



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 107666299 B
(45) 授权公告日 2020.11.03

(21) 申请号 201710958871.8
(22) 申请日 2014.03.14
(65) 同一申请的已公布的文献号
 申请公布号 CN 107666299 A
(43) 申请公布日 2018.02.06
(30) 优先权数据
 13/838,943 2013.03.15 US
(62) 分案原申请数据
 201480001748.1 2014.03.14
(73) 专利权人 谐振公司
 地址 美国加利福尼亚州
(72) 发明人 帕特里克·J·特纳
 理查德·N·西尔弗 (续)
(74) 专利代理机构 上海申新律师事务所 31272
 代理人 董科
(51) Int.Cl.
 H03H 9/46 (2006.01)
 H03H 9/54 (2006.01) (续)
(56) 对比文件
 CN 102708265 A, 2012.10.03
 US 2011281733 A1, 2011.11.17

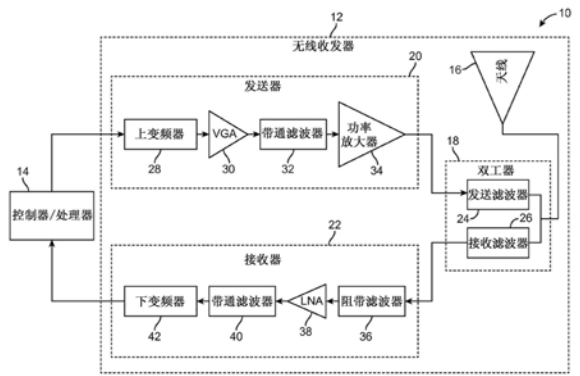
RU 2266612 C2, 2005.12.20
US 1795204 A, 1931.03.03
US 1989545 A, 1935.01.29
CN 101540590 A, 2009.09.23
US 2011018653 A1, 2011.01.27
CN 101689843 A, 2010.03.31
US 2009121802 A1, 2009.05.14
CN 101079604 A, 2007.11.28
CN 1725636 A, 2006.01.25
CN 101242164 A, 2008.08.13
CN 101799836 A, 2010.08.11
US 7110927 B1, 2006.09.19
Michael Schutten 等. High frequency EMI filter parasitic characterization. 《2011 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference》. 2011, 1-8.
M. Hofer 等. Finite element simulation of bulk- and surface acoustic wave (SAW) interaction in SAW devices. 《2002 IEEE Ultrasonics Symposium, 2002. Proceedings.》. 2003,
审查员 杨苏倩

权利要求书3页 说明书14页 附图27页

(54) 发明名称
根据频率响应要求设计声微波滤波器的方法
(57) 摘要

本公开涉及根据频率响应要求设计声微波滤波器的方法。所述方法包括选择初始滤波器电路结构, 所述结构包括包含至少一个谐振元件和至少一个其它电抗电路元件的多个电路元件; 基于频率响应要求, 选择无损电路响应变量; 根据所选择的无损电路响应变量为每个电路元件选择值, 以生成初始滤波器电路设计; 将所述初始滤波器电路设计的所述谐振元件和另外的电抗电路元件变换成至少一个声谐振器模型, 以生成声滤波器电路设计; 为声滤波器电路设计增加寄

生效应, 以便产生预优化滤波器电路设计; 优化预优化滤波器电路设计, 以便产生最终滤波器电路设计; 并且根据最终滤波器电路设计, 构建声微波滤波器。



[接上页]

(72) 发明人 巴拉姆·奎策·安德烈斯·威廉森
科尔特斯
库尔特·F·赖恩 尼尔·O·芬齐
罗伯特·B·哈蒙德

(51) Int.Cl.

H03H 9/64 (2006.01)

G06F 30/36 (2020.01)

G06F 30/327 (2020.01)

1. 一种根据频率响应要求设计声微波滤波器(步骤52)的方法,包括:

选择初始滤波器电路结构(100)(步骤56),所述初始滤波器电路结构包括多个电路元件(114-120),所述多个电路元件(114-120)包括至少一个谐振元件(114)和至少一个电抗电路元件(116-120);

基于所述频率响应要求选择电路响应变量(步骤60);

基于选择的所述电路响应变量为每个电路元件(114-20)选择值,以生成初始滤波器电路设计(步骤62);

将所述初始滤波器电路设计的所述至少一个谐振元件(114)和所述至少一个电抗电路元件(116-120)变换成至少一个声谐振器模型(122),以生成声滤波器电路设计(步骤64);

向所述声滤波器电路设计添加寄生效应,以生成预优化滤波器电路设计(步骤68);

使用计算机化的滤波器优化器将所述预优化滤波器电路设计最优化,以生成最终滤波器电路设计(步骤70);以及

构建所述声微波滤波器(步骤72),其中,所述声微波滤波器的电路元件值中的至少一些与所述最终滤波器电路设计中的对应电路元件值匹配。

2. 根据权利要求1所述的方法,其中,所述频率响应要求包括频率相关回波损耗、插入损耗、抑制以及线性度中的一个或多个。

3. 根据权利要求1所述的方法,其中,所述频率响应要求包括在500MHz至3500MHz范围内的通带。

4. 根据权利要求1所述的方法,其中,所述频率响应要求包括通带和阻带。

5. 根据权利要求1所述的方法,其中,所述至少一个谐振元件(114)中的每一个包括电容器(C^{R1})和电感器(L^{R1})的并联L-C谐振器组合。

6. 根据权利要求1所述的方法,其中,所述至少一个电抗电路元件(116)包括电容器(C_{11})。

7. 根据权利要求1所述的方法,其中,所述初始滤波器电路结构(100)是同轴非谐振节点电路结构。

8. 根据权利要求1所述的方法,其中,所述电路响应变量是限定传输零点的分子多项式与限定反射零点的分母多项式之间的比乘以比例因子的形式。

9. 根据权利要求8所述的方法,其中,传输零点的总数大于等于反射零点的总数。

10. 根据权利要求1所述的方法,其中,所述至少一个声谐振器模型(122)中的每个均是Butterworth-Van Dyke (BVD) 模型。

11. 根据权利要求10所述的方法,其中,所述至少一个谐振元件(114)中的一个包括分流并联L-C谐振器组合(C^{R1}, L^{R1}),所述至少一个电抗电路元件中的一个(116)包括与所述分流并联L-C谐振器组合(C^{R1}, L^{R1})串联的分流导纳逆变器(J_{11}),并且所述至少一个电抗电路元件中的另一个(118)包括与所述分流并联L-C谐振器组合(C^{R1}, L^{R1})并联的分流非谐振电纳(B^{N1}),并且其中,所述分流并联L-C谐振器组合(C^{R1}, L^{R1})、所述分流导纳逆变器(J_{11})以及所述分流非谐振电纳(B^{N1})被变换成所述至少一个BVD模型(122)中的一个。

12. 根据权利要求11所述的方法,其中,所述分流并联L-C谐振器组合(C^{R1}, L^{R1})和所述分流导纳逆变器(J_{11})被变换成分流串联L-C谐振器组合(134),并且所述分流串联L-C谐振器组合(134)和所述分流非谐振电纳(B^{N1})被变换成所述一个BVD模型(122)。

13. 根据权利要求11所述的方法, 其中, 所述BVD模型 (122) 是分流BVD模型。

14. 根据权利要求13所述的方法, 其中, 所述至少一个电抗电路元件 (120) 进一步包括耦接至所述分流并联L-C谐振器组合 (C^{R1}, L^{R1}) 与所述分流非谐振电纳 (B^{N1}) 之间的节点 (1) 的两个同轴导纳逆变器 (J_{s1}, J_{12}), 并且其中, 所述分流BVD模型 (122) 和所述两个同轴导纳逆变器 (J_{s1}, J_{12}) 被变换成同轴BVD模型 (122a) 以及与所述同轴BVD模型 (122a) 串联的电抗 (X_1)。

15. 根据权利要求1所述的方法, 其中, 所述至少一个谐振元件 (114) 包括多个谐振元件, 所述至少一个电抗电路元件 (116-120) 包括多个电抗电路元件, 并且所述至少一个声谐振器模型 (122) 包括多个谐振器模型。

16. 根据权利要求15所述的方法, 进一步包括将所述初始滤波器电路设计分成多个子集电路设计 (130a, 130b), 每个子集电路设计包括所述谐振元件中的一个 (114) 以及所述多个电抗电路元件 (116-120) 中的一个或多个, 其中, 对于每个子集电路设计 (130a, 130b), 所述谐振元件中的一个 (114) 和所述一个或多个电抗电路元件 (116-120) 被变换成所述声谐振器模型 (122) 中相应的一个。

17. 根据权利要求1所述的方法, 进一步包括从表面声波 (SAW) 谐振器、体声波 (BAW) 谐振器、薄膜体声波谐振器 (FBAR) 以及微机电系统 (MEMS) 谐振器中的一个选择所述至少一个谐振元件中的每一个的结构类型 (步骤54)。

18. 根据权利要求1所述的方法, 进一步包括:

将所述频率响应要求映射到标准化设计空间 (步骤58), 其中, 所述电路元件值是基于映射的所述频率响应要求确定的标准化值; 以及

将所述声滤波器电路设计的标准化电路元件值取消映射到实际设计空间 (步骤66)。

19. 根据权利要求1所述的方法, 其中, 所述至少一个谐振元件 (114) 包括多个谐振元件。

20. 根据权利要求19所述的方法,

改变所述预优化滤波器电路设计中的所述多个谐振元件 (114) 沿着信号传输路径设置的顺序, 以生成多个滤波器解决方案;

针对每个滤波器解决方案计算性能参数;

将所述性能参数相互比较; 以及

基于计算出的所述性能参数的比较, 选择所述多个滤波器解决方案中的一个作为所述预优化滤波器电路设计。

21. 根据权利要求1所述的方法, 进一步包括进行所述预优化滤波器电路设计的元件去除最优化, 以生成所述最终滤波器电路设计 (步骤70)。

22. 根据权利要求1所述的方法, 其中, 所述最终滤波器电路设计包括多个声谐振器 (Res1-Res8), 并且其中, 所述最终滤波器电路设计中的所述多个声谐振器 (Res1-Res8) 的最低谐振频率与最高谐振频率之间的差值是所述多个声谐振器 (Res1-Res8) 中的单个谐振器的最大频率分离的至少1倍。

23. 根据权利要求22所述的方法, 其中, 所述最终滤波器电路设计中的多个谐振器 (Res1-Res8) 的所述最低谐振频率与所述最高谐振频率之间的差值是所述多个谐振器 (Res1-Res8) 中的单个谐振器的所述最大频率分离的至少2倍。

24. 根据权利要求22所述的方法, 其中, 所述最终滤波器电路设计中的多个谐振器(Res1-Res8)的所述最低谐振频率与所述最高谐振频率之间的差值是所述多个谐振器(Res1-Res8)中的单个谐振器的所述最大频率分离的至少3倍。

25. 根据权利要求1所述的方法, 其中, 将所述预优化滤波器电路设计最优化包括将所述预优化滤波器电路设计输入至滤波器优化器内, 以生成所述最终滤波器电路设计。

根据频率响应要求设计声微波滤波器的方法

[0001] 本申请是国际申请日2014年03月14日、申请号为201480001748.1、发明名称为“微波声波滤波器的网络合成设计”的申请的分案申请。

技术领域

[0002] 本发明总体上涉及微波滤波器,并且更具体地涉及声波微波滤波器。

背景技术

[0003] 在1910年左右,开始研制用于通信应用的低损耗的、频率选择的电气信号滤波器,用于电报和电话使用中,尤其用于多路复用和解复用在长距离电缆和无线链路上携带的通信信号信道。其中,Bell Laboratories研发了被称为“图像”或“图像参数”设计方法的滤波器设计方法(见George A.Campbell,“Physical Theory of the Electric Wave Filter”、The Bell System Technical Journal、第I卷、2号(1922年11月);Otto J.Zobel,“Theory and Design of Uniform and Composite Electric Wave-Filters”,The Bell System Technical Journal、第II卷、1号(1923年1月))。这些滤波器电路使用包括电感器、电容器以及变压器的电路元件。

[0004] 在20世纪20年代,声波(AW)谐振器(特别是体声波(BAW)谐振器)开始用于一些电信号滤波器中。AW谐振器的等效电路具有在被成为“谐振”频率和“反谐振频率”的频率中紧密间隔开的两个谐振(见see K.S.Van Dyke,“Piezo-Electric Resonator and its Equivalent Network”Proc.IRE、第16卷、1928、第742-764页)。图像滤波器设计方法应用于利用这些石英谐振器的滤波器电路中,并且两个AW滤波器电路类型造成“阶梯”和“晶格”AW滤波器设计(见L.Espenschied,Electrical Wave Filter、美国专利号1,795,204;以及W.P.Mason,“Electrical Wave Filters Employing Quartz Crystals as Elements”,The Bell System Technical Journal(1934))。

[0005] 在20世纪20和30年代,针对用于通信应用的频率选择的电信号滤波器的设计,研制了被称为“网络合成”另一种方法。其中,美国的Foster和Darlington(见Ronald M.Foster,“AReactance Theorem,”Bell Syst.Tech.J.,第3卷、1924、第259-267页,以及S.Darlington,“Synthesis of Reactance 4-poles which produce prescribed insertion loss characteristics”,J.Math Phys、第18卷、1939、第257-353页)以及德国的Cauer(见W.Cauer、美国专利号1,989,545;1935)开创了这种新滤波器电路设计方法。

[0006] 在“网络合成”中,在选择包括电路元件的类型和互连方式的初始电路结构之后,期望的无损滤波器响应被转化成具有复合频率相关电路响应参数(例如,散射参数,例如, S_{21} 和 S_{11})的形式的复数多项式的比率。可以如下表示 S_{21} 散射参数:

[0007] [1] $H(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = K \frac{(s - z_1)(s - z_2) \cdots (s - z_{m-1})(s - z_m)}{(s - p_1)(s - p_2) \cdots (s - p_{n-1})(s - p_n)}$, 其中, $N(s)$ 是分子多项式, $D(s)$

(s)是分母多项式, z_i 是等式 $N(s) = 0$ 的根(或传输零点), p_i 是等式 $D(s) = 0$ 的根(或反射零点), m 是传输零点的数量, n 是反射零点的数量,并且 K 是比例因子。(注意:对于无损耗的情

况,传输零点是S21的零点,并且反射零点是S11的零点。稍后在电路设计工序中增加小而有限的实际损耗时,这些零点可以变成小而不再精确的零点,并且与最终滤波器的自然频率、谐振对应)。然后,可以在无损耗的情况下,从复合多项式的比率中精确地“合成”(计算)滤波器电路元件值。忽略实际上保持较小的损耗,“合成的”电路的响应与期望的响应函数匹配。

[0008] 在20世纪50和60年代,网络合成成功地应用于微波滤波器的设计中,用于通信和其他应用。这些新型滤波器利用高品质(低损耗)电磁谐振器和在这些谐振器之间的电磁联轴器作为电路元件(见George L.Matthaei等人,Microwave Filters,Impedance-Matching Networks,and Coupling Structures,McGraw-Hill Book Company,第95-97、438-440页(1964);以及Richard J.Cameron等人,Microwave Filters for Communication Systems: Fundamentals,Design and Applications,Wiley-Interscience(2007))。从20世纪70年代开始,网络合成也应用于声波滤波器的设计中,用于通信和其他应用。(见Anatol I.Zverev,Handbook of Filter Synthesis,John Wiley&Sons,第414-498页(1967);以及Robert G.Kinsman,Crystal Filters:Design,Manufacture,and Application,John Wiley&Sons,第37-105和117-155页(1987))。在这项工作中,在初始电路结构中仅仅包括声波谐振器的谐振。在通过网络合成方法计算初始电路的元件值之后,反谐振被视为加入电路内的寄生效应。

[0009] 从1992年左右开始,研制了薄膜表面声波(SAW)谐振器和薄膜BAW谐振器,并且开始在微波频率(>500MHz)下使用。利用AW阻抗元件滤波器(IEF)设计,这是Espenschied型梯形声波滤波器设计的一个实例(见O.Ikata等人的“Development of Low-Loss Bandpass Filters Using Saw Resonators for Portable Telephones”,1992 Ultrasonics Symposium,第111-115页;以及Ken-ya Hashimoto,Surface Acoustic Wave Devices in Telecommunications:Modeling and Simulation,Springer(2000),第149-161页)。在SAW和BAW实现方式中由AW IEF带通滤波器设计的图像通常在移动通信装置的射频(RF)前端中用于微波过滤应用。在移动通信工业中最特别重要的是大约500MHz-3,500MHz的频率范围。在美国,多个标准频带用于蜂窝通信中。这些包括频带2(~1800MHz-1900MHz)、频带4(~1700MHz-2100MHz)、频带5(~800MHz-900MHz)、频带13(~700MHz-800MHz)以及频带17(~700MHz-800MHz);出现的其他频带。

[0010] 双工器(一种特别的滤波器)在移动装置的前端中是关键元件。现代移动通信装置同时传输和接收(使用码分多址(CDMA)、宽带码分多址(WCDMA)或长期演进(LTE))并且使用相同的天线。双工器将可以高达0.5Watt功率的传输信号和可以低至微微瓦的接收信号分离。在载波上通过不同的频率调制传输和接收信号,允许双工器选择这些信号;甚至因此双工器必须提供低插入损耗、高度选择性小电路面积、高功率处理、高线性度以及低成本。图像设计的带通AW IEF滤波器普遍优选地用于双工器中,这是因为该滤波器满足了这些要求并且比抽头延迟线(由于具有更高的损耗)以及谐振单相单向换能器(SPUDT)滤波器(由于所需要的窄线防止缩放微波频率)等替换物明显更好;尽管由于所提供的平衡输出以及改进的抑制,双模SAW(DMS)(也被称为纵向耦接的谐振器)(LCR)滤波器有时在双工器中用于接收滤波器。(见David Morgan,Surface Acoustic Wave Filters With Applications to Electronic Communications and Signal Processing,第335-339、352-354页(2007))。

[0011] 这些传统的AW IEF滤波器设计的微小变化也被视为用于这些应用中(例如,见美国专利号8,026,776和美国专利号8,063,717),这通常在IEF设计中添加一个或多个电路元件(例如,电容器、电感器或者AW谐振器),以便增强或增加特定的电路特征。在对AW IEF电路的影响足够小,以便与优化的IEF相比,在增加额外的元件之后,目前使用的计算机优化工具聚集和产生一种改进的设计时,可以完成这个目标。这是包含AW谐振器的任何电路的严格要求,这些谐振器具有间距小的谐振和反谐振,从而仅仅允许基本的AW IEF设计和功能具有非常微小的变化。

[0012] 需要改进的微波声波滤波器,用于提供改进的性能、更小的尺寸以及更低的成本;还用于包括可调谐性;在声波谐振器的复合性质直接包含在网络合成工序内(本发明的目标)时,网络合成提供了一种路径。

发明内容

[0013] 根据本发明,提供了一种根据频率响应要求(例如,频率相关回波损耗、插入损耗、抑制(rejection)以及线性度或通带(例如,在500MHz-3500MHz的范围内)以及阻带)设计声微波滤波器的方法。该方法包括:选择初始滤波器电路结构,所述结构包括包含至少一个谐振元件(例如,电容器和电感器的并联L-C谐振器组合)和至少一个其它电抗电路元件(例如,电容器)的多个电路元件。初始滤波器电路结构可以是例如同轴非谐振节点电路结构(in-line non-resonant-node circuit structure)。

[0014] 一种可选的方法进一步包括从表面声波(SAW)谐振器、体声波(BAW)谐振器、薄膜体声波谐振器(FBAR)以及微机电系统(MEMS)谐振器中的一个中选择每个谐振元件的结构类型。另一种可选的方法进一步包括将频率响应要求映射到标准化的设计空间中,在这种情况下,所述电路元件值是根据映射的频率响应要求确定的标准化值;并且将声滤波器电路设计的标准化电路元件值取消映射到实际的设计空间中。

[0015] 该方法进一步包括根据频率响应要求,选择无损电路响应变量(例如,具有在限定传输零点的分子多项式与限定反射零点的分母多项式之间的比率乘以比例因子的形式),并且基于所选择的电路响应变量,为每个电路元件选择值,用于产生初始滤波器电路设计。

[0016] 该方法进一步包括将所述初始滤波器电路设计的谐振元件和其他电抗电路元件变换成至少一个声谐振器模型,以便产生声滤波器电路设计。在一个实施方式中,声谐振器模型是Butterworth-Van Dyke (BVD) 模型。在这种情况下,所述另外的电抗电路元件可以包括与分流并联L-C谐振器组合(in-shunt parallel L-C resonator combination)串联的分流导纳逆变器(in-shunt admittance inverter)以及与分流并联L-C谐振器组合并联的分流非谐振电纳,并且所述分流并联L-C谐振器组合、分流导纳逆变器以及分流非谐振电纳可以变换成一个BVD模型。例如,分流并联L-C谐振器组合和分流导纳逆变器可以变换成分流串联L-C谐振器组合,并且分流串联L-C谐振器组合和分流非谐振电纳可以变换成一个BVD模型。在这种情况下,所述一个BVD模型可以是分流BVD模型。在该实施方式中,电抗电路元件可以进一步包括与在分流并联L-C谐振器组合与分流非谐振电纳之间的节点耦接的两个同轴导纳逆变器,并且所述分流BVD模型和所述两个同轴导纳逆变器可以变换成同轴BVD模型以及同轴BVD模型串联的电抗。

[0017] 在一个实施方式中,提供多个谐振元件、多个电抗电路元件以及多个谐振器模型。

在这种情况下,该方法可以进一步包括将所述初始滤波器电路设计分成多个子集电路设计,每个子集电路设计包括一个谐振元件以及多个电抗电路元件中的一个或多个,其中,对于每个子集电路设计,所述谐振元件和所述电抗电路元件变换成声谐振器模型中的各个。

[0018] 该方法进一步包括为声滤波器电路设计增加寄生效应,以生成预优化滤波器电路设计;优化预优化滤波器电路设计,以生成最终滤波器电路设计(例如,通过将预优化滤波器电路设计输入滤波器优化器内,以生成最终滤波器电路设计);并且根据最终滤波器电路设计,构建声微波滤波器。一种可选的方法进一步包括进行预优化滤波器电路设计的元件去除优化,以生成最终滤波器电路设计。

[0019] 如果提供多个谐振元件,则该方法可以可选地包括改变预优化滤波器电路设计中的多个谐振元件沿着信号传输路径被设置的顺序,以便产生多个滤波器解决方案;针对每个滤波器解决方案计算性能参数;将所述性能参数相互比较;以及基于所计算的性能参数的比较,选择多个滤波器解决方案中的一个作为预优化电路设计。在一种方法中,所述最终电路设计包括多个声谐振器,并且在最终滤波器电路设计中的多个声谐振器的最低谐振频率与最高谐振频率之间的差值是多个声谐振器中的单个声谐振器的最大频率分离的至少1倍,优选地是至少2倍,并且更优选地是至少3倍。

[0020] 通过阅读旨在说明(而非限制)本发明的优选实施方式的以下详细描述,本发明的其他和进一步方面和特征显而易见。

附图说明

[0021] 附图示出了本发明的优选实施方式的设计和效用,其中,相似的元件由共同的参考数字表示。为了更好地理解如何获得本发明的上述和其他优点以及目标,参照在附图中示出的其具体实施方式,示出上面简单描述的本发明的更特别的描述。理解这些附图仅仅描述本发明的典型实施方式,因此不被视为限制其范围,通过使用附图,额外特别并且详细地描述和解释本发明,其中:

[0022] 图1为无线电信系统的方框图;

[0023] 图2为示出根据本发明的一种方法的用于设计声滤波器的网络合成技术的流程图;

[0024] 图3为用作图2的网络合成技术的初始滤波器电路的同轴非谐振节点滤波器的示意图;

[0025] 图4为图3的初始滤波器电路的并联L-C谐振器组合的示意图;

[0026] 图5为Butterworth-Van Dyke (BVD) 声波谐振器模型的等效电路示意图;

[0027] 图6为根据图2的网络合成技术的从图3的初始滤波器电路结构(设计)中取出的子集电路设计,据此,同轴声谐振器并入图3的初始滤波器电路设计内;

[0028] 图7至图9为根据图2的网络合成技术的依次制成图6的子集电路设计的电路变换;

[0029] 图10为根据图2的网络合成技术的从图3的初始滤波器电路结构中采取的子集电路设计;

[0030] 图11至图13为根据图2的网络合成技术的依次制成图10的子集电路设计的电路变换,据此,分流声谐振器并入图3的初始滤波器电路结构内;

[0031] 图14为根据图2的网络合成技术的从图9和图13的子集声电路设计中生成的声滤

波器电路设计的示意图；

[0032] 图15为根据图2的网络合成技术的从图14的声滤波器电路设计中实现的预优化滤波器电路设计的示意图；

[0033] 图16为示出图15的预优化滤波器电路设计的元件值的表格；

[0034] 图17为图15的预优化滤波器电路设计的S21频率响应绘图；

[0035] 图18为根据图2的网络合成技术的通过将预优化滤波器电路设计输入计算机化的滤波器优化器并且执行元件去除设计技术来产生的优化滤波器电路设计的示意图；

[0036] 图19为示出图18的优化滤波器电路设计的元件值的表格；

[0037] 图20为图18的优化滤波器电路设计的S21频率响应绘图；

[0038] 图21a和图21b为图18的优化滤波器电路设计的S11频率响应绘图；

[0039] 图22至图24为根据图2的网络合成技术的依次制成图10的子集电路设计的电路变换，据此，分流声谐振器并入图3的初始滤波器电路结构的谐振分支内；

[0040] 图25为根据图2的网络合成技术的从图24的子集声电路设计中生成的声滤波器电路设计的示意图；

[0041] 图26为根据图2的网络合成技术的从图25的声滤波器电路设计中实现的另一预优化滤波器电路设计的示意图；

[0042] 图27为示出图26的预优化滤波器电路设计的元件值的表格；

[0043] 图28为在优化之后的图25的滤波器电路设计的S21频带5频率响应绘图；

[0044] 图29为在优化之后的图25的滤波器电路设计的S21频带8频率响应绘图；

[0045] 图30为根据图2的网络合成技术生成的另一预优化滤波器电路设计的示意图；

[0046] 图31为在优化之后的图30的滤波器电路设计的S21频带5频率响应绘图；以及

[0047] 图32为在优化之后的图30的滤波器电路设计的S21频带8频率响应绘图。

具体实施方式

[0048] 本公开描述了一种网络合成技术，用于设计声波 (SAW) 微波滤波器 (例如，表面声波 (SAW)、体声波 (BAW, bulk acoustic wave)、薄膜体声波谐振器 (FBAR, film bulk acoustic resonator)、微机电系统 (MEMS) 滤波器)。与先前的AW微波滤波器设计方法相比，这种网络合成技术产生了更好性能和/或更低成本的AW微波滤波器 (即，频率大于500MHz)。这种AW微波滤波器可以为固定频率和/或可调谐滤波器 (频率和/或带宽和/或输入阻抗和/或输出阻抗可调谐)，并且可以用于单带或多带带通过滤和/或带阻中。在具有苛刻的电气和/或环境性能要求和/或严格成本/尺寸限制的 (例如，在移动通信装置 (包括手机、智能电话、笔记本电脑、平板电脑等) 的射频 (RF) 前端或者固定通信装置 (包括M2M装置、无线基站、卫星通信系统等) 的射频前端中发现的) 应用中，这种AW微波滤波器是有利的。

[0049] 在本文中描述的实例AW微波滤波器 (例如，图28至图29) 示出了具有单个通带和单个阻带的频率响应，在需要具有间距小的阻带的通带的电信系统双工器中，该响应特别有用。例如，参照图1，用于移动通信装置内的电信系统10可以包括：收发器12，其能够传输和接收无线信号；以及控制器/处理器14，其能够控制收发器12的功能。收发器12通常包括：宽带天线16；双工器18，其具有发送滤波器24和接收滤波器26；发送器20，其通过双工器18的发送滤波器24耦接至天线16；以及接收器22，其通过双工器18的接收滤波器26耦接至天线

16。

[0050] 发送器20包括上变频器28,其被配置为将由控制器/处理器14提供的基带信号转换成频率(RF)信号;可变增益放大器(VGA)30,其被配置为放大RF信号;带通滤波器32,其被配置为通过由控制器/处理器14选择的频率输出射频信号;以及功率放大器34,其被配置为放大过滤的射频信号,然后,通过双工器18的发送滤波器24将该射频信号提供给天线16。

[0051] 接收器22包括:陷波或阻带滤波器36,其被配置为经由接收滤波器26拒绝从天线16中输入的射频信号的传输信号干扰;低噪声放大器(LNA)38,其被配置为放大具有较低噪音的阻带滤波器36的射频信号;可调谐带通滤波器40,其被配置为通过由控制器/处理器14选择的频率输出放大的射频信号;以及下变频器42,其被配置为将射频信号下变频为提供给控制器/处理器14的基带信号。可替换地,由阻带滤波器36执行的拒绝传输信号干扰的功能可以由双工器18替代执行。可替换地,发送器20的功率放大器34可以被设计为减少传输信号干扰。

[0052] 应理解的是,在图1中的方框图实际上是功能图,并且几个功能可以由一个电子元件执行,或者一个功能可以由几个电子元件执行。例如,由上变频器28、VGA30、带通滤波器40、下变频器42以及控制器/处理器14通常由单个收发器芯片执行。带通滤波器32的功能可以由双工器18的功率放大器34和发送滤波器24执行。

[0053] 在本文中描述的示例性网络合成技术用于为电信系统10的前端设计声微波滤波器,尤其设计双工器18的发送滤波器24,尽管相同的技术可以用于为双工器18的接收滤波器26设计声微波滤波器。

[0054] 现在参照图2,描述一种用于设计AW微波滤波器的一种示例性网络合成技术50。首先,通过应用滤波器,建立过滤要求(步骤52),这些要求包括频率响应要求(包括通带、回波损耗、插入损耗、抑制、线性度、噪声指数、输入和输出阻抗等)、尺寸和成本要求、以及环境要求(例如,操作温度范围、振动、故障率等)。在所示出的实施方式中,该设计的目标在于以下要求:从1850MHz到1910MHz的一个通带,最大的插入损耗要求是2dB;以及三个阻带,第一个阻带从1930MHz到1990MHz,最小的抑制是44dB;第二个阻带从2010MHz到2025MHz,最小的抑制是20dB;第三个阻带从2110MHz到2155MHz,最小的抑制是45dB。

[0055] 接下来,选择在AW滤波器中使用的电路元件的结构类型;例如,选择谐振器的结构类型(SAW、BAW、FBAR、MEMS等)和电感器、电容器和开关的类型以及用于制造这些电路元件的材料,包括用于制造滤波器的封装和组装技术(步骤54)。在本文中描述的特定实例中,电路元件的选择是在由42度的XY切割的LiTaO₃构成的衬底上构建的SAW谐振器和电容器。

[0056] 然后,根据从频率响应要求中获得带通和/或阻带,选择初始电路结构,例如,同轴非谐振节点、或同轴、或者具有交叉耦接的同轴、或者具有交叉耦接的同轴非谐振节点(步骤56)。在所示出的实施方式中,所选择的初始电路结构是同轴非谐振节点结构,例如,在美国专利号7,719,382、7,639,101、7,863,999、7,924,114、8,063,714以及题为“Element Removal Design in Microwave Filters”的美国临时专利申请序号61/802,114中描述的那些结构。为了本说明书的目的,术语“结构”表示元件类型及其互连,而不考虑元件的值。

[0057] 参照图3,同轴非谐振节点初始滤波器电路结构100的一个这种实施方式通常包括:信号传输路径102,其具有输入104(由节点S表示)和输出106(由节点L表示);多个节点

108 (由节点S、1、2...n表示), 其沿着信号传输路径102设置; 多个谐振分支110, 其分别将节点108和耦接至地面; 以及多个非谐振分支112, 其与谐振分支110分别平行地分别将节点108耦接至地面。

[0058] 初始滤波器电路结构100进一步包括: 多个分流谐振元件114 (由电纳 B^{R1} 、 B^{R2} ... B^{Rn} 表示), 这些元件分别位于谐振分支110内; 以及多个分流非谐振元件116 (由导纳逆变器 J_{11} 、 J_{22} ... J_{nn} 表示), 这些元件与谐振元件114串联。初始滤波器电路结构100进一步包括多个分流非谐振元件118, 其中的两个元件使节点S和节点L与地面耦接 (分别由电纳 B^{NS} 和 B^{NL} 表示), 并且其中的四个元件分别位于非谐振元件110内 (由 B^{N1} 、 B^{N2} ... B^{Nn} 表示)。初始滤波器电路结构100进一步包括多个同轴非谐振元件120 (由导纳逆变器 J_{S1} 、 J_{12} 、 J_{23} ... $J_{n-1,n}$ 、 J_{nL} 表示), 这些元件分别将节点S、1、2...n、L耦接在一起。

[0059] 初始滤波器电路结构100可以进一步包括: 多个调谐元件 (未示出), 用于调整谐振元件114的频率和/或非谐振元件120的值; 以及电控制器 (未示出), 被配置为通过改变非谐振元件116-120中所选择的那些元件, 在期望频率范围内将初始滤波器电路结构100调谐成所选择的窄带。因此, 如果如图4中所示, 由并联L-C谐振器组合 (例如, 储能电路) 适当地描述用于实现电纳 B^R 值的高品质因数谐振元件114, 则初始滤波器电路结构100可用于可重新配置的带通滤波器的网络合成中。

[0060] 使用在图5中示出的Butterworth Van Dyke (BVD) 模型122, 更好地描述高品质因数谐振元件114。BVD模型122还可以描述SAW谐振器, 可以通过在压电衬底上设置叉指式换能器 (IDT), 例如, 用石英或氮化铝等材料制造的晶状石英、铌酸锂 (LiNbO_3)、钽酸锂 (LiTaO_3) 晶体或BAW (包括FBAR) 谐振器、或者MEMS谐振器, 来制造这些谐振器。BVD模型122包括动态电容 C_m 124、静态电容 C_0 126以及动态电感 L_m 128。动态电容 C_m 124和动态电感 L_m 128可以由电气和声学性能的相互作用造成, 因此可以被称为BVD模型122的动态臂部。静态电容 C_0 126可以仅仅由该结构的电气性能 (导体、电介质以及间隙) 造成, 因此可以被称为BVD模型122的静态 (非动态) 电容。以下等式使参数相关。

$$[0061] \quad [2] \quad \omega_R = \frac{1}{\sqrt{L_m C_m}}$$

$$[0062] \quad [3] \quad \frac{\omega_A}{\omega_R} = \sqrt{1 + \frac{1}{\gamma}}$$

[0063] 其中, ω_R 和 ω_A 可以是任何规定的声谐振器的各个谐振和反谐振频率, 并且伽玛 γ 可以取决于材料的性能, 该性能可以进一步由以下等式定义:

$$[0064] \quad [4] \quad \frac{C_0}{C_m} = \gamma$$

[0065] 通常, 对于42度的X Y切割 LiTaO_3 , γ 值的范围可以从大约12到大约18。声谐振器的频率分离表示在其谐振频率与其反谐振频率之间的差值。声波谐振器的百分比分离是在其谐振频率与其反谐振频率之间的百分比频率分离, 并且可以如下计算:

$$[0066] \quad [8] \quad \text{百分比分离} = \sqrt{1 + \left(\frac{1}{\gamma}\right)} - 1$$

[0067] 其中, γ 是谐振器的静态到动态电容的比率 (等式[4]), 由压电材料的材料性能决

定并且由装置的几何图形修改。

[0068] 声谐振器的谐振频率 ω_R 表示阻抗的幅度到达局部最小值并且阻抗的相位与0相交的频率。声谐振器的谐振频率 ω_A 表示阻抗的幅度到达局部最大值并且阻抗的相位与0相交的频率。

[0069] 通过等式[1]可以理解的是,每个声谐振器的谐振频率取决于BVD模型122的动态臂部,然而,滤波器特征(例如,带宽)深受在等式[2]中的 γ 的影响。声谐振器122的品质因数(Q)可以使声滤波器设计的重要品质因数,与在滤波器内的元件的损耗相关。电路元件的Q表示每个周期储存的能量与每个周期耗散的能量比率。品质因数在每个声谐振器中模拟实际损失,并且通常,可以要求不止一个品质因数来描述声谐振器的损耗。可以如下为滤波器实例定义品质因数。动态电容 C_m 124可以具有被定义为 $Q_{cm}=10^8$ 的关联Q;静态电容 C_0 126可以具有定义为 $Q_{c0}=200$ 的关联Q;并且动态电感 L_m 128可以具有定义为 $Q_{Lm}=1000$ 的关联Q。(在此处,为了简单起见,动态谐振的损耗集中到动态电感内,并且动态电容被视为基本上无损耗)。电路设计师通常可以使SAW谐振器具有谐振频率 ω_R 、静态电容 C_0 、伽玛 γ 以及品质因数 Q_{Lm} 的特征。对于商业应用,对于SAW谐振器, Q_{Lm} 可以大约为1000,并且对于BAW谐振器,大约为3000。

[0070] 返回图2,然后,将频率响应要求映射到标准化的设计空间(步骤58)中。使用合适的算法,可以进行映射,例如,平方根/二次方映射技术(见George L.Matthaei, Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures, McGraw-Hill Book Company、第95-97、438-440页(1964))或者更适合于声波谐振器的对数/指数映射技术。

[0071] 一种吸引人的对数映射技术使用以下等式:

$$[0072] \quad [5] \quad \Omega = \ln \left(\frac{\omega^2}{\omega_p^2} \right) / \ln \left(1 + \frac{1}{\gamma} \right)$$

$$[0073] \quad [6] \quad |\Omega_R - \Omega_A| = 1$$

[0074] 其中, $\omega_p/2\pi$ 是通带或阻带的几何中心频率, $\omega/2\pi$ 是实际频率, Ω 是映射频率, γ 是谐振器的静态与动态电容的比率, Ω_R 是谐振器的映射谐振频率,并且 Ω_A 是谐振器的映射的反谐振频率。

[0075] 接下来,无损电路响应变量具有在限定传输零点的分子多项式与限定反射零点的分母多项式之间的比率乘以比例因子的形式,如在等式[1]中所提供的(步骤60)。通常,传输零点的总数可以大于等于反射零点的总数,并且通常,一个或多个反射零点位于滤波器的任何通带之外。

[0076] 接下来,然后,使用耦接矩阵或参数提取方法或者等效电路合成技术,从这些多项式中计算初始滤波器电路结构100的映射的并且标准化的电路元件值(步骤62),以生成初始无损电路设计。为了本说明书的目的,“电路设计”表示电路结构,同时考虑构成电路结构的元件的值。

[0077] 接下来,然后,可进行等效电路变换,以便减少电路元件的数量或者改变电路元件的类型、电路的尺寸或者单独电路元件的可实现性,以便产生声滤波器电路设计(步骤64)。这些变换基本上没有改变初始无损电路设计的响应,并且可以利用等效电路变换,例如,使J逆变器等同于等效电容或电感PI或T网络。例如,并联谐振器/两个J逆变器组合可以变换

成单个串联谐振器；串联谐振器/两个J逆变器组合可以变换成单个并联谐振器，多个并联电容可以组合成单个电容器，或者为了另外消除电容器，通过与正并联电容器相结合，可以去除负电容器，以便产生单个正电容器，多个串联电感器可以组合成单个电感器，或者为了另外消除电感器，通过与正串联电感器相结合，可以去除负电感器，以便产生单个正电感器，或者可以进行其他等效的电路变换，以便获得可具有目标电路响应的无损电路，但是这些等效电路变换可以更小、更便宜和/或比初始无损电路设计更容易实现。

[0078] 显然，虽然由在图5中所示的BVD模型122最佳地描述声谐振元件 B^R ，但是由于BVD模型122具有额外的静态电容 C_0 ，所以该模型不能直接包含在图4中所示的L-C等效初始滤波器电路设计100内，从而出现挑战。因此，一种特别类型的电路变换涉及将初始滤波器电路设计100变换成一种合适的结构，声谐振器模型以及在这种情况下的BVD模型122可以并入该结构内。通过将初始滤波器电路设计100分成等于谐振元件114的数量的多个子集，可以最佳地进行这种电路变换。每个子集包括与每个节点耦接的电路元件，谐振分支110和非谐振分支112与这个节点耦接。每个子集的性质取决于需要并联声谐振器还是同轴声谐振器。

[0079] 例如，在将同轴声谐振器包含在初始滤波器电路设计100内的一种变换技术中，特别的子集电路设计包括：谐振元件114（电纳 B^R ），其从各个节点108耦接至地面；非谐振元件116（导纳逆变器J），其与谐振元件114串联耦接；非谐振元件118（电纳 B^N ），其从各个节点108耦接至与谐振元件114（电纳 B^R ）平行的地面；以及两个非谐振元件120（导纳逆变器J），其与各个节点108串联耦接。例如，如图6中所示，子集130a包括节点1，因此，谐振元件 B^{R1} 从各个节点108耦接至地面，导纳逆变器元件 J_{11} 与谐振元件 B^{R1} 串联耦接，非谐振元件 B^{N1} 从各个节点108耦接至与谐振元件 B^{R1} 平行的地面，并且两个导纳逆变器 J_{S1} 和 J_{12} 与各个节点108串联耦接。

[0080] 如图7中所示，导纳逆变器 J_{11} 由电容PI网络（电容器 $-C_{11}$ 、 C_{11} 以及 $-C_{11}$ ）代替，并且谐振元件 B^{R1} 由电感（电感器 L^{R1} ）和电容（电容器 C^{R1} ）的并联L-C谐振器组合代替。由包括电容器 $-C_{11}$ 、 C_{11} 以及 $-C_{11}$ 和电感器 L^{R1} 和电容器 C^{R1} 的并联L-C谐振器组合的PI网络表示的电路子结构132可以变换成电感（电感器 L^{R1} ）和电容（电容器 C^{R1} ）的串联L-C谐振器组合134。显然，这个串联L-C组合134可以由BVD模型122的串联谐振支腿实现，以便该模型可以更好地包含在电路子结构132内。

[0081] 为了将BVD模型122包含在电路子结构132内，必须容纳BVD模型122的静态电容 C_0 。这可以通过使用电容（ C_0^{R1} 和电纳 B^{N1} ）代替并联电纳 B^{N1} 来实现，如图8中所示。 C_0^{R1} 表示BVD模型122的静态电容，并且由关系 $B^{N1} = \omega (C_0^{R1})$ 提供 B^{N1} 。然后，电纳 B^{N1} 、两个同轴导纳逆变器 J_{S1} 和 J_{12} 、以及串联声谐振器122可以变换成同轴声谐振器122a和串联电抗136（表示为 X_1 ），如图9中所示。

[0082] 在将并联声谐振器包含到初始滤波器电路设计100内的变换技术中，特别的子集包括：谐振元件114（电纳 B^R ），其从各个节点108耦接至地面；非谐振元件116（导纳逆变器J），其与谐振元件114串联耦接；以及非谐振元件118（电纳 B^N ），其从各个节点108耦接至与谐振元件114（电纳 B^R ）平行的地面。例如，如图10中所示，子集130b包括节点2，因此，谐振元件 B^{R2} 从各个节点108耦接至地面，导纳逆变器元件 J_2 与谐振元件 B^{R2} 串联耦接，并且非谐振元件 B^{N2} 从各个节点108耦接至与谐振元件 B^{R2} 平行的地面。

[0083] 如图11中所示,导纳逆变器 J_{22} 由电容PI网络(电容器 $-C_{22}$ 、 C_{22} 以及 $-C_{22}$)代替,并且谐振元件 B^{R2} 由电感(电感器 L^{R2})和电容(电容器 C^{R2})的并联L-C谐振器组合代替。由包括电容器 $-C_{22}$ 、 C_{22} 以及 $-C_{22}$ 和电感器 L^{R2} 和电容器 C^{R2} 的并联L-C谐振器组合的PI网络表示的电路子结构132可以变换成电感(电感器 $L^{R2'}$)和电容(电容器 $C^{R2'}$)的串联L-C组合134。显然,这个串联L-C组合134可以由BVD模型122的串联谐振支腿实现,以便该模型可以更好地包含在电路子结构132内。

[0084] 为了将BVD模型122并入在电路子结构132内,必须容纳BVD模型122的静态电容 C_0 。这可以通过使用电容($C_0^{R1'}$ 和电纳 $B^{N1'}$)代替并联电纳 B^{2N} 来实现,如图12中所示。 $C_0^{R2'}$ 表示BVD模型122的静态电容,并且由关系 $B^{N2} - \omega (C_0^{R2})$ 提供 $B^{N2'}$ 。因此,可以实现并联声谐振器122b,如图13中所示。

[0085] 可以理解的是,初始滤波器电路设计100可以分成交替的子集130a和130b,以便可以生成具有交替的同轴声谐振器122a和并联谐振器122b的滤波器电路设计。例如,具有9个谐振器 B^R 的初始滤波器电路设计100可以变换成具有通过交替的方式设置的5个同轴声谐振器122a和4个并联谐振器122b的声滤波器电路结构150a,如图14中所示。

[0086] 尽管电路变换步骤描述为在初始滤波器电路设计上进行(即,在计算映射的和标准化的电路元件值之后),但应理解的是,电路变换步骤可以在初始滤波器电路结构上进行(例如,在计算映射的和标准化的电路元件值之前),以生成声滤波器电路结构,在这种情况下,可以计算声滤波器电路结构的映射的和标准化的电路元件值,以生成声滤波器电路设计。

[0087] 返回图2,根据最初用于将频率响应要求映射到标准化的设计空间中的映射技术的反转,将声滤波器电路设计150a的电路元件取消映射到实际的设计空间中(即,具有实际频率的无损电路元件(L和C))(步骤66)。例如,如果等式[5]的对数映射技术用于将频率响应要求映射到标准化的空间中,那么以下对数去映射的等式可以用于将标准化的电路元件值取消映射到实际的设计空间中:

$$[0088] \quad [7] \omega = \omega_p \left(1 + \frac{1}{\gamma} \right)^{\Omega/2}$$

[0089] 显然,根据符号B,任何B值可以由L或C实现。取消映射标准化的电路值,产生在图15中所示的所实现的电路、每个谐振器的谐振频率 ω_R 和静态电容 C_0 的值以及电容器和电感器的电容和电感,如中所示,在模拟时,这产生在图17中所示的频率响应。(注意:通过极点提取,在合成结束时,增加电感器L1和电容器C1,以便提供网络的相等输入和输出阻抗。)

[0090] 接下来,使用电磁模拟器(例如,**Sonnet®**软件),并且增加母线(互连)损耗,以便到达预优化滤波器电路设计,从而在声滤波器电路设计150a中增加寄生效应(步骤68)。通过使各个电路元件的品质因数Q相关联,可以包括声谐振器的损耗。在该实施方式中,动态电容 C_m 124具有定义为 $Q_{cm} = 10^8$ 的关联Q;静态电容 C_0 126具有定义为 $Q_{c0} = 200$ 的关联Q;并且动态电感 L_m 128具有定义为 $Q_{Lm} = 1000$ 的关联Q。剩余的电感器具有定义为 $Q_u = 60$ 的关联Q,并且剩余的电容器具有定义为 $Q_u = 200$ 的关联Q。还为每个声谐振器增加母线(互连)电阻 $R_s = 0.5 \text{ ohms}$ 。

[0091] 然后,将预优化滤波器电路设计输入计算机化的滤波器优化器内,以便产生最终

滤波器电路设计(步骤70)。在一种优选的方法中,在优化期间实现元件去除优化(ERO)技术,其中,去除不必要的或“消失的”电路元件,或者这些元件减少为更简单的电路元件,产生在图18中所示的最终滤波器电路设计。在题目为“Element Removal Design in Microwave Filters”的美国临时专利申请序号61/802,114中,描述了ERO技术。优化和ERO技术产生每个谐振器的谐振频率 ω_R 和静态电容 C_0 以及电容器的电容,如图19中所示,在模拟时,这产生图20中所示的频率响应,这满足了目标频率响应要求。

[0092] 显然,人们预计,与根据先有技术的图像设计技术设计的微波声滤波器及其简单的扩展相比,根据图2中所示的网络合成技术设计的多带滤波器具有谐振以及谐振频率跨越范围较大的谐振器。

[0093] 例如,可以与滤波器或其谐振器的谐振频率的跨度相比较的一个尺寸是在具有最高谐振频率的滤波器中的谐振器的频率分离。对于42度的XY切割的LiTaO₃衬底, γ 大于大约12。通过实现声谐振器具有的任何寄生电容可以增大 γ ,因此,减小百分比分离,而寄生电感可以有效地减小 γ 。在该实例中,对于 $\gamma=12$,百分比分离是4.0833%,因此,具有最高谐振频率的谐振器的分离大约为88.1MHz(即,谐振频率2151.57MHz乘以百分比分离4.0833%)。可以与滤波器或其谐振器的谐振频率的跨度相比较的另一个尺寸是其谐振器的平均频率分离,在这种情况下是77.32MHz。

[0094] 与声谐振器的频率分离相比,在两个声谐振器之间的“频率差”表示在这两个谐振器的谐振频率之间的频率差,并且在滤波器的两个谐振之间的频率差是在这两个谐振之间的绝对频率差。图21a和图21b示出了在图18至图19中限定的滤波器的回波损耗(S₁₁)。回波损耗最小值与滤波器电路的谐振对应,并且还与初始滤波器设计的反射零点对应。图21a示出了主要负责形成滤波器通带的滤波器的谐振,N₁到N₇。在图21a中所示的最高和最低谐振之间的频率差是102MHz或者大约是谐振器的平均频率分离的1.32倍。此外,在组合的图21a和图21b的最高和最低谐振之间的频率差是349MHz(2173-1824MHz)或者大约是谐振器的平均频率分离的4.51倍,而在滤波器中的最高和最低谐振之间的频率差是459.37MHz(2151.57-1892.2MHz)或者大约是谐振器的平均频率分离的5.94倍。

[0095] 因此,可以预期,在最终滤波器电路设计中的通带谐振的最低谐振频率与最高谐振频率之间的差值是谐振器的平均分离的至少1.25倍。

[0096] 人们预计,与根据先有技术的图像设计技术相比,根据在图2中所示的网络合成技术设计的多带滤波器具有谐振器以及与离通带较远的反射零点对应的谐振,其中,谐振器以及与反射零点对应的谐振限制为通带或者非常接近通带。

[0097] 特别地,当局部回波损耗(和/或S₁₁)最小值和局部插入损耗(和/或S₂₁)最大值在小于大约5%的最大频率分离(对于该实例,小于大约4.405MHz)内一致时,发生与反射零点对应的谐振。或者,在延迟S₁₁具有局部最小值和局部最大值(未示出)时,发生与反射零点对应的谐振。从图21b中可以看出,与反射零点对应的一些谐振(尤其是与标记N₁、N₂以及N₆-N₉对应的谐振)位于通带(1850MHz到1910MHz)之外并且远离该通带。在与反射零点对应的谐振与最近的通带边缘之间的频率差可以大于最大频率分离(在该实例中,大约为88.1MHz)的一倍,可能大于1.25倍,并且可能大于2倍。在这个特定的实例中,反射零点高达通带的边缘的平均谐振器分离(77.32MHz)的3.40倍。相对于通带宽度(60MHz),反射零点N₁、N₂低于通带的下部边缘的43.33%和28.33%,并且反射零点N₆、N₇高于通带的上部边缘

的13.33%和26.67%。反射零点N1、N2、N6以及N7彼此连续。与通带反射零点N1、N2、N6、N7不连续的反射零点N8、N9高于通带的上部边缘的311.67%和438.33%。最终滤波器电路设计的插入损耗优选地小于3dB,并且更优选地小于2dB。

[0098] 返回图2,一旦实现最终滤波器电路设计,就根据最终滤波器电路设计构建实际的微波滤波器(步骤72)。优选地,实际的微波滤波器的电路元件值与在最终滤波器电路设计中的相应电路元件匹配。

[0099] 显然,在网络分析技术50中,可在各个点分析和比较不同的频率响应的调查。在一个实施方式中,在步骤70中,根据在步骤68中生成的不同版本的声滤波器电路设计150a,可以分析和比较不同的频率响应的调查,以便到达预优化电路设计,该设计输入计算机化的滤波器优化器内,以产生最终滤波器电路设计。例如,在输入与输出之间可以进行不同的声谐振器频率排序。尤其地,沿着信号传输路径设置声谐振器的顺序可以改变,以产生多个滤波器解决方案,可以为每个滤波器解决方案计算一个或多个性能参数,用于不同的滤波器解决方案的性能参数可以彼此相比较,并且可以根据该比较,选择最佳滤波器解决方案(因此,选择谐振器的排序)。这种调查工序可以解决在实际的滤波器电路设计中的声谐振器频率的排序的所有可能的排列。例如,性能参数可以是具有特定的或者多个频率的插入损耗、回波损耗、抑制、群延迟、节点电压、分支电流中的一个或多个,以便针对在滤波器要求中期望的性能特征,评估每个电路响应。该调查工序可以产生定量或定性性能度量值,表示对滤波器要求,特定的电路可以执行的方式。

[0100] 在其他实施方式中,该调查工序还可以解决谐振器的静态电容 C_0 的所有可实现的值、J逆变器的正(电感)和/或负(电容)值(奇偶性)的所有排列以及在不能改变其响应函数的无损设计中可以变化的其他参数。在美国专利号7,924,114中公开了讨论将谐振频率重新排序的调查工序的进一步细节。

[0101] 虽然在该实施方式中描述了滤波器要求,作为限定固定通带和阻带,但是应理解的是,滤波器要求可以限定多个可重新配置的通带和/或阻带。例如,在一个实施方式中,该设计可以在这两状态之间重新配置:通过小于3.5dB的插入损耗穿过在824MHz和849MHz之间的频率并且通过至少40dB抑制在869MHz与894MHz之间的频率的第一状态(称为频带5);以及通过小于3.5dB的插入损耗穿过在880MHz和915MHz之间的频率并且通过至少40dB抑制在925MHz与960MHz之间的频率的第二状态(称为频带8)(步骤52)。选择电路元件类型,作为在15度的Y切割的LiTaO₃衬底上构成的SAW谐振器以及在15度的Y切割的LiTaO₃衬底内整合的电容器(步骤54)。

[0102] 然后,根据从频率响应要求中获得的通带和/或阻带,选择在图3中所示的初始滤波器电路结构100(步骤56)。在这种情况下,谐振器的数量是6。然后,将频率要求映射到标准化的空间内(步骤58),选择具有多项式比率的形式的不损电路响应(步骤60),并且然后,使用耦合矩阵或参数提取方法或者等效电路合成技术,从这些多项式中计算在初始滤波器电路结构100中的映射的和标准化的电路元件值,以便产生初始滤波器电路设计(步骤62)。

[0103] 接下来,在初始滤波器电路设计100上进行等效电路变换,以便容纳声谐振器(步骤64)。通过上面所描述的相同方式,电路变换将初始滤波器电路设计100分成多个子集电路设计,这些设计的数量等于谐振元件114的数量(在这种情况下,6个),造成6个并联声谐振器。

[0104] 在将并联声谐振器包含在初始滤波器电路设计100内的一种变换技术中,通过使用电容PI网络(电容器 $-C_{S1}$ 、 C_{S1} 以及 $-C_{S1}$)代替导纳逆变器 J_{S1} ,使用电容PI网络(电容器 $-C_{12}$ 、 C_{12} 以及 $-C_{12}$)代替导纳逆变器 J_{12} ,使用电容PI网络(电容器 $-C_{11}$ 、 C_{11} 以及 $-C_{11}$)代替导纳逆变器 J_{11} ,并且使用电感(电感器 L^{R1})和电容(电容器 C^{R1})的串联L-C谐振器组合代替谐振元件 B_1^R ,可以变换在图6中所示的子集130,如图22中所示。通过与上面在图7中所描述的相同的方式,由包括电容器 $-C_{11}$ 、 C_{11} 以及 $-C_{11}$ 和电感器 L^{R1} 和电容器 C^{R1} 的并联L-C谐振器组合的PI网络表示的电路子结构132可以变换成电感(电感器 $L^{R1'}$)和电容(电容器 $C^{R1'}$)的串联L-C谐振器组合134。为了容纳BVD模型122的静态电容 C_0 ,使用电容($C_0^{R1'}$ 和电纳 $B^{N1'}$)代替三个相邻的并联电容和电纳($-C_{S1}$ 、 $-C_{12}$ 以及 B_1^N),如图23中所示。 $C_0^{R1'}$ 表示BVD模型122的静态电容,并且由关系 $B^{N1'} - \omega (C_{S1} + C_{12} + C_0^{R1'})$ 提供 $B^{N1'}$ 。因此,可以实现并联声谐振器122,如图24中所示。可以通过相同的方式变换初始滤波器电路设计100的其他子集130,以便到达具有六个并联声谐振器122的声滤波器电路结构150b,如图25中所示。

[0105] 然后,声滤波器电路结构150b的电路元件取消映射到实际空间内(步骤66),并且将在声滤波器电路结构150b中增加寄生效应,以便到达预优化电路设计(步骤68)。如上所述,通过使各个电路元件的品质因数Q相关联,可以包括声谐振器的损耗。在该实施方式中,动态电容 C_m 具有被定义为 $Q_{cm} = 10^8$ 的关联Q;静态电容 C_0 具有定义为 $Q_{c0} = 140$ 的关联Q;并且动态电感 L_m 具有定义为 $Q_{Lm} = 3000$ 的关联Q。剩余的电感器具有定义为 $Q_u = 60$ 的关联Q,并且剩余的电容器具有定义为 $Q_u = 200$ 相关联Q。还为每个声谐振器增加母线(互连)电阻 $R_S = 0.5\text{ohms}$ 。在该实施方式中,还增加了 $3\text{pF}/(\text{mm栅极宽度})$ 和 $1.00\text{hm}*(\text{mm栅极宽度})$ 的寄生开关。

[0106] 接下来,使用可选的ERO技术,将预优化滤波器电路设计输入计算机滤波器优化器内,以便产生最终滤波器电路设计(步骤70)。在优化之前,将开关加入每个分支中,其中,阻抗在两个频带之间不同,因此,从要优化的两个单独的设计中产生单个电路,如图26中所示。选择每个开关的栅极宽度、电感器或电容器(如果需要的话)的值以及分支的电路配置,以便规定的分支的阻抗在一个开关状态中是所需要的频带5的阻抗,并且在另一个开关状态中是所需要的频带8的阻抗。然后,在组合的电路反复进行ERO技术。优化工序产生每个谐振器的谐振频率 ω_R 和静态电容 C_0 以及电容器和电感器的电容的电感,如图27中所示,在模拟时,这产生在图28中所示的频带5的频率响应以及在图29中所示的频带8的频率响应。

[0107] 如上所述,在网络分析技术50中,可在各个点分析和比较不同的频率响应的调查。在一个实施方式中,在步骤70中,根据在步骤68中生成的不同版本的声滤波器电路设计150a,可以分析和比较不同的频率响应的调查,以到达预优化电路设计,该设计输入计算机化的滤波器优化器内,以产生最终滤波器电路设计。例如,通过谐振器频率的每个可能的排序、J逆变器(电感器或电容器)的每个可能的奇偶性以及谐振器的静态电容 C_0 值的选择,产生几对电路(一个频带5和一个频带8)。在该调查工序中,谐振器频率排序的所有可能的排列、所有可能的奇偶性、实际的静态电容 C_0 值的范围0.95、1.9、3.8以及7.6pF用于通过每个设计的通带中心频率计算插入损耗。然后,可以选择一对设计(具有相同谐振器顺序和静态电容 C_0 值的一个频带5和一个频带8)。

[0108] 尽管先前的实施方式包括可以动态地重新配置的通带和/或阻带,但是应理解的是,根据网络合成技术构建的滤波器可以具有在最终完成滤波器之前可重新配置的固定通

带和/或阻带,但是在完成滤波器之后固定。例如,在图30中所示的一个实施方式中,可以实现无损电路模型,以便产生通带的中心为836.5MHz (频带5) 或897.5MHz (频带8) 的滤波器。通过使用三个SAW谐振器来变换在图3中所示的初始滤波器电路设计100,产生了该无损电路。

[0109] 在将三个并联声谐振器包含在初始滤波器电路设计100内的一种变换技术中,在图10-13中所示的变换技术可用于将电路子集(每个子集包括:谐振元件114(电纳 B^R),其从各个节点108中耦接到地面;非谐振元件116(导纳逆变器J),其与谐振元件114串联;以及非谐振元件118(电纳 B^N),其从各个节点108中耦接到与谐振元件114(电纳 B^R) 平行的地面)变换成三个并联声谐振器。选择电路元件类型,作为在42度的Y切割的LiTaO3衬底上构成的SAW谐振器以及在42度的Y切割的LiTaO3衬底内整合的电容器。

[0110] 通过改变在谐振器(在这种情况下,CS1、C12、C23、C3L) 与非谐振并联元件(在这种情况下,LS、L1、L2、L3、LL) 之间的串联元件的值,在完成之前,可以重新配置滤波器。然后,可以使用频带5的非谐振元件的值或者频带8的非谐振元件的值,构建滤波器。优化工序产生每个谐振器的静态电容C0以及电容器和电感器的电容和电感,如图30中所示,在模拟时,这产生在图31中所示的频带5的频率响应以及在图32中所示的频带8的频率响应。

[0111] 尽管示出和描述了本发明的特定实施方式,但应理解的是,以上讨论并非旨在将本发明限于这些实施方式。对于本领域的技术人员,在不背离本发明的精神和范围的情况下,显然可以进行各种变化和修改。例如,本发明具有远远超出具有单输入和输出的应用程序,并且本发明的特定实施方式可以用于形成双工器、多路复用器、通道器、反应开关等,其中,可使用低损耗选择电路。因此,本发明旨在包括可以落在由权利要求限定的本发明的精神和范围内的替换物、修改以及等同物。

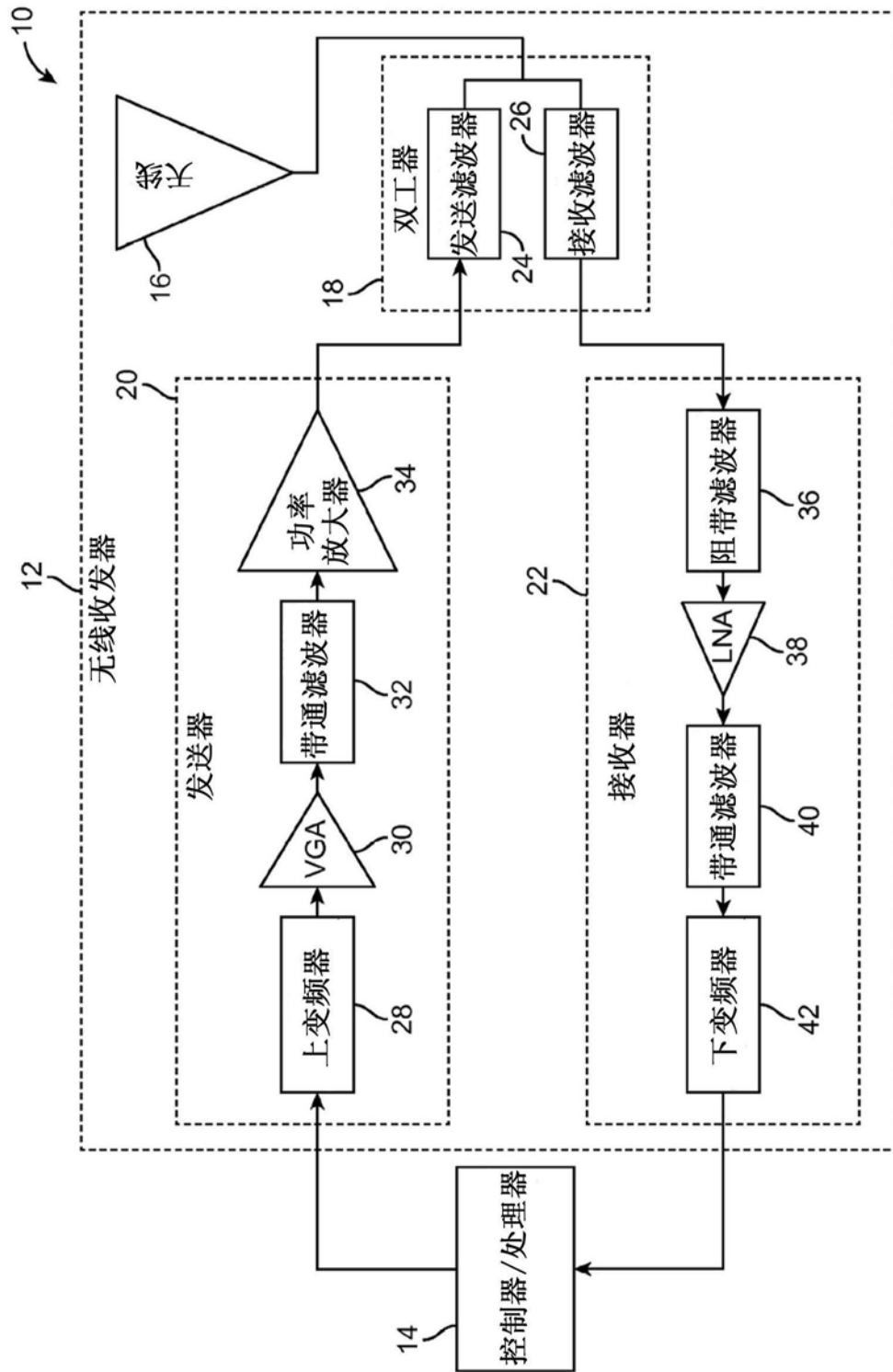


图1

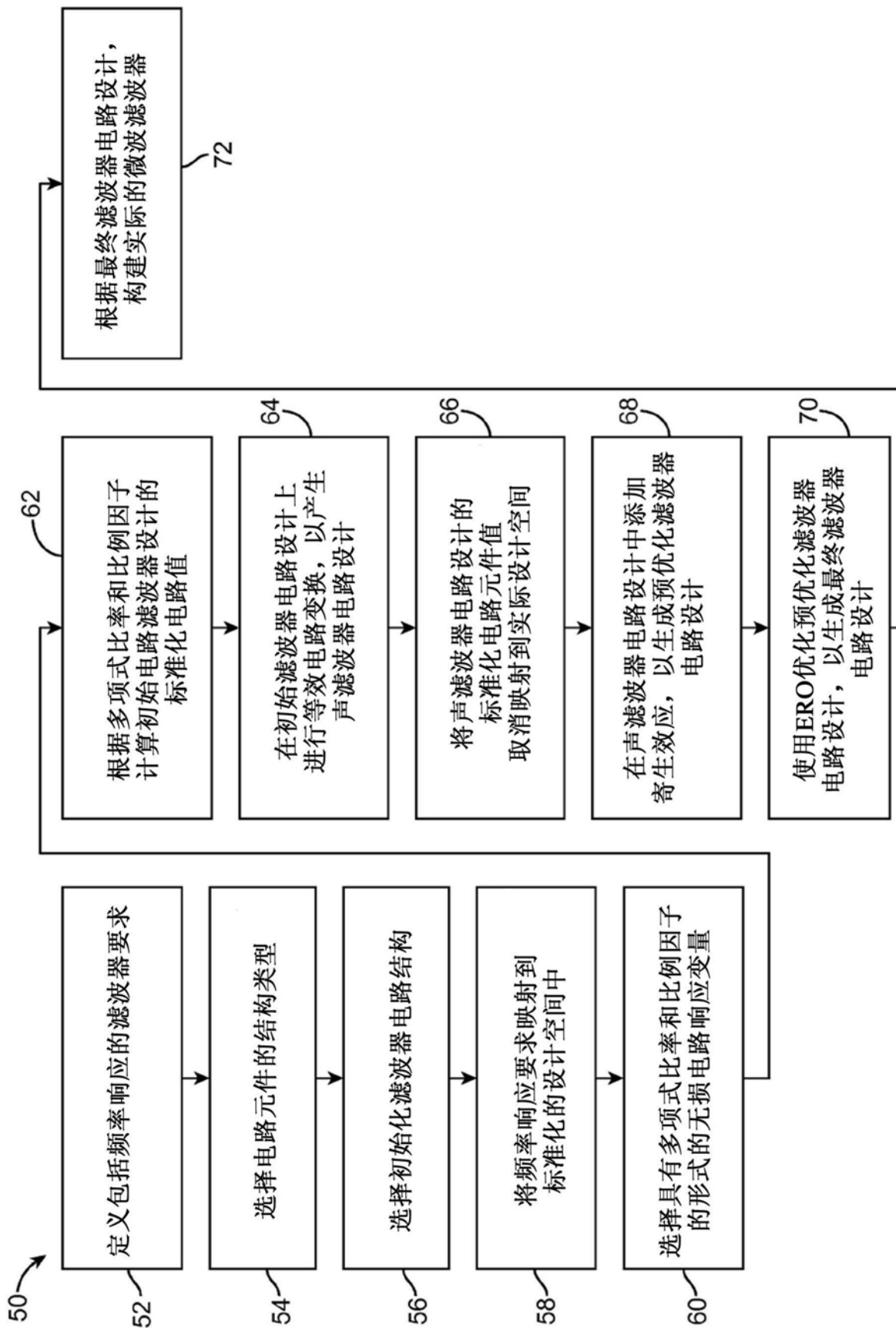


图2

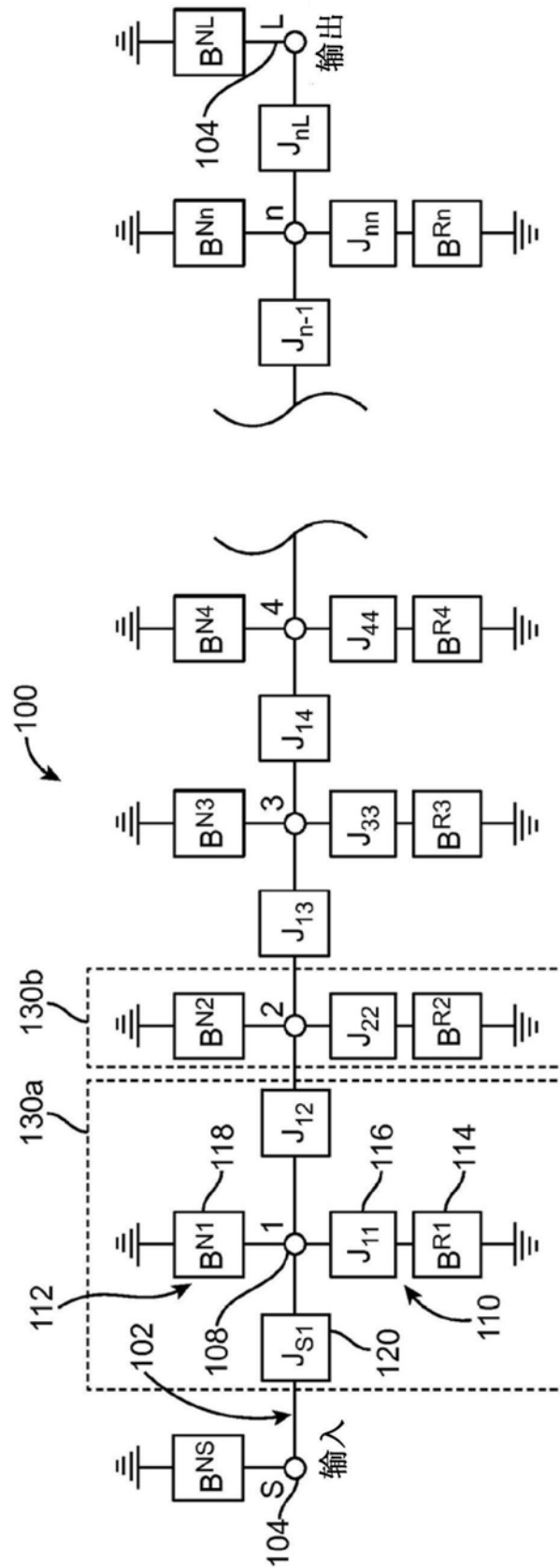


图3

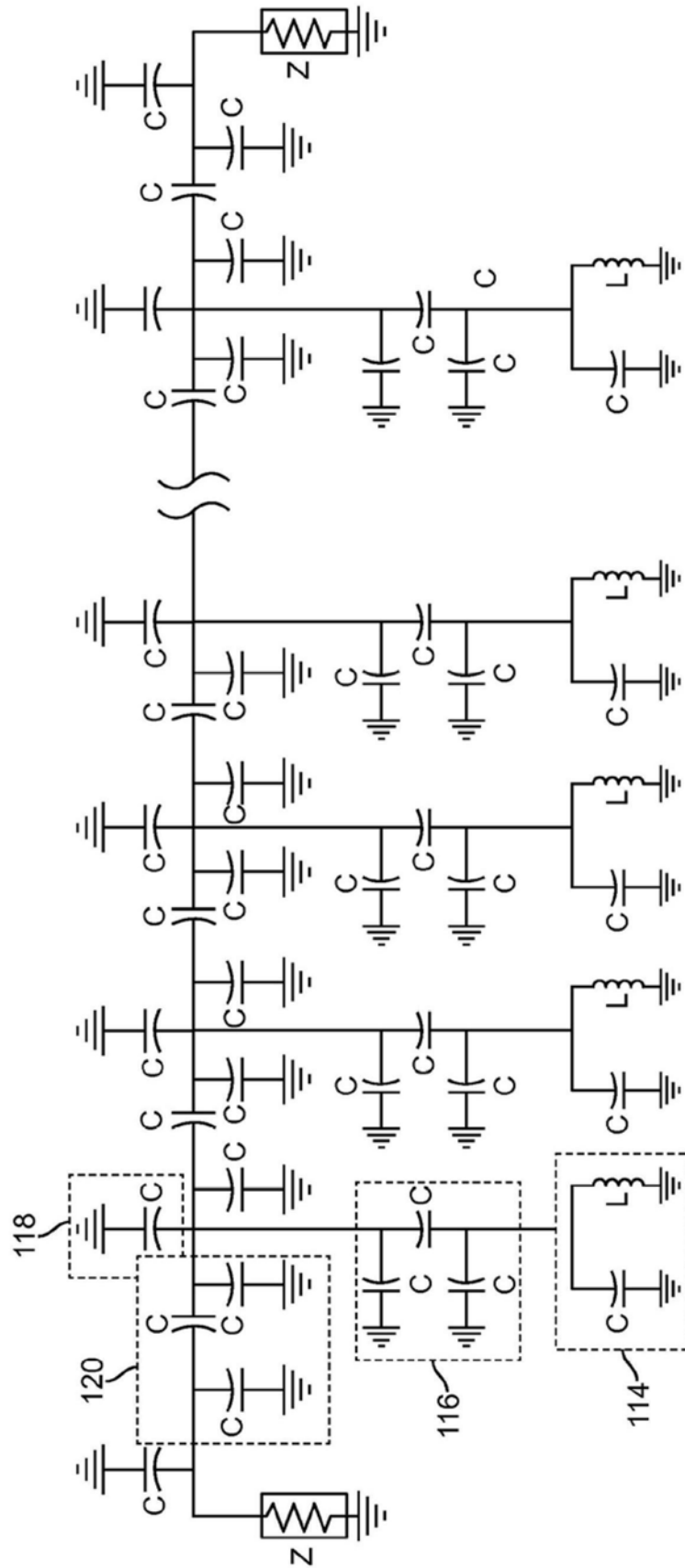


图4

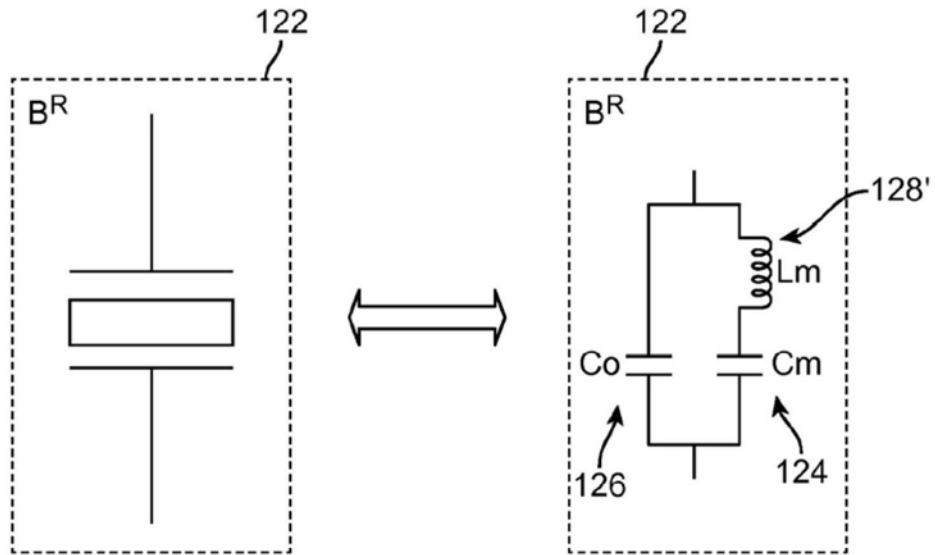


图5

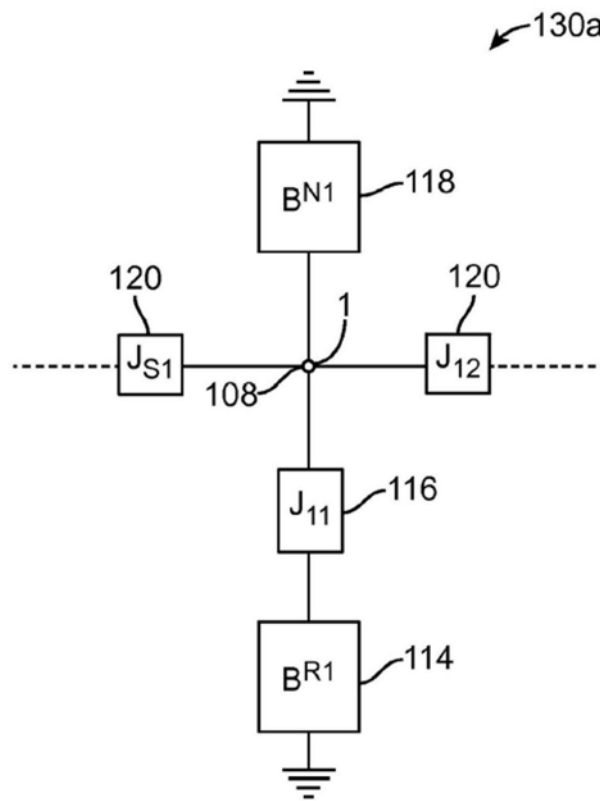


图6

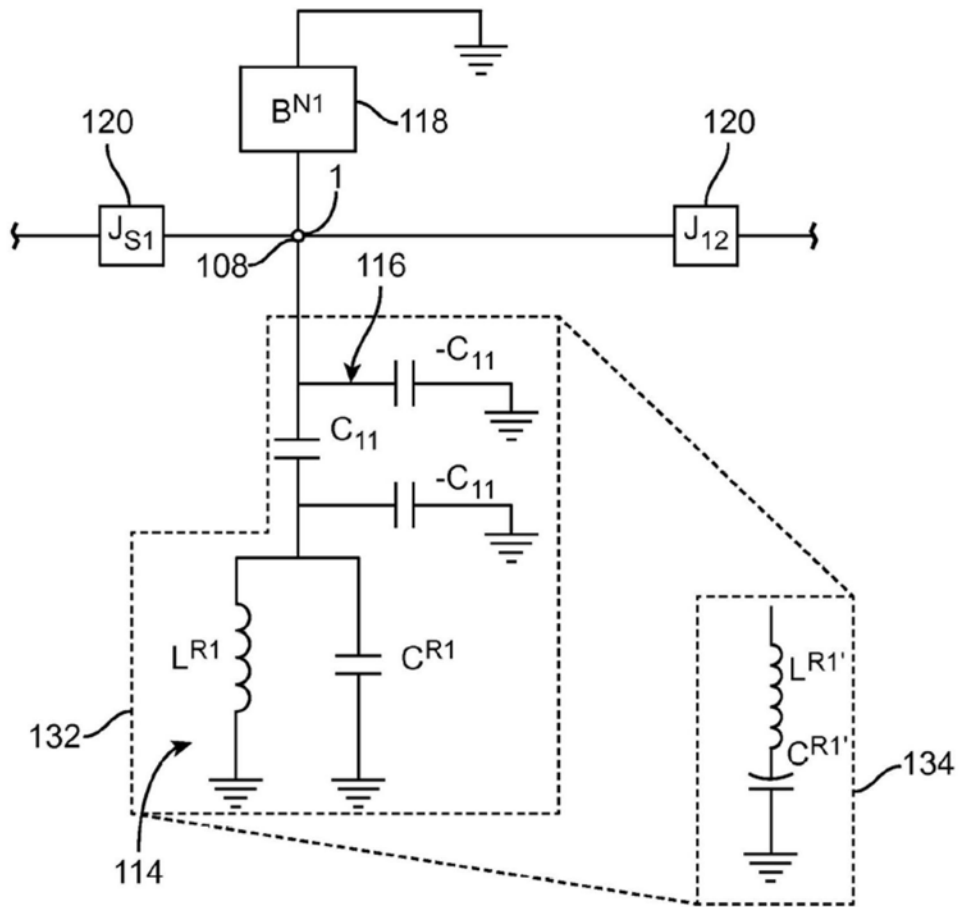


图7

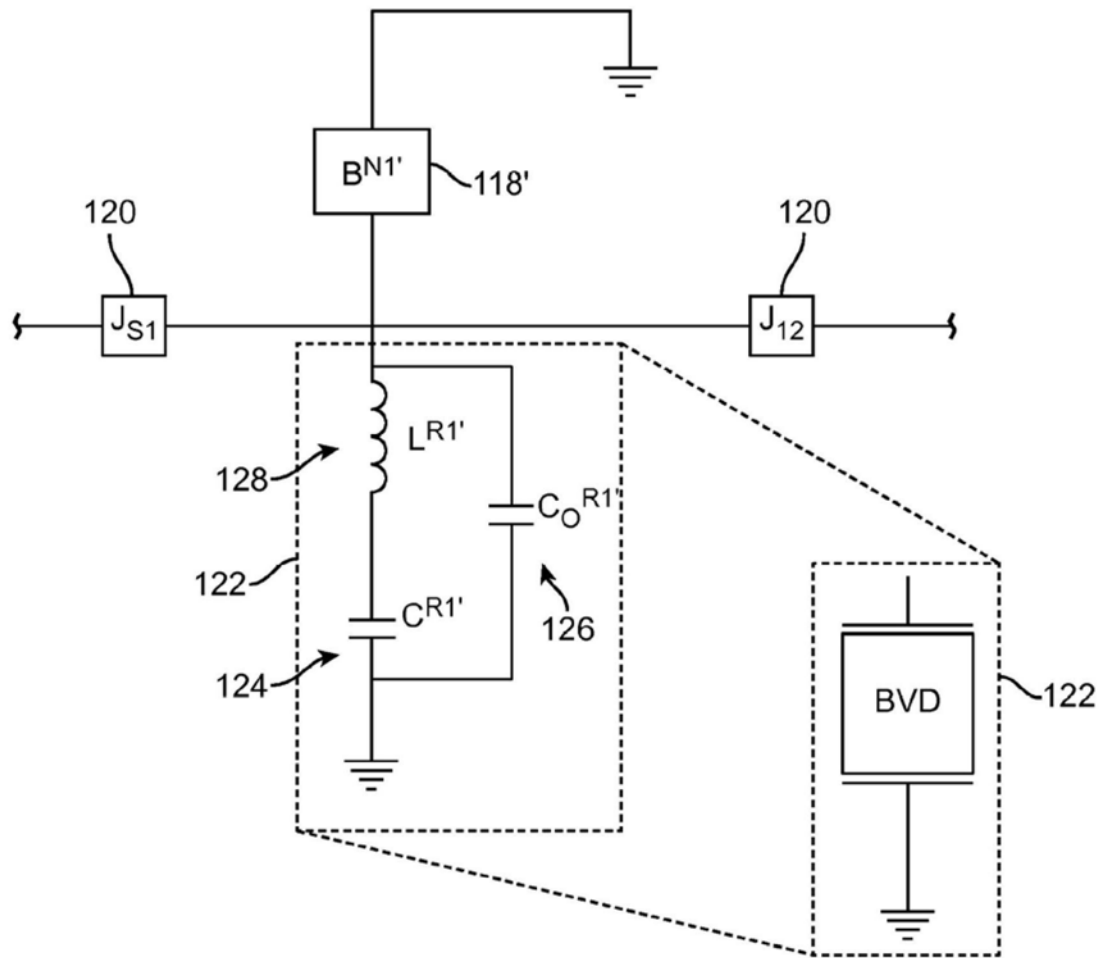


图8

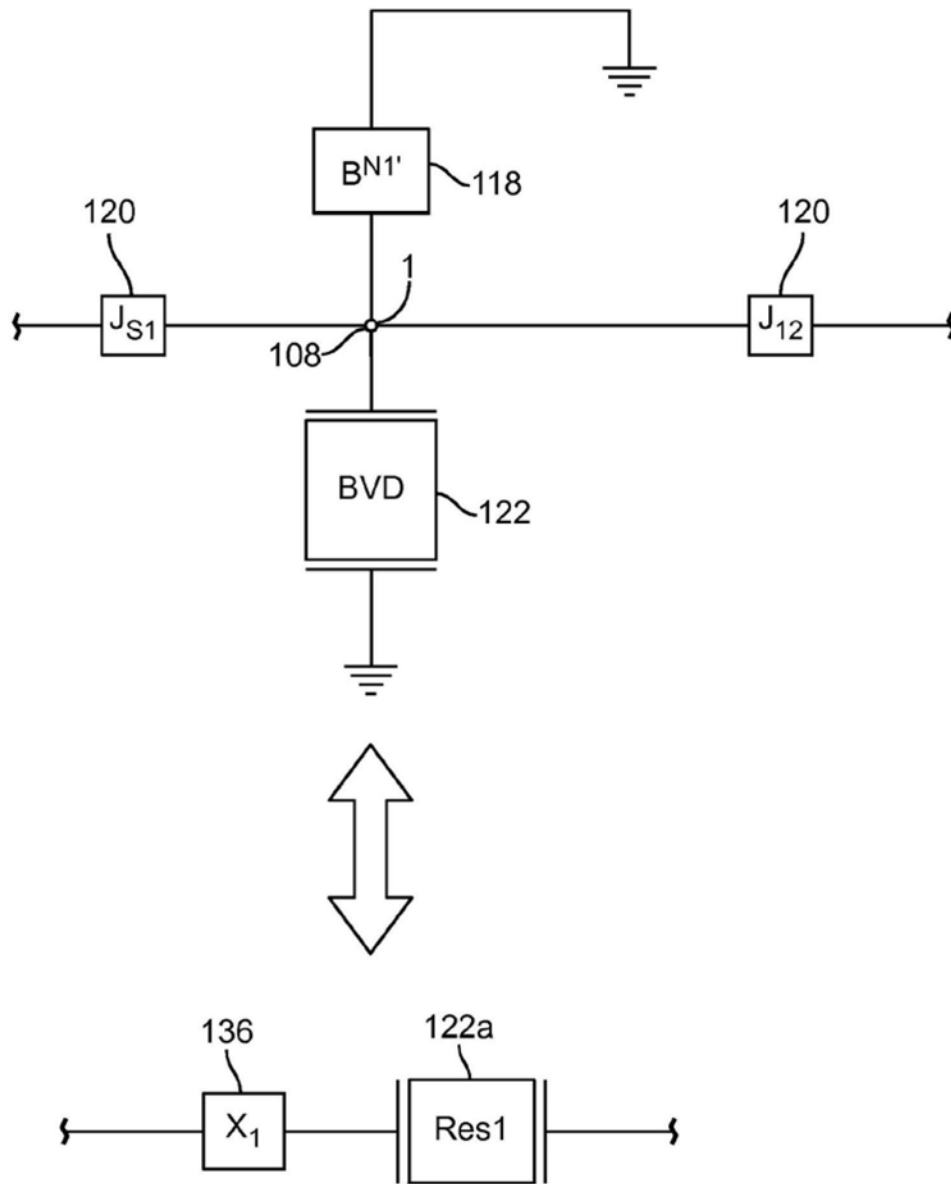


图9

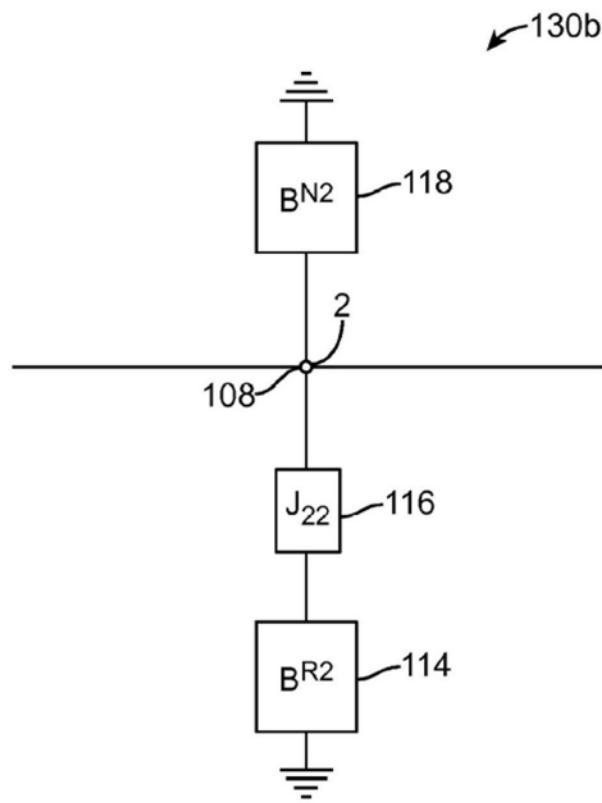


图10

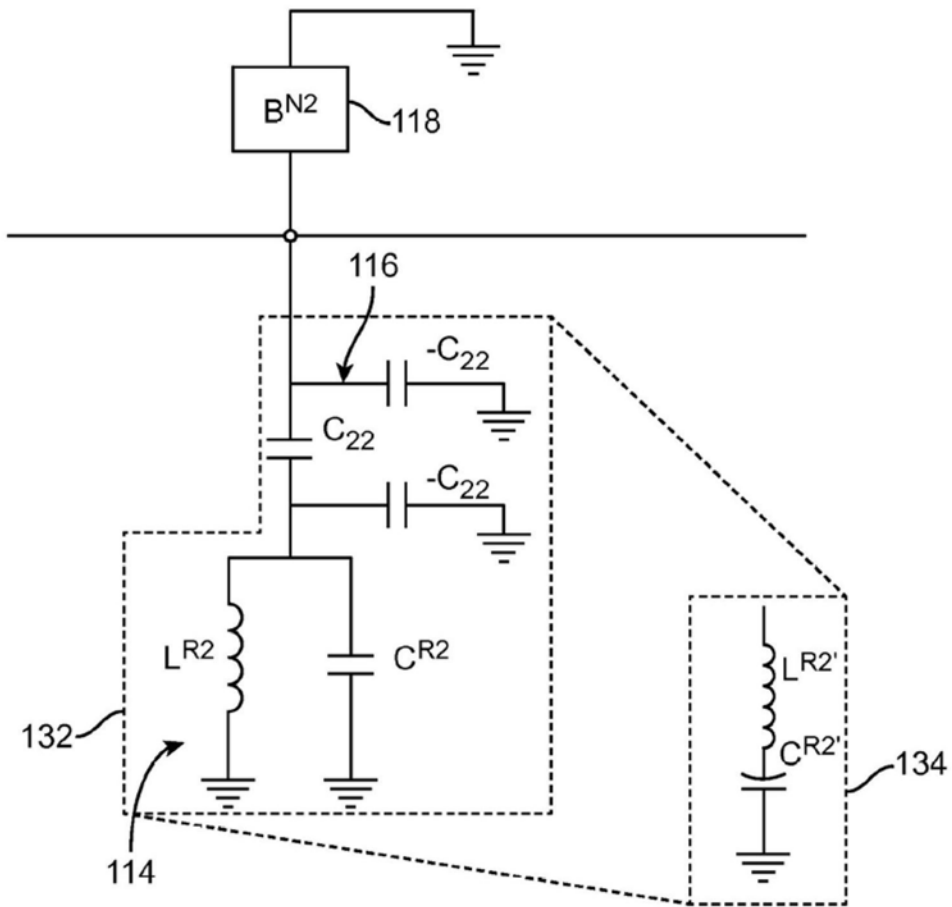


图11

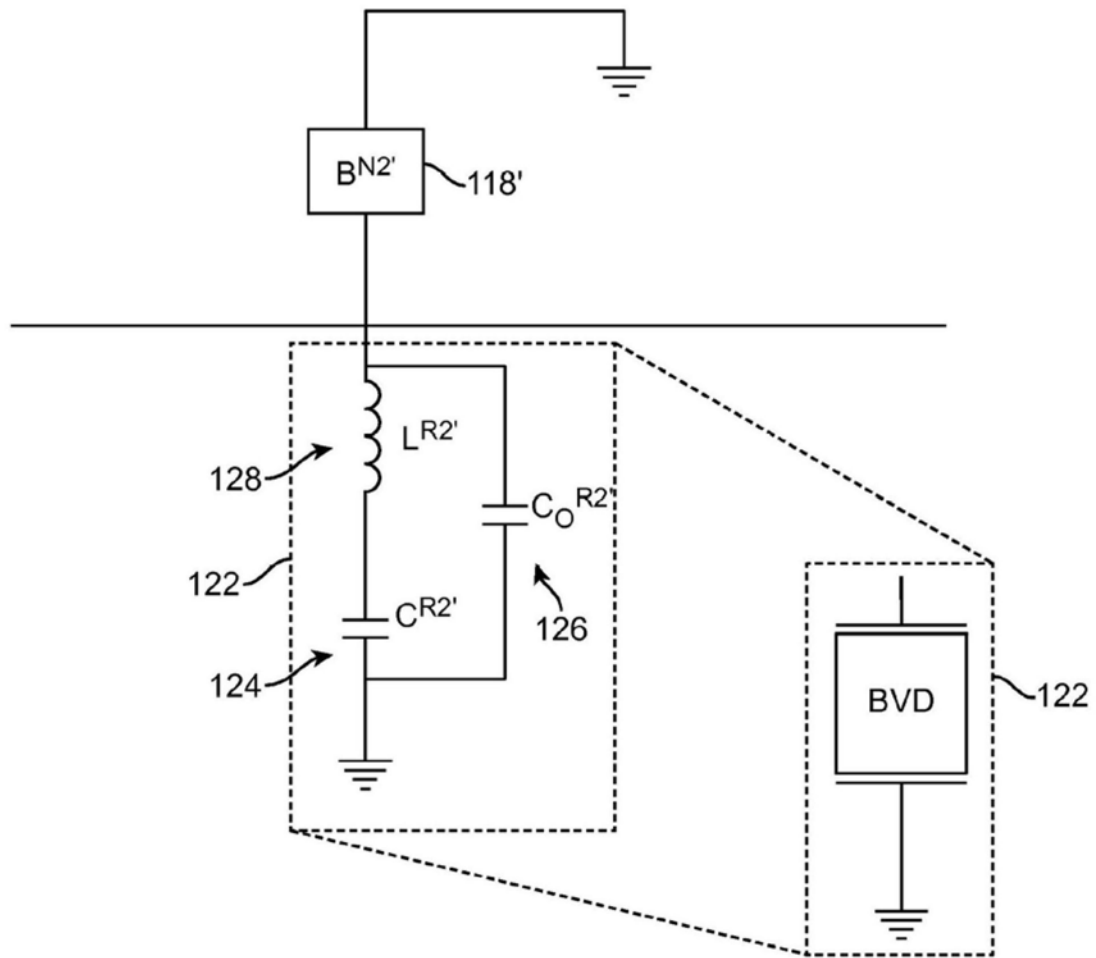


图12

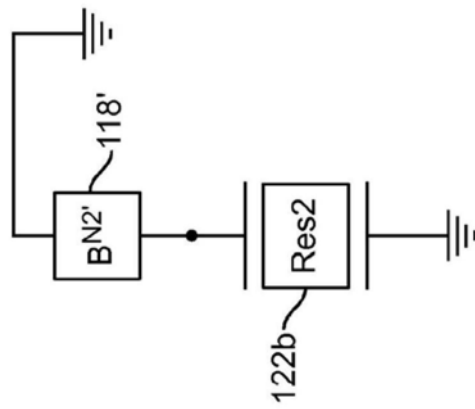


图13

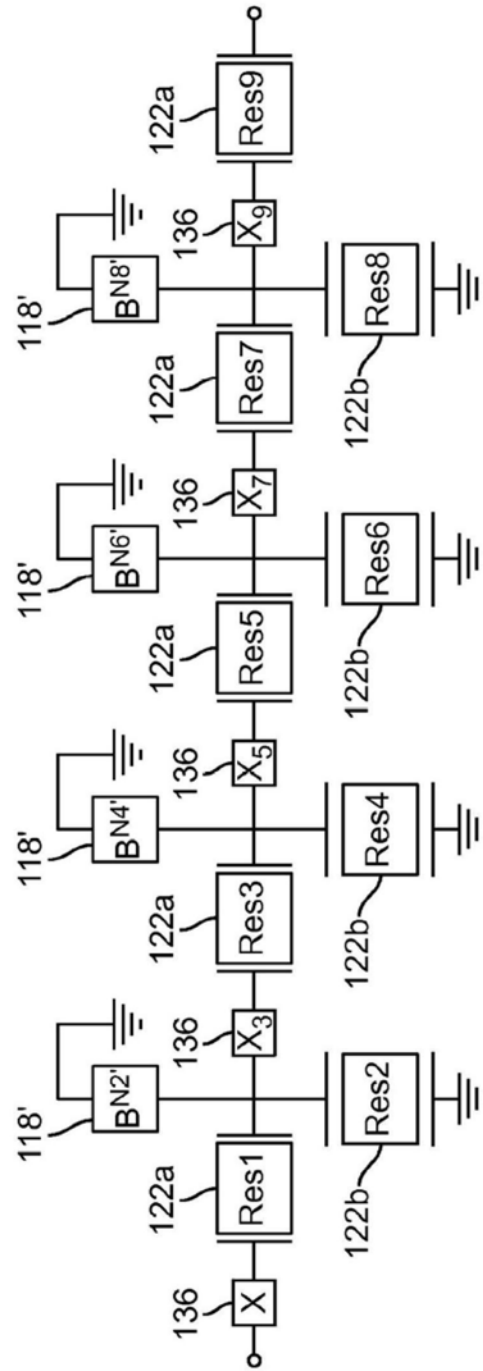


图14

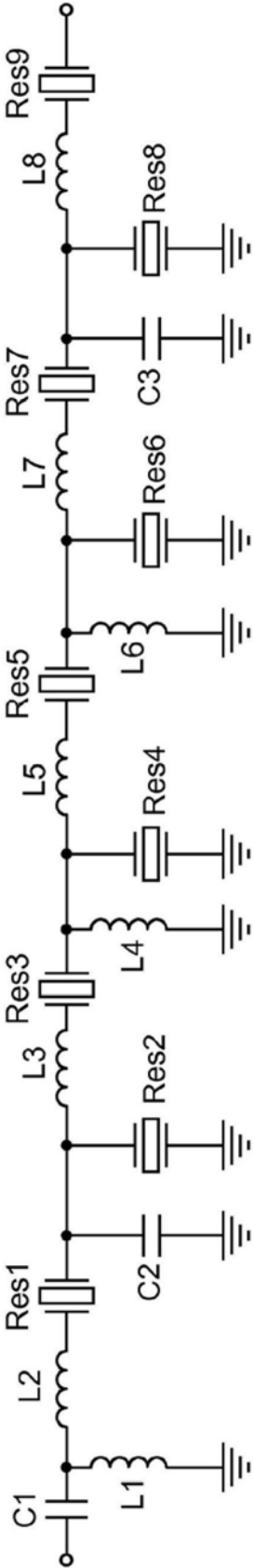


图15

元件	电感 (nH)	元件	电容 (pF)	元件	静态电容(pF)	频率 (MHz)
L1	9.05	C1	2.45	Res1	1.96	1858.13
L2	1.43	C2	0.89	Res2	0.84	1825.00
L3	0.38	C3	0.14	Res3	0.31	1881.19
L4	11.93			Res4	0.61	1831.00
L5	0.09			Res5	0.89	1910.00
L6	63.42			Res6	0.16	2150.00
L7	7.18			Res7	0.54	2032.00
L8	0.21			Res8	4.42	1797.00
				Res9	4.69	1852.36

图16

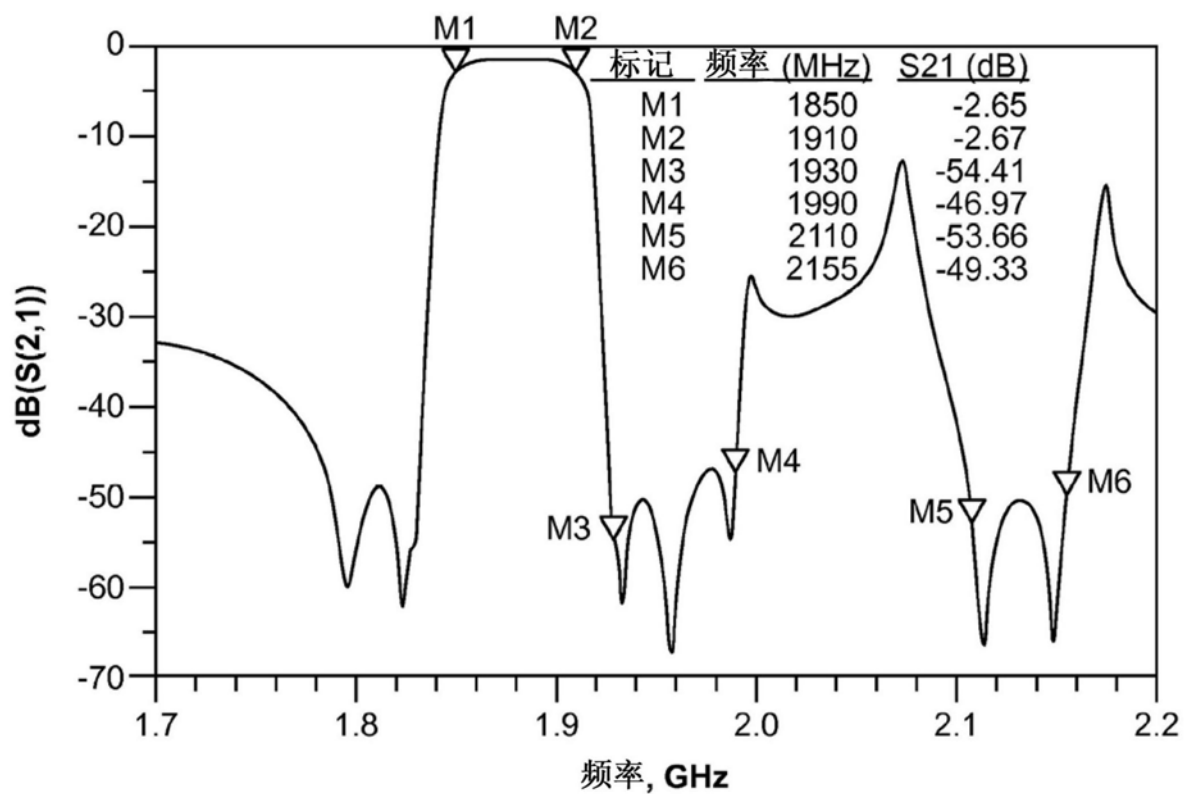


图17

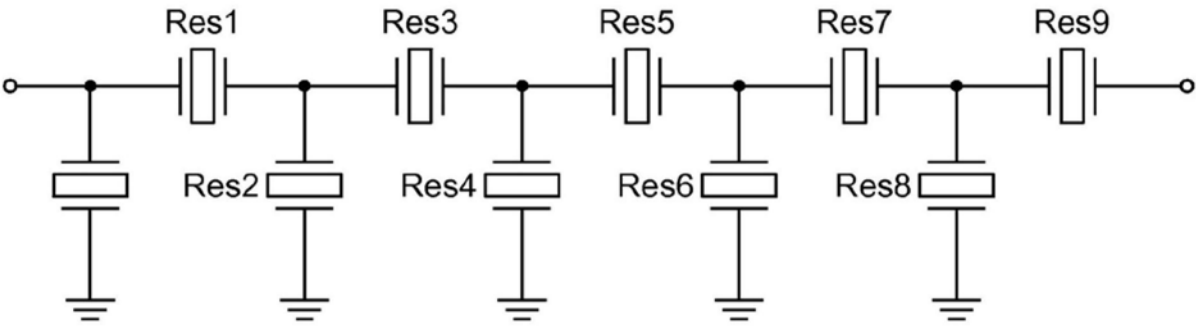


图18

元件	静态电容(pF)	频率 (MHz)
Res1	6.51	1854.78
Res2	2.93	1792.20
Res3	0.81	1877.00
Res4	3.48	1800.00
Res5	1.13	1866.30
Res6	0.61	2151.57
Res7	6.14	2026.79
Res8	1.63	1806.38
Res9	1.74	1867.06

图19

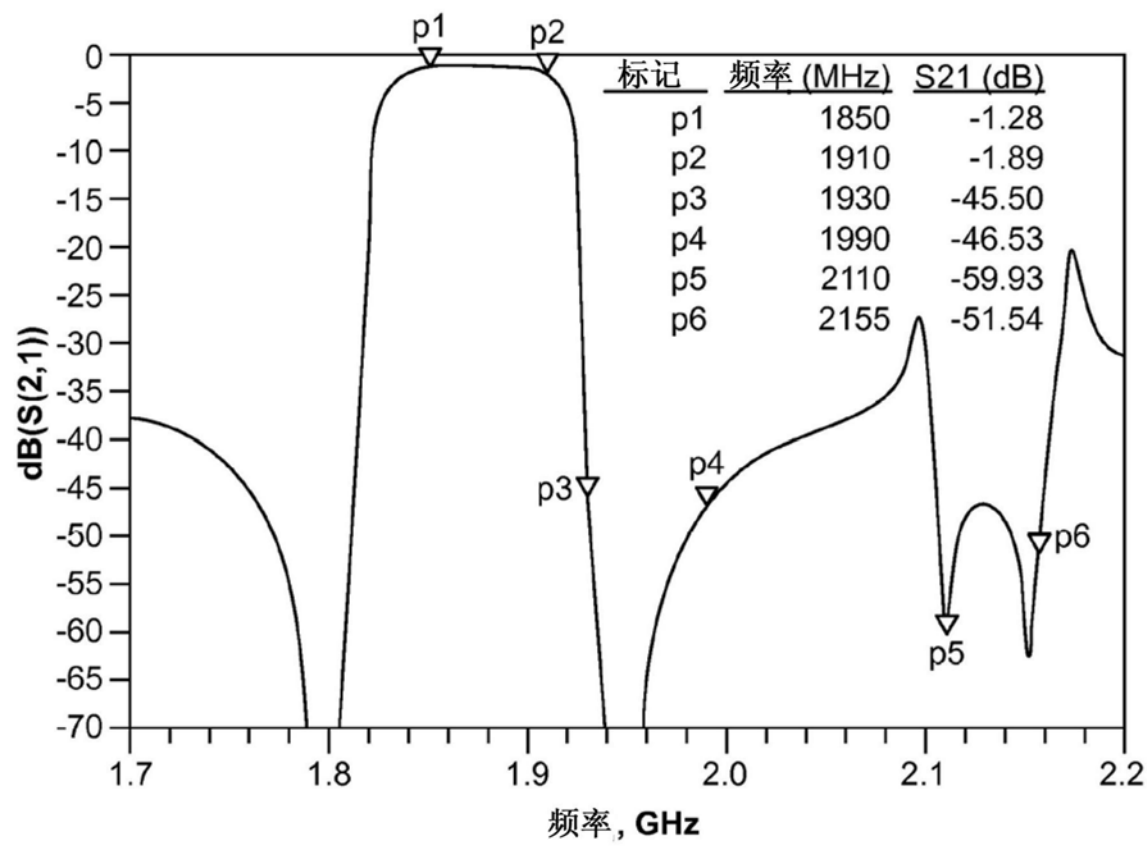


图20

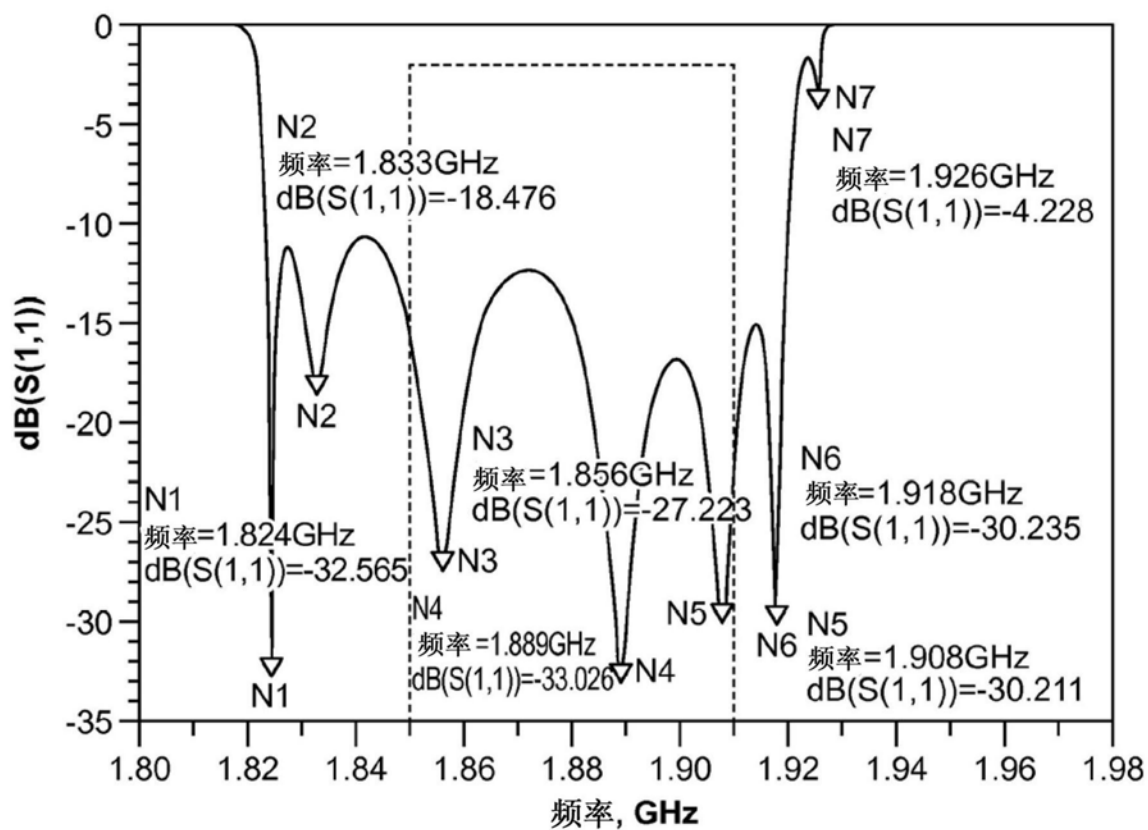


图21a

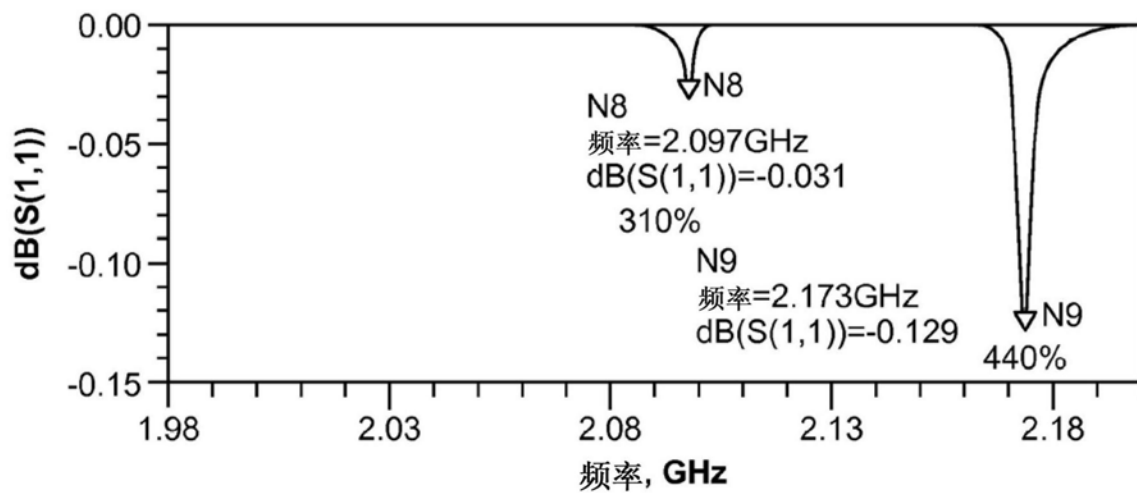


图21b

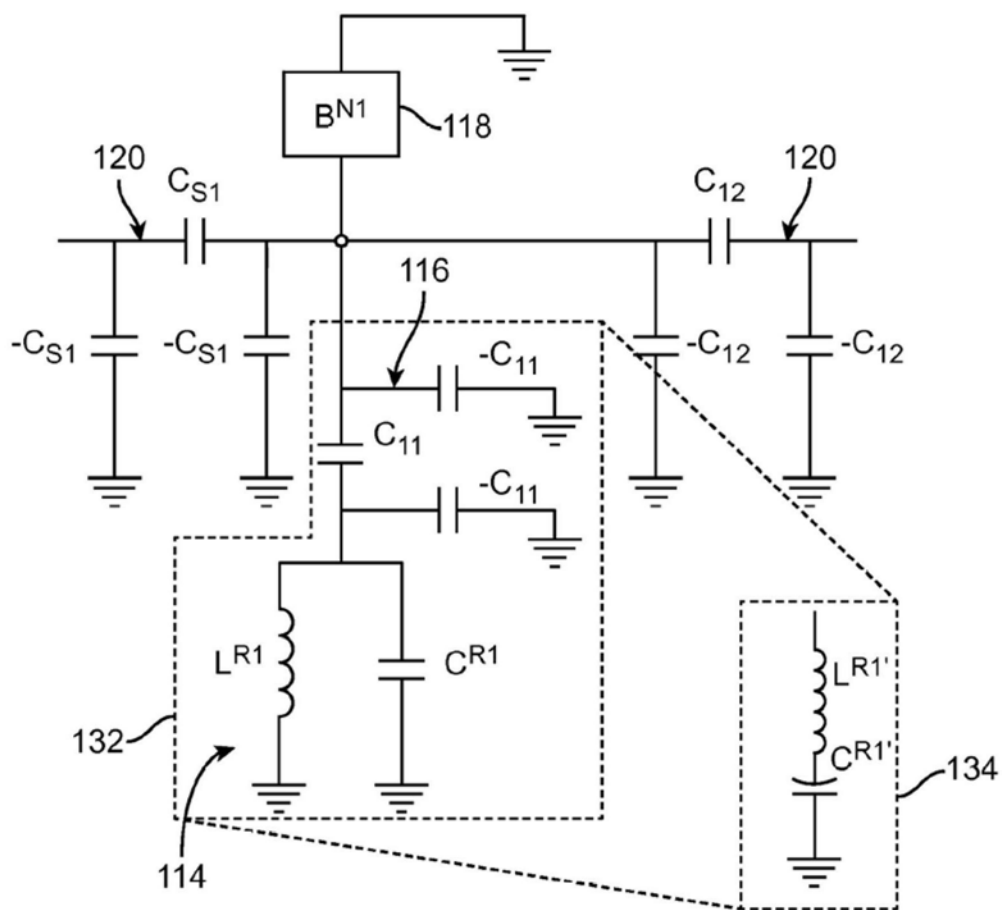


图22

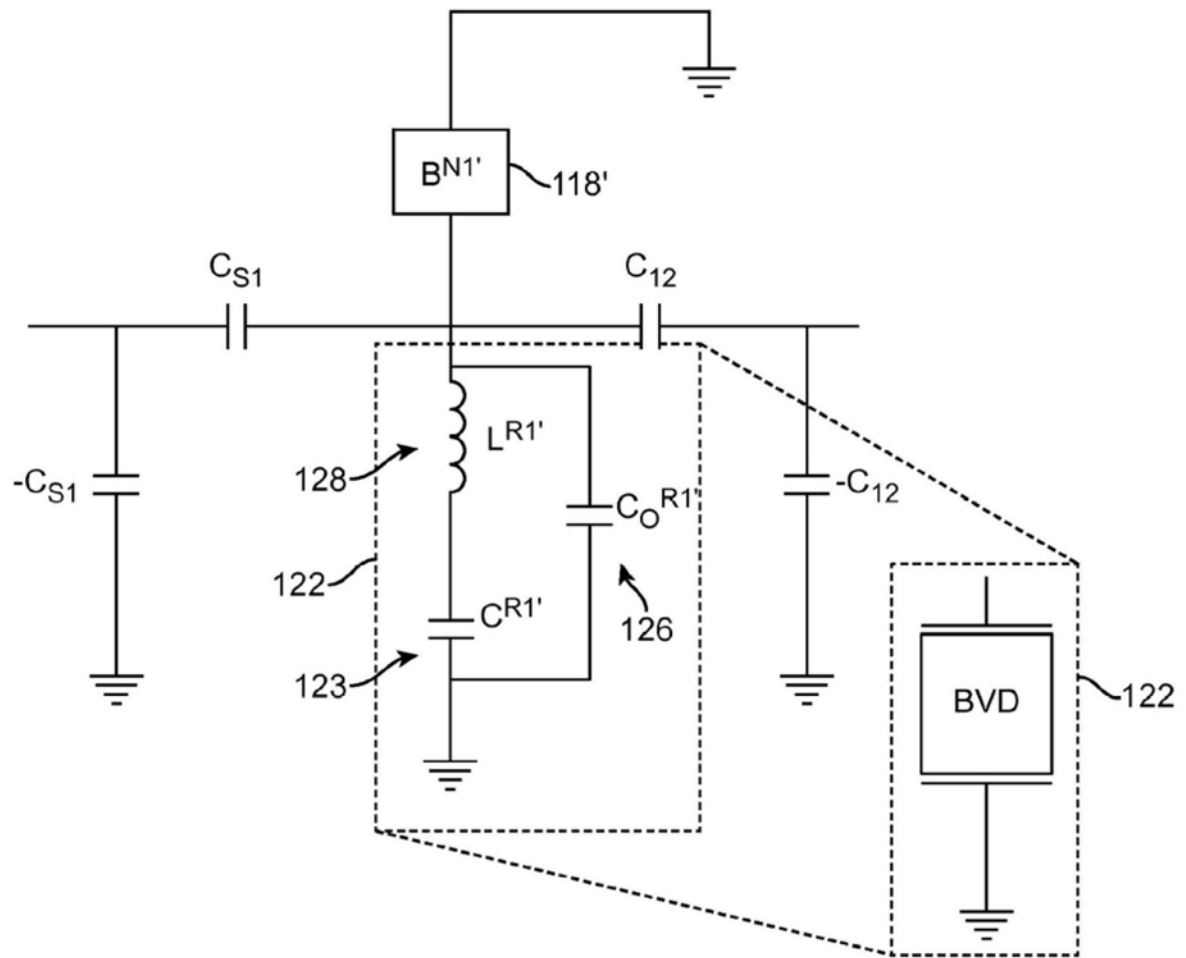


图23

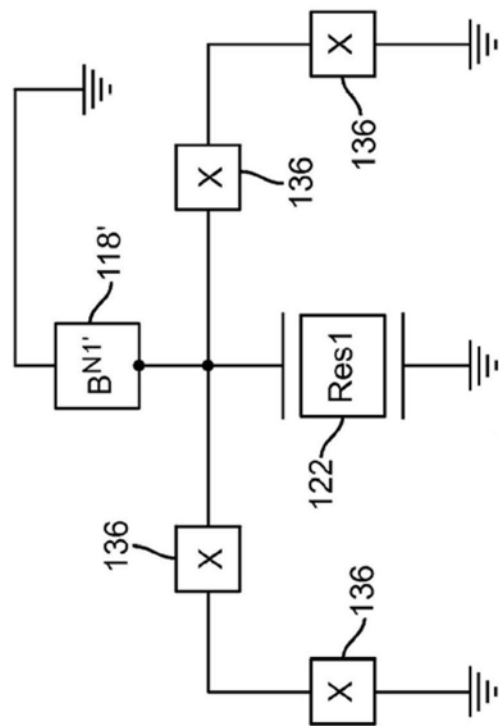


图24

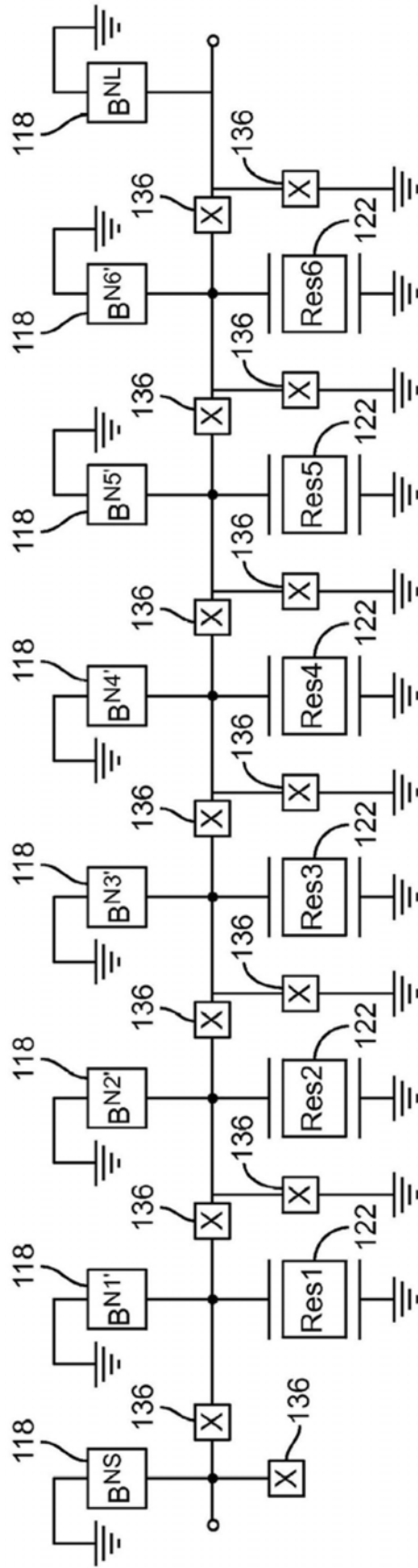


图25

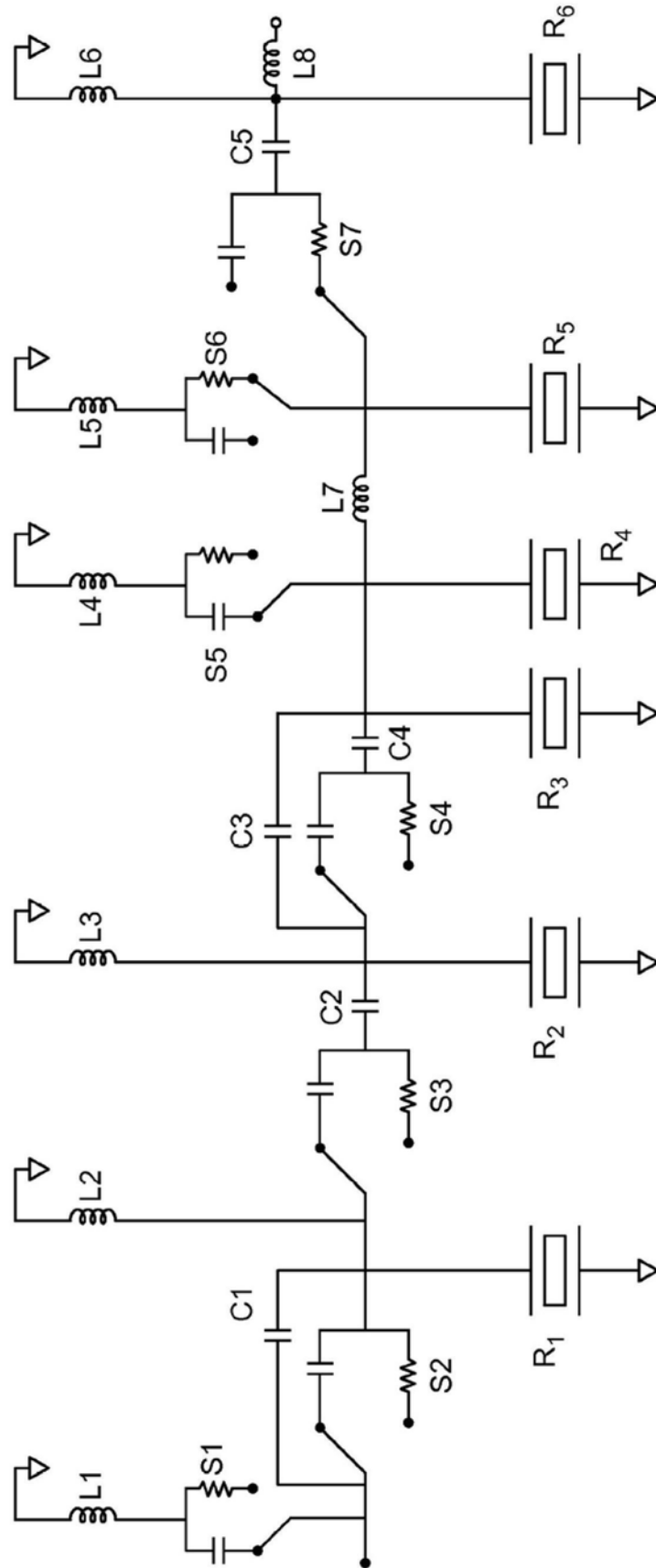


图26

元件	电感(nH)	元件 电容(pF)	元件 静态电容(pF)	频率(MHz)	元件(mm)
L1	8.3	C1	Res1	929.02	S1
L2	7.9	C2	Res2	870.21	S2
L3	5.7	C3	Res3	924.11	S3
L4	2.4	C4	Res4	787.07	S4
L5	15.3	C5	Res5	800.95	S5
L6	12.6		Res6	947.94	S6
L7	13.0				S7
L8	13.6				

图27

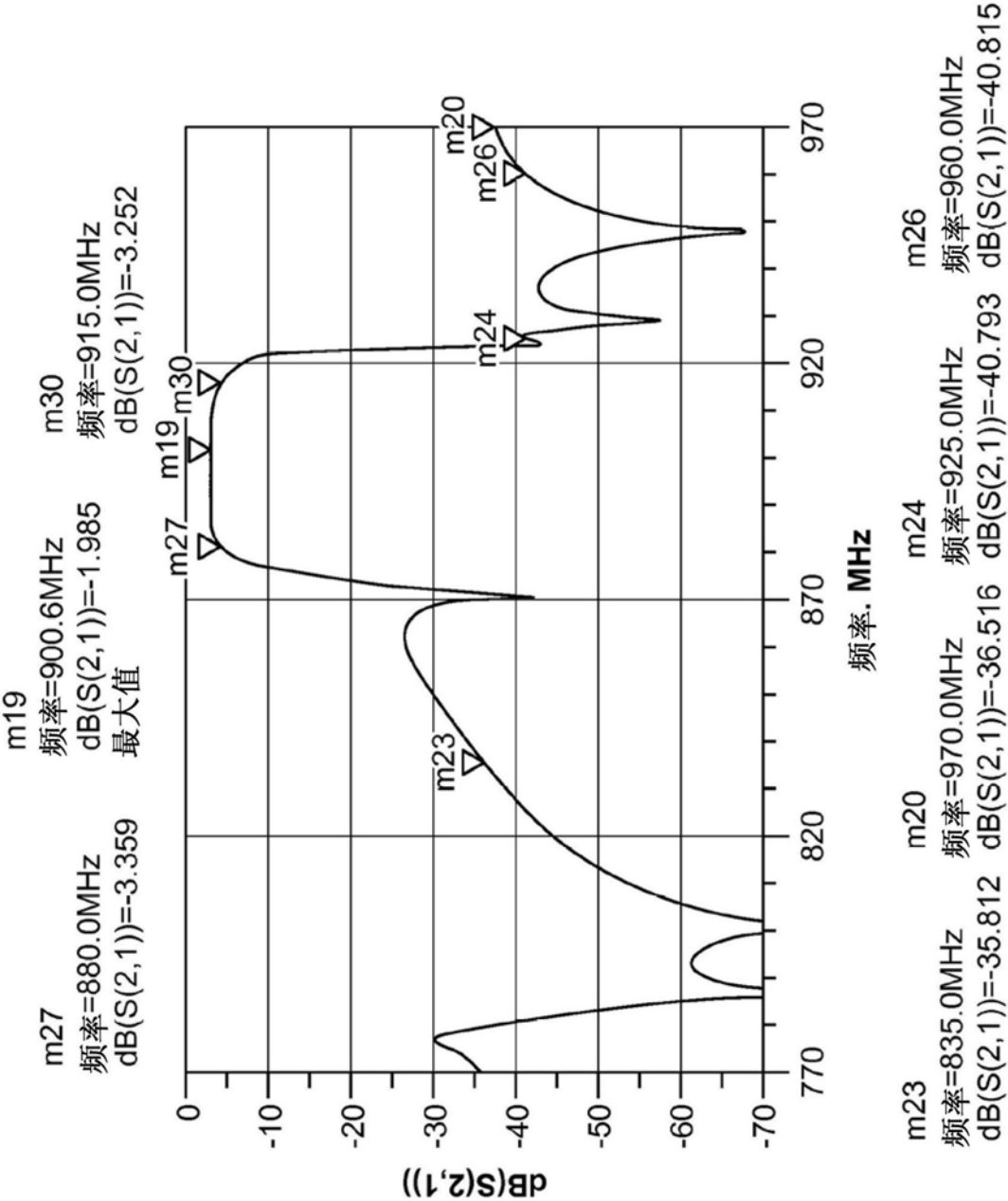


图28

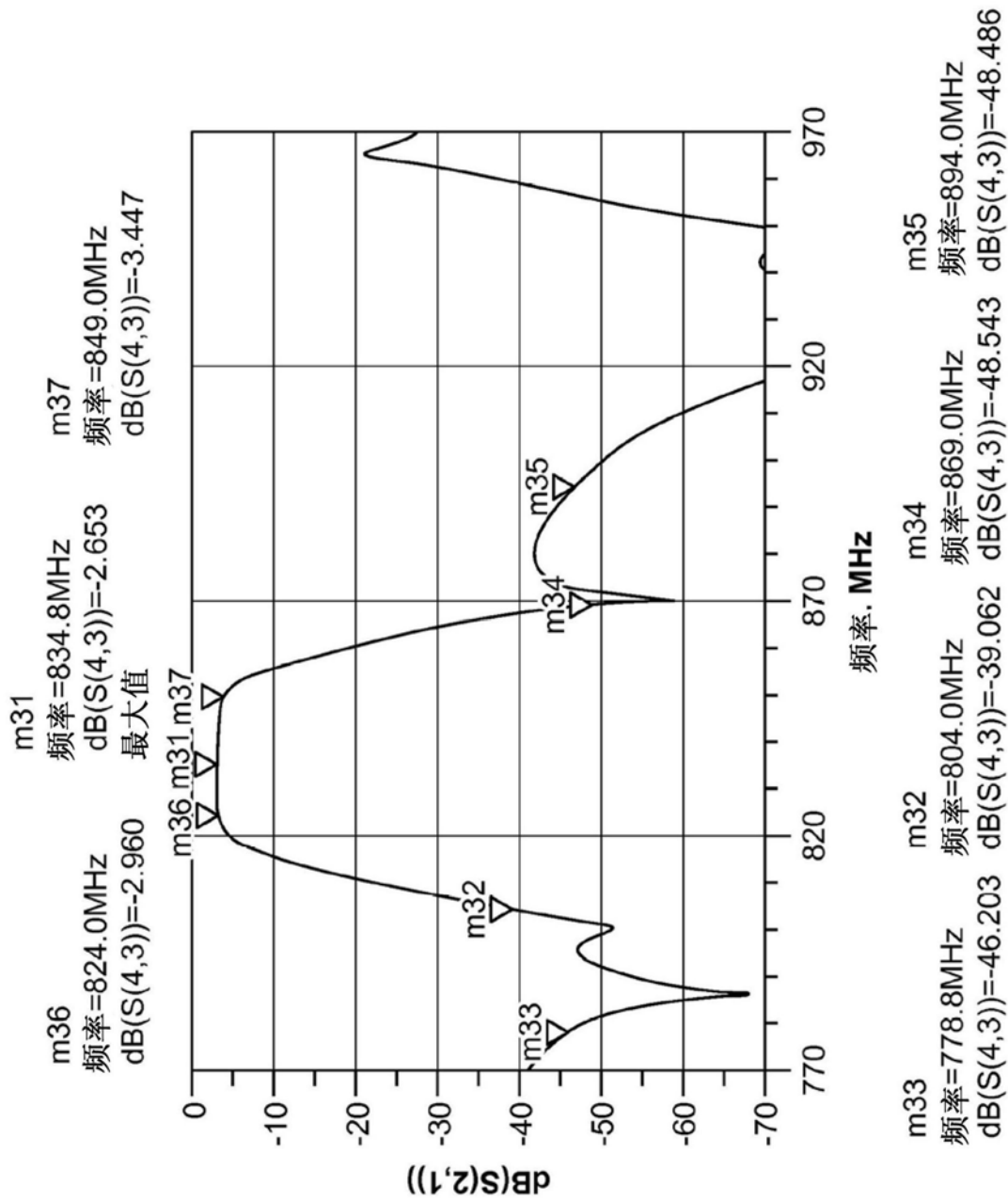


图29

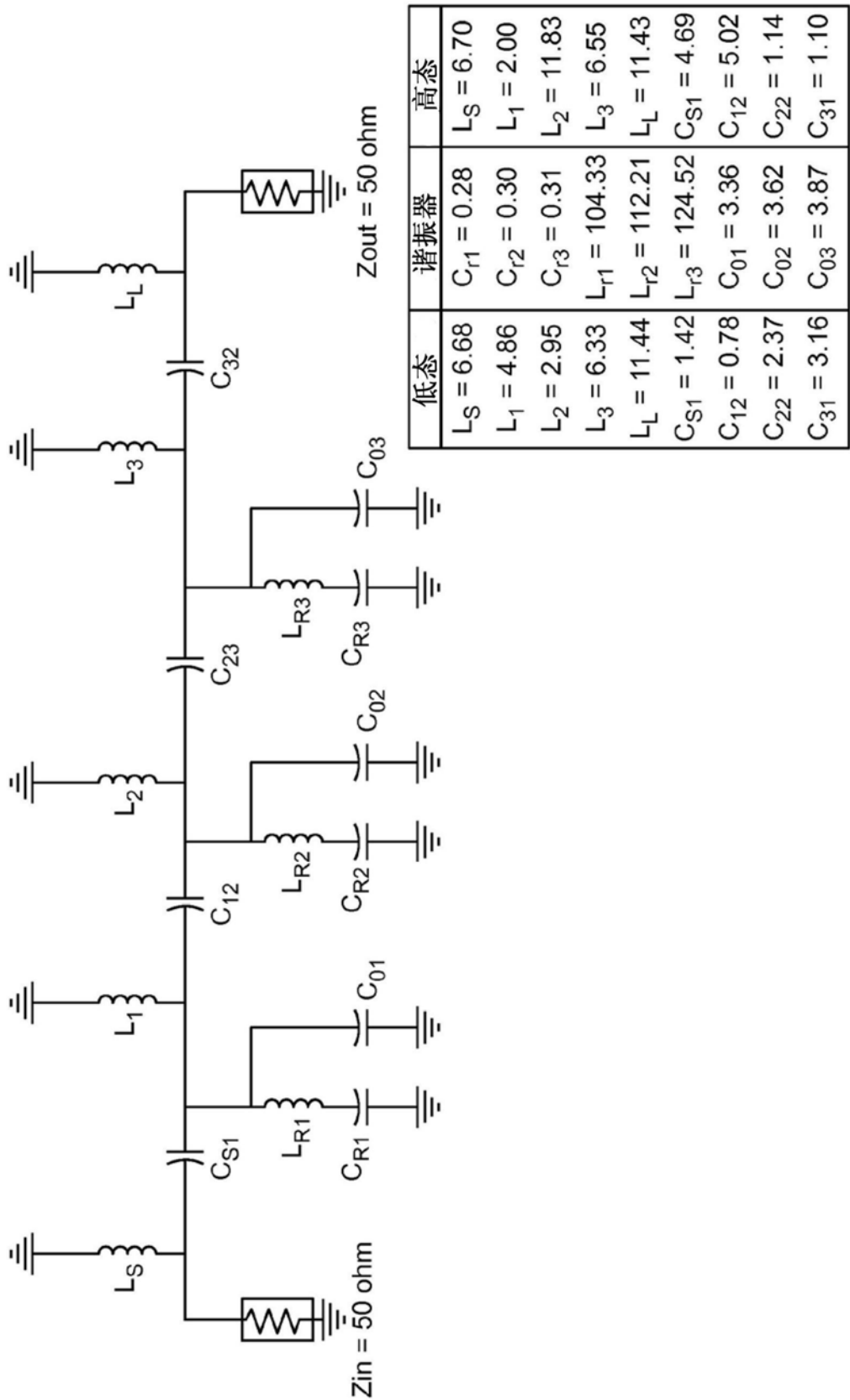


图30

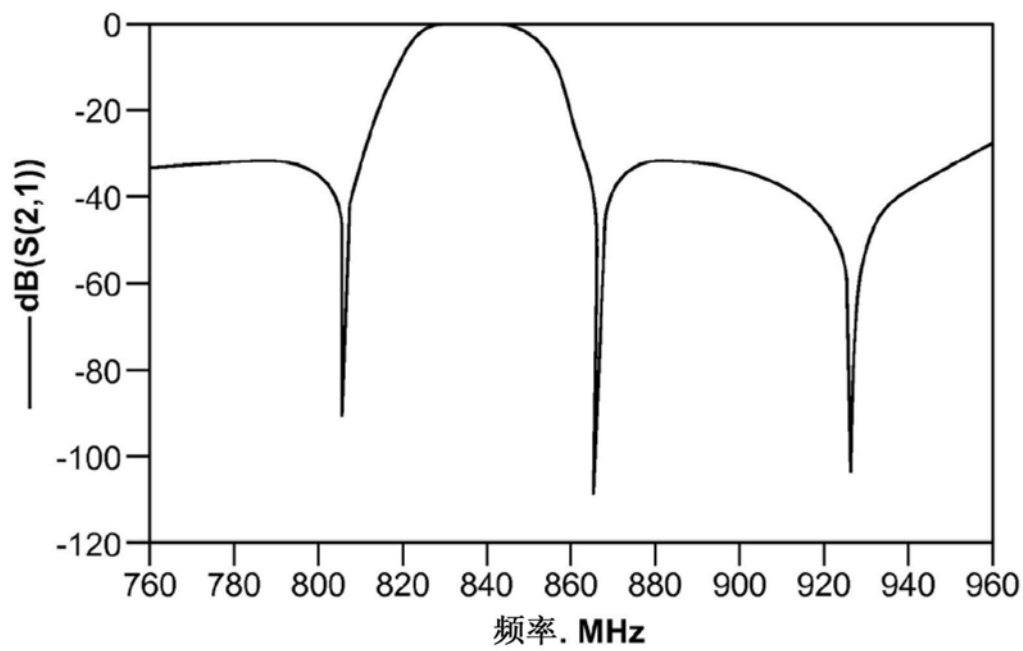


图31

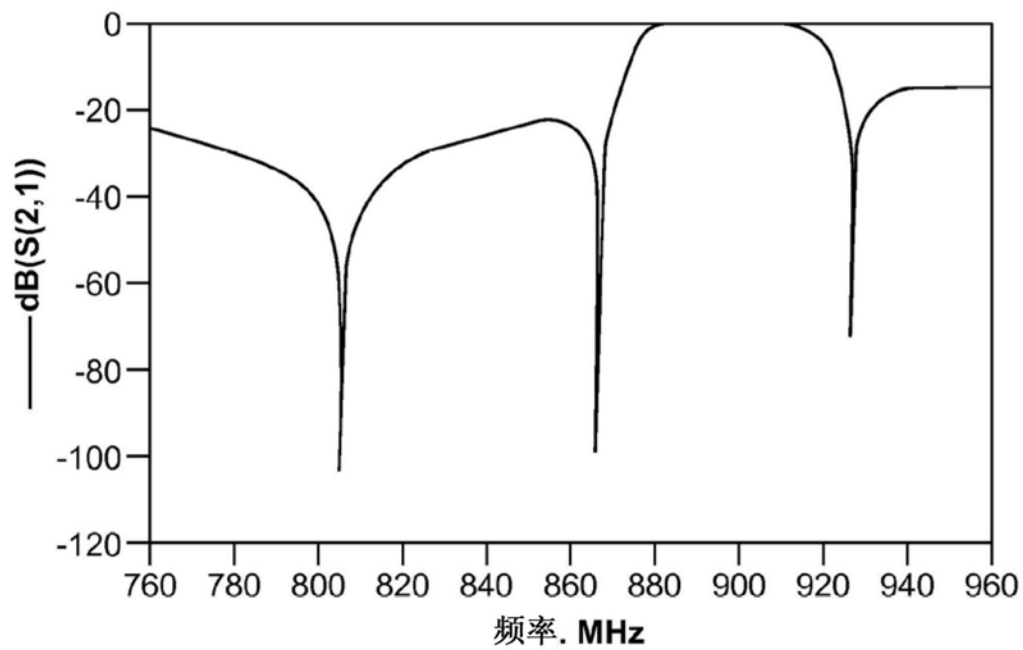


图32