[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.
H04L 27/00 (2006.01)

[12] 发明专利说明书

专利号 ZL 96110081.8

[45] 授权公告日 2006 年 12 月 13 日

[11] 授权公告号 CN 1290298C

[22] 申请日 1996.5.31 [21] 申请号 96110081.8

[30] 优先权

[32] 1995. 5.31 [33] JP [31] 158615/95

[73] 专利权人 索尼公司

地址 日本东京都

[72] 发明人 杉田武弘

审查员 陈 谦

[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 王忠忠

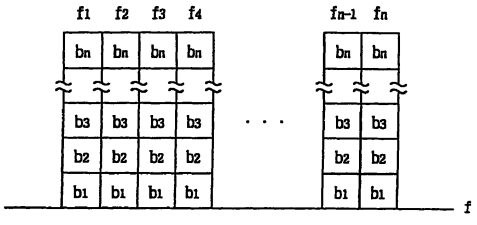
权利要求书 4 页 说明书 19 页 附图 8 页

[54] 发明名称

正交分频复用信号的发送机和接收机

[57] 摘要

在通信系统中，输入信息比特串的每比特能量扩散在整个正交载波的频带上，并且多个比特的能量复合在每个正交载波上，结果，即使频率选择性衰落发生，每比特的能量衰减值也非常小，还能减小误差率的明显退化，通过修正复合码的数目能容易调节数据比率的变化。 这样，能减轻由于频率选择性衰落引起的性能破坏并容易解决数据比率的修正的通信系统能实现。



1.在有发送机的通信系统中，用多个相互正交的正交载波在发送机和接收机间传送输入信息比特串，所说的发送机包括：

一个正交频率复合信号发生器，包括第一串行－并行转换器，用于根据要发送的码信道数量将输入的信息比特串转换为多个并行数据串，由来自所述第一串行－并行转换器的所述并行数据串产生正交相位信号的调制器，多个第二串行－并行转换器，用于将来自所述调制器的所述正交相位信号转换为并行数据串，扩散码发生器，用于产生所述信道专有并且与之相乘的扩散码，第一和第二加法器，用于根据正交相位将相乘结果分别相加，第三和第四串行－并行转换器，用于将所述第一和第二加法器输出的正交相位分量分别分布在所述各自的正交载波中，由此扩散输入信息比特串的每比特的能量在整个所述多个正交载波的所有频带上，并且对于所述每个正交载波复合信息比特串的多个比特的能量。

2.在有发送机的通信系统中，用多个相互正交的正交载波在发送机和接收机之间进行通信，所说的发送机包括：

按照调制多值数字把输入信息比特串转换成并行数据串的第一串并行转换器；

根据从所述第一串并行转换器中输出的并行数据串产生正交相位信号的调制器；

按照码信道的数目把从所述调制器中输出的所述正交相位信号转换成并行数据串的第二串并行转换器；

产生与各个码信道相对应的扩散码的扩散码发生器；

把从所述第二串并行转换器中输出的并行数据串与所述扩散码发生器产生的扩散码分别相乘的多个乘法器；

按照正交相位的差别把所述多个乘法器相乘的结果分别相加的第一和第二加法器；

在所述各个正交载波间分别分配从所述第一和第二加法器中输出的正交相位分量的第三和第四串并行转换器；以及

根据所述第三和第四串并行转换器分配的正交相位分量，产生

正交频率复合信号的正交频率复合信号发生器。

3. 如权利要求 2 的发送器，其特征在于：

所述调制器不是设置于所述第二串并行转换器的前级；但是对于每个码信道，所述调制器设置于所述第二串并行转换器的后级。

4. 如权利要求 2 的发送装置，其特征在于所述的扩散码发生器包括：

产生对每个系统是唯一的第一扩散码的第一扩散码发生器；以及

产生对各个码信道是唯一的第二扩散码的第二扩散码发生器，以及

所述扩散码发生器把所述第一扩散码与对各个码信道是唯一的所述第二扩散码相乘，从而产生与各个码信道相对应的扩散码。

5. 如权利要求 2 的发送器，其特征在于：

所述第一扩散码发生器产生伪随机噪声码作为所述第一扩散码，它用最大长度线性移位寄存器顺序码来表示。

6. 如权利要求 4 的发送器，其特征在于：

所述第二扩散器发生器产生伪随机噪声码作为所述第二扩散码，它用最大长度线性移位寄存器顺序码来表示。

7. 如权利要求 4 的发送装置，其特征在于：

所述的第二扩散码发生器产生正交码，作为所述的第二扩散码。

8. 在有接收器的通信系统中，用多个相互正交的正交载波在发送器和接收器之间进行通信，所说接收器包括：

根据接收到的由所述发送器发送的信号，获得的基带信号中包含的所述正交频率复合信号，在所述每个正交载波中分别取出正交相位分量的正交相位分量提取电路；

把从所述正交相位分量提取电路中输出的多个正交相位分量转换成串行信号串的第一并串行转换器；

产生与各个码信道相对应的扩散码的扩散码发生器；

把从所述第一并-串行转换器中输出的串行信号串与所述扩散码发生器产生的扩散码分别相乘的多个乘法器；

多个积分器，用于把所述乘法器的相乘结果分别相加为与间隔时间相对应的值；

把从所述多个积分器中输出的积分结果转换成串行信号串的第二并-串行转换器;

从所述的第二并串行转换器中输出的正交相位信号中恢复信息符号的解调器;

把从所述解调器中输出的信息符号转换成串行数据串并且产生信息比特串的第三并串行转换器。

9.如权利要求 8 的接收器,其特征在于:

所述的解调器不是设置于所述第二并串行转换器的后级,但是对于每个码信道,所述的解调器设置于所述第二并串行转换器的前级。

10.在有发送器的通信系统中,用多个相互正交的正交载波在发送器和接收器之间进行通信,所述的发送器包括:

按照码信道的数目,把输入信息比特串转换成并行数据串的第一串并行转换器;

按照调制多值数字,把从所述第一串并行转换器中输出的并行数据串分别转换成并行数据串的多个第二串并行转换器;

对所述的第二串并行转换器分别设置的多个调制器,它根据所述的并行数据串产生正交相位信号;

产生与各个码信道相对应的扩散码的扩散码发生器;

把从所述的多个调制器中输出的正交相位信号分别与所述的扩散码发生器产生的扩散码相乘的多个乘法器;

按照正交相位的差别,把所述的多个乘法器的乘积结果分别相加的第一和第二加法器;

在所述的各个正交载波间分别分配从所述第一和第二加法器中输出的正交相位分量的第三和第四串并行转换器;以及

根据所述第三和第四串并行转换器分配的正交相位分量,产生正交频率复合信号的正交频率复合信号发生器。

11.如权利要求 10 的发送装置,其特征在于所述的扩散码发生器包括:

产生对每个系统是唯一的第一扩散码的第一扩散码发生器;以及

产生对各个码信道是唯一的第二扩散码的第二扩散码发生器,以

及

所述扩散码发生器把所述第一扩散码与对各个码信道是唯一的所述第二扩散码相乘，从而产生与各个码信道相对应的扩散码。

12. 如权利要求 11 的发送器，其特征在于

所述第一扩散码发生器产生伪随机噪声码作为所述第一扩散码，它用最大长度线性移位寄存器顺序码来表示。

13. 如权利要求 11 的发送器，其特征在于：

所述第二扩散码发生器产生伪随机噪声码作为所述第二扩散码，它用最大长度线性移位寄存器顺序码来表示。

14. 如权利要求 11 的发送器，其特征在于：

所述的第二扩散码发生器产生正交码，作用所述的第二扩散码。

15. 在有接收器的通信系统中，用多个相互正交的正交载波在发送器和接收器之间进行通信，所说的接收器包括：

根据接收到的由所述发送器发送的信号，获得的基带信号中包含的所述正交频率复合信号，在所述的各个正交载波中分别取出正交相位分量的正交相位分量提取电路；

把从所述正交相位分量提取电路中输出的多个正交相位分量转换成串行信号串的第一并串行转换器；

产生与各个码信道相对应的扩散码的扩散码发生器；

把从所述第一并串行转换器中输出的串行信号串与所述扩散码发生器产生的扩散码分别相乘的多个乘法器；

多个积分器，用于把所述的乘法器的相乘结果分别相加为与间隔时间相对应的值；

根据从所述积分器中输出的积分结果，分别恢复每个码信道的信息符号的多个解调器；

把从所述的解调器中输出的信息符号转换成串行数据串，并产生各个码信道的信息比特的多个第二并串行转换器；以及

把从所述的多个第二并串行转换器中输出的信息比特转换成串行数据串，并产生信息比串的第三并串行转换器。

正交分频复用信号的
发送机和接收机

目前，有一种正交分频复用系统(OFDM) 用作可移动通信系统来以高数据比率传送数据。在此系统中，同时使用相位互相正交的多个正交载波来完成信息数据的数字调制，然后发送。 在欧洲此系统用在数字无线电广播中，被称为数字声频广播(DAB)，并且希望用作下一代高清晰度电视的发送系统。

这里参见图1和2说明OFDM系统。

在一个OFDM系统发送装置1中，要发送的信息数据(信息比特串)S1首先被输入到串并行转换器(S/P)2，如图1所示。 按照调制多值数字，串并行转换器2把输入信息数据S1转换成并行数据串。在此情况下，如调制系统是二进制移相键控(BPSK)，那么调制多值数字变成"1"，如调制系统是四相移相键控(QPSK)，那么调制多值数字变成"2"，如调制系统是8相移相键控(8-相PSK)，那么调制多值数字变成"3"，如调制系统是正交调幅(16QAM)，那么调制多值数字变成"4"。

调制器3 根据输入并行数据串产生对应于规定的调制系统的正交相位信号。此正交相位信号被输入到串并行转换器(S/P)4，并且按照正交载波的数目在此位置被转换成并行数据串。

一个傅里叶逆变换器(IFFT)5 把输入并行数据串变换成一个时基区域信号，并且作为发送信号S2输出。发送信号S2在频率转换器6

中被转换成具有所希望的载波频带的信号，然后在高频放大器7中被放大到规定的电功率，并且通过天线8在空气中发射。

另一方面，如图2所示，在一个OFDM系统接收装置9中，通过天线10已接收到的接收信号在高频放大器11中被放大，通过频率转换器12转换成基带信号S3，然后输入到傅里叶变换器(FFT)13。傅里叶变换器13从输入基带信号S3提取各个正交载波中的正交相位分量，并且把它输出到并串行变换器(P/S)14。并串行转换器14 把输入的多个正交相位分量转换成串行。解调器15对已转换成串行的正交相位分量进行解调。此时，通过解调器15 获得的数据是对应于调制多值数字的并行数据串形式(即，信息符号)；因而，通过借助并串行转换器(P/S)16把它转换成串行串，能获得信息数据S4。

因为同时用多个正交载波，构成的OFDM 系统具有符号的长度较长(例如，几十个[μs])的特征，因此，几乎不受以多通路为基础的符号间的干扰的影响。特别地，如果在发送端保护时间插入在经逆傅里叶变换后的符号中，那么影响能完全排除，所以能够说它是可移动通信的一个极适用的通信系统。

顺便地，在OFDM系统的情况下，因为每个载波的频带宽度窄，以频率选择性衰落(即，接收功率的瞬时波动)为基础的影响变大，因此这极大地影响了类似误差率的发送特性。也就是说，OFDM 系统有每个载波变成窄带和易受衰落影响的问题，同时，由于它的符号长度长，具有可忽略多通路延时的影响，和不需要均值器的特征。

参见图3来说明这点。在BPSK用作调制系统的情况下，图3 表示在每个载波中包含的能量比特。如图3所示，在每个载波中仅包含一个比特的能量。因而，由于频率选择性衰落，当某一载波的能量衰减

时，通过变化载波发送的比特的误差率显著变大，并且也极大影响了整个频带的误差度。

在 OFDM 系统的情况下，数据比率由载波的数目确定，因而，如希望改变数据比率，必须改变载波的数目。此时，由于载波数目的改变，发送带宽变化，因此性能降低，除非改变用于发送装置和接收装置的滤波器的带宽。所以，在 OFDM 系统中存在着不易解决的数据比率的修正问题。

根据上述情况，本发明的目的是提供一种一种通信系统，该通信系统能够减轻由于频率选择性衰落引起的性能降低，保持 OFDM 系统的优点，并且也能简单地解决数据比率的修正。

通过提供发送正交频率复用信号的发送装置来实现本发明的上述目和其它目的，正交频率复用信号是以此方式构成的：输入信息比特串的每比特的能量在整个正交载波上扩散，并且多个比特的能量复合成一个正交载波。

由于输入信息比特串的每比特的能量在整个正交载小的频带扩散，并且多个比特的能量复合成一个正交载波，即使由于频率选择性衰落损失部分正交载波的能量，每比特的能量的衰减值几乎没有，所以能够减轻误差率的明显降低。

此外，这种情况下，因为多个比特相对于每一个正交载波复合，不用滤波器频带的传统的修正等，通过改变复合码的数目不能容易地改变数据比率。

根据本发明的第一方面，提供了在通信系统中的发送机，用多个相互正交的正交载波在发送机和接收机间传送输入信息比特串，所说的发送机包括一个正交频率复合信号发生器，包括第一串行－并行转换器，用于根据要发送的码信道数量将输入的信息比特串转换为多个并行数据串，由来自所述第一串行－并行转换器的所

述并行数据串产生正交相位信号的调制器，多个第二串行－并行转换器，用于将来自所述调制器的所述正交相位信号转换为并行数据串，扩散码发生器，用于产生所述信道专有并且与之相乘的扩散码，第一和第二加法器，用于根据正交相位将相乘结果分别相加，第三和第四串行－并行转换器，用于将所述第一和第二加法器输出的正交相位分量分别分布在所述各自的正交载波中，由此扩散输入信息比特串的每比特的能量在整个所述多个正交载波的所有频带上，并且对于所述每个正交载波复合信息比特串的多个比特的能量。

根据本发明的第二方面，提供了在通信系统中的接收机，用多个相互正交的正交载波在发送机和接收机之间传送输入信息比特串，所述的接收机包括接收正交频率复合信号的装置，包括能量扩散电路，用于在整个所述多个正交载波的频带上扩散要发送的信息比特串的每比特的能量，以及对于所述每个正交载波复合多个比特的能量；正交相位分量提取电路，用于从能量扩散电路中接收到的所述正交频率复合信号中取出所述各个正交载波的正交相位分量；以及比特串解调电路，用于按照时间序列累积在正交相位分量提取电路中取出的正交相位分量，对于每个比特进行逆扩散，并且对它解调以恢复所述的信息比特串。

根据本发明的第三方面，提供了用在通信系统中的发送机，用多个相互正交的正交载波在发送机和接收机之间进行通信，所说的发送机包括按照调制多值数字把输入信息比特串转换成并行数据串的第一串并行转换器；根据从所述第一串并行转换器中输出的并行数据串产生正交相位信号的调制器；按照码信道的数目把从所述调制器中输出的所述正交相位信号转换成并行数据串的第二串并行转换器；产生与各个码信道相对应的扩散码的扩散码发生器；把从所述第二串并行转换器中输出的并行数据串与所述扩散码发生

器产生的扩散码分别相乘的多个乘法器;按照正交相位的差别把所述多个乘法器相乘的结果分别相加的第一和第二加法器;在所述各个正交载波间分别分配从所述第一和第二加法器中输出的正交相位分量的第三和第四串并行转换器;以及根据所述第三和第四串并行转换器分配的正交相位分量，产生正交频率复合信号的正交频率复合信号发生器。

根据本发明的第四方面，提供用在通信系统中的接收器，用多个相互正交的正交载波在发送器和接收器之间进行通信,所说接收器包括根据接收到的由所述发送器发送的信号，获得的基带信号中包含的所述正交频率复合信号，在所述每个正交载波中分别取出正交相位分量的正交相位分量提取电路;把从所述正交相位分量提取电路中输出的多个正交相位分量转换成串行信号串的第一并串行转换器;产生与各个码信道相对应的扩散码的扩散码发生器;把从所述第一并-串行转换器中输出的串行信号串与所述扩散码发生器产生的扩散码分别相乘的多个乘法器;多个积分器，用于把所述乘法器的相乘结果分别相加为与间隔时间相对应的值;把从所述多个积分器中输出的积分结果转换成串行信号串的第二并-串行转换器;从所述的第二并串行转换器中输出的正交相位信号中恢复信息符号的解调器;把从所述解调器中输出的信息符号转换成串行数据串并且产生信息比特串的第三并串行转换器。

根据本发明的第五方面，提供用在通信系统中的发送器,用多个相互正交的正交载波在发送器和接收器之间进行通信,所述的发送器包括按照码信道的数目，把输入信息比特串转换成并行数据串的第一串并行转换器;按照调制多值数字，把从所述第一串并行转换器中输出的并行数据串分别转换成并行数据串的多个第二串并行转换器;对所述的第二串并行转换器分别设置的多个调制器，它根据所述的并行数据串产生正交相位信号;产生与各个码信道相

对应的扩散码的扩散码发生器;把从所述的多个调制器中输出的正交相位信号分别与所述的扩散码发生器产生的扩散码相乘的多个乘法器;按照正交相位的差别，把所述的多个乘法器的乘积结果分别相加的第一和第二加法器;在所述的各个正交载波间分别分配从所述第一和第二加法器中输出的正交相位分量的第三和第四串并行转换器;以及根据所述第三和第四串并行转换器分配的正交相位分量，产生正交频率复合信号的正交频率复合信号发生器。

根据本发明的第六方面，提供用在通信系统中的接收器,用多个相互正交的正交载波在发送器和接收器之间进行通信,所说的接收器包括根据接收到的由所述发送器发送的信号，获得的基带信号中包含的所述正交频率复合信号，在所述的各个正交载波中分别取出正交相位分量的正交相位分量提取电路;把从所述正交相位分量提取电路中输出的多个正交相位分量转换成串行信号串的第一并串行转换器;产生与各个码信道相对应的扩散码的扩散码发生器;把从所述第一并串行转换器中输出的串行信号串与所述扩散码发生器产生的扩散码分别相乘的多个乘法器;多个积分器，用于把所述的乘法器的相乘结果分别相加为与间隔时间相对应的值;根据从所述积分器中输出的积分结果，分别恢复每个码信道的信息符号的多个解调器;把从所述的解调器中输出的信息符号转换成串行数据串，并产生各个码信道的信息比特的多个第二并串行转换器;以及把从所述的多个第二并串行转换器中输出的信息比特转换成串行数据串,并产生信息比串的第三并串行转换器。

结合附图，从下面的详细描述中本发明的性能、原理和应用将更为清楚，图中的相同部分用相同的数字或字母表示。

在附图中:

图1是表示现有发送装置的结构方框图；

图2是表示现有接收装置的结构方框图；

图3是表示每比特的现有能量分配状态的示意图。

图4是表示用在OFDM系统的正交载波的示意图；

图5是表示本发明的每比特的能量分布状态的示意图；

图6是表示第一实施例的发送装置的结构方框图；

图7是表示第一实施例的接收装置的结构方框图；

图8是表示扩散码发生器的结构方框图；

图9是表示第二实施例的发送装置的结构方框图；以及

图10是表示第二实施的接收装置的结构方框图。

参照附图，将说明本发明的最佳实施例。

(1)第一实施例

在OFDM系统中，用多个互相正交的正交载波进行发送，如图4 所示。在本实施例的情况下，一比特的信息的电功率扩散到每个正交载波(这里称为频谱扩散)，和使用叫作复合码的方法，结果实现频率利用因数的提高。

也就是说，在发送装置中，信息数据(信息比特串) 由调制器转换成正交相位信号，然后由串并行转换器转换成并行数据串，并与对各数据串是唯一的的扩散码相乘。然后，已与扩散码相乘的各个并行数据串相加，随后分配给各个正交载波，再后进行傅里叶逆变换，结果信息数据在整个频带扩散的复合码信号产生。

另一方面，在接收装置中，在各个正交载波中的正交相位分量经傅里叶变换提取，然后提取的正交相位分量经并串行转换器转换

成串行信号串，并按照码信道的数目分开，并与对各个码信道是唯一的扩散码相乘。然后，已与扩散码相乘的并行信号串被积分到其值分别对应于扩散码长度，从而根据积分值恢复信息数据。

在这种情况下，对各个码信道是相同的而对每个系统是唯一的第一扩散码与对各个码信道是唯一的第二扩散码相乘的乘积被用作扩散码。

用此方法，一比特的信息扩散到整个正交载波(即，全部正交频率)，而且减小了由于频率选择性衰落引起的误差率的退化。也就是说，如图5所示，在本实施例的情况下，每比特的能量(b_1-b_n)扩散到整个载波(f_1-f_n)，然后发送。对于一特定载波，各个比特是复合码并叠加起来。因而，即使由于频率选择性衰落损失部分载波的能量，每比特的能量的减小值也非常小，所以能防止误差率的明显退化。

由于对各个码信道是相同的而对每个系统是唯一的的第一扩散码与对各个码信道是唯一的的第二扩散码相乘的结果被用作扩散码，这能降低系统之间的干扰和码信道之间的干扰。

另外，多个比特用复合码按相同频率复合，因而通过改变复合码的数目能容易改变数据比率，而不用修正滤波器的带宽。

在图6中，和图1相应的部分有相同的参数，表示本实施例的发送装置的具体结构。如图6所示，在发送装置20中，信息数据(信息比特串)S1输入到串行转换器(S/P)2，然后，在此位置信息数据S1 按照调制多值数字转换成并行数据串。然而，如按照调制系统信息数据S1原来就是并行数据串，那么就不必转换成成并行了。

在此情况下，如调制系统是二进制移相键控(BPSK)，那么调制多值数字变成"1"，如调制系统是四相移相键控(QPSK)，那么调制多值

数字变成"2"，如调制系统是8相移相键控(8-相PSK)，那么调制多值数字变成"3"，如调制系统是正交调幅(16QAM)，那么调制多值数字变成"4'。

根据输入的并行数据串，调制器3产生与状态调制系统相对应的正交相位信号(I,Q)。作为一个例子，在调制系统是QPSK的情况下，从2-比特信息产生4-相信息。当产生的正交相位信号用[I- 分量，Q-分量]的形式表示时，它变成[1,1]，[-1,1]，[-1,-1]和[1,-1]中的任何一个。

由调制器3产生的正交相位信号(I,Q)分别输入到串并行转换器(S/P)4，然后，按照复合码数目(即，码信道的数目) 在此处转换成并行数据串(I_1和Q_1-I_n和Qn)。在这种情况下，正如这里所用的，转换成并行数据串是指对于每一个正交相位信号完成串行到并行转换。也就是说，根据码信道的数目分别对I-分量和Q-分量进行串行到并行转换。

这里扩散码发生器21产生对各个码信道是唯一的扩散码(C_1-C_n)。扩散码(C_1-C_n)分别送至乘法器(X_{I1}和X_{Q1}-Z_{In}和Z_{Qn})，然后在乘法器中在每个码信道与正交相位信号(I_1和Q_1-I_n和Q_n)相乘。 换话说，乘法器X_{I1}把同相分量I_1与扩散码C_1相乘，以及乘法器X_{Q1}把正交分量Q_1与扩散码C_1相乘。乘法器X_{I2}把同相分量I_2与扩散码C $_2$相乘，乘法器X_{Q2}把正交分量Q_2与扩散码C_2相乘。乘法器X $_{In}$把同相分量I_n与扩散码C_n相乘，以及乘法器X_{Qn}把正交分量Q_n与扩散码C_n相乘。因此，在特定码信道中，各个分量与同样的扩散码相乘。

乘法器(X_{I1}和X_{Q1}-X_{In}和X_{Qn}) 的输出按照正交相位的差别输入到加法器22,23并分别相加。也就是说，在加法器22中，各个码信道

的I-分量的乘法器X_{I1}-X_{In}的输出相加;在加法器23中，各个码信道的Q-分量的乘法器X_{Q1}-X_{Qn}的输出相加。

加法器22的输出输入到串并行转换器(S/P)24,根据正交载波的数目在转换器24 中转换成并行数据串，然后送至傅里叶逆变换器(IFFT)25作为OFDM的各个正交载波的I-分量。

另一方面，加法器23的输出输入到串并行转换器(S/P)26,并且根据正交载波的数目在此转换成并行数据串，然后送至傅里叶逆变换器作为OFDM的各个正交载波的Q-分量。

傅里叶逆变换器从各个正交载波所提供的相位信息(即,由I-分量和Q-分量构成的正交相位分量产生正交频率复合信号S10,S11,并且输出正交频率复合信号S10,S11给频率转换器27。 频率转换器27转换输入正交频率复合信号S10,S11 成一个所希望的载波频带的信号,并把它作为发送信号S12输出。发送信号S12输入到高频放大器7,并放大到规定的电功率,然后通过天线8在空气中发射。

另一方面,在图7中,和图2相应的部分有同样的参数，表示本实施例的接收装置的具体结构。如图7所示,在接收装置30中，由天线10接收到的接收信号被高频放大器11放大到规定的电功率，通过频率转换器31转换成基带信号S20、 S21，然后输入到傅里叶变换器(FFT)32。此时,基带信号S20、S21对应于发送装置20中的正交频率复合信号S10、S11。

傅里叶变换器32从输入基带信号S20、S21中提取各个正交载波(I_1'和Q_1'-I_n'和Q_n')中的正交相位分量,并输出这个分量给并行转换器(P/S)33。并串行转换器33转换输入正交相位分量(I_1'和Q_1'-I_n'和Q_n')为串行信号串。也就是说,并串行转换器33对于每个分量

一个一个地进行正交相位分量(I_1'和Q_1'-I_n'和Q_n')的串行转换，然后输出正交相位分量I′，Q′。

根据码信道的数目， 正交相位分量I′， Q′ 分开并送至乘法器Y_{I1}和Y_{Q1}-Y_{In}和Y_{Qn})。

扩散码发生器34对应于发送端的扩散码发生器21，它产生对各个码信道唯一的扩散码(C_1-C_n)。扩散码(C_1-C_n)分别送至乘法器(Y_{I1}和Y_{Q1}-Y_{In}和Y_{Qn})，并与正交相位分量I′，Q′相乘。也就是说，乘法器Y_{I1}把同相分量I′与扩散码C_1相乘，以及乘法器Y_{Q1}把正交相位分量Q′与扩散码C_1相乘。乘法器Y_{I2}把同相分量I′与扩散码C_2相乘，以及乘法器Y_{Q2}把正交分量Q′与扩散码C_2相乘。乘法器Y_{In}把同相分量I′与扩散码C_n相乘以及乘法器Y_{Qn}把正交分量Q′与扩散码C_n相乘。因此，正交相位分量I′，Q′与对各个码信道唯一的扩散码相乘。

根据码信道的差别，乘法器(Y_{I1}和Y_{Q1}-Y_{In}和Y_{Qn})的输出分别输入到积分器Z_1-Z_n，然后按照码信道的差别积分成对应于扩散的码长度的值。在这种情况下，具有2-输入和2-输出的结构的各个积分器Z_1-Z_n分别对输入积分，然后输出它们。

从积分器Z_1- Z_n输出的各个码信道的积分的结果分别输入到并串行转换器(P/S)14，然后在此对每个分量转换成串行信号串。换句话说，在并串行转换器14中，积分结果中的同类I-分量转换成一个串行信号串，积分结果中的同类Q-分量转换成一个串行信号串，结果输出由两个正交分量构成的串行信号串。

由两个正交分量构成的这个串行信号串输入到解调器15，并在解调器15中解调。此时，多个比特(例如，BPSK是1比特，QPSK是2比特，8-相位PSK是3比特，16QAM是4比特) 的并行数据串按照调制多值数

字(即,输出信息符号)从解调器15输出。所以,通过用并串行转换器(P/S)16把它们转换成串行数据串,就能获得与发送端的信息数据S1相对应的信息数据S4。

在此情况下,如调制系统是BPSK,解调器15 的输出是串行数据串,就不需并行到串行转换,也不需要并串行转换器16。

参见图8,现说明扩散码发生器21和34。然而,由于扩散码发生器21和34的结构相同,这里仅说明扩散码发生器21

如图8所示,扩散码发生器21包括产生对单个系统唯一的第一扩散码d_1的扩散码产生器D,产生对各个码信道唯一的第二扩散码e_1-e_n的扩散码发生器E_1-E_n,以及乘法器M_1-M_n。

扩散码发生器D产生的第一扩散码d_1输入至乘法器M_1-M_n。扩散码发生器E_1-E_n产生的第二扩散码e_1-e_n分别输入到对应的乘法器M_1-M_n。乘法器M_1把输入的第一扩散码d_1与第二扩散码e_1相乘,以及乘法器M_2把输入的第一扩散码d_1与第二扩散码e_2相乘。类似地,乘法器M_n把输入的第一扩散码d_1与第二扩散码e_n相乘。结果,与各个码信道相对应的扩散码C_1-C_n从乘法器M_1-M_n中输出。

这种情况下,第一扩散码d_1有助于减轻对其它系统的干扰的作用,以及第二扩散码e_1-e_n有助于减轻复合码信道之间的干扰的作用。用最大长度线性移位寄存器顺序码(M串行码) 表示的伪随机噪声码(PN码)用作第一扩散码d_1,以及用M串行码表示的PN码或用 Walsh码表示的正交码用作第二扩散码e_1-e_n。在此情况下,如果正交码用作第二扩散码,码信道间的干扰能更大程度的减小,这一点从正交码的特性可知道。

用上述结构,在发送装置20中,从信息数据S1获得的正交相位

信号(I,Q)转换成与码信道的数目相对应的并行数据串(I_1和Q_1- I_n和Q_n)，并且各个并行数据串(I_1和Q_1-I_n和Q_n) 与对各个码信道是唯一的扩散码(C_1-C_n)相乘。然后，已与扩散码相乘的各个并行数据串按照正交相位的差别相加，并转换成与正交载波的数目相对应的并行数据串，以及进行傅里叶逆变换。结果，在发送装置20中，以这样的方式进行发送：如图5所示，信息数据S1的每个比特在整个频带(f_1-f_n)上扩散，并且多个比特相对于各个正交载波(f_1-f_n) 进行码复合。

另一方面，在接收装置30中，各个正交载波中的正交相位分量(I_1'和Q_1'-I_n'和Q_n')通过傅里叶变换从接收基带信号S20、S21 中取出，然后取出的正交相位分量(I_1'和Q_1'-I_n'和Q_n')按照时间序列累积并转换成串行信号串(I′,Q′)，以及按照码信道的数目分开，并与对各个码信道唯一的扩散码(C_1-C_n)相乘(换句话，进行逆扩散)。然后，已与扩散码相乘的并行信号串分别积分成对应于扩散码长度的值，根据积分值信息数据恢复。结果，在接收装置30中，扩散在整个频带(f_1-f_n)并对各个正交载波进行码复合的信息数据恢复。

以此方式在本实施例的情况下，如图5所示，信息数据的每个比特扩散到每个正交载波然后发送，结果，即使由于频率选择性衰落，载波的部分能量损失，每比特的能量的减小值非常小，所以能减小误差率的明显退化。

在这方面，在现有系统的情况下，信息数据的每个比特不在整个频带扩散，但一个比特的能量仅加载在一个载波上，如图3所示；因此，如果由于频率选择性衰落，某一载波的能量损失，在通过变动载波发送的比特上产生误差，结果整个误差率退化。

在本实施例中，使用码(C_1-Cn)作为用于复合码的扩散码，码(C_1-C_n)是对各码信道是相同的而对每个系统是唯一的第一扩散码(d_1)与对各个码信道是唯一的第二扩散码(e_1-e_n)的乘积，结果，由于第一扩散码能避免不同系统间的干扰，凭借第二扩散码能避免码信道间的干扰。

此外，在本实施例的情况下，多个比特通过复合码复合到同一载波，因而通过改变复合码的数目(即，码信道的数目)就能容易地改变数据比率，而无须传统的修正滤波器带宽等方式。

根据上述结构，信息数据的每个比特扩散到每个正交载波，并且多个比特对于每个正交载波进行码复合，结果，即使出现频率选择性衰落的情况，也能减轻误差率的明显退化，并且在数据比率改变的情况下，此改变容易调节。这样，就能实现减小由于频率选择性衰落引起的性能破坏，并容易解决数据比率的修正，保持OFDM系统的优点的通信系统。

(2)第二实施例

在图9中，和图6中相对应的部分有同样的参数，参数40代表整个第二实施例的发送装置。在发送装置40中，信息数据S1 输入到串并行转换器(S/P)41，然后信息数据S1根据复合码的数目(即，码信道的数目)在转换器41中转换成并行数据串。 并行数据串分别输入到串并行转换器(S/P)SP_1-SP_n，然后根据调制多值数字(BPSK是"1"，QPSK是"2"，8-相PSK是"3"，16QAM是"4")分别转换成并行数据串。

根据输入的并行数据串，调制器MOD_1-MOD_n分别产生与规定的调制系统相对应的正交相位信号(I_1和Q_1-I_n和Q_n)。作为一个例子，在

调制系统是QPSK的情况下，从2-比特信息中产生4-相信息。 如产生的正交相位信号以[I-分量，Q-分量]的形式表示，那么它变成[1,1]，[-1,1]，[-1,-1]和[1,-1]中的任何一个。从调制器MOD_1-MOD_n中输出的正交相位信号(I_1和Q_1-I_n和Q_n)分别输入到乘法器(X_{I1}和X_{Q1}-X_{In}和X_{Qn})。

象第一实施例一样具有如图8所示的结构的扩散码发生器21 产生相互有差异并分配给各个码信道的扩散码(C_1-C_n)。扩散码(C_1-C_n)分别送至乘法器(X_{I1}和X_{Q1}-X_{In}和X_{Qn})，并且正交相位信号(I_1和Q_1-I_n和Q_n)在乘法器中与在各个码信道的扩散码相乘。换句话说，乘法器X_{I1}把同相分量I_1与扩散码C_1相乘，以及乘法器X_{Q1}把正交分量Q_1与扩散码C_1 相乘。乘法器X_{I2}把同相分量I_2与扩散码C_2相乘以及乘法器X_{Q2}把正交分量Q_2与扩散码C_2相乘。乘法器X_{In}把同相分量I_n与扩散码C_n相乘以及乘法器X_{Qn}把正交分量Q_n与扩散码C_n相乘。因此，在特定的码信道中，各分量与同样扩散码相乘。

乘法器(X_{I1}和X_{Q1}-X_{In}和X_{Qn}) 的输出根据正交相位的差别分别输入到加法器22，23，并且相加。换句话说，在加法器22中，是各个码信道的I-分量的乘法器X_{I1}-X_{In}的输出相加；在加法器23中，是各个码信道的Q-分量的乘法器X_{Q1}-X_{Q2}的输出相加。

加法器22的输出被输入到串并行转换器(S/P)24，并根据正交载波的数目转换成并行数据串，然后作为OFDM的各个正交载波的I- 分量送至傅里叶逆变换器(TFFT)25。

另一方面，加法器23的输出输入到串并行转换器(S/P)26，并根据正交载波的数目转换成并行数据，然后作为OFDM 的各个正交载波的Q-分量送至傅里叶逆变换器25。

傅里叶逆变换器25从各个正交载波提供的相位信息(即，由I-分量和Q-分量组成的正交相位分量)产生正交频率复合信号S10，S11，并输出正交频率复合信号S10、S11给频率转换器27。频率转换器27把正交频率复合信号S10，S11转换成所希望的载波频带的信号，并作为发送信号S12输出。发送信号S12输入到高频放大器7，在放大器 7中放大到规定的功率，然后通过天线8在空气中发射。

另一方面，在图10中，和图7相应的部分有相同的参数，表示第二实施例的接收装置。如图10所示，在接收装置50中，通过天线10接收到的接收信号通过高频放大器11放大到规定的电功率，通过频率转换器31转换成基带信号S20，S21，然后输入到傅里叶变换器(FFT)32。在此情况下，基带信号S20，S21与发送装置40中的正交频率复合信号S10，S11相对应。

傅里叶变换器32从输入的基带信号S20，S21 中提取各个正交载波(I_1'和Q_1'-I_n'和Q_n')中的正交相位分量，并把分量输出给并串行转换器(P/S)33。并串行转换器33把输入正交相位分量(I_1'和Q_1'-I_n'和Q_n')转换成串行信号串。也就是说，在并串行转换器33中，对于各个分量进行正交相位分量(I_1'和Q_1'-I_n'和Q_n')向串行的转换，然后输出正交相位分量I'，Q'。

正交相位分量I'，Q'按照码信道的数目分开，并送至乘法器(Y_{I1}和Y_{Q1}-Y_{In}和Y_{Qn})。

与发送端的扩散码发生器11相对应并且象第一实施例一样，具有图8所示结构的扩散码发生器34产生相互不同，分配给各个码信道的扩散码(C_1-C_n)。扩散码(C_1-C_n)分别送至乘法器(Y_{I1}和Y_{Q1}-Y_{In}和Y_{Qn})，正交相位分量I'，Q'分别与这些扩散码相乘。也就是说，乘

法器Y_{I1}把同相分量I′与扩散码C_1相乘，以及乘法器Y_{Q1}把正交分量Q′与扩散码C_1相乘。乘法器Y_{I2}把同相分量I′与扩散码C_2相乘，以及乘法器Y_{Q2}把正交分量Q′与扩散码C_2相乘。此外，乘法器Y_{In}把同相分量I′与扩散码C_n相乘，乘法器Y_{Qn}把正交分量Q′与扩散码C_n相乘。因此，正交相位分量I′，Q′与对各个码信道唯一的扩散码相乘。

乘法器(Y_{I1}和Y_{Q1}-Y_{In}和Y_{Qn})的输出按照码信道的差别分别输入到积分器Z_1-Z_n，然后在积分器中根据信道的差别积分成与扩散码长度相对应的值。在这种情况下，具有2-输入和2-输出结构的各个积分器Z_1-Z_n分别对输入值积分，然后输出它们。

从积分器Z_1-Z_n输出的各个码信道的积分的结果分别输入到解调器DEM_1-DEM_n，然后根据码信道的差别解调。此时，多比特(例如，BPSK是1比特，QPSK是2比特，8-相PSK是3比特；16QAM是4比特)的并行数据串按照调制多值数字从解调器DEM_1-DEM_n输出(换句话说，输出信息符号)。解调器DEM_1-DEM_n的解调结果分别输入到并串行转换器(P/S)PS_1-PS_n，并根据码信道的差别转换成串行数据串。

已由并串行转换器PS_1-PS_n转换成串行数据串的各个码信道的解调结果分别输入到并串行转换器(P/S)51，然后转换成串行数据串。因此，获得与发送端的信息数据S1相对应的信息数据S4。

在此情况下，在调制系统是BPSK的情况下，解调器DEM_1-DEM_n的输出是串行数据串，所以不必进行并行到串行转换，也不需要并串行转换器PS_1-PS_n。

用上述结构，在发送装置40中，信息数据S1按照码信道的数目转换成并行数据串，然后从各个并行数据串产生正交相位信号(I_1和Q_1-I_n和Q_n)。然后，正交相位信号(I_1和Q_1-I_n和Q_n)与对各个码信道

是唯一的扩散码(C_1-C_n)相乘，已被扩散码相乘的各个并行数据串按照正交相位的差别相加，并转换成与正交载波的数目相对应的并行数据串，再进行傅里叶逆变换。结果，在发送装置40中，以此方式进行发送：如图5所示，信息数据S1的每个比特在整个频带(f_1-f_n)上扩散，并且多个比特码复合到每个正交载波(f_1-f_n)。

另一方面，在接收装置50中，各个正交载波中的正交相位分量(I_1'和Q_1'-I_n'和Q_n')通过傅里叶变换从接收基带信号S20、S21 中取出，然后取出的正交相位分量(I_1'和Q_1'-I_n'和Q_n') 按照时间序列累积并且转换成串行信号串(I',Q')，并按照码信道的数目分开，然后与对各个码信道唯一的扩散码(C_1-C_n)相乘(换句话说，进行逆扩散)。然后，已被扩散码相乘的并行信号串分别积分成与扩散码长度相对应的值，根据积分值按照码信道的差别解调，最后进行并串行转换，从而获得信息数据。结果，在接收装置50中，已扩散到整个频带(f_1-f_n)上并且码复合到各个正交载波的信息数据恢复。

这样在本实施例的情况下，因为信息数据的每个比特扩散到整个正交载波，然后发送，即使由于频率选择性衰落，载波的部分能量损失，每比特的能量的减小值也非常小，所以能减小误差率的明显退化。

此外，在本实施例的情况下，因为多个比特通过复合码复合到同一载波上，所以通过改变复合码的数目(即，码信道的数目)就能容易地改变数据比率，而不用现有的修正滤波器的频带等方式。

根据上述结构，信息数据的每个比特扩散到整个正交载波，并且多个比特码复合到每个正交载波，结果，即使出现频率选择性衰落，也能减小误差率的明显退化，并且容易调节数据比率的变化。这样，

就能实现减小由于频率选择性衰落引起的性能破坏，并容易解决数据比率的修正，保持OFDM系统的优点的通信系统。

(3)其它实施例

在第一实施例中，调制器3设置于发送装置20 中的串并行转换器4的前级，并且调制器3产生的正交相位信号I和Q 按照码信道的数目转换成并行数据。然而，本发明不局限于此，调制器设置于每个码信道的串并行转换器4 的后级并在分开到码信道之后产生正交相位信号的结构也能获得上述同样效果。

此外，在第一实施例中，解调器15设置于接收装置30中的并串行转换器14的后级，并且各个码信道的正交相位分量按照时间序列累积，然后解调。然而，本发明不局限于此，解调器设置于每个码信道的并串行转换器14的前级(换句话说，解调器一对一地设置在积分器Z_1-Z_n的后级)，并且，在每个码信道上解调后，按照时间序列进行累积的结构也能获得上述同样效果。

此外，在上述实施例中，正交载波的数目和码信道的数目两个都是n，然而本发明不局限于此，正交载波的数目和码信道的数目不同的结构也能获得上述同样的效果。

结合本发明最佳实施例的描述，落入本发明精神范围的、 覆盖在随后的权利要求中的各种变化和修改对本领域技术人员来说是显而易见的。

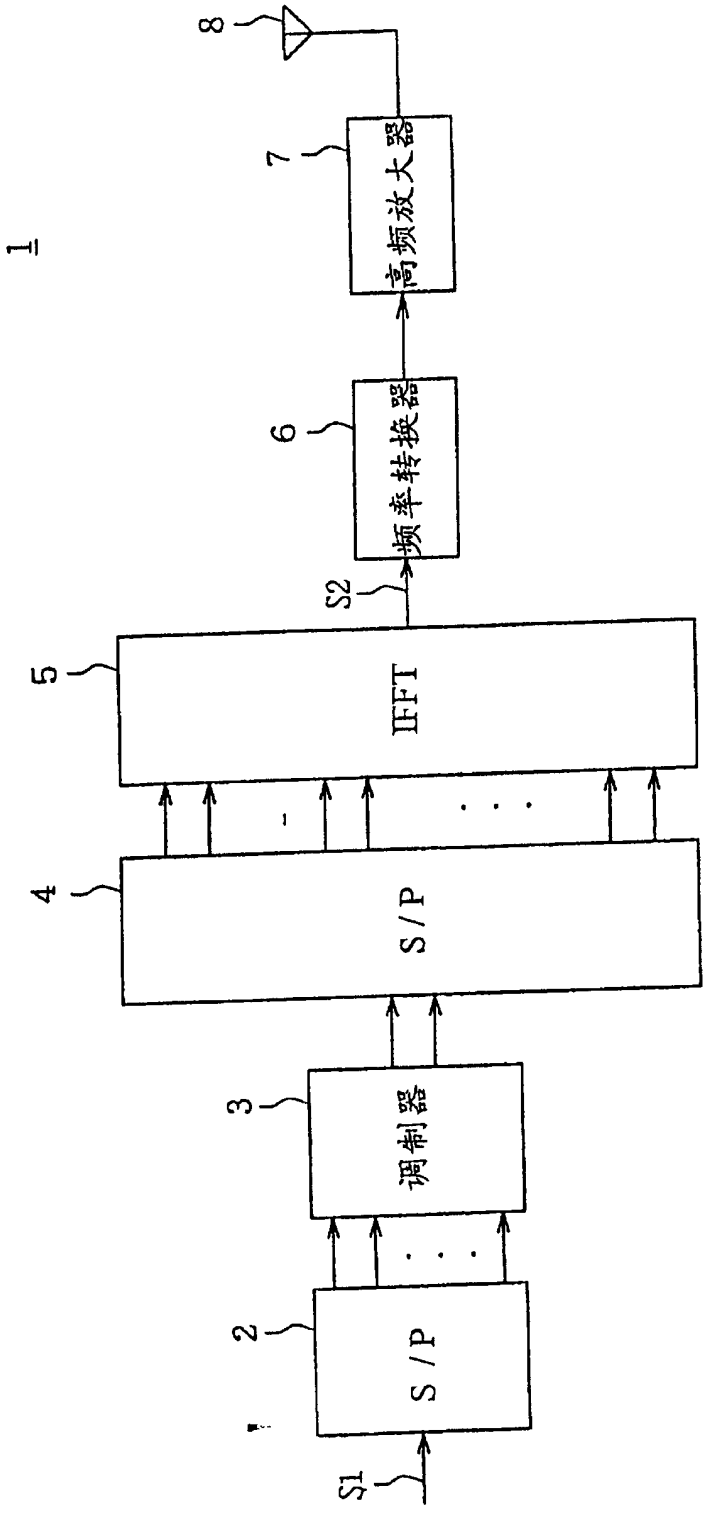


图 1

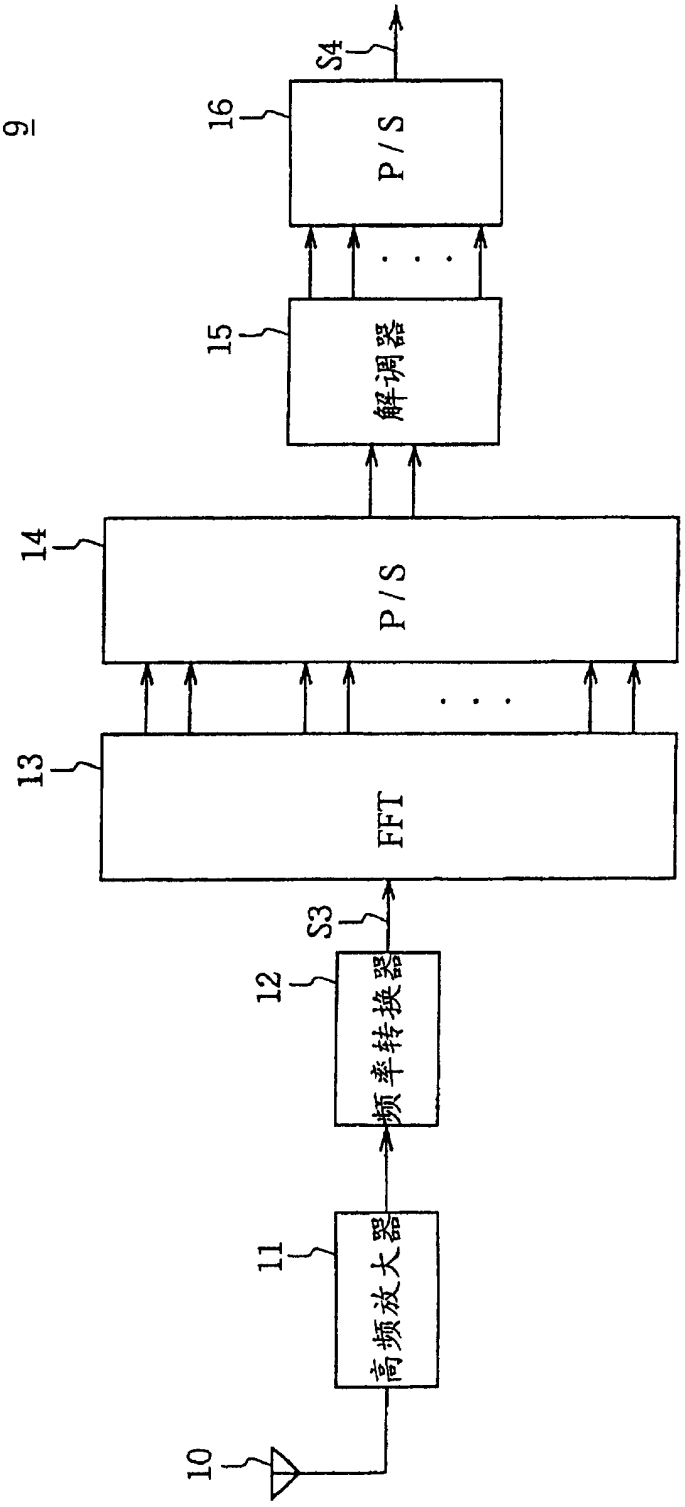


图 2

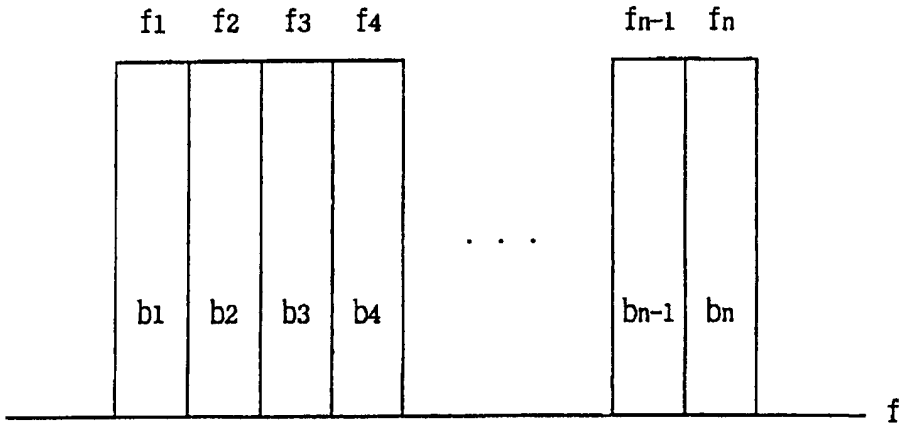


图 3

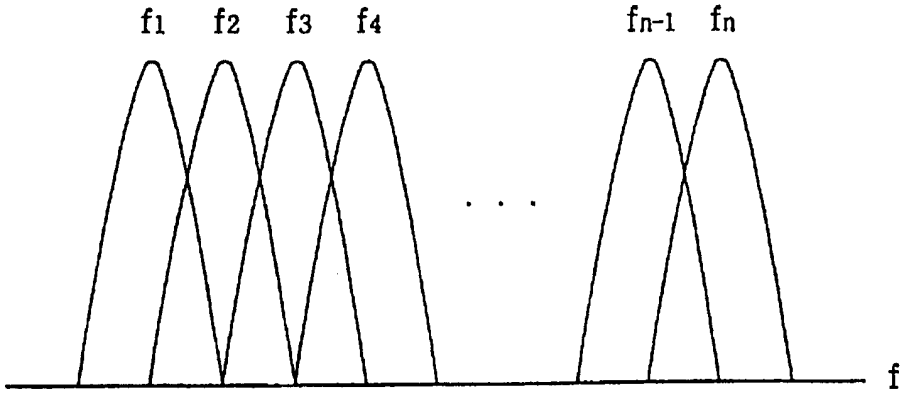


图 4

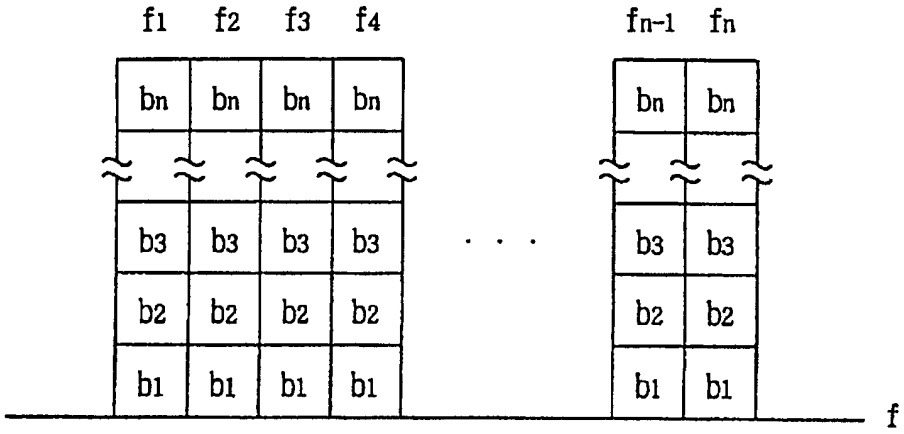

f1
f2
f3
f4
fn-1
fn
bn
b3
b2
b1
f

图 5

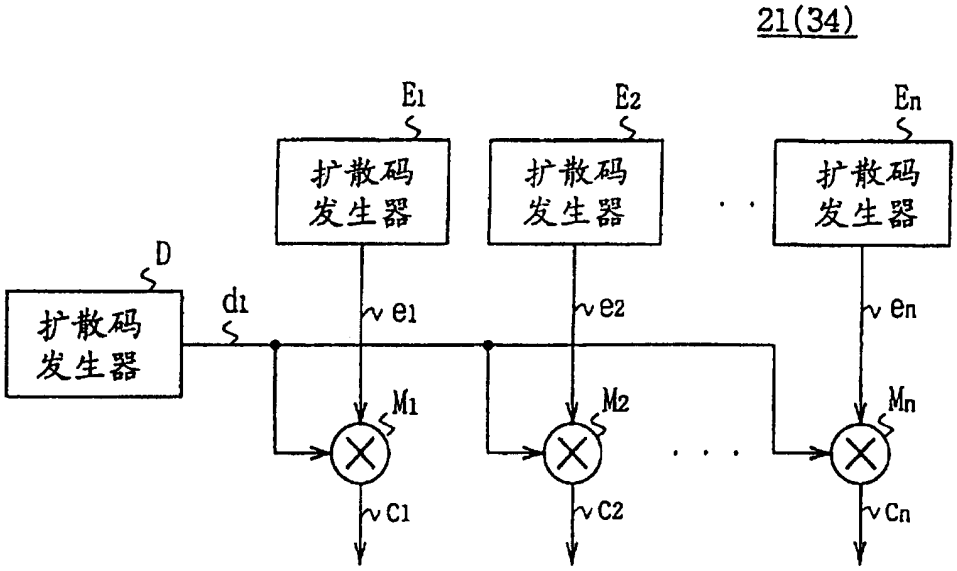

21(34)
E1
E2
En
扩散码发生器
扩散码发生器
扩散码发生器
D
扩散码发生器
d1
e1
e2
en
M1
M2
Mn
c1
c2
cn

图 8

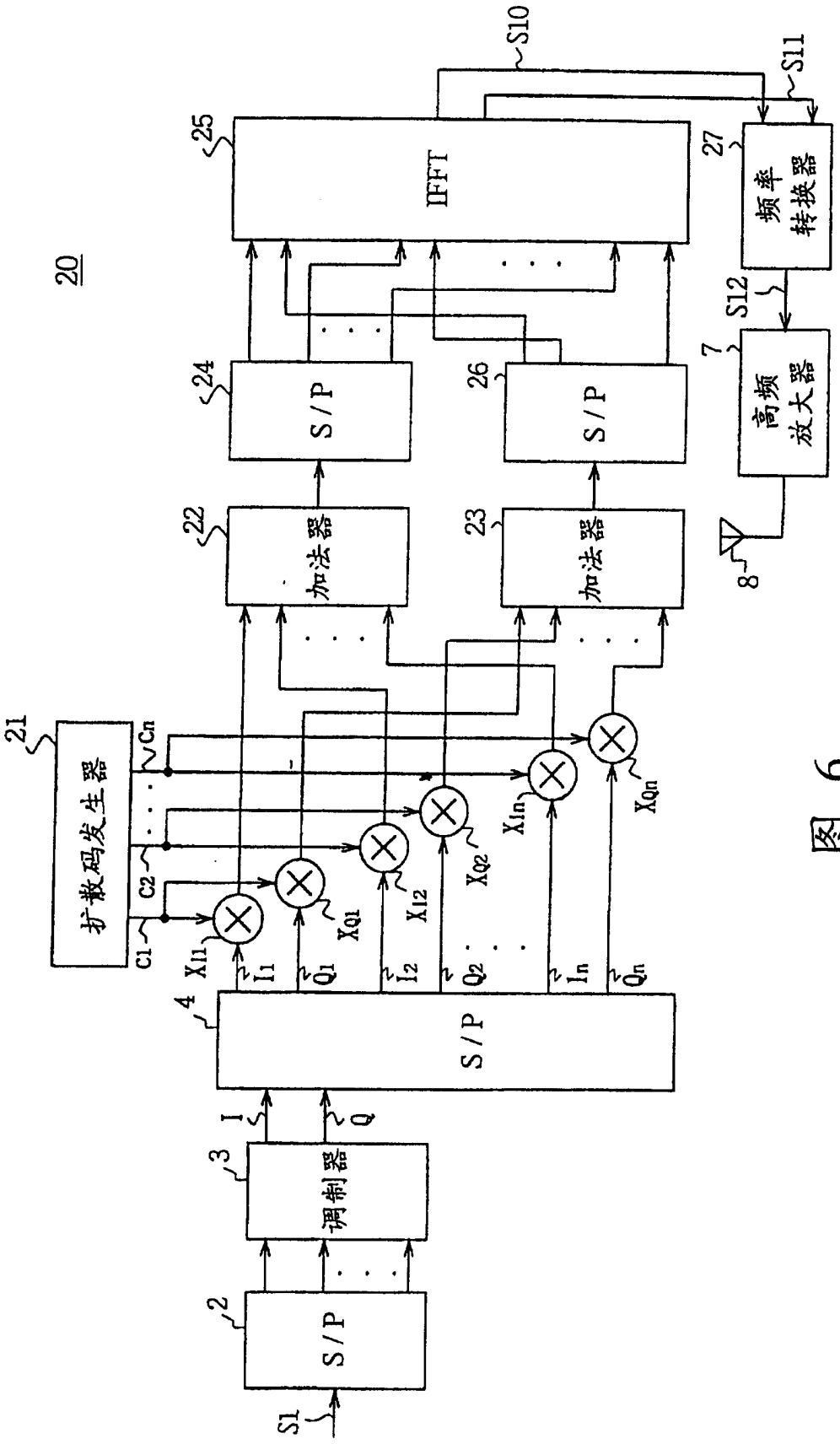

20
S1
2
S/P
3
调制器
I
Q
4
S/P
C1
C2
Cn
21
扩散码发生器
XI1
XQ1
XI2
XQ2
XIn
XQn
I1
Q1
I2
Q2
In
Qn
22
加法器
23
加法器
24
S/P
26
S/P
25
IFFT
S10
S11
27
频率转换器
S12
7
高频放大器
8

图 6

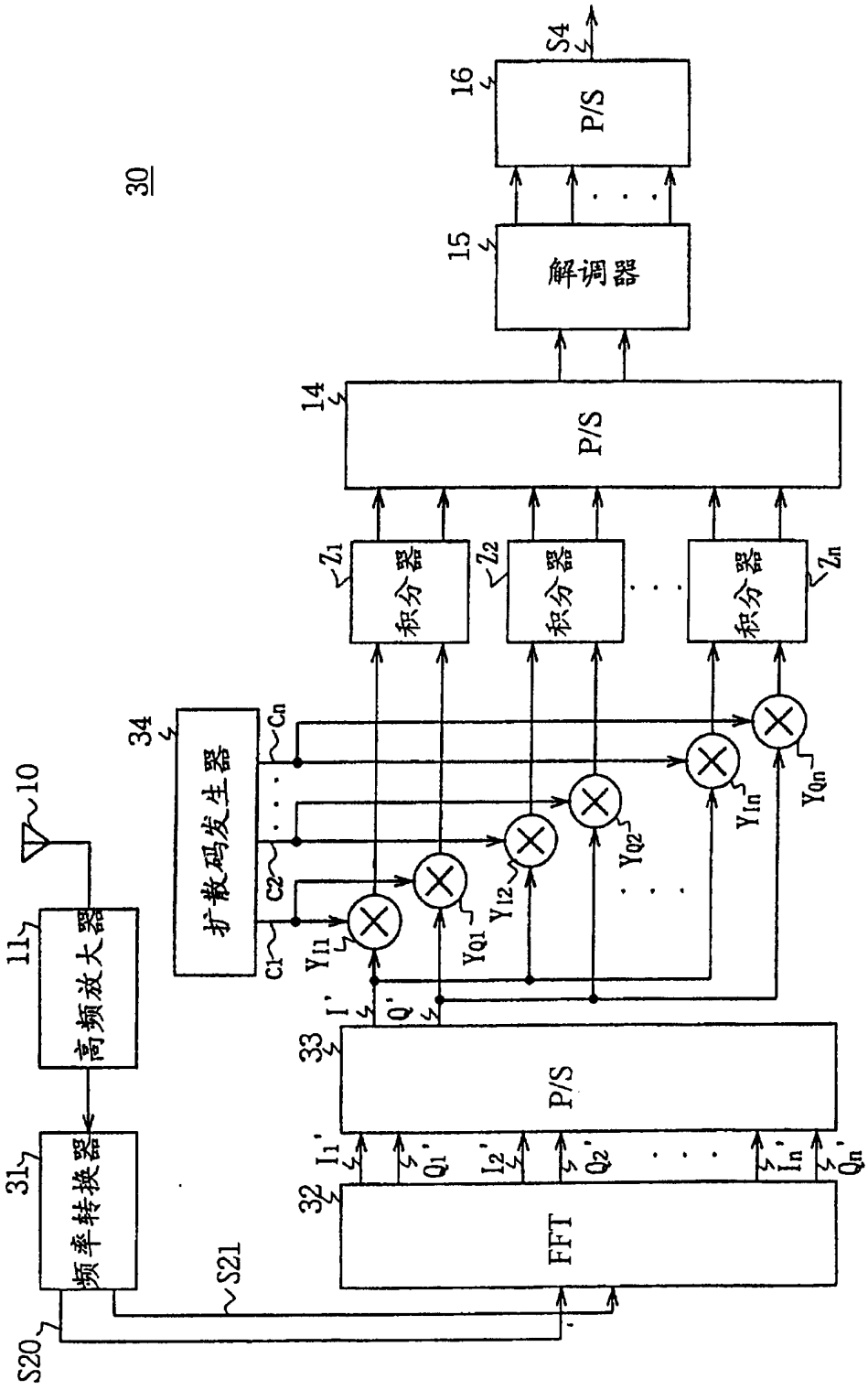

30
S4
16
P/S
15
解调器
14
P/S
积分器
积分器
积分器
Z1
Z2
Zn
34
扩散码发生器
C1
C2
Cn
10
11
高频放大器
31
频率转换器
S21
S20
33
P/S
32
FFT
I'
Q'
I1'
Q1'
I2'
Q2'
In'
Qn'
YI1
YQ1
YI2
YQ2
YIn
YQn

图 7

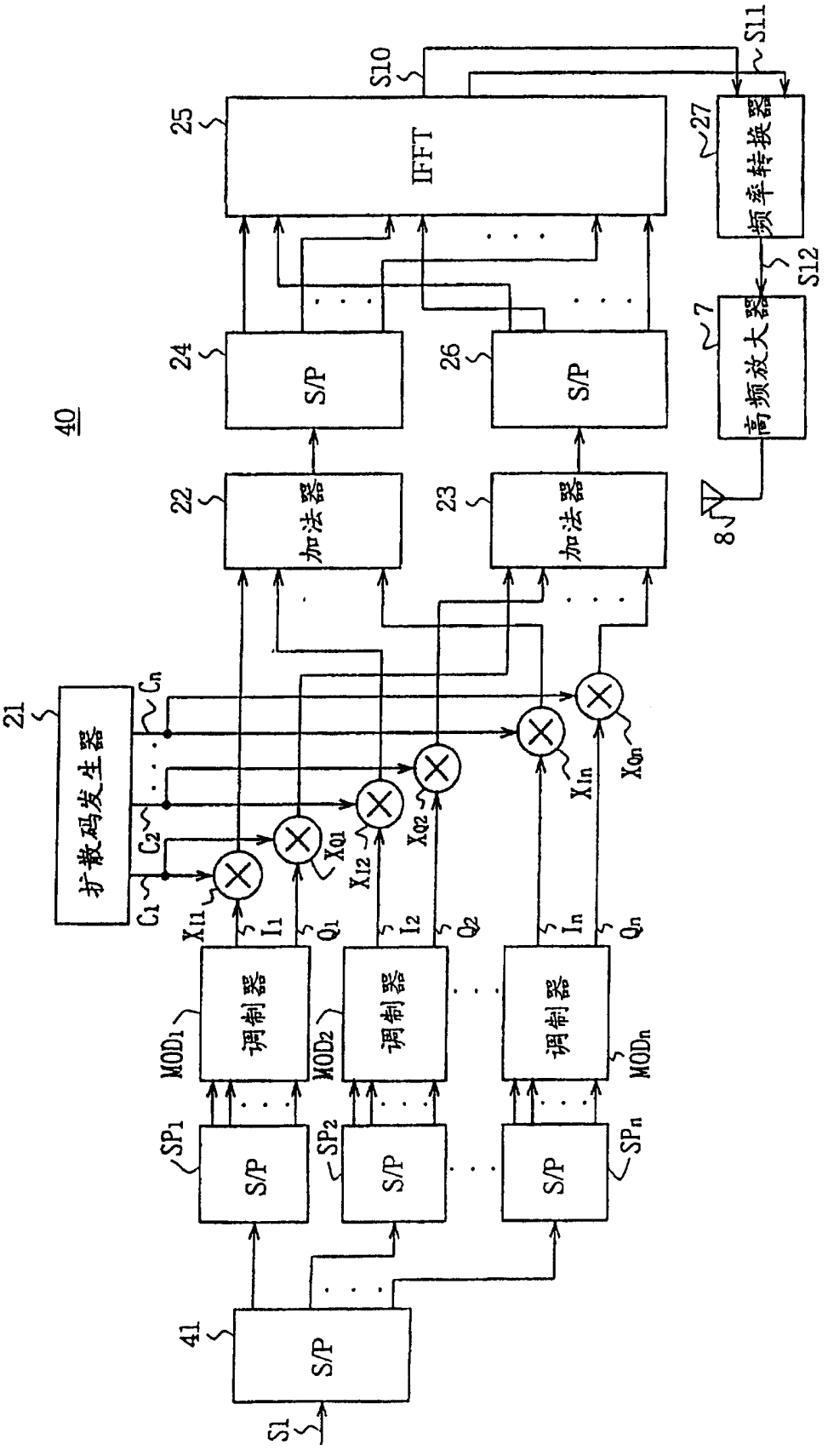

40
41
S/P
S1
SP1
SP2
SPn
调制器
MOD1
MOD2
MODn
21
扩散码发生器
C1
C2
Cn
I1
Q1
I2
Q2
In
Qn
XI1
XQ1
XI2
XQ2
XIn
XQn
22
23
加法器
24
26
S/P
25
IFFT
S10
S11
27
频率转换器
S12
7
高频放大器
8

图 9

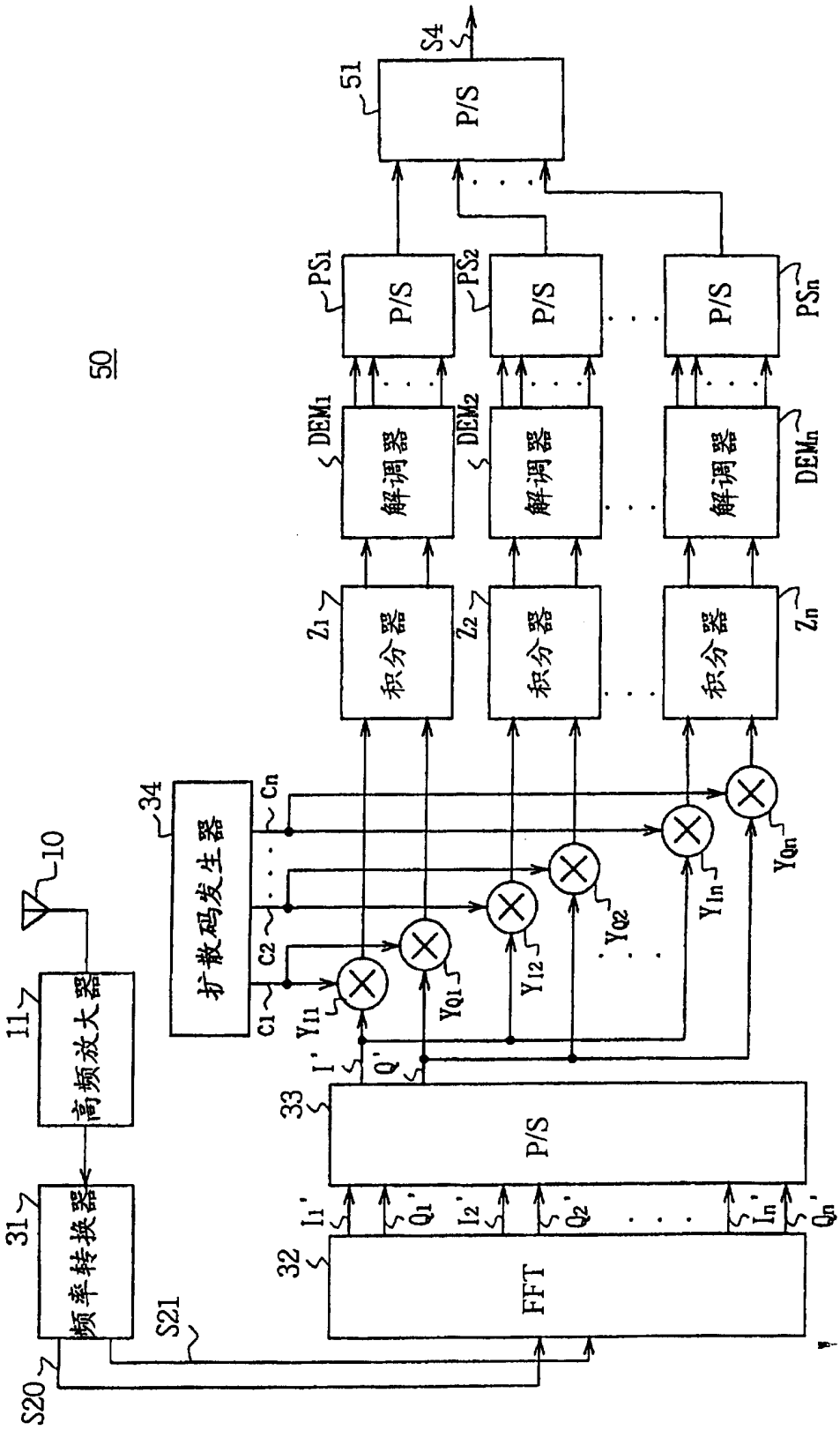

50
S4
51
P/S
PS1
PS2
PSn
DEM1
DEM2
DEMn
解调器
Z1
Z2
Zn
积分器
34
扩散码发生器
C1
C2
Cn
10
11
高频放大器
31
频率转换器
S21
S20
33
P/S
32
FFT
I1'
Q1'
I2'
Q2'
In'
Qn'
I'
Q'
YI1
YQ1
YI2
YQ2
YIn
YQn

图 10