



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 102404264 B

(45) 授权公告日 2014. 08. 20

(21) 申请号 201110245120. 4

(22) 申请日 2011. 08. 25

(30) 优先权数据

2010-188393 2010. 08. 25 JP

2011-114894 2011. 05. 23 JP

(73) 专利权人 株式会社 NTT 都科摩
地址 日本东京都

(72) 发明人 河合邦浩 冈崎浩司 榎桥祥一

(74) 专利代理机构 北京市柳沈律师事务所
11105

代理人 于小宁

(51) Int. Cl.

H04L 27/00 (2006. 01)

H04L 25/02 (2006. 01)

(56) 对比文件

CN 101304244 A, 2008. 11. 12,

CN 1117614 A, 1996. 02. 28,

JP H0846647 A, 1996. 02. 16,

EP 1129520 A1, 2001. 09. 05,

US 2007/0024389 A1, 2007. 02. 01,

刘毅 等. 《一种基于多模式振荡器的低待机功耗 AC/DC 电路设计》. 《电子器件》. 2008, 第 31 卷 (第 3 期),

审查员 张洁

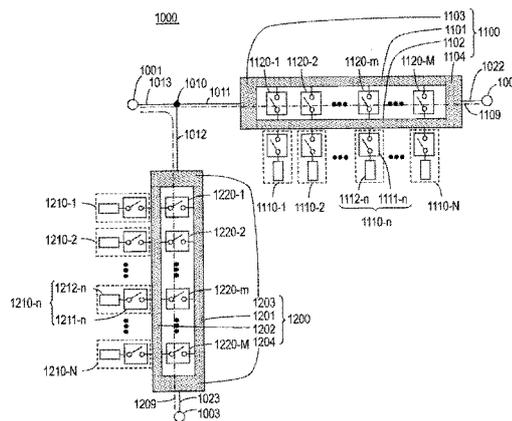
权利要求书2页 说明书15页 附图39页

(54) 发明名称

多模式前端电路

(57) 摘要

本发明的多模式前端电路具有两个传输路径。各传输路径包括：两个输入输出线路；第1传输线路，具有连接到一个输入输出线路的一端、以及连接到另一个输入输出线路的另一端；第2传输线路，具有连接到所述一个输入输出线路的一端、以及连接到所述另一个输入输出线路的另一端；以及一个或多个末端开关电路。末端开关电路包括：一端连接到所述第1传输线路与所述第2传输线路中的任一个的开关；以及连接到该开关的另一端的末端电路。此外，各传输路径还可以包括一个以上的短路开关。短路开关能够在两个传输线路之间的、从输入输出线路起的电长度相等的点短路。



1. 一种多模式前端电路,具有三个端口,并具有第1端口与第2端口之间的第1传输路径、以及第1端口与第3端口之间的第2传输路径,

各传输路径包括:

两个输入输出线路;

第1传输线路,具有连接到一个输入输出线路的一端、以及连接到另一个输入输出线路的另一端;

第2传输线路,具有连接到所述一个输入输出线路的一端、以及连接到所述另一个输入输出线路的另一端;以及

一个或多个末端开关电路,

所述第1传输线路的电长度与所述第2传输线路的电长度相等,

所述第1传输线路的偶模特性阻抗以及奇模特性阻抗分别在所述第1传输线路的长度方向上恒定,

所述第2传输线路的偶模特性阻抗以及奇模特性阻抗分别在所述第2传输线路的长度方向上恒定,

所述第1传输线路的偶模特性阻抗与所述第2传输线路的偶模特性阻抗相等,

所述第1传输线路的奇模特性阻抗与所述第2传输线路的奇模特性阻抗相等,

所述末端开关电路包括:一端连接到所述第1传输线路与所述第2传输线路中的其中一个的开关;以及连接到该开关的另一端的末端电路。

2. 如权利要求1所述的多模式前端电路,

所述两个传输线路的长度与线路宽度相等,线路间间隔在线路的长度方向上恒定。

3. 如权利要求1所述的多模式前端电路,

各传输路径包括的所述末端开关电路具有:

分别在不同的所述传输线路的、从输入输出线路起的电长度相等的点中连接的成组的末端开关电路。

4. 如权利要求1所述的多模式前端电路,

各传输路径还包括一个以上的短路开关,

所述短路开关能够在所述两个传输线路之间的、从输入输出线路起的电长度相等的点之间短路。

5. 如权利要求4所述的多模式前端电路,

在所述末端开关电路与所述短路开关中,存在连接到所述传输线路的相同位置的末端开关电路和短路开关。

6. 如权利要求4所述的多模式前端电路,

所述短路开关是2个以上,

在所述末端开关电路中,存在连接到在传输线路中连接有所述短路开关的位置之间的末端开关电路。

7. 如权利要求1所述的多模式前端电路,

所述末端电路是电抗电路。

8. 如权利要求7所述的多模式前端电路,

所述电抗电路是可变电抗电路。

9. 如权利要求 4 所述的多模式前端电路，
还包括功能切换开关，用于切换所述第 2 端口与所述第 3 端口连接的状态以及没有连接的状态，
各传输路径具有 2 个以上所述末端开关电路以及 4 个以上所述短路开关。

多模式前端电路

技术领域

[0001] 本发明涉及进行发送与接收的多模式前端电路。

背景技术

[0002] 在利用了电波的无线通信的领域中,存在在不同的频率下进行发送与接收的所谓的频分双工(FDD:Frequency Division Duplex),用于W-CDMA方式等。当利用一条天线进行该双向通信的情况下,为了防止来自本台的信号侵入用于接收来自其他台的信号的系系统,使用发送接收共用器。由于该发送接收共用器的频率特性通常不变,因此例如在使用多个频带以及带宽的通信装置中,准备与各个频率、带宽对应的发送接收共用器,并通过开关来切换它们(非专利文献1:小岩正明、井上文義、岡田隆、「マルチバンド移動端末の開発」、DoCoMo テクニカルジャーナル、Vol. 14, No. 2, pp. 31-37, July, 2006.)

[0003] 此外,还存在在不同的定时以相同的频率进行发送与接收的所谓的时分双工(TDD:Time Division Duplex),在TDD中一般通过开关来实现天线的共用。GSM方式并非是TDD,但如TDD那样通过开关来切换发送/接收,因此在对应于GSM方式的终端中,利用开关在发送/接收中共用天线。因此,在对应于FDD的W-CDMA方式和GSM方式两者的移动终端中,准备各个方式的发送/接收系统,并通过开关来进行切换。(非专利文献2:岡田隆、「容量/エリア拡大・国際ローシングを実現する携帯電話無線回路技術」、DoCoMo テクニカルジャーナル、Vol. 16, No. 2, pp. 45-53, July, 2008.)此外,由于最初在TDD中对发送/接收使用相同频率,因此不允许将所述的发送接收共用器配置在发送、接收的路径上。因此,对应于FDD以及TDD两个方式的通信装置分别需要FDD用的发送/接收系统、TDD用的发送/接收系统。

[0004] 但是根据这样的方法,随着要使用的频率以及带宽的数量增大,存在电路面积、部件数增大的问题。此外,需要FDD以及TDD两者的发送/接收电路也导致电路面积、部件数增大。

发明内容

[0005] 本发明鉴于这样的实际情况而完成,其目的在于通过相同的电路即多模式前端电路来提供可改变带宽和中心频率的发送接收共用器、用于TDD方式的开关的功能。

[0006] 本发明的多模式前端电路具有三个端口,并具有第1端口与第2端口之间的第1传输路径、以及第1端口与第3端口之间的第2传输路径。各传输路径包括:两个输入输出线路;第1传输线路,具有连接到一个输入输出线路的一端、以及连接到另一个输入输出线路的另一端;第2传输线路,具有连接到所述一个输入输出线路的一端、以及连接到所述另一个输入输出线路的另一端;以及一个或多个末端(termination)开关电路。所述第1传输线路的电长度与所述第2传输线路的电长度相等。所述第1传输线路的偶模(even mode)特性阻抗以及奇模(odd mode)特性阻抗分别在所述第1传输线路的长度方向上恒定。所述第2传输线路的偶模特性阻抗以及奇模特性阻抗分别在所述第2传输线路的长度方向上

恒定。所述第 1 传输线路的偶模特性阻抗与所述第 2 传输线路的偶模特性阻抗相等。所述第 1 传输线路的奇模特性阻抗与所述第 2 传输线路的奇模特性阻抗相等。所述末端开关电路包括：一端连接到所述第 1 传输线路与所述第 2 传输线路中的任一个的开关；以及连接到该开关的另一端的末端电路。此外，各传输路径还包括一个以上的短路开关。短路开关能够在所述两个传输线路之间的、从输入输出线路起的电长度相等的点之间短路。

[0007] 根据本发明的多模式前端电路，通过末端开关电路的导通、截止，可对每个传输路径设定通过频率以及切断频率，以及能够时间上改变传递信号的传输路径。即，能够通过相同的电路即多模式前端电路，提供可改变带宽以及中心频率的发送接收共用器、以及用于 TDD 方式的开关的功能。

附图说明

[0008] 图 1A 是表示未公开的专利申请的可变谐振器的功能结构的图。

[0009] 图 1B 是表示未公开的专利申请的可变谐振器的功能结构的截面图。

[0010] 图 2A 是表示开关 150a 的另一端直接接地的开关电路的结构例的图。

[0011] 图 2B 是表示包含电容器，且开关 150a 的另一端连接到电容器的一端，电容器的另一端接地的开关电路的结构例的图。

[0012] 图 2C 是表示包含电感器，且开关 150a 的另一端连接到电感器的一端，电感器的另一端接地的开关电路的结构例的图。

[0013] 图 2D 是表示包含传输路径，且开关 150a 的另一端连接到传输线路的一端，传输线路的另一端接地的开关电路的结构例的图。

[0014] 图 2E 是表示包含传输线路，且开关 150a 的另一端连接到传输线路的一端，传输线路的另一端开路的开关电路的结构例的图。

[0015] 图 2F 是表示包含电容可变的可变电容器，且开关 150a 的另一端连接到可变电容器的一端，可变电容器的另一端接地的开关电路的结构例的图。

[0016] 图 2G 是表示包含电感可变的可变电感器，且开关 150a 的另一端连接到可变电感器的一端，可变电感器的另一端接地的开关电路的结构例的图。

[0017] 图 2H 是表示包含传输线路，且开关 150a 的另一端连接到传输线路的一端，传输线路的另一端接地的开关电路的结构例的图。

[0018] 图 2I 是表示包含互相经由开关而串联连接的多个传输线路，且开关 150a 的另一端连接到一个传输线路的一端的开关电路的结构例的图。

[0019] 图 3A 是表示可改变第一个谐振频率的并联谐振电路的结构例的图。

[0020] 图 3B 是表示可改变第二个谐振频率的并联谐振电路的结构例的图。

[0021] 图 4 是表示本发明的多模式前端电路的结构例的图。

[0022] 图 5 是表示使本发明的多模式前端电路作为开关而动作的情况下的电路模型。

[0023] 图 6A 是表示将 L_{s1} 设为 10° 的情况下的 $4 \sim 6\text{GHz}$ 之间的阻抗 Z_{ins1} 的图。

[0024] 图 6B 是表示将 L_{s1} 设为 80° 的情况下的 $4 \sim 6\text{GHz}$ 之间的阻抗 Z_{ins1} 的图。

[0025] 图 7 是表示将 L_{s1} 设为 10° 的情况下的 S 参数的图。

[0026] 图 8 是表示将 L_{s1} 设为 80° 的情况下的 S 参数的图。

[0027] 图 9 是表示本发明的多模式前端电路的另一个结构的图。

[0028] 图 10 是表示使本发明的另一个多模式前端电路作为开关来动作的情况下的电路模型的图。

[0029] 图 11A 是表示将 L_{S1} 设为 10° 的情况下的 $4 \sim 6\text{GHz}$ 之间的阻抗 Z_{ins1} 的图。

[0030] 图 11B 是表示将 L_{S1} 设为 80° 的情况下的 $4 \sim 6\text{GHz}$ 之间的阻抗 Z_{ins1} 的图。

[0031] 图 12 是表示将 L_{S1} 设为 10° 的情况下的 S 参数的图。

[0032] 图 13 是表示将 L_{S1} 设为 80° 的情况下的 S 参数的图。

[0033] 图 14 是用于说明使本发明的多模式前端电路作为滤波器来动作的情况的图。

[0034] 图 15 是表示使本发明的多模式前端电路作为滤波器来动作的情况下的电路模型的图。

[0035] 图 16 是表示在使本发明的多模式前端电路作为滤波器来动作的情况下, 设 $L_{SF1} = 80^\circ$ 、 $L_{FF2} = 180^\circ$, 并将 L_{SF2} 变更为 10° 与 20° 时的频率特性的图。

[0036] 图 17 是表示在使本发明的多模式前端电路作为滤波器来动作的情况下, 设 $L_{SF1} = 90^\circ$ 、 $L_{FF2} = 200^\circ$, 并将 L_{SF2} 变更为 10° 与 20° 时的频率特性的图。

[0037] 图 18 是表示使本发明的多模式前端电路作为发送接收谐振器来使用的情况下的开关的状态的例子的图。

[0038] 图 19 是表示使本发明的多模式前端电路起到发送接收器作用时的电路模型的图。

[0039] 图 20 是表示在使本发明的多模式前端电路作为发送接收器来动作的情况下, 在 $L_{DR1} = 180^\circ$ 、 $L_{D1_1} = 55^\circ$ 、 $L_{D1_2} = 17^\circ$ 、 $L_{DR2} = 164^\circ$ 、 $L_{D2_1} = 52^\circ$ 、 $L_{D2_2} = 17^\circ$ 时的频率特性的图。

[0040] 图 21 是表示在使本发明的多模式前端电路作为发送接收器来动作的情况下, 在 $L_{DR1} = 200^\circ$ 、 $L_{D1_1} = 65^\circ$ 、 $L_{D1_2} = 17^\circ$ 、 $L_{DR2} = 183^\circ$ 、 $L_{D2_1} = 62^\circ$ 、 $L_{D2_2} = 17^\circ$ 时的频率特性的图。

[0041] 图 22A 是表示直接接地的末端电路的例子的图。

[0042] 图 22B 是表示经由电感器接地的末端电路的例子的图。

[0043] 图 22C 是表示经由串联连接的电感器与电容器接地的末端电路的例子的图。

[0044] 图 22D 是表示利用了开路的传输线路的末端电路的例子的图。

[0045] 图 22E 是表示经由电容器接地的末端电路的例子的图。

[0046] 图 22F 是表示经由并联连接的电感器与电容器接地的末端电路的例子的图。

[0047] 图 22G 是表示经由传输线路接地的末端电路的例子的图。

[0048] 图 22H 是表示经由可变电感器接地的末端电路的例子的图。

[0049] 图 22I 是表示经由串联连接的电感器与可变电容器接地的末端电路的例子的图。

[0050] 图 22J 是表示经由可变电容器接地的末端电路的例子的图。

[0051] 图 22K 是表示经由并联连接的电感器与可变电容器接地的末端电路的例子的图。

[0052] 图 22L 是表示经由串联连接的可变电感器与电容器接地的末端电路的例子的图。

[0053] 图 22M 是表示经由并联连接的可变电感器与电容器接地的末端电路的例子的图。

[0054] 图 22N 是表示经由能够通过在中途包含开关而改变长度的传输线路接地的末端电路的例子的图。

[0055] 图 22O 是表示经由串联连接的传输线路与可变电容器接地的末端电路的例子的图。

图。

[0056] 图 22P 是表示经由开关串联连接了两个传输线路的末端电路的例子图。

[0057] 图 22Q 是表示经由开关串联连接了三个传输线路的末端电路的例子图。

[0058] 图 23 是表示对本发明的多模式前端电路的末端电路使用了可变 LC 谐振器的情况下的结构的图。

[0059] 图 24 是表示在使本发明的多模式前端电路作为发送接收器来动作的情况下, $L_{DR1} = 180^\circ$ 、 $L_{D1_1} = 48^\circ$ 、 $L_{D1_2} = 35^\circ$ 、 $L_{DR2} = 164^\circ$ 、 $L_{D2_1} = 65^\circ$ 、 $L_{D2_2} = 25^\circ$ 、 $C_{P1} = 0.2\text{pF}$ 、 $L_{P1} = 0.4\text{nH}$ 、 $C_{P2} = 4.6\text{pF}$ 、 $L_{P2} = 0.3\text{nH}$ 时的频率特性的图。

[0060] 图 25 是表示实施例 2 的多模式前端电路的结构的图。

[0061] 图 26 要表示使多模式前端电路 2000 作为可变双频带滤波器而动作的情况下的结构的图。

[0062] 图 27 是表示设 5GHz 的电长度, $L_{A_1} = 720^\circ$ 、 $L_{TLin_1} = 20^\circ$ 、 $L_{TLout_1} = 20^\circ$ 、 $L_{in_1} = 57^\circ$ 、 $L_{1_1} = 180^\circ$ 、 $L_{2_1} = 10^\circ$ 、 $L_{3_1} = 10^\circ$ 、 $L_{4_1} = 155^\circ$ 、 $L_{5_1} = 155^\circ$ 、 $L_{A_2} = 720^\circ$ 、 $L_{TLin_2} = 20^\circ$ 、 $L_{TLout_2} = 20^\circ$ 、 $L_{in_2} = 73^\circ$ 、 $L_{1_2} = 160^\circ$ 、 $L_{2_2} = 10^\circ$ 、 $L_{3_2} = 10^\circ$ 、 $L_{4_2} = 155^\circ$ 、 $L_{5_2} = 11^\circ$ 时从端口 1001 至端口 2104 的通过系数的图。

[0063] 图 28A 是表示图 27 的情况下的 5.62GHz 下的阻抗的图。

[0064] 图 28B 是表示图 27 的情况下的 5GHz 下的阻抗的图。

[0065] 图 29 是表示设 5GHz 的电长度, $L_{A_1} = 720^\circ$ 、 $L_{TLin_1} = 20^\circ$ 、 $L_{TLout_1} = 20^\circ$ 、 $L_{in_1} = 57^\circ$ 、 $L_{1_1} = 150^\circ$ 、 $L_{2_1} = 10^\circ$ 、 $L_{3_1} = 10^\circ$ 、 $L_{4_1} = 155^\circ$ 、 $L_{5_1} = 155^\circ$ 、 $L_{A_2} = 720^\circ$ 、 $L_{TLin_2} = 20^\circ$ 、 $L_{TLout_2} = 20^\circ$ 、 $L_{in_2} = 73^\circ$ 、 $L_{1_2} = 145^\circ$ 、 $L_{2_2} = 10^\circ$ 、 $L_{3_2} = 10^\circ$ 、 $L_{4_2} = 155^\circ$ 、 $L_{5_2} = 11^\circ$ 时从端口 1001 至端口 2104 的通过系数的图。

[0066] 图 30A 是表示图 29 的情况下的 6.18GHz 下的阻抗的图。

[0067] 图 30B 是表示图 29 的情况下的 6GHz 下的阻抗的图。

[0068] 图 31 是表示设 5GHz 的电长度, $L_{A_1} = 720^\circ$ 、 $L_{TLin_1} = 20^\circ$ 、 $L_{TLout_1} = 20^\circ$ 、 $L_{in_1} = 47^\circ$ 、 $L_{1_1} = 150^\circ$ 、 $L_{2_1} = 10^\circ$ 、 $L_{3_1} = 10^\circ$ 、 $L_{4_1} = 132^\circ$ 、 $L_{5_1} = 30^\circ$ 、 $L_{A_2} = 720^\circ$ 、 $L_{TLin_2} = 20^\circ$ 、 $L_{TLout_2} = 20^\circ$ 、 $L_{in_2} = 0^\circ$ 、 $L_{1_2} = 145^\circ$ 、 $L_{2_2} = 10^\circ$ 、 $L_{3_2} = 10^\circ$ 、 $L_{4_2} = 180^\circ$ 、 $L_{5_2} = 139^\circ$ 时从端口 1001 至端口 2104 的通过系数的图。

[0069] 图 32A 是表示图 31 的情况下的 6.18GHz 下的阻抗的图。

[0070] 图 32B 是表示图 31 的情况下的 6GHz 下的阻抗的图。

[0071] 图 33 是表示设 5GHz 的电长度, $L_{A_1} = 720^\circ$ 、 $L_{TLin_1} = 20^\circ$ 、 $L_{TLout_1} = 20^\circ$ 、 $L_{in_1} = 47^\circ$ 、 $L_{1_1} = 150^\circ$ 、 $L_{2_1} = 8^\circ$ 、 $L_{3_1} = 8^\circ$ 、 $L_{4_1} = 132^\circ$ 、 $L_{5_1} = 30^\circ$ 、 $L_{A_2} = 720^\circ$ 、 $L_{TLin_2} = 20^\circ$ 、 $L_{TLout_2} = 20^\circ$ 、 $L_{in_2} = 0^\circ$ 、 $L_{1_2} = 145^\circ$ 、 $L_{2_2} = 10^\circ$ 、 $L_{3_2} = 10^\circ$ 、 $L_{4_2} = 180^\circ$ 、 $L_{5_2} = 139^\circ$ 时从端口 1001 至端口 2104 的通过系数的图。

[0072] 图 34 是表示设 5GHz 的电长度, $L_{A_1} = 720^\circ$ 、 $L_{TLin_1} = 20^\circ$ 、 $L_{TLout_1} = 20^\circ$ 、 $L_{in_1} = 47^\circ$ 、 $L_{1_1} = 150^\circ$ 、 $L_{2_1} = 10^\circ$ 、 $L_{3_1} = 10^\circ$ 、 $L_{4_1} = 132^\circ$ 、 $L_{5_1} = 30^\circ$ 、 $L_{A_2} = 720^\circ$ 、 $L_{TLin_2} = 20^\circ$ 、 $L_{TLout_2} = 20^\circ$ 、 $L_{in_2} = 0^\circ$ 、 $L_{1_2} = 145^\circ$ 、 $L_{2_2} = 8^\circ$ 、 $L_{3_2} = 8^\circ$ 、 $L_{4_2} = 180^\circ$ 、 $L_{5_2} = 139^\circ$ 时从端口 1001 至端口 2104 的通过系数的图。

具体实施方式

[0073] 在说明本发明之前,说明本申请人已经申请且未公开的专利申请的(日本)特愿2010-049126(2010年3月5日申请)的内容的一部分。另外,以该日本申请为基础申请,对美国、欧洲、中国、韩国申请了相同内容。申请号分别为US13/040,717(2011年3月4日申请)、EP11156817.6(2011年3月3日申请)、CN201110053567.1(2011年3月7日申请)、KR10-2011-0018451(2011年3月2日申请)。

[0074] 图1A表示(日本)特愿2010-049126的一实施方式的具有微带线路结构的可变谐振器100。图1B是可变谐振器100的截面图。可变谐振器100包含两个传输线路101、102、多个开关电路150。在图1A所示的实施方式中,在电介质衬底805上形成两个长方形的传输线路101、102。第1传输线路101的一端101a连接到在电介质衬底805上形成的输入线路111,第1传输线路101的另一端101b连接到在电介质衬底805上形成的输出线路112。第2传输线路102的一端102a连接到输入线路111,第2传输线路102的另一端102b连接到输出线路112。两条传输线路101、102是金属等导电体,形成在电介质衬底805的一个面上,在电介质衬底805的另一面(背面)由金属等导电体形成地导体800。另外,由两个传输线路101、102、输入线路111以及输出线路112包围的由标记130表示的部分是露出电介质衬底805的部分。

[0075] 对两个传输线路101、102可求出的条件是:

[0076] (1) 第1传输线路101的电长度与第2传输线路102的电长度相等;

[0077] (2) 在第1传输线路101的长度方向上,第1传输线路101的偶模特性阻抗(the characteristic impedance for the even mode)与奇模特性阻抗(the characteristic impedance for the odd mode)分别恒定;

[0078] (3) 在第2传输线路102的长度方向上,第2传输线路102的偶模特性阻抗与奇模特性阻抗分别恒定;

[0079] (4) 第1传输线路101的偶模特性阻抗与第2传输线路102的偶模特性阻抗相等;

[0080] (5) 第1传输线路101的奇模特性阻抗与第2传输线路102的奇模特性阻抗相等。

[0081] 例如,如果电介质衬底805在其整体上具有均匀的厚度以及相同的介电常数,若将两个传输线路101、102形成为

[0082] (a) 第1传输线路101的线路长度与第2传输线路102的线路长度相等;

[0083] (b) 第1传输线路101的线路宽度与第2传输线路102的线路宽度相等;

[0084] (c) 第1传输线路101与第2传输线路102的线路间隔(在图1A中由标记D来表示)一定,

[0085] 则两个传输线路101、102满足条件(1)~(5)。在图1A所示的可变谐振器100中,以电介质衬底805在其整体上具有均匀的厚度以及相同的相对介电常数为前提,设两个传输线路101、102的线路长度均为L,线路宽度均为W,则两个传输线路101、102在电介质衬底805上经由空隙部分130以线路间距离D平行形成。

[0086] 当电介质衬底805不具有均匀的厚度和/或相同的相对介电常数的情况下,考虑介电常数的分布等后形成两个传输线路101、102以便满足条件(1)~(5)即可。该设计方法通过已知技术来达成,因此省略详细的说明。

[0087] 图1A所示的可变谐振器100具有5个开关电路150(为了避免附图繁杂,仅对一个开关电路附加了标号)。在可变谐振器100中,全部的开关电路150只连接到第2传输

线路 102,但并不限于这样的结构,各开关电路 150 连接到第 1 传输线路 101 与第 2 传输线路 102 中的任一个即可。对于开关电路 150 的具体的结构例将在后面叙述,但在图 1A 所示的例子中,开关电路 150 具有一端连接到第 1 传输线路 101 与第 2 传输线路 102 中的任一个上,另一端接地的开关 150a。各开关 150a 如图 1B 所示,开关 150a 的一端 831 连接到第 2 传输线路 102,开关 150a 的另一端 832 经由导电体 833 以及通孔 806 电连接到接地导体 800。另外,导电体 833 的形状等一切没有被限定,在其他的附图中省略了导电体 833 的图示。

[0088] 各开关电路 150 的连接位置是:[1] 在第 1 传输线路 101 上,从一端 101a 至开关电路的连接位置的电长度互相不同的位置(其中排除一端 101a 和另一端 101b),同样,[2] 在第 2 传输线路 102 上,从一端 102a 至开关电路的连接位置的电长度互相不同的位置(其中排除一端 102a 与另一端 102b)。在这样的结构中,从连接到第 1 传输线路 101 上的某开关电路的连接位置至一端 101a 的电长度 θ_1 、以及从连接到第 2 传输线路 102 上的某开关电路的连接位置至一端 102a 的电长度 θ_2 有时相等。当 $\theta_1 = \theta_2$ 的情况下,不能将在从一端 101a 起电长度 θ_1 的位置连接到第 1 传输线路 101 的开关电路、以及在从一端 102a 起电长度 θ_2 的位置连接到第 2 传输线路 102 的开关电路均设为导通状态。如后所述,在使可变谐振器 100 作为谐振器而动作的情况下,在各开关电路 150 中成为导通状态的开关电路的数量是一个。从这个观点出发,在从输入线路 111 起相等电长度的位置对第 1 传输线路 101 与第 2 传输线路 102 分别连接开关电路 150 没有意义,因此针对各开关电路 150 的连接位置,除了所述条件 [1]、[2] 之外,还可以增加以下条件:[3] 在两个传输线路 101、102 中的一个传输线路上连接的各开关电路 150 从该传输线路的一端起电长度分别不同于在另一个传输线路上连接的各开关电路 150 从该传输线路的一端起电长度的任一个。

[0089] 在可变谐振器 100 中,若在各开关电路 150 中的某一个开关电路设为导通状态,则得到对应于该开关电路的连接位置的带宽,若将其他的开关电路设为导通状态,则得到对应于该开关电路的连接位置的情况的带宽。因此,通过改变导通状态的开关电路,能够改变可变谐振器 100 的带宽。

[0090] 图 2A ~ 图 2I 表示开关电路 150 的具体的结构例。图 2A 所示的开关电路 150 中,开关 150a 的另一端直接接地。图 2B 所示的开关电路 150 包含电容器,开关 150a 的另一端连接到电容器的一端,电容器的另一端接地。图 2C 所示的开关电路 150 包含电感器,开关 150a 的另一端连接到电感器的一端,电感器的另一端接地。图 2D 所示的开关电路 150 包含传输线路,开关 150a 的另一端连接到传输线路的一端,传输线路的另一端接地。在该结构的情况下,在该开关电路成为导通状态时的动作频率下,传输线路具有 $1/4$ 波长的线路长度。图 2E 所示的开关电路 150 包含传输线路,开关 150a 的另一端连接到传输线路的一端,传输线路的另一端开路。在该结构的情况下,在该开关电路成为导通状态时的动作频率下,传输线路具有 $1/2$ 波长的线路长度。图 2F 所示的开关电路 150 包含可改变电容的可变电容器,开关 150a 的另一端连接到可变电容器的一端,可变电容器的一端接地。图 2G 所示的开关电路 150 包含可改变电感的可变电感器,开关 150a 的另一端连接到可变电感器的一端,可变电感器的另一端接地。图 2H 所示的开关电路 150 包含传输线路,开关 150a 的另一端连接到传输线路的一端,传输线路的另一端接地。对传输线路连接一个或多个开关的各一端,各开关的另一端接地。通过切换这些开关的导通 / 截止,能够改变开关电路 150 的特

性。图 2I 所示的开关电路 150 包含经由开关互相串联连接的多个传输线路,开关 150a 的另一端连接到一个传输线路的一端。通过切换传输线路之间的各开关的导通 / 截止,能够改变开关电路 150 的特性。

[0091] 此外说到不限于于开关 150a 的开关,并不限于于接点型的开关,还可以设为例如使用了二极管、晶体管等的、没有在电路网设置接点就具有电路的开关功能的所谓的开关元件 (switching element)。此外,还可以适用利用了 MEMS (Micro-Electro Mechanical Systems) 技术的开关。这些开关元件并不限于于在导通状态时使直流通过的欧姆开关 (ohmic switch),也可以是在导通状态时截止直流但使交流通过的电容性开关 (capacitive switch)。此外,如图 3A、3B 所示,也可以是可改变谐振频率的并联谐振电路。此时,设定该并联谐振电路的特性,使得在将开关电路 150 设为截止状态的情况下,该并联谐振电路的谐振频率与由两条传输线路 101、102 构成的可变谐振器的谐振频率一致,且在将开关电路 150 设为导通状态的情况下,该并联谐振电路的谐振频率在由两条传输线路 101、102 构成的可变谐振器的谐振频率下不产生谐振。如图 3A、3B 所示,例如通过改变可变电容器的电容或可变电感器的电感,改变该并联谐振电路的谐振频率。开关电路 150 的结构并不限于于这些结构。根据开关电路 150 的结构,能够将可变谐振器的频率特性变更为期望的形式,但可变谐振器谐振频率依然是由两条传输线路 101、102 的线路长度决定的谐振频率。

[0092] 到此为止的说明是认为为了说明本发明至少需要的 (日本) 特愿 2010-049126 的内容。但是,本发明的内容并不限于于这些记载。以下,针对本发明的实施例,详细进行说明。另外,对具有相同功能的结构部分附加相同标号,省略重复说明。

[0093] 【实施例 1】

[0094] 图 4 表示实施例 1 的多模式前端电路的结构。实施例 1 的多模式前端电路例如利用微带线线路而形成即可。多模式前端电路 1000 具有三个端口 1001、1002、1003,并具有第 1 端口 1001 与第 2 端口 1002 之间的第 1 传输路径 1109、以及第 1 端口 1001 与第 3 端口 1003 之间的第 2 传输路径 1209。各传输路径 1109 (1209) 包括两个输入输出线路 1103、1104 (1203、1204)、第 1 传输线路 1101 (1201)、第 2 传输线路 1102 (1202)、一个或多个末端开关电路 1110-1、...、N (1210-1、...、N) (其中, N 是 1 以上的整数, n 是 1 以上 N 以下的整数)。第 1 传输线路 1101 (1201) 具有连接到一个输入输出线路 1103 (1203) 的一端以及连接到另一个输入输出线路 1104 (1204) 的另一端。第 2 传输线路 1102 (1202) 具有连接到一个输入输出线路 1103 (1203) 的一端以及连接到另一个输入输出线路 1104 (1204) 的另一端。此外,各传输线路 1109 (1209) 还包括一个以上的短路开关 1120-1、...、M (1220-1、... M) (其中, M 是 1 以上的整数, 图 4 的 m 是 1 以上 M 以下的整数)。短路开关能够将两个传输线路 1101、1102 (1201、1202) 之间的、从输入输出线路 1103 (1203) 起的电长度相等的点之间短路。另外,将概括传输线路 1101、1102 (1201、1202)、输入输出线路 1103、1104 (1203、1204) 的传输线路称为传输线路 1100 (1200)。

[0095] 另外,传输线路 1100 (1200) 只要满足上述的线路的条件 (1) ~ (5),其形状并无需限于于直线,也可以是曲线。即,第 1 传输线路 1101 (1201) 的电长度与第 2 传输线路 1102 (1202) 的电长度相等。第 1 传输线路 1101 (1201) 的偶模特性阻抗以及奇模特性阻抗各自在第 1 传输线路 1101 (1201) 的长度方向上恒定。第 2 传输线路 1102 (1202) 的偶模特

性阻抗以及奇模特性阻抗各自在第 2 传输线路 1102(1202) 的长度方向上恒定。第 1 传输线路 1101(1201) 的偶模特性阻抗与第 2 传输线路 1102(1202) 的偶模特性阻抗相等。第 1 传输线路 1101(1201) 的奇模特性阻抗与第 2 传输线路 1102(1202) 的奇模特性阻抗相等。末端开关电路 1110-n(1210-n) 由一端连接到第 1 传输线路 1101(1201) 与第 2 传输线路 1102(1202) 的任一个的开关 1111-n(1211-n)、以及连接到该开关 1111-n(1211-n) 的另一端的末端电路 1112-n(1212-n) 构成。

[0096] 第 1 端口 1001 经由线路 1013、1011 连接到输入输出线路 1103。此外,第 1 端口 1001 经由线路 1013、1012 连接到输入输出线路 1203。第 2 端口 1002 经由线路 1022 连接到输入输出线路 1104。第 3 端口 1003 经由线路 1023 连接到输入输出线路 1204。此外,线路 1011、1012、1013 的连接部分被称为交点 1010(或两个传输路径的交点 1010)。另外,线路 1011、1012、1013 图示第 1 端口 1001 与输入输出线路 1103、1203 被电连接的情况。在实际的多模式前端电路中,设为设计上能够忽略的长度。

[0097] 首先,叙述多模式前端电路 1000 作为开关来动作的情况(为了应对 TDD,时间上切换用于传递信号的传输路径的情况)。图 5 表示用于说明作为开关的动作的电路模型。在这里,平行(parallel)线路的特性阻抗设在传输线路 1109、1209 中均为偶模 $100\ \Omega$ 、奇模 $50\ \Omega$ 。这里,设平行线路的电长度均为 5GHz 中的 300° 。这里设输入输出线路 1103 的特性阻抗与电长度为 $50\ \Omega$ 、 5GHz 的 10° 。以下,设若没有特别记载,则全部的电长度为 5GHz 中的值。另外,这些电长度无需在传输路径 1109、1209 中一定成为相同的值。这里,设与开关 1111-n 连接的末端电路 1112-n 是地导体。设传输线路 1100、1200、开关 1111-n、1120-m 是理想传输线路。尤其对于开关 1111-n、1120-m 来说理想的是截止状态的阻抗无限大,且导通状态的阻抗成为短路。为了简化图示,省略了截止状态的开关 1111-1、...、n-1、1111-n+1、...、N、1120-1、...、m-1、1120-m+1、...、M、1211-1、...、N、1220-1、...、M,仅描画了导通状态的开关 1111-n、1120-m。另外,还一并省略了连接到截止状态的开关的末端电路(如上所述,这里为地导体)。

[0098] 在图 5 的电路中,为了使开关动作而需要的条件如下。在想要切断信号的传输路径 1109(1209) 中,将传输线路 1100(1200) 上的相同位置的开关 1111-n、1120-m(1211-n、1220-m) 均设为导通状态。对于该位置标记为 L_{S1} ,决定其值的方法将在后面叙述。在图 5 中,传输路径 1109 中,传输线路 1100 上的相同位置的开关 1111-n、1120-m 成为导通状态。从而,与开关 1111-n、1120-m 的位置对应的频率的信号被切断。

[0099] 在想要传递信号的传输路径 1209(1109) 中,相反,将传输线路 1200(1100) 上的相同位置的开关 1211-n、1220-m(1111-n、1120-m) 均不设为导通状态。在图 5 中,传输路径 1209 的全部的开关成为截止状态。从而,输入到传输路径 1209 的信号向第 3 端口 1003 输出。将在后面叙述,此时,针对通过传输路径 1209 的信号,在只想使特定的频率的信号通过的情况下,只要适当地将开关 1211-n、1220-m 设为导通而将传输路径 1209 的传输线路 1200 设为滤波器即可。其中,如上述条件所述,必须将处于传输线路 1200 上的相同的位置的开关 1211-n、1220-m 不要同时设为导通状态。

[0100] 接着,说明想要切断信号的传输路径中的导通状态的开关的位置 L_{S1} 的决定方法。图 6A、6B、7、8 表示将 L_{S1} 设为 10° 以及 80° 的情况下的从传输路径 1109、1209 的交点 1010 看到传输路径 1109 时的阻抗 Z_{ins1} 以及 S 参数。图 6A 表示将 L_{S1} 设为 10° 时的 $4\sim 6\text{GHz}$

之间的阻抗 Z_{ins1} 。图 6B 表示将 L_{S1} 设为 80° 时的 4 ~ 6GHz 之间的阻抗 Z_{ins1} 。图 7 是表示将 L_{S1} 设为 10° 时的 S 参数的图。图 8 是表示将 L_{S1} 设为 80° 时的 S 参数的图。S11 是从第 1 端口 1001 输入的信号的反射系数（附加了三角标记的线），S21 是从第 1 端口 1001 向第 2 端口 1002 的通过系数（附加了正方形标记的线），S31 是从第 1 端口 1001 向第 3 端口 1003 的通过系数（附加了菱形标记的线）。

[0101] 首先,说明 L_{S1} 为 10° 的情况。此时,5GHz 中的 Z_{ins1} 具有接近 0 的值。S21 在 4 ~ 6GHz 之间约有 -800dB 左右,成功切断信号。这是因为开关 1111-n、1120-m 在 L_{S1} 的位置均导通的结果,传输路径 1109 等同于由输入输出线路 1103 与长度 L_{S1} 的传输线路构成的短路短截线,因此从 L_{S1} 向第 2 端点侧的线路不传递信号。另一方面,5GHz 中的 S31 有 -4.6dB 左右,虽然信号通过,但损失稍大。这是因为由于 Z_{ins1} 小的原因,一部分信号没有传到第 3 端口 1103 而反射到第 1 端口 1001。假设 Z_{ins1} 无限大的情况下,等同于无从交点 1010 至第 2 端口 1002 的传输路径 1109,从第 1 端口 1001 输入的信号全部传递到第 3 端口 1003。

[0102] 在 L_{S1} 为 80° 时,从图 6B 可知, Z_{ins1} 在 5GHz 中几乎无限大。此时的 5GHz 中的 S31 几乎为 0,成为无损失。即,可知信号几乎无损失地传递到第 3 端口 1003。另外,例如在想要将 4GHz 的信号以最低损失传递的情况下,只要将 L_{S1} 设定为 4GHz 中的 Z_{ins1} 接近无限大即可。这样通过将 L_{S1} 设定为 Z_{ins1} 在想要通过第 3 端口 1003 的信号的频率附近接近无限大,从而能够更有效地将信号传递到第 3 端口 1003。

[0103] [变形例]

[0104] 通过对图 4 的电路结构带来若干变更,成为图 9 那样,从而不使用短路开关 1120-1、...M(1220-1、...、M) 就能够达成这样的开关 1111-n、1120-m、1211-n、1220-m 的动作。图 9 表示在对两个平行线路的两个线路设置了末端开关电路的情况下的多模式前端电路的结构图。在多模式前端电路 1000' 中,包括末端开关电路 1130-1、...、M、1230-1、...、M 而代替短路开关 1120-1、...M、1220-1、...、M。

[0105] 在将传输路径 1109 设为想要切断信号的路径的情况下,将从平行线路上的端面起相同距离的开关 1111-n 以及 1131-m 设为导通。对于该动作,利用图 10 的计算模型而说明。线路的长度等与图 5 相同,末端电路 1112、1132 也与图 5 相同,是地导体。与图 5 的不同之处在于,在形成第 1 传输路径 1109 的传输线路 1100 的两条传输线路 1101、1102 两者的长度 L_{S1} 的位置,存在导通状态的末端开关电路。由此,在长度 L_{S1} 的位置,传输线路 1101 与传输线路 1102 之间的阻抗成为零。从而,能够实现与图 5 中使用短路开关 1120-m 时相同的阻抗。因此,通过图 10 的结构也能够进行开关动作。图 11A、11B、12、13 表示在图 10 的结构中将 L_{S1} 设为 10° 、 80° 的情况下,从传输路径 1109、1209 的交点 1010 看传输路径 1109 时的阻抗 Z_{ins1} 与 S 参数。图 11A 表示将 L_{S1} 设为 10° 时的 4 ~ 6GHz 之间的阻抗 Z_{ins1} 。图 11B 表示将 L_{S1} 设为 80° 时的 4 ~ 6GHz 之间的阻抗 Z_{ins1} 。图 12 是表示将 L_{S1} 设为 10° 时的 S 参数的图。图 13 是表示将 L_{S1} 设为 80° 时的 S 参数的图。S11 是从第 1 端口 1001 输入的信号的反射系数（附有三角标记的线），S21 是从第 1 端口 1001 至第 2 端口 1002 的通过系数（附有正方形标记的线），S31 是从第 1 端口 1001 至第 3 端口 1003 的通过系数（附有菱形标记的线）。从图 11A、11B、12、13 可知,得到与图 6A、6B、7、8 相同的特性。由此可知,通过图 9 的结构,与图 4 的结构相同地,能够使开关动作。另外,在本变形例的情况下,也可以包括短路开关 1120-1、...M、1220-1、...、M,并根据要求的功能而选择性地使用。

[0106] [滤波器功能的实现]

[0107] 以下,利用图 14 的多模式前端电路的结构,进一步说明实施例 1 的多模式前端电路的功能。在图 14 中,传输路径 1209 的传输线路 1200 不同于图 5 和图 10,开关 1211-r、1220-p、1220-q 成为导通状态。将开关 1211-r 的位置记为 L_{SF2} ,将开关 1220-p 与开关 1220-q 的间隔表示为 L_{FF2} 。在图 5 和图 10 中通过将传输路径 1209 的开关全部设为截止从而使传输路径 1209 作为简单的传输路径而动作,但通过适当地将开关 1211-r、1220-p、1220-q 设为导通状态,能够使传输路径 1209 作为滤波器来动作。对于该动作,利用图 15 进行说明。

[0108] 图 15 与图 5 相同,是用于电路的特性计算的电路模型。这里,与以往相同,将传输路径 1109 设为想要切断信号的路径,将传输路径 1209 设为想要传递信号的路径。此外,将末端电路 1112-n、1212-r 设为地导体。将想要通过或想要切断的频率作为一例而设为 5GHz、4.5GHz 可变,而且设传输路径 1209 的带宽也可变。首先,说明 5GHz 的情况。对于传输路径 1109,由于与图 6A、6B、7、8 相同,因此省略说明。对于传输路径 1209,将开关 1211-r 的位置设为 L_{SF2} ,将开关 1220-q 的位置设为 L_{FF2} 。另外,在图 15 中没有使用开关 1220-p。此时,只要将输入输出线路 1203 与传输线路 1201、1202 的连接部分(位置为 0)看做开关 1220-p 的位置即可,因此开关 1220-q 的位置成为 L_{FF2} 。滤波器的中心频率根据 L_{FF2} 来决定,在 L_{FF2} 为 180° 时,中心频率成为 5GHz。带宽根据 L_{SF2} 来决定,若该改变其值则带宽被变更,但中心频率依然是一定的。即,能够独立地变更中心频率与带宽。这是实施例 1 的特征之一。对于该滤波器的细节,记载在上述的本申请人未公开的专利申请((日本)特愿 2010-049126),因此这里省略。

[0109] 图 16 表示设 $L_{SF1} = 80^\circ$ 、 $L_{FF2} = 180^\circ$,并将 L_{SF2} 变更为 10° 与 20° 时的频率特性。S11 是从第 1 端口 1001 输入的信号的反射系数(附有三角标记的线)、S21 是从第 1 端口 1001 至第 2 端口 1002 的通过系数(附有正方形标记的线),S31 是从第 1 端口 1001 至第 3 端口 1003 的通过系数(附有菱形标记的线)。首先,对于传输路径 1109,S21 成为 -800dB 并被切断。对于传输线路 1209,可知具有将 5GHz 设为中心频率的滤波器特性,可知根据 L_{SF2} 的值改变带宽而不改变中心频率。

[0110] 接着,叙述 4.5GHz 的情况。对于传输路径 1109,通过将图 15 的 L_{SF1} 变更为 90° , Z_{ins1} 在 4.5GHz 下成为无限大。对于传输路径 1209,将 L_{FF2} 设为 200° ,将滤波器的中心频率变更为 4.5GHz 即可。带宽与之前说明的相同,根据 L_{SF2} ,可在将中心频率保持为一定的状态下变更。图 17 表示设 $L_{SF1} = 90^\circ$ 、 $L_{FF2} = 200^\circ$,并将 L_{SF2} 变更为 10° 与 20° 时的频率特性。从图中可知,传输路径 1109 的特性是切断 4.5GHz 的信号,而且,传输路径 1209 的特性成为以 4.5GHz 设为中心频率的滤波器。此外可知,其带宽可通过改变 L_{SF2} 而相对于中心频率独立地变更。

[0111] 对于至此叙述的传输路径 1209 的滤波器特性,表示了仅使用了一个谐振器的一级滤波器的特性,但在将级数设为 2 级以上的情况下,通过适当导通开关 1211-r、1220-p、1220-q,也能够调整滤波器特性。对此,也在专利申请((日本)特愿 2010-049126)中记载了细节,因此这里省略。

[0112] [发送接收共用功能的实现]

[0113] 接着,将实施例 1 的多模式前端电路作为发送接收共用器来使用的情况。图 18 是

表示在将实施例 1 的多模式前端电路作为发送接收共用器来使用的情况下的开关的状态的例子。设定开关,使得传输路径 1109、传输路径 1209 均作为上述的滤波器来动作。每个传输路径具有两处处于导通状态的短路开关 1120-k、1120-m(1220-p、1220-q),在由两个短路开关与平行线路包围的区间有一个处于导通状态的开关 1111-n(1211-r)。由两个短路开关 1120-k、1120-m(1220-p、1220-q) 包围的区间作为谐振器而动作,由此能够使传输路径作为滤波器来动作。这里,在传输路径 1109 以及 1209 中,将从传输线路 1101、1102、1201、1202 的始点(与输入输出线路 1103、1203 连接的端面)至最接近始点的导通状态的短路开关 1120-k、1220-p 的距离分别设为 L_{D1_1} 、 L_{D2_1} 。在传输路径 1109 以及 1209 中,将从最接近始点的短路开关 1120-k、1220-p 至导通状态的开关 1111-n、1211-r 的距离分别设为 L_{D1_2} 、 L_{D2_2} 。在传输路径 1109 以及 1209 中,将通过两个导通状态的短路开关 1120-k、1120-m、1220-p、1220-q 作为谐振器来动作的传输线路 1100、1200 的区间长度分别设为 L_{DR1} 、 L_{DR2} 。

[0114] 中心频率由该区间长度 L_{DR1} (L_{DR2}) 决定,通过短路开关 1120-k、1120-m(1220-p、1220-q) 可变更。带宽通过开关 1111-n(1211-r) 来设定,可针对中心频率独立地设定。作为发送接收共用器来使用时应关注的特征是,能够一边维持要通过的中心频率,一边变更要切断的频率。具体来说,变更作为谐振器来动作的区间的始点。例如,设传输路径 1109 的中心频率为 f_1 ,传输路径 1209 的中心频率为 f_2 。此时,只要调整传输路径 1109 作为谐振器而动作的区间的始点即短路开关 1120-k 的位置 L_{D1_1} ,使得 Z_{ins1} 在频率 f_2 中成为最大即可。 Z_{ins2} 是从两个传输路径的交点 1010 看第 3 端口 1003 的阻抗,如前面那样,调整传输路径 1209 作为谐振器而动作的区间的始点即短路开关 1220-p 的位置 L_{D2_1} ,使得在频率 f_1 中 Z_{ins2} 成为最大。由此,传输路径 1109 能够使频率 f_1 的信号有效地通过并有效地切断频率 f_2 的信号(使其朝向传输路径 1209)。此外,传输路径 1209 有效地通过频率 f_2 的信号,并能够有效地切断频率 f_1 的信号(使其朝向传输路径 1109)。

[0115] 利用图 19 的电路模型以及图 20、21 的频率特性来说明该动作。图 19 是使实施例 1 的多模式前端电路作为发送接收器来其作用时的电路模型,末端电路 1112-n、1212-n 设为地导体。图 20 是表示 $L_{DR1} = 180^\circ$ 、 $L_{D1_1} = 55^\circ$ 、 $L_{D1_2} = 17^\circ$ 、 $L_{DR2} = 164^\circ$ 、 $L_{D2_1} = 52^\circ$ 、 $L_{D2_2} = 17^\circ$ 时的频率特性的图。图 21 是表示 $L_{DR1} = 200^\circ$ 、 $L_{D1_1} = 65^\circ$ 、 $L_{D1_2} = 17^\circ$ 、 $L_{DR2} = 183^\circ$ 、 $L_{D2_1} = 62^\circ$ 、 $L_{D2_2} = 17^\circ$ 时的频率特性的图。通过变更这些用于决定各导通状态的开关的位置的参数,从而作为可改变频率特性的发送接收共用器来动作。另外, S_{11} 是从第 1 端口 1001 输入的信号的反射系数(附有三角标记的线), S_{21} 是从第 1 端口 1001 至第 2 端口 1002 的通过系数(附有正方形标记的线), S_{31} 是从第 1 端口 1001 至第 3 端口 1003 的通过系数(附有菱形标记的线)。从图 20 可知,传输路径 1109 的通带为 5GHz,传输路径 1209 的通带为 5.5GHz。此外,图 21 可知,传输路径 1109 的通带是 4.5GHz,传输路径 1209 的通带是大致为 4.8GHz。

[0116] 这样适当地选择处于导通状态的开关 1120-1、... M、1111-1、... N(1220-1、... M、1211-1、... N),实施例 1 的多模式前端电路能够有时作为开关来动作,有时作为具有滤波器功能的开关来动作,有时作为发送接收共用器来动作。而且,滤波器以及发送接收共用器可独立地改变中心频率以及带宽,也可改变级数。

[0117] 在至此的多模式前端电路的特性的说明中,仅表示了将末端电路 1112-n、1212-n 设为地导体的情况。但是,末端电路 1112-n、1212-n 并不限定于地导体,能够连接图 22A ~

22Q 所示的各种电路。此外,也不限于特性固定的电路,通过连接特性可变的电路,还可以提高特性可变的自由度。在图 22A ~ 图 22Q 中,表示了将地导体 2001、线圈 2002、电容器 2003、分布常数线路 2004、可变线圈 2005、可变电容器 2006、开关 2007 进行组合的例子,但并不需要限定这些组合。

[0118] 图 23 是作为一例对末端电路 1112-n、1212-r 使用了可变 LC 谐振器的情况下的结构。将用于传输路径 1109 以及 1209 的并联谐振器的线圈的电感分别设为 L_{P1} 、 L_{P2} ,电容器的电容设为 C_{P1} 、 C_{P2} 。通过改变这些电抗元件的特性,能够在保持一定的中心频率的情况下改变传输路径 1109 以及 1209 的频率特性。图 24 表示 $L_{DR1} = 180^\circ$ 、 $L_{D1_1} = 48^\circ$ 、 $L_{D1_2} = 35^\circ$ 、 $L_{DR2} = 164^\circ$ 、 $L_{D2_1} = 65^\circ$ 、 $L_{D2_2} = 25^\circ$ 、 $C_{P1} = 0.2\text{pF}$ 、 $L_{P1} = 0.4\text{nH}$ 、 $C_{P2} = 4.6\text{pF}$ 、 $L_{P2} = 0.3\text{nH}$ 时的频率特性。传输路径 1109 以及 1209 的通带的频率与图 20 相同,分别为 5GHz 以及 5.5GHz,但图 24 可知,尤其是第 2 传输路径 1209 的 5GHz 中的信号的传递系数大约从 -15dB 大幅减小为 -40dB 以上,信号的分离程度提高。

[0119] 末端电路 1112-n、1212-n 无需特别由一种构成,根据必要的特性来设计即可。此外,至此的说明中表示了利用了微带线路的结构例子,但并未特别限定为微带线路。

[0120] 这样,根据实施例 1 的多模式前端电路,通过一个电路,能够提供具有开关、滤波器功能的开关、发送接收共用器。此外,还可以变更频率特性,尤其在滤波器或发送接收共用器中,能够独立变更中心频率、带宽,还可以变更滤波器以及发送接收共用器。此外,实施例 1 的多模式前端电路可由传输线路、开关、阻抗元件、可变阻抗元件等构成,因此能够容易制作。

[0121] 【实施例 2】

[0122] 图 25 表示实施例 2 的多模式前端电路的结构。实施例 2 的多模式前端电路与实施例 1 相同,例如,利用微带线路形成即可。多模式前端电路 2000 与多模式前端电路 1000 相同,具有三个端口 100、1002、1003,具有第 1 端口 1001 与第 2 端口 1002 之间的第 1 传输路径 1109 以及第 1 端口 1001 与第 3 端口 1003 之间的第 2 传输路径 1209。各传输路径 1109(1209) 包括两个输入输出线路 1103、1104(1203、1204)、第 1 传输线路 1101(1201)、第 2 传输线路 1102(1202)、多个末端开关电路 1110-1、...、N(1210-1、...、N) (其中, N 为 2 以上的整数, n 为 1 以上 N 以下的整数)、短路开关 1120-1、...、M(1220-1、...、M) (其中, M 为 4 以上的整数, m 为 1 以上 M 以下的整数)。另外,第 1 传输线路 1101(1201)、第 2 传输线路 1102(1202)、末端开关电路 1110-n(1210-n)、短路开关 1120-m(1220-m) 的具体结构与实施例 1 相同。此外,传输线路 1100(1200) 应满足的条件也与实施例 1 相同。

[0123] 多模式前端电路 2000 与多模式前端电路 1000 的不同点在于,包括功能切换开关 2141、2241。功能切换开关 2141 是用于将端口 1002 连接到端子 2142 或端子 2143 中的一个开关。端子 2142 连接到端口 2102(传输路径 1109')。端子 2143 经由线路 2011、交点 2010、线路 2013 连接到端口 2104(传输路径 2109)。功能切换开关 2241 是用于将端口 1003 连接到端子 2242 或端子 2243 中的一个的开关。端子 2242 连接到端口 2103(传输路径 1209')。端子 2243 经由线路 2012、交点 2010、线路 2013 连接到端口 2104(传输路径 2209)。另外,端口 1001、端口 1002、端口 1003 与输入输出线路 1103、1203、1104、1204 之间的关系与实施例 1 相同。此外,线路 1011、1012、1013、1022、1023、2011、2012、2013 图示电连接的情况。在实际的多模式前端电路中,线路 1011、1012、1013、1022、1023、2011、2012、

2013 可以设为设计上可忽略的长度,也可以考虑长度来设计。

[0124] 由于是这样的结构,当功能切换开关 2141 将端口 1002 连接到端子 2142,功能切换开关 2241 将端口 1003 连接到端子 2242 的情况下,多模式前端电路 2000 实质上成为与多模式前端电路 1000 相同的结构,可通过同一个电路来提供能够改变带宽与中心频率的发送接收共用器、以及用于 TDD 方式的开关的功能。

[0125] 此外,在功能切换开关 2141 将端口 1002 连接到端子 2143,功能切换开关 2241 将端口 1003 连接到端子 2243 的情况下,成为设端口 1001 为输入端口,端口 2104 为输出端口,可使得两个频带的信号同时通过的可变双频带滤波器。

[0126] [可变双频带滤波器功能的实现]

[0127] 接着,说明作为可变双频带滤波器来动作时的原理与具体例。在作为可变双频带滤波器来动作的情况下,期望通过的频带中的通过系数尽可能大(插入损失尽可能小)。假设,设传输路径 1109、2109 的通带的频率设为 F_1 ,设传输路径 1209、2209 的通带的频率设为 F_2 。需要使频率 F_1 的信号尽量向传输路径 1109、2109 传递,使频率 F_2 的信号尽量向传输路径 1209、2209 传递。为了实现其,使从交点 1010 看传输路径 1109、2109 的阻抗 Z_{11} 、以及从交点 2010 看传输路径 2109、1109 的阻抗 Z_{41} 在频率 F_2 中成为无限大或接近无限大的高阻抗,而且使从交点 1010 看传输路径 1209、2209 的阻抗 Z_{12} 以及从交点 2010 看传输路径 2209、1209 的阻抗 Z_{42} 在频率 F_1 中成为无限大或接近无限大的高阻抗。以下的具体例表示控制多模式前端电路 2000 以便满足上述的条件,就能够使在通过的频带中的通过系数大(能够使通过系数几乎为 0dB)。

[0128] 图 26 是表示使多模式前端电路 2000 作为可变双频带滤波器来动作的情况下的结构的图。首先,功能切换开关 2141 将端口 1002 连接到端子 2143,功能切换开关 2241 将端口 1003 连接到端子 2243。然后,在第 1 传输路径 1109 中,将四个短路开关 $1120-m_1$ 、 \dots 、 m_4 (其中, m_1 、 \dots 、 m_4 是 1 以上 M 以下的整数,且 $m_1 < m_2 < m_3 < m_4$) 设为导通状态,将其他的短路开关设为截止状态。此外,在第 1 传输路径 1109 中,将两个末端开关电路 $1110-n_1$ 、 n_2 (其中, n_1 、 n_2 是 1 以上 N 以下的整数,且 $n_1 < n_2$) 设为导通状态,将其他的末端开关电路设为截止状态。在第 2 传输路径 1209 中,四个短路开关 $1220-k_1$ 、 \dots 、 k_4 (其中, k_1 、 \dots 、 k_4 是 1 以上 M 以下的整数,且 $k_1 < k_2 < k_3 < k_4$) 是导通状态,其他的短路开关是截止状态。此外,在第 2 传输路径 1209 中,两个末端开关电路 $1210-h_1$ 、 h_2 (其中, h_1 、 h_2 是 1 以上 N 以下的整数,且 $h_1 < h_2$) 是导通状态,其他的末端开关电路是截止状态。此外,对末端开关电路 $1110-1$ 、 \dots 、 N 、 $1210-1$ 、 \dots 、 N 的末端电路 $1112-1$ 、 \dots 、 N 、 $1212-1$ 、 \dots 、 N 使用连接到地导体 2001 上的分布常数线路 2004。

[0129] 另外,将第 1 传输路径 1109 的第 1 传输线路 1101 与第 2 传输线路 1102 的长度设为 L_{A_1} ,将输入输出线路 1103 的长度设为 L_{TLin_1} ,将输入输出线路 1104 的长度设为 L_{TLout_1} ,将输入输出线路 1103 与短路开关 $1120-m_1$ 之间的距离设为 L_{in_1} ,将短路开关 $1120-m_1$ 与短路开关 $1120-m_2$ 之间的距离设为 L_{1_1} ,将短路开关 $1120-m_2$ 与短路开关 $1120-m_3$ 之间的距离设为 $L_{1_1}/2$,将短路开关 $1120-m_3$ 与短路开关 $1120-m_4$ 之间的距离设为 L_{1_1} ,将短路开关 $1120-m_1$ 与末端开关电路 $1110-n_1$ 之间的距离设为 L_{2_1} ,将短路开关 $1120-m_3$ 与末端开关电路 $1110-n_2$ 之间的距离设为 L_{3_1} ,将末端电路 $1112-n_1$ 的分布常数线路 2004 的长度设为 L_{4_1} ,将末端电路 $1112-n_2$ 的分布常数线路 2004 的长度设为 L_{5_1} 。此外,将第 2 传输路径 1209 的第 1 传输线路

1201 与第 2 传输线路 1202 的长度设为 L_{A_2} , 将输入输出线路 1203 的长度设为 L_{TLin_2} , 将输入输出线路 1204 的长度设为 L_{TLout_2} , 将输入输出线路 1203 与短路开关 1220- k_1 之间的距离设为 L_{in_2} , 将短路开关 1220- k_1 与短路开关 1220- k_2 之间的距离设为 L_{1_2} , 将短路开关 1220- k_2 与短路开关 1220- k_3 之间的距离设为 $L_{1_2}/2$, 将短路开关 1220- k_3 与短路开关 1220- k_4 之间的距离设为 L_{1_2} , 将短路开关 1220- k_1 与末端开关电路 1210- h_1 之间的距离设为 L_{2_2} , 将短路开关 1220- k_3 与末端开关电路 1210- h_2 之间的距离设为 L_{3_2} , 将末端电路 1212- h_1 的分布常数线路 2004 的长度设为 L_{4_2} , 将末端电路 1212- h_2 的分布常数线路 2004 的长度设为 L_{5_2} 。

[0130] 图 27 表示设 5GHz 的电长度, 各自的长度为 $L_{A_1} = 720^\circ$ 、 $L_{TLin_1} = 20^\circ$ 、 $L_{TLout_1} = 20^\circ$ 、 $L_{in_1} = 57^\circ$ 、 $L_{1_1} = 180^\circ$ 、 $L_{2_1} = 10^\circ$ 、 $L_{3_1} = 10^\circ$ 、 $L_{4_1} = 155^\circ$ 、 $L_{5_1} = 155^\circ$ 、 $L_{A_2} = 720^\circ$ 、 $L_{TLin_2} = 20^\circ$ 、 $L_{TLout_2} = 20^\circ$ 、 $L_{in_2} = 73^\circ$ 、 $L_{1_2} = 160^\circ$ 、 $L_{2_2} = 10^\circ$ 、 $L_{3_2} = 10^\circ$ 、 $L_{4_2} = 155^\circ$ 、 $L_{5_2} = 11^\circ$ 时从端口 1001 至端口 2104 的通过系数。图 27 中横轴为频率, 纵轴为通过系数 (dB)。在该条件下, 在 5GHz 与 5.62GHz 有通带, 在两个频带中通过系数几乎为 0dB。由于在 5GHz 的电长度中 L_{1_1} 为 180° , 因此传输路径 1109、2109 将 5GHz 设为通带。此外, 在 5GHz 的电长度中 L_{1_2} 为 160° 。其长度在 5.62GHz 的电长度下为 180° 。从而, 传输路径 1209、2209 将 5.62GHz 设为通带。

[0131] 此外, 图 28A 是表示图 27 的情况下的 5.62GHz 下的阻抗 Z_{11} 、 Z_{41} 的史密斯圆图。图 28B 是表示图 27 的情况下的 5GHz 下的阻抗 Z_{12} 、 Z_{42} 的史密斯圆图。这样, 在 5.62GHz 下阻抗 Z_{11} 、 Z_{41} 是无限大或接近无限大的值。从而, 5.62GHz 的信号不传递到传输路径 1109、2109, 在传输路径 1209、2209 传递而从端口 2104 输出。此外, 在 5GHz 下阻抗 Z_{12} 、 Z_{42} 是接近无限大的值。从而, 5GHz 的信号不传递到传输路径 1209、2209, 在传输路径 1109、2109 传递而从端口 2104 输出。

[0132] 图 29 是表示设 5GHz 的电长度, $L_{A_1} = 720^\circ$ 、 $L_{TLin_1} = 20^\circ$ 、 $L_{TLout_1} = 20^\circ$ 、 $L_{in_1} = 57^\circ$ 、 $L_{1_1} = 150^\circ$ 、 $L_{2_1} = 10^\circ$ 、 $L_{3_1} = 10^\circ$ 、 $L_{4_1} = 155^\circ$ 、 $L_{5_1} = 155^\circ$ 、 $L_{A_2} = 720^\circ$ 、 $L_{TLin_2} = 20^\circ$ 、 $L_{TLout_2} = 20^\circ$ 、 $L_{in_2} = 73^\circ$ 、 $L_{1_2} = 145^\circ$ 、 $L_{2_2} = 10^\circ$ 、 $L_{3_2} = 10^\circ$ 、 $L_{4_2} = 155^\circ$ 、 $L_{5_2} = 11^\circ$ 时从端口 1001 至端口 2104 的通过系数。另外, 图 29 的条件仅在图 27 的条件中变更了 L_{1_1} 与 L_{1_2} 。图 29 中横轴为频率, 纵轴为通过系数 (dB)。在 5GHz 的电长度下 L_{1_1} 为 150° , 在 6GHz 的电长度下为 180° 。从而, 传输路径 1109、2109 应将 6GHz 设为通带。在 5GHz 的电长度下 L_{1_2} 为 145° , 在 6.18GHz 的电长度下为 180° 。从而, 传输路径 1209、2209 应将 6.18GHz 设为通带。但是如图 29 所示, 虽然想到在 6GHz 与 6.18GHz 有通带, 但通过系数小。

[0133] 图 30A 是表示图 29 的情况下的 6.18GHz 下的阻抗 Z_{11} 、 Z_{41} 的史密斯圆图。图 30B 是表示图 29 的情况下的 6GHz 下的阻抗 Z_{12} 、 Z_{42} 的史密斯圆图。在 6.18GHz 下阻抗 Z_{11} 、 Z_{41} 是远离无限大的值 (较小的值)。此外, 在 6GHz 下, 阻抗 Z_{12} 、 Z_{42} 是远离无限大的值 (较小的值)。即可知, 仅仅调整成为谐振器长度的 L_{1_1} 与 L_{1_2} , 不能作为通过系数大的可变双频带滤波器来动作。

[0134] 因此, 还调整谐振器长度 (L_{1_1} 、 L_{1_2}) 以外的长度, 使得在 6.18GHz 下阻抗 Z_{11} 、 Z_{41} 接近无限大, 且在 6GHz 下阻抗 Z_{12} 、 Z_{42} 接近无限大。图 31 表示设 5GHz 的电长度下, $L_{A_1} = 720^\circ$ 、 $L_{TLin_1} = 20^\circ$ 、 $L_{TLout_1} = 20^\circ$ 、 $L_{in_1} = 47^\circ$ 、 $L_{1_1} = 150^\circ$ 、 $L_{2_1} = 10^\circ$ 、 $L_{3_1} = 10^\circ$ 、 $L_{4_1} = 132^\circ$ 、 $L_{5_1} = 30^\circ$ 、 $L_{A_2} = 720^\circ$ 、 $L_{TLin_2} = 20^\circ$ 、 $L_{TLout_2} = 20^\circ$ 、 $L_{in_2} = 0^\circ$ 、 $L_{1_2} =$

145°、 $L_{2,2} = 10^\circ$ 、 $L_{3,2} = 10^\circ$ 、 $L_{4,2} = 180^\circ$ 、 $L_{5,2} = 139^\circ$ 时从端口 1001 至端口 2104 的通过系数。图 31 中横轴为频率,纵轴为通过系数 (dB)。6GHz 与 6.18GHz 的通带中通过系数几乎成为 0dB。图 31 的条件在图 29 的条件中变更了 $L_{in,1}$ 、 $L_{4,1}$ 、 $L_{5,1}$ 、 $L_{in,2}$ 、 $L_{4,2}$ 、 $L_{5,2}$ 。尤其是 $L_{in,1}$ 、 $L_{in,2}$ 是决定从输入输出线路至最初的谐振器的距离的参数,起到可变移相器的作用。这利用了使平行线路能够起到谐振器的作用,或者仅作为传输线路的、可变滤波器的特征。

[0135] 图 32A 是表示图 31 情况下的 6.18GHz 中的阻抗 Z_{11} 、 Z_{41} 的史密斯圆图。图 32B 是图 31 的情况下的 6.18GHz 下的阻抗 Z_{12} 、 Z_{42} 的史密斯圆图。这样,在 6.18GHz 中阻抗 Z_{11} 、 Z_{41} 是接近无限大的值,因此 6.18GHz 的信号不传递到传输路径 1109、2109,在传输路径 1209、2209 传递而从端口 2104 输出。此外,在 6GHz 中阻抗 Z_{12} 、 Z_{42} 是接近无限大的值,因此 6GHz 的信号不传递到传输路径 1209、2209,在传输路径 1109、2109 中传递而从端口 2104 输出。从而,在图 31 所示的条件,的情况下,在 6GHz 与 6.18GHz 的通带中通过系数几乎为 0dB。

[0136] 接着,表示改变通带的带宽的例子。图 33 表示设 5GHz 的电长度, $L_{A,1} = 720^\circ$ 、 $L_{TLin,1} = 20^\circ$ 、 $L_{TLout,1} = 20^\circ$ 、 $L_{in,1} = 47^\circ$ 、 $L_{1,1} = 150^\circ$ 、 $L_{2,1} = 8^\circ$ 、 $L_{3,1} = 8^\circ$ 、 $L_{4,1} = 132^\circ$ 、 $L_{5,1} = 30^\circ$ 、 $L_{A,2} = 720^\circ$ 、 $L_{TLin,2} = 20^\circ$ 、 $L_{TLout,2} = 20^\circ$ 、 $L_{in,2} = 0^\circ$ 、 $L_{1,2} = 145^\circ$ 、 $L_{2,2} = 10^\circ$ 、 $L_{3,2} = 10^\circ$ 、 $L_{4,2} = 180^\circ$ 、 $L_{5,2} = 139^\circ$ 时从端口 1001 至端口 2104 的通过系数。图 33 中横轴为频率,纵轴为通过系数 (dB),虚线是上述条件的情况下的通过系数,实线是图 31 的条件的通过系数。图 33 的条件在图 31 的条件中仅变更了 $L_{2,1}$ 、 $L_{3,1}$ 。可知通过改变传输路径 1109、2109 侧的长度,在 6GHz 频带中带宽的变化大,在 6.18GHz 频带中不怎么变化。此外,还可知 6GHz 频带的中心频率保持一定。这利用了能够在将中心频率保持为一定状态下变更带宽的可变滤波器的特征。

[0137] 图 34 表示设 5GHz 的电长度, $L_{A,1} = 720^\circ$ 、 $L_{TLin,1} = 20^\circ$ 、 $L_{TLout,1} = 20^\circ$ 、 $L_{in,1} = 47^\circ$ 、 $L_{1,1} = 150^\circ$ 、 $L_{2,1} = 10^\circ$ 、 $L_{3,1} = 10^\circ$ 、 $L_{4,1} = 132^\circ$ 、 $L_{5,1} = 30^\circ$ 、 $L_{A,2} = 720^\circ$ 、 $L_{TLin,2} = 20^\circ$ 、 $L_{TLout,2} = 20^\circ$ 、 $L_{in,2} = 0^\circ$ 、 $L_{1,2} = 145^\circ$ 、 $L_{2,2} = 8^\circ$ 、 $L_{3,2} = 8^\circ$ 、 $L_{4,2} = 180^\circ$ 、 $L_{5,2} = 139^\circ$ 时从端口 1001 至端口 2104 的通过系数。图 34 中横轴为频率,纵轴为通过系数 (dB),虚线是上述条件的情况下的通过系数,实线是图 31 的条件的通过系数。图 34 的条件在图 31 的条件中仅变更了 $L_{2,2}$ 、 $L_{3,2}$ 。可知通过改变传输路径 1209、2209 侧的长度,在 6.18GHz 频带中带宽的变化大,在 6GHz 频带中不怎么变化。此外,还可知 6.18GHz 频带的中心频率保持一定。这利用了能够在将中心频率保持为一定状态下变更带宽的可变滤波器的特征。

[0138] 另外,在图 26 的末端开关电路 1110-1、...、N、1210-1、...、N 的末端电路 1112-1、...、N、1212-1、...、N 中,使用连接到地导体 2001 上的分布常数线路 2004。但是,还可以使用图 22I、22J、22K、22N、22Q 所示的电路。另外,无需限定于此。

[0139] 这样,根据实施例 2 的多模式前端电路,通过功能切换开关能够成为与实施例 1 的多模式前端电路等同的结构,因此得到相同效果。而且,实施例 2 的多模式前端电路通过设定功能切换开关,还可以作为可变双频带滤波器来动作。另外,实施例 2 的多模式前端电路在作为可变双频带滤波器来动作时,可分别变更各通带的中心频率与带宽。

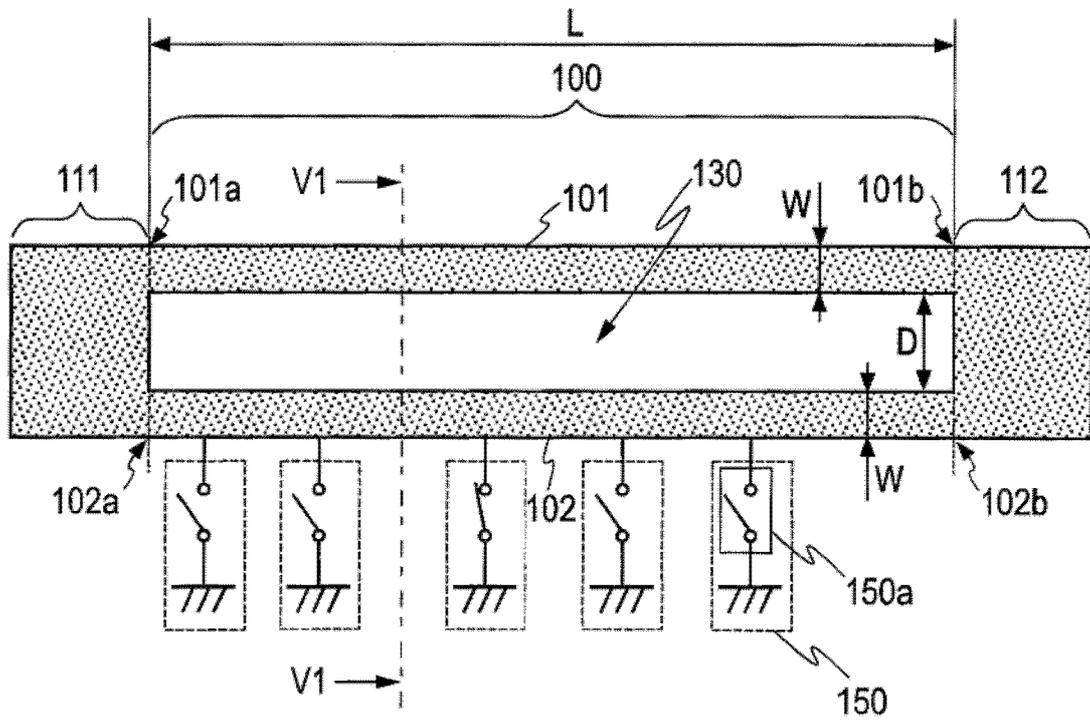


图 1A

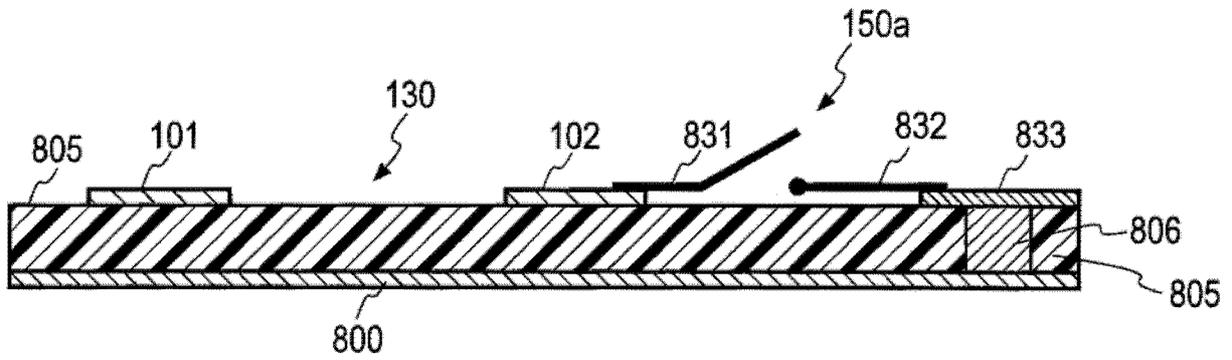


图 1B

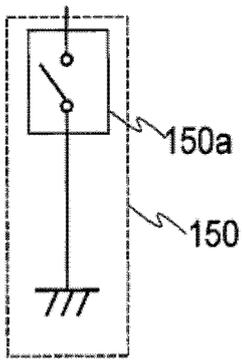


图 2A

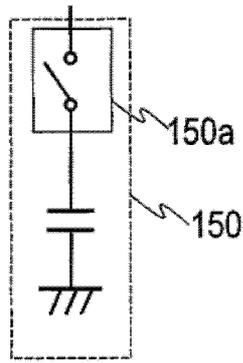


图 2B

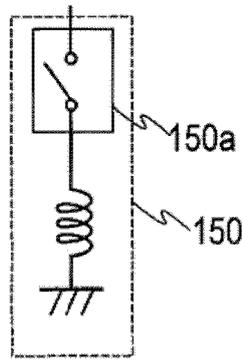


图 2C

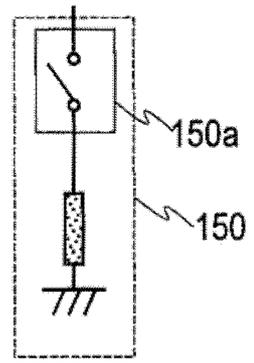


图 2D

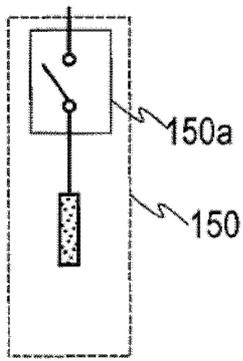


图 2E

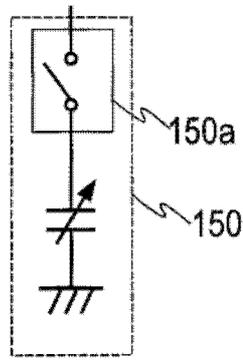


图 2F

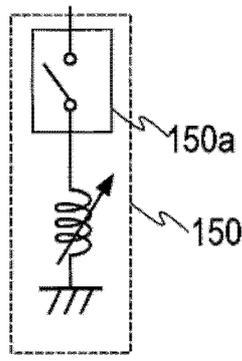


图 2G

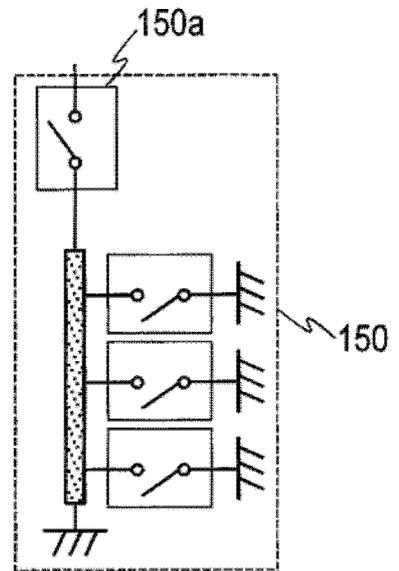


图 2H

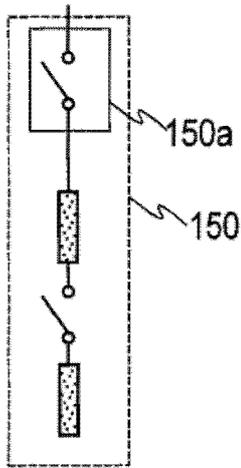


图 2I

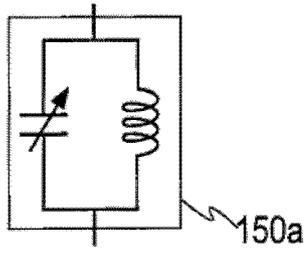


图 3A

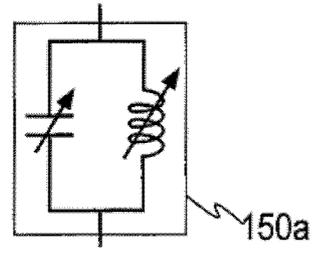


图 3B

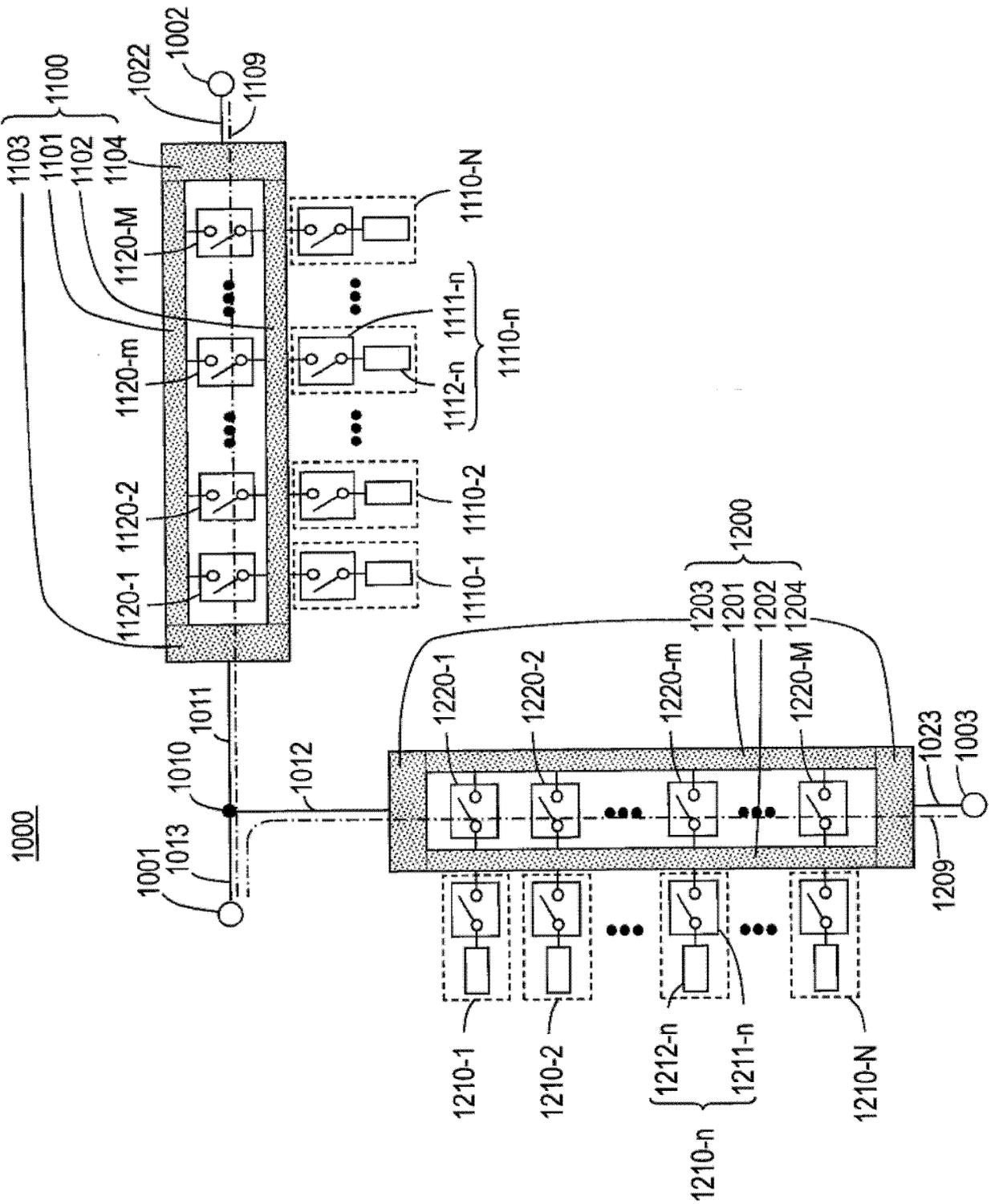


图 4

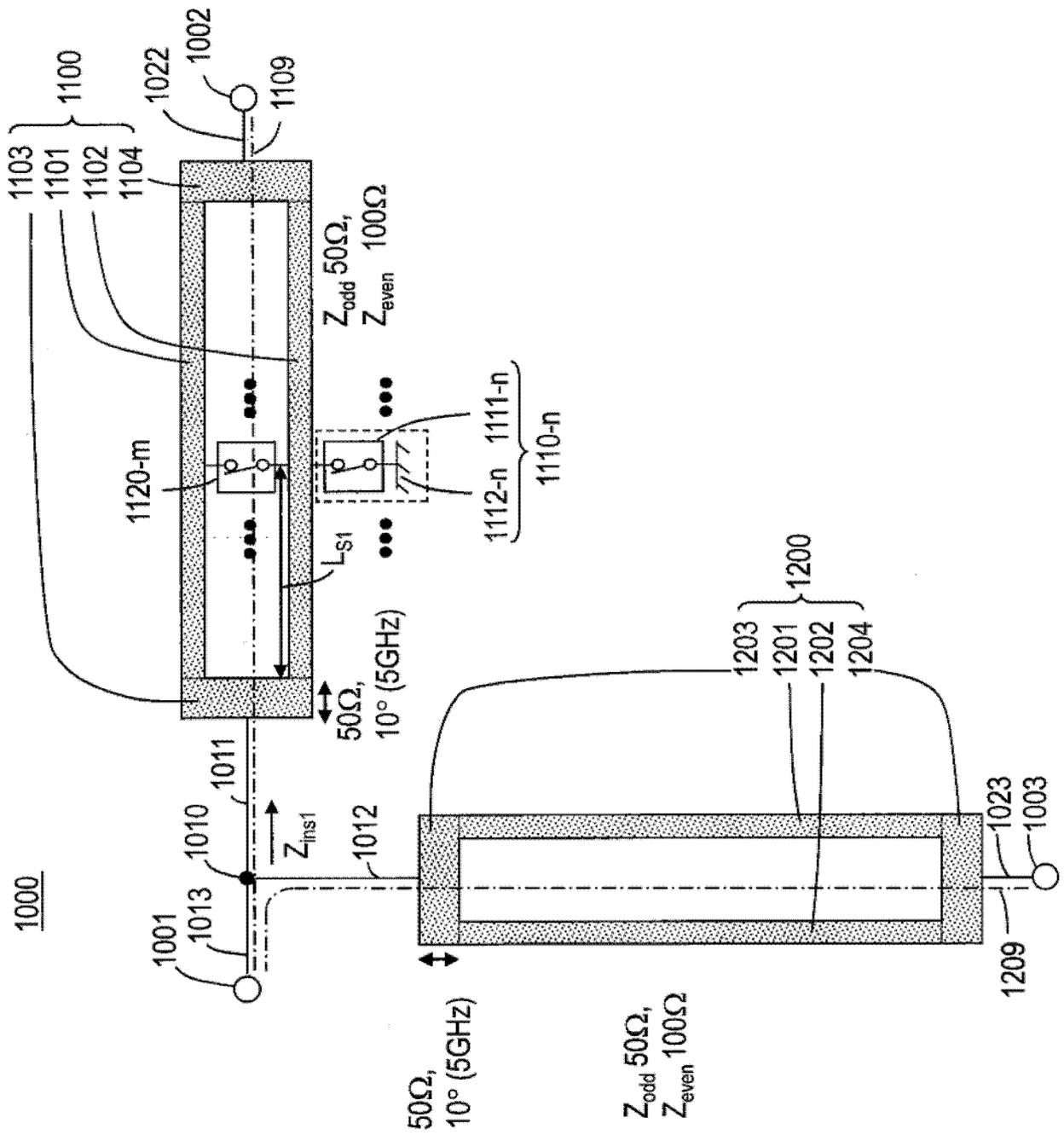


图 5

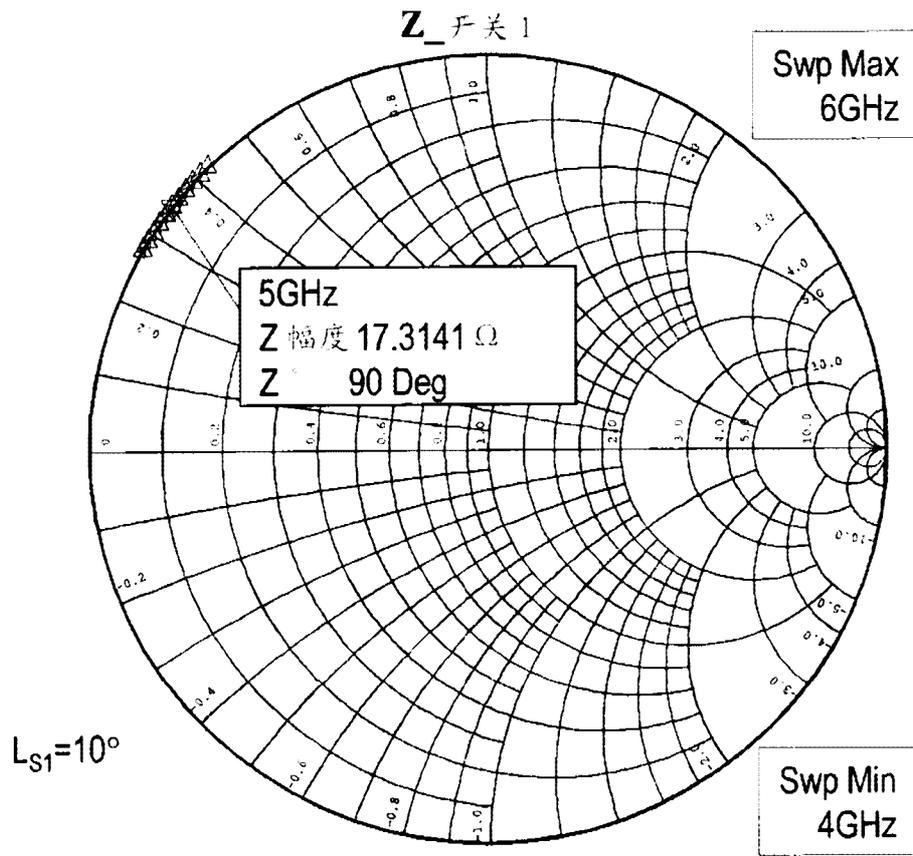


图 6A

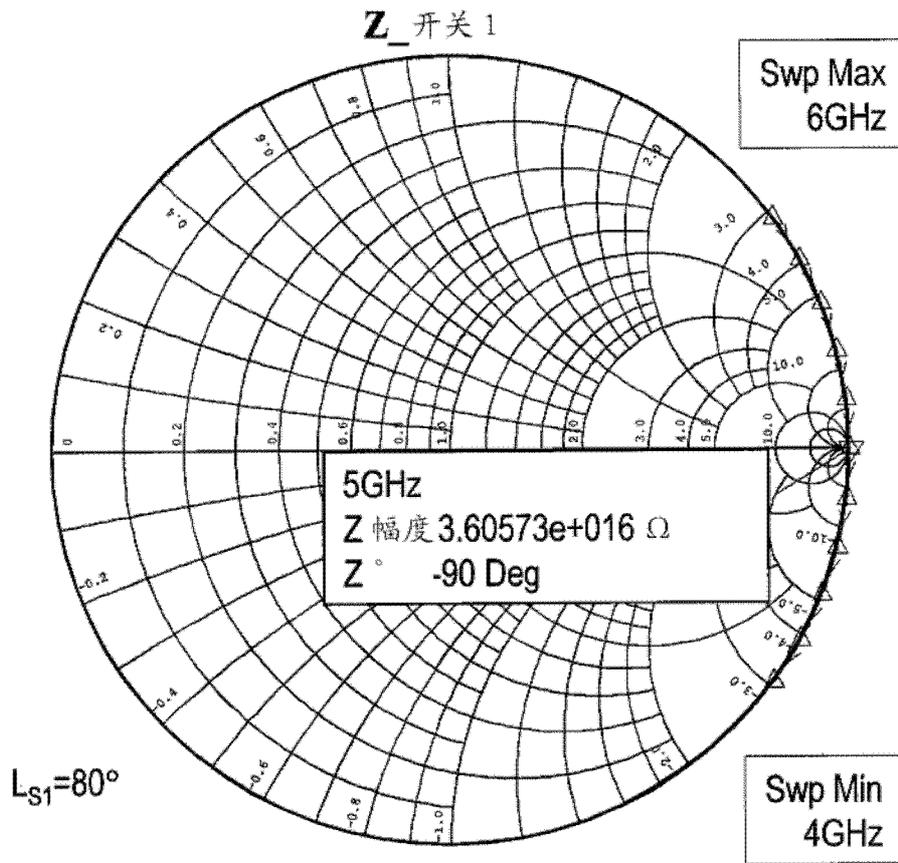


图 6B

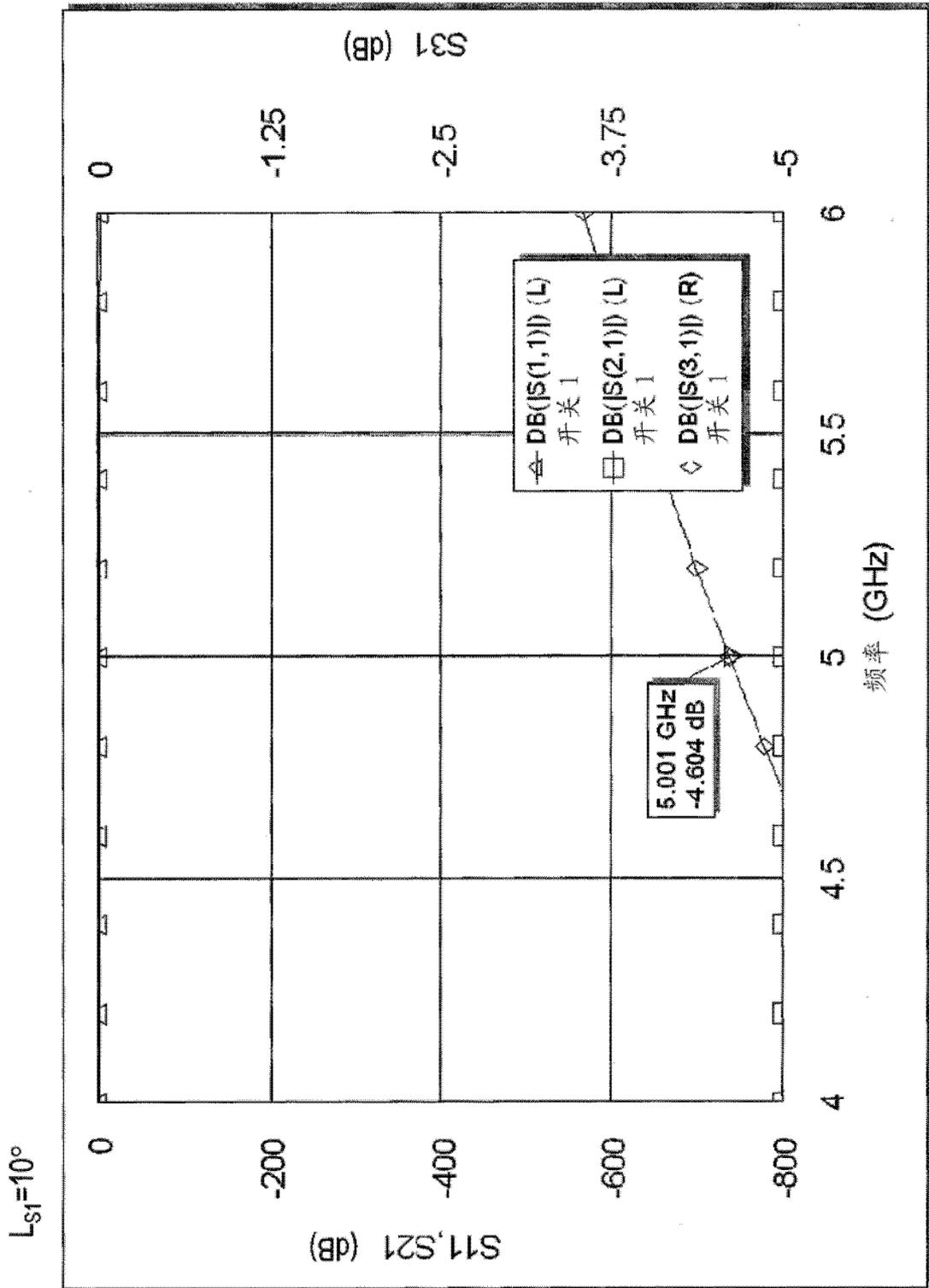


图 7

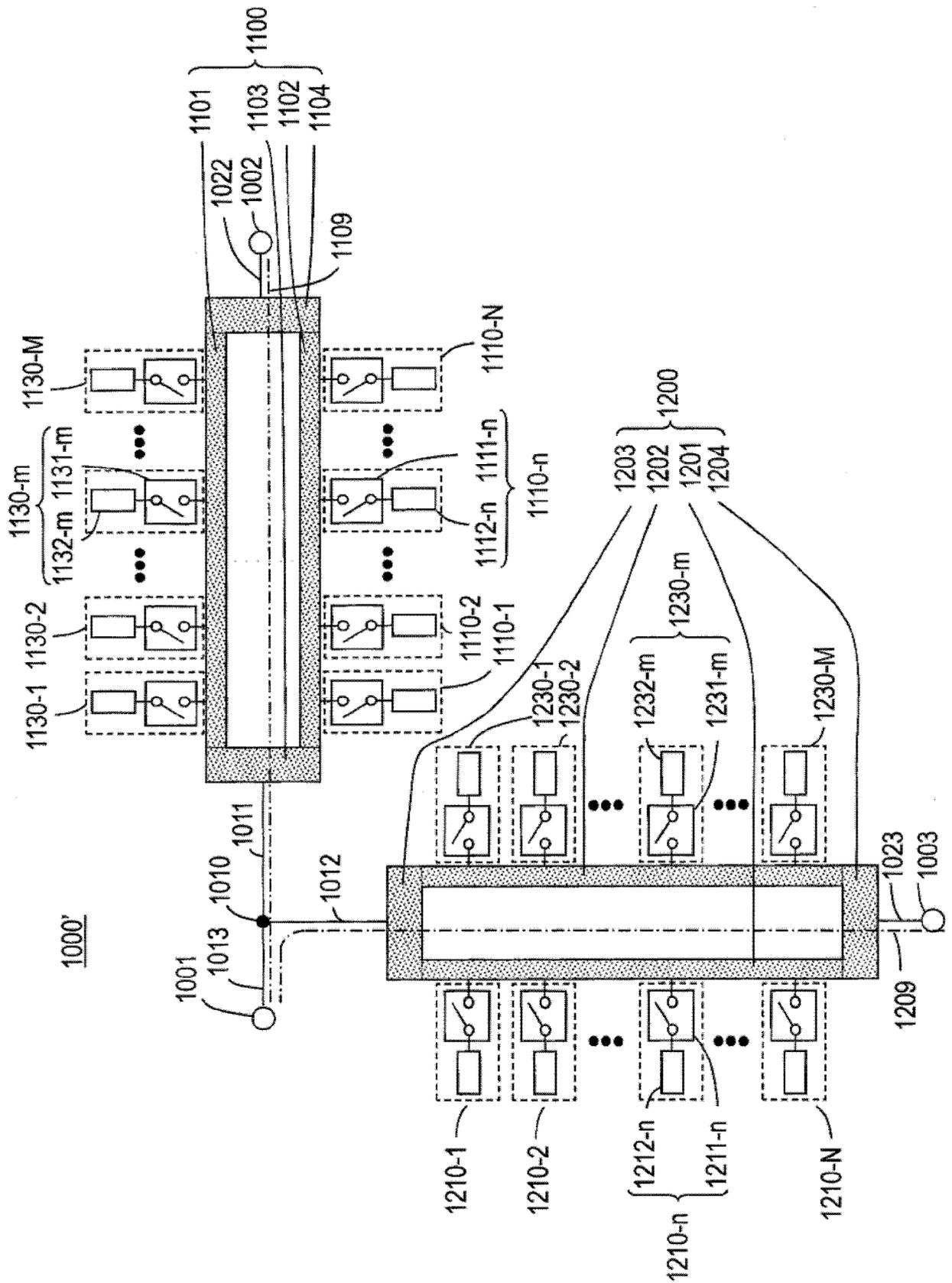


图 9

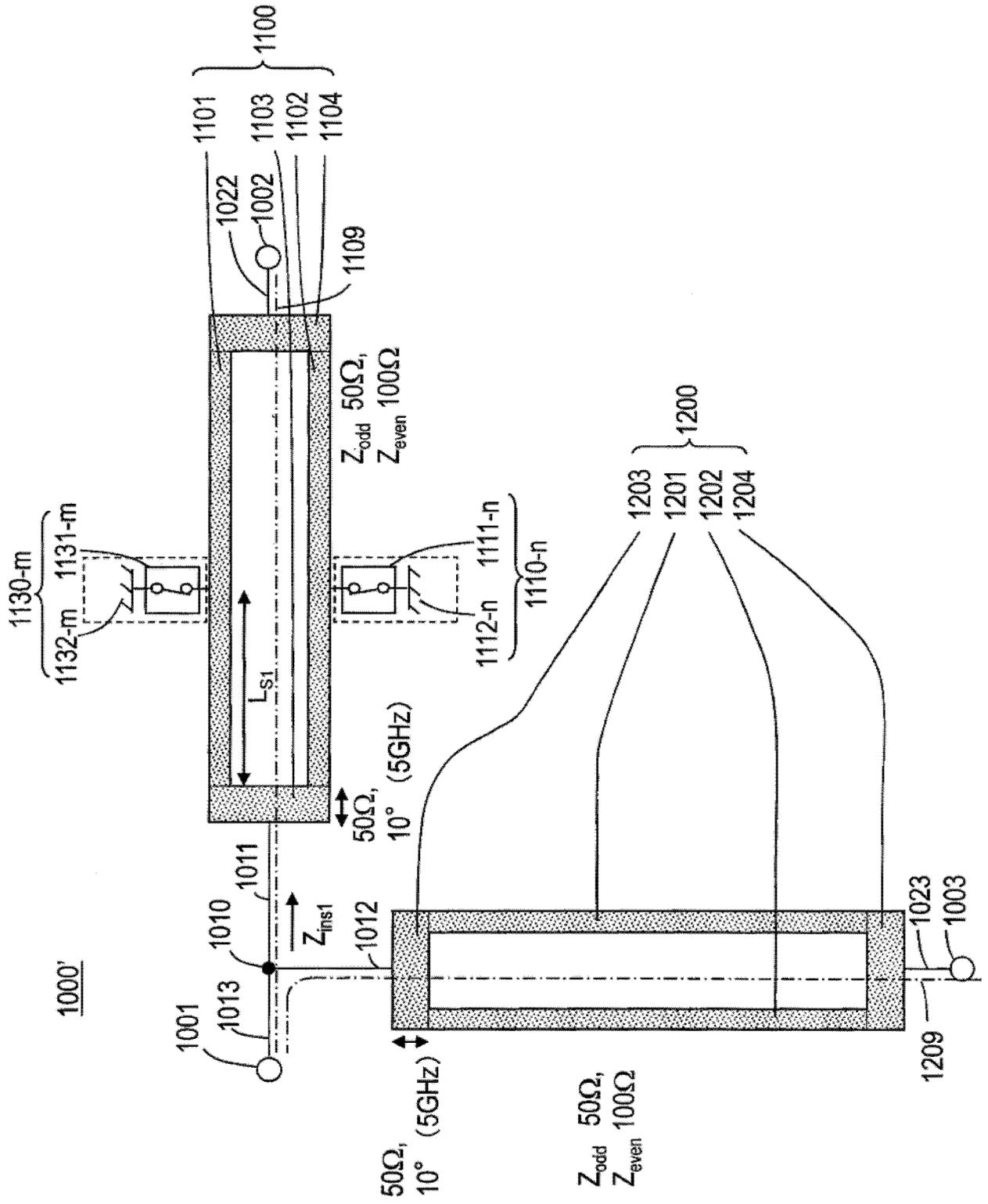


图 10

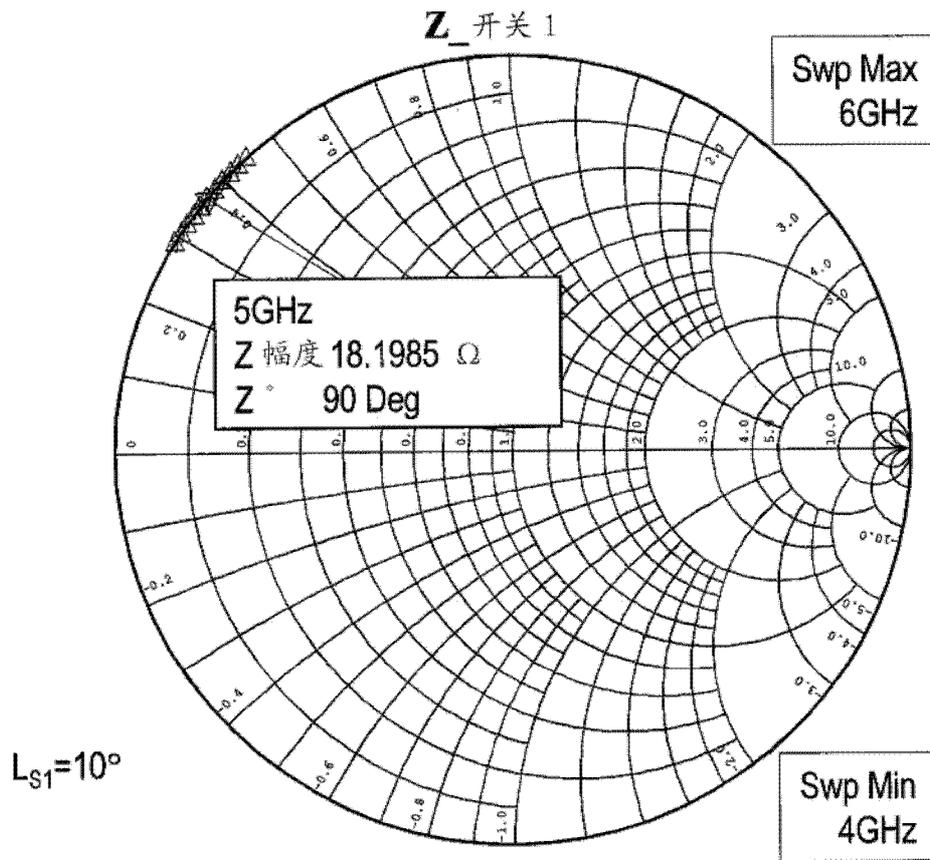


图 11A

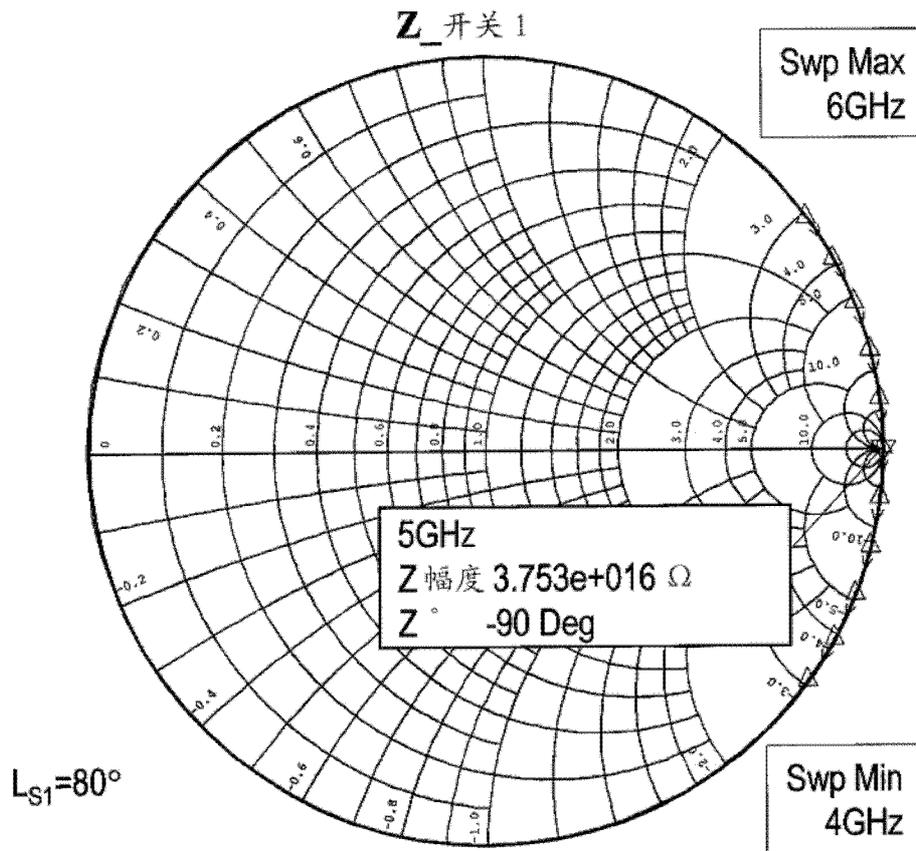


图 11B

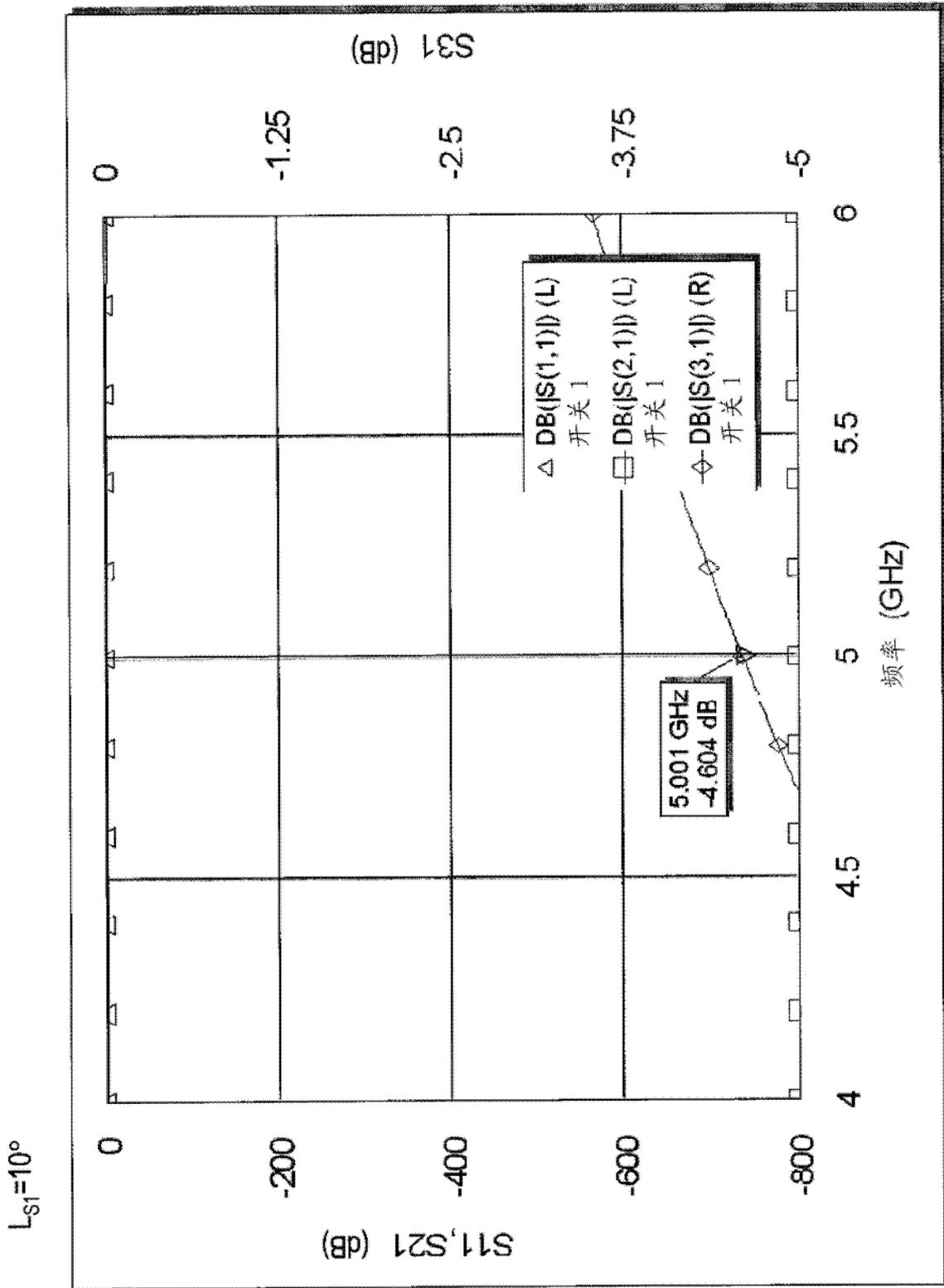


图 12

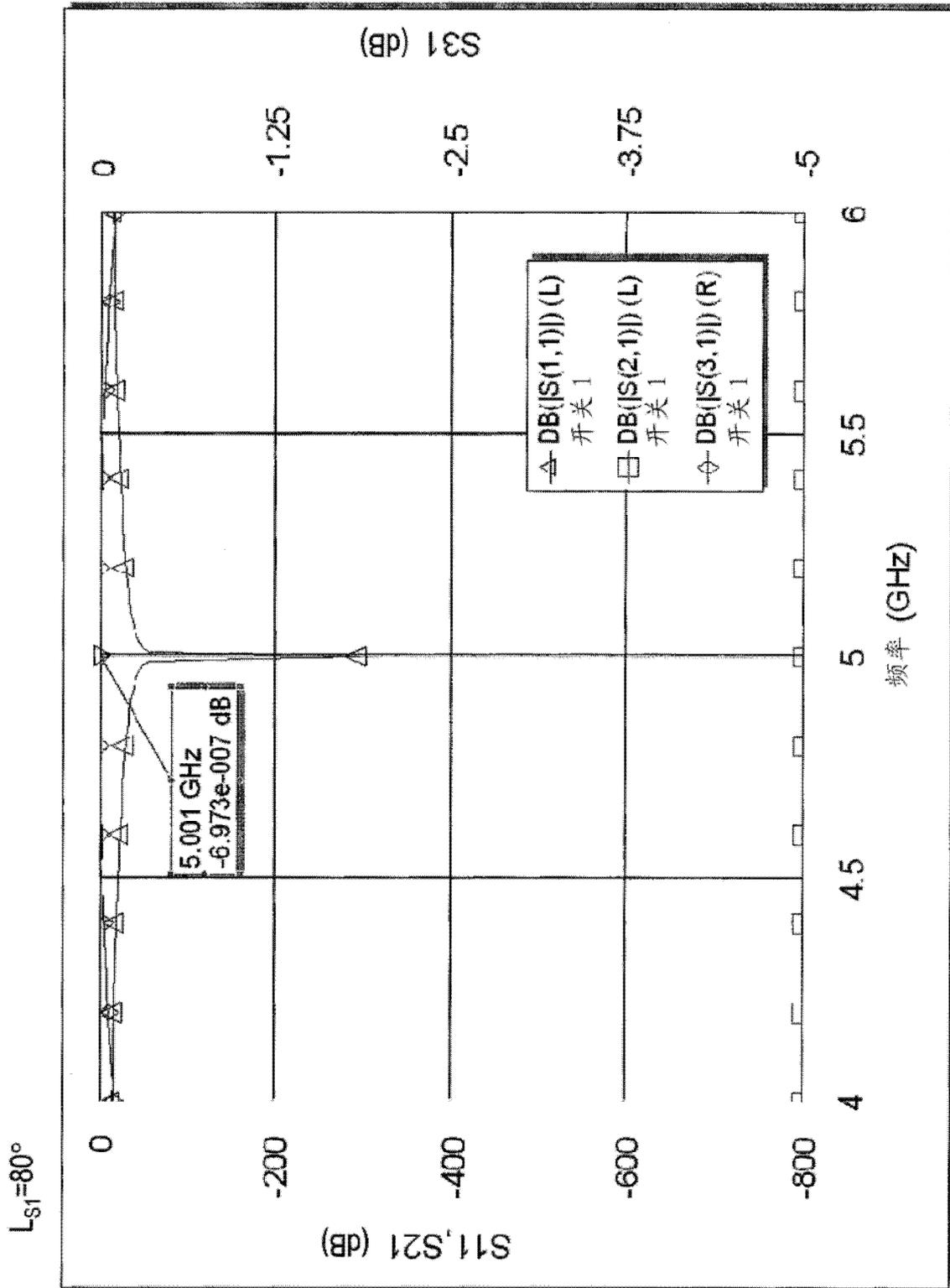


图 13

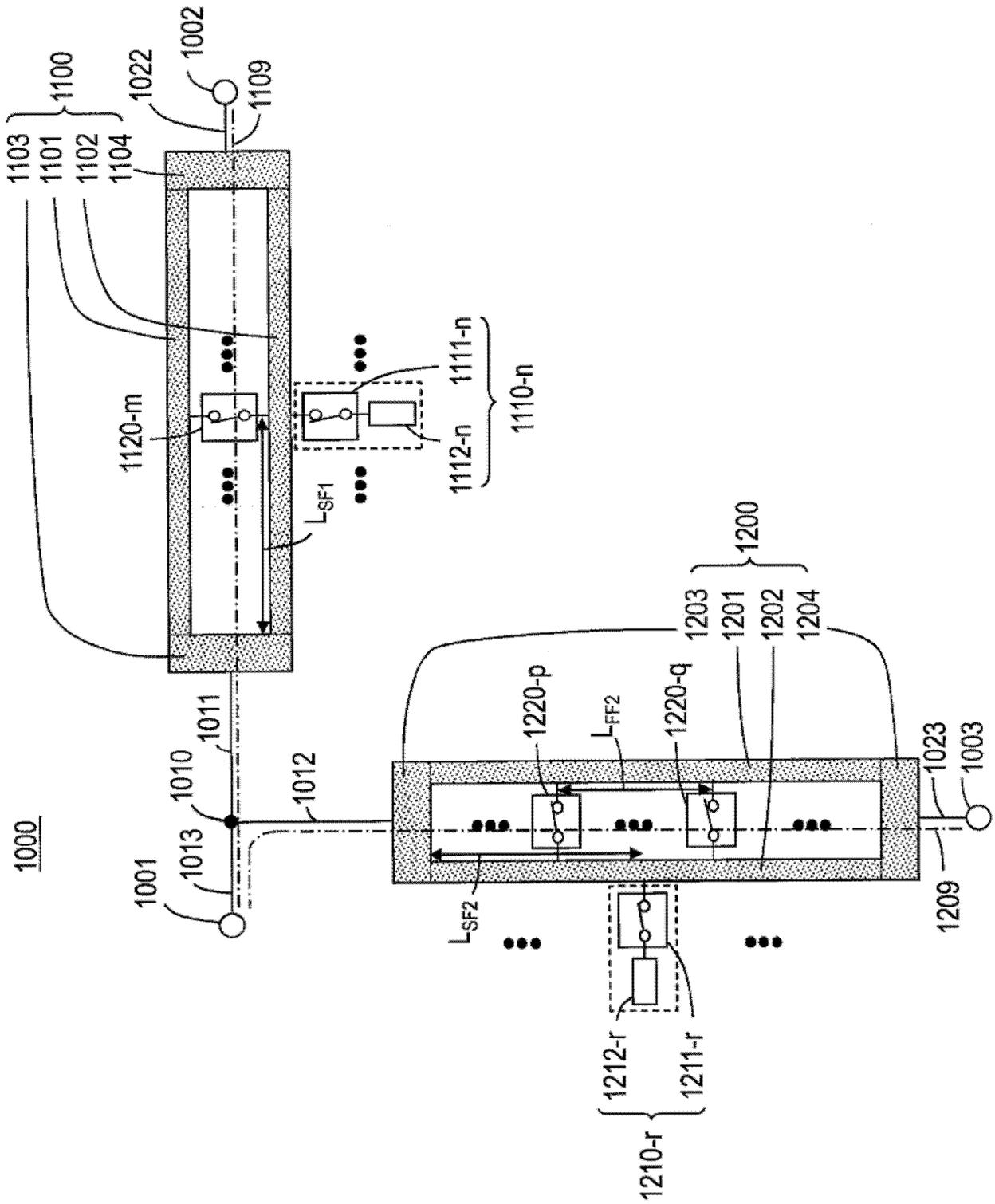


图 14

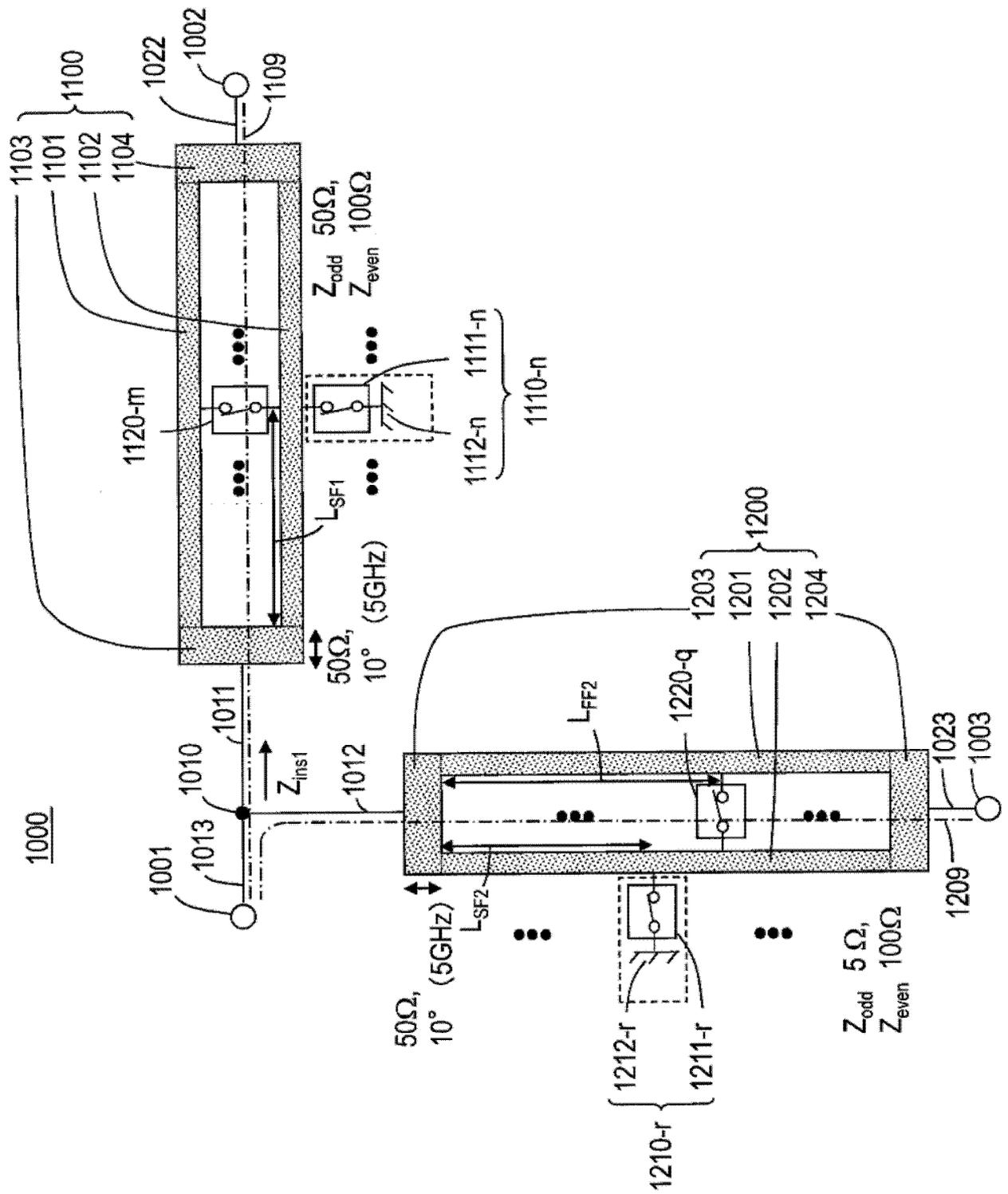


图 15

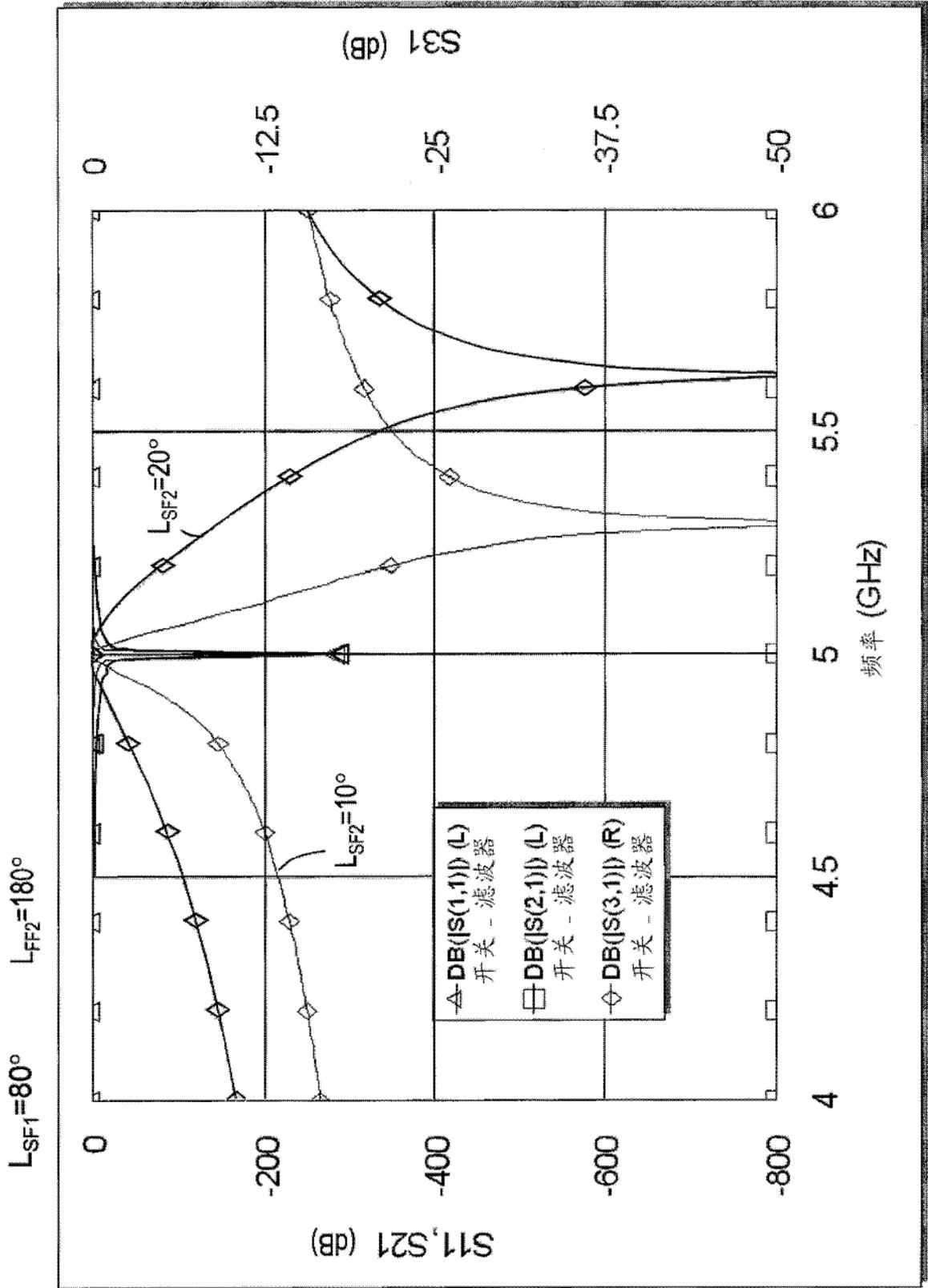


图 16

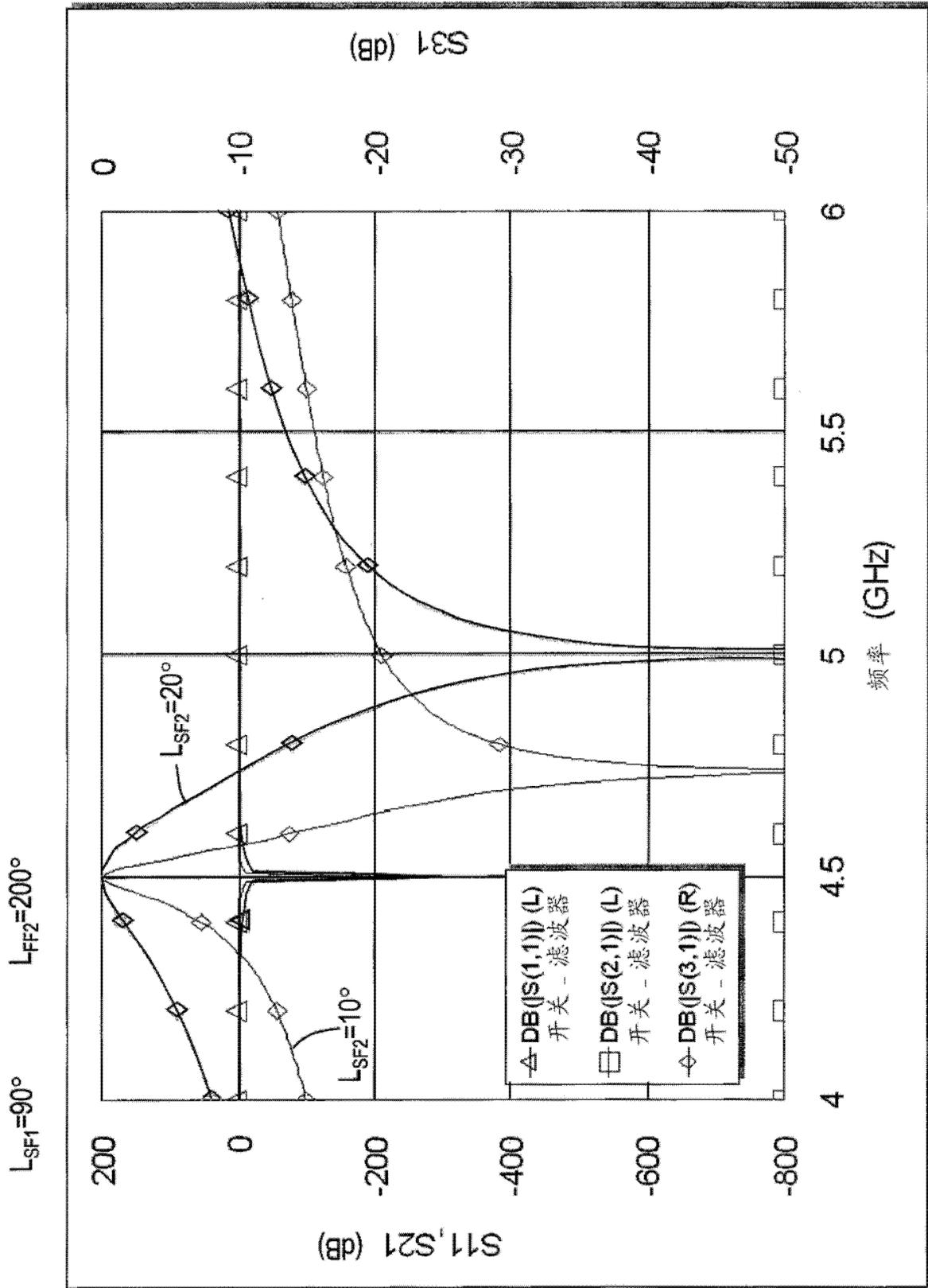


图 17

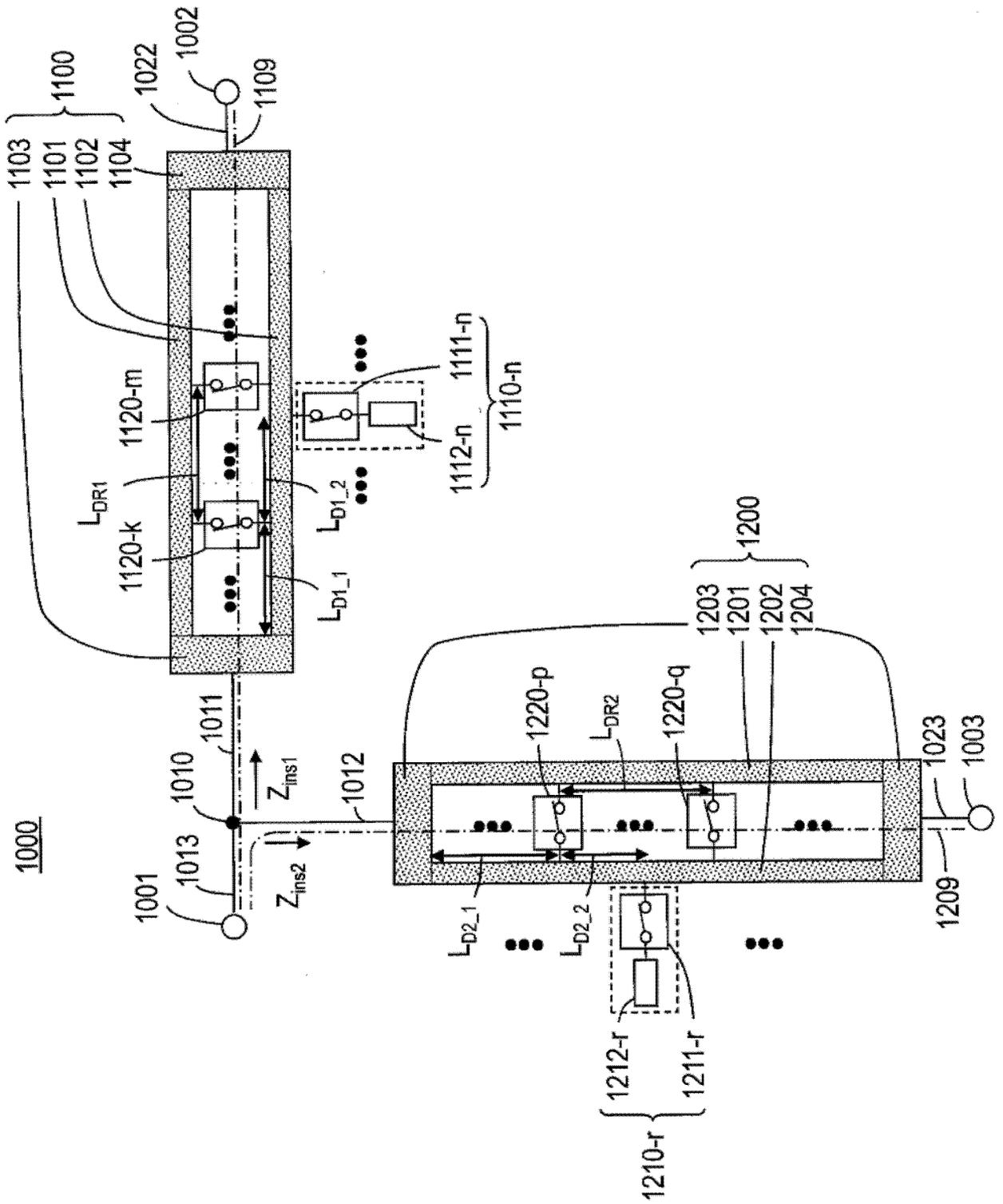


图 18

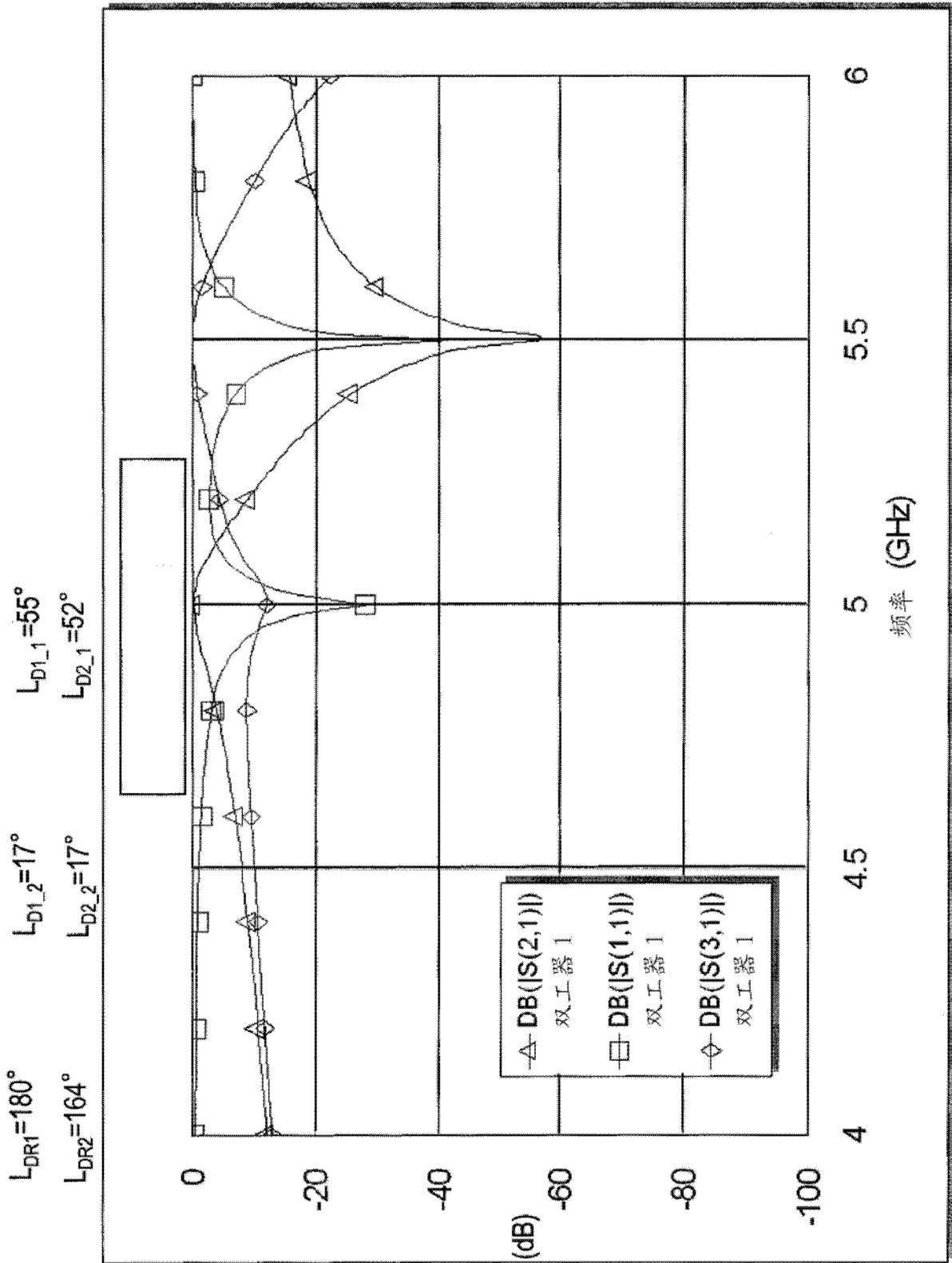


图 20

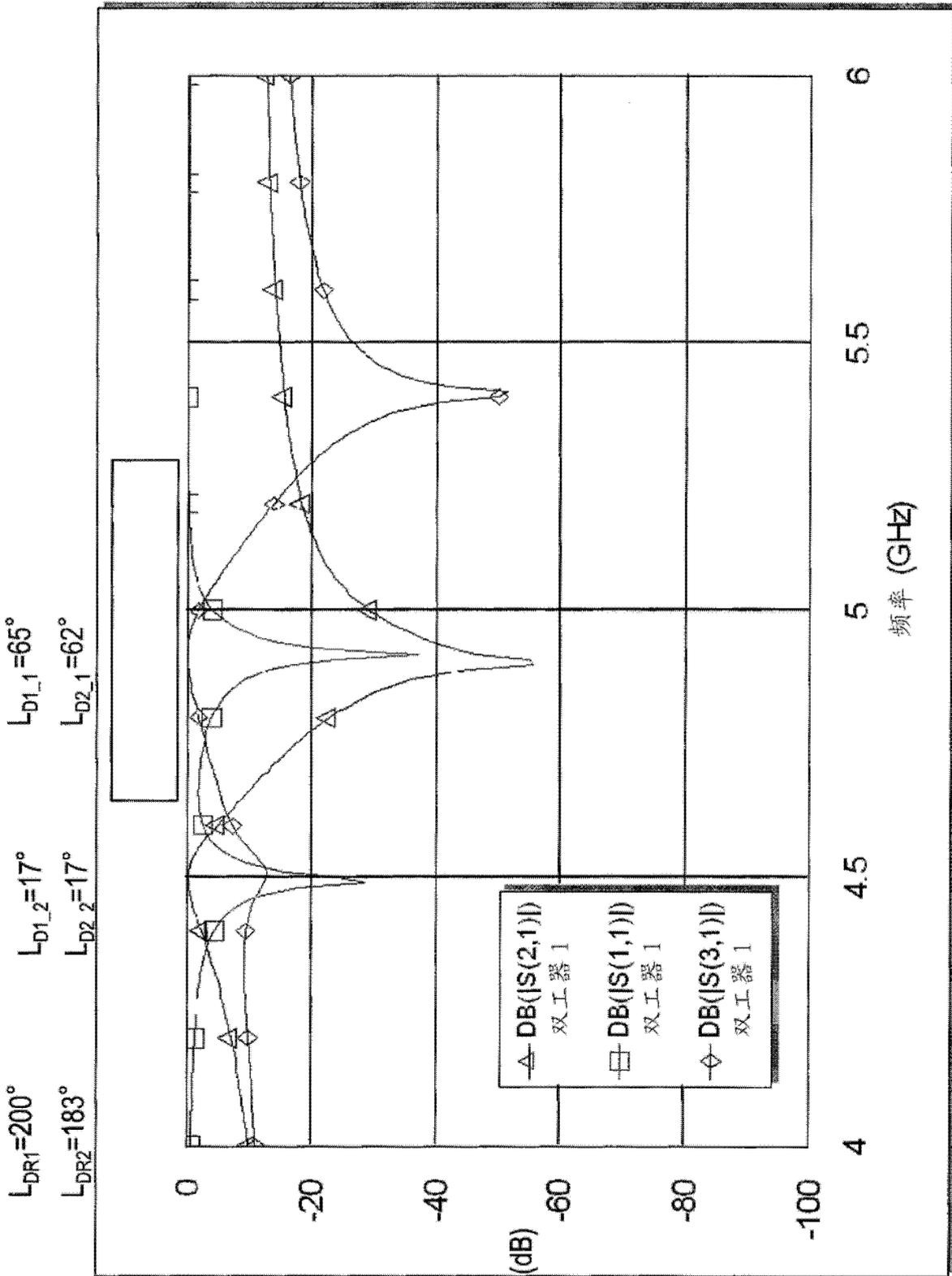


图 21

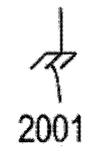


图 22A



图 22B

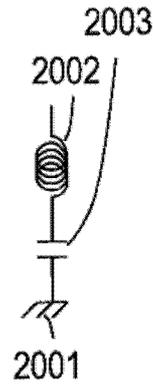


图 22C



图 22D

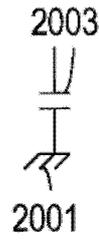


图 22E

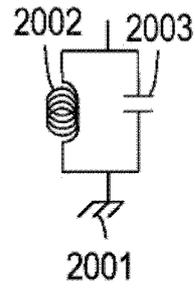


图 22F

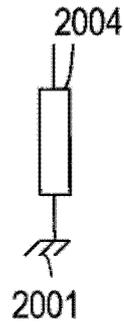


图 22G



图 22H

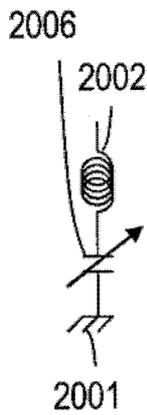


图 22I



图 22J

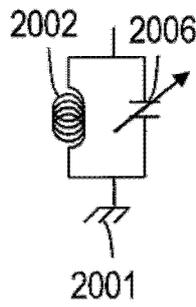


图 22K

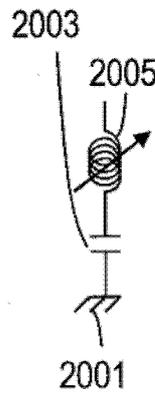


图 22L

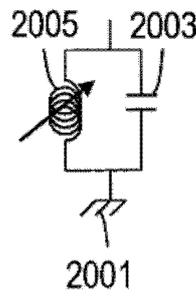


图 22M

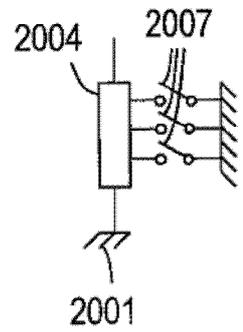


图 22N

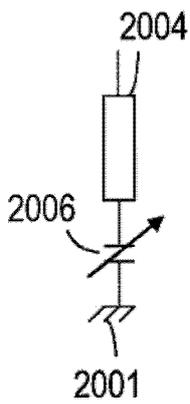


图 22O

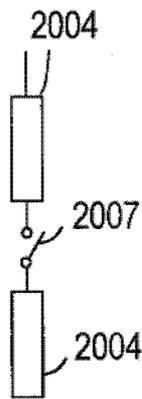


图 22P

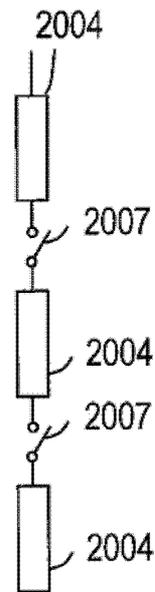


图 22Q

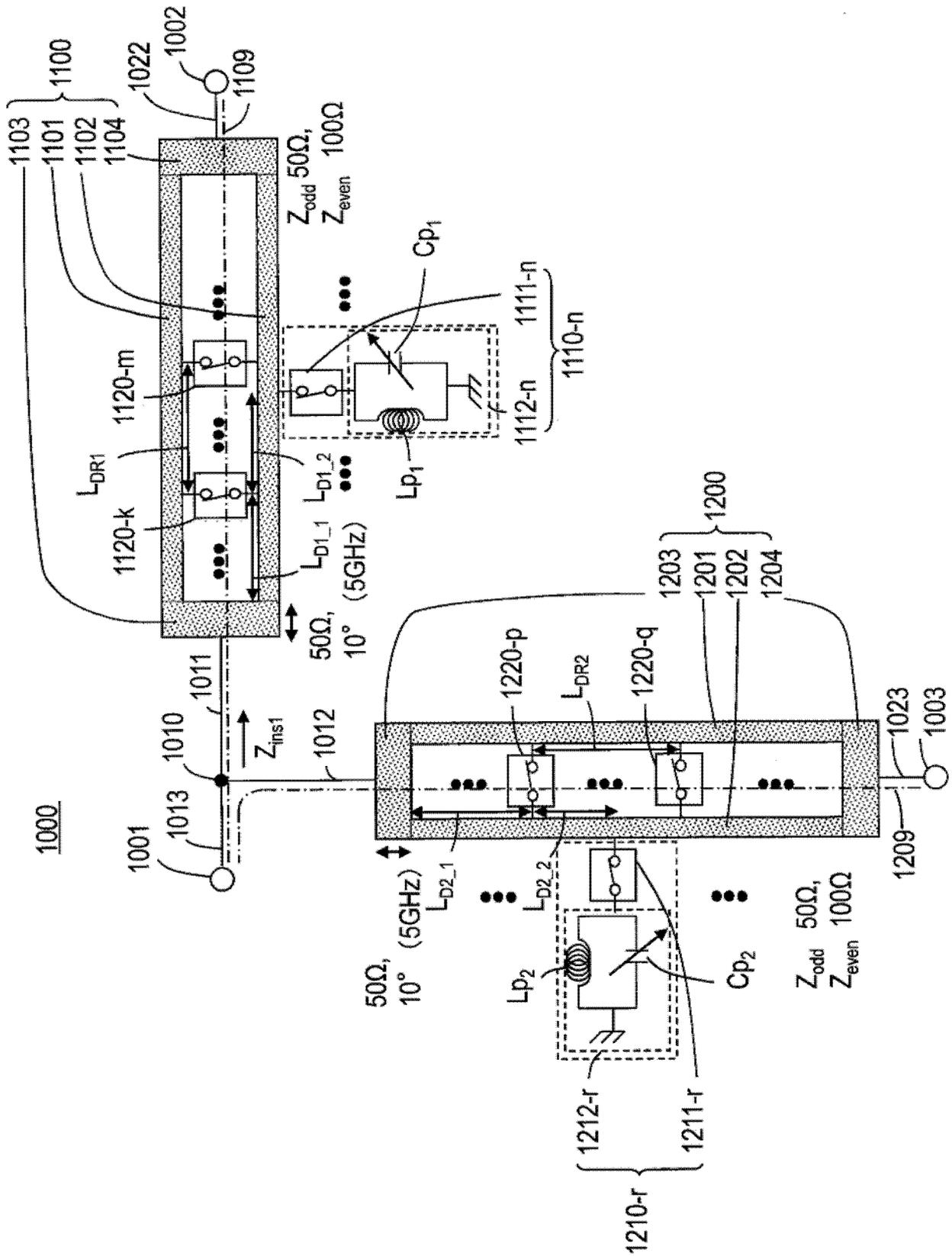


图 23

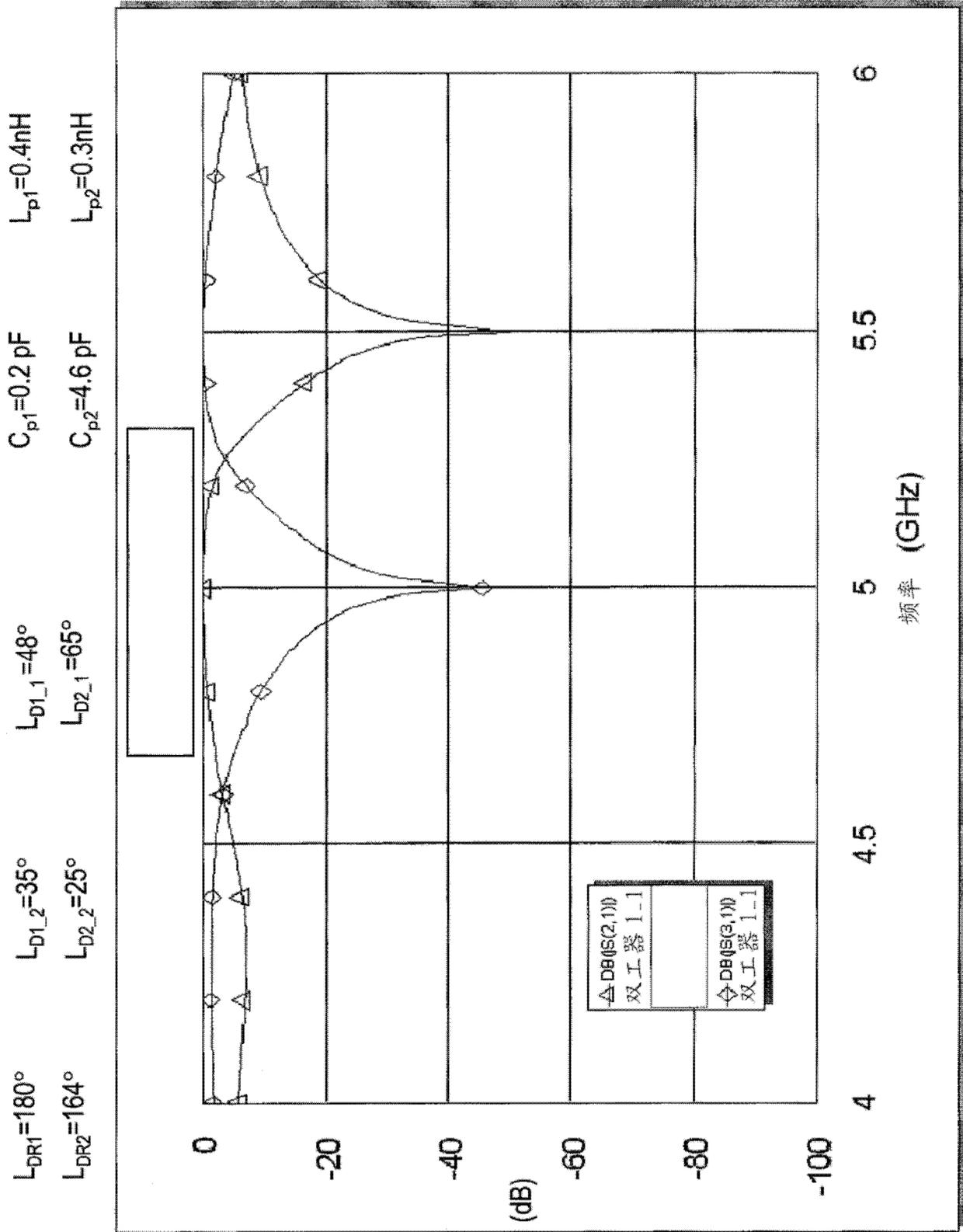


图 24

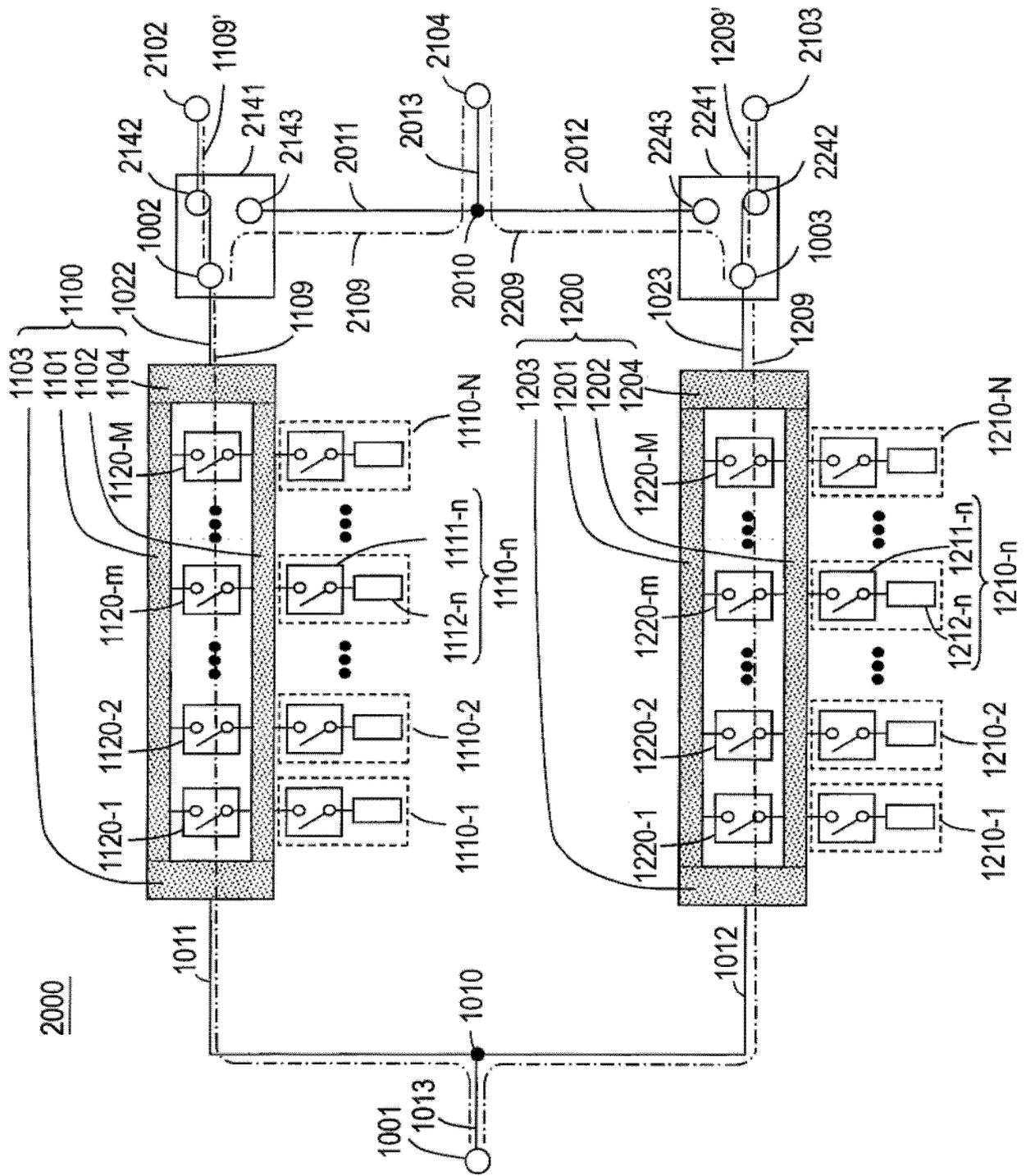


图 25

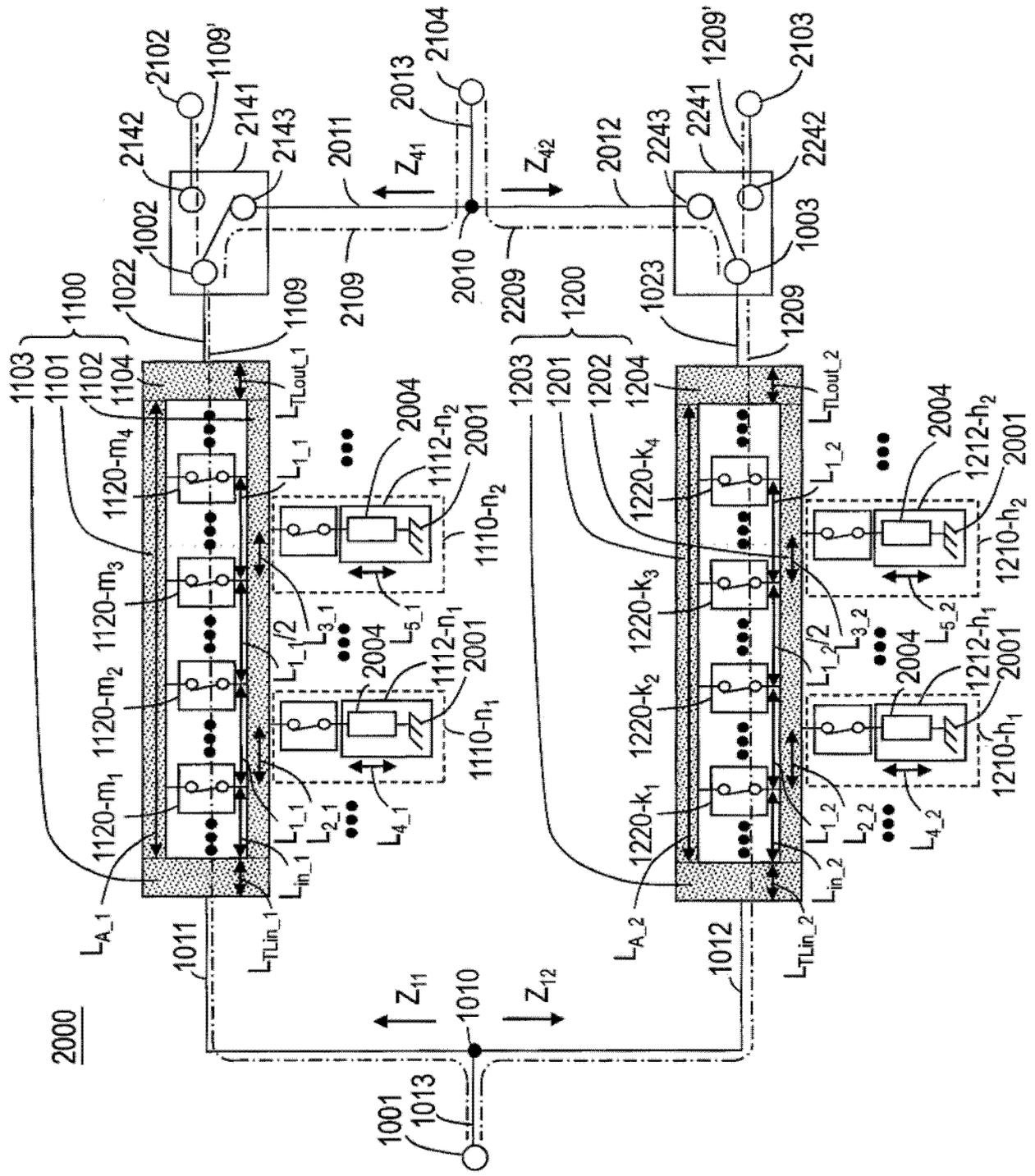


图 26

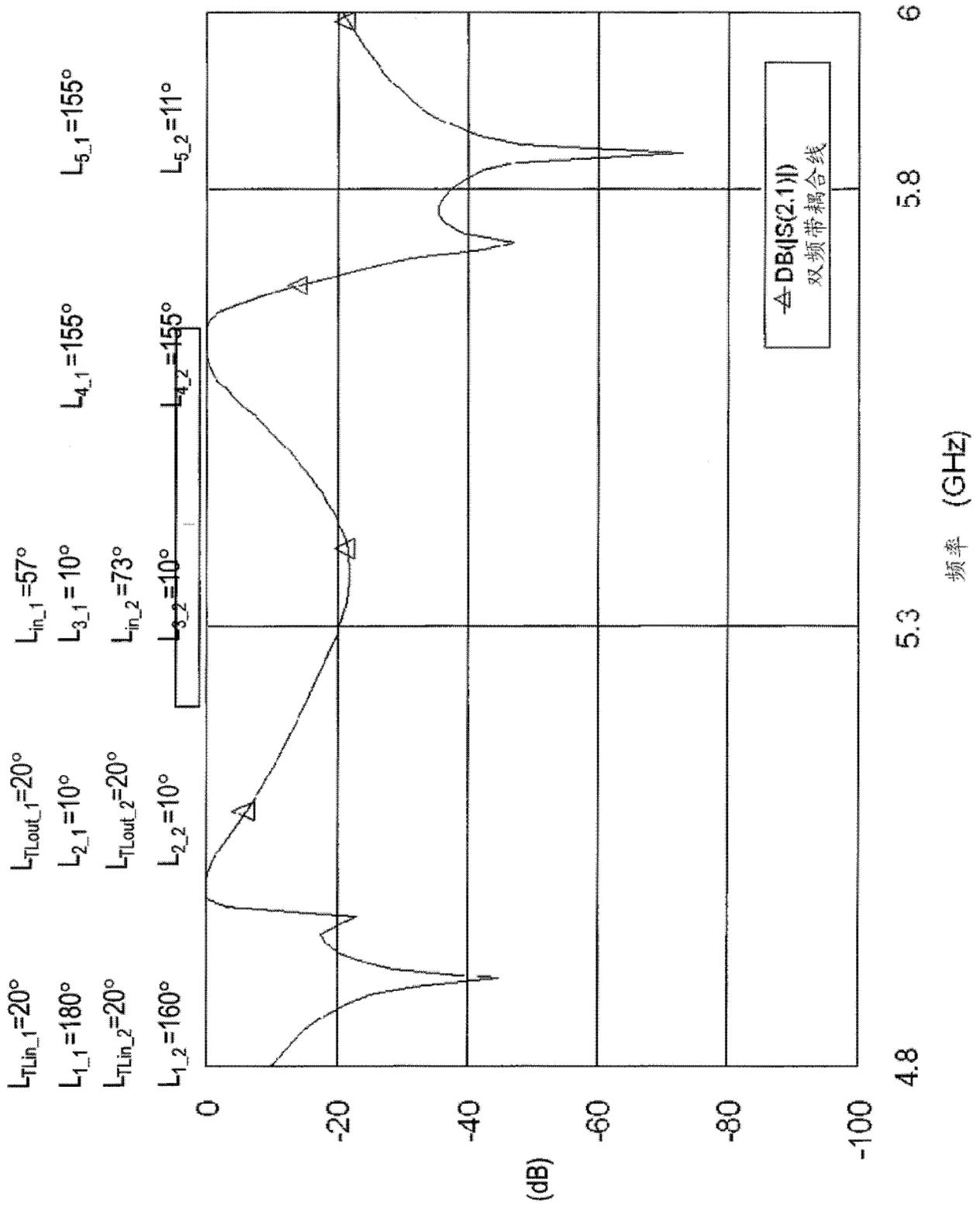


图 27

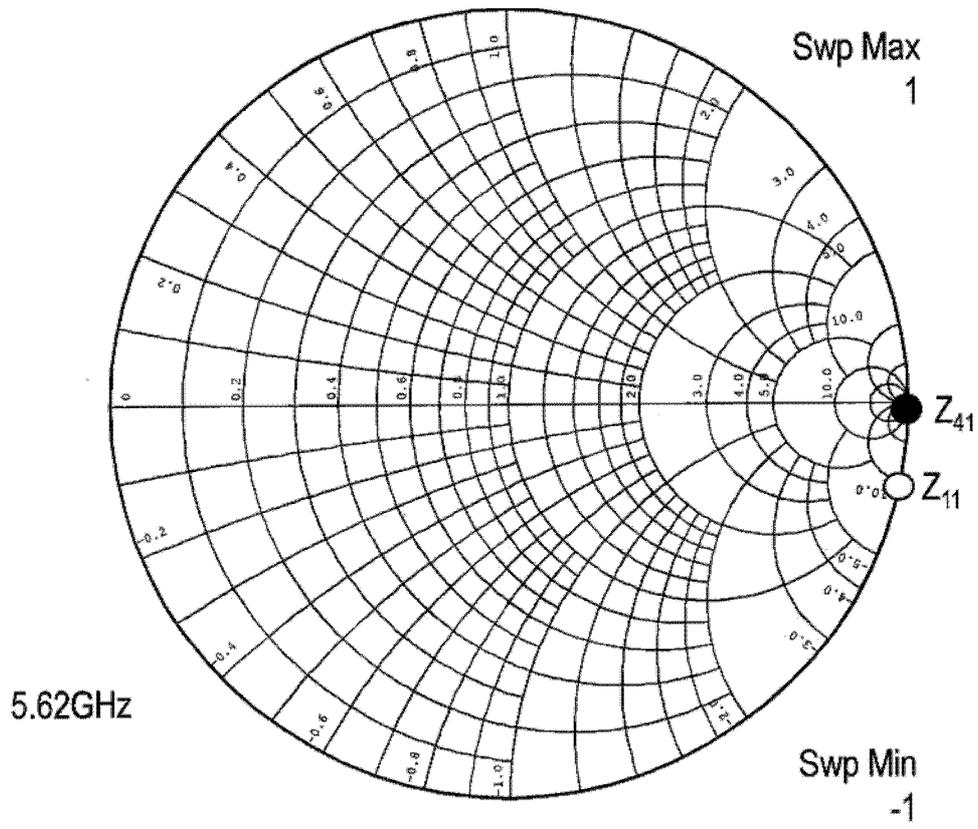


图 28A

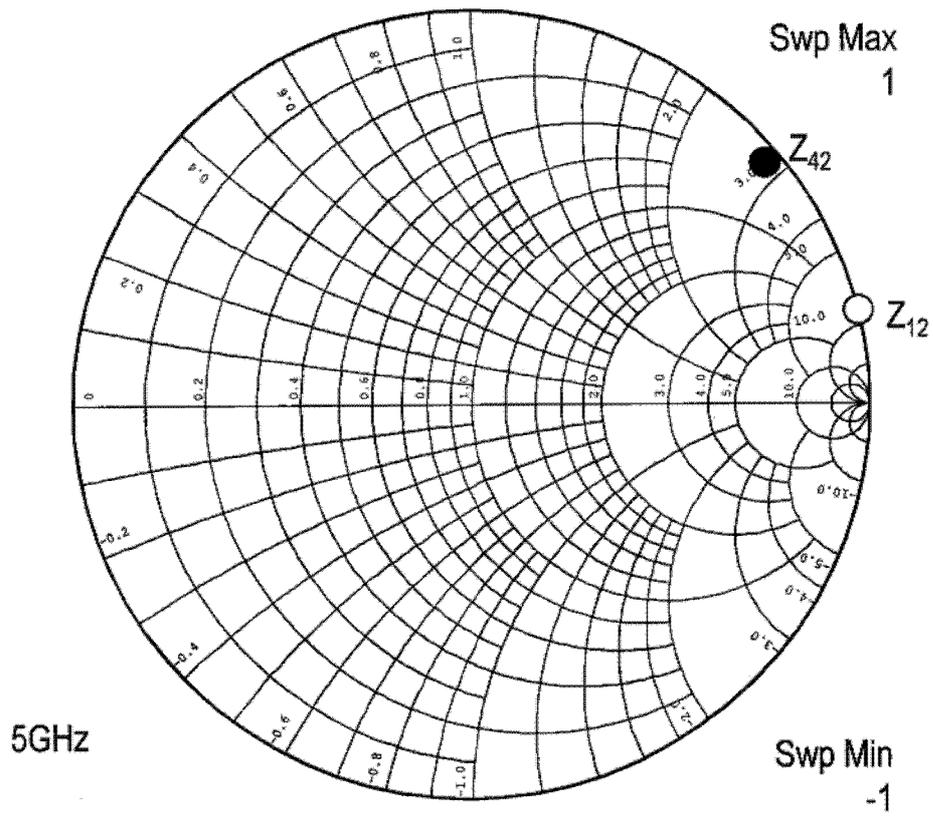


图 28B

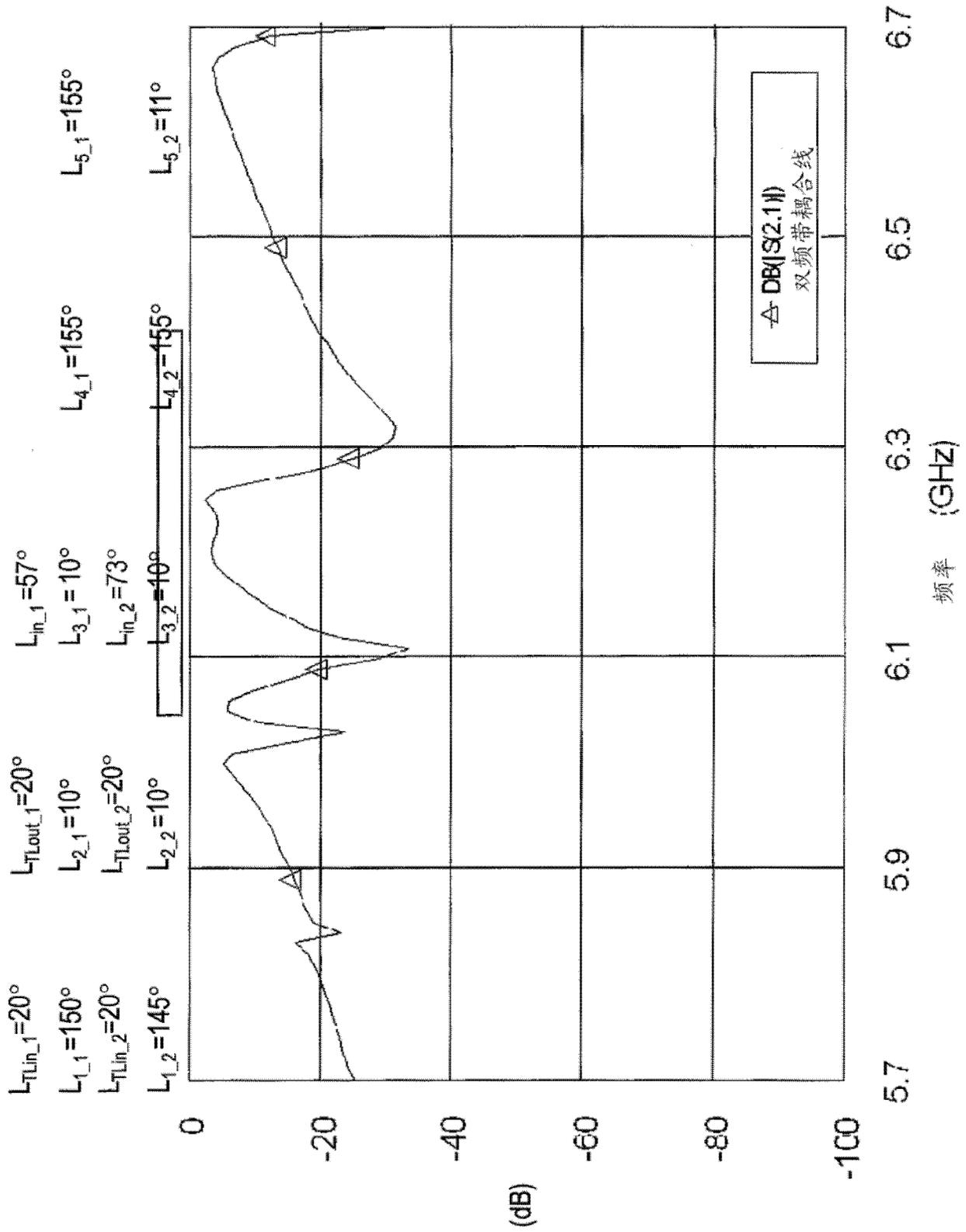


图 29

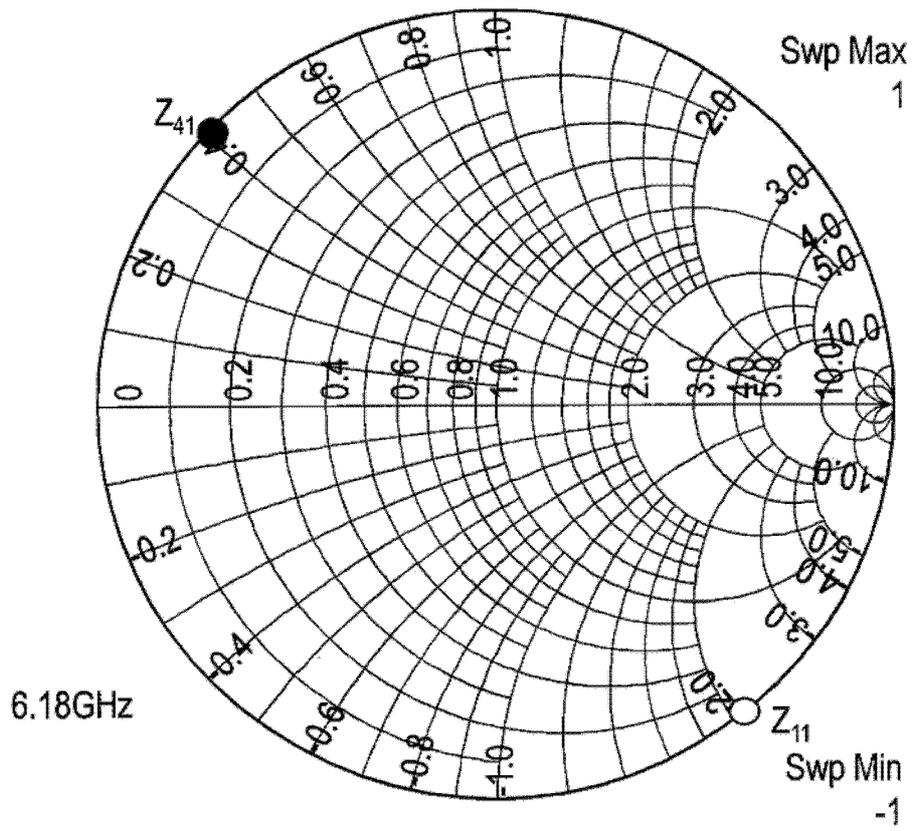


图 30A

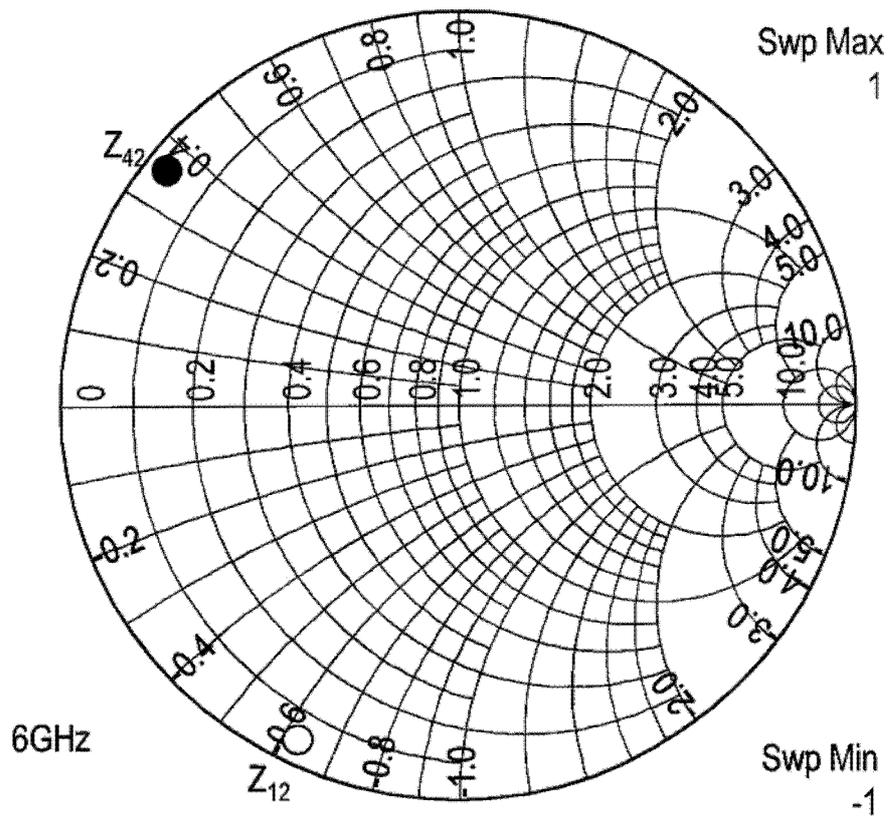


图 30B

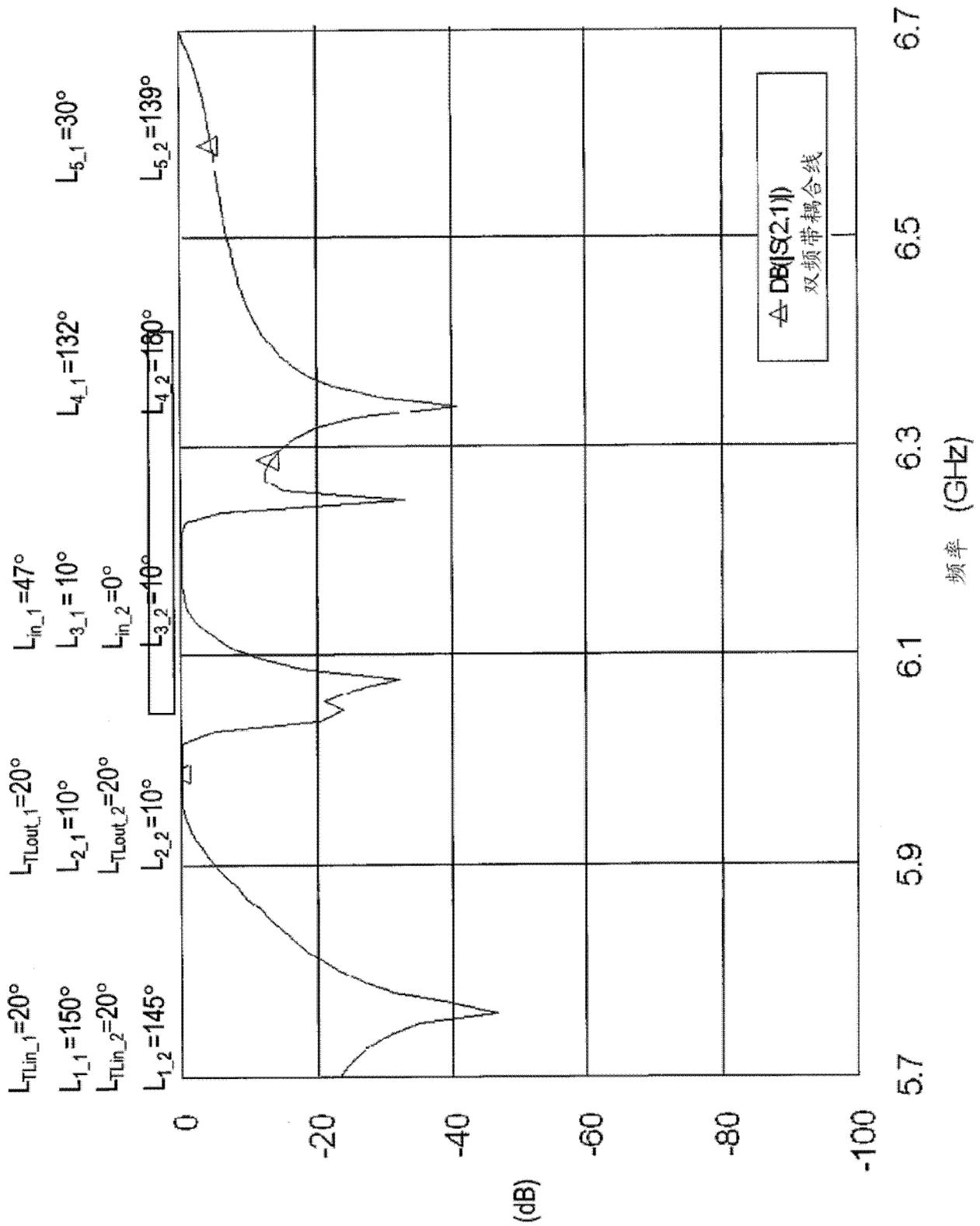


图 31

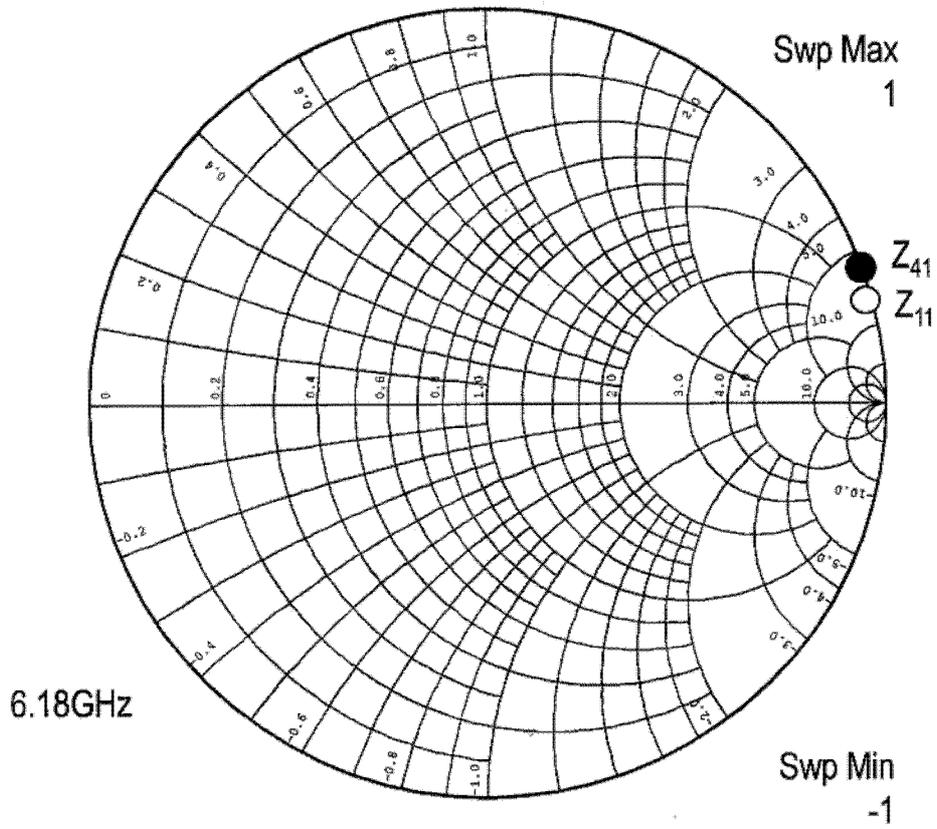


图 32A

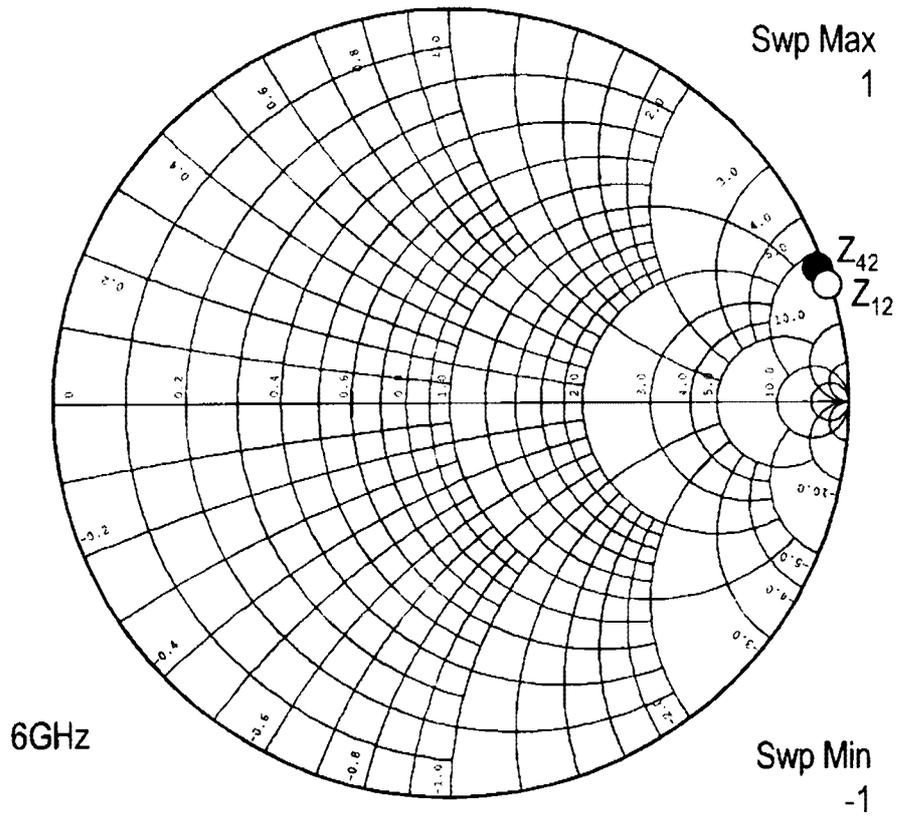


图 32B

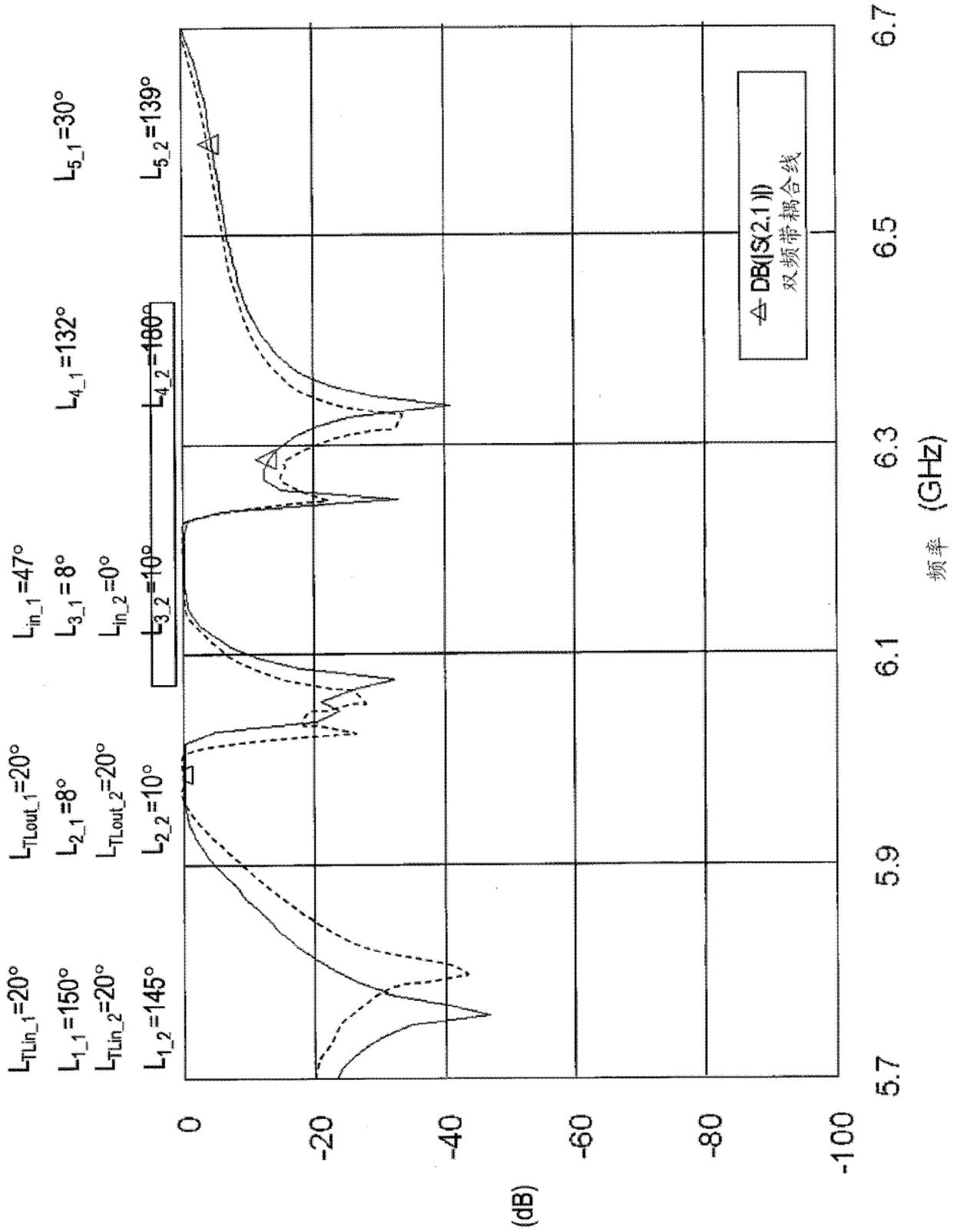


图 33

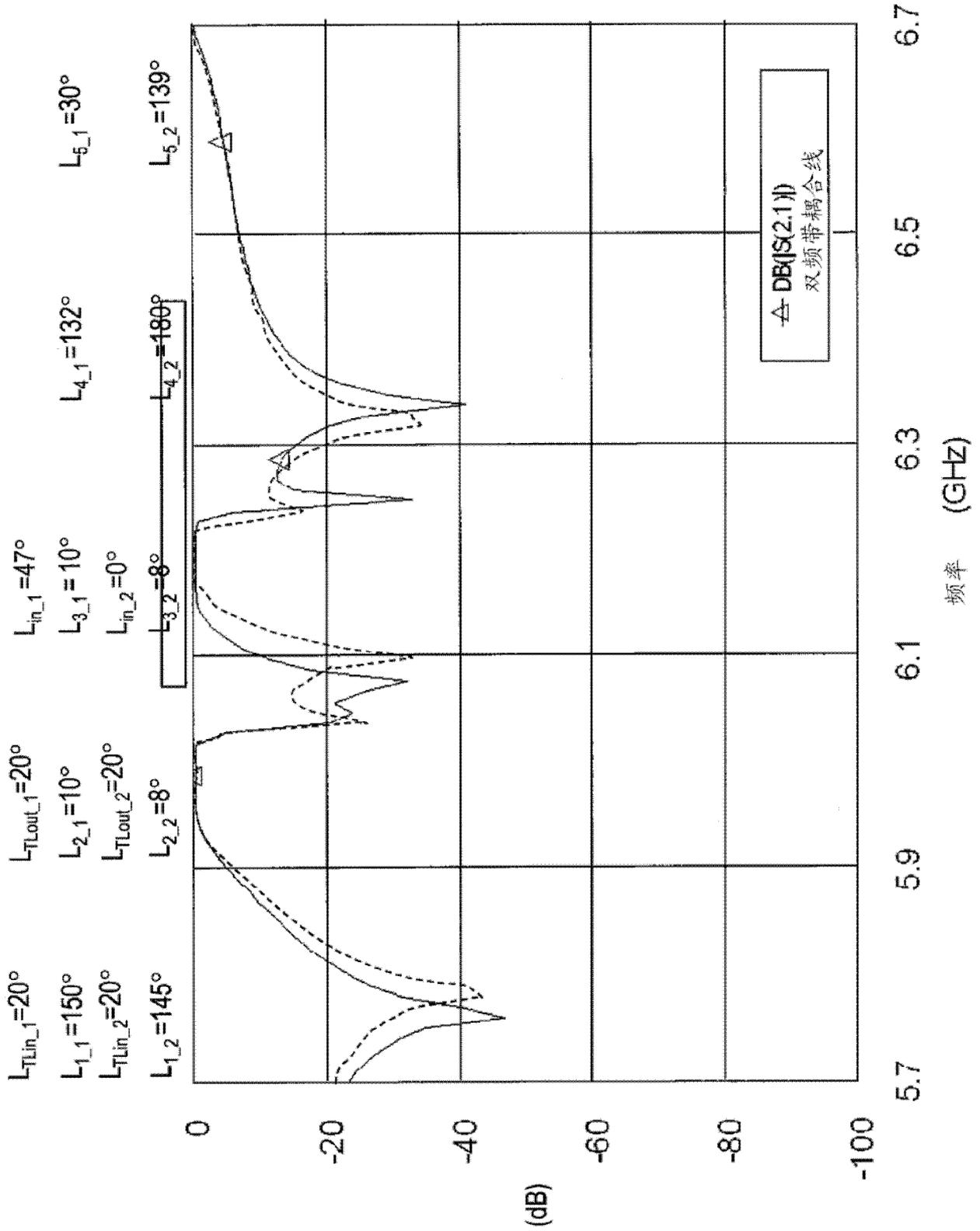


图 34