

(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101340229 B

(45) 授权公告日 2013.04.24

(21) 申请号 200810210281.8

(22) 申请日 2002.06.28

(30) 优先权数据

09/916,685 2001.07.27 US

09/916,684 2001.07.27 US

09/916,915 2001.07.27 US

(62) 分案原申请数据

02816359.1 2002.06.28

(73) 专利权人 自由度半导体公司

地址 美国得克萨斯

(72) 发明人 李君颂 乔恩·D·亨德里克斯

查尔斯·E·塞伯格 何耀伦

艾兹法·因纳雅图拉

(74) 专利代理机构 中国国际贸易促进委员会专

利商标事务所 11038

代理人 屠长存

(51) Int. Cl.

H04B 7/08 (2006.01)

H04B 1/10 (2006.01)

H04B 1/28 (2006.01)

H04L 1/06 (2006.01)

H04L 27/38 (2006.01)

(56) 对比文件

CN 1070778 A, 1993.04.07,

US 5203025 A, 1993.04.13,

US 5513222 A, 1996.04.30,

CN 1257357 A, 2000.06.21,

CN 1253424 A, 2000.05.17,

审查员 鲍欣欣

权利要求书1页 说明书22页 附图17页

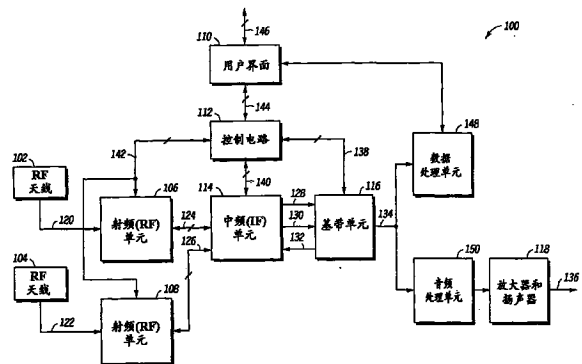
(54) 发明名称

分集接收机及其方法

(57) 摘要

本发明的实施方案大体上涉及接收机。一个实施方案涉及一种具有多个传感器(例如天线)(102,104)的数字FM(100)接收机。在一个实施方案中,数字接收机包括具有信道处理单元的基带单元(116)。在一个实施方案中,信道处理单元能够在将输入信号合并之前计算或估计在它们之间的相位差。一个实施方案采用了相位估计方法来分集合并这些信号,而另一个实施方案采用了混合锁相环路方法。还有,本发明的一些实施方案在分集合并之后要进行回波消除。信道处理单元的一可选实施方案采用时空单元来对输入信号进行分集合并和回波消除。本发明的其它实施方案允许来自多个天线的输入信号能够通过未合并的基带单元,在那里输入信号可以具有不同的数据格式。

CN 101340229 B



1. 一种基带单元,用于接收来自第一接收源的第一信号,并且用于接收来自第二接收源的第二信号,所述基带单元提供一输出,所述基带单元包括:

第一单元,用于采用第一算法合并第一信号和第二信号,其中,所述第一单元合并所述第一和第二信号而形成一合并信号,该第一单元包括:

对所述合并信号滤波的自适应滤波器,以及

权重更新器,与所述自适应滤波器耦接,其中,该权重更新器提供当合并所述第一和第二信号以形成所述合并信号时用于对所述第一和第二信号中的至少一个进行加权的权值;

第二单元,用于采用第二算法合并第一信号和第二信号;以及多路径回波检测器和信号质量监测器,用于监测所述第一信号的第一质量水平和所述第二信号的第二质量水平,并且用于选择是采用第一单元还是采用第二单元来提供所述输出。

2. 一种基带单元,用于接收来自第一接收源的第一信号,并且用于接收来自第二接收源的第二信号,所述基带单元提供一输出,所述基带单元包括:

第一单元,用于采用第一算法合并第一信号和第二信号;

第二单元,用于采用第二算法合并第一信号和第二信号;以及

多路径回波检测器和信号质量监测器,用于监测所述第一信号的第一质量水平和所述第二信号的第二质量水平,并且用于选择是采用第一单元还是采用第二单元来提供输出,其中,该多路径回波检测器和信号质量监测器包括:

模数电路;

耦接到该模数电路的带通滤波器;

耦接到该滤波器的平均信号强度检测器;以及

比较电路,耦接到所述平均信号强度检测器,该比较电路将所述第一信号的平均信号强度与一预定的阈值进行比较,并将所述第二信号的平均信号强度与该预定阈值进行比较。

3. 一种基带单元,用于接收来自第一接收源的第一信号,并且用于接收来自第二接收源的第二信号,所述基带单元提供一输出,所述基带单元包括:

一单元,用于将第一信号和第二信号合并并且提供一合并信号;

一信号质量监测器,用于确定合并信号的质量特性并且用于提供一控制信号,其中,所述质量特性包括多路径回波信息;以及

一回波消除器,该回波消除器接收来自信号监测器的控制信号,并且被选择性地用来根据所述质量特性对合并信号进行回波消除。

4. 一种基带单元,用于接收来自第一接收源的第一信号,并且用于接收来自第二接收源的第二信号,所述基带单元提供一输出,所述基带单元包括:

一信号质量监测器,用于确定所述第一信号和第二信号中的至少一个的质量特性并且用于提供一控制信号,其中,所述质量特性包括多路径回波信息;

一单元,用于将第一信号和第二信号合并并且提供一合并信号;以及

一回波消除器,该回波消除器接收来自信号监测器的控制信号,并且被选择性地用来根据质量特性对合并信号进行回波消除。

分集接收机及其方法

[0001] 本申请是申请号为 02816359.1、申请日为 2002 年 6 月 28 日、发明名称为“分集接收机及其方法”的专利申请的分案申请。

技术领域

[0002] 本发明总体上涉及接收机,更具体地说涉及无线电接收机。

背景技术

[0003] 通常采用多个传感装置例如天线来向接收机提供更多信息。但是,至少部分由于无意的反射和散射,多个传感器通常接收到发送信号的相互叠加的受到不同延迟和衰减的信号。从发送信号中接收到的多路分量通常具有不同相位,这些相位可能相长或相消地加在一起,由此使得接收信号衰减。因此,需要一种改进的接收机来有效地合并或处理来自多个传感器的这些接收信号。另外,需要降低多路径回波的影响并且提高这些接收机的可靠性程度。

发明内容

[0004] 根据本发明的第一方面,提供了一种用于将来自第一传感器的第一信号与来自第二传感器的第二信号合并以产生出一合并信号的方法,该方法包括:确定所述第一信号的第一信号特性,其中,该第一信号特性不是信噪比特性;当合并所述第一信号与所述第二信号以产生所述合并信号时,利用所述第一信号特性对所述第一信号加权;确定所述第二信号的第二信号特性;当合并所述第一信号与所述第二信号以产生所述合并信号时,利用所述第二信号特性对所述第二信号加权;基于所述第一信号的所述第一信号特性和所述第二信号的所述第二信号特性确定第一权值;基于所述第一信号的所述第一信号特性和所述第二信号的所述第二信号特性确定第二权值。

[0005] 根据本发明的第二方面,提供了一种用于将来自第一传感器的第一信号与来自第二传感器的第二信号合并以产生出一合并信号的方法,该方法包括:确定所述第一信号的第一信号特性,其中,该第一信号特性不是信噪比特性;当合并所述第一信号与所述第二信号以产生所述合并信号时,利用所述第一信号特性对所述第一信号加权;计算所述第一信号的功率的平方根;其中,利用所述第一信号特性对所述第一信号加权的所述步骤包括下述步骤:当合并所述第一信号与所述第二信号以产生所述合并信号时,利用所述第一信号的功率的所述平方根对所述第一信号加权。

[0006] 根据本发明的第三方面,提供了一种用于将来自第一传感器的第一信号与来自第二传感器的第二信号合并以产生出一合并信号的方法,该方法包括:确定所述第一信号的第一信号特性,其中,该第一信号特性不是信噪比特性;当合并所述第一信号与所述第二信号以产生所述合并信号时,利用所述第一信号特性对所述第一信号加权;确定所述第二信号的第二信号特性;当合并所述第一信号与所述第二信号以产生所述合并信号时,利用所述第二信号特性对所述第二信号加权;基于所述第一特性确定第一权值,其中该第一权值

与相位无关；基于所述第二特性确定第二权值，其中该第二权值与相位无关；确定所述第一信号和所述第二信号中哪个具有更大的幅度；如果第一信号的幅度大于第二信号的幅度，则使所述第一权值大于所述第二权值；如果第二信号的幅度大于第一信号的幅度，则使所述第二权值大于所述第一权值。

[0007] 根据本发明的第四方面，提供了一种用于将来自第一传感器的第一信号与来自第二传感器的第二信号合并以产生出一合并信号的方法，该方法包括：采用锁相环路来估计在所述第一信号和所述第二信号之间的相位差；当所述锁相环路锁定时：将所述第一信号乘以所述相位差，以产生一个相位校正信号，其中，所述锁相环路的输出提供所述相位差；将所述相位校正信号加到所述第二信号上，以产生一个合并信号；如果所述锁相环路未锁定，则选择所述第一信号和所述第二信号中的一个来取代所述合并信号作为输出。

[0008] 根据本发明的第五方面，提供了一种基带单元，用于接收来自第一接收源的第一信号，并且用于接收来自第二接收源的第二信号，所述基带单元提供一输出，所述基带单元包括：第一单元，用于采用第一算法合并第一信号和第二信号，其中，所述第一单元合并所述第一和第二信号而形成一合并信号，该第一单元包括：对所述合并信号滤波的自适应滤波器，以及权重更新器，与所述自适应滤波器耦接，其中，该权重更新器提供当合并所述第一和第二信号以形成所述合并信号时用于对所述第一和第二信号中的至少一个进行加权的权值；第二单元，用于采用第二算法合并第一信号和第二信号；以及多路径回波检测器和信号质量监测器，用于监测所述第一信号的第一质量水平和所述第二信号的第二质量水平，并且用于选择是采用第一单元还是采用第二单元来提供输出。

[0009] 根据本发明的第六方面，提供了一种基带单元，用于接收来自第一接收源的第一信号，并且用于接收来自第二接收源的第二信号，所述基带单元提供一输出，所述基带单元包括：第一单元，用于采用第一算法合并第一信号和第二信号；第二单元，用于采用第二算法合并第一信号和第二信号；以及多路径回波检测器和信号质量监测器，用于监测所述第一信号的第一质量水平和所述第二信号的第二质量水平，并且用于选择是采用第一单元还是采用第二单元来提供输出，其中，该多路径回波检测器和信号质量监测器包括：模数电路；耦接到该模数电路的滤波器；耦接到该滤波器的平均信号强度检测器；以及比较电路，耦接到所述平均信号强度检测器，该比较电路将所述第一信号的平均信号强度与一预定的阈值进行比较，并将所述第二信号的平均信号强度与该预定阈值进行比较。

[0010] 根据本发明的第七方面，提供了一种基带单元，用于接收来自第一接收源的第一信号，并且用于接收来自第二接收源的第二信号，所述基带单元提供一输出，所述基带单元包括：一单元，用于将第一信号和第二信号合并并且提供一合并信号；一信号质量监测器，用于确定合并信号的质量特性并且用于提供一控制信号，其中，所述质量特性包括多路径回波信息；以及一回波消除器，该回波消除器接收来自信号监测器的控制信号，并且被选择性地用来根据所述质量特性对合并信号进行回波消除。

[0011] 根据本发明的第八方面，提供了一种基带单元，用于接收来自第一接收源的第一信号，并且用于接收来自第二接收源的第二信号，所述基带单元提供一输出，所述基带单元包括：一信号质量监测器，用于确定所述第一信号和第二信号中的至少一个的质量特性并且用于提供一控制信号，其中，所述质量特性包括多路径回波信息；一单元，用于将第一信号和第二信号合并并且提供一合并信号；以及一回波消除器，该回波消除器接收来自信号

监测器的控制信号,并且被选择性地用来根据质量特性对合并信号进行回波消除。

附图说明

[0012] 本发明采用实施例的方式进行说明并且并不限于以下附图,其中相同的附图标记表示类似的元件,其中:

[0013] 图 1 以方框图的形式显示出根据本发明一个实施方案的无线电接收机;

[0014] 图 2 以方框图的形式显示出根据本发明一个实施方案的图 1 的基带单元的一部分;

[0015] 图 3-4 以方框图的形式显示出根据本发明一个实施方案的图 3 或 4 的分集合并单元的一部分;

[0016] 图 5 以方框图的形式显示出根据本发明一个实施方案的图 3 或 4 的分集合并单元的一部分;

[0017] 图 6 以流程图的形式显示出根据本发明一个实施方案的图 5 的分集合并单元的操作;

[0018] 图 7 以方框图的形式显示出根据本发明一个实施方案的图 5 的加权因子确定电路的一部分;

[0019] 图 8 以方框图的形式显示出根据本发明一个实施方案的图 5 的相位估计电路的一部分;

[0020] 图 9 以方框图的形式显示出根据本发明一个实施方案的图 5 的分集合并单元的一部分;

[0021] 图 10 以方框图的形式显示出根据本发明的可选实施方案的图 3 或 4 的分集合并单元的一部分;

[0022] 图 11 以流程图的形式显示出根据本发明的可选实施方案的图 10 的分集合并单元的操作;

[0023] 图 12 以方框图的形式显示出根据本发明一个实施方案的图 10 的信号特征数值估计电路的一部分;

[0024] 图 13 以方框图的形式显示出根据本发明一个实施方案的图 10 的倍增器以及锁相环路和锁定检测电路的一部分;

[0025] 图 14 以方框图的形式显示出根据本发明一个实施方案的图 13 的锁定检测器的一部分;

[0026] 图 15 以方框图的形式显示出根据本发明一个实施方案的图 3 的时空单元的一部分;并且

[0027] 图 16 以方框图的形式显示出根据本发明一个实施方案的图 3 或 4 的多路径回波检测器和信号质量监测器的一部分;

[0028] 图 17 以方框图的形式显示出根据本发明一个可选实施方案的图 5 的加权因子确定电路的一部分;

[0029] 图 18 以流程图的形式显示出根据本发明一个实施方案的图 17 的权值确定电路的操作。

[0030] 普通技术人员知道在这些图面中的元件只是为了简化和清楚起见,而不必按比例

画出。例如,可以使在这些图中的一些元件的尺寸相对于其它元件放大以帮助改善对本发明实施方案的理解。

具体实施方式

[0031] 这里所使用的术语“总线”用来指代多个可以用来传送一种或多种不同类型信息例如数据、地址、控制或状态的信号线或导线。这里所述的导线可以例如说明或描述为单个导线、多根导线、单向导线或双向导线。但是,不同实施方案可以改变这些导线的应用。例如,可以采用分开的单向导线而不是双向导线,反之亦然。还有,可以用串行的方式或时间分隔多路传输的方式传送多个信号的单根导线来代替多根导线。同样,承载多个信号的单根导线可以分成承载这些信号的子集的各种不同导线。因此,对于传送信号存在许多选择。

[0032] 术语“确立”和“取消”用在分别指代将信号、状态位或类似设备设成其逻辑真或逻辑假状态的时候。如果逻辑真状态是逻辑电平 1,则逻辑假状态是逻辑电平 0。而且如果逻辑真状态是逻辑电平 0,则逻辑假状态是逻辑电平 1。

[0033] 采用中括号来表示总线的导线或数值的位的位置。例如“总线 60[0-7]”或者“总线 60 的导线 [0-7]”表示总线 60 的八个低位导线,并且“地址位 [0-7]”或“ADDRESS[0-7]”表示地址值的八个低位比特。在数字前面的符号“\$”表示该数字采用十六进制形式。在数字前面的符号符号“%”表示该数字采用二进制形式。

[0034] 简要地说,要注意图 1 显示出具有基带单元的无线电接收机的一个实施方案,而图 2 显示出图 1 的基带单元的一个实施方案。图 3 和 4 给出了信道处理单元(在图 2 的基带单元内)的不同实施方案。这两个实施方案(图 3 和 4)能够在将输入信号合并之前估计出它们之间的相位差。还有,图 3 和 4 的实施方案中的每一个提供了回波消除的选择方案,这通常在对输入信号采取分集合并时进行。在图 3 中通过时空单元 302 并且在图 4 中通过回波消除器 406 来进行这个回波消除。还有,图 3 和图 4 都包括一分集合并单元(304, 404),它们能够合并多个输入信号。图 5 和 10 因此说明了分集合并单元 304 和 404 的可选实施方案。图 5 说明了用于合并信号的相位估计方法,而图 10 显示出一种混合 PLL 方法。因此,本发明的实施方案提供各种不同的可选方案,它们可以用在基带单元内(并且通常在信道处理单元内)。

[0035] 图 1 显示出根据本发明一个实施方案的无线电接收机。无线电接收机 100 包括通过导线 144 与控制电路 112 双向连接的用户界面 110。控制电路 112 通过导线 142 与射频(RF)单元 106 和 108 双向连接,通过导线 140 与中频(IF)单元 114 连接,通过导线 138 与基带单元 116 连接。RF 单元 106 通过导线 120 与 RF 天线 104 连接,并且通过导线 126 与 IF 单元 114 双向连接。IF 单元 114 通过导线 128、130 和 132 与基带单元 116 连接。基带单元 116 通过导线 134 与音频处理单元 150 和数据处理单元 148 连接。音频处理单元 150 通过导线 136 与提供输出信号的放大器和扬声器 118 连接。数据处理单元 148 与用户界面 110 双向连接。还有,用户可以通过导线 146 向用户界面 110 提供信息并且从中接收信息。

[0036] 工作时,RF 天线 102 和 104 捕获无线电信号并且将它们分别提供给 RF 单元 106 和 108。RF 单元 106 和 108 将所接收到的无线电信号转换成由无线电接收机的设计所规定的共同中频范围。即,RF 单元 106 和 108 可以根据 IF 单元 114 的要求将所接收到的无线电信号的频率转换成低频或者转换成高频。IF 单元 114 通过导线 124 和 126 接收 RF 信号,

并且通过使用模拟-数字转换器来将它们数字化。IF 单元 114 还进行数字混合 (digital mixing) 以产生出同相和正交数字化信号,这些信号通过导线 128 和 130 被输送给基带单元 116。在可选实施方案中,IF114 是可选的。也就是说,RF 单元 106 和 108 可以将从天线 102 和 104 接收到的无线电信号直接转换至基带,并且可以包括一模拟-数字转换器以将数字化基带信号直接提供给基带单元 116。(还要注意的,根据是否需要将所接收的无线电信号分别转换成低频或高频,可以将 RF 单元 106 和 108 以及 IF114(如果使用的话)称为“低频单元”或“高频单元”。)

[0037] 基带单元 116 接收来自中频单元 114 或者在没有 IF 单元的情况下直接来自 RF 单元 106 和 108 的数字化无线电信号。基带单元 116 进行信号调节、解调和解码以便通过导线 134 产生音频和数据信息。下面将参照后面的附图对由基带单元 116 进行的处理作进一步说明。可以通过导线 134 将音频信息提供给音频处理单元 150,该音频处理单元可以与放大器和扬声器 118 连接以通过导线 136 从接收机 10 中产生出音频输出。例如,这可以是无线电扬声器播放出的音乐。或者,基带单元 116 可以通过导线 134 将数据信息输出给数据处理单元 148 以便进行进一步处理。数据处理单元 148 的输出端可以与用户界面 110 连接以使得用户能够与接收机 100 的输出端相互作用。例如,用户界面 110 可以为无线电拨号盘 (radio dial)、触摸屏、监视器和键盘、小键盘或者任意其它合适的输入/输出装置。数据信息可以为文本、图形或任意其它以数字形式传送的信息。

[0038] 在可选实施方案中,无线电接收机 100 可以采用不同的数据格式例如 AM、FM、GPS、数字电视、T.V.、数字/音频广播、音频广播、数字/视频广播等。另外,接收机 100 可以设计成接收射频之外的频率。天线 102 和 104 因此可以被称为能够感测各种数据格式的传感器。另外,在该系统中的每个传感器或天线可以接收不同的数据格式,从而例如一个传感器可以接收无线电信号,而其它传感器可以接收如上面列出的不同类型的数据。还有,图 1 的接收机 100 显示出两个传感器或天线(例如天线 102 和 104);但是,可选实施方案可以采用任意数量的传感器来捕获信号或信息。

[0039] 图 2 显示出基带单元 116 的一部分的一个实施方案。IF 滤波器 200 通过导线 128 和 130 分别接收同相和正交信号对 I1、Q1 和 I2、Q2,其中 I1、Q1 对应于通过传感器或天线 102 接收到的信号,而 I2、Q2 对应于通过传感器或天线 104 接收到的信号。I1 和 I2 表示数字化同相信号,而 Q1 和 Q2 表示数字化正交信号(例如与同相信号相比相位差 90 度的信号)。(还要注意的,每个信号例如 I1、Q1 和 I2、Q2 可以表示为一复数,其中 I1 和 I2 表示实部、而 Q1 和 Q2 表示虚部,这将在下面作进一步说明。)IF 滤波器 200 通过导线 202 和 204 与信道处理单元 206 连接。信道处理单元 206 通过导线 208 和 210 与解调器 212 连接,并且解调器 212 通过导线 214 与信号处理单元 216 连接。信号处理单元 215 通过导线 134 提供音频/数据信号。IF 滤波器 200、信道处理单元 206、解调器 212 和信号处理单元 216 通过导线 138 与控制电路 112 连接。导线 138 可以被称为控制总线,它包括用于将不同信号送进/送出单元 200、206、212 和 216 的各种导线。导线 132 例如可以包括导线 138 的子集,或者可以是回到中频单元 114 的完全总线 (fullbus)。因此,可以通过导线 132 将通过导线 138 接收到的控制信号传送给 IF 单元 114。同样,可以通过导线 124 和 126 将这些控制信号或这些信号子集传送回 RF 单元 106 和 108。或者,可以通过导线 142 从控制电路 112 将控制信号直接发送给无线电单元 106 和 108。

[0040] 工作时, IF 滤波器 200 从输入信号 I1、Q1 和 I2、Q2 中将不想要的信号和噪声除去。IF 滤波器 200 还抑制了相邻信道以便产生出经滤波的同相和正交信号对 I1'、Q1' 和 I2'、Q2', 其中 I1'、Q1' 对应于 I1、Q1, 而 I2'、Q2' 对应于 I2、Q2。信道处理单元 206 接收 I1'、Q1' 和 I2'、Q2', 并且将这些信号合并以产生出单个合并信号 Icomb、Qcomb。或者, 信道处理单元 206 还可以通过导线 210 将其输入信号例如 I1'、Q1' 和 I2'、Q2' 中的一个直接提供给解调器 212 作为 Ibyypass、Qbyypass。因此, 信道处理单元 206 提供了将其输入的数字化信号合并或者使它们直接旁通过其它处理单元例如解调器 212 的选择。信道处理单元 206 还可以提供组合信号例如 Icomb、Qcomb 以及旁通信号例如 Ibyypass、Qbyypass。信道处理单元 206 和 Ibyypass、Qbyypass 还提供了接收不同类型信号格式的能力, 从而一个信号例如 I1'、Q1' 可以由信道处理单元 206 处理并且通过导线 208 输出, 而第二个信号例如 I2'、Q2' 可以为直接旁通给解调器 212 的不同信号格式。(或者, I1'、Q1' 可以通过导线 208 输出, 而不用经过信道处理单元 206 处理)。这使得信道处理单元 206 能够提供单个组合信号或者各种不同信号以便进行进一步处理。例如, 一个天线可以提供来自一个无线电台的信号, 而第二个天线可以同时提供来自第二无线电台的或者不同数据格式的信号。信道处理单元 206 还可以在所接收到的信号上进行除噪。

[0041] 还要注意的, 在图 2 中所示的实施方案只显示出由 IF 滤波器 200 和信道处理单元 206 接收到的两个信号。但是, 如参照图 1 所述一样, 接收机 100 可以包括任意数量的天线例如 102 和 104。在该实施方案中, 每个天线可以向 IF 滤波器 200 提供其自身的同相和正交信号对例如 I1、Q1。在该实施方案中, IF 滤波器 200 可以提供与每个天线相对应的多个经滤波的同相和正交信号对。这样, 信道处理单元 206 可以在适当的时候输出单个合并信号或多个信号子集。还有, 信道处理单元 206 可以提供多个旁通信号, 从而可以使一个以上的输入信号直接旁通给其它处理单元例如解调器 212。

[0042] 解调器 212 接收来自信道处理单元 206 的信号 Icomb、Qcomb 和 Ibyypass、Qbyypass, 并且通过导线 214 向信号处理单元 216 提供解调信号。还有, 如果解调器 212 接收到信号 Ibyypass、Qbyypass, 则解调器 212 也可以通过导线 214 向信号处理单元 216 提供解调的 Ibyypass、Qbyypass。但是, 如上所述, Ibyypass、Qbyypass 是可选的。例如, 在一个实施方案中, 解调器 212 可以为提供与其每个输入信号 (例如, Icomb、Qcomb 和 Ibyypass、Qbyypass) 相对应的多路复用 (MPX) 信号的 FM 解调器。在可选的实施方案中, 解调器 212 可以为 AM 解调器或者专用于该系统 (例如, 接收机 100) 和输入信号 I1、Q1 和 I2、Q2 所要求的任意其它信号格式的解调器。信号处理单元 216 可以通过导线 214 在所接收到的信号上进行进一步处理, 并且通过导线 134 输出音频 / 数据信息。音频 / 数据信息可以仅包括音频信息、仅包括数据信息或者包括音频和数据信息的组合。然后如图 1 所示可以将该数据输出给各种不同的系统例如数据处理系统或者音频处理系统。例如, 在 FM 接收机中, 解调器 212 如上所述将 MPX 信号输出给信号处理单元 216。在该实施方案中, 信号处理单元 216 接收 MPX 信号, 并且进行立体声解码以便向每个扬声器提供正确的信号。例如, 可以利用导频音来对 MPX 信号进行解码以在立体声系统中提供左右扬声器信号。还有, 信号处理单元 216 可以将其它副载波信号 (例如 RDS 或 DARC) 解调以向随后的处理单元提供进一步的信息。

[0043] 图 3 以方框图的形式显示出信道处理单元 206 的一部分的一个实施方案。增益电路 310 通过导线 202 和 204 接收 I1'、Q1' 和 I2'、Q2'。增益电路 310 还通过导线 138

接收来自控制电路 112 的控制信号并且将控制信号提供给控制电路 112。增益电路 310 通过导线 314 和 316 与多路径回波检测器和信号质量监测器 300、时空单元 302 以及分集合并单元 304 连接。MUX308 通过导线 314 和 316 接收输入信号,通过导线 138 接收控制信号,并且通过导线 210 输出 I_{bypass}、Q_{bypass}。MUX306 通过导线 312 和 318 接收输入信号,通过导线 320 接收控制信号,并且通过导线 208 输出 I_{comb}、Q_{comb}。导线 320 可以为导线 138 的子集或者可以为从多路径回波检测器和信号质量检测器 300 接收到的直接控制信号。

[0044] 工作时,增益电路 310 接收 I1'、Q1' 和 I2'、Q2', 调节这些输入信号的信号电平,并且通过导线 314 提供 I1'、Q1' 的经增益调节的结果并且通过导线 316 提供 I2'、Q2' 的经增益调节的结果。因此,在涉及图 3 的说明以及图 3 的子部分中, I1'、Q1' 和 I2'、Q2' 将被称为通过导线 314 和 316 发出的这些信号的经增益调节的形式。多路径回波检测器和信号质量监测器 300 接收 I1'、Q1' 和 I2'、Q2', 并且确定是否需要进行回波消除。在其中在天线 102 和 104 处的输入信号的多路分量(可能是由于无意的散射和反射而出现的)引起太多干扰(例如回波)的情况下,可以在通过导线 208 输出合并信号之前降低这些效果。

[0045] 如果多路径回波检测器和信号质量监测器 300 确定需要进行回波消除(即,回波量超过预定的回波阈值),则多路径回波检测器和信号质量监测器 300 向时空单元 302 和分集合并单元 304 提供控制信号以选择进行哪种处理。例如,在其中需要进行回波消除的情况下,控制信号 320 选择时空单元 302 进行信号处理,从而在其作为输出提供之前可以在进行回波消除的同时将输入信号 I1'、Q1' 和 I2'、Q2' 正确地合并。但是,如果没有检测到足够的回波,则多路径回波检测器和信号质量监测器 300 通过导线 320 向分集合并单元 304 提供控制信号以对这些信号 I1'、Q1' 和 I2'、Q2' 进行处理,从而通过导线 318 产生出合并的输出。因此分集合并单元 304 在没有进行回波消除的情况下提供了合并信号。由多路径回波检测器 300 通过导线 320 提供的控制信号也为 MUX306 提供了选择器信号,以确定时空单元 302 的输出或者分集合并单元 304 的输出是否通过导线 208 被提供作为 I_{comb}、Q_{comb}。下面将参照图 16 对多路径回波检测器和信号质量监测器的操作作进一步说明。

[0046] 在检测到足够量回波的情况下,如上所述,多路径回波检测器和信号质量监测器 300 选择时空单元 302。将时空单元 302 通过导线 312 提供的输出回馈给多路径回波检测器和信号质量监测器 300 以确定信号质量是否足够好(如果所检测到的回波量低于预定回波阈值,则可以认为信号质量足够好。)。如果不够好,则进行随后的迭代操作,其中,同样地,将输出回馈给多路径回波检测器和信号质量监测器 300。下面将参照图 15 对时空单元 302 的操作作更详细地说明。一旦确定信号具有足够好的质量,即低于预定的回波阈值,则多路径回波检测器和信号质量监测器 300 通过导线 320 将控制信号提供给 MUX306 以便选择输出 312 提供作为 I_{comb}、Q_{comb}。因此这些迭代操作一直继续进行直到已经进行了足够的回波消除。

[0047] 图 4 显示出根据本发明一可选实施方案的信道处理单元 206 的一部分。图 4 的这部分信道处理单元 206 包括增益电路 400、多路径回波检测器和信号质量监测器 402、分集合并单元 404、回波消除器 406 和 MUX408。分集合并单元 404 和 MUX408 通过导线 202 和 204 接收 I1'、Q1' 和 I2'、Q2'。分集合并单元 404 通过导线 422 将合并信号提供给 MUX408。增益电路 400 通过导线 416 将增益调节信号提供给多路径回波检测器和信号质量

监测器 402。MUX408 接收来自控制电路 112 的控制信号,并且将经由导线 412 的 I1'、Q1' 和经由导线 414 的 I2'、Q2' 或者来自 422 的合并信号提供给导线 412。在后一情况中,没有将任何信号提供给导线 414,或者在可选实施方案中,除了合并信号之外可以将 I1'、Q1' 和 I2'、Q2' 中的一个提供给导线 414。增益电路还通过导线 416 与回波消除器 406 连接。多路径回波检测器和信号质量监测器 402 通过导线 410 和 418 与回波消除器 406 连接。回波消除器 406 通过导线 208 提供输出 Icomb、Qcomb,并且增益电路 400 通过导线 210 提供输出 Ibyypass、Qbyypass。导线 138 在控制电路 112 和增益电路 400、多路径回波检测器和信号质量监测器 402、分集合并单元 404、回波消除器 406 和 MUX408 之间传送控制信号。(要注意的是,与图 3 的实施方案不同,在图 4 的实施方案中,分集合并单元 404 没有接收 I1'、Q1' 和 I2'、Q2' 相对应的增益调节输入。)

[0048] 工作时,可以通过信道处理单元 206 来合并或单独处理 I1'、Q1'。在前一情况中,分集合并单元 404 通过导线 202 和 204 接收信号 I1'、Q1' 和 I2'、Q2',并且将它们合并以通过导线 412 将合并信号经由导线 422 通过 MUX408 提供给增益电路 400。增益电路 400 通过导线 416 将 I1'、Q1' 和 I2'、Q2' 的增益调节合并信号提供给多路径回波检测器 402。多路径回波检测器 402 确定在天线 102 和 104 处的多路分量是否产生出大于预定回波阈值的回波。如果回波超过这个预定阈值,则多路径回波检测器 402 通过导线 410 启动回波消除器 406 以在通过导线 416 从增益电路 400 中接收到的信号上进行回波消除。通过导线 418 将在回波消除器 406 的输出端处的信号回馈给多路径回波检测器 402。多路径回波检测器和信号质量监测器 402 确定回波消除器 406 是否已经消除了足够量的回波从而使回波降低至低于预定回波阈值。如果回波大小低于预定阈值,则该信号质量足够好,并且回波消除器 406 通过导线 208 输出合并信号 Icomb、Qcomb。但是,如果回波仍然超过预定阈值,则通过回波消除器 406 迭代处理该信号直到多路径回波检测器和信号质量监测器 402 确定该信号具有足够好的信号质量(例如低于预定回波阈值)。

[0049] 回波消除器 406 可以采用任何回波消除方法来提供信号 Icomb、Qcomb。例如,在需要恒定幅度的 FM 无线电信号的情况中,在回波消除器 406 中使用采用恒定模数算法(CMA)。也就是说,回波消除器 406 是用来进行回波消除的自适应信号处理单元。可选实施方案可以采用最小均方回波消除(LMS)、递归最小均方回波消除(RLS)或者任意其它适当的算法。因此,根据所要处理的信号,可以采用各种回波消除器。

[0050] 如果不合并 I1'、Q1' 和 I2'、Q2',则通过导线 202 和 204 将 I1'、Q1' 和 I2'、Q2' 提供给 MUX408(绕过分集合并单元 404)。控制信号通过来往控制电路 112 的控制信号 408 与 MUX408 连接。因此,如果 I1'、Q1' 和 I2'、Q2' 中的任一个不要不合并,则 MUX 将 I1'、Q1' 和 I2'、Q2' 中的一个输出给导线 412,并且将 I1'、Q1' 和 I2'、Q2' 中的另一个输出给导线 414。这两个信号每个都获得增益调节并且输出给导线 416 和 210。导线 416 穿过回波消除器 406(在该情况中,通过导线 410 利用控制信号使该回波消除器使用),并且通过导线 208 输出作为 Icomb、Qcomb。增益电路 400 的另一个输出端通过导线 210 提供输出 Ibyypass、Qbyypass。因此,如果不需要任何信号合并,则将增益调节的 I1'、Q1' 输出作为任一个 Icomb、Qcomb 和 Ibyypass、Qbyypass,并且将增益调节的 I2'、Q2' 输出作为 Icomb、Qcomb 和 Ibyypass、Qbyypass 中的另一个。这使得能够选择一个或多个信号绕过分集合并单元 404。如上所述,这在需要不同类型或范围的信号的情况中是有用的。在该实施

方案中, Icomb、Qcomb 和 Ibyypass、Qbyypass 两者都是未合并的信号。或者, 当然可以将一未合并的信号 (例如 $I1'$ 、 $Q1'$ 和 $I2'$ 、 $Q2'$) 提供作为 Icomb、Qcomb 或 Ibyypass、Qbyypass。也就是说, 如果只需要一个信号, 则不需要传送这两个信号。在还有一个实施方案中, 可以将合并信号提供作为 Icomb、Qcomb, 并且可以将单个 (未合并) 信号 (例如 $I1'$ 、 $Q1'$ 和 $I2'$ 、 $Q2'$) 提供作为 Ibyypass、Qbyypass。因此可以使用在图 3 和 4 的实施方案中的旁通信号来选择信道处理单元 206 的输出是合并的或是未合并的信号。这个旁通信号例如可以是 MUX308 和 MUX408 的控制信号。因此, 在一个实施方案中, 可以在控制电路 112 内产生出旁通信号。但是, 可选实施方案可以按照不同方式产生并且利用一个旁通信号或者多个旁通信号。

[0051] 图 5 分别显示出根据本发明一个实施方案的图 3 和 4 的分集合并单元 304 和 404 的一部分。因此, 根据情况图 5 的电路可以用在图 3 和 4 中所示的实施方案, 或者用在任意其它实施方案中, 要注意的是, 如果将图 5 的电路用在图 3 的实施方案中, 则 $I1'$ 、 $Q1'$ 和 $I2'$ 、 $Q2'$ 指的是信号的经过增益调节的形式; 但是, 如果将图 5 的电路用在图 4 的实施方案中, 则 $I1'$ 、 $Q1'$ 和 $I2'$ 、 $Q2'$ 不代表这些信号的经过增益调节的形式, 因为增益电路 400 在下游连接在分集合并单元 404 上。图 5 包括多路分解器 (DEMUX) 500 和 504、加权因子确定电路 502、倍增器 508、510、512 和 514、加法器 516 和相位估计电路 506。DEMUX500 通过导线 518 和 520 与加权因子确定电路 502、倍增器 508 和倍增器 510 连接。DEMUX504 通过导线 522 和 524 与加权因子确定电路 502、倍增器 510 和倍增器 514 连接。加权因子确定电路 502 通过导线 526 向倍增器 508 提供加权因子 $W1$, 并且通过导线 528 向倍增器 512 提供加权因子 $W2$ 。相位估计电路 506 通过导线 530 和 532 与倍增器 510 连接, 并且通过导线 538 向倍增器 512 提供相位校正 1 并且通过导线 540 向倍增器 512 提供相位校正 2, 所述倍增器通过导线 542 和 544 与倍增器 514 连接。加法器 516 通过导线 534 和 536 与倍增器 508 连接, 并且通过导线 546 和 548 与倍增器 514 连接。随实施方案而定, 加法器 516 通过导线 318 或 422 提供输出 I、Q。随实施方案而定, DEMUX500 通过导线 314 或 414 接收 $I1'$ 、 $Q1'$, 并且随实施方案而定, DEMUX504 通过导线 316 或 416 接收 $I2'$ 、 $Q2'$ 。

[0052] 工作时, 随实施方案而定, DEMUX500 通过导线 314 或 202 接收 $I1'$ 、 $Q1'$, 并且通过导线 518 输出 $I21'$, 通过导线 520 输出 $Q1'$ 。要注意的是, $I1'$ 表示复数信号的实部, 而 $Q1'$ 表示复数信号的虚部。也就是说, $Q1'$ 与 $I1'$ 相位相差 90° 。同样, 随实施方案而定, DEMUX504 通过导线 316 或 204 接收 $I2'$ 、 $Q2'$, 并且通过导线 522 输出 $I2'$, 而通过导线 524 输出 $Q2'$ 。如上面一样, $I2'$ 表示复数信号 $I2'$ 、 $Q2'$ 的实部, 而 $Q2'$ 表示该复数信号的虚部。(要注意的是, 每个信号例如 $I1'$ 、 $Q1'$ 和 $I2'$ 、 $Q2'$ 可以分别写为复数的形式, 例如 $I1' + jQ1'$ 和 $I2' + jQ2'$ 。)

[0053] $I1'$ 、 $Q1'$ 和 $I2'$ 、 $Q2'$ 被提供给加权因子确定电路 502, 该电路根据例如每个输入信号 $I1'$ 、 $Q1'$ 和 $I2'$ 、 $Q2'$ 的幅度或能量来计算出加权因子。下面将参照图 7 和 17 对该电路作进一步说明。因此加权因子确定电路 502 通过导线 526 将输出 $W1$ ($I1'$ 、 $Q1'$ 的加权因子) 提供给倍增器 508, 并且通过导线 528 将 $W2$ ($I2'$ 、 $Q2'$ 的加权因子) 提供给倍增器 512。加权因子确定电路 502 根据与 $I1'$ 、 $Q1'$ 和 $I2'$ 、 $Q2'$ 中的至少一个相对应的信号特性确定加权因子 $W1$ 和 $W2$ 。可选实施方案可以根据与 $I1'$ 、 $Q1'$ 和 $I2'$ 、 $Q2'$ 两者相对应的信号特性确定 $W1$ 和 $W2$ 。该信号特性可以指的是信号的幅度、功率或任意其它适当的

特性。另外,可以使用信号特性的任意组合来确定加权因子。倍增器 510 接收 $I1'$ 、 $Q1'$ 和 $I2'$ 、 $Q2'$, 并且使 $I1'$ 、 $Q1'$ 乘以 $I2'$ 、 $Q2'$ 的复共轭。这个计算可以提取这两个信号之间的相位差信息, 并且通过导线 530 和 532 将它提供给相位估计电路 506。

[0054] 相位估计电路 506 采用 $I1'$ 、 $Q1'$ 作为参考计算出信号 $I1'$ 、 $Q1'$ 和 $I2'$ 、 $Q2'$ 之间的相位差。然后通过导线 538 将该相位差作为相位校正 1 输出给倍增器 512, 并且通过导线 540 将它作为相位校正 2 输出给倍增器 512。由导线 528 利用 $W2$ 来调节这个相位差, 并且通过导线 542 和 544 提供给倍增器 514。倍增器 514 通过导线 522 和 524 接收 $I2'$ 、 $Q2'$ 并且将它乘以倍增器 512 的结果。因此, 通过导线 546 和 548 将 514 的输出提供给加法器 516。倍增器 508 利用 $W1$ 来调节 $I1'$ 、 $Q1'$, 因此采用信号特性例如信号的功率和幅度作为比例因子。通过导线 534 和 536 将倍增器 508 的结果提供给加法器 516。因此, 随实施方案而定, 通过导线 318 或 422 提供最终合并信号 I 、 Q 。参照图 6 的流程图将更好地理解这些等式和计算式。

[0055] 图 6 显示出根据本发明一个实施方案的图 5 的分集合并单元 304、404 的操作。在方框 602 中, 接收 $I1'$ 、 $Q1'$ 和 $I2'$ 、 $Q2'$ 。在方框 604 中, 根据与 $I1'$ 、 $Q1'$ 和 $I2'$ 、 $Q2'$ 中的至少一个相对应的至少一个信号特性来确定加权因子 $W1$ 和 $W2$ 。例如, 在一个实施方案中可以将功率选择作为用来确定 $W1$ 和 $W2$ 的信号特性, 其中 $W1$ 可以等于 $I1'$ 、 $Q1'$ 的功率的平方根或与之成比例, 而 $W2$ 可以与 $I2'$ 、 $Q2'$ 的功率的平方根相等或成比例。要注意的是, 在一个实施方案中, 根据有用信号和系统噪声的组合效果来计算出功率或幅度, 并且没有试图使该噪声效果与有用信号分开。在图 6 的实施方案中, 加权因子确定电路 502 可以估计出 $I1'$ 、 $Q1'$ 的功率 ($p1$) 和 $I2'$ 、 $Q2'$ 的功率 ($p2$), 其中 $W1 = \sqrt{p1}$ 而 $W2 = \sqrt{p2}$ 。或者可以选择该幅度, 其中 $W1$ 和 $W2$ 为 $I1'$ 、 $Q1'$ 和 $I2'$ 、 $Q2'$ 或这两者的幅度的函数。因此, 在这个实施方案中, 加权因子确定电路 502 可以估计出 $I1'$ 、 $Q1'$ (AMP1) 和 $I2'$ 、 $Q2'$ (AMP2) 的幅度。下面将参照图 17 和 18 对使用幅度作为信号特性作进一步的说明。

[0056] 参照图 6, 在方框 606 中, 将 $I1'$ 、 $Q1'$ 乘以 $I2'$ 、 $Q2'$ 的复共轭。这可以通过倍增器 510 来进行。该计算可以表示如下:

[0057] 等式 1: $(I1' + jQ1') \cdot (I2' + jQ2') = IM + jQM$

[0058] 在上面的等式中, 可以以 $e^{j(\theta_1 - \theta_2)} = e^{j\Delta\theta}$ 的形式书写所得到的 IM 、 QM 信号的相位, 其中 $e^{j\theta_1}$ 表示 $I1'$ 、 $Q1'$ 的相位, $e^{j\theta_2}$ 表示 $I2'$ 、 $Q2'$ 的相位, 而 $e^{j\Delta\theta}$ 表示 $I1'$ 、 $Q1'$ 乘以 $I2'$ 、 $Q2'$ 之间的相位差, 这可以进一步表示如下:

[0059] 等式 2: $e^{j\Delta\theta} = \cos(\Delta\theta) + j\sin(\Delta\theta)$

[0060] 因此, 在方框 608 中, 估计出相位差 $e^{j\Delta\theta}$, 其中图 5 的相位估计电路 506 的输出可以表示为两个信号: 表示为 $\cos(\Delta\theta)$ 的相位校正 1 和表示为 $\sin(\Delta\theta)$ 的相位校正 2 (其中相位校正 1 表示实部, 而相位校正 2 表示相位差的虚部)。

[0061] 在方框 610 中, 将 $I2'$ 、 $Q2'$ 乘以相位差和 $W2$, 从而获得如在下面等式 3 中所示的结果。(这个计算可以通过倍增器 512 来进行。)

[0062] 等式 3: $W2 \cdot e^{j\Delta\theta} \cdot (I2' + jQ2')$

[0063] 在方框 612 中, 将 $I1'$ 、 $Q1'$ 乘以 $W1$ 以获得如在下面等式 4 中所示的结果。(该计算可以通过倍增器 508 来进行。)

[0064] 等式 4: $W1 \cdot (I1' + jQ1')$

[0065] 因此,在等式 3 和 4 中,W1 和 W2 分别用作每个相应信号 I1'、Q1' 和 I2'、Q2' 的加权因子,其中 W1 和 W2 可以取决于信号特性例如功率或幅度。在方框 614 中,将方框 610 和 612 中的结果合并以获得最终的合并信号 I、Q(这可以采用 I+jQ 的形式书写)。可以通过加法器 516 来进行这个最终计算,其中依信道处理单元 206 的实施方案而定,加法器 516 通过导线 318 或 422 提供该输出 I、Q。因此该等式表示如下:

[0066] 等式 5 : $I+jQ = W2 \cdot e^{j\Delta\theta} \cdot (I2' + jQ2') + W1 \cdot (I1' + jQ1')$

[0067] 参照上面的等式 5,等式中的第一项 $W2 \cdot e^{j\Delta\theta} \cdot (I2' + jQ2')$ 表示其相位改变了 I1'、Q1' 和 I2'、Q2' 之间的相位差并且由 W2 加权的 I2'、Q2'。等式中的第二项 $W1 \cdot (I1' + jQ1')$ 表示由其加权因子 W1 加权的 I1'、Q1'。在可选实施方案中,可以不使用任何加权因子。因此,等式 5 将不包括这两个加权因子 W1 和 W2,并且分合并单元不会包括加权因子确定电路 502、或者倍增器 508 和 512。或者,可以看情况采用信号功率或幅度以外的其它加权因子。

[0068] 图 7 显示出图 5 的加权因子确定电路的一部分的一个实施方案。下面将针对输入 I1'、Q1' 对该电路进行说明,同样的说明和电路可以应用于输入 I2'、Q2'。还要注意的,在可选实施方案中,用于接收 I1'、Q1' 的电路可以按照时分多路传输的方式为输入 I2'、Q2' 共用,或者整个电路(或其部分)可以是重复的,如图 7 所示。在所示的实施方案中,加权因子确定电路 502 与 I1'、Q1' 相对应的部分和与 I2'、Q2' 相对应的部分以相同的方式工作。通常,加权因子确定电路 502 包括信号特性值确定电路和权值确定电路。前者计算出信号特征自身例如每个信号的功率或幅度的数值,而后者使用该信号特征的数值来计算出 W1 和 W2。

[0069] 关于输入 I1'、Q1',加权因子确定电路 502 包括耦接为通过导线 518 接收 I1' 并且通过导线 746 接收 $1/N$ 的倍增器 700。倍增器 702 耦接为通过导线 520 接收 Q1' 并且通过导线 746 接收 $1/N$ 。倍增器 700 与加法器 704 连接,该加法器与延迟单元 708 和存储电路 712 连接。倍增器 702 与加法器 706 连接,该加法器与延迟单元 714 和存储电路 718 连接。加法器 720 与存储电路 712 和 718、平方根倒数(inverse squareroot)单元 722 以及倍增器 724 连接。因此加法器 720 向平方根倒数单元 722 和倍增器 724 提供 I1'、Q1' 的功率 p1。平方根倒数单元 722 与倍增器 724 连接,而倍增器 724 通过导线 526 提供输出 W1。对于输入 I2'、Q2',加权因子确定电路 502 包括以分别与倍增器 700、702 和 720、加法器 704、706 和 720、延迟单元 708 和 714、存储电路 712 和 718 以及平方根倒数单元 722 相同的方式连接的倍增器 750、752 和 770、加法器 754、760 和 766、延迟单元 756 和 762、存储电路 758 和 764 以及平方根倒数单元 768。因此,如图 7 所示,信号特性值确定电路 780 包括倍增器 700、702、750 和 752 以及加法器 720 和 766。权值确定电路 782 包括倍增器 724 和 770 以及平方根倒数单元 722 和 768。

[0070] 工作时,倍增器 700 的输出向加法器 704 提供数值 $I1'^2/N$,其中 N 表示采样的数量或者用于随着时间的流逝采集输入信号的数值的窗口尺寸。同样,倍增器 702 的输出向加法器 706 提供数值 $Q1'^2/N$ 。加法器 704 和延迟单元 708 用作累加器,用来将 $I1'^2/N$ 的数值累加。延迟单元 708 接收复位信号 710,该信号根据 I1'、Q1' 的采样频率的分数 Fs/N 来使延迟单元 708 复位。在使延迟单元 708 复位之前,存储电路 712 存储该累加的数值并且将该数值提供给加法器 720。同样,加法器 706 和延迟单元 714 用作累加器,

用来随着时间将 $Q1'^2/N$ 的数值累加。延迟单元 714 接收复位信号 716, 该信号根据 F_s/N 使延迟单元 714 复位。在使延迟单元 714 复位之前, 存储电路 718 存储该累加的数值, 并且将这个数值提供给加法器 720。因此, 复位信号 710 和 716 通常以与 F_s/N 相对应的相同速度被“确立”, 同样, 以与复位信号 710 和 716 相对应的相同速度给存储电路 712 和 718 计时, 以便随着时间捕获累加数值。因此, 可以酌情调节 N 以便改变用来累加数值的窗口尺寸 (即所采的样本的数量)。

[0071] 加法器 720 将来自存储电路 712 的 $I1'^2/N$ 的累加数值和来自存储电路 718 的 $Q1'^2/N$ 的累加数值合并以获得 $p1$:

$$[0072] \quad \text{等式 6 : } p1 = \sum_{k=j-N}^j \left(\frac{I1'_k{}^2}{N} + \frac{Q1'_k{}^2}{N} \right) = \overline{I1'^2} + \overline{Q1'^2}$$

[0073] 在上面的等式 6 中, j 为与 F_s 有关的离散样本数。因此, 在每个 F_s/N 处计算 $p1$ 的数值。将这个结果 $p1$ 提供给倍增器 724 和平方根倒数单元 722。在下面等式 7 中显示出平方根倒数单元 722 的结果。该平方根倒数单元 722 可以以各种方式实现, 例如进行计算的硬件电路、嵌入在存储器中的状态机 (state machine)、软件程序等。

$$[0074] \quad \text{等式 7 : } \frac{1}{\sqrt{p1}} = \frac{1}{\sqrt{\overline{I1'^2} + \overline{Q1'^2}}}$$

[0075] 将该结果提供给倍增器 724, 该倍增器将加法器 720 的输出 (等式 6) 乘以平方根倒数单元 722 的输出 (等式 7) 以获得输出 $W1$, 如下面的等式所示 :

$$[0076] \quad \text{等式 8 : } w1 = \sqrt{p1} = \sqrt{\overline{I1'^2} + \overline{Q1'^2}}$$

[0077] 相同的等式 (等式 6-8) 适用于 $I2'$ 、 $Q2'$, 其中用 $I2'$ 代替 $I1'$, 用 $Q2'$ 代替 $Q1'$, 并且用 $p2$ 代替 $p1$ 。因此, $W2$ 可以表示如下 :

$$[0078] \quad \text{等式 9 : } w2 = \sqrt{p2} = \sqrt{\overline{I2'^2} + \overline{Q2'^2}}$$

[0079] 因此, 等式 6-9 描述了在获取输入信号的功率时所采用的计算公式的一个实施例。可选实施方案可以进行不同的计算或者采用与参照图 7 所示的实施方案不同的电路或软件。

[0080] 图 17 显示出采用幅度来确定 $W1$ 和 $W2$ 的加权因子确定电路 502 的可选实施方案。因此, 依所采用的实施方案而定 (例如是采用功率还是幅度来作为信号特性), 在加权因子确定电路 502 内可以采用图 17 来代替图 7。图 17 包括信号特性值确定电路 1716, 它包括幅度确定电路 1700 和幅度确定电路 1702。幅度确定电路 1700 分别通过导线 518 和 520 接收 $I1'$ 、 $Q1'$, 而幅度确定电路 1702 分别通过导线 522 和 524 接收 $I2'$ 、 $Q2'$ 。幅度确定电路 1700 将 AMP1 提供给乘法累加电路 1708, 而幅度确定电路 1702 将 AMP2 提供给乘法累加电路 1708。控制电路 1704 和移相电路 1710 与乘法累加电路 1708 双向连接。乘法累加电路 1708 通过导线 1712 提供 $W1$, 并且通过导线 1714 提供 $W2$ 。因此权值确定电路 1718 包括控制电路 1704、乘法累加电路 1708 和移相电路 1710。

[0081] 工作时, 幅度确定电路 1700 接收 $I1'$ 和 $Q1'$, 并且输出该信号的幅度 AMP1。采用目前可用的标准方法例如采用 $I1'^2$ 和 $Q1'^2$ 的总和的平方根近似来计算该幅度。同样, 幅度确定电路 1702 接收 $I2'$ 和 $Q2'$, 并且输出信号的幅度 AMP2。可以按照与前面所述相同的方式计算出该幅度。乘法累加电路 1708 接收 AMP1 和 AMP2, 并且如将在下面参照图

18 所述一样产生出加权因子 W1 和 W2。乘法累加电路 1708 还包括用来存储任何必要的临时数值的存储电路。控制电路 1704 和移相电路 1710 将控制信号提供给乘法累加电路 1708 并且从中接收控制信号。控制电路 1704、乘法累加电路 1708 和移相电路 1710 可以构成状态机的一部分,以便进行在下面参照图 18 所述的计算。

[0082] 图 18 以流程图的形式显示出根据 I1'、Q1' 和 I2'、Q2' 的幅度来计算 W1 和 W2 的一个实施方案。该流程 1800 在方框 1802 处开始,其中接收 I1'、Q1' 和 I2'、Q2'。流程前进至判定菱形框 1804,在那里确定 I1'、Q1' 的幅度 AMP1 是否大于 I2'、Q2' 的幅度 AMP2。如果是,则流程前进至方框 1813,在那里可以任意地调节 AMP1 和 AMP2。然后流程前进至方框 1814,在那里将 W1 设定为预定值。该预定值表示 W1 的缺省值。因此,在一个实施方案中,该预定值小于或等于 0.5。采用小于或等于 0.5 的预定值确保了最终合并的信号(例如 I1'、Q1' 与 I2'、Q2' 合并)的幅度不会超过数值 1。流程然后前进至方框 1816,在那里确定该幅度的倒数 1/AMP1。这可以采用标准技术例如查询表来进行。在方框 1818 中,将 W2 计算为 AMP2/AMP1 的一半(参见上面的等式 1)。要注意的是,在该等式中所示的 0.5 为上述预定值;因此,如果选择了不同数值例如 0.4,则将用 0.4 来代替该 0.5。

[0083] 如果在判定菱形框 1805 处 AMP1 和 AMP2,则流程前进至方框 1805,在那里任意地调节 AMP1 和 AMP2。流程前进至方框 1806,将 W2 设定为通常小于或等于 0.5 的预定值例如 0.5。该预定值如上关于方框 1814 所述一样。然后流程前进至方框 1808,在那里确定出幅度的倒数 1/AMP2。和上面一样,可以采用标准技术例如查询表来进行这项工作。在方框 1810 中,将 W1 计算作为 AMP1/AMP2 的比值的一半(参见上面的等式 2)。再次要注意的是,在该等式中所示的 0.5 为上面参照方框 1806 所述的预定值;因此,如果选择了不同数值,则可以用这个不同数值来代替 0.5。因此,可选实施方案在进行计算来确定加权因子例如 W1 和 W2(例如参见选择框 1805 和 1813)之前可以首先采用比例因子来调节这些幅度(例如 AMP1 和 AMP2)。但是,这些比例因子是可选的,或者可以设定为 1。因此,这些加权因子可以表示如下:

[0084] 如果 $AMP1 > AMP2$:

[0085] 等式 10a : $W1 = 0.5$

[0086] 等式 11a :

$$[0087] \quad W2 = AMP2 \cdot 0.5 \cdot \frac{1}{AMP1}$$

[0088] 如果 $AMP1 < AMP2$:

[0089] 则等式 10b : $W2 = 0.5$

[0090] 等式 11b :

$$[0091] \quad W1 = AMP1 \cdot 0.5 \cdot \frac{1}{AMP2}$$

[0092] 要注意的是,加权因子例如 W1 和 W2 可以只是一个信号的函数或者为信号的任意组合的函数。还有,可以采用与这里的加权因子不同的许多不同的加权因子。例如,在目前可用的系统中,只采用信噪比(SNR)作为加权因子。但是采用 SNR 的方案在电路方面是昂贵的,因此增加了该系统的价格。另外,在采用了 SNR 方案的那些系统内的加权因子是复杂的数字(即,它们取决于信号的相位)。但是,本发明的实施方案设有采用 SNR 来确定加权因

子,相反采用其它信号特性例如幅度、功率等来实现更加节约成本的解决方案。还有,在这里所述的加权因子 (W1 和 W2) 为比例因子。也就是说,它们与相位无关。它们能够与相位无关是因为相位计算或估计是单独进行的并且与比例加权因子一起用来将这些输入信号合并,如下面更详细的说明一样。如上所述,可选实施方案可以包括两个以上的输入信号,因此可以具有两个以上的也取决于一个或多个信号特性的加权因子。在一些实施方案中,这些加权因子也是可选的。例如,只有其中一些输入信号可以使用加权因子。

[0093] 图 8 显示出倍增器 510 的一部分和相位估计电路 506 的一部分。倍增器 510 包括与加法器 804 连接的倍增器 800 和 802,该加法器与倍增器 812 连接。倍增器 510 还包括与加法器 810 连接的倍增器 806 和倍增器 808,该加法器与倍增器 814 连接。倍增器 812 与倍增器 814 和加法器 816 连接,并且接收输入 $1/N$ 和增益 801。加法器 816 与延迟单元 820 和存储电路 824 连接,并且倍增器 814 与加法器 818 连接,该加法器与延迟单元 822 和存储电路 826 连接。存储电路 824 与倍增器 828 连接,而存储电路 826 与倍增器 830 连接。倍增器 828 和 830 设置为加法器 832 的输入,该加法器与平方根倒数 834 连接。存储电路 824 和 826 以及平方根倒数单元 834 与倍增器 836 和 838 连接。倍增器 836 通过导线 538 提供表示 $\cos(\Delta \theta)$ 的输出,并且倍增器 838 通过导线 540 提供表示 $\sin(\Delta \theta)$ 的输出。

[0094] 工作时,倍增器 800、802、806 和 808 以及加法器 804 和 810 进行与 $I1'$ 、 $Q1'$ 乘以 $I2'$ 、 $Q2'$ 的复共轭相对应的计算。(参见等式 3) 因此,加法器 804 的输出为所得到的计算结果的实部 IM ,而加法器 810 的输出为所得到的计算结果的虚部 QM 。相位估计电路 506 接收 IM 和 QM ,并且计算出与 $IM+jQM$ 相对应的相位,该相位如前面参照等式 4 所述一样可以表示为 $e^{j\Delta \theta}$ 。该相位表示以 $I1'$ 、 $Q1'$ 作为参考信号在 $I1'$ 、 $Q1'$ 和 $I2'$ 和 $Q2'$ 之间的相位差。

[0095] 倍增器接收 IM ,并且将这个结果乘以 $1/N$ 和增益 801 以将它提供给加法器 816。在一个实施方案中,增益 801 为 AMP1 和 AMP2 中的更大幅度的倒数(例如如果 $AMP2 > AMP1$,则可以将增益 801 设定为 $1/AMP2$)。增益 801 有助于将信号 $I1'$ 、 $Q1'$ 保持为尽可能大,同时仍然保证这些计算结果不会超过在该设计中所采用的选定数字系统。(因此,要注意的是,参照图 8 所采用的 QM 和 IM 现在指的是由增益 801 调节的经增益调节的数值。还要注意的,增益 801 是可选的或者可以设定为 1)。加法器 816、延迟单元 820 和存储电路 824 用来在时间窗口上累加 IM 的数值。还有如上所述, N 表示样本的数量或者用于收集 IM 数值的窗口尺寸。延迟单元 820 和存储电路 824 在到达样本频率 F_s/N 的一个分数时复位,其中 F_s 对应于输入信号(例如 $I1'$ 、 $Q1'$)的采样频率。也就是说,在每次获取足够数量的数据(这由 F_s 和 N 确定)时,将该数值存储在存储电路 824 中。因此,倍增器 828 接收来自存储电路 824 的 IM/N 的累加数值。对 QM 进行相同的分析。也就是说,倍增器 814 接收 QM 并且将它乘以 $1/N$ 和增益 801,并且将该输出提供给加法器 818。加法器 818、延迟单元 822 和存储电路 826 用作一累加器,用来在一段时间上将 QM/N 的数值累加。样本的数量由 F_s 和 N 确定。也就是说,每到第 N 个样本(相对于采样频率 F_s),将存储电路 826 中的数值提供给倍增器 830。

[0096] 因此,倍增器 828 的输出表示 $\overline{IM^2}$,并且倍增器 830 的输出表示 $\overline{QM^2}$ 。(要注意的是, $\overline{IM^2}$ 和 $\overline{QM^2}$ 指的是 IM^2 和 QM^2 在由 N 限定的时间段上的平均值。)将这些数值提供给加法器 832,该加法器将结果 $\overline{IM^2} + \overline{QM^2}$ 提供给平方根倒数单元 834。平方根倒数单元 834 如等式 12

所示计算出平方根倒数单元：

[0097] 等式 12：

$$[0098] \quad \frac{1}{\sqrt{M^2 + QM^2}}$$

[0099] 将这个结果提供给倍增器 836 和 838。倍增器 836 还接收来自存储电路 824 的 \overline{IM} ，并且倍增器 838 接收来自存储电路 826 的 \overline{QM} 。因此，如下面的等式 13 和 14 所示，倍增器 836 和 838 的结果表示以 $I1'$ 、 $Q1'$ 作为参考信号在 $I1'$ 、 $Q1'$ 和 $I2'$ 、 $Q2'$ 之间的相位差。

$$[0100] \quad \text{等式 13: } \frac{\overline{IM}}{\sqrt{M^2 + QM^2}}$$

$$[0101] \quad \text{等式 14: } \frac{\overline{QM}}{\sqrt{M^2 + QM^2}}$$

[0102] 在上面的等式中，等式 13 对应于输出 $\cos(\Delta \theta)$ ，而等式 14 对应于输出 $\sin(\Delta \theta)$ ，其中 $(\Delta \theta) + j\sin(\Delta \theta)$ 表示相位差。（参见上面的等式 4）

[0103] 图 9 显示出倍增器 508、512 和 514 以及图 5 的加法器 516 的应用图 9 包括倍增器 922、902、904、912、914、908、918 和 924。图 9 还包括加法器 906、910、916 和 920。倍增器 922 接收 $I1'$ 和 $W1$ 作为输入，并且将输出提供给加法器 910。倍增器 902 接收 $I2'$ 和相位校正 1，并且将其输出提供给加法器 906。倍增器 904 接收 $Q2'$ 和相位校正 2，并且将其输出的负值提供给加法器 906。将加法器 906 的结果提供给倍增器 908，倍增器 908 还接收 $W2$ 作为输入。将倍增器 908 的结果提供给加法器 910，加法器 910 还接收倍增器 922 的输出。根据该实施方案，通过导线 318 或 422 将加法器 910 的输出作为 I 提供。同样，倍增器 924 接收 $Q1'$ 和 $W1$ ，并且向加法器 920 提供输出。倍增器 912 接收 $I2'$ 和相位校正 2，并且将其输出提供给加法器 916。倍增器 914 接收 $Q2'$ 和相位校正 1，并且将其输出提供给加法器 916。加法器 916 将其输出提供给倍增器 918，该倍增器接收 $W2$ 作为输入并且将其输出提供给加法器 920。同样，加法器 920 依实施方案而定通过导线 318 或 422 提供 Q 作为其输出。因此，图 9 的电路代表了上面的等式 7。

[0104] 图 10 显示出分集合并单元 304 和 404 的可选实施方案。也就是说，图 10 的电路可以与图 5 的电路互换。在图 10 的实施方案中，分集合并单元 304 和 404 包括与信号特性值估计电路 1004、多路复用器 1006 以及倍增器 1012 连接的多路分解器 (DEMUX) 1000 和 1002。信号特性值估计电路 1004 通过导线 1028 与 MUX1006 连接。倍增器 1012 与锁相环路和与倍增器 1018 连接的锁定检测电路 1008 连接。DEMUX1002 也与倍增器 1018 连接，并且倍增器 1018 与加法器 1014 相连。加法器 1014 与多路分解器 1000 和多路复用器 1010 连接。锁相环路和锁定检测电路 1008 还通过导线 1046 与多路复用器 1010 连接。多路复用器 1010 分别通过与图 3 或 4 相对应的导线 318 或 422 提供输出 I 、 Q 。DEMUX1000、DEMUX1002、信号功率估计电路 1004、MUX1006 和锁相环路和锁定检测电路 1008 每个都通过导线 138 接收控制信号。导线 1028 可以为导线 138 的子集或者可以由信号特性值估计电路 1004 直接提供。

[0105] 工作时，DEMUX1000 接收 $I1'$ 、 $Q1'$ ，并且通过导线 1020 提供 $I1'$ ，而且通过导线 1022 提供 $Q1'$ 。同样，DEMUX1002 接收 $I2'$ 、 $Q2'$ ，而且通过导线 1024 提供 $I2'$ 并且

通过导线 1026 提供 $Q2'$ 。(还有,要注意的是 $I1'$ 、 $Q1'$ 和 $I2'$ 、 $Q2'$ 在采用图 3 的实施方案时受到增益调节,但是如果采用图 4 的实施方案的话则仍然没有受到增益调节。)信号特性值估计电路 1004 接收 $I1'$ 、 $Q1'$ 和 $I2'$ 、 $Q2'$,并且针对 $I1'$ 、 $Q1'$ 和 $I2'$ 、 $Q2'$ 二者估计信号特性的值以便确定出更强的信号。例如,信号特性值估计电路 1004 可以估计出每个信号的功率或幅度,并且根据功率、幅度或两者确定出更强的信号。要注意的是在可选实施方案中,可以采用其它信号特性或其它方法来确定哪个信号是更强的信号。信号特性值估计电路 1004 通过导线 1028 向多路复用器 1006 输出控制信号以便选择出两个信号中的更强信号以通过导线 1030 和 1032 输出给多路复用器 1010。倍增器 1012 接收 $I1'$ 、 $Q1'$ 和 $I2'$ 、 $Q2'$,并且通过将 $I1'$ 、 $Q1'$ 乘以 $I2'$ 、 $Q2'$ 的复共轭来计算出相位信息。所得到的计算结果由 $IM+jQM$ 表示,并且通过导线 1034 和 1036 提供给锁相环路和锁定检测电路 1008。锁相环路和锁定检测电路 1008 用来估计在 $I1'$ 、 $Q1'$ 和 $I2'$ 、 $Q2'$ 之间的相位差,该相位差通过导线 1038 作为相位校正 1 并且通过导线 1040 作为相位校正 2 输出倍增器 1018。如果锁相环路为锁定状态,则将 $I2'$ 、 $Q2'$ 乘以所得到的相位差以便在通过加法器 1014 将它与 $I1'$ 、 $Q1'$ 合并之前正确地移动 $I2'$ 、 $Q2'$ 。因此,加法器 1014 的输出代表合并的信号 $I1'$ 、 $Q1'$ 和相位变化的 $I2'$ 、 $Q2'$ 。还有,如果锁相环路在锁定状态,则向 MUX1010 提供控制信号以便选择加法器 1014 的输出而不是 MUX1006 的输出作为 I、Q 输出,这简单地表示出 $I1'$ 、 $Q1'$ 和 $I2'$ 、 $Q2'$ 中的更强信号。但是,如果锁相环路电路 1008 不能锁定,则通过导线 1046 向 MUX1010 输出控制信号以选择将由导线 1030 和 1032 传送的信号通过导线 318 或 422 提供作为输出 I、Q。

[0106] 因此,在图 10 中所示的分集合并单元的实施方案打算试图出相位差并且由此改变 $I2'$ 、 $Q2'$ 的相位。但是,如果锁相环路不能锁入到正确的相位中,则信号功率估计电路 1004 将这两个信号中的更强信号提供作为输出 I、Q。因此,图 10 可以被称为一种混合锁相环路 (PLL) 系统。当在加法器 1014 中合并这些信号时,可选实施方案可以采用每个信号的信号特性(例如幅度、功率等)作为加权因子。例如,如前面参照图 5 所述的一样, $I1'$ 、 $Q1'$ 可以由其相关功率加权,而 $I2'$ 、 $Q2'$ 可以由其相关功率加权。可选实施方案甚至可以采用与基于信号特性的加权因子不同的加权因子。参照图 11 可以更好地理解图 10 的操作。

[0107] 图 11 以流程图的形式显示出图 10 的分集合并单元 304、404 的一个实施方案。在方框 1012 中,接收 $I1'$ 、 $Q1'$ 和 $I2'$ 、 $Q2'$ 。在方框 1104 中,估计出(这可以通过信号特性值估计电路 1004 来进行)每个信号的信号特性值(例如功率或幅度),并且选择出更强的信号。在方框 1106 中,将 $I1'$ 、 $Q1'$ 乘以 $I2'$ 、 $Q2'$ 的复共轭以获得 $IM+jQM$ (参见上面的等式 3)。在方框 1108 中,估计出 $I1'$ 、 $Q1'$ 和 $I2'$ 、 $Q2'$ 之间的相位差 $e^{j\Delta\theta}$,其中该相位差可以表示为 $\cos(\Delta\theta)+j\sin(\Delta\theta)$ 。这可以通过锁相环路和锁定检测电路 1008 来进行,该电路通过导线 1038 输出相位校正 1(代表 $\cos(\Delta\theta)$)并且通过导线 1040 输出相位校正 2(代表 $\sin(\Delta\theta)$)。在方框 1110 中,如果锁相环路和锁定检测电路 1008 的锁相环路在锁定状态则“确立”锁定控制信号。(下面将参照图 12 对锁相环路和锁定检测电路 1008 的操作作进一步的说明)在方框 1115 中,如上面参照图 5 的加权因子确定电路 502 所述一样,可以确定出 $I1'$ 、 $Q1'$ 和 $I2'$ 、 $Q2'$ 的权值。但是,方框 1115 是可选的,并且在这里参照图 10 和 11 所述的实施方案假设了在合并这些信号中没有任何加权因子。在方框 1116

中,如果“确立”了锁定控制信号的话,则将信号 $I2'$ 、 $Q2'$ 乘以在方框 1108 中计算出的相位差,如在下面的等式中所示的一样(也参见方框 1112):

[0108] 等式 15: $e^{j\Delta\theta} \cdot (I2' + jQ2')$

[0109] 在方框 1114 中,如果“确立”了锁定控制信号,则如在下面的等式所示将方框 1112 的结果与 $I1'$ 、 $Q1'$ 合并以获得 I 、 Q :

[0110] 等式 16: $I+jQ = e^{j\Delta\theta} \cdot (I2' + jQ2') + (I1' + jQ1')$

[0111] 在方框 1118 中,如果没有“确立”锁定控制信号,从而表示锁相环路没有锁定,则将信号 $I1'$ 、 $Q1'$ 和 $I2'$ 、 $Q2'$ 中的更强信号提供作为 I 、 Q 。(要注意的是,等式 15 和 16 分别类似于等式 5 和 7,除了在等式 15 和 16 中没有出现任何加权因子。但是,如参照图 10 和上面的可选方框 1115 所述一样,与图 6 的方框 610、612 和 614 类似,在合并信号 $I1'$ 、 $Q1'$ 和 $I2'$ 、 $Q2'$ 时可以使用加权因子。)

[0112] 图 12 显示出利用每个信号的功率来确定更强信号的信号特性值估计电路 1004 的一个实施方案。图 12 的信号特性值估计电路 1004 包括与倍增器 1204 连接的倍增器 1200 和与倍增器 1206 连接的倍增器 1002。倍增器 1204 和 1206 与加法器 1208 连接。加法器 1208 与延迟单元 1210 和存储电路 1212 连接。存储电路 1212 与加法器 1214 连接,该加法器与选择器单元 1216 连接。倍增器 1228 与倍增器 1224 连接,而倍增器 1230 与倍增器 1226 连接。倍增器 1224 和 1226 与加法器 1222 连接。加法器 1222 与延迟单元 1220 和存储电路 1218 连接。存储电路 1218 与加法器 1214 连接。选择器单元 1216 通过导线 1028 将控制信号提供给倍增器 1006。

[0113] 工作时,倍增器 1200 接收 $I1'$ 和 $1/N$ 以将 $I1'/N$ 提供给倍增器 1204,该倍增器计算平方值 $(I1'/N)^2$,并且将该结果提供给加法器 1208。同样,倍增器 1202 接收 $Q1'$ 和 $1/N$ 以将 $Q1'/N$ 提供给倍增器 1206,该倍增器计算出该结果的平方值以将 $(Q1'/N)^2$ 提供给加法器 1208。加法器将结果 $(I1'/N)^2 + (Q1'/N)^2$ 提供给存储电路 1212 和延迟单元 1210。加法器 1208、延迟单元 1210 和存储电路 1202 在一段时间上将 $(I1'/N)^2 + (Q1'/N)^2$ 的数值累加。同样,这个时间段由与输入信号 $I1'$ 、 $Q1'$ 对应的采样频率确定。 N 同样指的是所采的样本数量(即,窗口尺寸)。一旦采到了正确数量的样本,存储电路 1212 将结果 $\overline{I1'^2 + Q1'^2}$ 提供给加法器 1214,其中 $\overline{I1'^2}$ 和 $\overline{Q1'^2}$ 分别为 $I1'^2$ 和 $Q1'^2$ 在该时间段上的平均值。同样,对于 $I2'$ 、 $Q2'$ 进行相同的计算。还有,如图 12 所示对 $I2'$ 、 $Q2'$ 可以重复该电路,或者可以通过对两个信号 $I1'$ 、 $Q1'$ 和 $I2'$ 、 $Q2'$ 进行时分多路复用(time multiplexing)来共享与 $I1'$ 、 $Q1'$ 相对应的电路。因此,加法器 1222、延迟单元 1220 和存储电路 1218de 的操作用来在预定时间窗口上累加 $(I2'/N)^2 + (Q2'/N)^2$ 的数值,该时间窗口由 $I2'$ 、 $Q2'$ 的采样频率和 N 确定。因此,提供给加法器 1214 的结果为 $\overline{I2'^2 + Q2'^2}$,其中 $\overline{I2'^2 + Q2'^2}$ 为 $I2'^2$ 和 $Q2'^2$ 在该预定时间窗口上的平均值。要注意的是,数值 $\overline{I1'^2 + Q1'^2}$ 和 $\overline{I2'^2}$ 和 $\overline{Q2'^2}$ 中,每个都对应于相应信号 $I1'$ 、 $Q1'$ 和 $I2'$ 、 $Q2'$ 的功率。

[0114] 将来自存储电路 1212 和 1218 的结果提供给加法器 1214,该加法器将这两个结果 $\overline{I1'^2 + Q1'^2}$ 和 $\overline{I2'^2}$ 和 $\overline{Q2'^2}$ 之间的差异提供给选择器单元 1216。选择器单元 1216 确定信号 $I1'$ 、 $Q1'$ 和 $I2'$ 、 $Q2'$ 中哪个更强并且由此通过导线 1028 输出该控制信号。如果 $I1'$ 、 $Q1'$ 为更强的信号,则通过导线 1028 输出的控制信号允许 MUX1026 能够选择 $I1'$ 、

Q1' 通过导线 1030 和 1032 传送给 MUX1010。但是,如果选择器单元 1216 选择 I2'、Q2' 作为更强的信号,则 MUX1006 通过导线 1030 和 1032 将 I2'、Q2' 输出给 MUX1010。因此,选择器单元 1216 可以确定那个信号具有更大的功率。例如,如果从加法器 1214 提供给选择器单元 1216 的数值大于 0,则这表示 I1'、Q1' 的功率大于 I2'、Q2'。但是,如果该差值小于 0(即为负数),则这表示 I2'、Q2' 的功率大于 I1'、Q1',并且选择器单元 1216 由此输出控制信号。

[0115] 图 13 显示出根据本发明一个实施方案的倍增器 1012 的一部分以及锁相环路和锁定检测电路 1008 的一部分。倍增器 1012 包括倍增器 1300、1302、1306 和 1310 以及加法器 1304 和 1308。倍增器 1300 和 I1'、I2',而倍增器 1302 接收 Q1'、Q2'。将倍增器 1300 和 1302 的结果提供给加法器 1304,该加法器的输出通过导线 1034 被提供给锁相环路和锁定检测电路 1008。同样,倍增器 1306 接收输入 I2' 和 Q1',并且倍增器 1310 接收 Q2' 和 I1'。倍增器 1306 和 1310 将它们的输出提供给加法器 1308,该加法器计算出在这两个数值之间的差值,并且通过导线 1036 将结果提供给锁相环路和锁定检测电路 1008。因此,工作时,倍增器 1012 输出 I1'、Q1' 乘以 $IM+jQM$ 形式的 I2'、Q2' 的复共轭的结果,其中 IM 表示通过导线 1034 传导的实部,QM 表示通过导线 1036 传导的虚部。(参见上面的等式 3)

[0116] 锁相环路和锁定检测电路 1008 包括与加法器 1312 连接的倍增器 1314 和与加法器 1322 连接的倍增器 1320。加法器 1312 还与倍增器 1316 和锁定检测器 1324 连接。加法器 1322 还与倍增器 1318 和倍增器 1328 连接。增益调节器 1326 与锁定检测器 1324 的输出端连接,并且向倍增器 1328 提供输入。倍增器 1328 与延迟单元 1330 连接,该延迟单元与加法器 1334 连接。加法器 1334 与计算电路 1336 和延迟单元 1332 连接。延迟单元 1332 向加法器 1334 提供反馈值。计算电路 1336 通过导线 1038 输出相位校正 1 并且通过导线 1040 输出相位校正 2。计算电路 1336 还连接成向倍增器 1320、1318、1316 和 1314 提供输入。

[0117] 工作时,锁相环路和锁定检测电路 1008 包括一锁相环路 (PLL) 部分,用来估计输入部分 $IM+jQM$ 的相位差数值。这是通过采用由增益调节器 1326、倍增器 1328、延迟单元 1330、加法器 1334、延迟单元 1332 和计算电路 1336 实现的锁相环路来进行的。锁相环路以输入给计算电路 1336 的 $\Delta\theta'$ 的初始值开始,其中 $\Delta\theta'$ 代表 PLL 的相位数值。例如,初始值可以为 0。在 PLL 的迭代期间,调节 $\Delta\theta'$ 直到 PLL 锁到一个相位数值上。在 $\Delta\theta'$ 大致等于与 $IM+jQM$ 相对应的 $\Delta\theta$ 时 PLL 锁定。如将在下面进一步描述的一样,锁定检测器 1324 确定 PLL 是否确定。计算电路 1336 接收数值 $\Delta\theta'$,并且将余弦和正弦计算的结果提供给倍增器 1320、1318、1316 和 1314。

[0118] 倍增器 1314、1316、1320、1318 以及加法器 1312 和 1322 计算出将输入信号 $IM+jQM$ 乘以从 PLL 得到的相位 $\Delta\theta'$ 的复共轭的结果,这可以表示为 $e^{-j\Delta\theta'}$,其中:

[0119] 等式 17: $e^{-j\Delta\theta'} = \cos(\Delta\theta') - j\sin(\Delta\theta')$

[0120] 如参照等式 4 所示一样, $IM+jQM$ 的相位可以表示为 $e^{j\Delta\theta}$ 。因此,该计算的结果可以表示如下:

[0121] 等式 18: $e^{j\Delta\theta} \cdot e^{-j\Delta\theta'} = e^{j(\Delta\theta - \Delta\theta')} = \cos(\Delta\theta - \Delta\theta') + j\sin(\Delta\theta - \Delta\theta')$

[0122] 在加法器 1312 的输出端处的导线 1340 将最终计算结果的实部 $\cos(\Delta\theta - \Delta\theta')$

提供给锁定检测器 1324, 而加法器 1322 将最终计算结果的虚部 $\sin(\Delta\theta - \Delta\theta')$ 提供给倍增器 1328。如果锁定检测器 1324 确定 PLL 还没有锁定 (即, $\Delta\theta'$ 不够接收 $\Delta\theta$), 则增益调节器 1326 通过倍增器 1328 调节来自 1322 的信号的虚部的增益, 并且计算出更新的 $\Delta\theta'$ 。将这个更新的 $\Delta\theta'$ 提供给计算电路 1336, 该计算电路向倍增器 1314、1316、1318、1320 提供 $\Delta\theta'$ 的余弦和正弦数值以便再次将这个 $\Delta\theta'$ 的复共轭乘以输入信号 $IM+jQM$ 。这个迭代过程一直进行直到确定由加法器 1312 提供给锁定检测器 1324 的最终计算结果的实部提供了与 $\Delta\theta$ 的差值处于预定范围的 $\Delta\theta'$ 。由于最终计算结果的实部由 $\cos(\Delta\theta - \Delta\theta')$ 表示, 随着 $\Delta\theta'$ 接近 $\Delta\theta$, 因为 $\cos(0) = 1$ 所以该余弦计算的结果接近 1。如果锁定检测器 1324 确定输入信号超过锁定阈值 1338 (即, $\Delta\theta'$ 充分接近 $\Delta\theta$), 则通过导线 1046 将锁定信号提供给 MUX1010 以使得合并的输出能够通过导线 1042 和 1044 输出作为 I、Q。还有, 一旦锁定检测器通过导线 1046 “确立”了锁定信号, 则该锁定信号也被提供给增益调节器 1326 以便选择更小的增益值, 以使得 PLL 具有更大的稳定性。也就是说, 一旦 PLL 锁定, 则更小的增益提供更稳定的系统。

[0123] 图 14 显示出图 13 的锁定检测器 1324 的一个实施方案。通过导线 1340 将上面参照图 13 所述的最终计算结果的实部提供给锁定检测器 1324 作为给低通滤波器 1400 的输入。该低通滤波器将输入信号的高频部分中的噪声部分除去。将该低通滤波器 1400 的输出提供给加法器 1402, 该加法器也接收锁定阈值 1338。加法器 1402 找出在来自滤波器 1400 的经滤波的输入和锁定阈值 1338 之间的差异, 并且将该结果提供给锁定确定电路 1404, 该电路通过导线 1046 将输出锁定信号提供给 MUX1010。锁定确定电路 1404 确定在加法器 1402 的输出端处的差异是大于 0 或是小于 0 以便确定出输入信号是大于或是小于锁定阈值 1338。如果给锁定确定电路的输入为正, 则锁定确定电路“确立”锁定信号 1046 以便选择导线 1042 和 1044, 从而在 MUX1010 的输出端处将合并信号提供作为 I、Q。但是, 如果锁定确定电路 1404 确定加法器 1402 的输出为负, 则不“确立”锁定信号 1046, 因此选择 MUX1006 的输出以通过导线 1030 和 1032 提供该信号作为在 MUX1010 的输出端处的 I、Q。

[0124] 图 15 显示出图 3 的时空单元 302 的一个实施方案。时空单元 302 既对输入信号 $I1'$ 、 $Q1'$ 和 $I2'$ 、 $Q2'$ 进行分集合并, 还为所得到的信号提供回波消除。时空单元 302 为输入信号提供空间合并并且为所得到的信号提供时域滤波。时域部分也可以被称作进行回波消除的均衡器部分。(该均衡器部分也可以被称为自适应滤波器 1530, 它包括性能测量和误差信号发生器 1522、倍增器 1512、1514 和 1516、加法器 1520、抽头更新器 (taps updater) 1518 以及延迟器 1506、1508 和 1510。)通过倍增器 1500 和 1502 以及加法器 1504 将输入信号 $I1'$ 、 $Q1'$ 和 $I2'$ 、 $Q2'$ 合并。用从加权更新器 1524 输入给倍增器 1500 的加权因子 $W1$ 给 $I1'$ 、 $Q1'$ 加权。同样, 通过倍增器 1502 用加权因子 $W2$ 给 $I2'$ 、 $Q2'$ 加权, 在倍增器 1502 处也通过加权更新器 1524 提供了 $W2$ 。因此, 将加权的信号提供给加法器 1504 以产生出合并的加权信号, 该信号然后被提供给延迟单元 1506 和倍增器 1512。 $W1$ 和 $W2$ 都代表复数。加法器 1504 的输出通过延迟单元 1506、1508 和 1510 传播。将加法器 1504 的输出和每个延迟单元例如 1506、1508 和 1510 的输出提供给相应的倍增器 1512、1514 和 1516, 在那里将这些结果乘以相应的抽头例如 $A1$ 、 $A2$ 和 AL 。然后将倍增器 1512、1514 和 1516 的这些输出提供给加法器 1520 以产生出合并的经回波消除的输出, 该输出通过导线 312 被提供给性能测量和误差信号发生器 1522 并且被提供给 MUX306 和多路径回波检测器和信号质

量监测器 300。性能测量和误差信号发生器 1522 将信息提供给加权更新器 1524 和抽头更新器 1518 以由此将这些加权和抽头的数值更新。值得注意的是,这引起抽头 (tap) (A1、A2 和 AL) 也表示为复数。延迟单元例如 1506 和 1508 以及倍增器 1512 和 1514 以及抽头例如 A1 和 A2 的数目取决于在该均衡器部分中的抽头数目。

[0125] 如此选择空间合并器的权重 (例如 W1 和 W2) 以及均衡器的抽头 (例如 A1、A2、...、AL), 从而使在加法器 1520 的输出端处所得到信号的幅度变化最小。还将在均衡器部分内的抽头数量选择为: 根据应用而定, 与对更多的硬件或软件的需要进行折衷, 来改善所得到的信号质量。性能测量和误差信号发生器 1522 进行改进的恒定模数算法以更新这些权重和抽头以便减小在加法器 1520 的输出端处在所得到的信号中的幅度变化。(因此, 在一个实施方案中, 采用与更新时域中的自适应滤波器抽头相同的准则来更新空间域中的权重, 如将在下面参照等式 19-26 所述一样。) 时空单元 302 因此可以使用输入 FM 信号的恒定模数特征。也就是说, FM 信号应该保持恒定的幅度。但是, 由于多路径回波和噪声的引入, 所以输入 FM 信号的幅度不会保持恒定。因此, 采用这些权重和抽头来减小由多路径回波引起的幅度变化。还要注意的, 在图 15 中所示的应用不仅适用于接收两个天线信号, 而且可以扩展为将来自任意数量天线的信号合并并进行回波消除。在该实施方案中, 每个输入信号在提供给加法器 1504 之前由相应的加权因子加权。同样, 均衡器部分 (即, 自适应滤波器 1530) 可以设计有任意数量的抽头。

[0126] 性能测量和误差信号发生器 1522 采用改进的恒定模数算法向加权更新器 1524 和抽头更新器 1518 提供合适的信息, 这将在下面参照以下等式进行说明。在该算法中, 成本函数限定如下:

[0127] 等式 19:
$$J = \frac{1}{4} E[|X(k)|^2 - 1]^2$$

[0128] 在上面的等式中, X(k) 为在加法器 1520 的输出端处经过时空处理之后所得到的信号, 并且 k 表示由 $t = kT_s$ 给出的采样时间, 其中 T_s 为采样周期。上面的等式表示为随机过程的期望值, 因为所接收的信号 (例如 I1'、Q1' 和 I2'、Q2') 为统计性的而不是确定性的。时空单元 302 的一个目的在于减小成本函数 J, 这是通过改变权重和抽头来实现的, 这将在下面作进一步说明。

[0129] 要注意的是, 所接收到的信号 I1'、Q1' 和 I2'、Q2' 从属性上看也可以表示为 $r_m(k)$, 其中 $m = 1, 2, \dots, N$, N 为在接收机中的天线数量, 而 k 为由 $t = kT_s$ 给出的采样时间。还要注意的, 权重 W1 和 W2 可以分别表示为 $W1 = W1_R + jW1_I$ 和 $W2 = W2_R + jW2_I$ 。下标 R 用来表示该复数的实部, 而下部 I 用来表示虚部。还有, 它们在属性上可以表示为 $W_m(k)$, 其中 $m = 1, 2, \dots, N$, N 为在接收机中的天线数量, 而 k 为采样时间间隔。同样, A1, A2, ..., AL 可以表示为 $A1 = A1_R + jA1_I$ 等, 或者在属性上表示为 $A_n(k)$, 其中 $n = 1, 2, \dots, L$, L 为均衡器的抽头数量, 而 k 为采样时间。例如, 在这里给出的等式中, 可以采用不同的表达。

[0130] 下面的等式表示来自不同天线的所有信号的组合。在加法器 1504 的输出端处的这个信号 Y(k) 表示为如下面等式所示:

[0131] 等式 20:
$$Y(k) = \sum_{m=1}^N r_m(k) \times W_m(k)$$

[0132] 上面的等式是针对在该系统中具有任意数量的天线的情况的通式。在具有两个天线

的如图 15 所示的实施方案中,用于 $Y(k)$ 的等式可以表示如下:

[0133] 等式 21

$$[0134] \quad Y(k) = (I1' + jQ1') \cdot (W1_r + jW1_i) + (I2' + jQ2') \cdot (W2_r + jW2_i)$$

[0135] 因此,在加法器 1520 的输出端处获得的均衡信号可以表示如下:

$$[0136] \quad \text{等式 22: } X(k) = \sum_{n=1}^L Y(k-n) \times A_n(k)$$

[0137] 在上面的等式中, L 表示在时空单元 302 的均衡器部分中的抽头数量。 $Y(k-n)$ 表示由延迟单元 1506、1508、1510 等改变了时间的在加法器 1504 的输出端处的加权合并信号(还参见上面的等式 20)。

[0138] 为了求成本函数 J 的最小值,成本函数相对于这些权重的复共轭的偏导数设定为 0,就如成本函数相对于这些抽头的复共轭的偏导数一样。因此,这些等式如下给出:

$$[0139] \quad \text{等式 23: } \frac{\partial J}{\partial W_m} = 0 \quad m=1, 2, \dots, N$$

$$[0140] \quad \text{等式 24: } \frac{\partial J}{\partial A_n} = 0 \quad n=1, 2, \dots, L$$

[0141] 可以使用统计梯度来找出上面等式的解。因此,用于这些权重和抽头的更新等式如下得出:

$$[0142] \quad \text{等式 25: } W_m(k+1) = W_m(k) - \mu \times (|X(k)|^2 - 1) \times X(k) \times A_m^*(k) \times r_m^*(k),$$

[0143] 其中 $m = 1, 2, \dots, N$

$$[0144] \quad \text{等式 26: } A_n(k+1) = A_n(k) - \mu \times (|X(k)|^2 - 1) \times X(k) \times Y^*(k-n),$$

[0145] 其中 $n = 1, 2, \dots, L$

[0146] 在上面两个等式即等式 25 和 26 中, μ 为表示步长的常数,而 k 表示采样时刻 $t = kT_s$ 。因此,上面的等式表示这些权重和抽头的时间平均。

[0147] 如参照图 3 所述一样,将加法器 1520 的输出反馈给多路径回波检测器和信号质量监测器 300,以确定出所计算出的信号的回波是否已经被降低至低于许可回波的预定阈值。如果是,则通过导线 320 传送的控制信号选择导线 312 经过 MUX306 被提供给导线 208 作为 I_{comb} 、 Q_{comb} 。但是,如果回波检测器和信号质量监测器 300 确定回波仍然高于预定的阈值,则时空单元 302 进行另一次迭代以进一步降低信号中的多路径回波,从而重复该过程。

[0148] 图 16 显示出用在图 3 和 4 中的多路径回波检测器和信号质量监测器 300、402 的一个实施方案。如果采用图 3 的实施方案,则模数电路 1600 分别通过导线 314 和 316 接收输入信号 $I1'$ 、 $Q1'$ 和 $I2'$ 、 $Q2'$ 。在图 4 的实施方案中,多路径回波检测器和信号质量监测器 402 通过导线 416 接收合并的 $I1$ 、 $Q1'$ 和 $I2'$ 、 $Q2'$ 信号。然后模数电路 1600 计算出数字复数基带信号的模数。理想的是,这些结果应该等于恒定的数值。但是,在随时间变化的移动信道中,所传送的信号会受到信道衰减的影响。然而在 FM 无线电系统中,信道的变化与宽波段 FM 信号的带宽相比通常较慢。因此,可以采用带通滤波器 1602 来减去由多路径回波引起的模数变化并且忽略信道的缓慢变化。然后通过平均信号强度检测器 1604 来计算出带通滤波器 1602 的输出的平均信号强度。然后比较电路 1606 将平均信号强度与预设定的数值例如阈值强度 1608 进行比较。然后根据比较结果作出判定。如果平均信号强度大于阈值强度数值 1608,则所接收的信号 $I1'$ 、 $Q1'$ 或 $I2'$ 、 $Q2'$ 或者它们的组合需要

进行回波消除处理。也就是说,在图 3 的实施方案中,将 $I1'$ 、 $Q1'$ 和 $I2'$ 、 $Q2'$ 发送给时空单元 302 以对付频率选择性衰减信道。在图 4 的实施方案中,多路径回波检测信号质量监测器 402 使得回波消除器 406 能够在将这些结果输出给导线 208 作为 I_{comb} 、 Q_{comb} 之前对从分集合并单元 404 接收到的信号进行回波消除。

[0149] 要注意的是,在本申请文件中描述的各个硬件单元和电路可以重复使用或者由各个功能共享。例如,在图 17 中所示的电路 1718 可以用来实现一种状态机,用来控制上面所述的其它功能的执行,并且不限于仅仅计算加权因子 $W1$ 和 $W2$ 。本发明的实施方案可以在硬件、软件或这两者的组合中实施。例如,一些实施方案可以实施为有限状态机,它具有用微代码控制状态机的执行的控制电路。或者,可以采用软件代码来实现上面的功能。

[0150] 在上面的说明书中,已经参照具体实施方案对本发明进行了说明。但是本领域普通技术人员应该理解的是,在不脱离在下面权利要求中所限定的本发明范围情况下可以作出各种改变和变化。因此,该说明书和附图应该被认为是示例性的而不是限制性的,并且所有这些改变都打算包含在本发明的范围内。

[0151] 上面已经参照具体实施方案对有益效果、其它优点和问题的解决方案进行说明。但是这些好处、优点、问题的解决方案和可能使任何好处、优点或解决方案出现或变得更加明显的任何元件不能被当作任何或所有权利要求的关键、所要求的或者必要的特征或元件、在这里所使用的术语“包括”、“包含”或者其他类似表达方式意指非排它的包含,例如包括一系列元素的工艺、方法、物品或设备并不只包括那些元素,而是可以包括其它没有明确列出或者这种工艺、方法、物品或设备所固有的其它元素。

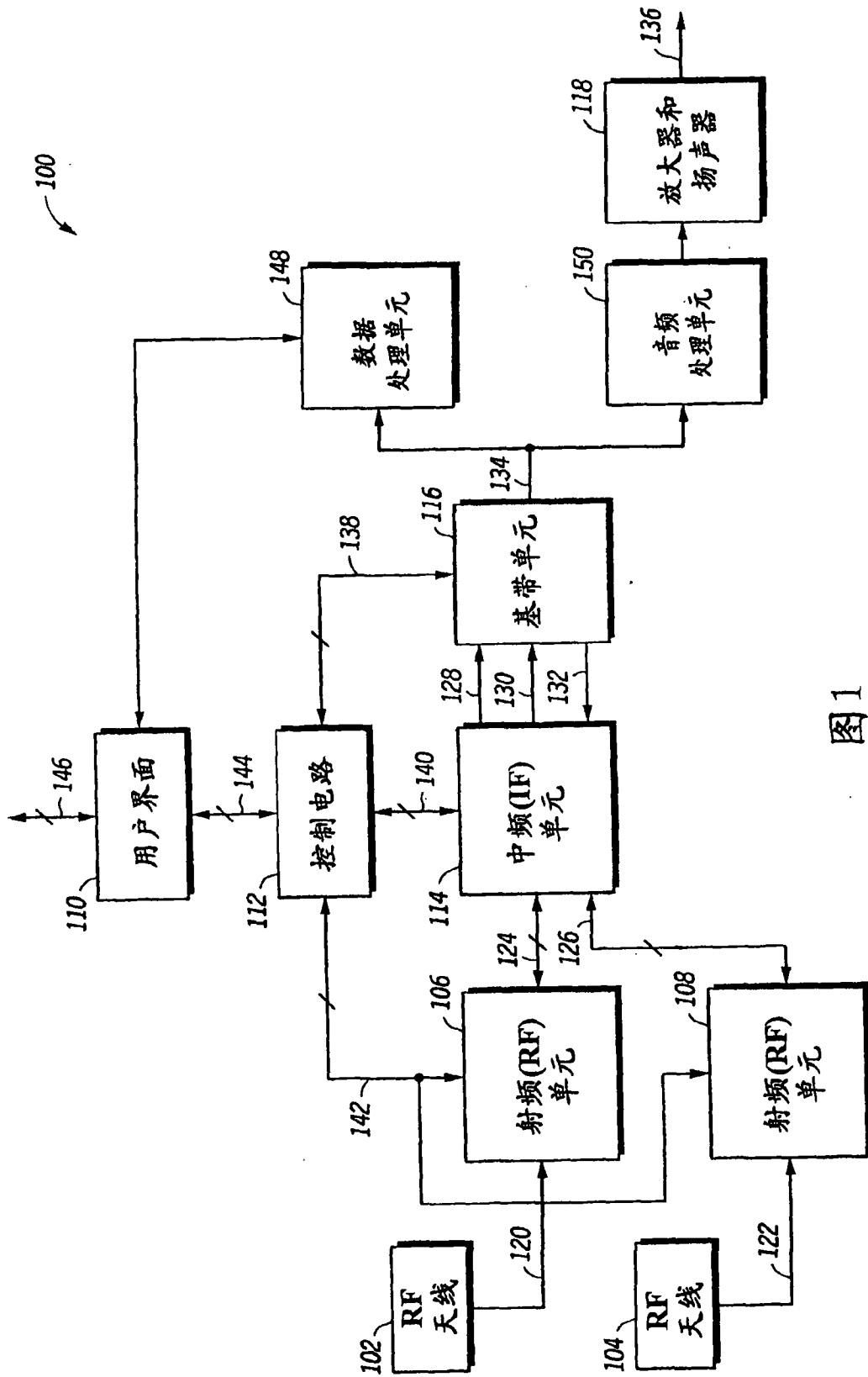


图1

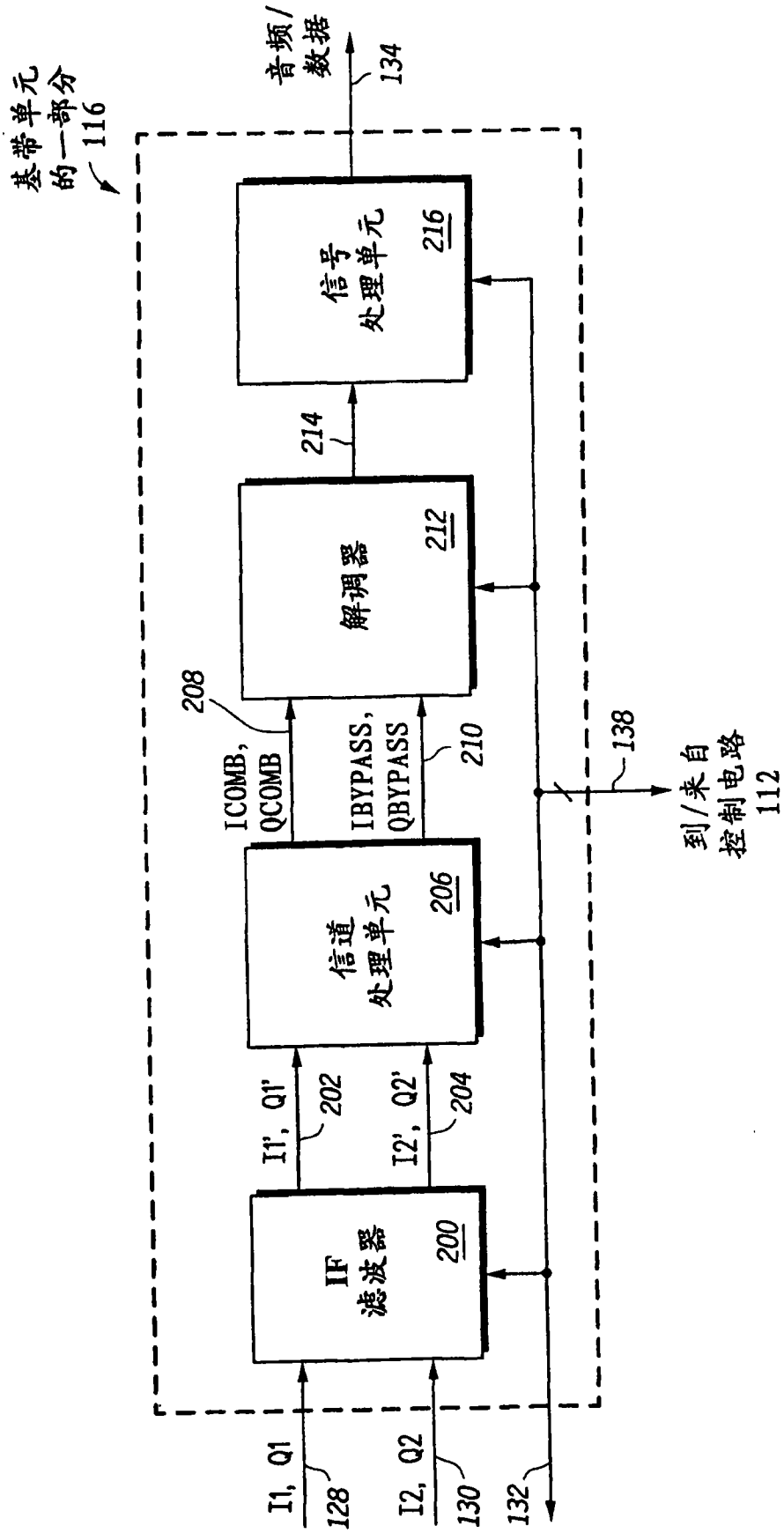


图 2

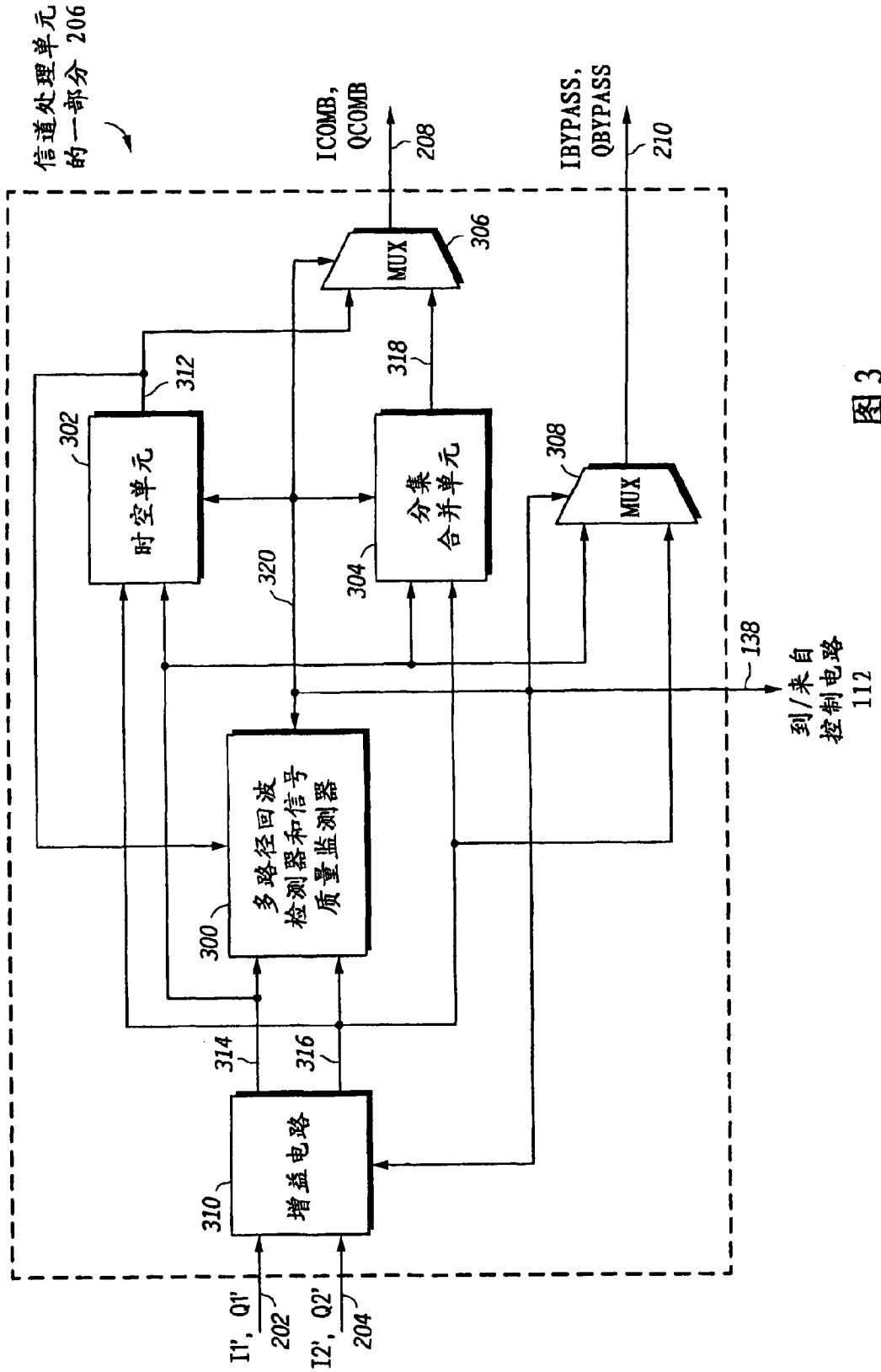


图 3

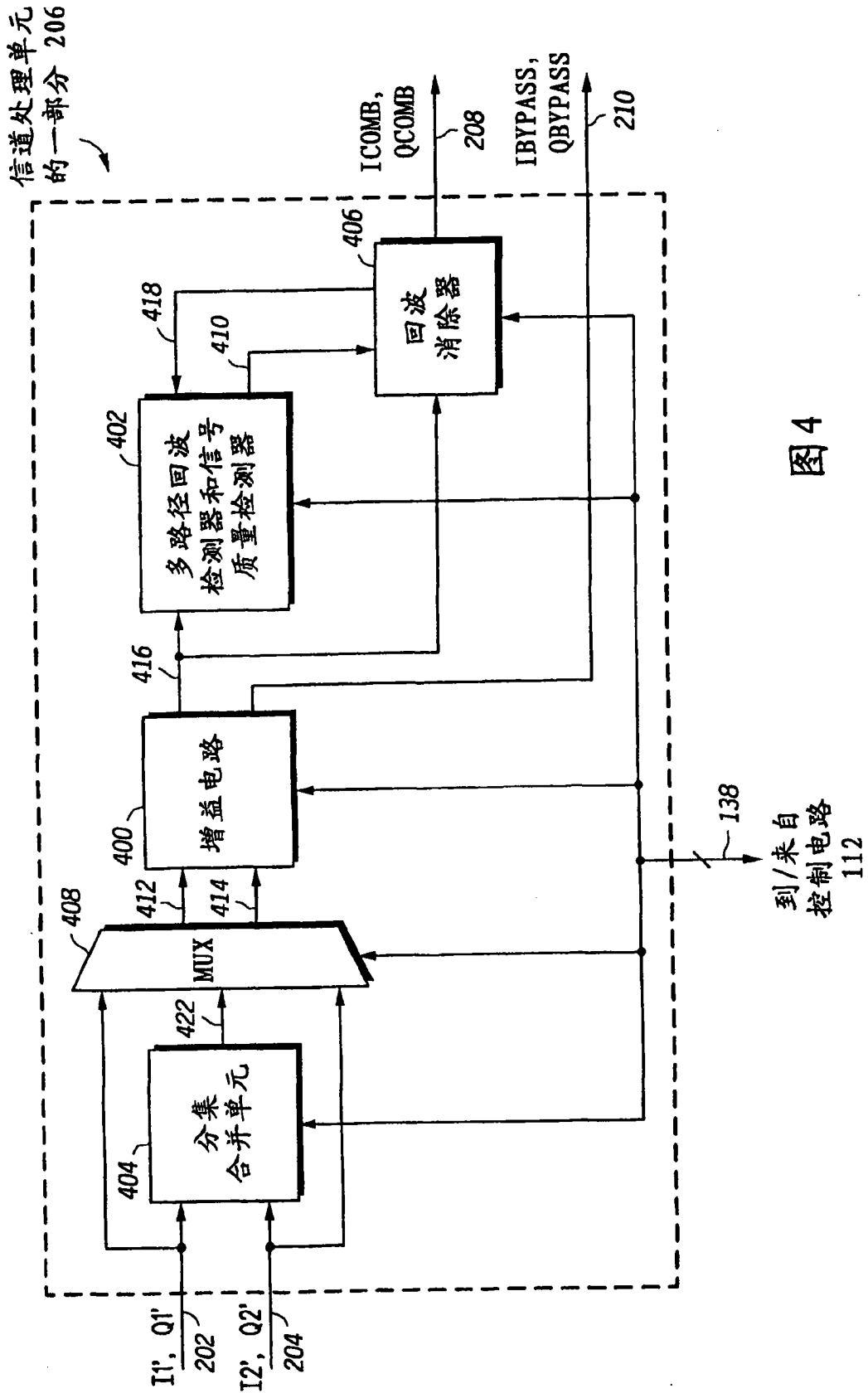


图 4

分集合并单元的一部分 304, 404

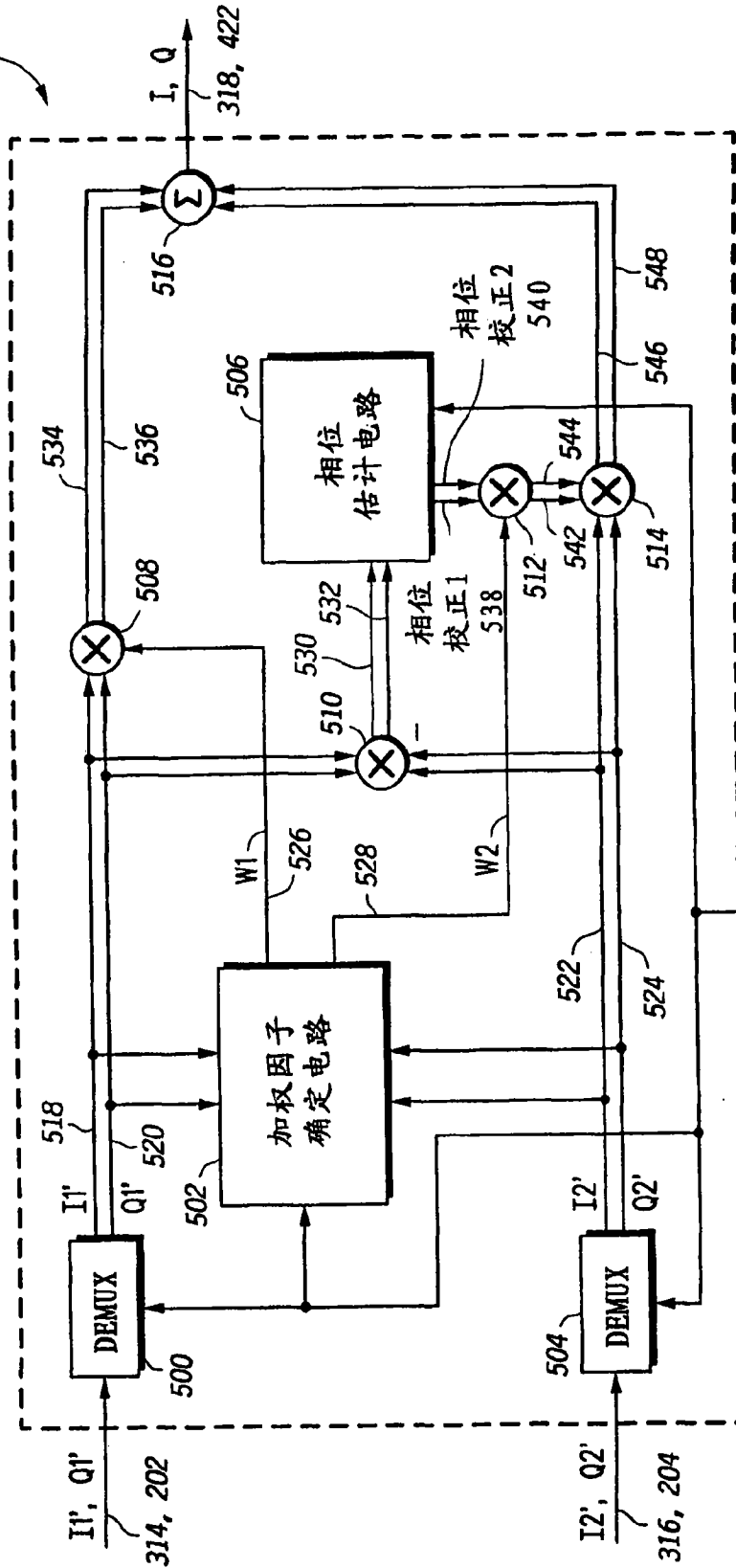


图5

到/来自
控制电路
112

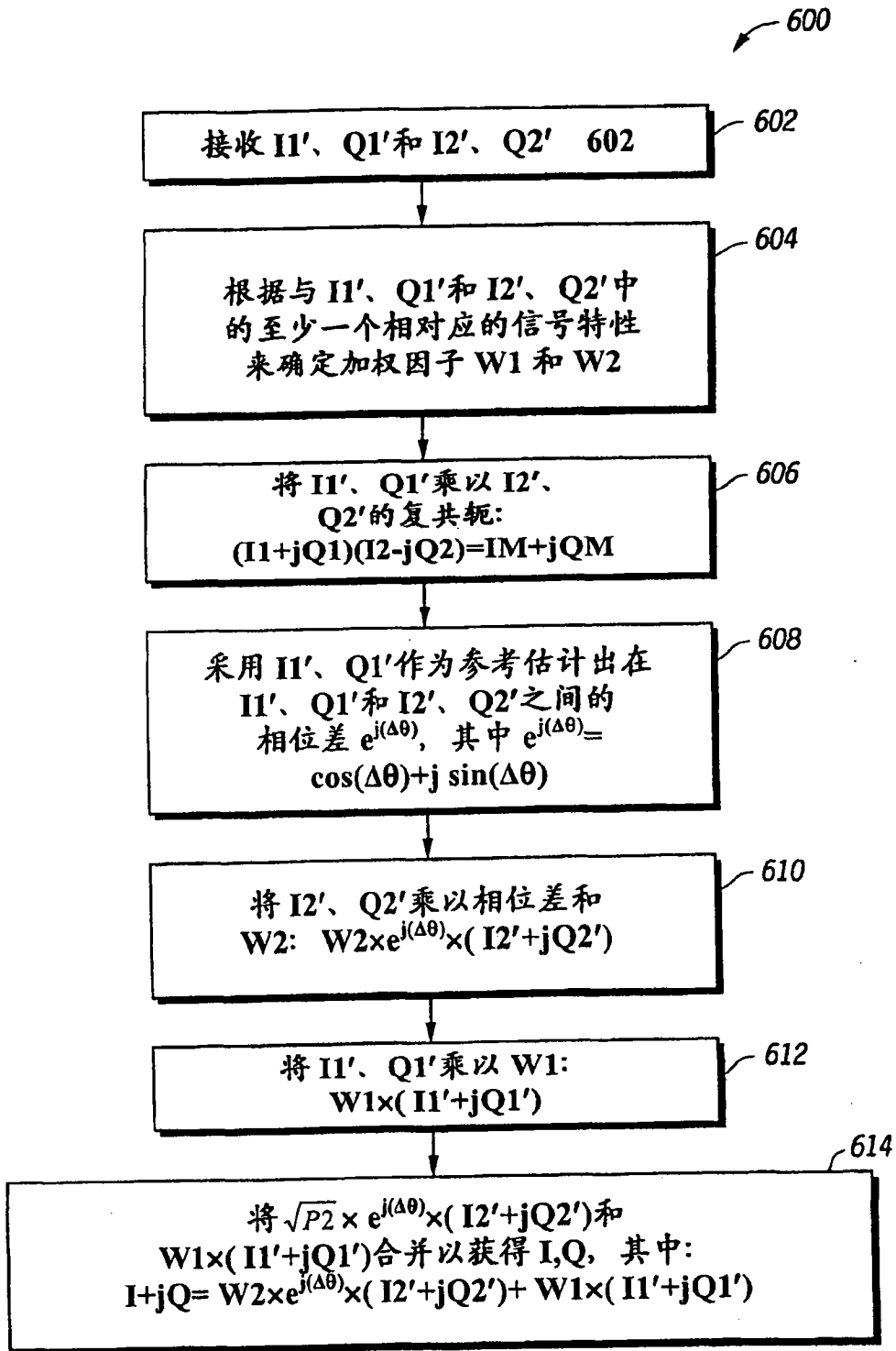


图 6

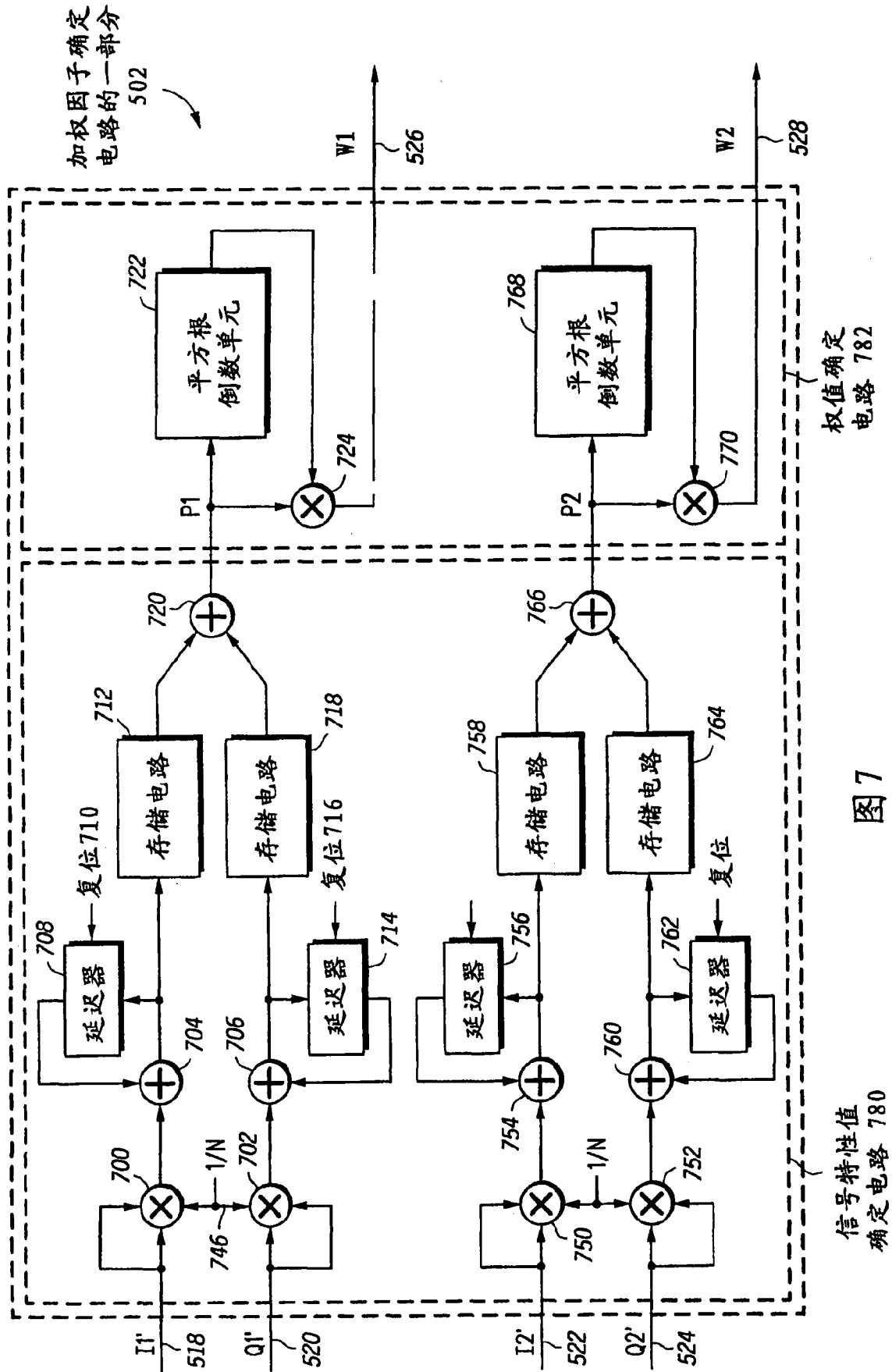


图7

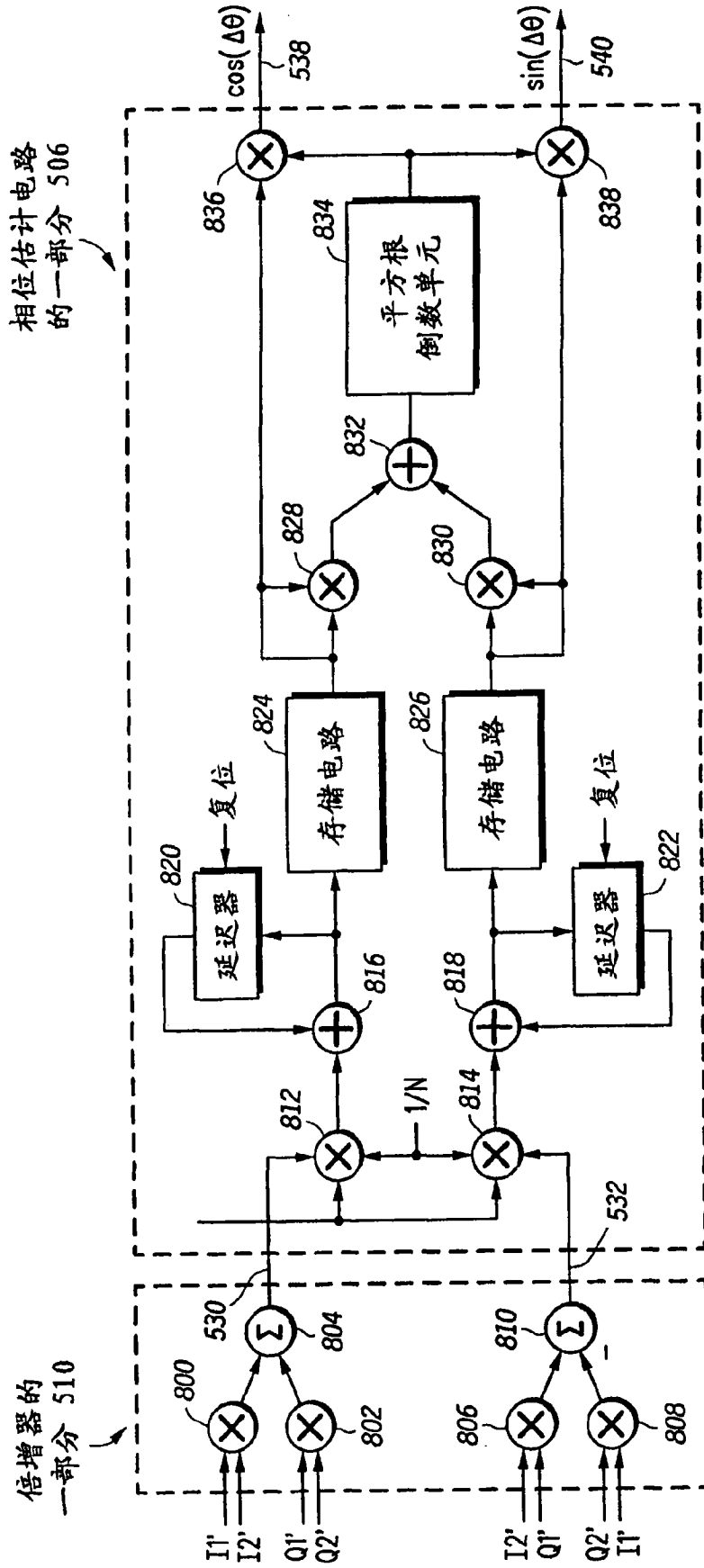


图 8

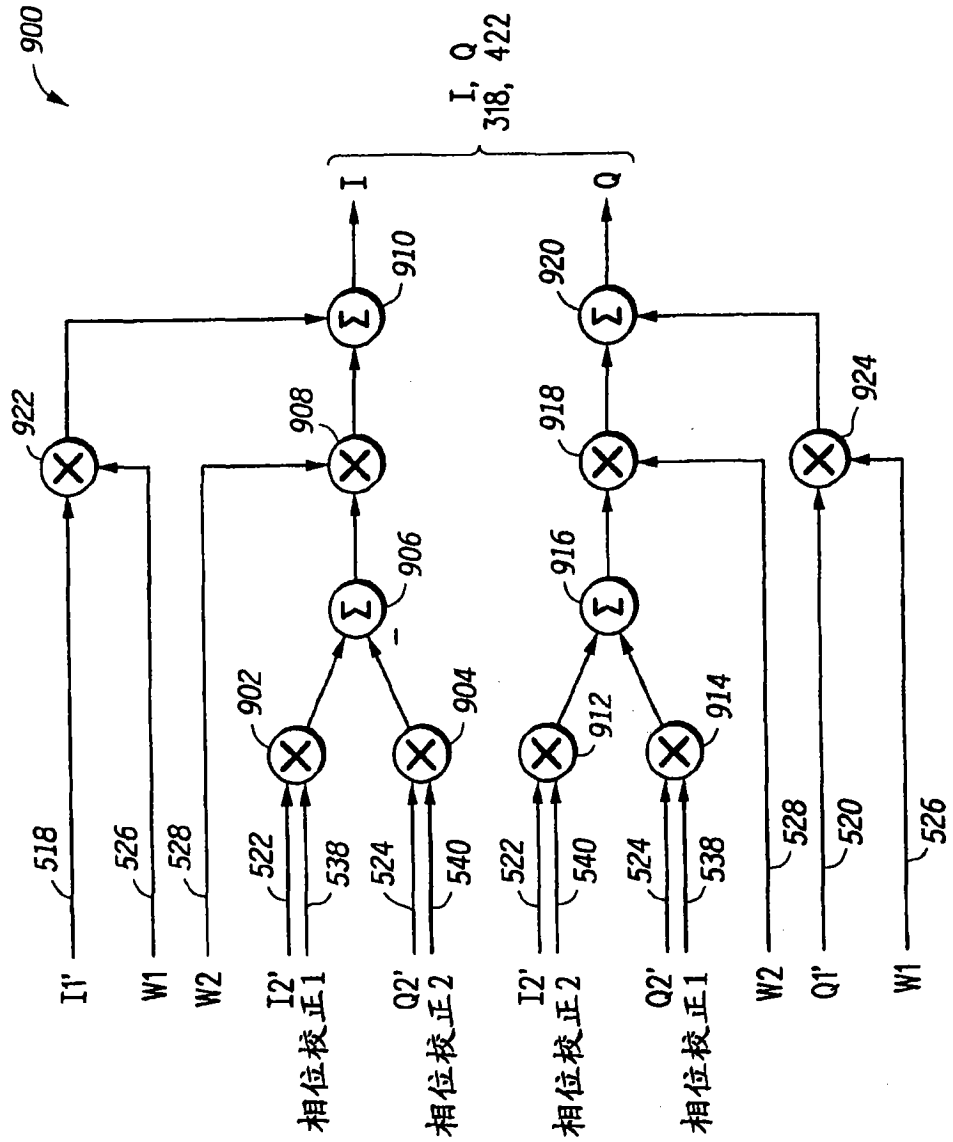
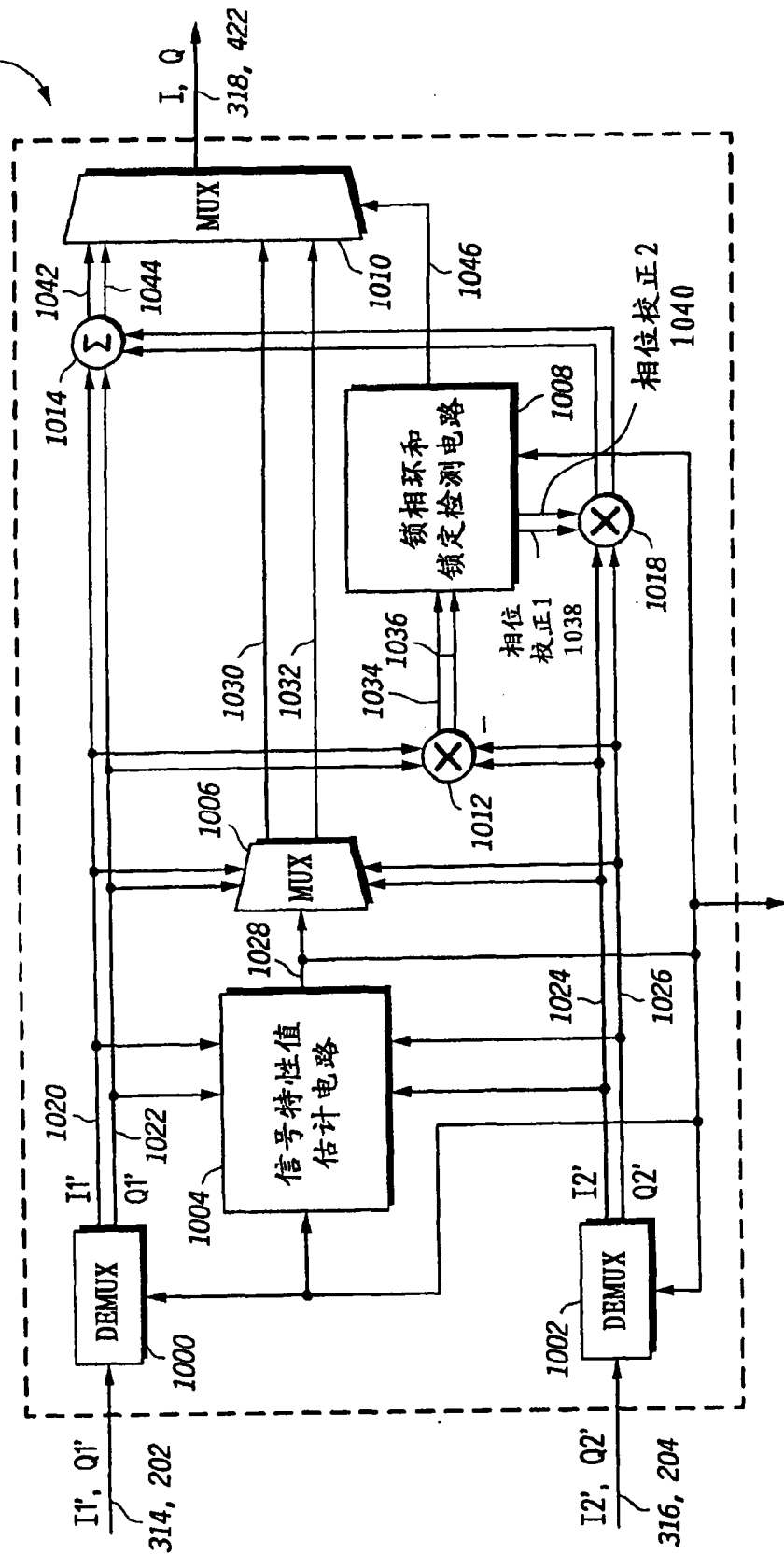


图9

分集合并单元
的一部分 304, 404



到/来自
控制电路
112

图 10

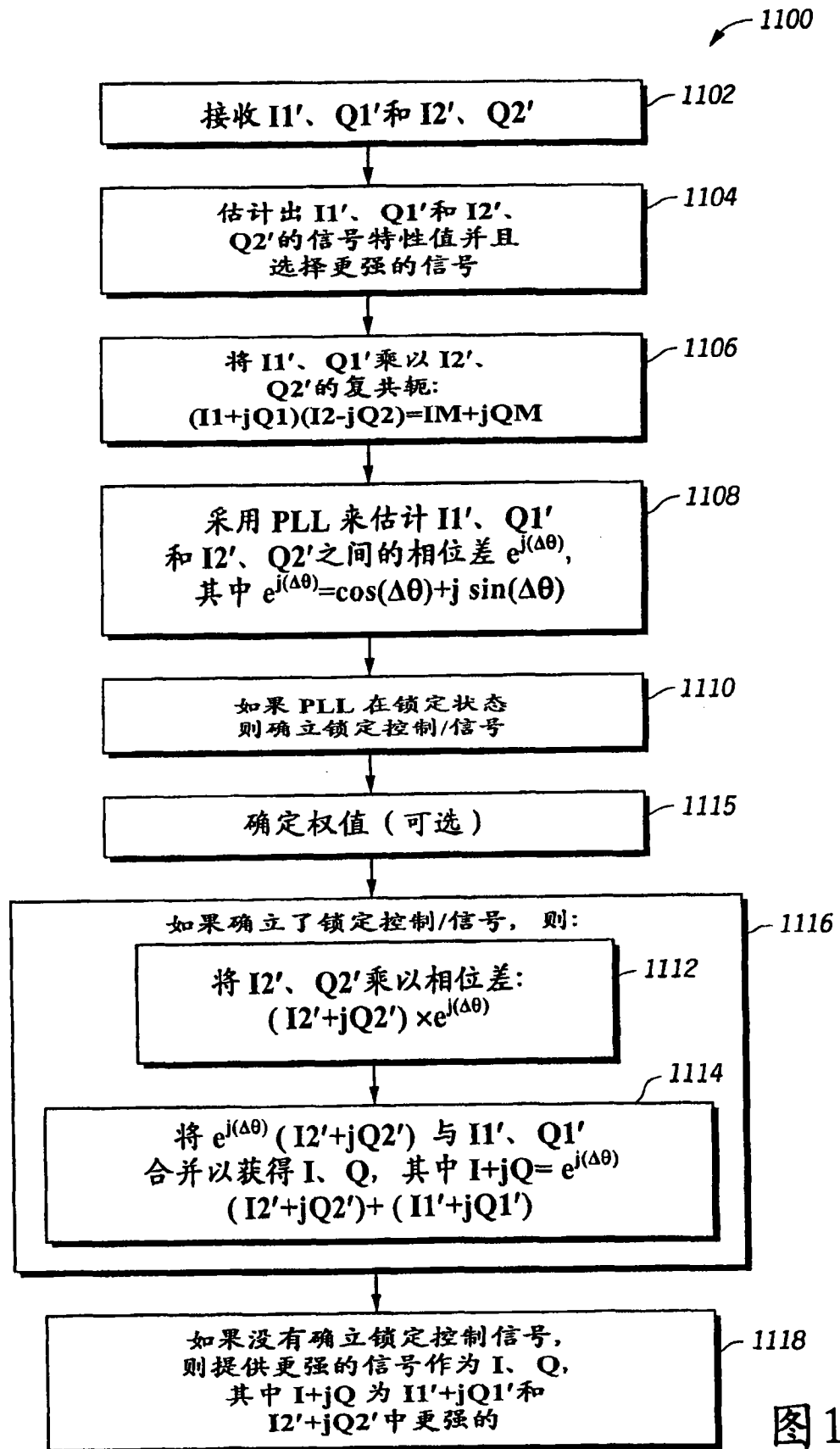
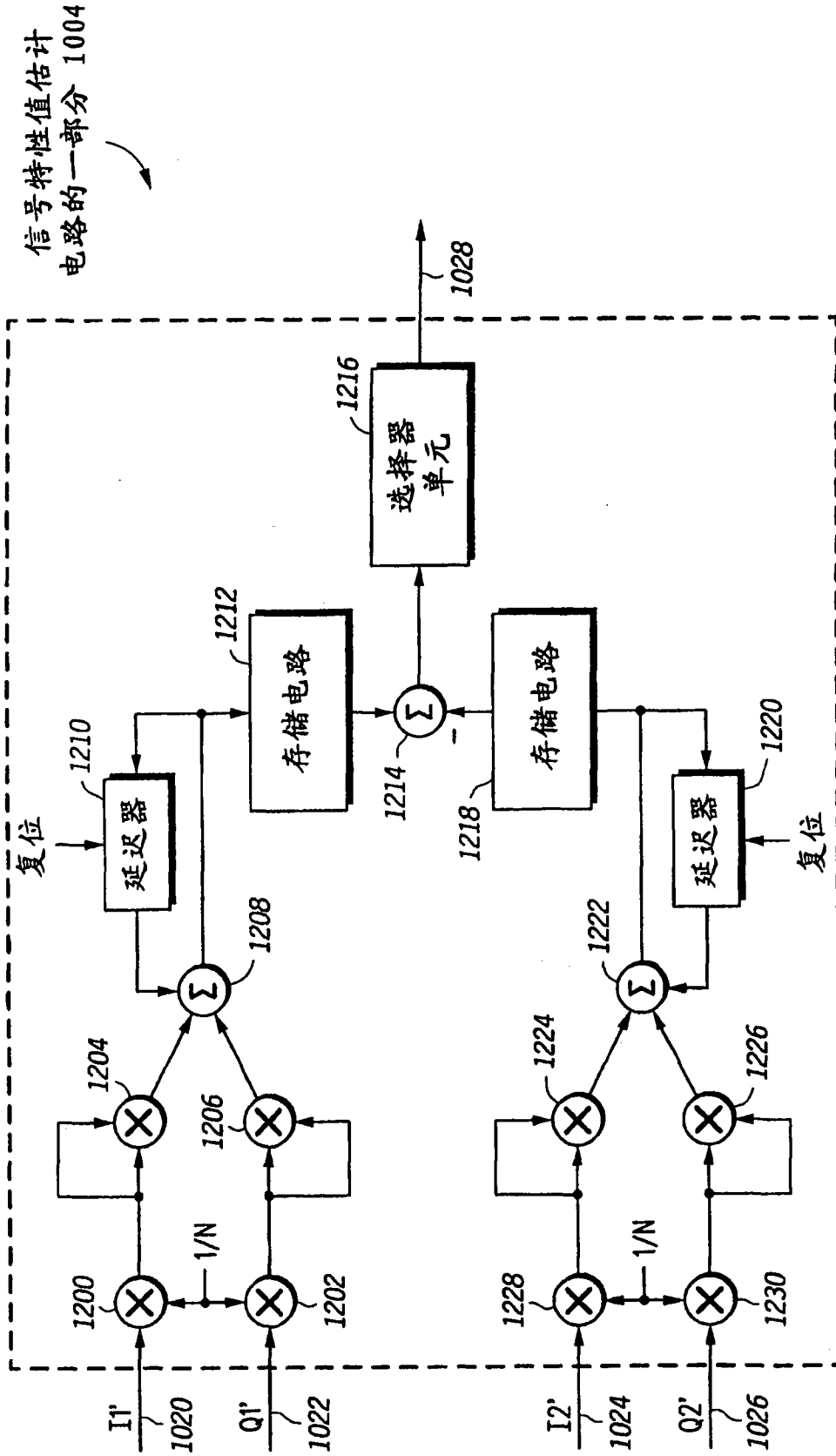


图 11



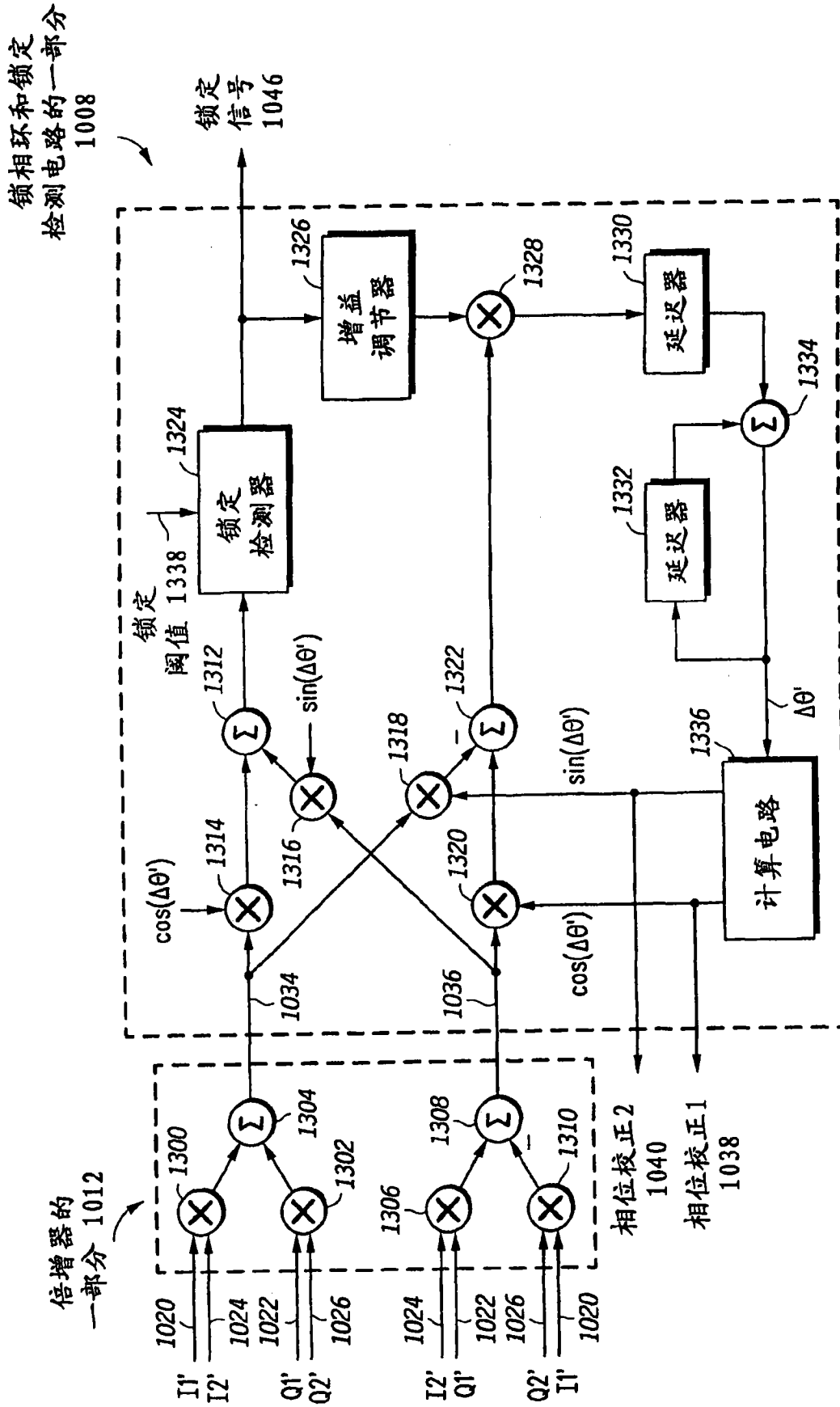


图13

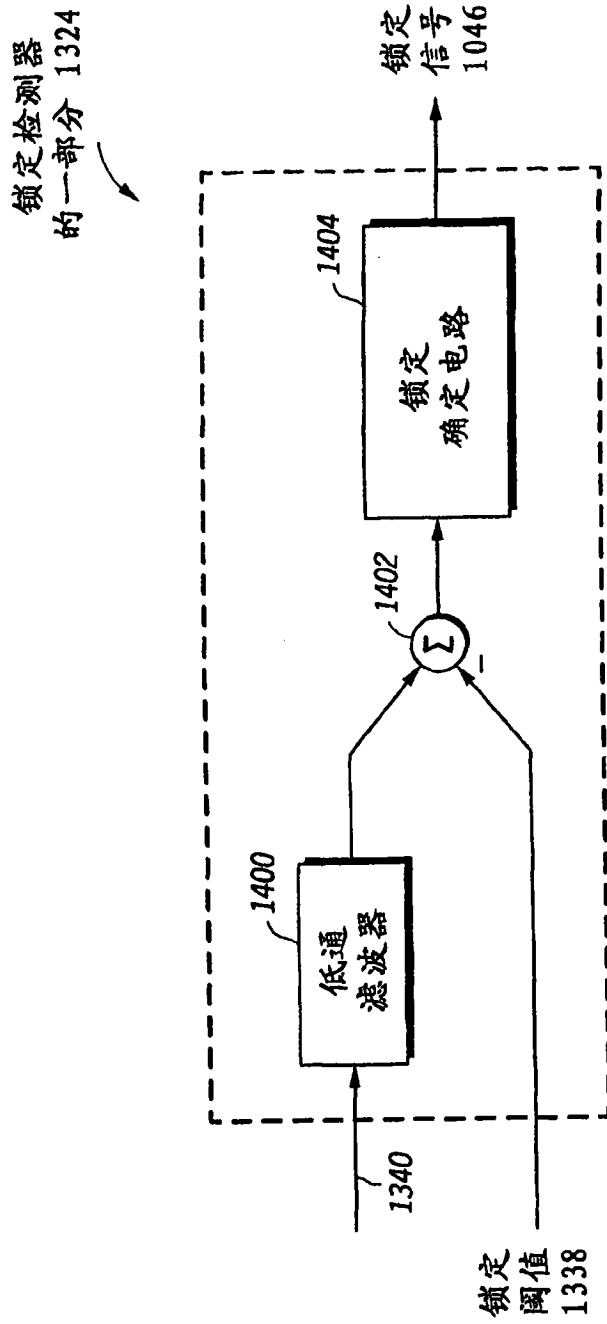


图14

时空单元的
一部分 302

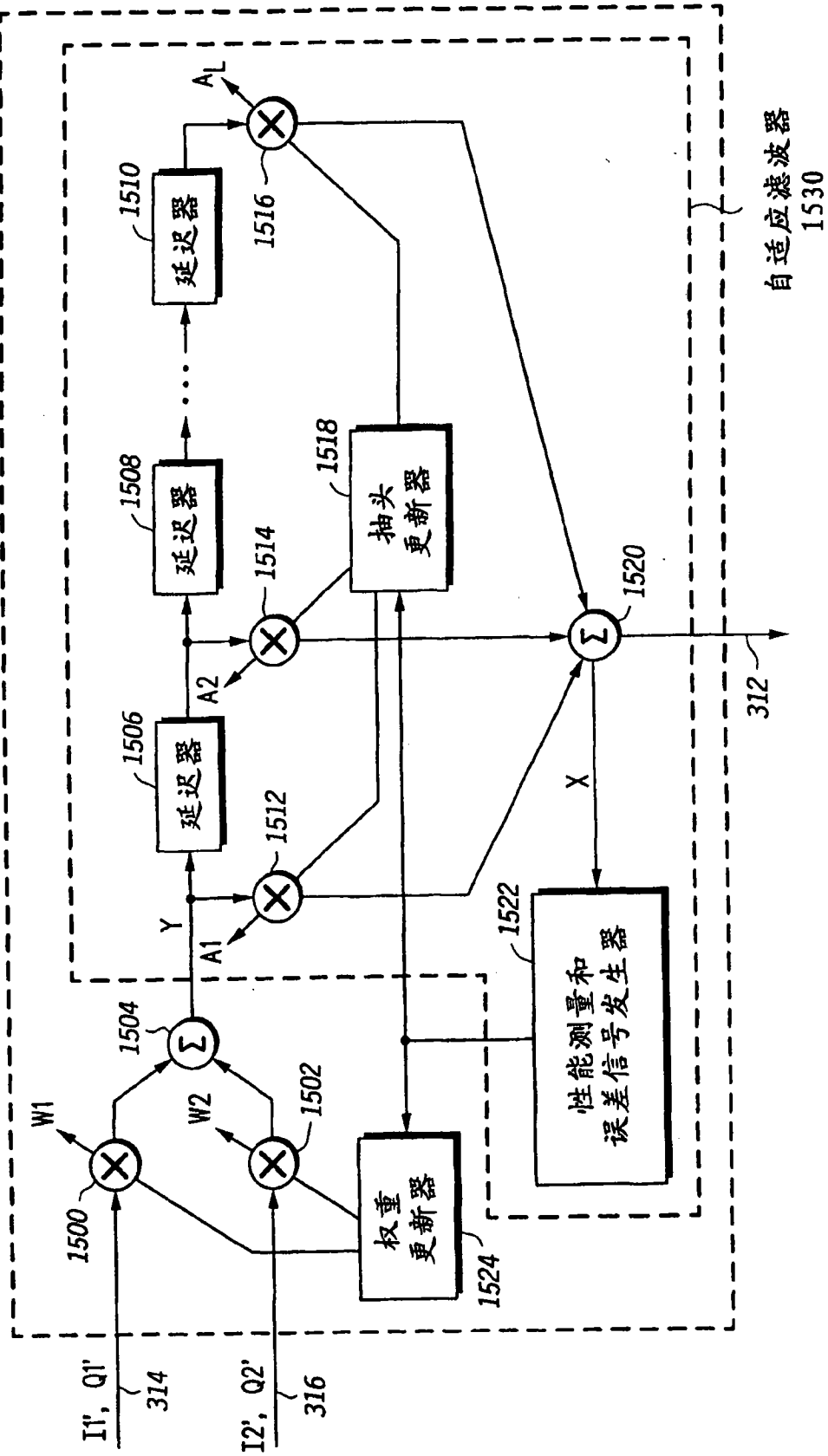


图 15

多路径回波检测器和
信号质量监测器的
一部分 300, 402

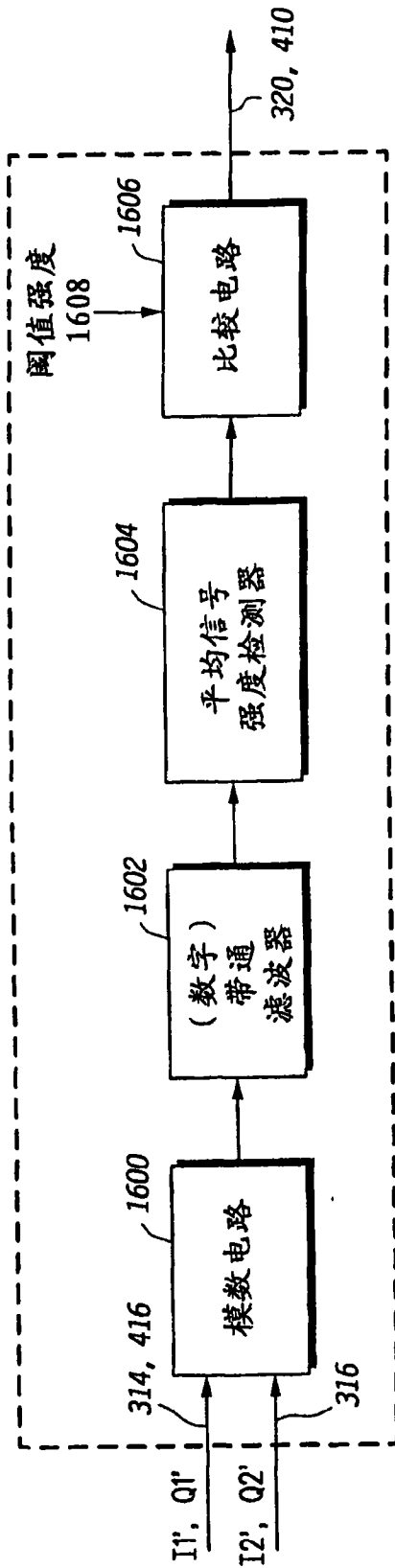


图16

图 17

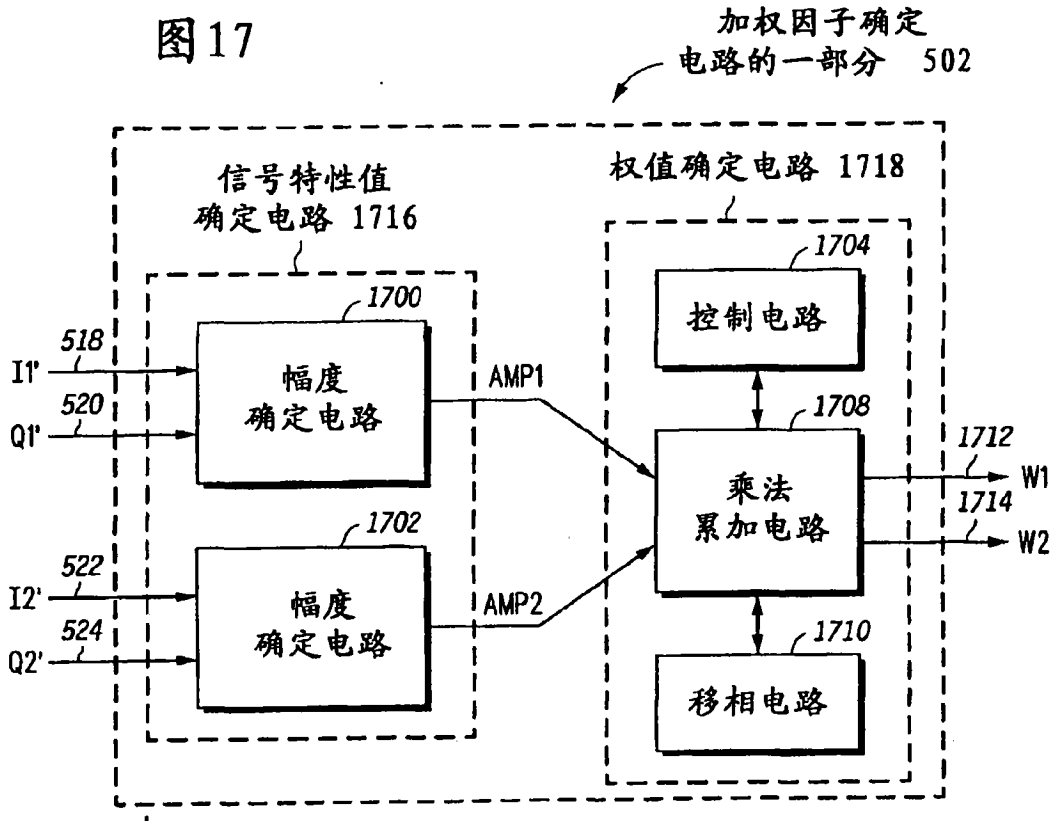


图 18

