

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.
H03F 3/213 (2006.01)



[12] 发明专利申请公布说明书

[21] 申请号 200710141398.0

[43] 公开日 2008 年 4 月 23 日

[11] 公开号 CN 101166014A

[22] 申请日 2007.8.9

[21] 申请号 200710141398.0

[30] 优先权

[32] 2006.10.18 [33] JP [31] 2006-283419

[71] 申请人 松下电器产业株式会社

地址 日本大阪府

[72] 发明人 川岛克彦 前田昌宏 上谷昌稔

[74] 专利代理机构 中科专利商标代理有限责任公司
代理人 汪惠民

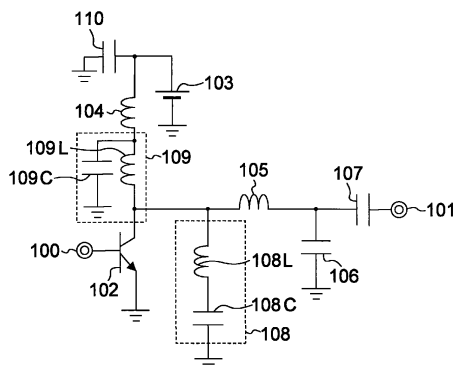
权利要求书 2 页 说明书 10 页 附图 4 页

[54] 发明名称

电力放大器

[57] 摘要

一种电力放大器，既避免了电路的复杂化，又使比基本频率宽的频带的二次高频波阻抗控制成为可能。其做法是：使用于输入信号的基本频率的带宽在第一基本频率(F1)到第二基本频率(F2)的宽带的电力放大器用晶体管(102)的输出匹配电路，具有由感应器(108L)和电容器(108C)串联形成的且具有第一基本频率(F1)的两倍频率的共振频率的第一二次高频波串联共振电路(108)，和具有由感应器(109L)和电容器(109C)串联形成的且具有第二基本频率(F2)的两倍频率的共振频率的第二二次高频波串联共振电路(109)。



1. 一种电力放大器，输入信号的基本频率带宽为从第一基本频率 $F1$ 到第二基本频率 $F2$ ，包括：用来放大上述输入信号的电力放大器用晶体管、和用来抑制包含在从上述电力放大器用晶体管输出的输出信号中的高频波成份的输出匹配电路，其特征在于：

上述输出匹配电路，具有：

第一串联共振电路，由串联连接在上述电力放大器用晶体管的输出端和接地之间的第一感应器和第一电容器构成的且是以上述第一基本频率 $F1$ 的二次高频波频率为共振频率，

第二串联共振电路，由串联连接在上述电力放大器用晶体管的输出端和接地之间的第二感应器和第二电容器构成的且是以上述第二基本频率 $F2$ 的二次高频波频率为共振频率。

2. 根据权利要求1所述的电力放大器，其特征在于：

上述第二感应器是由微波传输带电路构成的。

3. 根据权利要求1所述的电力放大器，其特征在于：

上述第一电容器，集成在上述电力放大器用晶体管所集成的半导体衬底上，

上述第二电容器，为芯片部件。

4. 根据权利要求1所述的电力放大器，其特征在于：

上述第一电容器，集成在上述电力放大器用晶体管所集成的半导体衬底上，

上述第二电容器，集成在与上述电力放大器用晶体管所集成的半导体衬底不同的其他半导体衬底上。

5. 根据权利要求1所述的电力放大器，其特征在于：

上述带宽在 50MHz 以上。

6. 根据权利要求 1 所述的电力放大器，其特征在于：

上述第一感应器的感应系数在 1nH 以上。

7. 根据权利要求 1 所述的电力放大器，其特征在于：

上述第二感应器的感应系数在 1nH 以下。

8. 根据权利要求 1 至 7 任何一项所述的电力放大器，其特征在于：

上述第二感应器，设置在上述电力放大器用晶体管的输出端、和连接在该输出端上且供给上述电力放大器用晶体管电力的偏置线路上所规定的分枝点之间。

9. 根据权利要求 8 所述的电力放大器，其特征在于：

上述第二电容器的一端，在上述所规定的分枝点连接于从上述偏置线路分枝出来的线的同时，上述第二电容器的另一端连接于接地。

10. 根据权利要求 8 所述的电力放大器，其特征在于：

上述偏置线路中的电源连接部上连接着 1000pF 以上的旁路电容器，

当将上述输入信号波长设定为 λ 时，上述偏置线路中的从上述旁路电容器到上述所规定的分枝点为止的部分，具有相当于 $\lambda/16$ 以上且 $\lambda/8$ 以下电气长度的感应系数值。

电力放大器

技术领域

本发明，涉及一种以携带电话为主的，用于使用高频带无线携带终端的信号送信部的半导体电力放大器，特别是关于以送信频率宽带化为目的的技术。

背景技术

近年，在携带电话中由于频带不足多频带化及宽带化在不断发展，用于携带电话的电力放大器中，要求提高整个宽带上作为主要特性的电力负荷效率。

电力放大器的电力负荷效率性能，主要受到电力放大器的输出匹配电路的特性的影响。因为在电力放大器中最后段的半导体放大器在高输出时进行非线性动作，发生的非线性成份的高频信号处理电路是重要的。特别是，主要的高次谐波的两倍波高频处理电路是重要的。因此，一般地，构成结合两次高次谐波的频率设定的共振频率的共振电路，将这个共振电路连接于输出电路，通过短路或开放成为对象的高频波，使用了抑制二次高频波的输出电平的技术。这个共振电路，由于抑制了放大的全体输出信号中的二次高频波，一般称为二次高平波陷波电路。还有，一般地，通过具有 $1nH$ 以上感应系数的陷波线路或感应部件与电容器串联连接，构成具有将二次高频波的频率作为共振频率的共振电路，通过将这个共振电路分流连接在输出电路上，短路二次高频波的情况较多。

(专利文献 1) 专利公开 2002-43873 号公报

(专利文献 2) 专利公开 2000-40928 号公报

(发明所要解决的课题)

然而，与输入到电力放大器的信号的基本频率的频率带相比二次高频波的频率带为两倍的大小，伴随着基本频率的宽带化，用以前的二次高频

波的带宽控制阻抗变得困难，产生了用一个输出匹配电路对整个宽带进行匹配变得困难的问题。

对此，以前，已经提出了：用对每个不同的频率合成最适合的电力放大器形成的电力放大器进行宽带化的方法(参照专利文献 1)、以及用对每个频率让使用电路块可变的复杂化电路进行宽带化的方法(参照专利文献 2)等的方案。但是，这些以前的方法中，由于电路的复杂化而导致部件点数增多，产生了成本增加的问题。

发明内容

鉴于以上所述，本发明，在避免电路复杂化的同时，以使比基本频率带宽的二次高频波的阻抗控制称为可能为目的。

(解决课题的方法)

为了达成上述目的，本发明所涉及的电力放大器，是以使用单一输出匹配电路进行整个宽带匹配为特征的。具体地讲，为在宽带中处理二次高频波，在具有 $1nH$ 以上的阻抗系数的感应器和电容器串联连接构成的以前的二次高频波陷波电路(第一二次高频波陷波电路)上，增加由具有 $1nH$ 以下的低阻抗系数的感应器和大容量电容器构成的且设定为与第一二次高频波陷波电路共振度不同的第二二次高频波陷波电路，在宽带上实现了抑制二次高频波(两倍波)的方法。这时，使以前的第一二次高频波陷波电路的共振频率，符合宽带的二次高频波频率中低频率的同时，使第二二次高频波陷波电路的共振频率，符合宽带的二次高频波频率中的高频率。

以下，说明本发明所涉及的电力放大器的工作原理。串联共振电路中，由构成该电路所包含的感应器和电容器决定共振频率，但是，即便是使这个包含量一定而使共振频率一定的情况下，由于感应器及电容器各自的值共振的高度和宽度发生改变。也就是，感应器小电容器大时，共振高度高，共振宽度也大。还有，感应器大电容器小时，共振高度低，共振宽度也小。在此，以前的高频波陷波电路，即便是后者的情况，也将共振宽度设定的小。其原因是，若共振宽度变宽的话，就会影响到基本频率成份，基本频率成份产生损失。

图 4，表示使具有 $1.6GHz$ 的二次高频波频率(基本频率 $800MHz$)作为

共振频率的串联共振电路分流连接到电力放大器上的情况下的抑制结果。尚,图4中,401是使用具有1nH以上的大感应值($L=1.2\text{nH}$)和小电容值($C=8.2\text{pF}$)组合的串联共振电路情况的结果,402是使用具有1nH以下的小感应值($L=0.7\text{nH}$)和大电容值($C=15\text{pF}$)组合的串联共振电路情况的结果。如图4所示那样,将401的结果与402的结果相比,就1.6GHz的高频波频率的抑制而言劣化了约5dB,但是就800MHz的基本波频率的通过而言提高了约4dB。

正如以上这样,设置两个高频波陷波电路的情况下,单是设置两个以前型的高频波陷波电路的情况下,共振宽度变窄从频率选择度上是好的,但是,这个共振宽度变窄这一点相反成了缺点,在宽带中二次高频波的抑制变得不充分,这成为问题。相反,优先宽带中二次高频波的抑制,共振宽度宽且共振高度高的高频波陷波电路,也就是在设置两个感应器小电容器大的串联共振电路的情况,二次高频波的抑制是充分地,但是,因为共振宽度宽而产生对基本频率成份的影响,由基本频率的收益就会劣化,这成为问题。

因此,本发明中,两个高频波陷波电路中第一二次高频波陷波电路,使共振频率对应于宽带的基本频率中低频(下限) $F1$ 进行计算的同时通过大感应器和小电容器组合构成,由此达到在抑制二次高频波的同时使共振宽度小防止对基本频率成份的影响为目的。还有,第二二次高频波陷波电路,使共振频率对应于宽带的基本频率中高频(上限) $F2$ 进行计算的同时通过小感应器和大电容器组合构成,在包含整个 $F1$ 的二次高频波的宽带上抑制二次高频波的通过性。这种情况,即便是基本频率为宽带,由于使共振频率对应基本频率中高频 $F2$ 的二次高频波,所以对基本频率成份的影响,比使共振频率对应低频 $F1$ 的二次高频波的情况小。

根据本发明,通过上述两个高频波陷波电路的组合,整个宽带上的二次高频波的阻抗控制成为可能。

尚,在本发明的电力放大器的实际构成中,以 $F1$ 为共振频率且由大感应器和小电容器构成的第一二次高频波陷波电路,是以前技术能够容易的构成,但是,以 $F2$ 为共振频率且由小感应器和大电容器构成的第二二次高频波陷波电路中,在形成精度好的1nH以下的小感应器时要想办法。

因此,本发明中,输出晶体管(电力放大器用晶体管)的偏置线路途中(晶体管的输出端一侧)设置了分流C(分枝点),通过将晶体管输出端到分流C的仅有的距离作为感应器利用,就能够形成精度好的1nH以下的小感应器。

—发明的效果—

根据本发明,通过单一的输出匹配电路,使在宽带上二次高频波的阻抗控制成为可能,所以,使高效率的电力放大器用简单的电路构成即达到低成本而又可实现。

附图说明

图1,是本发明一实施方式所涉及的电力放大器的电路图。

图2,是表示将本发明一实施方式所涉及的电力放大器的输出匹配电路的通过特性,与比较例所涉及的电力放大器的输出匹配电路的通过特性进行比较的图。

图3,是比较例所涉及的电力放大器的电路图。

图4,是表示电力放大器的输出匹配电路的通过特性、和使用该输出匹配电路的二次高频陷波电路的感应值及电容值的关系的图。

(符号说明)

100	输入端(从驱动器的输入端)
101	输出端(电力放大器的输出端)
102	输出段晶体管
103	电源
104	偏置线路感应器
105	输出线感应器
106	输出匹配分流电容器
107	输出匹配串联电容器
108	第一两次高频共振电路(第一二次串联共振电路)
108L	感应器
108C	电容器
109	第二两次高平共振电路(第二二次串联共振电路)
109L	感应器

- 109C 电容器
- 110 旁路电容器
- 200 输入端(从驱动器的输入端)
- 201 输出端(电力放大器的输出端)
- 202 输出段晶体管
- 203 电源
- 204 偏置线路感应器
- 205 输出线感应器
- 206 输出匹配分流电容器
- 207 输出匹配串联电容器
- 208 第一两次高频共振电路(第一二次串联共振电路)
- 208L 感应器
- 208C 电容器
- 209 第二两次高平共振电路(第二二次串联共振电路)
- 209L 感应器
- 209C 电容器
- 210 感应器
- 211 旁路电容器
- 301 本发明的电力放大器的输出匹配电路的通过特性
- 302 第一比较的电力放大器的输出匹配电路的通过特性
- 303 第二比较的电力放大器的输出匹配电路的通过特性
- 401 将具有 1nH 以上的大感应值和小电容值的组合的串联共振电路使用于电力放大器的输出匹配电路情况的通过特性
- 402 将具有 1nH 以下的小感应值和大电容值的组合的串联共振电路使用于电力放大器的输出匹配电路情况的通过特性

具体实施方式

(实施方式)

以下,参照附图说明本发明的一实施方式所涉及的电力放大器。尚,本实施方式的电力放大器所对应的输入信号的基本频率,带宽只要在从第

一基本频率 F1 到第二基本频率 F2 为止的 50MHz 以上的宽带基本频率就不做特意的限定，但是，以下说明基本频率在 800MHz 以上且 900MHz 以下的宽带基本频率的情况。也就是，本实施方式中，上述第一基本频率 F1 为 800MHz，上述第二基本频率 F2 为 900MHz。

图 1，是包含本发明的输出匹配电路的本实施方式的电力放大器的电路图。尚，图 1 中省略着图示，但是，在实际的电力放大器构成中，设置了：输出段晶体管 102 的偏电路、到输出段晶体管 102 的信号输入端 100 的驱动段电路、以及该驱动段电路和输出晶体管 102 的匹配电路等。也就是，输出段晶体管 102 的信号输入段 100 上输入来自上述驱动段电路的信号。

如图 1 所示那样，输出段晶体管 102 上，供给着从电源 103 经过偏置线路感应器 104 的偏电压。在此，偏置线路感应器 104 的感应系数为 7 至 15nH，偏置线路感应器 104 的电气长(也就是偏置线路中从后述的旁路电容器 110 到后述的分流电容器 109C 的分枝点为止部分的电气长)，理想地是成为开放的 $\lambda/4$ 为最好，但是，在实际的构成中为 $\lambda/16$ 以上且 $\lambda/8$ 以下亦可。尚， λ 是输入信号的波长。还有，电源 103 和偏置线路感应器 104 之间，设置了 1000pF 以上的旁路电容器 110。

还有，从输出段晶体管 102 到电力放大器的输出端 101 的输出线上，设置了：2 至 3nH 的串联感应器(输出线感应器)105、6 至 10pF 的输出匹配分流电容器 106、100pF 以上的输出匹配串联电容器 107，由此能够实现以宽带放大为目的的 800MHz 至 900MHz 的基本频率(一次频率)成份的匹配。

再有，本实施方式中，设置了本发明的两种二次高频波驱动电路(二次高频波共振电路)，以下，详细叙述这些二次高频波驱动电路。

首先，一般地位置，具体地讲，在输出段晶体管 102 的输出端和串联感应器 105 之间从输出线分枝的线上，设置了 1nH 以上(如 1 至 2nH)的感应器 108L 和如 6 至 9pF 的电容器 108C 串联形成的第一二次串联共振电路 108。第一二次串联共振电路 108 的电容器 108C 一侧接地。还有，第一二次串联共振电路 108 的共振频率设定为第一基本频率 F1(800MHz)的二次高频波的频率。

还有，从偏置线路中途分枝的线，具体地讲，在输出段晶体管 102 的

输出端和偏置线路之间输出线感应器 104 之间的所规定的分枝点从偏置线路分枝的线上, 设置了具有比电容器 108C 大的电容值(如 9 至 13pF)的分流电容器 109C。分流电容器 109C 中偏置线路的相反一侧接地。通过这样的构成, 从输出段晶体管 102 的输出端(当输出段晶体管 102 为双极晶体管的情况相当于集电端, 输出段晶体管 102 为 FET[field-effect transistor]的情况相当于漏极端)到分流电容器 109C 的连接点(上述所规定的分枝点)的范围的偏置线路成为 1nH 以下的(例如 0.5 至 1nH)的感应器 109L。本实施方式中, 该感应器 109L 和分流电容器 109C 构成的串联共振电路起到第二二次串联共振电路 109 的作用。第二二次串联共振电路 109 的共振频率设定为第二基本频率 $F_2(900\text{MHz})$ 的二次高频波的频率。

在此, 感应器 109L 还可以是由微波传输带线构成。还有, 在有组装了集成了输出段晶体管 102 的半导体衬底的组件的情况下, 电容器 108C 也集成在该半导体衬底上, 从输出段晶体管 102 的输出端到偏置线路为止的部分(具体地讲是电源 103、旁通电容器 110、偏置线路感应器 104、感应器 109L 及分流电容器 109C), 收纳在上述组件内的部件(没有集成在上述半导体衬底上的外插芯片部件、以及利用了上述组件内的传送带线的感应器部件)亦可。分流电容器 109C 是上述芯片部件的情况下, 与将分流电容器 109C 集成在半导体衬底上的情况相比, 不再需要用连线焊点连接上述所规定的分枝点和分流电容器 109C, 所以, 1nH 以上的阻抗系数不再需要, 宽带化就变得容易了。尚, 分流电容器 109C, 集成在与集成输出段晶体管 102 的半导体衬底不同的半导体衬底上亦可。这种情况对应于权利要求 4 的构成。

图 2, 表示了比较: 将上述本发明的各串联共振电路分流连接到电力放大器上的情况下的通过特性与后述的比较例的串联共振电路分流连接到电力放大器上的情况下的通过特性。尚, 图 2 所示的结果(本发明结果 301), 在上述各电路定数的范围中, 特别是, 在以下的情况下得到的。也就是, 是将基本频率中低的第一基本频率 $F_1(800\text{MHz})$ 的两倍的 1.6GHz 作为串联共振频率的第一二次串联共振电路 108 具有 1.3nH 的阻抗系数和 7.5pF 的电容值, 和将基本频率中高的第二基本频率 $F_2(900\text{MHz})$ 的两倍的 1.8GHz 作为串联共振频率的第二二次串联共振电路 109 具有 0.6nH 的阻抗系数和

12pF 的电容值的情况。

如图 2 所示的那样,根据本发明的串联共振电路,第一基本频率 F1(800 MHz)的二次高频波 1.6GHz 的通过特性约为-46dB,第二基本频率 F2(900 MHz)的二次高频波 1.8GHz 的通过特性约为-71dB,分别表示了良好的通过特性(各高频波频率的抑制压充分的特性)。还有,第一基本频率 F1(800 MHz)的通过,它的损失是在约为-2.6dB 的不成为问题的范围。

正如以上所说明的那样,根据本实施方式,第一二次串联共振电路 108,也就是第一二次高频波陷波电路,因为是相对宽带的基本频率中低频率(下限)F1 结合共振频率设计的同时通过组合大感应器和小电容器构成的,所以,在抑制二次高频波的同时限制共振宽度也就可以防止对基本频率成份的影响。还有,第二二次串联共振电路 109 也就是第二二次高频波陷波电路,因为是相对宽带的基本频率中高频率(上限)F2 结合共振频率设计的同时通过结合小感应器和大电容构成的,所以,在包含低频率 F1 的二次高频波的宽带区域抑制压缩二次高频波的通过特性。这种情况,基本频率即便是宽带,是相对基本频率中高频率 F2 的二次高频波结合共振频率的,所以,对基本频率成份的影响,与相对低频率 F1 的二次高频波结合共振频率的情况相比变小。

因此,根据本实施方式,通过第一二次串联共振电路 108 及第二二次串联共振电路 109 的组合,控制宽带全域的二次高频波的阻抗控制就成为了可能。也就是,通过单一的输出匹配电路,控制宽带全域的二次高频波的阻抗控制就成为了可能,通过简单的电路构成实现高效电力放大器,也降低了成本。

(比较例)

以下,参照附图说明比较例所涉及的电力放大器。

图 3,是包含电力放大器用晶体管及输出匹配电路的比较例的电力放大器电路图。如图 3 所示那样,输出段晶体管 202 上,提供了从电源 203 经过偏置线路感应器 204 的偏电压。还有,电源 203 和偏置线路感应器 204 之间设置了旁路电容器 211。再有,从输出段晶体管 202 到电力放大器的输出端 201 的输出线上设置了串联感应器(输出线感应器)205、输出匹配分流电容器 206 和输出匹配串联电容器 207。另外,比较例中,设置了两个

二次高频波陷波电路(二次高频波共振电路)。具体地讲,输出段晶体管 202 的输出端和串联感应器 205 之间从输出线分枝的线上,设置了由感应器 208L 和电容器 208C 串联形成的第一二次串联共振电路 208。还有,在第一二次串联共振电路 208 的分枝点和串联感应器 205 之间从输出线分枝的线上,设置了由感应器 209L 和电容器 209C 串联形成的第二二次串联共振电路 209。尚,输出线中第一二次串联共振电路 208 的分枝点和第二二次串联共振电路 209 的分枝点之间设置了感应器 210。图 2 中,302,是两个二次串联共振电路 208 及 209 的感应值均在 1nH 以上情况的(第一比较例)的通过特性,更详细的是表示,具有第一二次串联共振电路 208 具有 1.3nH 的感应值和 7.5pF 的电容值,第二二次串联共振电路 209 具有 1.3nH 的感应值和 5.9pF 的电容值的情况的通过特性。还有,303,是两个二次串联共振电路 208 及 209 的感应值均在 1nH 以下情况的(第二比较例)的通过特性,更详细的是表示,具有第一二次串联共振电路 208 具有 0.65nH 的感应值和 15pF 的电容值,第二二次串联共振电路 209 具有 0.65nH 的感应值和 12pF 的电容值的情况的通过特性。

从图 2 所表示的 302 的结果,得知在设置了两个感应值均为 1nH 以上的二次串联共振电路的情况下,基本频率 F1(800MHz)的通过,它的损失约为 -2.4dB 是不会成为问题的范围内的值,基本频率 F1 的二次高频波 1.6GHz 的通过特性约 -41dB,基本频率 F2(900MHz)的二次高频波 1.8GHz 的通过特性约 -57dB,二次高频波的抑制压不充分。还知道了 1.6GHz 和 1.8GHz 之间的频率成份的抑制压,因为共振宽度小而不充分。

从图 2 所表示的 303 的结果,得知在设置了两个感应值均为 1nH 以下的二次串联共振电路的情况下,基本频率 F1 的二次高频波 1.6GHz 的通过特性约 -62dB,基本频率 F2 的二次高频波 1.8GHz 的通过特性约 -79dB,二次高频波的抑制压不充分,基本频率 F1(800MHz)的通过,它的损失约为 -4.1dB 是不可忽略的。

对此,从图 2 所表示的 301 的结果(本发明的结果),只要是感应值为 1nH 以上的二次串联共振电路和感应值为 1nH 以下的二次串联共振电路各设置一个的本发明的输出匹配电路,正如上所述,既防止了基本频率成份的损失,也实现了宽带全域上的二次高频波成份的抑制压。

—产业上利用的可能性—

本发明,是由单一电力放大器得到宽带全域上电力的高效率性的技术,因为低成本实现了宽带域电力放大器,所以,是可以适用于今后在整个无线通信技术领域被扩大利用的宽带电力放大器技术。

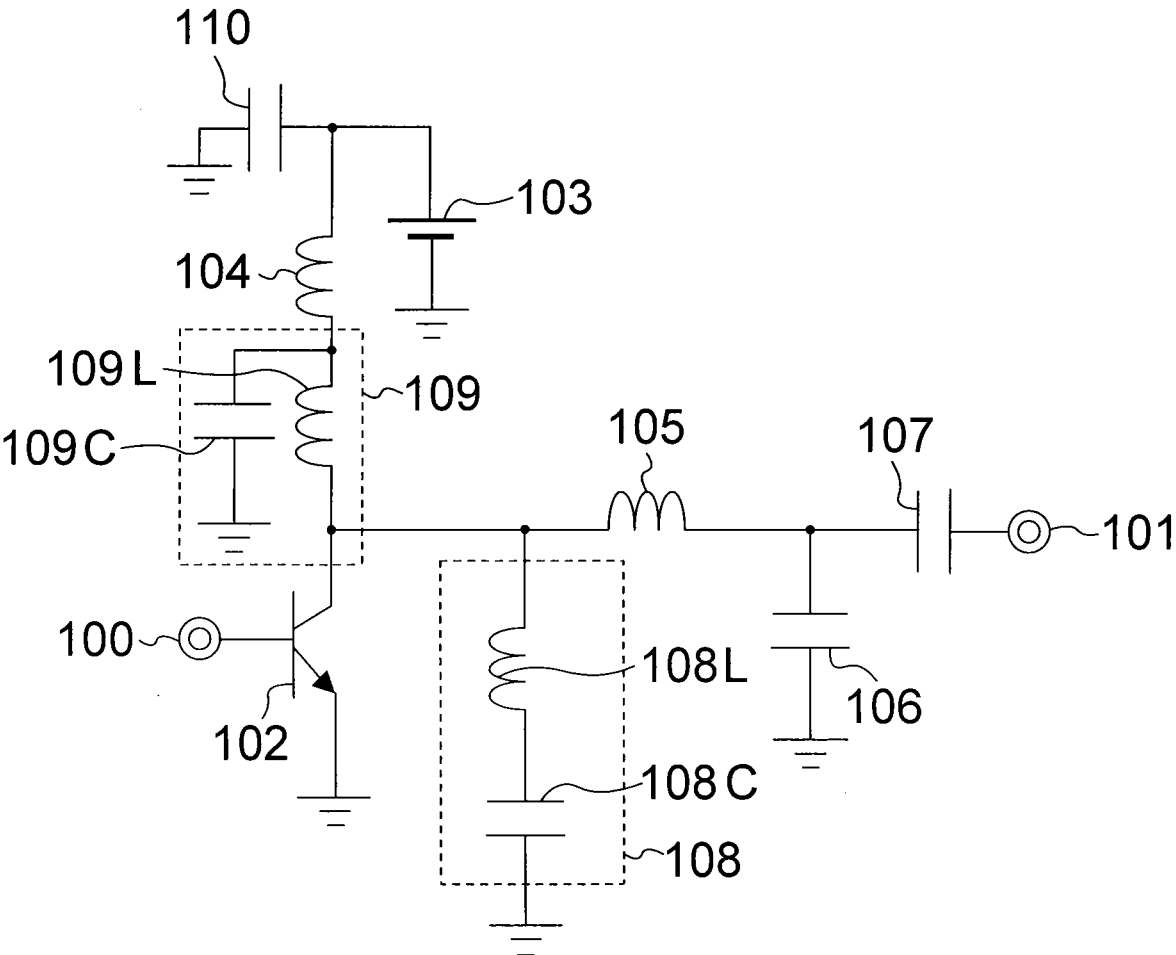


图 1

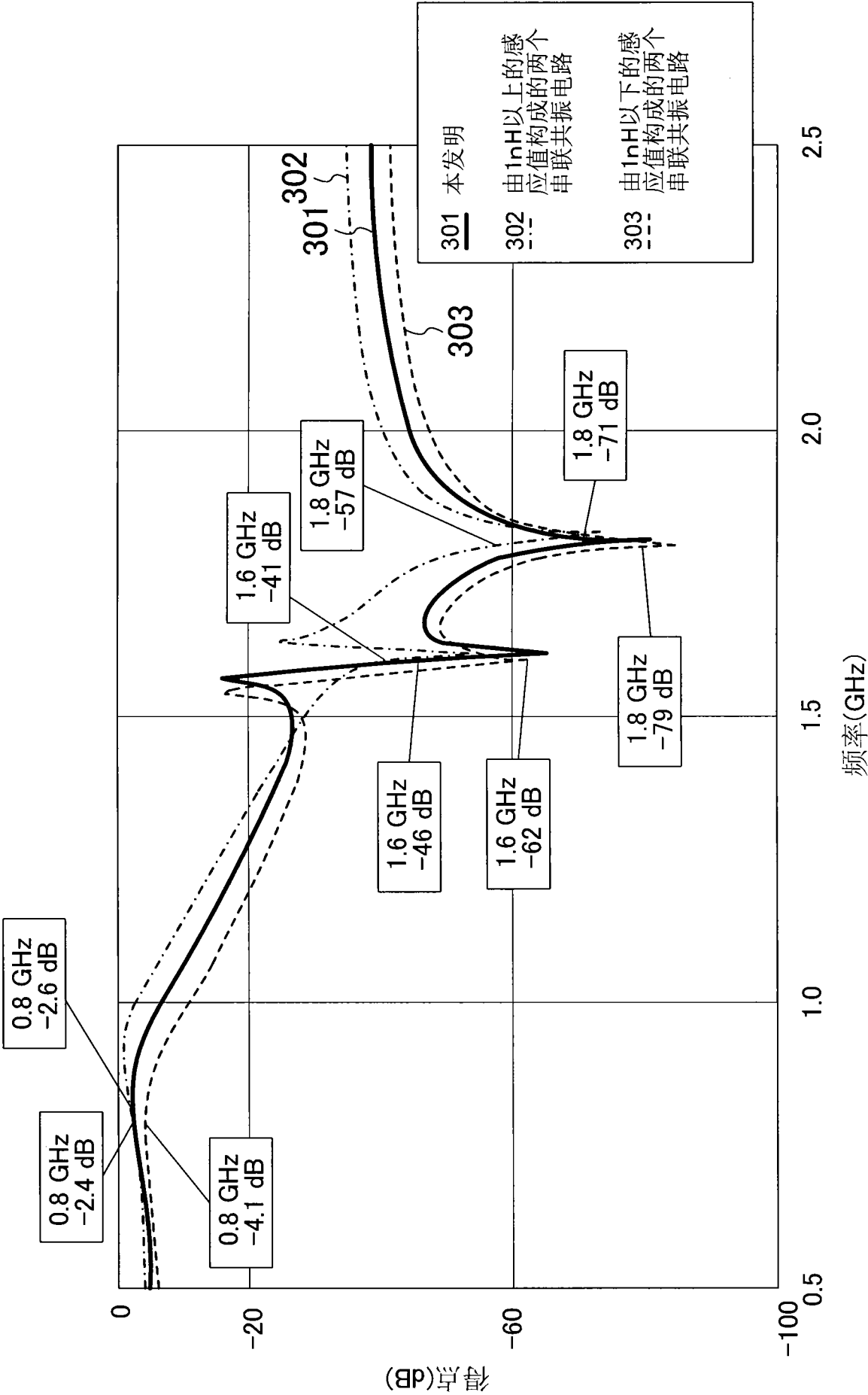


图 2

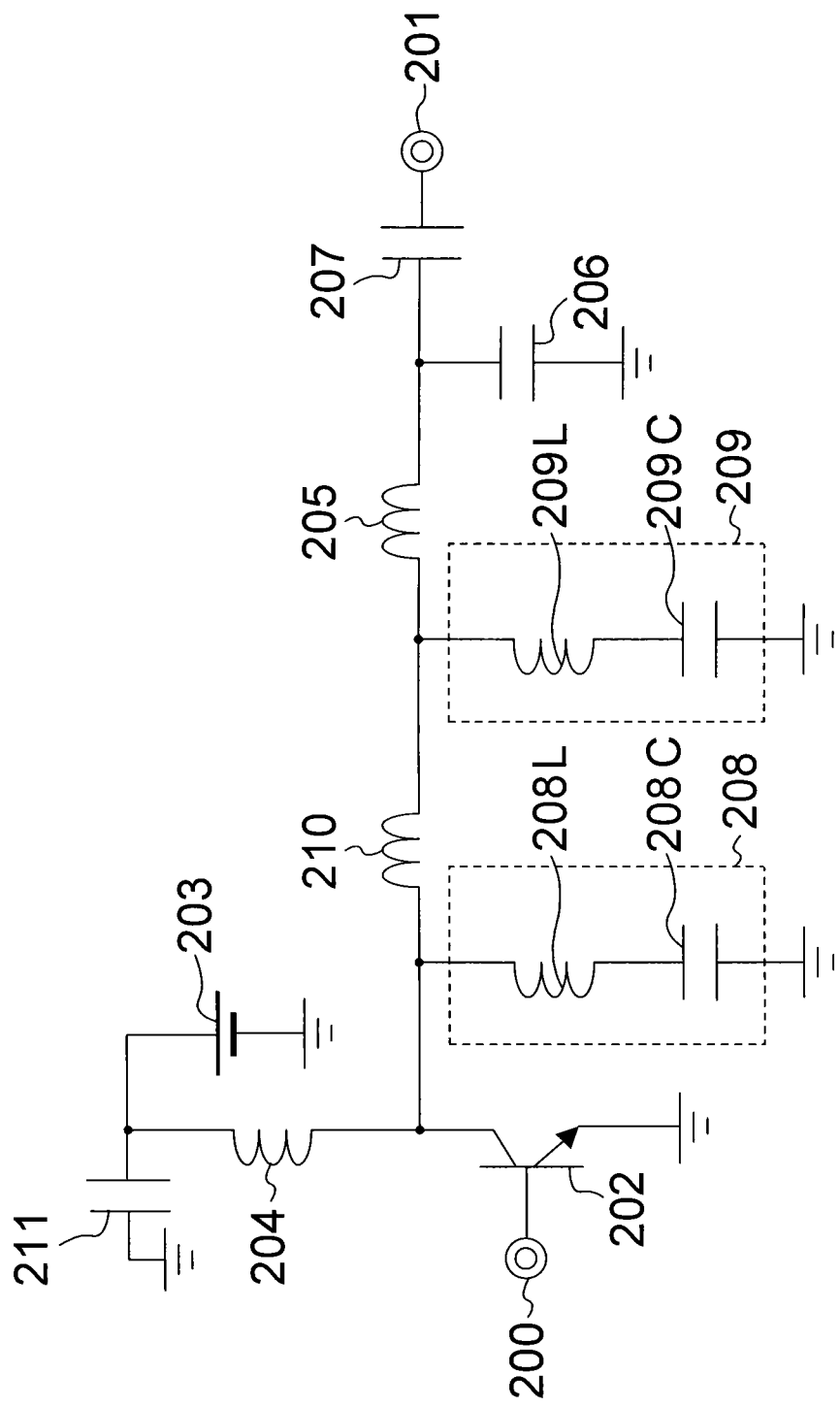


图 3

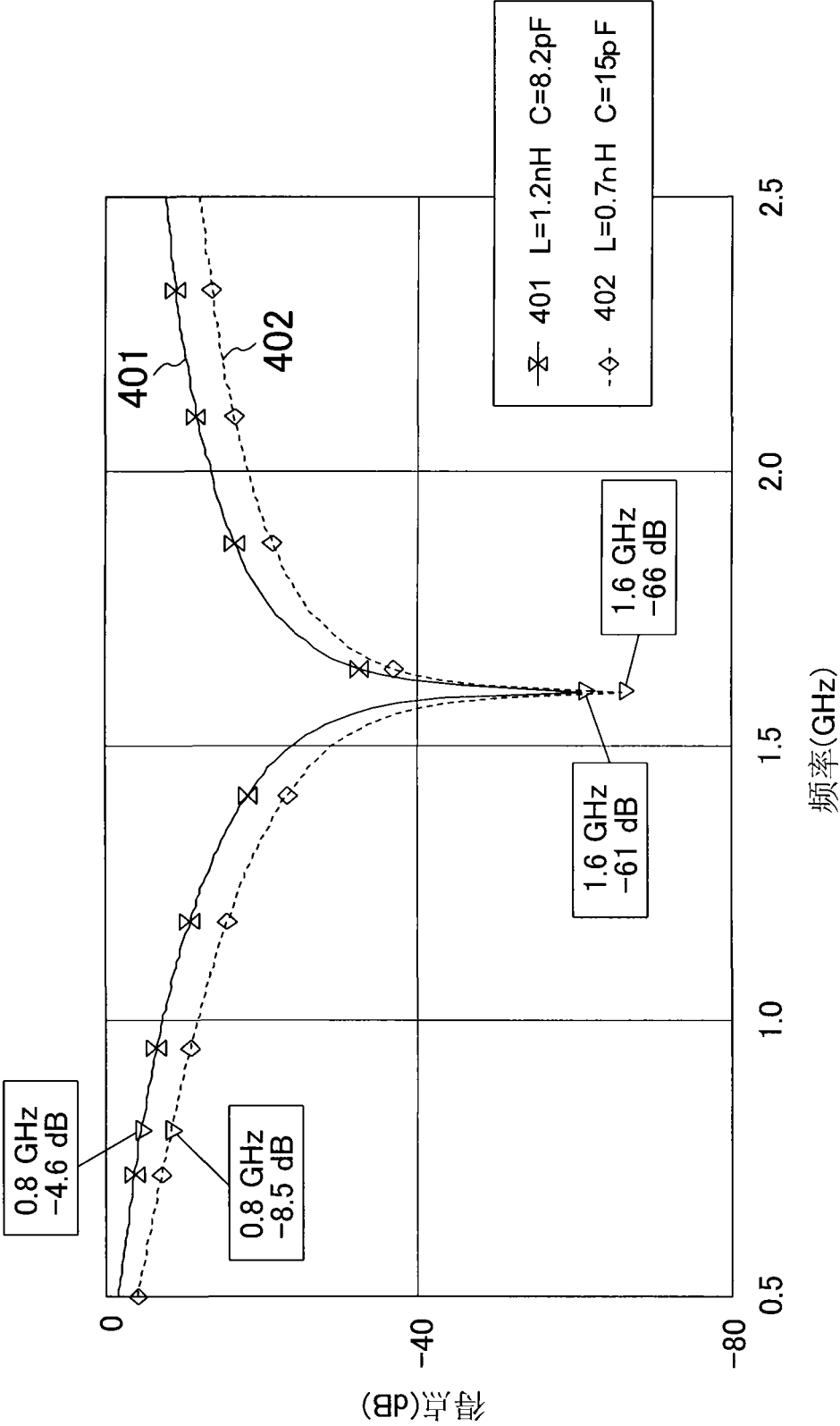


图 4