



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101518005 B

(45) 授权公告日 2015.05.27

(21) 申请号 200780034928.X

(51) Int. Cl.

(22) 申请日 2007.08.16

H04L 27/26(2006.01)

(30) 优先权数据

11/464,854 2006.08.16 US

(56) 对比文件

WO 2004102816 A2, 2004.11.25,

CN 1267153 A, 2000.09.20,

CN 1691562 A, 2005.11.02,

CN 1701530 A, 2005.11.23,

US 2004001429 A1, 2004.01.01,

CN 1809047 A, 2006.07.26,

(85) PCT国际申请进入国家阶段日

2009.03.20

(86) PCT国际申请的申请数据

PCT/US2007/076072 2007.08.16

(87) PCT国际申请的公布数据

W02008/022239 EN 2008.02.21

(73) 专利权人 贺利实公司

地址 美国佛罗里达州

审查员 白坦

(72) 发明人 克里斯托佛·D·莫法特

(74) 专利代理机构 北京律盟知识产权代理有限

责任公司 11287

代理人 孟锐

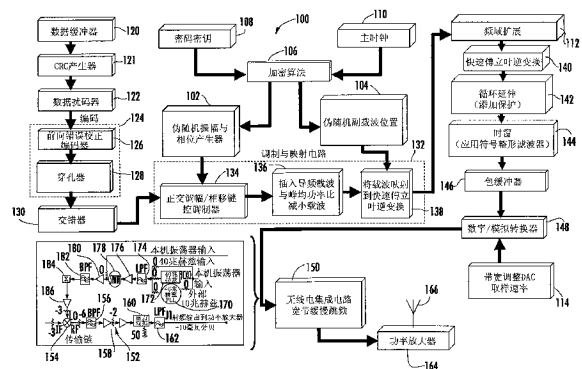
权利要求书1页 说明书17页 附图24页

(54) 发明名称

用于使用应用频域扩展的基于符号的随机化正交频分多路复用(OFDM)来传送数据的系统和方法

(57) 摘要

本发明提供一种传送数据且包括调制与映射电路的装置和系统,所述调制与映射电路基于固定或可变的OFDM符号速率而对数据符号进行调制并将其映射成彼此正交的多个多重副载波频率以形成正交频分多路复用(OFDM)通信信号。与所述调制与映射电路一起操作的伪随机信号产生器基于加密算法而向所述调制与映射电路产生伪随机信号以用于以OFDM符号速率对每一副载波进行跳频,以便降低任何截获和检测概率、减少每频率功率(分贝/赫兹/秒)且降低任何所需传输功率,同时维持瞬时信噪比。频域扩展器电路以操作方式连接到所述调制与映射电路以用于将所述多重副载波在频域上扩展。



CN 101518005 B

1. 一种用于传送数据的装置,其包含:

调制与映射电路,其基于固定或可变的 OFDM 符号速率而对数据符号进行调制并将其映射成彼此正交的多个多重副载波频率以形成正交频分多路复用 (OFDM) 通信信号,且包含 QAM/PSK 调制器、用于插入导频载波和峰均功率比 (PAPR) 减小载波的电路和用于基于加密算法在矩阵运算中将载波映射到快速傅立叶逆变换 (IFFT) 的副载波映射器电路;以及

伪随机信号产生器,其与所述调制与映射电路一起操作以基于加密算法而向所述调制与映射电路产生伪随机信号以用于以 OFDM 符号速率对每一副载波进行跳频;以及

频域扩展器电路,其以操作方式连接到所述调制与映射电路以用于将所述多重副载波在频域上扩展。

2. 根据权利要求 1 所述的装置,其中所述频域扩展器电路包含沃尔什变换电路,所述沃尔什变换电路操作以应用沃尔什变换且将所述多重副载波在所述频域上扩展。

3. 根据权利要求 2 所述的装置,其中所述沃尔什变换电路操作以将符号的输入向量乘以所述沃尔什变换。

4. 根据权利要求 1 所述的装置,且其进一步包含快速傅立叶逆变换 (IFFT) 电路,所述快速傅立叶逆变换 (IFFT) 电路经定位以接收来自所述频域扩展器电路的信号。

5. 根据权利要求 1 所述的装置,其中所述伪随机信号产生器操作以基于所述加密算法而产生伪随机信号,使得连续的 OFDM 符号不会在同一频率上传输副载波。

6. 一种用于传送数据的方法,其包含:

基于固定或可变的 OFDM 符号速率而将数据符号分布在彼此正交的多重副载波上以形成正交频分多路复用 (OFDM) 通信信号;

通过 QAM/PSK 调制所述数据符号、插入导频载波和峰均功率比 (PAPR) 减小载波且基于加密算法在矩阵运算中将载波映射到快速傅立叶逆变换 (IFFT),基于加密算法而向调制与映射电路产生伪随机信号以用于以 OFDM 符号速率对每一副载波进行跳频;以及

将所述多重副载波在频域上扩展;以及

经由包括所述跳频副载波的通信信号来传输所述通信数据。

7. 根据权利要求 6 所述的方法,其进一步包含应用沃尔什变换以用于将所述多重副载波在所述频域上扩展。

8. 根据权利要求 7 所述的方法,其进一步包含将符号的输入向量乘以沃尔什变换。

9. 根据权利要求 6 所述的方法,其进一步包含在快速傅立叶逆变换 (IFFT) 之前应用频率扩展函数。

10. 根据权利要求 6 所述的方法,其进一步包含基于加密算法而产生伪随机信号,使得连续的 OFDM 符号不会在同一频率上传输副载波。

用于使用应用频域扩展的基于符号的随机化正交频分多路 复用 (OFDM) 来传送数据的系统和方法

技术领域

[0001] 本发明涉及通信系统,且更明确地说,本发明涉及多重载波通信系统,包括但不限于正交频分多路复用 (OFDM) 通信系统。

背景技术

[0002] 在 OFDM 通信系统中,频分多路复用 (FDM) 通信信号的频率和调制经布置为彼此正交,以便消除每一频率上的信号之间的干扰。在此系统中,与信道时间特征相比具有相对较长符号的低速率调制对多路径传播问题较不敏感。因此,OFDM 使用多重频率在单独的窄频率子带上同时传输若干个低符号速率数据流,而非以单个频率在一个宽频带上传输单个高符号速率流。这些多个子带具有以下优点:经由给定子带的信道传播效应通常比经由作为整体的整个信道的信道传播效应更恒定。可经由个别子带传输典型的同相 / 正交 (I/Q) 调制。而且,OFDM 通常结合前向错误校正方案来使用,这在此实例中有时被称作经编码的正交 FDM 或 COFDM。

[0003] 可将 OFDM 信号视为若干个正交副载波信号的总和,其中例如通过正交调幅 (QAM) 或相移键控 (PSK) 来独立地调制每一个副载波上的基带数据。此基带信号还可调制主 RF 载波。

[0004] OFDM 通信系统具有高频谱效率 (每赫兹带宽每秒大量位)、轻易减轻多路径干扰且易于对噪声进行滤波。然而,OFDM 通信系统遭受信道中的时间变化,尤其是引起载波频率偏移的时间变化。因为 OFDM 信号是大量副载波信号的总和,所以其可具有高峰均 (peak-to-average) 振幅或功率比。还有必要最小化副载波信号之间的相互调制,所述相互调制可形成带内自干扰且形成邻近信道干扰。载波相位噪声、多普勒 (Doppler) 频移和时钟抖动可对频率上间隔很近的副载波形成载波间干扰 (ICI)。通常在传输频谱内的经指派的频率位置处传输所述副载波。在 OFDM 信号的传输的持续时间内,平均的每副载波功率是显著的且可容易地被检测和截获,这对于要求低检测概率 (LPD) 和低截获概率 (LPI) 特征的系统来说是不合需要的。用以接收 OFDM 信号的接收器要求最小的每副载波信噪比 (SNR),以便以可接受的低位错误率 (BER) 来解调并解码信号。如果在传输频谱内存在其它有害能量,则 SNR 可能减小,从而导致 BER 增加。所述有害能量可为来自其它来源的不期望的噪声。在此情况下,噪声被称作“干扰 (interference)”且所述来源被称作“干扰体 (interferer)”。如果称作干扰台 (jammer) 的某第三方来源有意地传输破坏传输的有害能量,则所述有害能量被称作干扰信号。由于用于获得可接受的低 BER 所需要的最小每副载波 SNR 的缘故,常规 OFDM 信号易受此类干扰体和干扰台的影响。此外,信道中的频率选择性衰减导致在 OFDM 信号的传输频谱内存在传输空值,这依据所述空值的频率位置而选择性地减小了那些空值内的某些副载波上的 SNR,从而导致 BER 不合需要地增加。

发明内容

[0005] 一种装置和系统对数据进行传送且包括调制与映射电路,所述调制与映射电路基于固定或可变的 OFDM 符号速率而对数据符号进行调制并将其映射成彼此正交的多个多重副载波频率以形成正交频分多路复用 (OFDM) 通信信号。与上述调制与映射电路一起操作的伪随机信号产生器基于加密算法而向上述调制与映射电路产生伪随机信号以用于以 OFDM 符号速率对每一副载波进行跳频,以便降低任何截获和检测概率、减少每频率功率 (分贝 / 赫兹 / 秒) 且降低任何所需传输功率,同时维持瞬时信噪比。频域扩展器电路以操作方式连接到上述调制与映射电路以用于将多重副载波在频域上扩展。

[0006] 上述频域扩展器可形成为沃尔什变换电路,其操作以应用沃尔什变换且将多重副载波在频域上扩展。此沃尔什变换电路操作以将符号的输入向量乘以沃尔什变换。快速傅立叶逆变换 (IFFT) 电路经定位以接收来自频域扩展器电路的信号。伪随机信号产生器操作以基于加密算法而产生伪随机信号,使得连续的 OFDM 符号不会在同一频率上传输副载波。伪随机信号产生器操作以基于加密算法而产生伪随机信号,使得 OFDM 符号不会在邻近频率上传输副载波,以获得降低的载波间干扰 (ICI)。上述伪随机信号产生器还可操作以基于加密算法而产生伪随机信号,使得保护间隔得以减小或消除。

[0007] 在另一方面中,调制与映射电路操作以插入信号以用于降低峰均功率比 (PAPR)。调制器可基于特定映射算法而将通信数据映射成经调制符号。伪随机信号产生器以操作方式连接到调制器以用于使用加密算法来改变振幅和相位值。作为前向错误校正电路的编码器可添加 FEC 码。

[0008] 在又一方面中,上述装置可为传输器的一部分,上述传输器传输运载通信数据的通信信号。接收器可接收通信信号且包括解映射与解调电路和频域解扩展电路以用于处理通信信号来获得通信数据。传输器操作以调制主载波信号。

[0009] 在再一方面中,揭示一种方法,其中基于固定或可变的 OFDM 符号速率而将通信数据分布在彼此正交的多重副载波上以形成正交频分多路复用 (OFDM) 通信信号。可以 OFDM 符号速率对每一副载波进行跳频以便降低任何截获和检测概率、减少每频率功率 (分贝 / 赫兹 / 秒) 且降低任何所需传输功率,同时维持瞬时信噪比。将多重副载波在频域上扩展且经由信号传输通信数据。

附图说明

[0010] 通过结合附图考虑对本发明的以下详细描述将容易明白本发明的其它目的、特征和优点,在附图中:

[0011] 图 1A 和图 1B 为展示通过无线电传输信道连接的用于 IEEE 802.11a OFDM 调制解调器的相应传输器和接收器电路的现有技术高级框图。

[0012] 图 2A 到图 2C 为表示 a) 单载波信号、b) 频分多路复用 (FDM) 信号和 c) 正交频分多路复用 (OFDM) 信号的频谱图。

[0013] 图 3A 为展示常规 OFDM 信号的三维表示的图。

[0014] 图 3B 为展示例如如图 3A 所示的常规 OFDM 信号的实例的功率分布的频谱图。

[0015] 图 3C 为展示例如如图 3A 所示的典型 OFDM 频谱的二维表示的图。

[0016] 图 3D 为例如如图 3A 所示的常规 OFDM 信号的 64-QAM 群集的图。

[0017] 图 4a 到图 4d 为频谱密度图,其中每一图展示一 OFDM 频谱,其中一个图展示 52 个

副载波开启 (ON), 且将此图与其中相应 26 个副载波开启、13 个副载波开启且 6 个副载波开启从而产生减小的载波间干扰 (ICI) 的频谱图进行比较。图 4e 为根据频谱密度函数表示总传输功率的阐释和方程式。

[0018] 图 5 为展示根据本发明的非限制性实例的用于跳频 OFDM 信号的基于符号的和频率随机化的副载波的三维频谱图 (功率对频率对时间) 且还展示经重叠以进行比较的常规单载波信号的图。

[0019] 图 6 为根据本发明的非限制性实例的可用于产生跳频 OFDM 信号的传输器的高级框图。

[0020] 图 7 为根据本发明的非限制性实例的可用于接收并处理所传输的跳频 OFDM 信号的接收器的高级框图。

[0021] 图 8A 和图 8B 为展示跳频 OFDM 信号的频谱比较且展示根据本发明的非限制性实例的 LPD 改进的图。

[0022] 图 9 为展示根据本发明的非限制性实例的跳频 OFDM 信号与经修改以减小其可检测性的信号的噪声频谱比较的图。

[0023] 图 10 为展示根据本发明的非限制性实例的在沃尔什 (Walsh) 变换之前的跳频 OFDM 信号的三维表示的图。

[0024] 图 11 为展示根据本发明的非限制性实例的在沃尔什变换之后的跳频 OFDM 信号的三维表示的图。

[0025] 图 12 为展示根据本发明的非限制性实例的向跳频 OFDM 信号的副载波添加沃尔什变换的功率对频率图, 其中副载波是基于符号的且经随机化。

[0026] 图 13 为展示沃尔什逆变换之前的所接收跳频 OFDM 信号的三维表示的图。

[0027] 图 14 为展示沃尔什逆变换之后的所接收跳频 OFDM 信号的三维表示且还展示所接收信号群集的图。

[0028] 图 15A 和图 15B 为展示沃尔什变换之前和之后的跳频 OFDM 信号的三维表示且出于说明和比较的目的而展示位于频带中部的单个载波的图。

[0029] 图 16 为展示根据本发明的非限制性实例的在频域解扩展之后的具有干扰信号的所接收跳频 OFDM 信号的三维表示的图。

[0030] 图 17 为展示在添加噪声的沃尔什变换之前的跳频 OFDM 信号的三维表示的图。

[0031] 图 18 为展示根据本发明的非限制性实例的在沃尔什逆变换之前的具有干扰体的所接收跳频 OFDM 信号的三维表示的图。

[0032] 图 19 为展示根据本发明的非限制性实例的当开启和关闭沃尔什变换时的具有干扰体的跳频 OFDM 信号的频谱比较的图, 其用图形表示说明频谱。

[0033] 图 20 为展示沃尔什逆变换之前的具有干扰体的所接收跳频 OFDM 信号的功率谱的图。

[0034] 图 21 为展示根据本发明的非限制性实例的具有干扰体的跳频 OFDM 信号的频域解扩展的图。

[0035] 图 22 为展示具有频域解扩展且具有干扰体的跳频 OFDM 信号的三维表示且还展示根据本发明的非限制性实例的所接收信号群集的图。

[0036] 图 23 为可根据本发明的非限制性实例使用的通信系统的实例的框图。

具体实施方式

[0037] 现将在下文中参看附图更全面地描述本发明,在附图中展示了本发明的优选实施例。然而,本发明可以多种不同形式体现且不应理解为限于本文中所陈述的实施例。而是,提供这些实施例以使得本发明将为详尽且完整的,并且将向所属领域的技术人员全面传达本发明的范围。相同数字始终指代相同元件。

[0038] 根据本发明的非限制性实例的系统、设备和方法使用基于符号的随机化 (SBR)、正交频分多路复用 (OFDM) 通信信号来增强低截获概率 (LPI) 和低检测概率 (LPD)。此信号还允许通过减少每秒每赫兹平均功率同时维持相同瞬时信噪比 (SNR) 来增加联邦通信委员会 (FCC) 频谱屏蔽内的传输功率。还可将例如沃尔什变换等频域扩展函数应用于频域中以增强性能。

[0039] 正交频分多路复用 (OFDM) 还称作多载波调制 (MCM),因为信号使用以不同频率传输的多重载波信号。通常在一个信道或载波上传输的一些位或符号现在通过此系统在所述信道中在多重载波上传输。高级数字信号处理 (DSP) 技术以预定频率将数据分布在多重载波 (副载波) 上。举例来说,如果最低频率副载波使用基本频率,则其它副载波可为所述基本频率的整数倍。副载波之间的特定关系被视为是正交的,使得来自一个副载波的能量可出现在所有其它副载波的能量均等于零的频率处。在同一频率范围内可能存在频率重叠。这导致每一副载波上的较低的符号速率,其具有较少的由于多路径的负面效应而造成的符号间干扰 (ISI)。在许多 OFDM 通信系统中,将保护间隔 (GI) 或循环前缀 (CP) 置于 OFDM 符号之前或附加到 OFDM 符号以减轻 ISI 的效应。

[0040] 图 1A 和图 1B 为展示 IEEE 802.11a OFDM 调制解调器的基本电路组件的高级框图,且在图 1A 中展示传输器电路 30 并在图 1B 中展示接收器电路 32。传输器电路 30 (出于清楚起见还称作“传输器”) 传输如图 2C 所示的 OFDM 信号。比较起来,图 2A 展示单载波信号的频谱,且图 2B 对比图 2A 的单载波信号而展示典型频分多路复用 (FDM) 信号的频谱。图 2C 展示 OFDM 信号的频谱。

[0041] 图 2A 到图 2C 中的图式展示 OFDM 基于频分多路复用 (FDM) 系统,其中对每一频率信道进行调制。FDM 系统的频率和调制现在为彼此正交以消除信道之间的干扰。因为与信道时间特征相比具有相对较长符号的低速率调制对多路径较不敏感,所以 OFDM 通信系统允许在多重载波上同时传输若干个低速率符号流而非在单个载波上传输一个高速率符号流。因此,OFDM 通信系统中的频谱被划分为多个低带宽子带。由于每一子带覆盖所述频谱的相对较窄的区段,所以与整个被占用频谱上的信道变化相比,给定子带上的信道传播效应更加恒定或“平坦”。可使用任何类型的同相与正交 (I/Q) 调制来对任何副载波进行调制,例如二进制相移键控 (BPSK)、正交相移键控 (QPSK) 或正交调幅 (QAM),或这些调制方案的众多且不同的导出形式中的任一者。可向一个或一个以上子带应用不同的信号处理技术,例如信道编码、功率分配、自适应性调制编码和类似方案。例如通过使用时间、编码或频率分离,多用户分配也是有可能的。

[0042] 在使用例如图 1A 和图 1B 中所示的传输器和接收器的 OFDM 通信系统中,一个传输器将在数十或数千个不同正交频率上传输信号,所述频率相对于频率之间的相对振幅与相位关系来说是独立的。每一副载波信号通常将具有仅用于单个窄带信号的空间,因为所述

信号间隔很近且防止邻近副载波上的信号相互干扰是至关重要的。在 OFDM 系统中,每一副载波上的符号经构造以使得来自其频率分量的能量在每隔一个副载波的中心处为零,从而使得 OFDM 符号能够具有比典型 FDM 中所可能达到的频谱效率高的频谱效率。

[0043] 如图 1A 和图 1B 中所示的 OFDM 系统包括如前向错误校正 (FEC) 技术的信道编码,其使用前向错误校正编码器来创建经编码的正交 FDM (COFDM) 信号。还可采用信道状态信息 (CSI) 技术,其包括连续波 (CW) 干扰体和 / 或选择性信道系统。

[0044] OFDM 信号通常为正交副载波中的每一者的总和。使用某一类型的调制 (例如之前论述的正交调幅 (QAM) 或相移键控 (PSK) 方案) 将基带数据独立地调制到正交副载波中的每一者上。因为每一副载波的频谱重叠,所以其可显著宽于倘若不允许重叠的情形。因此,OFDM 提供高频谱效率。因为每一副载波以低符号速率进行操作,所以副载波中的每一符号的持续时间较长。(出于清楚起见,“符号速率”等于“符号持续时间”的倒数)。通过使用前向错误校正 (FEC) 均衡和调制,可存在增强的对以下各项的抵抗性:a) 链路分散;b) 缓慢改变相位失真和衰减;c) 频率响应空值;d) 恒定干扰;以及 e) 突发噪声。此外,保护间隔 (GI) 或循环前缀的使用在传输信道中提供增强的对多路径的抵抗性。

[0045] 通常,在 OFDM 通信系统中,可通过在传输器内使用快速傅立叶逆变换 (IFFT) 电路进行离散傅立叶逆变换 (IDFT) 来采用副载波和略呈矩形的脉冲且其可操作。在接收器处,快速傅立叶变换 (FFT) 电路颠倒此操作。矩形脉冲形状在副载波中产生 $\text{Sin}(x)/x$ 频谱。

[0046] 副载波的间距可经选择以使得当接收器与传输器同步时,所接收的副载波可引起零或可接受的低的载波间干扰 (ICI)。通常,OFDM 通信系统将可用带宽分裂为许多窄带子带,从少到数十个到多达八千个至一万个。不同于图 2b 中的使用典型 FDM 来提供多个信道的通信系统,OFDM 中的每一子带的副载波彼此正交且具有较近的间距和极少开销。在 OFDM 通信系统中,还存在极少的与任何可能发生在用户之间的切换相关联的开销,这如同在时分多路复用接入 (TDMA) 通信系统中一样。通常,OFDM 通信系统中的副载波的正交性允许每一载波在一符号周期中具有整数数目的循环。因而,一副载波的频谱在其邻近副载波的中心频率处具有空值。

[0047] 通常,在 OFDM 通信系统中,传输数据所需的频谱是基于输入数据和待与被分派有待传输数据的每一载波一起使用的所要调制方案而选择的。载波的任何振幅与相位均是基于调制 (例如,之前提及的 BPSK、QPSK 或 QAM) 而计算的。使用 IFFT 电路来转换任何所需频谱以确保载波信号为正交的。

[0048] 应理解,FFT 电路通过找出经产生为正交正弦分量的总和的等效波形来将循环时域信号变换为等效频谱。时域信号的频谱通常由振幅与相位正弦分量来表示。IFFT 电路执行相反处理且将振幅与相位的频谱变换为时域信号。举例来说,IFFT 电路可将一组复合数据点转换为具有相同数目的点的时域信号。每一复合输入点将产生由与曾输入到 IFFT 的相同数目的点来表示的整数数目的正弦波和余弦波循环。称作同相分量的每一正弦波和称作正交分量的余弦波将与由 IFFT 产生的所有其它分量正交。因此,可通过为每一频率点设定表示所要副载波频率的振幅与相位且执行 IFFT 来产生正交载波。

[0049] 应理解,经常向 OFDM 符号添加保护间隔 (GI) (还称作循环前缀)。保护间隔减小了无线信道对符号间干扰 (ISI) 的效应且含有冗余传输信息。参看作为非限制性实例的 IEEE 802.11a 标准,如果载波间距为 312.5KHz 且在 3.2 微秒内执行傅立叶变换,则可应用

0.8 微秒的保护间隔以用于 ISI 抑制。保护“间隔”可为有效符号周期中的最后 T_g 秒,其被置于 OFDM 符号之前,从而使其成为循环前缀。保持“T”的对应于有效符号的总长度的部分较短,但仍长于信道脉冲响应。这有助于减小 ISI 和载波间干扰 (ICI) 且维持副载波正交性。在此实例中,时间波形在 FFT 的持续时间内对接收器表现为周期性的。

[0050] 为了减小 ICI,OFDM 符号可在保护时间内以循环方式延伸以确保 OFDM 符号的延迟复本可在 FFT 间隔内具有整数数目的循环,只要延迟小于保护时间即可。因而,具有小于保护时间的延迟的多路径信号将不会产生 ICI。

[0051] 当所传输信号的多个复本在不同时间到达接收器时造成多路径干扰。应理解,OFDM 通信系统通过提供借助使用各种编码算法在频率和时间两者中添加信号冗余的能力来减小多路径干扰效应。举例来说,通过使用 OFDM 的 IEEE 802.11a 标准,可同时传输 48 个载波。可使用传输器处的二分之一 (1/2) 卷积编码器且稍后使用维特比 (Viterbi) 解码器来提供编码增益。数据位可在多个符号和载波上交错。由于在频率和时间空间上交错的缘故,丢失的数据常常可得以恢复。

[0052] 对于固定数目的载波、固定调制方案和固定取样速率,增加数据速率需要增加符号速率。对于单载波系统来说,在接收器处需要复合均衡器和自适应性滤波器以补偿由信道造成的量值和时间失真。随着符号时间减少,此类均衡器和滤波器所需的精确度和动态范围显著增加。然而,在 OFDM 系统中,举例来说,当同时传输 48 个副载波时,符号速率有效地降低了 48 倍,从而显著降低了对信道均衡器和滤波器的要求。OFDM 系统的经降低的符号速率实现了稳固的抵抗 ISI 的通信链路。

[0053] 应理解,OFDM 接收器接收作为副载波的不同信号的总和。保护间隔的添加可通过确保在每一所接收符号时间期间不发生符号转变来进一步增强 OFDM 系统的性能。举例来说,如果 OFDM 副载波经 BPSK 调制,则将在符号边界处存在 180 度相位跳跃。通过选择长于第一多路径信号与最后一个多路径信号之间的最大预期时间差的保护间隔,此类相位转变可仅在保护时间期间发生,这意味着在 FFT 间隔期间不存在相位转变。如果在接收器的 FFT 间隔内发生延迟路径的相位转变,则第一路径的副载波与延迟路径的相位调制波的总和将不再会产生一组正交副载波,从而导致某一级的干扰。

[0054] 图 1A 说明用于上文所描述的 IEEE 802.11a OFDM 调制解调器的现有技术传输器 30 的高级框图,且包括前向错误校正 (FEC) 编码器电路 34,其接收表示待传送的数据 33 的信号且如上文所述用前向错误校正码来对所述信号进行编码。所述信号传递到交错与映射电路 36,在所述交错与映射电路 36 中发生交错和频率映射。IFFT 电路 38 接收经交错且经频率映射的信号且创建归总于称作符号的单个同相 / 正交时域序列中的多重时域载波。保护间隔电路 40 添加保护间隔。符号波整形电路 42 (例如,上升余弦滤波器) 对符号波形进行整形以限制其频谱内容。随后,同相 / 正交 (I/Q) 调制器 44 对基带 I/Q 信号进行处理,从而产生 I/Q 调制,且还接收来自本机振荡器 (LO) 信号产生器 46 的 LO 信号。在混合器 48 处发生信号的向最终传输载波频率的上变频转换,所述混合器 48 接收由 LO 信号产生器 50 产生的本机振荡器信号。随后,所述信号经高功率放大器 (HPA) 52 放大,且 OFDM 信号在其载波上通过天线 54 传输到 RF 信道 31 中。例如在 I/Q 调制器 44 与混合器 48 之间和在混合器 48 与 HPA 52 之间以及在 HPA 52 的输出处的各种频率滤波级未在所述框图中展示。

[0055] 图 1B 展示在示范性 IEEE 802.11a OFDM 调制解调器中使用的现有技术接收器电

路 32 的高级框图。天线 60 在载波上从 RF 信道 31 接收 OFDM 信号。所述 OFDM 信号在低噪声放大器 (LNA) 62 内被放大。在混合器 64 内发生信号下变频转换, 所述混合器 64 还接收由 LO 信号产生器 66 产生的本机振荡器信号。自动增益控制 (AGC) 放大器 68 向经下变频转换的信号提供自动增益控制, 以确保将适当的信号电平应用到后续电路。AGC 电路使用反馈技术且为所属领域的技术人员众所周知。如所说明, 在 I/Q 检测电路 70 内发生同相和正交信号检测, 所述 I/Q 检测电路 70 还接收从 LO 信号产生器 72 产生的本机振荡器信号, 所述 LO 信号产生器 72 还与自动频率控制 (AFC) 时钟恢复电路 74 一起操作。AFC 电路对本机振荡器 72 频率进行调整以保持 I/Q 检测器被适当地调谐。I/Q 检测电路 70、AFC 时钟恢复电路 74 和 LO 信号产生器 72 形成如所说明且为所属领域的技术人员所知的反馈回路。在 GI 电路 76 内移除保护间隔。在快速傅立叶变换 (FFT) 电路 78 内对副载波应用作为 IFFT 的相反形式的快速傅立叶变换 (FFT)。在解映射与解交错电路 80 内发生解映射和解交错。在 FEC 解码器 82 内发生前向错误校正解码, 所述 FEC 解码器 82 结束信号处理且将原始数据恢复为所接收的通信数据 83。因此显而易见, 图 1B 中所示的接收器电路 32 的功能以功能上与图 1A 所示的传输器电路 30 相反的方式进行操作。

[0056] 如上文所论述, OFDM 通信系统可如图 1A 所示在进行 IFFT 处理之前使用 FEC 技术和已知的交错与映射技术, 且可如图 1B 中所示在进行 FFT 处理之后使用解映射与解交错技术, 接着进行 FEC 解码。

[0057] 这些交错、编码 (例如卷积码, 包括穿孔) 和解交错与解码以及相关技术通常是 OFDM 通信系统的整体部分。作为实例, 可在编码期间使用速率为 $1/2$ 且 $K = 7$ 的卷积码作为用于前向错误校正 (FEC) 的工业标准码。出于理解本发明的目的, 现在下文中给出对这些基本系统组件的更详细描述。在一个非限制性实例中, 卷积码为错误校正码且通常具有三个参数 (n, k, m) , 其中 n 等于输出位的数目, k 等于输入位的数目且 m 等于存储器寄存器的数目。通过此定义, 量 k/n 可称作码速率, 且是对码效率的测量。在非限制性实例中, k 和 n 参数通常在 1 到 8 的范围内, m 通常在 2 到 10 的范围内, 且码速率通常在 $1/8$ 到 $7/8$ 的范围内。有时, 通过参数 (n, k, L) 来指定卷积码码片, 其中 L 等于码的约束长度。因此, 约束长度可表示编码器存储器中的位数, 其将影响 n 个输出位的产生。有时可依据所使用的定义而切换所述字母。

[0058] 对经编码数据的变换依据信息符号和码的约束长度而变。单个位的输入码可产生给出不同码速率的经穿孔码。举例来说, 当使用速率为 $1/2$ 的码时, 对编码器的输出位的子集的传输可将速率为 $1/2$ 的码转换为速率为 $2/3$ 的码。因此, 一个硬件电路或模块可产生具有不同速率的码。还可使用经穿孔码, 这允许依据例如下雨或其它信道削弱条件等信道条件而通过软件或硬件来动态地改变速率。

[0059] 用于卷积码的编码器通常使用线性反馈移位寄存器 (LFSR) 或查找表 (LUT) 来进行编码, 其通常包括一输入位以及若干个先前输入位 (称作编码器的状态), 表值是编码器的输出位。有可能将编码器函数看作状态图、树形图或网格图。

[0060] 用于卷积码的解码系统可使用: 1) 顺序解码; 或 2) 最大可能性解码, 例如在一个非限制性实例中为维特比解码, 这通常是较合乎需要的。顺序解码允许向前和向后移动通过网格。作为最大可能性解码的维特比解码检查具有给定长度的接收序列, 计算每一路径的度量且基于所述度量而做出决策。涡轮码是可使用的前向错误校正方案的另一实例。

[0061] 对卷积码进行穿孔在一些 OFDM 系统中是常见做法,且可根据本发明的非限制性实例来使用。应理解,在一些实例中,经穿孔的卷积码是通过从低速率编码器的输出周期性消除特定逻辑位或符号而获得的较高速率码。与原始码相比,经穿孔的卷积码性能可能被降级,但通常数据速率增加。

[0062] 可用作本发明的非限制性实例的一些基本组件包括之前所描述的并入有卷积编码器的传输器,所述卷积编码器对二进制输入向量序列进行编码以产生二进制输出向量序列且可使用网格结构来界定。交错器(例如,块交错器)可对输出向量的位进行置换。经交错的数据还将在传输器处经调制(通过映射成传输符号)并被传输。在接收器处,解调器对信号进行解调。

[0063] 块解交错器恢复已交错的位。维特比解码器可对经解交错的位软决策进行解码以产生二进制输出数据。

[0064] 常常使用维特比前向错误校正模块或核心,其将如上文所述包括卷积编码器和维特比解码器作为无线电调制解调器或收发器的一部分。举例来说,如果卷积码的约束长度为 7,则编码器和维特比解码器可使用工业标准穿孔算法来支持为 1/2、2/3、3/4、4/5、5/6、6/7、7/8 的可选码速率。

[0065] 不同设计和块系统参数可包括约束长度作为用以计算卷积码的输入位的数目和卷积码速率作为卷积编码器的输入位与输出位的比率。穿孔速率可包括使用穿孔处理的卷积编码器的输入位与输出位的比率(例如,从速率为 1/2 的码导出)。

[0066] 维特比解码器参数可包括卷积码速率作为卷积编码器的输入位与输出位的比率。穿孔速率可为使用穿孔处理的卷积编码器的输入位与输出位的比率且可从速率为 1/2 的母码导出。输入位可为用于解码器的处理位的数目。维特比输入宽度可为到维特比解码器的输入数据(即,软决策)的宽度。量度寄存器长度可为存储量度的寄存器的宽度。回溯深度可为维特比解码器用以计算最可能经解码位值所需的路径长度。存储用于解码处理的路径量度信息的存储器的大小可为存储器大小。在一些实例中,维特比解码器可包括位于去穿孔与维特比功能块或模块之间的先进/先出(FIFO)缓冲器。维特比输出宽度可为到维特比解码器的输入数据的宽度。

[0067] 编码器可如上文所提及包括穿孔块电路或模块。卷积编码器通常可具有为 7 的约束长度且采用具有若干个(例如,6 个)元件的移位寄存器的形式。可针对每一时钟循环输入一个位。因此,可通过使用标准产生器码的移位寄存器元件的组合来界定输出位且可将所述输出位级联以形成经编码输出序列。在输入处可能存在串联或并联的字节数据接口。输出宽度可依据应用的经穿孔码速率而编程。

[0068] 非限制性实例中的维特比解码器可将输入数据流划分为数个块,且估计最可能的数据序列。可以突发形式输出每一经解码数据序列。在一个非限制性实例中,输入与计算可连续进行且对于每两个数据位需要四个时钟循环。输入 FIFO 可依据去穿孔输入数据速率而定。

[0069] 还可使用涡轮码作为高性能错误校正码或低密度奇偶校验码,其接近作为有噪声信道上的最大信息传送速率的理论极限的香农(Shannon)极限。因此,在无需增加传输率的情况下便可增加一些可用带宽。代替从信号产生二进制数字,解码器的前端可经设计以针对每一位产生可能性测量。

[0070] 图 3A 到图 3D 为展示常规 OFDM 信号的不同表示的图,所述 OFDM 信号例如由图 1A 所示的现有技术 OFDM 调制解调器传输器 30 产生。

[0071] 图 3A 为展示所述 OFDM 信号的三维表示的图,其中沿一个轴为频率,沿另一轴为以秒为单位的时间,且垂直轴上为“量值”或功率,从而形成指示量值对频率对时间表示的图。从图 3A 中显而易见,可在频域中检测到 OFDM 信号。图 3B 为展示图 3A 中所示的 OFDM 信号的频谱图或功率分布的图。图 3C 为表示图 3A 中所示的三维 OFDM 信号的二维 OFDM 频谱的图。图 3D 展示图 3A 中所示的 OFDM 信号的 64-QAM 群集。这些图共同描绘分布于多重副载波上的功率。图 4E 为根据频谱密度函数表示总传输功率的阐释和方程式。

[0072] 图 4A 到图 4D 为展示对 OFDM 信号频谱的表示的图,其中开启和关闭不同的频率副载波。在左上方图(图 4A)中,OFDM 信号频谱展示所有 52 个载波均开启,这指示在此非限制性实例中,IEEE 802.11a 标准使用 52 个载波。在右上方(图 4B)中,开启 26 个副载波,这展示由于关闭了 26 个载波(副载波)的缘故,传输功率比图 4a 的 52 个载波的情形增加了三分贝。应理解,总传输功率等于功率谱密度函数的曲线下方的面积。左下方图和右下方图(图 4C 和图 4D)分别展示开启十三个副载波和开启六个副载波。在开启 13 个载波的情况下,传输功率增加了 6 分贝(6dB),且在开启 6 个副载波的情况下,传输功率增加了 9 分贝(9dB)。因为在 13 个副载波的情形中峰值功率高出 6dB,所以其中信号将可用的距离(对于自由空间信道来说)将加倍。随着峰值功率增加,可实现范围的进一步增加。图 4d 说明由于副载波的宽间距而造成的降低的载波间干扰(ICI)。

[0073] 应理解,非预期接收方可能通过检测数据副载波和导频音调而容易地检测并接收到 OFDM 编码传输。向波形添加具有随机振幅和相位的多重正弦波或载波将由于中心极限定理而致使其接近高斯(Gaussian)分布。内在具有高斯随机分布的信号具有增强的低截获概率(LPI)和低检测概率(LPD),因为其向接收器呈现为类似于加性白高斯噪声(AWGN)。

[0074] 根据本发明的非限制性实例,如在下文中详细阐释的经修改的传输器使用 IFFT 来创建位于特定频率处的多重副载波。在任一时间仅需使用可能载波的较小子集来增强功率、降低 ICI 且增强 LPI 和 LPD。可根据加密算法在 OFDM 符号时间改变副载波中心频率。根据本发明的非限制性实例,此算法可产生伪随机跳频序列和跳频副载波。因此,快速跳频可改变用于每一 OFDM 符号的副载波频率,且提供比蓝牙标准快一千(1,000)倍的跳频以及十倍的数据速率。额外益处可包括由于保护间隔而降低了 ICI、降低了 ISI 且降低了传输器开销。根据本发明的非限制性实例的系统、设备和方法允许对 OFDM 信号进行基于符号的随机化。

[0075] 可应用沃尔什变换以在频域上扩展副载波,这与常规 CDMA 系统在时域上进行扩展形成对比。在任何 IFFT 电路之前应用沃尔什变换可降低平均功率以获得增强的 LPI/LPD。可容易地改变通信系统的各方面以获得经改进的性能。通过与 IFFT 大小和扩展序列长度相比较少的副载波,可通过频域扩展而实现较多的处理增益。此外,可增强 LPI/LPD 和抗扰(AJ)性能,且可存在较高的每副载波 SNR。

[0076] 增加取样速率还增加了带宽、数据速率且改进 LPI/LPD/AJ 性能。

[0077] 图 5 为表示基于符号的经频率随机化的副载波的三维频谱图且以对数标度展示与量值对频率对时间表示 501 的比较的图。常规的单频率载波信号 502 经重叠以进行比较且被说明为朝向带的较低频率端的单个载波。此单载波信号类似于干扰台或干扰体来起作

用。通过增加的频率载波间距来展示降低的载波间干扰 (ICI)。通过增加的每频率符号间距来展示降低的符号间干扰 (ISI)。这确保了连续的 OFDM 符号副载波不会使用相同频率且避免了来自多路径延迟扩展的负面效应。还说明与单个载波相同的瞬时信噪比 (SNR)。

[0078] 现参看图 6 和图 7, 其说明可根据本发明的非限制性实例来使用的传输器 100 (图 6) 和接收器 200 (图 7) 的相应功能框图。所说明的传输器 100 在 IFFT 电路之前对 OFDM 副载波应用跳频算法且应用频域扩展器 (例如, 沃尔什变换)。

[0079] 所说明的传输器 100 和接收器 200 的许多高级组件在功能上类似于图 1A 和图 1B 的现有技术调制解调器中所示的组件, 但图 6 和图 7 中展示了进一步细节和添加到传输器和接收器框图的功能块组件。出于参考的目的, 对传输器的描述以 100 系列的参考数字开始, 且对接收器的描述以 200 系列的参考数字开始。

[0080] 所添加的有助于产生可根据本发明的非限制性实例经沃尔什变换的跳频 OFDM 信号的功能组件包括伪随机振幅与相位产生器 102 和伪随机副载波位置电路 104。产生器 102 和电路 104 两者与加密算法 106 和密码与密钥产生器电路 (密码密钥) 108 以及主时钟 110 一起操作。这些组件可大体上称作加密伪随机信号产生器。如所说明, 频域扩展器电路 112 位于 IFFT 电路之前且可操作以用于例如通过应用沃尔什变换来对信号进行频率扩展。而且, 数字/模拟转换器可接收来自带宽调整 DAC 取样速率电路 114 的信号以用于移除频谱线。下文中进一步详细阐释这些组件。

[0081] 如图 6 所说明, 信号接收于数据缓冲器 120 内且穿过 CRC 产生器 121 和数据扰码器 122。在 124 处以虚线展示的 FEC 编码器电路可包括前向错误校正编码器 126 (例如, 卷积编码器) 和穿孔器电路 128。经编码信号在交错器电路 130 内被交错。信号进入在 132 处大体上以虚线展示的调制与符号映射电路中。此调制与符号映射电路 132 包括 QAM/PSK 调制器 134 和插入导频载波与 PAPR 减小载波电路 136, 所述电路 136 将导频载波与 PAPR 减小载波插入到信号中。此实例中的 PAPR 对应于峰均功率比。在副载波映射器电路 138 中在矩阵运算中将载波映射到 IFFT。

[0082] 加密算法 106 不仅与密码密钥电路 108 和主时钟 110 一起操作, 而且还与伪随机振幅与相位产生器 102 一起操作, 所述产生器 102 根据本发明的非限制性实例向 QAM/PSK 调制器 134 产生伪随机信号。伪随机副载波位置电路 104 还与副载波映射器电路 138 一起操作且接收来自加密算法 106 的信号。OFDM 副载波借助于所述电路而快速跳频。

[0083] 根据本发明的非限制性实例, 频域扩展器电路 112 位于 IFFT 电路 140 之前且在频域中应用沃尔什变换。如果频域扩展器电路 112 位于 IFFT 电路 140 之后, 则沃尔什或其它函数将强制进行时域扩展。应理解, 通常可将频域扩展器电路 112 和 IFFT 电路 140 连同调制与映射电路 132 一起视为 OFDM 调制电路或 OFDM 调制与映射电路。根据本发明的非限制性实例, 在频域中发生由应用沃尔什变换而产生的扩展。可在循环延伸电路 142 内添加作为保护间隔的循环延伸。例如有限脉冲响应 (FIR) 滤波器、余弦滤波器或上升余弦滤波器等符号整形滤波器 144 可作为“时窗”来操作以用于结合循环延伸进行符号整形。包缓冲器 146 接收信号, 且在缓冲之后, 在数字/模拟转换器 148 中将信号转换为模拟信号。D/A 转换器 148 还从带宽调整 DAC 取样速率电路 114 接收信号以进行移除频谱线的进一步处理。D/A 转换器 148 将信号传递到无线电集成电路 (IC) 宽带缓慢跳频电路 150。如所说明, RF 载波可经受伪随机跳频算法以获得增强的带宽, 且还作为上变频转换器来操作。

[0084] 上变频转换器电路 150 的基本组件可包括传输链电路 152, 其将信号接收到混合器 154 中。信号穿过带通滤波器 156、一系列放大器 158 且通过单刀双掷 (SPDT) 开关 160。在切换之后, 低通滤波器 162 对信号进行滤波。射频信号经功率放大器 164 放大以用于随后通过天线 166 进行传输。电路 150 中的其它组件包括锁相回路电路 170、作为非限制性实例的 40MHz 信号产生器 172、低通滤波器 174、放大器 176、合成器 170、另一放大器 180、带通滤波器 182、加法器电路 184 和连接到混合器 154 的另一放大器 186。上变频转换器电路 150 的组件部分可用以影响低速率跳频方案, 其中整个 OFDM 基带波形被频率变换为不同中心频率。此缓慢跳频可进一步防备干扰且提供额外的加密水平 (如果缓慢跳频序列如此设计的话)。

[0085] 所描述的传输器 100 是非限制性实例且可使用许多其它类型的传输器。应理解, 随着 DSP 和其它电路功能的进步, 处理有可能直接在基带处发生。

[0086] 还应理解, 副载波映射器电路 138 将载波映射到 IFFT 电路 140。举例来说, 如果 IFFT 电路 140 具有在频域中具有 64 样本信号的输入, 则其将在时域中给出 64 样本信号作为矩阵运算。副载波映射器电路 138 可改变向量的次序以将符号定位于任意副载波上且对其它副载波应用零。举例来说, 64 样本向量中的一些样本将为零, 这意味着如果其关闭, 则其将不会在频域中展现。任何开启或非零者将随每个 IFFT 循环 (每符号一次) 改变位置以产生跳频 OFDM 信号。用于 OFDM 信号的跳频的性质由加密算法 106 和伪随机副载波位置电路 104 以及伪随机振幅与相位产生器 102 产生。QAM/PSK 调制器 134 有助于产生群集振幅与相位。

[0087] 本发明的一个方面涉及向非预期接收器掩饰数据已被加密。为了掩饰加密, 传输器产生三个未知。举例来说, 存在 a) 对所传输振幅与相位的未知; b) 对伪随机振幅与相位的未知; 以及 c) 对信道振幅与相位的未知。因为存在三个未知, 所以不可能获知哪个信号是基于密码密钥和主时钟用加密算法来传输的。

[0088] 频域扩展器电路 112 作为矩阵运算来操作。举例来说, 如果采用 64IFFT 电路 140, 则可使用 64×64 沃尔什矩阵 (作为非限制性实例) 来对副载波进行频率扩展且提供处理增益。可将输入向量乘以沃尔什矩阵。应理解, 沃尔什矩阵为正方形矩阵, 其具有可为“二”的幂的尺寸。条目为正一或负一 (+1、-1)。沃尔什矩阵可从哈达玛 (Hadamard) 矩阵获得, 所述哈达玛矩阵以具有相同尺寸的递归公式通过布置行以使得符号改变的数目呈递增次序 (即, 顺序排序) 来界定。沃尔什矩阵中的每一行对应于一沃尔什函数。沃尔什矩阵中的行排序可从通过应用位颠倒置换和格雷码置换对哈达玛矩阵进行排序而导出。沃尔什函数形成可整合到单位间隔上的正方形的正交基础。因此, 其可产生适合在加密时使用的统计上唯一的数字集合, 还称作“伪随机和噪声码”。可将乘法有效地实施为一系列加法和减法。

[0089] 带宽调整 DAC 取样速率电路 114 与 D/A 转换器 148 一起操作且可调整取样速率并移除频谱线。因而, 更难以通过频谱图来检测波形。应理解, 所描述的传输器 100 操作以形成具有沃尔什变换的跳频 OFDM 信号。举例来说, 如果以每符号 64 个样本来使用 IFFT, 则每一副载波的频率位置可每 64 个样本改变一次。作为实例, 如果每四微秒计算一次 IFFT, 则可每四微秒发生所有 64 个载波上的跳频以赋予快速跳跃速率。因为这可逐个符号地完成, 所以所描述的跳频 OFDM 通信系统还可称作基于符号的随机化 OFDM, 这是由于副载波频

率位置随机改变。另一接收器将不能够在没有加密算法和相关电路以及完全同步的情况下确定副载波位置。

[0090] 图 7 展示可根据本发明的非限制性实例而使用的接收器 200 的高级功能框图。向例如加密算法电路、密码密钥电路、主时钟、伪随机振幅与相位产生器、伪随机副载波位置电路和带宽调整 ADC 取样速率电路等在图 6 的框图中使用的相似组件给予与在图 6 中使用相似参考数字,不同之处只是所述组件现置于 200 系列中。此接收器电路 200 还包括基于符号的副载波同步电路 216 的添加。其还使用频域解扩展器电路 212 而非如在图 6 的传输器 100 中的频域扩展器电路 112。

[0091] 针对此接收器电路 200 而说明的其它高级组件包括天线 220、低噪声放大器 (LNA) 222 和无线电集成电路下变频转换器 224,其中如果跳频载波信号已由图 6 的传输器 100 中所示的无线电 IC 宽带缓慢跳频电路 150 针对宽带进行了处理,则所述无线电集成电路下变频转换器 224 可以相反方式对所述信号进行处理。模拟/数字转换器 226 接收来自下变频转换器 224 的 IF 或基带信号和来自带宽调整 ADC 取样速率电路 214 的信号,且颠倒在传输器 100 处所使用的处理。信号被转发到数据缓冲器 228 和基于符号的副载波同步电路 216,所述电路 216 使副载波同步以用于进一步处理。保护间隔电路 230 移除保护间隔,且在 FFT 电路 232 中以作为 OFDM 解调器的快速傅立叶变换来处理信号。在沃尔什逆变换电路 212 中应用沃尔什逆变换。在 234 处以虚线展示副载波解映射器与解调电路且在副载波解映射器电路 236 中对副载波执行反向映射操作,在导频移除电路 238 中移除导频音调且在符号到数字 (QAM/PSK) 解调器电路 240 中对信号进行解调。解交错器电路 242 对信号进行解交错。解码电路在 244 处以虚线展示,且操作以在去穿孔电路 246 中进行去穿孔并在例如维特比解码器等 FEC 解码器 248 内进行例如维特比解码等前向错误校正 (FEC) 解码。在数据解扰码器 250 处发生数据解扰码,随后在数据缓冲器 252 中进行数据缓冲,且由 CRC 电路 254 处理以进行 CRC 校验。

[0092] 图 6 和图 7 中所示的传输器 100 和接收器 200 可产生和接收作为快速载波跳频信号的信号。此跳跃可远远快于常规蓝牙系统,常规蓝牙系统使用具有 1MHz 带宽的单个载波在 80MHz 射频带宽上以 1600 次跳跃/秒进行跳频。还应理解,举例来说,如图 4 的图表中所示,信噪比 (S/N) 的改变可基于副载波的数目,且可用作在自适应性无线通信系统中相对于所述数据速率来改变瞬时副载波信噪比的范围的方法。

[0093] 举例来说,接收器 200 可例如通过使用信道估计符号、前同步码或特殊信道估计包来测量所接收的每副载波的信噪比。信息可作为“信道屏蔽 (channel mask)”被传回到传输器,从而指定待“关闭”的副载波的数目和作为信道削弱的干扰体的可能频率位置,使得传输器 100 可使用经协商的信道屏蔽来避免在任何不合需要的频率上进行传输。在一个实例中,在 100MHz 带宽上同时开启十个载波,且每一载波被传输持续 640 毫微秒 (对应于 1/FFT 速率),使得每一载波可每秒跳跃 1,562,500 次。这比蓝牙协议跳跃快约一千倍且可提供十倍以上的数据速率。

[0094] 传输器 100 可创建位于特定频率处的多重副载波,且可如之前所阐释通过应用跳频算法而针对每一副载波频率产生伪随机跳频。IFFT 电路 140 创建位于特定频率处的多重副载波。根据本发明的非限制性实例,在任一时间仅需要使用所有可能副载波中的一小子集,但在必要时可使用所有副载波。举例来说,如在上文所论述的实例中,在此非限制性实

例中可仅使用 10 个副载波而非 64 个副载波,从而在所述实例中给出每秒 1,562,500 次跳跃。

[0095] 可通过使用用于伪随机频率的加密算法以 OFDM 符号速率改变副载波中心频率。这在调制与映射电路 132 处发生,在所述调制与映射电路 132 中将载波映射到 IFFT。由于跳频算法的缘故,副载波的中心频率可表现为随机的。如上文所提及,符号时间持续时间可能非常短,且因此,每一副载波将在任何特定频率处出现持续较短时间。

[0096] 可通过确保连续符号不会含有位于同一频率位置的副载波来减少或消除保护时间。举例来说,在现有技术系统中,如果两个符号紧挨着位于同一频率上,则多路径信号可在不同时间到达同一位置。通过使用图 6 和图 7 中所示的系统和电路,这些信号不会出现在同一频率上且所述信号通常将不会受多路径的影响,因此防止了符号间干扰 (ISI) 且大致上减少了所需保护时间,减少了传输开销并增加了数据速率。

[0097] 有可能使用图 6 和图 7 中所示的传输器 100 和接收器 200 来消除或大致上减少保护时间,例如“保护间隔”。而且,应理解,可通过如下操作来添加额外保护:修改所述跳频算法以使得不会针对连续符号在一行中将任何频率使用两次,且进而防止了由于多路径信道效应而产生的符号间干扰 (ISI)。如上文所提及,这消除或大致上减小了所需保护间隔、减少了传输开销且增加了数据速率。

[0098] 还有可能依据所需数据速率而动态地添加和移除副载波。由于跳频信号的缘故,最小载波间距可增加以减小载波间干扰 (ICI) 且提供对干扰的稳固性 (即,抗扰 (AJ) 能力)。只要不在频域中彼此紧接地传输载波,便将减小载波间干扰。

[0099] 还有可能使载波频率伪随机地跳跃且覆盖宽带宽。这可通过图 6 所示且作为上变频转换器电路来操作的无线电 IC 宽带缓慢跳频电路 150 来完成。

[0100] 可将“空载时间”伪随机产生器引入到系统中以减少“开启”时间,且可增加符号之间的输出间距。可使用伪随机产生器来改变间距以防止频谱线且减小信号的循环平稳统计。可在没有输出样本控制的情况下实施此类型的系统。所述系统可在传输之前等待一随机时间量。通过移除频谱线,其它系统更难以检测到所传输的通信。术语“循环平稳”可指作为信号的二阶统计的平均标准偏差。输出样本控制可指 D/A 转换器 148 处的控制。

[0101] 还可使用与如图 6 所示的调制器 134 一起操作的产生器 102 来伪随机改变副载波群集振幅与相位值。举例来说,可使用加密算法来产生伪随机振幅与相位值。可在传输之前将伪随机振幅与相位值添加到所预期的振幅与相位值中。通过将伪随机振幅与相位值添加到每一副载波,符号群集不再是标准 QAM/PSK。如果传输器信号被非预期接收器检测到,则所述接收器将不能够对信号进行解调,因为存在过多未知。举例来说,所传输或预期的振幅与相位连同添加到信号的伪随机振幅与相位将为未知,且另一未知是多路径的信道振幅与相位。这产生三个未知。伪随机振幅与相位值将对未经授权或非预期的接收器表现为典型的随机信道效应。

[0102] 应理解,这些算法可添加到软件定义无线电 (SDR) 且可用一些改变而加以实施以改变数据速率和调制。可通过改变副载波调制方案、取样速率、IFFT 大小、IFFT 持续时间和每 OFDM 符号所使用的副载波的数目来改进数据速率、带宽、传输功率和 LPI/LPD 性能。

[0103] 如图 6 中所示,可在频域中应用沃尔什变换以用于频率扩展,因为其是在 IFFT 电路 140 之前使用频域扩展器电路 112 来应用的。已知通常在例如 CDMA 等通信系统中使用

沃尔什变换以用于时域扩展且用于创建正交码以用于多址方案。可在本发明的系统、设备和方法中使用沃尔什变换以在频域上扩展副载波。这可提供显著的平均功率降低（毫瓦分贝 / 赫兹 / 秒）以获得增强的 LPI/LPD 性能，从而允许在同一 FCC 频谱屏蔽内具有更多传输功率且通过提供频域处理增益来减小频率选择性衰减的效应。其还提供额外的抗扰 (AJ) 稳固性。而且，由于沃尔什变换所造成的急剧“滚降”的缘故，可类似于开时窗来减少带外噪声 (OBN) 发射。作为矩阵的沃尔什变换仅由正一和负一 (+1、-1) 组成，且仅要求进行加法和减法而无需乘法。这将允许针对同一 FCC 频谱屏蔽的载波数目对数据速率对传输功率与距离进行折衷。在沃尔什变换中，矩阵行可彼此交换。所述变换在接收器 200 处仍将为正交的。可执行这些行置换以进一步增加 LPI。

[0104] 应理解，由于多路径的缘故，OFDM 容易遭受频率选择性衰减。沃尔什变换可向系统提供处理增益且提供抵抗频率选择性衰减的稳固性。

[0105] 所描述的系统、设备和方法通过例如以 OFDM 符号速率改变副载波频率位置来提供非常快速的跳频。因此，其可提供随时间而降低的频谱密度（分贝 / 赫兹 / 秒）以便提供低截获概率 (LPI) 和低检测概率 (LPD)。所描述的系统比蓝牙系统快得多，且使得有可能在 FCC 频谱屏蔽内以更大的距离进行传输。其还通过确保副载波对于连续 OFDM 符号不会出现在同一频率上来消除或大致上减小保护间隔。系统还提供抵抗由于多路径引起的符号间干扰 (ISI) 的稳固性。可在频域中应用沃尔什变换以在频谱上扩展跳频副载波且降低功率谱密度（分贝 / 赫兹）以改进 LPI/LDP 性能或有助于服从 FCC 频谱屏蔽要求。其还可提供抵抗频率选择性衰减的处理增益且提供抵抗干扰的稳固性。

[0106] 现参看图 8A 和图 8B，其展示常规单载波波形与基于符号的随机化跳频副载波之间的频谱比较。如上方图中所示，频率位于水平轴上，且以分贝为单位的相对功率位于垂直轴上。在基带处展示频谱，且连同优于常规系统的 30 分贝 LPD 改进一起说明平均强度。现可在同一 FCC 频谱屏蔽内传输更多功率。无线电台或其它传输数字数据的传输器有可能根据本发明的非限制性实例对其 OFDM 信号进行跳频且减小平均功率。

[0107] 图 9 的图展示例如紧邻传输器处的噪声频谱比较。将单个载波与跳频 OFDM 副载波进行比较。

[0108] 图 10 为以三维形式展示根据本发明的非限制性实例的在沃尔什变换之前的所传输跳频 OFDM 信号的图。其说明跳频 OFDM 信号。

[0109] 图 11 为展示根据本发明的非限制性实例的在沃尔什变换之后的所传输跳频 OFDM 信号的三维图，其中功率降低得更多。每一副载波具有应用于频域中的沃尔什变换。副载波在频率上“敷开”或扩展，以便以大于沃尔什变换之前的程度来减小每赫兹功率。

[0110] 图 12 为展示根据本发明的非限制性实例的将沃尔什变换添加到基于符号的随机化副载波的图。其展示了关闭和开启时的沃尔什变换，还展示了各种功率差异。

[0111] 图 13 为以三维形式展示在沃尔什逆变换之前的所接收跳频 OFDM 信号且暗示在不知道加密算法的情况下可解码信号的困难程度的图。

[0112] 图 14A 为展示来自图 13 的所接收信号在应用沃尔什逆变换之后的三维图，其中信号“弹出”且可被解码。在右下方于图 14B 处展示沃尔什逆变换之后的所接收信号群集。

[0113] 图 15A 和图 15B 展示沃尔什变换之前和沃尔什变换之后的跳频 OFDM 信号，其中单载波系统展示于带中部的 1501 处。如图 15B 的图中所示，在沃尔什变换之后，单个载波不应

用沃尔什变换,但经受根据本发明的非限制性实例的跳频的另一 OFDM 信号在频率上扩展。

[0114] 图 16 为展示具有干扰体的频域解扩展的三维图,其中所述干扰体在沃尔什逆变换之后在频率上扩展。因此,存在具有干扰体的频域解扩展。

[0115] 图 17 展示在添加噪声之前的相似模拟中在沃尔什变换之前的所传输 OFDM 信号。此图展示在应用频域扩展和经由有噪声的信道传输之前的所传输信号。

[0116] 图 18 展示针对真实噪声环境的在沃尔什逆变换之前具有干扰体且展示延伸的干扰体信号的所接收 OFDM 信号。跳频和扩展 OFDM 信号展示于噪声底层 (noise floor) 上方。

[0117] 图 19 为展示在沃尔什变换开启和关闭时具有干扰体的频谱比较且展示干扰体和跳频 OFDM 信号以及经沃尔什变换的信号的位置的图。

[0118] 图 20 为沃尔什逆变换之前具有干扰体的所接收跳频和扩展 OFDM 信号的功率谱。

[0119] 图 21 为展示具有干扰体的频域解扩展的二维图,其中所述干扰体在沃尔什逆变换之后在频率上扩展。

[0120] 图 22 为展示频域解扩展 (其中干扰体在沃尔什逆变换之后在频率上扩展) 且展示所接收信号群集的图。

[0121] 现相对于图 23 陈述可经修改以与本发明一起使用的通信系统的实例。

[0122] 可与所述系统和方法一起使用的无线电的实例为由佛罗里达州墨尔本的哈里斯公司 (Harris Corporation of Melbourne, Florida) 制造并出售的猎鹰™ (Falcon™) III 无线电。猎鹰™ III 可包括基本传输开关以及所属领域的技术人员已知的其它功能开关和控制器。应理解,可使用不同无线电,包括但不限于软件定义的无线电,其通常可用相对标准的处理器和硬件组件来实施。一个特定种类的软件无线电为联合战术无线电 (JTR),其包括相对标准的无线电和处理硬件,连同任何适当的波形软件模块以实施所要通信波形。JTR 无线电还使用符合软件通信结构 (SCA) 规范 (见 www.jtrs.saalt.mil) 的操作系统软件,所述规范的全文以引用的方式并入本文中。SCA 为开放式结构框架,其指定了硬件组件和软件组件将如何交互操作以使得不同制造商和开发者可易于将相应组件集成到单个装置中。

[0123] 联合战术无线电系统 (JTRS) 软件组件结构 (SCA) 常常基于公共对象请求代理体系结构 (CORBA) 而定义一组接口和协议,以用于实施软件定义的无线电 (SDR)。部分地, JTRS 和其 SCA 与软件可再编程无线电系列一起使用。如此, SCA 为用于实施软件可再编程数字无线电的一组特定规则、方法和设计准则。

[0124] JTRS SCA 规范由 JTRS 联合计划办公室 (JPO) 公布。JTRS SCA 已经结构化以提供应用软件在不同 JTRS SCA 实施方案之间的可移植性、利用商业标准以降低开发成本、通过再用设计模块的能力来减少对新波形的开发时间且基于不断演进的商业框架和结构。

[0125] JTRS SCA 不是系统规范 (因为其意欲为不依赖于实施方案的),而是对系统的设计加以约束以实现所要的 JTRS 目标的一组规则。JTRS SCA 的软件框架界定操作环境 (OE) 且根据所述环境指定应用所使用的服务和接口。SCA OE 包含核心框架 (CF)、CORBA 中间件和具有相关联的板支持包 (board support package) 的基于便携式操作系统接口 (POSIX) 的操作系统 (OS)。JTRS SCA 还提供积木式结构 (在 API 附录中定义) 以用于界定应用软件组件之间的应用编程接口 (API)。

[0126] JTRS SCA 核心框架 (CF) 是结构概念,其定义在嵌入式分布计算通信系统中提供软件应用组件的部署、管理、互连和相互通信的开放式软件接口和简档的基本“核心”组。可

在 JTRS SCA 规范中定义若干接口。然而,开发者可实施其中的一些,一些可由非核心应用(即,波形等)来实施,且一些可由硬件装置提供者来实施。

[0127] 仅出于描述的目的,相对于图 23 所示的非限制性实例来描述对将得益于本发明的通信系统的实例的简要描述。通信系统 350 的此高级框图包括基站区段 352 和可经修改以与本发明一起使用的无线消息终端。基站区段 352 包括 VHF 无线电 360 和 HF 无线电 362,所述两者经由无线链路向 VHF 网 364 或 HF 网 366 通信并传输语音或数据,VHF 网 364 和 HF 网 366 每一者包括若干个相应 VHF 无线电 368 和 HF 无线电 370 以及连接到无线电 368、370 的个人计算机工作站 372。Ad-hoc 通信网络 373 与所说明的各种组件交互操作。因此,应理解,HF 或 VHF 网络包括无基础结构且作为 ad-hoc 通信网络操作的 HF 和 VHF 网区段。虽然未说明 UHF 无线电和网区段,但可包括这些。

[0128] HF 无线电可包括解调器电路 362a 和适当的卷积编码器电路 362b、块交错器 362c、数据随机化器电路 362d、数据与成帧电路 362e、调制电路 362f、匹配滤波器电路 362g、具有适当箝位装置的块或符号均衡器电路 362h、解交错器与解码器电路 362i、调制解调器 362j 以及功率自适应电路 362k,其作为非限制性实例。声码器(语音编码器/解码器)电路 362l 可并入有编码和解码功能以及转换单元,所述转换单元可为所描述的各种电路的组合或单独电路。传输密钥开关 362m 如上文所阐释进行操作。这些和其它电路操作以执行本发明所必需的任何功能以及所属领域的技术人员所建议的其它功能。本文中参考的电路可包括软件和/或硬件元件的任何组合,包括但不限于通用微处理器和相关软件、用于数字信号处理的专用微处理器和其相关软件、专用集成电路(ASIC)、现场可编程门阵列(FPGA)、逻辑电路或所属领域的技术人员已知的其它种类的装置和/或软件或固件。其它所说明的无线电(包括所有 VHF 移动无线电以及传输和接收站)可具有类似的功能电路。

[0129] 基站区段 352 包括到公共交换电话网络(PSTN)380 的陆线连接,所述公共交换电话网络(PSTN)380 连接到 PABX 382。例如卫星地面站的卫星接口 384 连接到 PABX 382,所述 PABX 382 连接到形成无线网关 386a、386b 的处理器。所述无线网关 386a、386b 分别互连到 VHF 无线电 360 或 HF 无线电 362。处理器通过局域网连接到 PABX 382 和电子邮件客户端 390。无线电包括适当的信号产生器和调制器。使用本发明的技术在网络内传输的包化或非包化数字语音信息可来源于或递送到连接至所述无线电中的一者的手持机、附接到例如 RF-6010 战术网络集线器等无线网关装置的电话或其它接口装置或者连接到 PABX 或位于公共交换电话网络内的订户电话。

[0130] 以太网/TCP-IP 局域网可作为“无线电”邮件服务器而进行操作。可使用作为第二代协议/波形的 STANAG-5066(其揭示内容的全文以引用的方式并入本文中)且当然优选地与第三代互操作性标准 STANAG-4538(其揭示内容的全文以引用的方式并入本文中)一起经由无线电链路和局域空中网络发送电子邮件消息。互操作性标准 FED-STD-1052(其揭示内容的全文以引用的方式并入本文中)可与传统无线装置一起使用。可在本发明中使用的装备的实例包括不同的无线网关和由佛罗里达州墨尔本的哈里斯公司(Harris Corporation of Melbourne, Florida)制造的无线电。此装备包括 RF5800、5022、7210、5710、6010、5285 和 PRC 117 与 138 系列装备和装置,其作为非限制性实例。

[0131] 这些系统可与 RF-5710A 高频(HF)调制解调器一起操作且可与称作 STANAG 4539 的 NATO 标准(其揭示内容的全文以引用的方式并入本文中)一起操作,所述 NATO 标准保

证远程 HF 无线电电路以高达 9,600bps 的速率来进行传输。除了调制解调器技术之外,那些系统还可使用无线邮件产品,所述无线邮件产品使用一套针对应力战术信道而设计并完成的数据链路协议,例如 STANAG 4538 或 STANAG 5066,其揭示内容的全文以引用的方式并入本文中。还有可能与设定为 ISB 模式的无线电和设定为固定数据速率的 HF 调制解调器一起使用高达 19,200bps 或更高的固定非自适应性数据速率。有可能使用码组合技术和 ARQ。

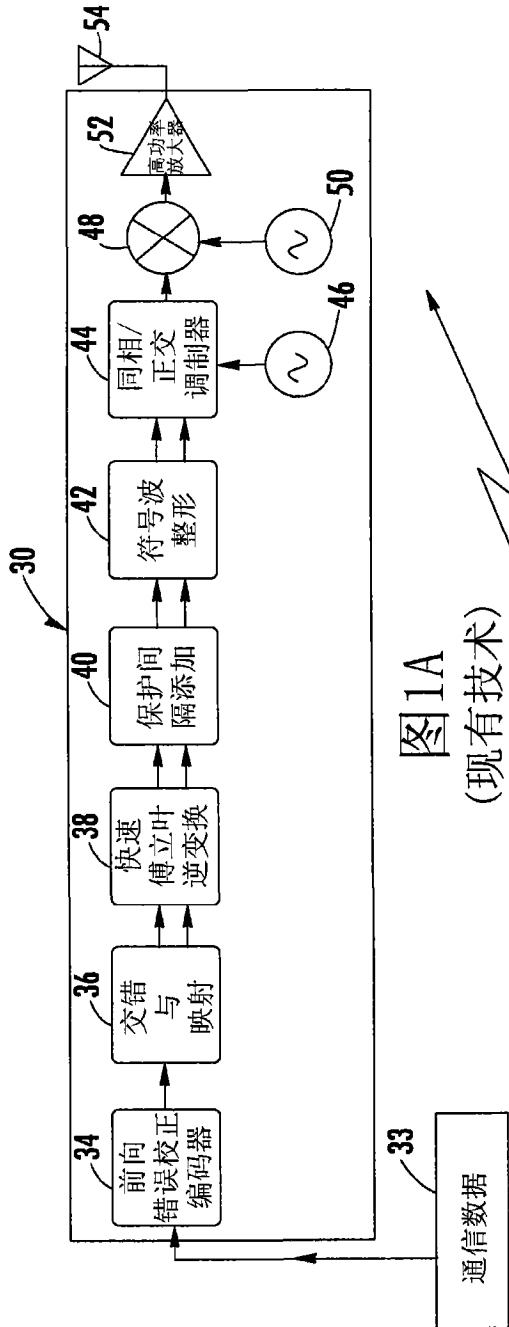


图1A (现有技术)

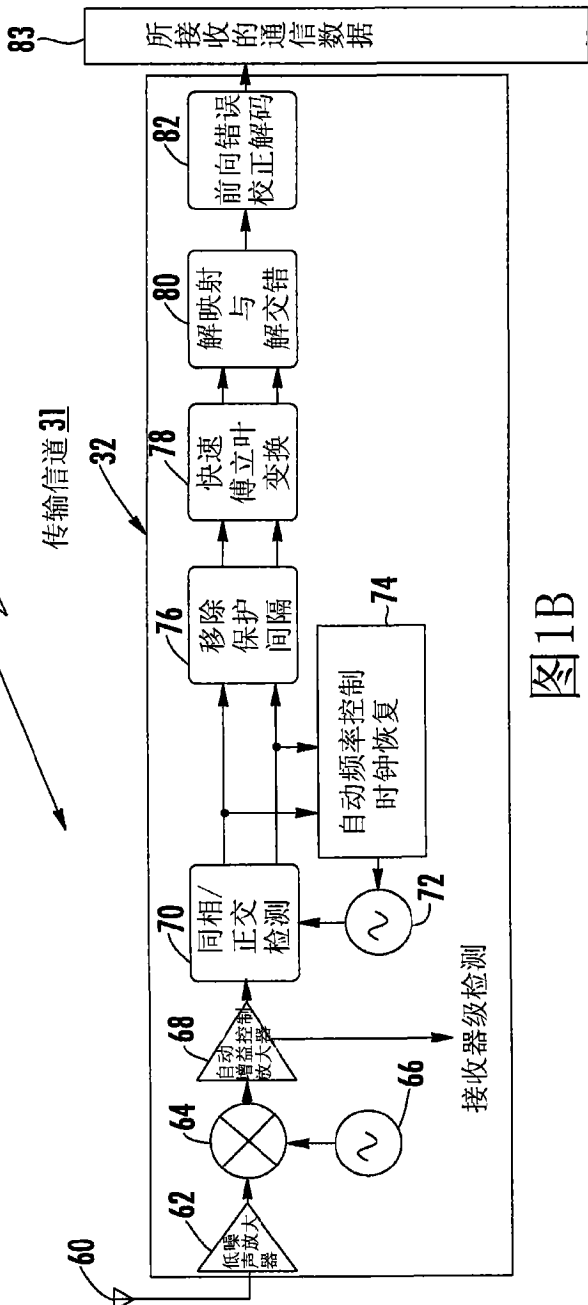


图1B (现有技术)

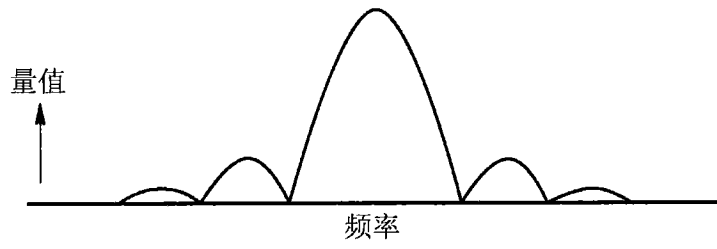


图 2A

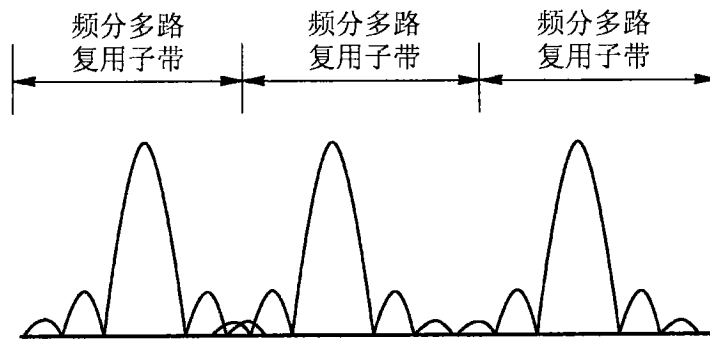


图 2B

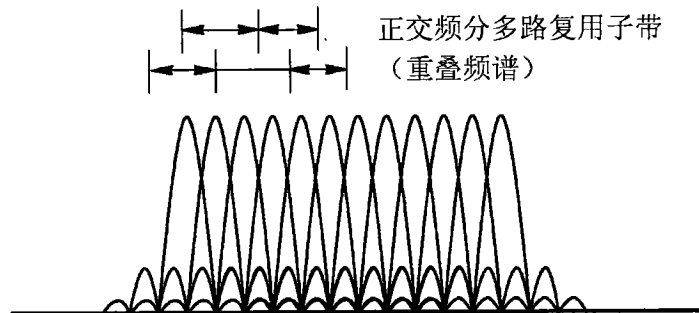


图 2C

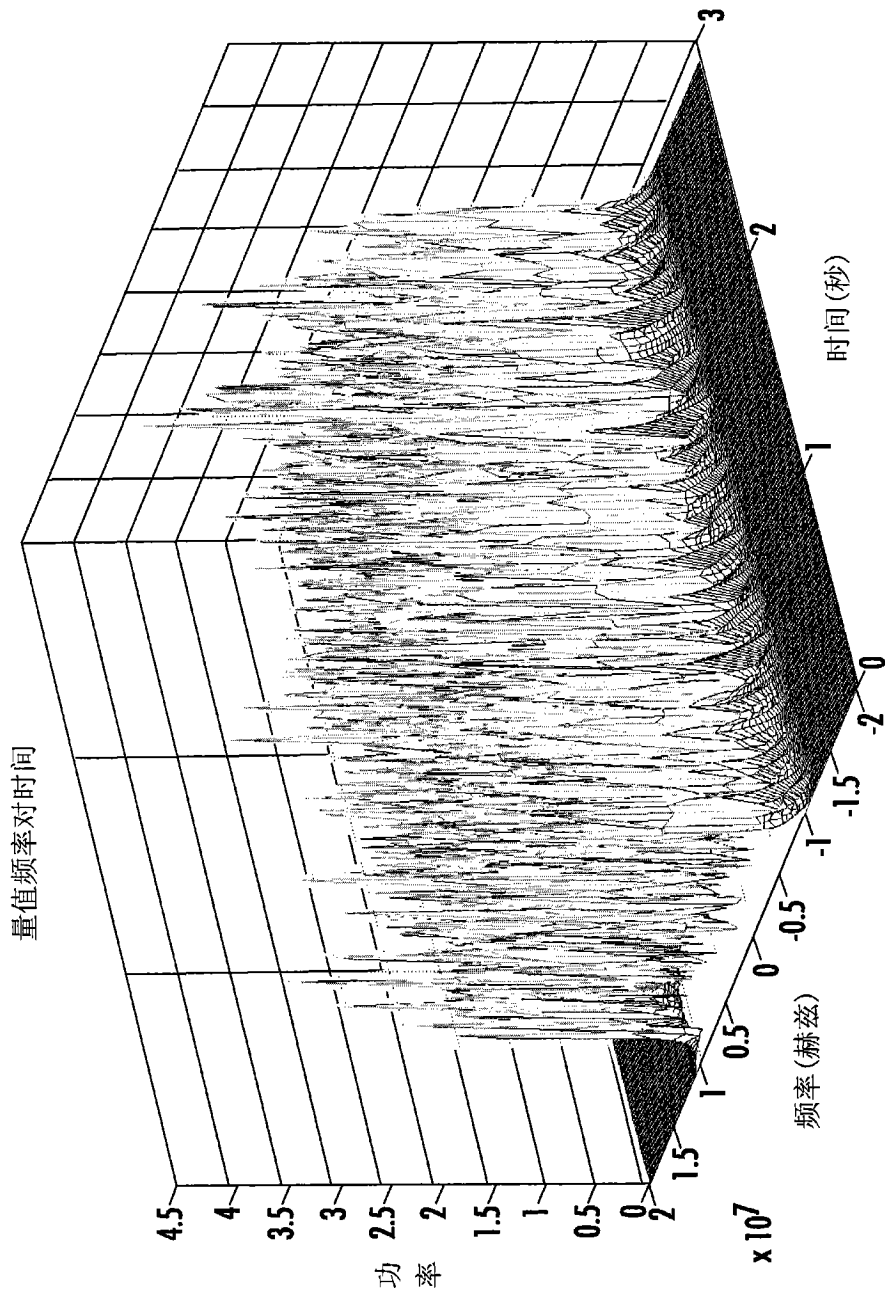


图3A

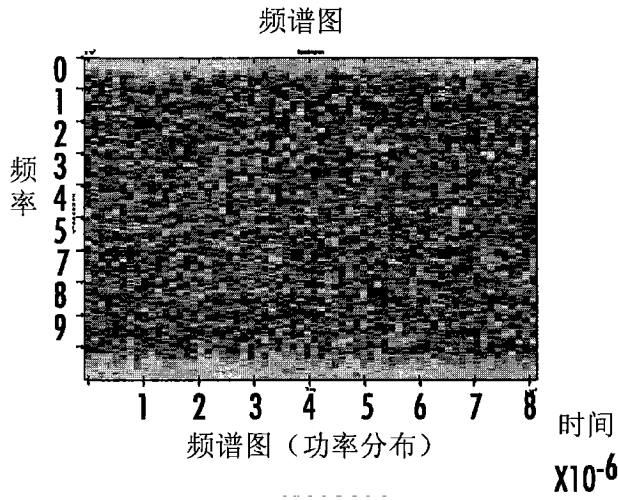


图 3B

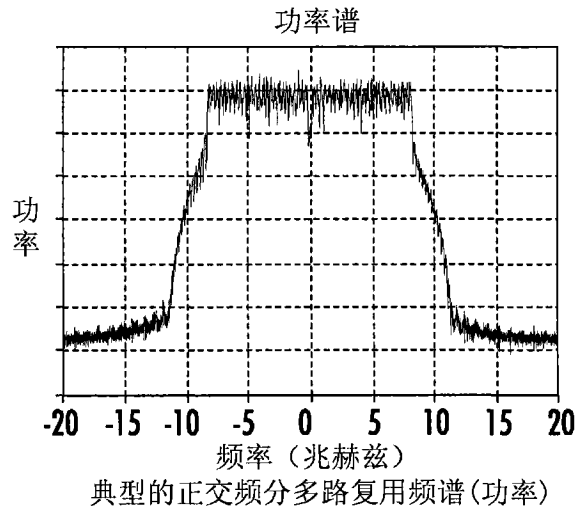


图 3C

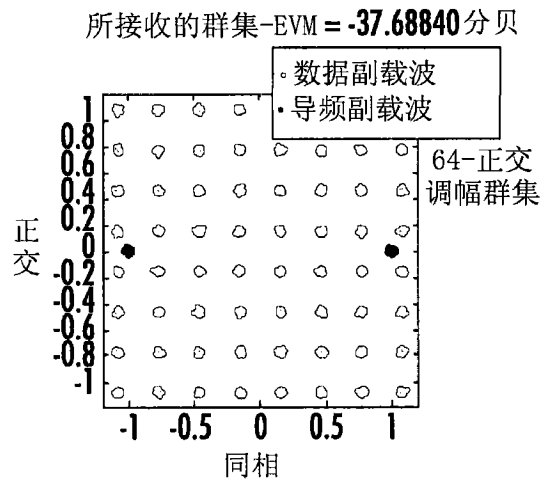
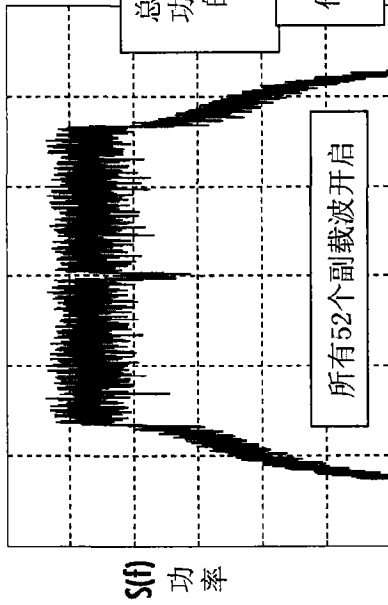


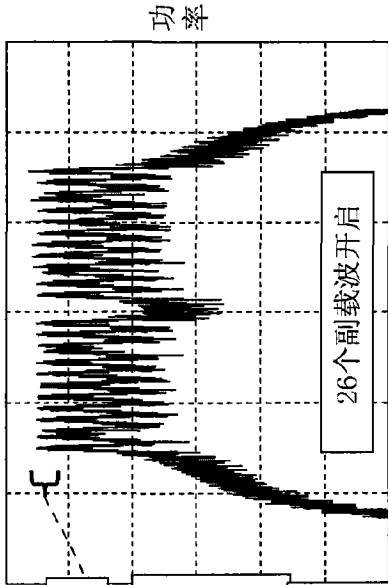
图 3D

沃尔什功率谱估计



频率

图4A



频率

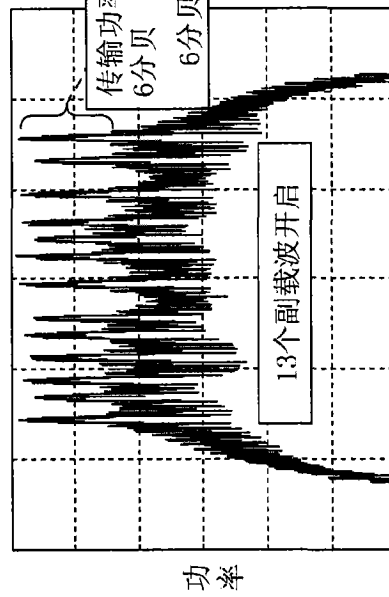
图4B

传输功率约增加3分贝

总传输(Tx)功率等于功率谱密度函数S(f)的曲线下方的面积(毫瓦分贝/赫兹)

$$\text{传输功率} = \int_{f_c - BW/2}^{f_c + BW/2} S(f) df$$

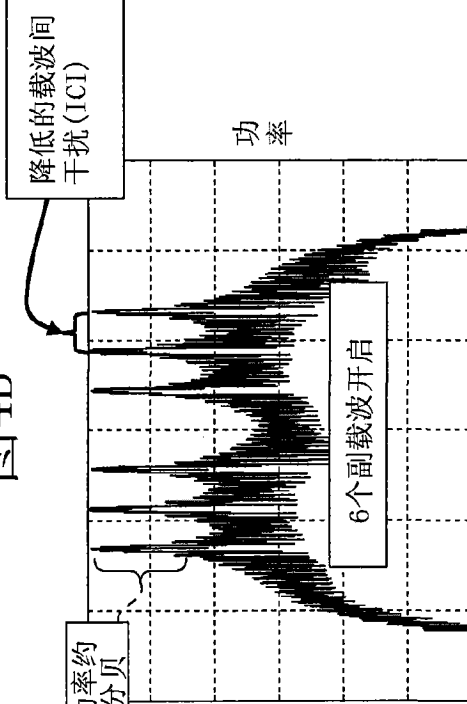
图4E



频率

图4C

传输功率约增加9分贝



频率

图4D

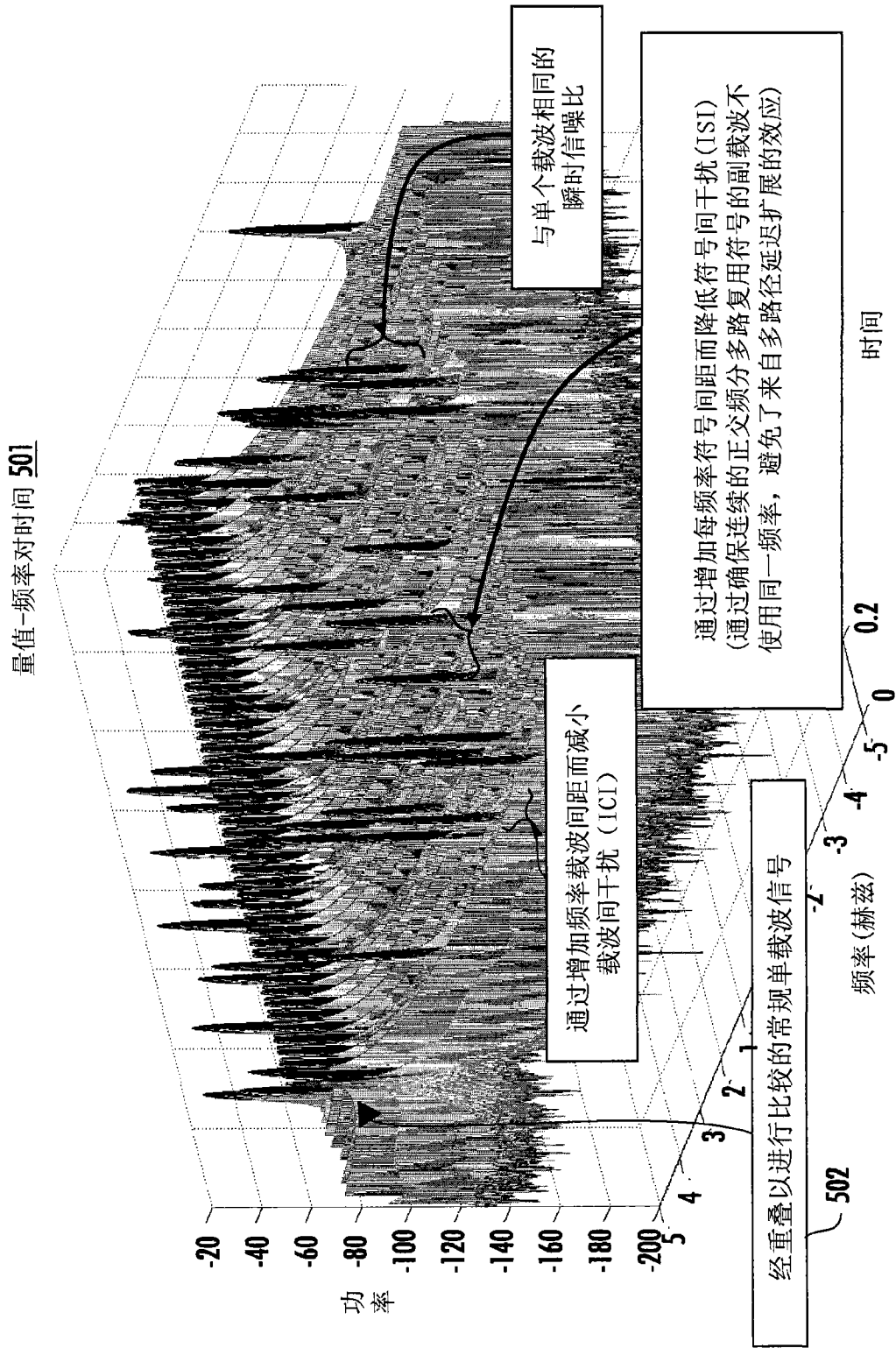


图5

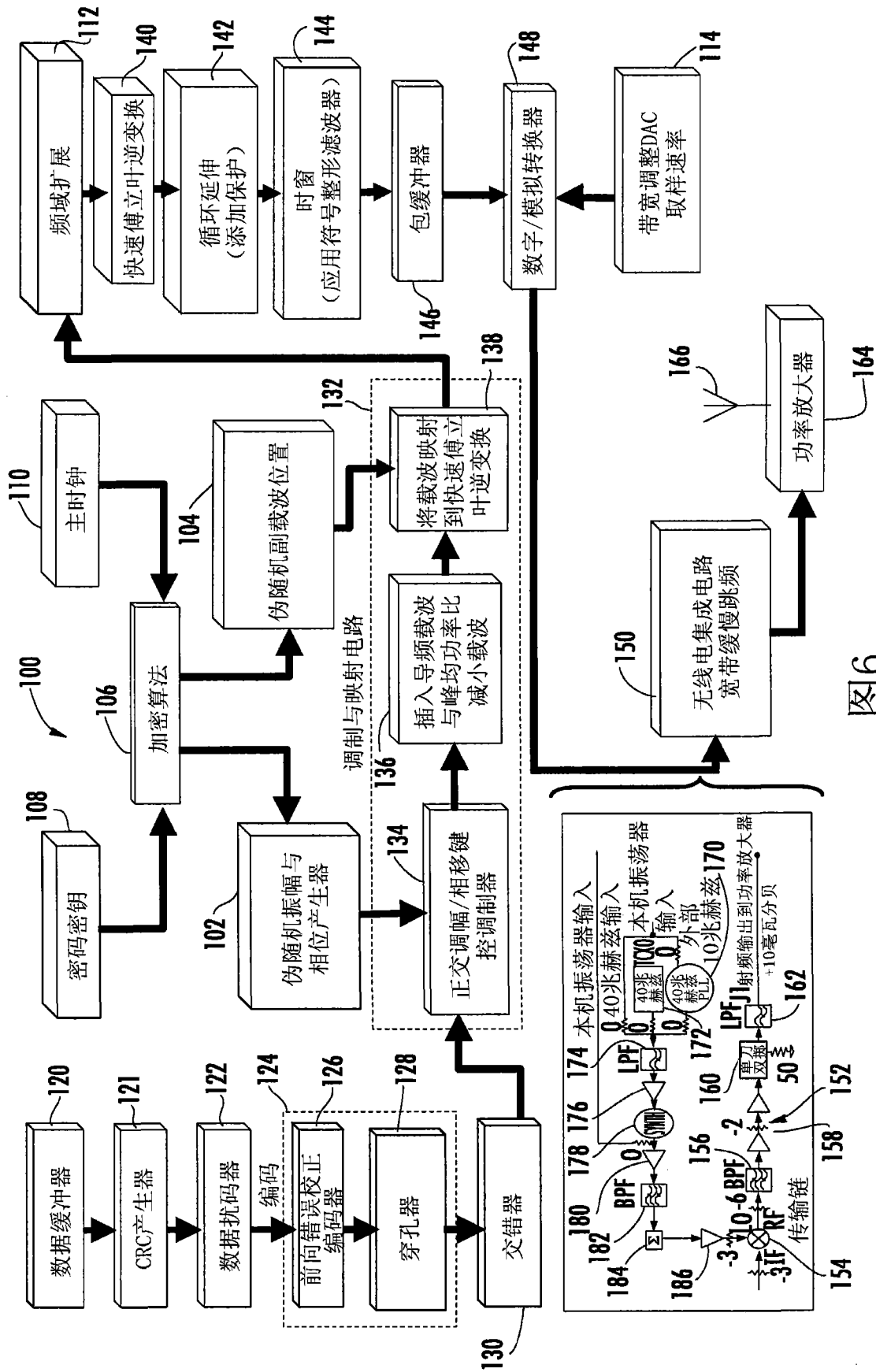


图6

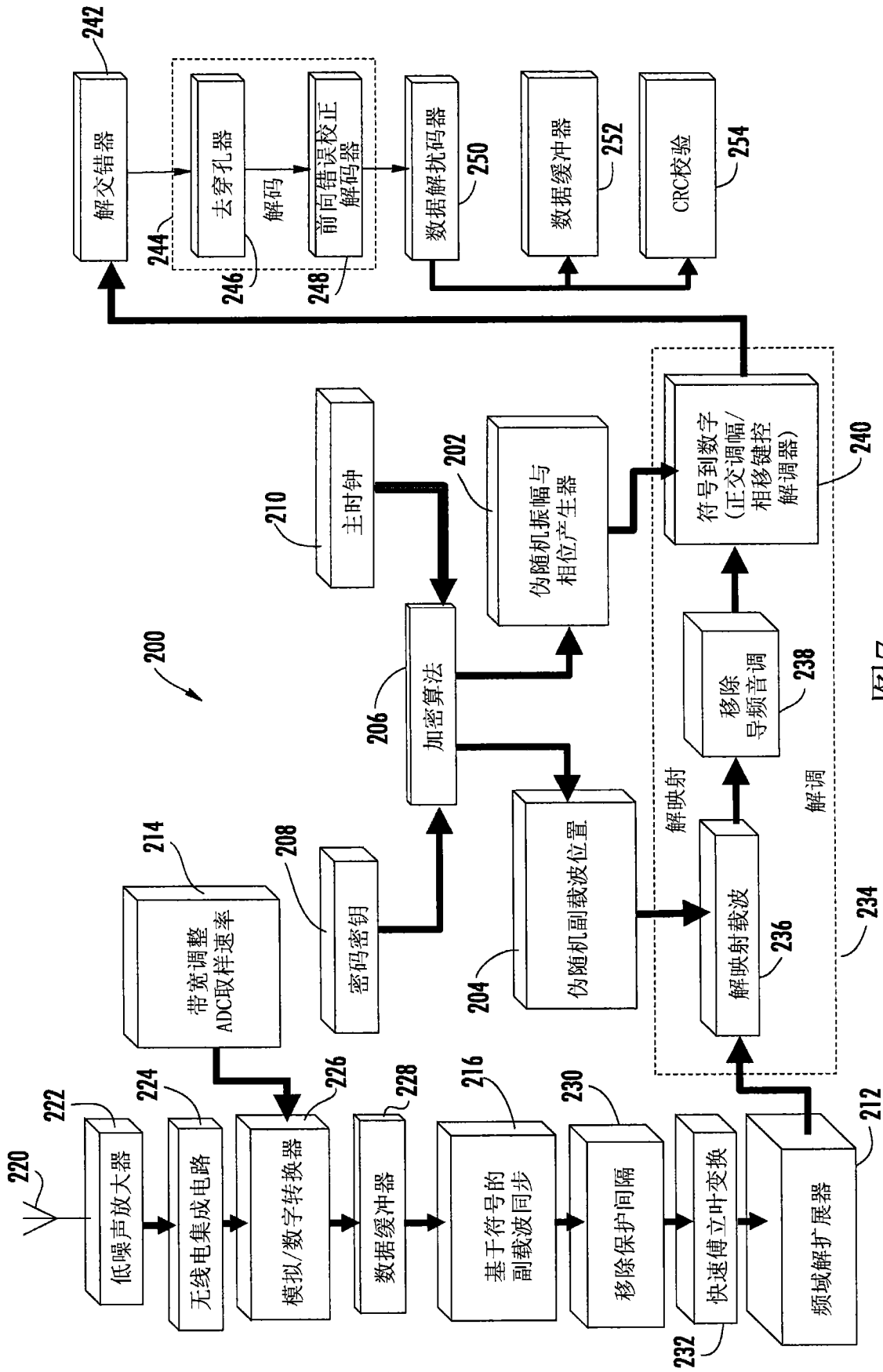
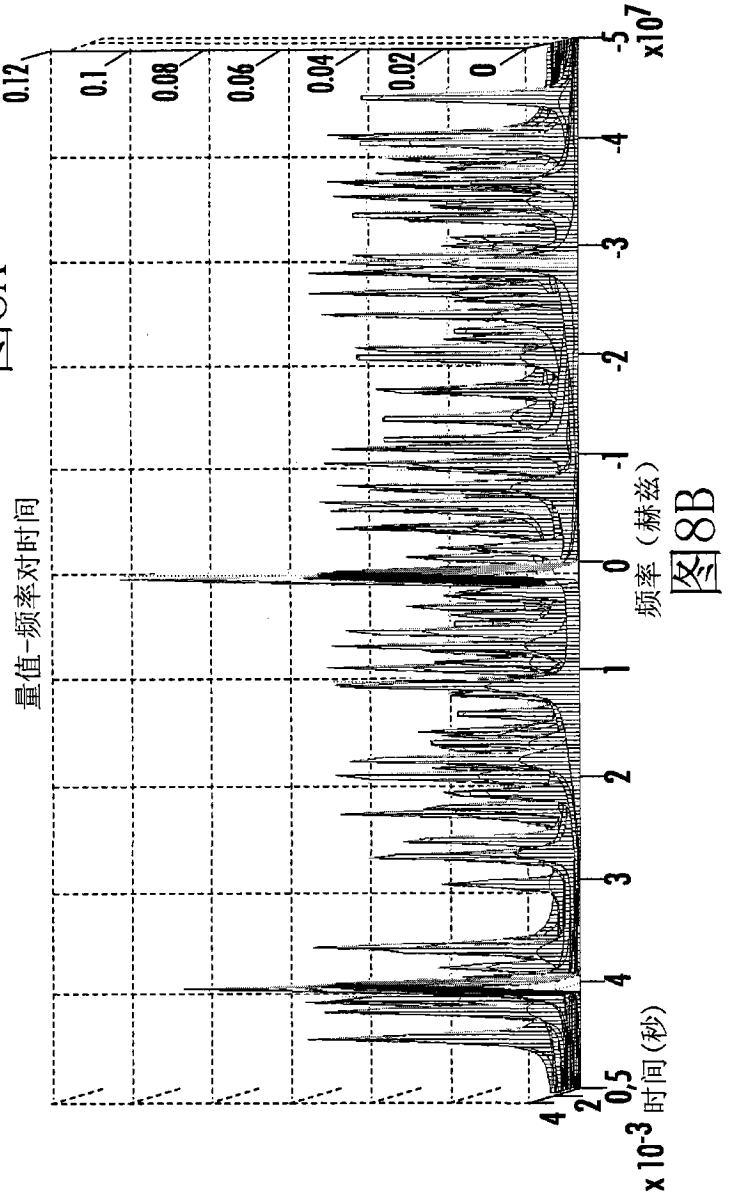
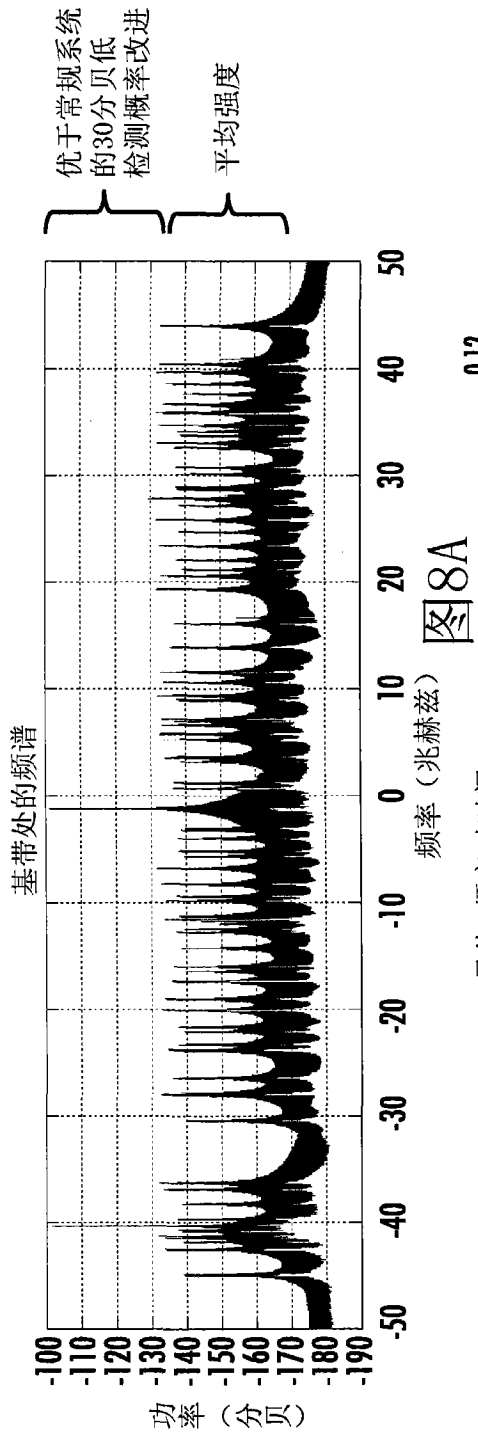


图7



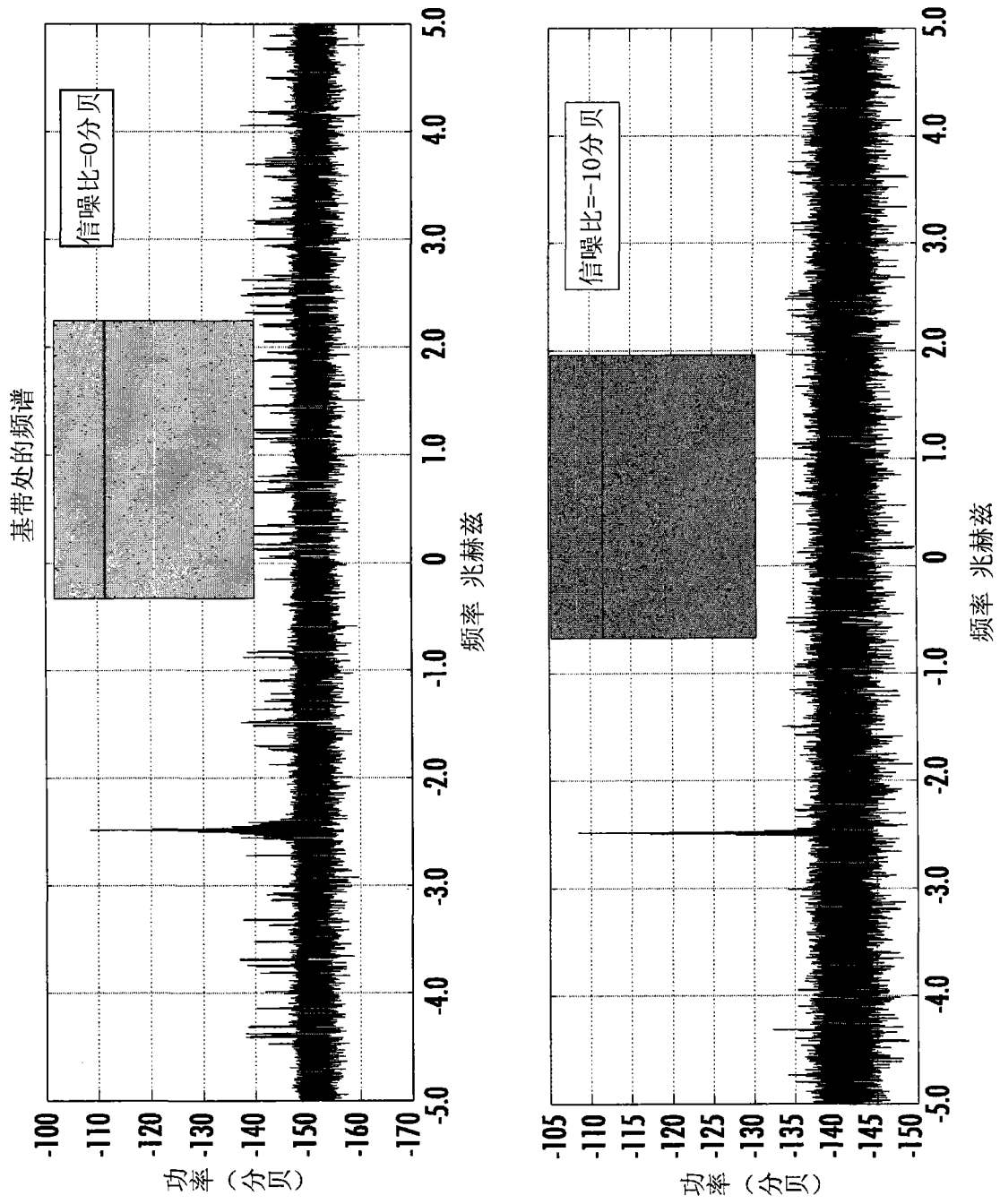


图9

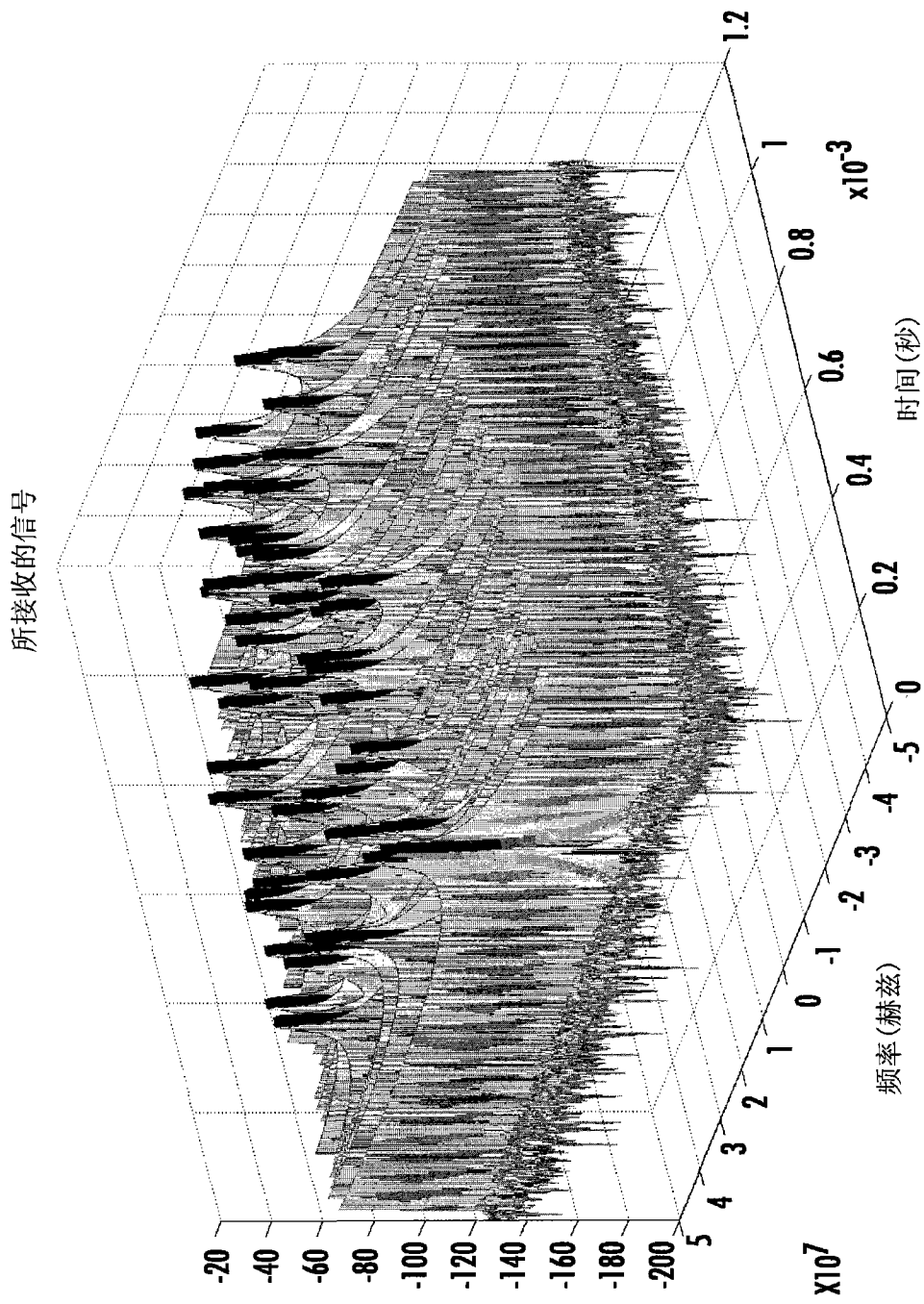


图10

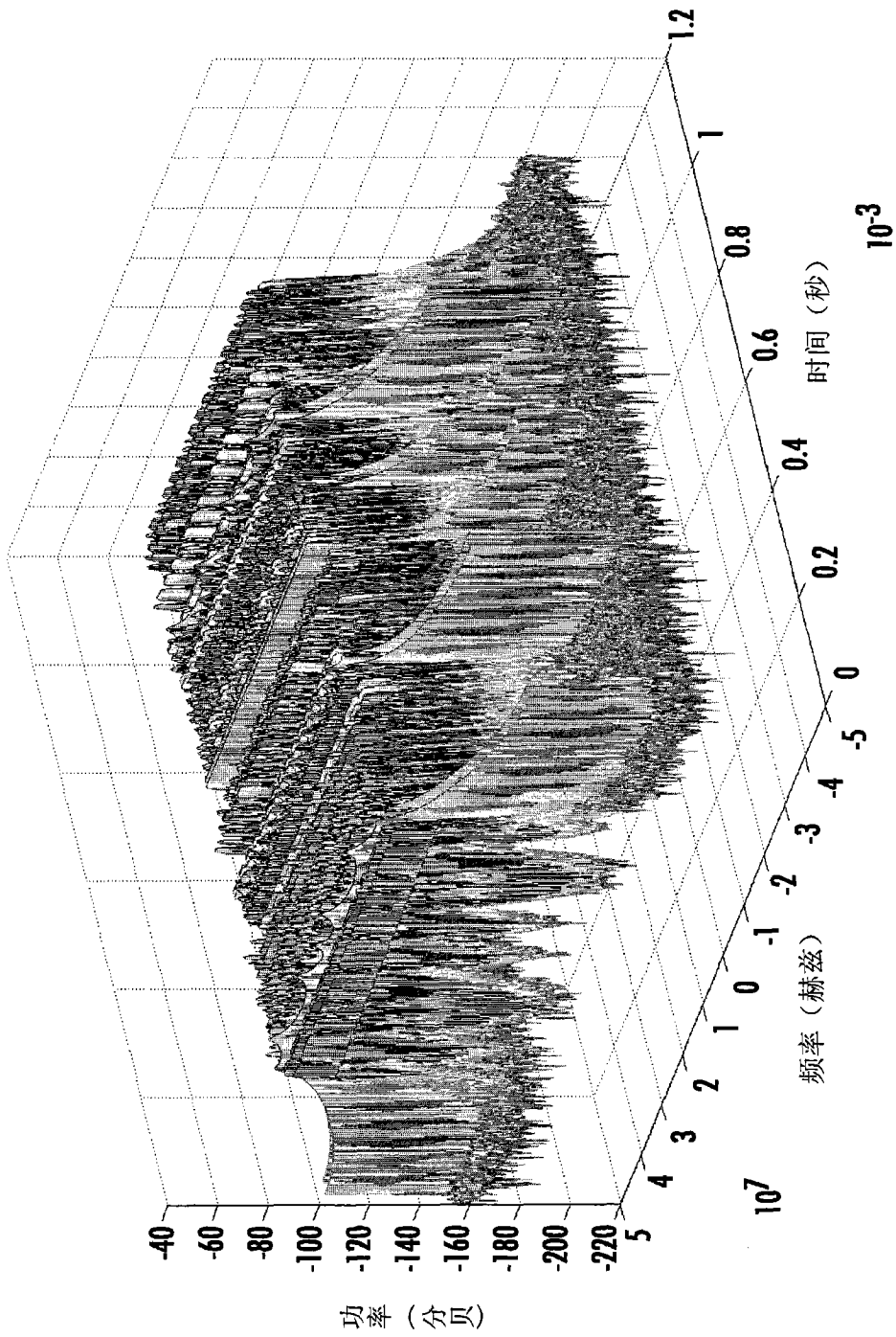


图11

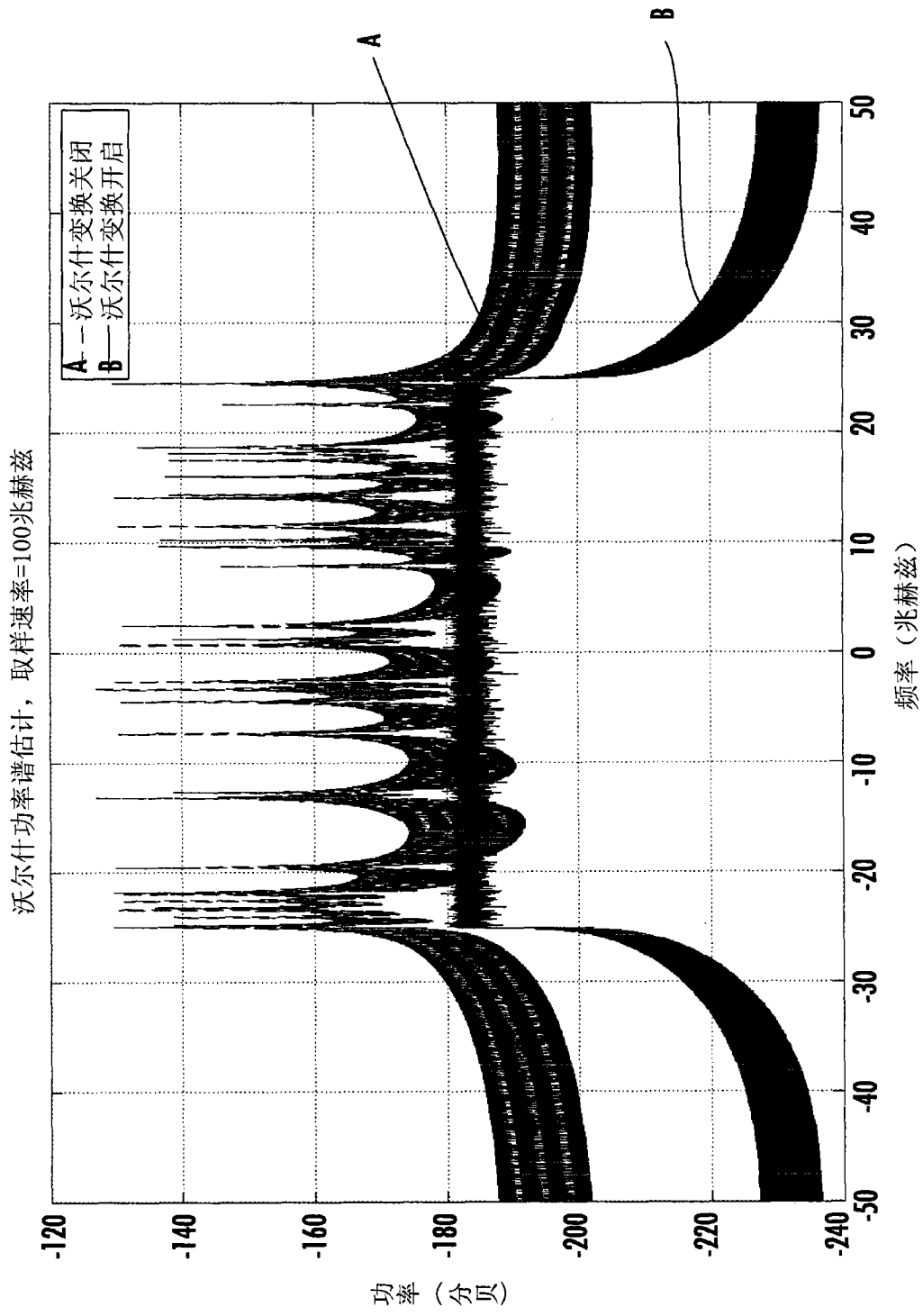


图12

所接收的信号-经沃尔什变换

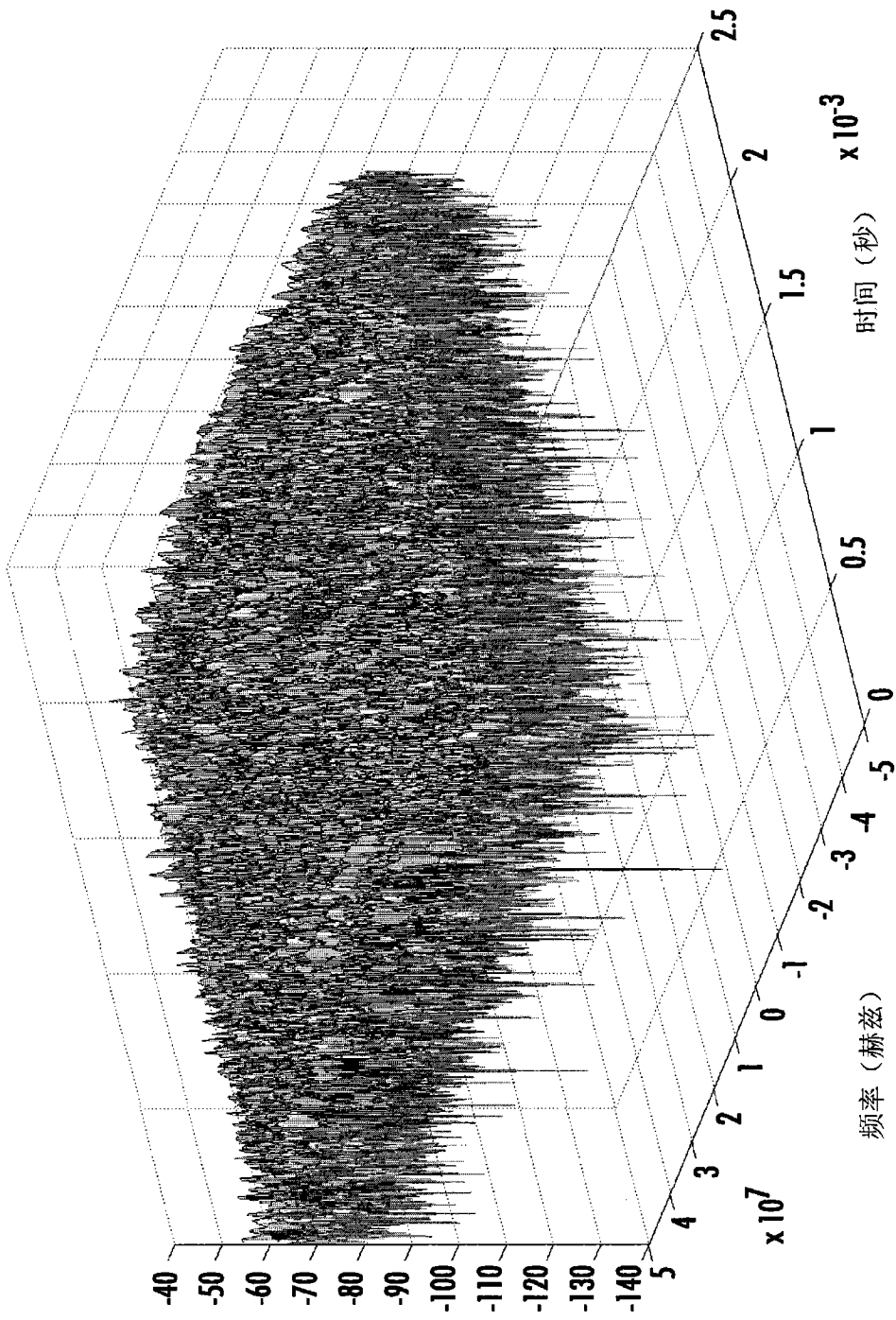


图13

所接收的信号-在沃尔什变换之后

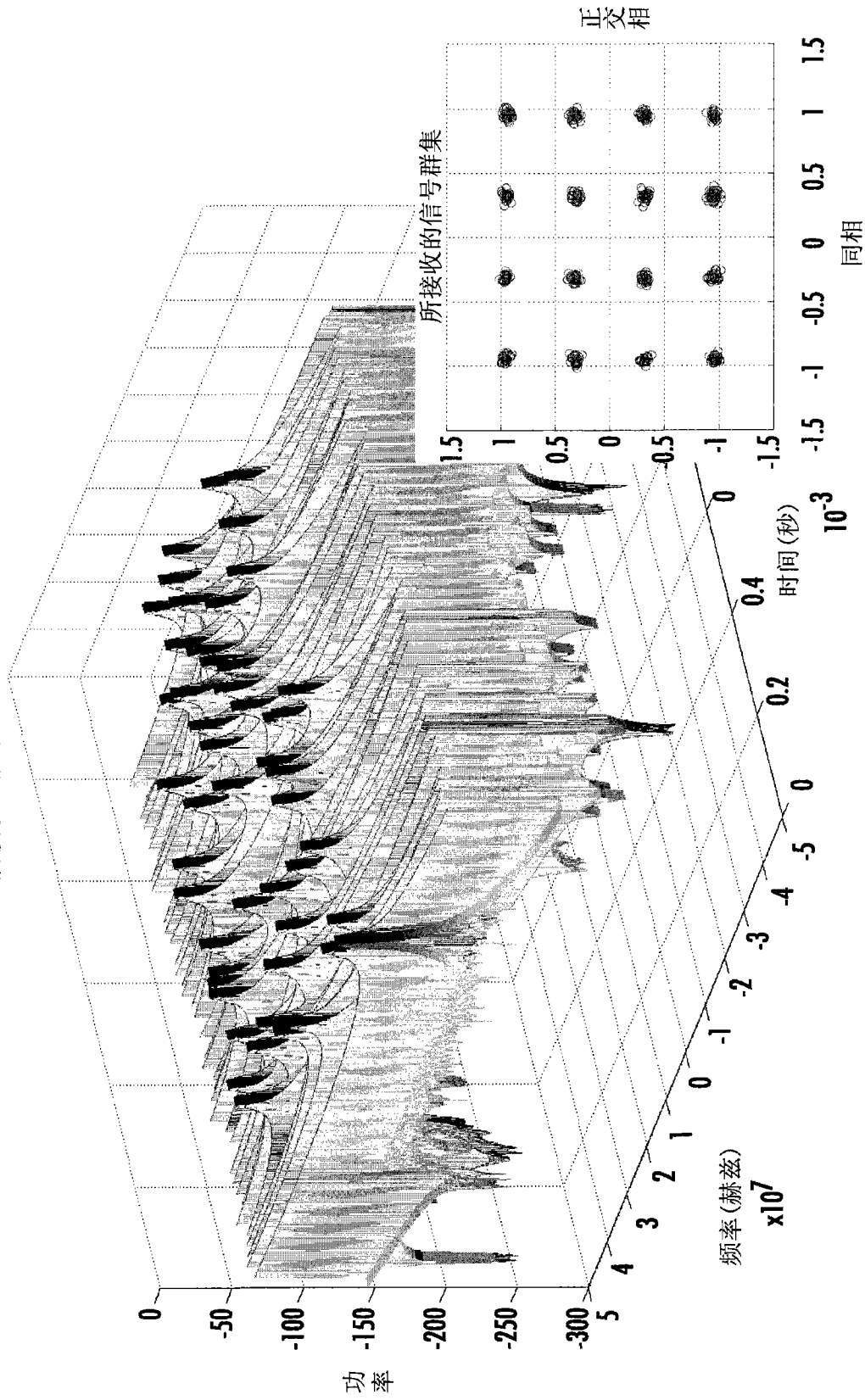


图14A

图14B

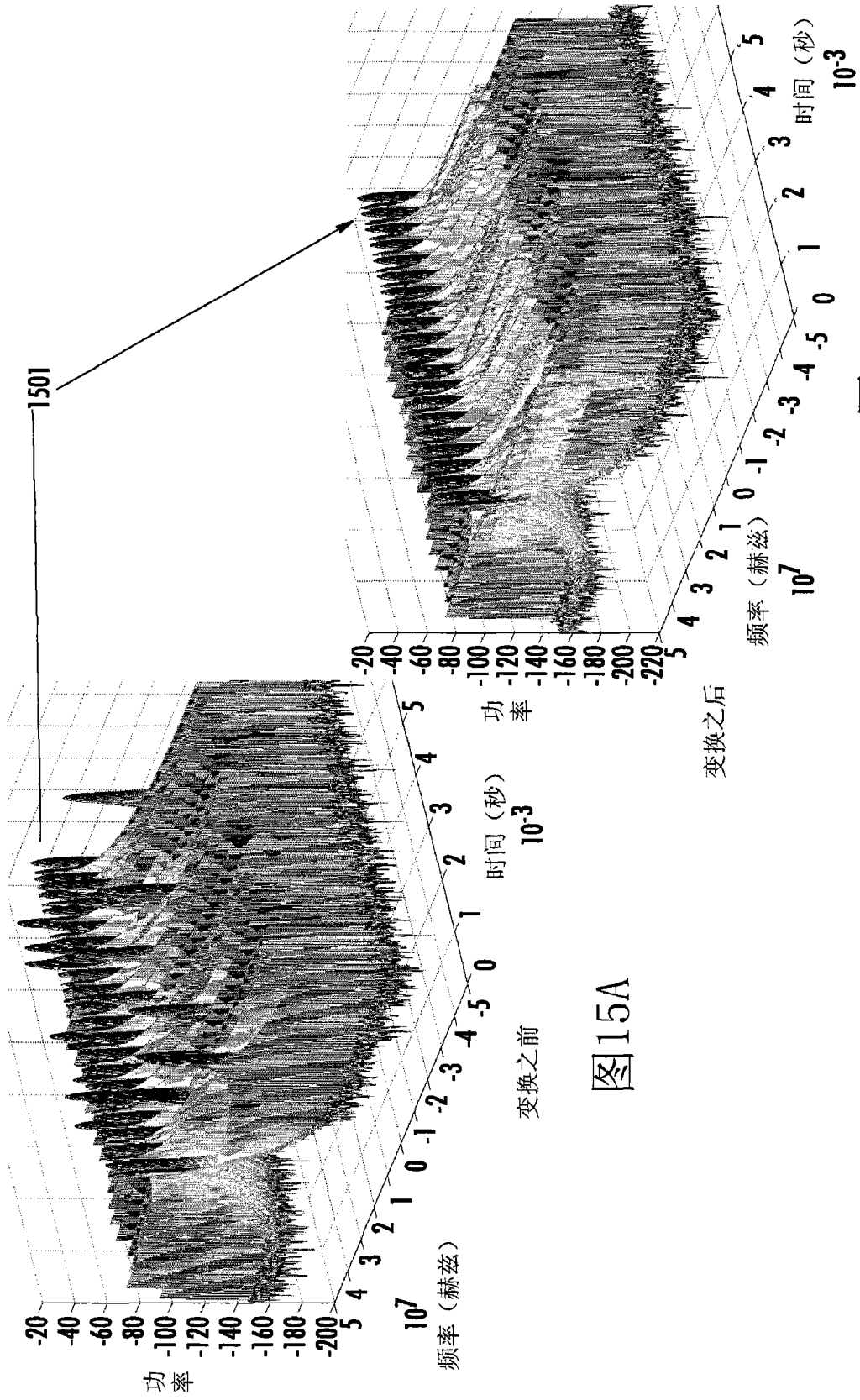
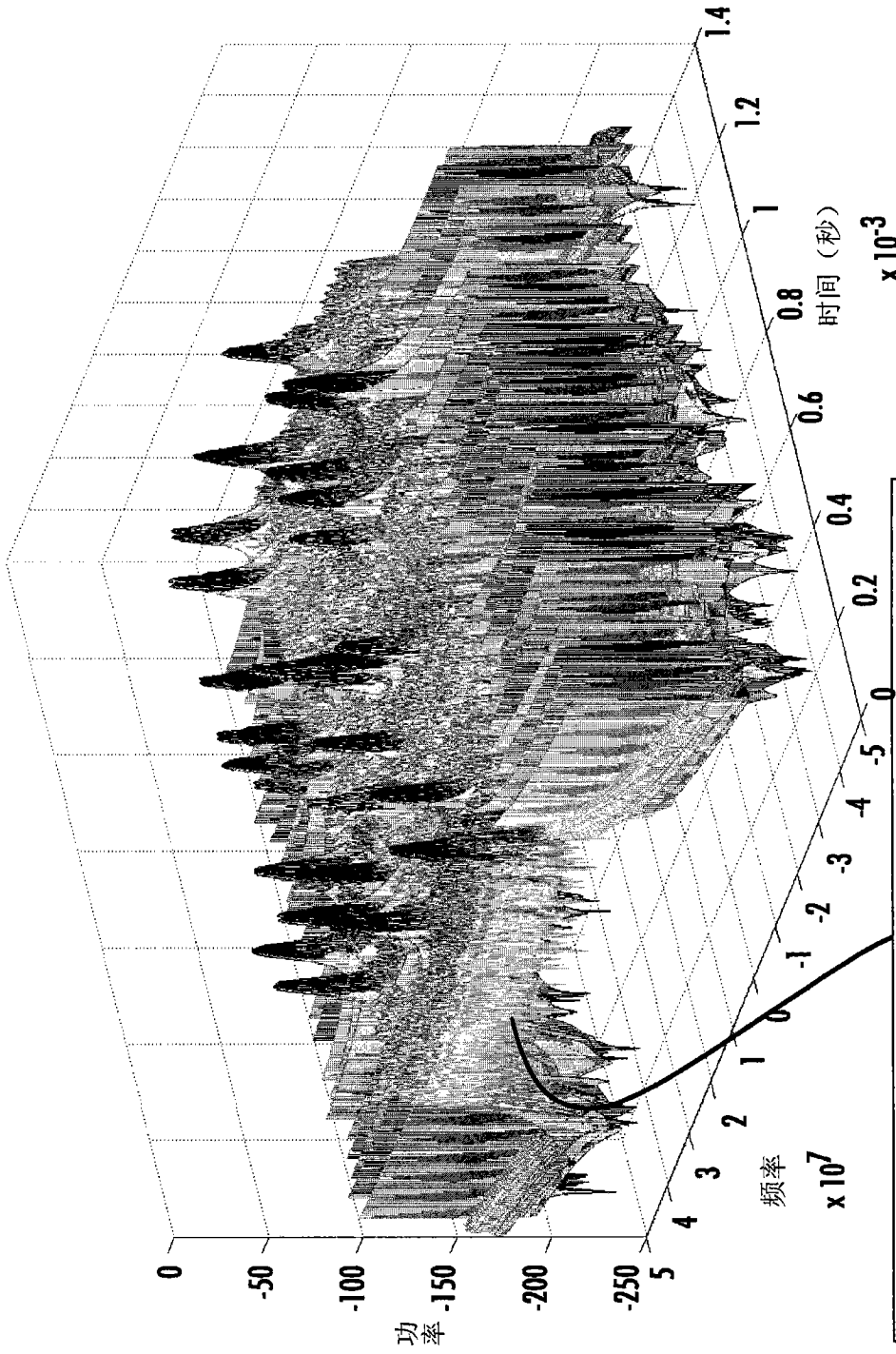


图15A

图15B

所接收的信号-在沃尔什变换之后



在沃尔什变换之后, 干扰体在频率上得到扩展。

图16

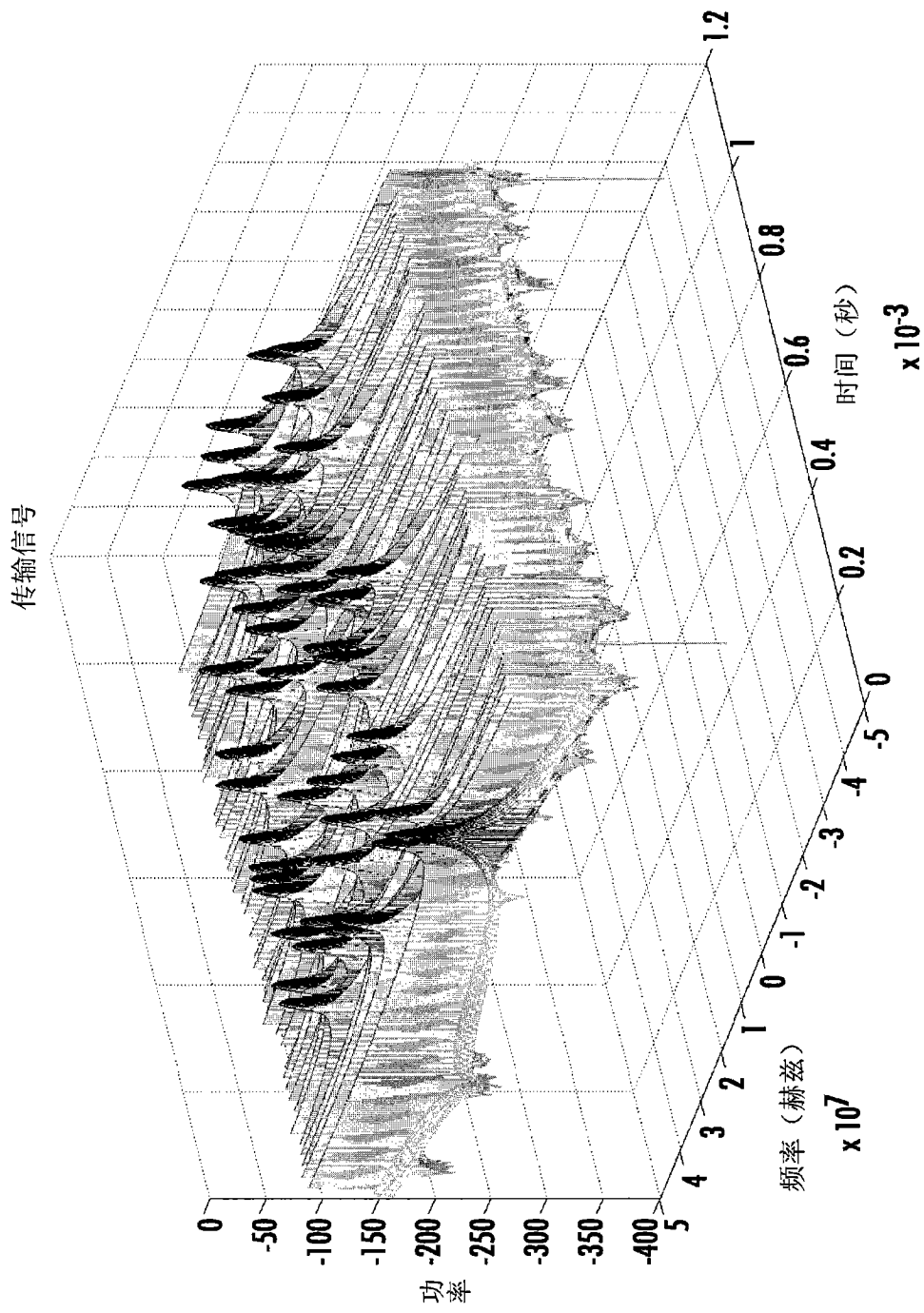


图17

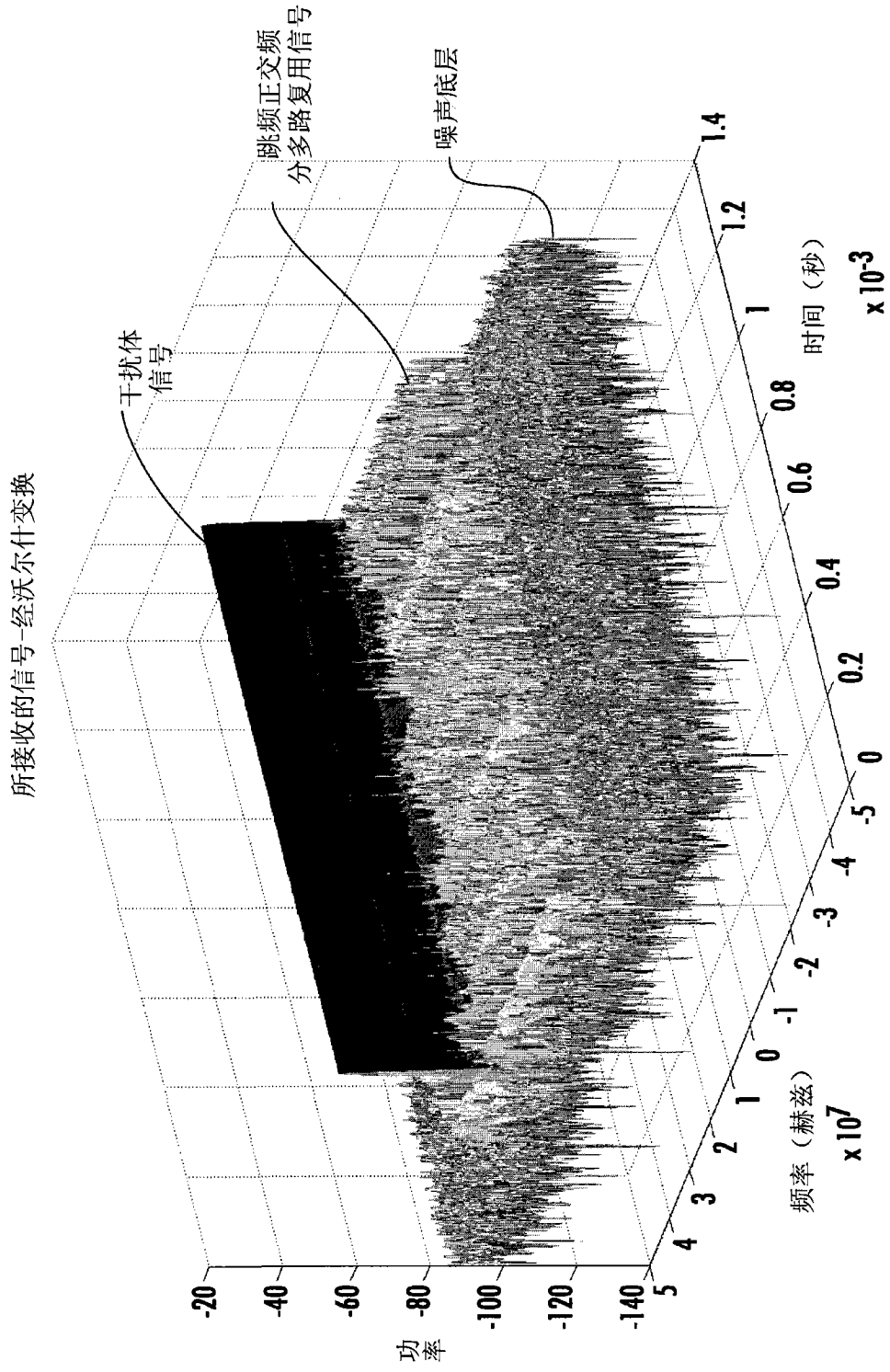


图18

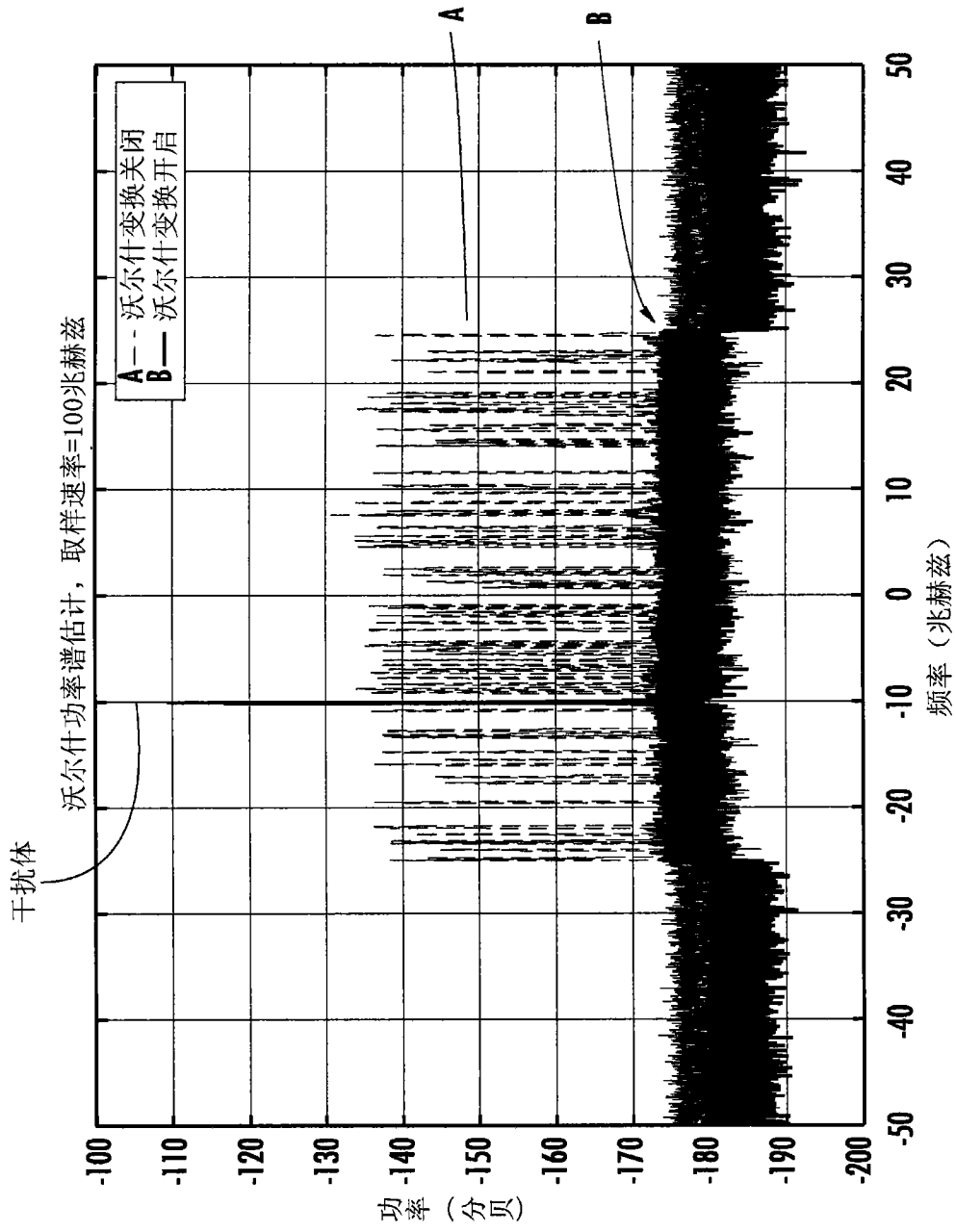


图19

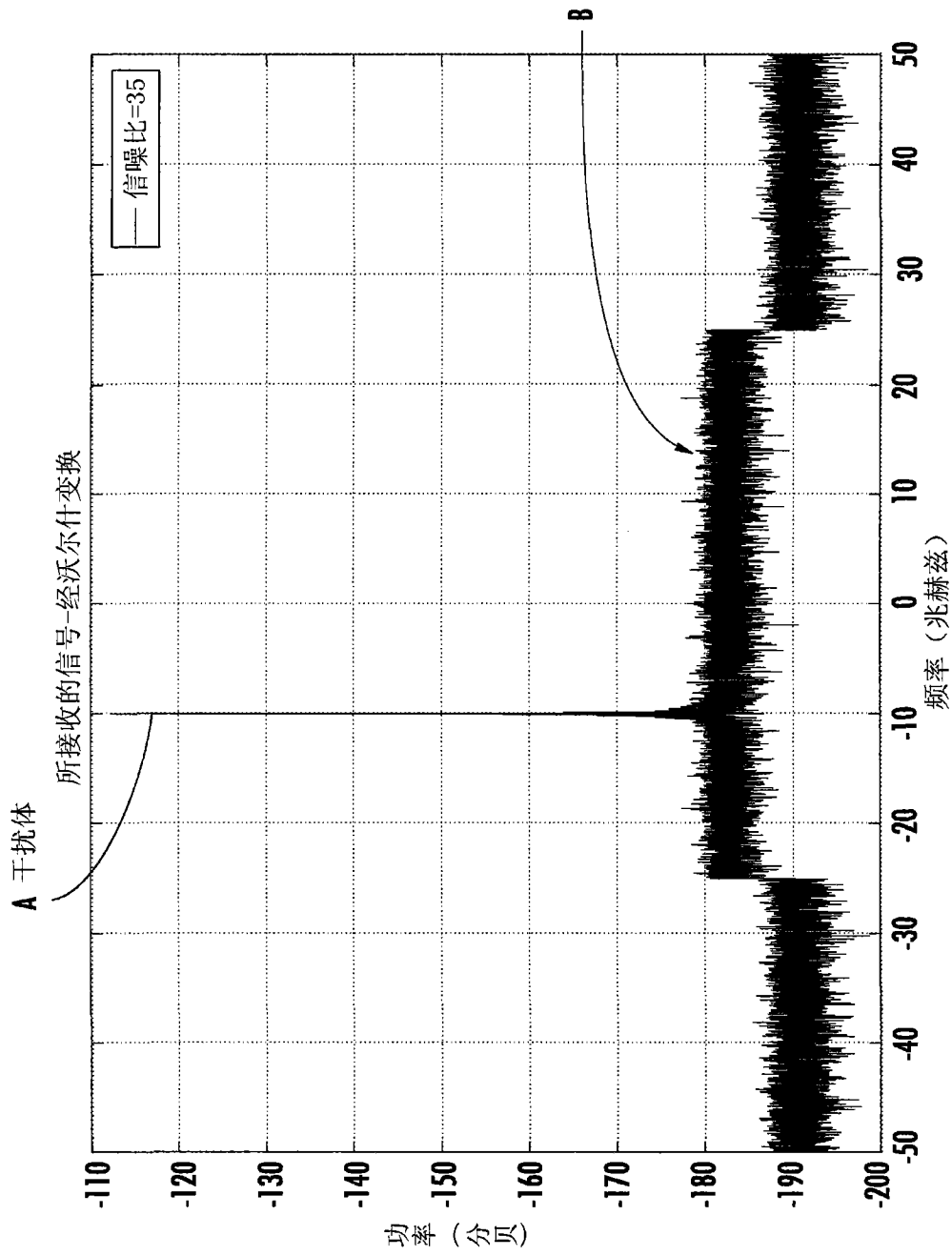


图20

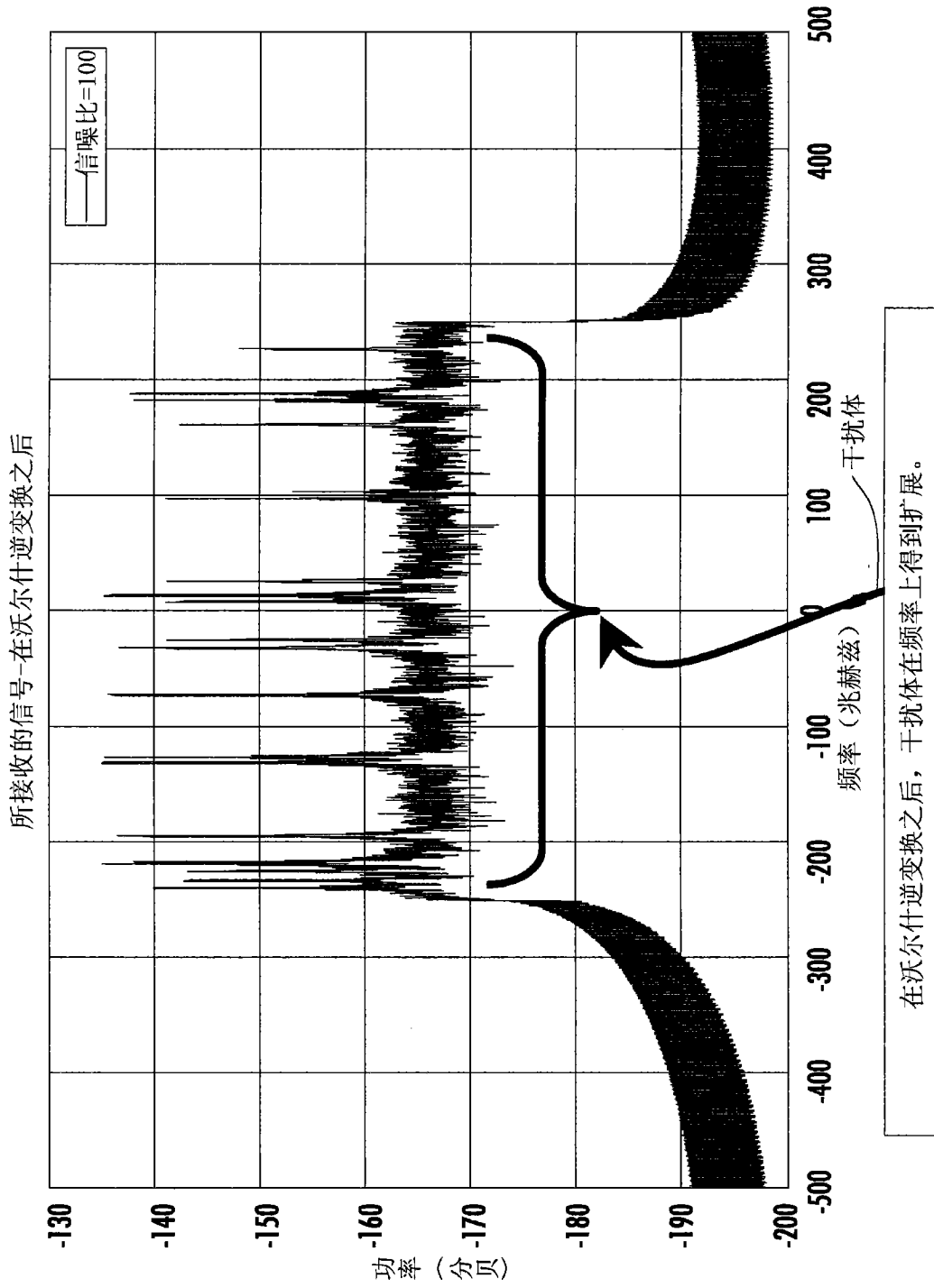
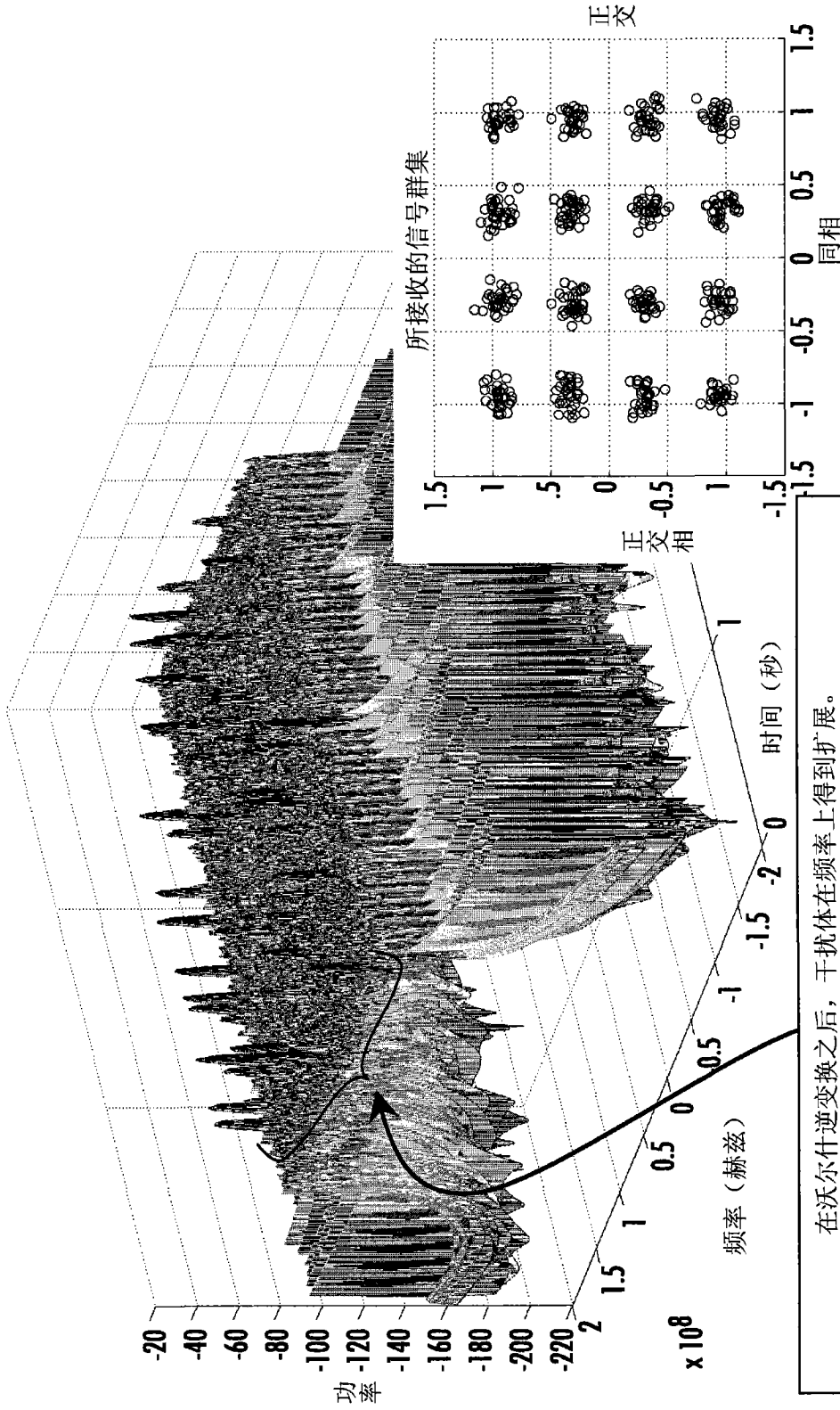


图21

所接收的信号-在沃尔什变换之后



在沃尔什变换之后, 干扰体在频率上得到扩展。

图22

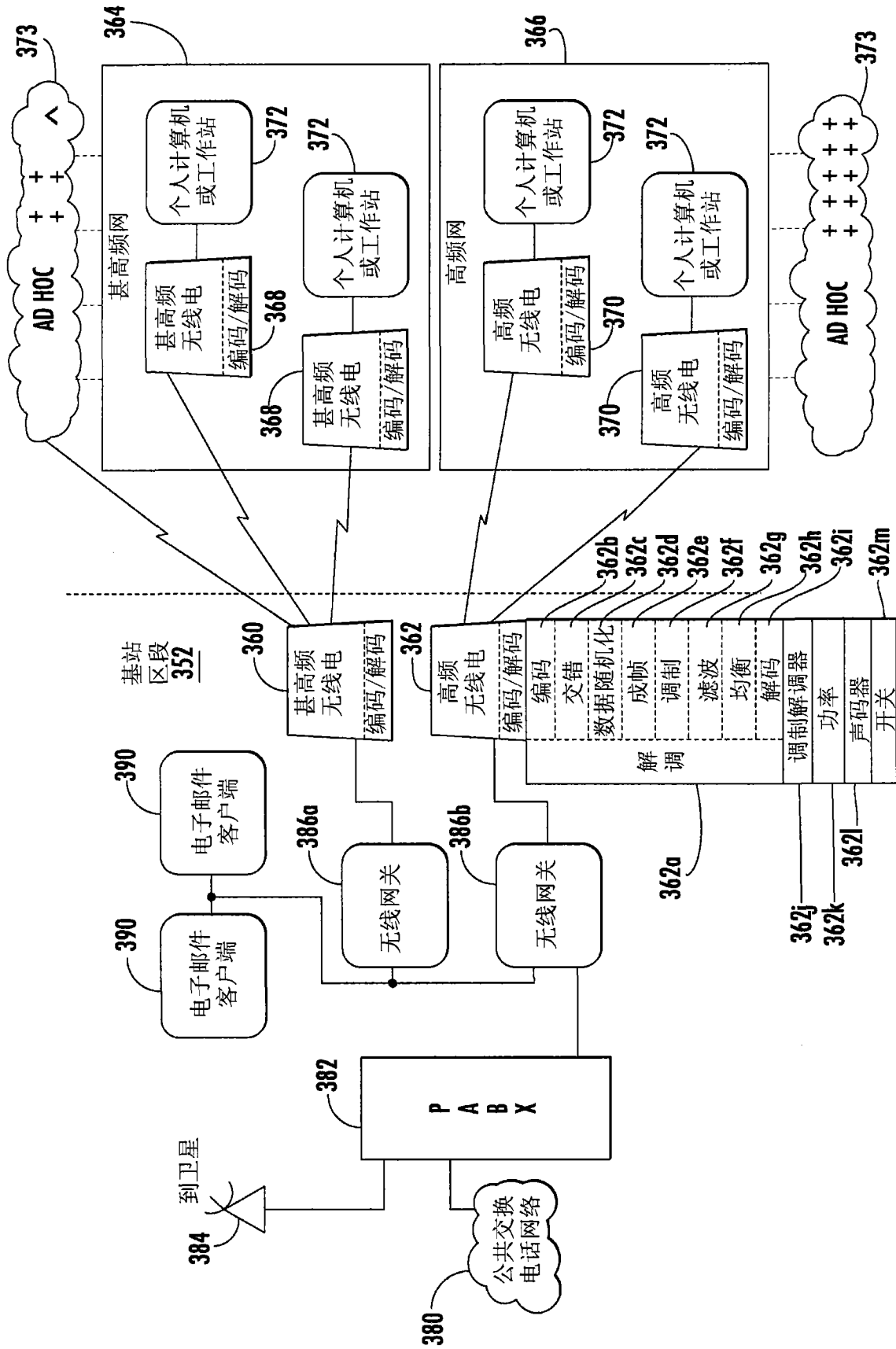


图23