



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 102185573 B

(45) 授权公告日 2014. 02. 05

(21) 申请号 201110058004. 1

CN 101894995 A, 2010. 11. 24, 全文.

(22) 申请日 2011. 03. 11

审查员 陈敏

(73) 专利权人 京信通信系统(中国)有限公司  
地址 510663 广东省广州市科学城神舟路  
10号

(72) 发明人 陈智勇 李合理 李钢

(74) 专利代理机构 广州华进联合专利商标代理  
有限公司 44224  
代理人 王茹 曾旻辉

(51) Int. Cl.  
H03G 3/20(2006. 01)

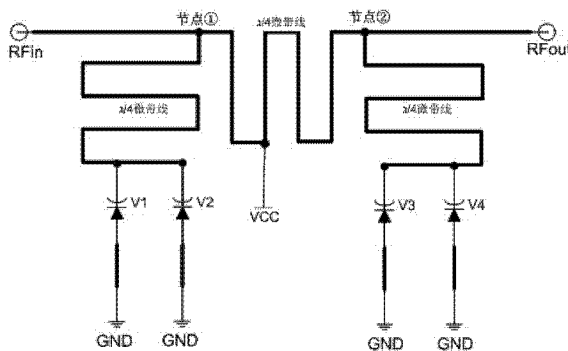
(56) 对比文件  
US 6072999 A, 2000. 06. 06, 全文.  
CN 101110489 A, 2008. 01. 23, 全文.

权利要求书1页 说明书5页 附图3页

(54) 发明名称  
一种电调增益均衡器电路

(57) 摘要

本发明提供一种电调增益均衡器电路,以解决现有技术中在补偿增益平坦度时无法“电调”改变从而导致调试难度大、成本高的问题。本发明的电调增益均衡器电路,包括三段  $\lambda/4$  微带线、四个变容二极管以及电压 VCC, 第一段  $\lambda/4$  微带线连接在 RFin 和 RFout 之间, 电压 VCC 连接在第一段  $\lambda/4$  微带线上; 在第一段  $\lambda/4$  微带线的两个端点处分别连接第二、三段  $\lambda/4$  微带线, 在第二、三段  $\lambda/4$  微带线的末端均并联两个变容二极管并分别接地。由于本发明的均衡器电路采用了变容二极管, 利用变容二极管的电抗随着反向电压的改变而改变的特性, 实现了增益平坦度曲线可以通过电调改变的目的, 一致性好, 调试灵活, 而且节省时间成本和材料成本。



1. 一种电调增益均衡器电路,其特征在于,包括:第一段  $\lambda/4$  微带线、第二段  $\lambda/4$  微带线、第三段  $\lambda/4$  微带线、第一变容二极管、第二变容二极管、第三变容二极管、第四变容二极管以及电压 VCC,所述第一段  $\lambda/4$  微带线连接在 RFin 和 RFout 之间,所述电压 VCC 连接在所述第一段  $\lambda/4$  微带线上;在所述第一段  $\lambda/4$  微带线的两个端点处分别连接所述第二段  $\lambda/4$  微带线、第三段  $\lambda/4$  微带线,在所述第二段  $\lambda/4$  微带线的末端并联所述第一变容二极管与第二变容二极管,在所述第三段  $\lambda/4$  微带线的末端并联所述第三变容二极管与第四变容二极管,所述第一变容二极管的正极、第二变容二极管的正极、第三变容二极管的正极、第四变容二极管的正极分别接地;所述  $\lambda$  为波长,所述 RFin 为射频信号输入,所述 RFout 为射频信号输出。

2. 根据权利要求 1 所述的电调增益均衡器电路,其特征在于,还包括第一电感、第二电感、第三电感、第四电感,所述第一电感串接在所述第一变容二极管的正极与接地装置之间,所述第二电感串接在所述第二变容二极管的正极与接地装置之间,所述第三电感串接在所述第三变容二极管的正极与接地装置之间,所述第四电感串接在所述第四变容二极管的正极与接地装置之间。

3. 一种电调增益均衡器电路,其特征在于,包括:第一段  $\lambda/4$  微带线、第二段  $\lambda/4$  微带线、第三段  $\lambda/4$  微带线,第一变容二极管、第二变容二极管、第一电容、第二电容、第一电阻、第二电阻以及电压 VCC,所述第一段  $\lambda/4$  微带线连接在 RFin 和 RFout 之间,所述电压 VCC 连接在所述第一段  $\lambda/4$  微带线上;在所述第一段  $\lambda/4$  微带线的两个端点处分别连接所述第二段  $\lambda/4$  微带线、第三段  $\lambda/4$  微带线;所述第一电容的一端连接所述第二段  $\lambda/4$  微带线,另一端与所述第一电阻串联,所述第一电阻的另一端接地;所述第二电容的一端连接所述第三段  $\lambda/4$  微带线,另一端与所述第二电阻串联,所述第二电阻的另一端接地;所述第一变容二极管的负极连接在所述第二段  $\lambda/4$  微带线的末端,所述第二变容二极管的负极连接在所述第三段  $\lambda/4$  微带线的末端;所述第一变容二极管的正极、第二变容二极管的正极分别接地;所述  $\lambda$  为波长,所述 RFin 为射频信号输入,所述 RFout 为射频信号输出。

4. 根据权利要求 3 所述的电调增益均衡器电路,其特征在于,还包括第一电感、第二电感,所述第一电感串接在所述第一变容二极管的正极与接地装置之间,所述第二电感串接在所述第二变容二极管的正极与接地装置之间。

5. 根据权利要求 1 或 3 所述的电调增益均衡器电路,其特征在于,还包括电阻,所述电阻串接在所述第一段  $\lambda/4$  微带线与所述电压 VCC 之间。

6. 根据权利要求 5 所述的电调增益均衡器电路,其特征在于,所述电阻的阻值至少  $1k\Omega$ 。

7. 根据权利要求 5 所述的电调增益均衡器电路,其特征在于,还包括两个电容,所述两个电容分别串接在 RFin 和所述第一段  $\lambda/4$  微带线之间以及所述第一段  $\lambda/4$  微带线和 RFout 之间。

## 一种电调增益均衡器电路

### 技术领域

[0001] 本发明涉及移动通信系统中射频技术设计领域,尤其涉及一种电调增益均衡器电路。

### 背景技术

[0002] 在目前的一些大功率、高增益功放链路,尤其是在前馈或 AAP 功放上,由于功放链路较长、所用腔壳较大,在批量生产时发现功放的增益波动容易受链路或腔壳变形的影响从而导致带内增益平坦度变化较大,极大的影响了调试效率。如果能够在链路上添加一个增益均衡器的电路,使得该电路在调试时,可以根据原带内增益平坦度的状况,改变增益均衡器的增益曲线,使其在一定频段内产生一个相反的增益曲线,那么就可以达到补偿带内增益平坦度的效果。

[0003] 如图 1 所示,在以频率为横坐标,增益为竖坐标的坐标轴中一共有三条曲线,其中,正斜率的曲线为功放曲线,功放的增益随着频率的升高而增大;均衡器曲线为需要添加的补偿曲线,它的增益随着频率的升高而减小;如果将这两个器件放在同一个射频链路上的话,它的增益平坦度(即增益 VS 频率曲线)就会变得平坦,成为“均衡后曲线”的水平直线状态。例如,一个功放在 930MHz ~ 960MHz 的增益平坦度是 1dB,而且是正斜率曲线,那么如果在前面串接一个电调增益均衡器,使得该均衡器在 930MHz ~ 960MHz 频带内的增益曲线是负斜率趋势,且其带内增益平坦度是 -1dB,那么就可以使得整个射频链路的增益大小在工作频带内保持一致,从而也就补偿了增益平坦度。

[0004] 现有技术中,为了补偿增益平坦度,常采用传统的链路匹配调试法。即在射频链路上添加电容或电感,使得在不影响该链路其他射频性能的前提下,改善其增益平坦度。但是采用这种方法,调试难度大,且一致性不好掌握,不能灵活应用。

[0005] 另外,申请号为 200920057150.0 的申请文件公开了一种增益均衡器,这种均衡器采用耦合器,并在耦合器电路上加载适当的电阻电容,实现了频率可调,衰减可调,达到了补偿增益平坦度的效果。但是上述方案属于非电调增益均衡器的电路,这种电路的缺点就是每次要改变补偿曲线,就必须更新相应的电阻电容来对该均衡器重新进行调试,因此无论是在时间成本还是在材料成本上都很不划算。

[0006] 而且,不管是使用传统的链路匹配调试法或使用非电调的增益均衡器,要实现增益均衡的话,就必须通过烙铁对电路进行焊接调试,操作起来非常麻烦。

### 发明内容

[0007] 为解决上述问题,本发明提供一种电调增益均衡器电路,能够通过“电调”来改变增益平坦度曲线,更好地补偿增益平坦度。

[0008] 本发明的一种电调增益均衡器电路,包括:第一段  $\lambda/4$  微带线、第二段  $\lambda/4$  微带线、第三段  $\lambda/4$  微带线、第一变容二极管、第二变容二极管、第三变容二极管、第四变容二极管以及电压 VCC,所述第一段  $\lambda/4$  微带线连接在 RFin 和 RFout 之间,所述电压 VCC 连接

在所述第一段  $\lambda/4$  微带线上；在所述第一段  $\lambda/4$  微带线的两个端点处分别连接所述第二段  $\lambda/4$  微带线、第三段  $\lambda/4$  微带线，在所述第二段  $\lambda/4$  微带线的末端并联所述第一变容二极管与第二变容二极管，在所述第三段  $\lambda/4$  微带线的末端并联所述第三变容二极管与第四变容二极管，所述第一变容二极管的正极、第二变容二极管的正极、第三变容二极管的正极、第四变容二极管的正极分别接地；所述  $\lambda$  为波长，所述 RFin 为射频信号输入，所述 RFout 为射频信号输出。

[0009] 本发明还提供另外一种电调增益均衡器电路，包括：第一段  $\lambda/4$  微带线、第二段  $\lambda/4$  微带线、第三段  $\lambda/4$  微带线，第一变容二极管、第二变容二极管、第一电容、第二电容、第一电阻、第二电阻以及电压 VCC，所述第一段  $\lambda/4$  微带线连接在 RFin 和 RFout 之间，所述电压 VCC 连接在所述第一段  $\lambda/4$  微带线上；在所述第一段  $\lambda/4$  微带线的两个端点处分别连接所述第二段  $\lambda/4$  微带线、第三段  $\lambda/4$  微带线；所述第一电容的一端连接所述第二段  $\lambda/4$  微带线，另一端与所述第一电阻串联，所述第一电阻的另一端接地；所述第二电容的一端连接所述第三段  $\lambda/4$  微带线，另一端与所述第二电阻串联，所述第二电阻的另一端接地；所述第一变容二极管的负极连接在所述第二段  $\lambda/4$  微带线的末端，所述第二变容二极管的负极连接在所述第三段  $\lambda/4$  微带线的末端；所述第一变容二极管的正极、第二变容二极管的正极分别接地；所述  $\lambda$  为波长，所述 RFin 为射频信号输入，所述 RFout 为射频信号输出。

[0010] 从以上方案可以看出，由于本发明为电调增益均衡器，工程师根据功放的增益曲线，只需要改变变容二极管的反向电压，做出与之相反的增益曲线来进行补偿，就可以达到均衡整个系统增益平坦度的效果，从而使得功放的增益在工作频段内有着更好的一致性，大量节省了调试时间。另外本发明的电路，不需要通过烙铁对电路进行焊接调试，调试灵活，操作起来更加的简洁方便，而且在一定程度上也降低了材料成本。

## 附图说明

[0011] 图 1 为增益均衡器效果示意图；

[0012] 图 2 为具体实施例一中的电调增益均衡器电路原理图；

[0013] 图 3 为具体实施例二中的电调增益均衡器电路原理图；

[0014] 图 4 为具体实施例三中的电调增益均衡器电路原理图；

[0015] 图 5 为本发明的电调增益均衡器的调节范围与端口驻波效果示意图。

## 具体实施方式

[0016] 本发明提供一种电调增益均衡器电路，该电路能够解决现有技术中在补偿增益平坦度时无法电调改变从而导致调试难度大、成本高的问题。下面通过具体的实施例，对本发明的技术方案做进一步的描述。

[0017] 实施例一

[0018] 如图 2 所示，本发明的一种电调增益均衡器电路，包括：第一段  $\lambda/4$  微带线、第二段  $\lambda/4$  微带线、第三段  $\lambda/4$  微带线、第一变容二极管 V1、第二变容二极管 V2、第三变容二极管 V3、第四变容二极管 V4 以及电压 VCC，所述第一段  $\lambda/4$  微带线连接在 RFin 和 RFout 之间，所述电压 VCC 连接在所述第一段  $\lambda/4$  微带线上；在所述第一段  $\lambda/4$  微带线的两个端

点处(即节点①和节点②)分别连接所述第二段  $\lambda/4$  微带线、第三段  $\lambda/4$  微带线,在所述第二段  $\lambda/4$  微带线的末端并联所述第一变容二极管 V1 与第二变容二极管 V2,在所述第三段  $\lambda/4$  微带线的末端并联所述第三变容二极管 V3 与第四变容二极管 V4,所述第一变容二极管 V1、第二变容二极管 V2、第三变容二极管 V3、第四变容二极管 V4 分别接地。

[0019] 电压 VCC 用于给焊接在第二段  $\lambda/4$  微带线和第三段  $\lambda/4$  微带线上的一共四个变容二极管提供反向电压;三段  $\lambda/4$  微带线的作用相同,均用于提供 90 度的相移;本电路选用变容二极管,是利用了变容二极管的结电容会根据反向电压的不同而在一定范围内发生改变的特性。由于变容二极管本身存在引线电感,这样的话,引线电感和结电容就可以构成一个串联谐振电路,根据功放的增益曲线,当改变电压 VCC 提供的反向电压时,变容二极管的结电容就会跟着改变,这样一来该变容二极管的谐振频点的位置也会发生变化,从而得到与功放的增益曲线相反的补偿增益曲线,当两者叠加在一起,则达到补偿带内增益平坦度的效果。

[0020] 在  $\lambda/4$  微带线的设计上,对微带线的走向和阻抗没有什么硬性的要求,但是其移相的幅度必须在 90 度左右,变容二极管的选型跟该电路的使用频段有关,还可以根据需要在微带线上稍微移动其中一个变容二极管的位置以改变电路谐振点的范围。

[0021] 本发明可以看成是由两个完全一样的“单支节微带线电调增益均衡器电路”组合而成的一种“双支节微带线电调增益均衡器电路”,当射频信号从 RFin 进入到节点①时,信号分为两路,一路进入第一个单支节电调增益均衡器电路,另外一路进入主通路的  $\lambda/4$  微带线。当主通路的  $\lambda/4$  微带线上的信号传输到节点②的时候,再分为两路,一路流向第二个单支节电调幅度均衡器电路,一路流向输出端 RFout。其中流向第二个单支节电调幅度均衡器电路的信号反射回来又分为两路,一路流向输出端 RFout,另一路流向节点①。其中流向节点①的那一部分信号由于在传输路程上来回经过了  $\lambda/4$  微带线,跟第一个单支节电调幅度均衡器电路反射回来的信号相比,传输距离多了  $\lambda/2$ ,于是二者相位相差 180 度,由于两个单元电路完全一样,因此在输入端上反射回来的信号幅度相同,相位相差 180 度,几乎完全抵消,便可以较大幅度的改善端口驻波。同时由于用到了两个单支节幅度均衡器,其均衡范围也比一个单支节增益均衡器要大一倍左右。

[0022] 射频信号从 RFin 端口输入,从 RFout 端口输出,主通路 RFin 至 RFout 之间的微带线(RFin——节点①——节点②——RFout)阻抗必须与负载阻抗保持一致。从节点①和节点②分别引出的两段  $\lambda/4$  微带线电路完全一样,这两条并接的微带线电路对称保持一致,这样才能保证两个支节反射回来的信号功率在节点①上完全抵消,并在节点②上进行功率叠加后输出。该电路有着两个单支节电调增益均衡器均衡幅度范围叠加之和的效果,而且端口驻波也比一个单支节电调幅度均衡器有明显改善。

[0023] 实施例二

[0024] 本实施例与上述实施例一的不同之处主要在于,本实施例中用一个电容和电阻的串联电路来代替实施例一中的其中一个变容二极管。如图 3 所示,本实施例的一种电调增益均衡器电路,包括:第一段  $\lambda/4$  微带线、第二段  $\lambda/4$  微带线、第三段  $\lambda/4$  微带线,第一变容二极管 V1、第二变容二极管 V2、第一电容 C1、第二电容 C2、第一电阻 R1、第二电阻 R2 以及电压 VCC,所述第一段  $\lambda/4$  微带线连接在 RFin 和 RFout 之间,所述电压 VCC 连接在所述第一段  $\lambda/4$  微带线上;在所述第一段  $\lambda/4$  微带线的两个端点处(即节点①和节点②)分别

连接所述第二段  $\lambda/4$  微带线、第三段  $\lambda/4$  微带线；所述第一电容 C1 和第一电阻 R1 串连后与第一变容二极管 V1 并联在所述第二段  $\lambda/4$  微带线的末端，所述第二电容 C2 和第二电阻 R2 串连后与第二变容二极管 V2 并联在所述第三段  $\lambda/4$  微带线的末端，所述第一变容二极管 V1、第二变容二极管 V2、第一电阻 R1、第二电阻 R2 分别接地。

[0025] 与实施例一相同，电压 VCC 给变容二极管提供反向电压，根据功放的增益曲线，当改变所述反向电压时，谐振频点的位置发生变化从而得到补偿的增益曲线，由于该补偿的增益曲线与原功放的增益曲线处于同一链路上，因此可以达到一个补偿带内增益平坦度的效果。

[0026] 与实施例一相同，从节点①和节点②分别引出的两段  $\lambda/4$  微带线电路完全一样，这两条并接的微带线电路对称保持一致，这样才能保证两个支节反射回来的信号功率在节点①上完全抵消，并在节点②上进行功率叠加后输出。本实施例中的其他技术特征以及具体工作原理与实施例一中的描述相同，在此不予赘述。

[0027] 实施例三

[0028] 作为一个优选的实施例，本发明的电调增益均衡器电路，在实施例一或实施例二的基础上，还可以增加一些其他的器件。如图 4 所示，在实施例一中的电路基础上（当然也可以以实施例二为基础添加下述的器件），当所选取的几个变容二极管的谐振频率太高，没有落在我们所需的工作频段内的话，这时候本发明的电调增益均衡器电路，还需要包括第一电感 L1、第二电感 L2、第三电感 L3、第四电感 L4，所述第一电感 L1 串接在所述第一变容二极管 V1 与接地装置之间，所述第二电感 L2 串接在所述第二变容二极管 V2 与接地装置之间，所述第三电感 L3 串接在所述第三变容二极管 V3 与接地装置之间，所述第四电感 L4 串接在所述第四变容二极管 V4 与接地装置之间，使得各变容二极管的谐振范围向低频移动。（若在实施例二的基础上添加电感，则该实施例中的本发明的电路只需要包括两个电感，串接在每个变容二极管与接地装置之间。）

[0029] 作为一个较好的实施例，本发明的电路还可以包括一个电阻 R3，该电阻 R3 串接在所述第一段  $\lambda/4$  微带线与电压 VCC 之间。R1 的主要作用是使得电压 VCC 通过该电阻才能给焊接在  $\lambda/4$  微带线上的各变容二极管提供反向电压，但是该电阻 R3 的阻值取值必须较大，最好是在  $1k\Omega$  以上，这样才会使得  $\lambda/4$  微带线上的射频信号不会泄露到电压 VCC 的供电线路上。

[0030] 另外，本发明的电路中还可以包括两个电容 C3 和 C4，如图 4 所示，其中一个电容（C3）串接在 RFin 端口和第一段  $\lambda/4$  微带线之间（准确的说是在 RFin 和节点①之间），而另外一个电容（C4）则串接在第一段  $\lambda/4$  微带线和 RFout 之间（节点②和 RFout 之间）。这两个电容为隔直电容，具有通交流，阻直流的功能，电容容值大小的选取与工作频段有关。本实施例中的两个电容的作用是为了防止电压 VCC 直通到输入和输出的两个端口 RFin 和 RFout，因为如果电压直通过去的话有可能会对该电路以外的器件造成损坏。

[0031] 以上较为详细的描述了本发明电路的工作原理，在具体频段需要对  $\lambda/4$  微带线进行相应的设计，并选取不同的变容二极管，结合 PCB 的 layout 板图以及与变容二极管位置，或者对串并联的电阻、电容、电感进行调试。因此，在 869 ~ 894MHz、925 ~ 960MHz、1805 ~ 1880MHz、1930 ~ 1990MHz、2110 ~ 2170MHz 等频段上的电路，PCB 的 layout 确定的条件下，上述的变容二极管、电阻、电容以及电感根据实际情况进行调试来最终确定选取。

[0032] 利用以上原理,我们在 869MHz ~ 894MHz 频段上进行 PCB 设计,经过合理的布局以及正确的器件选取,调试成功后进行测试,实验结果如图 5 所示,从图 5 的上半部分可以看出,本发明的使用双支节微带线设计的电调增益均衡器电路,均衡器的最大正斜率调节能达到 1.7dB;而从下半部分可以看出本发明的均衡器端口驻波更是能达到 -21dB 以下。因此,如果 PCB 布线空间有余量,在增益变化要求不能太大,要改善端口驻波的前提下,射频链路可以采用本发明的电路结构来实现补偿带内增益平坦度的目的。

[0033] 从以上几个实施例可以看出,本发明是采用微带线和变容二极管等集总元件的组合来实现一定频段内增益平坦度可“电调”的功能。在本发明的电路中,利用变容二极管的集总参数特性随反向电压的改变而改变,采用多个二极管并联或者将二极管与集总元件进行串并联后,其单元电路在射频性能上的直通和反射特性,并利用微带线阻抗的串并联特性以及  $\lambda/4$  微带线移相 90 度的特性,在史密斯圆图上进行匹配设计,从而在射频链路上形成一定陷波幅度的谐振点,且该谐振点的位置随二极管的反向偏置电压的改变而改变,达到在 3GHz 以下频段能够调节一定带宽的增益平坦度的功能,使得该整体电路在一定频段内的增益平坦度得到优化。

[0034] 本发明的电调增益均衡器电路,主要应用于无线移动通信领域的直放站和基站功率放大器等通信设备,尤其适合射频链路较长,调试带内增益平坦度以及批量生产时增益平坦度指标难以保持一致的复杂的功放系统。

[0035] 由于本发明的均衡器主要是采用了变容二极管,利用变容二极管的电抗随着反向电压的改变而改变的特性,从而实现了增益平坦度曲线可以通过电调改变的目的,使功放的增益在工作频段内有着更好的一致性,大量节省了调节增益平坦度这个指标所带来的调试时间。而且本发明的电路,不需要通过烙铁对电路进行焊接调试,只需要改变变容二极管的反向电压,就可以调试出在一定频率范围内所需要的增益均衡曲线,调试灵活,操作起来更加的简洁方便,在降低材料成本的基础上也改善了端口驻波。

[0036] 以上所述的本发明实施方式,并不构成对本发明保护范围的限定。任何在本发明的精神和原则之内所作的修改、等同替换和改进等,均应包含在本发明的权利要求保护范围之内。

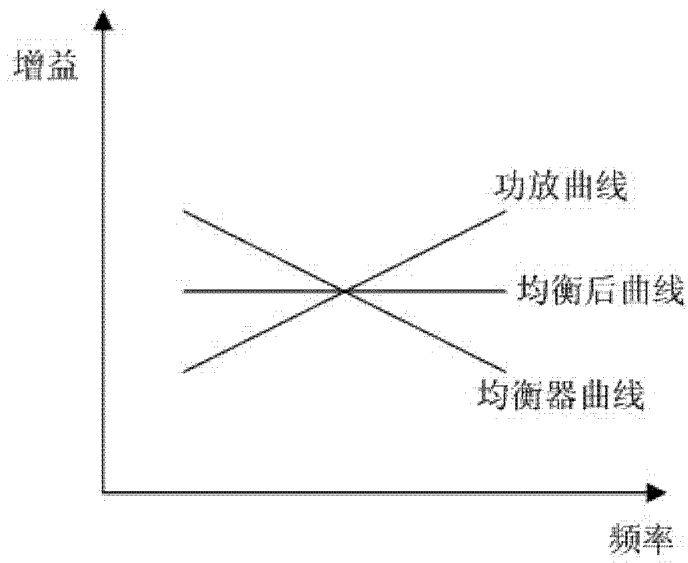


图 1

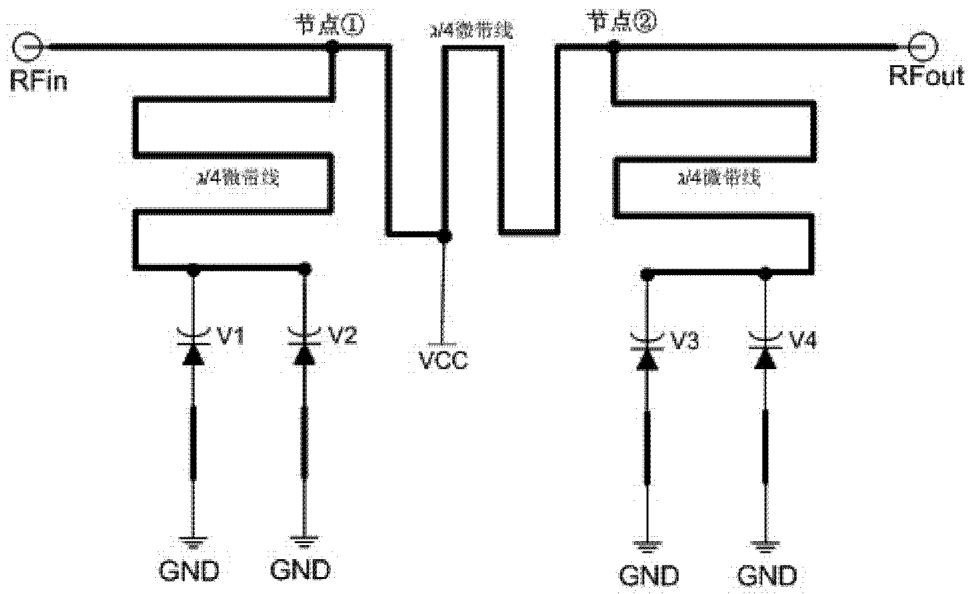


图 2



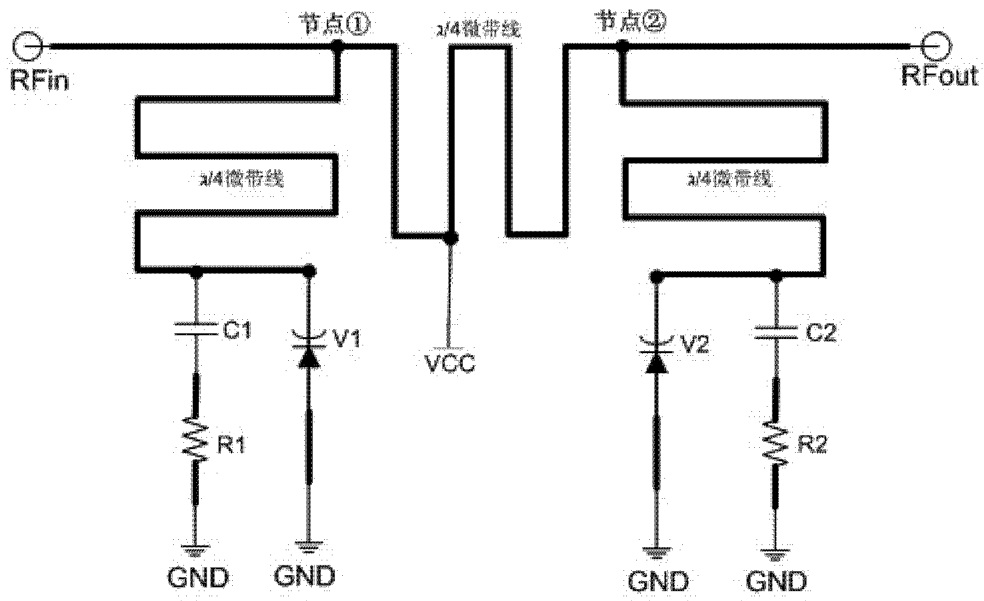


图 3

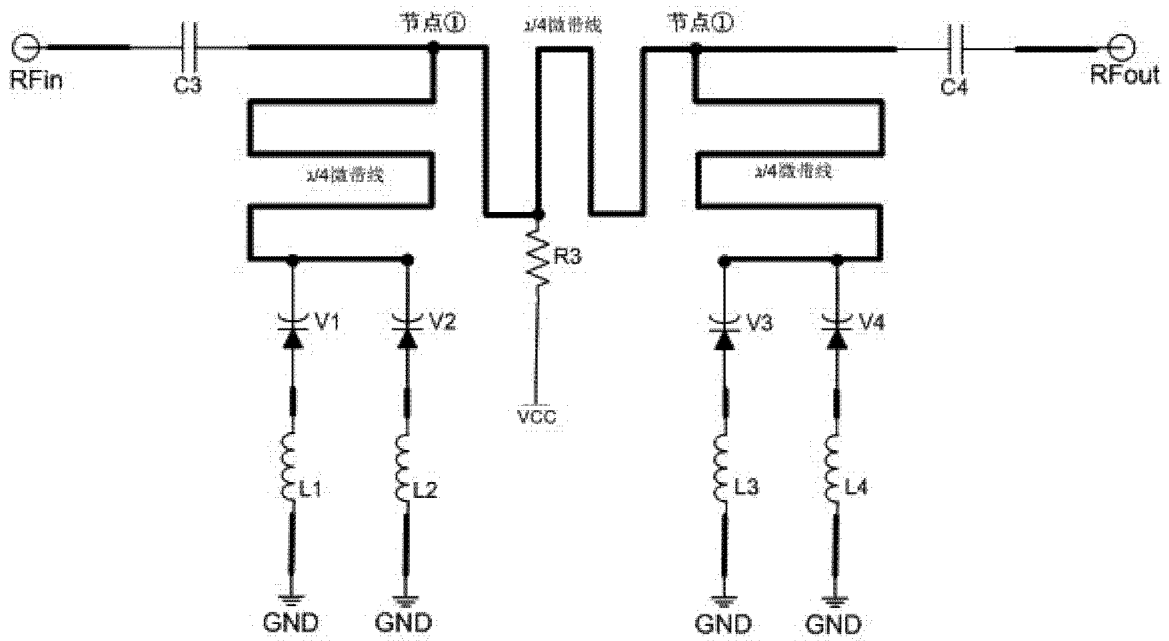


图 4

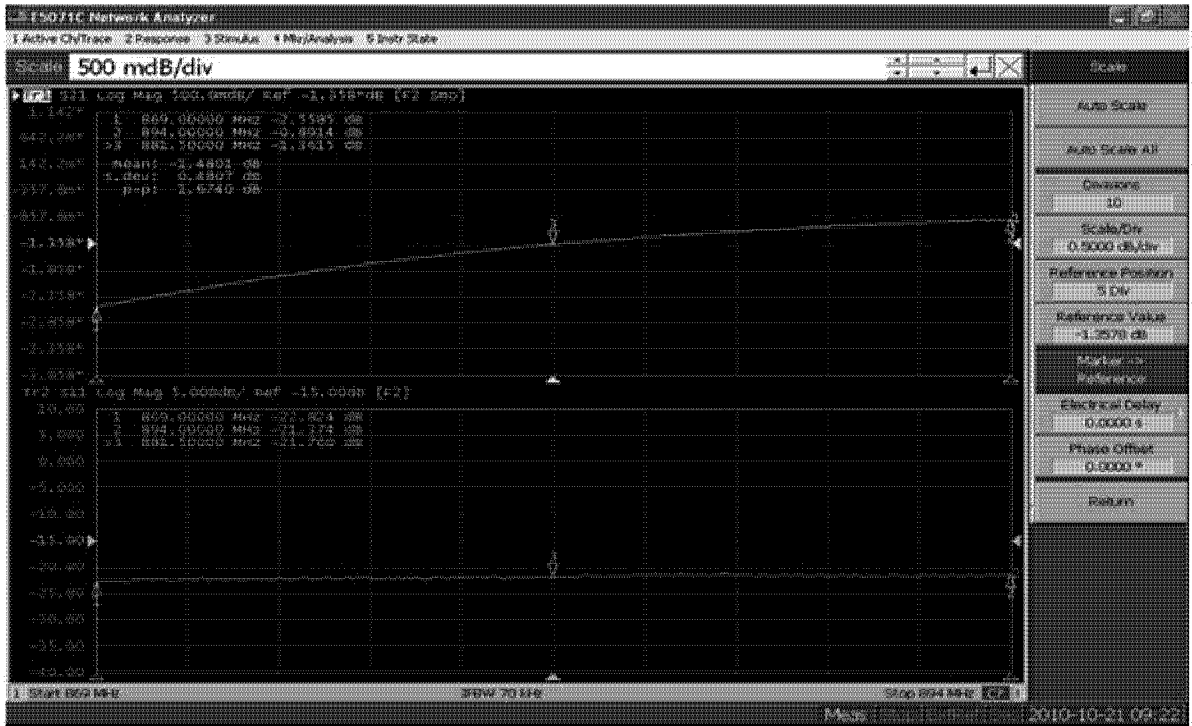


图 5