

[12] 发明专利说明书

[21] ZL 专利号 96110812.6

[45] 授权公告日 2002 年 5 月 22 日

[11] 授权公告号 CN 1085444C

[22] 申请日 1996.7.13

[21] 申请号 96110812.6

[30] 优先权

[32] 1995.7.13 [33] JP [31] 200593/95

[73] 专利权人 索尼公司

地址 日本东京都

[72] 发明人 篠原宽

[56] 参考文献

EP 0576078A1	1993. 12. 29	H04B1/26
EP 0643494A1	1995. 3. 15	H04B1/30
US 4451930A	1984. 5. 29	H04B1/26
US 4944025A	1990. 7. 24	H04B1/16
WO 8810033A1	1988. 12. 15	H04B1/30

审查员 葛源

[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

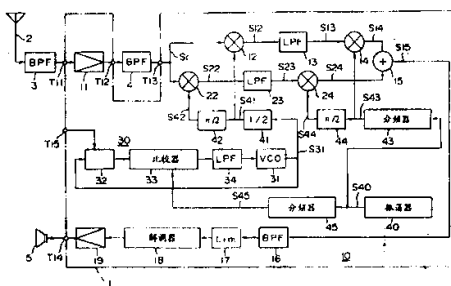
代理人 王岳 王忠忠

权利要求书 4 页 说明书 11 页 附图页数 3 页

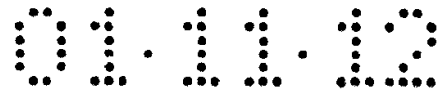
[54] 发明名称 超外差接收电路和超外差接收机

[57] 摘要

本发明提供一种超外差接收机,借此使不希望的辐射减至最少。该接收机包括压控振荡器,用于形成其频率等于目标 FM 信号载频 n 倍的振荡信号,及一分频器,用于将振荡信号分频成载频。该接收机还包括一对第一混频器,用来自分频器的信号将目标接收的信号频率转换成作为第一本振信号的一对第一中频信号,以及一对第二混频器,用第二本振信号将第一中频信号转换成第二中频信号。该接收机还包括解调器,用于将第二中频信号解调成原信号。



I S S N 1 0 0 8 - 4 2 7 4



权 利 要 求 书

1. 一种超外差接收电路, 包括:

5 一个压控振荡器, 用于产生一个具有等于目标接收信号的载频的 n 倍的频率的振荡信号, 其中 n 是一个大于 1 的整数;

一个带通滤波器, 用于接收所述载频的所述目标接收信号, 用于提供作为输出信号的所述目标接收信号, 并且用于防止处于所述带通滤波器的一个阻带中的频率为所述目标接收信号的载频的 n 倍的信号的传输, 据此, 所述带通滤波器阻隔所述振荡信号;

10 一个分频器, 用于将所述振荡信号的频率分成一个等于所述载频的频率, 以形成一个第一本振信号;

一个第一相移器, 用于将所述第一本振信号相移一个预定的相位角, 以提供一个相移的第一本振信号;

15 一个第一混频器, 用于将来自所述带通滤波器的目标接收信号与来自所述分频器的所述第一本振信号相混频, 以产生一个第一中频信号;

一个第二混频器, 用于将所述目标接收信号与所述相移的第一本振信号相混频, 以产生一个相移的第一中频信号;

一个振荡器, 产生一个第二本振信号;

20 一个第二相移器, 用于将所述第二本振信号相移一个预定的相位角, 以产生一个相移的第二本振信号;

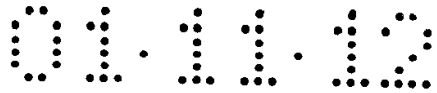
一个第三混频器, 用于将所述第一中频信号与所述第二本振信号相混频, 以产生一个第二中频信号;

一个第四混频器, 用于将所述相移的第一中频信号和所述相移的第二本振信号相混频, 以产生一个相移的第二中频信号;

25 一个加法器, 用于将所述第二中频信号和所述相移的第二中频信号相加, 以产生一个第三中频信号; 和

一个解调器, 用于对所述第三中频信号进行解调, 以重新产生包含在所述目标接收信号中的信息。

2. 一种超外差接收电路, 包括:



一个压控振荡器，用于产生一个具有等于目标接收信号的载频的 $1/n$ 倍的频率的振荡信号，其中 n 是一个大于 1 的整数；

一个频率倍乘器，用于将所述振荡信号的频率倍乘至一个等于所述载频的频率，以形成一个第一本振信号；

5 一个带通滤波器，用于接收所述载频的所述目标接收信号，用于提供作为输出信号的所述目标接收信号，并且用于防止处于所述带通滤波器的一个阻带中的频率为所述目标接收信号的载频的 $1/n$ 倍的信号的传输，据此，所述带通滤波器阻隔所述振荡信号；

10 一个第一相移器，用于将所述第一本振信号相移一个预定的相位角，以提供一个相移的第一本振信号；

一个第一混频器，用于将来自所述带通滤波器的目标接收信号与来自所述频率倍乘器的所述第一本振信号相混频，以产生一个第一中频信号；

一个第二混频器，用于将所述目标接收信号与所述相移的第一本振信号相混频，以产生一个相移的第一中频信号；

15 一个振荡器，产生一个第二本振信号；

一个第二相移器，用于将所述第二本振信号相移一个预定的相位角，以产生一个相移的第二本振信号；

一个第三混频器，用于将所述第一中频信号与所述第二本振信号相混频，以产生一个第二中频信号；

20 一个第四混频器，用于将所述相移的第一中频信号和所述相移的第二本振信号相混频，以产生一个相移的第二中频信号；

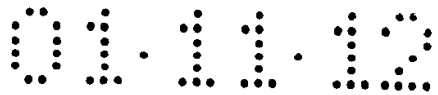
一个加法器，用于将所述第二中频信号和所述相移的第二中频信号相加，以产生一个第三中频信号；和

25 一个解调器，用于对所述第三中频信号进行解调，以重新产生包含在所述目标接收信号中的信息。

3. 一种超外差接收机，包括：

一个天线，用于接收信号；

一个带通滤波器，用于接收来自所述天线的接收信号，所述接收信号包括处于一个载频的目标接收信号，用于提供作为输出信号的所述目标



接收信号，并且用于在一个阻带中在一个 n 倍于所述目标接收信号的所述载频处提供一个最小的响应， n 是一个大于 1 的整数，据此，所述带通滤波器阻隔所述振荡信号；

5 一个压控振荡器，用于产生一个具有在所述带通滤波器的所述阻带中的一个 n 倍于所述目标接收信号的所述载频的频率的振荡信号；

一个分频器，用于将所述振荡信号的频率分成一个等于所述载频的频率，以形成一个第一本振信号；

一个第一相移器，用于将所述第一本振信号相移一个预定的相位角，以提供一个相移的第一本振信号；

10 一个第一混频器，用于将所述带通滤波器的所述输出信号与来自所述分频器的所述第一本振信号相混频，以产生一个第一中频信号；

一个第二混频器，用于将所述带通滤波器的所述输出信号与所述相移的第一本振信号相混频，以产生一个相移的第一中频信号；

一个振荡器，产生一个第二本振信号；

15 一个第二相移器，用于将所述第二本振信号相移一个预定的相位角，以产生一个相移的第二本振信号；

一个第三混频器，用于将所述第一中频信号与所述第二本振信号相混频，以产生一个第二中频信号；

20 一个第四混频器，用于将所述相移的第一中频信号和所述相移的第二本振信号相混频，以产生一个相移的第二中频信号；

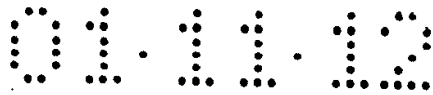
一个加法器，用于将所述第二中频信号和所述相移的第二中频信号相加，以产生一个第三中频信号；和

一个解调器，用于对所述第三中频信号进行解调，以重新产生包含在所述目标接收信号中的信息。

25 4. 一种超外差接收机，包括：

一个天线，用于接收信号；

一个带通滤波器，用于接收来自所述天线的接收信号，所述接收信号包括处于一个载频的目标接收信号，用于提供作为输出信号的所述目标接收信号，并且用于在一个阻带中在一个 $1/n$ 倍于所述目标接收信号的所



述载频处提供一个最小的响应, n 大于 1, 据此, 所述带通滤波器阻隔所述振荡信号;

一个压控振荡器, 用于产生一个具有在所述带通滤波器的所述阻带中的一个 $1/n$ 倍于所述目标接收信号的所述载频的频率的振荡信号;

5 一个频率倍乘器, 用于将所述振荡信号的频率倍乘至一个等于所述载频的频率, 以形成一个第一本振信号;

一个第一相移器, 用于将所述第一本振信号相移一个预定的相位角, 以提供一个相移的第一本振信号;

10 一个第一混频器, 用于将所述带通滤波器的所述输出信号与来自所述频率倍乘器的所述第一本振信号相混频, 以产生一个第一中频信号;

一个第二混频器, 用于将所述带通滤波器的所述输出信号与所述相移的第一本振信号相混频, 以产生一个相移的第一中频信号;

一个振荡器, 产生一个第二本振信号;

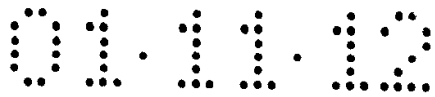
15 一个第二相移器, 用于将所述第二本振信号相移一个预定的相位角, 以产生一个相移的第二本振信号;

一个第三混频器, 用于将所述第一中频信号与所述第二本振信号相混频, 以产生一个第二中频信号;

一个第四混频器, 用于将所述相移的第一中频信号和所述相移的第二本振信号相混频, 以产生一个相移的第二中频信号;

20 一个加法器, 用于将所述第二中频信号和所述相移的第二中频信号相加, 以产生一个第三中频信号; 和

一个解调器, 用于对所述第三中频信号进行解调, 以重新产生包含在所述目标接收信号中的信息。



说明书

超外差接收电路和超外差接收机

5 技术领域

本发明涉及超外差接收电路和超外差接收机。

背景技术

10 已知一种方法，其中在超外差型接收电路或接收机中，本振被调节使其等于所收信号的频率，以使中频为零。

 在采用上述方法的地方，接收电路的大部分元件可集成在一个 IC 芯片中，结果，尺寸和重量减轻，特性未变，且接收机的成本降低。

 但采用上述方法的接收机，由于本振频率等于接收信号的频率，则从本振电路漏出的本振信号经混频电路到达天线端以使不希望的辐射电平增加。

15 发明内容

 本发明的目的在于提供一种超外差接收电路和超外差接收机，借此使不希望的辐射减至最小。

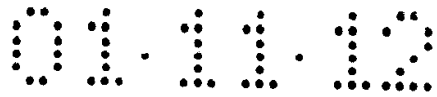
 为了达到上述目的，本发明提供一种超外差接收电路，包括：

20 一个压控振荡器，用于产生一个具有等于目标接收信号的载频的 n 倍的频率的振荡信号，其中 n 是一个大于 1 的整数；

 一个带通滤波器，用于接收所述载频的所述目标接收信号，用于提供作为输出信号的所述目标接收信号，并且用于防止处于所述带通滤波器的一个阻带中的频率为所述目标接收信号的载频的 n 倍的信号的传输，据此，所述带通滤波器阻隔所述振荡信号；

25 一个分频器，用于将所述振荡信号的频率分成一个等于所述载频的频率，以形成一个第一本振信号；

 一个第一相移器，用于将所述第一本振信号相移一个预定的相位角，以提供一个相移的第一本振信号；



一个第一混频器, 用于将来自所述带通滤波器的目标接收信号与来自所述分频器的所述第一本振信号相混频, 以产生一个第一中频信号;

一个第二混频器, 用于将所述目标接收信号与所述相移的第一本振信号相混频, 以产生一个相移的第一中频信号;

5 一个振荡器, 产生一个第二本振信号;

一个第二相移器, 用于将所述第二本振信号相移一个预定的相位角, 以产生一个相移的第二本振信号;

一个第三混频器, 用于将所述第一中频信号与所述第二本振信号相混频, 以产生一个第二中频信号;

10 一个第四混频器, 用于将所述相移的第一中频信号和所述相移的第二本振信号相混频, 以产生一个相移的第二中频信号;

一个加法器, 用于将所述第二中频信号和所述相移的第二中频信号相加, 以产生一个第三中频信号; 和

15 一个解调器, 用于对所述第三中频信号进行解调, 以重新产生包含在所述目标接收信号中的信息。

根据本发明的一种超外差接收电路, 包括:

一个压控振荡器, 用于产生一个具有等于目标接收信号的载频的 $1/n$ 倍的频率的振荡信号, 其中 n 是一个大于 1 的整数;

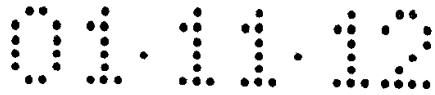
20 一个频率倍乘器, 用于将所述振荡信号的频率倍乘至一个等于所述载频的频率, 以形成一个第一本振信号;

一个带通滤波器, 用于接收所述载频的所述目标接收信号, 用于提供作为输出信号的所述目标接收信号, 并且用于防止处于所述带通滤波器的一个阻带中的频率为所述目标接收信号的载频的 $1/n$ 倍的信号的传输, 据此, 所述带通滤波器阻隔所述振荡信号;

25 一个第一相移器, 用于将所述第一本振信号相移一个预定的相位角, 以提供一个相移的第一本振信号;

一个第一混频器, 用于将来自所述带通滤波器的目标接收信号与来自所述频率倍乘器的所述第一本振信号相混频, 以产生一个第一中频信号;

一个第二混频器, 用于将所述目标接收信号与所述相移的第一本振信号相



混频, 以产生一个相移的第一中频信号;

一个振荡器, 产生一个第二本振信号;

一个第二相移器, 用于将所述第二本振信号相移一个预定的相位角, 以产生一个相移的第二本振信号;

5 一个第三混频器, 用于将所述第一中频信号与所述第二本振信号相混频, 以产生一个第二中频信号;

一个第四混频器, 用于将所述相移的第一中频信号和所述相移的第二本振信号相混频, 以产生一个相移的第二中频信号;

10 一个加法器, 用于将所述第二中频信号和所述相移的第二中频信号相加, 以产生一个第三中频信号; 和

一个解调器, 用于对所述第三中频信号进行解调, 以重新产生包含在所述目标接收信号中的信息。

根据本发明的另一方面, 提供一种超外差接收机, 包括:

一个天线, 用于接收信号;

15 一个带通滤波器, 用于接收来自所述天线的接收信号, 所述接收信号包括处于一个载频的目标接收信号, 用于提供作为输出信号的所述目标接收信号, 并且用于在一个阻带中在一个 n 倍于所述目标接收信号的所述载频处提供一个最小的响应, n 是一个大于 1 的整数, 据此, 所述带通滤波器阻隔所述振荡信号;

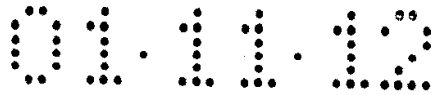
20 一个压控振荡器, 用于产生一个具有在所述带通滤波器的所述阻带中的一个 n 倍于所述目标接收信号的所述载频的频率的振荡信号;

一个分频器, 用于将所述振荡信号的频率分成一个等于所述载频的频率, 以形成一个第一本振信号;

25 一个第一相移器, 用于将所述第一本振信号相移一个预定的相位角, 以提供一个相移的第一本振信号;

一个第一混频器, 用于将所述带通滤波器的所述输出信号与来自所述分频器的所述第一本振信号相混频, 以产生一个第一中频信号;

一个第二混频器, 用于将所述带通滤波器的所述输出信号与所述相移的第一本振信号相混频, 以产生一个相移的第一中频信号;



一个振荡器, 产生一个第二本振信号;

一个第二相移器, 用于将所述第二本振信号相移一个预定的相位角, 以产生一个相移的第二本振信号;

5 一个第三混频器, 用于将所述第一中频信号与所述第二本振信号相混频, 以产生一个第二中频信号;

一个第四混频器, 用于将所述相移的第一中频信号和所述相移的第二本振信号相混频, 以产生一个相移的第二中频信号;

一个加法器, 用于将所述第二中频信号和所述相移的第二中频信号相加, 以产生一个第三中频信号; 和

10 一个解调器, 用于对所述第三中频信号进行解调, 以重新产生包含在所述目标接收信号中的信息。

根据本发明的一种超外差接收机, 包括:

一个天线, 用于接收信号;

15 一个带通滤波器, 用于接收来自所述天线的接收信号, 所述接收信号包括处于一个载频的目标接收信号, 用于提供作为输出信号的所述目标接收信号, 并且用于在一个阻带中在一个 $1/n$ 倍于所述目标接收信号的所述载频处提供一个最小的响应, n 大于 1, 据此, 所述带通滤波器阻隔所述振荡信号;

一个压控振荡器, 用于产生一个具有在所述带通滤波器的所述阻带中的一个 $1/n$ 倍于所述目标接收信号的所述载频的振荡信号;

20 一个频率倍乘器, 用于将所述振荡信号的频率倍乘至一个等于所述载频的频率, 以形成一个第一本振信号;

一个第一相移器, 用于将所述第一本振信号相移一个预定的相位角, 以提供一个相移的第一本振信号;

25 一个第一混频器, 用于将所述带通滤波器的所述输出信号与来自所述频率倍乘器的所述第一本振信号相混频, 以产生一个第一中频信号;

一个第二混频器, 用于将所述带通滤波器的所述输出信号与所述相移的第一本振信号相混频, 以产生一个相移的第一中频信号;

一个振荡器, 产生一个第二本振信号;

一个第二相移器, 用于将所述第二本振信号相移一个预定的相位角, 以产

生一个相移的第二本振信号;

一个第三混频器, 用于将所述第一中频信号与所述第二本振信号相混频, 以产生一个第二中频信号;

5 一个第四混频器, 用于将所述相移的第一中频信号和所述相移的第二本振信号相混频, 以产生一个相移的第二中频信号;

一个加法器, 用于将所述第二中频信号和所述相移的第二中频信号相加, 以产生一个第三中频信号; 和

一个解调器, 用于对所述第三中频信号进行解调, 以重新产生包含在所述目标接收信号中的信息。

10 在超外差接收电路及接收机中, 第一本振电路的振荡信号并未经混频器漏到天线上, 结果, 可减少来自天线的不希望的辐射。此外, 可有效地减少从原接收的信号中的损失, 最终使产生不希望辐射的振荡信号的衰减提高并减少从原接收的信号中的损失。

15 此外, 若具有几倍频率的振荡信号从压控振荡器漏到第一混频器上, 甚至频率为几倍频率的强信号存在, 原接收的信号也不受此信号干扰。此外, 超外差电路或接收机的大部分元件可集成在单一芯片中。再者, 滤波器可被自由调节。

附图说明

20 图 1 为超外差接收机的方框图, 该接收机包括表示本发明优选实施例的超外差接收电路;

图 2 为电路图, 示出图 1 所示带通滤波器的一种形式;

图 3A 和 3B 为示意图, 示出图 2 所示电路的特性;

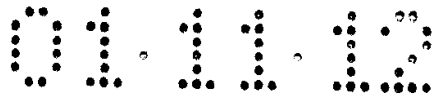
图 4A 和 4B 为示意图, 示出图 1 所示电路的工作; 以及

25 图 5A 和 5B 为示意图, 示出图 1 所示电路的另一种操作。

实施例说明

见图 1, 示出其中利用了本发明的低功耗的无绳电话机手机的接收电路。

接收电路由 10 表示, 在图 1 中由 1 表示的由点划线框出的接收电路 10 的



那些零件都集成在一个单片 IC 中。接收电路 10 形成为双超外差型和直接变换型电路。

具体讲, 发收天线 2 经包括带通滤波器(BPF)3、端子 T11、高频放大器 11、端子 T12 和另一 BPF4 的信号通路接到端子 T13 上。

5 在此实例中, BPF3 的构造可如图 2 所示那样构成。见图 2, 并联谐振电路 3A 由在 BPF3 的输入端和输出端之间的线圈 L1 和电容 C1 及串联的电容 C4 形成。另一线圈 L2 和另一电容 C2 形成另一并联谐振电路 3B, 再一线圈 L3 和再一电容 C3 再形成一并联谐振电路 3C。谐振电路 3B 和 3C 的各一端接电容 C4 的两端, 且其另外一端都接地。

10 应当注意, 无绳电话座机所用下行信道的带宽约为 380.2MHz - 381.3MHz。且下行信道的中心频率由 f_d 表示($f_a = 380.7\text{MHz}$), 电路 3A 的谐振频率约为 $2f_d$, 并联谐振电路 3B 和 3C 的中心频率均在频率 f_d 附近。

因此, BPF3 的频率特性如图 3A 所示, 它使对在频率 f_d 的所有下行信道信号通过 BPF3, 并约在频率 $2f_d$ 处有陷点。

15 BPF4 也类似于 BPF3 而构成。并且有类似的频率特性。

因此, 从天线 2 到端子 T13 的总频率特性如图 3B 所示, 它使所有下行信道信号通过, 并在约为 $2f_d$ 的频率处有一带阻。

再参见图 1, 若下行信道的 FM 信号 S_r (载频 f_r)从座机发到手机, 则它由天线 2 所接收, 并通过包括 BPF3、端子 T11、高频放大器 11、端子 T12 和 BPF4
20 组成的信号通路加到端子 T13 上。

加到端子 T13 上的 FM 信号 S_r 随后加到正交变换的 I 轴和 Q 轴的一对第一混频器 12 和 22 上。

锁相环(PLL)30 由压控振荡器(VCO)31、可变分频器 32、相位比较器 33 和低通滤波器(LPF)34 组成并产生振荡信号 S_{31} , 其频率等于将被接收的 FM 信号
25 S_r 的载频 f_r n 倍的频率。例如在图 1 的接收电路 10 中, $n = 2$, PLL30 产生振荡信号 S_{31} , 其频率等于载频的两倍, 即 $2f_r$ 频率。

VCO31 上的振荡信号 S_{31} 加到可变分频器 32 上。与此同时, 与将被接收的下行信道的信道号对应的分频比 N 的数据经过端子 T15 进入可变分频器 32。这样, 振荡信号 S_{31} 由可变分频器 32 将其频率 $1/N$ 分频, 再将分频后的

信号加到相位比较器 33 上。

这时，振荡器 40 产生诸如为 14.4MHz 的稳定频率的振荡信号 S40 作为基频信号。振荡信号 S40 加到分频器 45 上，由此分频器 45 将信号分成频率为振荡信号 S40 的 $1/576$ 的信号 S45，也就是说信道间隔为 25KHz。信号 S45 作为基频信号加到相位比较器 33 上。33 的比较输出作为控制电压经 LPF34 加到 VCO31 上。

VCO31 由此产生其频率为将被接收的 FM 信号的载频 f_r 两倍的频率 $2f_r$ 的振荡信号 S31。

振荡信号 S31 加到分频器 41，由此将信号分成其频率为 S31 的频率一半的信号 S41，也就是说，频率等于将被接收的 FM 信号 S_r 的载频 f_r 。

信号 S41 作为第一本振信号加到混频器 12，并再添加到相移器 42 上，在 42 上将相位移动 $\pi/2$ 。相移器 42 上的相移后的信号 S42 作为第一本振信号加到混频器 22 上。

因此，如图 4A 所示，所接收的信号 S_r 在其下边带具有一信号分量 S_a ，在其上边带具有一信号分量 S_b 。

其中所接收的信号 S_r 的载频(角频)由 ω_0 表示，它等于 $2\pi f_r$ ，信号分量 S_a 的角频率由 ω_a 表示，它低于 ω_0 ，信号分量 S_a 的幅度由 E_a 表示，信号分量 S_b 的幅度由 E_b 表示，且 $\Delta\omega_a = \omega_0 - \omega_a$ ， $\Delta\omega_b = \omega_b - \omega_0$ ， S_a 和 S_b 可由下式表示：

$$S_r = S_a + S_b$$

$$S_a = E_a \cdot \sin \omega_a t$$

$$S_b = E_b \cdot \sin \omega_b t$$

此外，第一本振信号 S41 和 S42 的幅度由 E_1 表示，它由下式给出：

$$S_{41} = E_1 \cdot \sin \omega_0 t$$

$$S_{42} = E_1 \cdot \cos \omega_0 t$$

因此，混频器 12 和 22 的输出信号分别由 S_{12} 和 S_{22} 表示，输出信号 S_{12} 和 S_{22} 由下式给出：

$$S_{12} = S_r \cdot S_{41}$$

$$= (E_a \cdot \sin \omega_a t + E_b \cdot \sin \omega_b t) \times E_1 \cdot \sin \omega_0 t$$

$$= \alpha_a \{ -\cos(\omega_a + \omega_0)t + \cos(\omega_0 - \omega_a)t \}$$

$$\begin{aligned}
 & + \alpha_b \{-\cos(\omega_b + \omega_0)t + \cos(\omega_b - \omega_0)t\} \\
 = & \alpha_a \{-\cos(\omega_a + \omega_0)t + \cos\Delta\omega_a t\} \\
 & + \alpha_b \{-\cos(\omega_b + \omega_0)t + \cos\Delta\omega_b t\}
 \end{aligned}$$

$$S_{22} = S_r \cdot S_{42}$$

$$\begin{aligned}
 5 \quad & = (E_a \cdot \sin\omega_a t + E_b \cdot \sin\omega_b t) \times E_1 \cdot \sin\omega_0 t \\
 & = \alpha_a \{\sin(\omega_a + \omega_0)t - \cos(\omega_0 - \omega_a)t\} \\
 & \quad + \alpha_b \{\sin(\omega_b + \omega_0)t + \sin(\omega_b - \omega_0)t\} \\
 & = \alpha_a \{\sin(\omega_a + \omega_0)t - \sin\Delta\omega_a t\} \\
 & \quad + \alpha_b \{\sin(\omega_b + \omega_0)t + \sin\Delta\omega_b t\}
 \end{aligned}$$

$$10 \quad \alpha_a = E_a \cdot E_2 / 2$$

$$\alpha_b = E_b \cdot E_2 / 2$$

由于上面表达式中角频 $\Delta\omega_a$ 和 $\Delta\omega_b$ 的信号分量需要中频信号, 信号 S_{12} 和 S_{22} 加到LPF13和23上, 从其上提取出角频 $\Delta\omega_a$ 和 $\Delta\omega_b$ 的信号分量分别作为第一中频信号 S_{13} 和 S_{23} 。第一中频信号 S_{13} 和 S_{23} 分别由下式给出:

$$\begin{aligned}
 15 \quad S_{13} & = \alpha_a \cdot \cos\Delta\omega_a t + \alpha_b \cdot \cos\Delta\omega_b t \quad S_{13} = \alpha_a \cdot \cos\Delta\omega_a t + \alpha_b \cdot \cos\Delta\omega_b t \\
 S_{23} & = -\alpha_a \cdot \sin\Delta\omega_a t + \alpha_b \cdot \sin\Delta\omega_b t \quad S_{23} = -\alpha_a \cdot \sin\Delta\omega_a t + \alpha_b \cdot \sin\Delta\omega_b t
 \end{aligned}$$

应注意, 在此例中, 信号 S_{13} 和 S_{23} 为可从上式和图4A中得出的基带信号。或者, 信号 S_{13} 和 S_{23} 为其中频为0的第一中频信号。

信号 S_{13} 和 S_{23} 分别加到正交的I轴和Q轴的一对第二混频器14和24上。

20 此外, 振荡器40的振荡信号 S_{40} 加到分频器43上, 由此分频器将信号分频成信号 S_{43} , 其频率等于上限频率的几倍, 例如约55KHz的频率, 它为振荡信号 S_{40} 的1/262。信号 S_{43} 作为第二本振信号加到混频器14和移相器44上, 由移相器44将其移相 $\pi/2$ 。移相器44上的最终的移相后的信号 S_{44} 作为第二本振信号加到混频器24上。

25 因此, 第二本振信号 S_{43} 和 S_{44} 的幅度由 E_2 和等于 $2\pi f_s$ 的 ω_s 表示($f_s = 55\text{KHz}$), 信号 S_{43} 和 S_{44} 分别如下给出:

$$S_{44} = E_2 \cdot \cos\omega_s t$$

其中混频器14和24的输出信号分别由 S_{14} 和 S_{24} 表示, 它们分别如下给出:

$$\begin{aligned}
S14 &= S13 \cdot S43 \\
&= (\alpha_a \cdot \cos \Delta \omega_a t + \alpha_b \cdot \cos \Delta \omega_b t) \times E2 \cdot \sin \omega_s t \\
&= \beta_a \{(\sin(\Delta \omega_a + \omega_s)t - (\sin(\Delta \omega_a - \omega_s)t) \\
&\quad + \beta_b \{(\sin(\Delta \omega_b + \omega_s)t - (\sin(\Delta \omega_b - \omega_s)t)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
5 \quad S24 &= S23 \cdot S44 \\
&= (-\alpha_a \cdot \sin \Delta \omega_a t + \alpha_b \cdot \sin \Delta \omega_b t) \times E2 \cdot \cos \omega_s t \\
&= -\beta_a \{(\sin(\Delta \omega_a + \omega_s)t + (\sin(\Delta \omega_a - \omega_s)t) \\
&\quad + \beta_b \{(\sin(\Delta \omega_b + \omega_s)t + (\sin(\Delta \omega_b - \omega_s)t)
\end{aligned}$$

$$\beta_a = \alpha_a \cdot E_2 / 2$$

$$10 \quad \beta_b = \alpha_b \cdot E_2 / 2$$

若信号 S14 和 S24 转变之后, 频率就可能不是负值, 则下式为:

$$\begin{aligned}
S14 &= \beta_a \{(\sin(\Delta \omega_a + \omega_s)t + (\sin(\omega_s - \Delta \omega_a)t) \\
&\quad + \beta_b \{(\sin(\Delta \omega_b + \omega_s)t + (\sin(\omega_s - \Delta \omega_b)t) \\
&= \beta_a \cdot \sin(\omega_s + \Delta \omega_a)t + \beta_a \cdot \sin(\omega_s - \Delta \omega_a)t \\
15 \quad &\quad + \beta_b \cdot \sin(\omega_s + \Delta \omega_b)t + \beta_b \cdot \sin(\omega_s - \Delta \omega_b)t
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
S24 &= -\beta_a \{(\sin(\Delta \omega_a + \omega_s)t - (\sin(\omega_s - \Delta \omega_a)t) \\
&\quad + \beta_b \{(\sin(\Delta \omega_b + \omega_s)t - (\sin(\omega_s - \Delta \omega_b)t) \\
&= -\beta_a \cdot \sin(\omega_s + \Delta \omega_a)t + \beta_a \cdot \sin(\omega_s - \Delta \omega_a)t \\
&\quad + \beta_b \cdot \sin(\omega_s + \Delta \omega_b)t - \beta_b \cdot \sin(\omega_s - \Delta \omega_b)t
\end{aligned}$$

20 随后, 信号 S14 和 S24 加到加法器 15, 从中得到附加信号 S15;

$$\begin{aligned}
S15 &= S14 + S24 \\
&= 2\beta_a \cdot \sin(\omega_s - \Delta \omega_a)t + 2\beta_b \cdot \sin(\omega_s + \Delta \omega_b)t
\end{aligned}$$

附加信号 S15 如图 4B 所示, 参见图 4B, 信号 S15 正是原接收的信号被频率转换成载频(角频) ω_s 的信号时所获得的信号。换言之, 信号 S15 为中频 f_s 的第二中频信号。

25 于是经中频的 BPF16 和限制放大器 17 将第二中频信号 S15 加到 FM 解调器 18 上, 由此获得经解调的原音频信号。经放大器 19 和端子 T14 向电话机接收机的扬声器 5 加音频信号。

以此方法, 用上述接收电路 10, 可以收到来自座机的下行信道的 FM 信号

Sr, 以此获得音频信号。在此例中, 由于 VC031 的振荡信号 S31 的频率 $2fr$ 处于 BPF3 和 4 的阻频 $2fd$ 的带宽内, 甚至当用作第一本振电路的 VC031 的振荡信号 S31 经过混频器 12 或 22 漏到天线 2 时, 也会被 BPF4 或 3 阻隔使其根本不能漏到天线 2 上。因此, 来自天线 2 的不希望的辐射可降低。

5 此外, 由于原接收的信号 Sr 其频率值 fr 处于 BPF3 和 4 的通带内, 从所接收的信号 Sr 上的损失可充分减少。换言之, 可以使振荡信号 S31 的衰减提高, 并减少从原接收信号中的损失。

10 此外, 当频率为 $2fr$ 的振荡信号 S31 从 VC031 漏到混频器 12 或 22 时, 如果有频率为 $2fr$ 的强信号, 则该信号为频率转换成第一中频的信号 S13 和 S23, 其中频为 0, 则会干扰原接收的信号 Sr。但此 $2fr$ 频率的干扰信号由 BPF3 和 4 隔离, 且不能加到混频器 12 和 22 上, 结果, 混频器 12 和 22 并不受此干扰。

另一方面, 在普通 FM 接收机中, 由于其中频为 10.7MHz, 必须由陶瓷滤波器来形成中频滤波器且它不能集成到 IC 器件中。

15 但是, 在上述接收电路 10 中, 由于第一中频信号 S12 和 S22 为基带信号且第二中频 f_{15} 低至 55KHz, 滤波器 13、23 和 16 可由包括电阻、电容和放大器的有源滤波器构成。因此, 除滤波器 3、4 和 VC031 的某些元件外, 接收电路 10 可形成诸如 IC1 的集成电路。

20 再有, 在接收频率 fr 处于上面所提及和几个数值的带内的情况下, 由于 BPF3 和 4 的通频 fd 和阻频 $2fd$ 间的频率间隔, 甚至在通频 fd 与阻频 $2fd$ 间有某些误差或频散的情况, 仍不构成什么影响, 因此 BPF3 和 4 无需任何调节。

应注意, 在上述实施例, 本发明是用在低功耗型无绳电话机的手机中了, 但本发明还可用于座机的接收电路中。

25 当所用的频率 fr 高到象另一移动电话机的 1-2GHz 时, VC031 的振荡信号 S31 的振荡频率被设定为将要接收的频率 fr 的 $1/n$, 且电路 41 作为倍乘电路, 它将所输入的信号频率进行倍乘处理以获得信号 S41。此外, BPF3 和 4 的带阻频率如图 5A 所示设为 fr/n 频率 ($=fd/n$), 它等于所用频率 fr 的 $1/n$, 这样总频率特性可如图 5B 所示。

此外可用 LPF(图 2 的情况)或高通滤波器(图 5 的情况)来代替 BPF3 和 4

01110

的每一个。

说明书附图

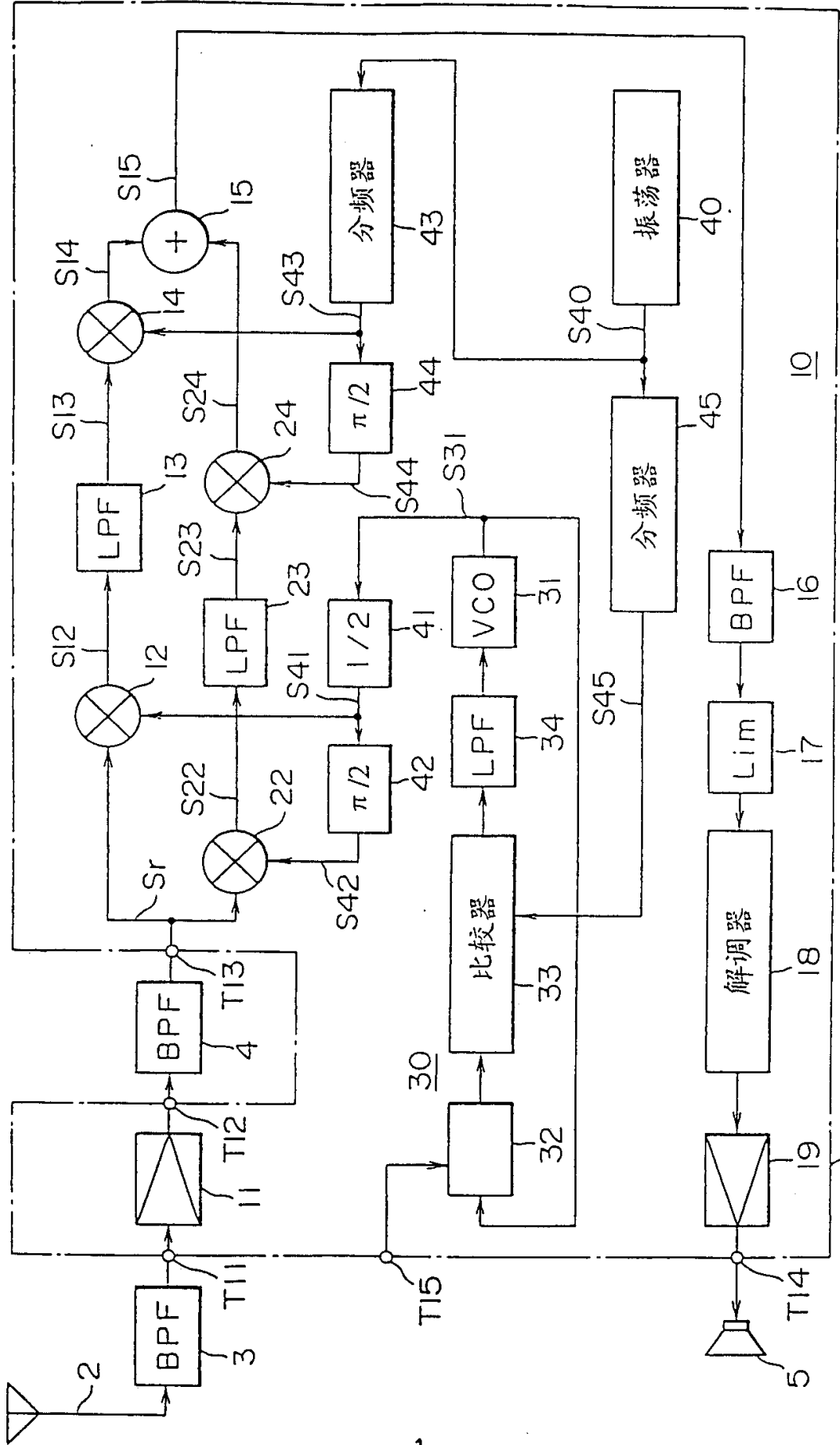


图 1

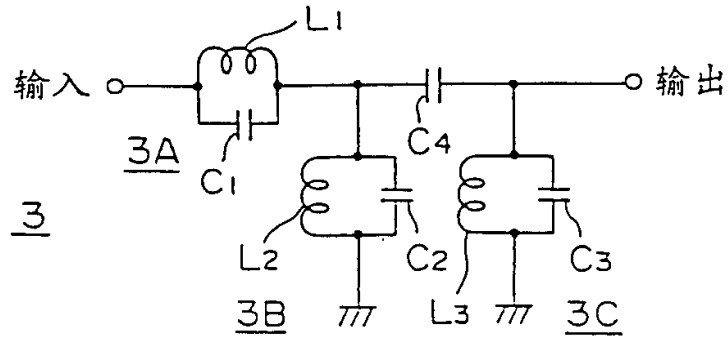


图 2

图 3A

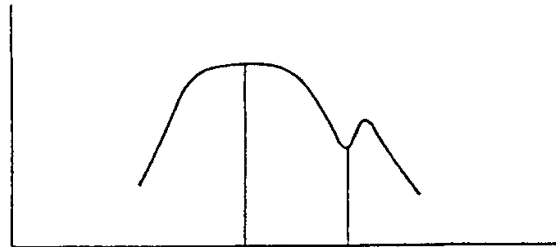


图 3B

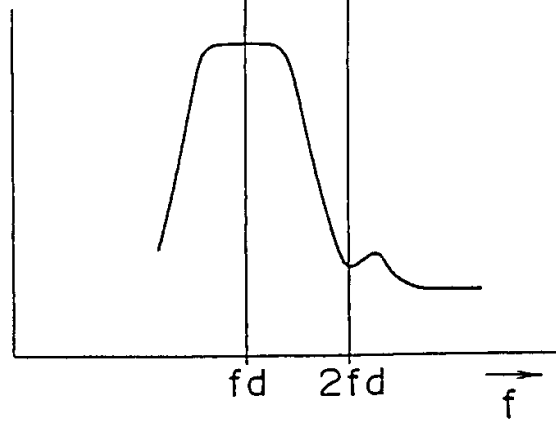


图 4A $\underline{S_r}$

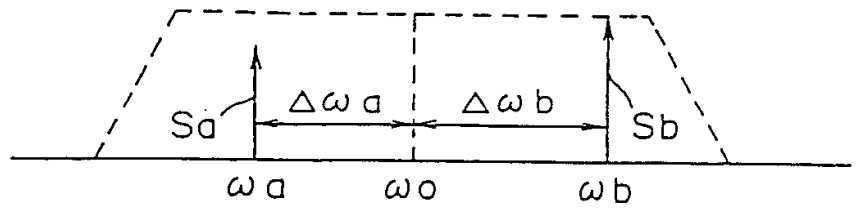


图 4B $\underline{S_{l5}}$

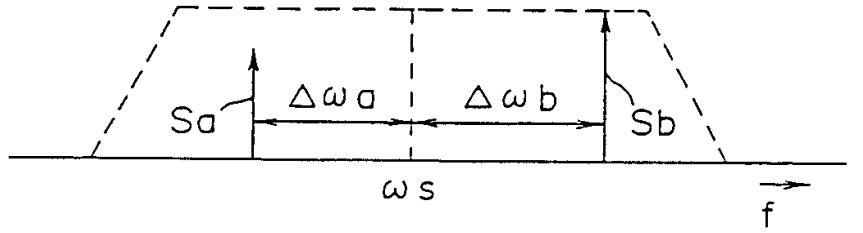


图 5A

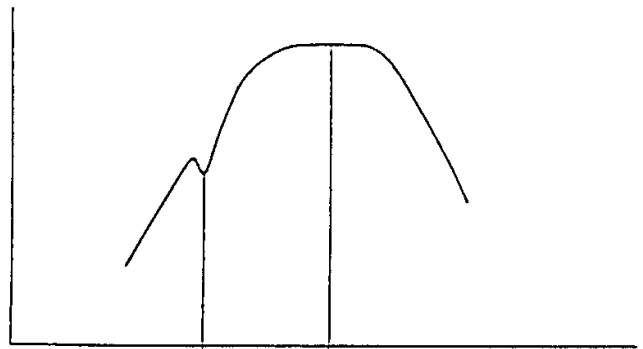


图 5B

