[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.
H01Q 1/24 (2006.01)
H01Q 5/00 (2006.01)

[12] 发明专利说明书

专利号 ZL 00819007.0

[45] 授权公告日 2006 年 4 月 19 日

[11] 授权公告号 CN 1252862C

[22] 申请日 2000.11.1 [21] 申请号 00819007.0

[30] 优先权

[32] 1999.12.14 [33] US [31] 09/461,671

[86] 国际申请 PCT/US2000/041728 2000.11.1

[87] 国际公布 WO2001/045205 英 2001.6.21

[85] 进入国家阶段日期 2002.8.14

[71] 专利权人 艾利森公司

地址 美国北卡罗来纳州

[72] 发明人 P·W·登特

审查员 崔 雁

[74] 专利代理机构 中国专利代理（香港）有限公司

代理人 吴立明 陈 霁

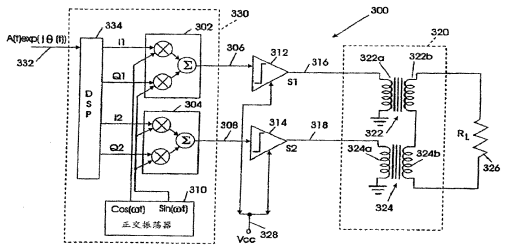
权利要求书 4 页 说明书 18 页 附图 9 页

[54] 发明名称

从公共天线发射多个无线电信道频率信号的发射机和方法

[57] 摘要

多个无线电信道频率信号使用相应的信息调制加以调制，并且从一个公共天线以多个射频加以发射。 还提供了多个调制器。 每个调制器均生成至少一个固定幅度、相位被调的驱动信号。 至少一个饱和功率放大器针对所调制的驱动信号而配备。一个耦合网络串联地把所述饱和功率放大器的输出端连接起来，以产生施加到所述公共天线的组合信号。



1. 一种用于从一个公共天线以多个射频发射多个无线电信道频率信号的发射机，这些无线电信道频率信号用相应的信息调制加以调制，该发射机包括：

多个调制器，其中一个相应的调制器对应于多个无线电信道频率中一个相应的无线电信道频率，每个调制器根据所述相应的信息调制以对应的无线电信道频率产生至少一个固定幅度、相位被调的驱动信号，使得所述至少一个固定幅度、相位被调的驱动信号与相应射频的信息调制相对应；

用于每个所述至少一个固定幅度、相位被调的驱动信号的至少一个饱和功率放大器，对于相应的固定幅度、相位被调的驱动信号做出响应而在其输出端产生一个相应放大的输出信号；以及

耦合网络，串联地连接所述饱和功率放大器的输出端以产生一个施加到所述公共天线的组合信号，使得所述公共天线辐射用相应的信息调制加以调制的多个无线电信道频率信号。

2. 按权利要求 1 的发射机，其中所述至少一个固定幅度、相位被调的驱动信号是一个单一的固定包络调制驱动信号，其中所述信息调制是固定包络信息调制。

3. 按权利要求 2 的发射机，其中所述固定包络信息调制是频率调制和相位调制中的至少之一。

4. 按权利要求 2 的发射机，其中所述信息调制是模拟话音调制和数字数据调制中的至少之一。

5. 按权利要求 4 的发射机，其中所述模拟话音调制是模拟频率调制。

6. 按权利要求 4 的发射机，其中数字数据调制是连续相位调制和高斯最小频移键控中的至少之一。

7. 按权利要求 5 的发射机，其中所述模拟频率调制与高级移动电话系统蜂窝无线电话标准相一致。

8. 按权利要求 6 的发射机，其中所述高斯最小频移键控数字数据调制与全球移动通信系统蜂窝无线电话标准相一致。

9. 按权利要求 1 的发射机，其中所述至少一个固定幅度、相位被调的驱动信号是在相应的无线电信道频率上的至少两个固定幅

度、相位被调的驱动信号，使得所述至少两个固定幅度、相位被调的驱动信号与相应射频的信息调制相对应。

10. 按权利要求 9 的发射机，其中所述信息调制是模拟话音调制和数字数据调制中的至少之一。

11. 按权利要求 10 的发射机，其中所述数字数据调制是线性的 8-相移键控和π/4 差分正交相移键控中的至少之一。

12. 按权利要求 11 的发射机，其中所述π/4 差分正交相移键控与 IS-136 和数字高级移动电话系统蜂窝无线电话标准中的至少之一相一致。

13. 按权利要求 1 的发射机，其中所述耦合网络包括多个变压器，每个变压器均具有一个初级线圈和一个次级线圈，一个相应的初级线圈耦合到一个相应的饱和功率放大器的一个相应的输出端，次级线圈串联地耦合到所述公共天线。

14. 按权利要求 1 的发射机，其中所述耦合网络包括多个 1/4 波长传输线，每个 1/4 波长传输线均具有第一和第二端，一个相应的第一端耦合到一个相应的饱和功率放大器的一个相应的输出端，第二端一起耦合到所述公共天线。

15. 按权利要求 1 的发射机，其中所述耦合网络包括多个 1/4 波长传输线的分立电感-电容等效物，每一个电感-电容等效物均具有第一和第二端，一个相应的第一端耦合到一个相应的饱和功率放大器的一个相应的输出端，第二端一起耦合到所述公共天线。

16. 按权利要求 15 的发射机，其中所述多个 1/4 波长传输线的分立电感—电容等效物均包括一个电感器，所述电感器连接在一个相应的饱和功率放大器一个相应的输出端和所述公共天线之间，还包括一个电容器，所述电容器连接到所述公共天线，由此与所述饱和功率放大器的输出电容一起形成一个π电路。

17. 按权利要求 1 的发射机，其中所述饱和功率放大器均包括双向放大器器件，所述双向放大器器件在工作期间从直流电源吸取电流并将电流提供到直流电源。

18. 按权利要求 17 的发射机，其中所述双向放大器器件包括场效应晶体管和包括反向导通二极管的双极式晶体管中的至少之一，所述场效应晶体管从源到漏极导通和从漏到源极导通，所述双极式晶体管

通过双极式晶体管正向导通而通过反向导通二极管反向导通。

19. 按权利要求 1 的发射机，其与所述公共天线相组合而提供一个无线电话基站。

20. 一种用于从一个公共天线以多个射频发射多个无线电信道频率信号的方法，这些无线电信道频率信号用相应的信息调制加以调制，所述方法包括:

根据所述相应的信息调制以对应的无线电信道频率产生至少一个固定幅度、相位被调的驱动信号，使得所述至少一个固定幅度、相位被调的驱动信号与相应射频的信息调制相对应;

分别放大每个所述至少一个固定幅度、相位被调的驱动信号以产生相应的多个放大的输出信号; 以及

串联地耦合所述多个放大的输出信号以产生一个施加到所述公共天线的组合信号，使得所述公共天线辐射用相应的信息调制加以调制的多个无线电信道频率信号。

21. 按权利要求 20 的方法，其中所述至少一个固定幅度、相位被调的驱动信号是一个单一的固定包络调制驱动信号，其中所述信息调制是固定包络信息调制。

22. 按权利要求 21 的方法，其中所述固定包络信息调制是频率调制和相位调制中的至少之一。

23. 按权利要求 21 的方法，其中所述信息调制是模拟话音调制和数字数据调制中的至少之一。

24. 按权利要求 23 的方法，其中所述模拟话音调制是模拟频率调制。

25. 按权利要求 23 的方法，其中所述数字数据调制是连续相位调制和高斯最小频移键控中的至少之一。

26. 按权利要求 24 的方法，其中所述模拟频率调制与高级移动电话系统蜂窝无线电话标准相一致。

27. 按权利要求 25 的方法，其中所述高斯最小频移键控数字数据调制与全球移动通信系统蜂窝无线电话标准相一致。

28. 按权利要求 20 的方法，其中所述至少一个固定幅度、相位被调的驱动信号是在相应的无线电信道频率上的至少两个固定幅度、相位被调的驱动信号，使得所述至少两个固定幅度、相位被调的驱动信

号与相应射频的信息调制相对应。

29. 按权利要求 28 的方法，其中所述信息调制是模拟话音调制和数字数据调制中的至少之一。

30. 按权利要求 29 的方法，其中所述数字数据调制是线性的 8-相位偏移键控和π/4 差分正交相位偏移键控中的至少之一。

31. 按权利要求 30 的方法，其中所述π/4 差分正交相位偏移键控与 IS-136 和数字高级移动电话系统蜂窝无线电话标准中的至少之一相一致。

从公共天线发射多个无线电信道频率信号的发射机和方法

技术领域

本发明涉及发射机和发射方法，特别涉及能发射多无线电频率的发射机和发射方法。

背景技术

发射机广泛地用来发射射频通信。特别地，在无线电电话基站中，一个发射机通常从一个公共天线发射多个射频。在每个射频上发射用信息调制调制的一个无线电通道频率信号。

不幸地，将多个无线电通道频率信号耦合到一个公共天线不产生显著损耗是不可能的。在实际中，无线电通道频率信号一般由相应的多个功率放大器放大，而将功率放大器的输出耦合到一个公共天线不产生显著损耗是不可能的。以前已用频率选择组合器将相邻通道放大器耦合到该公共天线。不幸地，这些组合器能够将足够大的能量消耗成热，和/或不能选择足够多的组合器以允许相邻通道进行组合，除非它们使用冷却的超导谐振器。

发明内容

本发明能提供在多个射频上从一个公共天线发射用相应信息调制调制的多个无线电通道频率信号的发射机和发射方法。

提供多个调制器，其相应的一个对应该多个无线电通道频率相应的一个。每个调制器在相应的无线电通道频率上由该相应的信息调制产生至少一个固定幅度相位的被调驱动信号，使得该至少一个固定幅度相位的被调驱动信号相应于相应无线电频率的信息调制。对至少一个固定幅度相位被调的驱动信号的每一个提供至少一个饱和的功率放大器。一个相应的饱和功率放大器对相应的固定幅度相位被调驱动信号作出响应，以便在其输出端上产生相应的被放大的输出信号。一个耦合网络串联连接到该饱和功率放大器的输出端，以产生施加到该公共天线的一个组合信号，使得该公共天线辐射用相应信息调制调制的多个无线电通道频率信号。

在第一实施例中，至少一个固定幅度相位的被调驱动信号是一个独立的固定包络调制驱动信号，其中信息调制是一个固定包络信息调制。可以提供模拟话音调制的频率和/或相位调制和/或数字数据调

制。该模拟话音调制可以是模拟频率调制（Frequency Modulation-FM），而数字数据调制可以是连续的相位调制（Continuous Phase Modulation -CPM)和/或高斯最小相移键控(Gaussian Minimum Shift Keying-GMSK）。模拟频率调制可以和高级移动电话系统（Advanced Mobile Phone system－AMPS）蜂窝无线电电话标准一致，而高斯最小相移键控可以和全球移动通信系统（Globe system for Mobile communications－GSM）蜂窝无线电电话标准一致。

在其他实施例中，在该相应的无线电通道频率上提供至少两个固定幅度相位被调驱动信号，使得至少两个固定幅度相位被调驱动信号对应于相应无线电频率的信息调制。再者该信息调制可以是模拟话音调制和/或数字数据调制。数字数据调制优选 8-相移键控（Phase Shift Keying-PSK）和 π/4 差分正交相移键控（Diffierntial Quadrature Phase Shift keying-DQPSK）。该 π/4 差分正交相移键控可以和 IS136 和/或数字高级移动电话系统（Digital Advanced Mobile Phone system－DAMPS）蜂窝无线电电话标准一致。

在所有以上实施例中，耦合网络最好包括每个具有一个初级线圈和一个次级线圈的多个变压器。相应的初级线圈被连接到相应饱和功率放大器的相应输出端。次级线圈串联连接到公共天线。另外，耦合网络可包括每个具有第一和第二端的 1/4 波长传输线。相应的第一端连接到相应饱和功率放大器的相应的输出端。第二端一起连接到公共天线。在再有的其他变型中，耦合网络可以包括每个具有第一和第二端的 1/4 波长传输线的多个分立电感-电容等价物。相应的第一端连接到相应饱和放大器的相应输出端。第二端一起连接到公共天线。分立电感-电容等价物可以用一个电感器提供，该电感器连接在相应饱和功率放大器的相应输出端和该公共天线之间，同时一个电容器连接到公共天线，由此同饱和功率放大器输出电容形成π形电路。

工作期间饱和功率放大器最好每个包括双向放大器器件，其从一个直流（Direct Current－DC）电源抽取电流同时提供电流到该直流电源。该双向放大器器件可以包括从源极到漏极和从漏极到源极导通的场效应晶体管和/或包括反向导通二极管的双极晶体管，其在正向方向通过该双极晶体管导通，而在反向方向通过反向导通二极管导通。发射机可以同一个公共天线组合提供一个无线电电话基站。无线

电电话基站能发射相邻频率通道，例如高级移动电话系统通道，其相隔仅 30KHz，其使用普通发射机已有困难。还可以提供相关方法。

附图说明

图 1 用图说明两个固定包络信号的矢量和，

图 2 是使用正交调制器和一对隔离功率放大器的普通功率放大器的方块图。

图 3 是按照共同地被认为是原始篇的 US 专利 5,930,128; 6,097,615 和 6,133,788 和/或 PCT 申请 WO 99/52206 的功率放大器的第一实施例的方块图。

图 4 是按照原始篇的功率放大器的第二实施例的方块图。

图 5 是按照原始篇的功率放大器的第三实施例的方块图。

图 6 是使用双向器件的功率放大器的电流和电压关系的电路图。

图 7 是按原始篇的功率放大器第四个实施例的方块图。

图 8 是按原始篇的功率放大器的第五实施例的方块图。

图 9 是按本发明发射机第一实施例的方块图。

图 10 是按本发明发射机和第二实施例的方块图。

具体实施方式

以下将参照附图更全面的描述本发明，在这些附图中表示了本发明的优选实施例。然而本发明可用许多不同的方式实施以及不应限制到在此所陈述的实施例；相反地，提供这些实施例使得公开将是完全和透彻的，并且将完全地传送本发明的范围至本专业的技术人员。相同的号码表示相同元件。将理解到的是当一个元件被认为是“连接”或“耦合”到另一元件时，它可直接连接或耦合到该另一元件或可以存在的插入的多个元件。相反地，当一个元件被认为“直接连接”或“直接耦合”到另一元件时，并不存在插入多个元件。此外，每一个在此描述和说明的实施例还包括其互补的传导性（Complementary Conductivity）类型实施例。

在描述本发明之前，将描述按照原始篇的放大系统和方法。之后将详细描述按本发明申请的用于发射机的天线耦合系统和方法。

线性放大系统和方法

如首先由 Chireix 在其 1935 的论文中所推荐的，图 1 表示一个

可变幅度矢量如何能够通过相加两个具有校正相对调相的固定幅度矢量来构成，论文题目“HighPower Outphasing Modulation” Proc. IRE, Vol. 23, NO. 11 (1935), pp. 1370-1392。内圆指示对一个功率放大器的最大幅度，而外圆指示对两个相等功率放大器的最大幅度。如所指示的，要求的幅度是A（t）和要求的相位是φ（t）。这可以首先使用同相和正交信号I1和Q1然后使用同相和正交信号I2和Q2得到，这里

$$I1=COS(\phi-\alpha),\ Q1=SIN(\phi-\alpha),\ I2=COS(\phi+\alpha),\ \text{和}\ Q2=SIN(\phi+\alpha),$$
$$\text{其中}\ \alpha=\arccos(A/2).$$

在那个年代，Chireix不具有准确产生两个输出相调信号的现代数字信号处理技术所带来的益处。图2表示使用由数字综合矢量波I1，Q1，I2，Q2和一个正交振荡器206驱动的两个正交调制器202，204的现代实施情况。

例如Pmax/2功率的C类放大器的两个功率放大器212，214的输出可使用一个混合器或3dB定向耦合器（耦合系数“k”=0.7071）而相加。混合器或定向耦合器220有效地产生一个和和差信号。用相同阻抗终接差端和和端将隔离该两个功率放大器，使得来自一个端的功率（电压或电流）不到达另一端。当两个放大器同相驱动时和信号上升到Pmax，而当它们驱动相位超出180°时和信号不落到零。对于中间情况，功率为$P_{max}COS^2(\alpha)$，这里'α'是相关相调。差输出是$P_{max}Sin^2(\alpha)$而和输出为Pmax。

当要求的输出P（t）小于Pmax时，其差Pmax－P（t）将呈现在差端，并一般情况下将损失掉。在此情况下的平均效率比B类的π/4或78.5%的理论值甚至可以是比较低劣的，如果当输出小于Pmax时电池电流不下降的话。另一方面，在实际中有可能构制比线性设备放大器具有更高效率（在Pmax）的固定包络的放大器，使得在实际中可以得到好处。然而，即使有可能得到100%的C类效率，在峰-平均功率比为3dB的情况下，设备仅可给出50%的效率，以及在峰-平均功率比为6dB的情况下仅可给出25%的效率。

为提高效率，本发明的发明人在标题都是‘在功率放大器中的消耗能量控制和管理’的美国专利US 5,568,088； 5,574,967； 5,631,604; 和5,638,024中作出推荐，以回收在输出耦合器的差端上

正常消耗的能量。消耗能量回收整流器 222 用来校正消耗的能量并将直流电流反馈到电池。人们知道，甚至在微波频率可进行有效的校正，例如已证实使用微波在无线功率传输方面的研究。

对于数字调制信号，人们知道，在一个数据位间隔上需要的不同 I 和 Q 波形的数量对于围绕当前位的小数量位的基数（power）可限制到二，因为进一步从一个目前数据位移除的数据位具有可忽略的效应。这样对于靠近位的基数 N 组合，波形 I1，Q1，I2 和 Q2 对所有二可以预先计算并储存在存储器中，而当需要时再调用。按此方式可以无需实时计算反余弦（arc-cosines）。

现在参照图 3，按专利描述功率放大器 300。功率放大器 300 放大幅度变化和相位变化的一个交流（Alternating Current AC）输入信号 332，以便使用一个直流电源 VCC 328 在一个负载阻抗 R_L 326 中产生放大了的输出信号电压和输出电流。将理解的是该负载阻抗 326 可以是一个天线，而直流电源 328 可以是一个电池。

仍参照图 3，功率放大器 300 包括转换装置 330，用于将交流输入信号 332 转换成具有固定幅度和第一相位角的第一信号 306 以及具有固定幅度和第二相位角的第二信号 308。转换装置 330 可以由产生 I1，Q1，I2 和 Q2 信号的数字信号处理器（DSP）334 形成。第一和第二正交调制器 302，304 分别相应于正交振荡器 310 及同相和正交信号 I1，Q1，I2，Q2 以产生第一信号 306 和第二信号 308。转换装置 300 的设计和操作和其专用元部件对本专业技术人员是已知的，由此无需在此进一步描述。

仍参照图 3，第一放大器 312 放大第一信号 306，以产生固定电压幅度的第一输出信号电压 S1（316）。如将在下面详细描述的，第一放大器 312 最好包括从直流电源抽取电流但也将电流施加到该直流电源的双向放大器器件。因此第一放大器 312 和直流电源 328 之间的连接被表示成双向的。

仍参照图 3，第二放大器 314 放大第二信号 308，以产生固定电压幅度的第二输出信号电压 S2（318）。如以上所描述的，第二放大器 314 最好也包括从直流电源抽取电流并将电流施加到该直流电源的双向放大器器件。放大器 312 和 314 可以是 C 类功率放大器，虽然也可使用其他类的功率放大器。

仍参照图 3，一个耦合器 320 使第一和第二放大器 312 和 314 彼此耦合并耦合到负载阻抗 326，使得第一放大器中的电压或电流与第二放大器中的电压或电流线性相关。耦合器 320 可以由一个用在普通 Chireix 电路中的定向耦合器来对照。实际中，耦合器 320 并不使第一和第二放大器彼此隔离。相反地，它使第一和第二放大器彼此相互耦合，使得每一个起到另一个的负载线的作用。

在图 3 中，耦合器 320 包括第一变压器 322 和第二变压器 324。它们各自的次级线圈 322b 和 324b 串联连接并跨接在一个负载阻抗 326 的两端。它们各自的初级线圈 322a 和 324a 分别连接到第一和第二放大器 312 和 314 的输出端 316 和 318。因此在负载阻抗 326 的两端第一和第二输出信号电压 S1 和 S2 的和产生放大了的输出信号电压，同时通过该负载阻抗还产生输出电流。与输出电流线性相关的放大器电流在第一和第二放大器 312 和 314 的双向放大器器件中流动。

变压器 322 和 324 便于相对于地的输出端的串联耦合。该串联耦合能够保证等于负载电流的相同电流或者其比例值将流动在放大器 312 和 314 的输出电路中。

通过省去图 2 的使两个放大器彼此隔离的输出耦合器，现在允许放大器彼此起作用或互起作用。实际上，当两个放大器异相驱动使得输出信号 S1 等于-S2 时，它们输出到负载阻抗 RL 中的和将为零，并且将不出现负载电流。因此，由于串联连接流入放大器器件中的电流将也为零，这确保放大器电流和负载电流是相同的。只要放大器器件中无电流流动，直流电源电压 Vcc 消耗的电流也将为零。这样与图 2 的耦合功率放大器相反，甚至当瞬时负载功率为零时，其消耗电源的一个固定量的功率，当该瞬时输出功率减小时，图 3 的装置减小其电流消耗。

现在参照图 4，表示按原始篇的功率放大器的第二实施例，如图 4 所示，功率放大器 400 类似于图 3 的功率放大器 300。但是相互作用的耦合器 320'分别由第一和第二 1/4 波长传输线 422 和 424 实施，该耦合器 320'将第一和第二放大器 312 和 314 耦合到负载阻抗 326。负载阻抗包括一个输入节点 440，而第一和第二 1/4 波长传输线 422 和 424 最好连接到该输入节点 440。

如在图 4 中所说明的，在微波频率，可以通过使用两个 1/4 波线

422 和 424 间隔 1/4 波并联连接更实际地实现串联连接。当两个 1/4 波线的输出端并联时，在输入节点 440，强制输出电压为相同（V_0）。如果线的阻抗相等，在功率放大器 312 和 314 将强制电流离开相同的 1/4 波，由此产生与图 3 串联连接相同的条件。如果传输线的阻抗 Z01，Z02 不同，则强制功率放大器输出电流 I1 和 I2 按阻抗反比改变比例。

理想地，每个功率放大器将在其 1/4 波线的终端产生 Vcc 的输出摆动，由于在那个终端电压相同，所以离开一个 1/4 波的另一终端的电流在线相等的条件下是相等的。对于不相等的线阻抗，在线的连接处，电流将分别为 Vcc/Z01 和 Vcc/Z02。这样，对于相等的线，总的输出电流为 $I_0 = Vcc\ (1/Z01 + 1/Z02)$ 或者 $2Vcc/Z_0$。

如果功率放大器产生相关的调相电流 Vcc EXP（$j\alpha$）和 Vcc EXP（$-j\alpha$），则总的输出电流为：

$$Io = V_{CC}\left(\frac{(EXP(j\alpha)}{Zo} + \frac{EXP(-j\alpha)}{Zo}\right)$$
$$= 2Vcc \cdot Cos(\alpha)/Zo,$$

假定线的阻抗 Z_0 相等。

电压 V_0 则由下式给出：

$$Io \cdot R_L = \frac{2V\,cc \cdot R_L Cos(\alpha)}{Zo}。$$

由此强制功率放大器电流为：

$$\frac{2Vcc \cdot R_L Cos(\alpha)}{Zo^2},$$

该式表示在每个功率放大器中的峰值电流可以减少 Cos（α）倍，但在混合耦合的情况可不出现这种情况。当 $\alpha = 90°$ 时，功率放大器被反相，输出信号 V_0，I_0 为零，然而功率放大器电流是如此，即使它们仍然被驱动到最高的 Vcc 输出摆动。好像负载阻抗已被增加到无限大。这样，通过调制 α（用 DSP 代码），功率放大器一边所看到的有效负载阻抗也被调制，使得它们仅产生瞬时要求的输出功率。

为获得最大效率，要求避免谐波电流在功率放大器输出电路中流动。使用对基波呈现低阻抗而对谐波呈现高阻抗的与功率放大器输出

端串联的一个串联谐振电路可获得这种功能，但是，如图 5 放大器 500 中所表示的，在两个 1/4 波线的节点处离开 1/4 波可替代连接一个单独的分流谐振电路 550。该分流谐振器强制在线连接处（节点 440）的电压波形是正弦的，而因此在功率放大器器件处离开 1/4 波的电流被强制为正弦的。

如上所述，第一和第二放大器 312 和 314 最好分别包括从直流电源 326 提取电流并将该电流施加到该直流电源的双向放大器件。因此，在交流输入信号 332 的部分信号周期期间，电流从第一和第二放大器流动到该直流电源以返回能量到该直流电源。图 6 说明包括按原始的双向放大器器件的一个功率放大器。

如图 6 中所示的，功率放大器 312 包括一个 P 型场效应晶体管 602 和一个 N 型场效应晶体管 604，它们分别地连接在各自的正和负电源 328a 和 328b 之间。输入信号 332 耦合到 P 型场效应晶体管 602 和 N 型场效应晶体管 604。这些场效应晶体管产生提供到 1/4 波长线 422 的输出信号。类似的考虑应用到第二放大器 314。

如图 6 中所说明的，当α在 0°-90°之间时，在功率放大器器件中的正弦电流并不随切换该器件导通和断路而同相，如图 6 中还指出的，来自电源的平均电流相对峰值电流 I_{PK} 减小 Cos（α）倍。由于 I_{PK} 也随 Cos（α）下降，纯电源电流下降 Cos^2（α）倍，这与输出功率下降调制α倍的系数相同。因此当补偿（Backed off）时，电源和负载功率两者跟踪，从而保持相同的理论效率，虽然实际上并不是这样。这种情况依赖在部分输入信号周期期间能在相反方向通过电流的双向功率放大器器件的使用，结果将能量返回到电池。

如在图 6 中所示的，可以理解使用理想双向器件的理论效率是 100%在于端接单个推挽输出级。在从 0 到（π-a）的范围“a”中，电流从-Vcc/2 流动到负载，同时 N 型器件导通，由此往下拉缩。这是从-Vcc/2 源 328b 向负载传送能量。在范围“b”，电流仍是负的，但 P 型器件导通。这意味着电流和能量是朝着+Vcc/2 源 328a 回流。在范围“c”，电流从 Vcc/2 328a 源流动到负载，同时 P 型器件导通，而在范围“d”，当 N 型器件导通时，电流仍是负的，由此将电流和能量回送到-Vcc/2 源 328b。由此平均电流为：

$$\frac{Ipk}{2\pi}\left[\int_0^{\pi-\alpha}\sin(\theta)\delta\theta-\int_0^{\alpha}\sin(\theta)\delta\theta\right]=I_{pk}\cos(\alpha)/\pi$$

根据施加-Vcc/2 和+Vcc/2 每一个，与同相电流时的情况相比，平均电流减小 Cos（α）倍。

在图 6 中，当α = 0 时来自组合电源-Vcc/2 和+Vcc/2 的平均供电电流计算为 I_{PK}/π。来自两个电源的总功率因此为：

$$Ipk\ Vcc/\pi \qquad (1)$$

在单个端接的功率放大器输出端的方波电压摆动是-Vcc/2 到 I-Vcc/2，即 Vcc/2 峰值，使得阻抗为 Z_0 的一个 1/4 波线端上的电流必须是峰值电流为+/- Vcc/2 Z_0 的方波，一个方波的基波分量是 4/π乘以峰值，所以驱动图 5 谐振器的基波电流为：

$$\frac{2Vcc}{\pi\cdot Zo}peak \qquad (2)$$

该电流感生一个峰值负载电压：

$$\frac{2Vcc.R_L}{\pi\cdot Zo} \qquad (3)$$

这样负载功率为 1/2 × 峰值电流 × 峰值电压：

$$=\frac{2Vcc^2\cdot R_L}{(\pi\cdot Zo)^2} \qquad (4)$$

等式（3）给出在该 1/4 波线终端上的谐振器的正弦电压摆动。这样，在该线的功率放大器器件终端上的电流为等式（3）除以 Zo，即：

$$Ipk=\frac{2Vcc\cdot R_L}{\pi\cdot Zo^2}. \qquad (5)$$

将等式（5）的 Ipk 替换到等式（1）中给出总的直流输入功率为：

$$=\frac{2Vcc^2\cdot R_L}{(\pi\cdot Zo)^2} \qquad (6)$$

它和等式（4）相同，表示效率为 100%。

人们很了解，具有无损滤波性能的将一个方波转换到正弦波输出的开关模式反向器给出理论上 100%的效率。但是，在图 3-6 的密封在图 7 的功率放大器中的配置中，甚至对于幅度改变的信号，或当发射机被补偿到低于满功率输出时保持着这个效率。在图 7 中，放大器 700 可使用开关模式（D 类）功率放大器。负载 326 可以是一个天线。这样，对效率无理论限制的本发明比现有技术的功率放大器是一个较好的开端，现有技术的功率放大器的理论效率即使用理想器件仍低于 100%。

原始篇使用例如数字信号处理器（DSP）334 这样的装置将具有幅度和相位变化的复调制信号转换到具有幅度固定而相位变化的两个调制信号。然后使用装置产生两个由各自相位调制信号调制的信号。一个装置已在图 2 中说明，即使用两个分别由它们的各自的相位调制信号的余弦和正弦驱动的正交调制器 302，304。图 8 中表示另外的技术，其中使用两个频率综合器，每个可同相调制，例如可调制的分式-N 综合器 802 和 804。可调制的分式-N 综合器包括其值确定由该综合器控制的振荡器 812，814 的相位的累加器。正常地在一个分式-N 综合器中，累加器通过重复相加提供一个频率偏移的斜率值连续地增加（借助卷绕）。为改变相位，累加器通过仅增加一个等于所要求的相位改变值可以额外地增加。这种装置表示在图 8 中。

使用两个分开的分式-N 综合器 802，804，附加的 delta-相位值的累加性质可以脱离阶梯状。因此在实际中，为保持同步需要建议两个综合器应当结合到单个芯片中。另外称为“互易分式-N”的综合器类型，当它调制由一个固定参考频率控制的参考分配器时可以是有优点的，这种综合器由本发明的发明人公开在申请序号为 08/957,173 的美国专利申请中，其申请日为 1997 年 10 月 24 日，发明名称为“Digital Frequency Synthesis by Sequential Fraction Approximations”，转让给本发明申请的受让人，当要求两个被调综合器时容易进行同步。

另外的直接式相位-可调制综合器技术是直接数字综合器或 DDS，其中累加器连续地计算（$\omega t+\phi$）的值，并且使用正弦查找表将最有效部分转换到正弦波。任何其他产生相位被调信号的普通方法也

可同本申请一起使用。

用于发射机的天线耦合系统和方法

现在将描述按本发明的用于发射机的天线耦合系统和方法。首先提供概况。之后使用图 9-10 提供详细的说明。

按本发明的发射机和发射方法在多个射频上从一个公共天线发射多个用各自信息调制调制的无线电信道频率信号。提供多个调制器，其相应的一个对应于多个无线电信道频率相应之一。每个调制器按照各自的信息调制在相应的无线电信道频率上产生至少一个固定幅度、相位被调的驱动信号，使得至少一个固定幅度、相位被调的驱动信号对应于相应射频的信息调制。至少一个饱和功率放大器提供用于每一个至少一个固定幅度、相位的被调驱动信号。至少一个饱和功率放大器响应相应的固定幅度、相位被调的驱动信号，以便在其输出端上产生一个相应的放大了的输出信号。最后，一个耦合网络串联连接到该饱和功率放大器的输出端，以产生施加到公共天线的组合信号。公共天线由此辐射由相应信息调制调制的多个无线电信道频率信号。

现在参照图 9，将描述本发明的发射机和发射方法的第一实施例。如在图 9 中的所示的，发射机 900 采用多个固定包络调制器 902a…902n，其相应的一个对应于多个无线电信道频率 $\omega_1 \ldots \omega_n$ 的相应的一个。每个调制器 902a…902n 按各自的调制信息 $M_1 \ldots M_n$ 在相应的无线电信道频率 $\omega_1 \ldots \omega_n$ 上产生固定包络调制驱动信号 906a…906n。

仍参照图 9，提供饱和功率放大器 912a…912n 于每个固定包络调制驱动信号 906a…906n，以便在其输出端产生相应的放大的输出信号 916a…916n。还提供了一个耦合网络 920，它将饱和功率放大器 912a…912n 的输出串联连接，以产生施加到公共天线 326 的组合信号 938。因此，公共天线 326 辐射由各自信息调制 $M_1 \ldots M_n$ 调制的多个无线电信道频率信号。

如图 9 所示，耦合网络 920 包括每个具有初级线圈 932a…932n 和次级线圈 936a…936n 的多个变压器 922a…922n。各个初级线圈 932a…932n 连接到各个饱和功率放大器 912a…912n 的相应输出端。次级线圈 936a…936n 串联连接到公共天线 326。将理解的是该图 9 的耦合网络 920 可类似于图 3 的耦合网络 320。优选地，由于这种串联连接，基本相同电流频谱信号将流动在所有放大器 912a…912n 的

输出功率放大器器件中。最好每个放大器 912a…912n 放大不同无线电载频$\omega_1 \ldots \omega_n$的由不同信息调制 $M_1 \ldots M_n$ 固定包络调制的信号。

现在参照图 10，将描述按本发明的发射机和发射方法的第二实施例。在发射机 1000 中，至少提供两个饱和功率放大器 1012a…1012n 和 1014a…1014n 于每个信息调制信号 1042a…1042n。调制器 1002a…1002n 调制在载频$\omega_1 \ldots \omega_n$上的相应的信息调制 1042a…1042n，以便在相应的无线电信道频率$\omega_1 \ldots \omega_n$上产生至少两个固定幅度、相位被调的驱动信号 1006a…1006n 和 1008a…1008n。这样，至少两个固定幅度、相位被调的驱动信号 1006a…1006n 和 1008a…1008n 对应于相应射频的信息调制。耦合网络 1020 包括第一变压器 1022a…1022n 用于每个第一饱和功率放大器 1012a…1012n，而第二变压器 1024a…1024n 用于第二功率放大器 1014a…1014n。相应的初级线圈 1032a…1032n 和 1034a…1034n 连接到相应功率放大器 1012a…1012n 和 1014a…1014n 的相应输出 1016a…1016n 和 1018a…1018n。次级线圈 1036a…1036n 和 1038a…1038n 串联连接到公共天线 326。

这样，在图 10 中，射频功率放大器被编组从而形成每组至少两个功率放大器 1012 和 1014 的多个组。在相同组中的每个功率放大器 1012 和 1014 放大相同无线电载频ω的但分别同相调制的固定幅度信号 1006，1008，使得被放大信号的组合产生在对每组可以不相同的无线电信道频率ω上的、由对每组也可不相同的一个信息流 1042 调制的所要求幅度和相位被调信号。

如上所述，放大器最好采用双向功率器件，例如场效应晶体管，它能从源极到漏极和从漏极到源极导通，和/或双极型晶体管，它包括反向导电二极管，其在正向加电压时通过双极型晶体管导电，而在反向加电压时通过反向导电二极管导电。这样，当瞬时电流波形值对任一放大器的瞬时输出电压值符号相反时，电流可以有效地通过该器件反向流动到电源。由此可减小功率转换效率的损失。同使用用于共同放大多个信号的多载波（线性）放大器相比，这种技术还能减小交叉调制。

如已经描述的，也可以使用其他的耦合网络实施例。实际上，在图 9 和 10 中，放大器 912，1012 和 1014 的输出端用变压器的隔离（悬浮），而该变压器的次级线圈彼此串联连接然后连接到负载阻抗 326（天线）。但是，如以上结合图 4 所描述的，放大器输出端可以通过

每个具有第一和第二端的 1/4 波长传输线 422，424 连接。相应第一端连接到相应饱和功率放大器的相应输出端，而第二端一起连接到连到公共天线 326 的连接点 440。如以上结合图 4 所描述的，在公共结点 440 的并联连接可等效于离该公共结点 440 1/4 波长的串联连接。耦合网络的其他实施例能使用多个 1/4 波长线的分立的电感-电容等效电路。每个分立的电感-电容等效电路可包括连接在相应饱和功率放大器相应输出端和公共结点 440 之间一个电感器和连接到该公共结点的电容器，由此同该饱和功率放大器的输出电容一起形成一个π型电路。如在图 5 所描述的，还提供谐波滤波，例如使用一个分流谐振电路 550。

本发明能够允许多耦合发射机工作在例如间隔仅 30 KHz 的高级移动电话系统信道的相邻频率信道上。如果不使用基于冷却的超导材料的多耦合器，则这样的耦合在以前可以是困难的。

现在将提供按本发明的发射机和发射方法的进一步的工作细节。首先，按本发明的发射机和发射方法将和图 3 中所示的形成对照。在图 3 中，两个功率放大器 312 和 314 同负载 326 串联耦合。每个放大器被表示用来发射表示成相位变化的固定包络驱动信号的由相应正交调制器 302，304 产生的驱动信号 316，318，该正交调制器 302，304 分别调制复基带信号（I1，Q2）和（I2，Q2）为无线电载频信号 Cos（ωt）和 Sin（ωt）。在图 3 中，（I1，Q1）和（I2，Q2）最好是具有特性

$$I1^2+Q1^2=I2^2+Q2^2=CONSTANT\ (常数)$$

的每个复基带信号。

组合两个功率放大器同负载串联的结果在于产生其幅度和相位由一个复合复基带信号（I1+I2，Q1+Q2）调制的信号，但仍然在信号无线电载频信道频率“ω”上。相反地，本发明可使用类似于图 3 的一个方块图分别地通过公共天线发射在不同的信道频率$\omega_1 \ldots \omega_n$上的被调无线电信道频率信号。由此可以减小使用普通组合器情况下固有的效率损失。

这样，在图 9 中，至少一个正交调制器可认为是一个单-边带上行转换器，而相关的（I，Q）调制信号则不再是一个复基带信号，而是一个在中心频率ω_{IF}上的复-被调中频信号，该ω_{IF}是正交调制器本

地振荡器频率“ω”和所要求的无线电信道频率之间的差频。用其自身的固定包络被调信号驱动相应功率放大器的每一个。

在图 9 的蜂窝无线电话基站中，每个功率放大器能放大在不同射频信道上的固定幅度被调蜂窝信号，以将其发射到各个便携式无线电话。固定幅度蜂窝电话调制的例子是 U.S.高级移动电话系统的模拟频率调制，或者已知为全球移动通信系统的数字蜂窝系统的高斯最小频移键控 GMSK 调制，该全球移动通信系统是连续相位调制或 CPM 的一种形式。也可用其他形式的 CPM。在图 9 中，能通过同一天线 326 发射的不同的射频信道 $M_1 \ldots M_n$ 的数量一般等于每功率放大器 912a…912n 的数量。

由于放大器 912a…912n 同负载 326（即天线）串联耦合，负载中所有不同射频电流和的电流在每个放大器输出电路中流动。放大器 912a…912n 最好是推挽放大器，每个使用至少两个双向放大器件，例如，它们交替地将放大器的输出端连接到一个正的和一个负的直流电源，这种交替最好出现在如由输入驱动信号所确定的无线电信道频率上。由于在输出器件中的电流是许多不同信道频率的信号之和，则在当一个特定放大器将其输出端连接到正电源时，净电流可以是负的，使得该电流通过该器件反向流动到该正电源。同样地，在一个特定放大器已将其输出端连接到负电源时，该净电流可以是正的，如此将电流和能量返回到负电源。这种当净电流的瞬时方向与由特定放大器放大的特定信号相反时允许电流，从而允许能量返回到电源的原理能减小在线性多载波放大器情况下通常遭遇的效率的损失。为避免不需要的交叉调制，借助补偿操作多载波放大器。如果该最后的输出电流一般线性正比于各个被调信号的最后的和，该原理也能够避免交叉调制。

第一固定包络调制器（902a）具有一个输入端，用于第一调制信号，例如一个话音或数字数据信号 M_1，以及一个输入端，用于确定无线电信道频率 ω_1。调制器 902a 产生一个连接来驱动饱和放大器 912a 的输入端的固定包络输出信号 906a。

调制器 902 和饱和放大器 912 的组合将被重复‘n’次，这里‘n’最好是用信息流调制的无线电信道的数量。最后的调制器是块 902n，而最后的发射功率放大器是块 912n。‘n’个功率放大器的输出端

916a…916n 例如通过使用说明的变压器 922a…922n 有效地串联连接。这些变压器具有连接到相应放大器输出端 916a…916n 的初级线圈 932a…932n 和次级线圈 936a…936n。次级线圈同负载阻抗 326 串联连接，从而保证放大器输出电压的和被施加到负载 326。负载电流等于由负载阻抗分配的和电压。负载阻抗最好在该射频频段的谐波上是高的，该阻抗可以通过使用一个谐波抑制滤波器（图 5）来提升以避免辐射不需要的谐波。在该要求的无线电信道的基频上负载阻抗最好是实数的，即是一个纯电阻，即无电抗分量的存在。不同于现有技术的放大器，本发明在基频工作情况下基本上不受负载阻抗的失配影响。该失配可以影响到改变在要求频率上产生的功率的总量，但不需要损伤线性和效率。

如在前述多篇专利申请中所公开的，图 9 的变压器串联耦合能够使用离开放大器 1/4 波长的合适的 1/4 波传输线或其分立的电感-电容（L-C）等效电路的并联连接来替代。例如一个 C-L-C π形电路可被配置等效于一条 1/4 波线，在一端的“C”并吞功率放大器器件输出电容，而在并联连接端的 C'的和组合成单个电容。

以上已描述的图 9 的实施例适合用于例如在高级移动电话系统或全球移动通信系统蜂窝电话基站中所要求的从同一天线发射‘n’个固定包络被调信号的情况。使用其他标准的蜂窝基站可使用非固定幅度，或“线性”调制，在那里所要求的传输信号在相位和幅度两方面变化，以便更好地包含进入相邻信道的频谱溢出。例如，了解为数字高级移动电话系统或 IS136 的 U.S.数字蜂窝标准使用称为π/4-差分正交相移键控的线性调制。在高级移动电话系统和数字高级移动电话系统标准以及全球移动通信系统中不必将相邻信道发射机连接到同一天线。实际上，如普通技术那样，通常使用消耗性的组合器或频率选择组合器将多个发射机耦合到同一个天线是困难的，除非在结构上使用致冷的超导谐振器，该消耗性组合器可以将大部分的发射机功率消耗为热量，而频率选择组合器一般为组合相信道不是充分频率选择性的。因此通常使用这样的频率分配方案，其避免使用在该相同小区中的相邻信道，以及避免使用相邻小区中的该相同信道，由此避免相邻小区间的干扰。

但是在信号处理中的优点已改善了在相邻小区中使用相同信道

的能力，并由此理论上在所有小区中能使用所有信道，从而增加了系统的容量。使用在所有小区中的相同信道的一种这样的技术是第一代CDMA系统，如已知的IS 95，即使对容量改善方面存在着争议。在所有小区中使用所有频率信道的困难之一在于天线的多耦合问题，其一个解决方案是在本发明人的转让给本发明的受让人的U.S. 5,584,057中进行了描述，发明名称为Use of Diversity Transmission to Relax Adjacent Channel Requirements in Mobile Telephone Systems。该专利描述将偶数信道耦合到一个第一天线，而奇数信道耦合到在同一小区中的一个第二天线这样加倍的信道的频率间隔耦合到该同一天线。对于如用在高级移动电话系统和数字高级移动电话系统中的30 KHz的信道间隔，加倍信道间隔不能充分地使用普通组合器而使有效的多耦合成为可能。因此，尽管在例如干扰消除和/或连接解调技术这些信号处理中的优点能允许特别紧密地重新使用相同频率信道，但这些优点可受限于不能有效地将相邻信道耦合到同一天线。

在使用有限量频谱，例如只有三个200 KHz宽的信道构造的全球移动通信系统型系统的环境中也能产生这个问题，该系统也可限制在可考虑使用普通天线多耦合的频率分配类型中。此外，发射较高数据率的，其增强被称为“EDGE(Enhanced Data Rates for GSM Evolution-改进数据率全球移动通信系统服务)”的全球移动通信系统的进一步的发展包括使用非固定包络的8-PSK调制，这样，如在图10中所描述的本发明的第二实施例适合用于例如采用线性，非固定幅度调制波形的IS 95，全球移动通信系统/改进数据率全球移动通信系统服务和数字高级移动电话系统系统。改进数据率全球移动通信系统服务采用一个线性的8-相位信号（8-PSK），这里术语“线性”隐含在连续的8-PSK符号之间的转移并不跟随固定幅度轨迹而是一个频谱频带受限的轨迹。其他已知的使用幅度和相位两者传送信息的调制为多级正交幅度调制，例如16QAM，65QAM，256QAM等等。

图10中表示的第二实施例有效地包括多个放大器组，每个放大器组包括至少两个耦合的固定包络放大器1012a…1012n和1014a…1014n。每个放大器组工作在其自己的载频ω_1-ω_n上。然后所有的放大器在它们的输出端串联连接。

图10可看作表示第一线性发射机，其包括一个调制器1002，一

对放大器 1012 和 1014，一对变压器 1022 和 1024，该发射机具有一个用于传输的输入数据信号 D1 和被调的且放大的中心在无线电载频ω上的输出信号 S。该线性放大器可重复 n 次。所有 'n' 块输出信号同负载 326 串联连接，使该负载接收各个输出信号的和 S1+S2+S3...+Sn。

输入相应数据信号的各个调制器 1002 对至少两个放大器 1012 和 1014 为一组的每一个产生驱动信号，其输出端如说明的通过使用变压器 1022 和 1024 有效地串联连接。对所有由调制器产生的放大器的驱动信号最好是仅相位不同的固定包络驱动信号，这样来选择该相位差，使得合成和具有所要求的瞬时相位和所要求的瞬时幅度。例如，调制器 1002a 产生一个固定包络信号（I1，Q1）exp（$j\omega_1 t$）和第二固定包络信号（I2，Q2）exp（$j\omega_1 t$），使得合成和（I1+I2，Q1+Q2）exp（$j\omega_1 t$）是在载频ω_1的所要求的幅度-和-相位被调信号。另一调制器，例如调制器 'n' 1002_n，从 D_n 产生另外两个固定包络信号（I_{n-1}，Q_{n-1}）exp（$j\omega_n t$）和（I_n，Q_n）exp（$j\omega_n t$），其和（$I_{n-1}+I_n$，$Q_{n-1}+Q_n$）exp（$j\omega_n t$）是在载频ω_n上的所要求的被调信号。

在该原始篇中当被组合的信号的数量大于二，并且一个特定简单情况是组合四个信号时可以得到对由组合固定包络信号产生线性被调信号的改善。这样图 10 的发射机之每一个可包括这样一个发射机，该发射机以由组合至少两个固定包络信号和最好以由组合四个固定包络信号为表征。

最后，本发明能够将串联耦合的发射机功率放大器配置的有效优点延伸到使用工作在不同的无线电信道上并共享同一天线的若干发射机的应用，例如一个无线电电话基站。使用本发明可以组合其他的单一载频发射机以产生一个多载频发射机，例如美国专利申请序列号 09/208,912 和 09/216,466 的正交功率数字-模拟转换器技术，前者的申请日 1998 年 12 月 10 日，发明名称为 Systems and Methods for Converting a Stream of Complex Numbers Into a Modulated Radio Power Signal，为本发明发明人等申请；后者申请日 1998 年 12 月 18 日，发明名称为 Systems and Methods for Converting a Stream of Complex Number Into An Amplitude and Phase-Modulated Radio Power Singnal，申请人 Holden 等，它们都转让给本发明的受让人。

在附图和说明书中已公开了本发明的典型的优选实施例。虽然采

用了专用术语。它们仅仅在一般的和说明性意义上加以使用而不是为了限制，本发明的范围在下列权利要求中陈述。

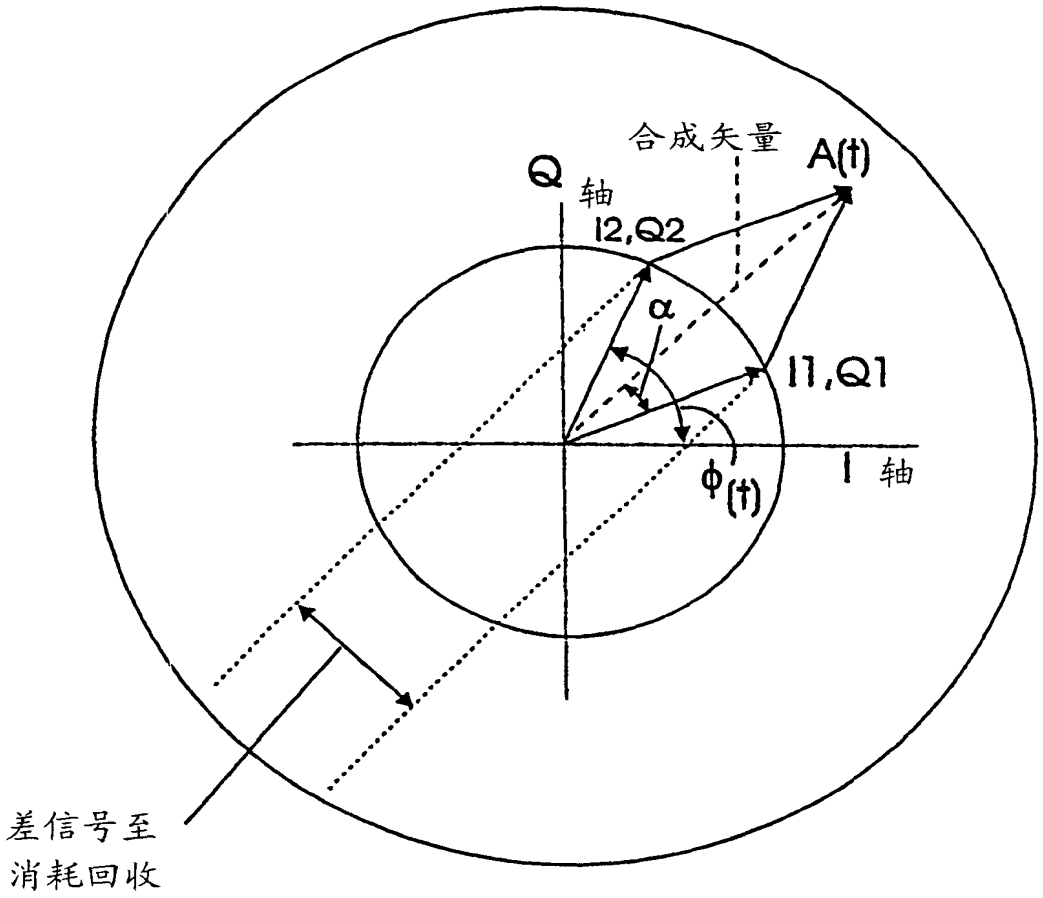

合成矢量
A(t)
Q 轴
I2,Q2
α
I1,Q1
φ(t)
I 轴
差信号至
消耗回收

图 1

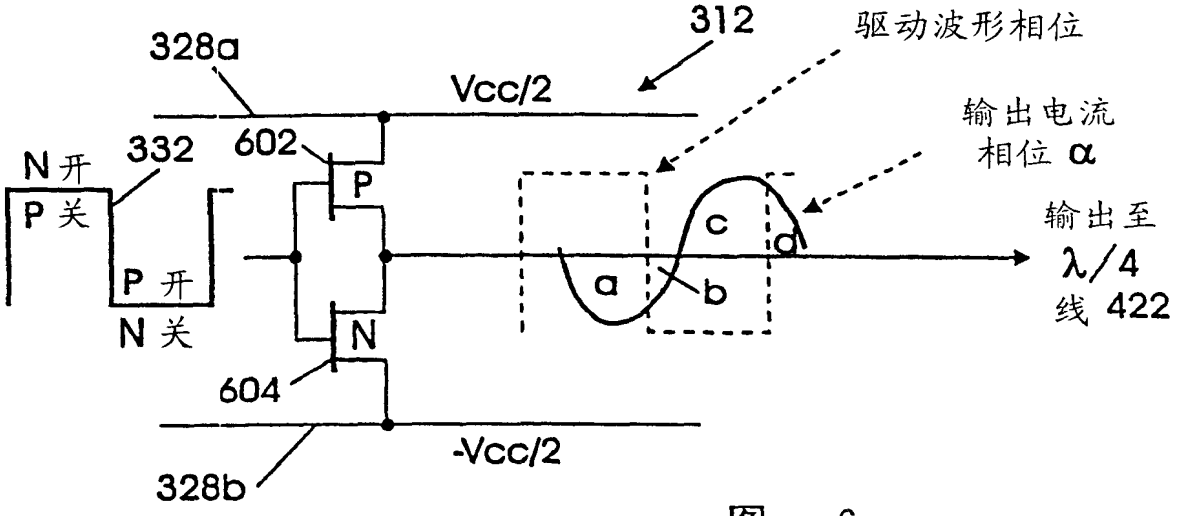

312
驱动波形相位
328a
Vcc/2
输出电流
相位 α
N开
332
602
P
P 关
P 开
N 关
c
d
输出至
λ/4
线 422
a
b
N
604
-Vcc/2
328b

图 6

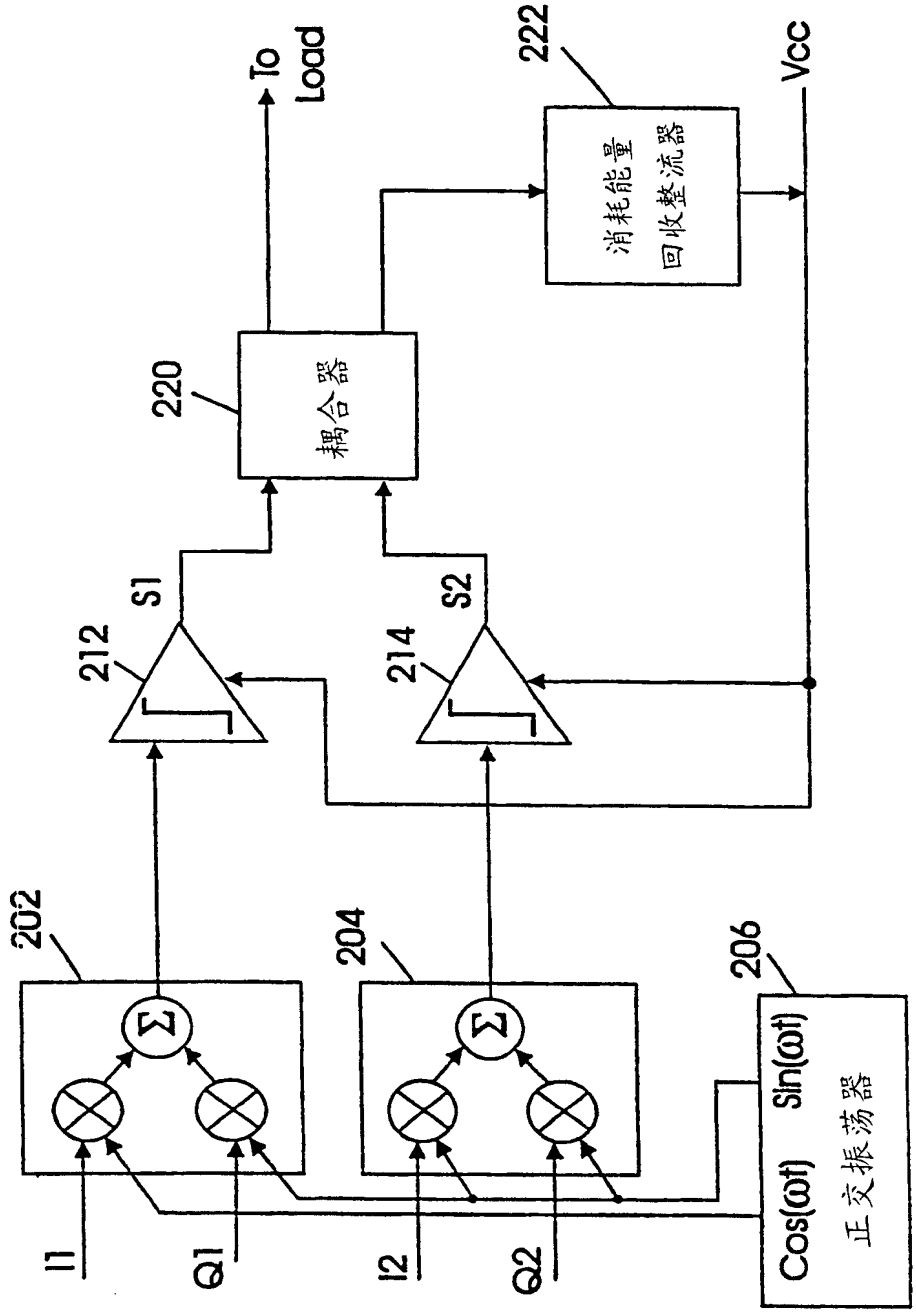

To Load
222
消耗能量回收整流器
Vcc
220
耦合器
S1
S2
212
214
202
204
206
I1
Q1
I2
Q2
Cos(ωt)
Sin(ωt)
正交振荡器

图 2

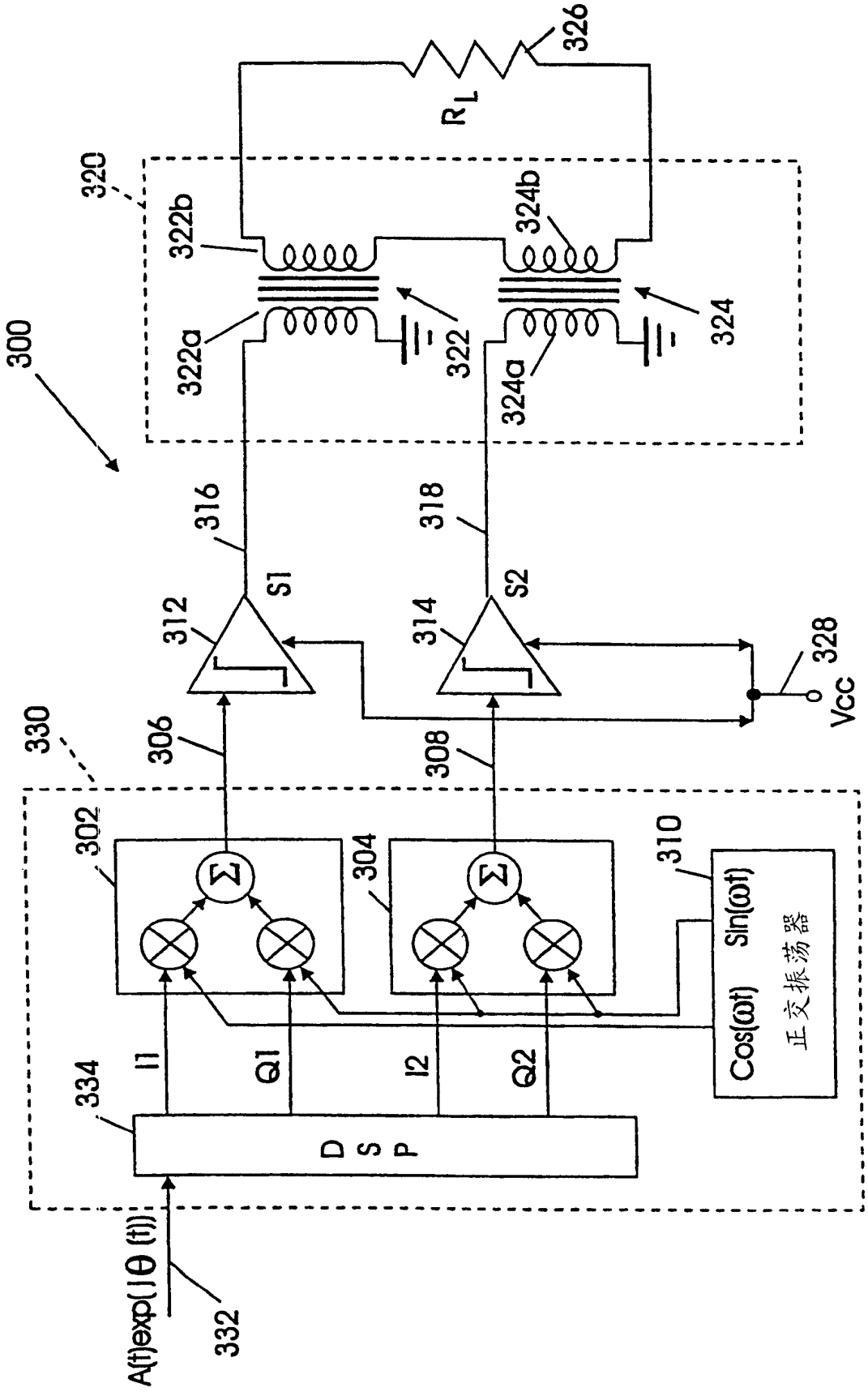

326
R_L
320
322b
324b
322a
322
324a
324
300
316
318
312
S1
314
S2
328
Vcc
330
306
308
302
304
310
Σ
Σ
Cos(ωt)
Sin(ωt)
正交振荡器
334
I1
Q1
I2
Q2
D
S
P
A(t)exp(jθ(t))
332

图 3

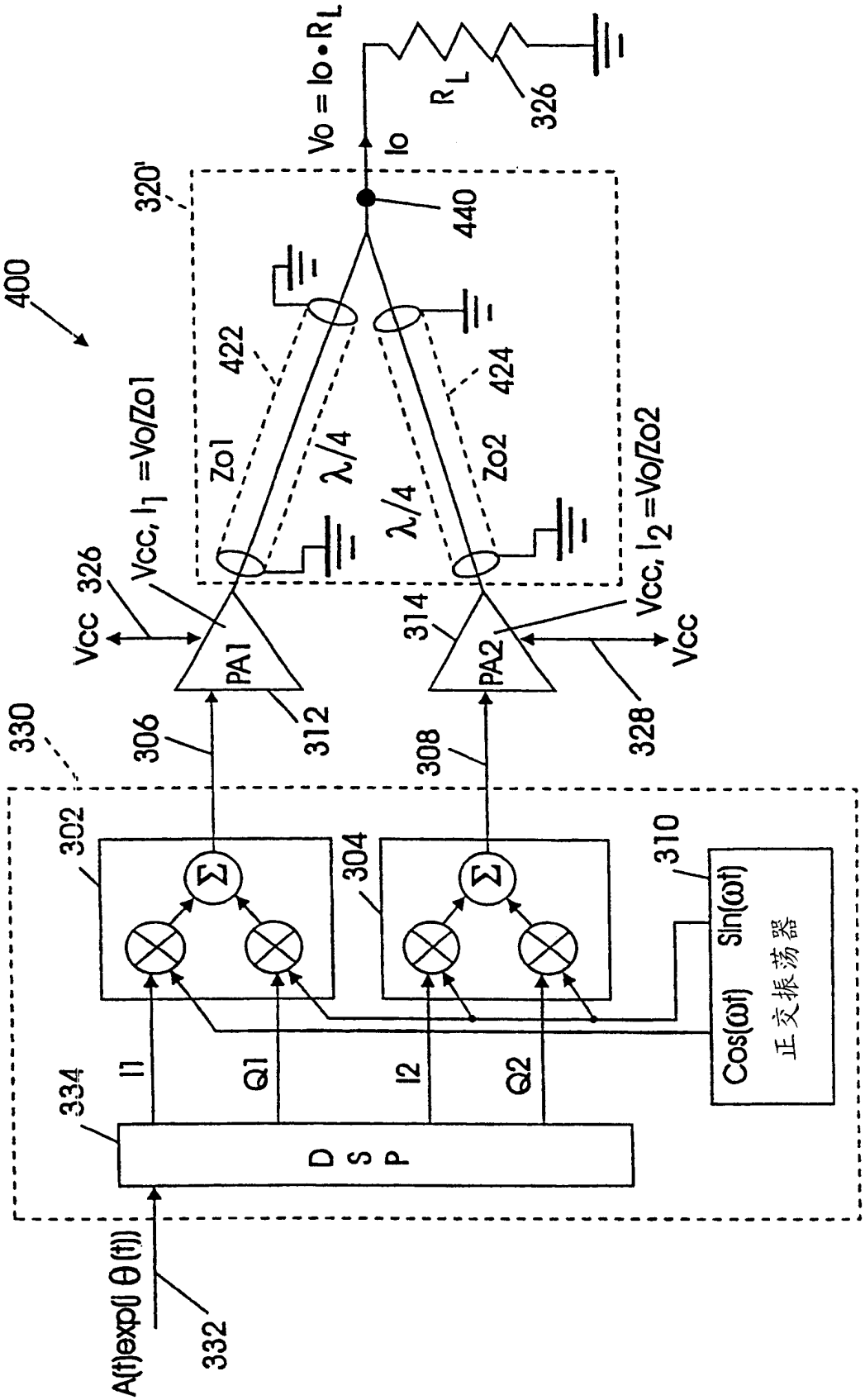

400
320'
Vo = Io • RL
Io
RL
326
440
422
424
Zo1
Zo2
λ/4
λ/4
Vcc, I1 =Vo/Zo1
Vcc, I2=Vo/Zo2
Vcc
326
314
PA1
PA2
312
328
330
306
308
302
304
310
Σ
Σ
I1
Q1
I2
Q2
334
D S P
Cos(ωt)
Sin(ωt)
正交振荡器
A(t)exp[j θ(t)]
332

图 4

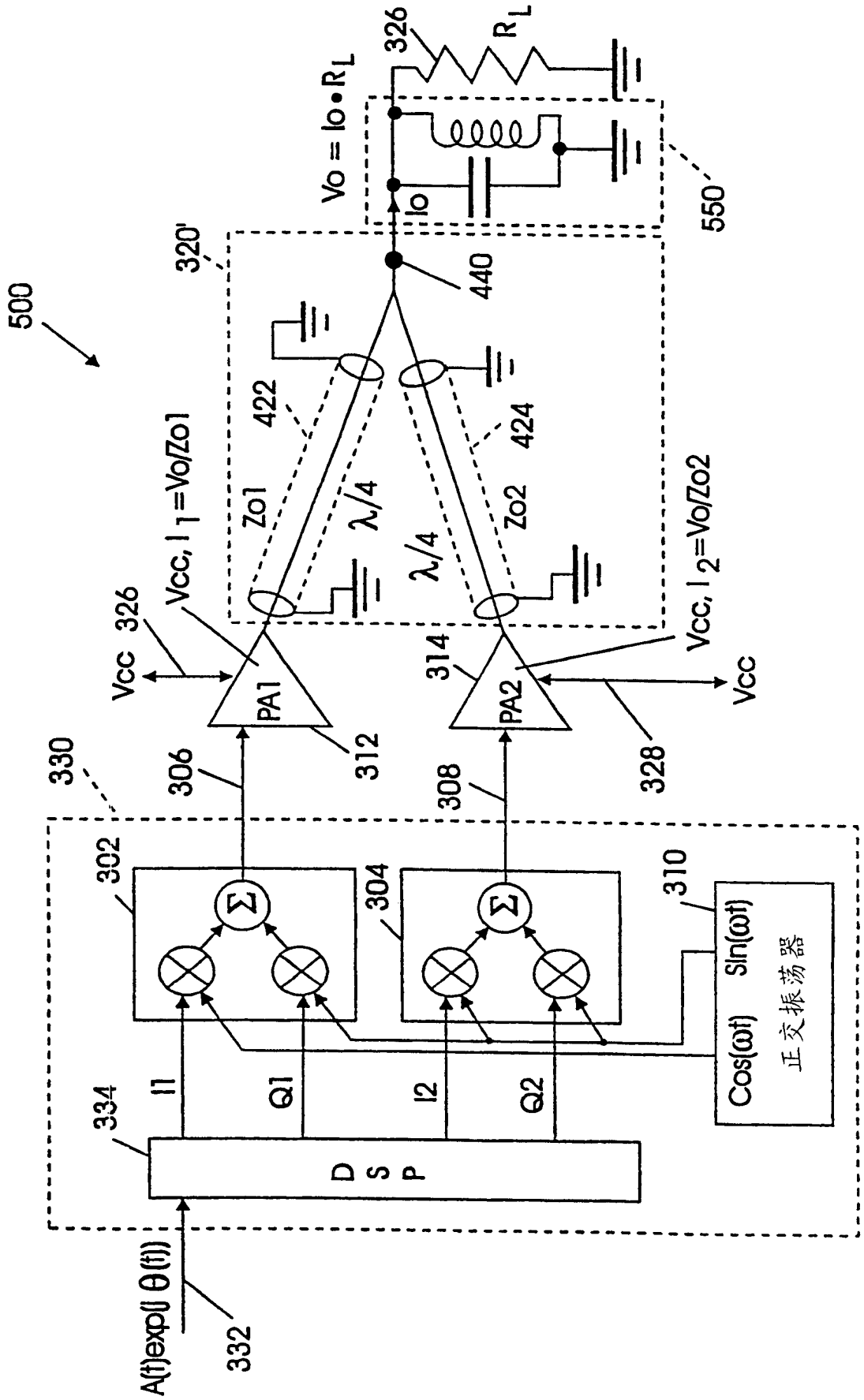

500
320'
550
326
R_L
$V_o = I_o \bullet R_L$
I_o
440
422
424
Z_{o1}
Z_{o2}
λ/4
λ/4
$V_{cc}, I_1 = V_o/Z_{o1}$
$V_{cc}, I_2 = V_o/Z_{o2}$
Vcc
326
314
PA1
PA2
312
328
330
306
308
302
304
310
Σ
Σ
Cos(ωt) Sin(ωt)
正交振荡器
334
I1
Q1
I2
Q2
D S P
A(t)exp(j θ(t))
332

图 5

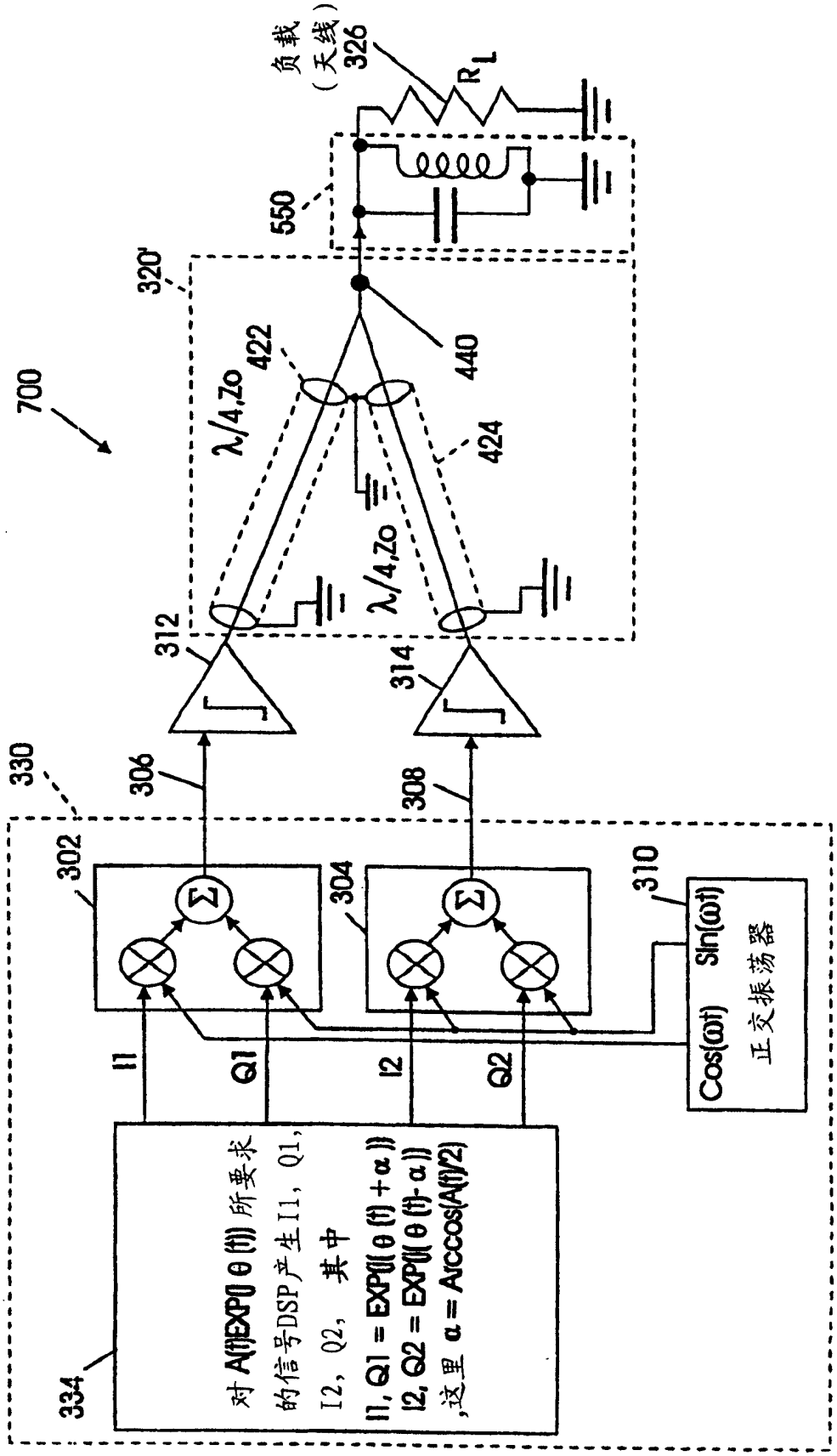

700
330
334
对 A(t)EXP[j θ(t)] 所要求
的信号DSP产生 I1, Q1,
I2, Q2, 其中
I1, Q1 = EXP[j(θ(t) + α)]
I2, Q2 = EXP[j(θ(t)- α)]
,这里 α = Arccos(A(t)/2)
I1
Q1
I2
Q2
302
304
306
308
310
Cos(ωt) Sin(ωt)
正交振荡器
312
314
320'
λ/4,Zo
λ/4,Zo
422
424
440
550
负载
(天线)
326
R_L

图 7

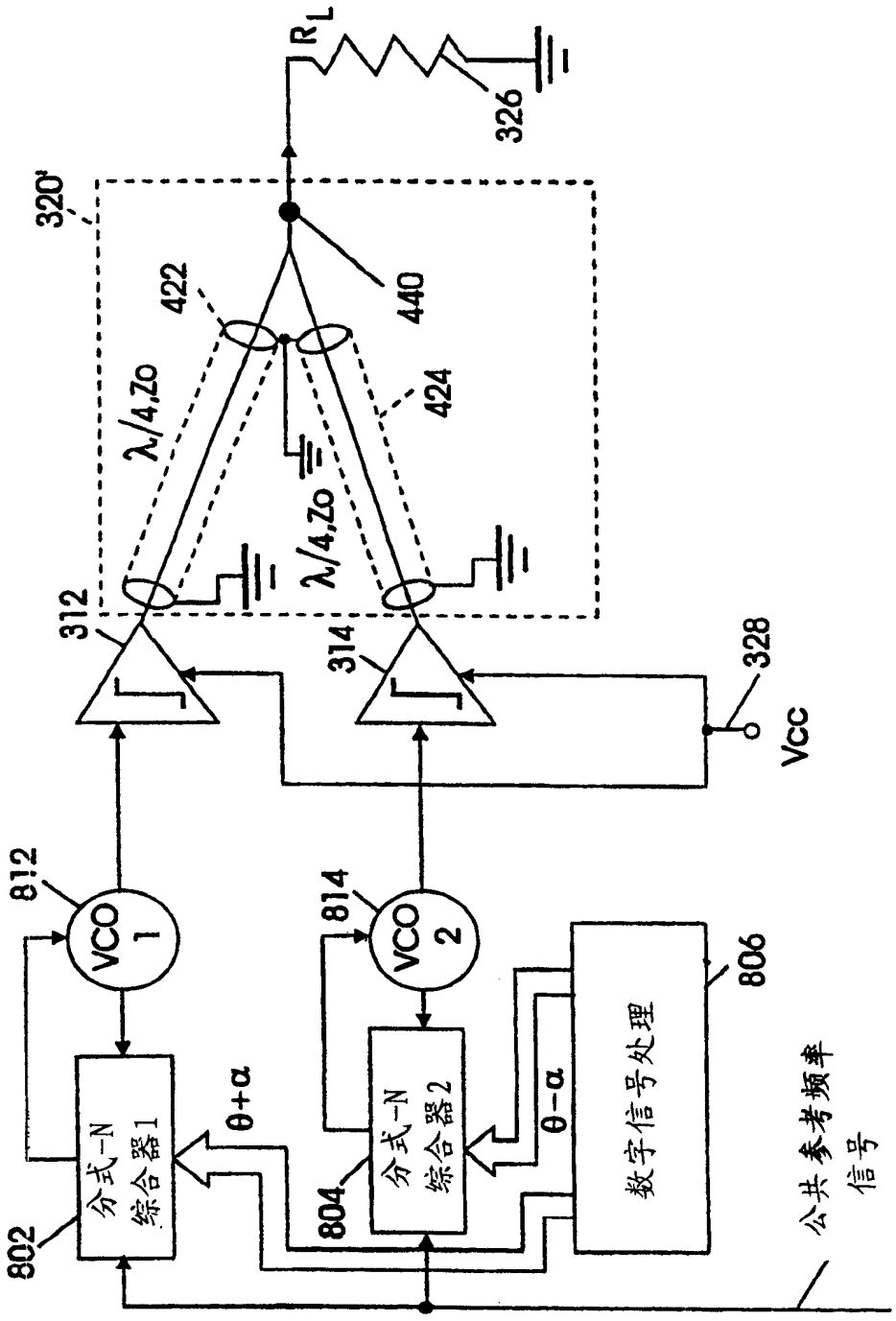

R_L
326
320'
422
440
424
λ/4,Zo
λ/4,Zo
312
314
328
Vcc
812
814
VCO 1
VCO 2
分式-N 综合器1
分式-N 综合器2
θ+α
θ-α
804
802
806
数字信号处理
公共参考频率 信号

图 8

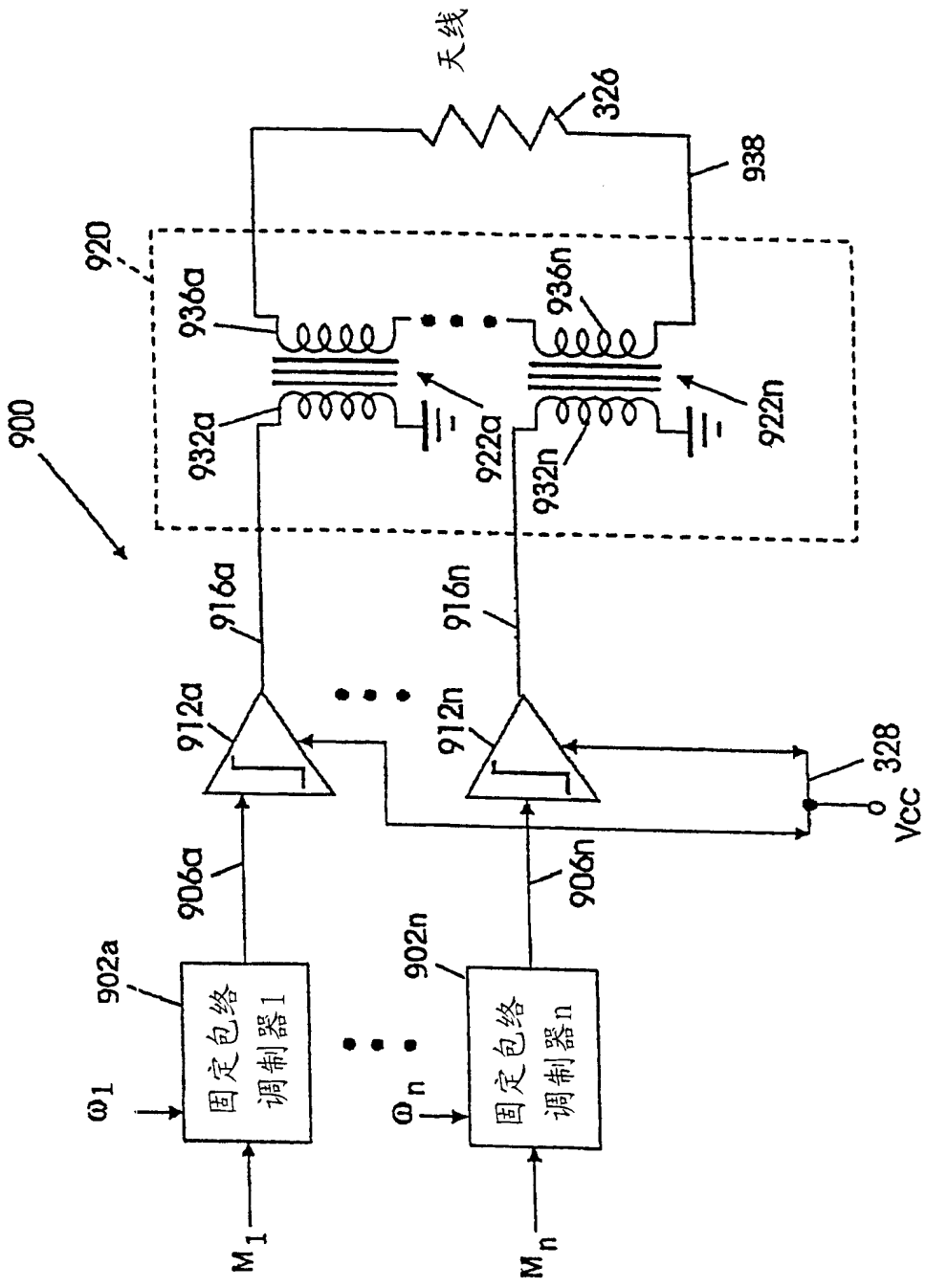

天线
326
938
920
936a
936n
900
932a
922a
932n
922n
916a
916n
912a
912n
328
Vcc
906a
906n
902a
902n
固定包络调制器1
固定包络调制器n
ω1
ωn
M1
Mn

图 9

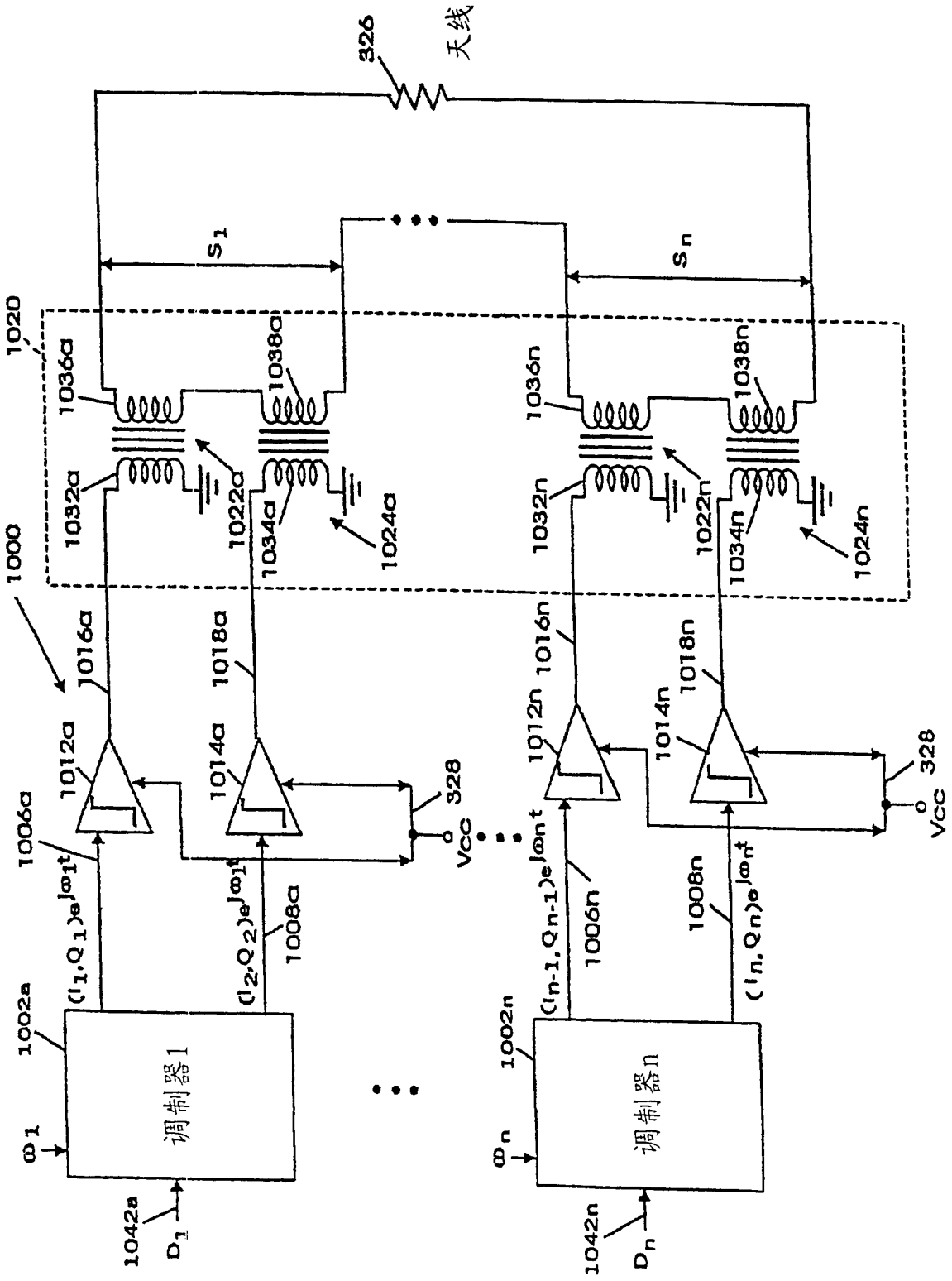

天线
326
S_1
S_n
1020
1000
1036a
1038a
1032a
1022a
1034a
1024a
1036n
1038n
1032n
1022n
1034n
1024n
1016a
1018a
1012a
1014a
1016n
1018n
1012n
1014n
328
Vcc
1006a
1008a
1006n
1008n
$(I_1,Q_1)e^{j\omega_1 t}$
$(I_2,Q_2)e^{j\omega_1 t}$
$(I_{n-1},Q_{n-1})e^{j\omega_n t}$
$(I_n,Q_n)e^{j\omega_n t}$
1002a
1002n
调制器1
调制器n
ω_1
ω_n
1042a
1042n
D_1
D_n

图 10