



[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 97190020.5

[43]公开日 1998年4月1日

[11] 公开号 CN 1178052A

[22]申请日 97.1.17

[30]优先权

[32]96.1.17 [33]GB[31]9600930.3

[86]国际申请 PCT/GB97/00159 97.1.17

[87]国际公布 WO97/26743 英 97.7.24

[85]进入国家阶段日期 97.9.17

[71]申请人 摩托罗拉有限公司

地址 英国汉普郡

共同申请人 惠普公司

[72]发明人 阿兰·埃德华·琼斯

蒂莫西·阿兰·威尔金森

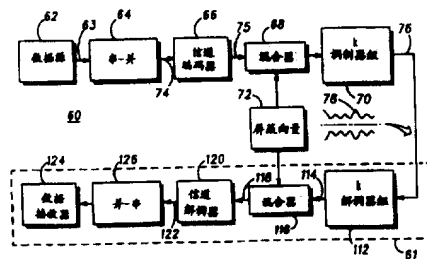
[74]专利代理机构 中国国际贸易促进委员会专利商标
事务所
代理人 付建军

权利要求书 3 页 说明书 10 页 附图页数 3 页

[54]发明名称 多载波通信系统和峰值功率控制方法

[57]摘要

一种在多个子信道上同时发送信息 (76, 78) 的通信设备 (60) 用一个编码方案对多个子信道中的每一个子信道的信息 (75) 进行编码, 从而产生信道编码信息。根据编码方案中的冗余导出的屏蔽向量 (72) 对信道编码信息 (75) 进行编码 (68), 从而把信道编码信息 (75) 转换成具有与信道编码信息 (75) 的特性相同的成对欧几里德距离特性的码字。接着在调制器中根据码字进行的子信道调制产生如图所示的复合信号包络 (78), 该包络具有相对于对应调制信道编码信息的 PMEPR 而言被减少了的峰值—均值包络功率比 (PMEPR)。



权 利 要 求 书

1. 一种在多个子信道上同时发送信息的通信设备, 该通信设备包括:

用第一编码方案对多个子信道中每一个子信道的信息进行编码的装置, 上述第一编码方案融入了第二编码方案和一种根据第二编码方案中的冗余导出的变换, 上述第一编码方案产生具有成对欧几里德距离特性的码字, 该特性对应于由第二编码方案单独编码的相同信息的特性, 并且所选择的上述变换使得从上述码字导出的调制复合信号包络具有相对于单独用第二编码方案编码的对应调制信息的 PMEPR 而言被减少了的峰值-均值包络功率比 (PMEPR); 和

根据上述码字调制上述子信道以产生复合信号包络的调制装置。

2. 如权利要求 1 所述的通信设备, 其中上述编码装置包括:

利用上述第二编码方案对多个子信道中每一个子信道的信息进行编码以产生信道编码信息的第一编码装置; 和

利用上述变换对多个子信道中每一个子信道的信道编码信息进行编码的第二编码装置, 上述变换把信道编码信息转换成具有对应于信道编码信息的特性的成对欧几里德距离特性的码字。

3. 如权利要求 1 或 2 所述的通信设备, 其中变换是单独用上述第二编码方案和一组训练向量编码的信息的函数, 根据一个以峰值包络功率的升序排列的联合 (associative) 映射可以得到该变换。

4. 如前面任何一个权利要求所述的通信设备, 其中变换包含针对由上述第二编码方案编码的信息的固定屏蔽向量的符号模 v 加法, 其中 $0, 1, \dots, v-1$ 表示编码信息中各个符号的可能值。

5. 如前面任何一个权利要求所述的通信设备, 其中第二编码方案使用线性纠错码。

6. 如前面任何一个权利要求所述的通信设备, 其中码字是二进制符号码字。

7. 如前面任何一个权利要求所述的通信设备, 其中多个子信道包括一个正交频分多路复用。

8. 如前面任何一个权利要求所述的通信设备, 其中通信设备是一个无线通信设备。

9. 一种在多个子信道上同时发送信息的方法, 该方法包括步骤:

用第一编码方案对多个子信道中每一个子信道的信息进行编码, 上述第一编码方案融入了第二编码方案和一种根据第二编码方案中的冗余导出的变换, 上述第一编码方案产生具有具有成对欧几里德距离特性的码字, 该特性对应于由第二编码方案单独编码的相同信息的特性, 并且所选择的上述变换使得从上述码字导出的调制复合信号包络具有相对于单独用第二编码方案编码的对应调制信息的 PMEPR 而言被减少了的峰值-均值包络功率比 (PMEPR); 并

根据上述码字调制上述子信道以产生复合信号包络。

10. 如权利要求 9 所述的方法, 其中编码步骤包括:

利用上述第二编码方案对多个子信道中每一个子信道的信息进行编码以产生信道编码信息; 并

利用上述变换对多个子信道中每一个子信道的信道编码信息进行编码, 上述变换把信道编码信息转换成具有对应于信道编码信息的特性的成对欧几里德距离特性的码字。

11. 如权利要求 9 或 10 所述的方法, 其中变换是单独用上述第二编码方案和一组训练向量编码的信息的函数, 根据一个以峰值包络功率的升序排列的联合 (associative) 映射可以得到该变换。

12. 如权利要求 9, 10 或 11 所述的方法, 其中变换包含针对由上述第二编码方案编码的信息的固定屏蔽向量的符号模 v 加法, 其中 $0, 1, \dots, v-1$ 表示编码信息中各个符号的可能值。

13. 如权利要求 9 至 12 中任何一个所述的方法, 其中第二编码方案使用线性纠错码。

14. 如权利要求 9 至 13 中任何一个所述的方法, 其中码字是二进制符号码字。

15. 如权利要求 9 至 14 中任何一个所述的方法, 其中多个子信道包括一个正交频分多路复用。

16. 如权利要求 9 至 15 中任何一个所述的方法, 其中多个子信道是无线通



信子信道。

多载波通信系统和峰值功率控制方法

本发明通常涉及诸如正交频分多路复用 (OFDM) 通信系统的多载波通信系统, 更具体地讲, 本发明适用于一种控制这样的系统中的传输的峰值-均值包络功率比 (PMEPR) 的机制。

目前已经针对许多不同种类的通信系统提出了诸如 OFDM 的多载波传输方案, 这些系统包含数字音频广播 (DAB) 和宽带无线局域网 (LANs)。这些方案的优点是在理论上可以在高时间发散信道上实现不受限制的传输速率, 虽然这种信道产生于一个信号的多个有延迟、衰减和有相位偏移的路径的累加和, 从而呈现出畸变特征。不幸的是, OFDM 产生的复合信号包络表现出高 PMEPR (该术语也被称作“峰值系数”)。并且, 为了减轻多载波系统中的畸变和频谱扩展效应 (如相邻信道干扰), 需要用一个线性 (并且因而是低效的) 发送放大器放大该复合信号包络。

除了上述缺点之外, 多载波信号的平均功率 (针对特定的峰值包络功率 (PEP) 限值) 显著低于固定包络、单载波信号 (诸如在蜂窝通信系统中使用的高斯最小移位键控 (GMSK) 信号) 的平均功率。因而一个系统的多载波传输方案的选择在当前并没有最大限度利用可用功率范围。

这样, 通常希望减少多载波传输方案的 PMEPR, 从而得到与使用在通信系统中可用的有限频谱中的多载波信号相关的固有优点。

根据本发明的第一方面, 其中提供了一种在多个子信道上同时发送信息的通信设备, 该通信设备包括: 用第一编码方案对多个子信道中每一个子信道的信息进行编码的装置, 上述第一编码方案融入了第二编码方案和一种根据第二编码方案中的冗余导出的变换, 上述第一编码方案产生具有成对欧几里德距离特性的码字, 该特性对应于由第二编码方案单独编码的相同信息的特性, 并且上述变换的选择应使得从上述码字导出的调制复合信号包络具有相对于单独用第二编码方案编码的对应调制信息的 PMEPR 而言被减少了的峰值-均值包络功率比 (PMEPR); 和根据上述码字调制上述

子信道以产生复合信号包络的装置。

编码装置可以包括：利用上述第二编码方案对多个子信道中每一个子信道的信息进行编码以产生信道编码信息的第一编码装置；和利用上述变换对多个子信道中每一个子信道的信道编码信息进行编码的第二编码装置，上述变换把信道编码信息转换成具有对应于其它信道编码信息的特性的成对欧几里德距离特性的码字。

在一个最优实施例中，变换是单独用第二编码方案和一组训练向量编码的信息的函数，根据一个以峰值包络功率的升序排列的联合 (associative) 映射可以得到该变换；并且该变换可以包含针对由上述第二编码方案编码的信息的固定屏蔽向量的符号模 v 加法，其中 $0, 1, \dots, v-1$ 表示编码信息中各个符号的可能值。

在本发明的另一方面，其中提供了一种在多个子信道上同时发送信息的方法，该方法包括的步骤有：用第一编码方案对多个子信道中每一个子信道的信息进行编码，上述第一编码方案融入了第二编码方案和一种根据第二编码方案中的冗余导出的变换，上述第一编码方案产生具有具有成对欧几里德距离特性的码字，该特性对应于由第二编码方案单独编码的相同信息的特性，并且上述变换的选择应使得从上述码字导出的调制复合信号包络具有相对于单独用第二编码方案编码的对应调制信息的 PMEPR 而言被减少了的峰值-均值包络功率比 (PMEPR)；并且根据上述码字调制上述子信道以产生复合信号包络。

编码步骤可以包括：利用上述第二编码方案对多个子信道中每一个子信道的信息进行编码以产生信道编码信息；并且利用上述变换对多个子信道中每一个子信道的信道编码信息进行编码，上述变换把信道编码信息转换成具有对应于其它信道编码信息的特性的成对欧几里德距离特性的码字。

本发明提供了一种通过以避免过度的 PEP 的方式编码发送序列从而能显著改进 PMEPR 的机制。

现在参照附图描述本发明的说明性实施例，其中：

图 1 是该机制的物理表示，利用该机制构成了现有技术的时间发散信道；

图 2 是图示现有技术的多载波系统的时域信号的构成的波形图;

图 3 说明了针对图 2 的多载波系统的时域信号的常见线性放大器的工作特性和工作点;

图 4 是基于本发明的最优实施例的多载波收发器的模块图;

图 5 示出了在图 4 的多载波收发器中产生的码字向量;

图 6 图示了计算用于图 4 的多载波收发器的屏蔽向量的过程 (基于本发明的一个最优实施例);

图 7 是把图 4 的多载波收发器使用的波形的时域表示和图 2 的多载波系统的时域信号进行对比的图形表示。

参照图 1, 其中说明了构成现有技术的时间发散信道的机制的物理表示。显然, 数据信号 $r(t)$ 受到路径 (图中只示出两个) 多样性的影响, 其中一个路径包括一个时间延迟 10, 一个衰减器 12 和一个相位偏移 13。在稍后的一个点上混合不同路径的多样性 (如累加和模块 14 所示) 以得到畸变信号 $R(t)$ 。可以理解, 随着数据信号 $r(t)$ 的带宽的增加, 时间延迟周期对信号的影响就越大, 从而限制了对可用带宽的利用。

图 2 是图示现有技术的多载波系统的时域信号的构成的波形图。实际上, 图 2 表示了一种 OFDM 方案, 其中通过把数据 (未示出) 分布在多个频率子信道 20-26 (在本实例中为四个子信道) 上来减轻时间延迟效应。通常, 在该方案中, 第一子信道 (子信道 1) 和其它子信道的频率之间存在一种频率关系, 例如子信道 2 的频率是子信道 1 的频率的两倍, 而子信道 3 的频率是子信道 1 的频率的三倍 (等等)。可以理解, 以这种方式分布数据具有使各个子信道对固有延迟扩展不太敏感的效果。叠加来自各个子信道的单个信号 (在累加和模块 28 中进行) 产生了一个复合包络 30, 该包络具有被相对较低 (但振荡) 的信号波形 33 所分隔的功率尖峰信号 32。但是, 功率尖峰信号 32 具有一个数值比整个复合包络 30 的平均功率电平 36 更大的峰值包络功率 (PEP) 34。

现在转到图 3, 其中说明了一种常见的针对图 2 的多载波系统的时域信号的线性放大器 (未示出) 的工作特性 40 和工作点 42。可以理解, 线性放大器在输入信号和输出信号之间提供有限的线性增益。在某个输入功率 (P_{in}) 阈值 44 上出现放大中的非线性特性 46。为了优化在需要线性发

送器（或类似的装置）的通信系统中对线性放大器的使用，在工作点 42 附近定位一个输入信号（在这种情况下为复合信号包络 30 的时域表示）。更具体地，规划复合信号包络 30，使得其平均功率电平 36（在考虑到放大器的增益时）提供期望的输出电平，从而使信号包络 30 的主要部分处在放大器的线性范围 48 内。不幸的是，功率尖峰信号 32 的 PEP³⁴ 超出了放大器的线性工作范围，使得其中包含的信息被放大器的非线性特性所扭曲。更重要的是，诸如 ETSI（欧洲技术标准中心）的标准化组织可能要求在操作中遵守特定的，比如 10 瓦的最大发送功率输出电平。因而，为了容纳相对较高（但相对少见）的功率尖峰 32 的 PEP，输入信号（复合信号包络 30）需要把工作点 42 重新定位在一个较低的电平上，从而减少对平均发送功率的放大程度，并且相应缩小发送器（其中使用了线性放大器）的范围。

尽管图 4 是根据本发明构成的多载波收发器 60 的模块图，但可以理解本发明并不仅限于双向通信设备，并且多载波发送器可以被认为是与多载波接收器（原则上可以包含虚线框 61 中的电路和具有屏蔽向量形式的变换的组合，该变换是下面将要描述的函数）物理分离的设备。

多载波发送器包含一个产生数据流 63 的数据源 62，一个串-并转换器 64，一个信道编码器 66，一个混合器 68，一组 k 个相同的调制器 70 和一个屏蔽向量 72（存储在存储器中）。在本例中，数据源产生数据符号流，而各个符号均可以具有逻辑值 0, 1, ..., v-1 中的任意一个值，其中 v 是大于 1 的整数；在所描述的实施例中，v=2，即数据源产生二进制数据。可以通过任何常规的方式用诸如电平或信号相位的物理值来表示逻辑值。以 $s=e^{j\phi}$ 的形式把这些逻辑值表示成复平面中的单位圆上的点，其中 $j=-1^{1/2}$ 和 ϕ 取相应的值

$$\frac{2\pi \cdot 0}{v}, \quad \frac{2\pi \cdot 1}{v}, \quad \dots, \quad \frac{2\pi \cdot (v-1)}{v}$$

例如，当 v=4 时，可以分别用复数值 1, j, -1, -j 表示逻辑值 0, 1, 2 和 3。在一般情况下，不需要象前面那样限制逻辑值，即它们可以具有形式为

$$s = m \cdot e^{j\phi}$$

的任意复数值，其中 m 表示任意的幅度，而 ϕ 表示任意的相位。

串-并转换器 64 对数据流 63 作出响应并且把数据流 63 转换成并行数据字 74，该数据字依次被输入到信道编码器 66，而该编码器进行分组码以便进行差错控制。在混合器 68 中用屏蔽向量 72 对从信道编码器 66 输出的码字向量 75 进行变换，并且接着混合器 68 的输出被提供给 k 个相同的调制器组 70 以便最终产生具有适于传输的复合信号包络 78 的输出信号 76。k 个调制器组 70 中的各个调制器均被指定一个具体的子信道频率，并且子信道之间的间隔是正交的，即在子信道（载波）之间没有干扰。可以理解，由一个微处理器（未示出）来进行多载波发送器的操作控制。

简要参照图 5，其中说明了码字向量 75 的格式。各码字向量 75 均包含 k 个二进制数字（位），其中有 n 个信息位 80 和 k-n 个校验位，码字向量 75 的长度定义了子信道（载波）的数量和在多载波传输中使用的调制器的数量。码字向量 75 和屏蔽向量 72 长度相同，即都是 k 个位。信道编码过程提供了 k-n 个校验位。

以数学形式可以把多载波信号的复合包络 78 表示如下：

$$u(t) = \sqrt{r(t)r^*(t)}$$

其中所发送的信号是

$$r(t) = \sum_{i=1}^k S_i(t) e^{2\pi j f_i t}$$

并且 $r^*(t)$ 是复共轭； $s_i(t)$ 是第 i 个载波的并行数据；而 f_i 是第 i 个载波的频率。包络功率是 $u(t)^2$ 。

可以理解，诸如在本发明的环境中所涉及的线性分组码有必要包含全零码字。这种码字为 OFDM 系统产生尽可能最大的 PEP。为了避免这种 PEP（和与其周期性出现相关的问题），所描述的本发明的实施例通过在调制之前用屏蔽向量 72 中的对应位进行位模 2 加法来混合码字向量 75 中的相应位，从而提供对数据的预处理以便在输出信号 76 中产生被减少了的 PMEPR。在 $v > 2$ 的情况下，进行符号模 v 加法。在一般情况下（ $s = m \cdot e^{j\phi}$ ），通过以复数形式表示的码字向量 75 和屏蔽向量 72 的符号乘法来进行混合。

更具体地，目前已经认识到，由于码字向量 75 中的信息位 80 的数量 n 是固定的（因为系统所选择的编码，比如，与汉明码相比较的格雷码的校

验位所提供的健壮性而导致的), 所以可能的码字向量 75 的数量是有限的, 即有 2^n 个。但是, 屏蔽向量的组合数是 2^k , 该组合数通常很大。因而选择屏蔽向量 72, 使得该向量与任何可能的码字向量 75 均不一致, 并且其加法与调制域中的全零情况不同。实际上本发明利用了通过在编码方案中包含校验位所提供的冗余; 即附加字 (通过包含至少一个校验位而得到并且不构成一个合法的码字向量) 中的一个字被用于屏蔽向量。

尽管有许多确定两个向量之间的相似度的技术 (如相关), 在本发明的这个实施例中使用最小化两个向量之间的欧几里德距离的概念以确定对屏蔽向量 72 的选择。两个 k 位复合向量 $a=(a(1), a(2), a(3), \dots, a(k))$ 和 $b=(b(1), b(2), b(3), \dots, b(k))$ 之间的欧几里德距离 d 被定义如下:

$$d = \sum_{i=1}^k |a(i) - b(i)|$$

并且此后被表示成

$$\|a-b\|$$

可以理解, 当在逻辑值为 0 至 $v-1$ 的情况下导出欧几里德距离时, 这些值首先必须被表示成上述复平面中的单位圆上的点。

图 6 图示了确定用于图 4 的多载波收发器的屏蔽向量 72 (长度为 k 位的唯一数据字)。具体地, 产生所有可能的 2^k 个 k 位向量 p_i , 并且这些向量 p_i 的相应位被 k 个调制器 70 的调制器组中合适的调制器所调制, 从而得到各个可能的向量 p_i 的 PEP 值。向量 p_i 组 90 包含所有被忽略的 2^n 个码字向量 75, 并且剩余的 $(2^k - 2^n)$ 个向量 p_i 构成的向量组 92 被列表以产生一个按 PEP 幅度 94 的顺序排列的联合 (associative) 映射。根据 $(2^k - 2^n)$ 个向量 p_i 构成的剩余向量组 92 的这种排列顺序, 最初选择 2^n 个第一 (最低) 向量 p_i 构成的一个子集 96。该子集 96 表示一个训练向量的初始子集, 象信道编码器 66 产生的 2^n 个码字向量 75 那样, 该初始子集潜在拥有确切相同的成对欧几里德距离特性, 但复合包络 78 的 PMEPR 被减小了。(在二进制逻辑值的情况下保持成对欧几里德距离特性等价于保持成对汉明距离特性)。

为了确定码字 90 组和子集 96 之间的相似度, 用一个对于具体的 i 和 h 值满足等式:

$$w = p_i * c_h$$

的测试屏蔽向量 w 修正各个码字向量，其中 i 和 h 是下标，而 $*$ 表示按位异或（模 2 加法）， c_h 是第 h 个码字向量而 p_i 是子集 96 中的一个训练向量。更具体地，如果考虑（为了举例的目的）一组包含四个可选编码的模块码字 90，则规划训练向量 96 的初始子集以便包含四个训练向量（具有四个最低 PEP 值）。码字向量集的第一成员 97 与训练向量子集的第一成员 98 被数学混合（在本实施例中，被异或），从而产生第一测试屏蔽向量。第一测试屏蔽向量接着被系统地加以使用，从而修正所有四个码字向量，以便根据等式：

$$d_{ih} = \| p_i - w * c_h \|$$

得到所有被修正的码字向量之间的欧几里德距离 d_{ih} 的零值和训练向量初始子集 96 的所有成员的置换。但是，在记录到任何非零欧几里德距离的情况下，必须抛弃第一测试屏蔽向量，并且根据或许与用于计算第一测试屏蔽向量的码字向量相同的码字向量，同时结合来自子集 96 的具有下一个最低 PEP 值的不同训练向量 99 来计算第二测试屏蔽向量。接着第二测试屏蔽向量接着被系统地加以使用，从而修正所有四个码字向量，以便得到所有被修正的码字向量之间的欧几里德距离的零值和训练向量初始子集 96 的所有成员的置换。再一次地，如果记录到任何非零欧几里德距离，则抛弃第二测试屏蔽向量并产生另一个（新的）测试屏蔽向量。显然，利用四个码字向量和训练向量 96 初始子集，可以系统地产生并应用十六个可能的测试屏蔽向量，以期找到所有经过修正的码字向量之间的零欧几里德距离（和直接映射）和所有训练向量的置换。但是，可能在十六个可能的测试屏蔽向量中没有一个可以产生直接映射的，所以有必要增加训练向量的数量，从而产生一个较大的包含 $(2^n + 1)$ 个训练向量的子集 100。最好是简单地通过加上具有按顺序排列成下一个的最低 PEP 的训练向量来增加较大的子集。接着用这个扩大的子集 100 恢复寻找提供一个全零欧几里德距离结果的测试屏蔽向量。如果有必要，再次增加训练向量的数量，使得训练向量子集的大小接近具有 $(2^k - 2^n)$ 个可能训练向量的全集 102 的大小。图 6 说明的映射图示出怎样导出测试屏蔽向量和怎样使用这些向量来确定屏蔽向量 72。

现在可以理解，直到发现非零欧几里德距离之前，测试屏蔽向量对于

任何一组计算而言都是固定的，并且不被修正。之所以这样有两个原因：第一，必须针对所有可能的码字向量 c_i 来维护分组码的成对欧几里德距离特性；第二，只需要一个从 c_i 码字向量到 p_i 训练向量的映射。因而，所涉及的把码字向量集映射到具有相同成对欧几里德距离特性的训练向量集的第一测试屏蔽向量表示一种期望的变换，并且被指定为系统的屏蔽向量 72。实际上，使用屏蔽向量保证永远不发送最坏情况的全零码字。

所描述的选择屏蔽向量的过程满足下述规则：

如果 [欧几里德距离对于所有码字均为零] 则

[接受 w 作为最优加权向量]

否则 [增加训练集的大小]

结束

为了减少计算，可以期望选择一个包含超过 2^n 个训练向量的初始子集，并且/或者每次把训练子集增加多于一个的向量；但是，在这些情况下可能使所得到的 PMEPR 大于最优值。

图 7 是把图 4 的多载波收发器使用的波形的时域表示和图 2 的多载波系统的时域信号进行对比的图形表示。与现有技术的时域包络 30 相比，在各个子信道上把屏蔽向量 72 用于各码字向量 75 具有减少 PMEPR 的效果。新的复合信号包络 78 具有减小了的 PEP 尖峰信号，该尖峰信号被一个具有新的信号波形 110 的区域所分隔，与现有技术的复合信号包络 30 相比该波形经历了较少的末端偏移。

由于减少了复合信号包络的 PEP 值并相应减少了复合信号包络功率中的峰值-峰值变化，使用本发明的编码方案允许以更为灵活的方式来使用线性放大器。包络的功率分布的减少提供了把处于工作点上的放大器操作到其非线性范围的能力，并且不需要对放大器进行限幅。而且对于一个具体的调节峰值功率限值，由于增加了复合信号包络的平均功率，使用本发明的发送器的发送范围也增加了。根据编码冗余导出屏蔽向量并且该向量是调制的一部分，所以使用本发明的编码方案不会降低频谱效率。因而，不需要额外的传递信息的副载波子信道。

另外，宽带数据的分段及其在多个窄带载波（子信道）上的传输消除了通信系统中对高速均衡器的需要。

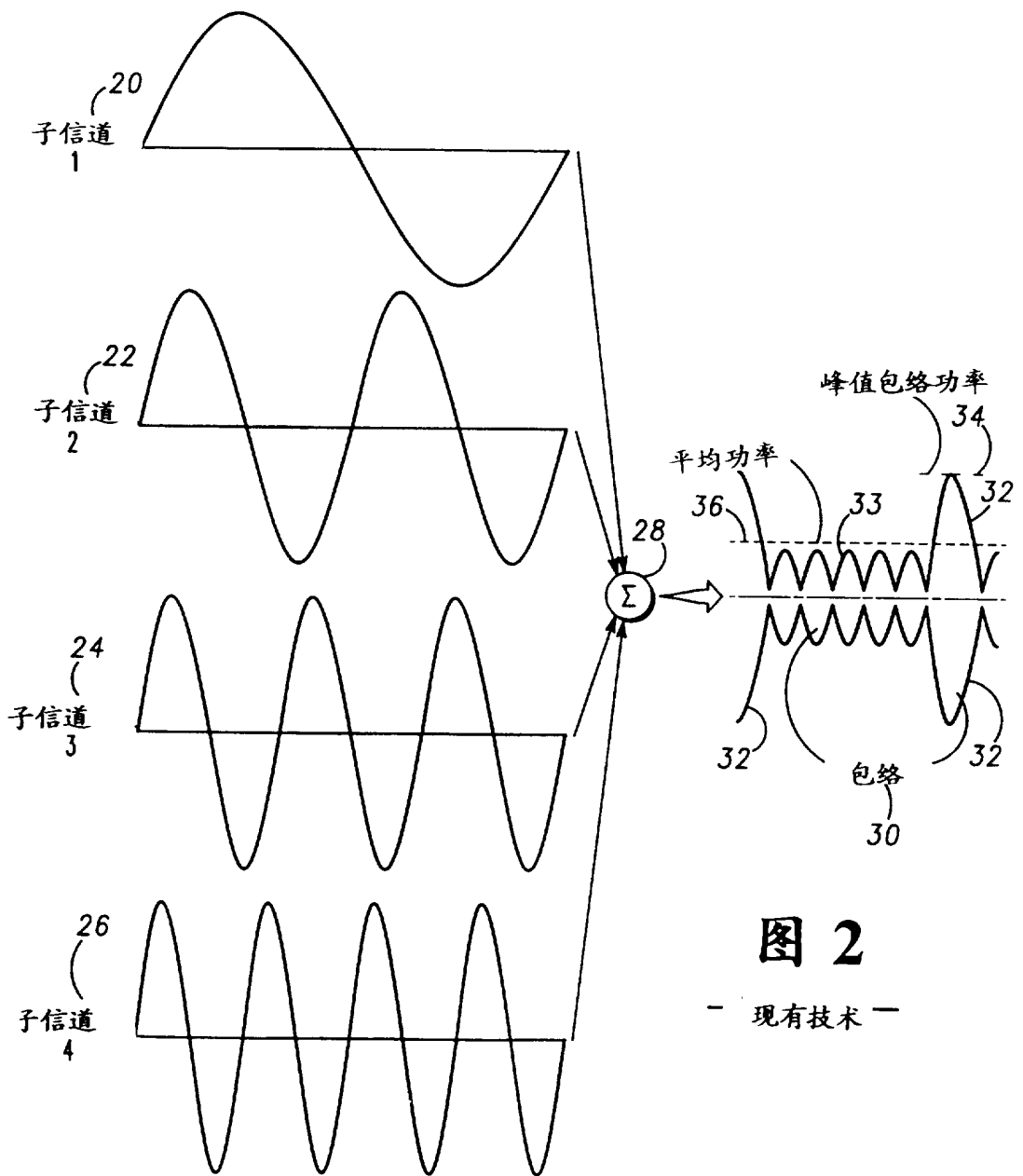
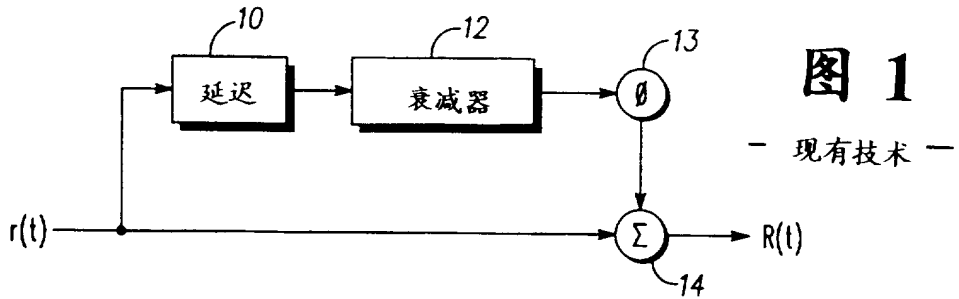
再次参照图 4，其中说明了一个基于本发明的最优实施例的多载波接收器 62。多载波接收器被用来接收具有复合信号包络 78 的多载波信号 76。所接收的信号 76 被提供给 k 个相同的解调器组 112，该解调器组中的各个解调器均被指定一个具体的子信道频率。在混合器 116 中对来自 k 个解调器组 112 的信号 114 使用屏蔽向量 72（用于发送），以便把信号 114 解码成适于信道解码器 120 中的信道解码的信号格式 118。来自信道解码器 120 的信道解码信号 122 最终以并行或串行的方式被提供给一个诸如可视的显示器或可听电路的数据接收器 124。在后一种情况下，在信道解码器 120 和数据接收器 124 之间设置一个并-串转换器 126。可以理解，由一个微处理器（未示出）来进行多载波接收器 62 的操作控制。

在本发明的接收器 61 的一个可选实施例中，假定存在通过一个包头（类似于以 GSM 时隙发送的准(midamble)同步序列）进行同步，则可以省略混合器 116。可以理解，这种同步的出现可被用来消除被屏蔽向量 72 引入信息信号 78 的信道相位偏移（或旋转）。更确切地说，预先确定有必要在解调器 112 中使用的同步序列，使得屏蔽向量 72 作为时间发散信道（图 1 中所示）的一部分而出现，从而在解调期间消除了同步和屏蔽向量的影响。因而在接收器中不需要额外的处理，并且转移到本发明所提供的编码方案不需要重新设计现有的接收器。

当然，可以理解前面的描述只是以举例的方式给出的，并且在本发明的范围内可以进行详细的修改。例如，只需一次确定屏蔽向量，并且实际上构成了在信道编码器 66 中实现的编码的固定变换。相应地，可以预先把屏蔽向量与编码中的各码字相混合，并且把经过变换的码字存储在信道编码器 66 中。信道编码器接着编码数据流 63 并把屏蔽向量用在单独的混合操作中，并且可以省略混合器。在接收器 61 中可以进行类似的修改。尽管前面的描述在一般的无线传输环境中讨论了本发明，但应当理解多载波系统可以把光纤技术用作多信息载波的通信资源。另外，尽管以 PEP 幅度 94 的排列顺序来安排最优实施例的训练向量，但可以认为按这种顺序提供给信道编码的调制函数是对优点和益处的补充，而这些优点和益处是通过用根据固有编码冗余导出的屏蔽向量对多载波系统的单个子信道进行编码而得到的。这样，有可能不对屏蔽向量进行优化也可以产生具有尽可能最低

的 PMEPR 的复合信号包络, 尽管复合信号包络会具有改进的 PMEPR。

说明书附图



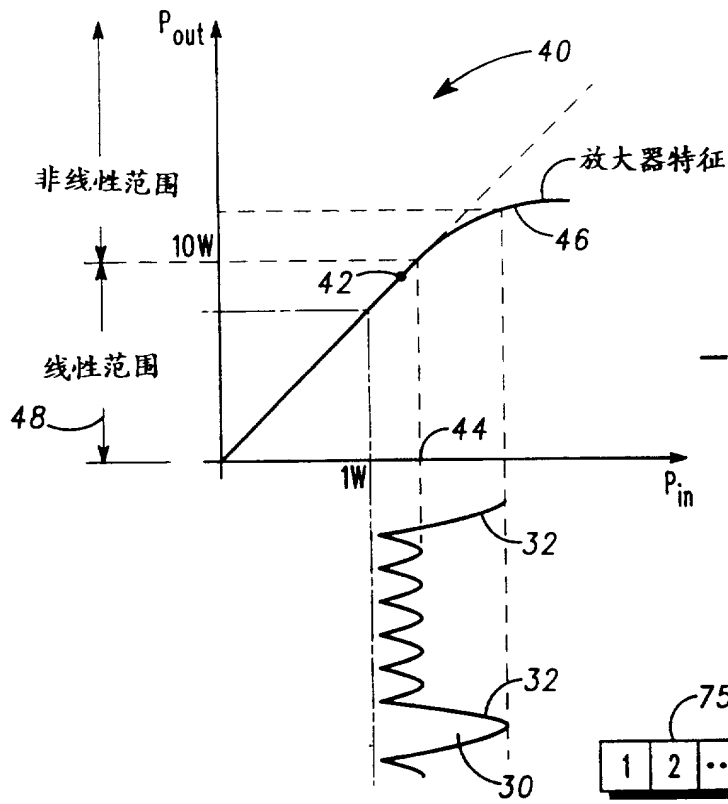


图 3

— 现有技术 —

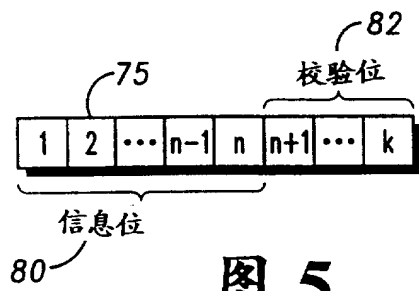


图 5

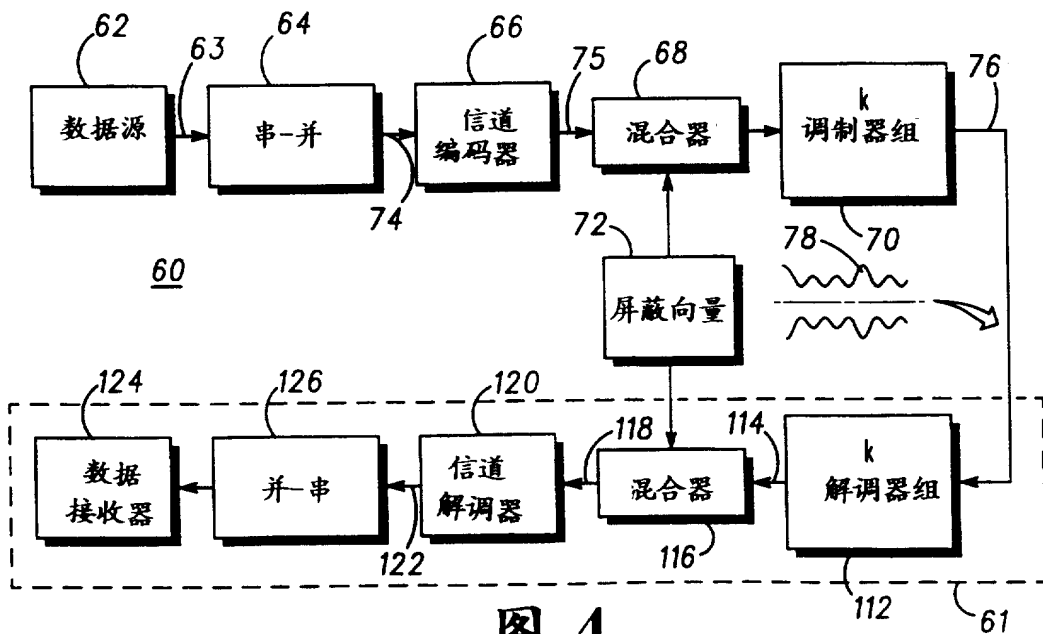


图 4

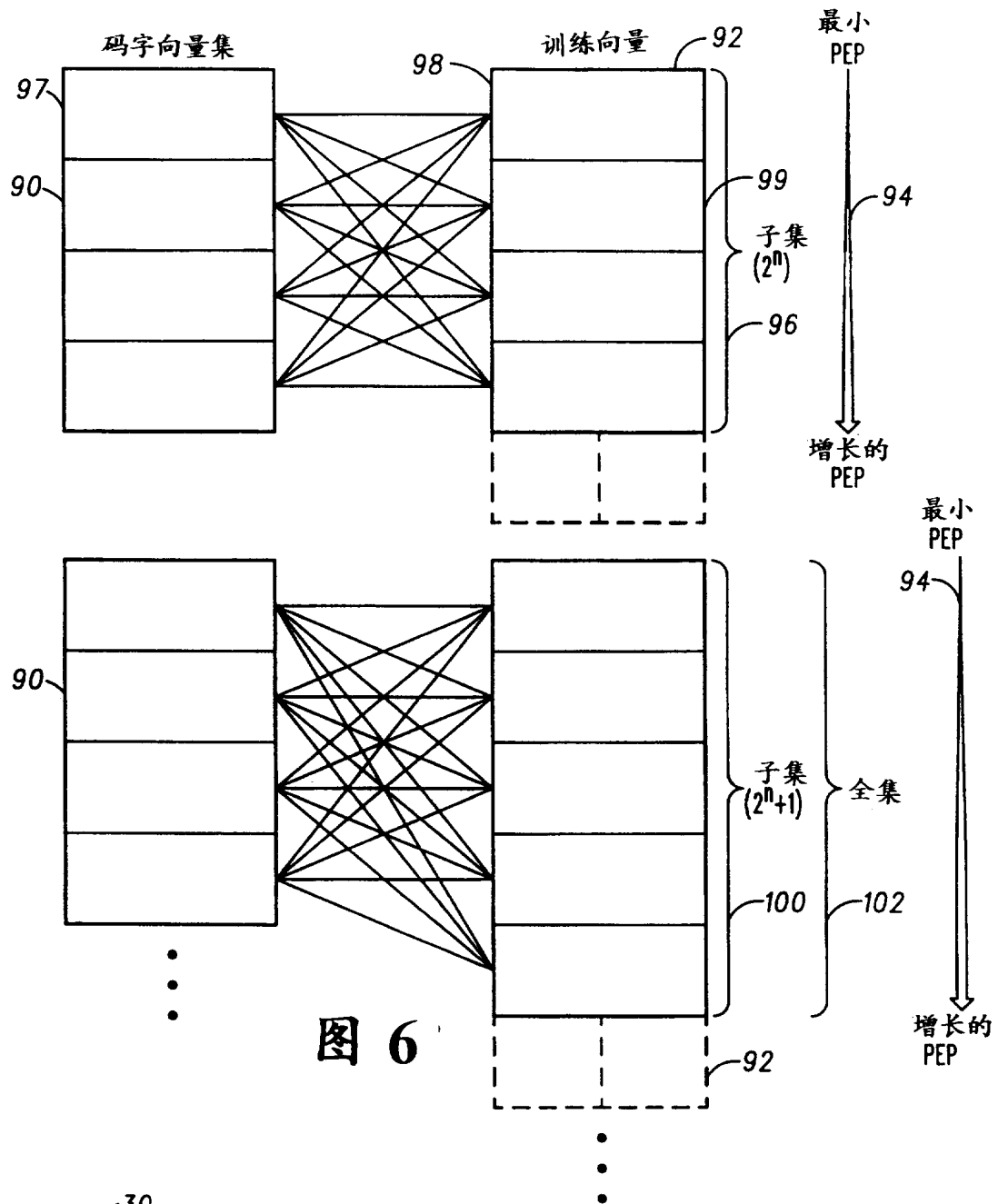


图 6

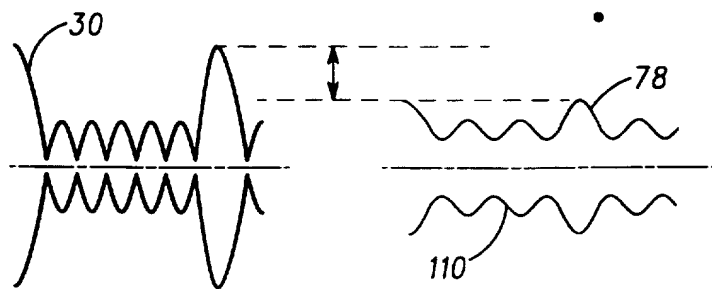


图 7