

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.<sup>7</sup>  
H04L 27/26



# [12] 发明专利说明书

[21] ZL 专利号 97195510.7

[43] 授权公告日 2003 年 7 月 30 日

[11] 授权公告号 CN 1116754C

[22] 申请日 1997.4.17 [21] 申请号 97195510.7

[30] 优先权

[32] 1996. 4. 19 [33] US [31] 60/016,252

[86] 国际申请 PCT/US97/06454 1997.4.17

[87] 国际公布 WO97/40609 英 1997.10.30

[85] 进入国家阶段日期 1998.12.14

[71] 专利权人 阿马提通信有限公司

地址 美国加利福尼亚州

[72] 发明人 约翰·A·C·宾厄姆

审查员 朱 琦

[74] 专利代理机构 上海专利商标事务所

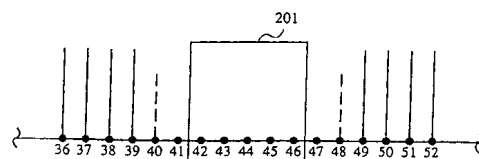
代理人 孙敬国

权利要求书 4 页 说明书 16 页 附图 8 页

[54] 发明名称 数据传输系统中发送多载波信号的方法和  
多载波发送机

## [57] 摘要

在受限频带内很可能发生干扰的多载波传输系统中，不用在该频带内的子载波。此外，可用伪信号音来抑制在受限频带内的发送功率，而且可用宁静信号音使接收机可检测和消除来自该频带的干扰。伪信号音和宁静信号音可接近于受限频带的边缘，或低或高或两者兼而有之。特别是，将这些措施用于 VDSL 系统，其中所述受限频带与业余无线电频带相对应。



1. 在便于运用多载波传输方案在一对调制解调器之间通信的数据传输系统中, 其中所述多载波传输方案具有在指定的传输带宽内的多个离散子信道, 一种以减小在所述指定的传输带宽内的指定的受限频带中的射频发射功率频谱的方式发送多载波信号的方法, 其特征在于, 所述方法包括下列步骤:

(a) 在所述指定的传输带宽内的多个所选数据子信道上, 发送数据信号;

(b) 在所选伪子信道上发送伪信号音, 其中选择所述伪信号音的幅度和相位, 以抑制由来自在所述受限频带外的至少一个所述数据子信道的旁瓣发送所引起的在所述受限频带内的发送功率。

2. 如权利要求 1 所述的方法, 其特征在于, 在不同的伪子信道中发送多个伪信号音, 其中第一个所述伪子信道具有高于所述受限频带的频率, 而且第二个所述伪子信道具有低于所述受限频带的频率。

3. 如权利要求 1 所述的方法, 其特征在于, 所述伪子信道与所述受限频带相邻, 而且不在所述受限频带内的任一子信道上进行传输。

4. 如权利要求 1 所述的方法, 其特征在于, 在不同的伪子信道上发送多个伪信号音, 其中两个所述伪子信道位于所述受限频带的相对两侧上。

5. 如权利要求 1 所述的方法, 其特征在于, 在与所述受限频带相邻的宁静子信道上不发送信号, 而且所述伪子信道与所述宁静子信道相邻。

6. 如权利要求 1 至 5 中的任一权利要求所述的方法, 其特征在于, 所述指定传输带宽包括多个受限频带, 而且至少一个伪子信道与每个受限频带相关, 每个伪子信道具有通过它发送的相关的伪信号音。

7. 如权利要求 6 所述的方法, 其特征在于, 第一个所述受限频带是在大约 1.8 至 2.0MHz 的范围内, 第二个所述受限频带是在大约 3.5 至 4.0MHz 范围内, 而且第三受限频带是在大约 7.0 至 7.3MHz 的范围内。

8. 如权利要求 1 至 5 中的任一权利要求所述的方法, 其特征在于, 所述所选数据子信道不包括在所述指定的频带内的任何子信道, 而且不在所述受限频带内的任何所述子信道上进行数据传输。

9. 如权利要求 1 至 5 中的任一权利要求所述的方法, 其特征在于, 在所述受限频带内的至少一个所述子信道上进行数据传输。

10. 在便于运用多载波传输方案在一对调制解调器之间通信的数据传输系统中，其中所述方案具有在指定的传输带宽内的多个离散子信道，一种抑制可能发生在所述指定传输带宽内的指定频带中的射频噪声的方法，其特征在于，所述方法包括下列步骤：

(a) 在所述指定的传输带宽内的多个所选数据子信道上接收数据信号；

(b) 检测在所选伪子信道上接收到的噪声，其中假设在所述仿真信道上不传输数据；

(c) 至少部分根据在所述所选伪子信道上接收到的信号的检测幅度和相位，消除施加在第一多个所述所选数据子信道中接收到的所述数据信号上的射频(RF)干扰。

11. 如权利要求 10 所述的方法，其特征在于，所述指定频带包含第一和第二频带端，所述所选伪子信道是位于所述第一频带端处的第一子信道，所述方法还包括下列步骤：

检测在位于所述指定的频带的第二频带端处的第二所选伪子信道上接收到的噪声，其中假设在所述第二伪子信道上没有传输数据；

至少部分根据在所述第二所选伪子信道上接收到的信号检测幅度和相位，消除施加在第二多个所述所选数据子信道中接收到的所述数据信号上的射频(RF)干扰。

12. 如权利要求 10 或 11 所述的方法，其特征在于，所述伪子信道是位于与所述受限频带相邻的位置上的信道，而且假设在所述伪子信道或者在所述指定频带内的任一子信道上不进行传输。

13. 如权利要求 10 或 11 所述的方法，其特征在于，所述伪子信道是位于在所述指定频带的边缘处的所述指定频带内的子信道。

14. 如权利要求 10 或 11 所述的方法，其特征在于，在所述指定传输带宽内存在多个受限频带，包括所述指定频带，而且第一个所述受限频带是在大约 1.8 至 2.0MHz 的范围内，第二个所述受限频带是在大约 3.5 至 4.0MHz 的范围内，第三个所述受限频带是在大约 7.0 至 7.3MHz 的范围内，每个所述受限频带具有对其进行检测和滤波的相关的伪子信道。

15. 如权利要求 10 或 11 所述的方法，其特征在于，所述所选数据子信道不包括在所述指定频带内的任何子信道，而且不在所述指定频带内的任一子信道上

进行数据传输。

16. 如权利要求 10 或 11 所述的方法，其特征在于，在所述指定频带内的至少一个子信道上进行数据传输。

17. 如权利要求 10 或 11 所述的方法，其特征在于，还包括下述步骤：使所述接收到的数据信号通过被调谐到所述受限频带内一频率的陷波滤波器。

18. 在便于运用多载波传输方案在一对调制解调器之间通信的数据传输系统中，其中所述方案具有在指定的传输带宽内的多个离散子信道，一种抑制在所述指定传输带宽内的指定受限频带内的射频干扰的方法，其特征在于，所述方法包括下列步骤：

(a) 在所述指定传输带宽内的多个所选数据子信道上发送数据信号，其中所述所选数据子信道不包括在所述受限频带内的任何子信道，而且不在所述受限频带内的任一子信道上进行传输，不在专用宁静子信道上进行传输；

(b) 在所选伪子信道上发送伪信号音，其中选择所述伪信号音的幅度和相位以抑制由来自至少一个所述数据子信道的旁瓣发送引起的在所述受限频带内的所述发送功率；

(c) 接收所述被发送的信号并使所述接收到的信号通过被调谐到在所述受限频带内的频率的陷波滤波器；

(d) 检测在所述传用宁静子信道上接收到的信号的幅度和相位，其中假设不在所述专用宁静子信道上传输数据；

(e) 消除施加在数据信号上的 RF 干扰，至少部分根据在所述专用宁静子信道上接收到的信号的检测幅度和相位，消除施加在第一多个所述所选数据子信道中接收到的所述数据信号上的射频(RF)信号。

19. 一种多载波发送机，其特征在于，包括：

用于对数字信息进行编码的编码器；

用于在多个子载波上调制所述经编码的数字信息以形成具有传输带宽的多载波信号的调制器，每个子载波与相关的信号音和相关的子信道相对应，其中所述调制器用于在所选的多个所述数据子信道上发送数据信号，而且在所选伪子信道上发送伪信号音，其中选择所述伪信号音的幅度和相位以抑制由从所述受限频带外的至少一个数据子信道的旁瓣发送所引起的在所述传输带宽的受限频带部分内的发送功率；

耦联至所述调制器，用于把频带外的能量减至最小的滤波器。

20. 如权利要求 19 所述的发送机，其特征在于，所述调制器用于在不同的伪子信道上发送多个伪信号音。

21. 如权利要求 19 所述的发送机，其特征在于，第一个所述伪子信道具有高于所述受限频带的频率，而且第二个所述伪子信道具有低于所述受限频带的频率。

22. 如权利要求 20 所述的发送机，其特征在于，所述传输带宽具有多个受限频带，而且至少一个伪子信道与每个受限频带相关，每个伪子信道具有通过它发送的相关的伪信号音。

## 数据传输系统中发送多载波信号的方法和多载波发送机

### 发明领域

本发明一般涉及其高速离散多载波数据传输系统。特别是，涉及用于减小多载波传输方案中的射频(RF)干扰的不良影响的机构。

### 发明背景

电信工业方案解决联盟(Alliance For Telecommunications Industry Solutions) (ATIS) (它是由 ANSI(美国国家标准化协会)标准组织授权的组织)最近规定了用于在非对称数字用户线(ADSL)上传输数字数据的离散多音标准。虽然它也可用于其它各种应用中，但是该标准主要用于在普通的电话线路上传输视频数据。北美标准称之为 ANSI T1.413 ADSL 标准，按参考资料在此引入。该 ADSL 标准的传输速率试图促进通过扭绞线对电话线路至少以 600,000 比特/秒(即，6Mbit/s)的速率传输信息。标准化系统限定离散多音(DMT)系统的应用，该系统在正向(下行)采用带宽分别为 4.3125kHz 的 256 个“信号音”或“子信道”。在电话系统这的情况下，将下行方向定义为从中央局(一般归电话公司所有)到远端处(可以是终端用户，即居家用户或商务用户)的传输。在其他一些系统中，所用到的信号音数量的变化范围很大。然而，当运用反快速傅里叶变换(IFFT)有效地进行调制时，可获得的子信道(信号音)数量的典型值是 2 的整数幂，例如，128、256、513、1024 或 2048 个子信道。

非对称数字用户线标准还限定了在范围为 16 至 800Kbit/s 的数据速率下对于反向信号的运用。反向信号与在上行方向(例如从远端处到中央局)的传输相对应。因此，术语“非对称数字用户线”来自于下行方向的数据传输速率高于上行方向的数据传输速率。这在试图通过电话线路把图像节目或者其它视频信号发送到远端处的系统中特别有用。例如，对于这种系统的一种可能应用使居家用户可通过电话线路或者电缆获得视频信息(诸如，电影)，而不必去租录像带。另一种潜在用途是电视会议。

在撰写该标准时，ATIS 已开始研究被称为 VDSL(其高速数字用户线)标准的

下一代用户线传输系统。VDSL 标准试图有助于下行方向用至少 12.98Mbit/s 的传输速率，而且最好是 25.96 或者 51.92Mbit/s 的传输速率。同时，数字信号音视频委员会(DAVIC)正在研究被称为光纤到路边(FTTC)的短距离系统。到这两个系统的用户住处的传输媒体是标准无屏蔽扭绞线对(UTP)电话线。

已提出多个多载波调制方案，以供 VDSL 和 FTTC 标准(下文称为 VDSL/FTTC)之用。一种提出的多载波解决方案在本质上与 ADSL 标准相类似的系统中利用离散多音信号(DMT)。另一种提出的调制方案包括无载波调幅调相位(CAP)信号、离散子波多音调制(DWMT)和 OFDM(它是 DMT 的简化形式)。为了获得 VDSL/FTTC 所需的数据速率，传输带宽必须显著宽于 ADSL 所考虑到的带宽。例如，ADSL 采用的离散多音系统利用大约为 1.1MHz 的传输带宽，而 VDSL/FTTC 应用所考虑的带宽大约为 10MHz。一种对于 VDSL/FTTC 应用所提出的 DMT 系统，考虑用带宽分别为 43.125kHz 的 256 个“信号音”或“子信道”。

对于这些宽带多载波调制方法的应用存在着必须克服的一些固有障碍。如熟悉本技术领域的人员已知，业余无线电爱好者利用在 1MHz 到 12MHz 范围内的几个相对较窄的频带。例如，保留下列近似频带以供业余无线电爱好者使用：1.8 到 2.0MHz；3.5 到 4.0MHz；7.0 到 7.3MHz 和 10.1 到 10.15MHz。于是，任何用户线调制方案在上述频带内不输出大量干扰是十分重要的，而且当然，该系统必须安排处理该频率范围的特别高电平的干扰。本发明提供用于处理上述问题的机构。

## 发明概述

本发明涉及用于减小多载波数据传输系统中射频干扰影响的方法和机构。在本发明的一个方面，用伪信号音来抑制在受限频带内的发射。在本发明另一个方面，检测在指定的宁静信号音上接收到的信号，而且将之用于消除在相邻现用信号音上的 RF 干扰。

在本发明的第一方面，它涉及控制在受限频带内的 RF 发射，在所选伪子信道上发射伪信号音。选择伪信号音的幅度和相位以抑制由来自在受限频带外的至少一个数据子信道的旁瓣发送所引起的在受限频带内的发射功率。

在一些实施例，在受限频带的相对侧上的不同伪子信道上发送一对伪信号音。伪子信道的实际位置可根据特定系统的需要而改变。例如，伪子信道可以是

与受限频带相邻的子信道。在另一个例子中，伪子信道可以是使两个伪信号音位于远离受限频率的子信道，同时相邻子信道是指定的宁静信号音。在具有多个受限频带的传输系统中，分开的伪子信道可与每个受限频带相关。

在本发明的第二方面，它涉及处理由调制解调器接收到的 RF 干扰，在预期存在 RF 干扰的频率附近的至少一个子信道是不会发送任何信号的指定的宁静信号音。然而，检测在宁静子信道上接收到的噪声，而且用于有效地估计可能出现在所选相邻现用信号音上的 RF 干扰。于是，用检测到的噪声来消除施加在相邻现用信号音上接收到的数据信号上的 RF 干扰。

在一些实施例中，提供一对宁静信号音，分别在指定的受限频带的每侧上的一个宁静信号音。在一些实施例中，指定的宁静信号音在与指定的受限频带相邻的子信道中。在其它实施例中，一个或两个指定的宁静信号音在受限频带内。

在考虑到 RF 干扰的入口和出口的系统，可将伪信号音和宁静信号音组合使用。在这些系统中，一般将伪信号音位于宁静信号音之外。所述结构在离散多信号音传输系统中特别有效。

## 附图说明

结合附图，参照下列说明，可以最好地理解本发明的目的和优点，其中：

图 1 是示出具有从光通信网络单元延伸到各个远端单元的多条扭绞线对电话线路的用户线通信系统的方框图；

图 2 是示出通过扭绞线对明线来自远端用户的允许传输功率的幅度随 0 到 12MHz 频率范围内的传输频率变化的功率频谱密度图；

图 3(a) 和 3(b) 是示出在典型的离散多信号音传输系统中的一个典型信号音的电压幅度随频率变化的图解；

图 4 是示出具有相同幅度的一对相邻信号音的电压幅度以及由它们各自的旁瓣的干扰所引起的信号音间电压偏置的图；

图 5 是示出建立仿真信号的方法的图解方框图；

图 6 是说明 VDSL 在扭绞线对传输线路上的典型应用中远端单元最大信号音内接收功率随传输频率变化的曲线；

图 7 示出进一步考虑关断受限频带内的信号音所带来的后果，图 6 所示远端单元最大信号音内接收功率的幅度；

图 8 是根据本发明的一个结构，在 1.8 到 2.0MHz 受限频带附近的信号音的示意图；

图 9 是根据本发明的第二结构，在 1.8 到 2.0MHz 受限频带附近的信号音的示意图；

图 10 是根据本发明的第三结构，在 1.8 到 2.0MHz 受限频带附近的信号音的示意图；

图 11 是根据本发明的第四结构，在 1.8 到 2.0MHz 受限频带附近的信号音的示意图；

图 12 是根据本发明的一个实施例，实现离散多信号音传输方案的中央调制解调器的方框图；

图 13 是根据本发明的一个实施例，实现离散多信号音传输方案的远端调制解调器的方框图。

#### 对于附图的详细描述

参照图 1，将简要描述适合应用 VDSL/FTTC 的典型有线电信网络的相关部分。该系统包括对多个分配站 11 提供服务的中央局 10，其中所示分配站可能采用光通信网络单元(ONU)的形式。每个分配站通过一条或多条高速复接传输线 12 与中央局 10 进行通信，其中所示复接高速传输线 12 可以采用光纤线路的形式。光通信网络单元 11 一般对多条离散用户线 15 提供服务。每条用户线 15 一般对位于距 ONU 1.5 公里范围内的一个终端用户提供服务。终端用户可具有适合以甚高数据速度与 ONU 进行通信的远端单元 18。远端单元包括调制解调器，但可采用各种不同的装置，例如，电话、电视、监视器、计算机、会议单元等。当然，用户可具有连到一条线路上的多部电话或者其它远端单元 18。由一个 ONU11 提供的用户线 15 一般把 ONU 安装在有屏蔽的夹线器中。夹线器有屏蔽一般是为了对于 RF 噪声的发射(出口)和接收(入口)能有良好的绝缘体。然而，该用户线的最后一段(一般被称为“引下线”)经过夹线器开始分叉，而且直接或者非直接耦连到终端用户的远端单元。在远端单元 18 和夹线器 21 之间的用户线 15 的这个“引下线”23 部分一般没有屏蔽。在多数应用中，引下线的长度不大于 30 米。然而，非屏蔽线有效地起发射和接收 RF 信号的天线的作用。此外，还考虑到在 ONU11 和扭绞线对用户线 15 之间的连接 25，也可作为 RF 能量发射源和 RF 能量的接收

机。

由政府和实践研究管理可以发送特定通信系统发射的能量。如上所述，在适合 VDSL/FTTC 应用的离散多信号音系统中，正考虑大约为 12MHz 的频带。在该 12MHz 频率范围内，存在分配给业余无线电用户的几个窄频带。于是，图 2 示出对于 VDSL/FTTC 上行通信的一个拟用的发送功率频谱密度。在该实施例中，发射功率屏蔽在大部分频带都允许最大为 -60dBm/Hz。然而，所选的频带内（其中，存在预期的业余无线电 RF 干扰（即，1.8 至 2.0MHz，3.5 至 4.0MHz，7.0 至 7.3MHz 和 10.1 至 10.15MHz），其中发送被限制在很低的程度。在这些受限的频带中的可允许输出功率电平，各种提议之间有些不同。然而，VDSL/FTTC 标准化工作的大多数参与者已提议在大约为 -80dBm/Hz 到 -90dBm/Hz 的范围内的最大功率密度。一项具体建议是 -86dBm/Hz，它能够提供足以阻止对位于发射源（一般是引下线 23 或者 ONU/用户线连接 25）的 50 英尺内的无线电的大量干扰的系统。无论最后达成一致的实际发送功率如何，应努力使在禁止范围内的发射最小。

在多载波发送方案（诸如，DMT）中，实际存在落在受限频率范围内的一些子信道（信号音）。因此，在受限频率范围内减小发射的第一步是关断那些特定子信道。这带来了如下优点，即，减小在禁止频率范围内的发射以及减小由无线电信号的进入（接收）所带来的不利影响。然而，熟悉该技术领域的人员可知，对于在所选频率中心 ( $f_c$ ) 周围的特定信号音，很难收容所发射的功率量。接着，参照图 3(a)，与特定信号音相关的发射一般包括在频率中心 ( $f_c$ ) 周围的相对较高的功率发射和在其任一侧上延伸的强度不断减的一些旁瓣。图 3(b) 示出具有 43.125kHz 带宽和旁瓣的特定信号音的强度的绝对值。还限定了旁瓣功率峰值的位置。第一旁瓣峰值大约在靠近中央信号音的第一和第二信号音间的中点，而且它的峰值功率是在中心频率处的功率幅度的  $(2/3\pi)^2$  倍（即，大约为 4.5%）。第二旁瓣峰值大约在在中央信号音近旁的第二和第三信号音之间的中点，而且它的峰值功率是在中心频率处的功率幅度的  $(2/5\pi)^2$  倍（即，大约 1.6%）。第三旁瓣峰值大约在中央信号音近旁的第三和第四信号音之间的中点，而且它的峰值功率是在中心频率处的功率幅度的  $(2/7\pi)^2$  倍（即，大约为 0.8%），依此类推。

旁瓣功率的幅度和相位使得通过简单地关断受限频带内的信号音来把功率频谱密度限制在 DMT 发送频带内的较窄范围内很困难。例如，考虑到运用带宽为 43.125kHz 的信号音的系统。如果试图通过简单地关断在 200kHz 宽的禁止范围内

的信号音(即,在发送带宽为0到11.04MHz的系统中的信号音42到46),在1.8到2.0MHz范围内形成200kHz宽的凹口,则禁止范围的中心处的发射功率将只从60dBm/Hz减小到大约-73dBm/Hz。显然,这导致了发射远高于-80或-90dBm/Hz的所需范围,即使在禁止的频率范围的中心处。当然,靠近禁止的频率范围的边缘的频率的发射功率会显著提高。于是,如果试图仅通过关断在多载波传输系统中一些信号音,来减小发射,那么需要关断的信号音数量将大大高于与禁止的频率范围相关的信号音数量。例如,在如上所述的离散多信号音系统中,很可能必须关断在1.6到2.2MHz范围内的所有子信道,以获得在1.8至2.0MHz禁止频率范围内的所需的减小发射。虽然离散多信号音系统在选取用户频率方面能很灵活,但要求关断如此大的频带以避免干扰业余无线电是不受欢迎的,而且会降低系统性能。

参照图4,将描述在信号音邻近的旁瓣的“干扰”效应。如图所示,信号音( $T_n$ )在相关的子信道的中心频率处存在给定的电压电平。在相邻信号音(即,在信号音( $T_{n-1}$ )和( $T_{n+1}$ ))处, $T_n$ 信号147的电压减至零。为了便于描述,图4只示出在信号音( $n$ )一侧的旁瓣。然而,应理解,所述的关系是对称的。第一旁瓣的电压,它的峰值在第一和第二相邻信号音之间(即,在信号音( $T_{n+1}$ )和( $T_{n+2}$ ))的中点。峰值电压是信号音( $T_n$ )的电压的 $(-2/3\pi)$ 倍。在信号音( $T_{n+2}$ ), ( $T_{n+3}$ )等处,旁瓣电压再次通过零,而且二者之间的中点达到中间峰值。第二旁瓣峰值的幅度是信号音( $T_n$ )的电压的 $(2/5\pi)$ 倍。第三旁瓣电压峰值的幅度是信号音( $T_n$ )的电压的 $(2/7\pi)$ 倍。

如果我们考虑到信号音( $T_{n-1}$ )具有与信号音( $T_n$ )相同的幅度和相位情况,那么信号音( $T_{n-1}$ )148的旁瓣实质上反映了( $T_n$ )147的旁瓣,唯一的不同是往左移一个信号音(如图4所示)。在任一特定频率下的 $T_n$ 和 $T_{n-1}$ 信号的组合电压是它们各自电压的总和。一个重要的观测是在任一相邻信号音的频率下, $T_n$ 和 $T_{n-1}$ 信号147、148的电压为零。此外,旁瓣实际异相。即,在相同频率下,信号音 $T_n$ 的旁瓣电压达到其正的最大值,同时信号音 $T_{n-1}$ 的旁瓣电压达到其负的最大值,反之亦然。于是,旁瓣趋于至少部分互相偏置,如图4的线149所示,该线示出 $T_n$ 和 $T_{n-1}$ 信号的电压的线性总和。在给出的例子中,假设信号音 $T_n$ 和 $T_{n-1}$ 的幅度和相位相同。当然,如果信号音的幅度不同,那么旁瓣电压的幅度也变化。

当考虑到附加信号音的效果时,在任一给定的频率下,多个信号音的组合效

果是在所选频率下它们各自电压的有效总和。于是，如果我们想要控制由各个旁瓣在特定频率下所产生的功率的幅度和相位，那么可以通过对一个或多个信号音选择适当电压来完成它。在本发明的一个方面，用一个或多个伪信号音抑制在受限频带中的发射功率。

为了理解运用伪信号音的有利之处，考虑上述系统，它具有在它的发送范围内的受限频带(即，信号音 42-46)。考虑在所关心的频率( $f_x$ )的特定中间信号音频率处多个相邻低频信号音旁瓣的效应，该中间信号音频率处即受限频带内的最低信号音 ( $T_n$ )和信号音  $T_{n+1}$  之间的中点(即，在信号音 42 和 43 之间)。由于低频信号音，使得当它们在频率( $f_x$ )下出现时，由低频信号音在频率( $f_x$ )处到的旁瓣干扰是低频信号音在频率( $f_x$ )处出现时其旁瓣的总和。对它们的效应的一次阶估计大约为：

$$\text{干扰} = \beta_1 T_{n-1} + \beta_2 T_{n-2} + \beta_3 T_{n-3} + \beta_4 T_{n-4} + \beta_5 T_{n-5} + \beta_6 T_{n-6} \cdots \cdots (1)$$

其中， $\beta_1$  是表示在频率  $f_x$  下信号音  $T_{n-1}$  的旁瓣电压与信号音  $T_{n-1}$  本身的电压的关系的适当乘数； $\beta_2$  是表示在频率  $f_x$  下信号音  $T_{n-2}$  的旁瓣电压与信号音  $T_{n-2}$  本身的电压的关系的适当乘数，等等。于是，通过应用信号音  $T_{n-1}$  的伪信号音，可以有效地消除频率  $f_x$  处的低频信号音的旁瓣效应，其中所述伪信号音具有频率  $f_x$  处的旁瓣幅度，它等同于先前各信号音的加权总和的负数。即，如果：

$$\beta_1 T_{n-1} = \beta_2 T_{n-2} + \beta_3 T_{n-3} + \beta_4 T_{n-4} + \beta_5 T_{n-5} + \beta_6 T_{n-6} + \beta_7 T_{n-7} \cdots \cdots (2)$$

$$T_{n-1} = \alpha_2 T_{n-2} + \alpha_3 T_{n-3} + \alpha_4 T_{n-4} + \alpha_5 T_{n-5} + \alpha_6 T_{n-6} + \alpha_7 T_{n-7} \cdots \cdots (3)$$

其中， $\alpha_2 = \beta_2 / \beta_1$ ； $\alpha_3 = \beta_3 / \beta_1$ ； $\alpha_4 = \beta_4 / \beta_1$ ，等等，那么旁瓣在频率  $f_x$  处的组合输出电压为零。于是，很明显，可将伪信号音用于大量减小旁瓣干扰的效应的幅度。通过将上述因数用于与主信号音相关的旁瓣(即， $-2/3\pi$ ， $+2/5\pi$ ， $-2/7\pi$ ，等等)，对于 $\alpha$ 乘数，这将得下列值：

$$\alpha_2 = 3/5 = -0.60$$

$$\alpha_3 = 3/7 = 0.43$$

$$\alpha_4 = 3/9 = -0.33$$

$$\alpha_5 = 3/11 = 0.27$$

$$\alpha_6 = 3/13 = -0.23$$

$$\alpha_7 = 3/15 = 0.20$$

$$\alpha_8 = 3/17 = -0.18$$

$$\alpha_9=3/19=0.16$$

$$\alpha_{10}=3/21=-0.14$$

$$\alpha_{11}=3/23=0.13$$

作为实用的方法,由于远离受限频率范围的信号音其作用对伪信号音的幅度和相位的影响可忽略,所以一般不需要对所有先前信号音加权求和。然而,如上所述,旁瓣趋于在信号音的中心频率的两旁对称。因此,考虑到出现在感兴趣的频率的两侧上的信号音效应是十分重要的。例如,较佳的是,在每侧上大约 5 至 20 个信号音的范围内应用,或者更佳的是,在每侧上大约 10 至 15 信号音的范围内应用。在特定实施例中,运用受限频带的每侧上的 10 个最相邻的信号音。

虽然,所述实施例对于减小在受限频带内的 RF 干扰发射十分有效,但是在乘数的计算过程中还应考虑到几个其它因素。首先,完全消除位于受限频带内第一和第二信号音之间(即,在信号音  $T_n$  和  $T_{n+1}$  之间)的中点处的位置上的旁瓣干扰功率将不会导致完全消除整个受限频带内的旁瓣干扰。这是因为旁瓣不会成比例地衰减。于是,理想的是,对于  $\alpha$  乘数选择能够更好地减小在受限频率范围内的干扰的全部功率的值。在这种计算过程中,可以采用多种已知的功率最小化技术中的任一种技术。例如,一种适当的方法是利用最小均方值。当然,在计算适当的  $\alpha$  乘数的过程中还可以考虑多个其它二次阶因数。

接着,参照图 5,一个实施例利用位于受限频带的相对两侧上的一对受限频带。每个伪信号音包括在受限频带的每侧上的 10 个最相邻的信号音。于是,伪信号音是各个相邻信号音的加权总和。建立伪信号音作为 IFFT 调制器 45 的输入。

当受限频带相对于子信道的宽度较宽时,一般需要为受限频率范围提供伪信号音对,同时在受限频率范围的每侧上提供一个伪信号音。然而,当受限频带的带宽相对于子信道的带宽较窄时,(例如,当运用 43.125kHz 宽的子信道时,在 10.1 至 10.15MHz 频率范围的情况下只有一个或两个子信道宽),可以并需要仅将单个伪信号音结合整个受限频带一起使用。另一方面,在受限频带很宽而且所需抑制量很高(例如,如果在上述例子中要求 40dBm/Hz 抑制)的应用中,在受限频带的每侧上都提供一对伪信号音是十分有用和/或必要的。虽然, $\alpha$  乘数的计算更加复杂,但是应理解,可以获得更好的抑制。当然,在其它应用中,还可以采用附加伪信号音。

应理解,各种现用信号音的幅度和相位随码元而异。因此,随着时间变化,

特定伪信号音的幅度和相位将不是固定的。更确切地说，对于每个码元都应计算它。然而， $\alpha$ 乘数的值可以保持不变。根据这种结构，发射机只需通过在发送每个码元之前运用简单的加法电路等，计算伪信号音的幅度和相位。结合系统的设计方案计算常数，因此，当运用恒定的乘数时，可以不考虑乘数计算的复杂性。

已发现，上述将与受限频带相邻或者非常邻近的伪信号音结合简单地关断重叠在受限频带的信号音一起运用，对于控制落在 1-12MHz 频带范围内的受限 RF 频带中的 RF 干扰的发射十分有效。在扭绞线对用户线应用中，相信无屏蔽引下线最有可能是 RF 干扰发射源。由于一般用导线把远端单元 18 连到引下线上，所以从远端单元到中央局 10 的上行通信所提出的 RF 干扰发射问题特别重要。

熟悉该技术领域的人员可知，当通过扭绞线对传输线传输的高频多载波信号达一段很长的距离时，它们会有很大的衰减。例如，参照图 6，当在 DMT 的 VDSL 调制方案的整个传输带宽中发送功率大约为 -60dBm/Hz 时，在一般远端用户处的接收功率在频谱低端大约为 -70dBm/Hz，但是有可能降至在频谱的高端为 -125dBm/Hz。因此，在引下线远离发射源的情况下，在下行信号到达引下线时，已衰减到足以低于在受限频率范围 34 内的可允许功率频谱密度。于是，在连接 ONU 和双绞线之间的连线良好屏蔽，而且双绞线离开 ONU 一段长距离也良好屏蔽的应用中，可以在下行信号中不用或者少用伪信号音。

在所述的主要实施例中，简单地关断在受限频率范围内的信号音，因而在这些信号音上不发送任何数据。然而，如图 2 所示，在受限频带内不禁止任何发送，更确切地说，必须将在那些频带内的功率频谱密度减到低于指定的阈值。因此，在一些应用中，可仅通过减小在受限频率范围内的信号音功率，在一个或多个受限频带内的信号音上发送数据。已证明，用伪信号音来抑制来自受限频带范围外的信号音的旁瓣噪声在这些应用中是十分有用的。在所述实施例中，已将伪信号音设置在受限频带外。然而，在一些有限的环境中，实际落在受限频带内的伪信号音的运用对于减小在频带内的发射净功率十分有用。

如上所述，在宽带多载波调制方案的实施例中的同样重要的问题涉及到对引入扭绞线对传输线并由调制解调器接收到的 RF 干扰的处理。所进入的业余无线电干扰往往呈小于 4kHz 宽的窄带干扰的形式。然而，干扰的位置可落在受限频带内的任一位置上，而且可能间断地从一个频带跳到另一个频带。此外，可能同时从在分开的频带上进行发送的两个或多个特定发射机接收到干扰。当把天线设

置在相对靠近引下线或者传输线的其它无屏蔽部分时，接收到的 RF 干扰的强度可以使在受影响的频带内的信号音强度变小。VDSL 设计规范考虑到引入在受限频带内的强度很高的窄带 RF 噪声。因此，考虑提供几种机构以减小 RF 干扰的影响。

如图 12 所示，先将变压器 61 设置在 A/D 变换器之前以减小共模噪声。由于传输线是扭绞线对，所以大部分 RF 干扰呈变压器 61 可抑制的共模噪声形式。例如，变压器能够将接收到的 RF 噪声减去 30。然而，通过变压器的差模信号仍具有必须抑制以允许检测 DMT 信号的大量噪声。例如，VDSL 规范考虑高达  $-10\text{dBm/Hz}$  的差模噪声强度。通过其它噪声减小机构(诸如差模消除单元等)，将变压器 61 的输出直接输入到 A/D 变换器或者非直接输入到 A/D 变换器。差模消除单元是用于抑制从变压器输出的差模信号的滤波器，其中所述差模信号是由于在构成扭绞线对的两根导线上接收到的 RF 噪声之间的不平衡所引起的。例如，在临时申请序号第 60/016,251 号(由 Cioffi 等人在 1996 年 4 月 19 日申请，名称为：“射频噪声消除器”)中描述适当的差模消除单元。该申请按参考资料在此引入。

由 A/D 变换器 62 接收到的信号仍将包括必须由接收机处理的显著 RF 噪声分量，而与在 A/D 变换器之前进行滤波无关。如上所述，已关断受限频带内的信号音，以阻止发射 RF 干扰。因此，在受限频带内的任一子信道上都不存在任何数据。于是，减小在接收机内的窄带 RF 噪声分量的一种方法是提供在受限频带内的陷波滤波器。陷波滤波器可以是自适应滤波器或者静态滤波器而且可以对模拟或数字信号进行工作。由于可将自适应滤波器调到输入 RF 干扰的频率，所以自适应滤波器具有进行更好的噪声抑制的优点。然而，正如熟悉该技术领域的人员可知，确定在空中的未知 RF 信号的频率是相对较难的，因此需要相对大量的数字信号处理以实现有成本和系统响应性方面的潜在缺点的滤波器。此外，当窄带 RF 干扰位于相对靠近于受限频带的边缘位置上时，由于它切削重叠在陷波频段上的旁瓣，所以可能使相邻信号音产生较大的失真。

相反，静态滤波器具有低成本的优点，但是由于不能将它们调到 RF 干扰的频率，所以必须将它们调到在受限频带内的特定频率(例如，受限频带的中心)。例如，可以使用于特定受限频带的静态滤波器处在受限频带的中间。虽然静态滤波器在其调谐频率进行良好的噪声滤除，但是当 RF 干扰的频率偏离滤波器的所谓偏谐的频率时，其性能将大大降低。于是，本发明的另一个方面是提供用于进一步减小 RF 干扰的另一种机构。该机构实际上是相对于 RF 干扰出口逆转上述伪

信号音的用法。

更具体地说，如果在位于受限频率范围附近的子信道上不发送任何信号音，（即，子载波 $(n-1)$ 是“静”信号音），那么由于多载波传输的性质，使得由相邻频率信号音的旁瓣导致的在信号音 $T_{n-1}$ 的频率下的信号预期强度为零。在图2中最佳说明这点。于是，在宁静信号音 $T_{n-1}$ 上检测到的任何信号强度假定是由RF干扰(RFIT $_{n-1}$ )的效应的引起的。一旦对于宁静信号音确定射频干扰的后果，那么可以试图估计相邻信号音的预期干扰。应理解，当RF干扰的实际频率是未知的情况下，计算对于相邻现用信号音的预期干扰将是不精确的技术。然而，通过做一些简单的假设，可以计算与 $\alpha$ 乘数相类似的 $\lambda$ 乘数，这将提供对相邻信号音的预期干扰的相对较佳估计。

干扰的最差情况是RF干扰位于在受限频率内的边缘信号音和相邻信号音之间的中点位置上的情况。假设，最差情况偏移（即，RF噪声位于在受限频率范围内的第一和第二信号音之间的中点位置上），则上述相对于主信号音的旁瓣的幅度和相位的数量（即， $-2/3\pi$ ， $+2/5\pi$ ， $-2/7\pi$ 等等）也可用于RF干扰。于是，用简单的“最差情况”方法来确定 $\lambda$ 乘数将导致用于 $\lambda$ 乘数的值与用于计算第一组 $\alpha$ 乘数的值相同。即，：

$$\lambda_2=3/5= -0.60$$

$$\lambda_3=3/7= 0.43$$

$$\lambda_4=3/9= -0.33$$

$$\lambda_5=3/11= 0.27$$

$$\lambda_6=3/13= -0.23$$

$$\lambda_7=3/15= 0.20$$

$$\lambda_8=3/17= -0.18$$

$$\lambda_9=3/19=0.16$$

$$\lambda_{10}=3/21= -0.14$$

$$\lambda_{11}=3/23= 0.13, \text{ 等等。}$$

$\lambda$ 乘数是当与所测得宁静信号音(RFIT $_{n-1}$ )的RF干扰相乘时，将提供在相关信号音上观测到的RF干扰的估计的因子。应注意，当RF旁瓣干扰的频率达到指定信号音时，RF旁瓣干扰将开始相对较快地衰减。的确，如果RF干扰集中在信号音处，那么理论上该效应减至零（参照图3(a)和3(b)可见）。此外，RF干扰越接

近于受限频带的中心，陷波滤波器就会更佳地减小干扰的强度。此外，当远离受限频带的相关边缘的信号音包含 RF 干扰时，在 RF 干扰和受影响的现用信号音之间的间隔将增加，它也导致减小干扰的强度。于是，如上述所证明的那样，当将与受限频率范围相邻的信号音作为宁静信号音时，用最差情况方案来作为计算 $\lambda$ 乘数的基础通常是一种相对较好的近似。然而，如上文对计算乘数所述的那样，考虑各种其它因数，可使对 $\lambda$ 乘数的计算最优化。一般，趋于在统计上最大限度地消除在现用信号音处的 RF 噪声。此外，最小二乘方拟合方法适合用来计算 $\lambda$ 乘数。

在上述实施例中，测得的宁静信号音位于在与受限频带相邻的受限频带的相对侧上。然而，这不是必须的。在另一个实施例中，一个或两个测得的宁静信号音实际上可能是在受限频带内的信号音。在受限频带内的最适当的信号音是在受限频带的各边缘处的信号音。在又一个实施例中，用检测器来估计输入的 RF 噪声是否落在受限频带的下端或上端。用与将 RF 干扰所处受限频带侧相邻的信号音作为第一测得宁静信号音，同时将在受限频带内的边缘信号音用作第二测得宁静信号音。

在只需要控制入口的应用中，只需提供测得的宁静信号音。图 8 示出利用位于受限频带的相对侧上的一对测得的宁静信号音的一个实施例。在该实施例中，受限频带 201 是 1.8 至 2.0MHz，并重叠在具有 43.125kHz 宽的子信道的 DMT 系统中的信号音 42-46 上。测得的宁静信号音包括信号音 41 和 47。在所示的实施例中，需要两个附加子信道(例如，信号音 41 和 47)。如上所述，代替测量宁静信号音 41 和 47，可以测量一个或两个信号音 42 和 46(它们都落在了受限频带范围内)而不是信号音 41 和 47。如果通过测量在受限频带内的一个或两个测得的宁静信号音可以获得令人满意的性能，那么由于该方法减小了与避开受限频带相关的开销(这将提高性能)，所以该方法一般是较佳的。

相反，在只需要控制出口的应用中，只需提供伪信号音。图 9 示出与图 8 相类似的一个实施例，它利用在受限频带的相对侧上的一对伪信号音。于是，将伪信号音包含在子信道 41 和 47 中。如上所述，在具有非常窄的受限频带的一些实施例中，可以利用单个伪信号音来获得所需的性能。

在其它实施例中，可能需要通过利用伪信号音和测得的宁静信号音的组合来完成对入口和出口的控制。例如，图 10 示出与图 8 和 9 相类似的一个实施例，

它利用伪信号音和测得的宁静信号音。在该实施例中，信号音 40 是低伪信号音、信号音 41 是低宁静信号音、信号音 47 是高宁静信号音和信号音 48 是高伪信号音。应注意，最好将伪信号音设置的测得的宁静信号音的外侧。将测得的宁静信号音设置在受限频带与伪信号音之间能够在受限频带周围提供缓冲区，它有助于抑制在受限频率范围内的旁瓣效应。此外，如果当计算 $\alpha$ 乘数的值时，考虑测得的宁静信号音 41 和 47，那么由于不限制在信号音 41 和 47 中的总功率的幅度和相位，所以可以使该值最优化以进一步减小在受限频带内(信号音 42-46)的功率。

在图 11 所示的另一个实施例中，在子信道 40 和 47 中设置一对伪信号音，同时在子信道 41 和 46 中设有测得的宁静信号音。即，一个测得的宁静信号音落在受限频带内。作为替代，可将伪信号音设置在子信道 41 和 48 上，同时把信号音 47 用作测得的宁静信号音。当通过这种方法可以获得令人满意的性能时，与图 10 的实施例相比它是较佳的，那是因为与图 10 的实施例所需的四个附加子信道相比，它只需运用三个附加子信道。在一些实施例中有益的另一种最佳方法，将伪信号音设置在紧靠受限频带(如图 9 所示)的位置上，而且将在受限频带内的最外面的信号音用作测得宁静信号音。在又一些实施例中，可提供附加的伪信号音和/或附加的宁静信号音，以获得所需性能。在这些实施例中，一般把伪信号音定位在任何宁静信号音的外侧，尽管并非严格需要这样。

接着参照图 12，将描述适合实现所述离散多信号音传输方案的中央调制解调器结构。在将一根或多根光纤干线耦合到多根扭绞线对终端用户线上的实施例中，中央调制解调器 30 一般采用 ONU 的形式。中央调制解调器包括光纤接口 41、发送机 40、接收机 70 和控制器 60。控制器 60 用于使远端调制解调器的时钟与在中央调制解调器中的时钟同步，并使从远端调制解调器发送的帧互相同步。中央局 10 通过异步传递调制解调器开关 41(在图中被标为光纤接口)向发射机 40 提供数字数据。由于发送机的性能、传输距离、传输线质量和所用通信线路的类型，中央局 10 能以高达允许的最大数据速率提供数据。发送机 40 引入包括编码器 43、离散多信号音调制器 45 和窗口滤波器 46 的几个组件。编码器 43 用于对要传递的数据(诸如，视频数据)进行复接、同步和编码。更具体地说，对于多条子信道中的每一子信道，它把输入的比特流转换成同相和正交分量。可用前向纠错和/格型译码进行编码。编码器一般用于输出多个子码元序列，它等于系统可获得的子信道的数量。例如，在具有 256 个子信道的系统中，编码器输出 256 减去在受

限频带内的子信道的数量的子码元序列。这些输入是通到离散多信号音调制器 45 的复数输入。例如，在参考的 ANSI 标准文件中，详细描述适当的编码器。

调制器 45 是通过任一适当的算法，计算反傅里叶变换的 IFFT 调制器。在 J. Bingham 的名为：“多载波调制：其时代已到来的一种构思”的论文(IEEE Communication Magazine, May 1990)中描述了适当的 IFFT 编码器。由于编码器输出是复数，所以 IFFT 调制器接收相当于子信道可获得的两倍的输入。在离散多信号音系统中，适当地确定比特分布。为了便于确定，发送机 40 还包括线路监视器，它监视通信线路以确定每个可获得的子信道的线路质量。在一个实施例中，线路监视器(它可能是控制器 60 的一部分)确定在每个子信道上的噪声电平、增益和相移。该目的是为了对每个子信道估计信噪比。因此，还可以监测其它参数或者以其他参数代替所述参数。根据几个因数，动态地确定那些信道发送经编码的数据以及在每个信道上发送多少数据。该因数包括经监测的线路质量参数、子信道增益参数、允许的功率屏蔽以及所需的最大子载波比特误码率。应注意，在子信道之间，各种因数不一定是恒定的，实际上甚至可在运用过程变化。最值得注意的是，可以重复地检测线路质量参数，而且当在运用过程中各种子信道上的线路质量发生变化时，实时对调制方案进行调整以动态地调节调制。例如，在相同的 ATIS 标准文件中，概述了适当的离散多信号音调制器。

在已调制经编码的信号以形成离散多信号音信号之后，把循环前缀附在离散多信号音编码信号上。循环前缀主要用于简化对离散多信号音信号的解调，而且要求不严格。循环前缀的长度可以作种种变化。例如，在 512 采样循环中，可用到 40 位循环前缀。

然后，经调制的信号通过窗口滤波器 46 和/或其它滤波器，以使频带能量的输出最小。这有助于防止远端接收机中的模拟接口饱和。由大量的常规窗口协议可实现该窗口。发送机还包括模拟接口 48，它将离散多信号音信号施于传输媒体。在硬线系统中(诸如，扭绞线对电话线路和同轴电缆)，模拟接口可采用线路驱动的形式。

中央调制解调器 30 还包括用于接收来自远端单元的多信号音信号的接收机 70。接收机 70 包括模拟接口 72、窗口滤波器 74、解调器 76 和解码器 78。最初通过模拟滤波器 72 接收由中央调制解调器 30 接收到的信号。窗口滤波器 74 用于对接收到的信号有效地执行窗口和/或滤波功能。一种适当的滤波器装置是时

域均衡器 74。再者，可由多个常规的窗口协议实现窗口。解调器 76 对均衡的离散多信号音信号进行解调，而且去掉循环前缀。解码器 78 对经解调的信号进行解码。解调器 76 和解码器 78 分别有效地执行调制器 45 和编码器 43 的相反功能。然后，经解码信号从解码器 78 到中央局 10，或者通过接口 41 到信息的其它适当用户。在 Chow 等人的美国专利第 5,285,474 号中详细描述了时域均衡器 74、解调器 76 和解码器 78 的功能以及适合实现所需的功能的算法。

接着参照图 13，将描述适合实现本发明的同步的远端单元结构。虽然上、下行通信容量有所不同，但是在多个方面中，远端调制解调器与中央调制解调器相类似。由远端单元 50 通过变压器 61、陷波滤波器 185 和消除器 63，接收中央调制解调器 30 发送的信号。远端单元 50 包括模拟接口 172、适当的均衡器 (TEQ) 174、对均衡的离散多信号音信号进行解调并去除循环前缀的解调器 176 以及对经解调的信号进行解码的解码器 178。时域均衡器 174 有效地对接收到的信号执行滤波功能。还可采用窗口滤波器。解调器 176 和解码器 178 分别执行调制器 45 和编码器 43 的相反功能。然后，经解码的信号从解码器 178 通到远端装置 22 (诸如，可视电话、电视机、计算机或其它适当的接收装置)。时域均衡器 174、解调器 176 和解码器 178 的功能与在中央调制解调器中的相应部件的功能相类似。可将模拟陷波滤波器 185 设置在接收机的模拟滤波器 172 的上行位置上，以阻塞在受限频带内的能量，从而助于防止不需要的 RF 信号的进入。可设置变压器 61 以抑制共模噪声，而且/或者可设置消除单元 63 以抑制由扭绞线对不平衡所引起的差模噪声。这有助于防止模拟滤波器饱和。通过提供陷波滤波器或者其它适当的滤波机构用于滤出频带和受限频带能量，由于接收机本身不需要处理许多能量，所以可用低成本的接收机部件。

虽然只将本发明用于几个特定调制方案中来详细描述本发明，但是应理解本发明可用于其它多个特定形式，而不偏离本发明的构思和范围。例如，虽然说明书已描述它在 VDSL/FTTC 中的应用以及其它基于用户线的甚高速数据传输方案，但是也可将它用于受到窄带干扰或者在它们的指定传输频带内具有受限频带的其它方案。在主要描述的实施例中，已描述了将本发明用于利用离散多信号音调制方案的系统。然而，也可将它用于运用其它调制技术的系统。例如，在运用诸如离散子波多信号音调制 (DWT) 等调制技术的其它多载波传输方案中，运用伪信号音有助于抑制窄带发送。

此外，还应理解，可用在中央和远端站位置上的多种调制解调器结构实现本发明。因此，本发明只用于说明而非限制，而且本发明并不局限于所给出的细节，而是在所附权利要求书所限定的范围内可修改。

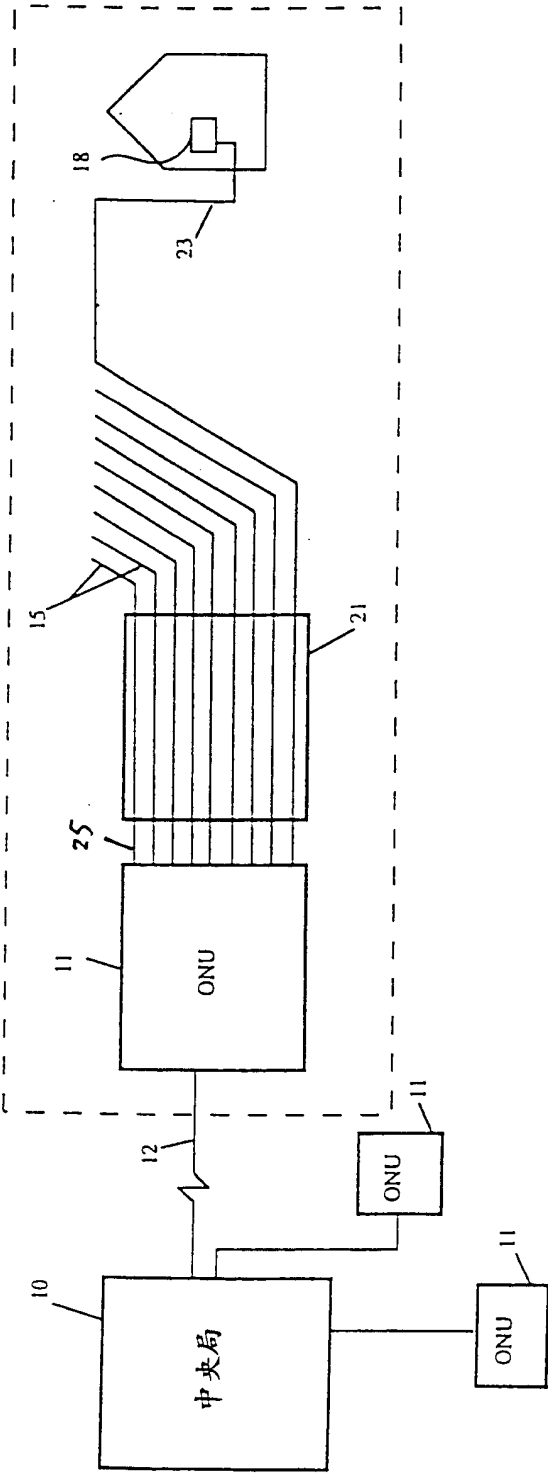


图 1

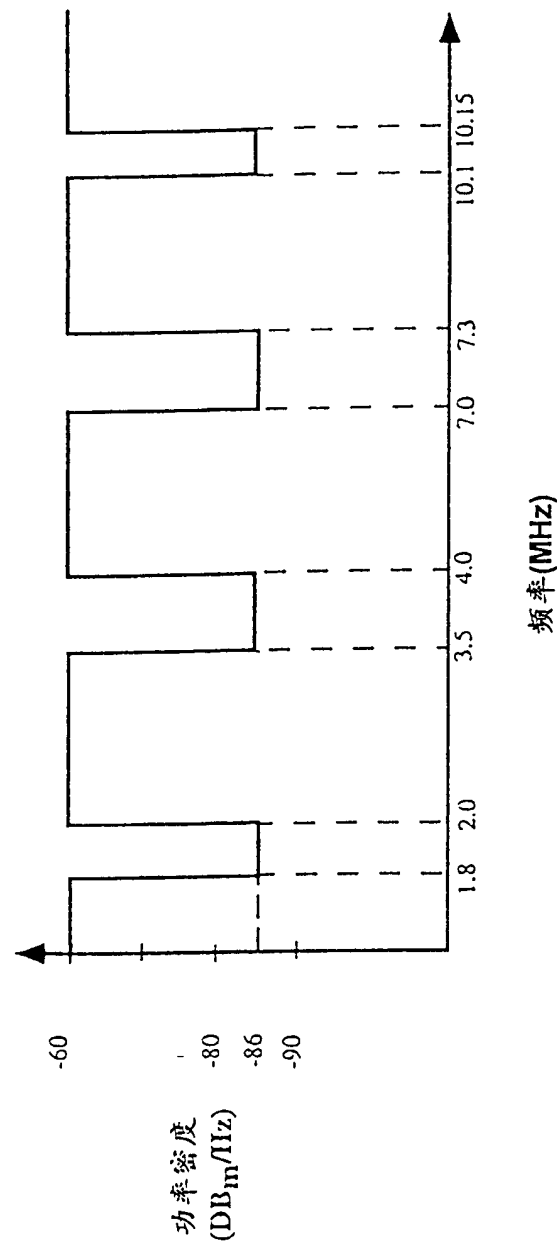


图 2

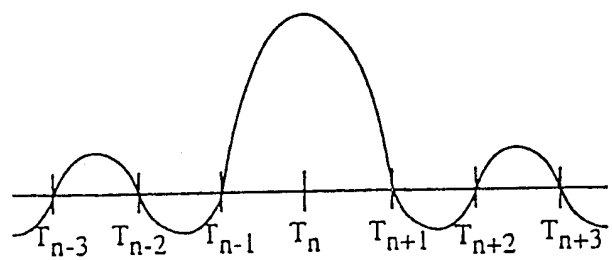


图 3(a)

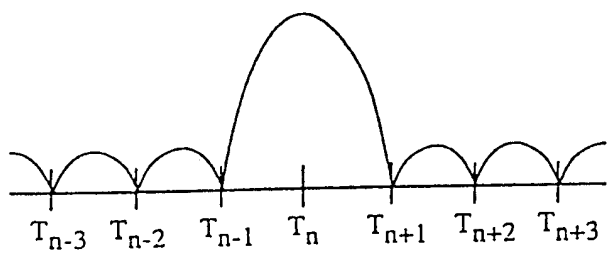


图 3(b)

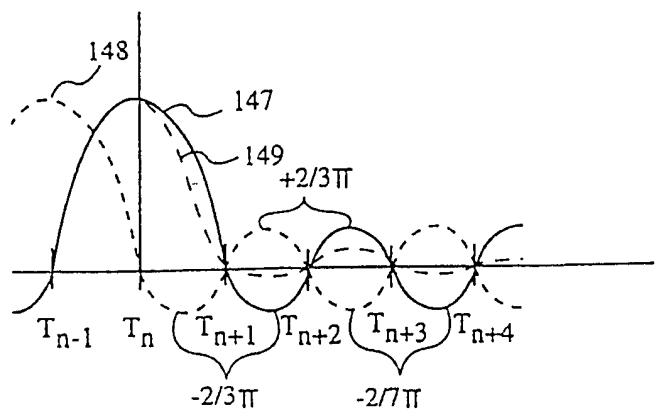


图 4

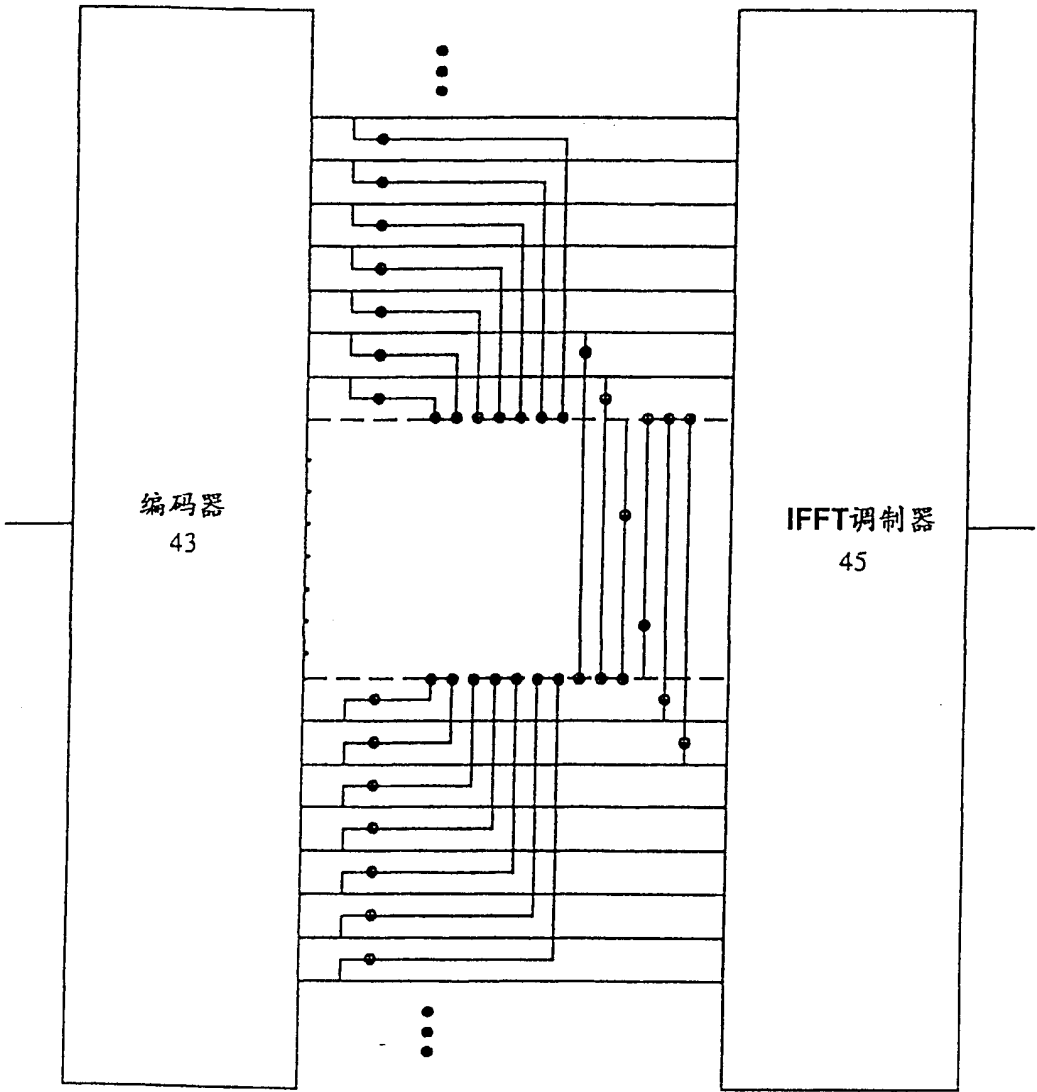


图 5

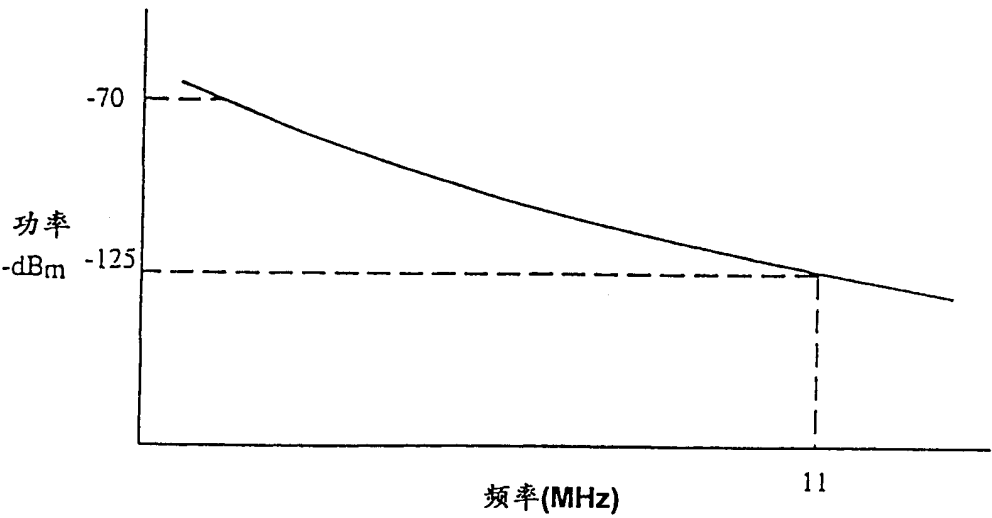


图 6

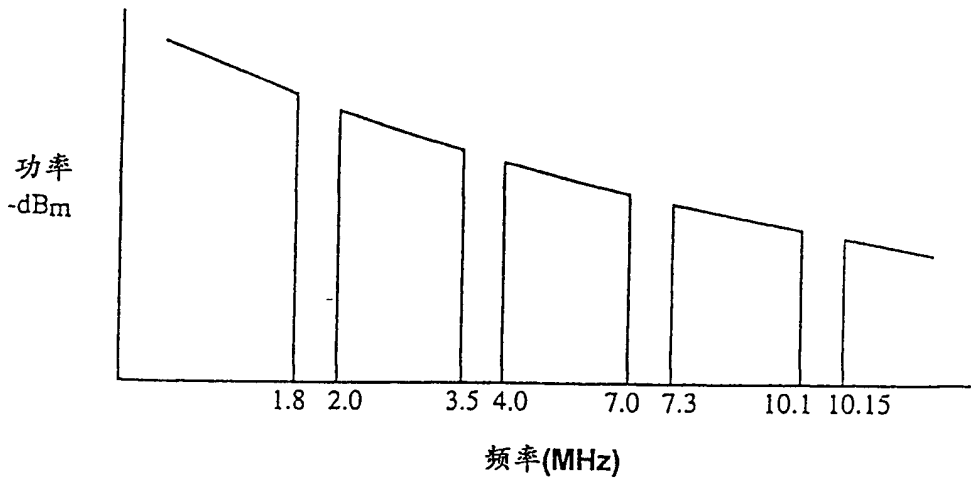


图 7

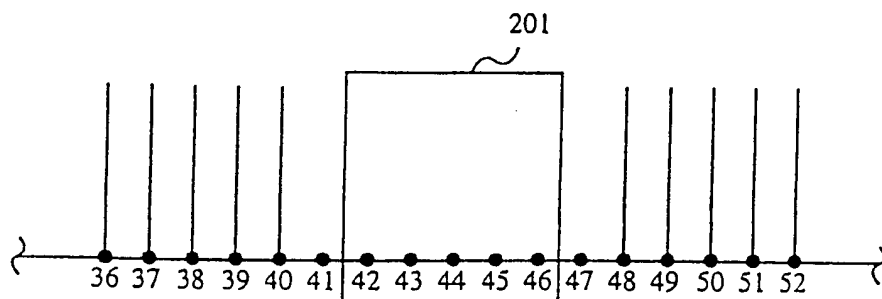


图 8

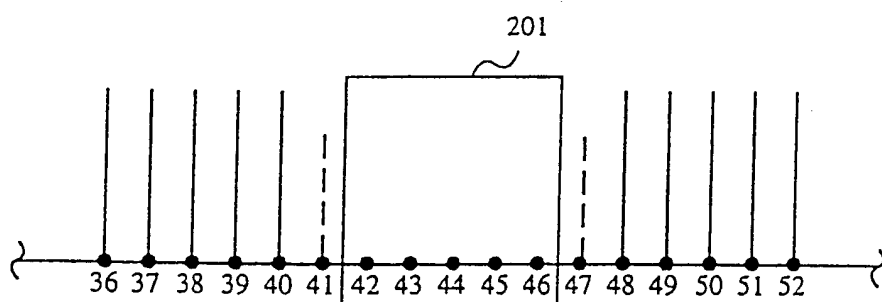


图 9

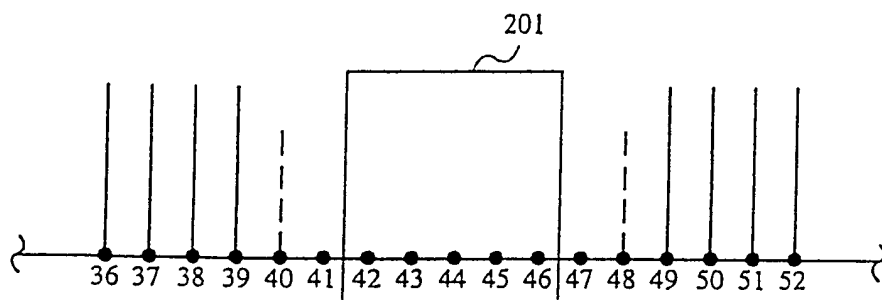


图 10

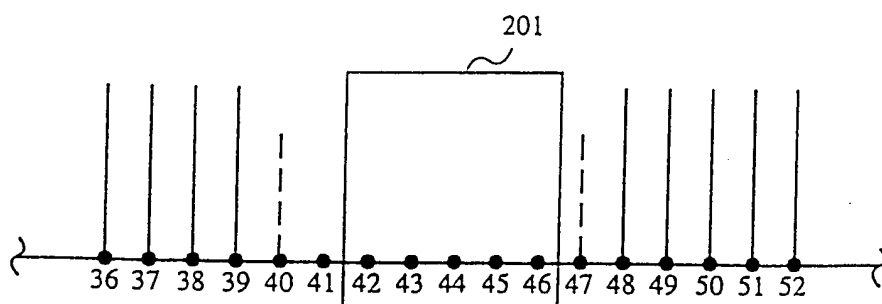


图 11

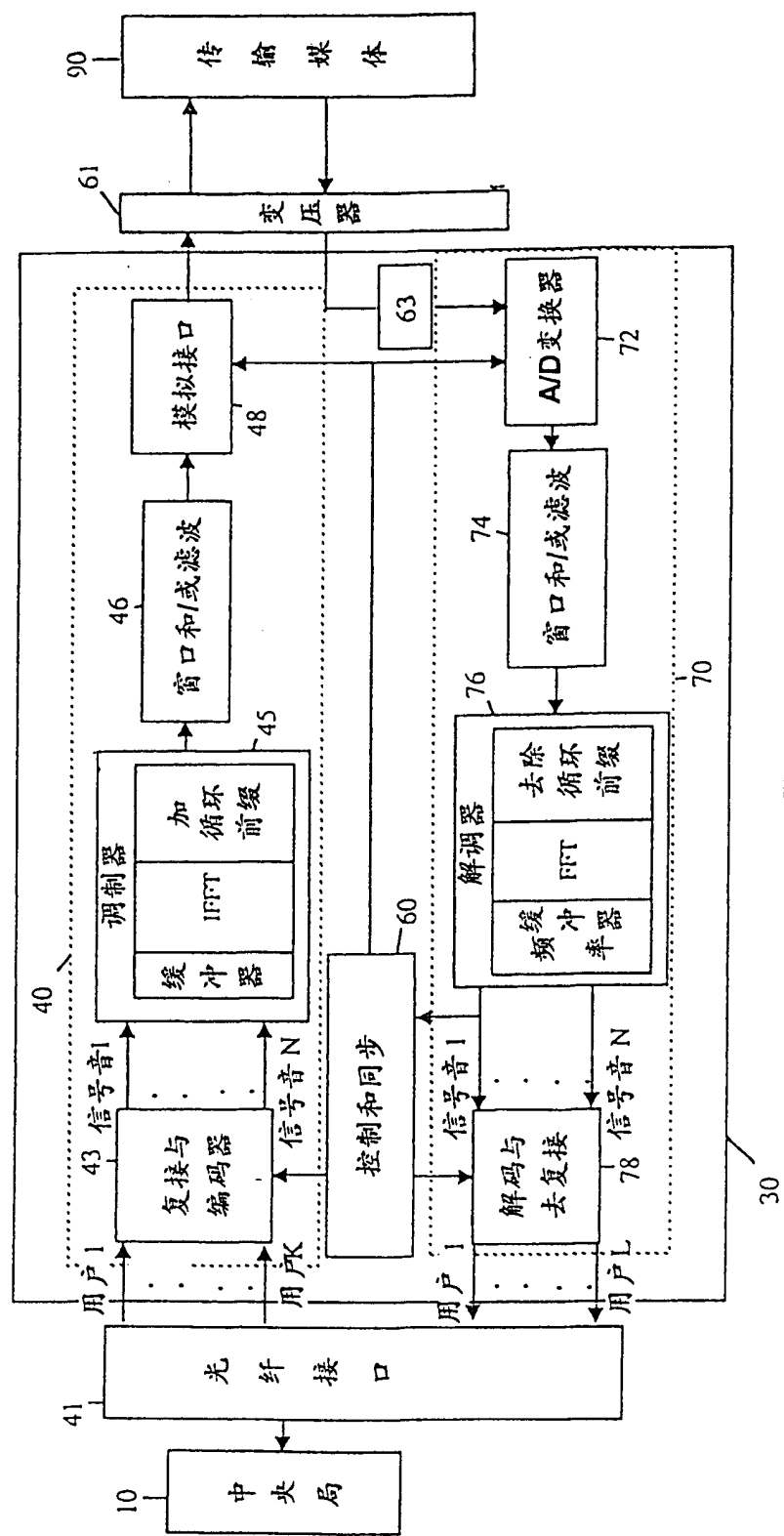
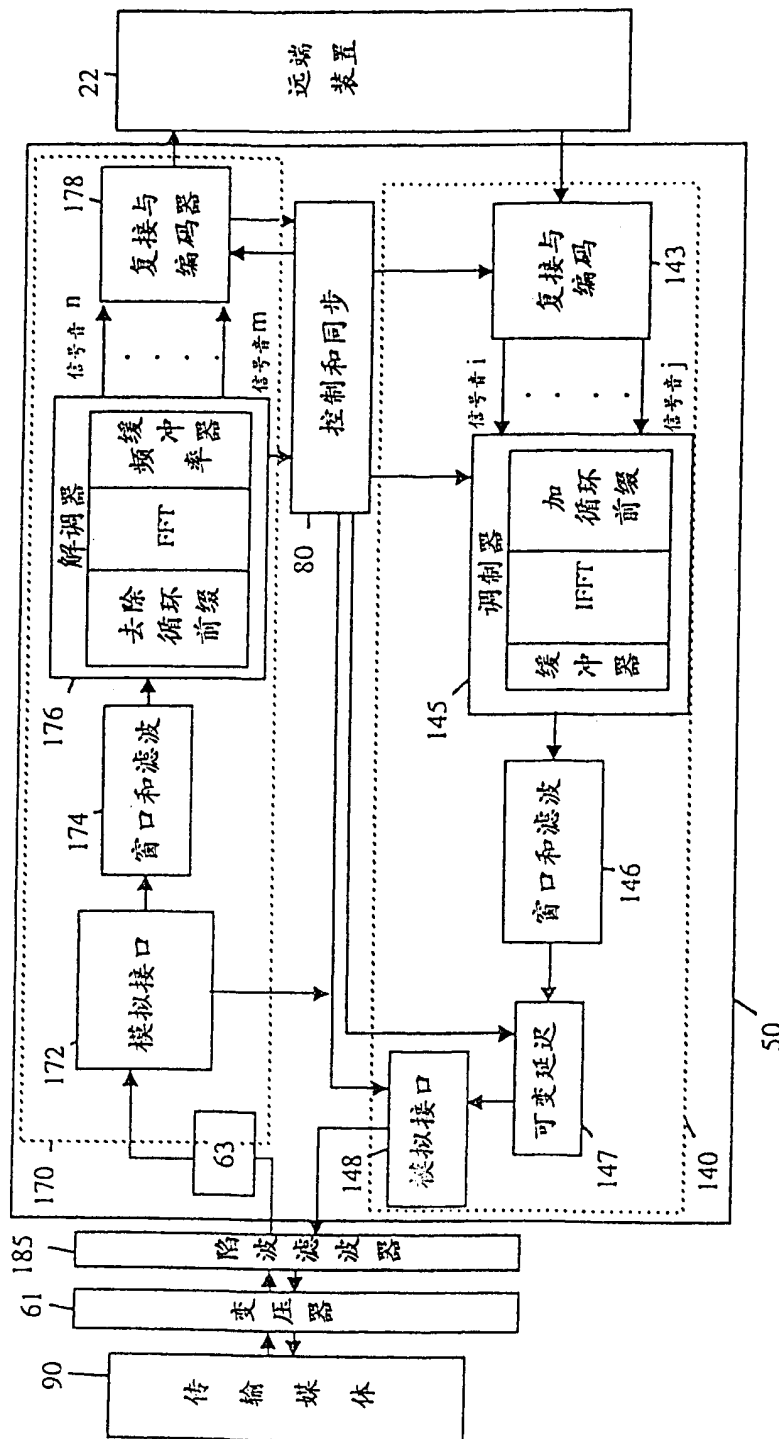


图 12



13