

[19]中华人民共和国国家知识产权局

[51]Int. Cl.⁶

H04L 27/26

H04B 1/10

[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 97195651.0

[43]公开日 1999 年 9 月 22 日

[11]公开号 CN 1229553A

[22]申请日 97.4.17 [21]申请号 97195651.0

[30]优先权

[32]96.4.19 [33]US [31]60/016,251

[32]96.4.19 [33]US [31]60/016,252

[32]97.4.4 [33]US [31]08/834,503

[86]国际申请 PCT/US97/06384 97.4.17

[87]国际公布 WO97/40608 英 97.10.30

[85]进入国家阶段日期 98.12.18

[71]申请人 阿马提通信有限公司

地址 美国加利福尼亚州

[72]发明人 B·R·威斯

J·A·C·宾厄姆

[74]专利代理机构 上海专利商标事务所

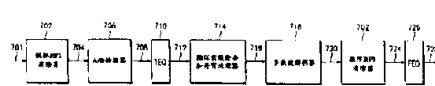
代理人 张政权

权利要求书 9 页 说明书 19 页 附图页数 12 页

[54]发明名称 数字射频干扰消除器

[57]摘要

揭示了射频(RF)干扰消除技术,该技术使用频域模型来有效地估计对数据信号的 RF 干扰,然后从接收到的数据信号中除去所估计的 RF 干扰。还揭示了用于对多载波调制样本进行滤波以减少由 RF 干扰引起的旁瓣干扰的改进的技术。



ISSN 1008-4274

权 利 要 求 书

1. 一种减轻多载波调制系统中射频(RF)干扰的方法, 其特征在于所述方法包括以下操作:

- 5 (a)获得与频带有关的频域数据;
- (b)识别该频带内的受限子频带;
- (c)估计受限子频带内 RF 干扰的频率;
- (d)依据由此 RF 干扰的频域模型和所估计的 RF 干扰的频率来估计 RF 干扰;
- 以及
- 10 (e)从频域数据中除去所估计的 RF 干扰。

2. 如权利要求 1 所述的方法, 其特征在于在此频带内的多个频音中提供频域数据, 以及

依据以下公式来产生频域模型:

$$15 \quad RFI_{n+m} = \left[\sum_{k=1}^{MO+1} \frac{A_k}{(m-\delta)^k} \right]$$

这里 RFI_{n+m} 是由频率 $(n+\delta)$ 处的无线电干扰者所引起的频音 $n+m$ 处的 RF 干扰 δ 是偏移量, MO 是频域模型的模型等级, A_k 是对每个频音 m 所确定的复数。

3. 如权利要求 1 所述的方法, 其特征在于 RF 干扰是由业余无线电操作人员的无线电发射所引起的。

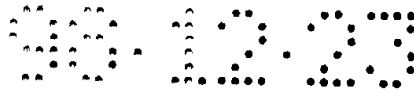
4. 如权利要求 1 所述的方法, 其特征在于受限子频带近似于: 1.8 到 2.0MHz; 3.5 到 4.0MHz; 7.0 到 7.3MHz 和 10.1 到 10.15MHz 之一。

5. 如权利要求 1 所述的方法, 其特征在于频域数据包括多个频域数据样本, 以及

25 对 RF 干扰频率的所述估计操作包括以下操作:

确定受限子频带内频域数据样本的最大数据样本, 以及确定靠近最大数据样本的最大相邻数据样本; 以及

根据最大数据样本和最大相邻数据样本来确定受限子频带内 RF 干扰的频率。



$$RFI_{n+m} = \left[\frac{A}{m-\delta} + \frac{B}{(m-\delta)^2} \right] W_m$$

这里 RFI_{n+m} 是由频率 $(n+\delta)$ 处的无线电干扰者所引起的频音 $n+m$ 处的 RF 干扰, δ 是偏移量, W_m 是由时域开窗所引起的衰减因子且它随着每个频音而变化, A 和 B 是复数。

- 5 15. 如权利要求 14 所述的方法, 其特征在于 A 和 B 是模型参数且由以下公式来确定:

$$\begin{bmatrix} A \\ B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1 & 1 \\ 1-\delta & \delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta^2 \frac{X_n}{W_0} \\ (1-\delta)^2 \frac{X_{n+1}}{W_1} \end{bmatrix}$$

这里, 对每个码元确定一次复数参数 A 和 B , 且对被仿造的每个 RF 干扰者的每个码元计算一次偏移量 δ 。

- 10 16. 如权利要求 1 所述的方法, 其特征在于频域数据包含多个频域数据样本,

所述方法还包括把受限频带内的频域数据样本与阈值量相比较的操作, 以及对于受限频带, 在所述比较操作确定频域数据样本小于阈值量时绕过所述估计操作 (d) 和所述除去操作 (e) 的至少之一。

- 15 17. 如权利要求 1 所述的方法, 其特征在于在受限子频带内不传输数据。

18. 如权利要求 1 所述的方法, 其特征在于所述获得频域数据的操作 (a) 首先接收时域数据, 时域数据经过时域开窗操作, 其后把经开窗的时域数据转换成频域。

- 20 19. 一种用于减轻多载波调制系统中射频干扰的方法, 其特征在于包括以下操作:

在数据传输前,

识别多载波调制系统中的 AM 无线电干扰;

估计 AM 无线电干扰的频率;

- 25 使靠近所估计的 AM 无线电干扰频率的多载波调制系统的某些频音在数据传输期间不能携带频域数据;

其后, 在以下数据接收期间或以后,

依据用于 AM 无线电干扰的频域模型以及所估计的 AM 无线电干扰的频率来估计 AM 无线电干扰；以及

从频域数据中除去所估计的 AM 无线电干扰。

20. 如权利要求 19 所述的方法，其特征在于在数据传输前发生的多载波调制系统的初始化阶段中进行所述识别 AM 无线电干扰的操作。

21. 如权利要求 19 所述的方法，其特征在于频域数据包含多个频域数据样本，以及

首先接收的频域数据作为时域数据，时域数据经过时域开窗操作，其后把经开窗的时域数据转换成频域。

22. 如权利要求 19 所述的方法，其特征在于 AM 无线电干扰位于 AM 无线电频带内，

频域数据包含多个频域数据样本，以及

对 AM 无线电干扰的频率的所述估计操作包括以下操作：

确定频率范围内频域数据样本的最大数据样本，以及确定靠近最大数据样本的最大相邻数据样本；以及

根据无线电频带一部分中的最大数据样本和最大相邻数据样本来确定频率范围内 AM 无线电干扰的频率。

23. 如权利要求 22 所述的方法，其特征在于频域模型以用于 RF 干扰的时域模型为基础，在此时域模型中，把 RF 干扰仿造成为开窗的调制正弦曲线。

24. 如权利要求 23 所述的方法，其特征在于以开窗的调制包络线来调制正弦曲线。

25. 如权利要求 23 所述的方法，其特征在于以线性变化的开窗调制包络线来调制正弦曲线。

26. 如权利要求 23 所述的方法，其特征在于以第 n 级多项式调制包络线来调制正弦曲线。

27. 如权利要求 19 所述的方法，其特征在于频域数据包含多个频域数据样本，

对 AM 无线电干扰的所述估计操作估计频域数据样本至少一部分的 AM 无线电干扰，以及

所述从频域数据中除去所估计的 AM 无线电干扰的操作包括，对于该部分中

的每个频域数据样本，从该频域数据样本中减去该频域数据样本上所估计的 AM 无线电干扰的操作。

28. 如权利要求 27 所述的方法，其特征在于 AM 无线电干扰位于 AM 无线电频带内，

5 频域数据包含多个频域数据样本，以及

对 AM 无线电干扰的频率的所述估计操作包括以下操作：

在部分频域数据样本内确定频域数据样本的第一和第二最大数据样本；以及根据无线电频带一部分中的第一和第二最大数据样本来确定 AM 无线电干扰的频率。

10 29. 如权利要求 28 所述的方法，其特征在于频域模型以用于 RF 干扰的时域模型为基础，在此时域模型中，把 RF 干扰仿造成为开窗的调制正弦曲线。

30. 如权利要求 29 所述的方法，其特征在于 AM 无线电干扰是由无线电台的无线电广播引起的。

15 31. 如权利要求 30 所述的方法，其特征在于在该频带内的多个频音中提供频域数据，以及

依据以下公式来产生频域模型：

$$RFI_{n+m} = \left[\frac{A}{m-\delta} + \frac{B}{(m-\delta)^2} \right] W_m$$

20 这里 RFI_{n+m} 是由频率 $(n+\delta)$ 处的无线电干扰者所引起的频音 $n+m$ 处的 RF 干扰， δ 是偏移量， W_m 是由时域开窗所引起的衰减因子且它随着每个频音而变化， A 和 B 是复数。

32. 如权利要求 31 所述的方法，其特征在于 A 和 B 是模型参数且由以下公式来确定：

25

$$\begin{bmatrix} A \\ B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1 & 1 \\ 1-\delta & \delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta^2 \frac{X_n}{W_0} \\ \frac{X_{n+1}}{(1-\delta)^2 W_1} \end{bmatrix}$$

这里，对每个码元确定一次复数参数 A 和 B ，且对被仿造的每个 RF 干扰者的每



个样本和与多载波调制码元有关的循环前缀的 y 个样本的操作是在传输媒体上接收到的来自多载波调制系统的发射机的数据流。

39. 如权利要求 38 所述的方法, 其特征在于传输媒体是用户线。

40. 如权利要求 37 所述的方法, 其特征在于对于多载波调制码元的 x 个样本中的每个样本, 所述方法为进行所述修改而使用 j 个乘法操作和 $2j$ 个加法操作, 这里 j 是一个整数, 它表示循环前缀的 y 个样本其余部分中样本的数目。

41. 如权利要求 40 所述的方法, 其特征在于预定乘法系数与升余弦函数有关。

42. 如权利要求 37 所述的方法, 其特征在于所述修改多载波调制码元的 x 个样本的第二部分的操作包括:

接收预定乘法系数中一个适当的系数;

确定循环前缀的 y 个样本其余部分与多载波调制系统的 x 个样本第二部分中的相应样本对之间的差量;

把此差量与预定乘法系数中一个适当的系数相乘而产生调节量; 以及
把调节量加到相应对的 x 样本第二部分的样本中。

43. 一种用于以数字方式对 DMT 样本进行滤波以减少从射频(RF)干扰者对 DMT 码元的频音的旁瓣干扰的方法, 其特征在于所述方法包括:

接收 DMT 码元的 X 个样本以及与 DMT 码元有关的循环前缀的 Y 个样本;

丢弃循环前缀的 Y 个样本的起始部分;

存储循环前缀的 Y 个样本的其余部分;

保存 DMT 码元的 X 个样本的第一部分而不修改; 以及

依据所存储的循环前缀的 Y 个样本其余部分的样本以及预定的乘法系数来修改 DMT 码元的 X 个样本的第二部分。

44. 如权利要求 43 所述的方法, 其特征在于所述修改操作使得来自射频(RF)干扰者的旁瓣干扰以比没有所述修改更快的速率衰减。

45. 如权利要求 43 所述的方法, 其特征在于所述方法把最靠近 RF 干扰者的频率的 DMT 码元的频音数目减少到不受 RF 干扰的严重影响。

46. 一种用于多载波调制系统的接收机, 其特征在于包括:

模拟-数字(A/D)转换器, 所述 A/D 转换器接收在传输媒体上传输到所述接收机的模拟信号并把此模拟信号转换成数字时域信号;



操作地连接到所述 A/D 转换器的多载波解调器, 所述多载波调制器接收此数字时域信号并把此数字时域信号转换成数字频域数据; 以及

操作地耦合到所述多载波解调器的数字 RF 干扰消除器, 所述数字 RF 干扰消除器通过依据频域模型仿造 RF 干扰来减轻 RF 干扰对数字频域数据的影响。

5 47. 如权利要求 46 所述的接收机, 其特征在于所述数字 RF 干扰消除器通过估计 RF 干扰的频率、依据用于此 RF 干扰的频域模型和所估计的 RF 干扰的频率来估计 RF 干扰以及从数字频域数据中除去所估计的 RF 干扰来减轻 RF 干扰对数字频域数据的影响。

10 48. 如权利要求 46 所述的接收机, 其特征在于在多载波调制系统所时域的多个频音上提供数字频域数据, 以及

依据以下公式来产生频域模型:

$$RFI_{n+m} = \left[\sum_{k=1}^{MO+1} \frac{A_k}{(m-\delta)^k} \right]$$

15 这里 RFI_{n+m} 是由频率 $(n+\delta)$ 处的无线电干扰者所引起的频音 $n+m$ 处的 RF 干扰, MO 是频域模型的模型等级, A_k 是复数。

49. 如权利要求 46 所述的接收机, 其特征在于数字频域信号包括携带数据的多个多载波调制码元, 每个码元具有一循环前缀,

所述接收机还包括:

20 操作地连接在所述 A/D 转换器和所述多载波解调器之间的循环前缀除去和开窗处理器, 所述处理器在码元上进行时域开窗操作, 时域开窗包括, 对于每个码元把与预定系数相乘的循环前缀的一部分加到码元的后部。

50. 如权利要求 49 所述的接收机, 其特征在于在多载波调制系统所使用的多个频音中提供数字频域数据, 以及

25 依据以下公式来产生频域模型:

$$RFI_{n+m} = \left[\sum_{k=1}^{MO+1} \frac{A_k}{(m-\delta)^k} \right] W_m$$

这里 RFI_{n+m} 是由频率 $(n+\delta)$ 处的无线电干扰者所引起的频音 $n+m$ 处的 RF 干扰, δ 是偏移量, A_k 是复数, MO 是频域模型的模型等级, W_m 是与时域开窗操作有关的衰减因子。

51. 如权利要求 49 所述的接收机, 其特征在于所述接收机还包括:

5 操作地连接的模拟 RF 消除器, 以在把模拟信号提供给所述 A/D 转换器前减少来自这些信号的 RF 干扰。

52. 如权利要求 49 所述的接收机, 其特征在于时域开窗是扩展的开窗, 对于每个码元, 窗口扩展到码元边界以外的循环前缀。

说明书

数字射频干扰消除器

相关申请

本申请通过参照而引用以下国际专利申请：(1)1997 年 4 月 17 日提交的名为“射频噪声消除器”的 PCT/US97/___ 号申请(要求 1996 年 4 月 19 日提交的 60/016,251 号美国申请的优先权)，以及(2)1997 年 4 月 17 日提交的名为“减轻离散的多载波传输系统中的射频干扰”的 PCT/US97/___ 号申请(要求 60/016,252 号美国申请的优先权)。

发明领域

本发明涉及射频(RF)干扰消除，尤其涉及多载波传输系统中的 RF 干扰消除。

背景技术

目前，正在开发用于高速数据通信的双向数字数据传输系统。众所周知，已开发的在双绞电话线上进行高速数据通信的一个标准是非对称数字用户线(ADSL)。目前提出的在双绞电话线上进行高速数据通信的另一个标准是超高速数字用户线(VDSL)。

由 ANSI(美国国家标准协会)授权的组织，电信信息解决联盟(ATIS)已制订了用于在 ADSL 上传输数字数据的基于离散多频音的方法。虽然该标准有各种其它的应用，但它主要用于在普通电话线上传输视频数据并进行快速的因特网访问。北美标准被称为 ANSI T1.413 ADSL 标准(以下叫做 ADSL 标准)。在 ADSL 标准下的传输速率将有利于以高达 8 兆比特每秒(Mbits/s)的速率在双绞电话线上传输信息。此标准化系统限定了使用离散的多频音(tone)(DMT)系统，该系统使用在前向(下行)方向上均为 4.3125kHz 宽的 256 个“频音”或“子信道”。在电话系统中，把下行方向定义为从中心局(一般归电话公司所有)到远程场所(可以是终端用户)(即，常驻用户或商务用户))的传输。在其它系统中，所使用的频音数量的变化范围很大。然而，当使用反快速傅里叶变换(IFFT)来进行有效调制时，对于可获得的子信道(频音)数量的典型值是 2 的整数幂，例如，128、256、512、1024



或 2048 个子信道。

ADSL 标准还限定了使用数据速率在 16 到 800Kbit/s 范围内的的反向信号。此反向信号相应于沿上行方向的传输，例如，从远程场所到中心局。这样，术语 ADSL 来源于沿下行方向的数据传输速率高于沿上行方向的数据传输速率这一事实。这在通过电话线把视频编程或者视频会议信息传输到远程场所的系统中特别有用。

由于上行和下行信号都在相同的电线对上传播(即，它们是双工的)，所以必须以某种方式把它们相互隔开。ADSL 标准中所使用的双工方法是频分双工(FDD)或消除回波。在频分双工系统中，上行和下行信号占据不同的频带，并由滤波器来分离发射机和接收机处的信号。在回波消除系统中，下行和上行信号占据相同的频带并通过信号处理来分离。

ANSI 对基于用户线的传输系统产生了另一个标准，这个标准叫做 VDSL 标准。VDSL 标准有利于在下行方向上有至少 12.98Mbit/s 以及高达 51.92Mbit/s 或更大的传输速率。为了实现这些速率，必须使双绞电话线上的传输距离短于 ADSL 所允许的长度。数字、音频和视频会议(DAVIC) 同时在类似的系统上工作，该系统被叫做光纤到街道(FTTC)。从“街道”到用户房屋的传输媒体是标准的非屏蔽双绞(UTP)电话线。

已提出在 VDSL 和 FTTC 标准(以下叫做 VDSL/FTTC)中所使用的许多调制方案。所提出的大多数 VDSL/FTTC 调制方案利用上行和下行信号的频分双工。有希望提出的另一个 VDSL/FTTC 调制方案使用不相互重叠的周期性同步的下行和上行通信周期。即，用于共享连接器(binder)的所有电线的下行和上行通信周期是同步的。由此配置，使得同一连接器内所有的超高速传输同步且时分双工，从而有时不传输与上行通信的传输重叠的下行通信。这也叫做基于(即，“乒乓”)的数据传输方案。在此期间沿任一方向都不传输数据的静止周期使下行和上行通信周期分离。例如，对于 20 个码元(symbol)的超级帧，为了有利于传输方向在电话线上的反转，超级帧内的两个 DMT 码元是静止的(即，静止周期)。在此情况下，将以大约每秒 4000 的速率发生传输方向的反转。例如，已提出大约 10-25 μ s 的静止周期。许多调制方案都可使用同步方法，这些方案包括诸如离散多频音调制(DMT)或离散子波多频音调制(DWMT)等多载波传输方案以及诸如正交调幅(QAM)、无载波幅度相位调制(CAP)、正交相移键控(QPSK)或残留边带调制等信号载波传输

方案。在 DMT 使用同步时分双工方法时，它被叫做同步 DMT(SDMT)。

上述传输系统的共同特点是至少把双绞电话线用作连接中心局(例如，电话公司)和用户(例如，居民)的传输媒体的一部分。难于在互连传输媒体的所有部分中避免双绞布线。即使从中心局到用户住宅附近的街道可使用光纤，但还是使用双绞电话线把信号从街道送入用户的家里或单位。

虽然双绞电话线的绞合提供了一些抵抗外部无线电干扰的保护，但某些无线电干扰仍旧存在。随着传输频率的增大，通过绞合也不能减轻的无线电干扰变得很重要。结果，无线电干扰使得在双绞电话线上高速传输的数据信号明显退化。随着数据传输速度的增加，这个问题更加恶化了。例如，在双绞电话线上传输 VDSL 信号的情况下，无线电干扰可使 VDSL 信号明显退化。这个成问题的无线电干扰也叫做射频噪声。

不想要的无线电干扰可来自于各种源。一个具体的无线电干扰源是业余(或业余)无线电操作人员。业余无线电台在基于大量功率的较宽频率范围内进行广播。业余无线电操作人员还经常例如大约每隔两分钟就改变其广播频率。另一个无线电干扰源是由在较宽频率范围内广播的无线电台所进行的 AM 无线电发射。由于高速的数据传输，由各种源产生的无线电干扰(噪声)可使在双绞电话线上传输的所需数据信号明显退化。

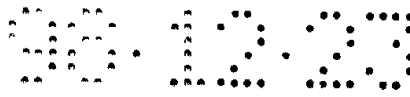
结果，使用具有诸如可用于 ADSL 和 VDSL 的高速数据传输速率的双绞电话线的问题在于，无线电干扰成为接收机准确接收所传输的数据信号的一个重要障碍。这样，需要提供消除或补偿无线电干扰的技术。

发明内容

一般来说，本发明涉及射频(RF)干扰消除技术，该技术使用 RF 干扰的频域模型来有效地估计对待接收的被传输数据信号的干扰，然后从所接收的数据信号中除去所估计的 RF 干扰。本发明还涉及改进的技术，该技术用于以数字方式滤除多载波调制样本来减少由 RF 干扰所引起的旁瓣。

可以设备、系统、方法或计算机可读媒体等各种方式来实现本发明。以下讨论本发明的几个实施例。

作为用于减轻多载波调制系统中射频(RF)干扰的一个方法，本发明的一个实施例包括以下操作：获得有关一频带的频域数据；识别该频带内受限频率子带；



估计受限频率子带内 RF 干扰的频率; 依据用于此 RF 干扰的频域模型和所估计的 RF 干扰的频率来估计 RF 干扰; 其后从频域数据中除去所估计的 RF 干扰。

作为用于减轻多载波调制系统中射频干扰的一个方法, 本发明的另一个实施例包括以下操作: 识别对多载波调制系统的 AM 无线电干扰、估计 AM 无线电干扰的频率以及使靠近所估计的 AM 无线电干扰频率的多载波调制系统的某些频音在数据传输期间不能携带数据, 这些操作是在数据传输前发生的。其后, 在随后的数据接收中, 本发明还包括以下操作: 依据 AM 无线电干扰的频域模型和所估计的 AM 无线电干扰频率来估计 AM 无线电干扰, 以及从多载波调制系统的那些携带数据的频音上的频域数据中除去所估计的 AM 无线电干扰。

作为用于以数字方式滤除多载波调制样本来减少来自射频(RF)干扰的旁瓣干扰、在预定频音处产生多载波调制样本并形成多载波调制码元的一个方法, 本发明的一个实施例包括以下操作: 接收 x 个多载波调制码元的样本和与多载波调制码元相关的 y 个循环前缀(prefix)的样本, 这 y 个循环前缀样本在 x 个多载波调制码元样本之前; 丢弃有关多载波调制码元的 y 个循环前缀样本的字首部分; 存储有关多载波调制码元的 y 个循环前缀样本的剩余部分; 使 x 个多载波调制码元样本的第一部分保存不变; 以及依据所存储的 y 个循环前缀样本的剩余部分的样本和预定的倍乘系数来修正 x 个多载波调制码元样本的第二部分。

作为用于多载波调制系统的接收机, 本发明的一个实施例包括: 模拟-数字(A/D)转换器、操作地连到 A/D 转换器的多载波解调器以及操作地耦合到多载波解调器的数字 RF 干扰消除器。A/D 转换器接收已通过传输媒体传输到接收器的模拟信号并把此模拟信号转换成数字时域信号。多载波解调器接收此数字时域信号并把此数字时域信号转换成数字频域数据。数字 RF 干扰消除器通过依据频域模型来仿造 RF 干扰以减轻 RF 干扰对数字频域数据的影响。数字时域信号最好包括携带数据的多个多载波调制码元, 每个码元还包括防护频带, 接收机最好还包括操作地连接在 A/D 转换器和多载波解调器之间的循环前缀除去和开窗处理器。循环前缀除去和开窗处理器对码元进行时域开窗操作。

从以下详细描述并结合通过对本发明的原理进行举例而示出的附图, 将使本发明其它方面和优点变得明显起来。

附图概述

从以下详细描述并结合附图将更容易理解本发明，其中相同的标号表示相同的结构元件，其中：

图 1 是适应于本发明的代表性电信系统的方框图；

图 2 是示出对 VDSL/FTTC 上行通信所提出的传输功率频谱密度的图；

图 3 是示出在双绞传输线上的典型 VDSL 应用中，在远程单元处接收到的最大频音功率的大小作为传输频率的函数的图；

图 4 是示出在进一步考虑切断受限频带内频音的影响时，如图 3 所示在远程单元处接收到的最大频音功率的大小的图；

图 5 是示出具有受限频带内的无线电干扰的多载波调制系统的频音的图；

图 6 是示出由多载波调制系统的各种频音上的无线电干扰引入的无线电干扰量的图；

图 7 是用于依据本发明一个实施例的多载波调制系统的接收机的方框图；

图 8A-8C 是示出调制正弦曲线的各种时域模型的图；

图 9 是依据本发明一个基本实施例的基本射频(RF)消除处理的图；

图 10A 和 10B 是依据本发明一个实施例的数字 RF 消除处理的流程图；

图 11 是依据本发明一个实施例的 AM 射频(RF)消除处理的流程图；

图 12 是依据本发明一个实施例的前缀除去和开窗处理的流程图；

图 13 是示出具有 40 样本前缀 1302 以及非矩形的扩展窗的 512 样本 DMT 码元 1300 的图。

本发明的较佳实施方式

在使用宽带多载波调制的多载波调制系统中，射频(RF)干扰常可妨碍准确地接收多载波调制系统所传输的数据。本发明提供用于消除多载波调制系统所传输的数据中的 RF 干扰尤其是窄带干扰的改进技术。尤其是，本发明涉及射频(RF)干扰消除技术，该技术使用频域模型来有效地估计对接收到的传输数据信号的 RF 干扰，然后从接收到的数据信号中除去所估计的 RF 干扰。本发明还涉及用于以数字方式对多载波调制样本进行滤波以减少由 RF 干扰所引起的旁瓣干扰的改进技术。

以下将参考图 1-12 来讨论本发明的实施例。然而，本领域内的技术人员应理

解，这里相对于附图所给出的详细描述只是为了示意，本发明可扩展到这些有限的实施例以外。

图 1 是适用于本发明的代表性电信系统 2 的方框图。电信系统 2 表示适合 VDSL 和 FTTC(以下叫做 VDSL/FTTC)应用的典型有线电信系统部分。系统 2 包括服务于可采用光学网络单元(ONU)11 的形式多个分布站的中心局 10。每个分布站在一条或多条多路复用的高速传输线 12(例如光学纤维线)上与中心局 10 进行通信。ONU 11 通常服务于大量的离散用户线 15。每个用户线 15 通常服务于离 ONU 11 为 1.5 公里内的单个终端用户。终端用户具有适用于以非常高的数据速率与 ONU 11 进行通信的远程单元 18。远程单元 18 包括调制解调器，该单元也可采用诸如电话、电视机、监视器、计算机、会议单元等各种不同装置的形式。当然，终端用户可具有连到单条线的单个电话或其它远程单元 18。被单个 ONU 所服务的用户线 15 通常把 ONU 11 留在一被屏蔽的连接器 21 中。连接器中的屏蔽一般用作抵抗 RF 噪声的发射(发出)和接收(进入)的良好绝缘体。然而，此用户线的最后一节(通常叫做“下户线(drop)”23)与连接器分支，并直接或间接耦合到终端用户的远程单元 18。位于远程单元 18 和连接器 21 之间用户线 15 的“下户线”23 部分通常未被屏蔽。在大多数应用中，“下户线”的长度不超过大约 30 米。然而，“下户线”23 的未屏蔽电线有效地起到发射和接收 RF 信号的天线的作用。此外，ONU 11 和双绞用户线 15 之间的连线 25 还可用作 RF 能量的发射源以及 RF 能量的接收器。

出于政府和实用的考虑，要规定特定通信系统可传输的能量的数量。如上所述，在适合 VDSL/FTTC 应用的离散多频音系统中，想要 12MHz 数量级的频带。在该 12MHz 的频率范围内，有几个分配给业余无线电用户的窄带。这样，在图 2 中示出对 VDSL/FTTC 上行通信所提出的一个传输功率频谱密度。在本实施例中，传输功率屏蔽(mask)允许在频带主体部分内有 -60dBm/Hz 的最大值。然而，在把可能传输业余无线电 RF 干扰的选中频带(即，1.8 到 2.0MHz、3.5 到 4.0MHz、7.0 到 7.3MHz 以及 10.1 到 10.15MHz)限制在明显较低的值。在这些受限频带内可允许的输出功率值在各规定之间多少有些变化。然而，VDSL/FTTC 标准化处理的大多数团体已提出最大的功率密度在近似于 -70dBm/Hz 到 -85dBm/Hz 范围内。很明显，无论最终所同意的实际传输功率，需要努力把禁止范围内的发射减到最小。

已提出用于 VDSL 和 FTTC 标准(以下 VDSL/FTTC)的许多多载波调制方案。所提出的一个多载波解决方案在本质上类似于 ADSL 标准的系统中利用了离散的多频音信号。所提出的另一个调制方案包括无载波幅度相位调制(CAP)信号和离散子波多频音调制(DWMT)。为了实现 VDSL/FTTC 所需的数据速率,发射带宽必须明显地大于 ADSL 所需的带宽。例如,适合 ADSL 应用的离散多频音系统利用 1.1MHz 数量级的发射带宽,而 VDSL/FTTC 应用打算利用 12MHz 数量级的带宽。在对 VDSL/FTTC 应用所提出的 DMT 系统中,打算用均为 43.125kHz 的 256 个“频音”或“子信道”。

本领域内的技术人员可理解,当高频多载波信号在双绞线上传输相对长的距离时,在双绞传输线上传输的这些信号将经历明显的衰减。图 3 是示出在双绞传输线上的典型 VDSL 应用中,远程单元处接收到的最大频音功率的大小作为传输频率的函数的图。例如,参考图 3,当传输功率在基于 DMT 的 VDSL 调制方案的传输带宽上为 -60dBm/Hz 的数量级时,则在典型远程用户处接收的功率在频谱下端可以是 -70dBm/Hz 的数量级,但在频谱上端可降低到 -125dBm/Hz。这样,在“下户线”²³ 的位置离源相对远时,下行信号在到达“下户线”²³ 以前就可能衰减得足够多,从而它们低于可允许的功率频谱密度。图 4 是示出在进一步考虑切断受限频带内频音的影响时,如图 3 所示在远程单元处接收到的最大频音功率的大小的图。

在任何情况下,在诸如 DMT 等多载波传输方案中,实际上有相对子载波(频音)落在受限频带内。相应地,减少受限频带内的传输的第一步骤是切断那些特定的子载波。其优点是既减少了禁止频率范围内的发射,也减少了与无线电信号的进入(接收)有关的不利影响。然而,本领域内的技术人员应理解,难于把对特定频音所发射的功率数量严格地限制在所需的频率中心(f_c)。与特定频音有关的发射通常包括集中在频率中心(f_c)周围的相对高的功率发射以及在其两侧上延伸的强度降低的大量旁瓣。

由于旁瓣功率的大小和相位,使得难于通过简单地切断受限频带内的频音而把功率频谱密度限制在 DMT 传输频带内的窄范围内。例如,考虑一个使用 43.125kHz 宽的频音的系统。如果尝试通过简单地切断 200kHz 宽的被禁止范围内的频音,从而在 1.8 到 2.0MHz 的范围内形成 200kHz 宽的凹口(notch),则被禁止范围中心处的发射功率将只从 -60dBm/Hz 减少到 -73dBm/Hz 的数量级。很明显,

这使得即使在被禁止的频率范围的中心内也可导致在-70 或-85dBm/Hz 的所需范围以上的发射。当然，在较靠近被禁止频率范围边界的频率处的发射功率将明显地较高。这样，如果尝试通过简单地切断多载波传输系统中某一范围的频音来减少发射，则需要被切断的频音的数目明显地高于与被禁止频率范围有关的频音的数目。虽然离散多频音系统挑选和选择子载波频率的能力是非常灵活的，但切断如此大的频带来避免业余无线电干扰是不想要的且它可能降低系统性能。在 1997 年 4 月 17 日提交的名为“减轻离散多载波传输系统中的射频干扰”的 PCT/US97/ 的国际专利申请中描述了用于减少受限频带中的 RF 发射的改进技术，在这里引入该申请作为参考。

本发明主要关心进入双绞传输线(例如“下户线”23)的 RF 干扰(RF 能量)。RF 干扰可来自于各种不同的 RF 干扰源，包括业余无线电操作人员和 AM 无线电台。依据本发明，RF 干扰可以被定位、估计以及从接收到的数据信号中消除。

图 5 是示出具有受限频带内的无线电干扰的多载波调制系统的频音的图 500。例如，多载波调制系统可以是离散多频音(DMT)调制系统。图 500 是多载波调制系统的预定频率上多个频音 502 的频域图。在频域 502 上传输数据信息。然而，在其上能传输频音 502 的频率通常包括不应传输数据的一个或多个受限频带 504。然而，由于其它人的无线电发射，所以通常将在受限频带 504 内产生无线电干扰。例如，在图 5 所示的受限频带 504 中，无线电干扰者 506 在受限频带 504 内传输。例如，无线电干扰者 506 可以是业余无线电操作人员，受限频带 504 可以与先前相对于图 4 所述的业余无线电频带中的一个频带有关。

多载波调制系统不应用受限频带 504 内的频率。因此，如图 5 所示，示出的受限频带 504 内的频率未象受限频带 504 以外的频音 502 一样携带有数据。然而，即使在受限频带 504 内，所存在的无线电干扰者 506 对受限频带 504 以外携带数据的频音也有不利影响。结果，由于无线电干扰者 506，无线电干扰将使携带数据的频音 502 上的信号恶化。恶化数量将随无线电干扰者 506 的传输功率以及频音的特定频率如何靠近无线电干扰者 506 的载波频率而改变。

在图 5 所示的例子中，无线电干扰者 506 包含在较大频率范围(多载波调制系统在其上进行操作)的受限频带内的一个频率处进行传输。无线电干扰还可靠近于多载波调制系统的频率范围。此外，如参考图 11 所述，可在多载波调制系统的频率范围内发生无线电干扰而与受限频带无关。

图 6 是示出在多载波调制系统的各种频音上由图 6 中所示的无线电干扰者 506 所引入的无线电干扰的数量。在此图中，频音 602 上箭头的高度表示由无线电干扰者 506 在该频音上引入的无线电干扰的大小。从图 6 中可看出，在频音 602 上引入的无线电干扰的大小随着从无线电干扰者 506 的载波频率中进一步除去频率而减小。为了消除无线电干扰，需要对无线电干扰来修正受限频带 504 以外的频音。换句话说，为了消除无线电干扰，需要估计在受限频带 504 以外的频音 602 上引入的无线电干扰，然后从频音 602 上接收到的数据中减去此干扰。从必须修正(以减轻无线电干扰者 506 对那些携带有数据的频音的无线电干扰)的无线电干扰者 506 的载波频率中除去频率的频音的数目与所利用的处理技术以及所需的无线电频率的减轻程度有关。

图 7 是依据本发明一个实施例的多载波调制系统的接收机 700 的方框图。接收机 700 接收已由多载波调制系统传输的无线电信号 701。接收机 700 进行操作来处理接收到的无线电信号 701，以恢复由多载波调制系统的发射机所传输的数据。发射机进行操作从而以数据块(例如，DMT 码元)来传输数据。由发射机加上循环前缀来提供保护空间，从而把码元间的干扰减到最小，此循环前缀通常由来自给定数据块末端的数据副本(repetition)来构成。

模拟射频干扰(RFI)消除器 702 接收无线电信号 701。模拟 RFI 消除器 702 进行操作来减轻模拟域的无线电干扰，然后输出射频(RF)修正的无线电信号 704。由 Cioffi 等人在 1997 年 4 月 17 日提交的名为“射频噪声消除器”的 PCT/US97/号国际申请中描述了一种适当的模拟 RFI 消除器，该装置适用于使用在实际上未传输数据时获得的信息来估计数据传输期间的无线电干扰噪声。把经 RF 修正的无线电信号 704 提供给模拟-数字转换器 706。对无线电信号 701 的修正还保证使 RF 干扰的功率值低于模拟-数字转换器 706 的饱和值。模拟-数字转换器 706 把经 RF 修正的无线电信号 704 转换成数字信号 708，继而把该信号 708 输出到时域均衡(TEQ)电路 710。时域均衡电路 710 产生在时间上均衡的数字信号 712。然后，把在时间上均衡的数字信号 712 提供给循环前缀除去和开窗处理器 714。循环前缀除去和开窗处理器 714 产生修改的数字信号 716，继而把信号 716 提供给多载波解调器 718。以下将参考图 12 详细地描述由循环前缀除去和开窗处理器 714 所进行的处理。在一个实施例中，多载波解调器 718 可以是快速富里叶变换(FFT)。TEQ 电路 710 通过减少信道脉冲响应的长度来限制码元间干扰。

多载波解调器 718 把数字频率信号 720 输出到数字 RFI 消除器 722。虽然，接收到的无线电信号 701 已经过模拟 RFI 消除器 702 所进行的 RF 干扰消除，但通常仍需要附加的 RF 干扰消除。例如，在多载波传输系统的传输频率范围内的受限频带中传输无线电干扰者(例如，业余无线电操作人员)或附近有 AM 无线电广播时，尤其需要进行附加的 RF 干扰消除。数字 RFI 消除器 722 把经 RF 修正的数字信号 724 输出到频域均衡(FEQ)电路 726。FEQ 电路 726 输出从中获得传输数据的接收到的数字信号 728。FEQ 电路 726 在每个载波(子信道)上进行操作并对每个载波的衰减和相位延迟进行适当的调节。

最初把无线电干扰仿造成为时域内经调制的开窗正弦曲线。图 8A-8C 是示出用于仿造射频(RF)干扰的经调制的正弦曲线的例子的示意图。正弦曲线的调制可采用如图 8A-8C 所示的许多形式。尤其是，在图 8A 中，使用矩形包络线 802 对正弦曲线 800 进行时域模型调制。在图 8B 中，以线性变化的包络线 806 对正弦曲线 804 进行时域模型调制。在图 8C 中，以(第二级)正交调制的包络线 810 对正弦曲线 808 进行时域模型调制。一般，以第 n 级多项式调制包络线来调制经调制的正弦曲线。

依据本发明的一个方面，通过以下讨论来得出和证明对所用 RF 干扰的频域模型。为了进行讨论，把图 8B 所示的时域模型用作示例的实施例。在时域中，把 RF 干扰仿造成为与线性调制的矩形窗相乘的正弦曲线。更确切地说，以下公式(1)提供了时域模型。

$$RFI(t)=rect(t)(1+at)\cos[2\pi(f_0t)+\phi] \quad \dots(1)$$

这里 rect(t)是矩形窗， f_0 是无线电干扰的载波频率，a 是小的正常数， ϕ 是相移。此时域模型相当于数据块(例如，DMT 码元)的持续时间内把第一级多项式固定到 RF 干扰的调制包络线。只要无线电干扰(即，无线电干扰者)的带宽比传输系统的码元率(symbol rate)小得多，时域模型就是适用的。例如，在业余无线电操作人员作为无线电干扰者以及 DMT 作为传输系统的情况下，无线电干扰者的带宽为大约 2.4MHz，此带宽基本上小于传输系统的码元率即大约 40MHz。

接着，把此时域模型转换成用于以频域消除 RF 干扰的频域模型。对时域模型进行富里叶变换来实现此转换。以下公式(2)详述转换到频域。

$$F\{rect(t)(1+at)\} = \left\{ \frac{\sin \pi f}{\pi f} + j \frac{a}{2} \left[\frac{\cos \pi f}{\pi f} - \frac{\sin \pi f}{(\pi f)^2} \right] \right\} \quad \dots(2)$$

公式(1)的余弦函数的富里叶变换为 $+f$ 和 $-f$ 处的 Dirac δ 函数。忽略负频率 δ 函数，这是因为它在正频率处尤其是在使用以下所示例的非矩形开窗时的贡献是极小的。然而，如果数据传输系统不使用非矩形开窗，则可使用正分量。

如公式(2)所示有两项，一项以 $1/f$ 下降，另一项以 $1/f^2$ 下降，令 $f_0 = n + \delta$ ，这里 n 是频音数目， $\delta(0 < \delta < 1)$ 是 RF 干扰的载波频率离频音 n 的偏移量。

在以下的公式(3)中定义了获得的频域模型。

$$RFI_{n+m} = \left[\frac{A}{m-\delta} + \frac{B}{(m-\delta)^2} \right] \quad \dots(3)$$

这里 RFI_{n+m} 是由频率 $n + \delta$ 处的 RF 干扰所引起的对频音 m 的 RF 干扰，这里 A 和 B 是必须对每个码元所确定的复数。

此外，在频域模型也使用非矩形开窗时，可通过与用于每个 m 值的单个复数 W_m 相乘来近似开窗效果，这里 W_m 表示由非矩形开窗操作而引起的相位旋转和附加衰减(在矩形开窗的衰减上)。由以下公式(4)来确定复数 W_m 。

$$W_m = \frac{F\{win(t)\}_{f=m}}{F\{rect(t)\}_{f=m}} = \frac{F\{win(t)\}_{f=m}}{\sin c(m)} \quad \dots(4)$$

这里 $win(t)$ 是所使用的有效窗。因此，现在以非矩形窗口而从公式(3)获得的频域模型变为如公式(5)所示。

$$RFI_{n+m} = \left[\frac{A}{m-\delta} + \frac{B}{(m-\delta)^2} \right] W_m \quad \dots(5)$$

这里 RFI_{n+m} 是由频率 $n + \delta$ 处的 RF 干扰所引起的对频音 m 的 RF 干扰，这里 A 和

B 是复数。注意，频域模型不需要在频音上把数据传输到 RF 干扰的载波频率的两侧即频音 n 和 n+1，这是因为这些频音用于确定 A、B 和 δ 的值。

可由以下公式(6)来近似偏移量 δ ，而不是使用三个频音来精确地确定 A、B 以及 δ 。当 RF 干扰是纯的正弦曲线时，公式(6)是精确的。

$$\delta = \frac{\left| \operatorname{Re} \left\{ \frac{X_{n+1}}{W_1} \right\} + \operatorname{Im} \left\{ \frac{X_{n+1}}{W_1} \right\} \right|}{\left| \operatorname{Re} \left\{ \frac{X_{n+1}}{W_1} \right\} + \operatorname{Im} \left\{ \frac{X_{n+1}}{W_1} \right\} + \operatorname{Re} \left\{ \frac{X_n}{W_0} \right\} + \operatorname{Im} \left\{ \frac{X_n}{W_0} \right\} \right|} \quad \dots(6)$$

这里 X_i 表示用于频域频音的样本值。这样，偏移量 δ 近似等于 $|X_{n+1}| / \{|X_n| + |X_{n+1}|\}$ ，它对于估计来自业余无线电操作人员的 RF 干扰是足够准确的。所示出的频域模型对偏移量 δ 中的小误差是不太敏感。

然后，使用用于频音 n 和 n+1 的公式(5)，可写出两个公式(公式 7 和 8)。

$$\frac{X_n}{W_0} = -\frac{A}{\delta} + \frac{B}{\delta^2} \quad \dots(7)$$

$$\frac{X_{n+1}}{W_1} = -\frac{A}{1-\delta} + \frac{B}{(1-\delta)^2} \quad \dots(8)$$

同时解出这两个公式提供了确定频域模型的复数参数 A 和 B 的技术。这样由以下公式确定了复数参数 A 和 B，

$$\begin{bmatrix} A \\ B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1 & 1 \\ 1-\delta & \delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta^2 \frac{X_n}{W_0} \\ (1-\delta)^2 \frac{X_{n+1}}{W_1} \end{bmatrix} \quad \dots(9)$$

在每个码元处确定复数参数 A 和 B，对于每个 RF 干扰， W_m 是开窗函数并随着每个频音而变化，对用于被仿造的每个 RF 干扰的每个码元，计算一次偏移量 δ 。尤其是，如上所述，可通过同时解出从用于三个不同频音(例如，n，n+1 和 n+2)的公式(5)中获得的三个公式来确定 δ 、A 和 B，所提供的数据未在这些频音上传

输。此外，在首先检测到 RF 干扰时，系统可确定由公式(6)给出的 δ ，然后，再使用公式(6)对许多码元取平均值，以提供随被平均的码元数目的增加而变得更准确的估计。

在一个实施例中，频域模型在仿造 RF 干扰中提供足够的准确率，从而只使用从公式(9)中计得的模型参数 A 来进行消除，而假设模型参数 B 为零。由此对频域模型的简化，降低了复杂程度，而在许多情况下，该频域模型仍在仿造 RF 干扰中提供足够的准确率。作为一个例子，对于由业余无线电操作人员所引起的 RF 干扰，这种简化示出仍可提供足够的仿造准确率(诸如在 VDSL 系统中)。在其它情况下，诸如类似于 AM 无线电信号的较高带宽的信号，此简化可能不适当，应再利用模型参数 B。

此外，同样可使用较高级的模型来为 RF 干扰提更准确的模型。然而，所使用模型的等级越高，则计算模型参数的处理需求越多。因此，一般，依据本发明的公式(3)的频域模型依据以下公式：

$$RFI_{n+m} = \left[\sum_{k=1}^{MO+1} \frac{A_k}{(m-\delta)^k} \right] \quad \dots(10)$$

这里 RFI_{n+m} 是由频率 n 处的无线电干扰所引起的对频音 m 的 RF 干扰， δ 是偏移量，MO 是频域模型的模型等级， $\{A_k\}$ 是在每个干扰者的每个码元处确定的复数。因而，以上由公式(3)得到和定义的频域模型为第一级模型(MO=1)。当然，在频域模型还使用非矩形开窗时，可如公式(5)所示，通过与用于每个 m 值的单个复数 W_m 相乘来近似开窗效果。

图 9 是依据本发明基本实施例的基本射频(RF)消除处理 900 的图。最好由多载波调制系统的接收机或收发两用机的接收机部分来进行 RF 消除处理 900。

RF 消除处理 900 首先在 902 接收频域数据。频域数据是由多载波调制系统的发射机在传输媒体上传输到接收机的数据。接着，在 904 识别具有射频(RF)干扰的受限频带。然后，假设一受限频带被识别为包含 RF 干扰，在 906 估计该受限频带内 RF 干扰的频率。在估计此 RF 干扰的频率后，在 908 依据所估计的频率和用于此 RF 干扰的频域模型来估计 RF 干扰。其后，在 910 从频域数据中除去所估计的 RF 干扰。在块 910 后，完成和结束 RF 消除处理 900。

图 10A 和 10B 是依据本发明一个实施例的数字 RF 消除处理 1000 的流程图。应注意，数字 RF 消除处理 1000 与多载波调制系统的接收机或收发两用机的接收机部分在接收到多载波传输系统的每个码元时所进行的处理有关。

数字 RF 消除处理 1000 首先在 1002 接收一码元的数据矢量 X_i 。该数据矢量 X_i 通常是用于码元内每个频音的复数。例如，在 256 个载波的 DMT 系统中，可对 256 个频音中的每个频音接收到数据点 X_i 。

接着，在 1004 选择用于 RF 消除处理的受限频带。当多载波传输系统的传输频率范围内有多个受限频带时，对每个受限频带重复以下所述的处理。在每一个事件中，对于从接收的事件矢量 X_i 中消除受限频带中所产生的 RF 干扰的 RF 消除处理选择一个受限频带。以每个受限频带中最多存在一个 RF 干扰的假设来描述 RF 消除处理 1000。

在 1004 已选中的受限频带内，在 1006 确定该受限频带内的最大数据矢量 $|X_{iL}|$ 。接着，在判断块 1008 确定受限频带内的最大数据矢量 $|X_{iL}|$ 是否大于阈值。阈值的值将随系统设计而改变，但通常把它设定为这样的值，从而位于噪声层 (floor) 以上大约 20dB 的受限频带内的数据矢量 $|X_{iL}|$ 将超出该阈值。当最大数据矢量 $|X_{iL}|$ 大于阈值时，则继续对选中受限频带的处理。

接着，在 1010 确定最大相邻数据矢量 $|X_{iLA}|$ 。然后，在 1012 从最大数据矢量 $|X_{iL}|$ 和最大相邻数据矢量 $|X_{iLA}|$ 中选择数据矢量 X_n 和 X_{n+1} 。 n 的值提供了受限频带内 RF 干扰的估计频率的指示；这是因为对于受限频带内的频率而接收到的数据矢量不携带信息。实际上，在数字 RF 消除处理 1000 的该点，一般估计 RF 干扰的载波频率在与 n 和 $n+1$ 有关的频率之间。

接着，从选中的数据矢量 X_n 和 X_{n+1} 来确定偏移量 δ 。例如，可以 $W_0 \approx 1$ 和预存在存储器中的 W_1 的公式(6)来确定偏移量 δ 。然后，对于已选中的 RF 干扰的频域模型(例如，公式(3))，在 1016 计算模型参数 A 和 B 。作为一个例子，公式(9)可用于确定模型参数 A 和 B 。一旦确定 δ 、 A 和 B ，则完成了 RF 干扰的频域模型，可使用该模型从接收到的数据矢量中消除 RF 干扰。

在 1018 选择要接收消除的一个频音。如上所述，选择靠近受限频带(具有 RF 干扰)的预定数目的频音，从而可对它们进行处理来消除 RF 干扰。虽然可对所有的频音进行消除，但从计算上来说，只对预定数目的相邻频音进行消除是有利的。在任一种情况下，都在 1018 选择要接收消除的频音，以从这些相邻频音中

选择一个频音。然后，对于选中的频音，在 1020 使用频域模型来估计 RF 干扰。接着，在 1022 从用于选中频音的数据矢量中除去所估计的 RF 干扰。如以下公式所示用减法来进行消除：

$$X_{n+m}(\text{已消除}) = X_{n+m}(\text{未消除}) - \text{RFI}_{n+m}$$

这里从公式(10)获得 RFI_{n+m} 。

然后，在判断块 1024 确定 RF 干扰的消除是否已完成。在判断块 1024 确定靠近具有需要消除的受限频带的所有频音(例如，预定数目)是否已接收必要的消除处理。继而，如果对要接收消除的所有频音的消除还未完成，则数字 RF 消除处理 1000 进行操作以在 1026 选择要接收消除的另一个频音。在块 1026 以下，数字 RF 消除处理 1000 返回，以对新选中的频音重复块 1020 和随后的块。注意，对于新选中的频音，再次估计用于此型选中频音的 RF 干扰。

另一方面，在判断块 1024 确定已完成对该频音的消除时，在判断块 1028 确定是否已处理所有的受限频带。在还未处理所有的受限频带时，在 1030 选择用于 RF 消除处理的下一个受限频带。在块 1030 后，数字 RF 消除处理 1000 返回，以重复块 1006 和随后的块，从而消除其它受限频带中的 RF 干扰。此外，在块 1028 确定已处理所有的受限频带时，完成并结束数字 RF 消除处理 1000。

此外，在判断块 1008 确定最大数据矢量 $|X_{iL}|$ 不超出阈值时，则绕过因而不进行消除特定受限频带内的 RF 干扰的处理。在此情况下，判断块 1008 使数字 RF 消除处理 1000 跳到判断块 1028，继而绕过块 1010 到 1026。

对于 VDSL 系统，在数字 RF 消除处理 100 的一个示例中，由耦合到或与随机存取存储器(RAM)和只读存储器(ROM)集成在一起的数字 ASIC 来实行处理。虽然不需要消除受限频带内这些频音上的 RF 干扰，但要接收 RF 消除的预定数目的相邻频音是 RF 干扰者每一侧上的 31 个频音(忽略频音 n 和 $n+1$)。在模型等级(MO)为一旦假设 B 等于零的情况下，可使用第一级多项式近似来计算用于 RF 干扰的频域模型中的 $1/(m-\delta)$ 项，从而避免不得不进行的耗时的分割操作。把用于多项式近似的系数 a_0 和 a_1 存储在用于每个 m 值的存储器中(一组用于 $0 < \delta < 0.5$ ，另一组用于 $0.5 < \delta < 1$)，这样可快速地检索到这两个系数。复数 W_m 最好是 24 位的且存储在 RAM 中。用于经过 RF 干扰消除的频音的数据矢量最好是从 FFT 输出的频域数据样本。每个受限频带可具有它自己的阈值。

最好可如下进行估计 RF 干扰的计算。频带中的最大元素以及最大元素两侧

的最大元素为 X_n 和 X_{n+1} 。接着，如下计算中间值 α 和 β 。

$$\alpha = \frac{1}{2} X_{n+1} \left(\frac{1}{W_1} \right)$$

$$\beta = \frac{1}{2} X_n$$

这里， $1/W_1$ 保存在 RAM 中，且 $W_0 \approx 1$ 。然后，如下计算中间值 a 和 b 。

$$a = \frac{|\operatorname{Re}\{\alpha\}|}{4} + \frac{|\operatorname{Im}\{\alpha\}|}{4}$$

$$b = a + \frac{|\operatorname{Re}\{\beta\}|}{4} + \frac{|\operatorname{Im}\{\beta\}|}{4}$$

进行因子为 2 的下定标以防止加法期间的溢出。然后，使 a 和 b 移位，从而 $0.5 < b < 1$ 。然后使用具有八个迭代 ($I=0:7$) 的牛顿法来找到 $\delta = a/b$ 。令 $\delta_0 = 0.5$ ，则

$$\delta_{i+1} = \delta_i - (\delta_i b - a)$$

然后由以下公式来确定(以因子 2 定标的)模型参数 A 。

$$A/2 = -\delta^2 \beta + (1 - \delta)^2 \alpha$$

通过形成

$$r1 = \delta a_0 + a_1$$

$$r2 = A W_m$$

来计算频音 m 的 RF 干扰的估计值，这样 RF 干扰的估计值变为

$$RFI_{n+m} = 2(r1)(r2)$$

然后，从用于码元的预定数目的相邻频音(例如， $m=-31:32$)的数据中减去计算得的估计的 RF 干扰。

图 11 是依据本发明一个实施例的 AM 射频(RF)消除处理 1100 的流程图。AM 无线电发射还使 RF 干扰被多载波系统进行无线电发射。与业余无线电操作人员所引起的 RF 干扰不同的是，只要 AM 无线电台每天 24 小时进行传输，一般就固定地存在 AM RF 干扰。最好由多载波调制系统的接收机或收发两用机的接收机部分来进行 AM RF 消除处理 1100。把上述 RF 干扰的仿造相等地加到 AM RF

干扰上。例如，频域模型(例如，公式(5))的第一级模型也适用于在 VDSL 速率下仿造 AM RF 干扰。

AM RF 消除处理 1100 首先在 1102 识别不传输数据的初始化阶段中的 AM RF 干扰。然后，在 1104 估计 AM RF 干扰的频率。例如，通过测量在不传输数据的初始化阶段(通常是多载波调制系统的情况)中接收到的数据信号，来寻找在不同频率处传递到 AM RF 干扰的大小。然后，在此例中，大小最大化的区域表示 AM RF 干扰的载波频率的一般位置。其后，在此例中，该系统可对一段时间(例如，许多数据块)的预定载波频率取平均值，以准确地确定 AM RF 干扰的载波频率。通过在初始化阶段期间对 $|X_{n+1}|/\{|X_n|+|X_{n+1}|\}$ (或使用公式(6))的结果取平均值，能准确地确定偏移量 δ ，继而识别 AM RF 干扰的载波频率。一旦在 1104 估计了 AM RF 干扰的载波频率，就完成了对 AM RF 消除处理 1100 这部分的初始化。一般，AM 消除假设较大的 AM 干扰者在 AM 频带中未相互靠近。

其后，在随后传输或接收数据时，AM RF 消除处理 1100 进一步操作以从接收到的数据信号中消除 AM RF 干扰。在数据传输的情况下，在 1106 使靠近 AM RF 干扰的估计频率的频音无效，从而在其上不传输数据。这里，在 1106 使靠近 AM RF 干扰的估计频率的至少两个频音无效，这是因为 RF 模型在仿造 RF 干扰时使用这些频音。

然后，由 AM RF 消除处理 1100 如下所述对 AM RF 干扰进行消除。依据所估计的频率和用于 AM RF 干扰的频域模型在 1108 估计 AM RF 干扰。其后，在 1110 从频域数据中除去所估计的 AM RF 干扰。在块 1110 后，完成和结束 RF 消除处理 900。

众所周知用非矩形开窗来减少多载波调制系统中的旁瓣电平。例如，见 Spruyt, Reusens 和 Braet 在 1996 年 4 月 22-25 日的 Alcatel Telecom T1E1.4 Submission 中的“用于 VDSL 的改进的 DMT 收发两用机的性能”。由 Sruyt 等人所描述的非矩形开窗扩展到码元边界以外的码元的循环前缀和循环后缀。

以上所讨论的频域模型最好使用扩展的非矩形开窗而使旁瓣较为快速地衰减，从而 RF 干扰影响较少的频音。可改变所使用的非矩形开窗的特定类型。图 12 描述了非矩形开窗可能的较佳类型，它也是本发明的另一个方面，而且它既可用于这里所描述的 RF 消除技术也可自己用来从总体上减轻载波间的干扰。

图 12 是依据本发明一个实施例的前缀除去和开窗处理 1200 的流程图，这

里，所进行的开窗最好是非矩形的扩展开窗。非矩形开窗用于使频音的旁瓣衰减得比矩形开窗更快。扩展的开窗意味着窗的宽度扩展到数据码元本身以外的循环前缀。循环前缀通常由来自相应数据码元结尾的数据副本(repetition)。循环前缀是一保护带，用来提供减少由于信道响应不理想而引起的码元间干扰的保护时间。作为一个例子，在 VDSL 中，数据码元可具有 512 个样本和 40 个循环前缀的样本。最好由图 7 所示的循环前缀除去和开窗处理器 714 来进行前缀消除和开窗处理 1200。

前缀除去和开窗处理 1200 首先在 1202 接收 DMT 码元的 X 样本及其循环前缀的 Y 样本。例如，512 个 DMT 码元样本和 40 个循环前缀样本可组成一 DMT 码元。图 13 是示出具有 40 个前缀样本 1302(样本 0-39)的 512 个 DMT 码元样本 1300(样本 40-551)以及非矩形扩展窗的图。在图 13 中，非矩形扩展开窗从样本 20 扩展到样本 551，样本 20-39 是扩展到循环前缀中的部分。如下所述对 DMT 码元的 X 样本和循环前缀的 Y 样本进行处理。

在 1204 丢弃循环前缀的 Y 样本的起始部分，这是因为不再需要这些部分。为以后的检索而在 1206 保存 Y 样本的其余部分。Y 样本的其余部分的尺寸与所使用的扩展开窗的数量有关。例如，对于 40 个循环前缀样本，40 个样本其余部分的尺寸可以是 0 和 40 之间的任意整数。接着，在 1208 保存 DMT 码元的 X 样本的第一部分。然后，依据所保存的循环前缀其余部分的样本和预定的乘法系数在 1210 修改 DMT 码元的 X 样本的第二部分。在块 1210 后，完成和结束前缀除去和开窗处理 1200。

依据前缀除去和开窗处理 1200，已处理了 DMT 码元及其前缀，从而对获得的样本进行了滤波，从而除去最初的一组前缀样本，然后在其余样本上进行扩展的非矩形开窗处理。扩展的非矩形开窗进行操作而把循环前缀其余部分的样本与表示窗的非矩形部分的升余弦函数(或其它平滑函数)相乘，然后把获得的值组合成 X 样本第二部分的样本。扩展的非矩形开窗操作的优点是使有效的旁瓣电平数据衰减得较快，这通常有利于多载波调制系统。在依据本发明的 RF 消除技术使用扩展的非矩形开窗的情况下，扩展的非矩形开窗的优点在于，可在不太靠近的频音上进行 RF 消除，这减少了补偿 RF 干扰所需的处理。所节约的处理时间在诸如多载波调制系统(例如，VDSL)等高速系统中是重要的。依据本发明的扩展的非矩形开窗还减少了实现扩展的非矩形开窗所需的计算负担。以下例子有助于说

明本发明的这一方面还节约了计算。

以 512 个 DMT 频音和 40 个循环前缀样本利用 32 个样本的扩展开窗的情况来说明前缀除去和开窗处理 1200 的一个例子。值 x_0 到 x_{551} 表示具有其循环前缀的单个 DMT 码元，值 w_0 到 w_{31} 是最好被存储在 RAM 中的窗抽头(tap)。在此例中，前缀除去和开窗处理 1200 如下：

丢弃 x_0 到 x_7

存储 x_i , $i=8$ 到 39

$x_i=x_i$, $i=40$ 到 519

形成 $x_{520+i}=x_{520+i}+(x_{8+i}-x_{520+i})w_i$, $i=0$ 到 31

注意, $x_{520+i}=(1-w_i)x_{520+i}+w_ix_{8+i}=x_{520+i}+(x_{8+i}-x_{520+i})w_i$, 对于每个 DMT 码元, 此例需要 32 个实数乘法操作和 64 个加法操作。相反, 对于每个 DMT 码元, 常规的途径将利用 64 个实数乘法操作和 32 或 64 个加法操作。假设进行乘法操作的计算负担明显地大于进行加法操作的计算负担, 则很明显, 本发明可节约 32 个乘法操作。

应理解可在中央和远程电台位置处以许多形式和调制方案(例如, 离散子波多频音调制(DWMT))来实施本发明而不背离本发明的精神或范围。例如, 虽然在说明书主要从基于用户线的高速数据传输系统的角度来描述本发明, 但可在经历明显的窄带干扰或在其指定传输频带内具有 RF 干扰的受限频带的其它系统中使用本发明。

这些描述使本发明的许多特征和优点很明显, 因而附加的权利要求书试图覆盖本发明的所有这些特征和优点。此外, 由于本领域内的技术人员容易知道大量修改和变化, 所以不想把本发明限制于所示和所述的具体结构和操作。因而, 可使所有适当的修改和等价物落在本发明范围内。

说明书附图

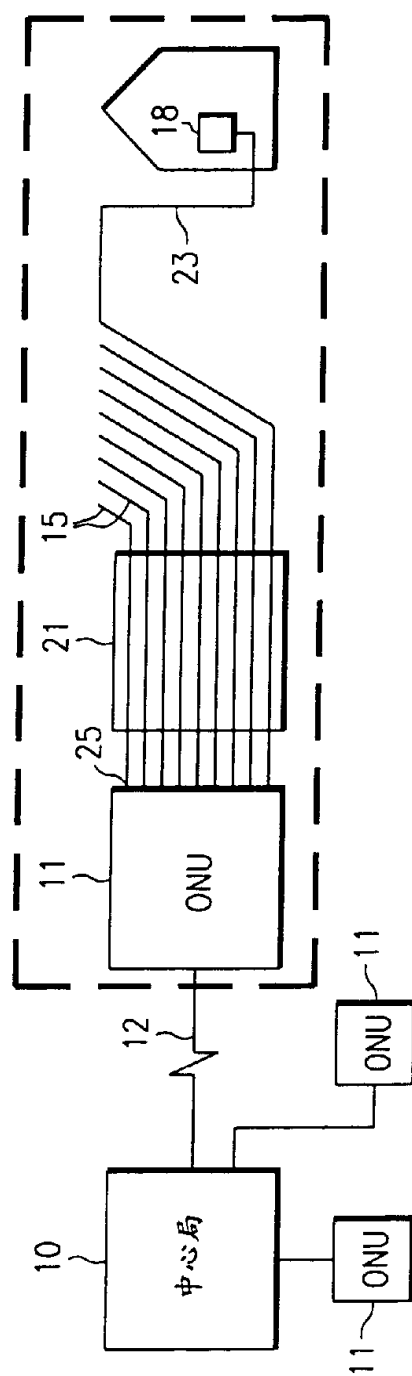


图 1

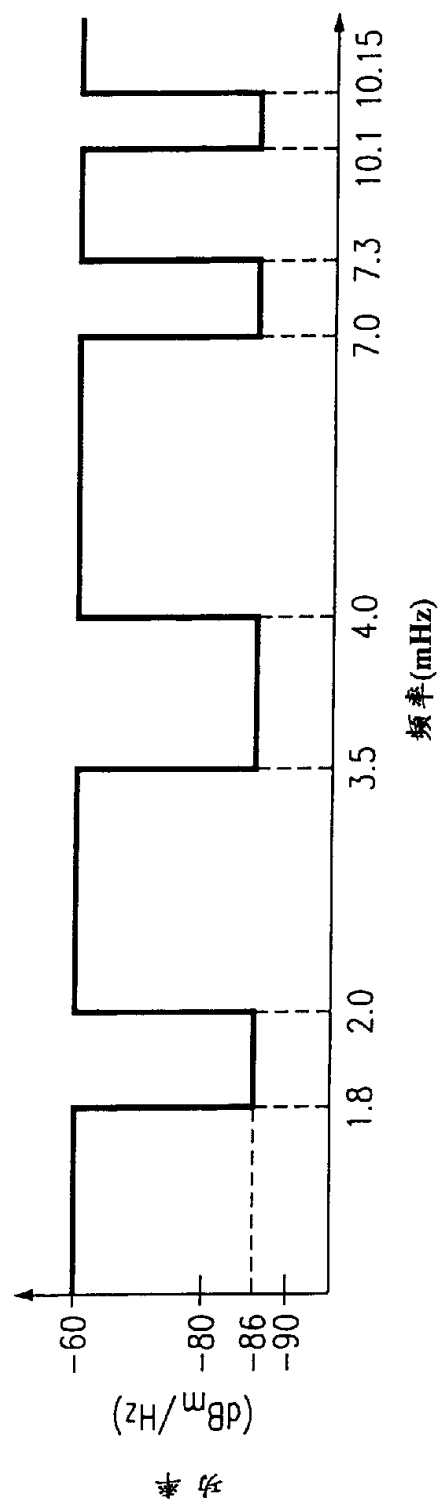


图 2

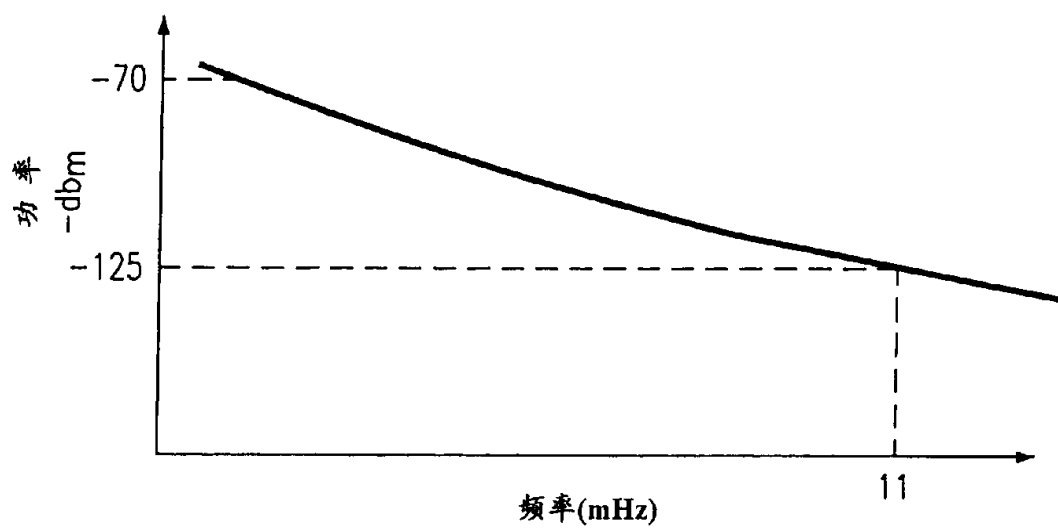


图 3

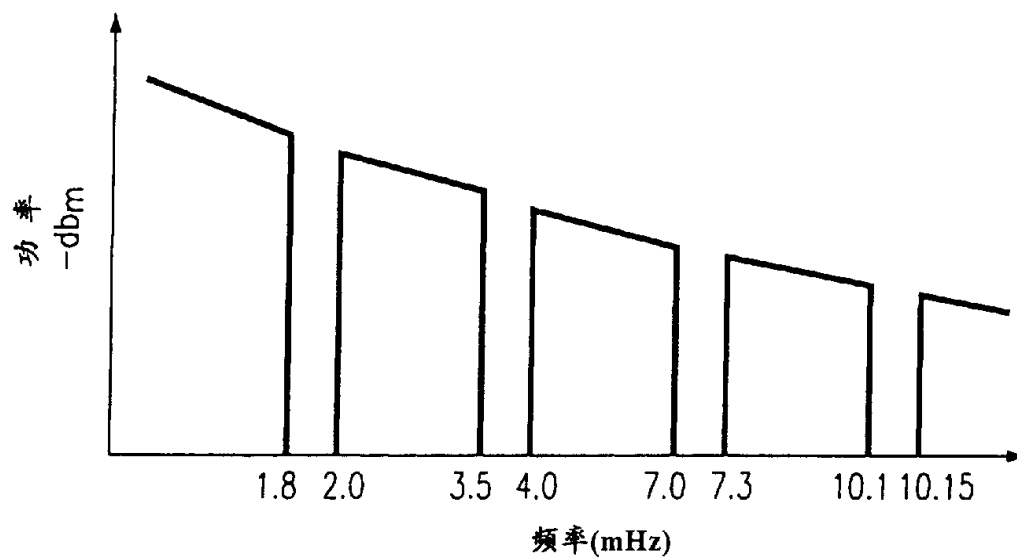


图 4

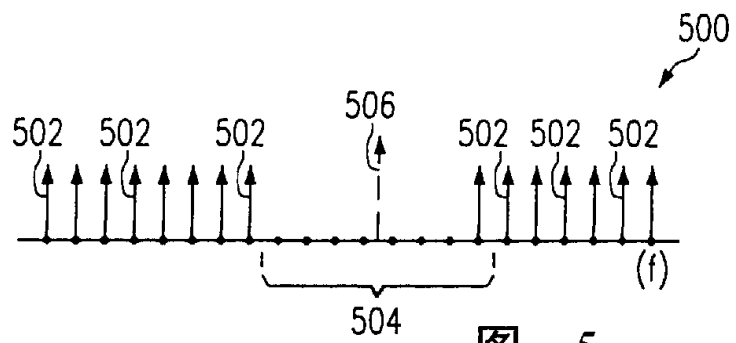


图 5

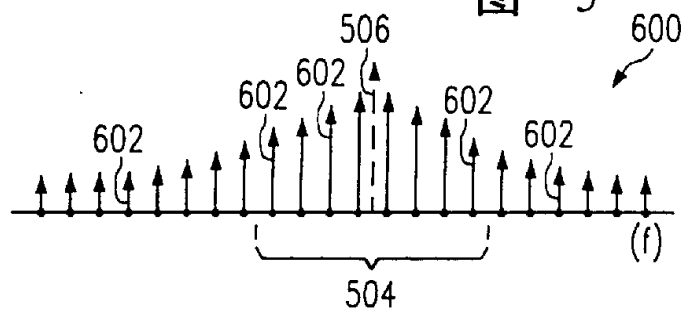


图 6

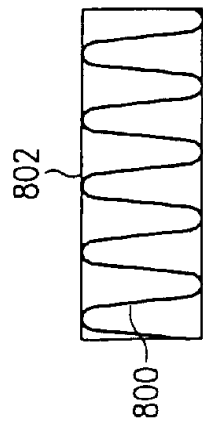


图 8A

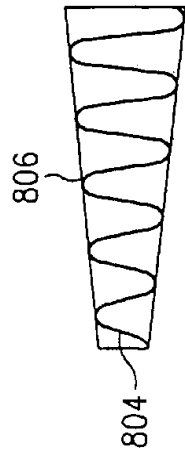


图 8B

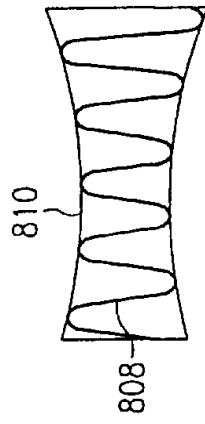


图 8C

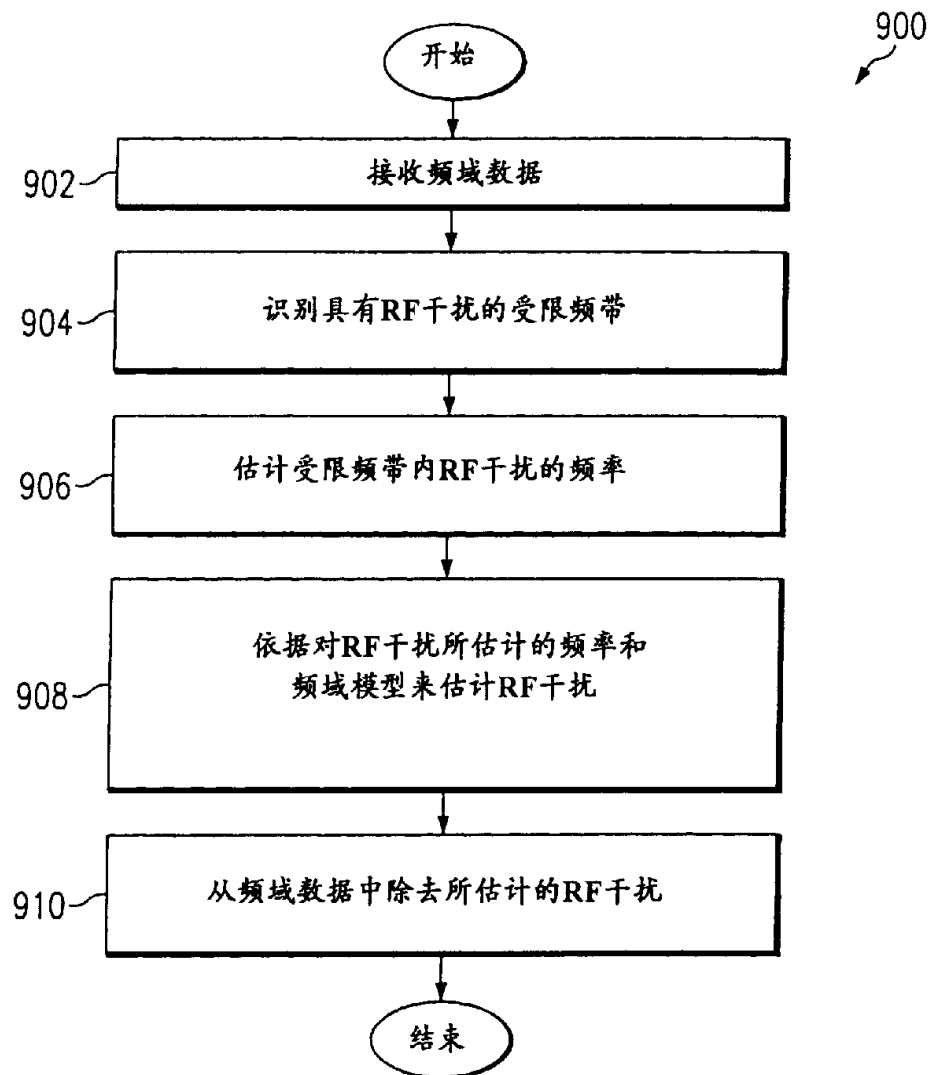


图 9

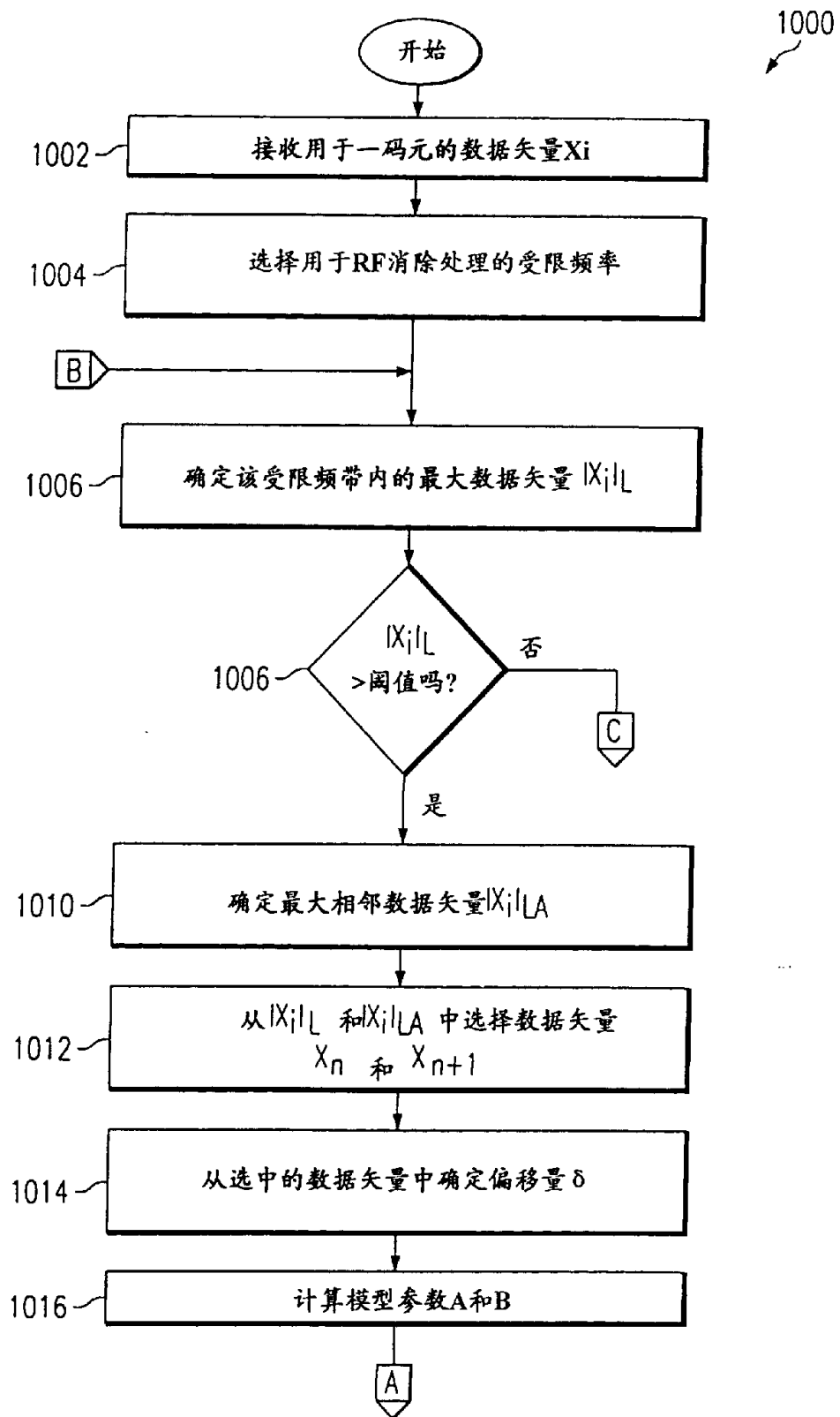


图 10A

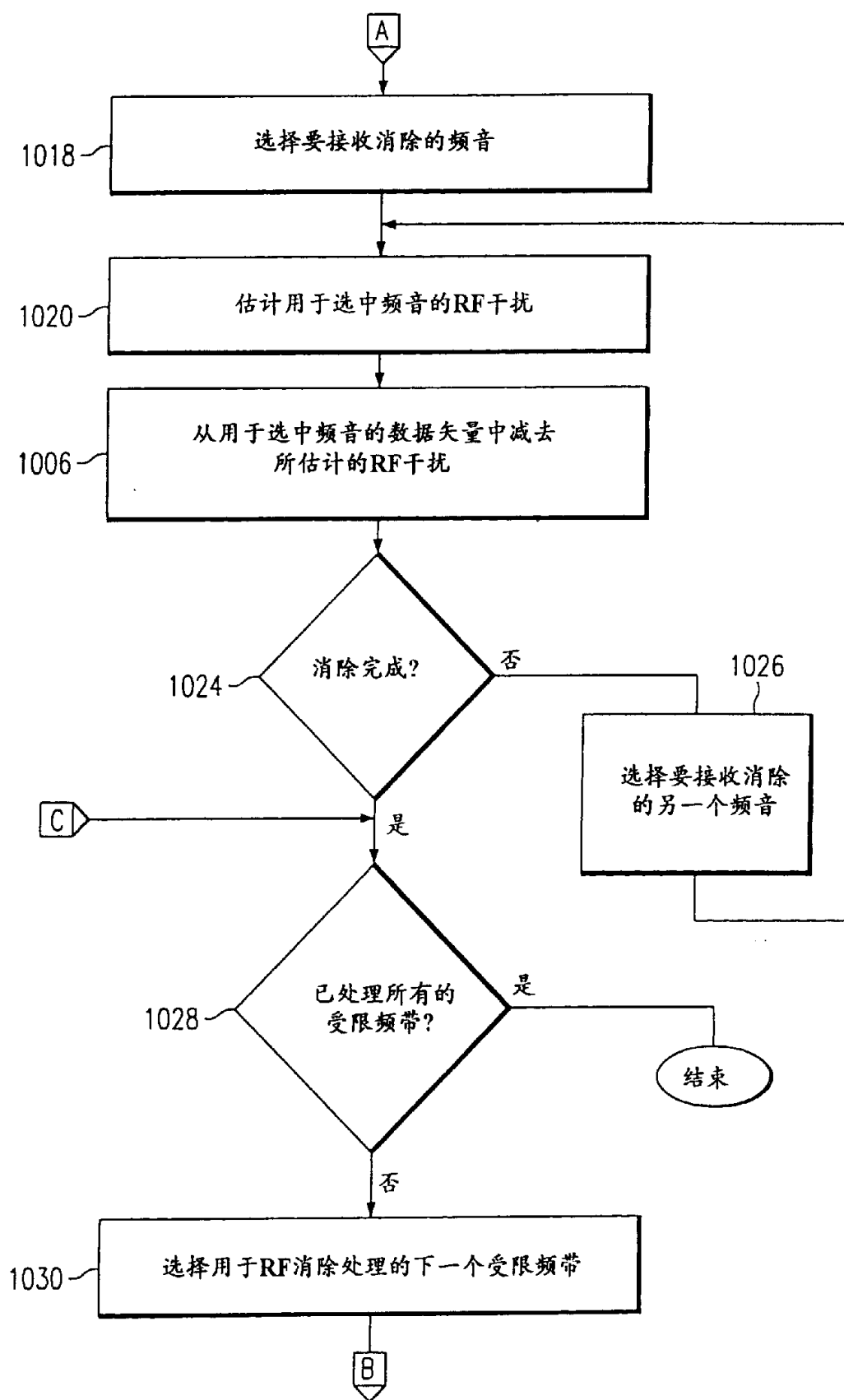


图 10B

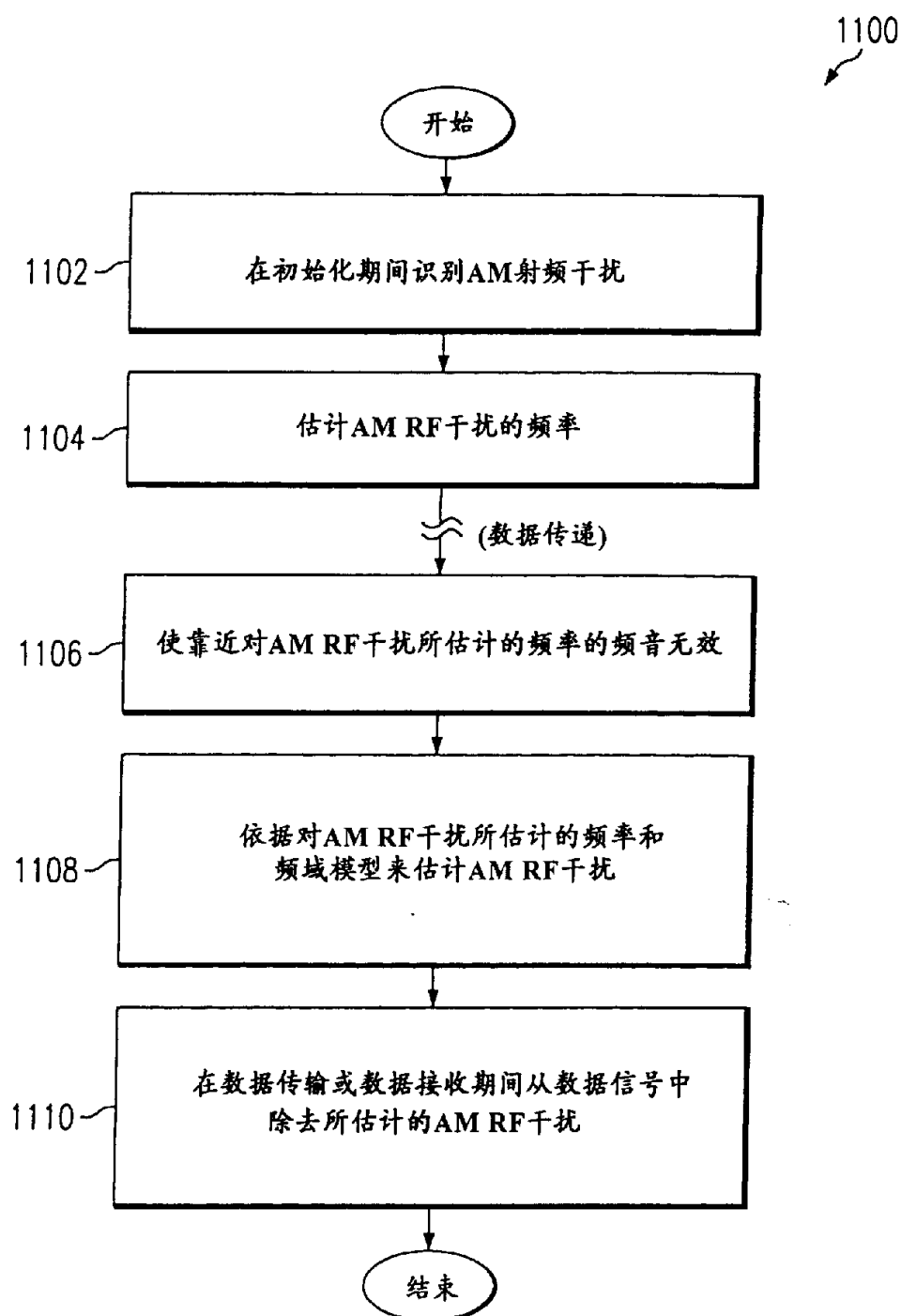


图 11

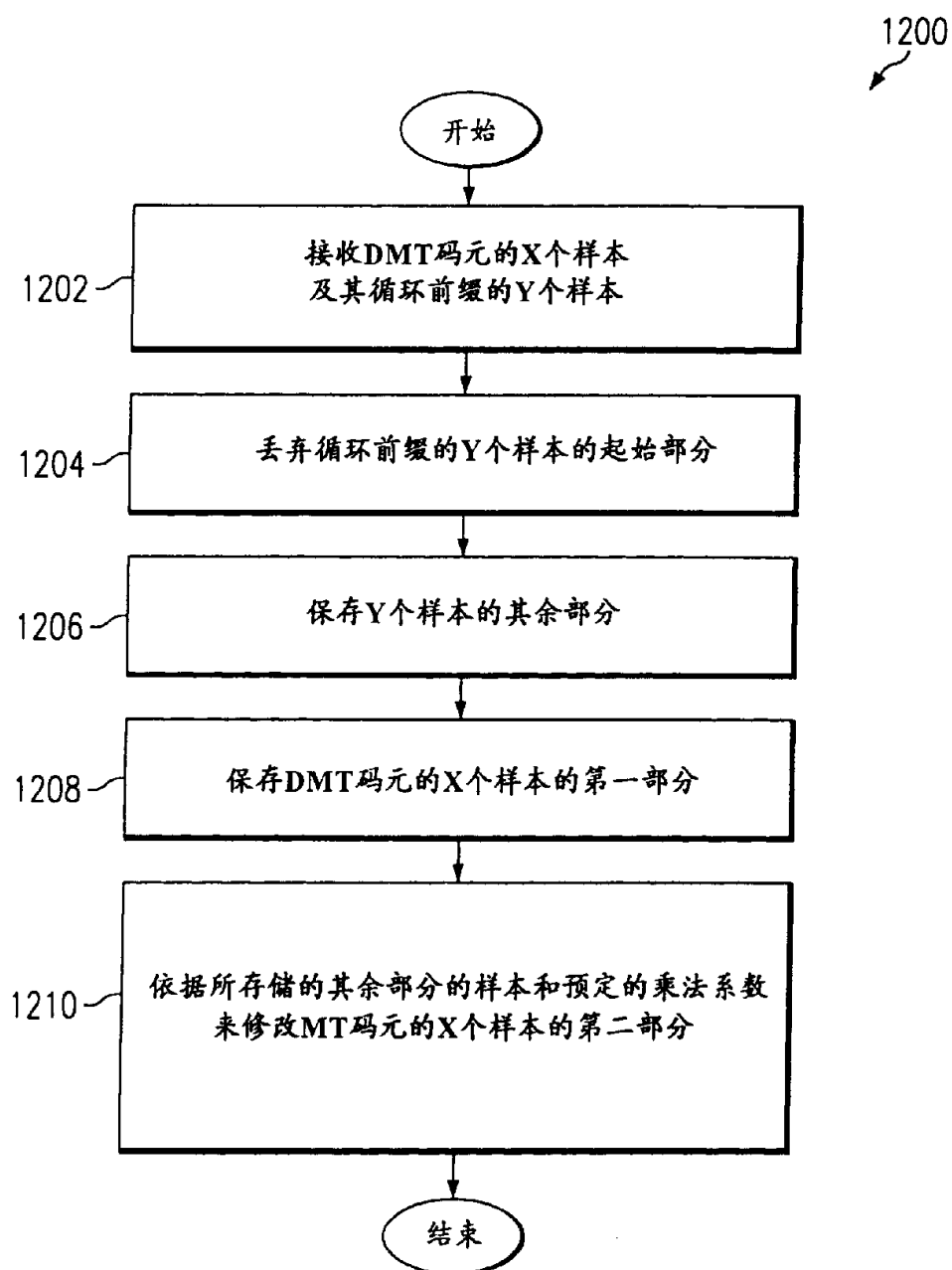


图 12

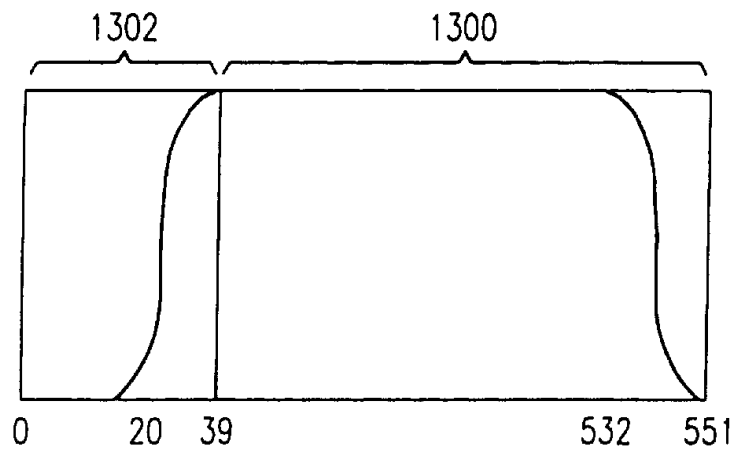


图 13