



# [12] 发明专利说明书

[21] ZL 专利号 97192464.3

[45] 授权公告日 2003 年 10 月 15 日

[11] 授权公告号 CN 1124702C

[22] 申请日 1997. 1. 15 [21] 申请号 97192464. 3

[30] 优先权

[32] 1996. 2. 23 [33] US [31] 08/606,240

[86] 国际申请 PCT/CA97/00020 1997. 1. 15

[87] 国际公布 WO97/31432 英 1997. 8. 28

[85] 进入国家阶段日期 1998. 8. 21

[71] 专利权人 北方电讯网络有限公司

地址 加拿大魁北克省

[72] 发明人 H·莱布

[56] 参考文献

JP4357721A 1992. 12. 10 H04B7/08

US5442627A 1995. 08. 15 H04K1/00

IEEEINTERNATIONALCONFERENCEON-  
COMMUNICATIONS 1995 - 05 - 01 SEXTON, T, A,  
ET, AL, " IMPLEMENTATION, OF, A, COHERENT, RE-  
VERSE, CHANNEL900MHzCDMA, RECEIVER, WITH,

REFERENCE, SYM

IEEEVEHICULARTECHNOLOGYCONFERENCE. PERSON-  
ALCOMMUNICATION 1993 - 05 - 01 LING, F" CO-  
HERENT, DETECTION, WITH, REFERENCE - SYMBOL,  
BASED, CHANNEL, ESTIMATION, COMMUNICATIONS"

审查员 杨艳丽

[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

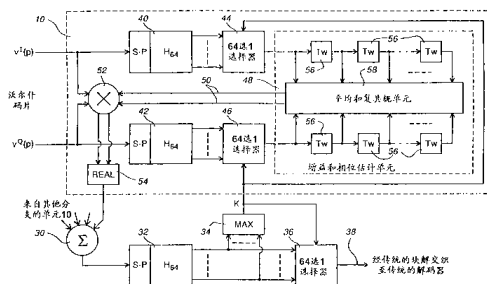
代理人 邹光新 李亚非

权利要求书 3 页 说明书 10 页 附图 3 页

[54] 发明名称 正交调制信号的信号解调和分集合并的方法和设备

[57] 摘要

为了合并若干路包括一系列各受一组正交函数(如沃尔什函数)中的一个函数调制的码元的分集信号,分集合并器包括为每路配置的一个用正交函数中的一个选定函数(K)对每个调制信号码元解调的解调器(40, 42, 44, 46)、一个根据已解调信号估计本路分集调制信号的相位旋转和振幅的相位估计器(56, 58)和一个根据所估计的相位旋转和振幅对本路分集调制信号进行相位消旋和振幅加权的复信号乘法器(52)。合并器(30)将分集各路的经相位消旋和振幅加权的调制信号相加,解调器(32)用各个正交函数对合并后的信号进行解调,最大值单元(34)和选择单元(36)为每个码元选择最大的已解调信号,从而为这个码元确定正交函数组中所述选定函数(K)。



1. 一种在采用正交调制的通信系统中处理调制信号的方法，所述方法包括下列步骤：

5 分别用一组正交调制函数中的每个函数对调制信号进行解调，产生一组已解调信号；和

从这组已解调信号中选择一个最佳的已解调信号；其特征在于：  
估计所选已解调信号的相位旋转；以及  
根据所估计的相位旋转对调制信号进行相位消旋。

10 2. 一种如在权利要求 1 中所提出的方法，其中所述对调制信号进行相位消旋的步骤是在对调制信号进行解调的步骤前对调制信号执行的。

3. 一种如在权利要求 1 或 2 中所提出的方法，其中所述调制信号包括一系列沃尔什码元，而所述解调步骤包括执行哈达马变换。

15 4. 一种合并若干路包括一系列各受一组正交函数中的一个函数调制的码元的分集信号的方法，所述方法包括下列步骤：

对于分集的每路调制信号，产生一个用正交函数组中一个选定函数对调制信号解调所得相应的已解调信号，

合并分集各路的调制信号产生一个分集合并的调制信号；

20 分别用正交函数组中每个函数对分集合并的调制信号进行解调，产生一组分集合并的已解调信号；以及

确定分集合并的已解调信号组中一个最大的分集合并的已解调信号，从而确定正交函数组中所述选定函数，其特征在于：

25 对于分集的每路调制信号产生一个已解调信号的步骤包括根据该已解调的信号估计调制信号的相位旋转和根据估计的相位旋转消旋调制信号的相位；和合并分集各路的调制信号的步骤包括合并分集各路的相位消旋的调制信号。

5. 一种如在权利要求 4 中所提出的方法，所述方法还包括下列步骤：对于分集的每路调制信号，估计调制信号的振幅，以及在合并步骤前根据所估计的振幅对分集的各路调制信号进行加权。

30 6. 一种如在权利要求 5 中所提出的方法，其中所述对分集的每路调制信号执行的调制信号进行相位消旋和振幅加权的步骤包括将调制信号与从已解调信号得出的估计相乘。

7.一种如在权利要求 4、5 或 6 中所提出的方法，其中所述合并步骤包括只将表示经相位消旋的调制信号的各路复信号的实部相加。

5 8.一种如在权利要求 4，或 5 或 6 中所提出的方法，其中所述对分集的每路调制信号执行的产生已解调信号的步骤包括下列步骤：用正交函数组中每个函数对调制信号解调，产生一组已解调信号；以及从这组已解调信号中选择一个作为所述已解调信号。

10 9.一种如在权利要求 4，5 或 6 中所提出的方法，其中所述对分集的每路调制信号执行的估计相位旋转的步骤包括将所述已解调信号对若干个码元进行平均。

10.一种如在权利要求 4，5 或 6 中所提出的方法，其中所述调制信号包括一系列沃尔什码元，而所述解调步骤包括执行哈达马变换。

11.一种在采用正交调制的通信系统中处理调制信号的设备，所述设备包括：

15 一个解调器，用来分别用一组正交调制函数中的每个函数对经相位消旋的调制信号进行解调，产生一组已解调信号；

一个选择器，用来从这组已解调信号中选择一个最佳的已解调信号；其特征在于：

20 一个响应所选已解调信号的相位估计器，用来产生所述相位估计；一个响应调制信号和该相位估计的相位消旋器，用来根据相位估计对调制信号进行相位消旋，产生一个经相位消旋的调制信号；该解调器用来解调相位消旋的调制信号。

12.一种如在权利要求 11 中所提出的设备，其中所述相位消旋器包括一个复信号乘法器。

25 13.一种如在权利要求 11 或 12 中所提出的设备，其中所述相位估计器包括一个平均器。

14.一种分集信号合并器，所述合并器包括：

30 为每路包括一系列各受一组正交函数中的一个函数调制的码元的分集信号配置的一个通过用正交函数组中的一个选定函数对每个调制信号码元解调产生一个已解调信号的解调器，

一个合并分集各路的经相位消旋的调制信号的信号合并器；

一个用正交函数组对信号合并器产生的一个合并信号进行解

调、产生一组分集合并的已解调信号的解调器；以及

为每个码元确定分集合并的已解调信号组中一个最佳的分集合并的已解调信号、从而为这个码元确定正交函数组中所述选定函数的装置；其特征在于：

5 每路分集信号的解调包括一个根据已解调信号估计该路分集调制信号的相位旋转的相位估计器和一个通过根据估计的相位旋转对该路分集调制信号进行相位消旋产生一个经相位消旋的调制信号的相位消旋器；和一个合并分集各路的经相位消旋的调制信号的信号合并器。

10 15. 一种如在权利要求 14 中所提出的分集信号合并器，所述合并器还包括为每路分集信号配置的一个根据本路分集信号的振幅估计对经相位消旋的调制信号进行加权的装置。

15 16. 一种如在权利要求 15 中所提出的分集信号合并器，其中所述为每路分集信号配置的相位消旋器和加权装置由一个复信号乘法器构成。

17. 一种如在权利要求 14、15 或 16 中所提出的分集信号合并器，其中所述信号合并器包括一个只将表示经相位消旋的调制信号的各路复信号的实部相加的加法单元。

## 正交调制信号的信号解调和 分集合并的方法和设备

5

### 技术领域

本发明与采用正交调制的通信系统中的信号解调和分集合并技术有关。

### 背景技术

10 虽然本发明可用于这类通信系统，但特别适合下面所例示的直接序列码分多址 (DS-CDMA) 蜂窝通信系统中反向信道或上行链路 (从移动台至基站) 的信号解调和分集合并。这种系统遵从 TIA/EIA (电信工业协会/电子工业协会) 暂行标准 IS-95-A, “双模宽带扩频蜂窝系统的移动台-基站一致性标准”, 下面简称为 IS-95 系统。众所周知, IS-95 系统的反向信道采用 64 元正交调制。

15

### 背景技术

在 DS-CDMA 移动蜂窝通信系统中, 两种明显损害信道的是来自其他用户的同信道干扰和由于移动台运动时所造成的包括多普勒频移在内的信号衰落。系统中所用的调制和编码使得在给定与系统一定容量 (即用户或移动台数) 相应的 SIR (信号干扰比) 的情况下可以获得尽可能低的出错概率。已知, 对于使 SIR 最佳从而可提供最佳系统容量来说, 相干检测技术比非相干检测技术更为可取, 因为相干检测技术可以使各分集信号相互同相合并。

20

已知有一种通信系统是通过利用 PLL (锁相环) 技术将各分集信号在相位上对准后再加以合并来达到相干检测的。然而, PLL 技术在诸如蜂窝通信系统那样的衰落环境中由于循环跳越率 (Cycle skipping rate) 的增大而可能起不到适当的作用。

25

也已知道, 例如在 IS-95 系统中, 在正向信道或下行链路 (从基站至移动台) 中提供一个导频信号, 以便在移动台接收机中进行相干检测。然而, 在反向信道或上行链路中, 使用这样一个公共的导频信号却是不现实的。

30

F. Ling 发表的“根据直接序列 CDMA 上行链路通信的信道估计利

用基准码元进行相干检测” (“Coherent Detection With Reference-Symbol Based Channel Estimation For Direct Sequence CDMA Uplink Communications”, IEEE Vehicular Technical Conference, VTC'93, pages 400-403, May 1993) 提出为了便于相干  
5 检测以较高的速率在反向信道每 6 个码元插入 1 个基准(导频)码元。然而, 这种技术与 IS-95 系统不能兼容。

因此, 对于 IS-95 系统中的反向信道已假设只有非相干检测技术是可行的。

H. Leib 等人发表的“高斯噪声扰动的向量的相位和差分相干接收机” (“The Phase of A Vector Perturbed By Gaussian Noise And Differentially Coherent Receivers”, IEEE Transactions on Information Theory, Vol. 34, No. 6, Pages 1491-1501, November 1988) 揭示了一种 PSK (相移键控) 调制信号非相干解调方法, 这种方法  
10 的性能接近相干解调的性能。这种方法在 H. Leib 发表的“数据辅助的 DPSK 非相干解调” (“Data-Aided Noncoherent Demodulation Of DPSK”, IEEE Transactions on Commaunications, Vol. 43, No. 2/3/4, pages 722-725, dated February/March/April 1995 and Published on or about April 24, 1995) 中作了推广。然而, 这些  
15 方法都未涉及正交调制信号。

20 在题为“Receiver for a Direct Sequence spread spectrum Orthogonally Encoded Signal Employing Rake Principle”、公开于 1995 年 2 月 5 日的国际专利申请 WO-A-95101018 中, 公开了一种称之为双最大测量生成的方法和一种用来在诸如用于 IS-95 系统的预约信道的非相干接收机系统中解码一个正交编码数据信号的设备。  
25 备。

本发明的目的是提供在采用正交调制的通信系统中特别是用于 IS-95 系统反向信道的信号解调和分集合并方法以及实现这些方法的设备。

#### 发明内容

30 按照一种表现形态, 本发明提供了一种在采用正交调制的通信系统中处理调制信号的方法, 这种方法包括下列步骤: 分别用一组正交调制函数中的每个函数对调制信号进行解调, 产生一组已解调信号;

从这组已解调信号中选择一个最佳的已解调信号；估计所选已解调信号的相位旋转；以及根据所估计的相位旋转对调制信号进行相位消旋。

5 本发明的一种相应表现形态提供了一种在采用正交调制的通信系统中处理调制信号的设备，这种设备包括：一个响应调制信号和调制信号相位估计的相位消旋器，用来根据相位估计对调制信号进行相位消旋，产生一个经相位消旋的调制信号；一个解调器，用来分别用一组正交调制函数中的每个函数对经相位消旋的调制信号进行解调，产生一组已解调信号；一个选择器，用来从这组已解调信号中  
10 选择一个最佳的已解调信号；以及一个响应所选已解调信号的相位估计器，用来产生所述相位估计。

本发明的另一种表现形态提供了一种合并若干路包括一系列各受一组正交函数中的一个函数调制的码元的分集信号的方法，这种方法包括下列步骤：对于分集的每路已调信号，产生一个与用正交函数  
15 组中一个选定函数对调制信号解调所得相应的已解调信号、根据这个已解调信号估计调制信号的相位旋转和根据所估计的相位旋转对调制信号进行相位消旋；合并分集各路的经相位消旋的调制信号，产生一个分集合并的调制信号；分别用正交函数组中每个函数对分集合并的调制信号进行解调，产生一组分集合并的已解调信号；以及确定分  
20 集合并的已解调信号组中一个最大的分集合并的已解调信号，从而确定正交函数组中所述选定函数。

这种方法最好在合并步骤前还包括下列步骤：对于分集的每路调制信号，估计调制信号的振幅，根据所估计的振幅对分集的这路调制信号加权。

25 较为有利的是，合并步骤包括只将表示经相位消旋的调制信号的路复信号的实部相加的步骤。

较为方便的是，对分集的每路调制信号执行的估计相位旋转的步骤包括将所述已解调信号对若干个码元进行平均。

30 本发明还提供了一种分集信号合并器，这种合并器包括：为每路包括一系列各受一组正交函数中的一个函数调制的码元的分集信号配置的一个通过用正交函数组中一个选定函数对每个调制信号码元解调产生一个已解调信号的解调器、一个根据已解调信号估计本路分

集调制信号的相位旋转的相位估计器和一个通过根据所估计的相位旋转对本路分集调制信号进行相位消旋产生一个经相位消旋的调制信号的相位消旋器；一个合并分集各种的经相位消旋的调制信号的信号合并器；一个用正交函数组对信号合并器产生的一个合并信号进行解调、产生一组分集合并的已解调信号的解调器；以及为每个码元确定分集合并的已解调信号组中一个最佳的分集合并的已解调信号、从而为这个码元确定正交函数组中所述选定函数的装置。

#### 附图说明

从以下结合附图所作的说明中可以对本发明有更深入的了解，在这些附图中：

图 1 原理性地示出了 IS-95 蜂窝通信系统的反向信道接收机中一个分集支路的正交沃尔什码片 (walsh chip) 解调器的方框图；

图 2 原理性地示出了按照本发明实施例构成的这种系统的分集合并器和信号解调器的各个部分；以及

图 3 示出了按照本发明实施例构成的信号解调器的总体方框图。  
具体实施方式

众所周知，在 IS-95 系统中以 9.6 千比特/秒 (kbps) 比特率在反向信道上从移动台向基站传输的数据在 1/3 速率卷积编码器中编码成速率为 28.8 千码/秒 (ksps) 的一系列码元。在块交织后，速率为 28.8ksps 的码元用 64 元正交调制进行调制，为每个 6 码元组产生用沃尔什函数生成的  $2^6 = 64$  个相互正交波形中的一个波形，从而产生速率为 4.8 调制 ksps 的调制码元。每个调制码元称为沃尔什码元，包括 64 个沃尔什码片，一个沃尔什码片是一个沃尔什函数的最短可标识元，从而一个 N 阶的沃尔什函数有  $2^N$  个沃尔什码片。因此，这些沃尔什码元的沃尔什码片率为 307.2 千码片/秒 (kcps)。

速率为 307.2kcps 的沃尔什码片受到将每个沃尔什码片与一个所谓长码模 2 相加的直接序列扩频，导致码片率为 1228.8kcps，所得到的码片用 I 和 Q (同相和正交相) PN (伪噪声) 序列正交扩频，再经基带滤波后传输。

基站中的接收机需要执行与以上这些操作相反的操作。为了有利于接收，接收机配备了四个称为分支分集路径，每个分支可以加有来自多个源的输入，例如是六个源，包括小区的三个扇区中每个扇区两

个天线共六个天线。为了使系统的容量最大，希望能以最佳方式合并分集各路或分支的信号。

正如前面在本发明的背景中所说明的那样，希望能采用相干检测，使各分支的信号相互同相合并，但是不实际。在现有技术中，这些信号以非相干方式合并。具体地说，这些信号的实际部分量和虚部分量分别平方后再相加，没有利用相位信息。

参见附图，图 1 示出了一种在输出端产生沃尔什码片的正交沃尔什码片解调器的已知概念，该图是充分理解本发明的内容所必需的。每个分支都配有一个这样的解调器。图 2 示出了一个分集或分支合并器，它包括若干个单元 10（每个分支一个），在图 2 仅示出一个单元 10，如虚线方框所围，还包括其他一些对于各分支来说是公共的器件，这在下面还要进行说明。图 1 的正交沃尔什码片解调器的输出构成图 2 中相应一个单元 10 的输入。

参见图 1，在这个正交沃尔什码片解调器中，两个混频器 12 加有相位正交的（正弦和余弦）信号和线 14 上的接收信号，它们的输出信号由滤波器 16（例如各包括一个低通滤波器和一个匹配滤波器）滤波后再由采样器 18 以 1228.8kcps 的码片率采样，从而分别得到相位正交信号的一系列样点  $x^1(m)$  和  $x^0(m)$ ，其中  $m$  为每个样点的整数附标，而  $I$  和  $Q$  分别标记同相和正交分量。这些样点在乘法单元 20 内分别与由  $I$  和  $Q$  PN 序列组合的长码构成的序列  $a^1(m)$  和  $a^0(m)$  相乘，这些单元 20 的相应相位正交的输出在加法单元 22 内相加，得出正交扩频码片。加法单元 22 输出的相继码片每四个一组再在加法单元 24 内相加，从而产生以整数附标  $P$  标记的沃尔什码片率为 307.2kcps 的沃尔什码片的相应同相和正交（或实部和虚部）分量  $v^1(p)$  和  $v^0(p)$ 。

下面参见图 2，对于（在 IS-95 系统中）四个分支的每个分支，例如如以上结合图 1 所述的解调器产生的沃尔什码片送至相应一个单元 10，而所有四个单元 10 还都加有一个下面将要说明的附标  $K$ 。四个单元 10 的输出送至构成分支或分集合并器的加法单元 30 相加，如图 2 所示。加法单元 30 的输出送至变换单元 32。变换单元 32 执行对输入的 64 码片串并行（S-P）变换和 64 元哈达马变换（64-ary Hadamard transform H64），从而构成了一个对分集合并信号的沃尔什码元解调器。因此，变换单元 32 有 64 个并行输出，各表示用 64

个沃尔什函数中的相应一个函数对当前分集合并沃尔什码元的解调结果。极大值单元 (MAX) 34 确定这些输出中哪个是最大输出, 在它的输出端产生附标 K, 标识这个最大输出。

如图 2 所示, 附标 K 除了送至每个单元 10 以外, 还送至加有变换单元 32 输出的 64 选 1 选择单元 36, 作为控制输入信号。这样, 选择单元 36 就将所确定的变换单元 32 的最大输出送至输出线 38, 作为已解调沃尔什码元。输出线 38 引至块解交织器和其后的卷积解码器 (均未示出), 块解交织器和卷积解码器以已知方式执行前面所述的块交织和卷积编码的逆操作。或者, 也可以将变换单元 32 输出的整个变换向量通过块解交织器送至卷积解码器, 以提供沃尔什-哈达马解调和卷积解码的最佳组合。

图 2 详细示出了其中一个分支的单元 10, 而其他分支的单元 10 与此完全相同。每个单元 10 包括两个都与上述变换单元 32 完全相同的变换单元 40 和 42, 因此分别对加在单元 10 输入端的沃尔什码片的实部和虚部分量  $v^1(p)$  和  $v^0(p)$  进行串并行 (s-p) 变换和 64 元哈达马变换 ( $H_{64}$ )。单元 10 还包括两个 64 选 1 选择单元 44 和 46, 它们在极大值单元 34 送至单元 10 的附标 K 的控制下分别选择单元 40 和 42 各自 64 个输出中的一个输出。选择单元 44 和 46 的输出一起构成一个复信号解调沃尔什码元的实部和虚部分量, 送至下面将要说明的示于虚线框内的增益和相位估计单元 48。估计单元 48 在它们接在线 50 上的输出端产生一个为选择单元 44 和 46 送至估计单元的复信号的估计的复共轭的复信号的实部和虚部分量。也就是说, 如果选择单元 44 和 46 提供的复信号的估计用  $Ae^{j\theta}$  表示, 其中 A 为所估计的振幅而  $\theta$  为所估计的相位, 则估计单元在线 50 上的输出为  $Ae^{-j\theta}$ 。

单元 10 还包括一个将输入的沃尔什码片复信号与线 50 上的复信号相乘的复信号乘法器 52 和一个加有复信号乘法器 52 所提供的乘积的取实部单元 (REAL) 54。单元 54 将复信号乘积的实部分量送至加法单元 30, 作为本支路的贡献, 而加法单元 30 将来自四个分支的贡献合并在一起, 如前面所述。

在图 2 中所示的这种估计单元 48 中, 它由若干个延迟元 56 组成, 每个的延迟  $T_w$  等于沃尔什码元时间, 即  $1/4.8\text{ksps}=208.3\mu\text{s}$ 。这些延迟元 56 形成了分别对选择单元 44 和 46 的输出进行延迟的相应抽头

延迟线，这些抽头为平均和复共轭单元 58 提供输入信号。单元 58 形成由在延迟线抽头的各实部和虚部信号分量表示的这些复信号的平均值，构成前面所指的复信号  $Ae^{j\theta}$ ，再产生这个平均值的复共轭  $Ae^{-j\theta}$ ，以实部和虚部信号分量的形式加在线 50 上。

- 5 也就是说，如果选择单元 44 和 46 的输出分别为实部和虚部信号分量  $z^1(n-1)$  和  $z^0(n-1)$ ，其中  $n$  为一个由当前进入单元 10 的沃尔什码片组成的当前沃尔什码元的整数附标，那么它们就表示了复信号  $z^1(n-1) + jz^0(n-1)$ 。如果每个延迟线具有  $L$  个延迟元 56，复信号  $Ae^{j\theta}$  就为：

$$10 \quad Ae^{j\theta} = \left( \frac{1}{L+1} \right) \sum_{r=1}^{L+1} (z^1(n-r) + jz^0(n-r))$$

而加在线 50 上的信号分量为它的复共轭  $Ae^{-j\theta}$  的实部和虚部。例如， $L$  可以方便地取为 10 至 12 左右的范围，或者取为 2 的整次幂，如 8 或 16。

- 15 在工作中，变换单元 40、42 和选择单元 44、46 按照递归确定的附标  $K$  对每个进入的复信号沃尔什码元进行解调，将所得到的已解调复信号送至增益和相位估计单元 48。单元 48 将复输出信号  $Ae^{-j\theta}$  加到线 50 上，复输出信号  $Ae^{-j\theta}$  的振幅  $A$  为前  $L+1$  个已解调沃尔什码元的振幅的估计或平均值，表示本分支接收信号的振幅，而相位  $-\theta$  为进入的沃尔什码片相对表示复信号沃尔什码片相平面中的实轴的载波相移或相位旋转的相反数。这种平均部分是为了减小噪声的影响，因此
- 20 可据此选择  $L$  的值。

- 在乘法单元 52 中，将每个进入的复信号沃尔什码片乘以线 50 上的复信号  $Ae^{-j\theta}$ 。这样相乘由于抵消了每个沃尔什码片的相对实轴的相位旋转  $\theta$  而使每个沃尔什码片得到相位消旋，将每个沃尔什码片在相位上
- 25 与实轴对准。同时，这种相乘提供了对每个沃尔什码片的振幅按照本支路的平均信号振幅的加权。由于在各支路的单元 10 中进行同样的处理，因此在不同的单元 10 中的乘法单元 52 的输出端得到的各复信号在相位上基本对准，而且是各按本支路的平均信号振幅经振幅加权的。这样就可以通过将它们相加进行合并，所得到的结果基本上
- 30 相当于不同分支的沃尔什码片的相干合并。

由于乘法单元 52 的输出是一个包括噪声和干扰成分以及相位与

实轴基本对准的有用信号的复信号，因此配置了取实部单元 54，使得单元 10 的输出只有这个复信号的实部，这样就抑制了这个复信号的含有大都是噪声和干扰的虚分量，从而提高了信噪比。于是，取实部单元 54 的输出构成了单元 10 的输出，它是一个实信号，如前面所述那样送至加法单元 30，与其他分支的其他经加权的沃尔什码片信号通过简单的实部相加进行合并。

由于在各乘法单元 52 中信号的相位对准和振幅加权，加法单元 30 的输出构成了一条相位与实轴对准的经最佳分集合并的沃尔什码片序列。如前面所述，变换单元 32 用各个沃尔什函数对由这个序列构成的一系列沃尔什码元解调，由单元 34 确定最大值，从而确定附标  $K$ 。

这种配置的优点是在进行发送的移动台处于静止或缓慢运动的情况下卷积编码增益比较低时提供了特别良好的增益。相反，对于快速运动的移动台，在卷积编码增益较高时，这种配置由于对振幅和相位的估计不够精确增益就比较低。因此这种结构和卷积编码合在一起就能构成一种互补的特别有利的组合方式。

图 2 所示分集合并配置的这些功能都可以很方便地还可能与通信系统的其他功能一起用一个或多个数字信号处理器集成电路实现。

可以理解，也可以采用与上面结合单元 48 所述不同的增益和相位估计方式。例如，代替上面所述的简单平均，可以采用递归平均、卡尔曼滤波或任何其他方便的平均或滤波处理来提供所需的振幅和相位估计。此外，虽然如上所述单元 48 在单个处理过程中提供振幅和相位的估计，但这两个估计也可以分开进行。例如，振幅可以通过求出在单元 44 和 46 的输出端或单元 40 和 42 的输出端的已解调信号振幅的平方和来估计，而相位可以独立地根据所估计的振幅和单元 46 的输出端的振幅进行估计。

此外，虽然如上所述每个分支的沃尔什码片按照所估计的振幅通过在乘法单元 52 中乘以这个所估计的振幅进行直接加权，但也可以采用任何其他所需的加权方式，例如按照诸如所估计的振幅的平方之类的非线性函数进行加权，甚至就不进行加权（虽然最好不要这样）。还有，如上面所述在乘法单元 52 中合在一起执行的相位消旋和加权功能如果需要的话也可以分开执行。也可以理解，可以不要取实部单

元 54, 将复信号沃尔什码片进行合并和解调, 而不像上面所述那样只利用这些信号的实部, 虽然也最好不要这样, 因为如上面所述采用取实部单元 54 可以消除虚部的噪声, 而且结构比较简单。

还可以看到, 虽然如上所述每个沃尔什码元的沃尔什码片由变换单元 40 和 42 与经分集合并的沃尔什码元由变换单元 32 解调同步地用各正交沃尔什函数解调, 然后再由选择单元 44 和 46 按照为相应码元确定的附标 K 进行选择, 但不一定非要这样。例如也可以是在进入的沃尔什码片与变换单元 40 和 42 之间加一级引入一个沃尔什码元时间的延迟  $T_w$ , 这两个单元 (不需要选择单元 44 和 46 的配合) 根据附标 K 只选用由附标 K 确定的那个沃尔什函数对沃尔什码元进行解调。这种方法减少了对每个单元 10 要求的运算量, 但在估计增益和相位中引入了延迟  $T_w$ , 然而对于增益和相位变换较慢的情况来说, 这延迟对处理并没有明显的影响。

此外, 虽然以上说明是具体针对 IS-95 系统的, 但可以理解本发明也可用于采用正交调制、合并各路分集信号的其他通信系统, 通过根据对进入的信号的相位估计执行相位旋转将各路分集信号的相位对准, 最好但也可以不必根据对进入的信号的振幅估计进行加权。

可以看到, 本发明也可用于不必进行任何分集合并而只希望在解调前校准进入的正交调制信号的相位以便例如像前面所述那样利用取实部单元 54 来减小噪声的通信系统。由于只有一路信号, 这种配置就只需要一个单元 10, 而上面所述的加权和加法单元 30 可以省去。如果需要的话, 这种配置还可以通过使它递归加以简化, 省去单元 32 和 34, 最大值单元 34 的输入来自单元 40 的输出端, 而送至单元 40 和 42 的是相位消旋单元 (乘法单元 52) 的输出信号而不是进入的信号。这种配置示于图 3 总体方框图。

参见图 3, 为简明起见可能承载复信号的都用单线表示。进入的正交调制码元通过相位消旋器 60 送至解调器 62, 由解调器 62 用每个正交调制函数对每个码元解调, 产生一组已解调输出, 由单元 64 确定其中的一个最佳 (例如最大) 的已解调输出, 控制选择器 66 选择这个最佳已解调信号作为输出。这个输出信号的相位旋转由相位估计器 68 确定, 而相位估计器 68 的输出用来控制相位消旋器 60, 以消除相位旋转。

因此，虽然以上对本发明的具体实施例作了详细说明，但应当指出的是这些实施例以及其他可以作出的种种修改、变动和调整都应属于本发明的专利保护范围。

5

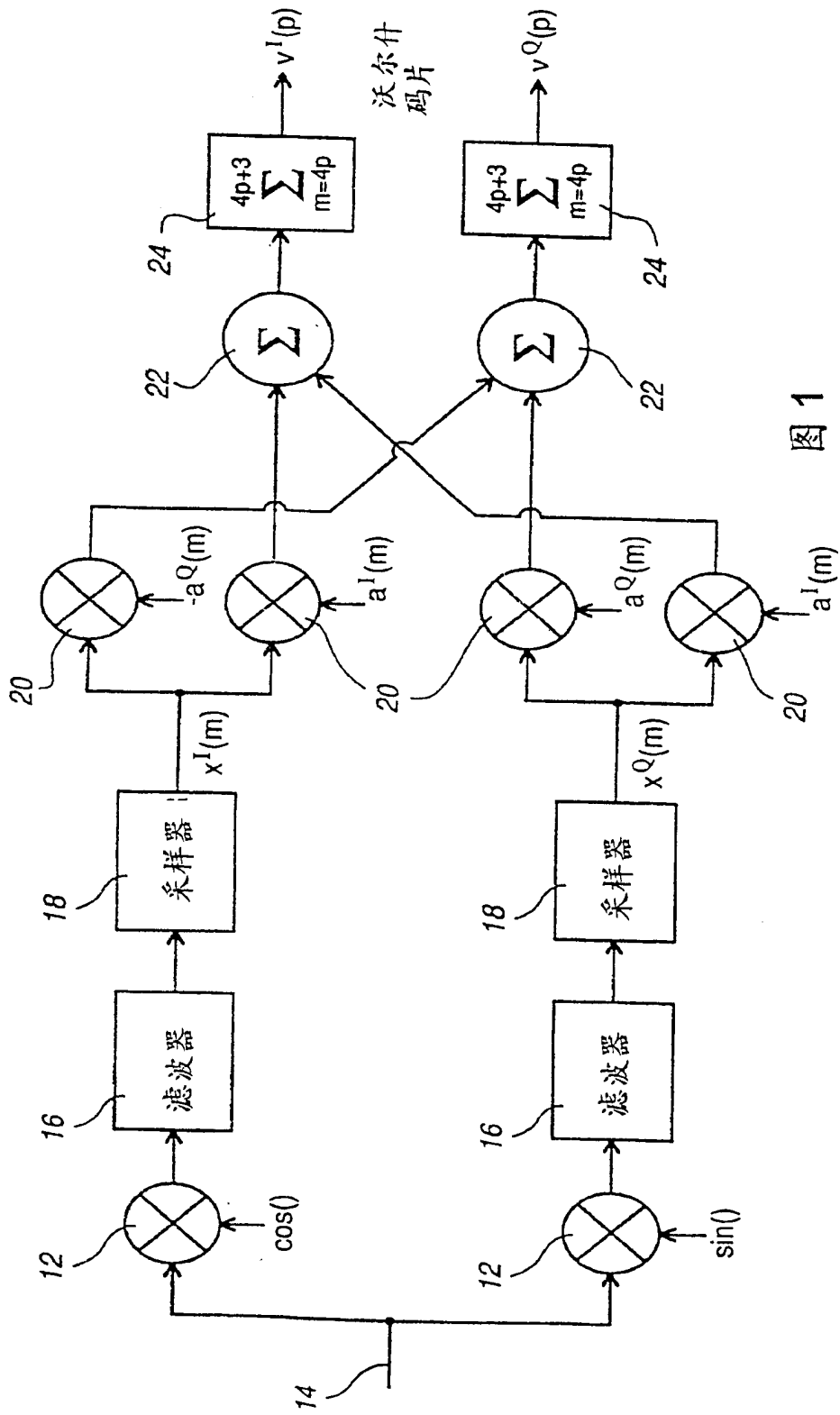


图 1

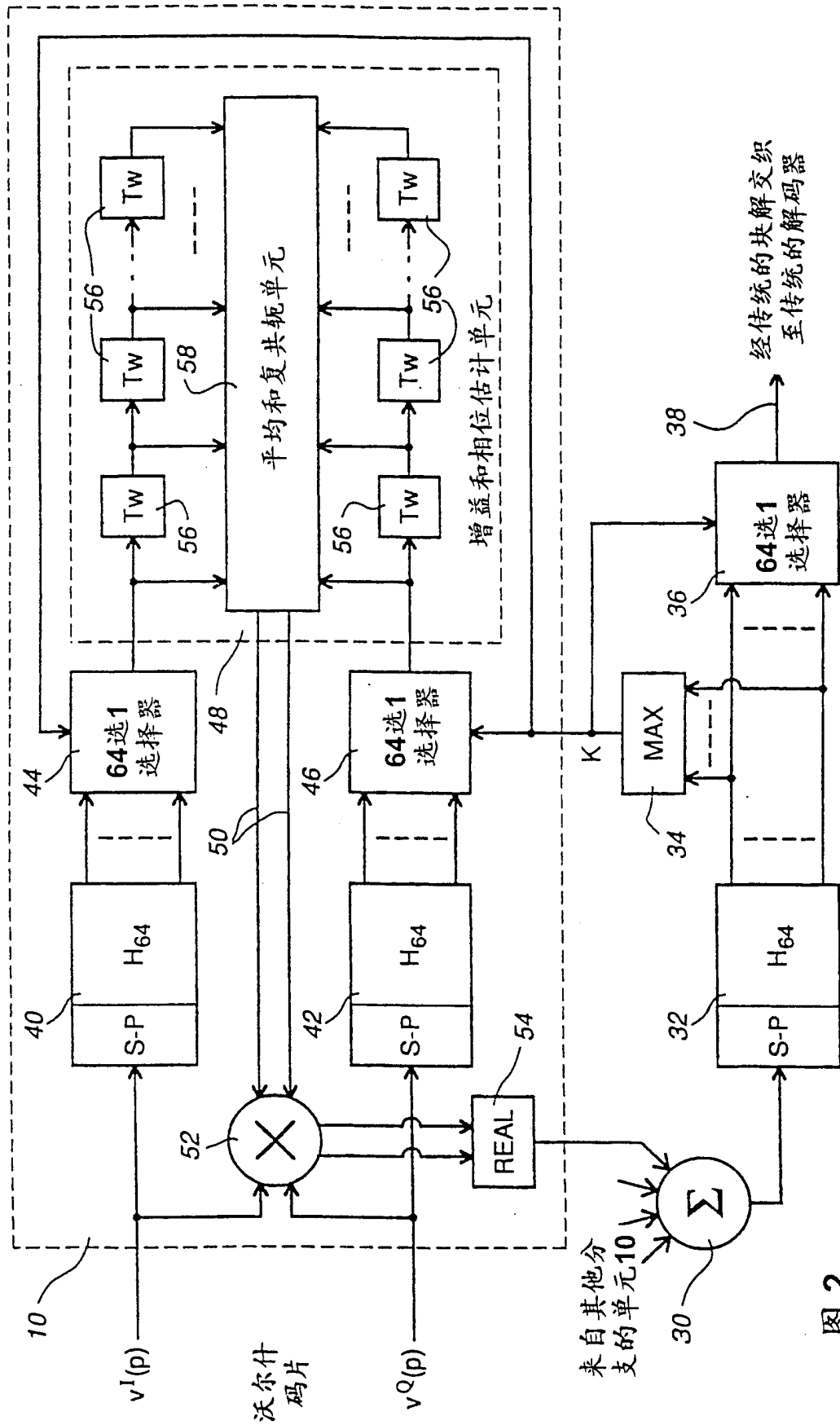


图 2

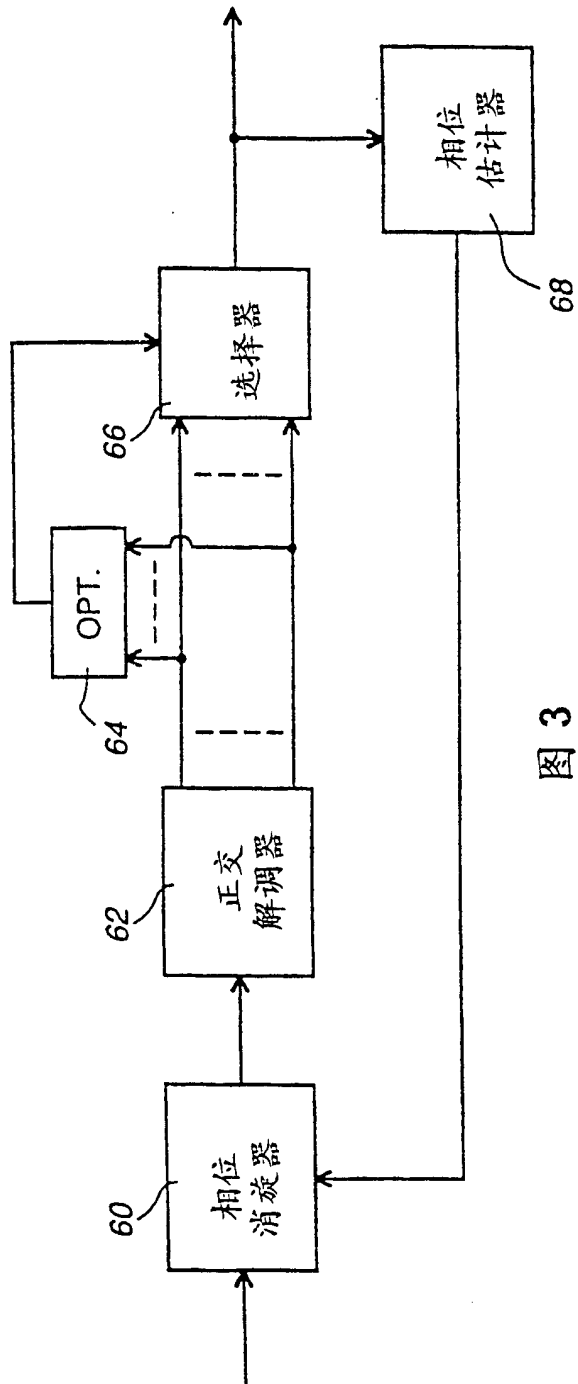


图 3