



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 113411062 B

(45) 授权公告日 2022.03.29

(21) 申请号 202110951884.9

H03H 7/01 (2006.01)

(22) 申请日 2021.08.19

H03F 1/30 (2006.01)

H03F 3/189 (2006.01)

(65) 同一申请的已公布的文献号

申请公布号 CN 113411062 A

(43) 申请公布日 2021.09.17

(73) 专利权人 深圳飞骧科技股份有限公司

地址 518000 广东省深圳市南山区南头街道大汪山社区南光路286号水木一方大厦1栋1601

(72) 发明人 周佳辉 龙华

(74) 专利代理机构 北京律和信知识产权代理事务所(普通合伙) 11446

代理人 武玉琴 谢清萍

(51) Int. Cl.

H03H 7/38 (2006.01)

(56) 对比文件

CN 208904969 U, 2019.05.24

CN 104242829 A, 2014.12.24

JP S60236501 A, 1985.11.25

WO 2020005231 A1, 2020.01.02

Qing-Yi Guo. Bandpass Class-F Power Amplifier Based on Multifunction Hybrid Cavity-Microstrip Filter.《IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs》.2016,

朱兴华. 中波天线网络阻抗匹配在线监测研究.《广播与电视技术》.2021,

审查员 毕爽君

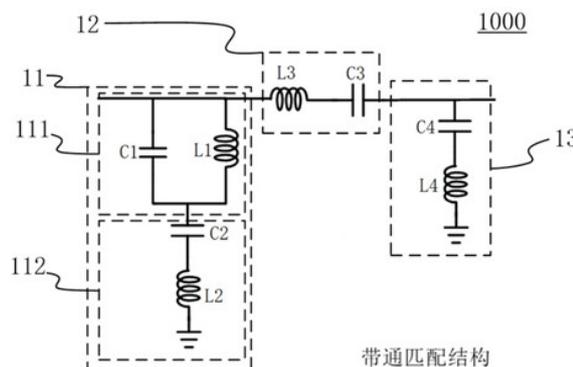
权利要求书2页 说明书5页 附图3页

(54) 发明名称

匹配电路、射频前端功率放大电路及移动通信设备

(57) 摘要

本申请涉及一种匹配电路、射频前端功率放大电路及移动通信设备,其中匹配电路用于射频前端功率放大器,包括:第一阻抗匹配器,在第一频率下,所述第一阻抗匹配器的阻抗为第一预设阻抗;第一带通滤波器,跨接于第一阻抗匹配器的前端与地之间,所述第一带通滤波器通过所述第一频率的信号,并抑制第二频率的信号和所述第一频率的信号的第一谐波信号中的至少一项,其中所述第二频率低于所述第一频率;第一陷波器,跨接于第一阻抗匹配器的后端与地之间,抑制所述第一频率的信号的第二谐波信号。



带通匹配结构

1. 一种匹配电路,用于射频前端功率放大器,其特征在于,包括:
 - 第一阻抗匹配器,在第一频率下,所述第一阻抗匹配器的阻抗为第一预设阻抗;
 - 第一带通滤波器,跨接于第一阻抗匹配器的前端与地之间,所述第一带通滤波器通过所述第一频率的信号,并抑制第二频率的信号和所述第一频率的信号的的第一谐波信号中的至少一项,其中所述第二频率低于所述第一频率;
 - 所述第一带通滤波器包括:串联连接的第一谐振器和第二谐振器;
 - 所述第一谐振器包括:并联连接的第一电感器和第一电容器;
 - 所述第二谐振器包括:串联连接的第二电感器和第二电容器;
 - 第一陷波器,跨接于第一阻抗匹配器的后端与地之间,抑制所述第一频率的信号的的第二谐波信号;
 - 第一匹配单元,连接于所述第一阻抗匹配器的前端;
 - 所述第一匹配单元包括:串联连接的第五电感器、第六电感器、第七电感器和第五电容器;
 - 所述第一匹配单元还包括:
 - 串联连接的第八电感器和第六电容器,跨接于第五电感器和第六电感器的连接点与地之间;
 - 串联连接的第九电感器和第七电容器,跨接于第六电感器和第七电感器的连接点与地之间;
 - 串联连接的第十电感器和第八电容器,跨接于第七电感器和第五电容器的连接点与地之间;
 - 所述第一频率在1.710GHz-1.785GHz和/或1.850GHz-1.910GHz工作频段以内;
 - 所述第二频率在820MHz-920MHz频段以内。
2. 根据权利要求1所述的匹配电路,其特征在于,所述第一谐振器和所述第二谐振器串联谐振于所述第二频率和所述第一谐波信号的频率。
3. 根据权利要求1所述的匹配电路,其特征在于,所述第一阻抗匹配器包括:串联连接的第三电感器和第三电容器。
4. 根据权利要求3所述的匹配电路,其特征在于,
 - 所述第三电感器和所述第三电容器谐振于所述第一频率。
5. 根据权利要求1所述的匹配电路,其特征在于,所述第一陷波器包括:串联连接的第四电感器和第四电容器。
6. 根据权利要求5所述的匹配电路,其特征在于,所述第四电感器和第四电容器谐振于所述第二谐波信号的频率。
7. 根据权利要求1所述的匹配电路,其特征在于,
 - 所述第一谐波信号为所述第一频率的信号的三次谐波;
 - 所述第二谐波信号为所述第一频率的信号的二次谐波;
 - 所述第一预设阻抗为50欧姆。
8. 一种射频前端功率放大电路,其特征在于,包括:
 - 权利要求1-7中任意一项所述的匹配电路;
 - 射频功率放大器,与所述匹配电路连接。

9. 一种移动通信设备,其特征在于,包括权利要求8所述的功率放大电路,或者权利要求1-7中任意一项所述的匹配电路。

匹配电路、射频前端功率放大电路及移动通信设备

技术领域

[0001] 本申请属于移动通信领域,特别涉及一种匹配电路、一种射频前端功率放大电路及一种移动通信设备。

背景技术

[0002] 射频功率放大器作为手机通信系统重要的组成部分,主要用于对信号的放大。随着手机通信系统的不断发展,对手机功率放大器发射的功率要求不断提高。PA发射功率的提高带来的是更高的谐波和更差的杂散指标,谐波和杂散的恶化会严重影响到通信的质量,因此PA后端的匹配电路需要对PA的谐波和杂散有更高的抑制能力。

[0003] 目前现有的PA匹配电路的谐波抑制能力和低频杂散抑制能力不足。电路相对复杂,不易实现。难以满足技术需求。

发明内容

[0004] 基于此,本申请提供了一种匹配电路,用于射频前端功率放大器,包括:第一阻抗匹配器,在第一频率下,所述第一阻抗匹配器的阻抗为第一预设阻抗;第一带通滤波器,跨接于第一阻抗匹配器的前端与地之间,所述第一带通滤波器通过所述第一频率的信号,并抑制第二频率的信号和所述第一频率的三倍频的信号中的至少一项,其中所述第二频率低于所述第一频率;所述第一带通滤波器包括:串联连接的第一谐振器和第二谐振器;所述第一谐振器包括:并联连接的第一电感器和第一电容器;所述第二谐振器包括:串联连接的第二电感器和第二电容器。第一陷波器,跨接于第一阻抗匹配器的后端与地之间,抑制所述第一频率的二倍频的信号,并配合所述第一阻抗匹配器做阻抗匹配;第一匹配单元,连接于所述第一阻抗匹配器的前端;所述第一匹配单元包括:串联连接的第五电感器、第六电感器、第七电感器和第五电容器;所述第一匹配单元还包括:串联连接的第八电感器和第六电容器,跨接于第五电感器和第六电感器的连接点与地之间;串联连接的第九电感器和第七电容器,跨接于第六电感器和第七电感器的连接点与地之间;串联连接的第十电感器和第八电容器,跨接于第七电感器和第五电容器的连接点与地之间;所述第一频率在1.710GHz-1.785GHz和/或1.850GHz-1.910GHz工作频段以内;所述第二频率在820MHz-920MHz频段以内。

[0005] 可选地,所述第一谐振器和所述第二谐振器串联谐振于所述第二频率和所述第一谐波信号的频率。

[0006] 可选地,所述第一阻抗匹配器包括:串联连接的第三电感器和第三电容器。

[0007] 可选地,所述第三电感器和所述第三电容器谐振于所述第一频率。

[0008] 可选地,所述第一陷波器包括:串联连接的第四电感器和第四电容器。

[0009] 可选地,所述第四电感器和第四电容器谐振于所述第二谐波信号的频率。

[0010] 可选地,所述第一谐波信号为所述第一频率的信号的三次谐波;所述第二谐波信号为所述第一频率的信号的二次谐波;所述第一预设阻抗为50欧姆。

[0011] 本申请还提供了一种射频前端功率放大电路,包括:前述任意一种匹配电路;射频功率放大器,与前述匹配电路连接。

[0012] 本申请还提供了一种移动通信设备,包括前述任意一种功率放大电路,或者前述任意一种匹配电路。

[0013] 本申请还提供了一种芯片,包括前述任意一种功率放大电路,或者前述任意一种匹配电路。

[0014] 利用上述匹配电路、功率放大电路和移动通信设备可以更好地抑制带内信号的谐波。可以对带内信号的二次谐波、三次谐波以及更高次谐波有着较好的抑制效果。同时该匹配电路对低频杂散噪声有着良好的抑制效果。利用本申请提供的匹配电路可以抑制谐波的同时优化低频杂散,达到一举两得的作用。

[0015] 比如,现在的移动通信设备一般需要处理多种模式信号,一般需要在处理DCS1800和/或PSC1900信号的同时,还需要处理GSM频段信号。在该移动设备内部,对于处理DCS1800和/或PSC1900信号功率放大电路来说,DCS1800和/或PSC1900信号为带内信号。而带内信号的谐波信号和GSM频段信号则成为主要的干扰源。利用本申请所提供的匹配电路可以有效地抑制上述干扰源的干扰影响。同时该电路的结构相对简单,易于实现。

附图说明

[0016] 为了更清楚地说明本申请实施例中的技术方案,下面将对实施例描述中所需要使用的附图作简单地介绍。

[0017] 图1示出了现有技术中的射频前端功率放大电路的拓扑结构示意图。

[0018] 图2示出了根据本申请的示例实施例匹配电路。

[0019] 图3示出了图2所示匹配电路中带通滤波器11的传输增益曲线。

[0020] 图4示出了图2所示匹配电路的另一种拓扑结构示意图。

[0021] 图5示出了在图1所示功率放大电路的基础上是否级联图2所示匹配电路的增益对比波形示意图。

[0022] 图6示出了本申请的另一实施例射频前端功率放大电路的拓扑结构示意图。

具体实施方式

[0023] 图1示出现有技术中的射频前端功率放大电路的拓扑结构示意图。

[0024] 如图1所示,在现有的射频前端功率放大电路可以包括:功率放大器PA和由 L_{01} - L_{03} 、 C_{01} - C_{04} 以及 L_1 - L_3 组成的滤波电路。

[0025] 在现有技术中,移动通信设备一般需要集成处理多种通信信号。例如移动通信信号可能需要同时处理包括DCS1800 (1.710GHz-1.785GHz) 工作频段、PSC1900 (1.850GHz-1.910GHz) 工作频段和GSM (820MHz-920MHz) 工作频段中至少两项在内的多种模式信号。

[0026] 当图1所示电路为处理DCS1800 (1.710GHz-1.785GHz) 和/或PSC1900 (1.850GHz-1.910GHz) 的功率放大电路时。DCS1800和/或PSC1900可以作为带内信号。带内信号的谐波和GSM频段信号将成为该电路的主要干扰源。

[0027] 由于图1所示电路对带内信号的谐波噪声和包括GSM频段信号在内的低频杂散噪声的抑制不足。因而难以适应需求。在图1所示的电路基础上,本申请提出了如图2所示的匹

配电路。

[0028] 图2示出了根据本申请的示例实施例匹配电路。

[0029] 如图2所示,匹配电路1000可以包括:阻抗匹配器12、带通滤波器11和陷波器13。可选地,匹配电路可以设置于射频功率放大电路的输出端。可选地,匹配电路1000可以连接于图1所示电路的输出端。

[0030] 阻抗匹配器12可以用于匹配阻抗。在第一频率下阻抗匹配器12的阻抗为第一预设阻抗。可选地,该第一预设阻抗可以为 $50\ \Omega$ 。第一频率可以在与匹配电路1000连接的功率放大电路的工作频率的范围以内。比如可以是该工作频率范围的中心频率。可选地,该工作频率的范围可以包括DCS1800 (1.710GHz-1.785GHz) 频段和/或PSC1900 (1.850GHz-1.910GHz) 频段。可选地,阻抗匹配器12可以包括串联连接的电感器 L_3 (第三电感器) 和电容器 C_3 (第三电容器)。可选地,电感器 L_3 和电容器 C_3 可以谐振于第一频率附近。可选地,电感器 L_3 和电容器 C_3 的参数值可以根据电感器 L_4 和电容器 C_4 的参数进行配置,使得匹配电路1000输入阻抗和输出阻抗为第一预设阻抗。

[0031] 如图2所示,带通滤波器11可以跨接于阻抗匹配器12的前端与地之间。带通滤波器11可以通过第一频率的信号,并可以抑制第一频率信号的第一谐波和第二频率附近的噪声信号。其中第一谐波可以是第一频率信号的三次谐波。其中第二频率可以在GSM (820MHz-920MHz) 频段以内。可选地,带通滤波器11可以包括串联连接的谐振器111和谐振器112。可选地,谐振器111可以包括并联连接的电容器 C_1 (第一电容器) 和电感器 L_1 (第一电感器)。谐振器112可以包括串联连接的电容器 C_2 (第二电容器) 和电感器 L_2 (第二电感器)。

[0032] 可选地,谐振器111可以谐振于第二频率和第一谐波频率之间的频率,其中第一谐波频率可以是第一频率的三倍频。谐振器112也可以谐振于第二频率和第一谐波频率之间的频率。可选地,谐振器111和谐振器112可以谐振于同一频率。可选地,谐振器111和谐振器112可以串联谐振于第二频率和第一谐波频率。例如,谐振器111的阻抗可以表示为:

$$[0033] \quad Z_{111} = \frac{1}{j\omega C_1 + \frac{1}{j\omega L_1}} = \frac{j\omega L_1}{1 - \omega^2 L_1 C_1} \quad (1)$$

[0034] 谐振器112的阻抗可以表示为:

$$[0035] \quad Z_{112} = j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} = \frac{1 - \omega^2 L_2 C_2}{j\omega C_2} \quad (2)$$

[0036] 令

$$[0037] \quad \omega_\alpha = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}}$$

$$[0038] \quad \omega_\beta = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}}$$

[0039] 由式(1)可知谐振器111谐振于 ω_α 。在 $\omega < \omega_\alpha$ 时, Z_{111} 表现为容性,在 $\omega > \omega_\alpha$ 时, Z_{111} 表现为感性。由(2)可知谐振器112谐振于 ω_β 。在 $\omega < \omega_\beta$ 时, Z_{112} 表现为感性,在 $\omega > \omega_\beta$ 时, Z_{112} 表现为容性。可选地,谐振器111和谐振器112可以谐振于同一频率,即 $L_1 C_1 = L_2 C_2$ 。

[0040] 带通滤波器11的阻抗可以表示为:

$$[0041] \quad Z_{11} = Z_{111} + Z_{112} = \frac{j\omega L_1}{1 - \omega^2 L_1 C_1} + \frac{1 - \omega^2 L_2 C_2}{j\omega C_2} = \frac{\omega^4 L_1 L_2 C_1 C_2 - \omega^2 (L_1 C_1 + L_1 C_2 + L_2 C_2) + 1}{j\omega C_2 (1 - \omega^2 L_2 C_2)} \quad (3)$$

[0042] 显然关于 ω 的方程 $\omega^4 L_1 L_2 C_1 C_2 - \omega^2 (L_1 C_1 + L_1 C_2 + L_2 C_2) + 1 = 0$ 存在四个根。该四个根可以分为两对,每对根互为相反数。可以通过合理配置电容器 C_1 、 C_2 和电感器 L_1 、 L_2 的参数,使得上述两对根分别对应第二频率和第一谐波频率。即可以使得带通滤波器11在第二频率附近和第一谐波频率附近时带通滤波器11的阻抗 Z_{11} 非常小,接近于零。从而使得带通滤波器11对第二频率和第一谐波频率有较大衰减。

[0043] 图3示出了图2所示匹配电路中带通滤波器11的传输增益曲线。

[0044] 如图3所示,11A1为以谐振器111单独作为滤波器的传输增益曲线。11A2为以谐振器112单独作为滤波器的传输增益曲线。11A为带通滤波器11的传输增益曲线。由图3可以看到,带通滤波器11在频率为 $m6 = 800\text{MHz}$ (第二频率附近)的传输增益为 -20.598dB 。即带通滤波器11对 800MHz 频率有超过 20dB 的衰减。带通滤波器11在频率为 $m10 = 4.93\text{GHz}$ 处的传输增益为 -16.705dB ,在频率为 $m11 = 5.67\text{GHz}$ 处的传输增益为 -14.45dB 。即带通滤波器11在频率范围 $4.93 \sim 5.67\text{GHz}$ (第一谐波频率附近)内的衰减大于 14dB 。显然带通滤波器11对第二频率附近和第一谐波频率附近存在明显的衰减作用。

[0045] 如图2所示,陷波器13可以跨接于阻抗匹配器12的后端和地之间。陷波器13可以配合阻抗匹配器12进行阻抗匹配。并可以用于抑制第一频率的信号的二次谐波。可选地,第二谐波可以是第一频率信号的二次谐波。陷波器13可以包括串联连接的电容器 C_4 (第四电容器)和电感器 L_4 (第四电感器)。可选地,电容器 C_4 和电感器 L_4 可以谐振于第二谐波的频率附近。

[0046] 可选地,匹配电路1000可以设置于功率放大器的输出端与天线之间。

[0047] 图4示出了图2所示匹配电路的另一种拓扑结构示意图。

[0048] 可选地,匹配电路1000还可以包括第一匹配单元(未示出)。第一匹配单元可以连接于阻抗匹配器12的前端。第一匹配单元可以包括:串联连接的电感器 L_5 (第五电感器)、电感器 L_6 (第六电感器)、电感器 L_7 (第七电感器)和电容器 C_5 (第五电容器)。

[0049] 第一匹配单元还包括:串联连接的电感器 L_8 (第八电感器)和电容器 C_6 (第六电容器)。串联连接的电感器 L_8 和电容器 C_6 可以跨接于电感器 L_5 和电感器 L_6 的连接点与地之间。第一匹配电路还可以包括:串联连接的电感器 L_9 (第九电感器)和电容器 C_7 (第七电容器)。串联连接的电感器 L_9 和电容器 C_7 可以跨接于电感器 L_6 和电感器 L_7 的连接点与地之间。第一匹配电路还可以包括:串联连接的电感器 L_{10} (第十电感器)和电容器 C_8 (第八电容器)。串联连接的电感器 L_{10} 和电容器 C_8 可以跨接于电感器 L_7 和电容器 C_5 的连接点与地之间。

[0050] 图5示出了在图1所示功率放大电路的基础上是否级联图2所示匹配电路的增益对比波形示意图。

[0051] 如图5所示,曲线141为图1所示电路的增益曲线,曲线142为图1所示电路级联匹配电路1000后的增益曲线。

[0052] 如图5所示,在频率为 $m1 = 1.7\text{GHz}$ 处,曲线142相对于曲线141有 1.098dB 衰减;在频率为 $m2 = 2\text{GHz}$ 处,曲线142相对于曲线141有 1.547dB 衰减。即对信号的频率范围 $1.7 \sim 2\text{GHz}$

(工作频率的范围)的信号,由匹配电路1000产生的衰减量较小可以忽略不计。

[0053] 如图5所示,在频率为 $m_3=920\text{MHz}$ 处,曲线142相对于曲线141有15.541dB衰减;在频率为 $m_3=820\text{MHz}$ 处,曲线142相对于曲线141有18.631dB衰减。即对频率范围820-920MHz (GSM信号)的噪声信号,匹配电路1000可以产生15dB以上的衰减。

[0054] 如图5所示,在频率为 $m_8=3.4\text{GHz}$ 处,曲线142相对于曲线141有72.667dB衰减;在频率为 $m_{18}=3.84\text{GHz}$ 处,曲线142相对于曲线141有74.096dB衰减。即对频率范围3.4-3.84GHz (工作频率的二次谐波)的谐波噪声,匹配电路1000可以产生70dB以上的抑制效果。

[0055] 如图5所示,在频率为 $m_{19}=5.13\text{GHz}$ 处,曲线142相对于曲线141有69.872dB衰减;在频率为 $m_{20}=5.73\text{GHz}$ 处,曲线142相对于曲线141有70.3dB衰减。即对频率范围5.13-5.73GHz (工作频率的三次谐波)的谐波噪声,匹配电路1000可以产生约70dB的抑制效果。

[0056] 图6示出了本申请的另一实施例射频前端功率放大电路的拓扑结构示意图。

[0057] 如图6所示功率放大电路2000可以包括:功率放大器21、滤波电路22和匹配电路23。其中,滤波电路22和匹配电路23级联于功率放大器21的输出端。滤波电路22和功率放大器21组成现有技术中的射频前端功率放大电路。匹配电路可以是前述任意一种匹配电路。

[0058] 可选地,功率放大电路2000处理带内信号可以包括DCS1800 (1.710GHz-1.785GHz) 频段信号和/或PSC1900 (1.850GHz-1.910GHz) 频段信号。匹配电路23可以加强对该带内信号的谐波的抑制,以及可以加强对包括GSM频段在内的低频噪声的抑制。

[0059] 本申请还提供一种移动通信设备,包括前述任意一种匹配电路,或者包括前述任意一种功率放大电路。可选地,该移动通信设备可以包括手机、平板和笔记本电脑等。可选地,该移动通信设备可以同时处理GSM频段信号和DCS1800 (1.710GHz-1.785GHz) 频段信号。或者该移动通信设备可以同时处理GSM频段信号PSC1900 (1.850GHz-1.910GHz) 频段信号。

[0060] 本申请还提供了一种芯片,包括前述任意一种功率放大电路,或者前述任意一种匹配电路。

[0061] 利用上述匹配电路、功率放大电路和移动通信设备可以更好地抑制带内信号的谐波。可以对带内信号的二次谐波、三次谐波以及更高次谐波有着较好的抑制效果。同时该匹配电路对低频杂散噪声有着良好的抑制效果。利用本申请提供的匹配电路可以抑制谐波的同时优化低频杂散,达到一举两得的作用。

[0062] 比如,现在的移动通信设备一般需要处理多种模式信号,一般需要在处理DCS1800和/或PSC1900信号的同时,还需要处理GSM频段信号。在该移动设备内部,对于处理DCS1800和/或PSC1900信号功率放大电路来说,DCS1800和/或PSC1900信号为带内信号。而带内信号的谐波信号和GSM频段信号则成为主要的干扰源。利用本申请所提供的匹配电路可以有效地抑制上述干扰源的干扰影响。同时该电路的结构相对简单,易于实现。

[0063] 以上对本申请实施例进行了详细介绍,本文中应用了具体个例对本申请的原理及实施方式进行了阐述,以上实施例的说明仅用于帮助理解本申请的方法及其核心思想。同时,本领域技术人员依据本申请的思想,基于本申请的具体实施方式及应用范围上做出的改变或变形之处,都属于本申请保护的范围。综上所述,本说明书内容不应理解为对本申请的限制。

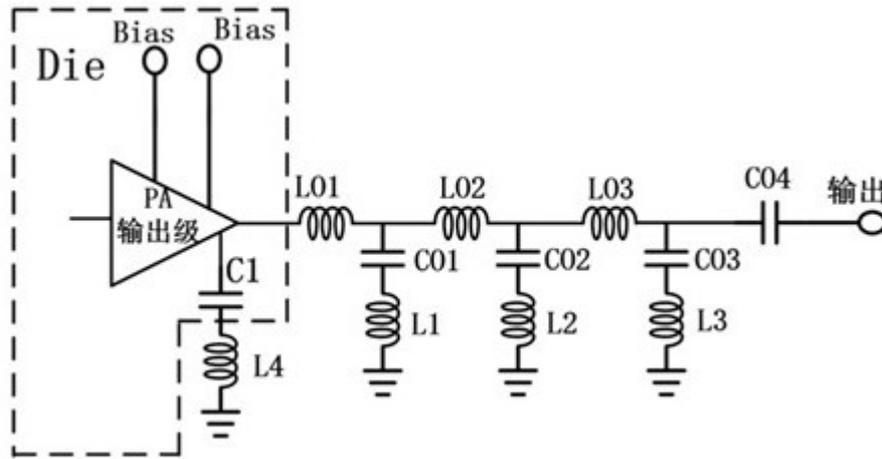


图1

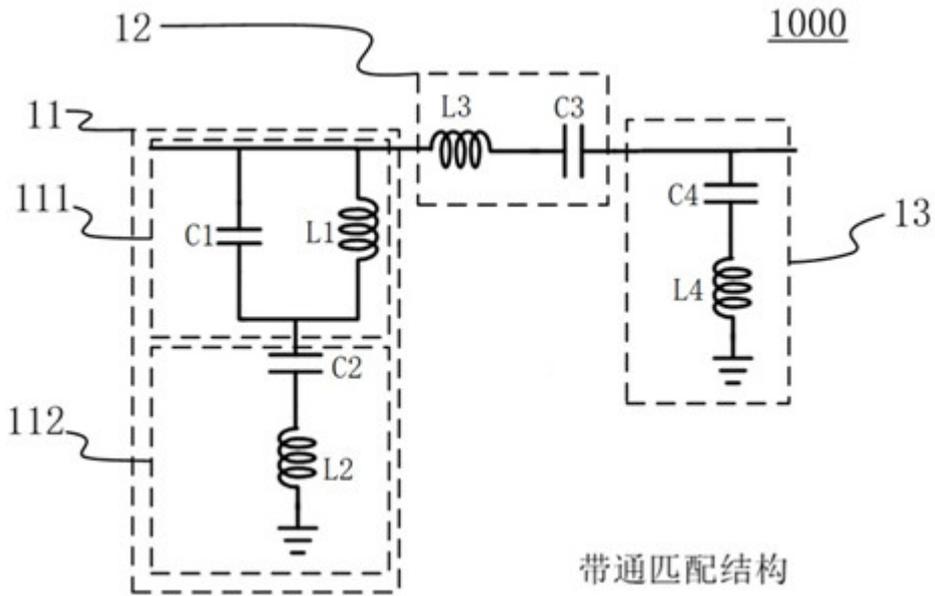


图2

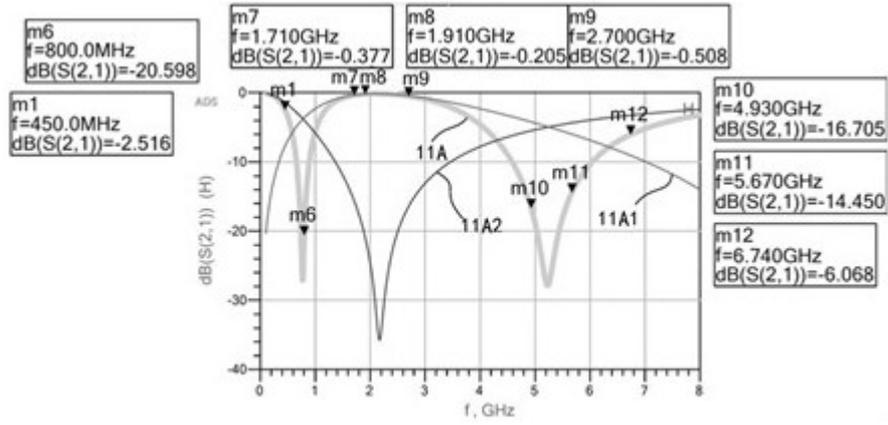


图3

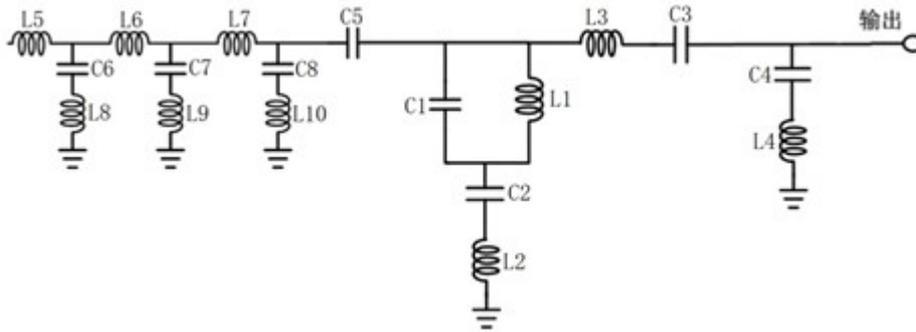


图4

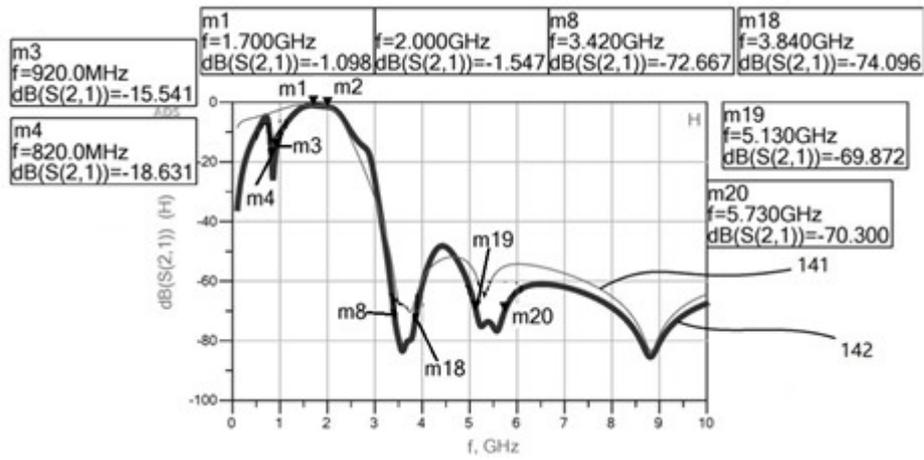


图5

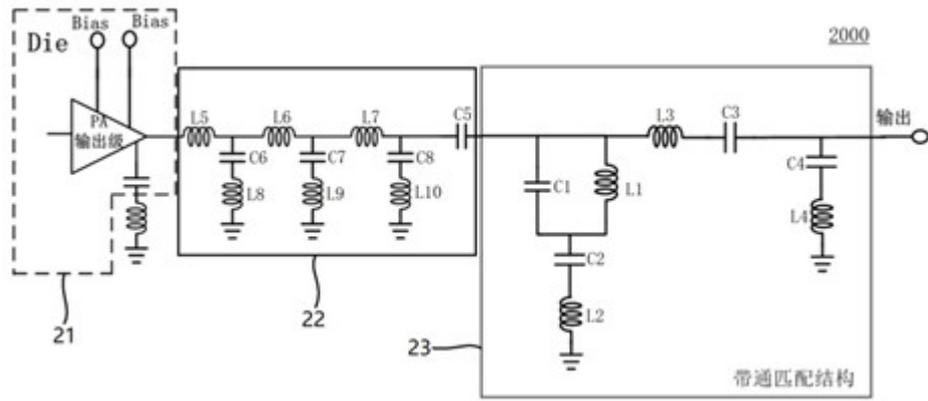


图6