



[12] 发明专利申请公开说明书

[21]申请号 95117391.X

[51]Int.Cl⁶

H04B 1/18

[43]公开日 1996 年 7 月 17 日

[22]申请日 95.9.27

[30]优先权

[32]94.9.30 [33]US[31]316,587

[71]申请人 美国电报电话公司

地址 美国纽约

[72]发明人 加布里埃尔·L·米勒

埃里克·R·瓦格纳

[74]专利代理机构 中国国际贸易促进委员会专利商
标事务所

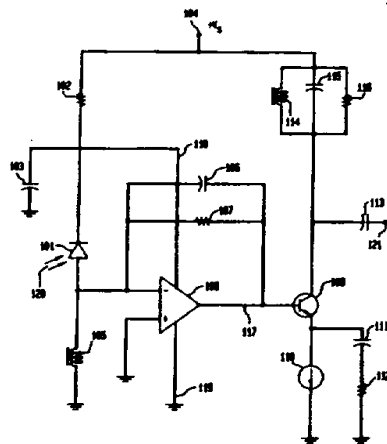
代理人 郭晓梅

权利要求书 3 页 说明书 8 页 附图页数 1 页

[54]发明名称 具有有源阻尼调谐输入的光电检测器电路

[57]摘要

本发明所提出的从光束中提取载频信号的光电检测器电路包括一个具有并联的反馈电容和反馈电阻的倒相放大器。反馈电容在倒相放大器输入阻抗中产生的电容性分量与光电二极管电容和一个电感并联，组成一个并联谐振电路，从而补偿了因电池电压改变而引起光电二极管电容的改变，使谐振电路的谐振频率保持基本不变。反馈电阻在倒相放大器的输入阻抗中产生的电阻性分量降低了谐振电路的 Q 值，以适应具有较大带宽的输入信号。



权 利 要 求 书

1. 一种从调制的频率为 f_0 的光载波中提取输出信号的光电检测器电路, 所述的电路接到一个电压源 V_b 上, 电压改变量为 ΔV_b , 所述电路包括: 一个在标称电压 V_b 具有电容为 C_d 的光电二极管; 一个电感; 一个将所述光电二极管和所述电感连接成在所述频率 f_0 所述光电二极管与所述电感并联、而所述光电二极管由所述电源反向偏置的装置, 所述光电二极管的电容随所述电源电压改变而改变; 一个具有一个输入端和一个输出端、增益改变量 ΔG 与所述电源电压改变量 ΔV_b 的关系为 $(\Delta G/\Delta V_b)$ 的倒相放大器; 以及一个将所述放大器的输入端接到由所述光电二极管和所述电感构成的并联谐振组件上的装置, 所述光电检测器电路的特征是它还包括一个接在所述放大器的输入端和输出端之间的阻抗, 所述阻抗具有一个电容为 C_f 的容性元件, 它为所述倒相放大器的输入阻抗提供一个容性分量, 从而得到一个由所述光电二极管、电感和电容性分量组成的并联谐振电路。

2. 一种如在权利要求 1 中所规定的光电检测器电路, 其特征是其中所述容性部分的电容 C_f 基本满足下列方程:

$$C_f = \frac{C_d}{2V_b} \frac{1}{(\Delta G/\Delta V_b)}.$$

3. 一种如在权利要求 1 中所规定的光电检测器电路, 其特征是其中所述倒相放大器是一个共射—共基型倒相放大器, 其增益 G 正比于 $(V_b - V_0)$, 其中 V_0 为一个 1 伏左右的恒定电压, 而所述

阻抗的容性元件的电容 C_f 基本满足下列方程:

$$C_f = \frac{C_d}{2G} \frac{(V_b - V_o)}{V_b}.$$

4. 一种如在权利要求 1、2 或 3 中所规定的光电检测器电路,其特征是其中所述阻抗还包括一个阻性部分,它为所述倒相放大器的输入阻抗提供了一个阻性分量,所述阻性分量使所述并联谐振电路的 Q 值降低。

5. 一种从频率为 f_0 的受调光载波中提取输出信号的光电检测器电路,所述电路接到一个标称电压为 V_b 、电压改变量为 ΔV_b 的电源上,所述电路包括:一个光电二极管;一个与所述光电二极管串联的电感;一个将所述电源接到所述光电二极管和所述电感组成的串联组件上、使得所述光电二极管被所述电源电压反向偏置的低通滤波装置,所述光电二极管的电容随所述电源电压改变而改变;一个具有一个输入端和一个输出端、由所述电源供电的倒相放大器,其增益改变量 ΔG 与所述电源电压改变量 ΔV_b 的关系为 $(\Delta G / \Delta V_b)$; 以及一个将所述放大器的输入端接到所述光电二极管和所述电感的连接点上的装置,所述光电检测器电路的特征是它还包括一个接在所述放大器的输入端和输出端之间的阻抗,所述阻抗具有一个电容为 C_f 的电容性元件,它为所述倒相放大器的输入阻抗提供一个电容性分量,从而得到一个由光电二极管、电感和电容性分量组成的并联谐振电路。

6. 一种如在权利要求 5 中所规定的光电检测器电路,其特征是其中所述阻抗还包括一个电阻性元件,它为所述倒相放大器的输入阻抗提供了一个电阻性分量,所述电阻性分量使所述并联谐

振电路的 Q 值降低,从而提供了低噪声阻尼。

7. 一种如在权利要求 6 中所规定的光电检测器电路,其特征是所述电路还包括:一个具有一个发射极、一个基极和一个集电极的 NPN 晶体管,所述 NPN 晶体管接成共发射极型,其基极接到所述倒相放大器的输出端上;一个接在所述发射极和地电平之间的高阻抗电流吸收器;一个接在所述发射极和地电平之间、由一个电容和一个电阻组成的串联电路;以及一个接在所述集电极和所述电源之间的集电极阻抗,从而可从所述集电极得到所述输出信号。

8. 一种如在权利要求 7 中所规定的光电检测器电路,其特征是其中所述集电极阻抗包括一个谐振频率基本等于 f_0 的阻尼并联谐振电路。

9. 一种如在权利要求 8 中所规定的光电检测器电路,其特征是其中所述电容性元件的电容 C_f 基本满足下列方程。

$$C_f = \frac{C_d}{2V_b} \frac{1}{(\Delta G / \Delta V_b)}.$$

10. 一种如在权利要求 8 中所规定的光电检测器电路,其特征是其中所述倒相放大器是一个共射—共基型倒相放大器,其增益 G 正比于 $(V_b - V_o)$, 其中 V_o 为一个 1 伏左右的恒定电压,而所述阻抗的电容性元件的电容 C_f 基本满足下列方程:

$$C_f = \frac{C_d}{2G} \frac{(V_b - V_o)}{V_b}.$$

说 明 书

具有有源阻尼调谐输入的光电检测器电路

本发明涉及采用光电二极管的输入电路,具体地说,涉及为了改善信噪比和消除背景光噪声和干扰的有害影响用一个电成与光电二极管电容谐振的输入电路。

手持式红外(*IR*)装置已经很普遍地用于许多种类型的通信。这种装置常常在背景光噪声和干扰的强度可能比有用信号大得多的环境中使用。例如,荧光灯在两倍于线路频率处出现很强的振幅调制,而在频率为120赫整数倍时往往有丰富的谐波分量,通常能延展到几千赫兹。假如叠加到基本AC线路频率上,就会由于接在交流供电线路从而接到荧光灯上的高速、大功率开关电源和马达控制器在交流供电线路上产生的开关暂态现象和电压光峰,而出现许多高频光分量。这些高速变化的光分量大体在频率超过200千赫就没有了。然而,计算机监视器和电视机产生的光噪声和干扰却一直要延伸到频率超过500千赫。因此,对于*IR*信道不希望采用要发送的有用数据直接调制*IR*光源的方式,而是首先在高频(在以下说明的实施例中约为1兆赫)对*IR*光源进行100%的振幅调制,形成光载波,然后再用有用信号信息调制光载波。

*IR*信号通常用一个或几个光电二极管来检测。为了使信噪比最大同时又使低频干扰光源的影响最小,用一个电成与光电二极管电容谐振在原理上看来是有利的。然而,这种显然简单的立法有一

个严重的问题,由于这些 *IR* 装置常常是手持式的,要用电池供电,而电池电压本身会因老化和使用时的放电随时间变化。结果,加到光电二极管上的反向偏压发生改变,从而改变了光电二极管的电容,使输入 *LC* 谐振电路失谐。虽然可以用齐纳二极管或其他稳压措施控制加到光电二极管上的电压,但这种理论上可行的方法会使装置更为复杂,而且浪费了手持式装置中要求能用得时间长一些的电池的能量。

除了失谐外,这种用一个电感与光电二极管电容谐振形式输入 *LC* 谐振电路的方法看起来有利,但还存在第二个程度同样严重的问题。这种输入调谐电路由于谐振的 Q 值高(Q 值定义为谐振电路的谐振频率除以它的半振幅响应带宽)因此是窄带的。这样,采用所提出的这种方法的 *IR* 链路在原则上只限于与其输入谐振电路带宽相应的低数据率通信。

本发明解决了为采用光电二极管检测器的红外接收机提供一种消除了电池电压变化影响、具有高信噪比的输入电路的问题。在这种电路中,光电二极管与一个电感并联,形成一个在载波频率谐振的谐振电路。这个谐振电路上的信号耦合到一个具有特意选定的反锁电容的倒相放大器上。反锁电容的值根据倒相放大器的增益与电压关系选择,使得由于光电二极管电容变化而引起的影响可以得到补偿。

本发明的另一个特别是通过用一个值特意选定的电阻与反锁电容并联降低谐振电路的 Q 值,从而适应具有较大带宽的输入信号。正是倒相放大器输入阻抗中的阻性部分通过有源阻尼降低了 Q 值。这样做所产生的热噪声要比直接用一个真正的电阻与谐振

电路并联进行同样阻尼的情况小得多(通常改善因子在3以上)。因此,这相当于增加了 LC 谐振电路的带宽,而不用付出象采用无源阻尼电阻那样要付出的增加那么多的噪声的代价。

如果为了提高数据率必需将谐振电路的带宽增大到系统易受较低频率的光干扰的影响时,按照本发明可在具有阻尼和电容补偿的倒相放大器后再加上附加滤波器进一步进行滤波。

图1为按照本发明构成的电路的原理图。

在图1中,载波已用要被检测的信息调制的输入红外光束120投射到光电二极管101上。虽然所示的只是单个光电二极管,然而如果需要可以由多个并联的光电二极管构成,以便增大光束所产生的光电流量和满足接收从各种角度、距离来的光的需要。例如,在本实施例中用了8个并联的西门子 *BPW34FA* 光电二极管,使得总的光接收面积为0.56平方厘米,加上反向偏置电压时的工作电容约为170微微法。在所使用的 *BPW34FA* 光电二极管内装有可使红外(*IR*)光通过而衰减可见光的光滤波器。这有助于改善由于荧光灯发出的低频光干扰而引起的问题。然而,即使是具有光滤波器,光电二极管后的放大器电路仍必需处理由于背景光造成的从几十高至几百毫安、有时受到很强调制的直流漏电流。这个背景光电流通常要比所关注的实际信号电流大几十到好几千倍。

解决背景电流问题的一种十分具有吸引力的方法是简单地用一个合适的电感与光电二极管的电容构成一个在光载波频率(在本实施例中为1兆赫)发生谐振的谐振电路。这种方法非常有效地自动去除了所有不希望的受调背景光的光电流,而只剩下载波频率附近的一些散弹噪声(*shot*)的影响。然而,这种表面上十分有吸引

力的方法有两个严重的问题。随着电池电压的改变,光电二极管的电容也发生变化,从而导致谐振电路的谐振频率的改变,使接收机失谐,减少了接收到的信号量。此外,为了使信噪比尽量大,总是希望谐振电路的 Q 值尽量高。然而,如果要产生宽边带的方式调制载波,则可能必需降低谐振电路的 Q 值,以便增大输入电路的带宽。如果想通过简单地接入一个电阻,直接与谐振电路并联,那么由于电阻热噪声而使信噪比降低或许是不能接受的。

在图1中,光电二极管101的偏置电压是由正电位源104(V_s)通过电阻102加到光电二极管101的阴极上的。电容103接在光电二极管阴极和地电位之间,与电阻102构成一个低通滤波器,使得在电源端104上可能出现的任何有害噪声分量被衰减。光电二极管101的阳极通过电感105接到电平上。由于电容103在载频的阻抗很近,因此光电二极管101和电感105基本上是并联的,从而在载频形成了一个并联谐振电路。

载有有用调制数据的载频信号从光电二极管101和电感105的连接点加到倒相放大器108的输入端。放大器108的电源输入端由线118连接,以获得光电二极管101的阴极上的经滤波的电位,而线119将放大器108相应端接地,完成供电通路。放大器108的输出端通过线117与反馈电容106和反馈电阻107的一端连接。电容106和电阻107的另一端接到放大器108的反相输入端,形成了负反馈回路。在本实施例中,放大器108是一个用莫托罗拉的MPSA18 NPN晶体管输入级的倒相的共射一共基放大器,其增益为40。这个放大器的输入端串联噪声谱密度为3.5毫微伏/(赫兹)^{1/2},在1兆赫的工作频率上的相移可以忽略不计。由于这个反馈

回路的作用,电容 106 和电阻 107 分别产生了一个具有容性分量和阻性分量的输入阻抗,跨在包括光电二极管 101 和电感 105 的谐振电路的两端。电容性分量要影响谐振电路的谐振频率,可以最好电感 105 是一个能改变的可调电感,以提供正确的谐振频率。放大器的有效输入阻抗中的电阻性分量有利于减小 Q 值,这将在以下加以说明。

对于最常用的光电二极管的突变 $p-n$ 结来说,阻挡层厚度基本上与总反向偏压 V_b 的平方根成比例。因此,光电二极管电容 C_d 与电池电压的平方根成反比,即

$$C_d \propto \frac{1}{\sqrt{V_b}}$$

结果,光电二极管电容的小的变化与电池电压的变化之间的关系可以表示为

$$\frac{\Delta C_d}{C_d} = -\frac{\Delta V_b}{2V_b}$$

输入阻抗的容性分量为反馈电容 C_f 的 $(G+1)$ 倍。由于增益 G 远大于 1, 因此输入阻抗的容性分量可近似为 (GC_f) 。因为光电二极管电容与输入阻抗的容性分量是并联的, 所以可以期望光电二极管电容的任何变化能用输入阻抗的容性分量的相应负变化来加以补偿:

$$\Delta C_d = -C_f \Delta G$$

对 C_f 解以上方程,再将从前述方程得到的 ΔC_d 代入,即可得到为了达到所需的补偿必需满足的关系:

$$C_f = \frac{C_d}{2V_b} \frac{1}{(\Delta G / \Delta V_b)}$$

对于本实施例所采用的这种倒相共射—共基放大器来说,增益 G 正比于 $(V_b - V_o)$, 其中 V_o 为 1 伏左右的恒定电压,表示了 MP-SA18 输入级的集电极电压。因此,对于本实施例所采用的这种倒相共射—共基放大器来说,增益变化与电池电压变化之间的关系可以表示为:

$$\frac{\Delta G}{\Delta V_b} = \frac{G}{V_b - V_o}$$

将以上方程代入前面的 G_f 表达式,可得对于倒相共射—共基放大器情况的以下方程

$$C_f = \frac{C_d}{2G} \frac{(V_b - V_o)}{V_b}$$

在本实施例中, C_d 为 170 微微法, G 为 40 左右, 电池电压为 5 伏, V_o 为 1 伏左右, 因而 C_f 的值为 1.7 微微法。反馈电容取了这个值后, 由于电池电压变化而引起的光电二极管电容的变化就自动地被输入阻抗的电容性分量的变化所抵消, 从而谐振电路的谐振频率就基本上与电池电压无关了。对于所构成的这个系统而言, 发现在供电电压 4 至 6 伏的范围内输入谐振电路谐振频率的漂移小到可以忽略不计。

如前面所述, 处理要求大带宽的输入载波信号可能需要通过加大谐振电路的阻尼来增加输入谐振电路的带宽。反馈电阻 107 的放

大器 108 的输入阻抗提供了一个阻性分量,形成阻尼,但情况与直接用一个并联电阻对谐振电路进行阻尼不同,不会产生那么大的热噪声。采用反馈电阻加大输入电路阻尼的优点的理论分析可参见 *V. Radeka* 的论文“在对位置灵敏的检测器中的信号、噪声和分辨率”(“*Signal, Noise and Resolution in Position—Sensitive Detectors*”, *IEEEtrans. Nuc. Sci. NS—21, No. 1, February, 1974*)。

在本实施例中,反馈电阻为 120K 欧姆,放大器增益为 40,所形成的输入阻抗的阻性部分为 3000 欧姆。这 3000 欧姆的阻尼有效地将所用的输入谐振电路的 Q 值降低为 5,而计算机分析确认噪声性能比使用无源阻尼的改善了两倍。所产生的总接收机噪声与背景光引起的通常达到好几微安光电流的噪声相比可以忽略。

由于在本实施例中输入谐振电路带宽相当大,接收机在还可能存在大量调制干扰信号的低频仍有不很小的增益。因此,放大器 108 的输出端通过线 117 接至采用 *NPN* 晶体管 109 的共发射极级的基极。这个采用晶体管 109 的放大级有两个附加的措施来滤除干扰。

晶体管 109 的发射极接至恒流器 110,对晶体管进行偏置。从晶体管 109 的发射极至地电位还接了一个由电容 111 和电阻 220 组成的串联电路。电容 111 的值选择成在低频呈现一个相当大的阻抗,而在载频则比电阻 220 的值小得多。因此,晶体管 109 提供的增益在低频要比在载频低不少。

此外,晶体管 109 的集电极接至一个由电感 114 和电容 115 组成的并联谐振电路,这个并联谐振电路的另一端接至正电位源 104。并联谐振电路选成在载波频率谐振,与谐振电路并联的阻尼电

阻 116 用来使电路具有合适的带宽。

最后,电容 113 将载频信号耦合到输出端,可输出的信号可进一步放大后用在无线电接收机和数据通信领域中众所周知的标准技术解调。特别值得注意的是,这里所提出的谐振、电容抵消、有源阻尼 *IR* 接收机方法与频移键控(*FSK*)、相移键控(*PSK*)、幅移键控(*ASK*)这三种标准调制技术都是兼容的,非常有利。特别是,如果采用 *FSK*(如本系统这种情况),可以用图 1 的接收机驱动一个诸如莫托罗拉公司的 *MC3359* 那样的廉价标准 *FM* 无线电接收机芯片。这种芯片中包括有一个可用来恢复信号信息的标准正交解调器。更好一些的是采用本发明者的相关未决专利申请“锁相正交解调器”中可揭示的那种解调器。

以上对本发明的示范性实施例作了说明,但熟悉该领域的人们可以根据本发明精神进行种种修改和变动,这并不超出本发明的保护范围。例如,可以用不是共射—共基型的倒相放大器来补偿光电二极管电容的变化。所要做的只是:对这种放大器进行分析,确定其增益变化与电池电压变化之间的关系,再将这关系用于前面所得出的方程,就可得到所需的反馈电容值。

说明书附图

