

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl⁷

H04J 9/00

H04L 5/04 H04Q 7/00

H04B 1/06 H04Q 7/00

H04B 7/216 H04B 7/208

[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 98814242.2

[43] 公开日 2001 年 8 月 29 日

[11] 公开号 CN 1310894A

[22] 申请日 1998.8.18 [21] 申请号 98814242.2

[86] 国际申请 PCT/US98/17063 1998.8.18

[87] 国际公布 WO00/11823 英 2000.3.2

[85] 进入国家阶段日期 2001.3.16

[71] 申请人 东达网络公司

地址 美国加利福尼亚

[72] 发明人 布莱恩·G·阿格伊

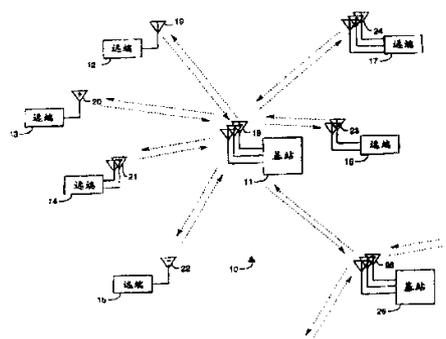
[74] 专利代理机构 中国国际贸易促进委员会专利商标事务所
代理人 张 维

权利要求书 14 页 说明书 37 页 附图页数 31 页

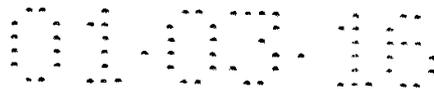
[54] 发明名称 多层载波离散多音通信技术

[57] 摘要

一种基于频域扩展的“多层载波”扩展频谱通信系统(10), 通过将时域形式的基带信号与一组重叠或是多层的复合正弦载波波形相乘而完成扩展。在一个实施例(10)中, 扩展是通过直接激励一个大型快速 Fourier (FFT) 变换库来完成的。这样就能明显降低计算的复杂性, 缓和输出 FFT 容量的要求。采用一种点-对-多点 and 多点-对-多点(无节点)网络拓扑布局。包括一种空码方法, 采用各个来源(11)的频谱分集来消除干扰和改善信号分离。可以将基本系统(10)扩展到包括多元天线阵列(26/18), 空码方法还可以采用空间分离来消除干扰和改善信号分离。这种方法可以适应定向和反向传输系统或者是适应无线电环境。这种系统能够兼容按需带宽和高级调制格式, 并且采用前置(最大-SINR)解扩展器自适应算法。



I S S N 1 0 0 8 - 4 2 7 4



权 利 要 求 书

1.一种多址联接通信系统包括:

发射多个射频(RF)载波的至少一个发射机;

至少一个接收机,用来接收至少两个上述多个射频载波中的至少一个子集;

连接到各个发射机上的至少一个扩展器,采用第一数字扩展增益和第一数据独立和冗余地调制至少两个上述(RF)载波的幅值和相位;

连接到各个接收机上的至少一个解扩展器,采用上述第一数字扩展增益独立地解调至少两个上述(RF)载波的幅值和相位,恢复上述第一数据;以及

连接着发射机,接收机,扩展器和解扩展器的多址联接装置,用至少一种空分多址联接(SDMA),频分多址联接(FDMA)和码分多址联接(CDMA)提供独立的通信信道。

2.按照权利要求 1 的系统,其特征是:

上述 SDMA 进一步包括连接到上述发射机和接收机的天线阵列,并且在一对发射机和接收机之间按照其相对空间位置提供选择的数据信道发送和接收。

3.按照权利要求 1 的系统,其特征是:

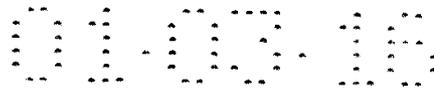
上述 FDMA 进一步包括最小数量的射频载波,按照上述射频载波的匹配子集在一对发射机和接收机之间为通信附加数据信道提供载波的至少两个子集。

4.按照权利要求 1 的系统,其特征是:

上述 CDMA 进一步包括至少一个第二数字扩展增益和第二数据,按照上述数字扩展增益的匹配子集在一对发射机和接收机之间至少提供上述第一和第二数据的通信。

5.具有空间和频率上分散的一种无线电发射机系统包括:

具有空间上成组分布的正整数“n”个独立天线的天线系统,用来提供正整数“n”个空间分布的通信信道;



具有连接到天线系统中对应的天线上的独立放大器的一个射频放大器组,每个放大器都具有可调的增益,用于控制调整波束,并且使射频信号传输对上述放射状分布的空间通信信道无效;

连接到放大器组上的离散多音多层载波扩展频谱发射调制器,并且用于频率分散的多个通信信道;

具有连接到调制器上的各个输出和一个数据输入的扩展器,用于同时所有上述频率分散的多个通信信道上扩展数据;以及

连接到上述射频放大器组的调整装置,用来选择上述正整数“n”个放射状分布的空间通信信道中的一个。

6.按照权利要求 5 的系统,其特征是上述系统进一步提供极化传播,其中的上述独立天线进一步采用极化分布。

7. 具有空间和频率上分散的一种无线电接收机系统包括:

具有空间上成组分布的正整数“n”个独立天线的天线系统,用来提供正整数“n”个放射状分布的空间通信信道;

具有连接到天线系统中对应的天线上的独立放大器的一个射频放大器组,每个放大器都具有可调的增益,用于控制调整波束,并且使射频信号传输对上述放射状分布的空间通信信道无效;

连接到放大器组上的离散多音多层载波扩展频谱解调器,并且用于频率分散的多个通信信道;

具有连接到解调器上的各个输入和一个数据输出的解扩展器,用于同时对所有上述频率分散的多个通信信道上包括的数据解扩展;以及

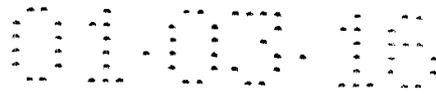
连接到上述射频放大器组的调整装置,用来选择上述正整数“n”个放射状分布的空间通信信道中的一个。

8 按照权利要求 6 的系统,其特征是进一步包括:

用来确定一个目标接收机的放射状分布的空间通信信道地址的计算装置。

9.多层载波扩展频谱无线电通信的一种多址联接方法包括以下步骤:

在发射机上按照多个离散频率通信信道各自的一个合成正弦波的合成幅值和相位增益构筑一个多层载波扩展增益;



在上述发射机上用一个矢量乘法器和一个反向通信频道复用器扩展一种任意的窄带基带前置扩展数据;

在采用上述多层载波扩展增益在上述多个离散频率通信信道上扩展之后,同时从上述发射机发射上述数据;以及

在接收机上用一个矢量内部产生线性合成器和通信频道复用器对上述多个离散频率通信信道解扩展,利用对通信信道干扰的相对免除性来恢复上述任意的窄带基带前置扩展数据。

10.按照权利要求 9 的方法,其特征是:

在上述构筑步骤中,上述频率通信信道是不相邻的,并且分布在多个频带内。

11. 按照权利要求 10 的方法,其特征是:

在上述同时发射步骤中使上述频率通信信道重叠,并且包括正交频分多址联接式调制格式。

12. 按照权利要求 11 的方法,其特征是:

在上述同时发射步骤中将上述数据编组,采用正交频分多址联接式的通信频道复用器结构按照离散分组来扩展,发射,和解扩展基带数据,上述分组在时间上重叠,相邻,或者是不相邻。

13.用于多层载波扩展频谱无线电通信的一种干扰消除方法包括以下步骤:

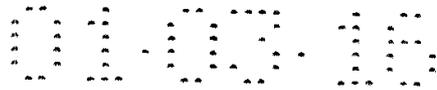
在发射机上按照多个离散频率通信信道各自的一个合成正弦波的合成幅值和相位增益构筑一个多层载波扩展增益;

在上述发射机上用一个矢量乘法器和一个反向通信频道复用器扩展一种任意的窄带基带前置扩展数据;

在采用上述多层载波扩展增益在上述多个离散频率通信信道上扩展之后,同时从上述发射机发射上述数据;

在接收机上用一个矢量内部产生线性合成器和通信频道复用器对上述多个离散频率通信信道解扩展,利用对通信信道干扰的相对免除性来恢复上述任意的窄带基带前置扩展数据;以及

按照从解扩展步骤获得的信息利用干扰消除装置实现空码。



14.用于多层载波扩展频谱无线电通信的一种自适应天线布阵方法包括以下步骤:

在发射机上按照多个离散频率通信信道各自的一个合成正弦波的合成幅值和相位增益构筑一个多层载波扩展增益;

在上述发射机上用一个矢量乘法器和一个反向通信频道复用器扩展一种任意的窄带基带前置扩展数据;

在采用上述多层载波扩展增益在上述多个离散频率通信信道上扩展之后,同时从上述发射机发射上述数据;

在接收机上用一个矢量内部产生线性合成器和通信频道复用器对上述多个离散频率通信信道解扩展,利用对通信信道干扰的相对免除性来恢复上述任意的窄带基带前置扩展数据;以及

按照上述解扩展基带数据来调节连接到一个天线阵列和上述发射机的若干个放大器的增益。

15. 多层载波扩展频谱无线电通信的一种时分双工方法包括以下步骤:

将时间分割成时隙,用作向一个远端接收机发射第一组离散频率通信信道和从一个远端发射机接收第二组离散频率通信信道;

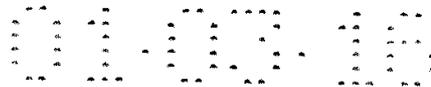
在一个近端发射机上按照上述第一和第二组离散频率通信信道中至少一个信道的合成正弦波的合成幅值和相位增益构筑一个多层载波扩展增益;

在上述近端发射机上用一个矢量乘法器和一个反向通信频道复用器扩展一种任意的窄带基带前置扩展数据;

在采用上述多层载波扩展增益在上述第一组离散频率通信信道上扩展之后,同时从上述近端发射机发射上述数据;

在近端接收机上用一个矢量内部产生线性合成器和通信频道复用器对上述第二组离散频率通信信道解扩展,利用对通信信道干扰的相对免除性来恢复上述任意的窄带基带前置扩展数据;以及

控制步骤,按照从上述远端和近端发射机和上述远端和近端接收机都具备的一个定时信号源获得的精确时间信息来分割时间。



16.按照权利要求 15 的方法,其特征是:

控制步骤中包括从在轨导航卫星上接收系统时间信息。

17.一种无线电发射机系统包括:

多音发射机阵列,按照用来在第一组独立远端接收机之间进行识别的计算机计算出的频谱加权执行多频谱载波信号传输;以及

连接到发射机阵列上的天线阵列,按照用来在第二组独立远端接收机之间进行识别的计算机计算出的空间加权对上述多频谱载波信号传输的发射功率进行空间调节。

18.一种无线电接收机系统包括:

多音接收机阵列,按照用来在第一组独立远端发射机之间进行识别的计算机计算出的频谱加权执行多频谱载波信号接收;以及

连接到接收机阵列上的天线阵列,按照用来在第二组独立远端发射机之间进行识别的计算机计算出的空间加权对上述多频谱载波信号接收的接收功率进行空间调节。

19.一种无线电通信系统包括:

多音发射机阵列,按照用来在第一组独立远端接收机之间进行识别的计算机计算出的频谱加权执行多频谱载波信号传输;

连接到发射机阵列上的第一天线阵列,按照用来在第二组独立远端接收机之间进行识别的计算机计算出的空间加权对上述多频谱载波信号传输的发射功率进行空间调节;

多音接收机阵列,按照用来在第一组独立远端发射机之间进行识别的计算机计算出的频谱加权执行多频谱载波信号接收;以及

连接到接收机阵列上的第二天线阵列,按照用来在第二组独立远端发射机之间进行识别的计算机计算出的空间加权对上述多频谱载波信号接收的接收功率进行空间调节。

20.按照权利要求 19 的系统,其特征是进一步包括:

连接到发射机阵列和第一天线阵列上的计算机,用于频谱加权和空间加权的单一综合计算。

21.按照权利要求 19 的系统,其特征是进一步包括:

连接到接收机阵列和第二天线阵列上的计算机,用于频谱加权和空间加权的单一综合计算。

22. 按照权利要求 19 的系统,其特征是进一步包括:

连接到发射机阵列,接收机阵列,第一天线阵列,和第二天线阵列上的计算机,用于频谱加权和空间加权的单一综合计算,供接收机阵列和第二天线阵列复制发射机阵列和第一天线阵列所使用的频谱加权和空间加权;

使用上述第一和第二组独立远端发射机的特定的空间和频谱特性来优化上述第一和第二组独立远端接收机的反向传输。

23. 用多个多层载波信号各自特有的一个扩展增益扩展和调制到上述多个多层载波信号上,通过无线手段发射,又在接收机上作为多个接收的多层载波信号被接收的一种数字通信信号的恢复方法包括以下步骤:

将每个上述接收的多层载波信号信道化,从每个上述接收的多层载波信号中识别一个基带信号,上述接收的多层载波信号具有能够与其他上述多个接收的多层载波信号的上述信道带宽分离的信道带宽;

对每个上述接收的基带信号采用与上述扩展增益不同的解扩展加权执行解扩展,并且将上述接收的基带信号加以组合而获得一个基带信号,从而对干扰进行补偿并且使信噪比和信号-干扰比最大化;以及

消除出现在上述基带信号中的至少一种时间畸变和频率畸变,获得对应着上述数字通信信号的一种恢复的数字通信信号。

24.按照权利要求 23 的方法,其特征是上述解扩展步骤摸索地解扩展上述多个接收的多层载波信号。

25.按照权利要求 24 的方法,其特征是上述摸索式解扩展采用一种占优模式的广义本征方程。

26.按照权利要求 25 的方法,其特征是上述摸索式解扩展采用一种占优模式的广义本征方程。

27. 按照权利要求 26 的方法,其特征是上述本征方程是一种代码选通自相干恢复本征方程。

28. 按照权利要求 25 的方法,其特征是在上述摸索式解扩展过程中按照一个预定的平均值缩减上述广义本征方程的最大代码选通自我恢复本

征值,并且用一个预定的标准偏差来定标。

29. 按照权利要求 23 的方法,其特征是对顺序的多个接收的多层载波信号逐个重复执行上述的信道化,解扩展和消除步骤,从中恢复顺序的多个有关的数字通信信号。

30.按照权利要求 29 的方法,其特征是上述顺序的多个接收的多层载波信号是异步的。

31.按照权利要求 29 的方法,其特征是上述顺序的多个接收的多层载波信号是在相应的时分双工间隔期间接收的,并且用一个网络时钟来确定上述时分双工间隔。

32. 按照权利要求 29 的方法,其特征是接收时间双工间隔相对于发射时间双工间隔是不对称的。

33.按照权利要求 31 的方法,其特征是接收时间双工间隔相对于发射时间双工间隔是对称的。

34.按照权利要求 31 的方法,其特征是上述顺序的多个接收的多层载波信号是在单个时分双工间隔期间按照多个分组来接收的。

35. 按照权利要求 31 的方法,其特征是上述顺序的多个接收的多层载波信号是在单个时分双工间隔期间按照单个分组来接收的。

36.按照权利要求 31 的方法,其特征是上述网络时钟是从通用时间获取的。

37.按照权利要求 31 的方法,其特征是上述网络时钟是从上述数字通信信号内部的数据获取的。

38.按照权利要求 23 的方法,其特征是,作为第二组多层载波信号从上述接收机发射的第二数据通信信号的第二扩展增益是根据上述解扩展加权而适当确定的,从而使指向干扰频率的辐射最小。

39.按照权利要求 38 的方法,其特征是与共轭的解扩展加权重比例地设置上述第二扩展增益,从而使上述第二组多层载波信号的增益图形与上述多个多层载波信号的增益图形基本相同。

40.按照权利要求 23 的方法,其特征是从多个接收的多层载波信号中同时恢复多个恢复的数字通信信号,上述多个数字通信信号各自具有一个

相应的特殊代码键,在上述解扩展步骤中用于识别上述多个接收的多层载波信号。

41.按照权利要求 40 的方法,其特征是每个上述特殊代码键仅仅被用来调制某些上述多个接收的多层载波信号。

42.按照权利要求 41 的方法,其特征是每个上述特殊代码键被用来调制上述多个接收的多层载波信号其中的一个偶数和奇数的接收的多层载波信号。

43.按照权利要求 23 的方法,其特征是上述数字通信信号是多个符号,按照不同的离散单音将每个上述符号调制到每一个上述多个多层载波信号上。

44.按照权利要求 23 的方法,其特征是上述数字通信信号是多个比特,按照不同的离散单音将每个上述比特调制到每一个上述多个多层载波信号上。

45.按照权利要求 23 的方法,其特征是上述时间畸变是由于多普勒频率偏移造成的。

46.按照权利要求 23 的方法,其特征是上述频率畸变是由于时间漂移造成的。

47.按照权利要求 23 的方法,其特征是上述频率畸变是一种传播延迟。

48.按照权利要求 23 的方法,其特征是用上述消除步骤消除时间畸变和频率畸变。

49.按照权利要求 48 的方法,其特征是上述时间畸变是由于多普勒频率偏移造成的。

50.按照权利要求 48 的方法,其特征是上述频率畸变是由于时间漂移造成的。

51.按照权利要求 48 的方法,其特征是上述频率畸变是一种传播延迟。

52.按照权利要求 48 的方法,其特征是上述频率畸变是一种传播延迟。

53.按照权利要求 23 的方法,其特征是上述接收的多层载波信号中包

含一个防护时间间隔,用来补偿未知的传播延迟,并且上述方法在上述解扩展步骤完成之前不需要同步上述接收的多层载波信号。

54. 按照权利要求 23 的方法,其特征是上述接收的多层载波信号中包含一个防护频带,用来补偿未知的多普勒频率偏移,并且上述方法在上述解扩展步骤完成之前不需要同步上述接收的多层载波信号。

55. 在接收机上作为接收信号被发射和接收时采用了扩展增益被扩展后的一种数字通信信号的恢复方法包括以下步骤:

对上述接收的信号解扩展获得解扩展信号;以及

从上述解扩展信号中消除 Doppler 时间延迟,获得一种对应着上述发射的数字通信信号的恢复的数字通信信号。

56. 用来恢复采用特殊扩展增益来扩展的多个发射符号的一种方法,在接收机上按照具有实质频率分集的多离散多音来接收上述符号,上述恢复方法包括以下步骤:

对每个上述多个离散多音解扩展,获得多个解扩展的多音,上述多个解扩展的多音各自对应着上述多个符号中的一个;以及

从上述解扩展的多音中消除多普勒时间延迟,对应着上述发射的多个符号获得多个恢复的符号。

57. 按照权利要求 56 的方法,其特征是采用每个上述多个多层载波信号特有的扩展增益将上述发射的符号扩展并且调制到每一个多层载波信号上,每一个上述多层载波信号具有能够与其他上述多个多层载波信号的上述信道带宽分离的信道带宽。

58. 按照权利要求 57 的方法,其特征是上述解扩展步骤摸索地解扩展上述多个接收的多层载波信号。

59. 按照权利要求 58 的方法,其特征是上述摸索式解扩展采用一种占优模式的广义本征方程。

60. 按照权利要求 58 的方法,其特征是上述摸索式解扩展采用一种占优模式的广义本征方程。

61. 按照权利要求 60 的方法,其特征是上述本征方程是一种代码选通自相干恢复本征方程。

62.按照权利要求 59 的方法,其特征是在上述摸索式解扩展过程中按照一个预定的平均值缩减上述广义本征方程的最大代码选通自我恢复本征值,并且用一个预定的标准偏差来定标。

63.对数字通信信号解扩展的一种方法包括以下步骤:

将上述数字通信信号的频谱扩展到多个多层载波信号上,获得多个频谱扩展数字通信信号,上述多个多层载波信号各自具有能够与其他上述多个多层载波信号的上述信道带宽分离的信道带宽;

对每个上述多个频谱扩展数字通信信号执行空间扩展,获得多个空间和频谱扩展数字通信信号;以及

从各自对应着上述多个空间和频谱扩展数字通信信号之一的一个多元天线阵列的每一个天线元通过无线手段向一个接收机发射。

64.一种数字通信方法包括以下步骤:

在一个移动发射机中扩展已经用特殊的扩展增益分别扩展到多个多层载波信号上的数字信息,上述多个多层载波信号各自具有能够与其他上述多个多层载波信号的上述信道带宽分离的信道带宽;

从上述移动发射机通过无线手段分别向一个接收机发射上述多层载波信号;

在上述接收机上接收上述发射的多个多层载波信号,将其作为接收的多层载波信号;

将每个上述接收的多层载波信号信道化,从每个上述接收的多层载波信号中识别出基带信号;

对每个上述接收的基带信号采用与上述扩展增益不同的解扩展加权执行解扩展,并且将上述接收的基带信号加以组合而获得一个基带信号,从而对干扰进行补偿并且使信噪比和信号-干扰比最大化;以及

处理上述基带信号,获得对应着上述发射的数字信息的恢复的数字信息。

65.按照权利要求 64 的方法,其特征是上述处理步骤从上述基带信号中消除 Doppler 时间延迟。

66.按照权利要求 64 的方法,其特征是:

多个移动发射机各自执行上述扩展步骤并且发射上述数字信息,每个移动发射机用一种随机且特殊的非正交扩展增益将上述数字信息扩展到各个上述多层载波信号上;

在接收上述发射的多个多层载波信号的上述步骤中,在接收机上从每个上述发射机接收上述发射的多层载波信号;

在上述信道化步骤中将每个上述接收的多层载波信号信道化;

在上述解扩展步骤中组合上述信道独立的每一个接收的多层载波信号,为上述多个发射机各自获得一个基带信号,它对应着上述多个发射机之一发射的上述数字信息;以及

在上述处理步骤中处理每一个上述基带信号,为每一个上述移动发射机获得对应着上述发射的数字通信信号的上述恢复的数字通信信号。

67.按照权利要求 66 的方法,其特征是上述处理 步骤消除出现在每个上述基带信号中的 Doppler 时间延迟。

68.按照权利要求 67 的方法,其特征是上述多个移动发射机在地理上分离,并且对上述接收机各自具有特殊的传输路径。

69.按照权利要求 67 的方法,其特征是在上述接收机上采用一种多元天线阵列,不同的上述天线元被用于不同的区域,并且采用空分多址联接来区分不同的上述发射机。

70.按照权利要求 65 的方法,其特征是采用频分多址联接来区分不同的上述发射机。

71.按照权利要求 67 的方法,其特征是采用码分多址联接来区分不同的上述发射机。

72.按照权利要求 71 的方法,其特征是进一步包括一个调制步骤,将一个特殊代码键调制到与每个上述发射机相联系的某些上述多层载波信号上。

73.一种数字通信方法包括以下步骤:

在具有一个多元天线阵列的第一电台中采用特殊扩展增益将数字信息分别扩展到多个多层载波信号上,上述多个多层载波信号各自具有能够与其他上述多个多层载波信号的上述信道带宽分离的信道带宽,并且每个

上述天线元被用来发射不同的上述多层载波信号;

从上述第一电台通过无线手段分别向第二电台发射上述多层载波信号;

在上述第二电台上用第二多元天线阵列接收上述发射的多个多层载波信号,将其作为接收的多层载波信号,每个上述第二天线元被用来接收不同的上述接收的多层载波信号;

将每个上述接收的多层载波信号信道化,从每个上述接收的多层载波信号中识别出基带信号;以及

对每个上述接收的基带信号采用与上述扩展增益不同的解扩展加权执行解扩展,并且将上述接收的基带信号加以组合而获得一个基带信号,从而对干扰进行补偿并且使信噪比和信号-干扰比最大化。

74.按照权利要求 73 的方法,其特征是作为第二组多层载波信号从上述第二电台的上述多元天线阵列发射的第二数据通信信号的第二扩展增益是根据上述解扩展加权而适当确定的,从而使指向干扰频率的辐射最小。

75.按照权利要求 74 的方法,其特征是与共轭的解扩展加权重比例地设置上述第二扩展增益,从而使上述第二组多层载波信号的增益图形与上述多个多层载波信号的增益图形基本相同。

76.按照权利要求 73 的方法,其特征是从上述第二电台的上述多元天线阵列发射的第二数据通信信号的第二扩展增益是适当确定的,从而使指向干扰频率的辐射最小。

77.按照权利要求 76 的方法,其特征在于上述第二扩展增益是采用组合的空间和频谱控制矢量来适当确定的。

78.按照权利要求 73 的方法,其特征是分别联系着上述多个多层载波信号的每个上述特殊扩展增益是线性独立和非正交的。

79.一种数字通信方法包括以下步骤:

在第一电台中采用每个多层载波信号的特殊扩展增益将数字信息分别扩展到多个多层载波信号上,上述多个多层载波信号各自具有能够与其他上述多个多层载波信号的上述信道带宽分离的信道带宽;

从上述第一电台通过无线手段分别向第二电台发射上述多层载波信号;

在上述第二电台上用一个多元天线阵列接收上述发射的多个多层载波信号,将其作为接收的多层载波信号;

在上述阵列的每个天线元上将每个上述接收的多层载波信号信道化,从每个上述接收的多层载波信号中识别出基带信号;以及

对每个上述接收的基带信号采用与上述扩展增益不同的解扩展加权执行解扩展,并且将上述接收的基带信号加以组合而获得一个基带信号,从而对干扰进行补偿并且使信噪比和信号-干扰比最大化,上述解扩展步骤采用的线性合成器维数是由频谱维数和空间维数组成的。

80.按照权利要求 79 的方法,其特征是作为第二组多层载波信号从上述第二电台的上述多元天线阵列发射的第二数据通信信号的第二扩展增益是根据上述解扩展加权而适当确定的,从而使指向干扰频率的辐射最小。

81.按照权利要求 80 的方法,其特征是与共轭的解扩展加权重比例地设置上述第二扩展增益,从而使上述第二组多层载波信号的增益图形与上述多个多层载波信号的增益图形基本相同。

82.按照权利要求 79 的方法,其特征是从上述第二电台的上述多元天线阵列发射的第二数据通信信号的第二扩展增益是适当确定的,从而使指向干扰频率的辐射最小。

83.按照权利要求 82 的方法,其特征在于上述第二扩展增益是采用组合的空间和频谱控制矢量来适当确定的。

84.按照权利要求 82 的方法,其特征在于上述空间和频谱维数对于多个不同的上述第一电台是可以改变的。

85.按照权利要求 79 的方法,其特征是分别联系着上述多个多层载波信号的每个上述特殊扩展增益是线性独立和非正交的。

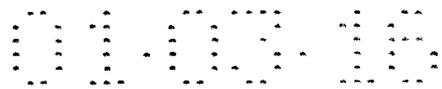
86.对接收机上通过无线手段接收到的一种数字通信信号解扩展的一种方法包括以下步骤:

在一个多元天线阵列的每个天线元上接收多个多层载波信号,上述多

个多层载波信号各自具有能够与其他上述多个多层载波信号的上述信道带宽分离的信道带宽;

对上述多个多层载波信号执行空间解扩展,获得空间解扩展的数字通信信号;以及

对上述多个空间解扩展的数字通信信号分别执行频谱解扩展,获得一种空间和频谱解扩展的数字通信信号。



说明书

多层载波离散多音通信技术

本发明一般涉及到无线电通信,尤其是涉及到在伴随有动态环境变化的困难和敌对环境中的多址联接通信技术。

在 1940 年代的二次世界大战期间发展起来的通信技术包括用来支持高频(HF)带业务的“频率分集通信”或“多层载波通信”。J.Proakis 在 *Digital Communications, McGraw-Hill, 1989, 7.4-7.7* 段中提出了频率分集通信技术。Proakis 是基于在大大衰减的信道例如是深度衰落的信道中接收时会产生误差而提出分集技术的。通过彼此独立衰落的信道为接收机提供原始信号的若干副本有可能连续通信,除非是在所有重复信道都同时发生衰落的不太可能的情况下。可以排除这种概率。

频率分集是许多分集方案当中的一种。由名义上被各个独立信道的相干带宽隔开的若干个载波信道执行同样的调制。按照时间分集,在不同的时隙中发送相同的信息。在一种分集方案中可以采用多单元天线。可以用若干接收天线接收从单个发射天线发送的信号。为了获得最佳效果,接收天线被分开足够远,以改变一组当中不同的多径干扰。往往需要名义上独立的十个波长来观测独立的信号衰落。

在一种更加成熟的分集方案中采用的信号带宽可以远远大于信道的相干带宽。这种信号的带宽 W 能够分解多径分量并且为接收机提供若干个独立衰落的信号路径。

其他现有技术的分集方案包括入射角或是空间分集和极化分集。

当带宽 W 远远大于用户可以利用的各个独立信道的相干带宽时,可以将信道进一步细分成许多频分复用子信道,每个独立信道的相干带宽都具有至少一个相互分离的中心频率。这样就能通过频分复用的子信道发送相同的信号,按照频率分集工作。采用覆盖带宽 W 的宽带二进制信号也可以获得同样的结果。

G.K.Kaleh 在 *IEEE Transactions on Communications, Spet.1994.上*

发表的一篇文章“Frequency-Diversity Spread-Spectrum Communication System to Counter Band-limited Gaussian Interference,”中描述了这种技术。这篇文章概括地描述了一种能够蓄意为敌的信号环境中工作的可靠的装置。

J.Proakis 在 “ Spread Spectrum Signals for Digital Communication,” supra 的第八章中描述了一种频率分集扩展频谱和多址联接的概念。详细描述了一种与跳频扩展频谱相结合的分集传输方式,用来防止多径衰落和局部频带干扰。

早在 1959 年就有人提出了适合多元天线阵列的反向天线阵,用来在发送和接收期间提供相同的空间增益模式。有关这种技术的论述可参见 R.Monzingo,T.Miller,Introduction to Adaptive Arrays,Wiley Interscience Publications,1980;L.Van Atta 的 1959 年的美国专利 2,908,002 “Electromagnetic Reflection”;和 B.Glance,P.Henryd 1983 年 5 月 10 日的美国专利 US4,383,332 “High Capacity Mobile Radio System”。TDD 系统为实现反向天线阵列提供了一种有效的手段,能够减少技术和发送路径之间的信道变化。

本发明的一个目的是提供一种无线电通信系统,用于通过信道畸变截然不同的大范围分散的频带传播数据,象直接序列扩展频谱所需的那样,在干涉频率之间实际上没有发散信号。

本发明的另一个目的是提供一种在强窄带干扰条件下通信的无线电通信系统,例如是普通的蜂窝信号波形,在接收机的解扩展器处关闭受影响的频道。

本发明的另一个目的是提供一种具有简单均衡的线性信道多径畸变的无线电通信系统。

本发明的另一个目的是提供一种无线电通信系统,它能够与离散多音和正交频分复用式信道技术兼容。为了频率信道化和反信道化,还能够与时间分组多音和正交频分复用式调制/解调技术兼容。

本发明的另一个目的是提供一种能够与时分双工系统兼容的无线电通信系统,其中的多层载波扩展频谱调制格式是分组的,例如,如果多层载波

扩展频谱信号是用离散多音和/或基于频率信道化和反信道化的正交频分复用产生的。

本发明的另一个目的是提供一种具有频分多址联接式多址联接能力的无线电通信系统。

本发明的另一个目的是提供一种采取多层载波多址联接布局的具有码分多址联接式多址联接能力的无线电通信系统。

本发明的另一个目的是提供一种能够与高阶数字调制兼容的无线电通信系统。

本发明的另一个目的是提供一种用于灵活请求式带宽数据速率连接的无线电通信系统。

本发明的另一个目的是提供一种在代码零位应用中具有空分多址联接式多址联接,干扰排除和信道均衡能力的无线电通信系统。

本发明的另一个目的是提供一种配合自适应天线阵列使用的无线电通信系统,采用空间延伸的扩展码利用每个空间信道或是天线束上独立的合成增益来扩展数据,从而控制信道带宽阵列扩散。

本发明的另一个目的是提供一种能够与高级阵列适配技术兼容的无线电通信系统,例如是无盲点定向导航,盲点定向数据和其他技术,它利用了基带数据,信道结构或多层载波扩展格式的基本特性的优点。

本发明的另一个目的是提供一种能够与反向通信技术兼容的无线电通信系统。

本发明的另一个目的是提供一种能够与常规的码分多址联接,数据触发系统反向兼容的无线电通信系统。

简而言之,本发明的实施例包括一种“多层载波”扩展频谱通信系统,其中的扩展是在频域中通过将时域形式的基带信号与一组重叠或是多层的复合正弦载波波形相乘而完成的。实际的扩展是通过直接激励一个大型快速 Fourier(FFT)变换库(bins)来完成的。这样就能明显降低计算的复杂性,缓和对输出 FFT 容量的要求。可以用一个 $\beta = 9$ 的 Kaiser-Bessel 窗口来填满单音之间的空间,不让这些单音与相邻的单音发生单音之间的干扰。特别是高值的 β 会在相邻的单音之间产生干扰,而相隔更远的单音之

间的干扰很小。这种基本技术可以结合时分双工,码分多址联接,空分多址联接,频分多址联接,自适应天线阵列和干扰消除技术。

本发明的一个优点是提供了一种无线电通信方法,在用于频谱分集的广泛分散的频带上扩展数据。这样就能提供一种能够吸取频率分集优点的有效方式,特别是在频带广泛分散的应用中。

本发明的一个优点是提供了一种无线电通信方法,即使是在强烈的窄带干扰下也能通信。这样就能在出现强烈的窄带频分多址联接(FDMA)和象蜂窝覆盖应用中那样的时分多址联接(TDMA)蜂窝无线电信号时维持一种多层载波扩展频谱(SCSS)链路。还可以在由于来自带外信号的谐波而出现伪造干扰时维持通信链路。

本发明的一个优点是提供了一种无线电通信方法,它能够直接均衡线性信道畸变,并且能够使稳态或是准稳态线性信道畸变接近于发射扩展码上的乘法作用。还可以进一步将信道均衡操作溶入解扩展或扩展操作,除了消除分组内 Doppler 扩展之外不需要额外的滤波操作。其基本原理是配合着基带,预扩展,电文信号的带宽来均衡多径传播。如果电文信号的带宽很窄,这种多径均衡操作会极为简单。如果预扩展电文信号的带宽足够窄,例如预扩展电文信号的相关带宽或是反向带宽是传输信道中的最大多径延迟的大乘积,这种均衡操作就能减少到能够自动溶入自适应解扩展操作的综合乘法操作。它与常规的 CDMA 系统的差异在于后者需要额外的均衡操作,除非扩展信号的相关宽度是传输信道中的最大多径延迟的大乘积。

本发明的另一个优点是提供了一种无线电通信方法,它能够兼容离散多音和正交频分复用式频道复用技术。这样就能用发射扩展码上的乘法效果精确地模拟稳态和线性信道畸变。

本发明的一个优点是提供了一种能够兼容时分双工系统的无线电通信方法。例如,如果多层载波扩展频谱信号是用离散多音和/或正交频分复用式频道复用器和反向频道复用器产生的,就能采用时分双工通信格式将多层载波扩展频谱调制格式编组。在通信链路的任何一端都能对发射信道进行“本地”评估,大大简化了信道预加重,发射信道均衡拓扑逻辑和反

向传输技术的实施。

本发明的一个优点是提供了一种具有码分多址联接式多址联接功能的无线电通信方法,例如是多层载波多址联接技术。点-对-多点通信链路采用扩展增益的线性内部相关(正交或非正交)集在频道的相同子集上发射信号,以便由解扩展器分离这些信号。因为扩展码可以是非正交的,在结合着空码技术使用时,本发明的首要优点是能够使用非正交扩展码。

本发明的一个优点是提供了一种能够兼容“按需带宽”灵活数据速率技术的无线电通信方法。通过多个时间,频率,或多层载波信道向单个用户发送原始数据,在给定链路上的数据速率可以小幅地增、减。如果用多个多层载波信道来提高数据速率,就能在不增加带宽的情况下调节数据速率。

本发明的一个优点是提供了一种能够兼容高级数字调制的无线电通信方法。它能够兼容任意的 M_{ary} 数字基带调制格式,并且能够通过在每个频道上传输更多的位/符号而提高容量。通过改变每个原始数据中每个符号的位数还可以在多元通信网络中提高重新利用率和“负载平衡”。

本发明的一个优点是提供了一种具有空分多址联接,干扰消除及信道均衡能力的无线电通信方法,例如是空码技术。这种空分多址联接式空码技术是理想或是接近理想的线性干扰消除和信号提取技术,这对于根据频率分集或频谱分集的信号在解扩展器上分离多层载波扩展频谱信号是有用的。这样就能消除多层载波扩展频谱信号的信元内部的干扰,并且能消除信元外部的干扰,例如是提高重新利用能力。这样就能更加有效地使用在各种扩展格式中普遍采用的空码。特别是能够为用于符号调制直接序列扩展频谱格式的空码技术提供一种二倍容量的改进,其中的扩展增益在每一个电文符号的基础上重复一次。

本发明的一个优点是提供了一种能够配合自适应天线阵列使用的无线电通信方法。

本发明的一个优点是提供了一种能够兼容前置阵列自适应技术的无线电通信方法,用来按照空间分集,频谱分集,极化分集以及空间/频谱/极化分集的组合来分离信号。

图5A表示本发明另一个实施例的方框图,图中有一个多层载波扩展频谱发射机被连接到一个广泛分散的频道复用器(frequency channelizer)上作为点-对-点发射机,另一个广泛分散的频道复用器被连接到用于点-对-点接收机的多层载波扩展频谱接收机;

图5B表示本发明另一个实施例的方框图,图中有一个多层载波多址联接发射机被连接到一个广泛分散的频道复用器上作为网络发射机,另一个广泛分散的频道复用器被连接到用于网络接收机的多层载波多址联接接收机;

图6A表示本发明另一个实施例的方框图,图中有一个多层载波扩展频谱发射机组被连接到一个同步时分双工器组,后者又在用于点-对-点收发信机系统的多层载波扩展频谱发射机组的控制下通过一个反适配器连接到一个天线阵列和一个多层载波扩展频谱接收机组;

图6B表示本发明另一个实施例的方框图,图中有一个多层载波多址联接发射机组被连接到一个同步时分双工器组,后者又在用于网络系统的多层载波多址联接发射机组的控制下通过一个反适配器连接到一个天线阵列和一个多层载波多址联接接收机组;

图7A是一种类似于图2A,3A,4A,5A和6A中所包括的那种多层载波扩展频谱发射机的功能性框图;

图7B是一种类似于图2A,3A,4A,5A和6A中所包括的那种多层载波扩展频谱接收机的功能性框图;

图8是图1所示系统中包括的基站的一个框图,并且表示了这样一种可能性,天线阵列能够在空间上鉴别通信系统中的成员。所表示的各个功能性发射机和接收机线路包括许多信道,能够支持基本的多层载波扩展频谱通信媒介;

图9是图1所示系统中包括的一个典型的远程单元框图,并且表示了能够支持基本的多层载波扩展频谱通信媒介的自适应信道均衡和预加重功能;

图10是一个多元T/R模块的框图,它包括各自具有一个天线的多个独立的T/R模块。可以随着天线数量而增、减系统的组成规模。空间处理发

生在接收过程中的模-数转换(ADC)处理之后和发送过程中的数-模转换(DAC)操作之前。所有的空间以及频谱扩展操作都是对数字的数据执行的。系统中的所有关键频率和参考时钟都是从一个公共时钟例如是GPS时钟获得的。在图中表示了一种模块校准的机制,它对于TDD系统中的精确反向是必要的。

图11是一种多层载波扩展频谱调制器的框图,在被一个独立的定标器复用的 K_{spread} 个独立扩展单元当中复制基带数据,由定标器提供给一种时分复用器组合成一个复合数据矢量;

图12是一个全数字完全自适应方式的多层载波扩展频谱解扩展器的框图。这种解扩展器包括若干个信道,用来处理多层载波扩展频谱载波媒介中的各个单音;

图13表示了一例BPSK多音,它的数据长度为6,扩展系数 K_{spread} 是4,而各组之间的间隔是2。每一组单元 g_1-g_4 被表示成具有独立的幅值,可以通过信道均衡和预加重来控制,以便对抗干扰和其它问题;

图14表示用来恢复从一个天线阵列接收的信号 $x(t)$ 的一个“SCORE”处理器。这一处理器的控制包括控制滤波器 $h(t)$,频移值 α 和共轭控制(*);

图15是一个数据流程图,表示一种在两个单元子集当中选通的代码选通SCORE解扩展操作流程;

图16是一个数据流程图,表示一种在两个单元子集当中选通的代码选通SCORE扩展操作流程,它和图15是对称的;

图17是用于本发明实施例的时分双工通信系统的一种时间-频率格式;

图18是一种基本DMT调制解调器的有效单音格式;

图19是用来说明发射机/接收机校准方法的一个数据流程图;

图20是一种集成的单一天线T/R和离散多音(DMT)调制解调器的示意图,可用来实现本发明实施例的一种DMT式多层载波多址联接(SCMA)系统;

图21笼统地表示了本发明实施例的一种单线代码选通交叉-SCORE扩展器;

图22是一个数据流程图,用来表示具有 K_{spread} 个单元子集的单线代码选通交叉-SCORE解扩展操作;

图23是一个数据流程图,用来表示具有 N_{frame} 个分组/适配帧的一种单线交叉-SCORE算法;

图24是一个数据流程图,用来表示一种单一适配帧自相关统计运算;

图25是一个数据流程图,用来表示具有 K_{spread} 个单元子集的一种交叉-SCORE本征函数;

图26是一个数据流程图,用来表示具有 $K_{part} < K_{spread}$ 个单元子集的一种代码键发生器;

图27是一个数据流程图,用来表示具有 $K_{part} < K_{spread}$ 个单元子集的一种等效的代码键发生器;

图28是一个数据流程图,用来表示具有 K_{part} 个子集的一种交叉-SCORE本征函数;

图29是一个数据流程图,用来表示具有两个单元子集的一种交叉-SCORE本征函数;

图30是一个数据流程图,用来表示本发明实施例的一种多线代码选通交叉-SCORE扩展器;

图31是一个数据流程图,用来表示在本发明的一个实施例中采用频率选通和两个单元子集的一种单线代码选通自动-SCORE扩展操作;

图32是一个数据流程图,用来表示采用频率选通和两个单元子集的一种单线代码选通自动-SCORE解扩展操作;

图33是一个数据流程图,用来表示采用频率选通和两个单元子集的一种自动-SCORE本征函数;

图34是一个数据流程图,用来表示采用时间选通和半速率冗余选通的一种单线代码选通自动-SCORE扩展;

图35是一个数据流程图,用来表示采用时间选通和半速率冗余选通的一种单线代码选通自动-SCORE解扩展。

图1中用总的标号10表示本发明实施例的一种通信系统,系统10包括一个具有多个远端单元12-17双向无线电通信的基站11。如图1所示,基站11

周围的远端单元12-17的位置代表三维空间中的各种不同位置,还可以假设所有或是一或多个远端处在各个时间点上。基站11有一个多元天线18。每个远端12-17有一对应的天线19-24,这其中有些也是多元天线,例如21,23和24。天线18-24代表的各种形式有连接到一个收发信机的单一物理天线,隔离的发送和接收天线,以及各自代表差分空间信号灵敏度的天线阵列。另外,有些或是所有天线18-24都可以采用极化分集。也就是说,有些天线18-24可以是正测向极化(例如天线20),有些则可以是负测向极化(例如天线22)。“正/负”极化测向可以采取“水平/垂直”线性极化,“顺时针/逆时针”圆形极化,“倾斜45/135”极化等等。实际噪声从四面八方侵入系统10,干扰源往往是由来自特定方向的信号所决定的。基站11和远端单元12-17之间的多径信号代表着一种可能造成信道衰落和其它问题的干扰。

系统10还可以包括由装备有多元天线26的第二基站25来体现的多点-对-多点 and 点-对-点的网络拓扑逻辑。多点-对-多点网络是图1所示系统的一种升级,可以在相邻的呼叫接口需要控制的单元系统中使用。网络中的每个基站或远端收发信机都可以具有任意不同数量的天线元和扩展系数,例如可以扩展到不同数量的频率单元。空间定位的干扰可能会来自其它多层载波网络和网络内部的单元以及来自其它干扰源,例如是干扰台或者被覆盖的网络的FDMA信号。实际噪声可能从四面八方平衡或不平衡地侵入系统,在这里“平衡”的意思是各向同性噪声。

系统10的无线电通信基本原理是本文所述的“多层载波扩展频谱”(SCSS),由基站11和各个远端单元12-17同时相互发送本质上具有频率分集的离散的多个单音(DMT)。在来自一个单元11-17的每一组离散多音传输信号上对一个基带数据符号进行扩展频谱调制。指定的接收机甚至可以通过深度衰落或是受到强烈干扰的离散单音上的个别信道载波信息实现精确的数据恢复。

还可以进一步用各种方式来体现本发明,例如图2A-6B中所示的各种组合实施例。图2A-6B中采用的各个要素会进一步参照图7-16来描述。各个阵列中的天线可以采取任意的空间位置,这种阵列不需要有特殊的天线几何形状就能有效地工作。另外,这种天线在极化和空间上都可以移动。

图2A表示由连接到一个多元天线阵列(AA)34上的多层载波扩展频谱(SCSS)发射机组32构成的一个点-对-点发射机30。点-对-点接收机36包括连接到多层载波扩展频谱(SCSS)接收机组40上的一个多元天线阵列(AA)38。每个天线阵列包括用来发送和接收数据的多个空间上隔离的天线。在图2A或是采用多层载波扩展和解扩展的图2B,6A或6B中没有加进例如是自适应线性组合和/或通过多个空间上分离的天线来传输的自适应天线阵列处理。这种阵列自适应处理被归入了多层载波扩展和解扩展操作。

图2B表示由连接到一个多元天线阵列(AA)46上的多层载波多址联接(SCMA)发射机组44构成的一个网络发射机42。网络接收机组48包括连接到多层载波多址联接(SCMA)接收机组52上的一个多元天线阵列(AA)50。

图3A表示由连接到一个时分双工器(TDD)58上的多层载波扩展频谱(SCSS)发射机56构成的点-对-点发射机54。点-对-点接收机60包括连接到多层载波扩展频谱(SCSS)接收机64上的一个时分双工器62。

图3B表示的网络发射机66包括一个连接到时分双工器(TDD)70上的多层载波多址联接(SCMA)发射机68。网络接收机72包括连接到多层载波多址联接(SCMA)接收机76上的一个时分双工器74。

图4A表示由连接到一个空码器82上的多层载波扩展频谱(SCSS)发射机80构成的点-对-点发射机78。点-对-点接收机84包括连接到多层载波扩展频谱(SCSS)接收机88上的一个空码器86。

图4B表示由连接到一个空码器94上的多层载波多址联接(SCMA)发射机92构成的网络发射机90。网络接收机96包括连接到多层载波多址联接(SCMA)接收机100上的一个空码器98。

图5A表示一个点-对-点发射机102,它包括连接到一个广泛分散的频道复用器106上的多层载波扩展频谱(SCSS)发射机104。点-对-点接收机108包括连接到多层载波扩展频谱(SCSS)接收机112上的一个广泛分散的频道复用器110。

图5B表示一个网络发射机114,它包括连接到一个广泛分散的频道复用器118上的多层载波多址联接(SCMA)发射机116。网络接收机120包括

连接到多层载波多址联接(SCMA)接收机124上的一个广泛分散的频道复用器122。

图6A表示一种点-对-点收发信机系统126,其中的多层载波扩展频谱(SCSS)发射机组128被连接到一个同步时分双工器(TDD)组130,后者又在多层载波扩展频谱(SCSS)发射机组128的控制下通过一个反适配器136连接到一个多元天线阵列(AA)132和一个多层载波扩展频谱(SCSS)接收机组134。

图6B表示一种网络系统138,它包括连接到同步时分双工器(TDD)142上的一个多层载波多址联接(SCMA)发射机140,时分双工器又在多层载波多址联接(SCMA)发射机组140的控制下通过一个反适配器148连接到一个多元天线阵列(AA)144和一个多层载波多址联接(SCMA)接收机组146。

图7A表示一种类似于图2A,3A,4A,5A和6A中所包括的那种多层载波扩展频谱(SCSS)发射机150。SCSS发射机150包括一个数-模转换器(DAC)152,用来将输入数字数据转换成用于传输的模拟信号。用于传输的模拟信息可以不通过DAC152直接输入。对应着上变换处理中的射频载波的每一次调制包括两个或更多信道(例如1,...,k)。例如,每个上变换信道包括一个同相(I)混频器154和连接到 90° 移相器158和本地振荡器(LO)160的一个正交(Q)混频器156。这样就能用调制信息来控制同相位和正交相位的AM载波射频的幅值。一对增益控制放大器162和164能够在被加法器166重组之前独立地调节各个同相位和正交相位的幅值。用一个带通滤波器(BPF)168剥离可能会干扰相邻信道的带外信号。由一个总加法器170组合来自所有信道的信号,并且产生发射机输出,然后提供给一个天线。扩展增益发生器172周期性地发出平行的输出,用来控制一组中每一个信道的所有增益控制放大器162和164。提供给各个增益控制放大器162和164的各个控制信号中包括用于开/关控制的一位信号数字线,用于离散灰色色度设定的多位平行数字控制线,或者是用于连续改变增益设定的一条模拟控制线。

对图7A和7B所示的用于发射机150和接收机180的模拟电路的一种显而易见的变更是采用全数字复用转换器(“transmux”)设计,例如是采用离散的数字逻辑或数字信号处理器。

对例如图7A和7B所示的直接或复用转换器扩展和解扩展方案的一种最佳变更方式是本发明的正交频分复用(OFDM)的离散多音(DMT)方法。

参见图7A,在发射机150工作时,扩展增益发生器172产生的某些扩展增益输出要比用不同的扩展增益获得的输出更容易被指定的接收机接收到。发射机和接收机之间的介入无线电通信环境对某些相位和频率的衰减或是干扰通常要比对其它相位和频率的衰减或干扰大。无线电通信环境中包含同波道干扰,网间和网内加性干扰,以及更容易超过扩展码并且在接收机上难以消除的人为干扰/覆盖信号。扩展增益输出有能力补偿介入无线电通信环境中的信道畸变和同波道干扰的影响。在任何一个时刻应该产生的最佳扩展增益输出可以按照时间或空间用模仿的序列来确定,或者是按照对例如反向信道数据等通信质量的某种测量所获得的结果来调节。这种扩展码能够补偿同波道干扰源以及信道畸变。

图7B表示一种类似于图2A,3A,4A,5A和6A中所包括的那种多层载波扩展频谱(SCSS)接收机180,并且能够与图7A所示的发射机150互补。SCSS接收机180用一个平行驱动若干个独立频道的分离器181接收模拟信号。一个典型的信道包括带通滤波器182,分离器183,同相增益控制放大器184,正交相位增益控制放大器185,由移相器188和本地振荡器189驱动的一对相位检测器186和187,以及用来将所有接收机信道重新组合成数字信号的一个模-数转换器(ADC)190。每个下变换信道中包括同相(I)混频器186和连接到90°移相器188和本地振荡器(LO)189的正交(Q)混频器187。再连接一个解扩展加权发生器191,用来控制各个信道中独立的同相和正交放大器184和185。

图8表示一个基站230。在最佳实施例中,对于“空码(code nulling)”,采用解扩展加权最大限度地增大信号-干扰比和信-噪比;并且根据从适应本地的扩展加权导出的扩展增益在最佳实施例中引入了方向性和反方向性。基站230类似于图1的基站11,它包括采用波束成形与远端单元进行定

向无线电通信的天线阵列232,发射/接收(T/R)前端234,一组频道236,数据元变换器238,加权适配算法发生器240,多天线多线路解扩展器242,延迟和Doppler估算器243,延迟和Doppler均衡器组244,和一个符号解码器组246,例如是输出若干个恢复的基带数据信道的一种Trellis解码器。天线阵列232中可以没有,有些,或者全部都是极化分集的(例如天线233)。

有些输出基带数据信道被连接到一个符号编码器组248,例如是Trellis编码器。从此开始的传输线路包括延迟和Doppler预加重组250,多天线多线路扩展器252,天线和频道变换器254,连接到发射/接收补偿算法发生器256的发射/接收补偿组255,以及连接到T/R前端234的一个反向频道复用器组257。一个发射/接收分组触发器258接收GPS时间转移信息并且控制T/R前端234中独立的发射和接收时间的交错和持续时间。这种基站的天线阵列还可以只有一个天线元。在一个最佳实施例中,基站采用分组的时分双工DMT或OFDM调制器和解调器来执行反向频道复用器和频道复用器的工作。

关于使用Trellis编码调制的更多信息可以参见Boulle等人在IEEE PIMRC '94,pp.105-109上发表的“An Overview of Trellis Coded Modulation Research in COST 231”。

图9中表示一个实施例的远端单元260。远端单元260类似于图1的远端单元12-17,它包括采用组合的空间和频谱分集与基站进行无线电通信的天线阵列262,发射/接收(T/R)前端264,一组频道266,数据元变换器268,加权适配算法发生器270,多天线解扩展器272,延迟和Doppler估算器273,延迟和Doppler均衡器组274,和一个符号解码器276,例如是输出一个恢复的基带数据信道的一种数据解码器。天线阵列262中可以没有,有些,或者全部都是极化分集的(例如天线263)。

输出基带数据信道被连接到一个符号编码器278,例如是一个数据编码器。从此开始的传输线路包括延迟和Doppler预加重单元280,多天线扩展器282,天线和频道变换器284,连接到发射/接收补偿算法发生器286的发射/接收补偿组285,以及连接到T/R前端264的一个反向频道复用器组287。一

个发射/接收分组触发器288接收GPS时间转移信息并且控制T/R前端264中独立的发射和接收时间的交错和持续时间。

这种基站的天线阵列可以只有一个天线元。各个远端单元的天线数量可以是不同的。这样就能根据一个具体单元的重要性或是数据速率来更改远端单元的费用。远端单元可以采用不同的扩展速率。它们能够在基站收发信机所使用的频道中不同的子集上扩展自己的数据。在一个最佳实施例中,远端单元采用分组的时分双工DMT或OFDM调制器和解调器执行反向频道复用器和频道复用器的工作。基站和远端单元之间的区别在于基站是从多个节点上收发信号,也就是多址联接。每个远端单元仅仅是收发自己需要的一个数据流。信道均衡技术和空码对于适应扩展和解扩展加权来说都是有限的方法。

图10表示一种多天线发射/接收模块290。模块290包括一个多元天线阵列291,每个信元连接到对应的一个单信道T/R模块292,例如是四个。每个T/R模块292被连接到一个分组触发器293,接收机校准发生器294,本地振荡器295和一个系统时钟296。它们都是由GPS时钟和Doppler校正信号来驱动的。每个T/R模块292包括一个T/R开关297,中频(IF)下变换器298,模-数转换器(ADC)299,数-模转换器(DAC)300,IF上变换器301和一个功率放大器(PA)302。在接收过程中学习接收加权信息,并且在发射过程中用于设定提供给每个天线元的有关发射功率,以补偿信道衰落或是干扰。需要注意的是,如果基站采用极化分集,发射/接收模块的极化都必须是单独激励的。

接收和发射时隙是在特定的时间触发的,可以根据United States Department of Defense使用的全球定位系统(GPS)提供的精确通用时间独立来源按照伪随机方式来确定。这种GPS时间是由驻留在通信平台的电路板上的导航系统获得的,让每个T/R模块292的接收机侧都知道一个分组所对应的时隙。GPS时间还用来获取系统中使用的本地振荡器和ACD/DAC时钟。接收机侧不需要与远端发射源同步。特别是接收机系统在接收第一个数据分组之前不需要知道通信装置之间的传播延迟和Doppler频移的范围。然而,在某些应用中可能需要在一定精度上知道通信

装置之间的范围,速度,延迟和Doppler频移。在接收第一个数据分组之前不需要知道通信装置之间的范围,传播延迟和Doppler频移的范围。

校准模式仅仅是根据需要选择使用。例如是在一次传输的开头,或者是在内部诊断指示出需要校准时执行。

在图12中,镜像地模拟如图11所示的编码,扩展和调制操作来执行解调,解扩展和解码操作。图11中的数据流可以反映出图12中的数据流,图11和12的数据流是相同的,一个图中的相加在另一个图中就换成了输出。这种对称性例如有DMT调制器和解调器,频率变换和反变换操作,扩展和解扩展操作,以及编码选通扩展和解扩展操作。扩展器的构造镜像解扩展器的构造。现有技术的CDMA收发信机不具有这样的对称性。对称性在本发明的实施例中是一个重要特征。

图11表示在实施例300中用于频道复用的一种离散多音多层载波扩展频谱(SCSS)调制器。来自导航和编码系统302的帧生成指令使一个信号调制器304将天文历,位置,速度,加速度和其它信息编码成一种 K_{cell} 符号数据矢量。然后用这些符号调制一组基带单音或快速Fourier变换(FFT)bins。在扩展器306中为 K_{spread} 个独立扩展单元复制这一 K_{cell} 基带单音,乘以一个独立的扩展增益用于天线“1”和频率单元“h”合成,例如将复合常数对等地乘以信元中的每一个符号,并且提供给一个时间复用器将信元组合成合成数据的一个 K_{active} -长矢量,其中的 $K_{\text{active}} \geq K_{\text{cell}} * K_{\text{spread}}$ 。将这一合成数据矢量提供给一个零衰减反向-FFT算子308将数据矢量直接转换成 $K_{\text{FFT}} \geq (1 + \text{SF}) * K_{\text{active}}$ 实时-IF时间采样,其中的“SF”代表这一系统中从阻带到通带的“形态系数”或是比例。然后将这一时间序列中的第一个 $E_{\text{roll}} * K_{\text{FFT}}$ 采样复制310成一个 $K_{\text{packet}} = (1 + E_{\text{roll}}) * K_{\text{FFT}}$ -长数据序列。乘法器312用来自一个Kaiser-Bessel窗口314的 K_{packet} -长数据乘以这一序列,产生最终的采样信号。然后将采样信号提供给数-模转换器产生一个 $T_{\text{packet}} * K_{\text{packet}} / f_s$ -长数据短脉冲串提供给上变频器和通信信道,其中的 f_s 是DPC/DNC模块的复合采样速率。用来减少发射信号特征的所有参数都和GPS时间一致,使通信网络中的节点同时发射。系统中的每一个天线都重复这一过程。

在基线系统300中包括按照基带单音编码的符号。每个 K_{cell} 数据位调制信号基带中的一个独立单音,如果用来调制单音的数据位等于0或是1,就分别用0或 180° 对单音进行相位调制。这种单音调制在可允许的发射功率下是非常有效的。它可以弥补无线电辐射检测技术的脆弱性,能够以低达3dB的 E_b/N_0 可靠地解调发射的位序列。在单音相序的共轭自相干的基础上,BPSK格式能够采用有效和完善的方法从解扩展数据中消除定时和载波偏移。

这种运算是用于单一天线的,例如对收发信机采用的每一个频率单元 k 和天线1使用不同的合成扩展增益 g_{k1} 。这一通路在数-模转换操作之前使用分组扩展系数 e_{roll} 和分组采样长度 $K_{\text{packet}}=(1+e_{\text{roll}})K_{\text{FFT}}$ 采样(在DAC操作之后 $T_{\text{packet}}=(1+e_{\text{roll}})T_{\text{FFT}}$ 持续时间)。可以根据扩展加权 w_{k1} 按照电码本,随机,伪随机或是自适应等方式通过平均数量来确定扩展增益 g_{k1} 。

每个数据符号的信息位数是Kbit。BPSK是一种简单的编码策略,其中的编码被忽略,而Kbit=1。平台天文历,位置,速度,和加速度信息是在某些应用中可以发送的数据的一些例子。BPSK对于数据速率不是系统主要问题的那些应用是最佳的调制方式。

在其它实施例中有选择地包括了延迟和Doppler预加重操作。在最初编组之后采取这种方式以便在指定的接收机上消除从DMT调制器发射的信号延迟和Doppler频移的影响。这种操作在网络中可以简化收发信机的设计,将延迟和Doppler消除操作集中在基站中完成。

随着对多址联接收发信机的扩展概念的产生,可以在多用户收发信机中用一组独立的扩展增益($g_{k1}(m)$)来扩展提供给用户 m 的数据符号。

图12表示一种全数字完全自适应的解扩展和波束成形接收机320。这种技术的背景可以参见Tsoulos等人1994年3月在IEEE#1-7803-1927,pp.615-619上发表的“Application of Adaptive Antenna Technology to Third Generation Mixed Cell Radio Architectures”。来自一个接收机导航和编码系统322的帧接收指令使得信号解调器324从 K_{array} 个阵列天线326上收集一串 T_{gate} -长发射帧并且执行模-数转换, T_{gate} 是 K_{gate} 个采样占用的持续时间。这其中包括一个 T_{guard} -长时隙,用来解决发射和接收链路之间未

知的传播延迟($T_{gate}=T_{packet}+T_{guard}$),其中的 T_{packet} 是分组的时间跨度, T_{guard} 是 K_{guard} 个采样占用的时间间隔。从每一个ADC输出一个 K_{gate} -长数字数据帧,然后提供给一个窗口式零衰落稀疏FFT328,用每个被FFT库的整数分开的单音将分组转换到频域。

FFT库被提供给一个多路分解器330,从接收的数据组中消除无用的FFT库,并且将剩下的库编组成 $K_{cell} \times (K_{spread} * K_{array})$ 数据矩阵,这其中包含从各个发射的扩展单元接收到的单音,其中的 K_{spread} 是频率扩展稀疏, K_{cell} 是每个预扩展数据单元的符号数,而 K_{array} 是天线的数目。各个扩展数据单元通过一组线性合成器332消除覆盖各个单元的同波道干扰,并且对来自接收的数据组的原始基带符号单音解扩展。利用代码选通自相干恢复方法来适配合成器的加权,同时对接收的数据信号解扩展,并且执行按照频率的多天线接收和有用的扩展信号的空间滤波。

合成器加权被用来构筑一组可用于后续的反向传输的发射加权。然后将这种单音提供给一个延迟和Doppler均衡单元334来评估和消除来自接收数据组的Doppler频移(非整数FFT库-频移)和线性传播延迟(相位超前)。由一个符号解调器336来评估发射的信息符号。

接着,接收到的由各个用户发射的数据分组被解扩展,并且从接收的干扰环境中提取出来。一直到按照高信号-干扰比和信-噪比对基带信号解扩展之后,即使是在有强烈噪声和同波道干扰的情况下,处理器都不需要与发射机具有精确的定时/载波同步,

在接收机上从信道中提取由用户 m 发射的 K_{cell} 符号,用相同的合成扩展加权 $w_{kl}(m)$ 为频率单元 k 和天线 l 上接收到的 K_{cell} 个单音逐个加权,然后逐个单音地将这些单元加在一起,让接收到的每个频率单元中的单音 q 成为系统中使用的所有 $K_{spread} * K_{array}$ 个频率单元和天线的总和。

每个多元收发信机最好最小数量的合成空间和频谱自由度 $K_{array} * K_{spread}$,以便使侵入各个频率单元的非层叠载波干扰源不起作用。剩下的自由度被用来改善解扩展基带信号的SINR或是用来分离层叠的多层载波信号。然后调节单元解扩展器的加权,使解扩展基带信号的功率达到最大。这样就形成了一种空码解决方案,明显地比常规解扩展方法更加有

对单个数据分组起作用的快速收敛方法也能够与频道复用的有用信号或处理器结构相互组合,对干扰源信号采取频率选择的消除方法,不需要阵列校准数据或是知道或者估算出定向的有用信号或干扰源信号。系统10(图1)能够在分组之间的信道几何结构明显变化的高动态环境下检测和解调数据分组。这样,处理器就能够在典型的过负荷环境下操作,此时的干扰数量不少于接收机天线阵列中的天线数量。

在系统的发射机一侧可以采用定向或反向自适应方法,用最大功率和/或最小发射无线电信号(定向模式)向发射源定向返回有用信号,或者是连带着在干扰源的方向上用最小的辐射向发射源定向返回有用信号(反向模式)。

在那些对非SCSS干扰的兼容不是主要问题的发报机的应用中,或者是干扰的发射和接收平台并不处在同一位置的情况下,定向模式是有用的。这种模式还可以用于通信平台遭受严重非SCSS干扰的场合,例如是在必须向通信链路的另一端传送最大功率的情况下。

可以用处理器精确地测量接收的有用信号控制矢量,即使是在干扰源完全覆盖了有用信号通频带和分组间隔的情况下,也能够将最大波束定向返回通信链路的另一端,不需要知道接收的有用信号来自何方。系统10(图1)能够向通信链路的另一端传送 K_{array} 系数大功率,为系统提供对任何干扰的抗扰性。即使通信链路的另一端是采用单一天线来发射和接收也能够实现。反之,系统10(图1)也能用 K_{array} 系数小功率维持通信链路。这样就能按照系数 K_{array} 来缩小系统能够被敌方检测到的地理范围。

在图6A和6B中由反向-适配器136和148体现的反向模式对于窃听器的位置与干扰源处在同一位置的情况是有用的,例如可用来评估人为干扰策略的有效性。这种策略在欠负荷环境下最有用,可以用宽带空信号指向干扰源。

图13表示一种单帧数字多音(DMT)调制和扩展格式340。格式340例如可用于 $K_{\text{cell}}=6$ 和 $K_{\text{spread}}=4$ 的环境,每个扩展单元被两个FFT库隔开,也就是 $K_{\text{space}}=2$ 。首先将需要发送的六个数据位变换成一组±数据符号。在四个扩展单元的FFT库上按照每个单元特有的合成加权 g_k 反复用符号

激励六个基带 FFT 库。这种合成加权就是扩展增益,它对每一个数据分组是按照随机或伪随机方式来设置的。在频域中执行这种扩展,用一组重叠或是层叠的合成正弦波载波波形乘以时域中的基带信号。实际的扩展是通过直接激励一个大型 FFT 库而完成的,显著降低了计算的复杂性,使输出 FFT 具有适度的容量。在本发明中采用 $\beta = 9$ 的 Kaiser-Bessel 窗口来“填满”单音之间的空间,不让这些单音与相邻的单音发生单音之间的干扰。特别是高值的 β 会在相邻的单音之间产生干扰,而相隔更远的单音之间的干扰很小。

非摸索或校准技术使用基带数据序列或信道畸变的知识和扩展增益根据优化的信号评估方法来产理想化的加权;例如是采用最小二乘方技术。摸索或非校准技术利用基带信号中更一般的特性来适配解扩展加权。也可以采用这些技术的混合用基带信号和/或传输信道的已知和未知成分来构筑一种有效的方案。特别有效的摸索技术的例子包括恒定-模数,复合-模数以及方向确定技术。例如是使用电文符号星群的特性来适配解扩展加权。在解调器(图 12)中有许多方法可以用来适配多元解扩展加权。首先有一种占优模式预测(DMP)方法,它吸取了已知分组到达时间或是离散多音多层载波信号的已知扩展参数的优点。其次还有代码选通自相干恢复(SCORE)方法,它吸取了离散多音多层载波信号中的已知的自相干或是频谱扩展的信号成分之间的非零关系的优点。

在这两类基本方法中,自相干恢复技术对于单一分组探测和离散多音多层载波信号的检测具有最高的利用价值。

常规的频谱和其他类型的自相干恢复吸取了已知频谱和/或共轭自相干特性的优点。这是一种给定的通信信号的频移和/或共轭成分之间的非零关系。摸索方法不需要预先知道有用信号的内容或者是信号的来源。因而不需要用特定的接收机校准信息来训练接收机的天线阵列。摸索方法是采用了自身对有用信号相互关联的特定频移的知识。参见 B.Agee,S.Schell,W.Gardner,“Self-Coherence Restoral:A New Approach to Blind Adaptation of Antenna Arrays,” in Proceedings of the Twenty-First Asilomar Conference on Signals,Systems and Computers,1987。还

可以参见 B.Agee,S.Schell,W.Gardner, “Self-Coherence Restoral:A New Approach to Blind Adaptative Signal Extraction Using Antenna Arrays,” IEEE Proceedings,Vol.78,No.4,pp.753-767,April 1990。还可以参见 B.Agee, “The Property Restoral Approach to Blind Adaptative Signal Extraction, ” Ph.D.Dissertation,University of California,Davis,CA,1989。

在一种双侧频带调幅信号中,由于双侧频带调幅信号的格式,也由于真实-IF 表现,任何这种信号处理的真实-IF 表现都与其载波频率和 DC 共轭对称。这些对称是彼此偏移的,致使信号的正、负频率成分彼此相等。通过计算双侧频带调幅的有用信号和被频移了二倍载波的自身复制品之间的相关系数可以观测到这种完美的频谱自相干性。频移算子将负频率成分与正频率成分占据的频带相混合,使相关系数拥有非零的值。仅仅是在这一频移值被用于复制品时才会出现这种非零值。相关系数小于本例中的整数。通过在原始和频移的双侧频带调幅信号中滤除无关的非层叠有用信号无线电信号就可以获得一个整数相关系数。

在图 14 中采用一种交叉自相干恢复(SCORE)处理器 350 来执行对一个多天线接收的数据信号 $x(t)$ 的恢复。处理器 350 首先通过一系列滤波,频移和共轭算子来处理接收的数据,产生一个仅仅和处理器瞄准的信号有关的信号 $u(t)$ 。然后令原始和经过处理的信号 $x(t)=u(t)$ 通过一对能够使合成器输出信号 $y(t)=w^*x(t)$ 和 $r(t)=c^*u(t)$ 之间的相关系数最大的波束和空码调整器(线性元件合成器)352 和 354。用来瞄准处理器的控制参数有通常被设置成一个延迟算子的滤波器算子,频移值 α 和共轭标志(*)。这些处理器参数被设置在没有任何干扰时能够产生强大的相关系数的值,例如是在向处理器发送有用信号的情况下。

图 15 和 16 表示在一般的代码选通 SCORE 操作中采用的代码选通操作。某些代码选通构造需要明显地修改扩展器和解扩展器数据流及其结构。本文中描述了可用于代码选通 SCORE 解扩展器自适应算法的一种方法。也存在能够在分组之间或是频率单元内部而不是频率单元之间执行代码选通的其他方法。例如是跨着偶数分组的 K_{cell} 个基带符号用选

通代码重复数据符号,而不会影响到通过扩展器和解扩展器的数据流。

- 将扩展单元分成 $K_{part} \geq 2$ 子集, K_{SCORE} 单元/子集
- $K_{part} = K_{spread}$, 在独立子集中形成的单元,
- $K_{SCORE} = 1$ 单元/子集

- $K_{part} = 2$, 单元分成偶数和奇数子集,
- $K_{SCORE} = K_{spread}/2$ 单元/子集
- $K_{part} \cdot K_{SCORE} = K_{spread}$ 各种情况下
- 子集中的每个单元使用相同的代码键
- $c(n; K_{part}/+k) = c(n; k)$, $k=0, \dots, K_{part}-1, \neq 0, \dots, K_{spread}-1$,
- K_{SCORE}^{-1}
- 变形: $c(n; k) = c(n; (k)K_{part})$, $k=0, \dots, K_{spread}-1$,
- $(k)K_{part} = \text{模} - k \text{ 的 } K_{part}$
- 通过多个 SCSS 子信道发送 (多层载波多址联接), 每个子信道采用相同结构的不同代码键
- 允许将每个子集 (执行过空码操作) 分成 $K_{array} \cdot K_{SCORE}$ 个 SCSS 子信道
- 能够提高每个用户的数据速率 (每个用户多个子信道)
- 提供多址联接通信 (多用户用单元通信)
- 能够拒绝 $K_{SCORE} - 1$ SCSS 干扰 (蜂窝通信)
- 需要较大的时间带宽产物来达到相同的调节水平
- 实践中将 K_{part} 调节到应用
- $K_{part} = K_{spread}$ 异步点 - 对 - 点链路, 蜂窝重叠系统, 非 SCSS 干扰很高, 快速收敛时间是主要问题
- $K_{part} = 2$ 点 - 对 - 多点链路, SCMA 系统, SCSS 干扰很高

代码选通自相干恢复吸取了通信系统已经具备了自相干信息的优点, 为自适应扩展器带来便利, 但是只有取得通信系统中的选通信息才能知道

这种信息。本发明包括了两种代码选通 SCORE 方法。

最适合用于多址联接通信的一种自相干恢复方法包括在扩展操作之前对基带电文信号采取唯一代码选通操作,它对通信系统中的每一个链路都是唯一地确定的。例如,如果将频率单元的各单元分割成偶数和奇数两个子集,而仅仅对奇数子集采用代码键,如图 15 和 16 所示。在偶数子集上采用图 11 及有关说明所示的方法扩展数据符号。

对奇数子集也跨越采用类似的扩展方法。然而,首先对用这些单元发送的数据符号执行代码选通操作,将这些单元乘以对网络中每一个用户 m 都不同的一个恒定模数代码键 $c(m)=[c_4(m)]$ 。这种操作在多址联接解扩展器上是相反的。在解扩展操作之后但在对偶数和奇数频率单元上采用的解扩展器的输出加以组合之前用奇数频率单元乘以共轭的代码键 $c^*(m)$ 。在一个单用户(SCSS)收发信机上,仅仅对这一 SCSS 收发信机采用的单个代码键执行代码选通操作。在获取单一分组的过程中,在线性组合操作之前将解扩展的(共轭)代码键提供给每个收发信机天线上接收的每个奇数频率单元。

代码选通操作的效果是让用这种代码键发送的信号在奇数频率单元乘以解扩展代码键之后在偶数和奇数频率单元之间具有统一的相关系数。反之,同样的代码选通操作会使采用不同的代码键发送的所有其他信号在偶数和奇数频率单元之间具有很小的相关系数。除非在接收信号上出现(假设未知的)延迟和 Doppler 频移,都会保持这种状态。然后跨越将所得的信号直接输入到图 14 所示的交叉-Score 算法,在其中用偶数(没有选通的)频率单元代替 $x(t)$,而用奇数(选通的)频率单元代替 $u(t)$,其中的 t 代表符号索引 $q=1,\dots,K_{\text{cell}}$ 而不是时间索引。解扩展加权能够使施加于偶数和奇数频率单元的解扩展信息合成器的输出之间的相关系数最大。

这种方法仅仅根据一个链路上已知的代码键就能够明确地检测和解扩展网络中的任何链路。在单用户 SCSS 收发信机中,收发信机仅仅对与其通信的链路解扩展,不需要额外的操作来获得这一链路以及识别它传送的信号准确与否。如果由于在长途传输中出现“端口混洗”等不利信道条件而暂时丢失,还能够自动恢复链路。在多用户 SCMA 收发信机上,这

种方法仅仅根据用节点链接到收发信机时使用的已知代码键就能够明确地检测,解扩展以及识别收发信机所支持的每一条链路,不会随着信道条件的变化出现端口调动或混洗。这种代码键可以通过包括代码选通操作在内的扰频而实现保密。

还可以用多种方式来概括基本的代码选通 SCORE 方法。特别是对偶数和奇数频率采用代码键,这样就能提高安全性和去除频率单元之间的相关性。代码选通还可以应用于时间而不是频率,采用偶数分组期间被忽略并且在奇数分组期间在所有频率单元上执行的代码选通在后续的分组上发送数据符号。如果将扩展码在这些成对的分组上保持不变,这种方案就能够使用更加有效的自动-SCORE 方法来适应解扩展加权。

*在某些环境中可采用更有力的算法

- 信道响应与多个扩展子集上的响应大致相同 (合成定标器不同)
- 背景干扰与各个扩展集上大致相同

*获得最大似然性评估

- 强制扩展增益与各个扩展子集上大致相同
- 强制解扩展加权与各个扩展子集上大致相同
- 解扩已加权设置为自 - SCORE 本征方程的主导模式

*优于交叉 - SCORE 本征方程

- 比较简单
- 相同时间 - 带宽产物的调节比较准
- 最大 SINR 在网络应用中的每个子集上相等 - 不会出现/渐近误调节

*一些缺点 如果各个子集上的实际信道响应不平衡,对模误差敏感

在解扩展操作中需要跟踪/消除时间和/或 Doppler (算法很简单)

还可以在系统中使用大量的频率或分组子集,每一个子集采用一组独

立的代码键。在这种情况下,解扩展器采用从交叉-SCORE 本征方程的超级矢量解释中获得的一种广义的交叉 SCORE 方法。参见 B.Agee, “The Property-Restoral Approach to Blind Adaptive Signal Extraction,” in Proc.1989 CSI-ARO Workshop on Advanced Topics in Communications,May 1989,Ruidoso,NM; 和 B.Agee, “The Property Restoral Approach to Blind Adaptive Signal Extraction, ” Ph.D.Dissertation,University of California ,Davis,CA,June 1989。收发信机所能支持的多址联接通信的数量随着频率子集数量的增多而下降,但是加权计算的稳定性有所改善,噪声下降,并且这种算法的非多层载波排除能力保持不变。频率子集数量的限制等于扩展系数 K_{spread} 。

代码选通自相干恢复方法采用多单元自相干恢复本征方程的占优模式直接从信道化数据超级矢量中提取有用的基带信号。该方法同时执行频率相关的空间滤波,在扩展的有用信号上的每一个单元内部组合天线元,并且对结果的数据信号解扩展,组合成频率单元。

只要接收的数据分组可达到的最大解扩展和波束成形 SINR 是正的,代码选通自相干恢复方法就能在正或负接收 SINR 上有效地操作。该方法可作为一种固有的解扩展,线性组合算子来适应天线阵列。对任意数量的天线,包括 $K_{\text{array}}=1$ 的单一天线系统可以采用相同的方法。代码选通自相干恢复方法在其任何执行点上不需要预先知道扩展增益或是基础的电文序列。这种方法不需要对解扩展的电文序列搜索时间或 Doppler 频移。

代码选通自相干恢复本征方程的占优本征值用来在首次开通通信链路时检测新的信号分组。接收机根据需要工作,在通信信道中发送一个分组时向另一端返回脉冲。

也可以采用其他方法在代码选通自相干恢复之后提高或有效地检测离散多音多层载波数据分组。特别是用代码选通自相干恢复本征方程的少数占优本征值来预测最大代码选通自相干恢复本征值的平均和标准偏差,从而大大提高了检测可靠性。然后用预测的平均值减少真实的最大本征值,并且按照预测的标准偏差定标,大大加强了正确检测的统计趋势。

其他方法是在代码选通自相干恢复期间采用下游解扩展和解调算子

确保分组检测。

在获取第一数据分组期间的初始 Doppler 恢复采用频域模拟的空间分级均衡器,在全重建的接收地点 FFT 提取第一数据分组,并且用一种线性内插法对下变换到发射地点频率重建的结果输出信号执行副采样。采用适当的自适应方法对单音中心的数据执行线性组合加权再采样。采用最小二乘方特性恢复算法例如是恒定模数法尽量减少解扩展数据符号的模数变化。最小二乘方恒定模数法吸取了采用 BPSK 调制格式产生的发射数据单音的特性具有恒定模数的优点,但是,如果发射的信号经历的 Doppler 频移是单音间隔的非整数倍数,这一特性就被破坏了。最小二乘方恒定模数法为解扩展器输出信号恢复这一特性。所有这些操作都是在明显的 Doppler 频移和路径延迟环境下执行的。参见 B.Agee, "The Least-Squares CMA:A New Approach to Rapid Correction of Constant Modulus Signals," in Proc.1986,International Conference on Acoustics,Speech and Signal Processing,Vol.2, pg.19.2.1, April 1986,Tokyo,Japan.

有两种方法可以用来为数据传输产生天线阵列加权。反向传输与共轭接收加权成比例地设置发射加权,而定向模式与共轭分组控制矢量成比例地设置发射加权。反向模式最适合民用电信和军用射程内部通信应用,干扰信号可能是一个多点通信网络中的其他成员。

定向模式最适合用于发报机主要关心隐蔽性而人为干扰和截听平台并不处在同一位置的应用场合。这种模式在通信平台遭受强烈干扰的应用中是有用的,为了在存在干扰无线电辐射的情况下通信,必须向通信链路的另一端传送最大的功率。然而,这种方法对合作通信系统中来自其他干扰的定向能量不具有吸引性质。

定向模式还提供了一种乘法器适应策略,如果空间链路采用很大的匹配扩展系数,就能够大大简化解扩展器的复杂性。

本文中描述了反向传输模式。反向模式是将发射机天线阵列加权设置在等于信号接收期间算出的共轭阵列加权。如果发射和接收算子落在同一个频带上,并且发射和接收路径之间的任何内在差别是均衡的,发射机

天线阵列就采用与接收机天线阵列相同的增益图形。发射机天线阵列在信号接收期间可能出现干扰的方向上评估无效的方向。各个方向上采用的无效深度是根据接收到的干扰强度来确定的。

在本文中, g_k 是一个 $K_{array} \times 1$ 矢量, 并且代表在通过频率单元“K”发射时采用的多元扩展矢量, 接收机通过频率单元“K”接收时采用的多元解扩展矢量用 w_k 代表, 它也是一个 $K_{array} \times 1$ 矢量。

本发明的实施例为频率选择发射加权提供了一种最佳结构, 在每个扩展单元上采用不同的一组 $K_{array} \times 1$ 个扩展(g_k)加权对发射分组进行扩展。设置一种频率选择反向发射加权, 与信号接收期间在每个频率单元上采用的 $K_{array} \times 1$ 个线性合成器解扩展加权 w_k 成比例地设置(多元)扩展增益 g_k , 使 $g_k = \lambda w_k$ 。这种模式对于受宽带干扰源支配的环境特别有效, 因为产生的无效深度会受到在每个频率单元上采用的天线阵列分散的限制。在这种情况下, 处理器能够使干扰源在频率和空间上无效。发射机天线阵列仅仅使干扰源所占据的那些频率单元上的各个干扰源无效。这样有利于接收有用信号分组, 但是, 如果将目标对准在整个分组通频带上远离干扰源位置的分组无线电信号, 并不影响发射一个分组。如果局部频带干扰源的数量超过了天线阵列中的天线元数量, 任何手段都不能达到这一目的。

定向传输模式将发射机天线阵列加权设置在等于(共轭的) $K_{array} \times 1$ 分组控制矢量。如果发射和接收算子落在同一个频带上, 通过适当地均衡以往发射/接收切换过程中在发射和接收路径之间的任何差别而获得的天线阵列就能将最大无线电功率指向通信链路的另一端, 或者用最小发射无线电能量关闭这一链路。定向天线会忽略干扰源的位置, 例如, 它仅仅是假设截听机是处在通信链路范围内的任何位置。

本发明能够在频率选择的基础上实现定向方法。它可以提供一些好处, 但是宽带通信; 链路例外, 因为分组控制矢量在分组通频带上变化的范围很大, 有大量的 K_{spread} 值, 或者是通信信道高度分散。然而这并不重要, 因为最大功率模式不会受到分组控制矢量中的次要误差的严重损害。

如果通信链路受到强烈的人为干扰, 或者是必须在短通信间隔例如是

单个分组内评估分组控制矢量,评估的误差可能会很大。特别是过于简单的方法会造成定向发射机天线阵列指向环境干扰源发射能量的强大波束。定向传输方法或是分组控制矢量评估器应该简单到足以用廉价手段来实现,但是又要完善到足以在人为干扰和传输环境的预期范围内可靠地工作。

有三种控制矢量评估方法可供选择。第一是相关方法,利用接收和评估的分组数据之间的关系来评估分组控制矢量。第二是多元 ML-类比方法,采用按照适当的简化条件和存在频道复用(多元)数据的情况下获得的最大似然性(ML)评估器来评估分组控制矢量。第三是参变量方法,采用适当的参变量模型来约束分组控制矢量,从而进一步优化多元评估器。

相关方法是用来评估分组控制矢量的三种方法当中最简单的方法。这种方法的弱点是,考虑到存在单一干扰源的条件下获得的评估,这种评估缩小到按照接收的干扰源和分组信号之间的交叉关联定标的分组控制矢量加上干扰源控制矢量。为了将这一交叉关联减少到零所需的时间-带宽产物(采样)远远大于干扰源信号的 $1/S$,例如,如果干扰源比分组信号强五十 dB,就需要1,000,000个采样。因此,这种方法通常是不可取的。

其它两种方法利用优化的最大似然性(ML)评估程序评估分组控制矢量来克服这种限制。产生的评估结果能够利用简单(非参变量)或是参变量控制矢量模型在存在宽带或是局部频带干扰源的条件下提供精确的控制矢量评估值。另外还可以用常规的Cramer-Rao边界分析来预测这些评估值的性能。

为多元环境中获得的任何非参变量控制矢量评估推导出有用的性能边界。将接收的数据分割成 K_{spread} 个独立频率单元,每个单元中包含一个按照未知的复合控制矢量定标并且受到额外的复合Gaussian干扰影响的已知(或是估算的)分组基带。用 $a_k = g_k$ 来模拟 P_e 单元中的控制矢量,其中的“a”是(频率独立的)分组控制矢量,而 g_k 是在第Kth个扩展单元上获得的无矢量接收到的单一天线分组扩展增益。假设复合Gaussian干扰对各个单元是独立的,并且在第Kth个单元中暂时写入平均值零和未知的自相关矩阵 $\{R_{i,k}\}$ 。

假设分组控制矢量 \mathbf{a} 是 Karray 维的 Karray 维矢量的一种任意复合体, 例如, \mathbf{a} 不仅局限于任何参变量模型组(例如以方位角和仰角为参变量的矩阵集合)。采用这种模型建立起来的控制矢量评估例如有非参变量技术。参见 H. Van Trees, *Detection, Estimation, and Modulation Theory, Part I*, New York: Wiley, 1968。采用 Cramer-Rao 边界理论, 就能够获得任何无偏差的评估值, 它具有由给定的 Cramer-Rao 边界所界定的评估精度(均方根误差)。矩阵 \mathbf{R} 被翻译成干扰自相关矩阵 $\{R_{i_k i_k}\}$ 的广义的“平均”, 它等于平均的逆自相关矩阵的倒数。

在最佳实施例中, 空间控制矢量和频谱扩展增益 (g_k) 是采用以下公式来计算的

$$R = \left(\sum_{k=1}^{K_{spread}} |g_k|^2 R_{H_k H_k}^{-1} \right)^{-1}$$

$$\mathbf{a} = R \left(\sum_{k=1}^{K_{spread}} g_k \mathbf{w}_k \right)$$

并且

$$g_k = \frac{\mathbf{w}_k^H \mathbf{a}}{\mathbf{a}^H R_{H_k H_k}^{-1} \mathbf{a}}$$

其中的 $R_{H_k H_k}$ 是在频谱单元 K 的一个适配块上测量的数据自相关矩阵, 而 \mathbf{w}_k 是频谱单元 K 上采用的解扩展加权的空间分量。控制矢量和解扩展增益还可以用来计算改进的解扩展加权 \mathbf{w}_k , 然后可以在多级解扩展程序中用来执行空间处理(每个频率单元的线性组合)以及频谱处理(所有频率单元的线性组合)。

图1-14所示的多层载波扩展频谱无线电通信设备结合了本发明其它实施例提供的空码技术。空码干扰消除技术能够与多层载波扩展频谱技术有效地组合。关于空码技术的详情可参见 Brian Agee “Solving the Near-Far Problem: Exploitation of Spatial and Spectral Diversity in Wireless Personal Communication Networks,” *Wireless Personal Communications*, edited by Theodore S. Rappaport 等人, Kluwer

Academic Publishers,1994,Ch.7。以及参见Sourour等人的“Two Stage Co-channel Interference Cancellation in Orthogonal Multi-Carrier CDMA in a Frequency Selective Fading Channel,” IEEE PIMRC '94,pp.189-193。还可以参见Kondo等人的“Multi Carrier CDMA System with Co-channel Interference Cancellation, ” March 1994,IEEE,#0-7803-1927,pp.1640-1644。

图1-14所示的基本多层载波扩展频谱无线电通信设备可以组合在本发明的多址联接实施例中,同时按照空间,频率和/或代码来分隔独立的信道,例如是空分多址联接(SDMA),频分多址联接(FDMA)和码分多址联接(CDMA)。

在SDMA实施例中采用的天线阵列可以在空间上有选择地定向,例如是建立两个最小区域。每一个区域中的发射和接收机对将其对应的天线阵列调谐到仅仅接受其所属的发射机-接收机对中的另一方,排除出现在其它多址联接信道的其它区域中的其它对。本发明的实施例通过将SDMA技术与多层载波扩展频谱技术加以组合来进行自身识别。关于SDMA的进一步细节可参见Forssen等人的“Adaptive Antenna Arrays for GSM900/DSC1800,” March 1994,IEEE #0-7803-1927,pp.605-609。还可以参见Talwar等人的“Reception of Multiple C0-Channel Digital Signals using Antenna Arrays with Applications to PCS,” 1994,IEEE #0-7803-1825,pp.790-794。还可以参见Weis等人的“A Novel Algorithm For Flexible Beam Forming for Adaptive Space Division Multiple Access Systems,” IEEE PIMRC '94,pp.729a-729e。CDMA与天线阵列的组合可参见Naguib等人的“Performance of CDMA Cellular Network With Base-Station Antenna Arrays:The Downlink,” 1994 IEEE,#0-7803-1825,pp.795-799。以及Xu等人的“Experimental Studies of Space-Division-Multiple-Access Schemes for Spectral Efficient Wireless Communications,” 1994 IEEE,#0-7803-1825,pp.800-804。还可以参见M.Tangemann的“Influence of the User Mobility on the Spatial Multiplex Gain of an Adaptive SDMA System,” IEEE PIMRC '94,pp.745-749。

在FDMA实施例中,对每个信道采用多个载波的子集,例如是最小的两个子集,各自具有最小的两个频率分集载波用来建立最小的两个信道。每一个区域中的发射和接收机对将其对应的载波子集调谐到排除出现在其它多址联接信道的其它载波子集。本发明的实施例通过将FDMA技术与多层载波扩展频谱技术加以组合来进行自身识别。

在CDMA实施例中采用了多个扩展和解扩展加权,每一组用于各自的信道。在全球定位系统(GPS)中的导航接收机就是采用了这种多址联接方式。本发明的实施例将CDMA技术与图1-14的多层载波扩展频谱技术加以组合而超越了现有技术。关于CDMA在多载波环境中的应用可以参见Fettweis等人的“On Multi-Carrier Code Division Multiple Access (MC-CDMA) Modem Design,” 1994 IEEE #0-7803-1927, pp.1670-1674。还可以参见DaSilva等人的“MultiCarrier Orthogonal CDMA Signals for Quasi-Synchronous Communication Systems,” IEEE Journal on Selected Areas in Communication, Vol.12, No.5, June 1994。还可以参见Reiners等人的“MultiCarrier Transmission Technique in Cellular Mobile Communication Systems,” March 1994, IEEE #0-7803-1927, pp.1645-1649。进一步参见Yee等人的“Multi-Carrier CDMA in Indoor Wireless Radio Networks,” IEEE Trans. Comm., Vol. E77-B, No.7, July 1994, pp.900-904。在信道衰落环境下使用CDMA可以参见Stefan Kaiser的“On the Performance of Different Detection Techniques for OFDM-CDMA in Fading Channels,” Institute for Communication Technology, German Aerospace Research Establishment(DLR), Oberpfaffenhofen, Germany, 1994。以及参见Chandler等人的“An ATM-CDMA Air Interface For Mobile Personal Communications,” IEEE PIMRC '94, pp.110-113。关于这种技术的进一步描述还可以参见Chouly等人的“Orthogonal multicarrier techniques applied to direct sequence spread spectrum CDMA systems,” 1993 IEEE, #0-7803-0917, pp.1723-1728。

Bar-Ness等人在“Synchronous Multi-User Multi-Carrier CDMA Communication System With Decorrelating Interference Canceller,”

IEEE,PIMRC'94,pp.184-188中描述了多载波CDMA和解关联干扰消除技术的结合。

用于多层载波扩展频谱无线电通信的多址联接方法包括根据多个离散频率信道各自的合成正弦波的合成的幅值和相位增益构成发射的多层载波扩展增益。然后在发射机上用一个矢量乘法器和一个反向频道复用器来扩展一个任意的窄带基带数据。下一步就是在按照多层载波扩展增益扩展到多个离散频率信道上之后从发射机同时发送。接收机利用矢量内部产物线性合成器和频率复用器对多个离散频率信道解扩展,恢复出任意的窄带基带的扩展前信号,免除信道干扰。频道可以是不连续的并且分布在多个频带内。或者是在发射中采用重叠的频道,并且包括正交频分复用式调制格式。或者是发射分组的数据,对基带数据进行扩展,发送,并且按照正交频分复用式的频道复用器结构对离散的分组解扩展。

分组在时间上可以是重叠,连续,或者是不连续的。在最佳实施例中,在从链路的另一端顺序接收完一或多个分组之后按顺序发送一或多个分组。按顺序发送和接收多个分组能够实现不对称的通信,例如是在一个方向上传送比另一个方向上更多的分组,并且能够增加发送和接收之间的防护时间,例如可以用来在蜂窝通信网络中解决基站对基站的干扰问题。

离散多音正交频分复用与具有离散多音多层载波和天线阵列处理技术的天线阵列处理技术的组合吸取了离散多音和离散多音多层载波没有扩散的优点。在任何应用中对自适应天线阵列性能的明显改善都需要能够消除空间干扰,在自适应接收机前面不需要调节静止或准静止的线性扩散(例如是由于前端接收机有缺陷,非零阵列孔径,以及固定的多径散射和反射)。这一点在蜂窝式点-对-多点通信网络中特别有用,在这种网络中包括用于在同一组频道上供多个用户之间通信的空分多址联接(SDMA)拓扑逻辑,因为每个空间处理器必须在对这一网孔内的用户有干扰的方向上形成深度的无效。

码分多址联接(CDMA)采用线性独立(通常是正交)的各组扩展增益在同一组频道上发送多个信号。在解扩展器上采用适当的组合加权来分离这些信号。

直接序列扩频系统的优点在于空分多址联接式的多址联接,排除干扰,并且具有信道均衡能力(空码技术)。空码技术已经被应用于符号调制直接序列扩频(MOS-DSSS)或脉冲调制直接序列扩频(MOP-DSSS)格式,扩展增益的周期精确地等于电文符号的一个整数(往往是一个符号间隔)。空码技术和多层载波调制格式的组合是有用的,例如可以在HF/VHF跳频截听系统中用来消除频谱冗余干扰。在现有技术中,已经配合着模仿对流层散射通信链路的多层载波信号采用了包括空码干扰消除的一般跳频截听技术。但是本发明则将这种技术扩展到了点-对点和点-对-多点的通信,这其中的发报机和干扰源包括多层载波扩展频谱调制格式。例如进一步包括了定向数据摸索适应方法,可用于在通信系统发送的业务和导频数据的已知特性的基础上优化解扩展。

本发明是将多层载波扩频式通信和基于干扰消除的空码技术组合在一起,提高通信系统的容量,提高对信道畸变的容限,并且更少地依赖扩展增益之间的关系。不需要正交近似性,并且本发明的实施例对窄带干扰或是其它系统成员的多层载波扩展频谱信号不太敏感。如果将用来消除干扰的空码技术和多层载波扩展频谱通信网络相结合,这种效果最好。特别是,如果给定相同的扩展增益和空码器(线性合成器)组合,包括用来消除干扰的空码技术的多层载波扩展频谱通信链路能够支持的链路数量可以达到符号调制直接序列扩展频谱系统的二倍。

本发明在网络中组合了用于消除干扰的模块技术和用来适配解扩展器的数据定向方法。这种组合而成的系统比用于点-对-点和点-对多点(多址联接)通信的竞争方法具有明显的优越性。这种系统能够吸取通信系统中全带宽时间量的优点,从而缩短系统中的解扩展器的探测和跟踪时间。这种系统还能在解扩展器上解扩展和解调有用信号的指定的多层载波扩展频谱信号,不需要知道信号发射机所包括的扩展增益(摸索解扩展特性),从而简化或是省掉在网络中使用代码选通策略,并且能够采用反向技术来优化用于通信信道和网络的扩展增益。由解扩展器接收(单元内或是单元外)没有干扰的多层载波扩展频谱信号,不需要知道扩展增益或是干扰信号的程度,这样就能比(典型的非线性)序列方法简单得多,后者需要在接收机

上解调和重新调制干扰和有用信号。可以为静态线性信道扩散提供自动补偿,包括在系统前端的内部减少扩散效应,不需要知道或是实际估算信道扩散,这样就能降低解扩展方法以及系统硬件的复杂性。

空码技术可以扩展到空间处理技术便于使用反向传输方法,大大提高整体系统的性能价格比。

将空码和空间处理技术与用于波束控制的自适应天线阵列加以组合能够改善普通的天线收发信机无法达到的范围。这种组合还能够通过降低相邻单元产生的干扰来提高多元网络的容量。用于消除干扰的无效控制能够用更加紧密的编组来提高通信网络的容量。更加紧密的编组能够在单元内部分离吻合的频率,这样就能采用空分多址联接拓扑逻辑。可以采用直通式方法将天线阵列和空码技术加以组合,增加空码器的维数,例如用来在MOS-DSSS系统中组合空间信道和时间信道,或者是通过增加空码器维数在多层载波扩展频谱系统中组合空间信道和频率信道。

多层载波扩频调制格式允许解扩展器随着空间信道数量的增加而降低多层载波扩展频谱扩展增益,以便保持作为天线元数量的函数的空码器常数的复杂性。这样就能提供稳定的数据定向接收机自适时间。线性复杂性随着通信网络中天线和用户数量的增加而增长。而用户的空间分布随着通信波束的增加而减少。

空码数据自适应定向反向传输技术与多层载波扩频调制的组合提供了一种优越的通信方式。可以提高点-对-点和点-对-多点通信链路的用户容量,范围,功率,和/或成本效率,这些性能都优于全信道预加重方法。

多层载波扩展频谱和自适应天线阵列的组合有助于消除空间相干干扰,例如是在蜂窝多层载波扩展频谱网络中,干扰源可以来自网络中其它成员的信号,并且多元天线阵列主要是在网络中的基站上使用。

图17表示时分双工通信系统的一种时间-频率格式。

图18表示一种基本DMT调制解调器的有效单音格式。

图19表示一种发射机/接收机校准方法。系统的校准和补偿有两种独立的模式。SCSS cal信号从cal开关注入接收机,测量接收路径扩散。SCSS cal信号途经发射调制器到输出接收机,通过转换开关测量合成的发射和接

收路径扩散。发射路径是根据合成的接收和发射cal数据来推导的。在DSP后端中通过发射和处理SCSS cal波形来执行补偿。

图20是一种集成的单一天线T/R和DMT调制解调器(基于SCMA的DMT)的示意图。

图21笼统地表示了一种单线代码选通交叉-SCORE扩展操作的示意图。它对于单线处理是最佳的模式。可以按照最快收敛时间(最低TBP)使用交叉-SCORE算法。不会受到定时和Doppler频移的影响。它能够可靠地消除各个单元内部的Karray个干扰。它可以分离Karray个SCSS信号。它的不足在于不能可靠地分离 $> Karray$ 个SCSS信号(不执行空码),并且在频率变化很大的环境中不能相对调节到最大SINR。

图22表示一例具有Kspread个单元子集的单线代码选通交叉-SCORE解扩展操作。

图23表示一例具有Nframe个分组/适配帧的一种单线交叉-SCORE算法。解扩展加权是根据多级交叉SCORE本征方程的主模式来计算的。

图24表示一种单一适配帧自相关统计运算。

图25表示具有Kspread个单元子集的一种交叉-SCORE本征方程。解扩展加权是根据多级交叉SCORE本征方程的主模式来计算的。

图26表示具有Kpart $<$ Kspread个单元子集的一种代码键发生器。

图27表示具有Kpart $<$ Kspread个单元子集的一种等效的代码键发生器。

图28表示具有Kpart个子集的一种交叉-SCORE本征方程。解扩展加权是根据多级交叉SCORE本征方程的主模式来计算的。

图29表示具有两个单元子集的一种交叉-SCORE本征方程。解扩展加权是根据多级交叉SCORE本征方程的主模式来计算的。

图30表示一种多链路代码选通交叉-SCORE扩展器。它是多链路处理的一种改进模式。它允许针对SCSS干扰条件修改交叉SCORE收敛时间。它不会受到定时和Doppler频移的影响。它能够可靠地消除各个单元内部的Karray个干扰。它可以分离Karray*Kscore个SCSS信号。它的不足

足在于不能可靠地分离 $> K_{array} * K_{score}$ 个SCSS信号(不完全空码),并且在频率变化很大的环境中不能相对调节到最大STAR。

图31表示采用频率选通和两个单元子集的一种单线代码选通自动-SCORE扩展操作。它是高度移动性系统的一种最佳模式。它可以分离 $K_{array} * K_{score}$ 个SCSS链路。它能够消除各个单元内部的 K_{array} 个非SCSS干扰。它不会受到定时和Doppler频移的影响。它的不足在于不能分离 $> K_{score}$ 个SCSS链路(不完全空码),并且作为解扩展算法的一部分需要(简单的)定时跟踪。

图32是采用频率选通和两个单元子集的一种单线代码选通自动-SCORE解扩展操作。

图33表示采用频率选通和两个单元子集的一种自动-SCORE本征方程。

图34表示采用时间选通和半速率冗余选通的一种单线代码选通自动-SCORE扩展。它是低移动性系统的一种最佳模式。它可以分离 $K_{array} * K_{spread}$ 个SCSS链路。它能够消除各个单元内部的 K_{array} 个非SCSS干扰。它不会受到定时和Doppler频移的影响。在解扩展器上提供3dB SNR增益。它的不足在于容量减少一半,并且作为解扩展算法的一部分需要(简单的)Doppler跟踪。

图35表示采用时间选通和半速率冗余选通的一种单线代码选通自动-SCORE解扩展。

总之,自适应天线阵列可以用来增加网络系统容量,采用波束控制,无效控制,或者是波束和无效控制的组合。这种无效控制或者是波束和无效控制技术的组合在本发明中与作为SCSS扩展器/解扩展器使用的信道化的DMT/OFDM频道复用器组合在一起。

尽管本发明是参照了具体实施例来描述的,应该认识到这一切并不对本发明构成限制。本领域的技术人员在阅读了说明书之后完全有能力作出各种各样的修改和变更。因此,权利要求书的用意是要覆盖属于本发明的原理和范围内的所有修改和变更。

说明书附图

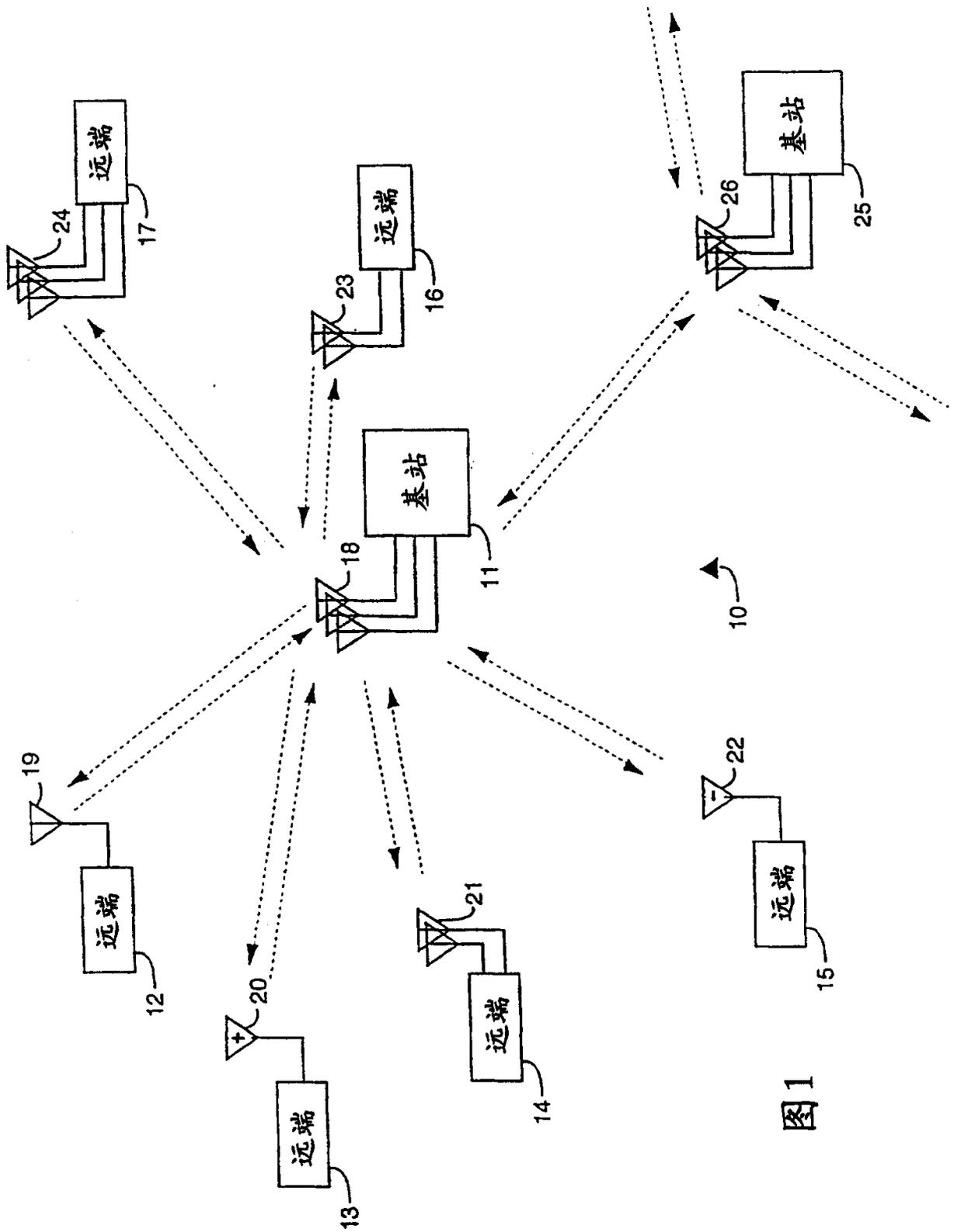
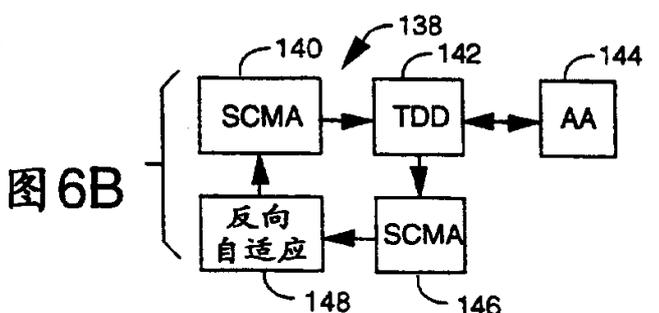
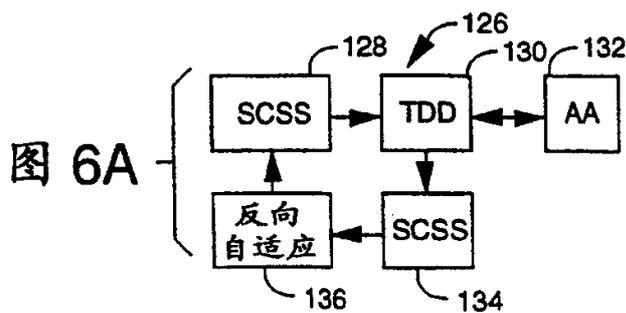
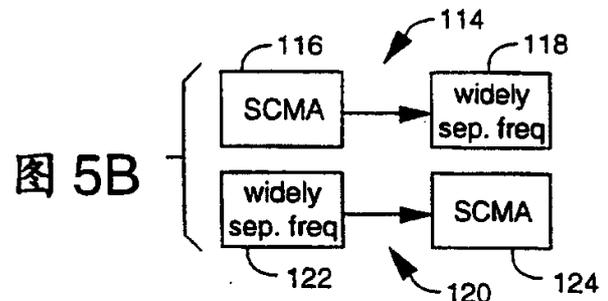
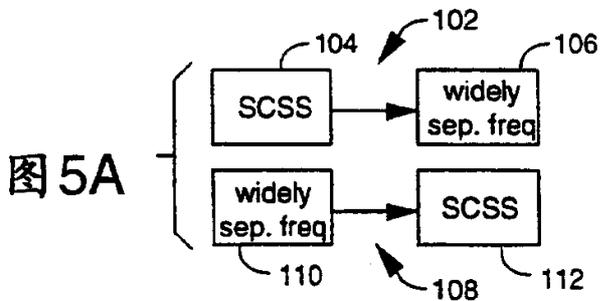
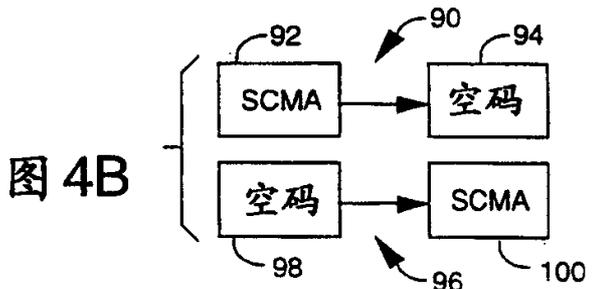
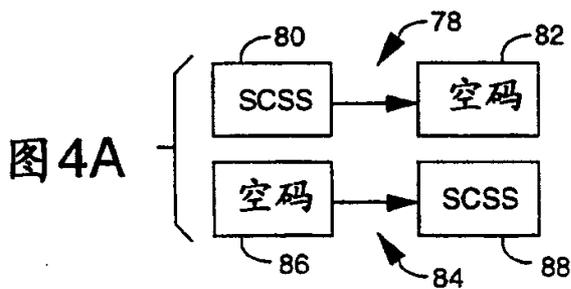
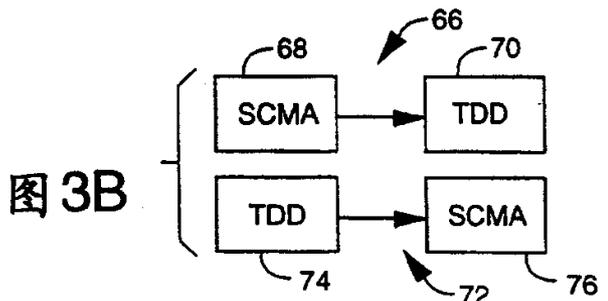
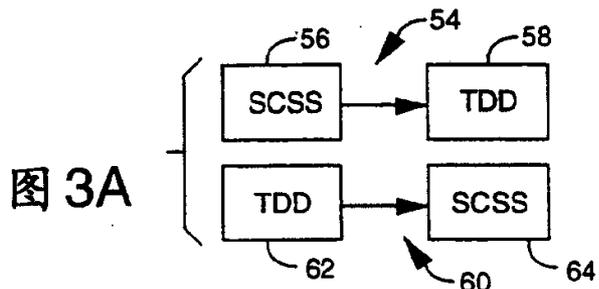
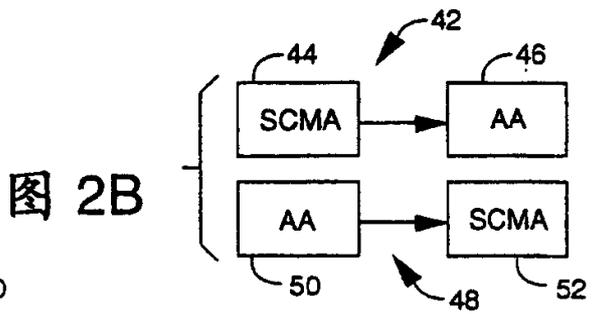
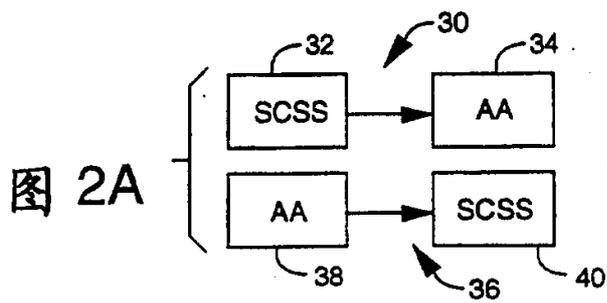


图1



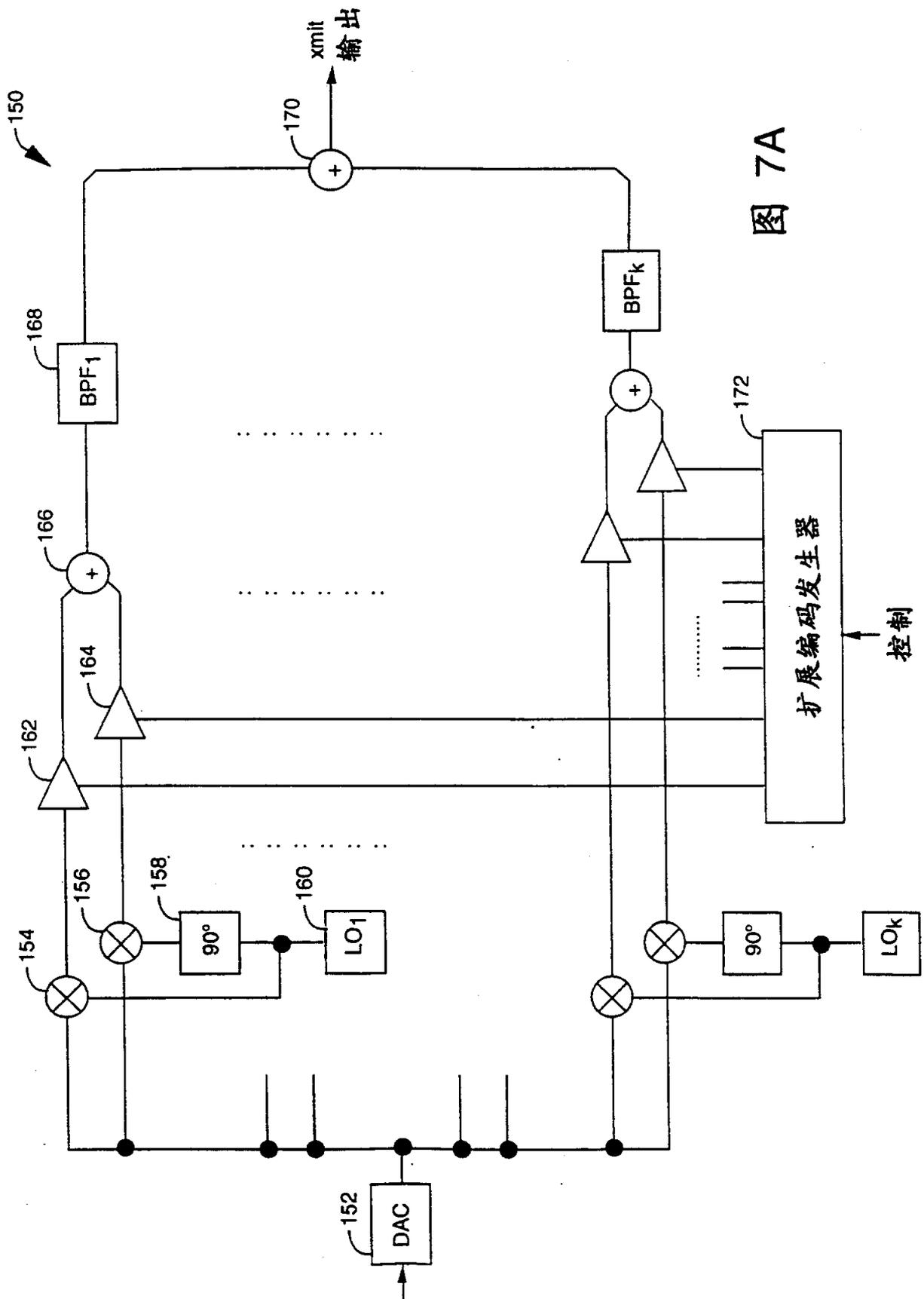


图 7A

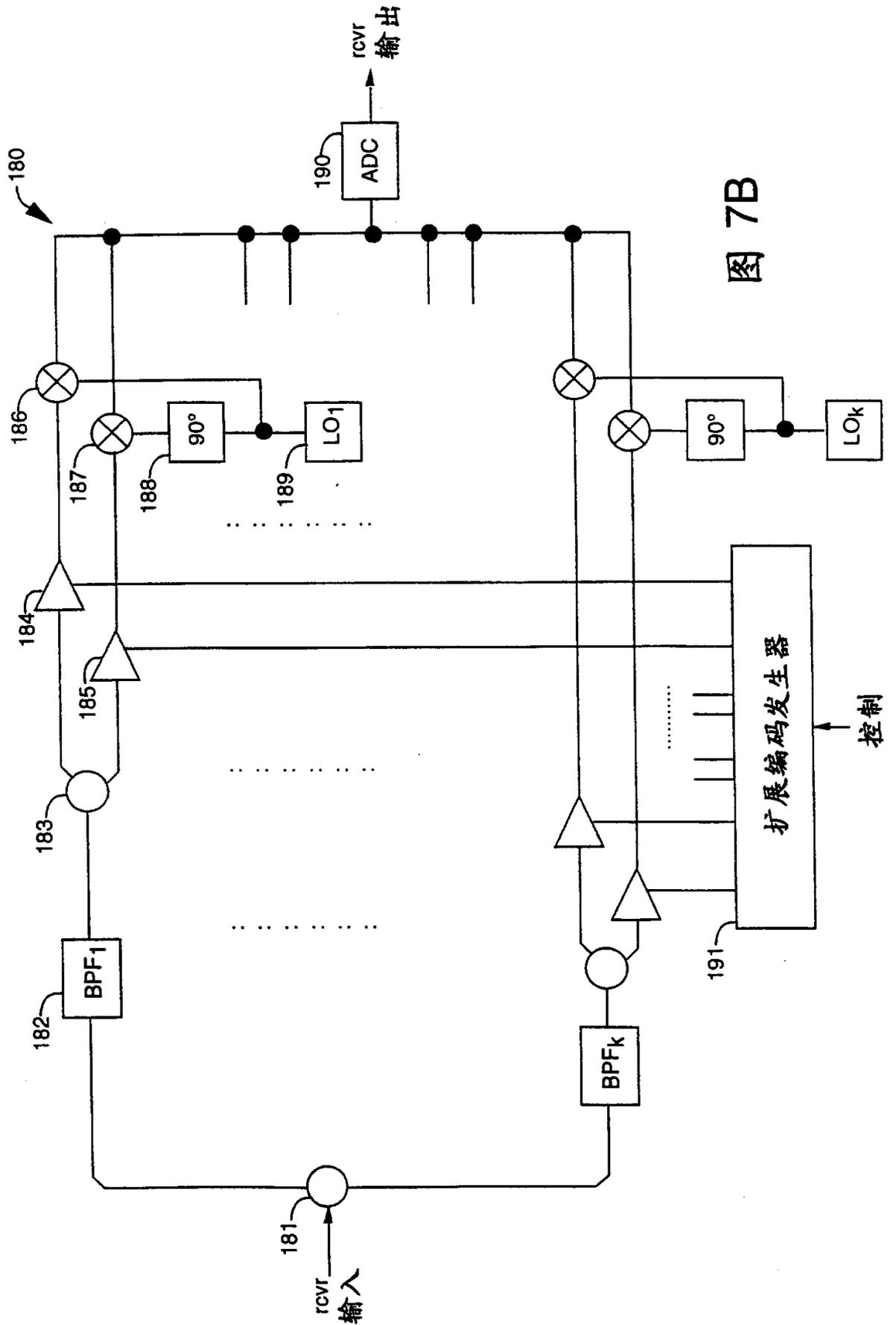


图 7B

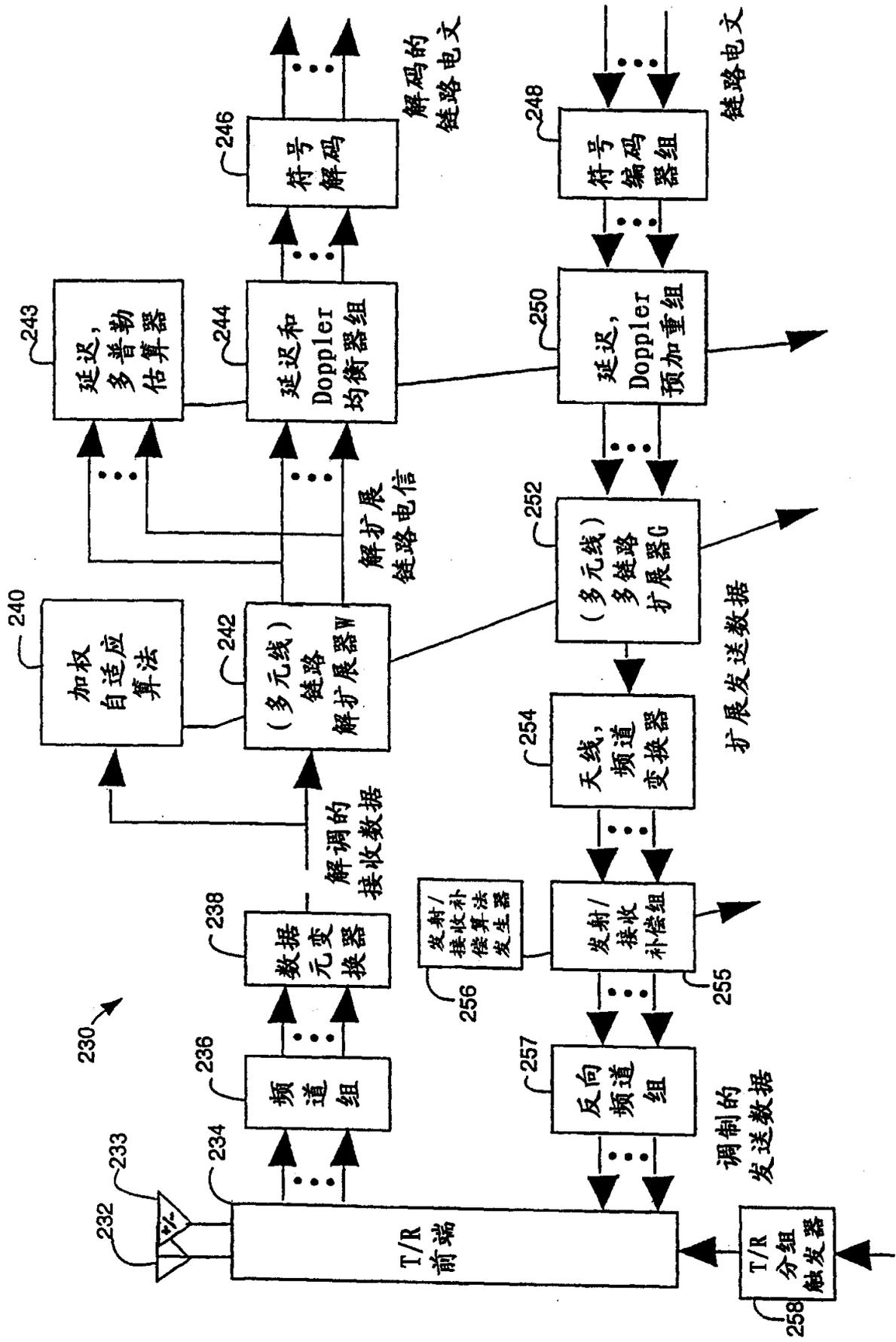


图 8

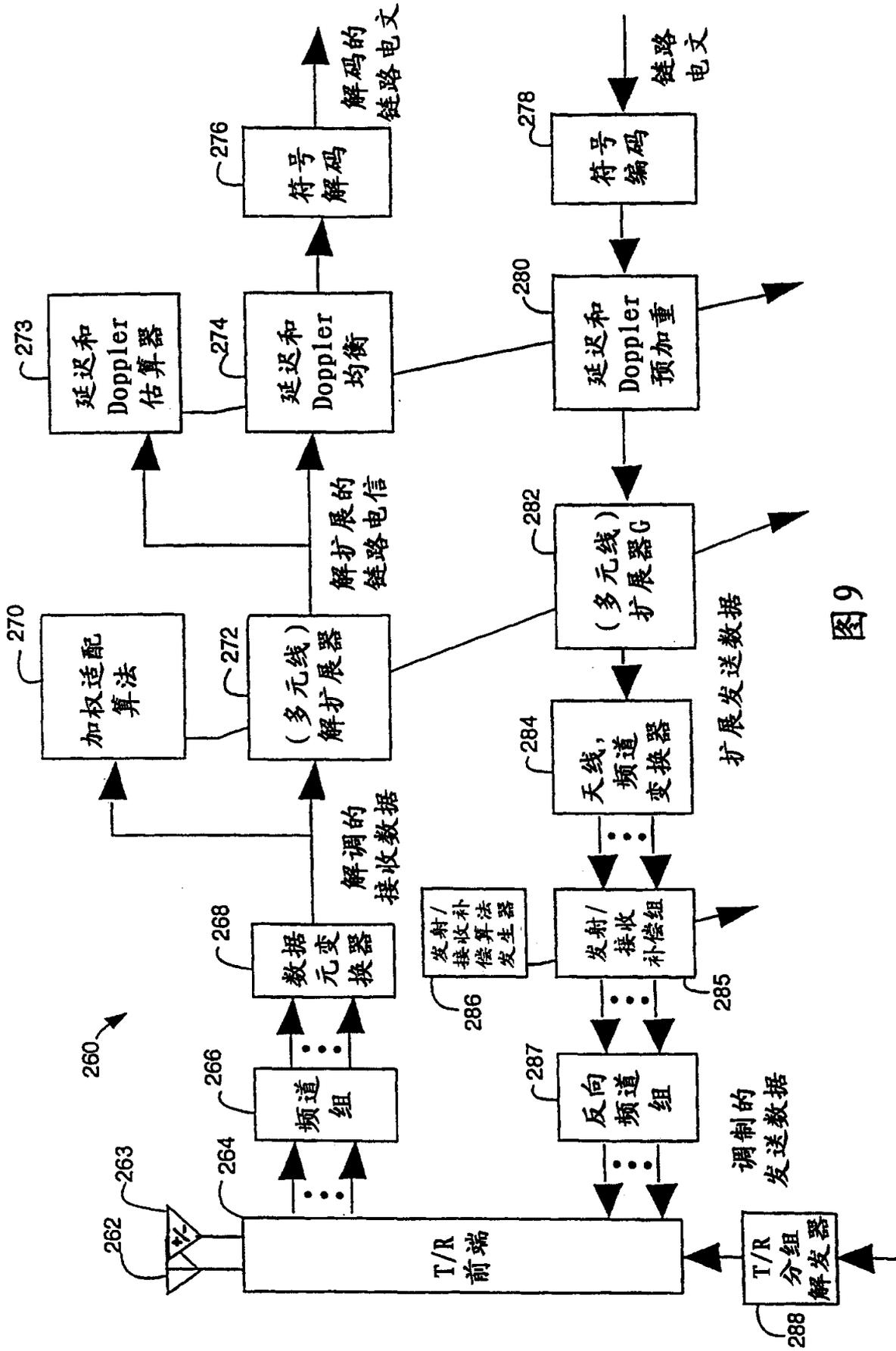


图9

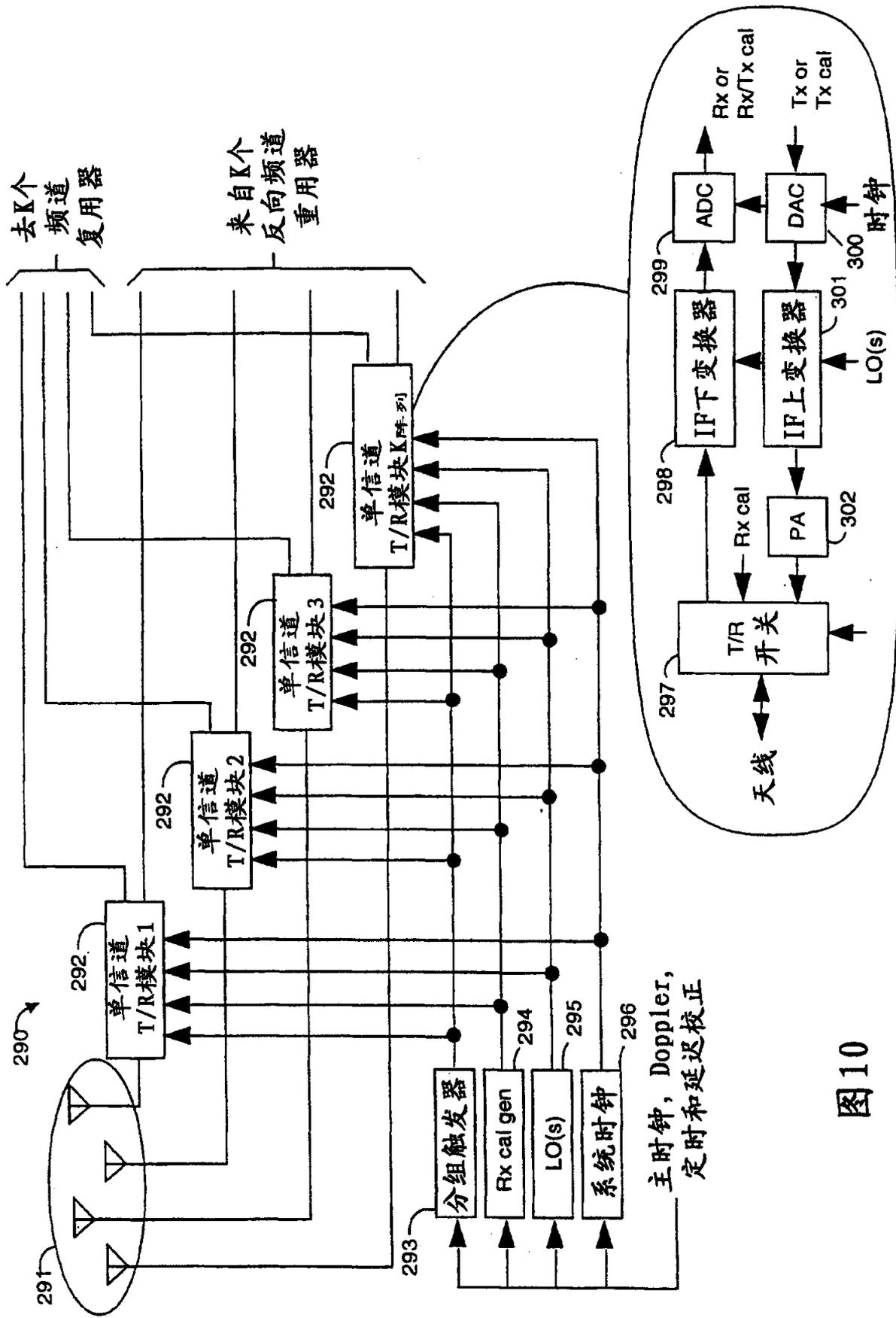
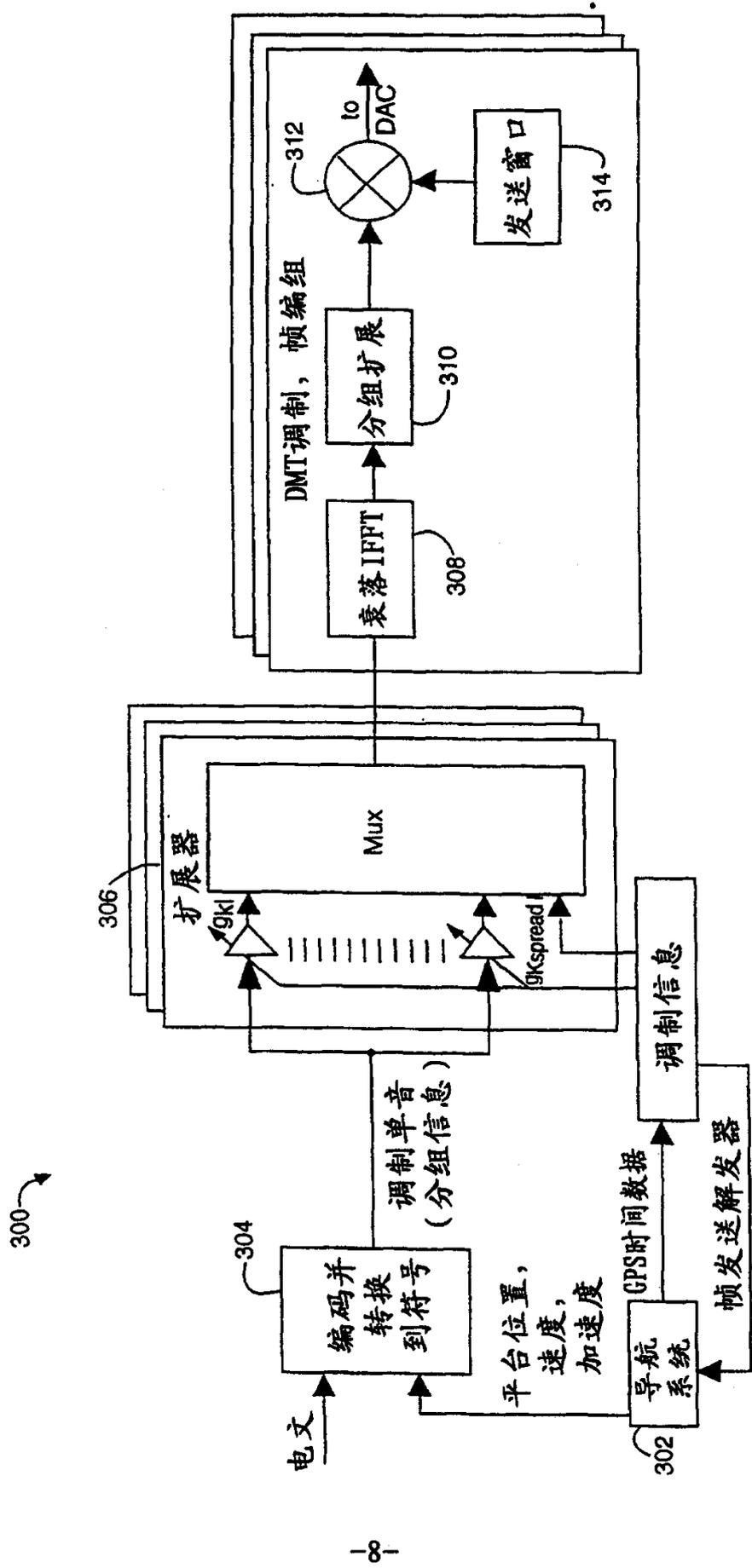


图 10



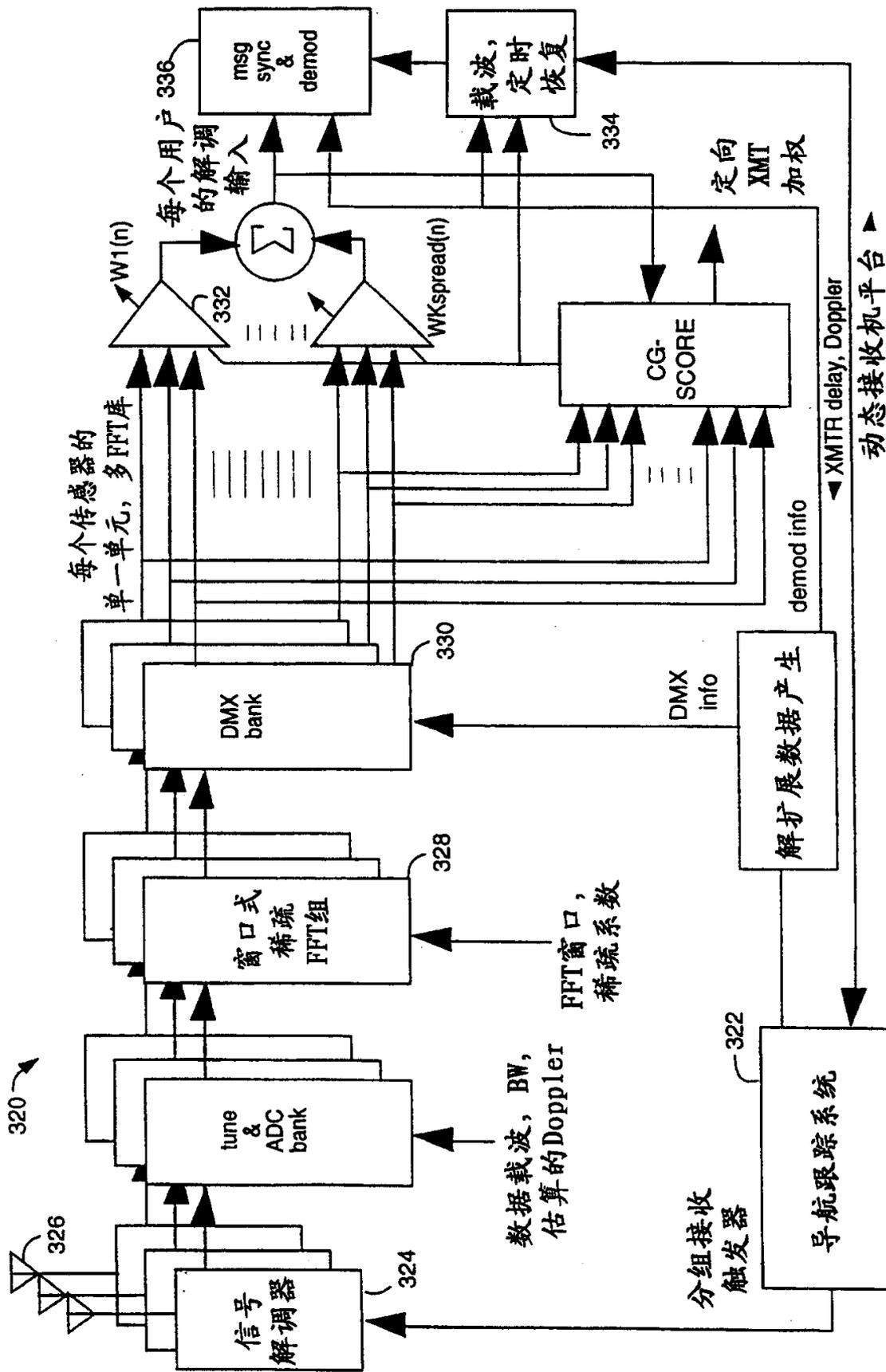


图12

图 13

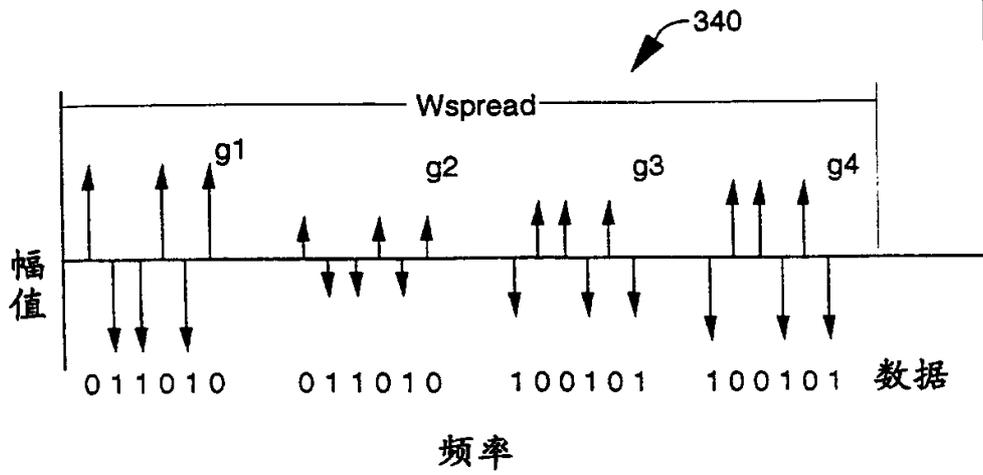


图 14

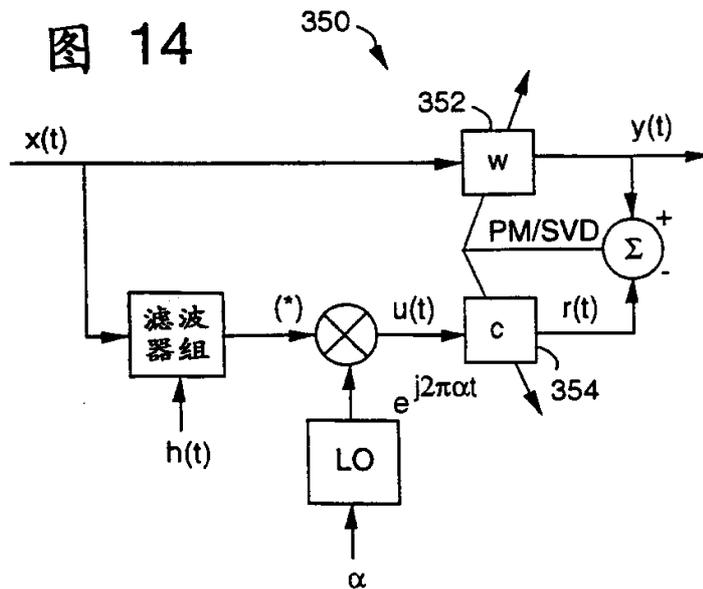


图 15

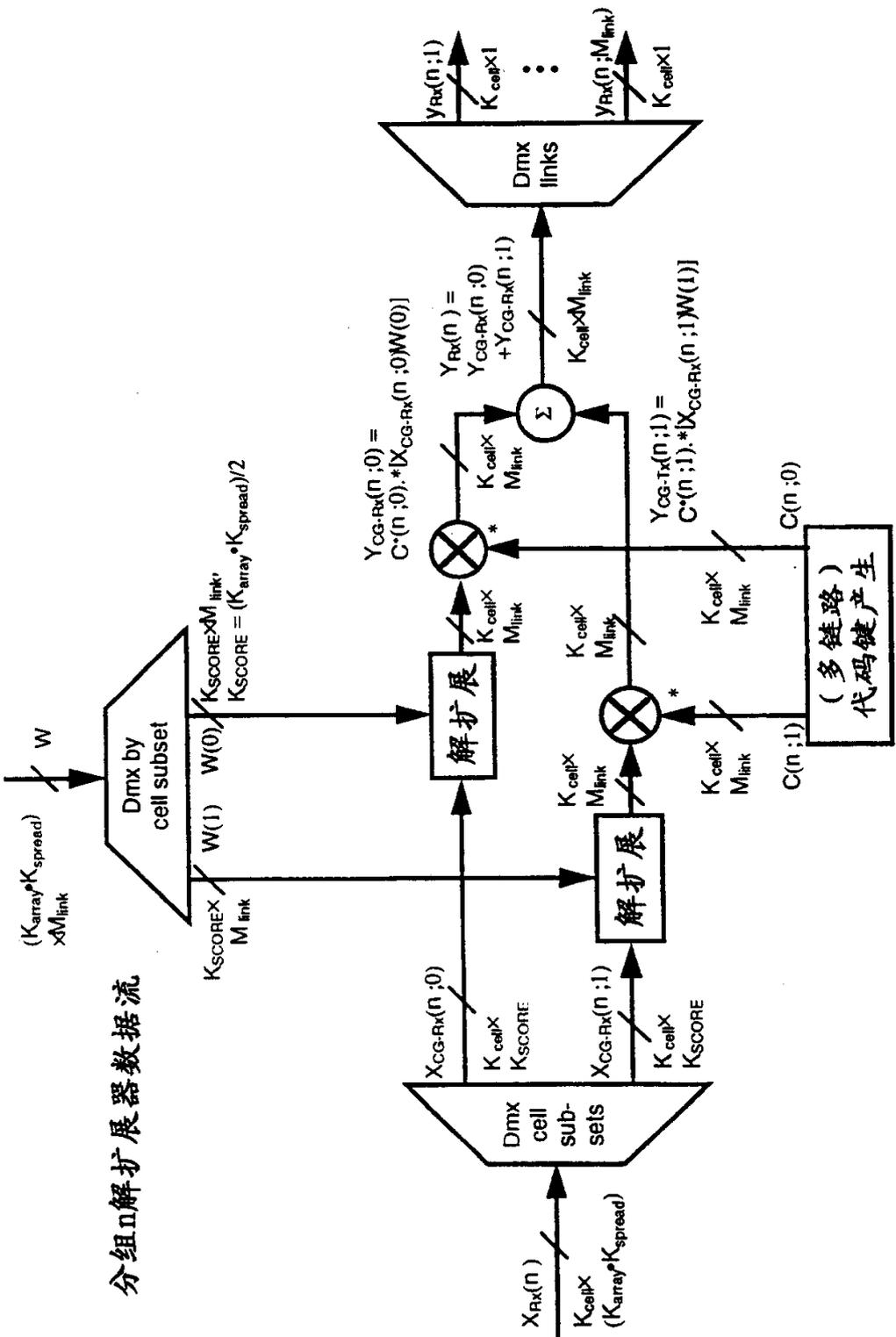
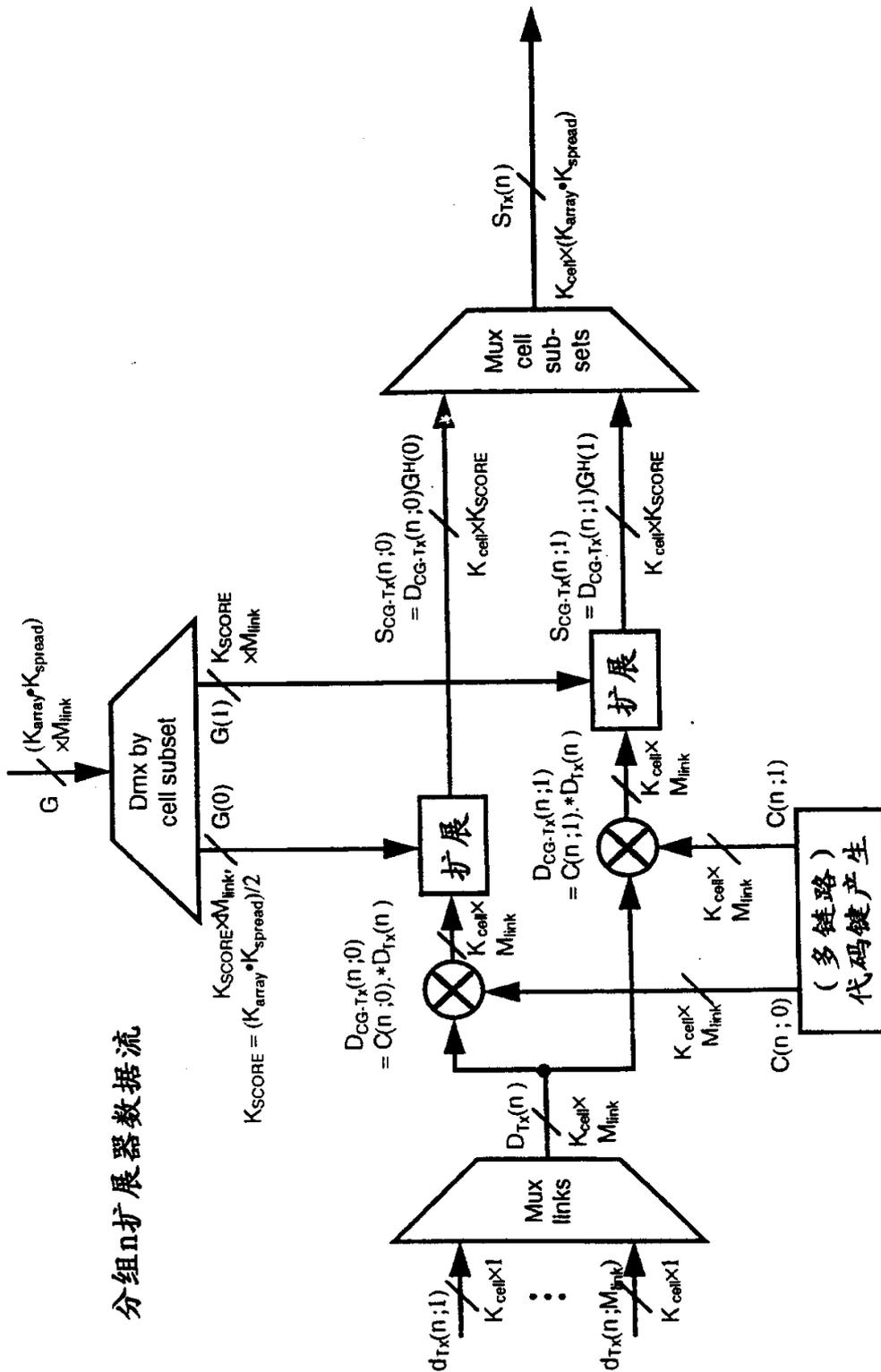


图 16



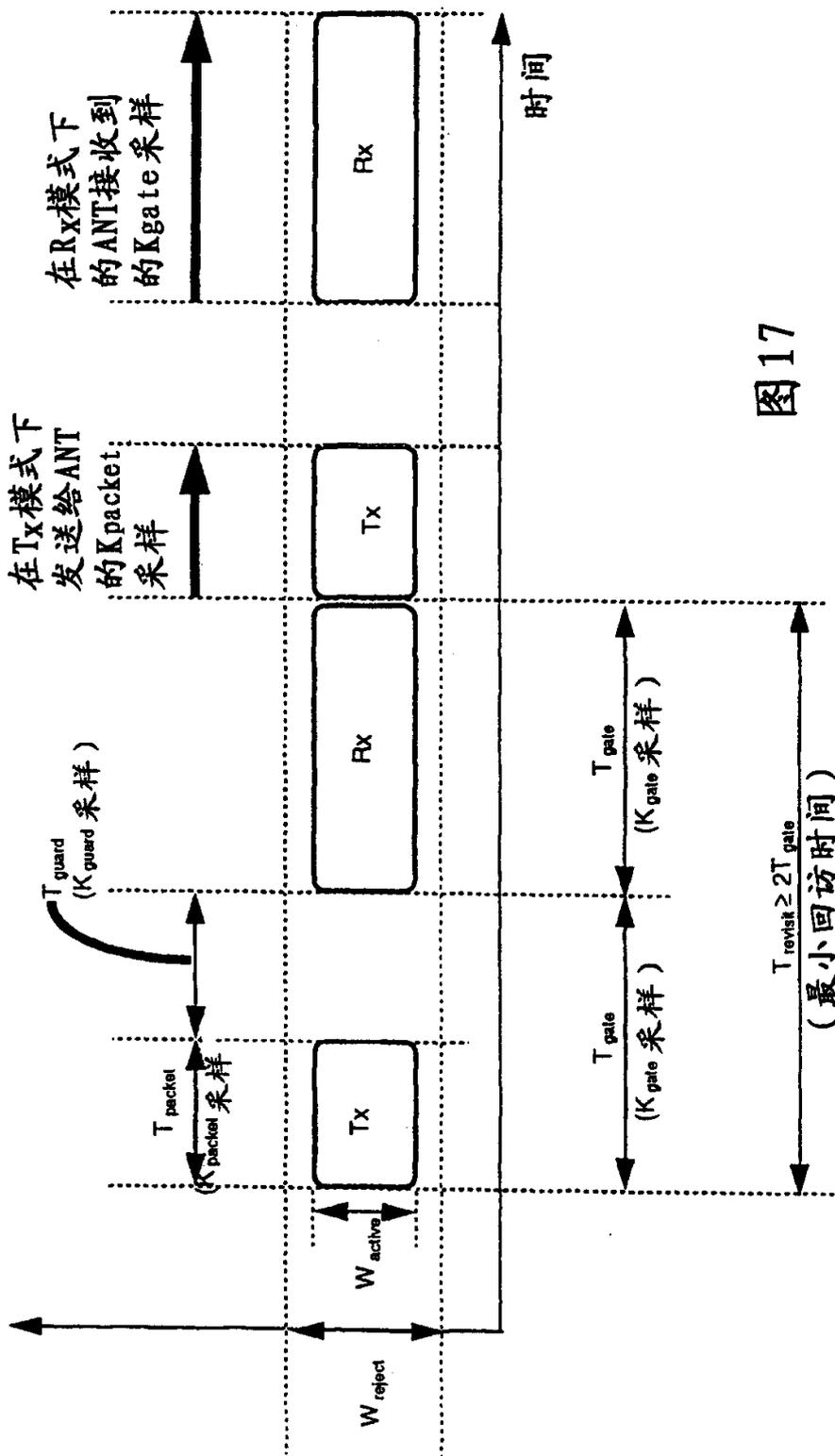


图17

图 18

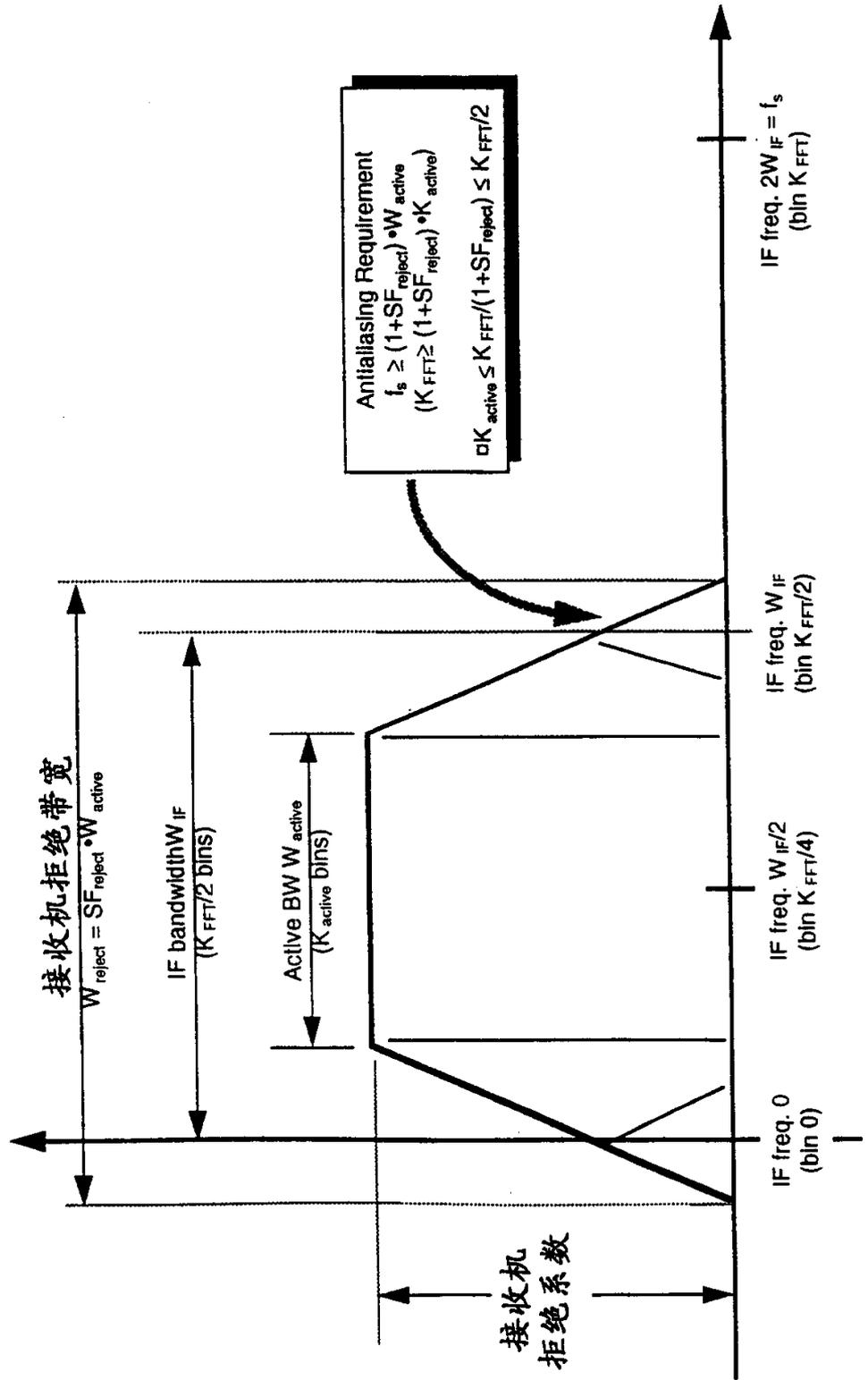
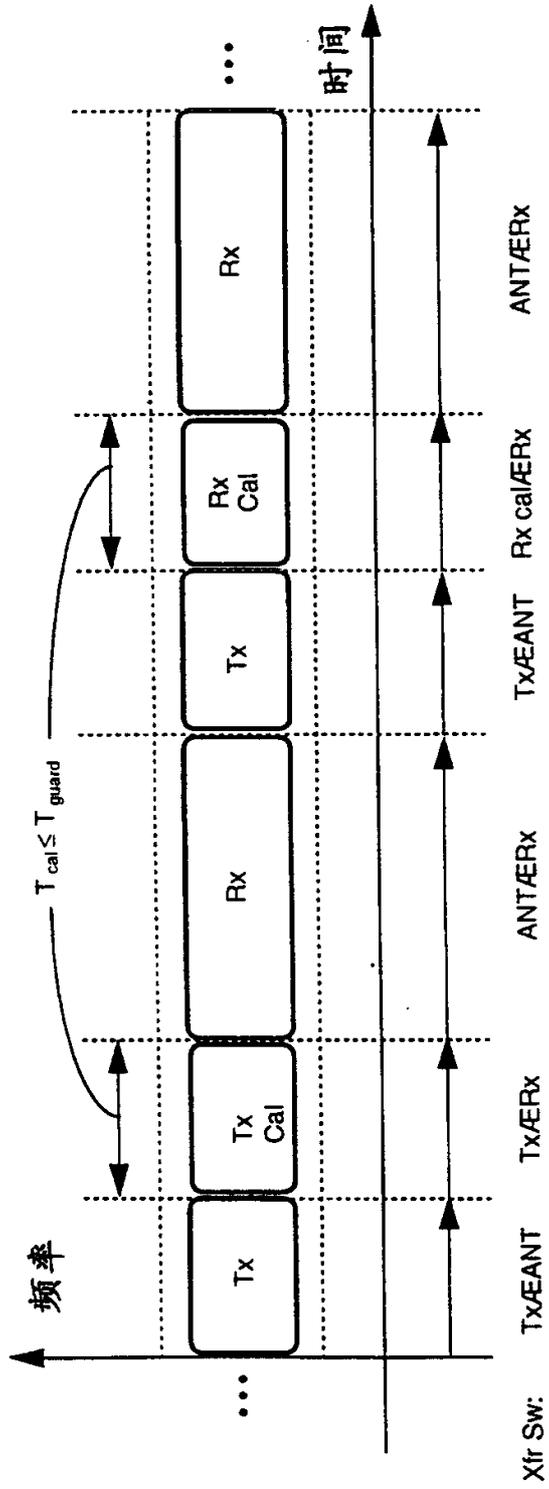


图 19



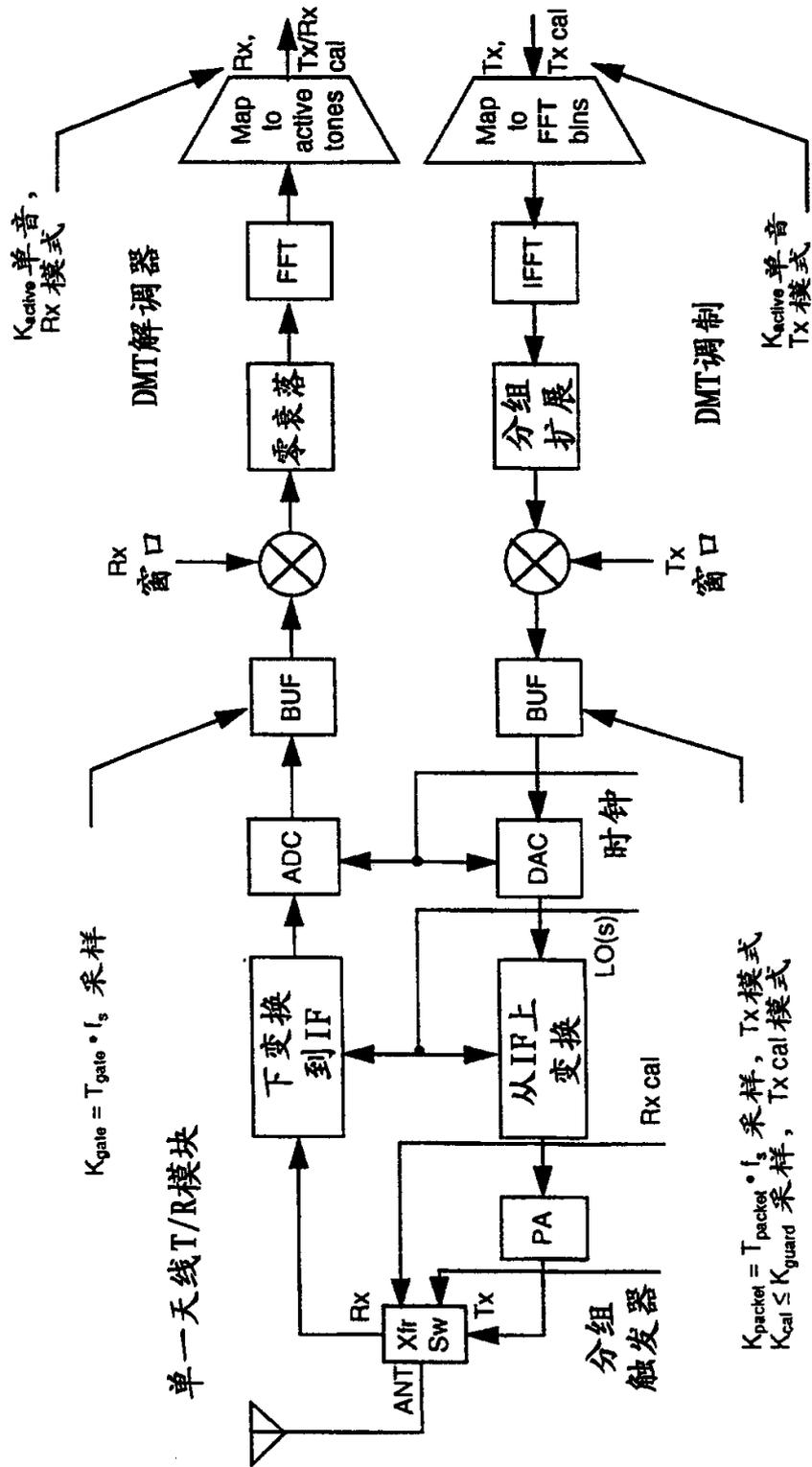


图 20

图 21

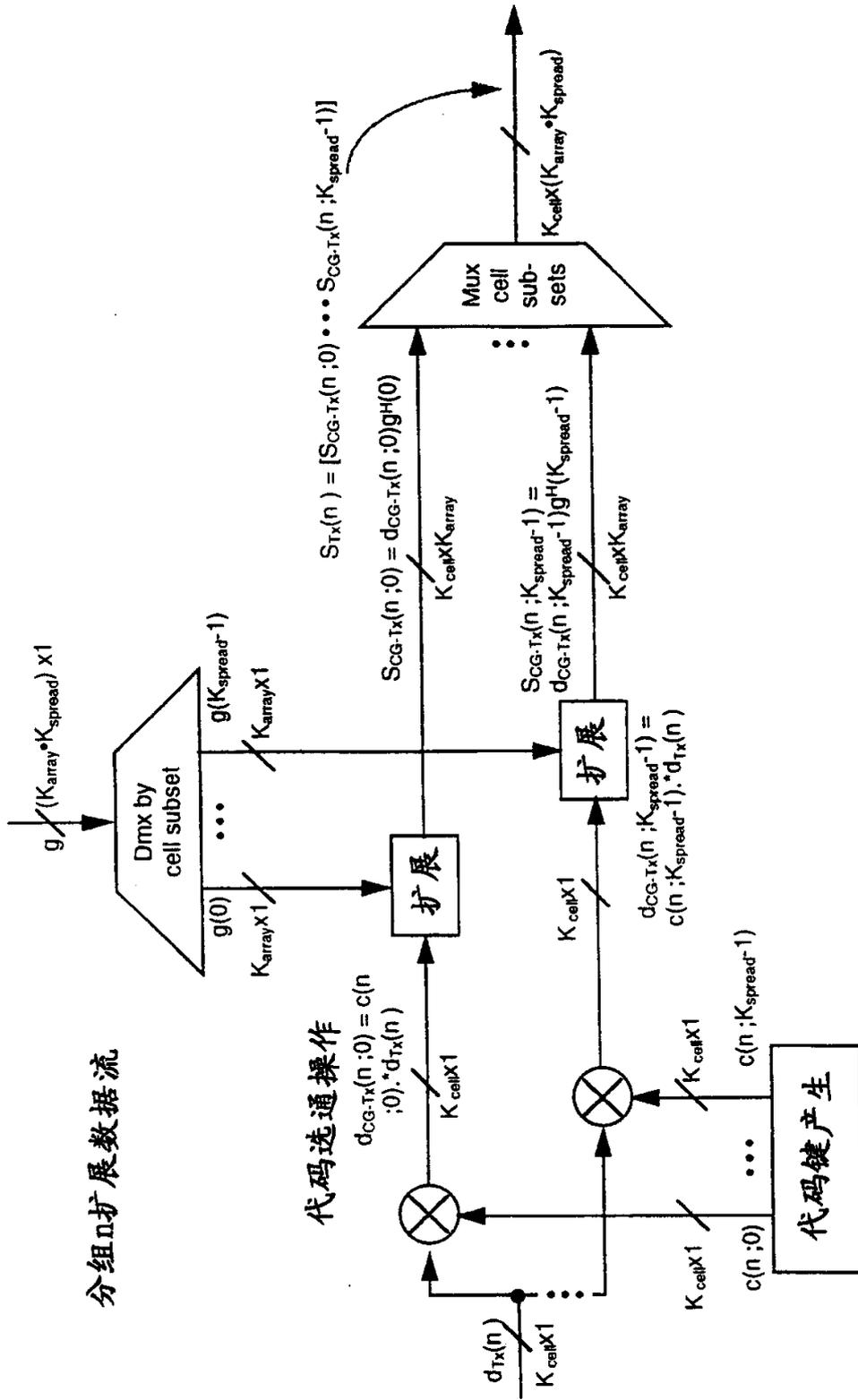
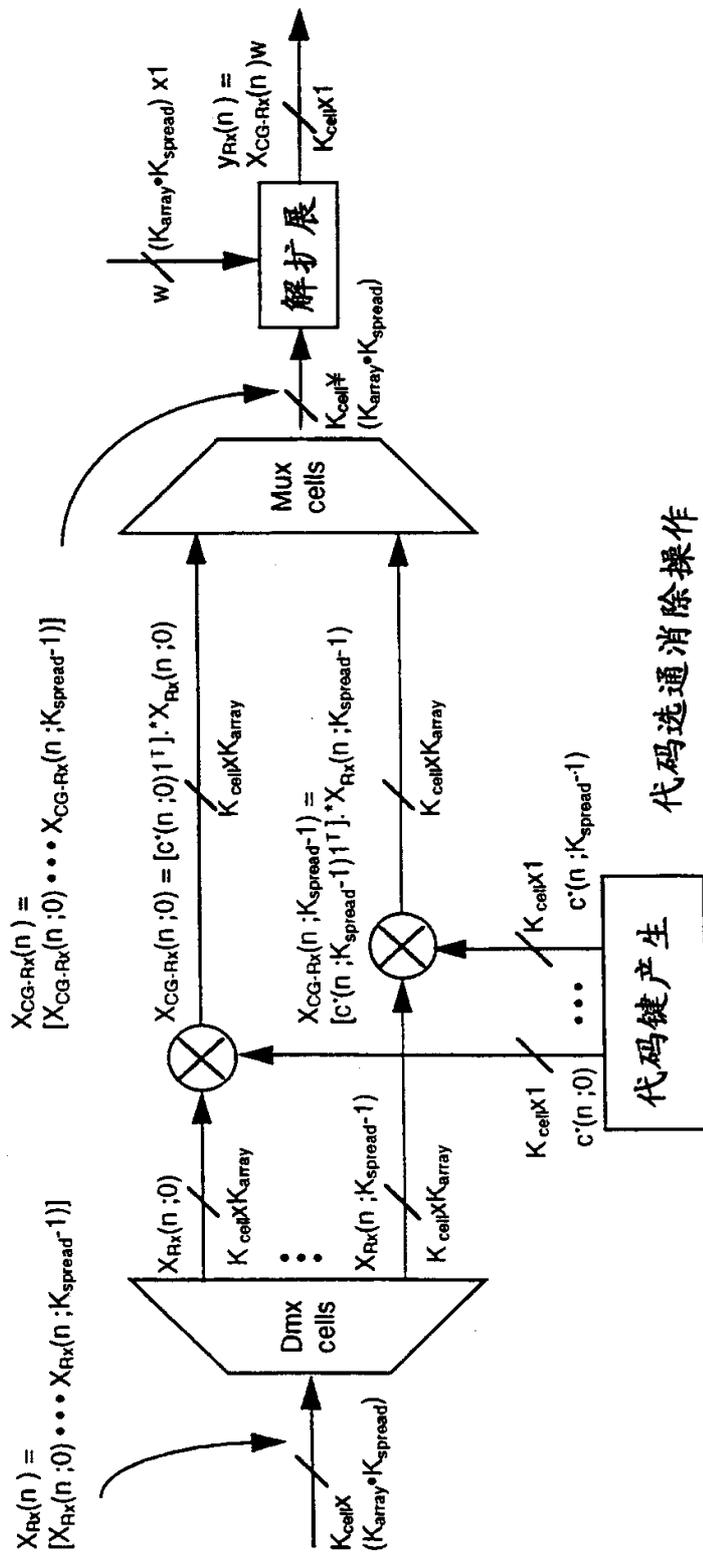


图 22

分组n解扩展数据流



代码选通消除操作

图 23

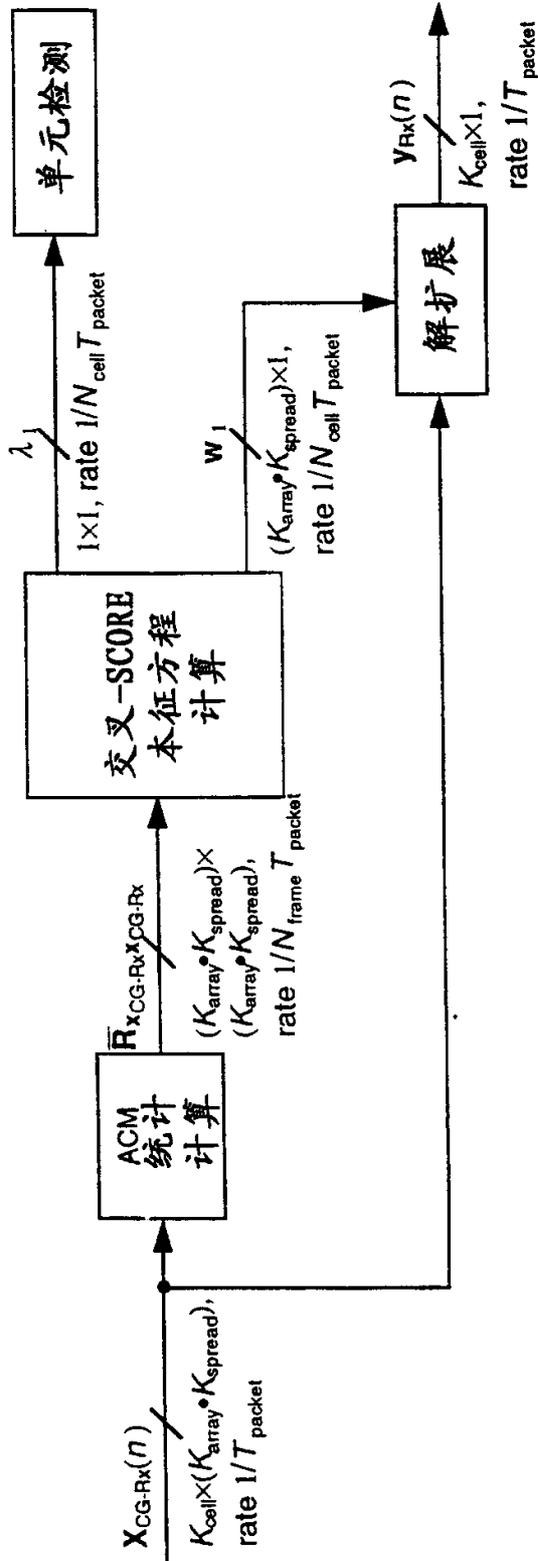
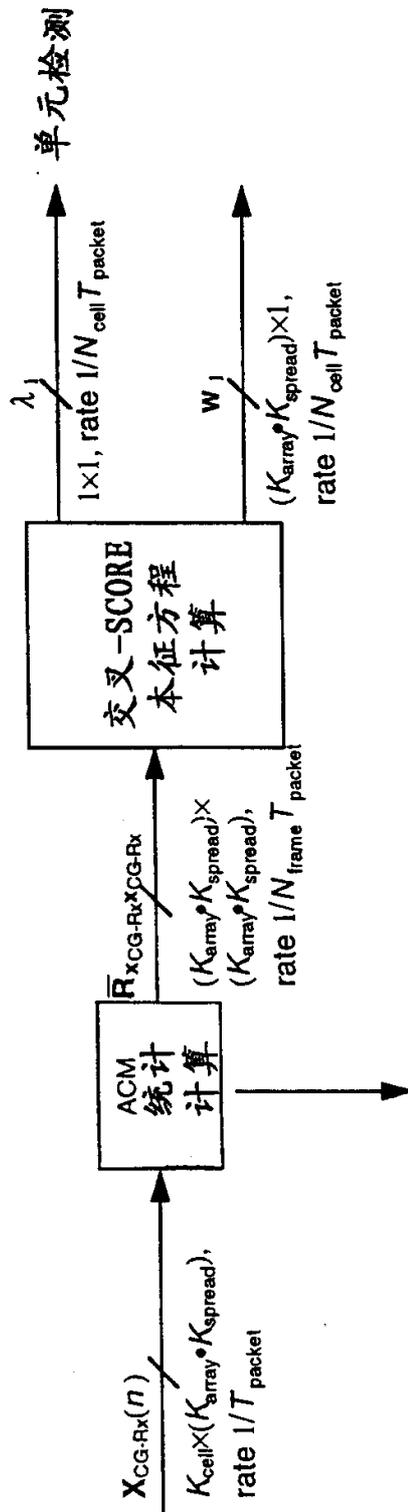


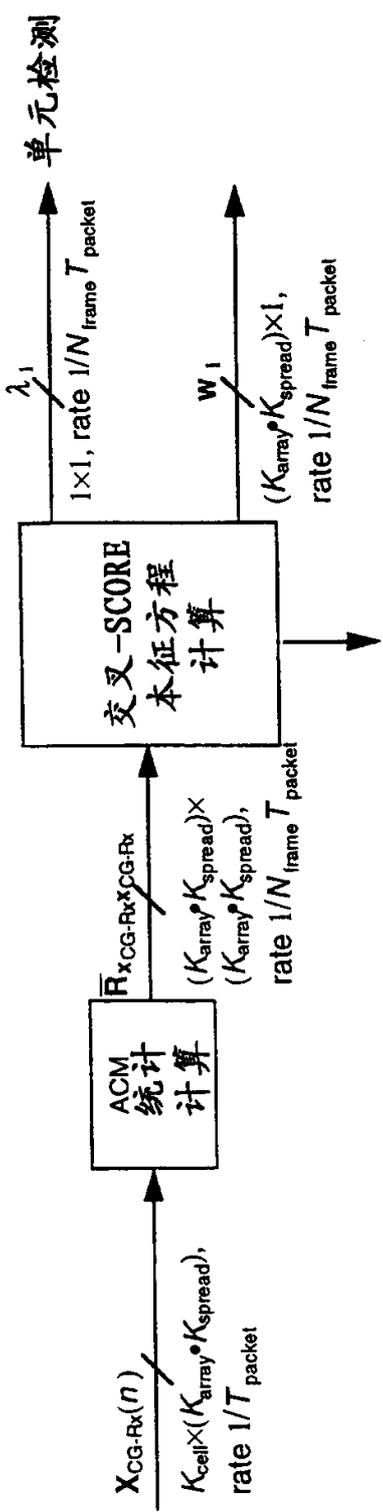
图 24



$$\bar{R}_{x_{CG-Rx} \times CG-Rx}(k, l) = \frac{1}{K_{cell} N_{frame}} \sum_{q=0}^{N_{frame}-1} X^H(N_{frame}^n + q; k) X_{CG-Rx}(N_{frame}^n + q; l)$$

$$\bar{R}_{x_{CG-Rx} \times CG-Rx} = \begin{bmatrix} \bar{R}_{x_{CG-Rx} \times CG-Rx}(0, 0) & \dots & \bar{R}_{x_{CG-Rx} \times CG-Rx}(0, K_{spread}-1) \\ \bar{R}_{x_{CG-Rx} \times CG-Rx}(K_{spread}-1, 0) & \dots & \bar{R}_{x_{CG-Rx} \times CG-Rx}(K_{spread}-1, K_{spread}-1) \end{bmatrix}$$

图 25



$$\begin{aligned}
 \bar{R}_x^{x_{CG-Rx}} &= \text{diag} \{ \bar{R}_x^{x_{CG-Rx}}(k, k) \} \\
 &= \begin{bmatrix} \bar{R}_x^{x_{CG-Rx}}(0, 0) & & & 0 \\ & & & \\ & & & \\ & & & \bar{R}_x^{x_{CG-Rx}}(K_{\text{spread}}-1, K_{\text{spread}}-1) \end{bmatrix} \\
 \lambda_q \bar{R}_x^{x_{CG-Rx}} w_q &= \bar{R}_x^{x_{CG-Rx}} w_q, \quad \lambda_q \geq \lambda_{q+1} \\
 w_q^H \bar{R}_x^{x_{CG-Rx}} w_q &= 1 \quad (\text{单位输出功率限度})
 \end{aligned}$$

图 26

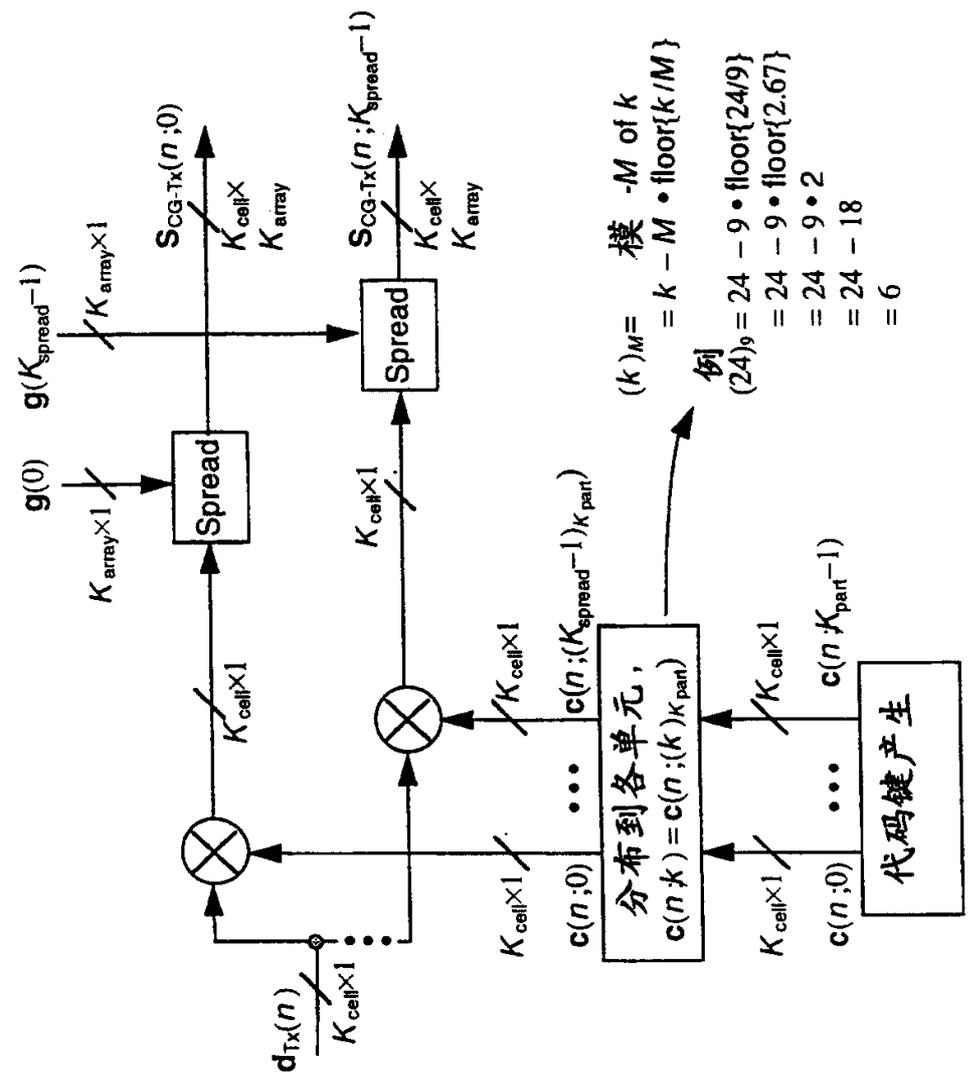


图 27

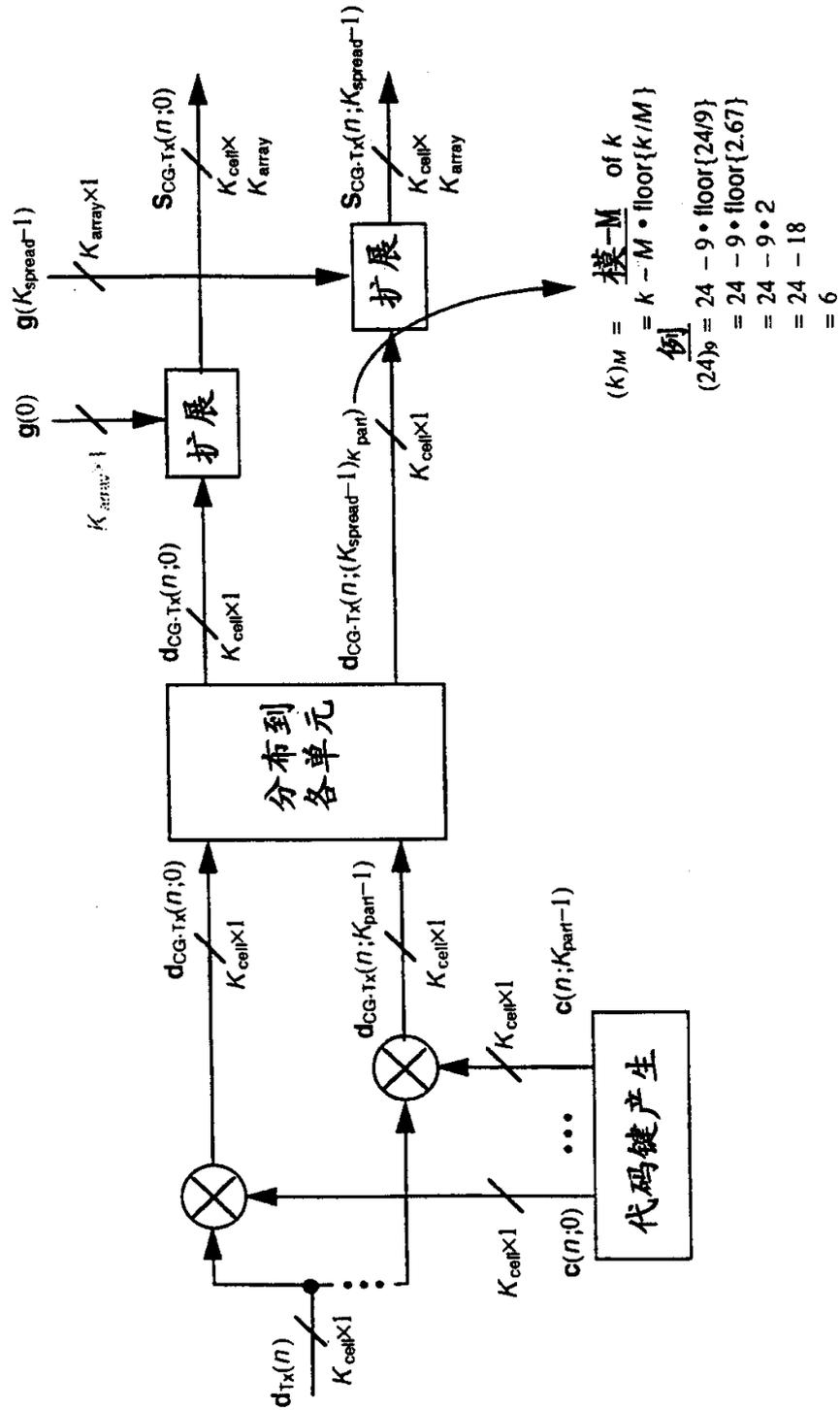


图 28

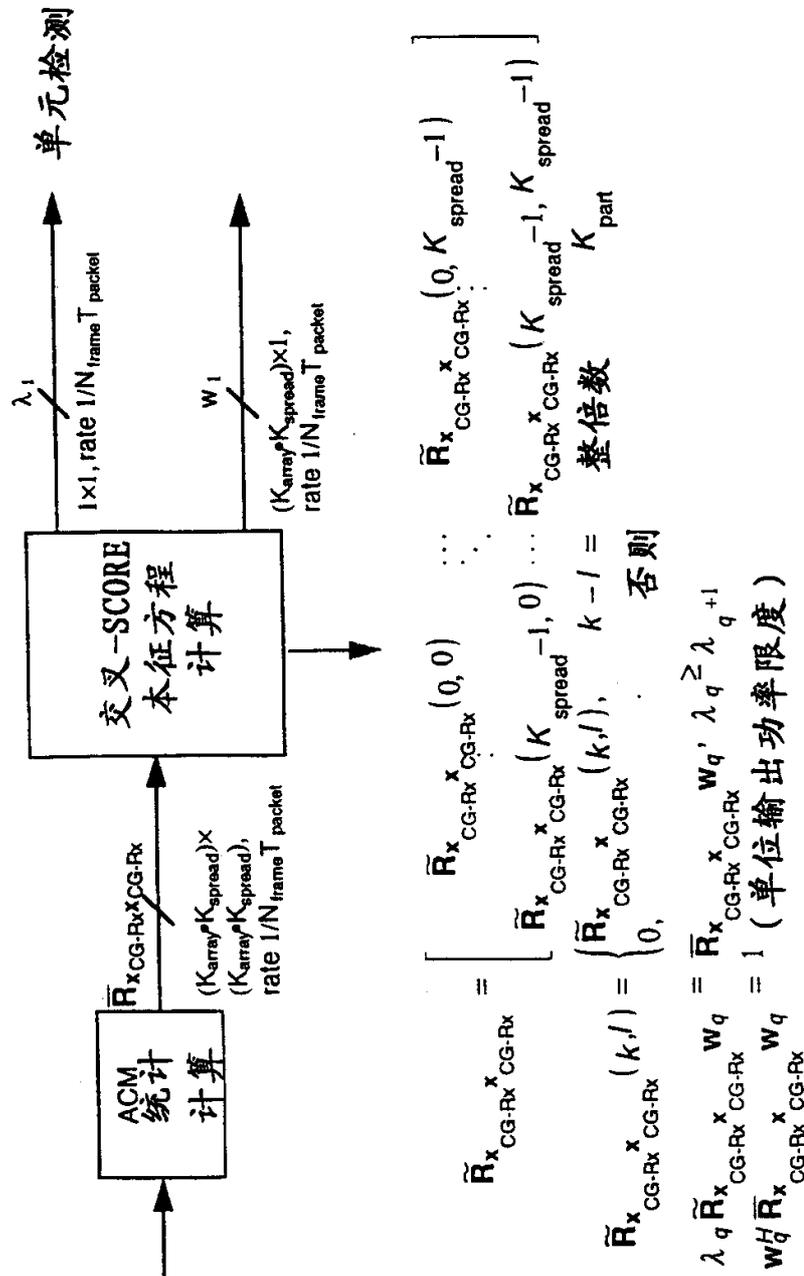
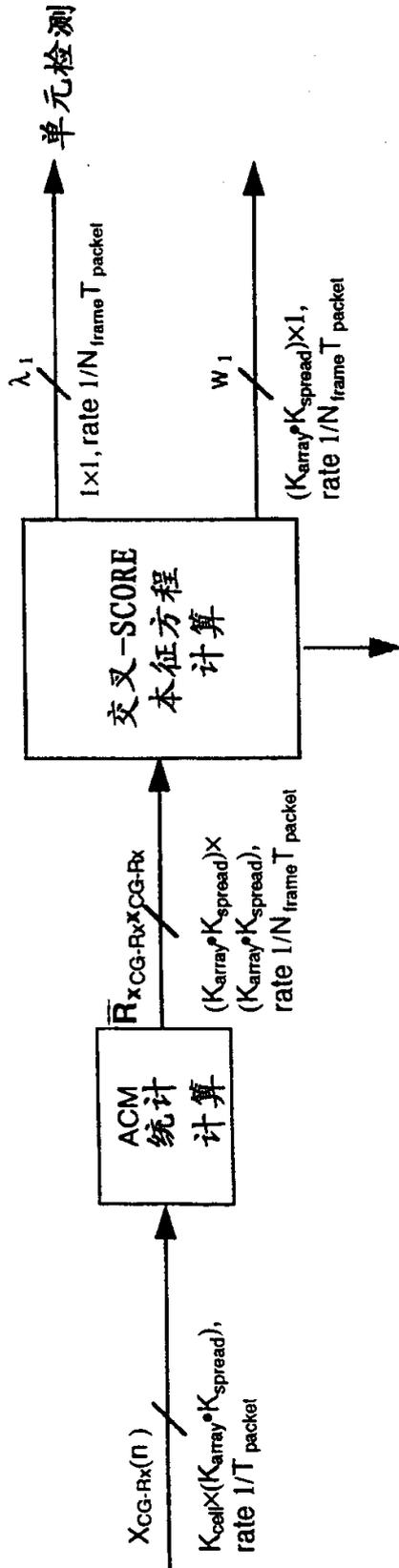


图 29



$$\begin{aligned} \bar{R}_{x_{CG-Rx}}^{x_{CG-Rx}} &= \begin{bmatrix} \bar{R}_{x_{CG-Rx}}^{x_{CG-Rx}}(0, 0) & \dots & \bar{R}_{x_{CG-Rx}}^{x_{CG-Rx}}(0, K_{spread} - 1) \\ \bar{R}_{x_{CG-Rx}}^{x_{CG-Rx}}(K_{spread} - 1, 0) & \dots & \bar{R}_{x_{CG-Rx}}^{x_{CG-Rx}}(K_{spread} - 1, K_{spread} - 1) \\ \bar{R}_{x_{CG-Rx}}^{x_{CG-Rx}}(k, l), & k - l = \text{整数} & K_{part} \\ 0, & \text{otherwise} & \end{bmatrix} \\ \bar{R}_{x_{CG-Rx}}^{x_{CG-Rx}}(k, l) &= \begin{cases} \bar{R}_{x_{CG-Rx}}^{x_{CG-Rx}}(k, l) & k - l = \text{整数} \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \\ \lambda_q \bar{R}_{x_{CG-Rx}}^{x_{CG-Rx}} W_q &= \bar{R}_{x_{CG-Rx}}^{x_{CG-Rx}} W_q, \lambda_q \geq \lambda_{q+1} \\ W_q^H \bar{R}_{x_{CG-Rx}}^{x_{CG-Rx}} W_q &= I \quad (\text{单位输出功率限度}) \end{aligned}$$

图 30

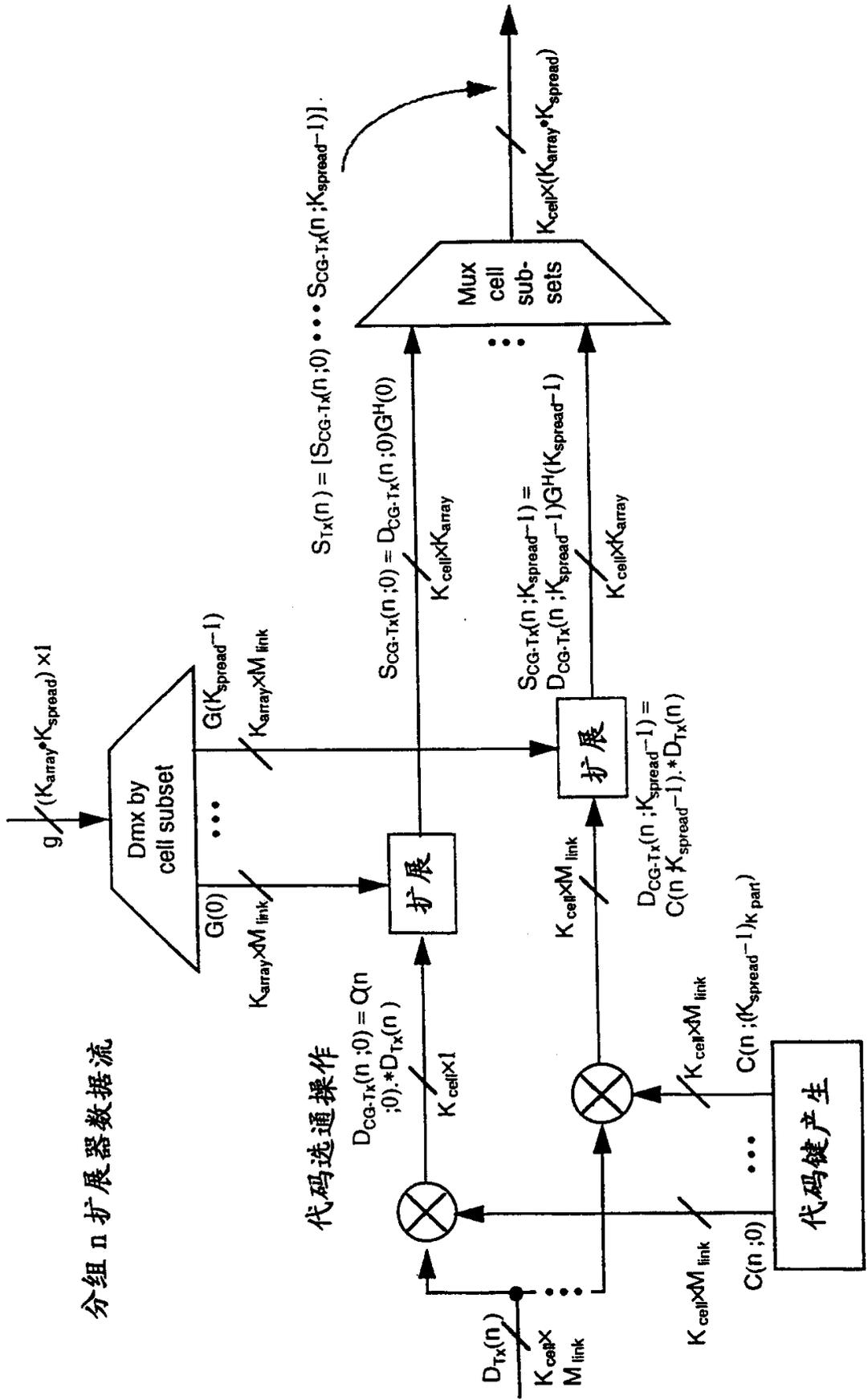


图 31

分组 n 扩展器数据流

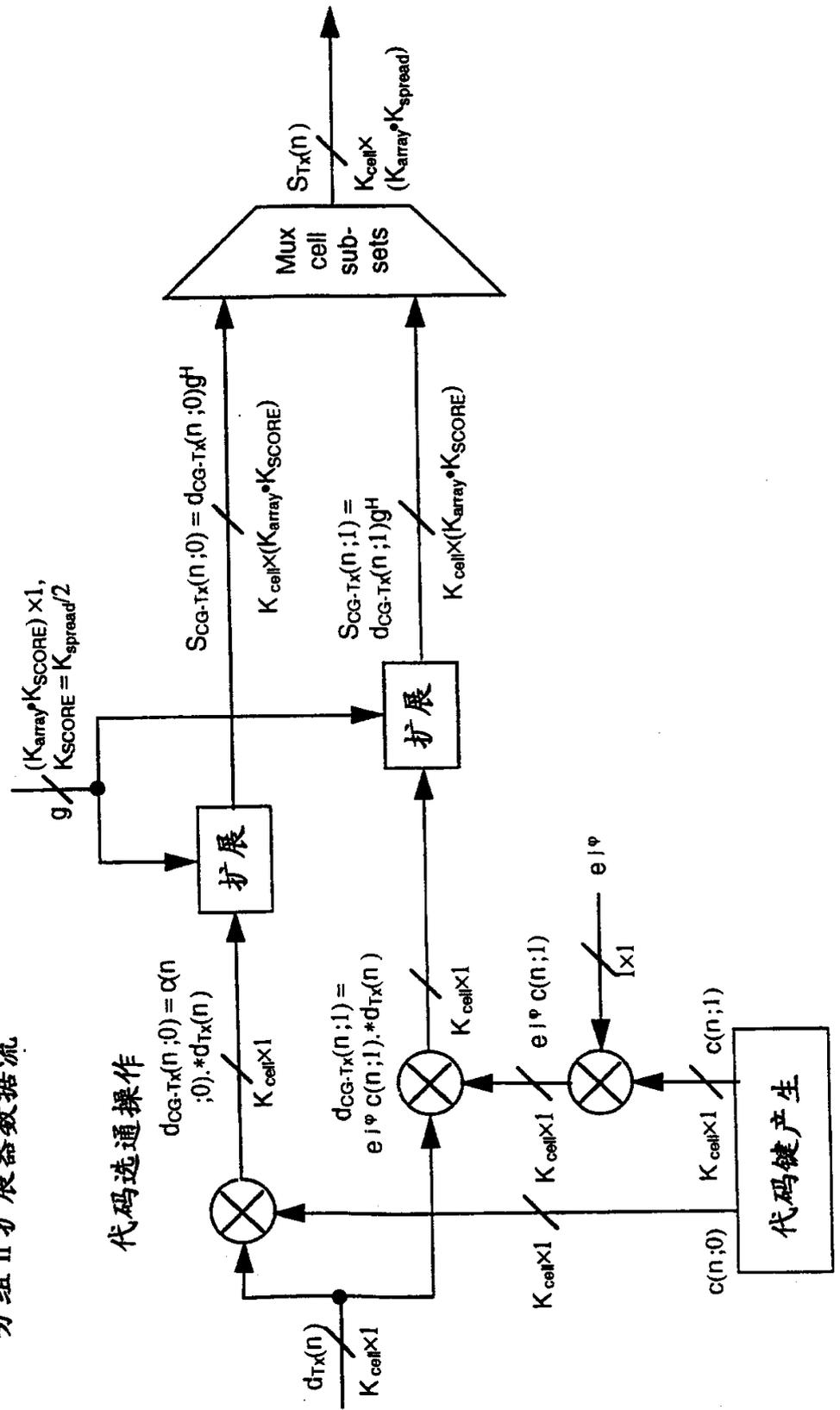


图 32

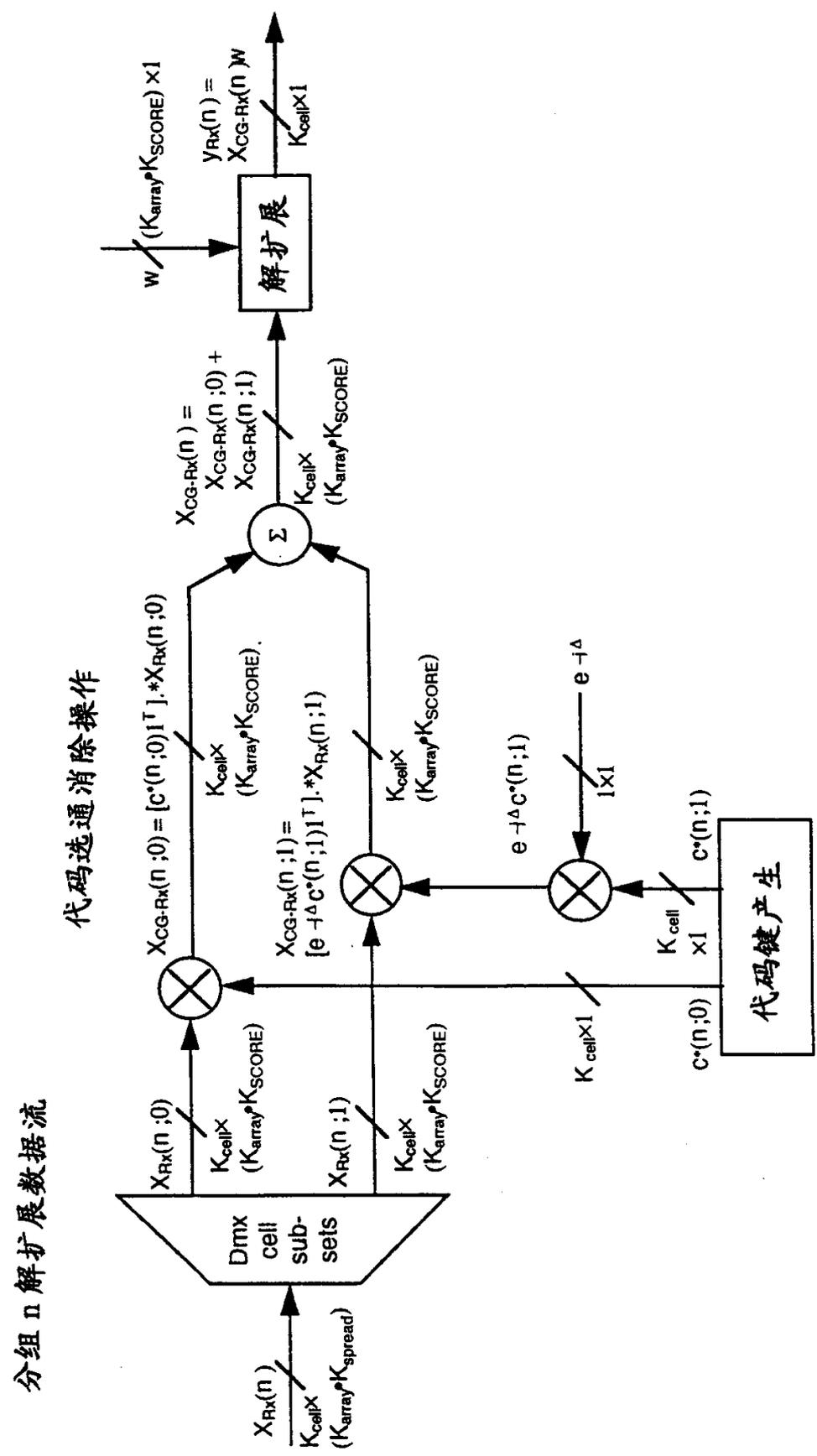


图 33

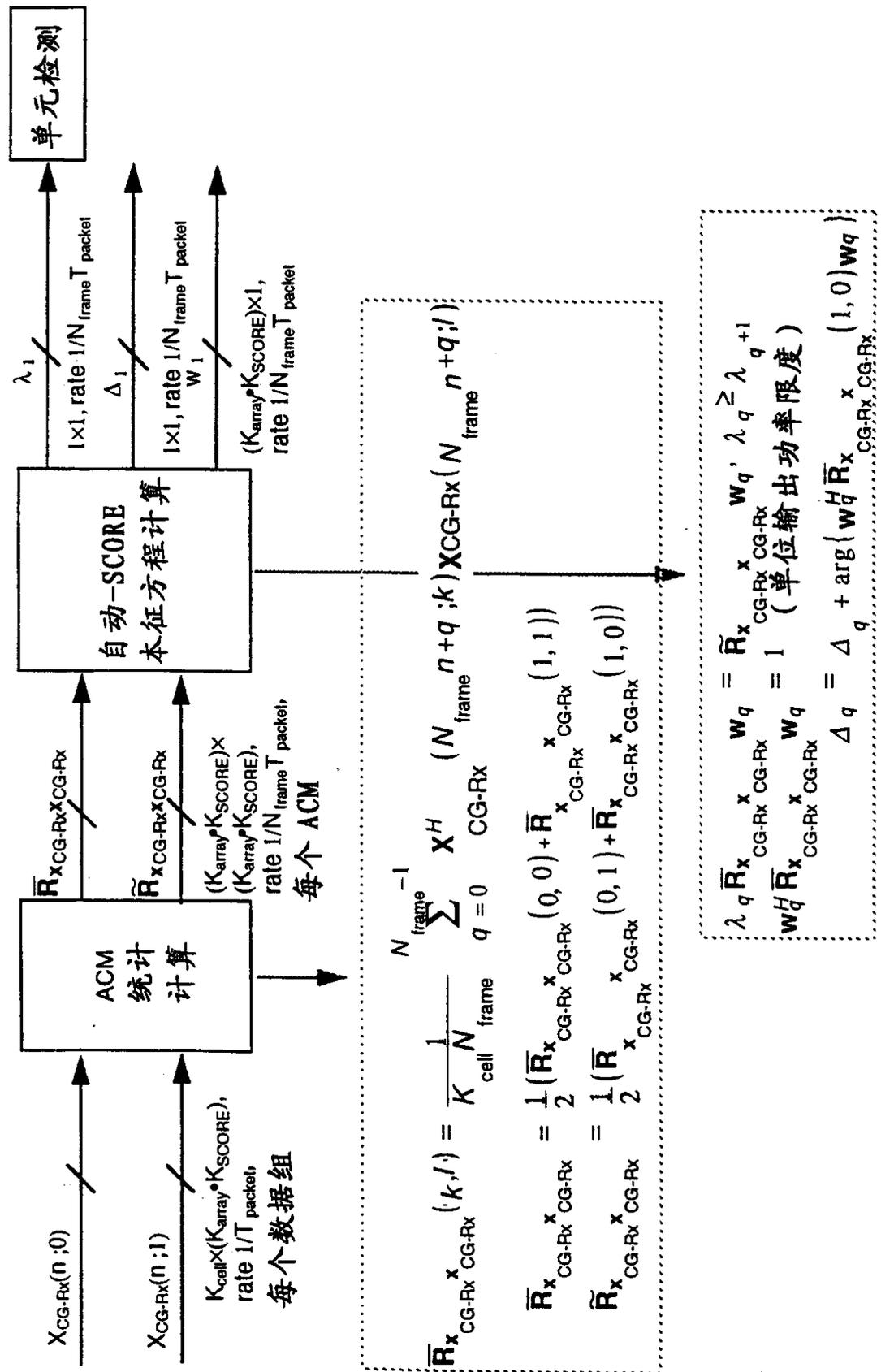


图 35

时隙 n (分组 $2n, 2n+1$) 扩展器数据流

