



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 102790589 B

(45) 授权公告日 2015.04.29

(21) 申请号 201210309260.8

(22) 申请日 2012.08.27

(73) 专利权人 上海市计量测试技术研究院
地址 200040 上海市静安区长乐路 1226 号

(72) 发明人 詹国钟 施滨 李庄伟 潘洋
来磊

(74) 专利代理机构 上海汉声知识产权代理有限公司 31236

代理人 胡晶

(51) Int. Cl.

H03F 3/04(2006.01)

G01R 31/00(2006.01)

(56) 对比文件

CN 2195763 Y, 1995.04.26,

CN 201445522 U, 2010.05.05,

JP 2001183396 A, 2001.07.06,

US 2002190796 A1, 2002.12.19,

JP 2000156614 A, 2000.06.06,

子凡. 低噪声高频带宽放大器. 《中外技术情报》. 1994, (第 1 期),

Alfredo Saab. 运算放大器共模抑制比的仿

真与测试. 《电子产品世界》. 2004,

刘红煜. 示波器差分探头的校准方法. 《计量与测试技术》. 2008, 第 35 卷 (第 6 期), 27 ~ 28, 30.

刘红煜. 示波器差分探头的校准方法. 《计量与测试技术》. 2008, 第 35 卷 (第 6 期), 27 ~ 28, 30.

姜鹏等. 一种典型的差分放大电路设计与测试. 《微型机与应用》. 2010, 第 29 卷 (第 20 期),
黄敏松等. ECG 监护仪前置放大电路的设计. 《现代电子技术》. 2007, (第 16 期), 187 - 189.

黄晓宗等. 运算放大器共模抑制比的仿真与测试. 《微电子学》. 2012, 第 42 卷 (第 2 期), 154 - 158.

HEOS H, et al.. Design and test of a fast capacitive high voltage probe. 《IEEE PPC 09 PULSED POWER CONFERENCE》. 2009, 1345-1347.

杜小伟等. 低噪声红外人体探测器前置放大电路的设计. 《广东工业大学学报》. 2010, 第 27 卷 (第 4 期),

审查员 赵静

权利要求书1页 说明书5页 附图2页

(54) 发明名称

一种用于测量高阻高压差分探头 1MHz 共模抑制比的放大器

(57) 摘要

一种用于测量高阻高压差分探头 1MHz 共模抑制比的放大器,包括一前置放大单元、一选频放大单元及两个独立直流供电电压,其中,所述两个独立直流供电电压分别连接所述前置放大单元和所述选频放大单元,用于给所述前置放大单元和所述选频放大单元分别进行独立供电;所述前置放大单元:用于提供预先设定范围的前级放大倍数,将埋没于噪声中的信号及噪声一起放大;所述选频放大单元:连接前置放大单元,包括设计成谐振中心频率为 1MHz 的 LC 选频网络及三极管组成的放大单元,用于将过滤得到 1MHz 有用信号进一步放大。本发明以解决现有技术针对高阻高

压差分探头高衰减档级 1MHz 共模输出电压无法直接测量的技术难题。



CN 102790589 B

1. 一种用于测量高阻高压差分探头 1MHz 共模抑制比的放大器,其特征在于,包括一前置放大单元、一选频放大单元及两个独立直流供电电压,其中,

所述两个独立直流供电电压分别连接所述前置放大单元和所述选频放大单元,用于给所述前置放大单元和所述选频放大单元分别进行独立供电;

所述前置放大单元:用于提供预先设定范围的前级放大倍数,将埋没于噪声中的信号及噪声一起放大;

所述选频放大单元:连接前置放大单元,包括设计成谐振中心频率为 1MHz 的 LC 选频网络及三极管组成的放大单元,用于将过滤得到 1MHz 有用信号进一步放大;

还包括第三耦合单元,其设置在前置放大单元和选频放大单元之间。

2. 如权利要求 1 所述的用于测量高阻高压差分探头 1MHz 共模抑制比的放大器,其特征在于,

所述选频放大单元中电感 L_0 与电容 C_0 组合成选频网络,其谐振频率为 1MHz,并且其谐振后的等效阻抗作为三极管 T_0 的负载,以进一步放大 1MHz 的信号。

3. 如权利要求 2 所述的用于测量高阻高压差分探头 1MHz 共模抑制比的放大器,其特征在于,所述选频放大单元还包括 R_4 与 R_5 , R_4 与 R_5 是分压电阻,所述直流供电电压通过 R_4 与 R_5 , 为三极管 T_0 提供直流偏置电压。

4. 如权利要求 1 所述的用于测量高阻高压差分探头 1MHz 共模抑制比的放大器,其特征在于,

所述前置放大单元包括负反馈运算放大单元、 R_0 与 R_1 , R_0 与 R_1 与负反馈运算放大单元通过负反馈组合结构,使其在较宽的频率范围内,具有稳定的放大倍数。

5. 如权利要求 4 所述的用于测量高阻高压差分探头 1MHz 共模抑制比的放大器,其特征在于,负反馈运算放大单元为低噪声高带宽运算放大器或三极管放大电路。

6. 如权利要求 4 所述的用于测量高阻高压差分探头 1MHz 共模抑制比的放大器,其特征在于,所述前置放大单元还包括 R_2 与 R_3 为分压电阻,分别为负反馈运算放大单元的正负输入端提供直流偏置电压。

7. 如权利要求 1 所述的用于测量高阻高压差分探头 1MHz 共模抑制比的放大器,其特征在于,还包括输入耦合单元、输出耦合单元,所述输入耦合单元设置在前置放大单元的输入前端,所述输出耦合单元设置在选频放大单元的输出后端。

一种用于测量高阻高压差分探头 1MHz 共模抑制比的放大器

技术领域

[0001] 本发明涉及一种放大器,特别涉及一种用于测量高阻高压差分探头 1MHz 共模抑制比的放大器。

背景技术

[0002] 共模抑制比是反映高阻高压差分探头性能的关键参数之一,高阻高压差分探头衰减档级分低衰减系数($\times 20$ 、 $\times 50$ 、 $\times 100$)和高衰减系数($\times 200$ 、 $\times 500$ 、 $\times 1000$)两部分,依据技术说明书要求,需要给出高阻高压差分探头在 50Hz (60Hz)、1kHz、10kHz、100kHz、1MHz 频率点的共模抑制比测量结果。目前高阻标准源能输出正弦波频率达 1MHz 且输出幅度为最大,只有 FLUKE5700A,其不同频率点的输出电平能力见表 1。在测量高阻高压差分探头高衰减档级 1MHz 频率点的共模抑制比时,由于高阻标准源输出幅度不够大,因此通过高阻高压差分探头后的共模输出电压幅度只有几十微伏至几百微伏,被埋没于噪声中,在示波器上呈现为一条线,故无法得到高阻高压差分探头高衰减档级 1MHz 频率点的共模抑制比测量值。

[0003] 表 1 高阻标准源 FLUKE 5700A 不同频率点的输出电平能力表

[0004]

频率点	50Hz (60Hz)、1kHz	10kHz、100kHz	1MHz
可输出最大电平	1000V	200V	20V

[0005] 目前尚无能实现高阻高压差分探头埋没于噪声中的 1MHz 共模输出信号的放大器。现有的放大器能实现对 1MHz 共模信号的放大,但同时也放大了噪声,结果还是被埋没于噪声中。现有的滤波器,有高频滤波器,中频滤波器,低通滤波器。没有中心频率为 1MHz 的成品滤波器。

[0006] 现有的放大器成品由于输入阻抗、工作频带、放大能力等性能不同,没有一款适于针对性放大被埋没于噪声中幅度约几百微伏、频率为 1MHz 有效信号的放大器。如收音机、对讲机等,首先其匹配阻抗为 50 欧姆,接受来自天线等的微弱高频信号,因高阻高压差分探头的共模输出信号具有高阻抗特性,故现有方案无法适用于高阻高压差分探头共模信号的放大;其次,现有实现方案选频的中心频率在高频段,对中心频率为 1MHz 的共模信号选频效果不佳。

发明内容

[0007] 本发明的目的在于提供一种用于测量高阻高压差分探头 1MHz 共模抑制比的放大器,以解决现有技术针对高阻高压差分探头高衰减档级 1MHz 共模输出电压无法直接测量的技术难题。

[0008] 本发明针对现有技术存在的上述不足,设计一种用于测量高阻高压差分探头 1MHz

共模抑制比的放大器,研制一个可以有针对性地放大埋没于噪声中的 1MHz 共模输出信号的放大器,从而顺利实现高阻高压差分探头 1MHz 频率点共模抑制比的测量。

[0009] 本发明通过以下技术方案实现:

[0010] 一种用于测量高阻高压差分探头 1MHz 共模抑制比的放大器,包括一前置放大单元、一选频放大单元及两个独立直流供电电压,其中,

[0011] 所述两个独立直流供电电压分别连接所述前置放大单元和所述选频放大单元,用于给所述前置放大单元和所述选频放大单元分别进行独立供电;

[0012] 所述前置放大单元:用于提供预先设定范围的前级放大倍数,将埋没于噪声中的信号及噪声一起放大;

[0013] 所述选频放大单元:连接前置放大单元,包括设计成谐振中心频率为 1MHz 的 L C 选频网络及三极管组成的放大单元,用于将过滤得到 1MHz 有用信号进一步放大。

[0014] 较佳地,所述选频放大单元中电感 L_0 与电容 C_0 组合成选频网络,其谐振频率为 1MHz,并且其谐振后的等效阻抗作为三极管 T_0 的负载,以进一步放大 1MHz 的信号。

[0015] 较佳地,所述选频放大单元还包括 R_4 与 R_5 , R_4 与 R_5 是分压电阻,所述直流供电电压通过 R_4 与 R_5 , 为三极管 T_0 提供直流偏置电压。

[0016] 较佳地,所述前置放大单元包括负反馈运算放大单元、 R_0 与 R_1 , R_0 与 R_1 与负反馈运算放大单元通过负反馈组合结构,使其在较宽的频率范围内,具有稳定的放大倍数。

[0017] 并且,负反馈运算放大单元为低噪声高带宽运算放大器或三极管放大电路。

[0018] 较佳地,所述前置放大单元还包括 R_2 与 R_3 为分压电阻,分别为负反馈运算放大单元的正负输入端提供直流偏置电压。

[0019] 本放大器还包括输入耦合单元、输出耦合单元,所述输入耦合单元设置前置放大单元的输入前端,所述输出耦合单元设置在选频放大单元的输出后端。而且还包括第三耦合单元,其设置在前置放大单元和选频放大单元之间。

[0020] 本发明提供另一种高阻高压差分探头 1MHz 频率点共模抑制比的测量方法。

[0021] 对于低衰减系数 1/100 部分,先使高阻抗标准源 FLUKE 5700A 输出 1MHz 正弦波信号至高阻抗差分探头的正、负输入端,其输出电平最大可达 20V,在数字示波器上直接读取差模电压峰峰值测量结果 V_{d1} ,接着把高阻抗差分探头的正负输入端短接,使高阻抗标准源 FLUKE 5700A 输出保持不变,输入至高阻抗差分探头的短接输入端与公共地之间,在数字示波器上直接读取共模电压峰峰值测量结果 V_{c1} ,计算得到低衰减系数 1/100 部分的共模抑制比 $CMRR_1=20 \times \lg(V_{d1}/V_{c1})$;

[0022] 对于高衰减系数 1/1000 部分,先测得 1MHz 差模电压峰峰值测量电压结果 V_{d2} ;

[0023] 设置在低衰减系数 1/100 部分,高阻高压差分探头后端接入放大器,得到放大后的共模电压峰峰值测量结果 V_{cg1} ,根据之前得到的未经放大共模电压峰峰值测量结果 V_{c1} ,可计算得到该放大器对应于该高阻高压差分探头的实际放大倍数 $A=V_{cg1}/V_{c1}$;

[0024] 设置在高衰减系数 1/1000 部分,高阻高压差分探头后端接入放大器,得到放大后的共模电压峰峰值测量结果 V_{cg2} ;从而计算得到 1MHz 频率处实际共模电压峰峰值测量结果 $V_{c2}=V_{cg2}/A$;

[0025] 计算该探头在高衰减系数 1/1000 部分 1MHz 处的实际共模抑制比 $CMRR_2=20 \times \lg(V_{d2}/V_{c2})$ 。

[0026] 本发明相较于现有技术,其优点在于:可以有针对性地放大埋没于噪声中的 1MHz 共模输出信号的放大器,第一个部分是高带宽低噪声放大单元,该放大单元将埋没于噪声中的微弱信号及噪声等一起放大。第二部分是窄带选频放大部分,将过滤得到 1MHz 有用信号,并进一步放大。同时确保前级放大与后级选频之间的良好的隔离设计,通过前后两级分别使用各自的供电,消除两级单元之间的互相影响,从而顺利实现高阻高压差分探头 1MHz 频率点共模抑制比的测量。

附图说明

[0027] 图 1 为本发明一种用于测量高阻高压差分探头 1MHz 共模抑制比的放大器的结构示意图;

[0028] 图 2 为本发明一种用于测量高阻高压差分探头 1MHz 共模抑制比的放大器的电路图;

[0029] 图 3 为本发明另一种用于测量高阻高压差分探头 1MHz 共模抑制比的放大器的电路图。

[0030] 图 4 为本发明一种高阻高压差分探头 1MHz 频率点共模抑制比的测量方法中差模测量连接示意图。

[0031] 图 5 为本发明一种高阻高压差分探头 1MHz 频率点共模抑制比的测量方法中共模测量连接示意图。

[0032] 图 6 为本发明一种高阻高压差分探头 1MHz 频率点共模抑制比的测量方法中接入放大器的共模测量连接示意图。

具体实施方式

[0033] 下面结合实施例对本发明作详细说明,本实施例在以本发明技术方案为前提下进行实施,给出了详细的实施方式,并非限定本发明,因此,本发明的保护范围不限于下述的实施例。

[0034] 请参阅图 1 至图 6,具体说明本发明。

[0035] 请参阅图 1,一种用于测量高阻高压差分探头 1MHz 共模抑制比的放大器,包括一前置放大单元 12、一选频放大单元 13 及两个独立直流供电电压,其中,

[0036] 所述两个独立直流供电电压分别连接所述前置放大单元 12 和所述选频放大单元 13,用于给所述前置放大单元和所述选频放大单元分别进行独立供电;

[0037] 所述前置放大单元 12:用于提供预先设定范围的前级放大倍数,将埋没于噪声中的信号及噪声一起放大;

[0038] 所述选频放大单元 13:连接前置放大单元 12,包括设计成谐振中心频率为 1MHz 的 LC 选频网络及三极管组成的放大单元,用于将过滤得到 1MHz 有用信号进一步放大。

[0039] 参照图 2,一种用于测量高阻高压差分探头 1MHz 共模抑制比的放大器的一个实例示意图。包括一前置放大单元、一选频放大单元及两个独立直流供电电压 V_1 、 V_2 。

[0040] 前置放大单元包括至若干分压电阻和一低噪声高带宽运算放大电路,在本实例中,分压电阻包括两个 R_2 和 R_3 。

[0041] 低噪声高带宽运算放大电路包括一放大器输入电阻 R_0 、一放大器输出电阻 R_1 及一

低噪声高带宽运算放大器 A, 放大器输入电阻 R_0 及放大器输出电阻 R_1 与所述低噪声高带宽运算放大器 A 负反馈结构连接。 V_1 为前置放大单元的直流供电电压, R_0 与 R_1 与低噪声高带宽运算放大器 A 通过负反馈组合结构, 使其在较宽的频率范围内, 具有稳定的放大倍数。同时具有较大输入动态范围。 R_2 与 R_3 为分压电阻, 分别为运放的正负输入端提供直流偏置电压。

[0042] 选频放大单元: 连接前置放大单元, 包括设计成谐振中心频率为 1MHz 的 LC 选频网络及三极管组成的放大单元, 用于将过滤得到 1MHz 有用信号进一步放大。选频放大单元中电感 L_0 与电容 C_0 组合成选频网络, 其谐振频率为 1MHz, 并且其谐振后的等效阻抗作为三极管 T_0 的负载, 以进一步放大 1MHz 的信号。所述选频放大单元还包括 R_4 与 R_5 , R_4 与 R_5 是分压电阻, 所述直流供电电压通过 R_4 与 R_5 , 为三极管 T_0 提供直流偏置电压。

[0043] 电感 L_0 与电容 C_0 一方面组合成选频网络, 其谐振频率为 1MHz, 另一方面谐振后的等效阻抗作为三极管 T_0 的负载, 进一步放大 1MHz 的信号。 V_2 为选频放大单元的直流供电电压。

[0044] 电感 L_0 与电容 C_0 组成的选频网络, 其谐振的中心频率 f_0 有下式得到:

$$[0045] \quad f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_0 C_0}}$$

[0046] 其中要求 $f_0=1\text{MHz}$, 则根据选定的电容 C_0 的电容量, 计算得到电感 L_0 的电感量。该电感是通过用漆包线手工绕制的, 可以绕制成想要的电感量(约 L_0 值的电感量), 然后在调试过程中, 通过改变绕制电感的松紧度, 使选频网络的谐振频率中心频率为 1MHz。

[0047] 用于测量高阻高压差分探头 1MHz 共模抑制比的放大器还包括输入耦合单元 11 和输出耦合单元 14, 输入耦合单元 11 设置前置放大单元 12 的输入前端, 所述输出耦合单元 14 设置在选频放大单元 13 的输出后端。

[0048] 在本实例中, 输入耦合单元 11 采用输入端耦合电容 C_1 , 输出耦合单元 14 采用输出端耦合电容 C_3 。

[0049] 放大器还包括第三耦合单元, 其设置在前置放大单元 12 和选频放大单元 13 之间。在本实例中, 第三耦合单元可采用两级级联耦合电容 C_2 。

[0050] 输入端耦合电容 C_1 电性连接于前置放大单元的输入端, 两级级联耦合电容 C_2 电性连接于前置放大单元的输出端与选频放大单元的输入端之间, 输出端耦合电容 C_3 电性连接于选频放大单元的输出端。

[0051] 参照图 3, 本发明提供另一种用于测量高阻高压差分探头 1MHz 共模抑制比的放大器。图 2 中负反馈运算放大单元为低噪声高带宽运算放大器, 图 3 中负反馈运算放大单元通过三极管放大电路。同样, 该放大单元通过三极管 T_1 和电阻 R_1 的组合。

[0052] 本发明提供另一种高阻高压差分探头 1MHz 频率点共模抑制比的测量方法。

[0053] 参照图 4, 对于低衰减系数 1/100 部分, 先使高阻抗标准源 FLUKE 5700A 输出 1MHz 正弦波信号至高阻抗差分探头的正、负输入端, 其输出电平最大可达 20V, 在数字示波器上直接读取差模电压峰峰值测量结果 V_{d1} ;

[0054] 参照图 5, 接着把高阻抗差分探头的正负输入端短接, 使高阻抗标准源 FLUKE 5700A 输出保持不变, 输入至高阻抗差分探头的短接输入端与公共地之间, 在数字示波器上直接读取共模电压峰峰值测量结果 V_{c1} , 计算得到低衰减系数 1/100 部分的共模抑制比

$CMRR_1=20 \times \lg(V_{d1}/V_{c1})$;

[0055] 对于高衰减系数 1/1000 部分,先测得 1MHz 差模电压峰峰值测量电压结果 V_{d2} ;

[0056] 参照图 6,设置在低衰减系数 1/100 部分,高阻高压差分探头后端接入放大器,得到放大后的共模电压峰峰值测量结果 V_{cg1} ,根据之前得到的未经放大共模电压峰峰值测量结果 V_{c1} ,可计算得到该放大器对应于该高阻高压差分探头的实际放大倍数 $A=V_{cg1}/V_{c1}$;

[0057] 设置在高衰减系数 1/1000 部分,高阻高压差分探头后端接入放大器,得到放大后的共模电压峰峰值测量结果 V_{cg2} ;从而计算得到 1MHz 频率处实际共模电压峰峰值测量结果 $V_{c2}=V_{cg2}/A$;

[0058] 计算该探头在高衰减系数 1/1000 部分 1MHz 处的实际共模抑制比 $CMRR_2=20 \times \lg(V_{d2}/V_{c2})$ 。

[0059] 本发明相较于现有技术,其优点在于:可以有针对性地放大埋没于噪声中的 1MHz 共模输出信号的放大器,从而顺利实现高阻高压差分探头 1MHz 频率点共模抑制比的测量。

[0060] 以上公开的仅为本发明的一个具体实施例,但本发明并非局限于此,任何本领域的技术人员能思之的变化,都应落在本发明的保护范围内。

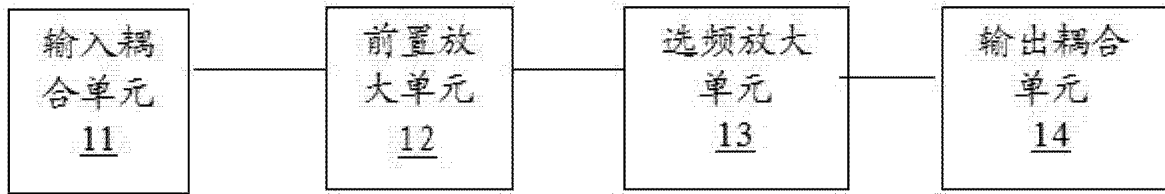


图 1

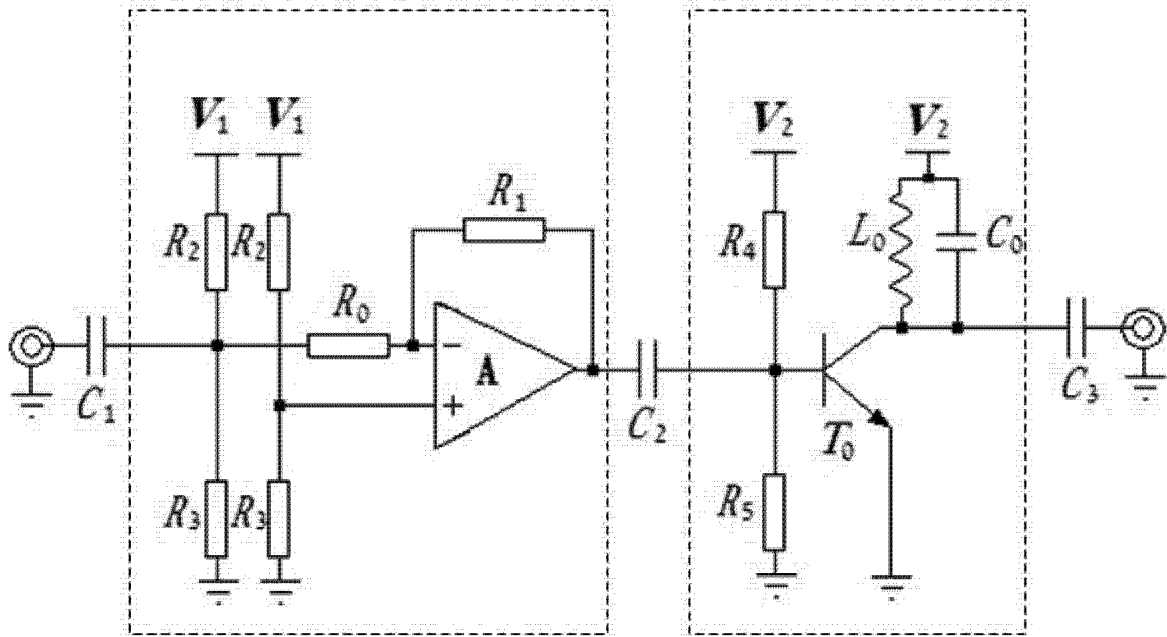


图 2

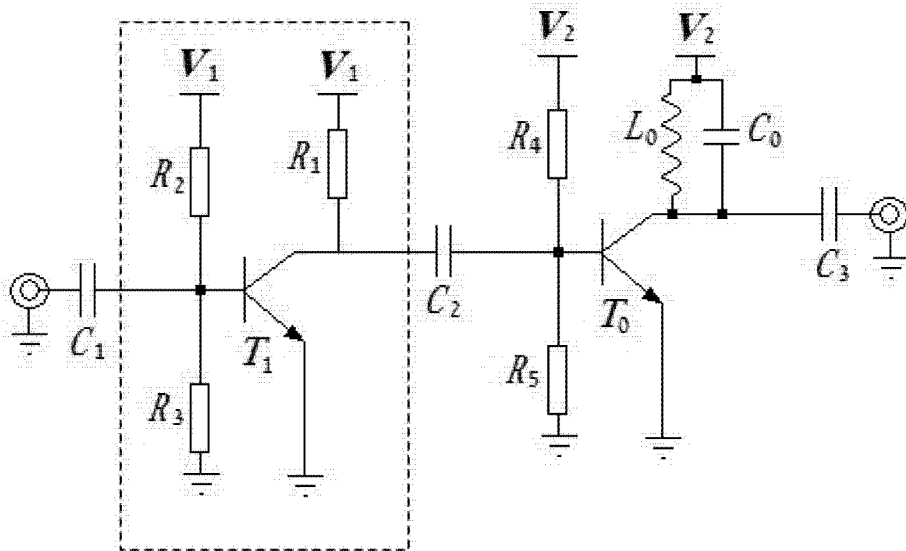


图 3



图 4



图 5



图 6