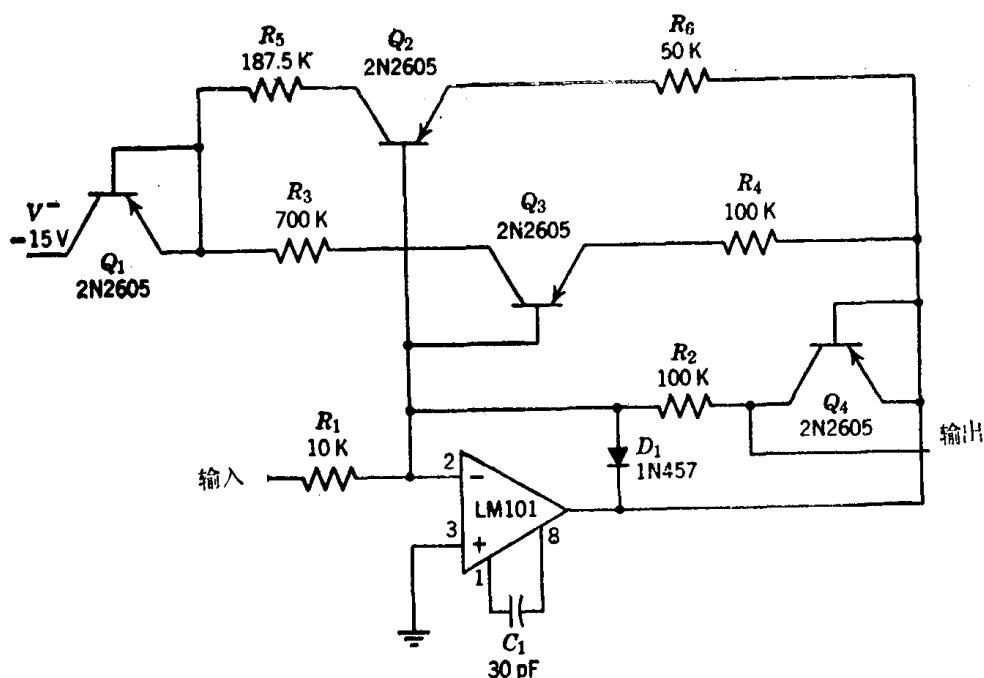


图1.8 具有温度补偿转折点的非线性运算放大器

1.9 前置伺服放大器

在某些伺服系统中，为了保证闭环稳定，希望通过某种导前电网络获得速度信号。比方说，可以在前置伺服放大器的反馈电路中引进电抗元件来实现这一点。

许多饱和型伺服放大器在非常宽的动态范围中工作。例如，最大误差信号很容易达到这样大的数值，它的大小是足以使该系统发生饱和的误差信号的一千倍。类似这种情况使得求取速度信号的电网络的工作成了问题，这种网络不论放在饱和系统的哪一部位都不能正常工作。若馈入导前网络的信号发生饱和，导前网络只能在系统运行的一个很窄的范围内输出速度信号，于是当误差信号变得较大时系统就可能不稳；将导前网络置于误差放大器的前面或者使误差放大器在整个误差信号范围内保持线性的做法，都会由于信号的衰减而造成较大的直流误差。

应用图 1.9 类型的线路可以很好地解决上述问题。该放大器一直到输出电压升至 3

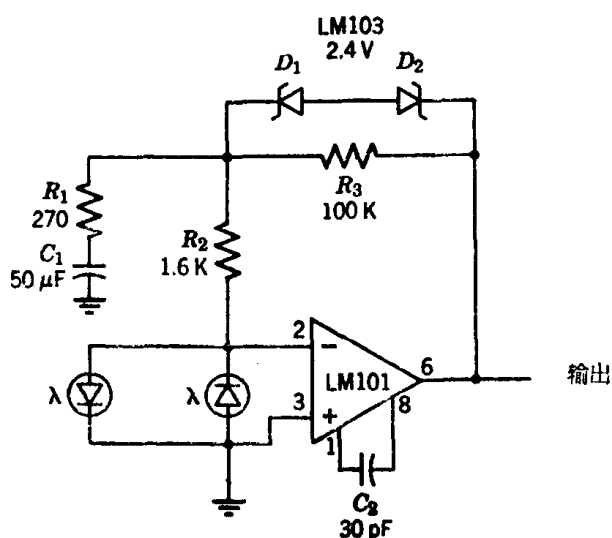


图1.9 具有速度反馈的饱和型前置伺服放大器

伏（太阳电池传感器输出电流为30微安）前都以线性方式工作。当输出电压达到3伏时反馈电路中的集成稳压二极管开始导通使放大器增益急剧下降。由于电流仍旧和放大器工作在线性区时一样反馈到求取速度信号的网络（ R_1 、 R_2 和 C_1 ），所以仍然可以得到速度信号。实际上，这个线路一直到误差信号等于6毫安时都不发生明显的饱和，这相当于线性放大器具有600伏的输出摆幅。

1.10 计算机电路

在模拟计算机中，通过放大器反馈电路中适当引进的阻容网络，很容易实现加、减、积分和微分等运算。在手册中可以找到⁽⁴⁾许多这类电路。但是乘除运算则有点麻烦。这种运算一般都是首先求取各个量的对数值，根据需要将它们相加或相减，然后再求反对数值。

初想起来好像求取一个量的对数值很困难。然而业已证明⁽⁵⁾，硅管的发射极——基极电压在宽达九个数量级的范围内与其集电极电流成对数关系。因此普通的晶体管可以用来实现对数运算和反对数运算。

图1.10就是一个用这种原理进行乘除运算的电路。这个电路的输出正比如两个输入之积除以第三个输入。其线路复杂程度和单纯的除法运算器相差不大。该电路由三个对数运算器和一个反对数运算器组成。对数运算器的原理简述如下⁽⁶⁾：就放大器 A_1 而言，具有对数特性的晶体管 Q_1 置于反馈环路之中，其集电极电流等于输入电压除以电阻 R_1 ，因而 Q_1 的发射

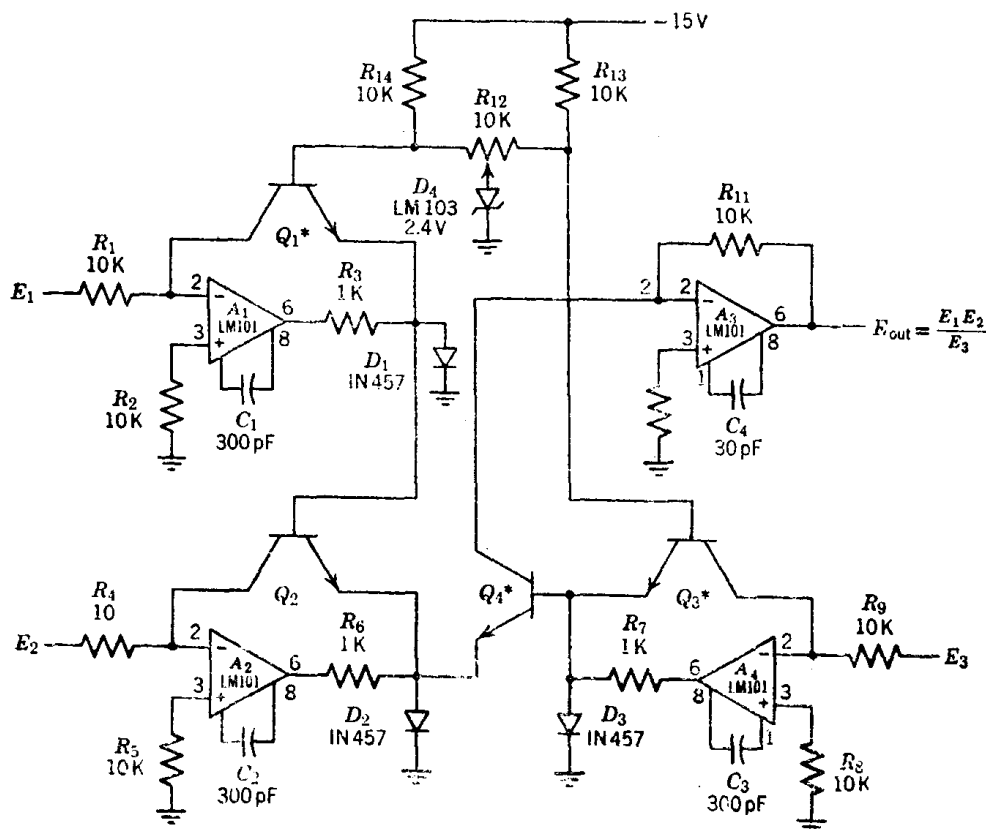


图1.10 模拟乘除器

极——基极电压与输入电压 E_1 成对数关系。

A_2 和 Q_2 组成另一个对数运算器。 Q_1 和 Q_2 的发射极——基极电压是串联的，即对数相加。第三个对数运算器取得 E_3 的对数值，并将其加到反对数晶体管 Q_4 的基极。 Q_4 的发射极则接到前两个对数运算器。于是 Q_4 的发射极——基极电压就等于 E_1 和 E_2 的对数之和减去 E_3 的对数。由于晶体管的集电极电流正比于基极——发射极电压的指数，所以 Q_4 的集电极电流正比于 E_1 和 E_2 之积除以 E_3 。这个电流馈入求和放大器 A_4 ，便可得到所需的输出。

当输出电压在500毫伏到50伏这个范围之内时，上述电路的精度为10%。为了在更低的输入电压下保持这个精度，必须分别平衡各放大器的失调电压。齐纳二极管 D_4 用来增加各对数晶体管的集电极——基极电压以便改善大电流运用状况。当这些晶体管的电流小于0.3毫安时，这个齐纳二极管是不需要的。当电流大于0.3毫安时，晶体管的引线电阻变得重要起来，所以应该尽量将晶体管的引线减短，而且不要用管座。

上述乘除器的一个重要特点是它的工作与温度基本无关，只要 Q_1 、 Q_2 、 Q_3 和 Q_4 处在相同的温度。 R_{12} 为平衡电位器，用来平衡各个对数晶体管的失调电压。它的调整方法是置所有的输入电压为2伏，调节 R_{12} 使输出也等于2伏。

对数晶体管的增益依赖于工作电流，这就使频率补偿复杂化。串在放大器输出端的电阻 (R_8 、 R_6 和 R_7) 用来限制最大开环增益，而补偿电容则可根据这个增益来选定。可见放大器并不是专门为提高工作速度而设计的，但这个参数仍可予以最佳化⁽⁵⁾。

二极管 D_1 、 D_2 和 D_3 的用途是防止输入电压为负时各对数晶体管的反向发射极——基极电压超过额定值。

1.11 开方运算器

用对数运算器求取一个数的方根是一件很容易的事情。整个过程就是：求取电压的对数，用开方的幂次（例如开平方时用2）除这个对数值，然后求反对数值。图1.11就是一个这样的电路。 A_1 和 Q_1 组成一个对输入信号求对数的对数运算器，它的输出馈入 Q_2 ， Q_2 用来移动电平以保证输入电压为1伏时加到分压器 R_4 和 R_5 上的电压为零。分压器按所需要的

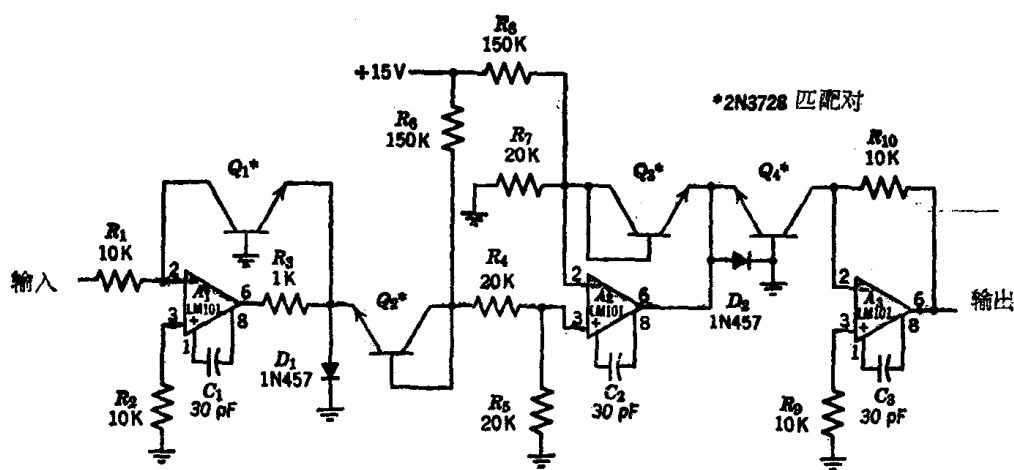


图1.11 开方运算器

倍数进行衰减并驱动缓冲放大器 A_2 。 A_2 的反馈网络中也有一个电平移动二极管 Q_3 ，它的用途是保证输入电压为 1 伏时，由 A_3 和 Q_4 组成的反对数运算器也输出 1 伏电压，因为 1 的任意次方根还是 1。为了准确地做到这一点，还要有意地使 R_6 和 R_8 失去平衡，以便抵消晶体管的失调电压。

Q_2 和 Q_3 接成二极管可以简化电路。由于这两个管子的工作电流都十分有限，所以这样做并不会引起什么问题，实际上只需要它们匹配就行了。

R_7 是增益补偿电阻。当输入电平变化时它能使流过 Q_3 的电流和流过 Q_2 的电流保持相等的数值。和乘除运算器一样，只要所有晶体管的温度相同，上述电路对温度变化也是不敏感的。

当输入电压从 0.5 伏到 50 伏时，该电路的精度为 10%。对于更低的输入电压，为了保持同样的精度就必须设法平衡 A_1 和 A_3 的失调电压。

1.12 频率补偿原理

应用集成放大器的成功，有时使人们忽视了使用反馈放大器而不发生振荡所必须遵守的一些规则。这种振荡一般说来可由下述原因造成：杂散电容，过重的容性负载，电源旁通不充分或者频率补偿不恰当。

对集成运算放大器进行频率补偿，最好按照生产厂推荐的数据办事。倘若工作速度和频响都要求不高，一般都增加补偿电容的容量，以获得更大的稳定储备。例如，用 300 微微法的电容取代 LM101 的 30 微微法典型补偿电容，可使电路（接成增益等于 1 的放大器）的稳定度提高 10 倍。同样，若用 0.05 微法电容、1.5 千欧电阻、200 微微法电容和 51 欧姆电阻补偿 LM 709，将使其稳定储备大于 20 分贝。在特定增益连接方式下，采用小于生产厂推荐的电容量是不允许的，因为这样做将使电路对杂散电容和容性负载非常敏感，对于质量较差的集成电路，电路甚至可能发生振荡。

反馈放大器频率补偿要达到的基本要求是：当放大器环路增益穿过 0 分贝点时，环路增益的频率变化率不超过 12 分贝/倍频程。图 1.12a 说明了环路增益的意义：在输出端断开反馈，输入信号源用其内阻代替，然后如图所示，在计及反馈元件影响的条件下测出的增益就是环路增益。

图 1.12b 为未补偿放大器和已补偿放大器的典型频响。

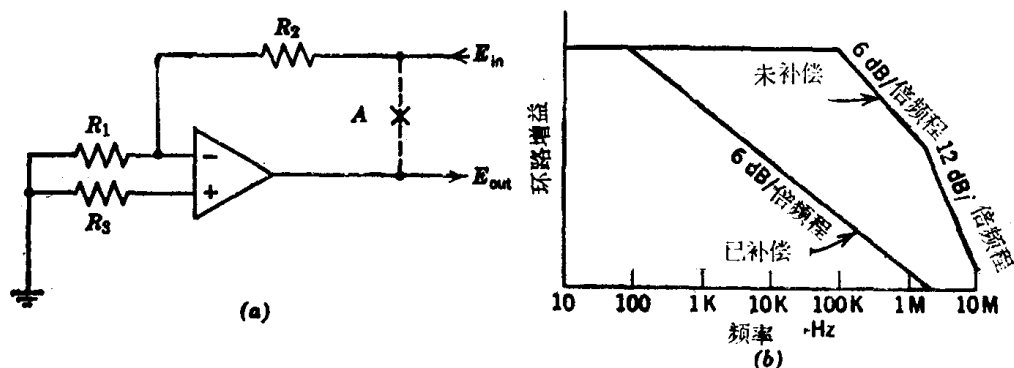


图 1.12 开环增益的测量和频响：(a) 环路增益测量法；(b) 典型频响