



# [12] 发明专利说明书

[21] ZL 专利号 98800105.5

[45] 授权公告日 2003 年 11 月 5 日

[11] 授权公告号 CN 1127228C

[22] 申请日 1998.6.2 [21] 申请号 98800105.5

[30] 优先权

[32] 1997.6.3 [33] JP [31] 145343/1997

[86] 国际申请 PCT/JP98/02421 1998.6.2

[87] 国际公布 WO98/56121 日 1998.12.10

[85] 进入国家阶段日期 1998.10.6

[71] 专利权人 NTT 移动通信网株式会社

地址 日本东京都

[72] 发明人 府川和彦

审查员 张 慧

[74] 专利代理机构 北京市柳沈律师事务所

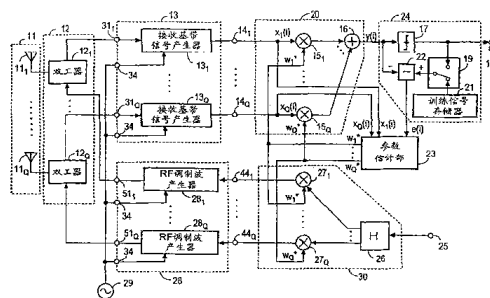
代理人 马 莹

权利要求书 3 页 说明书 14 页 附图 12 页

[54] 发明名称 自适应阵列收发射机

[57] 摘要

来自多个天线  $11_1$  至  $11_0$  的接收基带信号通过与加权系数相乘而被线性合成，然后把判决信号延迟一个符号持续期，把已延迟信号与反馈滤波器系数  $w_b^*$  相乘以产生符号间干扰，从线性合成输出  $y(i)$  减去该符号间干扰。相减后的输出经受信号判决以获得判决信号，然后获得判决单元 17 的输入与判决信号之差作为误差信号  $e(i)$ ，在参数估计部 71 中估计加权系数  $w_1^*$  至  $w_0^*$  和反馈滤波器系数  $w_b^*$  使得误差信号  $e(i)$  的平方为最小。在发射方，把发射信号延迟  $1T$  的时间，然后与反馈滤波器  $w_b^*$  相乘，再从发射信号中减去符号干扰使发射信号失真，再把失真的信号分别与加权系数  $w_1^*$  至  $w_0^*$  相乘，从而创建了用于加到天线  $11_1$  至  $11_0$  去的发射基带信号。



1. 一种在 TDD(时分双工)方式下的自适应阵列收发射机, 包括:
- 接收装置, 用于把来自 Q 个组合收发共用无线的接收信号变换成基带
- 5 信号, 和用于输出所述的接收基带信号, 其中所述 Q 是等于或大于 2 的整数;
- 线性合成装置, 用于以加权系数给所述接收基带信号的每一个进行加权, 和用于合成的已加权接收基带信号以产生合成信号;
- 反馈滤波器装置, 用于使反馈复数符号信号与反馈滤波器系数进行卷
- 10 积, 和用于输出卷积结果作为反馈信号;
- 供有所述合成信号和所述反馈信号的信号判决装置, 用于作出信号判决和输出判决信号, 和用于输出从所述信号判决得到的误差信号、所述反馈复数符号信号和参数估计用复数符号信号;
- 供有所述接收基带信号、估计参数用的所述复数符号信号、和所述误差
- 15 信号的参数估计装置, 用于估计所述诸加权系数和所述反馈滤波器系数, 使得所述误差信号的均方值为最小, 及用于输出所述诸已估计的系数;
- 发射失真装置, 用于使所述反馈滤波器系数与已延迟的发射失真信号进行卷积以获得估计的通道失真, 用于从发射信号中减去所述估计的通道失真, 和用于产生相减结果作为所述发射失真信号, 其中, 所述已延迟的
- 20 发射失真信号是经由一延迟元件延迟的发射失真信号;
- 发射基带产生装置, 用于以所述加权系数对所述发射失真信号进行加权, 以产生 Q 个发射基带信号; 以及
- 发射装置, 用于把所述发射基带信号变换成射频频率信号, 和用于分别将它们经过与之对应的收发共同天线发射出去。
- 25 2. 如权利要求 1 所述的自适应阵列收发射机, 还包括发射滤波器装置, 用于把所述发射失真信号限制在预定频带内, 和用于把所得的频带限制发射失真信号加到所述发射基带产生装置。
3. 如权利要求 1 所述的自适应阵列收发射机, 还包括模操作装置, 用于对所述发射失真信号进行模操作, 以使其功率处在预定范围内。
- 30 4. 如权利要求 1、2 或 3 所述的自适应阵列收发射机, 其中所述信号判决装置包括: 第一减法器装置, 用于从所述合成信号中减去所述反馈信号,

以产生已排除符号间干扰的信号；判决单元，用于对所述已排除符号间干扰的信号作出硬判决和用于输出所述判决信号；延迟元件，用于对所述判决信号进行延迟，和用于输出已延迟信号作为所述反馈复数符号信号和所述参数估计用复数符号信号；以及第二减法器装置，用于输出所述已排除符号间干扰的信号和所述判决信号之差作为所述误差信号。

5 如权利要求 1、2 或 3 所述的自适应阵列收发射机，其中所述信号判决装置包括：减法器装置，用于从所述合成信号减去所述反馈信号以产生所述误差信号；最大似然序列估计装置，用于用所述误差信号的平方作为似然信息以最大似然序列估计来作出信号判决，用于输出所述判决信号，  
10 和用于输出候选复数符号作为所述反馈复数符号信号。

6. 如权利要求 5 所述的自适应阵列收发射机，其中所述反馈滤波器装置包括：乘法器装置，用于使所述候选复数符号的上一个版本与所述反馈滤波器系数进行卷积；以及复数加法器，用于把所述卷积结果和当前时刻的所述候选复数符号加在一起，和用于输出相加结果作为所述反馈信号。

15 7. 如权利要求 5 所述的自适应阵列收发射机，其中所述反馈滤波器装置包括：乘法器装置，用于使所述候选复数符号与所述反馈滤波器系数进行卷积；以及复数加法器，用于把卷积结果和所述候选复数符号的前一个版本加在一起，和用于输出相加结果作为所述反馈信号。

8. 如权利要求 5 所述的自适应阵列收发射机，其中所述参数估计装置  
20 是根据在所述信号判决装置的最大似然序列估计的每个状态中作为所述参数估计用复数符号信号输入的所述候选复数符号、所述误差信号、和所述诸接收基带信号而对所述加权系数和所述反馈滤波器系数进行估计的装置；在接收脉冲串信号的最后一个符号处与最大似然序列对应的所述状态中的所述加权系数和所述反馈滤波器系数在所述发射失真装置和所述发射  
25 基带产生装置中设置。

9. 如权利要求 5 所述的自适应阵列收发射机，其中所述参数估计装置  
包括：供有所述判决信号作为参数估计用的所述复数符号信号的第一延迟装置，用于把所述诸接收基带信号延迟由所述信号判决装置进行信号判决所消耗的时间；第二延迟装置，用于把所述误差信号延迟所述信号判决时  
30 间；以及参数估计电路，用于根据所述已延迟的误差信号、所述已延迟的诸接收基带信号和所述判决信号来估计所述加权系数和所述反馈滤波器系

数，在接收脉冲串信号的最后一个符号处计算的所述状态中的所述加权系数和所述反馈滤波器系数在所述发射失真装置和所述发射基带产生装置中设置。

5 10. 如权利要求 1、2 或 3 所述的自适应阵列收发射机，其中所述参数估计装置在所述接收信号的训练信号期间输入接收机训练信号作为所述参数估计用复数符号信号，在所述接收机训练信号的最后一个符号处结束所述参数估计，以及把此刻的所述加权系数和所述反馈滤波器系数在所述发射失真装置和所述发射基带产生装置中设置。

10 11. 如权利要求 10 所述的自适应阵列收发射机，其中所述信号判决装置包括：其中存储有训练信号的训练信号存储器；以及切换装置，用于输出在所述接收信号的训练信号期间从所述训练信号存储器读出的训练信号作为所述反馈复数符号信号。

15 12. 如权利要求 1、2 或 3 所述的自适应阵列收发射机，其中所述线性合成装置包括：第一复数乘法器，用于用乘法器分别使所述接收基带信号与所述加权系数相乘；以及第一复数加法器，用于把乘法的各个结果加在一起成为所述合成信号；而且其中所述发射基带产生装置包括第二复数乘法器，用于使所述发射失真信号与所述诸加权系数相乘，和用于输出相乘结果作为 Q 个发射基带信号。

20 13. 如权利要求 2 所述的自适应阵列收发射机，其中所述线性合成装置包括：第一横向滤波器，用于用所述诸加权系数作为诸抽头系数对所述诸接收基带信号进行卷积；以及第一复数加法器装置，用于把卷积的各个结果加在一起成为所述合成信号；而且其中所述发射基带产生装置包括第二横向滤波器，用于用所述诸加权系数作为诸抽头系数对所述发射失真信号进行卷积，和用于输出卷积的各个结果作为 Q 个发射基带信号。

25 14. 如权利要求 13 所述的自适应阵列收发射机，其中所述线性合成装置和所述发射基带产生装置的所述第一和第二横向滤波器各为部分时段横向滤波器，并且所述发射滤波器装置把所述发射失真信号变换成其取样周期是所述部分时段横向滤波器的延迟时间的信号。

30 15. 如权利要求 3 所述的自适应阵列收发射机，其中所述发射失真装置包括在发射机训练信号期间控制放大系数以使所述模操作装置的输出具有脉冲波形的装置。

## 自适应阵列收发射机

## 5 技术领域

本发明涉及在数字无线通信中能抑制由干扰信号及符号间干扰造成的传输性能恶化的自适应阵列收发射机，尤其涉及在上行链路和下行链路都使用同一载波频率的 TDD(时分双工)系统中的自适应阵列收发射机。

## 10 背景技术

在数字移动通信中，为了有效地利用频率，采纳了在空间重复使用同一频率，因此对抗同频道干扰成了重要课题。属于干扰对消器的自适应阵列是有希望的对抗技术之一。以上行链路的基站接收为例，其工作参照图 1 加以说明。有了自适应阵列，就能把从其多个天线接收的信号用控制相位和幅度的方法加以合成，从整体上通过自适应地控制阵列天线 11 的方向性 10 来抑制干扰。在图 1 的例子中，在从移动台 M1 接收已发射信号的情况下，基站 BS 在干扰的移动台 M2 和 M3 的方向减低阵列天线 11 的天线增益以抑制由该方向接收的信号，即干扰信号，同时在移动台 M1 的方向增加天线增益以接收足够高电平的希望信号。

20 图 2 是 TDD 方式中的帧结构。在 TDD 方式中，如图 2 的 A 行所示，举例说，除了每个移动台在其上行链路 UL 和下行链路 DL 使用同一载波频率外，各移动台 M1、M2 和 M3 时分同一频率的载波。因此，如图 2 的 B 行所示，例如，移动台 M1 以脉冲串的形式在给定时隙的上行链路 UL 上把信号发送给基站，以脉冲串的形式在下行链路 DL 上从基站接收信号。每个 25 脉冲串信号包括训练信号 TR 和随后的数据信号 DATA，上行链路脉冲串信号和下行链路脉冲串信号相邻，但是互隔一段保护时间  $T_G$ 。因此，只要在上行链路和下行链路脉冲串期间不经受剧烈变动，上行链路和下行链路通道的冲激响应可认为基本相同。保护时间  $T_G$  的确定考虑到通道的相当长的传输延迟。

30 在象 TDD 系统那样的上行链路和下行链路使用同一载波频率的系统中，由于可把相邻的上行链路和下行链路脉冲串信号看成在基本同一通道

上传播，所以上行链路和下行链路通道冲激响应也可认为相同。因此，如果在上行链路上得到的接收天线增益方向性图用作在下行链路上的发射天线方向性图，就可能减少对在下行链路中移动台接收的干扰。这可以参照图 1 来说明：如果把接收天线增益 10 用作发射天线增益，无线电波不向移动台 M2 和 M3 发射，而朝移动台 M1 的方向发射，因此可以抑制对移动台 M2 和 M3 的干扰。

利用上述发射方式的自适应阵列收发射机的描述可见于例如作者为富里 繁(Shigeru TOMISATO)和松本 正(Tadashi MATSUMOTO)的“TDD 移动通信系统中自适应收发阵列的性能(Performances of Adaptive Transmission and Reception Array in TDD Mobile Communication System)”，B-5-87，1997 年电子信息通信学会(IEICE)综合大会，其结构示于图 3，图中对某些部分作了补充。顺便说一下，在图 3 中假定接收机基带信号的取样周期  $T_s$  与调制符号持续时间  $T$  相等。

来自构成阵列天线 11 的  $Q$  ( $Q$  为等于或大于 2 的整数)个收发共用天线并通过双工器  $12_1$  至  $12_Q$  的接收信号在各自对应的基带接收信号产生器  $13_1$  至  $13_Q$  中被变换成基带信号、作为接收基带信号馈送至输出端  $14_1$  至  $14_Q$ 。接收基带信号各有同相和正交分量，图 3 中的基带接收信号产生器  $13_1$  至  $13_Q$  组成接收部 13。本文以下述及的基带信号都以复数表示，其同相和正交分量分别为实部和虚部。与从收发共用天线  $11_1$  至  $11_Q$  来的高频信号对应的接收基带信号  $x_1(i)$  至  $x_Q(i)$  分别与复数乘法器  $15_1$  至  $15_Q$  中的加权系数  $w_1^*$  至  $w_Q^*$  相乘，用复数加法器 16 把各乘法器输出加到一起，由此输出所得的合成信号  $y(i)$ 。通过对加权系数  $w_1^*$  至  $w_Q^*$  的自适应控制，可控制阵列天线 11 的接收天线增益的方向性，因而可产生合成信号  $y(i)$  以抑制干扰信号。复数乘法器  $15_1$  至  $15_Q$  和复数加法器 16 构成线性合成部 20。判决单元 17 对合成信号  $y(i)$  作出硬判决并通过输出端 18 输出判决信号。

假定使用已知的训练信号来对参数估计进行初始收敛，并假定接收信号如以前参考图 2 所述地以脉冲串形式传送，而且，在训练信号之后跟随数据信号。切换电路 19 在训练信号期间从训练信号存储器 21 输出训练信号，而在其后的数据信号期间输出判决信号。复数减法器 22 输出来自切换电路 19 的输出和来自复数加法器 16 的合成信号之差作为误差信号  $e(i)$ 。判决单元 17、切换电路 19、训练信号存储器 21 和复数减法器 22 组成信号判

决部 24。向参数估计部 23 输入接收基带信号  $x_2(i)$  至  $x_Q(i)$  和误差信号  $e(i)$ ，通过使用最小均方算法使误差信号  $e(i)$  的均方值为最小来估计各加权系数  $w_1^*$  至  $w_Q^*$ 。

另一方面，发射信号通过输入端 25 和混合器(hybrid)26 输入到复数乘法器 27<sub>1</sub> 至 27<sub>Q</sub>。复数乘法器 27<sub>1</sub> 至 27<sub>Q</sub> 分别使该发射信号和上述的加权系数  $w_1^*$  至  $w_Q^*$  相乘。这是相当于使发射天线方向性图与接收天线方向性图相符的操作。混合器 26 和复数乘法器 27<sub>1</sub> 至 27<sub>Q</sub> 构成发射基带产生部 30。来自复数乘法器 27<sub>1</sub> 至 27<sub>Q</sub> 的 Q 个输出信号由 RF(射频)调制波产生器 28<sub>1</sub> 至 28<sub>Q</sub> 变换成 RF 频带信号，然后分别通过双工器 12<sub>1</sub> 至 12<sub>Q</sub> 送至对应的收发共用天线 11<sub>1</sub> 至 11<sub>Q</sub> 并由此天线阵列发射出去。RF 调制波产生器 28<sub>1</sub> 至 28<sub>Q</sub> 构成发射部 28。

通过使用由载波信号产生器 29 产生的载波信号，接收基带信号产生器 13<sub>1</sub> 至 13<sub>Q</sub> 和 RF 调制波产生器 28<sub>1</sub> 至 28<sub>Q</sub> 分别执行下变频和上变频。在图 4 中描述了接收基带信号产生器 13<sub>q</sub>( $q = 1, \dots, Q$ ) 的结构。经由输入端 31<sub>q</sub> 输入的接收信号在低噪声放大器 32 中放大，然后由混合器 33 分成两支。分支信号之一用经由输入端 34 输入的载波信号在乘法器 35 中相乘，相乘后的信号输入到低通滤波器 36，然后用 A/D(模/数)变换器 37 变换成以每个取样周期  $T_s$  取样的数字信号。来自混合器 33 的另一信号在乘法器 39 中与用移相器 38 移相 90 度的载波信号相乘，相乘后的信号输入到低通滤波器 41，然后被 A/D 变换器 42 采样以变换成数字信号。该操作属于准相干检测，从 A/D 变换器 37 和 42 的输出与准相干检测信号的同相和正交分量相对应；该两输出合成为接收基带信号  $x_q$ ，并经由输出端 14<sub>q</sub> 送至图 3 的乘法器 15<sub>q</sub>。

图 5 表示 RF 调制波产生器 28<sub>q</sub>( $q = 1, \dots, Q$ ) 的结构。发射基带信号  $v_q$  由输入端 44<sub>q</sub> 输入到该 RF 调制波产生器。在乘法器 45 中，发射基带信号  $v_q$  的同相分量与由输入端 34 供来的载波信号相乘。另一方面，在乘法器 47 中，正交分量与用移相器 46 移相 90 度后的载波信号相乘。乘法器 45 和 47 的输出用加法器 48 合成，合成信号用发射放大器 49 放大，并由此经过输出端 51<sub>g</sub> 送到图 3 的双工器 12<sub>q</sub>，然后到天线 11<sub>q</sub>。

在图 3 中描述的自适应阵列收发发射机中，当延迟信号分量的延迟时间大于调制符号持续时间的 0.2 倍或更多时，就不能忽视符号间干扰。在接收此种延迟信号的情况下，即，在频率选择性衰落的环境下，来自希望站的

延迟信号分量被作为干扰信号分量排除，因此它们化为废物，这意味着不能有效地接收来自希望站的无线电波。此外，设天线数目用  $Q$  表示，如果包括希望信号的延迟信号分量在内的干扰信号数大于  $Q$  则最多只能排除  $Q - 1$  个干扰信号；因此，不能除去与延迟信号分量数目相当的来自其他干扰站的无线电波，这就相应地导致收/发性能的恶化。此外，接收从自适应阵列收发机发射来的无线电波的移动台需要额外在其无线接收机中配有均衡器功能，以便抑制由延迟信号分量造成的符号间干扰对收/发性能的恶化；在此情况下，移动台接收机的硬件规模变得巨大。

## 10 发明内容

如上所述，在频率选择性衰落的环境中，常规的自适应阵列收发机既不能有效接收来自希望站的无线电波，又不能充分排除从其他站发出的干扰信号，因此它容易遭受收/发性能的恶化；此外，在接收发射信号的每个移动台接收机中需要有均衡器的功能，这就使接收机的硬件实现困难。

15 本发明的目的是提供一种自适应阵列收发机，该收发机即使在频率选择性衰落环境下也能防止收/发性能的恶化，而且不需要在移动台接收机中设有均衡器功能。

使用 TDD 方式的本发明的自适应阵列收发机包括：

20 接收装置，用于把来自  $Q$  ( $Q$  为等于或大于 2 的整数) 个收发共用天线的接收信号变换成基带信号，及用于输出接收基带信号；

线性合成装置，用于用加权系数对所述接收基带信号的每一个进行加权，及用于合成所得的各已加权接收基带信号以产生合成信号；

反馈滤波器装置，用于使反馈的复数符号信号与反馈滤波器系数进行卷积，和用于把卷积结果输出作为反馈信号；

25 供有所述合成信号和所述反馈信号的信号判决装置，用于作出信号判决和输出判决信号，及用于输出由所述信号判决得到的误差信号、所述反馈复数符号信号和参数估计用的复数符号信号；

30 供有所述接收基带信号、估计参数用的所述复数符号信号、和所述误差信号参数估计装置，用于估计所述诸加权系数和所述反馈滤波器系数，使得所述误差信号的均方值成为最小，及用于输出所估计的系数；

发射失真装置，用于使所述诸反馈滤波器系数与延迟的发射失真信号



进行卷积，以获得估计的通道失真，用于从发射信号中减去所述估计的通道失真，及用于产生相减结果作为所述的发射失真信号，其中，所述已延迟的发射失真信号是经由一延迟元件延迟的发射失真信号；

5 发射基带产生装置，用于用所述诸加权系数对所述发射失真信号加权以产生 Q 个发射基带信号；以及

发射装置，用于把所述诸发射基带信号转换成 RF 频率信号，及用于通过与各 RF 频率信号对应的所述收发共同天线把这些 RF 信号分别发射出去。

10 所述信号判决装置可以是对所述合成信号作出硬判决的判决反馈装置，也可以是通过使用所述合成信号与一复制信号之差作为误差信号来用最大似然序列估计作出信号判决的最大似然序列估计装置。

#### 附图说明

图 1 是表示基站常规自适应阵列天线的方向性图和表示基站与各移动台位置相互关系的例子的图；

15 图 2 是描述 TDD 方式下脉冲串信号的帧结构的图；

图 3 是表示常规自适应阵列收发射机的功能结构的方框图；

图 4 是表示图 3 中的接收基带信号产生器 13 的功能结构的方框图；

图 5 是表示图 3 中的 RF 调制波产生器 28 的功能结构的方框图；

图 6 是表示本发明第一实施例的功能结构的方框图；

20 图 7 是表示本发明第二实施例中自适应阵列均衡/接收部的功能结构的方框图；

图 8 是基于图 7 的维特比(Viterbi)算法的网格图；

图 9 是描述图 7 实施例一变型的功能结构的方框图；

图 10 是描述图 7 实施例另一变型的功能结构的方框图；

25 图 11 是描述图 6 实施例一变型的功能结构的方框图；

图 12 是描述图 7 实施例又一变型的功能结构的方框图；

图 13 是表示使用横向滤波器作乘法器的实施例的功能方框图；

图 14 是描述图 13 的横向滤波器结构一实例的方框图；

图 15 是表示部分时段(fractional interval)横向滤波器一实例的方框图；

30 图 16A 是表示在训练信号期间加到复数乘法器 77 上的增益控制信号的波形图；

图 16B 是表示由图 16A 的增益控制信号使发射失真信号成为脉冲形状的波形图。

### 具体实施方式

#### 5 (实施例 1)

图 6 表示本发明实施例 1 的配置。

阵列天线 11、双工器 12、接收基带信号产生部 13 和 RF 调制波产生部 28 在结构上和图 3 的完全相同，所以在图 6 中用方框表示。在这里假定取样周期  $T_s$  等于符号持续期  $T$ ，还假定希望信号的延迟信号分量的最大延迟时间为  $1T$ 。接收基带信号  $x_1(i)$  至  $x_Q(i)$  由端子  $14_1$  至  $14_Q$  输入。与从收发共用天线  $11_1$  至  $11_Q$  接收的高频信号对应的接收基带信号  $x_1(i)$  至  $x_Q(i)$  在复数乘法器  $15_1$  至  $15_Q$  中分别与加权系数  $w_1^*$  至  $w_Q^*$  相乘，然后由复数加法器 16 合成为合成信号  $y(i)$ 。通过对加权系数  $w_1^*$  至  $w_Q^*$  的自适应控制，可控制接收天线增益的方向性，因此可产生合成信号以抑制干扰信号。复数乘法器  $15_1$  至  $15_Q$  和复数加法器 16 构成线性合成部 20。

在本实施例中，为了对参数估计进行初始收敛，在训练信号期间，切换电路 19 从训练信号存储器 21 通过一已知训练信号至减法器 22，从而产生训练信号和合成信号之差的误差信号  $e(i)$ 。根据该误差信号，参数估计部 71 如稍后所述地估计(对应于反馈滤波器系数  $w_b^*$  的)通道冲激响应和加权系数  $w_1^*$  至  $w_Q^*$ 。在训练信号之后的数据信号期间，切换电路 19 把通过该电路的判决信号从判决单元 17 加到减法器 22 以与合成信号比较，根据该两信号之间的误差  $e(i)$ ，参数估计电路 71 自适应地更新反馈滤波器系数  $w_b^*$  及加权系数  $w_1^*$  至  $w_Q^*$ 。

在本实施例中，由切换电路 19 输出的复数符号信号  $a_R(i)$  用延迟元件 62 延迟  $1T$  的时间，然后在供有反馈信号的复数乘法器 63 中用反馈滤波器系数  $w_b^*$  卷积(相乘)。该反馈信号是对由延迟信号分量引起的符号间干扰的估计，复数乘法器 63 构成反馈滤波器部 64。为了除去符号间干扰，复数减法器 65 从合成信号  $y(i)$  中减去反馈信号以产生已除去符号间干扰的信号及其加到判决单元 17。判决单元 17 作出对该信号的硬判决和把判决信号通过输出端 18 输出。复数减法器把已除去符号间干扰的信号与成为判决信号的切换电路 19 的输出  $a_R(i)$  之差作为误差信号  $e(i)$  输出，把该误差信号供给参

数估计部 71。延迟元件 62、复数减法器 22 和 65、判决单元 17、切换电路 19 及训练信号存储器 21 构成信号判决部 67，而信号判决部 67 和反馈滤波器部 64 构成判决反馈均衡器 66。线性合成部 20 和均衡器 66 合起来在下文中称为阵列均衡/接收部 60。

- 5        在参数估计部 71 中输入有接收基带信号  $x_1(i)$  至  $x_Q(i)$ 、作为判决信号的延迟版本的延迟元件输出  $a_R(i-1)$ 、以及误差信号  $e(i)$ ，参数估计部 71 通过使用最小二乘算法使误差信号  $e(i)$  的均方值为最小来估计加权系数  $w_1^*$  至  $w_Q^*$ 。

- 10        由于延迟信号分量造成的符号间干扰在信号判决部 67 排除，所以希望信号的延迟信号分量不在线性合成部 20 排除。在线性合成部 20，今天线的数目用  $Q$  表示，可以排除的干扰信号的数目仅限于  $Q-1$  个；可以排除的来自其他干扰站的无线电波数与不需排除的希望信号的延迟信号分量的数目相对应。与其对比，图 3 的现有技术例子不是设计成在信号判决部 24 中从合成信号排除符号间干扰，而且由于在参数估计部 23 中使用了自适应算法，  
15        来自希望站的延迟信号分量被看成干扰信号分量，并且通过对线性合成部 20 的加权系数  $w_1^*$  至  $w_Q^*$  的控制而被除去；因此，可被除去的来自其他干扰站的干扰信号数目相应地减少。因此，与现有技术例子相比，本实施例允许有效地排除来自其他干扰站的无线电波，因此相应地改进了收/发性能。

- 20        其次，对图 6 的发射部作出说明。在 TDD 方式下，如上所述，上行链路和下行链路共用同一载波频率，所以可认为上行链路和下行链路通道基本上相同。因此，在发射方，把在接收上行链路信号最后一个符号时在接收方计算的反馈滤波器系数  $w_b^*$  原封不动地送到复数乘法器 74，以产生由预期的符号间干扰引起的通道失真，并由减法器 75 把该通道失真预先从待发射的基带信号  $a_T(i)$  中减去，即，对发射信号进行预编码。此外，与系数  
25         $w_b^*$  同时计算的加权系数  $w_1^*$  至  $w_Q^*$  原封不动地送到发射基带产生部 30，从而在发射时设置的天线方向性图与阵列天线 11 的接收天线方向性图相同。即，用延迟元件 73 把发射失真信号  $b(i)$  延迟  $1T$  的期间，然后在复数乘法器 74 中与反馈滤波器系数  $w_b^*$  相乘。用复数减法器 75 把相乘结果从由输入端  
25        输入的发射复数符号信号  $a_T(i)$  中减去。设在发射复数符号信号  $a_T(i)$  的 I 和 Q 轴上的信号点数用  $M$  表示，模操作部 72 执行对相减结果  $\{a_T(i) - w_b^* b(i-1)\}$  的模  $2M$  操作。即，通过执行下式的操作，  
30

$$b(i) = \{a_T(i) - w_b \cdot b(i-1)\} \bmod 2M \quad (1)$$

如果复数减法器 75 的相减结果的实部或虚部在  $-M$  至  $+M$  的范围之外, 就从该实部或虚部减去或加上  $2M$  的整倍数, 从而把结果移入  $-M$  至  $+M$  的范围。在 QPSK(四相移相键控)调制的情况下,  $M=2$ 。这种处理意在使反馈回路避免与通道情况有关的发散, 所述通道情况的变化的原因在于发射失真信号  $b(i)$  经由延迟元件 73 和复数乘法器 74 反馈到复数减法器 75。顺便说一下, 当移动台中的接收机作出信号判决时, 要求该接收机把此模操作考虑进去。用此种模操作来防止由反馈回路造成的发散例如披露在由 Harashima(原岛)等人的论文“具有符号间干扰的通道的匹配发射技术 (Matched - Transmission Technique for Channels with Intersymbol Interference)”, IEEE Trans. Commun., vol. COM-20, 744-780 页, 1972 年 8 月中, 但是该文献并未如本发明提议的提出把模操作应用于自适应阵列。

现在给由式(1)获得的信号新起名为发射失真信号  $b(i)$ 。复数减法器 75、模操作单元 72、延迟元件 73 和复数乘法器 74 组成发射失真部 76。乘法器 77 和 78 将在以后说明, 此处假定乘以增益  $G_0 = G_1 = 1$ (即, 在本实施例中可略去乘法器)。这种对发射信号的预编码意在使在接收该发射信号的接收端产生的接收信号中不存在由延迟信号分量造成的符号间干扰; 为此, 与发射时发射信号  $a_T(i)$  经受的与符号间干扰相应的失真分量提前从发射信号中减去, 从而抵消了在接收端的失真。

作为发射失真部 76 的输出信号的发射失真信号  $b(i)$  送入发射滤波器部 79, 在其中被限制到预定的带宽, 然后经过混合器 26 输入到复数乘法器  $27_1$  至  $27_Q$ 。在复数乘法器  $27_1$  至  $27_Q$  中, 已限制带宽的发射失真信号  $b(i)$  分别与上述的加权系数  $w_1$  至  $w_Q$  相乘。这一操作相当于使发射天线方向图和接收天线方向图一致。经过输出端  $44_1$  至  $44_Q$ 、RF 调制波产生部 28 和双工器 12, 把复数乘法器  $27_1$  至  $27_Q$  的  $Q$  个输出信号作为发射基带信号提供给阵列天线 11。发射滤波器部 79、混合器 26 和复数乘法器  $27_1$  至  $27_Q$  构成发射基带产生部 30, 发射失真部 76 和发射基带产生部 30 构成发射阵列预编码部 70。

已经说明发射失真信号  $b(i)$  的发射保护了接收信号不受接收端符号间干扰的影响。以下用数学公式加以说明。首先, 通过使用切换电路 19 的输出  $a_R(i)$ 、反馈滤波器系数  $w_b$  及误差信号  $e(i)$ , 作为线性合成部 20 输出信

号的合成信号  $y(i)$  由下式来表达:

$$y(i) = a_R(i) + w_b \cdot a_R(i-1) + e(i) \quad (2)$$

如果设置  $y(i)$  的  $z$  变换为  $Y(z^{-1})$ 、 $a_R(i)$  的  $z$  变换为  $A_R(z^{-1})$ 、及  $e(i)$  的  $z$  变换为  $E(z^{-1})$ ，则用  $z$  变换表达的式(2)由下式给出:

$$5 \quad Y(z^{-1}) = (1 + w_b \cdot z^{-1})A_R(z^{-1}) + E(z^{-1}) \quad (3)$$

因此，设通道冲激响应的  $z$  变换用  $H(z^{-1})$  来表示，就有如下公式:

$$H(z^{-1}) = (1 + w_b \cdot z^{-1}) \quad (4)$$

其次，如果发射失真信号  $b(i)$  用发射信号  $a_T(i)$  和反馈滤波系数  $w_b$  来表达，则有如下公式:

$$10 \quad b(i) = a_T(i) - w_b \cdot b(i-1) + 2Mc(i) \quad (5)$$

其中  $c(i)$  是使实部和虚部都成为整数的离散复数。如果设  $b(i)$  的  $z$  变换为  $B(z^{-1})$ 、 $a_T(i)$  的  $z$  变换为  $A_T(z^{-1})$ 、 $c(i)$  的  $z$  变换为  $C(z^{-1})$ ，则给出用  $z$  变换表达的式(5)的公式如下:

$$(1 + w_b \cdot z^{-1})B(z^{-1}) = A_T(z^{-1}) + 2MC(z^{-1}) \quad (6)$$

15 利用公式(4)，则式(6)变为:

$$H(z^{-1})B(z^{-1}) = A_T(z^{-1}) + 2MC(z^{-1}) \quad (7)$$

在上式中， $H(z^{-1})B(z^{-1})$  是在接收端的接收信号，它等于  $a_T(i)$  的  $z$  变换  $A_T(z^{-1})$  及  $2MC(i)$  的  $z$  变换  $2MC(z^{-1})$  之和，这意味着虽然添加了离散复数，接收信号中没有由延迟信号分量造成的符号间干扰。

20 由于如上所述，即使在频率选择性衰落的环境下，接收信号也不经受由延迟信号分量造成的符号间干扰，所在移动台的接收机中不需要均衡器功能，硬件实现就变得简单。

(实施例 2)

25 在图 6 实施例中的自适应阵列均衡/接收部 60 的均衡器 66 并未有效利用希望信号的延迟信号分量的功率，因为在信号判决部 67 已经从合成信号中除去了由延迟信号分量造成的符号间干扰。在图 7 中描述自适应阵列均衡/接收部 60 的信号判决部 67 的实施例，该自适应阵列均衡/接收部 60 有效地利用了上述功率。本实施例在均衡器 66 的信号判决部 67 中利用了最大似然序列估计。顺便说一下，本实施例的阵列天线 11、双工器 12、接收基带信号产生部 13、RF 调制波产生部 28 以及发射阵列预编码部 70 与图 6  
30 使用的完全相同，所以不予示出。假设取样周期  $T_s$  等于符号持续期  $T$ ，并

假定希望信号的延迟信号分量的最大延迟时间为  $1T$ 。

通过端子  $14_1$  至  $14_Q$  输入接收基带信号  $x_1(i)$  至  $x_Q(i)$  在复数乘法器  $15_1$  至  $15_Q$  中分别乘以加权系数  $w_1^*$  至  $w_Q^*$ ，乘法器输出用复数加法器 16 相加，成为合成信号  $y(i)$ 。对加权系数  $w_1^*$  至  $w_Q^*$  的自适应控制允许对接收天线增益的方向性进行控制，使得可能产生希望信号分量的合成信号  $y(i)$ ，在其中抑制了干扰信号分量。

信号判决部 67 由复数减法器 86、平方电路 87、维特比算法操作电路 81、切换电路 19 以及训练信号存储器 21 组成。在本实施例，同样，切换电路 19 在接收信号的训练信号期间选择从存储器 21 读出的训练信号，而在数据信号数据期间则从维特比算法操作电路 81 中为接收信号选择候选的符号信号，选中的信号送入反馈滤波器部 85。从维特比算法操作电路 81 输出的候选复数符号  $a_m(i)$  经过切换电路 19 送到反馈滤波器部 85，在其中用延迟元件延迟  $1T$  的时间，同时还送到复数加法器 84。由延迟元件延时的候选复数符号  $a_m(i-1)$  送到参数估计部 71，同时送到复数乘法器 83，然后用来自参数估计部 71 的反馈滤波器系数  $w_b^*$  进行卷积(在本例中为相乘)。乘法器输出加到复数加法器 84，在其中与未经延迟的候选复数符号  $a_m(i)$  相加，加法器输出送到复数减法器 86 作为反馈信号。延迟元件 82、复数乘法器 83 和复数加法器 84 组成反馈滤波器部 85，它与图 6 实施例的反馈滤波器部 64 相对应。从复数加法器 84 输出的反馈信号是复制信号，是经受通道延迟和通道失真的接收信号的估计版本。

复数减法器 86 输出合成信号  $y(i)$  和复制信号之差作为误差信号  $e(i)$ 。平方电路 87 把误差信号  $e(i)$  绝对值的平方与一负常数相乘，并输出相乘值作为似然信息，即作为支路量度(branch metric)。维特比算法操作电路 81 输出上述的候选复数符号，并且通过使用维特比算法由最大似然序列估计作出信号判决。具体说，维特比算法操作电路计算对数似然函数，即支路量度，作为每个候选的复数符号序列的支路量度的累加值，并且用维特比算法计算使该支路量度为最大的候选复数符号序列。此外，维特比算法操作电路还向输出端 18 输出所选候选复数符号序列中具有判决延迟的那个复数符号作为判决信号。参数估计部 71 供有接收基带信号  $x_1$  至  $x_Q$ 、已延迟的复数符号  $a_m(i-1)$  和误差信号  $e(i)$ ，并用最小二乘算法确定使误差信号  $e(i)$  的功率为最小的反馈滤波器系数  $w_b^*$  和加权系数  $w_1^*$  至  $w_Q^*$ 。信号判决部 67 和反馈

滤波器部 85 组成利用最大似然序列估计的均衡器 66。

例如，当使用 QPSK 调制方法并且通道为具有  $1T$  时间的延时的双路径传播时，如果使用维特比算法作最大似然序列估计，则在此情况下的网格图(trellis diagram)如图 8 所示。对于在时刻  $i$  已幸存的每条路径，即，对于

5 状态  $S_1$ 、 $S_2$ 、 $S_3$  和  $S_4$  中的每一个，与该状态对应的复数符号  $a_m(i)$  被作为候选复数符号输出，并且在参数估计部 71 中进行参数估计。因此，每次的参数估计必须与状态数(在图 8 中为 4)相应 - 这就增加了计算的复杂程度，但是保证了对通道变化的充分跟踪。在发射基带信号产生部 30 设置的加权系数  $w_1^*$  至  $w_Q^*$  及发射失真部 76 设置的反馈滤波器系数  $w_b^*$  所具有的数值

10 与在接收脉冲串信号的最后一个符号处的最大似然序列相对应。

虽然在图 7 的实施例中把已延迟复数符号信号  $a_m(i-1)$  与反馈滤波器系数  $w_b^*$  相乘，但是也可以把未延迟符号信号  $a_m(i)$  与反馈滤波器系数  $w_b^*$  相乘，如图 9 所示。在此情况下，发射方的发射失真部 76(见图 6)中复数乘法器 74 的加权系数及复数乘法器 78 的增益  $G_1$  均作为  $(w_b^*)^{-1}$ 。但是复数乘法器 78

15 只起放大作用，所以可以使增益  $G_1 = 1$  而不是  $G_1 = (w_b^*)^{-1}$ (即，可省去乘法器 78)。除此之外，在结构上，此改型与图 7 实施例全同。

可以修改图 7 的实施例，使维特比算法操作电路 81 的判决输出替代已延迟符号信号  $a_m(i-1)$  而送到参数估计部 71，如图 10 所示。维特比算法包含判决延迟，判决信号滞后于当前判决的时间与该判决延迟相对应，但是

20 这并不重要，如果在判决延迟期间的通道变化可以忽略的话；因为无需使参数估计与每一时刻  $i$  的状态数对应，所以可减少计算的复杂程度。在此情况下，在用延迟电路 71C<sub>1</sub> 至 71C<sub>Q</sub> 和 71B 把接收基带信号  $x_1(i)$ , ...,  $x_Q(i)$  和误差信号  $e(i)$  延迟一段由信号判决造成的延迟时间后，参数估计部 71 把上述诸信号送到参数估计电路 71A，如图 10 所示。

图 11 表示图 6 实施例的改型，其中在训练信号期间估计的参数  $w_b^*$  和  $w_1^*$  至  $w_Q^*$  原封不动地在数据信号期间使用。在此情况下，训练信号作为复数符号序列  $a_R(i)$ 、 $a_R(i+1)$ 、... 序贯地加到参数估计部 71，然后序贯地用最小二乘法从误差信号  $e(i)$ 、训练符号信号  $a_R(i)$  和接收基带信号  $x_1$  至  $x_Q$  中确定加权系数  $w_1^*$  至  $w_Q^*$  和反馈滤波器系数  $w_b^*$ ，在训练信号的最后一个符号

30 信号处如此确定的加权系数  $w_1^*$  至  $w_Q^*$  和反馈滤波器系数  $w_b^*$  就原封不动地在数据信号期间使用。

图 12 表示图 7 实施例的改型，其中在训练信号期间估计的参数  $w_b^*$  和  $w_1^*$  至  $w_Q^*$ ，象图 11 实施例那样，原封不动地在数据信号期间使用。在此情况下，同样，通过把来自训练信号存储器 21 的复数符号信号  $a_m(i)$  直接加到参数估计部 71，然后通过使用最小二乘法用所述训练符号信号、该接收基带信号  $x_1$  至  $x_Q$  和来自复数减法器的误差信号来序贯地估计参数  $w_1^*$  至  $w_Q^*$  和  $w_b^*$ 。在数据信号期间从而进行训练信号期间的参数估计，不是更新而是原封不动地使用在训练信号的最后一个复数符号信号处估计的诸参数。

在图 7、9、10 和 12 的实施例中，由并未排除由延迟信号分量造成的符号间干扰，所以与图 6 实施例不同，均衡器 66 有效地利用了希望信号的延迟信号分量的功率，从而与图 6 和 11 的实施例中的均衡器 66 相比，它增强了收/发性能。

虽然为了用加权系数  $w_1^*$  至  $w_Q^*$  相乘，所述各实施例都说明是在线性合成部 20 中使用复数乘法器  $15_1$  至  $15_Q$ ，在发射基带信号产生部 30 使用复数乘法器  $27_1$  至  $27_Q$ ，但是可用横向滤波器来替代这些乘法器，把加权系数  $w_1^H$  至  $w_Q^H$  作为滤波器系数馈入。图 13 表示了这样的修改。在图 13 中，均衡器 66 的类型可以是信号判决部 67 如图 6 和 11 所示作出硬判决的那种类型，或者是如图 7、9、10 和 12 所示作出最大似然序列估计的那种类型。通过使用接收基带信号  $x_1$  至  $x_Q$ 、误差信号  $e(i)$  和接收符号信号  $a_R(i)$  或  $a_R(i-1)$ ，参数估计部 71 估计反馈滤波器系数  $w_b^*$  和滤波器系数  $w_1^H$  至  $w_Q^H$ 。这些滤波器系数分别在线性合成部 20 的横向滤波器  $91_1$  至  $91_Q$  中用接收基带信号  $x_1(i)$  至  $x_Q(i)$  进行卷积，然后在发射基带产生部 30 的横向滤波器  $92_1$  至  $92_Q$  中用发射失真信号  $b(i)$  再次进行卷积。

图 13 的实施例表示取样周期  $T_s$  等于符号持续期  $T$  的情况。在此情况下，例如，如图 14 所示，每个横向滤波器  $91_q$  ( $q = 1, \dots, Q$ ) 包括多个延迟元件 9A 的串联级，每个延迟元件的延迟时间等于符号持续期  $T$ ；在各乘法器 9B 中，把输入到各串联延迟元件的信号  $x_q(i)$  和各延迟级的输出  $x_q(i-1)$ 、 $x_q(i-2)$ ... 乘以加权系数(滤波器系数)  $w_1^*$ 、 $w_2^*$  和  $w_3^*$ ，并把各乘法器的输出用加法器 9C 加在一起。即，输入信号  $x_q(i)$  用滤波器系数向量  $W_q^H$  进行卷积。发射基带产生部 30 的横向滤波器  $92_1$  至  $92_Q$  在结构上也与上述的相同。

一般说来，当取样周期  $T_s$  等于符号持续期  $T$  时，取样时钟的定时偏移将导致平均 BER(比特误码率)性能的显著恶化，这是公知的。为避免这点，



执行所谓的部分时段取样, 即, 使取样周期短于符号持续期  $T$ , 例如等于  $T/2$ , 是有效的。在图 13 的实施例中, 可实现这种部分时段取样的方法是替换掉线性合成部 20 和发射基带产生部 30 的图 14 所示的横向滤波器  $91_q$  和  $92_q (q = 1, \dots, Q)$  的延迟元件 9A, 代之以图 15 所示的延迟时间为取样持续期  $T$  的  $1/2$  的延迟元件 9A'。在把此种结构应用到图 13 的全部横向滤波器  $91_1$  至  $91_Q$  和  $92_1$  至  $92_Q$  的情况下, 每个符号持续期  $T$  都是提供发射失真部 76 的输出信号, 因此在将其输入到横向滤波器  $92_1$  至  $92_Q$  之前, 需要用发射滤波器部 79 将其变换成具有取样周期  $T_s$  的信号。发射滤波器部 79 可以用众所周知的余弦滚降滤波器或开方滚降滤波器来形成。

如在图 6 实施例中所描述的, 在基站的发射阵列预编码部 70 的发射失真部 76 中, 设有模操作部 72 以防反馈回路的发散。另一方面, 在从基站发射的脉冲串信号的训练信号期间, 移动台建立与所接收信号的同步, 然后接收后继的数据信号, 但是当由基站中的模操作部 72 给输入信号  $\{a_r(i) - w_b \cdot b(i-1)\}$  增加或减少  $2M$  的整数倍时, 则当移动台从基站接收信号时建立载波同步出现了困难。尤其是, 当在训练信号期间未建立载波同步时, 移动台不能正确地接收来自基站的发射信号。作为对此问题的一种解决办法, 在训练信号期间, 把如图 16A 所示的放大率在 1 和 0 之间反复变化的增益控制信号  $G_0$  加到图 6 的复数乘法器 77, 由此使发射失真信号  $b(i)$  如图 16B 所示地成为脉冲形状, 从而防止具有大绝对值的信号的反馈。此增益控制只在训练信号期间进行, 在数据信号期间增益控制信号  $G_0$  设定为 1。在训练信号期间的增益控制可应用到前述诸实施例的任一实施例中。

虽然在以上各实施例的每一个中都把希望信号的延迟信号分量的最大时延描述为等于  $1T$ , 但是容易扩展到最大延时为  $NT$  (其中  $N$  为等于或大于 2 的整数) 的系统, 要做到这点, 只需把图 6 和图 11 的反馈滤波器部 64 的复数乘法器 63 以及复数乘法器 74、图 7、9、12 和 13 的反馈滤波器部 85 的复数乘法器 83 替换为  $N$  抽头的符号时段型横向滤波器并且使用其抽头系数作为反馈滤波器系数。但是在图 9 实施例中, 必须把延迟元件 82 的延迟时间设置为  $NT$ 。

如上所述, 通过对发射信号的滤波, 本发明即使在频率选择性衰落环境下也能防止收/发性能的恶化并能抑制由延迟信号分量造成的符号间干扰, 因此本发明提供的自适应阵列收发射机无需在移动台的接收机中设有

均衡器功能。

当使用其中有不可忽视的同频道干扰的高速传输无线系统时，本发明极为有用。

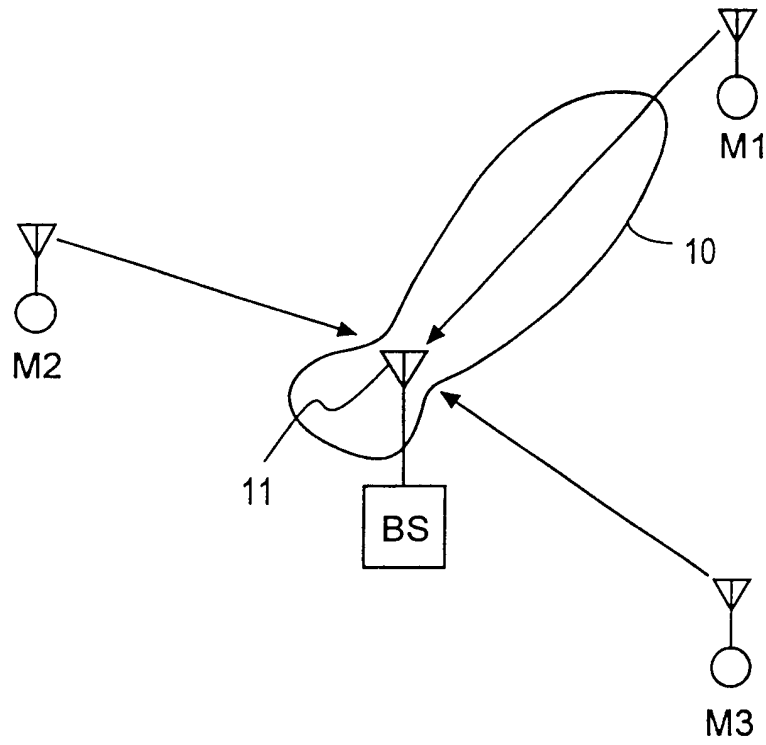


图 1

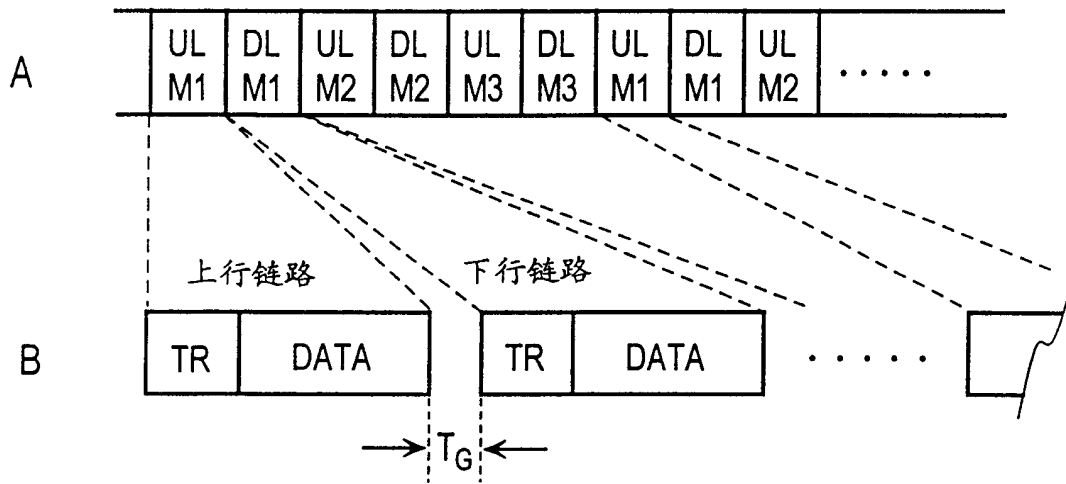


图 2

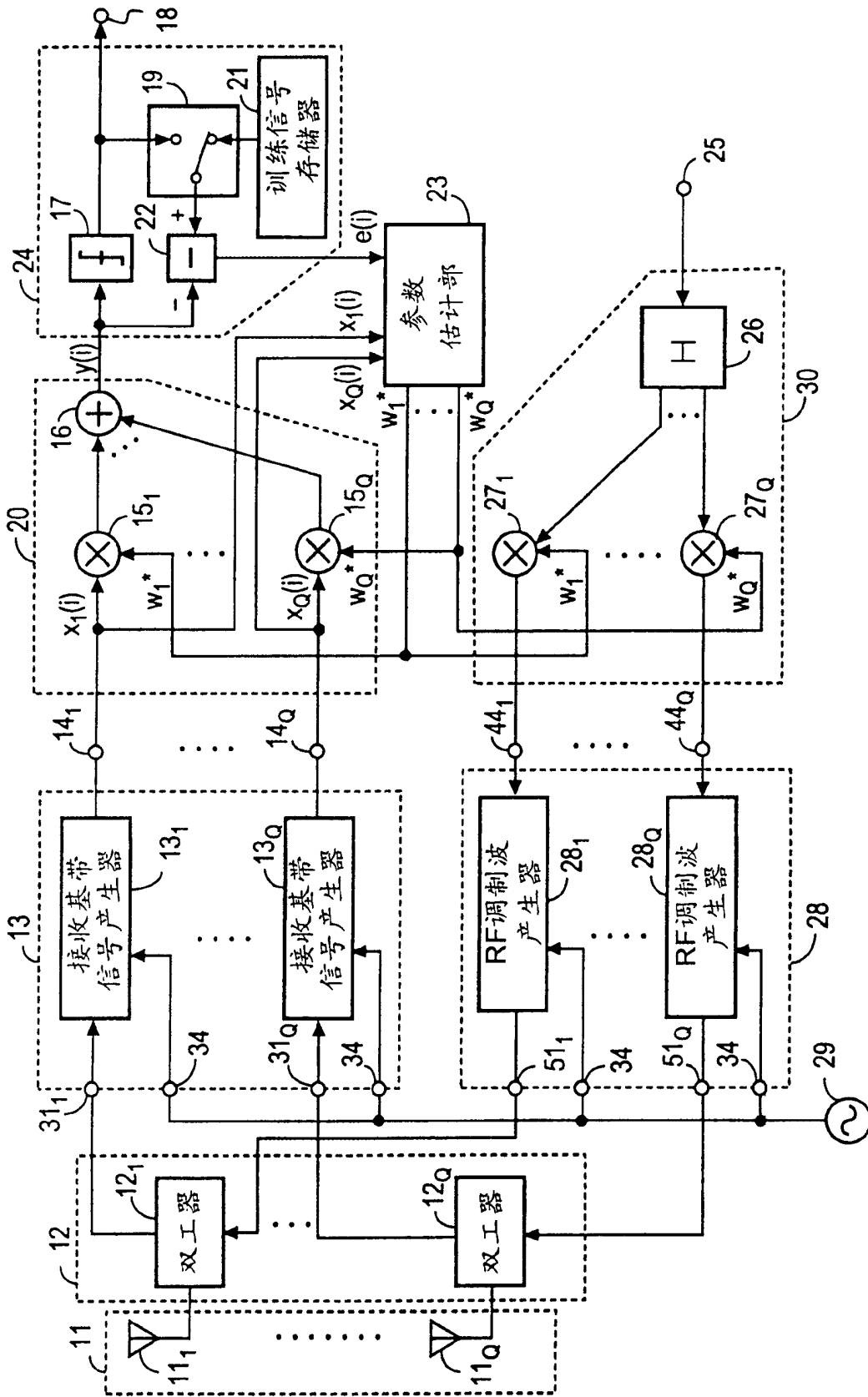


图 3

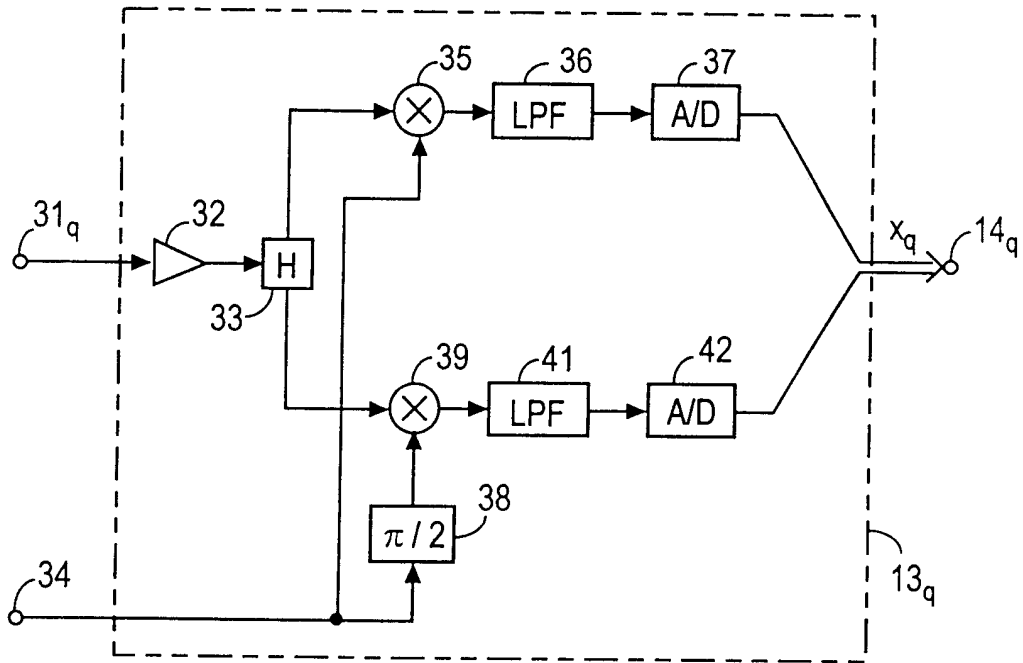


图 4

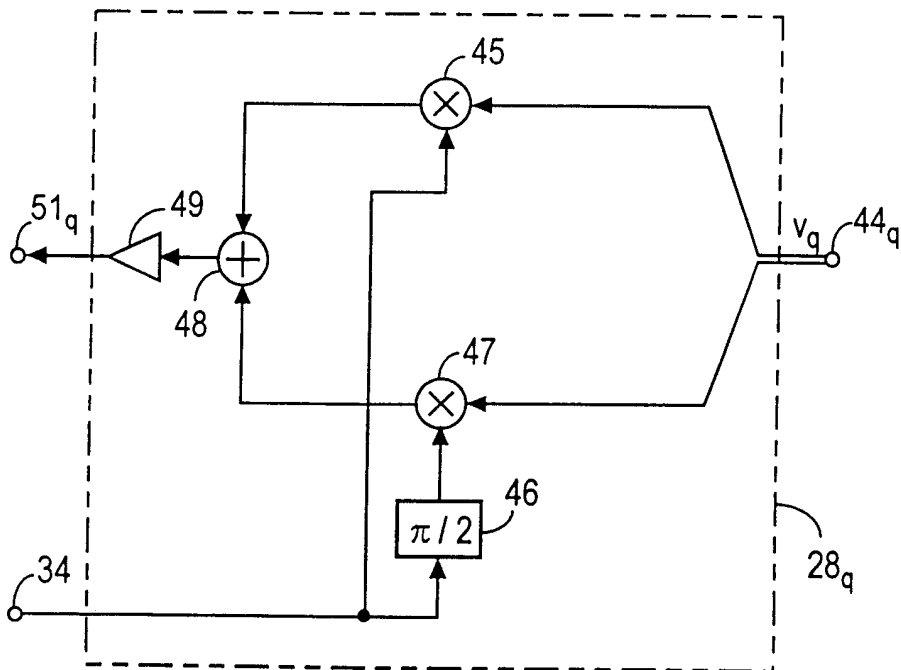


图 5

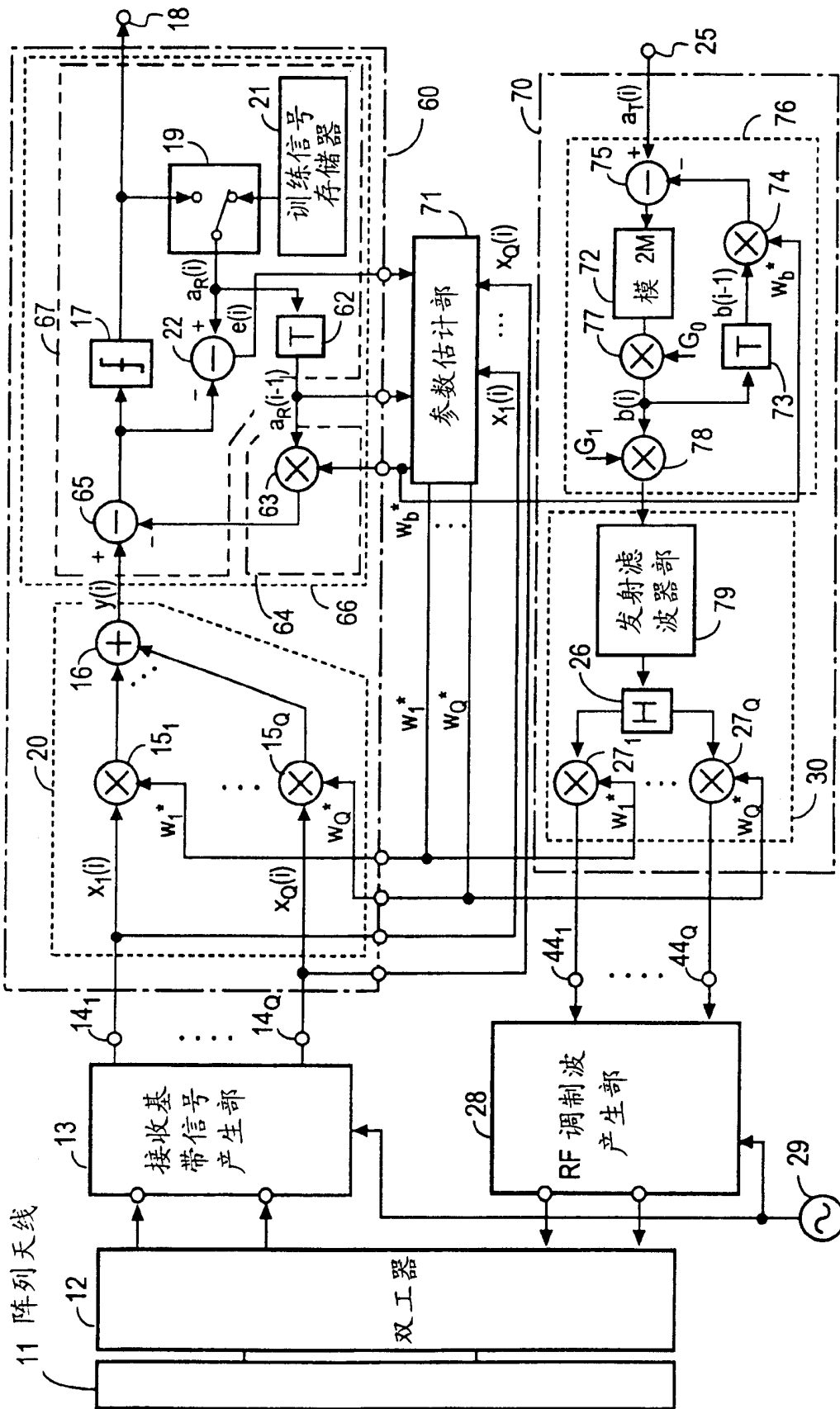


图 6

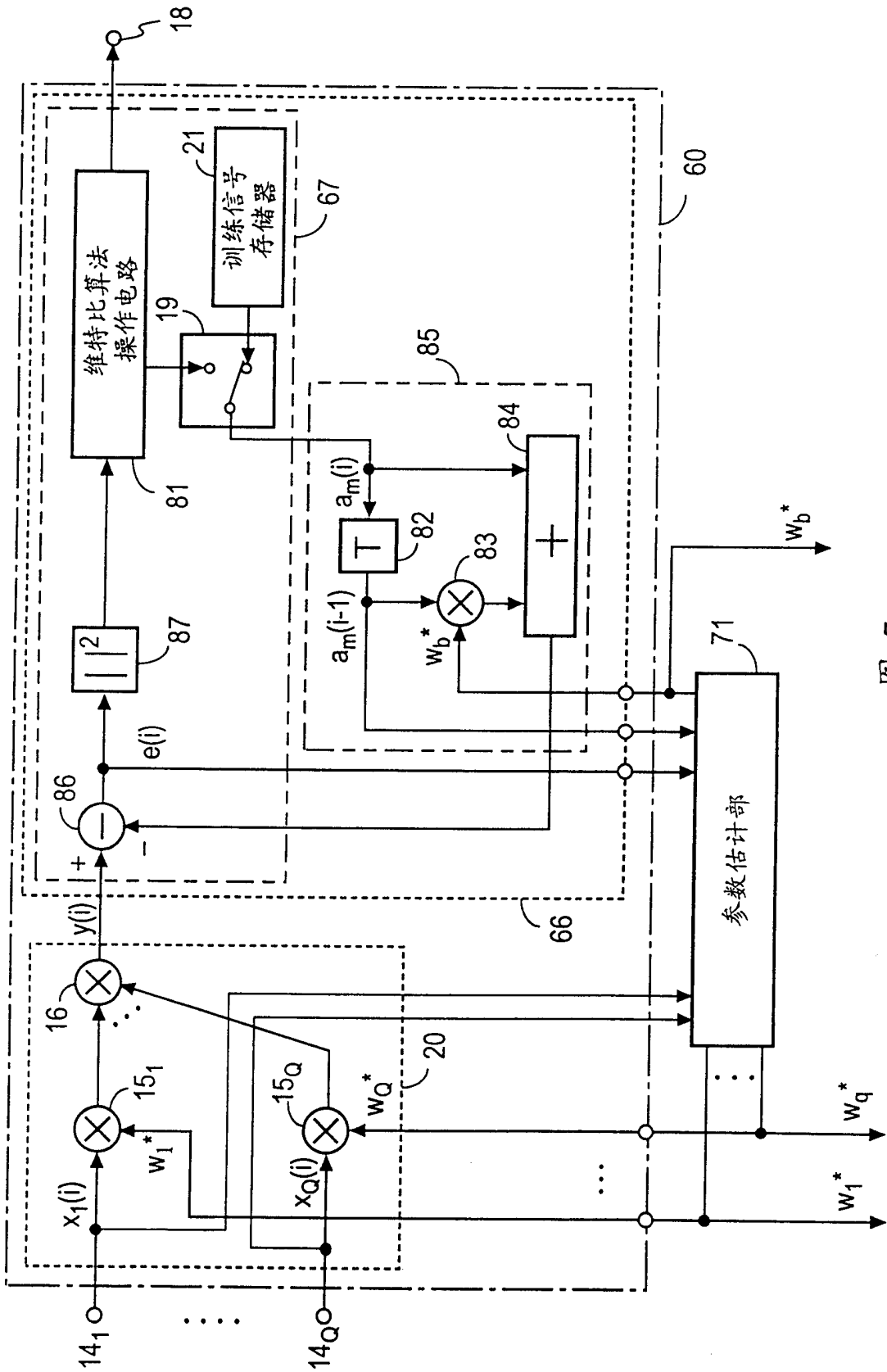


图 7

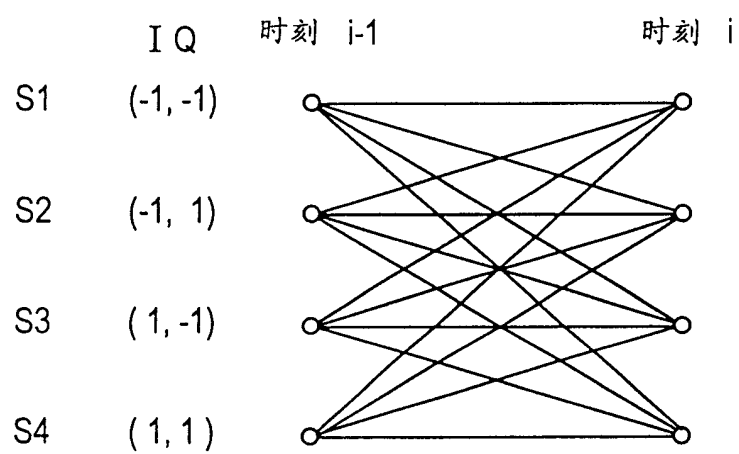


图 8



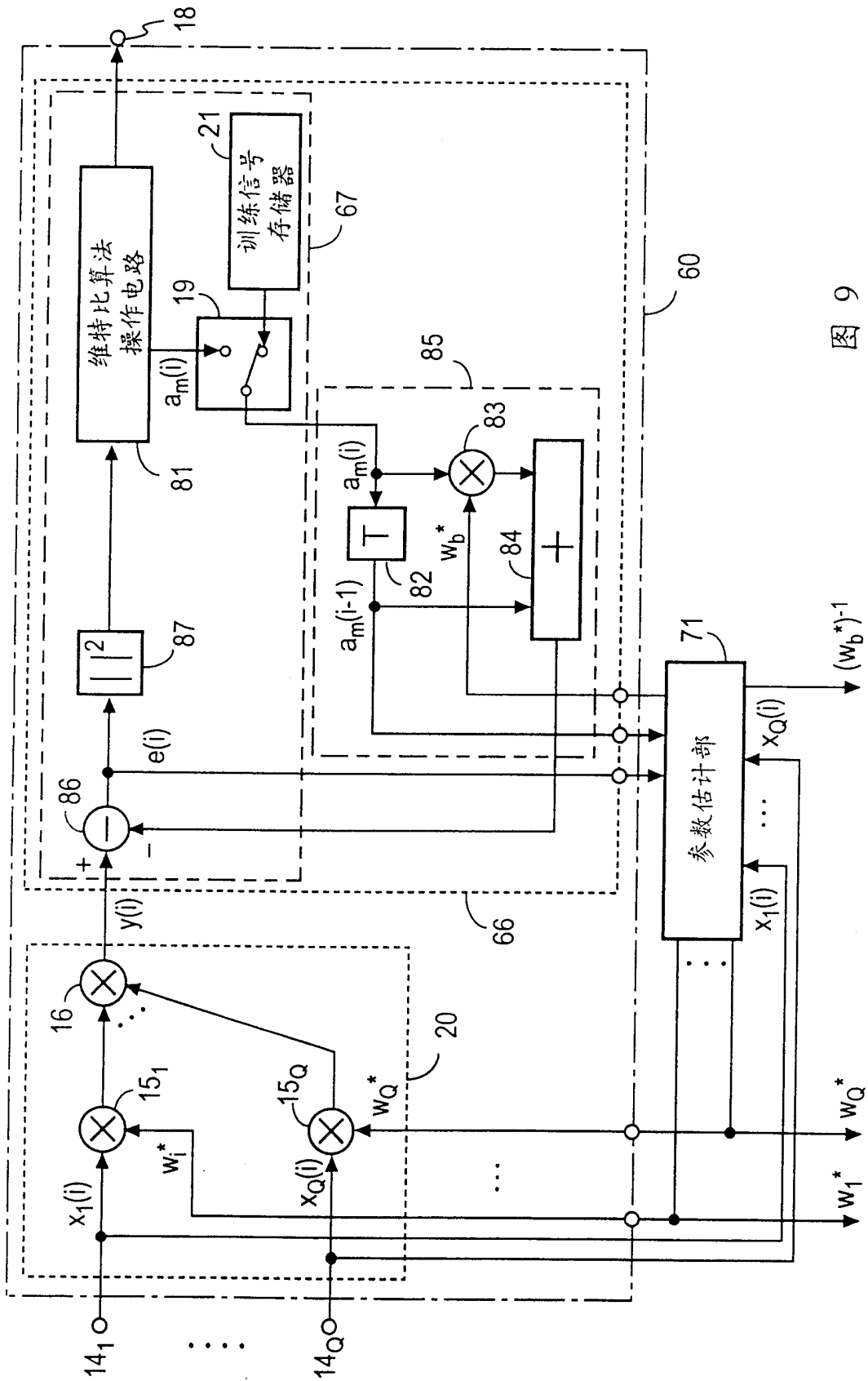


图 9

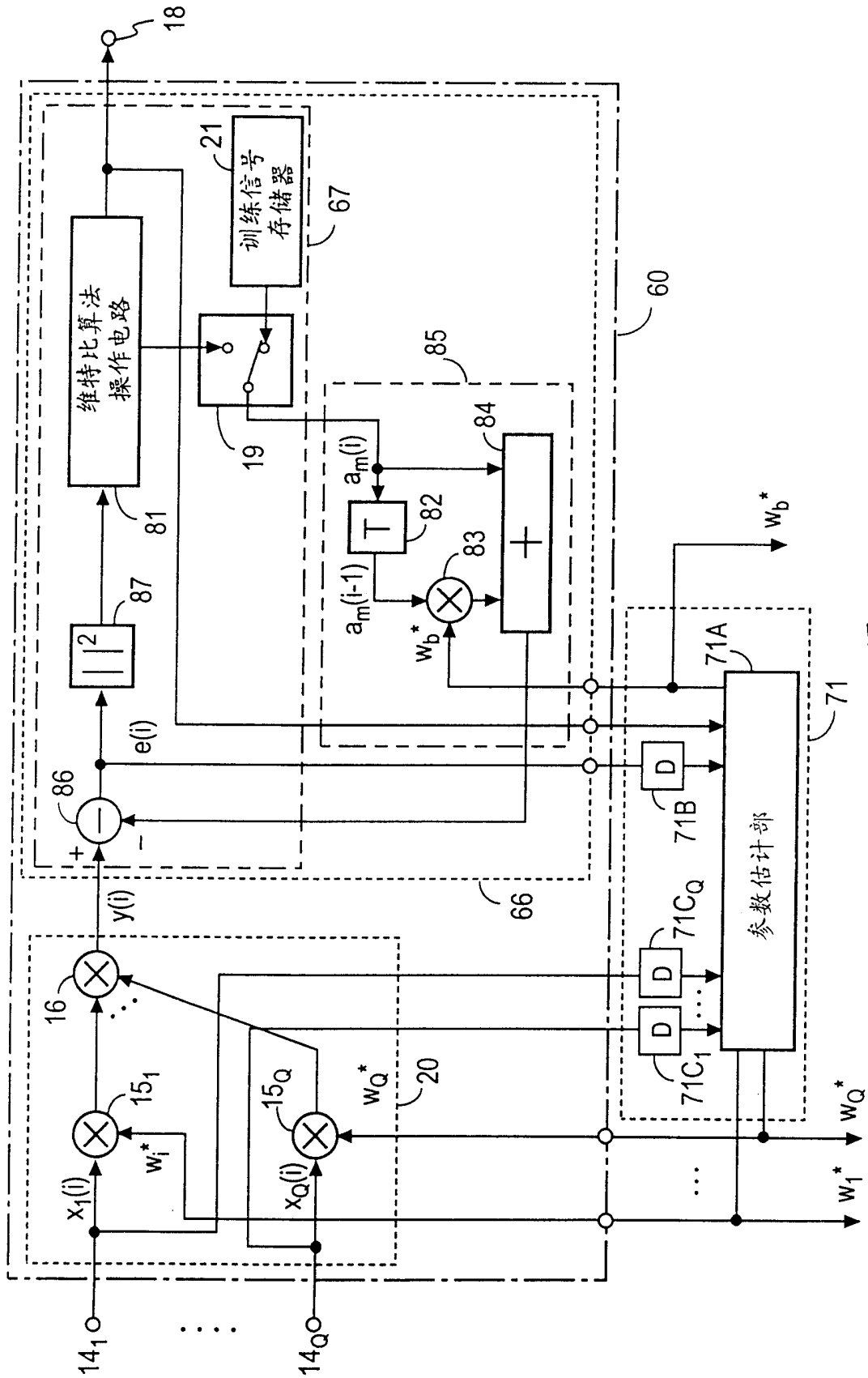


图 10

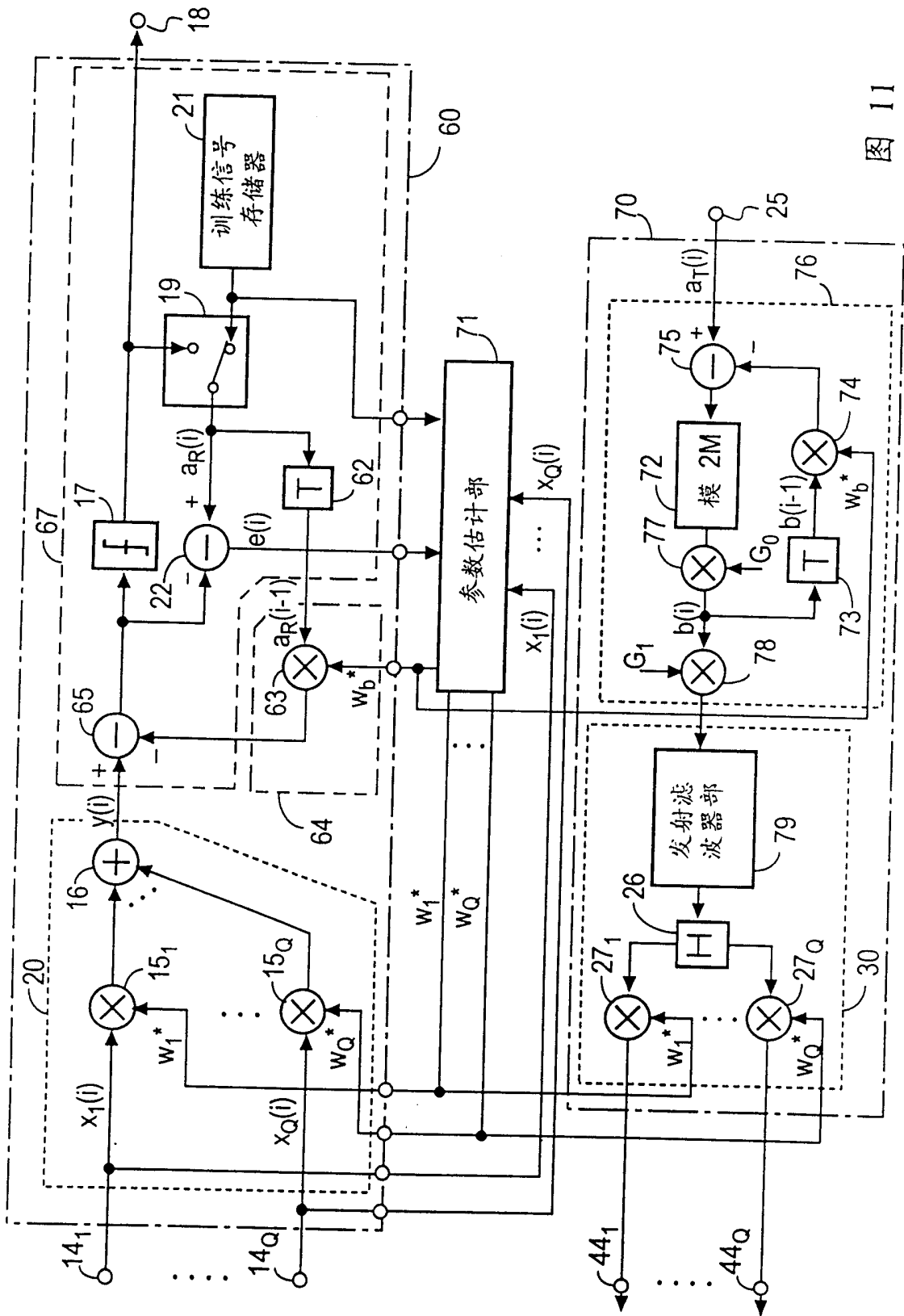


图 11

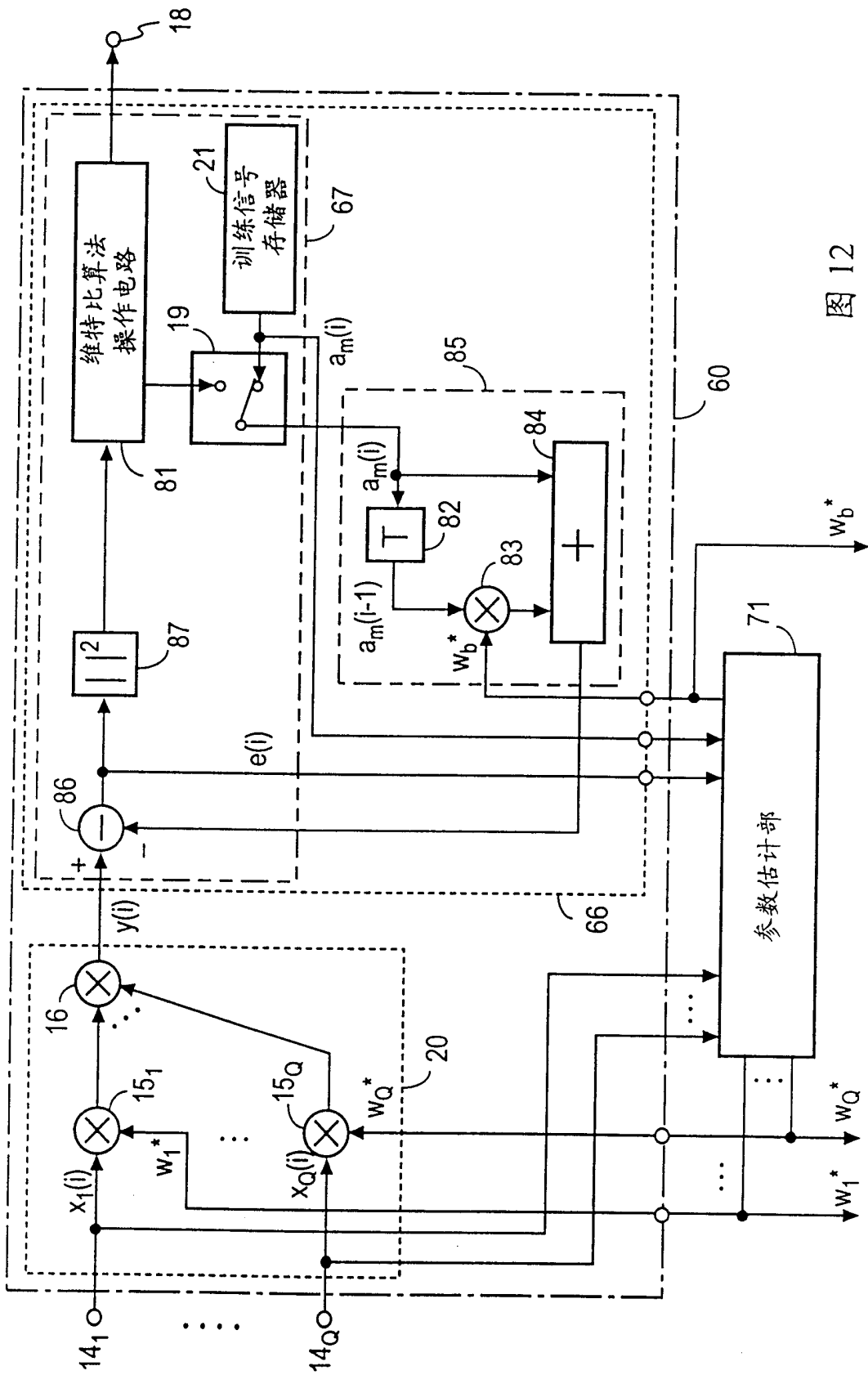


图 12

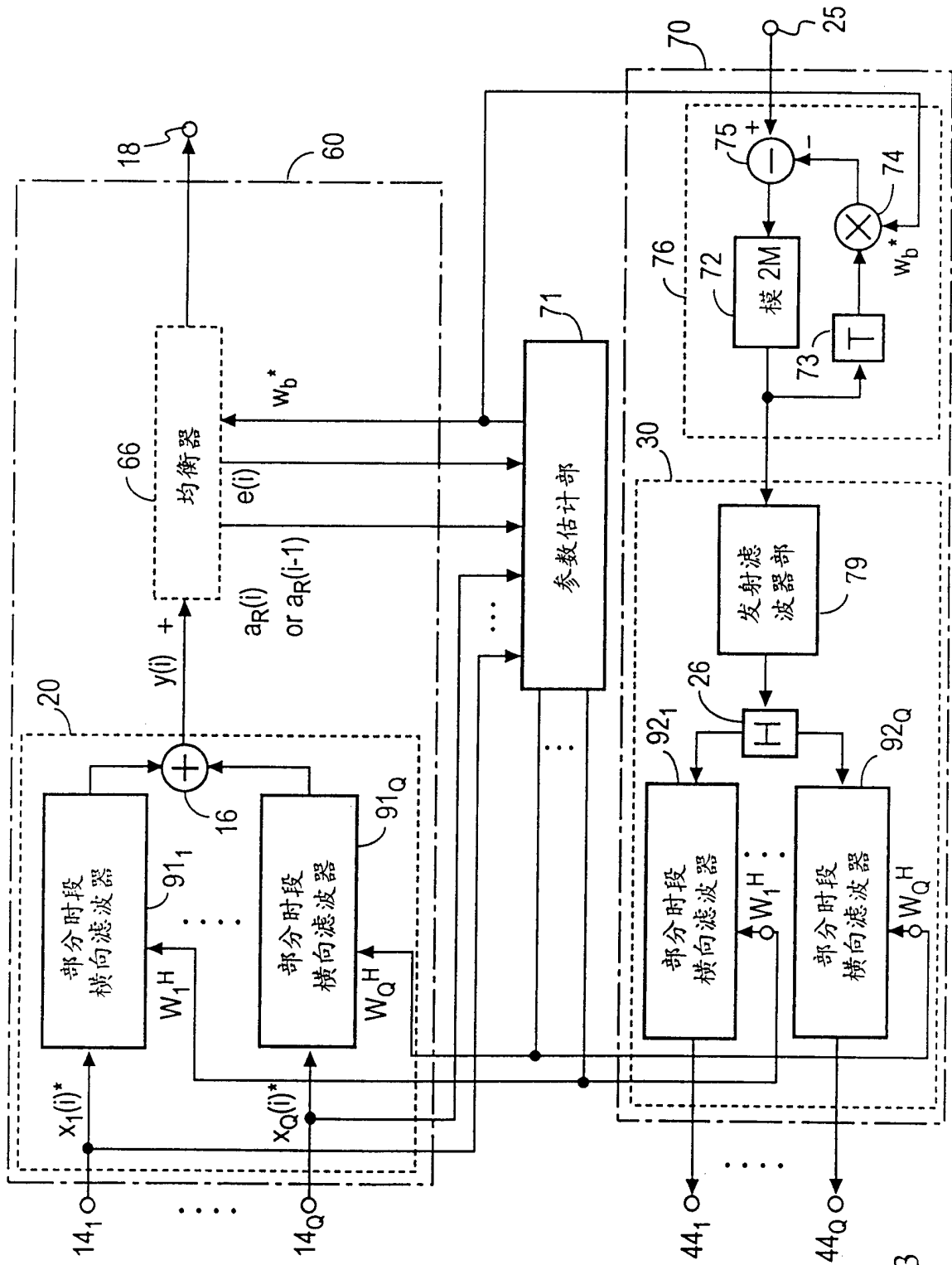


图 13

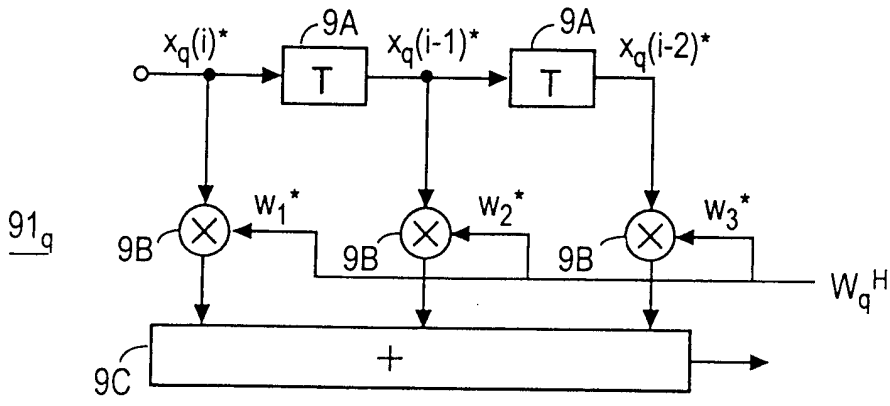


图 14

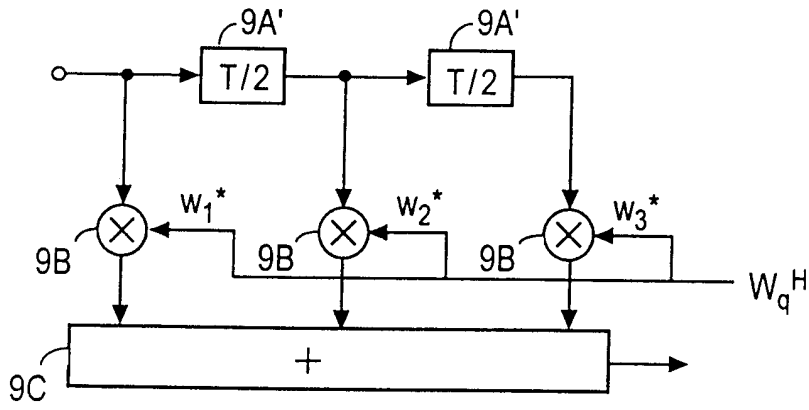


图 15

图 16A

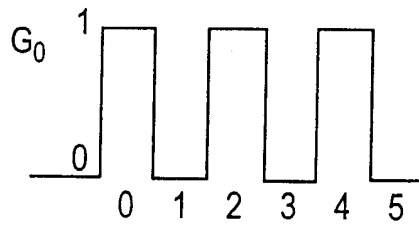


图 16B

