

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl⁷

H03F 1/02

H02M 3/158



[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 01814210.9

[43] 公开日 2004年4月28日

[11] 公开号 CN 1493106A

[22] 申请日 2001.7.31 [21] 申请号 01814210.9

[30] 优先权

[32] 2000.8.17 [33] US [31] 09/640,408

[86] 国际申请 PCT/US2001/024041 2001.7.31

[87] 国际公布 WO02/15387 英 2002.2.21

[85] 进入国家阶段日期 2003.2.14

[71] 申请人 艾利森公司

地址 美国北卡罗来纳州

[72] 发明人 P·W·登特 W·O·小坎普

[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

代理人 杨 凯 梁 永

权利要求书 16 页 说明书 43 页 附图 19 页

[54] 发明名称 利用固定和调制的电源电压和降压
- 升压控制的放大系统和方法

[57] 摘要

在由固定电压电源供电的第一饱和功率放大器中放大振幅变化的信号、以便产生振幅恒定的第一输出信号。还在由调制电压电源供电的第二饱和功率放大器中放大所述振幅变化的信号、以便产生振幅取决于所述振幅变化的信号、所述调制电源电压和反相/非反相控制信号的第二输出信号。在负载上组合所述第一和第二输出信号。在产生所述反相/非反相控制信号的同时调制所述调制电压电源、使得在负载上组合的所述第一和第二输出信号放大所述振幅变化的信号。所述振幅变化的信号还可以具有变化的振幅和变化的相位。

ISSN 1008-4274

1. 一种放大振幅变化的信号的方法，它包括：

5 在由固定电压电源供电的第一饱和功率放大器中放大所述振幅变化的信号、以便产生振幅恒定的第一输出信号；

在由调制电压电源供电的第二饱和功率放大器中放大所述振幅变化的信号、以便产生其振幅决定于所述振幅变化的信号、所述调制电源电压和反相/非反相控制信号的第二输出信号；

在负载上组合所述第一和第二输出信号；以及

10 在产生所述反相/非反相控制信号的同时调制所述调制电压电源，使得所述在负载上组合的第一和第二输出信号放大了所述振幅变化的信号。

2. 如权利要求1所述的方法，其特征在于：所述振幅变化的信号具有变化的振幅和变化的相位。

15 3. 如权利要求1所述的方法，其特征在于：对所述调制电压电源的所述调制包括在产生所述反相/非反相控制信号的同时调制所述调制电压电源、以便当所述振幅变化的信号的瞬时振幅小于所述第一饱和功率放大器在负载上产生的振幅时，相对于所述振幅变化的信号反转第二输出信号；而当所述信号的瞬时振幅大于所述第一饱和放大器
20 在负载上产生的振幅时，相对于所述振幅变化的信号不反转所述第二输出信号、使得所述负载上组合的第一和第二输出信号放大所述振幅变化的信号。

4. 如权利要求1所述的方法，其特征在于：所述利用第二饱和功率放大器放大所述信号包括利用由调制电压电源供电并采用从所述调制
25 制电压电源拉取电流并向所述调制电压电源提供电流的双向放大器件的第二饱和功率放大器放大所述振幅变化的信号、以便产生振幅取决于所述振幅变化的信号、所述调制电源电压和反相/非反相控制信号的第二输出信号。

5 5. 如权利要求 1 所述的方法, 其特征在于: 在所述第一饱和功率放大器中放大所述信号包括在由固定电压电源供电的第一饱和功率放大器中放大所述振幅变化的信号、以便产生振幅恒定的第一输出信号, 所述第一功率放大器从所述固定电压电源拉取电流但不向所述固定电压电源提供电流。

6. 如权利要求 1 所述的方法, 其特征在于: 所述在负载上组合第一和第二输出信号包括利用所述负载串联组合所述第一和第二输出信号。

10 7. 如权利要求 6 所述的方法, 其特征在于: 所述利用负载串联组合所述第一和第二输出信号包括把所述第一和第二输出信号中的一个直接连接到负载以及通过隔离变压器把所述第一和第二输出信号中的另一个连接到负载。

15 8. 如权利要求 6 所述的方法, 其特征在于: 所述利用负载串联组合所述第一和第二输出信号包括通过各自的第一和第二 $1/4$ 波长传输线把相应的所述第一和第二输出信号连接到负载。

20 9. 如权利要求 1 所述的方法, 其特征在于: 利用所述第二饱和功率放大器放大所述信号包括利用所述第二饱和功率放大器放大所述振幅变化的信号, 所述第二饱和功率放大器由调制电压电源供电并且当所述反相/非反相控制信号指示非反相时从所述调制电压电源拉取电流、而当所述反相/非反相控制信号指示反相时、向所述调制电压电源提供电流、以便产生其振幅取决于所述振幅变化的信号、所述调制电源电压和所述反相/非反相控制信号的第二输出信号。

10. 如权利要求 1 所述的方法, 其特征在于:

所述振幅变化的信号包括同相分量和正交相位分量;

25 在所述第一饱和功率放大器中放大所述信号包括在由固定电压电源供电的所述第一饱和功率放大器中放大所述振幅变化的信号的同相分量、以便产生振幅恒定的第一输出信号;

在所述第二饱和功率放大器中放大所述振幅变化的信号包括在

由第一调制电压电源供电的所述第二饱和功率放大器中放大所述振幅变化的信号的同相分量、以便产生振幅取决于所述振幅变化的信号的同相分量、所述第一调制电源电压和第一反相/非反相控制信号的第二输出信号;

5 所述方法还包括:

在由第二固定电压电源供电的第三饱和功率放大器中放大所述振幅变化的信号的所述正交相位分量、以便产生振幅恒定的第三输出信号; 以及

10 在由第二调制电压电源供电的第四饱和功率放大器中放大所述振幅变化的信号的正交相位分量、以便产生振幅取决于所述振幅变化的信号的正交相位分量、所述第二调制电源电压和第二反相/非反相控制信号的第四输出信号;

所述组合包括在负载上组合所述第一、第二、第三和第四输出信号; 以及

15 所述调制包括在产生所述第一和第二反相/非反相控制信号的同时调制所述第一和第二调制电压电源、使得所述在负载上组合的第一、第二、第三和第四输出信号放大所述振幅变化的信号。

11. 一种放大振幅变化的信号用的系统, 它包括:

固定电压电源;

20 调制电压电源;

第一饱和功率放大器, 它响应振幅变化的信号并由所述固定电压电源供电、以便产生振幅恒定的第一输出信号;

25 第二饱和功率放大器, 它响应所述振幅变化的信号和反相/非反相控制信号并由所述调制电压电源供电、以便产生其振幅取决于所述振幅变化的信号、所述调制电源电压和所述反相/非反相控制信号的第二输出信号;

耦合器, 它把所述第一和第二输出信号耦合到负载; 以及

控制器, 它在产生所述反相/非反相控制信号的同时调制所述调制

电压电源。

12. 如权利要求 11 所述的系统, 其特征在于: 所述振幅变化的信号具有变化的振幅和变化的相位。

13. 如权利要求 11 所述的系统, 其特征在于: 所述控制器在产生
5 所述反相/非反相控制信号的同时调制所述调制电压电源、以便当所述振幅变化的信号的瞬时振幅小于所述第一饱和功率放大器在负载上产生的振幅时相对于所述振幅变化的信号反转所述第二输出信号、而当所述信号的瞬时振幅大于所述第一饱和放大器在负载上产生的振幅时、相对于所述振幅变化的信号不反转所述第二输出信号。

10 14. 如权利要求 11 所述的系统, 其特征在于: 所述第二饱和功率放大器包括双向放大器件, 后者从所述调制电压电源拉取电流并向所述调制电压电源提供电流。

15 15. 如权利要求 11 所述的系统, 其特征在于: 所述第一饱和功率放大器从所述固定电压电源拉取电流, 但不向所述固定电压电源提供
15 电流。

16. 如权利要求 11 所述的系统, 其特征在于: 所述耦合器利用负载串联耦合所述第一和第二输出信号。

17. 如权利要求 11 所述的系统, 其特征在于: 所述耦合器包括所述
20 第一和第二输出信号之一与负载的直接连接以及把所述第一和第二输出信号中的另一个耦合到负载的隔离变压器。

18. 如权利要求 11 所述的系统, 其特征在于: 所述耦合器包括把所述
第一输出信号连接到负载的第一 $1/4$ 波长传输线和把所述第二输出信号连接到负载的第二 $1/4$ 波长传输线。

19. 如权利要求 11 所述的系统, 其特征在于: 所述调制电压电源
25 包括双向直流(DC)功率变换电路, 后者把 DC 功率沿正向从第一电压下的第一端子输送到第二电压下的第二端子并沿反向从所述第二电压下的所述第二端子反向输送到所述第一电压下的所述第一端子, 其中相对于公共端子上的公共电压, 所述第一电压高于所述第二电压, 所

述双向 DC 功率变换电路包括:

电感,它具有第一和第二电感引线;

第一开关,它连接在所述第一端子和所述第一电感引线之间、以便形成它们之间的节点;

5 第二开关,它连接在所述节点和所述公共端子之间;

所述第二电感引线连接到所述第二端子; 以及

开关控制器,它同时接通所述第一开关和断开所述第二开关、同时断开所述第一开关和接通所述第二开关、并且维持所述第一开关接通和第二开关断开的时间百分比约为所述第一电压对所述第二电压的

10 比值。

20. 如权利要求 11 所述的系统,其特征在于:

所述振幅变化的信号包括同相分量和正交相位分量;

所述第一饱和功率放大器响应所述振幅变化的信号的同相分量并由所述固定电压电源供电、以便产生振幅恒定的第一输出信号;

15 所述第二饱和功率放大器响应所述振幅变化的信号的同相分量和所述反相/非反相控制信号并由所述调制电压电源供电、以便产生振幅取决于所述振幅变化的信号、所述调制电源电压和所述反相/非反相控制信号的第二输出信号;

所述系统还包括:

20 所述第三饱和功率放大器,它响应所述振幅变化的信号的所述正交相位分量并由第二固定电压电源供电、以便产生振幅恒定的第三输出信号; 以及

第四饱和功率放大器,它响应所述振幅变化的信号的所述正交相位分量并由第二调制电压电源供电、以便产生振幅取决于所述振幅变化的信号的所述正交相位分量、所述第二调制电源电压和第二反相/非反相控制信号

25 的第四输出信号;

所述耦合器在负载上组合所述第一、第二、第三和第四输出信号; 以及

所述控制器在产生所述第一和第二反相/非反相控制信号的同时调制所述第一和第二调制电压电源、使得所述在负载上组合的第一、第二、第三和第四输出信号放大所述振变化的信号。

21. 一种放大振幅变化的信号的系统，它包括：

5 第一放大装置，用以由固定电压电源来放大所述振幅变化的信号、以便产生振幅恒定的第一输出信号；

第二放大装置，用以由调制电压电源来放大所述振幅变化的信号、以便产生振幅决定于所述振幅变化的信号、所述调制电源电压和反相/非反相控制信号的第二输出信号；

10 用于在负载上组合所述第一和第二输出信号的装置；以及

用于在产生所述反相/非反相控制信号的同时调制所述调制电压电源、使得所述在负载上组合的第一和第二输出信号放大所述振幅变化的信号。

22. 如权利要求 21 所述的系统，其特征在于：所述振幅变化的信号具有变化的振幅和变化的相位。

23. 如权利要求 21 所述的系统，其特征在于：所述调制用的装置包括在产生所述反相/非反相控制信号的同时调制所述调制电压电源、以便当所述振幅变化的信号的瞬时振幅小于所述第一饱和功率放大器在负载上产生的振幅时、相对于所述振幅变化的信号反转所述第二输出信号、而当所述信号的瞬时振幅大于所述第一饱和放大器在负载上产生的振幅时、相对于所述振幅变化的信号不反转所述第二输出信号、使得所述在负载上组合的所述第一和第二输出信号放大所述振幅变化的信号。

24. 如权利要求 21 所述的系统，其特征在于：所述第二放大装置包括第二装置，它用于由调制电压电源放大所述振幅变化的信号并且采用双向放大器件，后者从所述调制电压电源拉取电流并向所述调制电压电源提供电流、以便产生振幅取决于所述振幅变化的信号、所述调制电源电压和所述反相/非反相控制信号的第二输出信号。

25. 如权利要求 21 所述的系统, 其特征在于: 所述第一放大装置包括第一装置, 它用于在由固定电压电源供电的第一饱和功率放大器中放大所述振幅变化的信号并且从所述固定电压电源拉取电流但不向所述固定电压电源提供电流、以便产生振幅恒定的第一输出信号。

5 26. 如权利要求 21 所述的系统, 其特征在于: 所述组合装置包括利用负载串联组合所述第一和第二输出信号的装置。

27. 如权利要求 26 所述的系统, 其特征在于: 所述用于串联组合的装置包括用于把所述第一和第二输出信号之一直接连接到负载的装置和用于通过隔离变压器把所述第一和第二输出信号中的另一个连接到负载的装置。

10 28. 如权利要求 26 所述的系统, 其特征在于: 所述用于串联组合的装置包括用于通过各自的第一和第二 $1/4$ 波长传输线把相应的所述第一和第二输出信号连接到负载的装置。

29. 如权利要求 21 所述的系统, 其特征在于: 所述第二放大装置
15 包括第二装置, 它用于利用由调制电压电源供电的所述第二饱和功率放大器放大所述振幅变化的信号, 当所述反相/非反相控制信号指示非反相时, 从调制电压电源拉取电流, 而当所述反相/非反相控制信号指示反相时, 向调制电压电源提供电流、以便产生其振幅取决于所述振幅变化的信号、所述调制电源电压和所述反相/非反相控制信号的第二
20 输出信号。

30. 如权利要求 21 所述的系统, 其特征在于:

所述振幅变化的信号包括同相分量和正交相位分量;

所述第一放大装置包括第一装置, 用于由第一固定电压电源放大
所述振幅变化的信号的所述同相分量、以便产生振幅恒定的第一输出
25 信号;

所述第二放大装置包括第二装置, 用于由第一调制电压电源放大
所述振幅变化的信号的所述同相分量、以便产生振幅取决于所述振幅
变化的信号的所述同相分量、所述第一调制电源电压和第一反相/非反

相控制信号的第二输出信号;

所述系统还包括:

第三装置,用以由第二固定电压电源放大所述振幅变化的信号的正交相位分量、以便产生振幅恒定的第三输出信号;

- 5 第四装置,用以由第二调制电压电源放大所述振幅变化的信号的所述正交相位分量、以便产生振幅取决于所述振幅变化的信号的所述正交相位分量、所述第二调制电源电压和第二反相/非反相控制信号的第四输出信号;

- 10 所述组合装置包括用于在负载上组合所述第一、第二、第三和第四输出信号的装置; 以及

所述调制装置包括用于在产生所述第一和第二反相/非反相控制信号的同时调制所述第一和第二调制电压电源的装置、使得所述在负载上组合的第一、第二、第三和第四输出信号放大所述振幅变化的信号。

- 15 31. 一种放大信号的方法, 它包括:

从所述信号产生第一输入信号、第二输入信号、反相/非反相控制信号、可变电源电压;

利用固定电源电压放大所述第一输入信号, 以便产生第一输出信号;

- 20 利用可变电源电压、响应所述反相/非反相控制信号, 选择性地反相和非反相地放大所述第二输入信号, 以便产生第二输出信号; 以及在负载上组合所述第一和第二输出信号, 从而放大所述信号。

- 25 32. 如权利要求 31 所述的方法, 其特征在于: 所述选择性地反相和非反相地放大所述第二输入信号包括选择性地从所述调制电压电源拉取电流和选择性地向所述调制电压电源提供电流。

33. 如权利要求 32 所述的方法, 其特征在于: 所述放大所述第一输入信号包括利用固定电压电源、通过从所述固定电压电源拉取电流而不向所述固定电压电源提供电流来放大所述第一输入信号。

34. 如权利要求 31 所述的方法, 其特征在于: 所述耦合包括把所述第一和第二输出信号之一直接连接到负载和通过隔离变压器把所述第一和第二输出信号中的另一个耦合到负载。

35. 如权利要求 31 所述的方法, 其特征在于: 所述耦合包括通过
5 相应的第一和第二 $1/4$ 波长传输线把相应的所述第一和第二输出信号耦合到负载。

36. 如权利要求 31 所述的方法, 其特征在于:

所述信号包括同相分量和正交相位分量;

所述产生包括从所述同相分量和所述正交相位分量产生第一同
10 相输入信号、第二同相输入信号、第三正交相位输入信号、第四正交相位输入信号、第一反相/非反相控制信号、第二反相/非反相控制信号、第一可变电源电压和第二可变电源电压;

所述放大第一输入信号包括利用第一固定电源电压放大所述第一输入信号以便产生所述第一输出信号;

15 所述选择性地反相和非反相地放大所述第二输入信号包括利用所述第一可变电源电压、响应所述第一反相/非反相控制信号、选择性地反相和非反相地放大所述第二同相输入信号, 以便产生所述第二输出信号;

所述方法还包括:

20 利用第二固定电压电源放大第三正交相位输入信号、以便产生第三输出信号; 和

利用所述第二调制电源电压、响应所述第二反相/非反相控制信号、选择性地反相和非反相地放大第四正交相位输入信号, 以便产生第四输出信号; 以及

25 所述耦合步骤包括把所述第一、第二、第三和第四输出信号耦合到负载, 从而放大所述信号。

37. 如权利要求 43 所述的系统, 其特征在于:

所述信号发生器包括双向直流(DC)功率变换电路, 后者把 DC 功

率沿正向从第一电压下的第一端子输送到第二电压下的第二端子并且沿反向从所述第二电压下的所述第二端子输送到所述第一电压下的所述第一端子，其中，相对于公共端子上的公共电压，所述第一电压高于所述第二电压，所述双向 DC 功率变换电路包括：

- 5 电感器，它具有第一和第二电感引线；
 第一开关，它连接在所述第一端子和所述第一电感引线之间、以便形成它们之间的节点；
 第二开关，它连接在所述节点和公共端子之间；
 所述第二电感引线连接到所述第二端子；以及
- 10 开关控制器，它同时接通所述第一开关和断开所述第二开关、同时断开所述第一开关和接通所述第二开关、并且维持所述第一开关接通和所述第二开关断开的百分比约为所述第一电压对所述第二电压的比值。

38. 一种用于放大信号的系统，它包括：

- 15 用于从所述信号产生第一输入信号、第二输入信号、反相/非反相控制信号和可变电源电压的装置；
 用于利用固定电源电压放大所述第一输入信号、以产生第一输出信号的装置；
 用于利用所述可变电源电压、响应所述反相/非反相控制信号、选
- 20 择性地反相和非反相地放大所述第二输入信号、以产生第二输出信号的装置；以及
 用于在负载上组合所述第一和第二输出信号、从而放大所述信号的装置。

39. 如权利要求 38 所述的系统，其特征在于：所述用于选择性地
- 25 反相和非反相地放大第二输入信号的装置包括用于选择性地从所述可变电压电源拉取电流的装置和用于选择性地向所述可变电压电源提供电流的装置。

40. 如权利要求 39 所述的系统，其特征在于：所述放大装置包括

利用固定电压电源、通过从所述固定电压电源拉取电流而不向所述固定电压电源提供电流来放大所述第一输入信号的装置。

41. 如权利要求 38 所述的系统，其特征在于：所述耦合装置包括用于把所述第一和第二输出信号之一直接耦合到负载的装置和用于通过隔离变压器把所述第一和第二输出信号中的另一个耦合到负载的装置。

42. 如权利要求 38 所述的系统，其特征在于：所述耦合装置包括用于通过各自的第一和第二 $1/4$ 波长传输线把相应的所述第一和第二输出信号耦合到负载的装置。

43. 如权利要求 38 所述的系统，其特征在于：

所述信号包括同相分量和正交相位分量；

所述产生装置包括从所述同相分量和所述正交相位分量产生第一同相输入信号、第二同相输入信号、第三正交相位输入信号、第四正交相位输入信号、第一反相/非反相控制信号、第二反相/非反相控制信号、第一可变电电源电压和第二可变电电源电压用的装置；

用于放大所述第一输入信号的装置包括利用第一固定电源电压放大所述第一输入信号以产生所述第一输出信号用的装置；

用于选择性地反相和非反相地放大所述第二输入信号的装置包括利用所述第一可变电电源电压、响应所述第一反相/非反相控制信号而选择性地反相和非反相地放大所述第二同相输入信号、以产生所述第二输出信号的装置；

所述系统还包括：

用于利用第二固定电压电源放大第三正交相位输入信号、以产生第三输出信号的装置；和

用于利用所述第二可变电电源电压、响应所述第二反相/非反相控制信号而选择性地反相和非反相地放大第四正交相位输入信号、以产生第四输出信号的装置；以及

所述耦合装置包括用于把所述第一、第二、第三和第四输出信号

耦合到负载上、从而放大所述信号的装置。

44. 一种用于放大信号的系统，它包括：

信号发生器，它从所述信号产生第一输入信号、第二输入信号、反相/非反相控制信号和可变电源电压；

5 第一功率放大器，它利用固定电源电压放大所述第一输入信号、以产生第一输出信号；

第二功率放大器，它利用所述可变电源电压、响应所述反相/非反相控制信号而选择性地反相和非反相地放大所述第二输入信号、以产生第二输出信号；以及

10 耦合器，它把所述第一和第二输出信号耦合到负载上、从而放大所述信号。

45. 如权利要求 44 所述的系统，其特征在于：所述第二功率放大器选择性地从所述调制电压电源拉取电流并选择性地向所述调制电压电源提供电流。

15 46. 如权利要求 44 所述的系统，其特征在于：所述第一功率放大器从所述固定电压电源拉取电流但不向所述固定电压电源提供电流。

47. 如权利要求 44 所述的系统，其特征在于：所述耦合器包括把所述第一和第二输出信号之一直接连接到负载的直接连接器和把所述第一和第二输出信号中的另一个耦合到负载的隔离变压器。

20 48. 如权利要求 44 所述的系统，其特征在于：所述耦合器包括把所述第一输出信号耦合到负载的第一 $1/4$ 波长传输线和把所述第二输出信号耦合到负载的第二 $1/4$ 波长传输线。

49. 如权利要求 44 所述的系统，其特征在于：

所述信号包括同相分量和正交相位分量；

25 所述信号发生器从所述同相分量和所述正交相位分量产生第一同相输入信号、第二同相输入信号、第三正交相位输入信号、第四正交相位输入信号、第一反相/非反相控制信号、第二反相/非反相控制信号、第一可变电源电压和第二可变电源电压；

所述第一功率放大器利用第一固定电源电压放大所述第一输入信号以产生第一输出信号;

所述第二功率放大器利用所述第一可变电源电压、响应所述第一反相/非反相控制信号而选择性地反相和非反相地放大所述第二同相
5 输入信号、以产生第二输出信号;

所述系统还包括:

第三功率放大器,它利用第二固定电压电源放大第三正交相位输入信号、以产生第三输出信号;和

10 第四功率放大器,它利用所述第二可变电源电压、响应所述第二反相/非反相控制信号而选择性地反相和非反相地放大第四正交相位输入信号、以产生第四输出信号;以及

所述耦合器把所述第一、第二、第三和第四输出信号耦合到负载上、从而放大所述信号。

50. 一种双向直流功率变换电路,它把功率沿正向从相对于公共
15 端子的较高的电压下的第一端子输送到相对于公共端子的较低的电压下的第二端子并且沿反向从所述较低电压下的所述第二端子输送到所述较高电压下的所述第一端子,它包括:

电感,它具有第一和第二电感引线;

20 第一开关,它连接在所述第一端子和所述第一电感引线之间,所述第二电感引线连接到所述第二端子,所述电感和所述第一开关形成它们之间的节点;

第二开关,它连接在所述节点和所述公共端子之间;以及

25 开关控制器,它控制所述第一开关和第二开关、使得接通所述第一开关的时间比例约等于所述较低电压对所述较高电压的比值;所述第二开关在所述第一开关接通时断开并且在所述第一开关断开时接通、使得当电流从所述较低电压流入所述第二端子时功率从所述较低电压输送到所述较高电压、而当电流从所述较高电压流入所述第一端子时功率从所述较高电压输送到所述较低电压;并且这样确定所述电

流流动的方向、使得电流流动的方向与功率流动的方向相同。

51. 如权利要求 50 所述的双向功率变换电路, 其特征在于: 所述双向功率变换电路用于至少一个射频发射机的功率放大器的电源的振幅调制。

5 52. 一种双向直流(DC)功率变换电路, 它把 DC 功率沿正向从第一电压下的第一端子输送到第二电压下的第二端子并且沿反向从所述第二电压下的所述第二端子输送到所述第一电压下的所述第一端子, 其中相对于公共端子上的公共电压、所述第一电压高于所述第二电压, 所述双向 DC 功率变换电路包括:

10 电感, 它具有第一和第二电感引线;

第一开关, 它连接在所述第一端子和所述第一电感引线之间、以便形成它们之间的节点;

第二开关, 所述连接在所述节点和所述公共端子之间;

所述第二电感引线连接到所述第二端子; 以及

15 开关控制器, 它同时接通所述第一开关和断开所述第二开关、同时断开所述第一开关和接通所述第二开关、并且维持所述第一开关接通和所述第二开关断开的时间百分比约为所述第一电压对所述第二电压的比值。

53. 如权利要求 52 所述的功率变换电路, 其特征在于:

20 所述开关控制器同时接通所述第一开关和断开所述第二开关、同时断开所述第一开关和接通所述第二开关、并且维持所述第一开关接通和所述第二开关断开的时间百分比约为第一电压对第二电压比值、使得当电流从所述第一端子流向所述第二端子时功率从所述第一端子输送到所述第二端子、而当电流从所述第二端子流向所述第一端子时
25 功率从所述第二端子输送到所述第一端子。

54. 如权利要求 52 所述的功率变换电路, 其特征在于: 所述第一端子是 DC 电源的 DC 输出端子, 而所述第二端子是功率放大器的电源输入端子。

55. 一种放大信号的方法，它包括：

从所述信号产生第一和第二输入信号以及第一和第二可变电源电压；

5 利用所述第一可变电源电压放大所述第一输入信号，以产生第一输出信号；

利用所述第二可变电源电压放大所述第二输入信号，以产生第二输出信号；以及

把所述第一和第二输出信号耦合到负载上，从而放大所述信号。

10 56. 如权利要求 55 所述的方法，其特征在于：所述耦合包括把所述第一和第二输出信号之一直接耦合到负载以及通过隔离变压器把所述第一和第二输出信号中的另一个耦合到负载。

57. 如权利要求 55 所述的方法，其特征在于：所述耦合包括通过各自的第一和第二 $1/4$ 波长传输线把下相应的所述第一和第二输出信号耦合到负载。

15 58. 一种放大信号的装置，它包括：

用于从所述信号产生第一和第二输入信号以及第一和第二可变电源电压的装置；

用于利用所述第一可变电源电压放大所述第一输入信号、以产生第一输出信号的装置；

20 用于利用所述第二可变电源电压放大所述第二输入信号、以产生第二输出信号的装置；以及

用于把所述第一和第二输出信号耦合到负载上、从而放大所述信号的装置。

25 59. 如权利要求 58 所述的装置，其特征在于：所述耦合用的装置包括用于把所述第一和第二输出信号之一直接耦合到负载的装置和用于通过隔离变压器把所述第一和第二输出信号中的另一个耦合到负载的装置。

60. 如权利要求 58 所述的装置，其特征在于：所述耦合用的装置

包括用于通过各自的第一和第二 $1/4$ 波长传输线把相应的所述第一和第二输出信号耦合到负载的装置。

61. 一种用于放大信号的系统，它包括：

5 信号产生器，它从所述信号产生第一和第二输入信号以及第一和第二可变电源电压；

第一功率放大器，它利用所述第一可变电源电压放大所述第一输入信号、以产生第一输出信号；

第二功率放大器，它利用所述第二可变电源电压放大所述第二输入信号、以产生第二输出信号；以及

10 耦合器，它把所述第一和第二输出信号耦合到负载上、从而放大所述信号。

62. 如权利要求 61 所述的系统，其特征在于：所述耦合器包括把所述第一和第二输出信号之一直接耦合到负载的直接连接器和把所述第一和第二输出信号中的另一个耦合到负载的隔离变压器。

15 63. 如权利要求 61 所述的系统，其特征在于：所述耦合器包括把所述第一输出信号耦合到负载的第一 $1/4$ 波长传输线和把所述第二输出信号耦合到负载的第二 $1/4$ 波长传输线。

利用固定和调制的电源电压和 降压-升压控制的放大系统和方法

5

相关申请的交叉引用

本申请是共同发明人 Dent 的题为“利用两个以上恒长度矢量的线性放大系统和方法”1998年12月10日提交的转让给本发明同一受让人的序列号 9/209104 的申请的部分继续(CIP)申请, 该申请作为“CIP 申请”附此作参考, 后者本身又是共同发明人 Dent 的转让给本发明同一受让人的1998年4月2日提交的题为“混合 Chireix/Doherty 放大器和方法”序列号为 09/054063 申请的 CIP 申请, 其公开作为在先(Parent)申请附此作参考, 后者本身又是共同发明人 Dent 的转让给本发明同一受让人的1998年4月2日提交的题为“利用双向器件的功率波形合成”序列号为 09/054060 申请的相关申请, 其公开附此作参考。

发明背景

本发明涉及功率放大器和放大方法, 更具体地说, 涉及高效功率放大器和相关的方法。

功率放大器广泛应用于通信系统, 例如无线电话基站和无线电话。在无线电话通信系统中的功率放大器一般放大发射用的高频信号。

在功率放大器的设计上主要考虑的是效率。一般都要求效率高, 以便减小作为热耗散的功率量。再者, 在诸如卫星和便携式无线电话等许多应用中, 可用的功率量是有限的。这里可能要求提高功率放大器的效率, 以便能够延长卫星和无线电话的工作时间。

在 Doherty 的(1940年8月)的美国专利 No.2210028 中, 描述了

用单一 1/4 波长传输线耦合的两个真空管功率放大器的电路。最近的 Upton 等人的题为“微波 Doherty 放大器”的美国专利 No.5420541 中描述了半导体型式的 Doherty 放大器。Proc. IRE, Vol.23 No.11(1935), pp.1370-1392 题为“大功率异相调制”文献中, Chireix 描述了通过
5 结合两个带有可变相位差的恒定输出振幅的放大器给出调幅输出信号的发射机, 以便使其输出的相对相位可以从相加到相减改变。在共同发明人 Dent 的题目均为“功率放大器中废能控制和管理”的美国专利 No.5568088; 5574967; 5631604; 和 5638024 中, 公开了各种耦合的功率放大器电路, 其中用振幅恒定的功率放大器可以产生
10 振幅变化的信号。在申请人 1964 毕业论文项目中, 建造并报告了一种放大器, 其中 V_{cc} 的值根据所需的输出振幅是大于还是小于 $0.7V_{cc}$ 而选择 V_{cc} 或者 $0.7V_{cc}$ 。最后, 1960 年代, 提出和生产了许多所谓“丁类(Class-D)”脉宽调制放大器。

15 发明概述

本发明的实施例可以利用固定和调制的电源电压以及升压/降压控制来放大信号。具体地说, 在本发明的一个实施例中, 在第一饱和功率放大器中放大振幅变化的信号, 所述第一饱和放大器由固定电压的电源供电、产生恒定振幅的第一输出信号。所述振幅变化的
20 信号还在第二饱和功率放大器中放大, 后者由调制电压电源供电、以便产生第二输出信号、其振幅取决于振幅变化的信号、调制电源电压和反相及非反相控制信号。第一和第二输出信号在负载中组合。对调制电压电源进行调制、而同时产生反相和非反相控制信号、使得在所述负载中组合的第一和第二输出信号放大所述振幅变化的信号。
25 振幅变化的信号也可以是振幅变化和相位变化的。

附图的简单说明

图 1 用曲线举例示出两个恒定包络信号的矢量相加;

图 2 是利用正交调制器和一对隔离的功率放大器的传统功率放大器的方框图;

图 3 是按照在先申请(the Parent Application)的功率放大器的第一实施例的方框图;

5 图 4 是按照在先申请的功率放大器的第二实施例的方框图;

图 5 是按照在先申请的功率放大器的第三实施例的方框图;

图 6 是利用双向器件的功率放大器中电流和电压关系的电路图;

图 7 是按照在先申请的功率放大器的第四实施例的方框图;

图 8 是按照在先申请的功率放大器的第五实施例的方框图;

10 图 9 用曲线举例示出按照部分继续申请的利用 4 个振幅恒定矢量的复矢量合成;

图 10 是按照 CIP 申请用于利用两个以上振幅恒定而相位受控的信号把振幅变化和相位差变化的输入信号规定为所需功率电平的系统和方法的实施例的方框图;

15 图 11 是图 10 的 4 相量调制器实施例的方框图;

图 12 是按照 CIP 申请用于利用锁相环对调相信号进行滤波的系统和方法一个实施例的方框图;

图 13 是按照 CIP 申请用于利用两个以上振幅恒定而相位受控的信号把振幅变化和相位变化的输入信号规定为所需功率电平的系统和方法的实施例的方框图;

20 图 14 是传统的 Doherty 放大器的方框图;

图 15 是按照本发明用于放大振幅变化的信号的系统和方法的实施例的方框图;

图 16 是按照本发明的可以提供分开的同相和正交相位通路的系统和方法的另一个实施例的方框图;

25 图 17 是按照本发明用于放大信号的系统和方法的再一个实施例的方框图;

图 18 是按照本发明的另一个实施例的方框图, 其中可以分开地

放大信号的同相和正交相位分量;

图 19 是按照本发明用于放大信号的系统和方法的再一个实施例的方框图;

5 图 20 是按照本发明用于放大信号的系统和方法的再一个实施例的方框图;

图 21A 是传统的前向降压稳压器的电路图;

图 21B 是按照本发明的反向升压稳压器几个实施例的电路图;
以及

10 图 21C 是按照本发明的前向降压稳压器或反向升压稳压器几个实施例的电路图。

最佳实施例的详细描述

15 现将参照表示本发明最佳实施例的附图更全面地描述本发明。但是, 本发明可以用许多种不同的方式实现, 而不应认为是限于这里提出的实施例。相反, 这些实施例是为了使本公开更加彻底和完全, 并向本专业的技术人员充分传授本发明的范围而提供的。所有图中类似的号码都代表类似的元件。将会理解, 当一个元件被称为“连接”或“耦合”到另一个元件时, 它可以直接连接到或耦合到另一元件, 或可能存在中间元件。反之, 当一个元件被称为“直接连接”或“直接耦合”到另一个元件时, 其间不存在中间元件。另外, 这里描述的或举例示出的每一个实施例都包括导电类型互补的实施例。

20 传统的功率放大器, 诸如乙(B)类放大器一般都仅仅在其最大饱和功率输出电平或其附近提供最高效率。为了准确地重现振幅变化的信号, 峰值输出信号电平应该等于或小于所述最大饱和功率电平。当瞬时信号输出电平小于该峰值时, 传统的乙类功率放大器一般都在小于最高效率的情况下工作。

效率一般都随着输出功率的平方根而降低。这是因为, 利用例

如乙类(放大器)时,输出功率随着输出电流的平方而下降,但对于来自电池或其他直流电源的功率消耗只随着输出电流成正比地下降。因此,作为输出功率与电池功率之比的效率,与电流成正比地,亦即与输出功率平方根成正比地下降。

- 5 因而,在 2 瓦峰值输出下具有 60%效率的功率放大器一般在输出 1 瓦(输出功率降低 3dB)时效率只有 42%。此外,放大振幅变化的信号时,传统的放大器不能产生与输入信号振幅成正比的输出信号振幅,因此引起非线性畸变或互调。

对于变化的输出信号功率 $P(t)=A^2(t)$, 平均效率可以估计为:

$$\text{最高效率} \times \frac{(P(t)/P_{\max}) \text{ 的平均值}}{(P(t)/P_{\max}) \text{ 平方根的平均值}}$$

10

或

$$\text{最高效率} \times \frac{(A(t)/A_{\max})^2 \text{ 的平均值}}{(A(t)/A_{\max}) \text{ 的平均值}}$$

15

通过各种技术、诸如输入信号的反预畸变或反馈、包括用于线性放大带宽远小于中心频率的信号的射频功率放大器中的卡笛尔反馈等各种技术,可以减小传统放大器的非线性。不幸的是,超过以上效率公式时线性一般不变,该公式事实上已经假定输出振幅可以忠实地跟随所需的变化的振幅波形。实际上,上面计算的平均效率假定完善的线性。

20

造成功率损失的原因是,电流 $I(t)$ 在恒定的电压 V_{cc} 下从电池拉出,但却在小于 V_{cc} 的变化的电压 $I(t) \cdot RL$ 下提供给负载。电压差 $V_{cc} - I(t) \cdot RL$ 在输出器件(亦即在集电结)两端损失掉,引起器件内的功率耗散。

在 Doherty 的美国专利 No.2,210,028(1940 年 8 月)中,描述了由单条 $1/4$ 波长线耦合两个真空管的功率放大器的电路。第一放大器工

作在高达 $P_{\max}/4$ 的输出电平下，其时达到了乙类最大的实际功率。对于超过该电平的功率，使第二放大器作贡献。第二放大器影响离开 $1/4$ 波长处的第一放大器的负载阻抗，使得第一放大器可以将其功率增大到 $P_{\max}/2$ ，而第二放大器也贡献达 $P_{\max}/2$ ，形成等于 1 的
5 P_{\max} ，此时两个放大器再次达到乙类最大的实际效率。于是，输出电平在从 $P_{\max}/4$ 至 P_{\max} 的 6dB 范围内保持效率。最近在 Upton 的题为“微波 Doherty 放大器”的美国专利 No.5,420,541 中描述了半导体型式的 Doherty 放大器。

在先有技术 Doherty 放大器中，“正常的”功率放大器在从 0 功率至 $1/4$ 峰值功率电平的范围内放大信号，在该功率电平下达到乙类最高效率。于是，峰值功率放大器开始影响输出功率，并通过减小从“正常”功率放大器看去的有效负载阻抗使之能够产生高达峰值功率电平一半的更大的功率输出。峰值放大器还产生一半的峰值功率电平，使得两个放大器结合起来产生所需的峰值功率电平。先有
15 技术中的“峰值”功率放大器在反相下不能工作，以便降低输出功率电平，从而增大从“正常”功率放大器看去的有效负载阻抗，实际上使得它产生较低的功率。因此，“峰值”功率放大器不能对称地起“槽”功率放大器的作用。

Chiriex 在题为“高功率异相调制” Proc. IRE, Vol.23
20 No.11(1935),pp.1370-1392 中描述了通过把两个带有可变相位差的恒定输出振幅放大器组合起来、使得它们的输出的相对相位从相加到相减变化来形成一个能够给出调制振幅输出信号的发射机。没有把 Chiriex 和 Doherty 的技术结合起来以获得线性良好而效率高的放大器，因为 Doherty 放大器取决于两个共相的构成放大器，而 Chiriex
25 放大器取决于两个异相的构成放大器。当两个放大器异相时，正如它们在先有技术中那样，最好利用混合耦合器或定向耦合器把它们结合而使它们彼此隔离。定向耦合器把两个放大器的输出信号组合起来产生和信号和差信号，和信号用作所需的输出，而差信号终结

在一个假负载上。因为所有放大器功率最后或者到达和端口或者到达差端口，而且不反射到任何一个放大器上，所以放大器彼此隔离，不影响彼此的负载线。

5 在共同发明人 Dent 的题目都是“功率放大器中废能量控制和管理”的美国专利 No.5,568,088; 5,574,967; 5,631,604 和 5,638,024 中，公开了耦合功率放大器的各种配置，其中变化的放大器信号可以利用恒定振幅的功率放大器产生。在一种配置中，两个恒定的功率放大器像在 Chireix 中那样由相对的相位移驱动，使得它们的输出或多或少地建设性地或破坏性地相加，以产生变化的输出。所述各放大器在它们的输出端利用形成和信号和差信号的混合耦合器或定向耦合器耦合。对这里描述的先有技术的改进包括利用整流电路在差端口回收通常被废弃的能量。Doherty 的专利、Chireix 的文章和上面引用的 Doherty 专利均包括在此作参考。

15 在本申请人 1964 年的毕业论文项目中，建造和报导了一种放大器，其中 V_{cc} 的值根据所需的输出振幅是大于还是小于 $0.7V_{cc}$ 而选为或者 V_{cc} 或者 $0.7V_{cc}$ 。对于纯正弦波驱动，这使峰值效率从乙(B-CLASS)类放大器的理论值 $\pi/4$ (~78.5%)提升到称为乙丙(BC-CLASS)类的新放大器的 85.6%。在最大输出功率的一半的位置，效率为 78.5%，而不是乙类的 55%。

20 V_{cc} 的选择是利用输出振幅小于 $0.7V_{cc}$ 时连接到提供负载电流的 $0.7V_{cc}$ 电源的第一对晶体管和连接到用于提供振幅在 $0.7V_{cc}$ 和 V_{cc} 之间的负载电流的幅度 V_{cc} 电源的第二对晶体管进行的。二极管用来通过防止输出振幅被驱动到它们的电源电压时的反向电流来保护第一对晶体管。以上配置在音频范围内工作得很好，此时二极管足够快地导通和截止，但对微波频率可能无效。

25 另外，在 1960 年代，提出和制造了许多被称为“丁类”(D-Class)或脉宽调制放大器。脉宽调制放大器使输出器件在高的频率下以与瞬时所需信号波形成正比的占空比在导通和截止之间切换。低通输

出滤波器使切换信号平滑，以便除去高切换频率而产生变化的占空比信号的平均值作为所需的输出信号波形。丁类放大器的缺点是必须以比待放大的所需信号高非常多的频率切换输出器件，这在所需信号已经是诸如微波信号等高频信号时是不现实的。

5 以上的调研指出，为了改善功率放大器的效率，已经采取了许多技术。但是，尽管有这些技术，现在仍旧需要一种能够高效地工作在最大输出下、而且在低于最大输出的输出也能高效地工作的功率放大器。另外，功率放大器最好在诸如无线电通信系统所用的高频信号的情况下高效地工作。

10 本专利申请描述两个利用 Chireix 异相调制驱动的放大器的彼此耦合，使得放大器影响彼此的实际负载线。因此这两个放大器可以在宽的范围内维持比传统的 Doherty 放大器高的效率。

 更具体地说，本专利申请提供一种利用 DC 电源放大振幅变化和相位变化的 AC 输入信号的装置。该装置包括把 AC 输入信号转变为具有恒定振幅和第一相位角的第一信号以及具有恒定振幅和第二相位角的第二信号的变换器。第一放大器放大第一信号，而第二放大器放大第二信号。耦合器使第一和第二放大器彼此耦合并耦合到负载阻抗，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呈线性关系。

20 在一个实施例中，耦合器至少包括一个使第一和第二放大器彼此串联连接并耦合到负载阻抗的变压器。在另一个实施例中，耦合器包括把第一和第二放大器分别彼此耦合并耦合到负载阻抗的第一和第二 $1/4$ 波长传输线。

 按照本专利申请的另一方面，第一和第二放大器是第一和第二双向放大器，使得电流在 AC 输入信号的信号周期的一部分期间从第一和第二放大器流到 DC 电源，从而把能量返回 DC 电源。此外，由此还可以获得效率的提高。

 相应地，利用 Chireix 的异相调制驱动的两个耦合放大器可以同

样地工作，并能对称地影响彼此的有效负载线，使得既能有效地产生峰值功率电平又能有效地产生谷值功率电平，并在比 Doherty 放大器宽的动态范围内维持效率。当这两个异相的放大器影响彼此的负载线时，电流在信号波形周期一部分期间从 DC 电源流到负载，并在该周期的另一部分流到该电源。来自电源的平均功率消耗可以以与负载功率减小的相同比例减小。在 Chireix 和 Doherty 的公开中，当时的真空管不能在反方向上把返回电流引导到电源。反之，在在先申请中，利用双向器件构成的两个放大器由两个分开的最好是数字合成的波形驱动、并且它们的输出被组合、例如利用变压器或连接到谐振短路电路的两个 1/4 波长传输线。利用在先申请，甚至可以在以高于 Doherty 技术的效率改进的同时，获得 Chireix 线性的优点。

当两个振幅恒定的信号要结合以产生一个变化的振幅时，每一个信号的相位彼此朝相反的方向变化。当所得的信号的相位也变化时，所需的相位变化加到每一个信号的相位上。相位变化的方向就所述信号之一而论是加到变化的相位分量上，而从另一个减去。因此，一个信号的相位可能必须变化更快。

当锁相环用来产生所需的射频下的所需的变化相位时，跟随更加快速变化的相位所需的锁相环带宽因而可能需要加大。锁相环带宽的这种增大可能允许更加不希望有的噪音放大。

CIP 申请可以提供一种不必不适当地增大用以在所需的高频下产生变化相位的锁相环带宽的功率放大器和放大方法。具体地说，按照 CIP 申请，振幅变化和相位变化的输入信号转变为两个以上恒定振幅和相位受控的信号。然后将这两个以上振幅恒定而相位受控的信号中的每一个在单独的放大器中单独放大。然后把这两个以上单独放大的振幅恒定而相位受控的信号组合起来，以便产生一个所需功率电平下输入信号的放大的输出信号。把输入信号转变为两个以上的信号时，控制这两个以上振幅恒定而相位受控的信号中的每一个的相位，以便产生一个作为输入信号在所需功率电平下放大的输

出信号。

在 CIP 申请的一个最佳实施例中，这两个以上振幅恒定而相位受控的信号是 4 个振幅恒定而相位受控的信号。这 4 个振幅恒定而相位受控的信号是第一对振幅恒定而相位受控的信号，它们结合产生输出信号的第一复数部分；以及第二对振幅恒定而相位受控的信号，它们结合产生输出信号的第二复数部分。最好控制第一对振幅恒定而相位受控的信号的相位，以便反时针方向改变，以产生输出信号的第一复数部分。最好控制第二对振幅恒定而相位受控的信号的相位，以便反时针方向改变，以产生输出信号的第二复数部分。饱和功率放大器最好单独放大这两个以上振幅恒定而相位受控的信号中的每一个。

在 CIP 申请的一个实施例中，结合是通过串联结合单独放大两个以上振幅恒定而相位受控的信号而发生的，以便产生一个作为输入信号在所需功率电平下放大的输出信号。串联结合可以利用两个以上变压器来发生，每一个变压器都有初级和次级绕组。相应的初级绕组耦合到相应的两个以上放大器之一。次级绕组串联地耦合，以便产生作为输入信号在所需的功率电平下放大的输出信号。或者，两个以上 1/4 波长传输线可以用来把来自所述两个以上放大器的信号组合起来。每一条传输线都具有第一和第二端。相应的第一端耦合到两个以上放大器中相应的一个。第二端耦合在一起，以便产生输入信号在所需的功率电平下放大的输出信号。也可以使用 1/4 波长传输线等效网络。例如，可以采用包括电容和电感的 Pi 网络。

可以通过对这两个以上振幅恒定而相位受控的信号中的每一个进行相位调制，最好进行正交调制，来控制这两个以上信号中每一个的相位，以便产生输入信号的放大的在所需功率电平下的输出信号。相位调制最好利用对于所述两个以上振幅恒定的信号中每一个的单独的锁相环来产生。

按照 CIP 申请的另一方面，振幅变化和相位变化的信号从多个

振幅恒定而相位变化的信号产生，其和信号是振幅变化和相位变化的信号。IQ 波形发生器从振幅变化和相位变化的信号产生余弦载波调制波形 $I(t)$ 和正弦载波调制波形 $Q(t)$ 。函数发生器从余弦载波调制波形 $I(t)$ 产生互补波形 $Q'(t)$ ，使得 $I(t)$ 和 $Q'(t)$ 的平方和为一常数。

- 5 第一调制器用 $I(t)$ 调制余弦载波信号，以便获得第一调制余弦载波。第二调制器用 $Q'(t)$ 调制正弦载波信号，以便获得第一调制正弦载波。诸如蝶形电路等电路形成第一调制余弦载波和第一调制正弦载波的和与差，以便获得振幅恒定而相位变化的信号。

- 10 第二函数发生器从正弦载波调制波形 $Q(t)$ 产生互补波形 $I'(t)$ ，使得 $I'(t)$ 和 $Q(t)$ 的平方和为一常数。第三调制器用 $I'(t)$ 调制余弦载波信号，以便获得第二调制余弦载波。第四调制器用 $Q(t)$ 调制正弦载波信号，以便获得第二调制正弦载波。诸如第二蝶形电路等第二电路形成第二调制余弦载波和第二调制正弦载波的和与差，以便获得第二组振幅恒定而相位变化的信号。

- 15 相应地，CIP 申请可以把两个以上振幅恒定而相位变化的矢量结合，以便获得给定的合成矢量，结合后矢量具有比较缓慢变化的相位。在一个方面，把 4 个振幅恒定的功率矢量组合在一起。产生、放大和组合第一对信号矢量，以便产生相位恒定而幅度变化的矢量，后者代表所需的合成矢量的实部。产生、放大和组合第二对信号矢量，以便产生代表所需的合成矢量的虚部的第二个相位恒定而振幅变化的矢量，亦即与实部成直角的矢量。因此可以限制 4 个振幅恒定的矢量中每一个的所需的相位变化速率，从而允许使用带宽较小的锁相环。

- 25 一个最佳实施例采用第一正交调制器，后者包括正弦和余弦或 I 和 Q 调制器来产生调幅余弦载波信号和调幅正弦载波信号。调制的余弦和正弦信号相加和相减，以产生两个逆时针旋转的振幅恒定的矢量，其合成和是一个振幅等于所需实部的余弦信号。所需的实部是施加在余弦调制器上的 I 调制。 Q 调制是 $(1-I^2)$ 的平方根，后者保证

I+jQ 和 I-jQ 两者都是恒定振幅。第二正交调制器用所需的合成信号的虚部或 Q 部来调制正弦载波，同时用 $(1-Q^2)$ 的平方根调制余弦载波，从而保证在形成 jQ+I 和 jQ-I 之后，它们都是逆时针旋转的振幅恒定的矢量，其和为所需的虚部。然后对 4 个振幅恒定的矢量进行功率放大，例如，利用 4 个锁相环来把 4 个变化的相位以所需的最终传输频率传输给各个功率放大器的输出。

可以用这样的方法产生大于 2、例如 3 的任何数量的振幅恒定而相位变化的矢量，其合成和是所需的振幅变化和相位变化的矢量。所需的振幅变化和相位变化的矢量有规定的分量，分别是实部和虚部。但是，两个以上振幅恒定的矢量的结合提供过多的自由度，按照 CIP 申请这可以用来选择能够减小并且最好使任何矢量变化速率最小化的解决方案。这种解决方案可以或者实时地通过数字信号处理计算出来，或者对于数字调制，可以针对顺序的调制符号的各种组合进行离线计算、并存储在查询表中以备今后实时产生符号时用。

图 1 表示相位变化的矢量如何能够像 Chireix 在其 1935 年的文献首先建议的，用两个具有正确的相对相位关系的振幅恒定的矢量的相加来构造。内圆表示一个功率放大器的最大振幅，而外圆表示两个相等的功率放大器的最大振幅。如图所示，所需振幅是 $A(t)$ 而所需相位是 $\phi(t)$ 。这可以利用第一同相和正交信号 I1 和 Q1 以及第二同相和正交信号 I2 和 Q2 获得，其中 $I1=\cos(\phi-\alpha)$ ， $Q1=\sin(\phi-\alpha)$ ， $I2=\cos(\phi+\alpha)$ 而 $Q2=\sin(\phi+\alpha)$ ，式中 $\alpha=\arccos(A/2)$ 。

在那个时代，Chireix 没有现代数字信号处理技术可用，来精确地产生两个异相位的信号。图 2 中示出利用由数字合成矢量波形 I1, Q1, I2 和 Q2 驱动的两个正交调制器 202, 204 和正交振荡器 206 的现代实现方案。

每一个都是例如具有 $P_{max}/2$ 功率的丙类(Class-C)放大器的两个功率放大器 212, 214 的输出，可以利用混合或-3dB 定向耦合器 220(耦合系数“k”=0.7071)相加。混合或定向耦合器 220 有效地产生和及

差信号。用相同的阻抗终接差端口与和端口提供两个功率放大器之间的隔离、使得来自一个放大器的功率(电压或电流)不能到达另一个放大器。当两个放大器被同相驱动时,和信号上升到 P_{max} ,而在它们被以 180 度的相位差驱动时,和信号下降到 0。其间,功率是 $P_{max} \cdot \cos^2(\alpha)$, 式中 ' α ' 是相对相位差。差输出是 $P_{max} \cdot \sin^2(\alpha)$, 于是输出的和总是 P_{max} 。

当所需输出小于 P_{max} 时,差值 $P_{max}-P(t)$ 从差端口输出,而且一般都是损失掉。在这种情况下平均效率甚至可能比上面针对乙类放大器计算的更差,因为电池电流在输出小于 P_{max} 时并不减小。另一方面,实际上有可能构成其效率高于有线性所需的放大器的效率的恒定包络放大器(在 P_{max} 下),使得在实际上可以获得好处。但是,即使可以获得丙类(Class-C)的 100%效率,所述配置在峰值-平均功率比为 3dB 时只会给出 50%的效率,而在峰值-平均功率比为 6dB 时则只有 25%的效率。

为了帮助提高效率,共同发明人 Dent 在上面包括的 Dent 专利中建议回收一般在输出耦合器的差端口耗散掉的能量。废能量回收整流器 222 用来对耗散的能量进行整流,并把直流电流馈送到电池。已知即使在微波的频率下都可以构造非常有效的整流器,正如利用微波的无线电功率传输的研究已经表明的。

对于数字调制信号,已知可以把数据位期间需要的不同的 I 和 Q 波形的数目限制为 2 的围绕当前位的小位数次方,因为可以从当前数据位删除的数据位的作用可以忽视不计。于是,可以针对附近位的所有 2 的 N 次方组合预先计算波形 I1, Q1, I2 和 Q2,并存入存储器,在需要时调用。这样,可以不必实时计算反余弦。

现参照图 3,描述按照在先申请的功率放大器 300 的第一实施例。功率放大器 300 放大振幅变化和相位变化的 AC 输入信号,以便利用 DC 电源 328 在负载阻抗 R_L 326 上产生放大的输出信号电压和输出电流。显然,负载阻抗 326 可以是天线,DC 电源 328 可以是电

池。

5 仍旧参照图 3，功率放大器 300 包括把 AC 输入信号 332 转换为
振幅恒定并具有第一相位角的第一信号 306 和振幅恒定并具有第二
相位角的第二信号 308 的转换装置 330。转换装置 330 可以用数字信
号处理器(DSP)334 形成，后者产生 I1,Q1,I2 和 Q2 信号。第一和第二
正交调制器 302，304 分别响应正交振荡器 310 以及同相和正交信号
I1, Q1, I2 和 Q2，以便产生第一信号 306 和第二信号 308。转换装置
330 的设计和操作及其各个组件是本专业技术人员众所周知的，故在
此没有必要描述。

10 还是参照图 3，第一放大器 312 放大第一信号 306，以产生恒定
电压振幅的第一输出信号电压 SI(316)。正如下面将要详细描述，
第一放大器 312 最好包括双向放大器装置，后者把电流从 DC 电源拉
出，但它也向 DC 电源提供电流。相应地，放大器 312 和 DC 电源 328
之间的连接表示为双向的。

15 再次参照图 3，第二放大器 314 放大第二信号 308，以便产生恒
定电压振幅 S2(318)的第二输出信号电压。如上所述，第二放大器 314
也包括双向放大器装置，后者从 DC 电源拉出电流，并向 DC 电源提
供电流。放大器 312 和 314 可以是丙类功率放大器，尽管其他类别
的功率放大器也可以采用。

20 还是参照图 3，耦合器 320 把第一和第二放大器 312 和 314 彼此
耦合，并把它们耦合到负载阻抗 326，使得第一放大器的电压或电流
与第二放大器的电压或电流有线性关系。耦合器 320 可以不同于传
统 Chireix 电路用的定向耦合器。具体地说，耦合器 320 不将第一和
第二放大器彼此隔离。相反，它以相互作用的方式把第一和第二放
25 大器彼此耦合，使得每一个影响另一个的负载线。

在图 3 中，耦合器 320 包括第一变压器 322 和第二变压器 324。
它们各自的次级绕组 322b 和 324b 串联连接在负载阻抗 326 的两端。
它们各自的初级绕组 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。相应地，第一和第二输出信号电压 S1 和 S2 的和在负载阻抗 326 两端产生放大的输出信号电压，还产生流过负载阻抗的输出电流。与输出电流成线性关系的放大器电流流入第一和第二放大器 312 和 314 两者的双向放大器装置。

- 5 变压器 322 和 324 使相对于地的输出端的串联连接便于实现。串联连接可以保证等于负载电流或其按比例缩放值的同样电流流入两个放大器 312 和 314 的输出电路。

通过省略图 2 的用于把两个放大器彼此隔离的输出耦合器，允许所述两个放大器相互影响或相互作用。具体地说，当两个放大器
10 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 的和将等于零因而没有负载电流。所以，流入放大器装置的电流也将由于串联连接而为零，这保证了两个放大器的电流和负载电流相同。若没有电流流入放大器装置，则来自 DC 电源电压 Vcc 的消耗的电流亦将为零。于是，与即使在瞬时负载功率为零时也从电源消耗恒定数量功率的图 2 的耦合功率放大器形成对照，图 3 的电路可以随
15 着瞬时输出功率减小而减小电流消耗。

现将参照图 4，它表示按照在先申请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，把第一和第二放大器 312 和 314 连接到负载阻抗 326 的相互作用耦合器 320' 分别用第一和第二 1/4 波长传输线 422 和 424 实现。负载阻抗包括输入节点 440，而第一和第二 1/4 波长传输线 422 和 424
20 最好连接到该输入节点 440。

如图 4 所示，微波频率下的串联连接可以更现实地利用两条 1/4 波长传输线 422 和 424、通过 1/4 波长距离的(distant)并联连接来实现。
25 当两条 1/4 波长传输线的输出并联时，输出电压在输入节点 440 上被强制变为相同(V₀)。若这些传输线具有相同的阻抗，像图 3 所示地在串联连接中建立相同的状态，则这迫使这些电流在功率放大器 312 和 314 同样地相隔 1/4 波长。若传输线具有不同的阻抗 Z₀₁ 和 Z₀₂,

则迫使功率放大器的输出电流 I_1 和 I_2 按照与该阻抗成反比的方式缩放。

功率放大器理想的是每一个都在它们的 $1/4$ 波长传输线的两端产生 V_{cc} 的输出摆动。因为该电压在该端相同，所以相隔 $1/4$ 波长的另一端的电流在相同传输线的情况下必须相同。若传输线阻抗不相等，则在传输线连接处电流分别为 V_{cc}/Z_{o1} 和 V_{cc}/Z_{o2} 。于是总的输出电流 $I_o = V_{cc}(1/Z_{o1} + 1/Z_{o2})$ 或者对于相同的传输线为 $2V_{cc}/Z_o$ 。

若功率放大器产生相对相位电流 $V_{cc} \text{EXP}(j\alpha)$ 和 $V_{cc} \text{EXP}(-j\alpha)$ ，则总的输出电流为：

$$I_o = V_{CC} \left(\frac{\text{EXP}(j\alpha)}{Z_o} + \frac{\text{EXP}(-j\alpha)}{Z_o} \right) \\ = 2V_{cc} \cdot \text{Cos}(\alpha) / Z_o,$$

10

假定传输线阻抗 Z_o 相等。

于是电压 V_o 由下式给出：

$$I_o \cdot R_L = \frac{2V_{CC} \cdot R_L \text{Cos}(\alpha)}{Z_o}$$

而这本身又迫使功率放大器电流为

15

$$\frac{2V_{cc} \cdot R_L \text{Cos}(\alpha)}{Z_o^2}$$

20

表明每一个功率放大器的峰值电流减小了 $\text{Cos}(\alpha)$ ，在混合耦合的情况下并非如此。当 $\alpha = 90$ 度时，两功率放大器反相，输出信号 V_o ， I_o 为零，但是，功率放大器电流却是如此，即使它们仍旧被驱动至满幅度 V_{cc} 输出摆动。这就像是负载阻抗增大至无穷大。于是，通过调制 α (用 DSP 编码)，从功率放大器看去的有效负载阻抗也被调制、使得它们只产生瞬时所需的输出功率。

为了获得最大效率，最好避免流入功率放大器输出电路的谐振电流。这可以利用与功率放大器输出端串联的串联谐振电路以便提

供对基波的低阻抗和对谐波的高阻抗获得。但是,如图 5 中放大器 500 5 中所示,可以不这样,而是把单一并联谐振电路 550 连接到离开两个 $1/4$ 波长传输线的节点一个 $1/4$ 波长。并联谐振器迫使传输线连接点(节点 440)电压波形为正弦波,因此在功率放大器处迫使一个 $1/4$ 波长处的电流为正弦波。

如上所述,第一和第二放大器 312 和 314 最好分别包括双向放大器件,后者从 DC 电源 326 拉取电流,并把电流提供给 DC 电源。相应地,在 AC 输入信号 332 信号周期的一部分期间,电流从第一和第二放大器流到 DC 电源,把能量送还 DC 电源。图 6 举例示出包括 10 按照在先申请的双向放大器件的功率放大器的一个实施例。

如图 6 所示,该功率放大器 312 的一个实施例包括 P 型场效应晶体管 602 和 N 型场效应晶体管 604,它们各自连接在正和负电源 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给 $1/4$ 波长传输线 422 15 的输出信号。类似的考虑也适用于第二放大器 314。

当 α 处在 0 和 90 度之间时,正如图 6 举例示出的,所述功率放大器件中的正弦电流不同相、使得所述器件导通和截止。也如图 6 所示,来自电源的平均电流相对于峰值电流 I_{pk} 再减小一个系数 $\cos(\alpha)$ 。因为 I_{pk} 也随着 $\cos(\alpha)$ 减小,电源电流净减小 $\cos^2(\alpha)$,这是输出功率因 α 调制而减小的同一个系数。因此电源功率和负载功率都减小了,同时在截止和在导通时维持同一个理论效率。这取决于双向功率放大器件的采用,它们可以在输入信号周期一部分期间在反方向流通电流,把能量送还电池。 20

如图 6 所示,利用理想的双向器件时理论效率为 100%,在单端推挽输出级的情况下可以理解这一点。在从 0 到 $(\pi - \alpha)$ 的范围“a” 25 内,电流从 $-V_{cc}/2$ 流到负载,与此同时 N 型器件导通,降低。这是把能量从 $-V_{cc}/2$ 电源 328b 输送到负载。在范围“b”内,电流仍旧是负的,但 P 型器件导通。平均电流和能量反向流到 $V_{cc}/2$ 电源 328a。

在范围“c”，电流从 $V_{cc}/2$ 电源 328a 流到负载，同时 P 型器件导通，而在范围“d”，当 N 型器件导通时电流仍旧是负的，把电流和能量送回 $-V_{cc}/2$ 电源 328b。于是，平均电流为：

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

5

来自 $-V_{cc}/2$ 和 $+V_{cc}/2$ 每个电源的平均电流，与同相电流相比按照系数 $\cos(\alpha)$ 减小。

在图 6 中，来自分开的电源 $-V_{cc}/2$ 和 $+V_{cc}/2$ 的平均电源电流在 $\alpha=0$ 时计算为 I_{pk}/π 。因此，来自两个电源的总功率为

$$I_{pk} \cdot V_{cc} / \pi. \quad (1)$$

10

单端功率放大器输出端的方波电压摆幅为 $-V_{cc}/2$ 到 $+V_{cc}/2$ ，亦即 $V_{cc}/2$ 峰值，使得阻抗为 Z_o 的 $1/4$ 波长传输线端部的电流必须是峰值电流为 $\pm V_{cc}/2Z_o$ 的方波，使得驱动图 5 谐振器的基波电流为：

$$\frac{2V_{cc}}{\pi \cdot Z_o} \text{peak} \quad (2)$$

15

该电流引起数值如下的峰值负载电压：

$$\frac{2V_{cc} \cdot R_L}{\pi \cdot Z_o} \quad (3)$$

因而负载功率为峰值电流 \times 峰值电压：

$$= \frac{2V_{cc}^2 \cdot R_L}{(\pi \cdot Z_o)^2} \quad (4)$$

20

方程式(3)给出 $1/4$ 波长传输线端部谐振器上的正弦电压摆幅。因而，该传输线功率放大器件一端的电流是它被 Z_o 除，亦即

$$I_{pk} = \frac{2V_{cc} \cdot R_L}{\pi \cdot Z_o^2} \quad (5)$$

把方程式(5)中的 I_{pk} 代入方程式(1)得出总的 DC 输入功率为:

$$= \frac{2V_{cc}^2 \cdot R_L}{(\pi \cdot Z_o)^2} \quad (6)$$

5 与方程式(4)相同, 表明效率为 100%。

众所周知, 把方波转换成正弦波输出的带有无损滤波的开关方式逆变器给出理论上的 100%效率。但是, 在包括于图 7 的发射机实施例中的图 3 至 6 的配置中, 即使是振幅变化的信号或者在发射机被逆转至满输出以下时, 仍能维持该效率。在图 7 中, 放大器 700
10 可以采用开关方式(丁类(Class-D))功率放大器。负载 326 是天线。于是, 理论上不限制效率的本发明是一个比其理论效率即使采用理想器件也已经小于 100%的先有技术好的起点。

本申请采用诸如数字信号处理器(DSP)334 等装置来把具有变化振幅和变化相位的复调制信号转换为振幅恒定而相位以不同方式变化的两个调制信号。于是, 它采用装置来产生两个用相应的调相的信号来调制的信号。一个装置已经举例示于图 2, 亦即采用分别用它们相应的调相信号的余弦和正弦驱动的两个正交调制信号 302, 304。
15 另一种技术示于图 8 的实施例, 其中采用两个频率合成器 802 和 804, 每个均为相位可调制的, 诸如可调制分数 N 合成器 802 和 804。可调制分数 N 合成器包括累加器, 后者的数值决定受该合成器控制的振荡器 812, 814 的相位。一般, 在分数 N 合成器中, 累加器通过重复加上斜率值而连续加大(带返转), 它提供频率偏移量。为了改变相位, 累加器通过仅一次加上等于所需相位改变量的方法来额外增大。该配置示于图 8。

25 利用两个单独的分数 N 合成器 802, 804, 各增加的相位增量值的累加性质可能不同步。因此, 实际上, 需要维持同步就意味着两

个合成器必须结合在单一芯片上。另外，Dent 在 1998 年 11 月 10 日授予的题为“采取 DC 响应的三点调制用的频率合成系统和方法”的转让给本申请的受让人的包括在此作参考的美国专利 No.5,834,987 中公开的称作“倒分数 N”的合成器类型可能是有利的，因为它调制受固定基准频率控制的基准分频器，后者在需要两个调制的合成器时易于同步。

另一种可以直接调相的合成器技术是直接数字合成器或 DDS，其中累加器连续地计算 $(\omega t + \phi)$ 的值，并利用正弦查用表把最高有效位部分转换为正弦波。其他任何产生调相信号的传统方法也均可用于在先申请。

当在先申请的发明的一个实施例可以用来产生振幅和相位都变化的信号时，两个恒定包络线放大器通过分别求出确定相位分量的所需相位变化量和振幅的和与差来产生相位变化的信号。当两个相位分量的变化量具有同一方向时，和相位变化较快；而差相位变化较快。于是一个相位变化比另一个快，而当所需的信号矢量具有从靠近复平面原点(0, 0)通过的轨迹时，相位变化速率可以变得非常大。若信号矢量刚好通过原点，即、信号振幅达到零，则两种相位变化都具有有限的微商。但是，对于从无限接近原点处通过的矢量，相位的微商可以任意大。

仅仅相位改变的振幅恒定的信号可以利用调制锁相环产生，这是一个潜在的优点。但是，由锁相环产生的相位的变化速率受该环带宽限制。需要避免利用过分宽的锁相环带宽，使得锁相环有助于滤除不希望有的噪音，并防止来自要发射的信号的宽带噪音。但是，利用窄的锁相环会限制精确重现从靠近原点处通过的复信号矢量轨迹。CIP 申请可以解决这个设计矛盾，并且可以允许利用更加合乎要求的锁相环参数，而不必影响重现复信号轨迹的准确度。

参照图 9 描述第一实施例。图 9 表示通过单独地合成其虚部 I 和其实部 Q 来合成复矢量 Z。它们每个又都是通过对恒定振幅逆时

针旋转的相位变化的矢量相加而合成的。于是，图 9 表示 4 个恒定振幅矢量 V1, V2(它们结合产生虚部 I)和 V3, V4(它们结合产生实部 Q)。

5 利用一对矢量来只合成实部或虚部的好处是实部或虚部的轨迹仅仅在改变符号时才必须通过原点。数值通过零点的速率受合成复信号有限带宽的限制。于是，在合成有限带宽的信号时，可以保证 4 个矢量 V1, V2, V3 和 V4 中每一个的旋转速率是有限的。

此外，每一个矢量永远只必须相对于平均相位旋转 ± 90 度，以便产生在正最大和负最大信号振幅之间改变的实部或虚部。这样，
10 与只用两个振幅恒定矢量(这时每个矢量可能都必须旋转整个 360 度，并继续旋转 360 度的任何倍数)相比，锁相环的设计可以易于实现。

图 10 表示按照 CIP 申请一个实施例的 4 个耦合的振幅恒定功率放大器 1011a, 1011b, 1011c 和 1011d 的配置。向 4 相调制器 1010
15 馈送有关所需的待发射信号的信息，后者可以例如用复信号实部 I 波形(余弦分量)和虚部波形 Q(正弦载波分量)来描述。调制器 1010 产生 4 个表示如下的恒定振幅相位变化的信号：

$$\begin{aligned} & e^{j(\omega t + \phi 1)} \\ & e^{j(\omega t + \phi 2)} \\ 20 \quad & e^{j(\omega t + \phi 3)} \\ & \text{和 } e^{j(\omega t + \phi 4)} \end{aligned}$$

式中 $\phi 1 = \arccos(I)$; $\phi 2 = -\phi 1$; $\phi 3 = 90 - \arccos(I)$; $\phi 4 = 180 - \phi 3$,
“ ω ”是可以在另一个输入端提供的载波频率信号的频率。

25 因为 ARCCOS 函数对于大于 1 的自变量没有定义，所以必须正确地缩放所需的信号 $Z = I + jQ$ ，使得它的峰值振幅永远不超过 1，而且最好刚刚小于 1。对所需功率电平的缩放是由放大器 1011a...1011d 完成的。放大器 1011a...1011d 的输出相当于图 9 的矢量 V1, V2, V3 和 V4，利用变压器 1012a 和 1012b 串联相加来产生实部 I。实部 I

只由余弦载波分量组成，后者是从正振幅到负振幅的振幅调制的，亦即双边带、受抑制的载波调制(DSBSC)。类似地，放大器 1011c，1011d 的对应于图 9 的矢量 V3，V4 的输出利用变压器 1012c，1012d 串联相加以便产生虚部 Q，它是 DSBSC 调制的正弦载波分量。然后
5 把所有变压器的输出串联连接，以便把 I 和 Q 加起来、获得所需的复信号调制 $Z=I+jQ$ 。

正如在先申请中所公开的，串联连接使相同的输出或负载电流流入所有放大器件，而不管其影响总的输出信号的电压。当电流与放大器的电压贡献同相时，该放大器从 DC 电源向负载提供功率。当
10 放大器的电压贡献与负载电流反相时，假如采用双向输出器件，则该放大器便起同步同步整流器的作用，把电流送还 DC 电源。当放大器的电压贡献与负载电流相位成 90 度时，在 AC 信号周期一部分期间从 DC 电源消耗电流，而在 AC 信号周期另一部分期间把电流还回 DC 电源，平均不从 DC 电源消耗净电流。于是，仅仅放大器
15 1011a...1011d 从它们公共的 DC 电源(未示出)消耗的平均电流相当于输送到输出电路或负载的功率，因此它只与所需信号波形 Z 相符合。因此，采用理想双向放大器件的放大器的理论效率为 100%，与先有技术的放大器形成对照，后者即使采用理想器件也具有较低的理论效率。

20 对于非常高的频率和微波操作，在在先申请中公开了串联连接的比较现实的形式可以是采用离放大器 1/4 波长的并联耦合，利用适当阻抗的 1/4 波长传输线。阻抗的选择是使放大器与负载阻抗、亦即与天线匹配，以便产生所需的总输出功率。1/4 波长耦合线的长度还应根据需要缩短，以补偿放大器件的输出电容。1/4 波长传输线的
25 等效电路还可以例如如图 13 所示、在 π 网络 1302 配置中利用分立的电感和电容构成。每一个 π 网络 C1, L, C2 的第一个电容 C1 可以吸收放大器件的输出电容，而第二电容 C2 可以结合成单一的电容 $4C2$ 。这样的网络最好应该利用附加的 LC 组件设计成在尽可能多的

奇次谐波下反映放大器的高阻抗，而且该放大器最好是推挽放大器，它抑制载波频率的偶次谐波。

图 11 示出图 10 的 4 相量调制器 1010 的实施例的更多细节。I 信号馈送到第一平衡调制器 1101a，其中它乘以余弦载波分量，以产生 $I\cos(\omega t)$ 。I 信号还馈送到函数发生器 1100a，后者从 I 产生信号 Q' ，使得 I 和 Q' 的平方和是个常数。若用函数发生器 1100a 实现的函数 $f(x)$ 是 $\sqrt{1-x^2}$ 函数，则实现这一点。 Q' 馈送到第二平衡调制器 1101b，其中它乘以正弦载波分量，以便获得 $Q'\sin(\omega t)$ 。蝶形电路 1102a 既形成调制器 1101a, 1101b 输出的和又形成它们的差，以便获得：

10 $I\cos(\omega t)+Q'\sin(\omega t)$ 和

$I\cos(\omega t)-Q'\sin(\omega t)$ ，两者均具有恒定振幅 $\sqrt{I^2+Q'^2}$ 。

这两个恒定振幅的驱动信号对应于图 9 的矢量 V_1 和 V_2 ，并驱动图 10 的放大器 1011a 和 1011b。

所需的 Q 信号分量馈送到类似的电路，除了在平衡调制器 1101c 中把 Q 乘以正弦载波分量以及在平衡调制器 1101d 中把产生的信号 I' (利用函数发生器 1100b 产生的) 乘以余弦载波。然后蝶形电路 1102b 形成调制器 1101c 和 1101d 输出的和与差，以便获得两个恒定振幅信号 $Q\sin(\omega t)+I'\cos(\omega t)$ 和 $Q\sin(\omega t)-I'\cos(\omega t)$ ，这相当于图 9 的矢量 V_3 和 V_4 ，并驱动图 10 的放大器 1011c 和 1101d。

20 一般对传输信息进行编码，并利用数字信号处理把编码后的信息转换成基带调制信号 I 和 Q。首先可以利用数字信号处理以一系列的数字样值的形式产生 I 和 Q，然后用数模转换器(D/A)将其转换成模拟波形。在共同发明人 Dent 的美国专利 5,530,722 中描述了取消 D/A 转换器的技术，该专利包括在此作参考。该技术涉及把数字 I/Q 样值
25 流转换成高的位速率， $\Sigma-\Delta$ 调制，然后通过低通滤波将其转换成模拟信号。

平衡调制器 1101a, 1101b, 1101c, 1101d，可以例如具有易于用半导体工艺生产的称为 Gilbert 单元(cell)的型式。来自 Gilbert 单元的输

出信号是平衡(亦即推挽)电流,因此两个 Gilbert 单元的输出可以通过使它们的输出并联来相加,以便把它们的输出电流相加。然后,一个 Gilbert 单元的连接反转引起相减。这样,蝶形电路 1102a, 1102b 可以通过把 Gilbert 单元的输出并联耦合来获得,利用对一个 Gilbert 单元连接的反转实现差输出。可以利用电流镜复制 Gilbert 单元的电
5 流输出,以便获得用于形成和的一个平衡输出和用于形成差的类似的平衡输出。从包括在此的参考文献还知道,为了调制数据信号,可以预先计算整个 Σ - Δ 位流,并贮存在查用表中,供不同的有限长度的数据符号序列之用,并通过用调制数据序列对该表寻址而获得
10 正确的 Σ - Δ 波形。

只利用调相信号来合成发射信号的一个潜在的好处是,相位调制可以施加在直接运行于输出频率并具有比从先有技术正交调制器所能达到的更高的功率输出的振荡器上。于是,功率放大器可能需要较小的增益来放大振荡器输出,因而对宽带噪音的放大较弱。防
15 止功率放大器放大宽带噪音可能有助于避免诸如蜂窝电话机等同一台设备或邻近设备中从发射机到接收机的干扰。首先以发射中频产生调相信号、然后用锁相环把该相位调制转换为发射频率 VCO 的技术,在共同发明人 Dent 的美国专利 5,535,432 中有进一步的描述(该公开包括在此作参考),并且从 1992 年起已经用于由 L.M.Ericsson 公
20 司制造并在欧洲销售的符合 GSM 数字蜂窝电话标准的蜂窝式电话。这一方案的应用示于图 12。

现参见图 12, 4 相量调制器 1010' 以发射中频(TXIF)产生调相信号。发射频率电压控制振荡器 1215a 以发射频率 F_{tx} 产生信号,后者被功率放大器 1211a 放大。振荡器 1215a 输出的一部分被馈送到下变频混频器 1214a, 在这里与频率为 F_{lo} 本机振荡器信号进行外差处理,该信号与所需的发射频率 F_{tx} 有一个 TXIF 偏移量,亦即
25

$$F_{lo}=F_{tx}\pm TXIF。$$

在蜂窝电话中,本机振荡器信号往往与已经用于接收部分的信

号相同，这通过正确选择 TXIF 来保证，使得发射频率与接收频率偏移一个称为“双间隔”(Duplex Spacing)的量。

5 外差式下变频器(混频器 1214a)在频率 TXIF 下的差频输出在相位检波器 1213a 中与来自调制器 1010'的调相 TXIF 信号进行相位比较。若比较的相位不匹配，则由集成在锁相环 1216a 中的相位检波器 1213a 产生相位误差信号，以便产生给 VCO 1215a 的正确的控制信号，从而控制 VCO 1215a 的相位和频率，以便跟随来自调制器 1010'的相位调制。

10 包括元件 1213a, 1214a, 1215a 和 1216a 以及功率放大器 1211a 的整个锁相环相位转换电路 1220a 复制为 1220b, 1220c 和 1220d, 用于其他 3 个相量信道。4 相量调制器 1010'示于图 12, 具有信号数据输入, 而不是 I 和 Q 输入。于是, 4 相量调制器 1010'被假定包括数据符号序列向 I, Q 波形的转换, 利用例如预先计算好的上述查用表。

15 当要把发射输出频率在不同的信道之间改变时, 现在只要改变本机振荡器的频率 F_{lo} 即可, 而产生的发射信号将在改变为 F_{lo} 的步骤中改变为新信道。利用锁相环来把相位调制转换为输出频率的好处是由环路滤波器 16a...16d 决定的锁相环带宽只需要具有足以正确地通过调制的带宽即可, 因而有助于抑制宽带噪音, 不然后者会被功率放大器 1211a...1211d 放大, 可能干扰接收机。

20 现将描述 CIP 申请的另一个方面, 这对应于通过结合两个以上振幅恒定的矢量来合成相位和振幅变化的矢量的比较一般的发明原理。上面参照图 13 详细地讨论了 4 个矢量结合的特定情况。在该示例中这些矢量是成对结合的, 以便产生所需的复信号矢量的实部和虚部。一个目的是消除对任何矢量需要大的改变速率的可能性。利用两个以上振幅恒定的矢量合成复矢量时可用的过多的自由度较一般的目的是减小任何矢量所需的最大相位改变速率。最小相位改变速率解决方案的结果不一定是结合两个矢量来产生实部、结合两个矢量来产生虚部, 若使用 5 个矢量中的 3 个, 则这可能不是解

25

决方案。

一般的问题可以在数学上列成公式如下：

找出 N 个相位波形 $\phi(1) \dots \phi(N)$ ，使得

$$\sum_{k=1}^N e^{j\phi(k)} = Z(t), \text{ 所需的复波形}$$

5

并使最大的 $|\phi(k)|$ 最小化。

一个替代的目标是使相位微商的平方和最小化，亦即

找出 N 个相波形 $\phi(1) \dots \phi(N)$ ，使得

$$\sum_{k=1}^N e^{j\phi(k)} = Z(t), \text{ 所需的复波形}$$

并使 $\sum_{k=1}^N |\dot{\phi}(k)|^2$ 最小化。

10

以上可以重新表述为标准语言的多重问题：

$$\text{使 } \sum_{k=1}^N |\dot{\phi}(k)|^2 \text{ 最小化, 服从 } \sum_{k=1}^N j e^{j\phi(k)} \phi(k) = Z(t)$$

把上述涉及 Z 的复数方程分解为它的实部和虚部波形 I 和 Q ，并
定义 $2 \times N$ 矩阵 A 如下：

15

$$[A] = \begin{bmatrix} \cos(\phi_1) & \cos(\phi_2) & \dots & \cos(\phi_N) \\ \sin(\phi_1) & \sin(\phi_2) & \dots & \sin(\phi_N) \end{bmatrix}$$

拉格朗日乘数问题有解

$$\begin{pmatrix} \dot{\phi}_1 \\ \dot{\phi}_2 \\ \vdots \\ \dot{\phi}_N \end{pmatrix} = A^{\#} [A \cdot A^{\#}]^{-1} \begin{pmatrix} \dot{Q}(t) \\ -\dot{I}(t) \end{pmatrix}$$

20

上列方程式是一组 N 个非线性微分方程，原理上可能解出 N 个相波形，给出用实部 $I(t)$ 和虚部 $Q(t)$ 表示的所需的复信号波形 $Z(t)$ 。这样的解实时完成可能是繁重的，但因为数字信号处理变得日益功能强大，如果不是已经有了经济可行地实现的实时解的话，不久也会有。该问题可以用 dt 的离散时间步骤陈述，以便获得各 dt 步骤中相位波形的采样、在 dt 离散步骤给出的 $Z(t)$ 的值(如: $Z1=I1+jQ1$; $Z2=I2+jQ2$...等等)。

然后可以从上述微分方程求出时间步骤“ i ”的相位值为:

$$\begin{pmatrix} \phi 1 \\ \phi 2 \\ \vdots \\ \phi N \end{pmatrix}_i = A^\# [A \cdot A^\#]^{-1} \begin{pmatrix} Q(i) - \bar{Q}(i-1) \\ \bar{I}(i-1) - I(i) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \phi 1 \\ \phi 2 \\ \vdots \\ \phi N \end{pmatrix}_{i-1}$$

式中 \bar{I} , \bar{Q} 是以前达到的值，由下式给出

$$\bar{I}(I-1) + j \bar{Q}(I-1) = \sum_{k=1}^N e^{j\phi k(i-1)}$$

以前达到的 I , Q 在时间步骤 $(i-1)$ 用作步测点 (stepping-off point)、根据该步测点在时间步骤“ i ”达到新的所需的 I , Q 值，这可以保证诸如以前达到的值中的取整误差等计算误差可以通过计算从以前达到的值包括误差、移到新的所需的值所需的相位值的步进变化来补偿。于是，可以防止计算误差积累。

在上述中，从每个步骤之后的新相位值再次计算矩阵 A 。在每个步骤之后，还把新的相位值用于相位调制，这可以包括任何或所有相位值的数模转换、转换后相位值的滤波、用于把相位调制转换为发射机输出频率的锁相环、诸如分数 N 合成器或直接数字合成器 (DDS) 等可相位调制的频率合成器、或者利用正交调制器把每对 I 和 Q 值调制成所需的射频载波信号后利用余弦/正弦函数或表把相位值重新转换成 I , Q 值，以便获得 N 个恒定振幅信号，其和即为所需的

相位和振幅调制了的信号。

当从数字信息信号产生所需的调制时，往往可以利用任何时刻复调制波形 $Z(t)$ 都只是有限个过去和将来数字信息符号的函数这一事实来简化计算。于是，每一时刻 $Z(t)$ 都只可能有有限个 M^L 的可能值，其中 M 是可能的信息符号的字母大小。因而可以针对所有可能的 M 符号序列预先计算出所有可能的波形 $Z(t)$ 。类似地，可以利用上列方程式预先计算出所有可能的 N 个相位波形的组，并使其与波形查用表中的符号序列相联系。然后用实际的符号序列来寻址该表，以便取出预先算出的相位波形或相当的 I, Q 波形，从而省去所需的实时计算。预先计算的好处之一是检测然后通过相继出现的可能暂时脱离相位解的最小变化速率的各点之间采取替代例程来避免任何矩阵 $A \cdot A$ 变为奇异矩阵的趋势，以便避免随后需要较大的相位变化速率。

相应地，在 CIP 申请中，在串联组合(或其等效操作)两个以上恒定功率电平的放大后的信号的基础上，可以有效地以传输功率电平产生振幅和相位变化的信号。提出了用于计算每一个恒定振幅信号所需的相位变化量的一般方法和系统，它可以使用 3 个或更多的信号。还提出了用于产生和组合 4 个信号的方法和系统的实施例，它可能比较简单，可能是最佳解决方案。

本发明的实施例可以利用固定的和调制的电源电压和升压/降压控制来放大信号。具体地说，本发明一个实施例在用固定电压的电源工作的第一个饱和功率放大器中产生振幅变化的信号，以便产生振幅恒定的第一输出信号。振幅变化的信号还在用调制电压电源工作的第二饱和功率放大器中放大，以便产生振幅取决于振幅变化的信号、调制的电源电压和反相/非反相的控制的第二输出信号。第一和第二输出信号在负载上组合。对所述调制的电压电源进行调制、同时产生反相/非反相的控制信号，使得负载中的组合的第一和第二输出信号将振幅变化的信号放大。振幅变化的信号可以是振幅变化

和相位变化的。

在另一实施例中，可以对所述调制的电压电源进行调制、同时产生反相/非反相的控制信号，以便在振幅变化的信号的瞬时振幅小于第一饱和放大器在负载上产生的振幅时相对于振幅变化的信号反转第二输出信号，并且在振幅变化的信号的瞬时振幅大于第一饱和放大器在负载上产生的振幅时相对于振幅变化的信号不反转第二输出信号，使得所述负载中的组合的第一和第二输出信号放大振幅变化的信号。在另一个实施例中，第二饱和放大器采用双向放大器件，它从调制电压电源拉取电流，并向调制电压电源提供电流。反之，第一饱和放大器从固定电压电源拉取电流，而不向固定电压电源提供电流，以便产生振幅恒定的第一输出信号。在再一个实施例中，第二饱和功率放大器当反相/非反相控制信号指示非反相时从调制电压电源拉取电流，而当反相/非反相控制信号指示反相时向调制电压电源提供电流。

在再一个实施例中，通过利用负载串联组合第一和第二信号而在负载上组合第一和第二信号。在第一实施例中，第一和第二输出信号中的一个直接耦合到负载上，而第一和第二输出信号中的另一个通过隔离变压器耦合到负载。在第二实施例中，第一和第二输出信号分别通过各自的第一和第二 1/4 波长传输线耦合到负载。

在本发明的另一实施例中，两个放大器的输出端口可以与公共负载串联，例如把每一个放大器通过 1/4 波长传输线连接到同一个负载端。在这个实施例中，所述放大器之一可以由恒定振幅的 AC 驱动信号驱动，并由恒定电压 DC 电源供电，使得其输出信号为恒定的 AC 电压，而它对负载电流的贡献是与恒定 AC 电压成正比的固定的 AC 负载电流。第二放大器由可能是恒定驱动电平的适当驱动电平的驱动信号驱动至饱和，而第二放大器的 DC 电源端子连接到由高电平调制器响应调幅信号而产生的变化电压。另外，第二放大器驱动信号的相位可以是与第一放大器驱动信号同相或相差 180 度，取决于第

二放大器对负载信号的贡献是与第一放大器的贡献相加(升压)还是相减(降压)。

5 在另一个实施例中，当第二放大器在“降压”制式下被驱动时，电流和功率从其DC电源端子流出，而且最好用可变的切换方式功率变换器、诸如反向应用的升压方式的功率变换器送回DC电源。或者，当第二放大器在“升压”制式下被驱动时，功率从DC电源通过诸如开关方式的“降压”稳压器等适当的可变的功率变换器流到放大器电源端。于是，这个实施例可以不是配置为“只降压”Doherty放大器，其中第一放大器提供所需的最大功率，否则用第二放大器“降
10 压”；就是配置为升压/降压放大器，其中输出信号通过为第二放大器选择降压驱动相位或升压驱动相位，既可以向上又可以向下改变第一放大器输出信号电平。放大器还可以配置为“只升压”放大器。

本发明的实施例还可以用于具有同相分量(I)和正交相位分量(Q)的振幅变化的信号。在这个实施例中，第一和第二饱和功率放大器
15 可以放大信号的同相分量。第三和第四饱和功率放大器可以放大信号的正交相位分量。因此所产生的第一、第二、第三和第四输出信号可以在负载上组合。第二和第四饱和功率放大器用的第一和第二调制电压电源可以相同或者可以是彼此无关的。另外，第一和第三饱和功率放大器用的第一和第三固定电压电源可以是相同或彼此无
20 关的。

在本发明的再一个实施例中，信号是通过产生第一输入信号、第二输入信号、反相/非反相信号和来自所述信号的可变电源电压来放大的。利用固定电源电压放大第一输入信号来产生第一输出信号。利用可变电源电压响应非反相/反相控制信号而选择性地反相或非反
25 相放大所述第二输入信号。第一和第二输出信号耦合到负载中，从而放大该信号。当选择性地反相和非反相放大第二输入信号时，可以从调制电压电源拉取电流和向调制电压电源提供电流。另一方面，当利用固定电源电压放大第一输入信号时，只从固定电源电压

拉取电流。第一和第二输出信号可以在上面描述的电路中在负载中组合。此外，信号的同相和正交相位分量可以单独地放大，然后如上所述地组合。

5 在在先申请和 CIP 申请的实施例中，利用 Chireix 异相调制驱动的两个或两个以上耦合放大器可以相同地工作或对称地影响相互的有效负载线，使得有效地产生峰值和谷值功率电平，从而在比 Doherty 放大器宽的动态范围内维持功率效率。当两个放大器异相或影响彼此的负载线时，在信号波形周期的一部分期间电流从 DC 电源流到负载，在另一部分期间流到电源。这可以按照负载功率减小的比率减小来自电源的平均功率消耗，因而允许高效率。

10 不幸的是，功率放大器中的有源器件可以具有非线性。这些非线性引起调相信号的产生不够精确。本发明的实施例可以通过只用 0 或 180 度的相对相位关系驱动放大器来减小甚至可以消除非线性的影响。

15 因此，本发明的实施例可以提供这样一种射频发射机，它可以有效地产生中心处在载波频率上的大功率调制信号，调制具有分别由代表振幅的调制信号和调相信号决定的振幅和/或相位变化的分量。本发明的实施例可以用来在减小的功率电平下以高得多的效率从发射机产生可变输出功率电平，。

20 在本发明一个实施例中，两个放大器的输出端口等效地与公共负载串联，使得通过它们自己的 1/4 波长传输线连接到同一个负载端来连接每一个放大器。在这个实施例中，放大器中的一个可以用恒定振幅的 AC 驱动信号驱动，并由恒定电压电源供电，使得它们在放大器输出端的输出信号为恒定的 AC 电压，它们对负载电流的贡献是与恒定的 AC 电压成正比的固定的 AC 负载电流。第二放大器由一个
25 可以是恒定驱动电平的适当驱动电平的驱动信号驱动到饱和，并且该放大器的 DC 电源端子连接到由高电平调制器响应调幅信号而产生的可变电压。另外，第二放大器驱动信号的相位可以与第一放大器

的驱动信号同相或相差 180 度，取决于第二放大器对负载信号的贡献是与第一放大器的贡献相加(升压)还是相减(降压)。当第二放大器在“降压”的制式下被驱动时，电流和功率最好从它的 DC 电源端流出，而且最好例如通过诸如反向应用的升压方式功率变换器等适当可变的开关方式的功率变换器返回到 DC 电源。或者，当第二放大器在升压制式下被驱动时，通过诸如开关方式“降压”稳压器等适当的可变的功率变换器由 DC 电源向放大器电源端供电。

这个实施例可以配置为“只降压”Doherty 放大器，其中第一放大器提供所需的最大功率，除非由第二放大器“降压”，或者配置为降压-升压放大器，其中可以通过为第二放大器选择降压驱动相位或升压驱动相位使输出信号从第一放大器的输出信号电平向上或向下改变。该放大器也可以配置为“只升压”放大器。

在本发明的第二实施例中，第一和第二放大器都可以利用它们各自的电源的高电平调制而被调幅。第一放大器可以从零到最大输出电平被调制，而同时第二放大器保持零电源电压，不对公共负载处的输出信号作贡献。可以通过保持第一放大器电源电压恒定在最大电平上来获得比第一放大器本身所能提供的高的输出，而同时从零到它的最大贡献对第二放大器进行调制，于是将(例如)负载信号电流加倍，并将相对于第一放大器本身的负载功率乘以 4。

在这第一和第二实施例中，相位调制可以例如通过利用同一相位调制信号对第一和第二放大器的驱动信号进行相位调制，来同时获得振幅调制和相位调制。在第三实施例中，两个以上的放大器可以等效地与公共负载阻抗串联，例如，通过经由 1/4 波长传输线并联。一个实施例采用 4 个放大器，其中一对产生对负载信号电流的调幅余弦波贡献，而另一对产生独立地振幅调制的对负载电流的正弦波贡献，从而在公共负载上产生任意的复调制输出信号。

开关方式的电源电路可以用来利用可变电压的降压来控制从 DC 电源到负载的功率流，并利用可变电压的升压来控制从负载到 DC 电

源的功率流，正如构造上面任何一个实施例的降压-升压 Doherty 放大器所需要的那样。

图 14 示意地表示传统的 Doherty 放大器。第一乙类功率放大器 140 用驱动信号 DRIVE1 驱动，以便在负载 R_L 建立零和 $P_{max}/4$ 之间的功率电平。对于高于 $P_{max}/4$ 的功率电平，第一功率放大器 1410 允许达到饱和，而同时第二功率放大器 1420 在离第一功率放大器 1410 $1/4$ 波长处通过 $1/4$ 波长传输线 1430 连接到负载、用驱动信号 DRIVE2 驱动。第二功率放大器 1420 是一个电流源，对负载 R_L 贡献电流，并提升输出电压。由于 $1/4$ 波长传输线的特性，流入左手侧的电流与从右手侧流到负载的电压成正比，结果这也使从第一放大器流出更多的电流，这可以造成它的饱和输出电平，而同时它的效率可以在饱和乙类放大器的 78.5%理论值上保持恒定。

于是，传统的 Doherty 放大器可以表现出这样的效率：它从零输出功率处的 0%上升到 $P_{max}/4$ 输出处的 78.5%，然后当第一和第二放大器 1410 和 1420 都饱和时，在 $P_{max}/4$ 的最大输出下大体上维持恒定。采用传统的 Doherty 放大器，一般试图采用第二放大器 1420 来“降压”第一放大器的输出是低效率的，而利用第一放大器不同相地驱动第二放大器，当它们两端的电压高时，一般导致源器件通过电流，给出不希望有的热耗散的功率消耗。Doherty 放大器还可以在建立两个振幅调制驱动信号 DRIVE1 和 DRIVE2 方面面临设计挑战，使得在负载 R_L 中组合的振幅线性地跟随所需的波形。

以上图 3 表示按照在先申请在它们的输出端串联连接的一对放大器 312, 314。举例示出变压器 322, 324，以便各输出端相对于地串联连接。串联连接可以保证等于负载电流的同一电流流入放大器 312, 314 的输出电路 316, 318。当仅仅串联连接两个放大器时，可能只需要一个变压器来隔离一个放大器的输出，因为其次级绕组可以直接连接到另一个放大器的输出端并且连接到负载。

在微波频率下的串联连接也可以如图 4 所示，利用两条 $1/4$ 波长

传输线，通过相隔 1/4 波长的并联来达到。当 1/4 波长传输线 422, 424 的输出如图 4 所示地并联时，可以迫使输出电压在节点 440 上的为相同电压(V_o)。若这些传输线具有相等的阻抗，则这可以迫使电流 I_1 和 I_2 离开各 PA 同样的 1/4 波长，建立与图 3 的串联连接一样的条件。

5 若这些传输线具有不同的阻抗 201, 202，则会迫使 PA 的输出电流与阻抗成反比。

当如图 4 所示它们由相同的电源电压供电时，各 PA 312, 314 每一个都理想地在它们的 1/4 波长传输线 422, 424 的各端产生 V_{cc} 的输出摆幅。因为在该端电压相同，所以若传输线阻抗相等，则一般在离 1/4 波长处另一端的电流相等。传输线阻抗不相等时，在这些传输线的连接点上电流将分别为 V_{cc}/Z_{o1} 和 V_{cc}/Z_{o2} 。于是，若放大器 312, 314 被同相驱动，总的输出电流为

10

$$I_o = V_{cc}(1/Z_{o1} + 1/Z_{o2}) \text{ 或在传输线相同时为 } 2V_{cc}/Z_o。$$

或者，若在相位相差 180 度的条件下驱动各放大器，则负载上的输出电流为

15

$$I_o = V_{cc}(1/Z_{o1} - 1/Z_{o2}) \text{ 或在各传输线相同时为零。}$$

于是，通过对大于 V_{cc}/Z_{o1} 的振幅选择驱动的相对相位差为 0 度，而对小于 V_{cc}/Z_{o1} 的振幅选择 180 度，即可产生 0 和 $2V_{cc}/Z_o$ 之间的输出信号振幅。但是，通过调制传输线阻抗 Z_{o2} 来产生特定值的输出振幅是不现实的。反之，在本发明的第一实施例中，第一放大器由固定电压 V_{cc1} 电源供电，而同时第二放大器用可变电压 V_{cc2} 电源供电。

20

于是，负载电流的表达式为：

$$I_o = V_{cc1}/Z_{o1} \pm V_{cc2}/Z_{o2}， \text{ 或传输线阻抗相等时为 } (V_{cc1} \pm V_{cc2})/Z_o。$$

25

这样，通过在 0 和 V_{cc1} 之间调制 V_{cc2} ，并选择正和负号，即可得到 0 和 $2V_{cc1}/Z_o$ 之间的输出信号的电流振幅。

图 15 是按照本发明实施例用于放大变化振幅的信号的系统和方

法的方框图。如图所示，这些系统和方法包括固定电压电源 1566 和调制电压电源 1570。第一饱和功率放大器 1510 响应振幅变化信号 1550，并用固定电压电源 1566 供电，以产生恒定振幅的第一输出信号 1512。第二饱和功率放大器 1520 响应振幅变化信号 1550 和反相/非反相控制信号 1562，并用调制电压电源 1570 供电，以产生恒定振幅的第二输出信号 1522，后者取决于变化振幅的信号 1562。耦合器 1530 把第一和第二输出信号耦合到负载 1540，例如利用上述的任何耦合技术。控制器 1560 调制已调制的电压电源 1570，而同时产生反相/非反相控制信号 1562。显然，振幅变化的信号可以具有变化的振幅和/或变化的相位。

如图 15 所示，控制器利用调制信号 1564 来调制调制电压电源 1570，而同时产生反相/非反相控制信号 1562，以便当振幅变化的信号 1550 的瞬时振幅小于由第一饱和放大器 1510 在负载 1540 上产生的振幅时相对于振幅变化的信号 1550 反转第二输出信号 1522，并当振幅变化的信号 1550 的瞬时振幅大于由第一饱和功率放大器 1510 在负载 1540 上产生的振幅时相对于振幅变化的信号 1550 不反转第二输出信号 1522。另外，如上所述，在一个实施例中，第二饱和功率放大器 1520 包括双向放大器件，后者从调制电压电源 1570 拉取电流，并向调制电压电源 1570 提供电流。相应地，在调制电压电源 1570 和第二功率放大器 1520 之间示出双向箭头。反之，第一功率放大器 1510 从固定电压电源 1566 拉取电流，而不向固定电压电源 1566 提供电流。因此示出单向箭头。更具体地说，第二饱和功率放大器 1520 最好在反相/非反相控制信号 1562 指示非反相时从调制电压电源 1570 拉取电流，而在反相/非反相控制信号 1562 指示反相时向调制电压电源 1570 提供电流。

显然，有许多途径用来响应反相/非反相控制信号 1562 反转第二输出信号 1522。例如，可以将连接到第二功率放大器 1520 的输入连接反转。或者，可以将第二功率放大器 1520 的一个或奇数个内部

级之间的连接反转。连接的反转可以用机械方法、电气方法和/或电机方法完成。在再一个方案中，可以设置第二缓冲放大器，它反转施加在第二功率放大器 1520 的振幅变化的信号。

图 16 是按照本发明的放大系统和方法的另一个实施例的方框图，其中设置单独的同相(I)和正交相位(Q)通路。正交分离器 1602 可以用来从振幅变化的信号 1650 分别提供同相和正交输入信号 1604 和 1606。然后，第一饱和功率放大器 1610a 响应振幅变化的信号 1650 的同相分量 1604，并由固定电压电源 1666a 供电，产生恒定振幅的第一输出信号 1612a。第二饱和功率放大器 1620a 响应振幅变化的信号 1650 的同相分量 1604，并由第一调制电压电源 1670a 供电，产生振幅取决于振幅变化的信号 1650 的同相分量 1604、调制电压电源 1670a 和第一反相/非反相控制信号 1562a 的第二输出信号 1622a。

还设置第三和第四饱和功率放大器 1610b 和 1620b，它们响应振幅变化的信号 1650 的正交分量 1606。第三饱和功率放大器 1610b 由与第一固定电压电源 1666a 相同的第二固定电压电源 1666b 供电，产生恒定振幅的第三输出信号 1612b。第四饱和功率放大器 1620b 响应正交分量 1606，并由第二调制电压电源 1670b 供电，产生振幅取决于正交分量 1606、第二调制电源 1670b 电压和第二反相/非反相控制信号 1562b 的第四输出信号 1622b。显然，第二调制电压电源 1670b 一般不同于第一调制电压电源 1670a，而且第一和第二反相/非反相控制信号 1562a 和 1562b 一般也是不同的。但是，它们也可以相同。耦合器 1630 把第一、第二、第三和第四输出信号 1612a, 1622a, 1612b 和 1622b 耦合到负载 1640。控制器 1660 分别利用调制信号 1664a 和 1664b 调制第一和第二调制电压电源 1670a 和 1670b，以便把第一、第二、第三和第四信号耦合到负载 1640，放大振幅变化的信号。

图 17 是按照本发明再一个实施例的放大信号的系统和方法的方框图。如图 17 所示，信号发生器 1710 从信号 1720 产生第一输入信号 1714、反相/非反相控制信号 1716 和可变电电压源 1718。第一功

率放大器 1730 利用固定电压电源 1732 放大第一输入信号 1712、产生第一输出信号 1734。第二功率放大器 1740 利用可变电电压电源 1718 选择性地反相或不反相地放大第二输入信号 1714、产生第二输出信号 1744。耦合器 1750 把第一和第二输出信号 1734 和 744 耦合到负载 1760，从而放大信号 1720。如上所述，第二功率放大器 1740 最好选择性地向可变电电压电源 1718 提供电流。反之，第一功率放大器 1730 最好从固定电压电源 1732 拉取电流，但并不向固定电压电源 1732 提供电流。耦合器可以如上所述地设置。

图 18 是按照本发明再一个实施例的方框图，其中信号的同相分量和正交分量分开放大，然后组合。

具体地说，如图 18 所示，信号发生器 1810 从信号 1820 产生第一同相(I)输入信号 1812a、第二同相输入信号 1814a(它们可以相同，也可以不同)、第一正交相位(Q)输入信号 1812b、第二正交输入信号 1814b(它们可以相同，也可以不同)、第一可变电电压电源 1818a、第二可变电电压电源 1818b(它们可以相同，也可以不同)、第一反相/非反相信号 1816a、第二反相/非反相信号 1816 b(它们可以相同，也可以不同)。第一同相功率放大器 1830a 和第二同相功率放大器 1830b 利用第一固定电压电源 1832a 和第二固定电压电源 1832b 工作，它们可以相同，也可以不同。第三正交相位功率放大器 1740a 和第四正交相位功率放大器 1740b 分别利用第一和第二可变电电压电源 1818a 和 1818b 工作。所有 4 个功率放大器的输出 1834a, 1844a, 1834b, 1844b 通过耦合器 1850 耦合到负载 1860。本专业的技术人员将会明白，信号发生器 1810 可以包括单独的同相和正交相位信号发生器，后者设置在正交分离器之前。此外，单独的信号发生器可以用来提供施加在功率放大器上的信号的组合。

图 19 是按照本发明的用于放大信号的系统和方法的再一个实施例的方框图，可以和图 14 所示的传统 Doherty 放大器进行对比。图 19 的实施例可以减轻 Doherty 放大器的上述缺点。

在图 19 中，不用作为直接连接到把第一放大器连接到负载的 $1/4$ 波长传输线的一端的电流源(亦即不饱和的)的 Doherty 配置的第二(升压)放大器，图 19 的第二放大器 1920 是饱和放大器(电压源)，并通过第二 $1/4$ 波长传输线 1930a 连接到第一 $1/4$ 波长传输线与负载 1940 的连接点。在这一方面，该放大器耦合配置可以与在先申请公开的相同。但是，在先申请中，建议通过在同相、给出相加、而在异相、给出相消之间连续地改变各个放大器 1910 和 1920 的驱动信号 DRIVE1 和 DRIVE2 的相对相位来改变负载信号的振幅。

反之，在先申请的实施例 10 中，信号 DRIVE1 和 DRIVE2 相对于各个放大器 1910 和 1920 的相对相位不是连续变化的，而是根据放大器信号 1920 的输出信号 1922 对功率放大器 1910 的输出信号 1912 要求相加还要求相减，或者为 0 度或者为 180 度。可以利用高电平振幅调制器 1970 改变来自放大器 1920 的信号电压 1922 的振幅来连续地改变负载 1940 的输出信号。高电平振幅调制器 1970 连接到一次电源，后者可以是手持蜂窝电话中的电池，例如在诸如 3 伏标称值的固定电压 V_{cc1} 下。振幅调制器 1970 把连接到 PA2 1920 的电压调制到不同的值 V_{cc2} ，它可以改变，以便产生负载 1940 的输出信号 1922 的所需的振幅调制。

驱动信号发生器 1960 产生用所需的复合振幅/相位调制的所需相位调制的相位角调制的驱动信号 DRIVE1。DRIVE2 与 DRIVE1 相同，只是它可以根据要求把 PA1 和 PA2 的输出相加还是相减而同相地或相位相差 180 度地跟随 DRIVE1。信息调制发生器 1950 从要放大的信息信号 1958 产生调相信号 1952、 $0/180$ 度信号 1954(也称为降压/升压或反相/非反相信号)以及调幅信号 1956。

25 若所需的信号调制包括直至负载 1940 的零输出振幅的整个过程的振幅调制，那么，功率放大器 PA1 1910 和 PA2 1920 以及 $1/4$ 波长传输线阻抗 $Z1$ 和 $Z2$ 最好相等。有时会遇到不需要调制到 0 、而是调制到平均振幅的 -10dB 或 0.3 的滤波数字调制。这可以通过使 $Z2$

为 Z1 的 1.4 倍来达到, 使得功率放大器 1920 贡献功率放大器 1910 贡献的 70%的相减电流, 给出平均 0.3 倍的振幅谷。于是峰值振幅为 0.7 或大致上为平均值以上的 5dB。5dB 或更小的峰值与平均值的比率对这样的线性数字调制也是典型的。

5 通过不充分利用 0 到两倍平均振幅的可用振幅调制的满量程, 在相等的 Z1 和 Z2 和相同的功率放大器的情况下, 也可以产生这样的调制。这样的信号也可以通过以下方法放大: 利用仅仅向上(亦即升压)调制的本发明的实施例、通过把第一放大器对输出电流的相对贡献设定为 0.3 并允许第二放大器贡献一个在 0 和 1.4(亦即峰值是平均值的 1.7 倍)之间变化的相对量。也可以选择两个放大器相对贡献的任何其他分割, 在实践中可能存在最优值, 对于给定的信号振幅的可能分布函数, 它使实际上达到的效率最优化。这可以通过计算机模拟确定, 其中建立效率损失主要来源的模型。

10

 现参见图 20, 在本发明的其他实施例中, 可以分别利用第一和第二调制电压电源 2066 和 2070 对第一和第二功率放大器 2010 和 2020 进行振幅调制。第一功率放大器 2010 可以从 0 到最大输出功率电平调制, 而同时把第二放大器 2020 保持在零电源电压, 使得它不需要通过耦合器 2030 对公共负载 2040 上的输出信号作贡献。现在比第一放大器 2010 本身可以提供的高的输出是通过使第一放大器的电源电压 2066 在最大电平上保持恒定即可达到, 而同时第二放大器 2020 从 0 到它的最大贡献由第二调制电压电源 2070 进行调制, 从而使负载电流(例如)加大一倍, 并使相对于第一放大器本身的负载功率(例如)加大为 4 倍。控制器 2060 可以根据振幅和/或相位 2050 变化的信号控制第一和第二电压电源的操作。也可以用例如图 16 的上述方法提供单独放大信号 2050 的同相和正交相位分量的实施例。信号发生器也可以与振幅和/或相位变化的信号连接, 以便产生控制第一和第二调制电压电源 2066 和 2060 的信号, 并如图 17 所示产生第一和第二放大器 2010 和 2020 用的输入信号。

15

20

25

与在先申请的实施例形成对比，第一放大器可以安排得永远不起同步整流器的作用，把电流返回电源。只有第二放大器需要具有这种能力，以便达到最高效率。这样，在本发明的实施例中，第一放大器可以利用诸如砷化镓异质结双极性晶体管(HBT)等非双向器件来构造，而第二放大器最好用诸如隔离栅极场效应晶体管(FET)等对称双向器件来构造。

已知提供极性调制，其中可以对单一个放大器同时进行振幅和相位调制，以便产生任何复调制。但是，在传统上，振幅调制处理满幅度的峰值功率输出。反之，在本发明的实施例中，振幅调制器只处理半峰值功率输出。于是，当利用本发明时，振幅调制器中的损失不必引起这么多效率损失。即使在利用耗散性稳压器(诸如发射极跟随器)作为振幅调制器 1970，功率放大器 1910 可以在产生平均输出振幅电平时在满电源电压下工作，而同时传统的极性调制器可以操作其单个功率放大器在半电源电压下工作，产生平均振幅电平，在这方面本发明的实施例可以是有利的。因为它可能较易于以较高的电源电压来构造高效率放大器，本发明的实施例可以等效于使电源电压加大一倍，使较高效率得以实现。

当选择降压制式以获得小于 V_{cc1}/Z_o 的负载电流时，第二放大器 1920 一般是反相驱动的。这样，尽管输出信号 1930a 仍旧是正的，但放大器件切换到与输出电流呈反相关系，结果输出器件起同步整流器的作用，而不是放大器件。在这种制式下，第二放大器可以变为整流 DC 功率源，而不是消耗 DC 功率，正如在在先申请中解释的。但不同于在先申请的差别是，在整个射频周期中放大器或者工作在放大制式或者工作在同步整流制式，而不是在同样的射频周期中既消耗来自 DC 电源的 DC 电流又把 DC 电流返回 DC 电源。

在降压制式中，可能需要把功率从第二放大器的瞬时电压 V_{cc2} 返回到 V_{cc1} 的主电源，这可以使用反向操作的升压转换器，因为 $V_{cc2} < V_{cc1}$ 。或者，当选择正符号以便获得大于 V_{cc1}/Z_o 的负载电流

时，与第一放大器同相地驱动第二放大器。在这种制式下，第二放大器对负载贡献功率，并在 V_{cc2} 的电压下消耗功率，这可以通过工作在正常(前向)方向的降压稳压器从电压 V_{cc1} 的初级电源产生。为了获得连续的振幅调制，振幅调制器 1970 需要一个功率变换器电路，后者可以从前向降压通过反向升压而被连续地调制。

振幅调制器 1970 的最佳实施例应该属于“无损失的”开关方式型，而且应该能够把功率从 V_{cc1} 的电源传输到放大器升压方式下 V_{cc2} 的 PA2(转换器前向降压方式)，或者相反地把功率从 V_{cc2} 下的 PA2 反向转移到放大器降压方式下 V_{cc1} 的电源，图 21C 是按照本发明振幅调制器实施例的电路图，并将称为“前向降压或反向升压稳压器”。其操作将参见图 21A 进行描述，它表示前向降压稳压器。

在图 21A 中，DC 电源 2110 通过开关 S1 馈送到由电感 L 和电容 C 组成的低通滤波器，后者滤除开关 S1 的开关频率。开关 S1 由控制器 2130 控制，以便在分数 V_{cc2}/V_{cc1} 的时间接通，从而把平均电压从电源的 V_{cc1} 减小到放大器处的 V_{cc2} 。改变占空比，因此开关控制器 2130 可以调制放大器 2120 用的电源电压 V_{cc2} 。在图 21A 中，当开关 S1 突然断开时，利用捕捉二极管 D1 来“捕捉”电感 L 的回授电压。

电感中的电流不能立即减小到零，因此 D1 上的电压突然变负，直至 D1 将其箝位到刚好低于地电位。开关周期的剩余部分电流从地电位流出。电流 I 在电源电压 V_{cc2} 下从电源流动分数 V_{cc2}/V_{cc1} 的时间。因而由电源提供的平均功率为 $(V_{cc2}/V_{cc1}) \times V_{cc1} \times I = V_{cc2} \times I$ 。电流 I 在电压 V_{cc2} 下连续流入放大器 2120，使得消耗的功率为 $V_{cc2} \times I$ ，等于由电源提供的功率。因此，当忽略诸如二极管 D1 的电压降等损失时，从电压 V_{cc1} 转换到电压 V_{cc2} 的效率为 100%。开关控制器 2130 最好检测放大器处的电压 V_{cc2} ，并控制开关的通/断比，以便达到所需值，因而形成反馈控制系统。

在图 21B 中，按照本发明的实施例，现在放大器 2120 用来使另

一个放大器的功率输出“降压”时，它是功率源，而不是功率阱。因此，电流在受控电压 V_{cc2} 下向相反方向从放大器 2120 流出，希望把功率 $V_{cc2} \times I$ 转换为高于 V_{cc2} 的电源电压 V_{cc1} ，并假定电流 $I \times (V_{cc2}/V_{cc1})$ 没有损耗。这是通过接通开关 S2 达到的，使得电感 L 中建立来自放大器 2120 的电流。当开关 S2 随后断开时，突变至正，并被 D2 捕捉，把能量反向传输到 DC 电源 2110。若 V_{cc2} 太高，则控制器 2140 通过增大开关 S2 接通的时间比例，或者若 V_{cc2} 太低，则控制器 2140 通过减小开关 S2 接通的时间比例，来调节 V_{cc2} ，于是形成一个反馈控制系统，用作反向升压稳压器。在原理上，当用电压降低的 FET 开关作为 S2 时，这样的升压稳压器在来自放大器 2120 的 V_{cc2} 低到几乎为零都能工作。

在利用诸如从单个可充电的锂电池获得的标称 3 伏等 V_{cc1} 低值的系统中，D1 或 D2 上 0.6 伏二极管电压降会代表显著的功率损失。在先有技术中已知，D1 最好用另一个开关代替，它在 D1 应该导通的瞬时，亦即 S1 断开的同一瞬时，用控制器 2140 接通。

这一点示于图 21C，结合图 21A 和 21B 即可理解，图中开关 S2 代替图 21A 的 D1，而 S1 代替图 21B 中的 D2。于是，适当控制图 21C 中的 S1 和 S2，控制器 2150 即可使电路工作，或者作为前向降压稳压器或者作为反向升压稳压器，刚好如本发明实施例所希望那样。但是，与先有技术形成对照，图 21B 和 21C 的反向升压稳压器控制器起控制电源 SOURCE 电压 V_{cc2} 的作用，而不是起控制负载电压 V_{cc1} 的作用。

回到图 19，要在射频发射调制的信息 1958 在信息调制器 1950 中被转换为要加上驱动信号 DRIVE1 和 DRIVE2 等的相位调制 1952，相对相位表示值为 0 或 180 度。包括可调制的分数 N 合成器和/或可调制直接数字合成器(DDS)的驱动信号发生器 1960 把所需的相位调制施加在选定的载波射频上，并输出调制的信号作为 DRIVE1，并按照所指示的相对相位为 0 度还是 180 度，输出 DRIVE2 作为反相的

或非反相的 DRIVE1 的复制信号。信息调制器 1950 还以 $|A-A_{\text{mean}}|$ 的形式产生调幅信号 1956, 式中 A 为所需的瞬时振幅, 而 A_{mean} 是平均振幅电平。另外, $0/180$ 度表示值 1954 由 $\text{SIGN}(A-A_{\text{mean}})$ 给出, 使得在 $A > A_{\text{mean}}$ 时指示 0 度, 而其他时间指示 180 度。

5 若通过首先产生 I, Q 信号(亦即, 复平面上的笛卡尔表示)来产生信息调制, 则 $A = \sqrt{I^2 + Q^2}$, 瞬时相位调制由 $\phi = \text{ARCTAN}(I, Q)$ 给出。已知极坐标分量 (A, ϕ) 表现出比笛卡尔分量更大的带宽, 因而当利用采样时最好用比利用笛卡尔 (I, Q) 分量调制器时高的采样速率来表达 A 和 ϕ 。一般采样速率至少可能是 I, Q 信号带宽 Nyquist 速率的
10 3 倍, 使得所采样的 A 和 ϕ 信号可以利用适当带宽的低通滤波器转换回连续时间信号。在给定的情况下这个带宽可以通过模拟计算出来, 以便检查诸如调制矢量准确度和相邻信道能量抑制等所需的系统参数是否得到满足。

 本发明还可以扩展到使用两个以上耦合的功率放大器的实施
15 例。例如, 最好采用第一对放大器来产生只对应于要求复调制的实部(“ I ”)的信号, 而第二对放大器产生虚部(“ Q ”)。然后 4 个放大器到负载的等效串联结合产生所需的 $I + jQ$ 的复调制。这在 CIP 申请中已经公开。在该 CIP 申请中, 4 个放大器放大恒定振幅, 纯相位调制的信号, 但本发明的实施例结合改变振幅的矢量, 作为另一个方案
20 可以如上所述地应用。

 在附图和说明书中, 已经公开本发明典型的最佳实施例, 尽管使用了具体的术语, 但是它们只用于一般的和说明性的意义上, 目的并非限定, 本发明的范围在以下的权利要求书中提出。

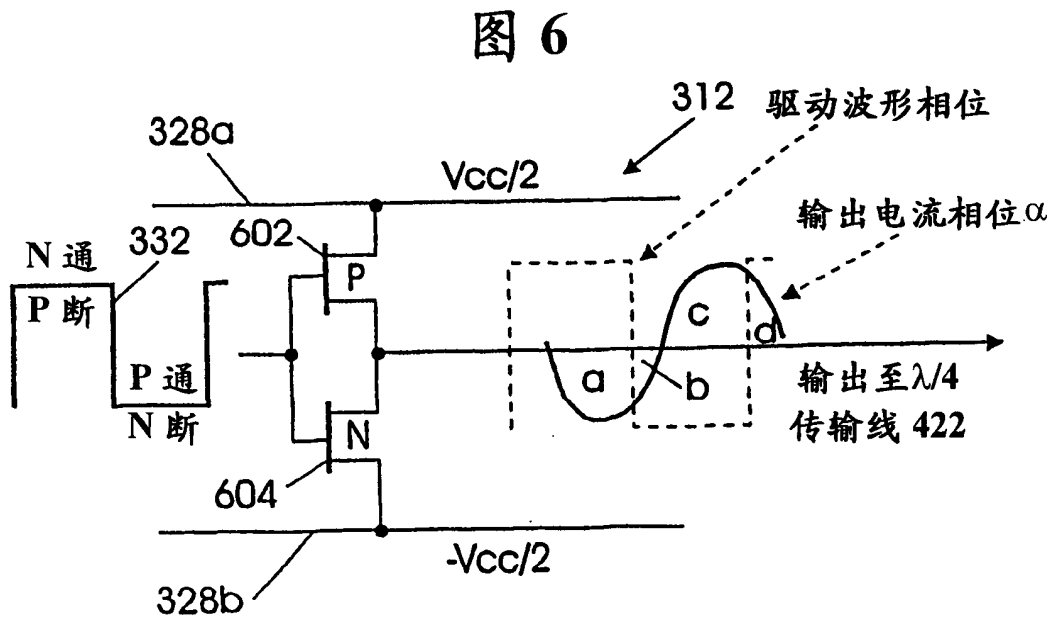
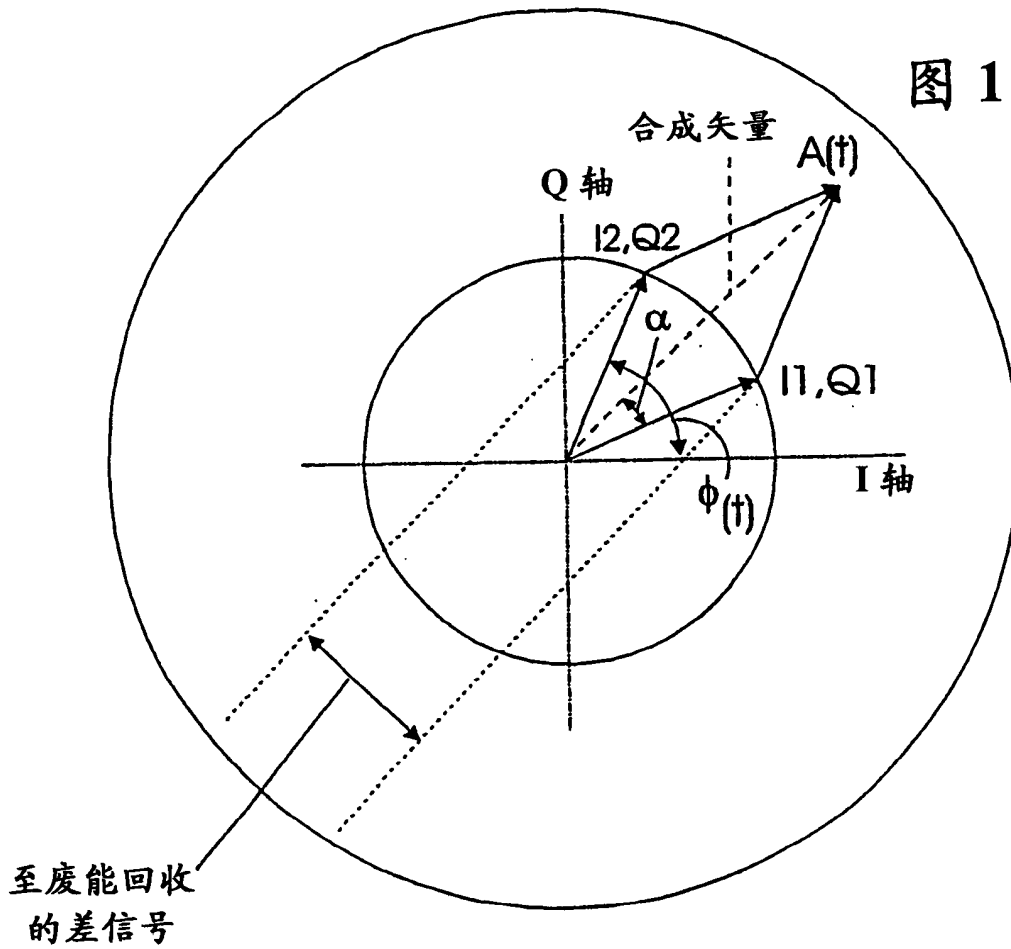


图 2
现有技术

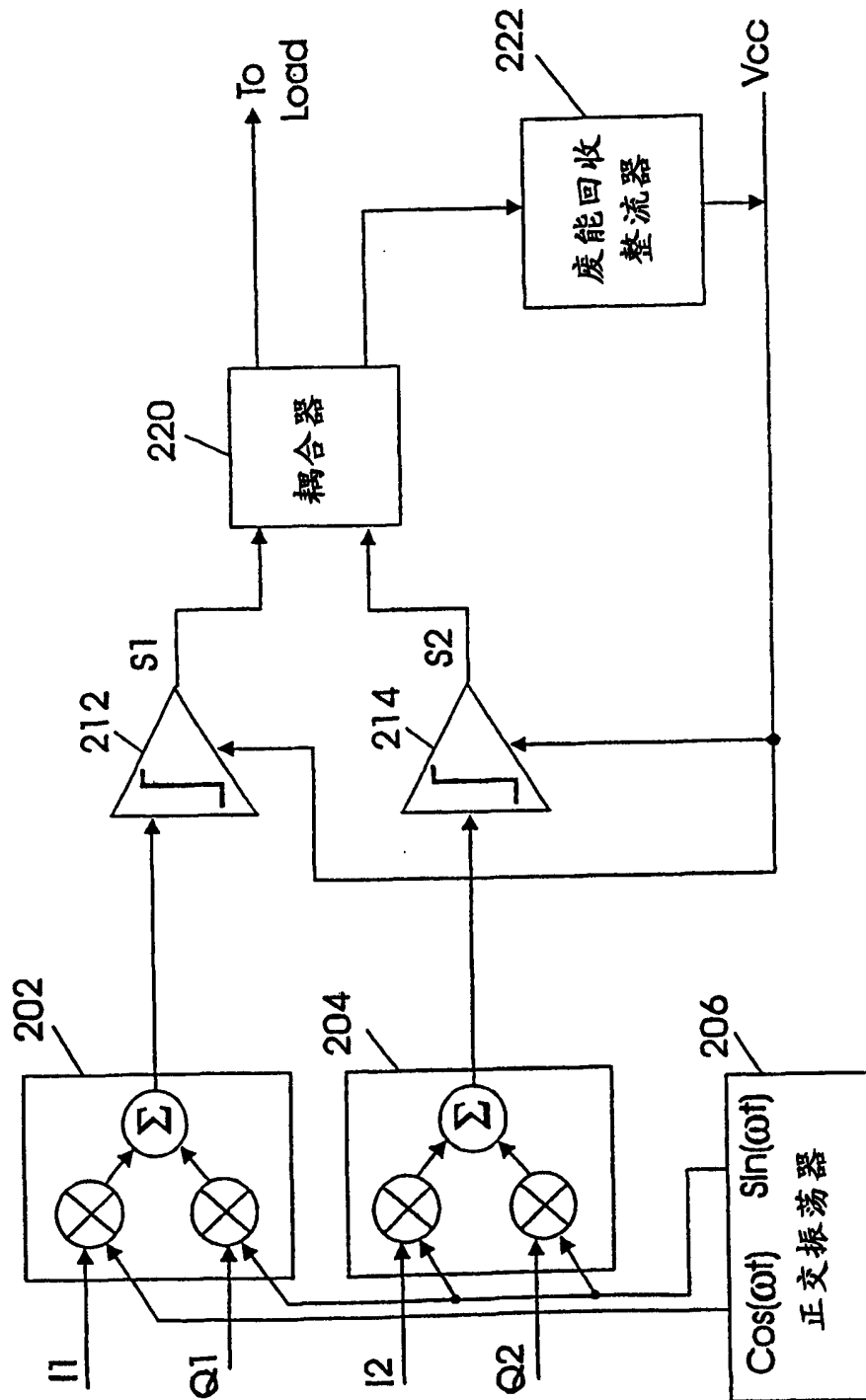


图 3

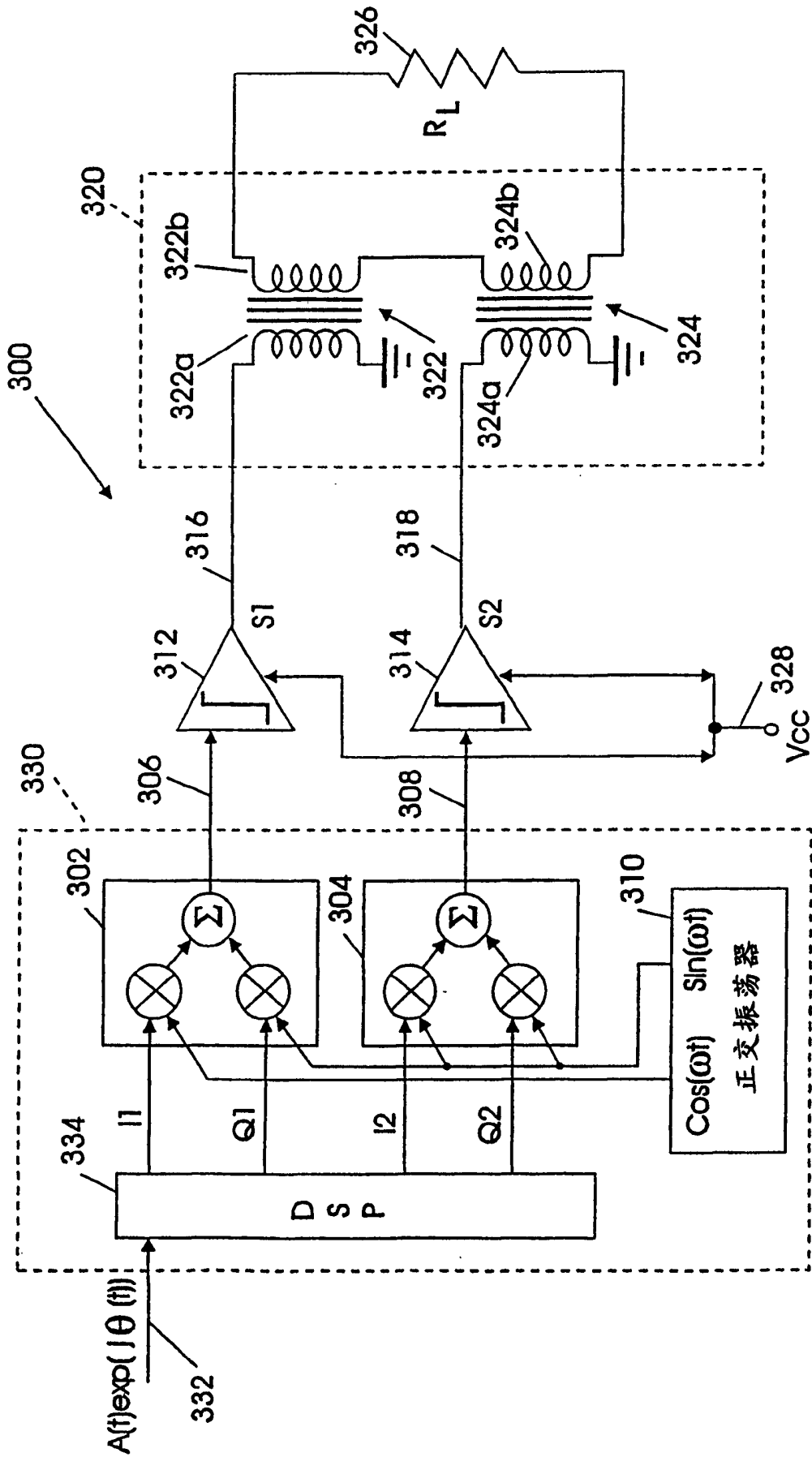


图 4

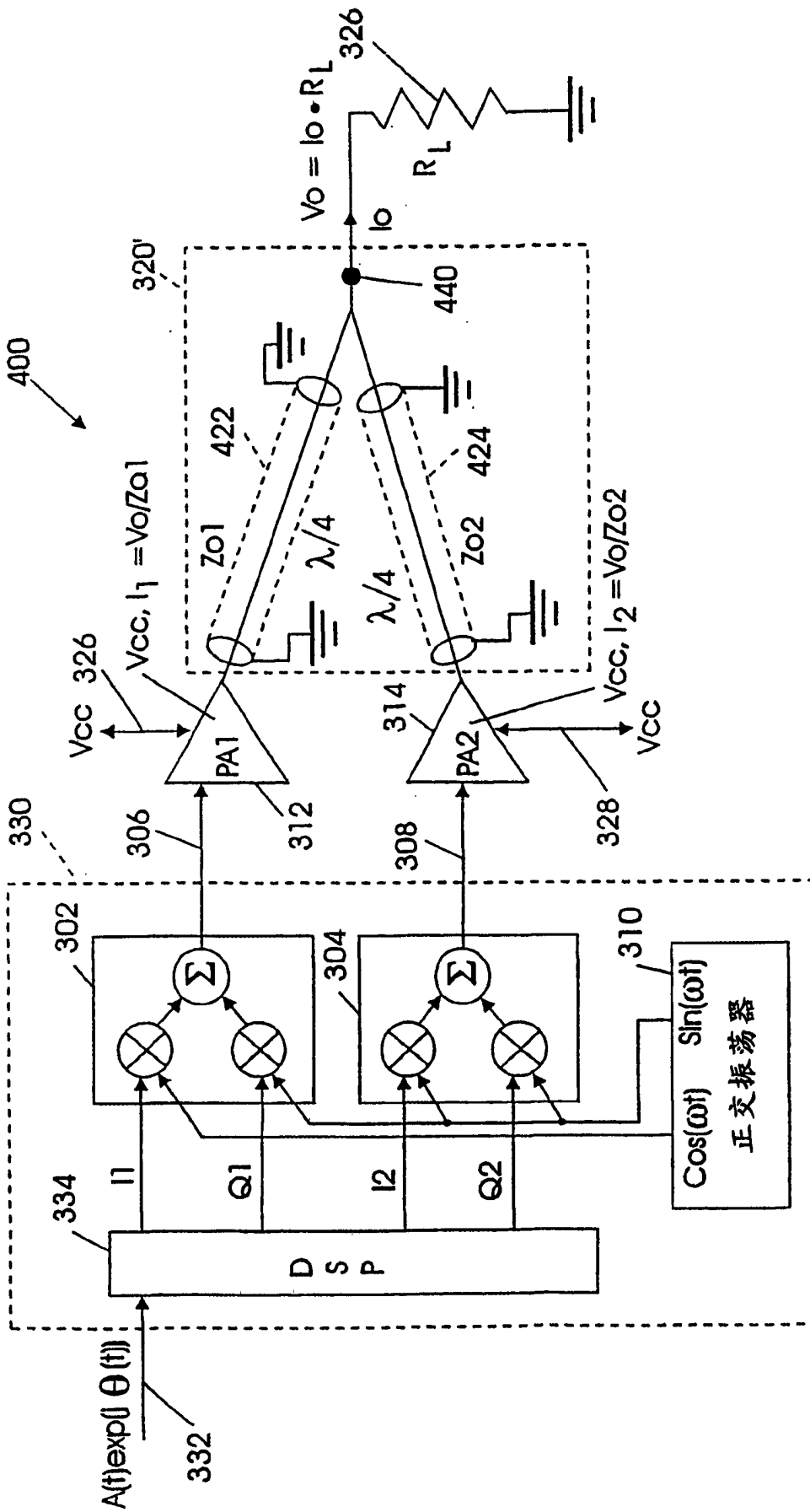


图 5

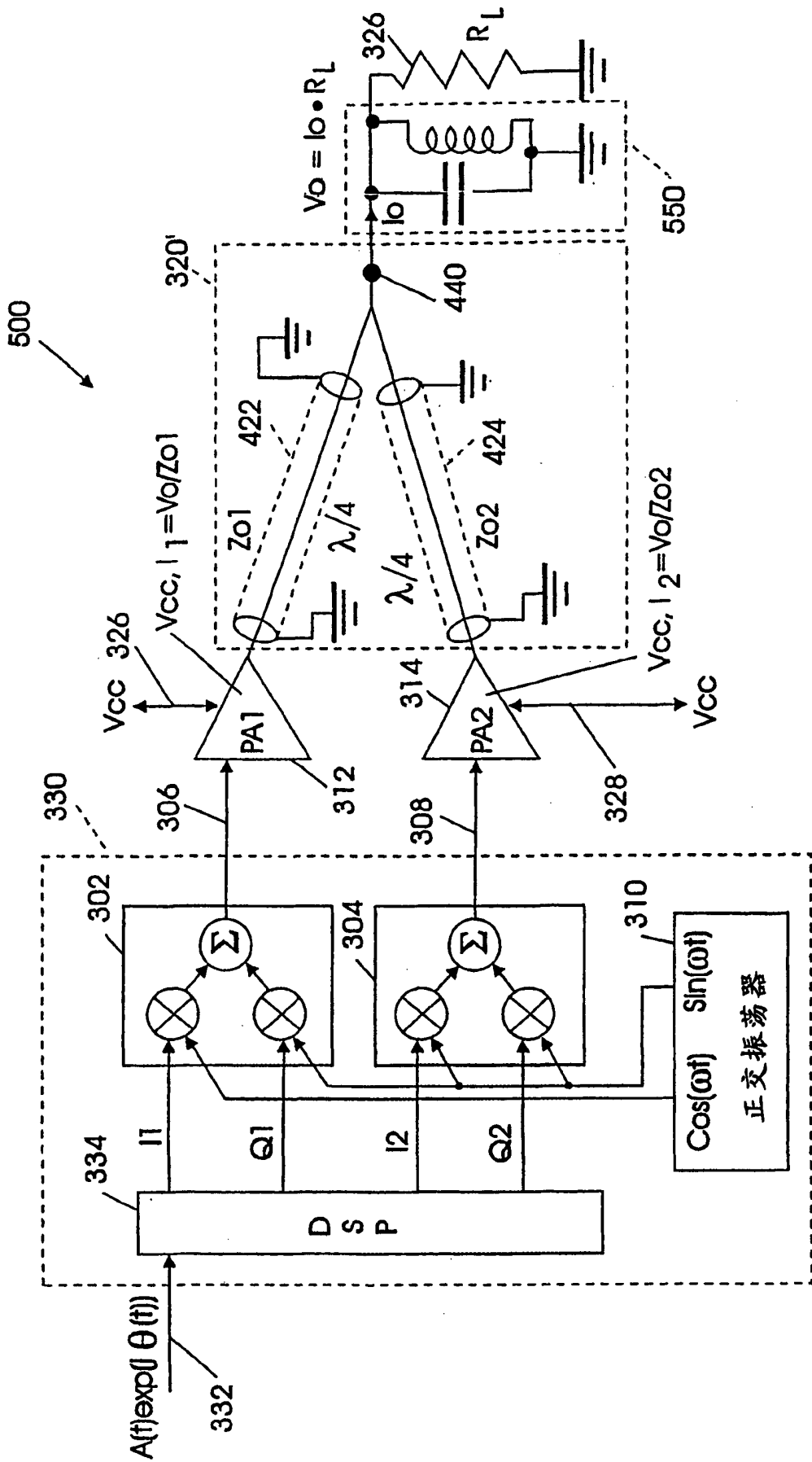


图 7

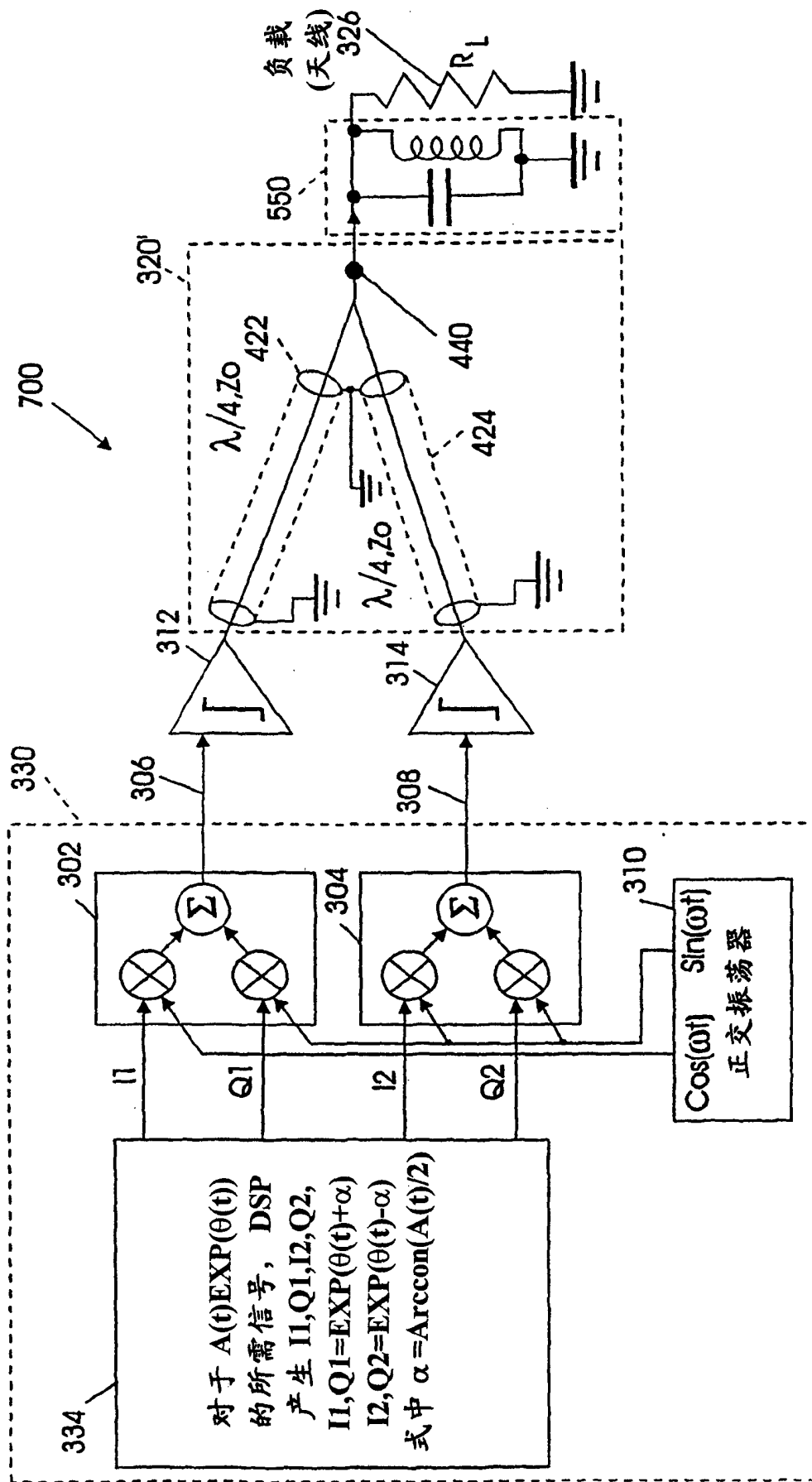


图 8

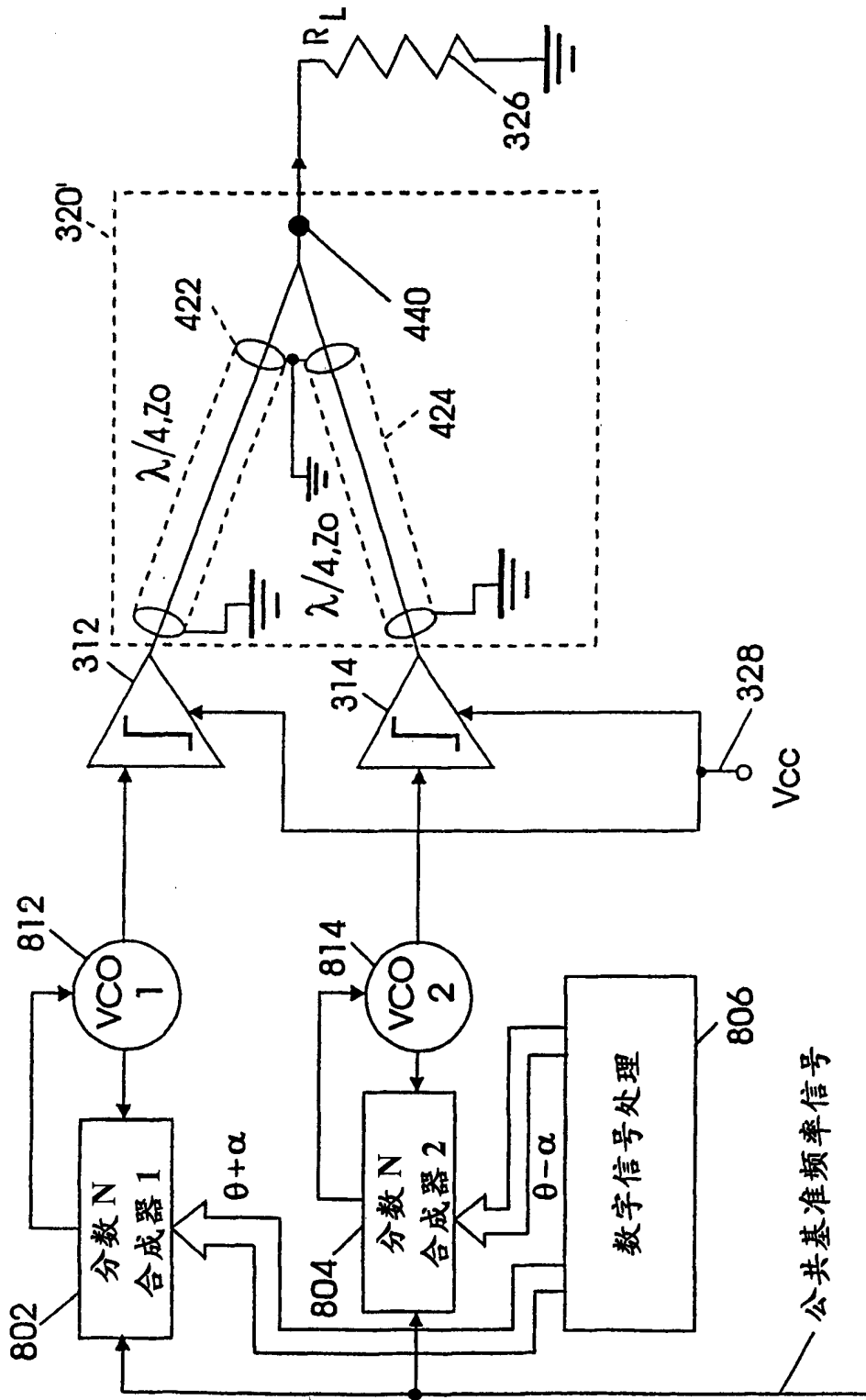




图 9

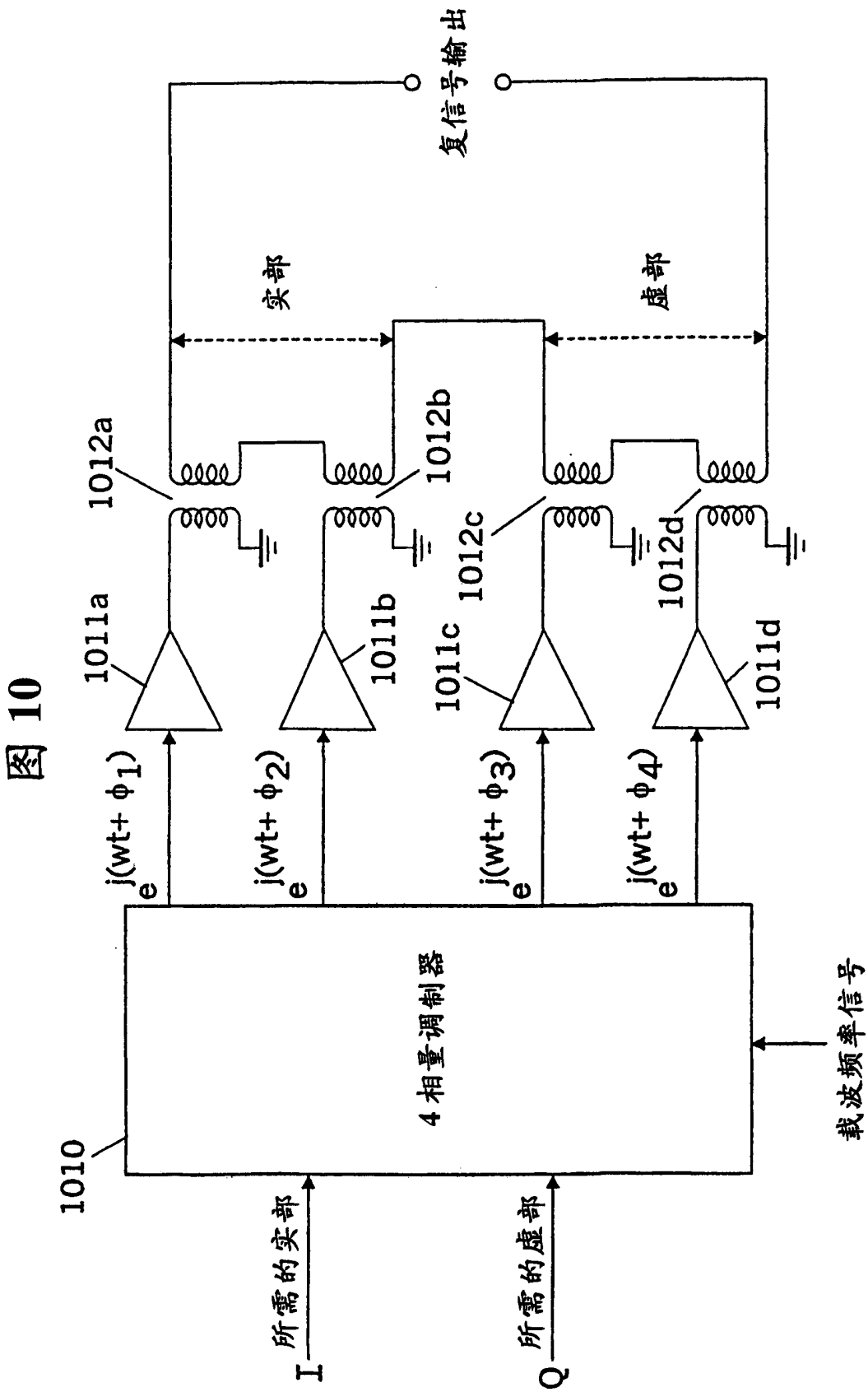


图 11

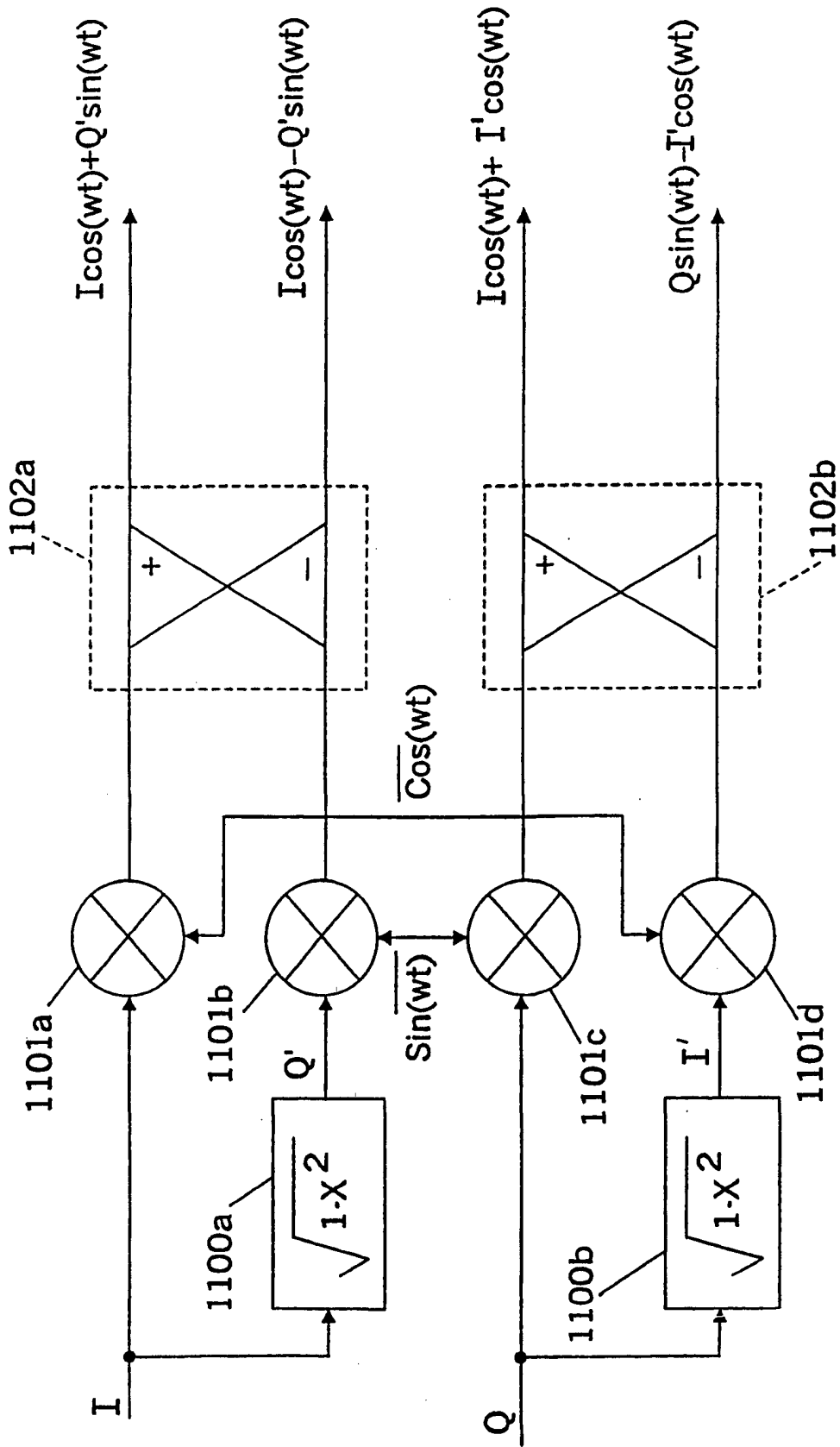
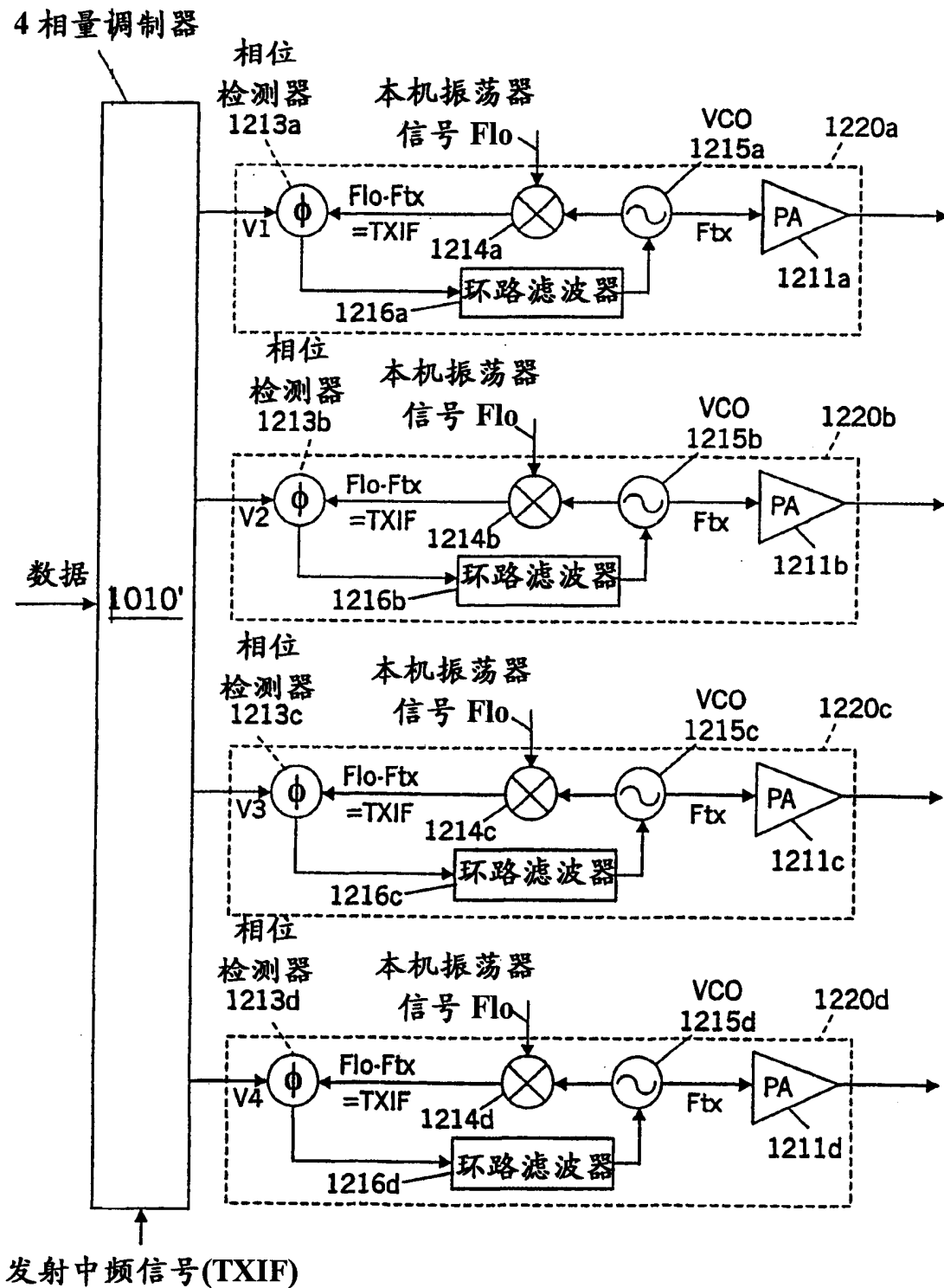


图 12



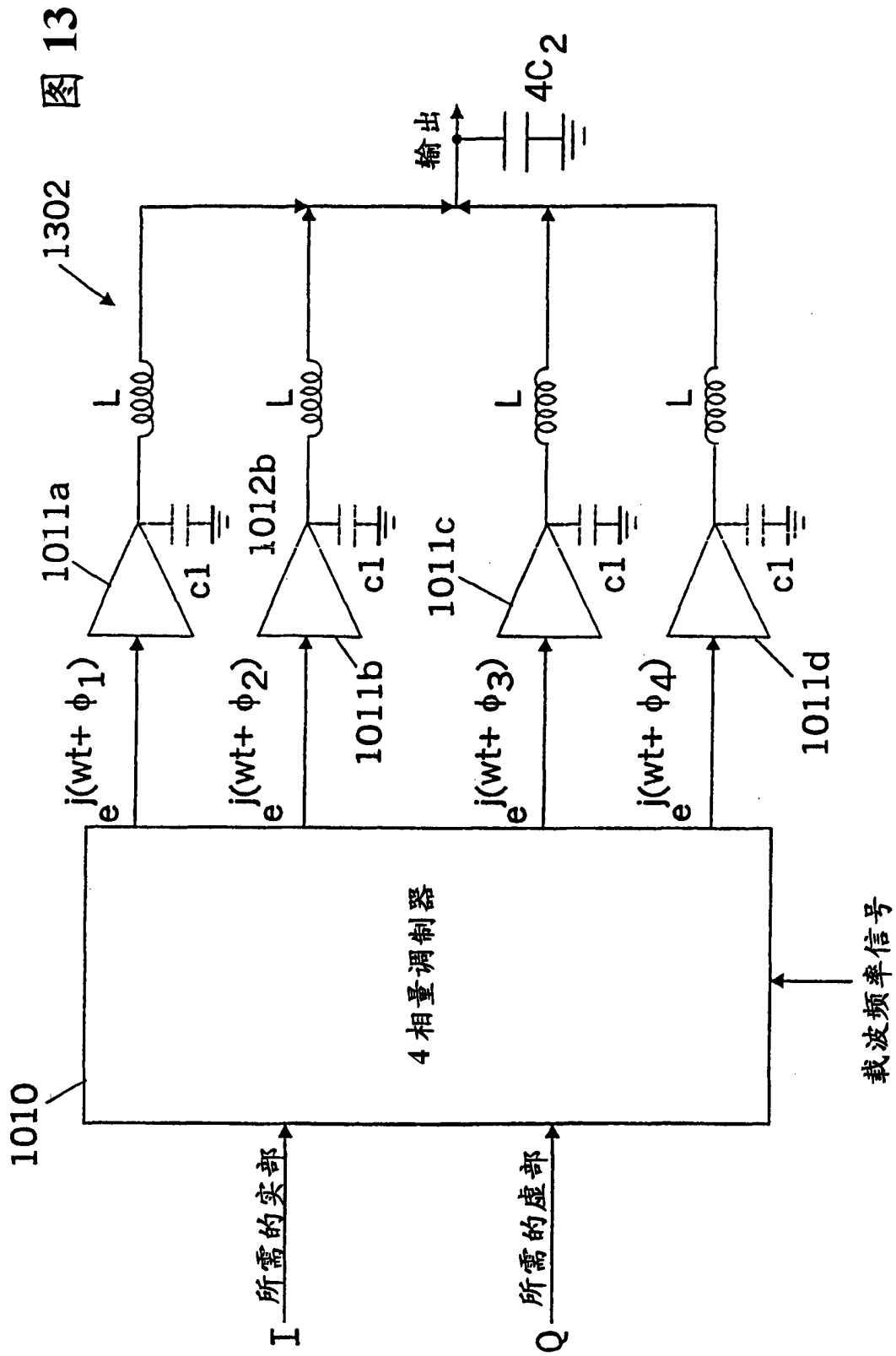


图 14
现有技术

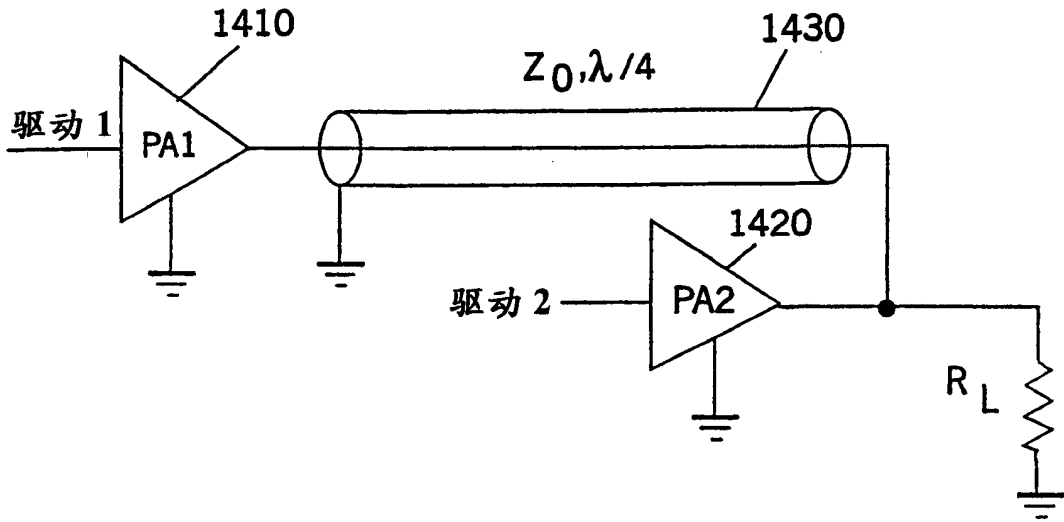


图 15

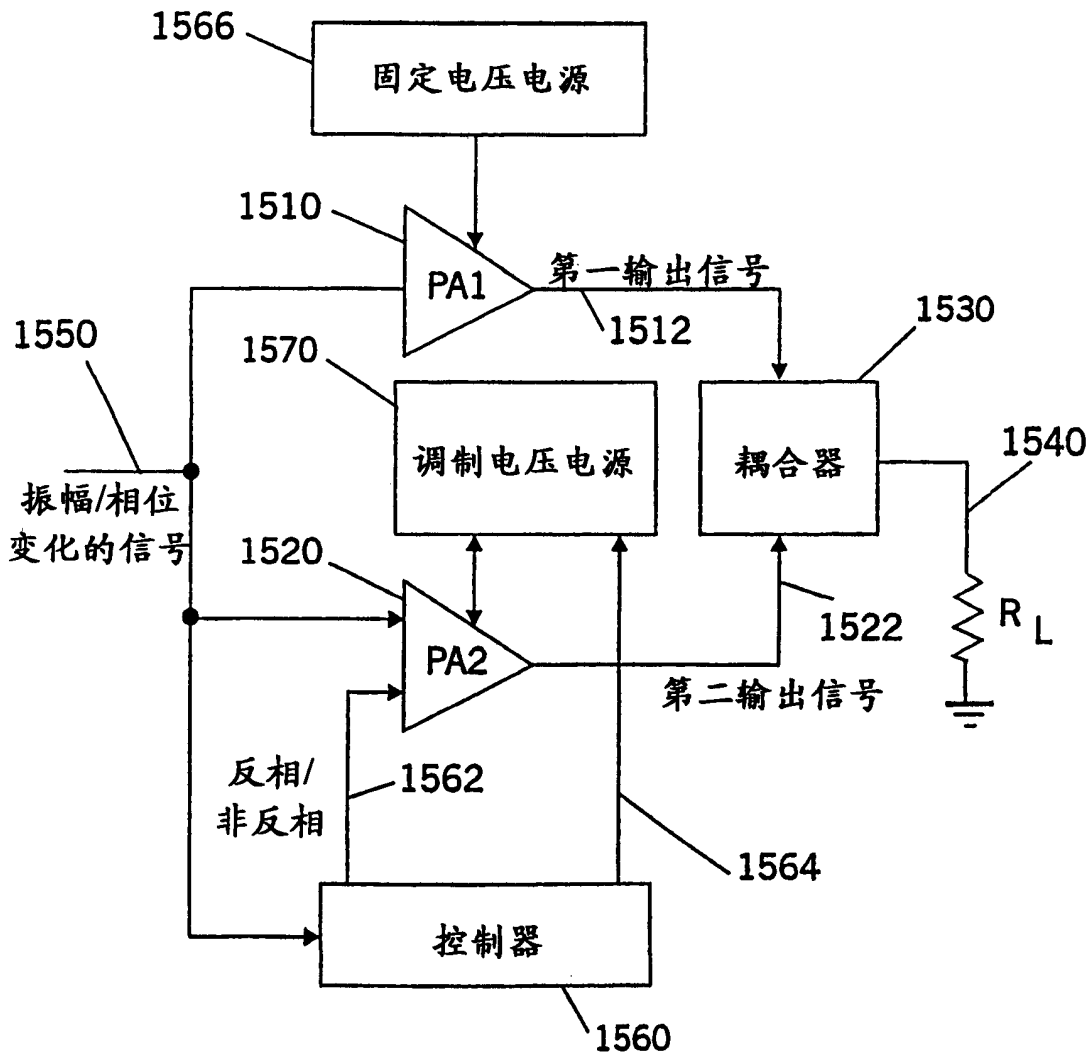


图 16

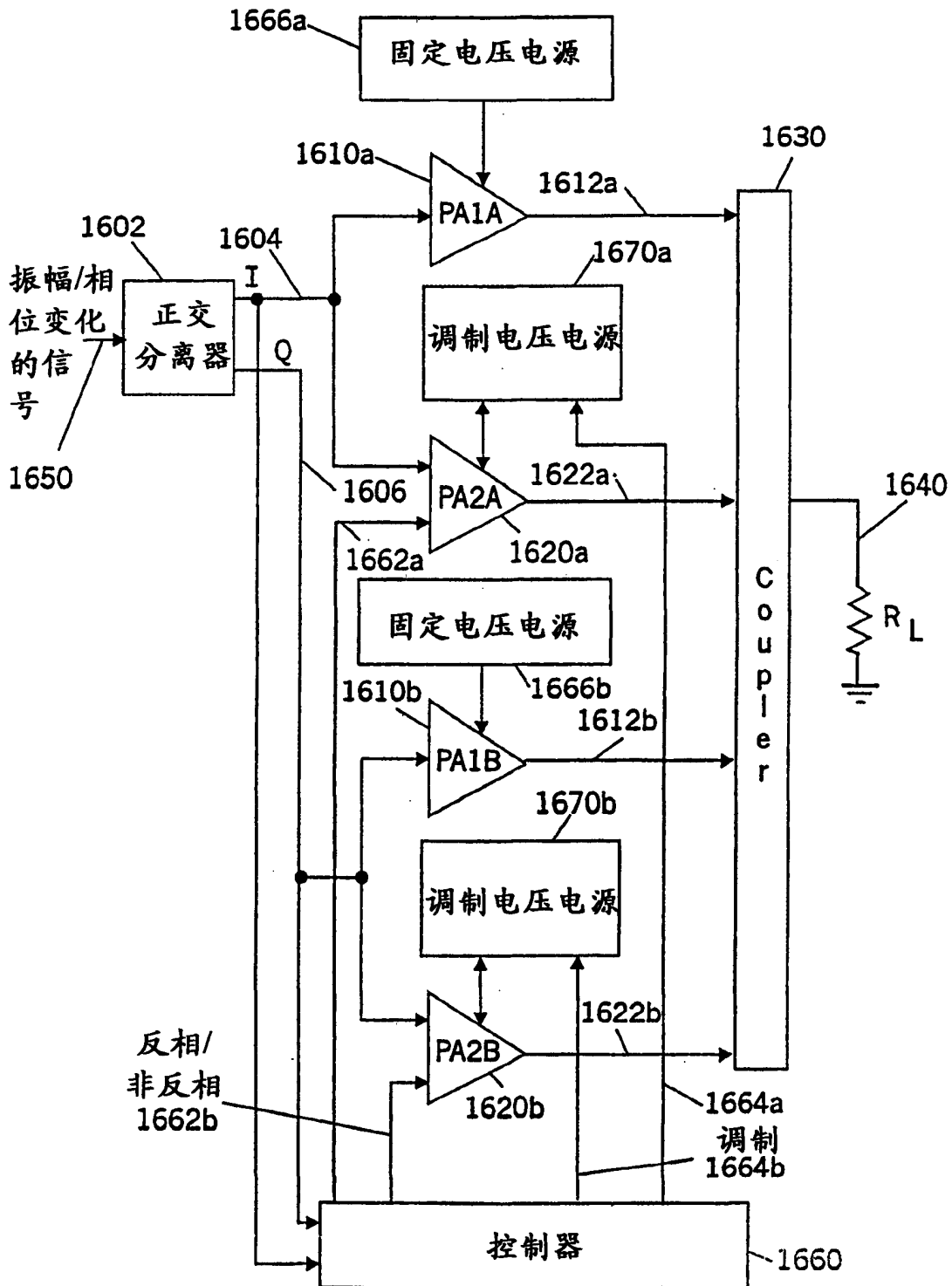


图 17

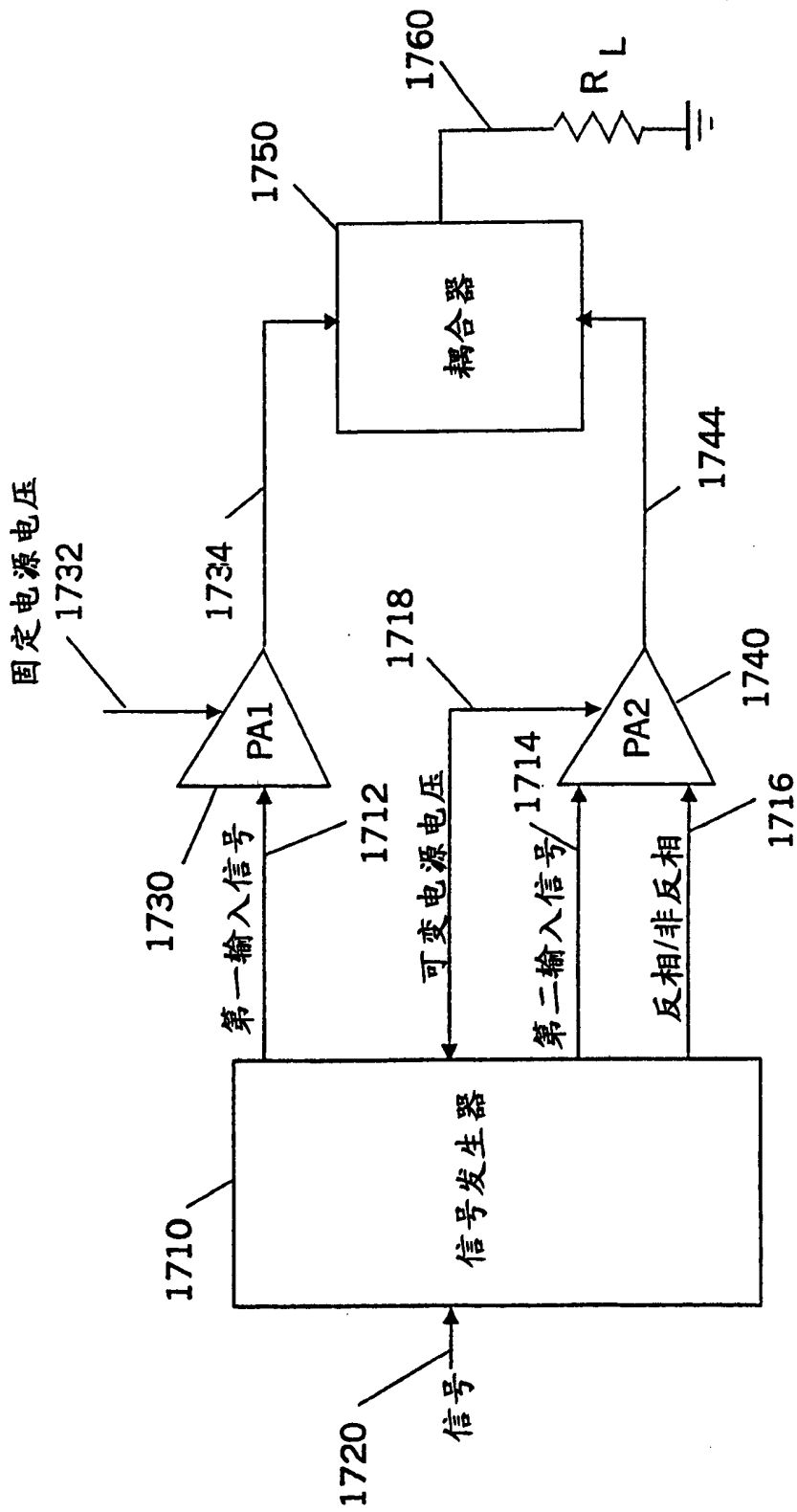


图 18

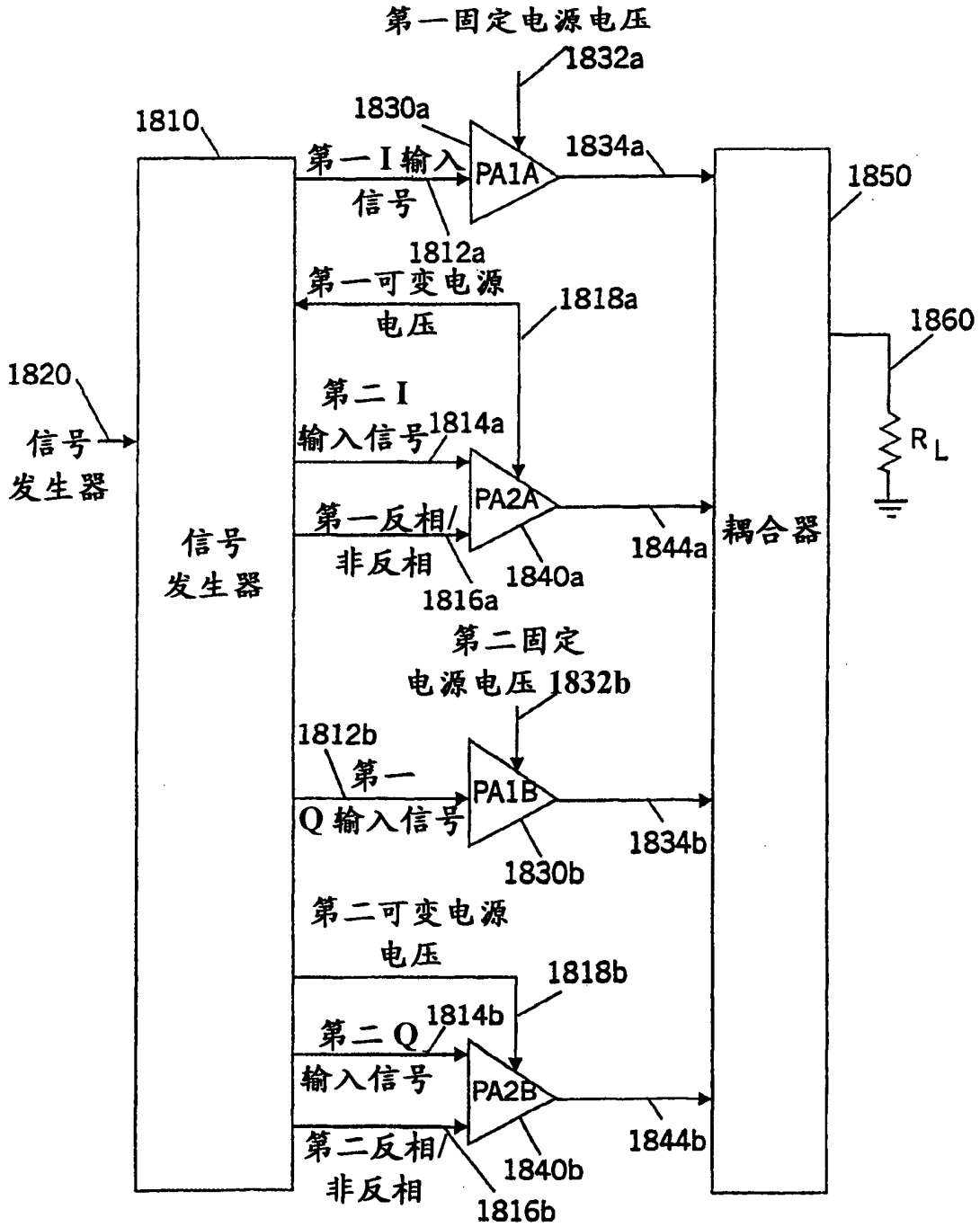
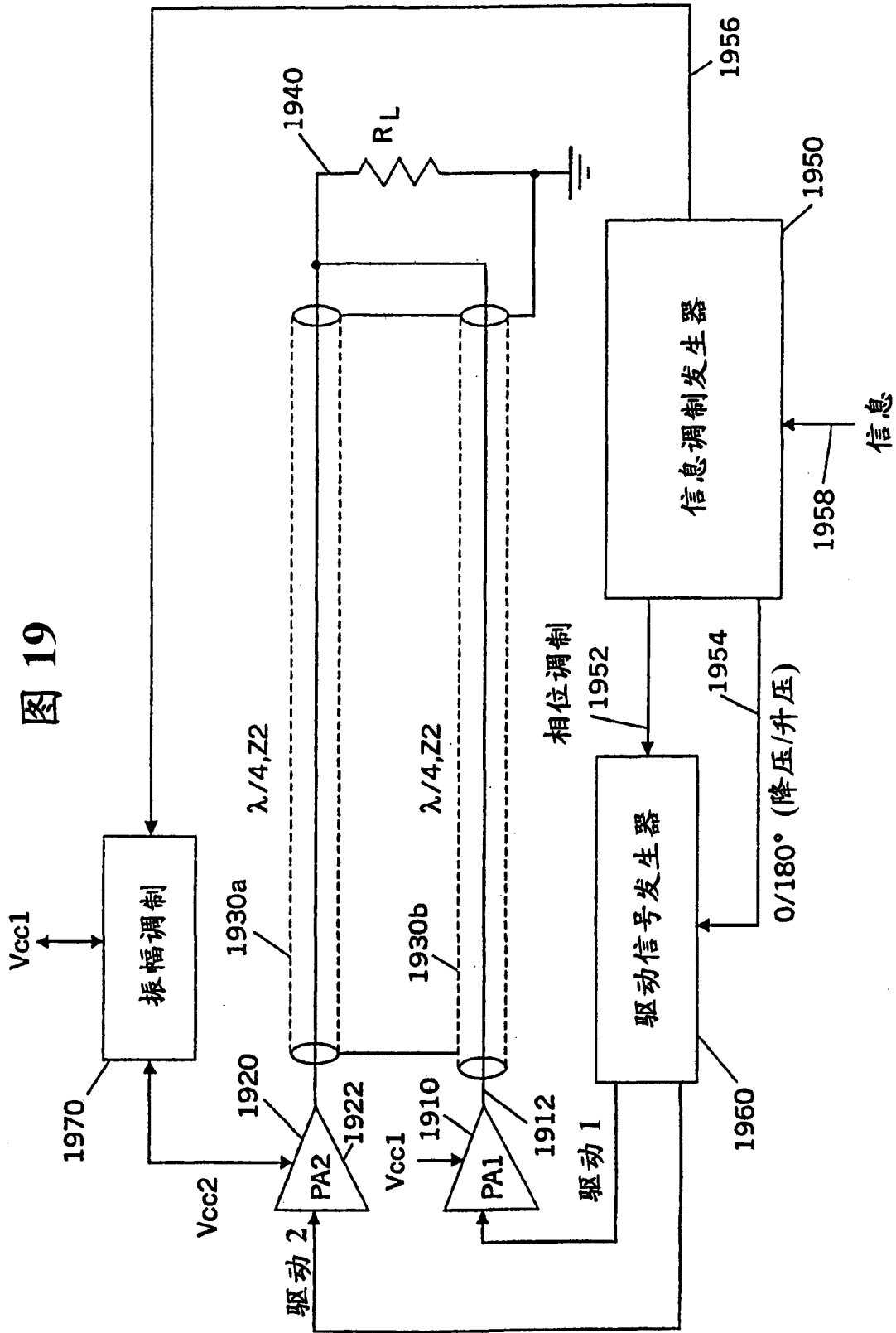


图 19



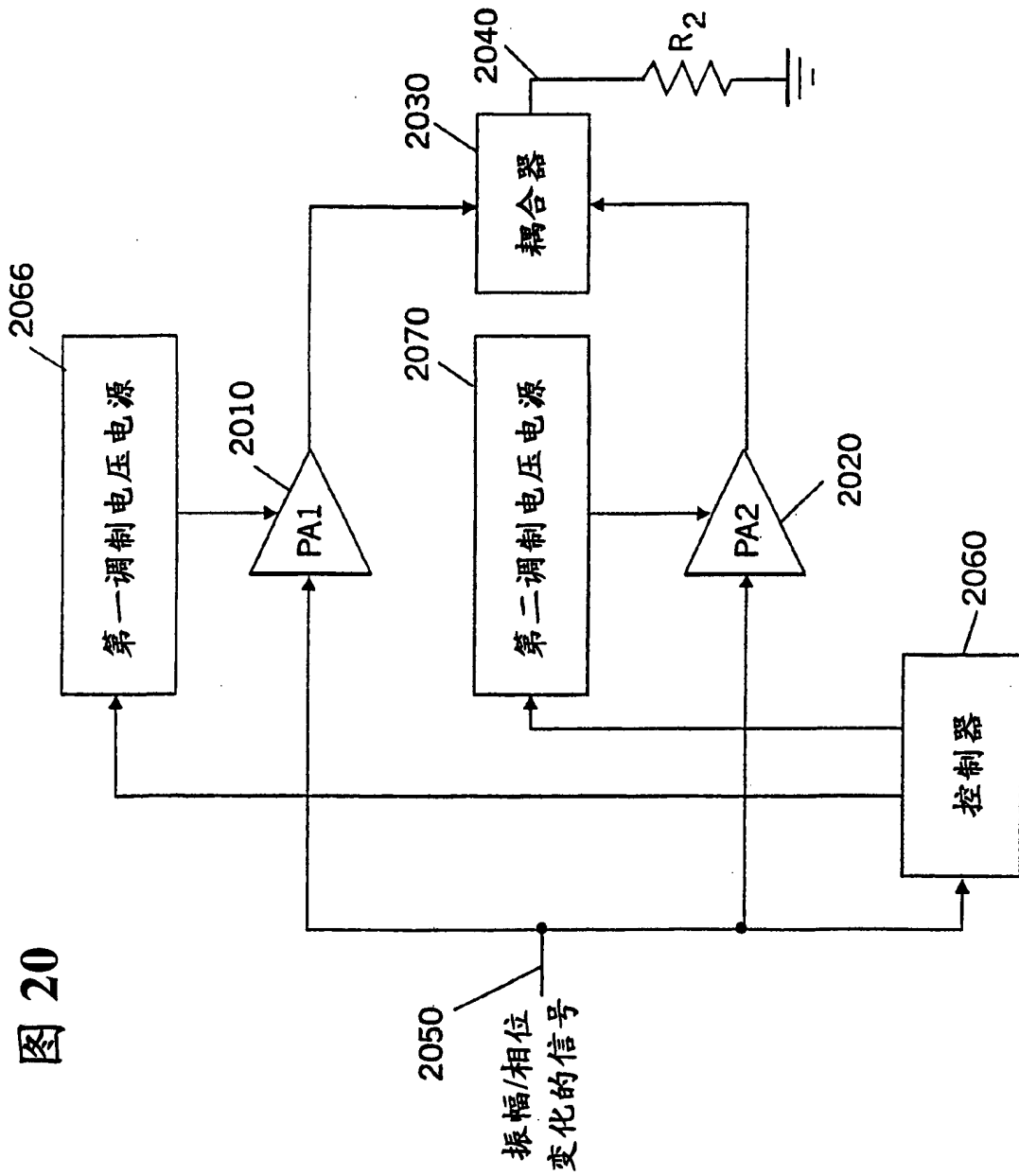


图 20

