



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101584114 B

(45) 授权公告日 2012. 11. 21

(21) 申请号 200780044100. 2

H03H 7/12(2006. 01)

(22) 申请日 2007. 11. 15

(56) 对比文件

(30) 优先权数据

0655109 2006. 11. 27 FR

US 2003/0224746 A1, 2003. 12. 04, 全文.

CN 1459144 A, 2003. 11. 26, 全文.

Sebastien Dardillac et al. Highly

selective planar filter using negative

resistances for loss compensation. <33rd

European Microwave Conference>. 2003, 全文.

(85) PCT申请进入国家阶段日

2009. 05. 27

(86) PCT申请的申请数据

PCT/EP2007/062393 2007. 11. 15

审查员 张璐

(87) PCT申请的公布数据

W02008/065009 EN 2008. 06. 05

(73) 专利权人 汤姆森特许公司

地址 法国布洛涅-比扬库尔

(72) 发明人 多米尼克·洛海因唐

弗朗索瓦·巴伦 拉法特·拉巴比迪

阿里·洛齐尔

(74) 专利代理机构 北京市柳沈律师事务所

11105

代理人 史新宏

(51) Int. Cl.

H03H 7/03(2006. 01)

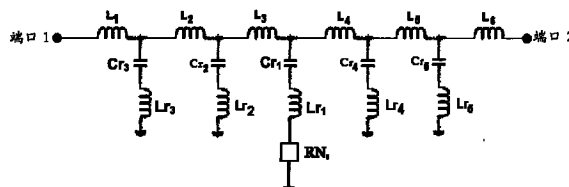
权利要求书 1 页 说明书 4 页 附图 3 页

(54) 发明名称

改善低通滤波器的选择性的方法、及有源低通滤波器

(57) 摘要

本发明涉及一种选择性的有源低通滤波器以及一种用于改善所述滤波器的选择性的方法。所述方法包括：在网络的中心处中心调整其频率最接近于滤波器的截止频率的谐振元件；以及与该元件串联地插入一负电阻，该负电阻的电阻值大于该滤波器的寄生电阻。



1. 一种用于改善低通滤波器的选择性的方法,所述低通滤波器具有截止频率 FC,并且由耦合电感器 (L1 至 L6) 以及 LC 谐振器 (Lr1Cr1 至 Lr5Cr5) 组成的网络形成,

其中 LC 谐振器 (Lr1Cr1 至 Lr5Cr5) 插入在相应的耦合电感器 (L1 至 L6) 和地之间,并且

其中所述耦合电感器 (L1 至 L6) 被串联配置在输入端口和输出端口之间,所述方法的特征在于下列步骤:

- 在所述网络的中心,居中放置 LC 谐振器 (Lr1Cr1 至 Lr5Cr5) 中在最接近所述截止频率 FC 的频率处谐振的第一 LC 谐振器 (Lr1Cr1);

- 与所述第一 LC 谐振器 (Lr1Cr1) 串联地插入一个负电阻 (RN1),和

- 优化所述网络的 LC 谐振器 (Lr1Cr1 至 Lr5Cr5) 中除所述第一 LC 谐振器 (Lr1Cr1) 之外的其余 LC 谐振器的组件的值,以便在操作频带内匹配所述低通滤波器,并且将不期望的频带抑制到期望级别。

2. 如权利要求 1 的用于改善低通滤波器的选择性的方法,其特征在于,所述负电阻 (RN1) 的值大于第一 LC 谐振器 (Lr1Cr1) 的电感器 (Lr1) 的寄生电阻的值。

3. 一种具有截止频率 FC 的选择性的有源低通滤波器,其由耦合电感器 (L1 至 L6) 和 LC 谐振器 (Lr1Cr1 至 Lr5Cr5) 组成的网络形成,

其中 LC 谐振器 (Lr1Cr1 至 Lr5Cr5) 插入在相应的耦合电感器 (L1 至 L6) 和地之间,并且

其中所述耦合电感器 (L1 至 L6) 被串联配置在输入端口和输出端口之间,其特征在于,在所述网络的中心,包括有所述 LC 谐振器 (Lr1Cr1 至 Lr5Cr5) 中在最接近所述截止频率 FC 的频率处谐振的第一 LC 谐振器 (Lr1Cr1)、以及与该第一 LC 谐振器 (Lr1Cr1) 串联的一个负电阻 (RN1)。

4. 如权利要求 3 的选择性的有源低通滤波器,其特征在于,所述负电阻 (RN1) 具有比在最接近所述截止频率 FC 的频率处谐振的第一 LC 谐振器 (Lr1Cr1) 的电感器 (Lr1) 的寄生电阻的值大的值。

5. 如权利要求 3 的选择性的有源低通滤波器,其特征在于,所述低通滤波器是 11 阶滤波器,并且展现准椭圆型的响应。

改善低通滤波器的选择性的方法、及有源低通滤波器

技术领域

[0001] 本发明涉及一种选择性的 (selective) 有源 (active) 低通滤波器以及一种用于改善有源低通滤波器的选择性的方法。它归于多重射频前端 (MRFE, Multi-Radio-Front-End) 项目的框架下,用以设计多模式、多标准的固定 / 移动终端,所述终端集成了例如蜂窝电话 (GSM, UMTS 等) 系统、陆地数字电视接收机 (DVB-H/T) 系统和用于接入本地网络 (WLAN a/b/g) 的系统。

[0002] 背景技术

[0003] 从技术观点来看,各种接入模式集中到单一通信对象会涉及尤其由于每个模式的操作频带的接近度 (proximity) 引起的共存 (coexistence) 的问题。

[0004] 本发明具体地关注 DVB-H/T 和 GSM 标准的共存,如图 1 所示,很明显,如果没有滤波装置并入到系统中以隔离 2 个频带,则在频带 890-915MHz 内发送的 GSM 信号无疑会干扰并且恶化 DVB-T/H 接收。

[0005] 宽度方面的非常严格的规范导致必须使用超选择性 (ultra-selective) 的低通滤波器。实际上,这种滤波器必须具有高于或等于 862MHz 的截止频率,并且将从 890 到 915MHz 的 GSM 频带抑制至少 20dB。根据初步分析的结果,仅使用 11 阶滤波器以及处理准椭圆型 (pseudo-elliptical) 的响应使得能够实现这些目标。

[0006] 图 1 示出了用于该滤波器的网络。该滤波器的综合自动导致一种对称的网络结构。它包括:

[0007] • 6 个耦合电感器:输入端 E 与输出端 S 之间串联连接的 $2*L1$ 、 $2*L2$ 、 $2*L3$;

[0008] • 以及各个耦合电感器与地之间插入的 5 个串联 LC 谐振元件: $2*Lr1/Cr1$ 、 $2*Lr2/Cr2$ 、 $1*Lr3/Cr3$ 。这些连续 LC 元件在非常接近于滤波器的截止频率的频率处谐振,因此产生传输零点 (transmission zeros),这使得显著地增强滤波器的选择性。

[0009] 针对该滤波器宽度推荐的该网络综合体的方法的应用会导致组件的下列值:

[0010] • 耦合电感器: $L1 = 1.5nH$, $L2 = 10nH$, $L3 = 9.1nH$

[0011] • 串联 L/C 元件: $Lr1 = 11nH$, $Lr2 = 7.5nH$, $Lr3 = 6.8nH$, $Cr1 = 2.2pF$, $Cr2 = 3pF$, $Cr3 = 3.3pF$

[0012] 下面章节的重要备注涉及 L/C 元件的谐振频率:实际上应当注意,使得能够获得传输零点的最接近截止频率的 L/C 谐振器被放置在网络的末端,此处,在这种情况下, $2Lr1/Cr1$ 在频率 $Fr1 = 1023MHz$ 处谐振。2 个其它 L/C 谐振器在频率 $Fr2 = 1061MHz$ 和 $Fr3 = 1062MHz$ 处谐振。

[0013] 图 2 示出了通过考虑理想 L/C 组件模拟的传输响应。在这种情况下,可以有效地关注大约 860MHz 的截止频率 F_c (如点 m1 所示) 和大于 40dB 的 GSM 频带的抑制 (如点 m2 所示)。

[0014] 通常所采用的组件是例如由制造商 Murata 提供的来自电感器系列 LQW15 和来自电容器系列 GRM15 的 SMC (表面贴装组件)。

[0015] 事实上,如果考虑寄生元件,在 F_c 的相邻物中会严重地恶化插入损失。这种降低

主要是由于电感器的寄生串联电阻（对于绕线式（wound）的 SMC 电感器大约 1 欧姆的典型值）引起的，这减少了电感器的质量因素并且结果在插入损失和选择性方面降低了滤波器的性能。在图 2 中，示出了考虑网络的 L/C 组件的寄生元件的滤波器的模拟性能，注释了在 F_c 的插入损失的恶化，所述损失上升到大于 13dB。

发明内容

[0016] 本发明目的在于克服这些缺陷。

[0017] 本发明包括一种用于改善低通滤波器的选择性的方法，所述低通滤波器具有截止频率 F_c ，并且由 LC 谐振元件和耦合电感器联合的对称网络组成，所述耦合电感器被串联配置在输入端口和输出端口之间。

[0018] 所述用于改善低通选择性的方法包括下列步骤：

[0019] - 在所述网络的中心，中心调整在最接近所述截止频率 F_c 的频率处谐振的元件；

[0020] - 插入与所述谐振元件串联的负电阻 R_N ；

[0021] - 优化所述网络的 LC 谐振元件的组件的值，以便在操作频带内匹配所述滤波器。

[0022] 本发明的优点是解决了 DHV_H/T 与 GSM 标准共存的形势引起的问题。

[0023] 本发明也包括一种具有截止频率 F_c 的选择性的有源低通滤波器，其由电感器 L 和 LC 谐振器的网络组成。它在所述网络的中心包括一个负电阻 R_N ，该负电阻与在最接近截止频率 F_c 的频率处谐振的元件串联。

[0024] 优选地，所述负电阻具有大于所述耦合电感器的寄生电阻的值。

[0025] 根据本发明的一种变式，所述滤波器是 11 阶滤波器，并且展现伪椭圆型的响应。

[0026] 因此本发明具有如下优点：

[0027] 由于仅使用一个负电阻，滤波器的大小受到限制，其成本和功耗降低，并且由于电学上稳定功能，可以无条件地将该滤波器插入到接收机系统。

附图说明

[0028] 在阅读结合附图呈现的下列描述时，本发明的上述特征和优点与其它特征和优点将变得更清楚明显，附图中：

[0029] 图 1 示出了根据现有技术的低通滤波器，上面已经进行了描述；

[0030] 图 2 对应于考虑寄生元件的低通滤波器的模拟响应曲线，上面已经进行了描述；

[0031] 图 3 示出了包括负电阻的有源低通滤波器的网络；

[0032] 图 4 示出了在网络的一个末端处包括单个负电阻的有源低通滤波器的网络；

[0033] 图 5 示出了根据本发明的在网络的中心包括单个负电阻的有源低通滤波器的网络；

[0034] 图 6 示出了根据本发明的有源低通滤波器的模拟响应曲线；

[0035] 图 7 示出了负电阻的布局。

具体实施方式

[0036] 为了简化描述，在这些后面的附图中将使用相同的标记指代完成相同功能的元件。

[0037] 最关键的寄生电阻是电感器 L_r 的那些,其允许产生接近于 F_c 的传输零点,更具体地,与 $Cr1$ 串联连接的 $Lr1$ 产生最接近 F_c 的传输零点,如先前已经阐述的。

[0038] 此处提出的设计基于有源滤波技术的使用,由于伪椭圆低通型的响应,使得所发送的不期望的 GSM 频带得以抑制并且由此使从 470 到 862MHz 的整个 DVB 频带免于潜在的干扰。

[0039] 有源滤波器被定义为一种包括有源组件(例如主要是晶体管)的滤波器。明显的是,由于针对无源元件固有的损失进行的可能的补偿,有源滤波器相对于无源滤波器,在插入损失和要实现的选择性方面具有更高的性能。然而,滤波器中的有源组件会引起某些问题,例如电学稳定性、装置噪声、有源组件的非线性和电功耗。

[0040] 在低通网络的特定情况下,电感器的损失通过引入串联的有源电路来补偿,其目的是产生负电阻,这将随后用于补偿这些电感器的寄生电阻。

[0041] 在极端情况下,为了恢复理想的低通滤波器的性能,随后将负电阻添加到每个 L/C 元件,换言之,对于我们的 11 极滤波器,必须添加如图 3 所示的总计 5 个电阻 R_{N1} 、 R_{N2} 、 R_{N3} 、 R_{N4} 和 R_{N5} 。但是滤波器的成本、其尺寸和其功耗将增加相当多。

[0042] 图 4 图示了另一种解决方案。它包括仅引入单个负电阻,其具体与 2 个电感器 $Lr1$ (该电感器与电容器 $Cr1$ 串联连接)之一串联放置,并且其允许产生最接近 F_c 的传输零点。而且,通过采用大于电感器的寄生电阻的值的负电阻 R_{N1} ,该电阻事实上允许补偿在截止频率 F_c 的相邻物中的所有网络损失。

[0043] 例如, ~ -7 欧姆的负电阻 R_N 值(通常使用具有 1 个双极晶体管或具有 2 个双极晶体管的结构设计)允许补偿 ~ 1 欧姆的寄生电阻值。

[0044] 图 7 示出了这样的负电阻的布局。晶体管的端口 1 和 2 连接到晶体管的基极。每个晶体管的集电极连接到相对晶体管的基极。偏置电压被施加到发射极的公共点。许多其它电路允许模拟负电阻。

[0045] 该模拟结果示出这种滤波器是电学不稳定性的潜在来源,尤其是当后者被插入到 DVB-H/T 接收机系统。

[0046] 通过返回到滤波网络的初始结构(例如通常所采用的),具体地在该网络内的 LC 谐振器的位置,换句话说,通过将位于网络一末端处并且在最接近滤波器的截止频率 F_c 的频率处谐振的 LC 谐振器之一放置到网络的中心,并且插入与该 LC 谐振器串联的负电阻,另外地克服了不稳定性的问题。该电阻的值必须大于单独一个电感器的寄生电阻,以便补偿整个网络的损失,网络的另一个 L 和 C 组件的值必须再次被优化,以便在操作频带内重新匹配滤波器。

[0047] 图 5 图示了这样的在网络的中心包括单个负电阻的有源低通滤波器。该有源低通滤波器包括在输入端口 $Port1$ 与输出端口 $Port2$ 之间串联的 6 个耦合电感器。放置 5 个谐振元件,从而在滤波器的中心插入以最接近该滤波器的截止频率 F_c 的频率谐振的谐振元件 $Lr1/Cr1$ 之一。负电阻 R_{N1} 与该谐振器 $Lr1/Cr1$ 串联地插入。

[0048] 谐振元件 $Lr2/Cr2$ 和 $Lr4/Cr4$ 被放置在所述中心元件的两侧,而谐振元件 $Lr5/Cr5$ 和 $Lr3/Cr3$ 被连接在滤波器的末端。

[0049] 随后谐振元件的值被以获得期望的选择性和匹配性能的这种方式优化。

[0050] 单个合理放置的负电阻的加入使得能够补偿最关键电感器的寄生电阻,(例如通

常所采用的)初始滤波网络的修改可以使得滤波器无条件地稳定。

[0051] 图6示出了根据本发明的有源低通滤波器的模拟响应曲线。看得出,不期望的GSM频带的衰减达到超过40dB。该曲线的点m2对应于在频率890MHz处的-43.71dB的衰减。点m1表示在频率860MHz处的-0.33dB的损失。因此该插入损失保持非常低。

[0052] 滤波装置是完全电学稳定的,因为另外在滤波器的2个端口处的模拟的反映参数是负的。

[0053] 得到的滤波器在DVB-H/T频带内的插入损失方面和在抑制不期望的GSM频带方面都展示了令人满意的性能。对于其中操作频率相对较低($< 1\text{GHz}$)的这种特殊应用,所讨论的LC元件是离散元件(或者被局部化,是SMC类型),以便保存滤波器的紧密特性,但是明显的是,该概念也可应用于其它技术,尤其是当这些LC元件是由分布式的元件例如传输线组成时,用以更高频率应用。

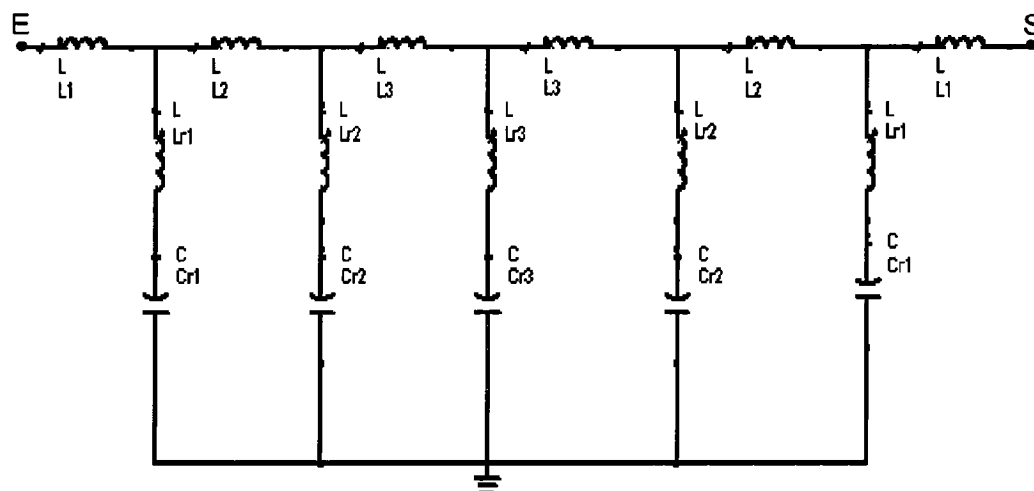


图 1

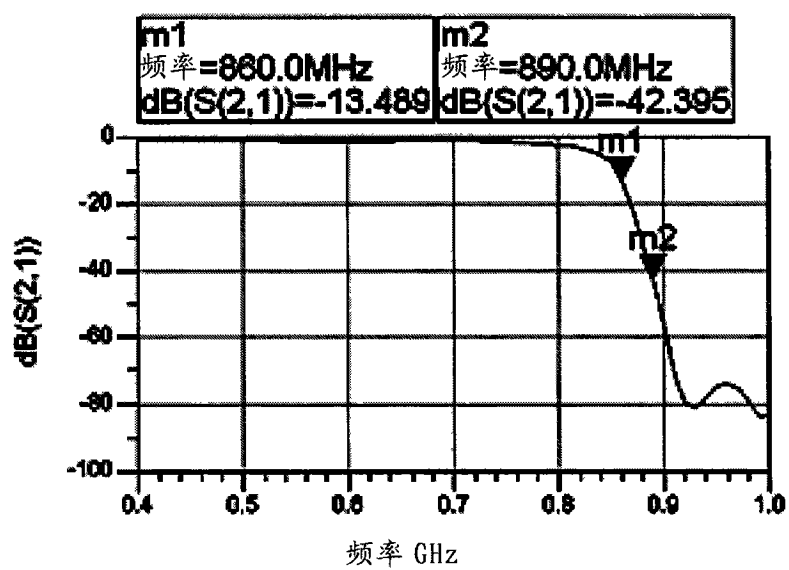


图 2

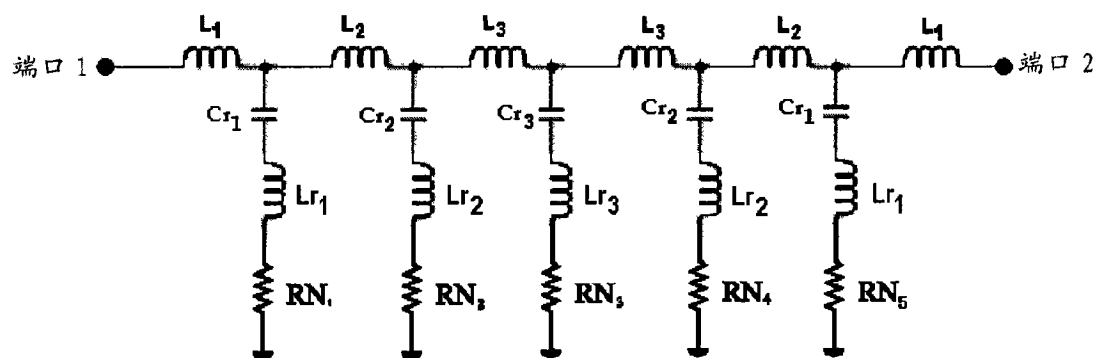


图 3

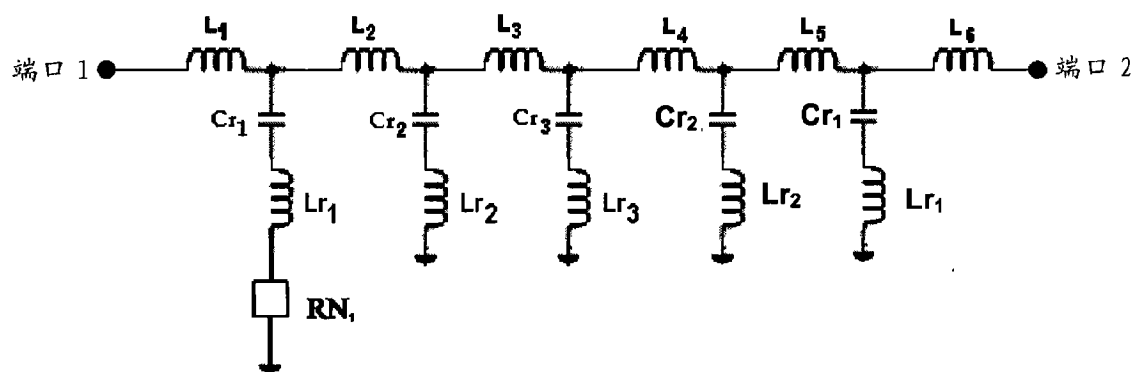


图 4

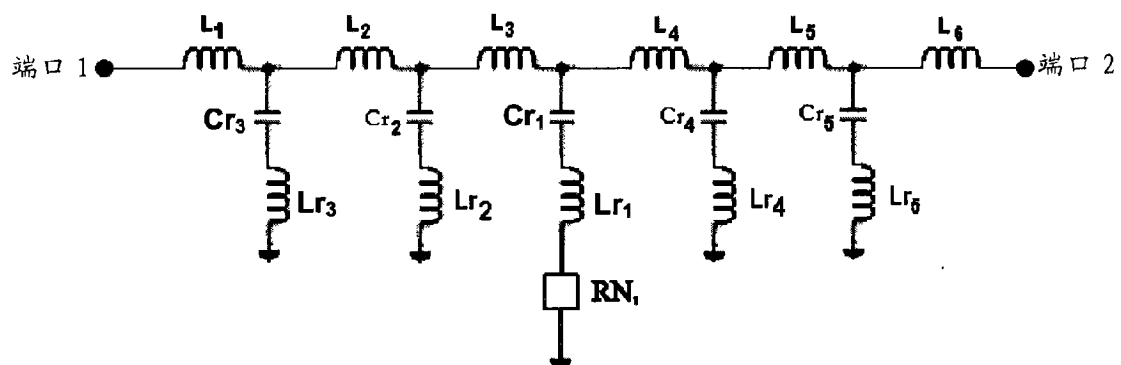


图 5

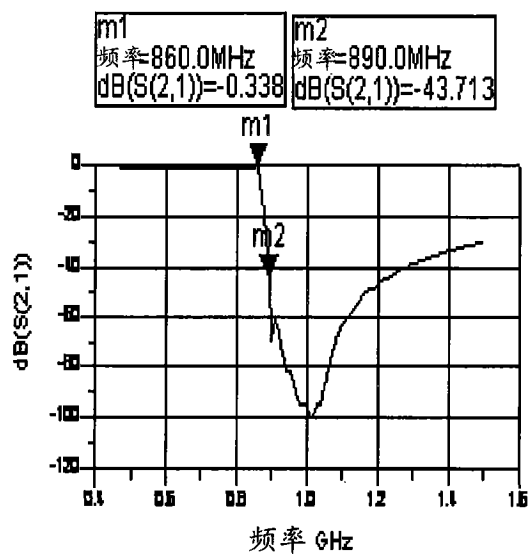


图 6

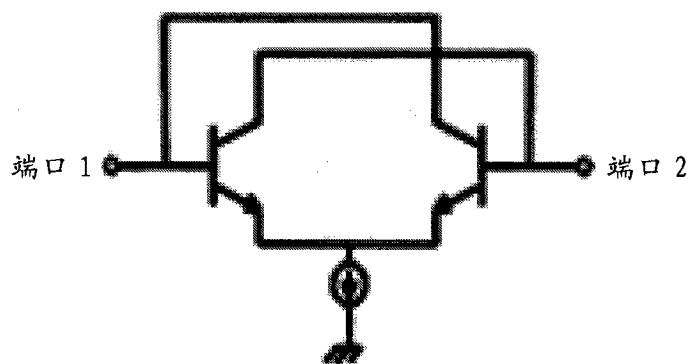


图 7