



[12] 发 明 专 利 说 明 书

[21] ZL 专利号 99814851.2

[45] 授权公告日 2004 年 1 月 21 日

[11] 授权公告号 CN 1135805C

[22] 申请日 1999. 12. 21 [21] 申请号 99814851.2

[30] 优先权

[32] 1998. 12. 21 [33] AT [31] A2127/1998

[86] 国际申请 PCT/AT99/00310 1999. 12. 21

[87] 国际公布 WO00/38386 德 2000. 6. 29

[85] 进入国家阶段日期 2001. 6. 21

[71] 专利权人 艾利森电话股份有限公司

地址 瑞典斯德哥尔摩

[72] 发明人 R·巴尔德迈尔

审查员 朱 琦

[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

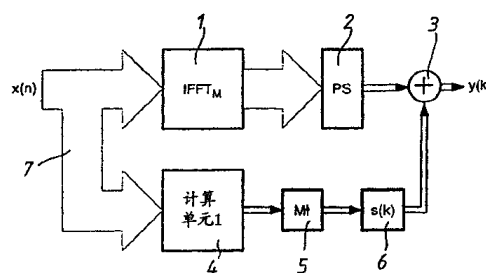
代理人 程天正 李亚非

权利要求书 2 页 说明书 36 页 附图 14 页

[54] 发明名称 抑制窄频带的方法

[57] 摘要

本发明涉及一种在利用诸如 DMT(离散多音)的多载波方法传输数据时对窄频带进行抑制的方法。将预定的宽频带划分成多个具有所属副载波的子信道。需传输的数据在发射机内用离散傅里叶逆变换(IDFT)进行调制,且在接收机内用离散傅里叶变换(DFT)进行解调。对于包含在所述遮蔽区内的副载波或与该遮蔽区相邻的、且具有零加载的副载波,总是为延伸于它们之间的每个频率范围附加地传输一个脉冲,用以补偿该遮蔽区内出现的旁瓣。所述脉冲总是具有与在该中间范围内出现的旁瓣相似的频谱。而且可根据相应中间范围内所出现的旁瓣的数据值来控制该脉冲,其中,所述一个或多个补偿脉冲在传输时与传输信息的副载波是呈正交的。



1. 一种在利用诸如离散多音 DMT 等多载波方法传输数据时对遮蔽区内的窄频带进行抑制的方法，其中，将预定的宽频带划分成多个具有所属副载波的子信道，而需传输的数据在发射机内被划分成块，并用离散傅里叶逆变换 IDFT 进行调制，然后在接收机内用离散傅里叶变换 DFT 进行解调，由此，每个子信道在频谱内都具有一个主瓣和多个出现在附近副载波范围内的旁瓣，其中，所述包含在至少一个遮蔽区内的副载波或与该遮蔽区相邻的副载波的至少一部分被用作补偿音，同遮蔽区之外的副载波在该遮蔽区内所产生的旁瓣相比，所述补偿音具有与其相似的频谱，而且，根据所述旁瓣的数据值来控制该补偿音，以便抑制所述的旁瓣，

其特征在于：

如此来计算所述补偿音的控制，使得加权的发射功率密度谱在整个频率范围上的积分最小化。

2. 如权利要求 1 所述的方法，其特征在于：

在所述的计算中考虑已经发射的数据。

3. 如权利要求 1 或 2 所述的方法，其特征在于：

在块所包含的数据之间传输一个防护时间或一个周期性前缀。

4. 一种在利用诸如离散多音 DMT 等多载波方法传输数据时对遮蔽区内的窄频带进行抑制的方法，其中，将预定的宽频带划分成多个具有所属副载波的子信道，而需传输的数据在发射机内被划分成块，并用离散傅里叶逆变换 IDFT 进行调制，然后在接收机内用离散傅里叶变换 DFT 进行解调，由此，每个子信道在频谱内都具有一个主瓣和多个出现在附近副载波范围内的旁瓣，其中，所述包含在至少一个遮蔽区内的副载波或与该遮蔽区相邻的副载波的至少一部分被用作补偿音，同遮蔽区之外的副载波在该遮蔽区内所产生的旁瓣相比，所述补偿音具有与其相似的频谱，而且，根据所述旁瓣的数据值来控制该补偿音，以便抑制所述的旁瓣，

其特征在于：

- 如此来计算所述补偿音的控制，使得对于经预定数目的数据块所发射的数据信号，使其傅里叶变换的加权平方值在整个频率范围上的积分最小化。

5.如权利要求4所述的方法，其特征在于：

在所述的计算中考虑已经发射的数据。

6.如权利要求4或5所述的方法，其特征在于：

在块所包含的数据之间传输一个防护时间或一个周期性前缀。

5

抑制窄频带的方法

本发明涉及一种在利用诸如 DMT (离散多音) 等多载波方法传输
5 数据时对遮蔽区 (Ausblendbereich) 内的窄频带进行抑制的方法, 其中, 将预定的宽频带划分成多个具有所属副载波的子信道, 而需传输的数据在发射机内被划分成块, 并用离散傅里叶逆变换 (IDFT) 进行调制, 然后在接收机内用离散傅里叶变换 (DFT) 进行解调, 由此, 每个子信道在频谱内都具有一个主瓣和多个出现在附近副载波范围内的
10 的旁瓣, 其中, 所述包含在至少一个遮蔽区内的副载波或与该遮蔽区相邻的副载波的至少一部分被用作补偿音, 同遮蔽区之外的副载波在该遮蔽区内所产生的旁瓣相比, 所述补偿音具有与其相似的频谱, 而且, 根据所述旁瓣的数据值来控制该补偿音, 以便抑制所述的旁瓣。

在许多已知的数据传输系统中, 传输是以频分复用的方式进行的。
15 其中所使用的方法是已知的多载波方法、正交频分复用 (OFDM) 和离散多音 (DMT)。在此, 预定的宽频带被划分成许多非常窄的频带或子信道, 数据可以利用不同的调制方法和比特率通过这些窄频带或子信道进行传输。为了在发射机内分配数据, 可以采用快速傅里叶逆变换 (IFFT), 而且相应地采用快速傅里叶变换 (FFT) 来在接收
20 机内进行重构。此处的问题是频率范围内的子信道有严重的叠加, 原因是每个由主瓣和旁瓣组合而成的子信道会叠加有多个相邻子信道的旁瓣。所述 IFF 变换作用利用单个原型滤波器的移频型式对所述的子信道进行滤波。相邻子信道的这种轻微衰减将引起上述的旁瓣叠加。

在此, 正如其可借助 DMT 方法所实现的一样, 普通的频分复用传
25 输可以覆盖一个非常宽的频带、譬如 300kHz 至 30MHz, 它充满了等间隔的载波频率。

按照各个国家不同的频率范围标准, 实际上在每个宽的发射频谱内都会有一些为特殊应用而预留的禁区。这可以是业余无线电区、紧急呼叫发射区或其它已知的发射区等等。因此, 必须预留某些频率范
30 围, 以便使该规定范围内的发射工作不受干扰。

如同上文所述, 每个子信道在中心主瓣的附近具有一些对称的、载频下降的旁瓣。

此时为了充分地抑制某一频率范围，无调制地运行该范围内的子信道是不够的—该过程还被称为副载波的零加载，这是因为，由所述轻微的旁瓣衰减将会在相邻信道内产生强烈的串音，使得由此产生的干扰相对于预留所需的遮蔽区依然太大。于是由于这些旁瓣，该遮蔽区内的功率密度一直都是一个不可忽略的值。

因此，在迄今已知的系统中，在所述需预留的区域附近无控制地留有较多的信道，以便所述的旁瓣在遮蔽区内实现足够的降低。但这样的缺点是所需子信道的未利用程度较高，由此，所应用的发射方法在整个频率范围内的利用较差。

WO 97/40609 A 公开过一种用于 xDSL 应用的多载波传输方法，其中为了抑制窄频带，在需抑制的频带边缘另外还传输了一个或多个补偿音，并如此来选择该补偿音的相位和振幅，使得其能够抑制由位于所述窄频带之外的载波的旁瓣在该频带内所引起的发射功率。

利用该方法能够提高可用子信道的数目。

事实表明，每个子信道的旁瓣的各个幅度图形之间的区别主要只在于振幅和恒定的相移。因此，任一子信道在所述遮蔽区内引起的干扰具有一个与所有其它干扰相类似的频谱，这样，所导致的总干扰同样也类似于旁瓣的频谱。

从若干子信道的数据值中计算出所述遮蔽区的旁瓣频谱的振幅和相位，并通过将各个为此而计算出的复杂旁瓣频谱相加来测定属于每个频率中间范围的补偿脉冲。在传输如此测定的一个或多个补偿脉冲之前，如此地叠加所述的发射信号，使得所述的遮蔽区不受干扰旁瓣的影响。

通过减去与遮蔽区内的干扰具有相同幅度频率过程和相同相位过程的补偿脉冲，可以足够大地降低所述遮蔽区内的干扰频谱，以便实现所需的衰减因子。

除了所述遮蔽区内所包含的副载波之外，必须只给位于该遮蔽区边界处的副载波加载以零，必要时给直接位于该遮蔽区边界之外的一个或一些副载波加载以零。

本发明的该任务是在于提供一种文章开头所述的方法，利用它可以实现有效地抑制所述遮蔽区内的窄频带，而且只须预备少量的副载波来遮蔽所述的窄频带。

根据本发明，这可以通过如下方式来实现，即如此来计算所述补偿音的控制，使得加权的发射功率密度谱在整个频率范围上的积分最小化。

5 利用这种方式传输的补偿音可以通过所应用的统计计算方法非常精确地计算出来，而且只有极少的计算费用。

根据本发明，该任务还可以通过如下方式来解决，即如此来计算所述补偿音的控制，使得对于经预定数目的数据块所发射的数据信号，使其傅里叶变换的加权平方值在整个频率范围上的积分最小化。

10 在此，所采取的确定性计算方法的精确性随计算所采用的数据块数目而提高。由于为此所需要的存储费用不能随意扩大，所以会产生一个依赖于计算容量的结果。

根据本发明的进一步改进，可以在所述的计算中考虑已经发射的数据。由此可以通过引入已发射的数据来提高计算的精确性。

15 根据本发明的另一特征，可以在块所包含的数据之间传输一个防护时间或一个周期性前缀。本发明的该方法可应用于两种形成该时间的类型。

下面借助附图所示的实施例来进一步阐述本发明。其中：

图 1 示出了一种原型滤波器的幅度频率过程；

图 2 示出了由三个子信道的干扰所引起的幅度频率过程；

20 图 3 示出了离散傅里叶逆变换的等效图；

图 4 示出了一种原型滤波器的幅度频率过程；

图 5 示出了一种原型滤波器的相位频率过程；

- 图 6 示出了三个副载波的传输函数的幅度;
- 图 7 示出了三个副载波的传输函数的相位过程;
- 图 8 示出了 $M=16$ 的原型滤波器的相互移位和标准化的旁瓣;
- 图 9 示出了具有遮蔽区的幅度频率过程;
- 5 图 10a 和 10b 分别示出了一种遮蔽区的示意图;
- 图 11 示出了本发明传输系统的一种实施方案的发射部分框图;
- 图 12 示出了本发明传输系统的另一实施方案的发射部分框图;
- 图 13 示出了具有遮蔽区的传输函数的幅度频率过程;
- 图 14 示出了补偿脉冲的理论传输函数的幅度;
- 10 图 15 示出了在使用周期性前缀时的发射信号示意图;
- 图 16 和图 17 示出了副载波的传输函数的幅度频率过程和相位过程;
- 图 18 示出了向量 $g(n)$ 的示意图;
- 图 19 示出了理论传输函数和两个不同长度的补偿脉冲;
- 15 图 20 示出了 $v(n)$ 的示意图;
- 图 21 示出了具有 $M=512$ 个子信道的传输的功率密度谱;
- 图 22~24 示出了图 21 所示遮蔽区的放大局部图;
- 图 25 示出了具有 $M=1024$ 个子信道的传输的功率密度谱;
- 图 26~28 示出了图 25 所示遮蔽区的放大局部图;
- 20 图 29 示出了具有 $M=2048$ 个子信道的传输的功率密度谱;
- 图 30~32 示出了图 21 所示遮蔽区的放大局部图;
- 图 33 示出了用于执行本发明实施方法的传输系统的方框图;
- 图 34 示出了具有传统传输方法所采用的零加载副载波的表格;
- 图 35 示出了图 34 所示的传输方法的功率密度谱;
- 25 图 36 示出了图 35 的详细情况;
- 图 37 示出了具有本发明实施方法所采用的零加载副载波的表格;
- 图 38 示出了图 37 所示的传输方法的功率密度谱;
- 图 39 示出了图 38 的详细情况;
- 图 40 示出了具有本发明实施方法所采用的零加载副载波的表格;
- 30 图 41 示出了图 40 所示的传输方法的功率密度谱;
- 图 42 示出了图 41 的详细情况;
- 图 43 示出了具有本发明实施方法所采用的零加载副载波的表格;

图 44 示出了图 43 所示传输方法的功率密度谱；以及
图 45 示出了图 44 的详细情况。

在以名称“多载波方法、正交频分复用 (OFDM) 和离散多音 (DMT)”而已知的、基于频分复用的传输系统中，一个宽频带被划分成多个非常窄的频带或子信道，且这些窄的频带或子信道总是分配有间隔均匀的副载波。

所述 DMT 方法的许多应用还一同采用了 xDSL 传输方法，譬如 ADSL。发射侧的发射数据调制是通过离散傅里叶逆变换 (IDFT) 来实现的，而在接收侧借助离散傅里叶变换 (DFT) 对传输数据进行解调。

10 为了简化下面所讲述的思想，首先来考察经过完全无频散的信道的传输，以便使传输的发射信号不产生失真。

需传输的数据流 $A_k, k=0, 1, 2, \dots$ 被组合在长度为 M 的块内，其中 M 表示子信道的数目。同时 M 也是 IDFT 的块长度。

$$\begin{aligned} \text{第 } 0 \text{ 块} \quad & A_0 = [A_0 \ A_1 \ \dots \ A_{M-1}]^T \\ \text{第 } 1 \text{ 块} \quad & A_M = [A_M \ A_{M+1} \ \dots \ A_{2M-1}]^T \\ & \vdots \\ \text{第 } m \text{ 块} \quad & A_{mM} = [A_{mM} \ A_{mM+1} \ \dots \ A_{mM+M-1}]^T \\ & \vdots \end{aligned}$$

对于实型发射信号，可以任意只选择 $M/2$ 个数据，其余 $M/2$ 个数据为前面所述 $M/2$ 个数据的共轭复数（譬如：由具有 256 音的 ADSL 得出 $M=512$ ）。

$$\begin{aligned} a_0 &= [a_0 \ a_1 \ \dots \ a_{M-1}]^T = \sqrt{M} \cdot \text{IDFT}_M \{A_0\} \\ a_M &= [a_M \ a_{M+1} \ \dots \ a_{2M-1}]^T = \sqrt{M} \cdot \text{IDFT}_M \{A_M\} \\ & \vdots \\ \text{25} \quad a_{mM} &= [a_{mM} \ a_{mM+1} \ \dots \ a_{mM+M-1}]^T = \sqrt{M} \cdot \text{IDFT}_M \{A_{mM}\} \\ & \vdots \end{aligned}$$

块 $a_{kM}, k=0, 1, 2, \dots$ 被串行地施加到所述的输出端上并进行传输。

图 1 给具有 $M=16$ 个子信道的传输系统画出了子信道 0 对其余子信道的串音情况。由此，一个子信道在频率范围内由一个主瓣和多个旁瓣组成。图 2 示出了总共 16 个副载波中的三个的叠加。

离散傅里叶逆变换 (IDFT) 可以由图 3 所示的多路复用变换器来表示，其中，串行数据在过采样后被并行地导至一组滤波器 $h_k(n)$ ，

$k=0, 1, 2, \dots, M-1$, 且在所述的过采样中给每个数据加入了 $M-1$ 个 0。在此, 滤波器 $h_0(n)$ 为一个原型滤波器, 其时域长度为 M , 所有其它的滤波器 $h_k(n)$ ($k=1, 2, \dots, M-1$) 表示该原型滤波器 $h_0(n)$ 的移频型式。

$$h_0(n) = \begin{cases} 1/\sqrt{M} & \text{对于 } n=0, 1, \dots, M-1 \\ 0 & \text{否则} \end{cases} \Leftrightarrow H_0(e^{j\theta}) = \frac{1}{\sqrt{M}} \frac{\sin \frac{M\theta}{2}}{\sin \frac{\theta}{2}} e^{-j\theta \frac{M-1}{2}}$$

5

其它的滤波器 $h_k(n)$ ($k=1, 2, \dots, M-1$) 可通过对原型滤波器 $H_0(e^{j\theta})$ 偏移 $(2\pi/M) \cdot k$ 而得到。

$$h_k(n) = h_0(n) e^{j\frac{2\pi}{M}kn} \Leftrightarrow H_k(e^{j\theta}) = H_0\left(e^{j\left(\theta - \frac{2\pi}{M}k\right)}\right) \quad (1)$$

在图 4 和图 5 中示出了用于块长度为 $M=16$ 的 IDF 变换的原型滤波器的所属博得图。各个旁瓣在其振幅方面是大不相同的, 且这些振幅相对于 $\theta/\pi = 0$ 处的主瓣成对称地下降。相反, 在频率过程中的区别不是太大, 其中在所有的旁瓣中, 所述的原型滤波器具有一个线性的相位。因此, 连同复数比例因子在内, 由任一有用信道在遮蔽区内引起的干扰频谱同其它有用信道所引起的干扰频谱是相似的。

15 如图 3 所示, 数据 k 控制着滤波器 $h_k(n)$ 或 $H_k(e^{j\theta})$ 。绝大部分信号功率是在频带 $(k-1)2\pi/M \leq \theta < (k+1)2\pi/M$ 内传输的。

但是, 由于传输函数 $H_k(e^{j\theta})$ 的旁瓣, 在相邻信道内还会传输不可忽略的一部分。如果某一频率范围内的功率密度低于某个值, 则仍然不足以不激励与该区域相对应的滤波器, 其原因是所述的旁瓣会在相邻信道的传输函数中起作用, 使得该功率密度依然是一个不可忽略的值。通过这些旁瓣的慢速衰减, 该旁瓣将导致相邻信道内产生串音, 其中所述的第一旁瓣具有一个只比主瓣小 13dB 的最大值 (见图 4)。

20 为清楚起见, 图 6 和 7 只示出了在频率范围具有 $M=16$ 个子信道的情况下, 信道 $k=2, 3$ 和 13 的传输函数的幅度和相位。从图 6 和 7 中可清楚地看出, 对三个所示滤波器的控制不仅会在其自身的子信道内导致较大的功率密度, 而且还会因微弱的旁瓣衰减而在其它子信道内导致较大的功率密度, 其中在所示的情形下, 每个子信道对所有的子信道都有影响作用, 使得每个子信道内一共有十五个旁瓣叠加。在此,

每个子信道对应于一个频率范围 $2\pi/16$ 。当子信道的数目非常多时，这种有效的、相邻的相互作用总是只局限于最近的子信道。

如果认为三个所示传输函数的旁瓣是在一个子信道内，譬如 $4 \cdot 2\pi/16 \leq \theta < 5 \cdot 2\pi/16$ ，那么很显然，虽然其最大值具有不同值，但所有
5 叠加的旁瓣都具有相似的曲线。

这可以从图 8 中看出来，其中 $M=16$ 的原型滤波器 $h_0(n)$ 的所有旁瓣被标准化为 1，而且在该频率范围内有偏移。所有旁瓣在其幅度谱方面具有相似的曲线。

从等式 (1) 已可看出，原型滤波器和其它所有偏移的滤波器都具有
10 有一种线性的相位。在图 7 中为三个不同子信道的传输函数画出了其相位过程，它们具有相同的上升，并可以通过加上一个恒相位进行相互变换。

在所示的频带中，此时需要降低某些禁区的功率密度，以便使其不对已有的发射区、譬如业余无线电区和救援无线电区产生干扰影响。
15 这种降低的具体实例可以是：把 $7 \sim 7.1\text{MHz}$ 范围内的功率密度从 -60dBm 可靠地降至 -80dBm (VDSL)。

下面首先假定，所述的遮蔽区正好只位于副载波 k 和 $k+1$ 之间，使得相应的频率范围位于 $k \cdot 2\pi/M \leq \theta < (k+1)2\pi/M$ 。所述两个假定的载波 k 和 $k+1$ 在该所选的遮蔽区内传输其发射功率的主要部分，因此它们在任何情况下都必须被置为零。另外，对于譬如 $k-1$ 、 $k-2$ 、 $k+2$ 、 $k+3$ 等较远处的载波，虽然其主瓣不对需遮蔽的频率范围起作用，但其旁瓣是对该频率范围起作用的。因此，相邻载波的总干扰可以通过所有在
20 强度上仍然相关的旁瓣的复数相加而计算出来。

相邻信道对所述遮蔽区的干扰为相邻信道的数据乘以旁瓣在所述
25 遮蔽区内的作用。

图 9 给具有 $M=8$ 个副载波的系统示出了相邻信道的干扰。选出的遮蔽区为 $2 \cdot 2\pi/8 \leq \theta < 3 \cdot 2\pi/8$ 。载波 2 和 3 被置为零，其余载波的占用是任意的。根据迄今的现有技术，通常还给位于当前遮蔽区的较外边的副载波加载以零，以便实现由其引起的旁瓣不能在所述遮蔽区内起干
30 扰作用。但是，由此不得不放弃该遮蔽区之外的许多子信道。而按下文所述的方式实现本发明所述的方法便可克服这个缺点。

如上文所述，由于已经确立所有旁瓣都具有相似的幅度曲线，所

以遮蔽区内的总干扰必须是近似于该旁瓣的幅度曲线。这种特性与相邻信道的数据无关，这些数据只确定了所述总干扰的最大值和相位。

因此可以设计一种脉冲，其在所述的遮蔽区内具有尽可能地近似于所述总干扰的频谱，并且用发射频谱传输该脉冲。在所述的区域之外，其频谱尽可能地小。相邻信道的数据仅确定了所述滤波器的激励。

如果所述的遮蔽区不是由两个相邻的副载波进行限制的，那么还必须附加地将该遮蔽区内的所有副载波置为零。这种情形如图 10a 所示。用“*”标示的副载波被置为零。

倘若所述的遮蔽区不是恰好在一个副载波内结束，而是在两个副载波之间结束，那么必须分别将外边的副载波同样置为零，如图 10b 所示。在某些情况下，还必须将最近相邻的子信道加载以零。

如果所述的遮蔽区包括多个副载波，那么只传输一个补偿脉冲是不够的，因为旁瓣的干扰最大值总是出现在两个相邻的副载波之间。因此，在图 10a 中必须产生 5 个补偿脉冲，而在图 10b 中必须产生 6 个补偿脉冲。

因此根据本发明，对于包含在所述遮蔽区内的副载波或与该遮蔽区相邻的、且具有零加载的副载波，总是为延伸于它们之间的每个频率范围附加地传输一个脉冲，用以补偿该遮蔽区内出现的旁瓣，所述脉冲总是具有与在该中间范围内出现的旁瓣相似的频谱，而且可根据相应中间范围内所出现的旁瓣的数据值来进行控制，其中，所述一个或多个补偿脉冲在传输时与传输信息的副载波是呈正交的。

根据预定数目的子信道的数据值来计算出该遮蔽区的旁瓣频谱的振幅和相位，并且对各个为此而计算出的复数旁瓣频谱进行相加来测定属于每个频率中间范围的补偿脉冲。在传输之前，如此测得的一或多个补偿脉冲如此地与发射信号进行叠加，使得所述的遮蔽区能摆脱干扰旁瓣。

通过如下方式可以实现数目非常多的可用副载波，即除了遮蔽区内所包含的副载波之外，只给位于该遮蔽区边界处或位于该遮蔽区边界外附近的副载波加载以零。“加载”被理解为对副载波的控制。

图 11 和 12 以原理方框图的形式示出了本发明传输系统的发射部分的变型方案，利用它可以执行本发明的方法。

如图 11 所示，发射单元包括有一种离散傅里叶逆变换单元

(IDFT) 1, 利用它可以对许多划分发射频率范围的、具有所属副载波
的子信道进行调制。图中未示出的接收单元中包含有相应的离散傅里叶
变换单元(DFT), 用以对传输的数据进行解调。

利用所述的 IDFT 单元 1, 可以给所有包含在遮蔽区内或接近于该
5 遮蔽区的副载波加载以零, 使得在所需的遮蔽区内不会出现副载波
的主瓣。

需传输的数据通过输入单元 7 以向量 $x(n)$ 的形式而被传送给 IDFT
单元 1 和计算单元 4。后者是用于计算由所述遮蔽区外的子信道所引起
的旁瓣。根据该旁瓣, 可以通过单个干扰的相加来计算出该遮蔽区内
10 总干扰的振幅和相位。如果遮蔽区包括多个副载波, 则为完整或部分
地出现在该遮蔽区内的、位于两个副载波之间的每个频率范围分别设
置一个自己的计算单元 4, 该计算单元的输出端总是通过一个过采样单
元 5 同所属补偿滤波器 6 的输入端相连, 而所述补偿滤波器的传输函
数与相应的频率中间范围的旁瓣频谱相同或相近似。在图 11 中只示出
15 了一个频率中间范围的方框图。

补偿滤波器 $s(k)$ 6 的输出端被连接在减法器 3 的第一输入端, 而
IDFT 单元 1 的输出端被连接在减法器 3 的第二输入端, 这样, 在减法
器 3 的输出端上可以提取一个经过干扰补偿的发射信号。

如果利用一个具有计算单元 4 所计算出的总干扰振幅和相位的脉
20 冲来激励滤波器 6, 那么在遮蔽区内就会产生一个其频谱非常类似于干
扰频谱的补偿信号。

IDF 单元 1 的输出端计算出所施加的数据向量 $x(n)$ 的离散傅里叶
逆变换, 而并行/串行变换单元 2 则把并行的、来自于该 IDFT 单元 1
的数据流变换成串行的符号流。由于在数据向量 $x(n)$ 中已把接近于遮
25 蔽区的副载波加载成零, 所以该频率范围内的总信号仅由串音部分组
成。滤波器 6 的输出信号在该遮蔽区内具有一个与串音信号频谱相类
似的频谱。通过所述两个信号的相减, 可以大大降低遮蔽区内的发射
频谱, 譬如降低 20dB 以上。

如果所述的遮蔽区恰好不是位于两个相邻副载波之间, 而是延伸
30 了多个子信道或应该抑制多个相互隔开的频带内的功率密度谱, 那么
就必须附加地为两个副载波之间的每个频率范围实现一个具有计算单
元 4 和滤波器 6 的支路。于是, 各个支路的相应滤波器 $s(k)$ 6 必须仿

造相应中间范围内的干扰频谱。图 12 所示的变型方案利用了遮蔽区内所包含的副载波,以便实现对干扰旁瓣的补偿。滤波器 $s_i(k)$ 的传输函数形成了一个向量空间。为了通过使用离散傅里叶变换在接收机内重新获得数据,需要选择所述滤波器 $s_i(k)$ 的传输函数以使其与傅里叶逆变换单元所采用的音传输函数呈正交。在该情形下,没有使用的 IFFT 信道的传输函数群被作为由 $s_i(k)$ 形成的向量空间的基础。如果采用该函数作为基础,便可以把利用 $s_i(k)$ 的滤波引入到所述的傅里叶逆变换中。在该情形下,与遮蔽区叠加的子信道不被加载以零,而是加载在计算单元 4' 中所计算出的值,使得 IDFT 与滤波可以提供相同的结果。

10 由计算单元 4' 计算出需被加载给与遮蔽区相叠加的子信道的新值。在此,其它子信道内的数据不变。同时,在所述计算单元 4' 的输入端可施加需传输的数据,而在该计算单元 4' 的输出端可提取包含在所述遮蔽区内的副载波或接近于该遮蔽区的副载波,这些副载波具有用于补偿旁瓣的荷载,且该荷载可以同位于遮蔽区之外的其余副载波的不变荷载一起由 IDFT 单元 1 进行读入。在单元 2 中把所述的并行数据变换成串行的发射信号。

15

因此,对于包含在遮蔽区内的副载波或与该遮蔽区相邻的副载波,为每个延伸于它们之间的频率范围计算出在该频率中间范围内出现的旁瓣,并由此计算出包含在遮蔽区内的副载波或与该遮蔽区相邻的副载波所需的荷载,以便对遮蔽区内出现的旁瓣实行补偿,其中,包含在遮蔽区内的副载波或与该遮蔽区相邻的副载波同所述计算出的荷载一起传输,而且其它剩余的副载波保持不变。为了阐明本发明的方法,给 VDSL 传输链路考虑了三个实施例。所选的奈奎斯特频率为 10.5MHz。模拟发射滤波器的通带范围为 0.3MHz ~ 10.1MHz。在该范围内有业余无线电频带,也即 1.81MHz ~ 2.00MHz、3.50MHz ~ 3.80MHz 和 7.00MHz ~ 7.10MHz。

20

25

在图 21 ~ 24、图 25 ~ 28 以及图 29 ~ 32 所示的实施例中示出了如期的功率密度谱,它们也示出了借助本发明方法来抑制业余无线电频带的可能性,必须利用模拟发射滤波器将该功率密度谱下降到 0.3MHz 以下或 10MHz 以上,在此不作进一步考虑。信道 M 的数目为 512 (图 21 ~ 24)、1024 (图 25 ~ 28) 和 2048 (图 29 ~ 32)。用灰色标示的平面表示所述的业余无线电频带,其中图 22 ~ 24、图 26 ~ 28 和图 30 ~ 32

30

为该遮蔽区的放大图。

- 在下面给出的表格中列出了各个范围的参数。在第一列中给出了在哪些子信道中传输补偿脉冲。第二列给出了哪些副载波被用来产生该补偿脉冲和不要加载信息符号。若不采用本发明的方法，则必须在
- 5 最后一列给出的信道中加载以零。

	补偿脉冲	所需的子信道	置零
频带 1	k=43, 44, ..., 49	k=42, 43, ..., 51	k=37, 38, ..., 56
频带 2	k=85, 86, ..., 92	k=84, 85, ..., 94	k=79, 80, ..., 99
频带 3	k=170, 171, 172, 173	k=170, 171, ..., 174	k=163, 164, ..., 180

M=512

	补偿脉冲	所需的子信道	置零
频带 1	k=87, 88, ..., 97	k=86, 87, ..., 99	k=82, 83, ..., 103
频带 2	k=170, 171, ..., 185	k=168, 169, ..., 188	k=165, 166, ..., 191
频带 3	k=340, 341, ..., 346	k=339, 340, ..., 347	k=335, 336, ..., 353

M=1024

10

	补偿脉冲	所需的子信道	置零
频带 1	k=176, 177, ..., 195	k=175, 176, ..., 197	k=171, 172, ..., 200
频带 2	k=341, 342, ..., 349 363, 364, ..., 371	k=339, 340, ..., 373	k=336, 337, ..., 376
频带 3	k=682, 683, ..., 692	k=681, 682, ..., 694	k=677, 678, ..., 698

M=2048

在所有三个实施例中，最下边和中间的副载波均没有被加载。该零设置不是用来遮蔽所述的业余无线电频带的，但在低频和高频时可以降低功率密度谱。

- 15 对于副载波 $M/2+1$ 至 $M-1$ 的符号，适用： $A_l = A_{M-l}^*$ ， $l=M/2+1, M/2+2, \dots, M-1$ 。该加载规则对实发射信号是必要的。

在三个实施例中（图 29~32），第二业余无线电频带位于信道 341 至 370 上。但补偿脉冲只是为子频带 341、342、...、349、363、364、...、371 而设计的。在中间子频带内干扰已严重衰减，无须使用补偿脉冲。

下面将给出所述补偿脉冲的计算。

已经表明，滤波器在频率范围 $\theta_1 \sim \theta_2$ 内的脉冲响应能量可以表示为平方的形式。脉冲响应 $s(n)$ 为 M 拍长，所以能量 E_s 被定义为

$$E_s = \frac{1}{2\pi} \int_{\theta_1}^{\theta_2} s^t \psi^*(e^{j\theta}) \psi^T(e^{j\theta}) s \, d\theta = \frac{1}{2\pi} s^t \int_{\theta_1}^{\theta_2} \psi^*(e^{j\theta}) \psi^T(e^{j\theta}) \, d\theta s = \frac{1}{2\pi} s^t \Theta(\theta_1, \theta_2) s. \quad (7)$$

5

$s = [s(0) \ s(1) \ \dots \ s(M-1)]^T$ 为脉冲响应， $\psi(e^{j\theta})$ 为

$$\psi(e^{j\theta}) = [1 \ e^{-j\theta} \ \dots \ e^{-j\theta(M-1)}]^T. \quad (6)$$

其中：

10

$$\Theta(\theta_1, \theta_2) = \int_{\theta_1}^{\theta_2} \psi^*(e^{j\theta}) \psi^T(e^{j\theta}) \, d\theta.$$

s^t 表示 s 的转置及共轭。

对于由两个相邻副载波限制、并位于遮蔽区内的每个频率中间范围（或子频带），必须为其设计一个自己的补偿脉冲。

15 在该频率中间范围内，所述的补偿脉冲必须尽可能好地再现干扰频谱。为此，该中间范围内的补偿脉冲必须有一个还需确定的传输函数。

20 在该频率中间范围之外，可区分为同样也位于所述遮蔽区之内的中间范围和位于该遮蔽区之外的中间范围。由于其它频带内的补偿脉冲自己也作用为干扰源，所以对于位于遮蔽区内的相邻子信道，其补偿脉冲应具有尽可能小的传输函数，以便在那儿不引起附加的干扰。在所述遮蔽区之外的频率范围内，对强烈衰减的传输功能的要求不是非常严格，但同样也必须进行考虑。其原因在于，由补偿脉冲的激励和所用副载波的数据之间的确定关系可能会在所述遮蔽区之外形成一些结构性的干扰，而这种干扰将导致功率过高。

25

在接收机内可借助离散傅里叶变换 (DFT) 对数据进行解调。DFT 可

完全同 IDFT 一样被转化为一种多路复用变换器，其滤波器是相互正交的。在利用 DFT 进行解调之后，为了使所有的数据彼此独立，所有的发射滤波器同样必须是正交的。原型滤波器和经偏移由其导出的滤波器已满足该要求。另外，传输有用数据的副载波的滤波器上的补偿脉冲必须是正交的。各个补偿脉冲之间不必相互正交。

如同上文所述，在为其设计补偿脉冲的频率中间范围内，该补偿脉冲必须尽可能好地近似下文将详细讲述的传输函数。该中间范围内的频谱须尽可能地近似于干扰频谱。

干扰是由多个旁瓣的叠加组成的，其中，幅度最大值最高的旁瓣具有最强的干扰作用。因此，所述补偿脉冲的理论传输函数是由两个大旁瓣的传输函数组成的。在其子频带之外，理论传输函数为 0。

如果需要为子频带 $k \cdot 2\pi/M \leq \theta < (k+1) \cdot 2\pi/M$ 设计该补偿脉冲，则由两个相邻脉冲 $H_{k-1}(e^{j\theta})$ 和 $H_{k+2}(e^{j\theta})$ 来主要负责所述频率中间范围内的干扰，如图 13 所示的当 $M=16$ 和 $k=2$ 时的传输函数 $H_1(e^{j\theta})$ 及 $H_4(e^{j\theta})$ 的幅度。两个副载波 $k-1$ 和 $k+2$ 的传输函数为：

$$H_{k-1}(e^{j\theta}) = \frac{1}{\sqrt{M}} \frac{\sin \frac{M}{2} (\theta - \frac{2\pi}{M}(k-1))}{\sin \frac{1}{2} (\theta - \frac{2\pi}{M}(k-1))} e^{-j(\theta - \frac{2\pi}{M}(k-1)) \frac{M-1}{2}} \quad (10)$$

$$H_{k+2}(e^{j\theta}) = \frac{1}{\sqrt{M}} \frac{\sin \frac{M}{2} (\theta - \frac{2\pi}{M}(k+2))}{\sin \frac{1}{2} (\theta - \frac{2\pi}{M}(k+2))} e^{-j(\theta - \frac{2\pi}{M}(k+2)) \frac{M-1}{2}}. \quad (11)$$

在相关的频率范围 $0.25 \leq \theta/\pi < 0.375$ 内，假定这两个传输函数的旁瓣为主干扰源。其它较远的传输函数提供相应较小的干扰作用，该干扰作用对于计算理论传输函数是可以忽略的。

$H_{k-1}(e^{j\theta})$ 和 $H_{k+2}(e^{j\theta})$ 的左右主旁瓣的最大值出现在 $\theta = (2\pi/M)(k+0.5)$ 。在此采用下式来表示：

$$H_{k-1}(e^{j\theta}) \Big|_{\theta=(k+\frac{1}{2})\frac{2\pi}{M}} = \frac{1}{\sqrt{M}} \frac{-1}{\sin \frac{3\pi}{2M}} e^{-j\frac{3\pi}{2}(1-\frac{1}{M})} \quad (12)$$

$$H_{k+2}(e^{j\theta}) \Big|_{\theta=(k+\frac{1}{2})\frac{2\pi}{M}} = \frac{1}{\sqrt{M}} \frac{-1}{\sin \frac{3\pi}{2M}} e^{j\frac{3\pi}{2}(1-\frac{1}{M})}. \quad (13)$$

从图 13 可以看出，两个旁瓣具有相同的幅度最大值，但其相位是

不同的。两个旁瓣在 $\theta = (2\pi/M)(k+0.5)$ 处的相差为:

$$\Delta\phi = \arg\{H_{k+2}(e^{j\theta})\} - \arg\{H_{k-1}(e^{j\theta})\} \Big|_{\theta=(k+\frac{1}{2})\frac{2\pi}{M}} = 3\pi - \frac{3\pi}{M} \quad (14)$$

因此如图 13 和 14 所示, 所选的理论传输函数为:

5

$$S(e^{j\theta}) = \begin{cases} -\frac{1}{2} \left(e^{j\frac{\Delta\phi}{2}} H_{k-1}(e^{j\theta}) + e^{-j\frac{\Delta\phi}{2}} H_{k+2}(e^{j\theta}) \right) & \text{对于 } k\frac{2\pi}{M} \leq \theta < (k+1)\frac{2\pi}{M} \\ 0 & \text{否则} \end{cases} \quad (15)$$

该选择是试探性地实现的, 并可以通过优化准则来尽可能地改善。由于该理论传输函数只在遮蔽区内才具有非零的值, 所以它在其它频率范围内不起干扰作用。

10

但是, 必须设立正交准则来作为可能的补偿脉冲的其它限制类型, 以便使各个滤波器的接收不受干扰。为了借助 DFT 变换在接收机内解调数据并将这些数据分离, 要求所述的补偿脉冲与所有采用的子信道的传输函数呈正交。

所有加载的副载波的指数可以组合在群 K 内。 K 个函数

15

$$h_k(n) = \frac{1}{\sqrt{M}} e^{j\frac{2\pi}{M}kn} \quad \text{对于 } k \in K, n = 0, 1, \dots, M-1 \quad (16)$$

形成了 K 维子空间 K 的标准正交基。在群 M 内组合了所有副载波的指数, $M = \{0, 1, \dots, M-1\}$ 。函数

$$h_k(n) = \frac{1}{\sqrt{M}} e^{j\frac{2\pi}{M}kn} \quad \text{对于 } k, n = 0, 1, \dots, M-1 \quad (17)$$

20

形成了 M 维空间 M , 其中 K 为 M 的子空间。所用副载波的传输函数位于该子空间 K 内。所述的补偿脉冲必须与该函数正交, 也就是说, 它必须位于与 K 正交的子空间 $L = K^\perp$ 内。这儿提供的空间为差 $L = M/K$ 。对于该 $L = M-K$ 维子空间, 函数

$$h_k(n) = \frac{1}{\sqrt{M}} e^{j\frac{2\pi}{M}kn} \text{ 对于 } k \in \mathcal{L}, n=0,1,\dots,M-1 \quad (18)$$

描述了一个标准正交基。群 L 被定义为 $L=M/K$ 。此时，补偿脉冲可以通过基向量(18)的线性组合用向量描述的方式来表示，

5

$$g(n) = \sum_{l \in \mathcal{L}} c_l h_l(n) \quad \text{或} \quad g = Hc \quad (19)$$

其中， $g=[g(0) \ g(1) \ \dots \ g(M-1)]^T$ 。在列向量 c 中包括了线性组合的系数 c_l 。矩阵 H 的列为基向量(18)，

$$H = [h_0 \ h_{l_1} \ \dots \ h_{l_{L-1}}] \quad \text{且} \quad \{l_0 \ l_1 \ \dots \ l_{L-1}\} = \mathcal{L}, \quad (20)$$

10

为了计算补偿脉冲，现在给出如下优化计算：

$$g(n) = \arg \min_{g(n) \in \mathcal{L}} W_1 \int_{k\frac{2\pi}{M}}^{(k+1)\frac{2\pi}{M}} |G(e^{j\theta}) - S(e^{j\theta})|^2 d\theta + \sum_{l=2}^Q W_l \int_{\theta_{l_1}}^{\theta_{l_2}} |G(e^{j\theta})|^2 d\theta \quad (21)$$

- 15 $G(e^{j\theta})$ 为 $g(n)$ 、也即所寻找的补偿脉冲的傅里叶变换。于是，对空间 L 的所有函数进行最小化，该空间 L 与所使用的传输函数正交。第一个积分表示了 $G(e^{j\theta})$ 与理论传输函数 $S(e^{j\theta})$ 的偏差。该偏差是在子频带 $k2\pi/M \leq \theta < (k+1)2\pi/M$ 内计算的。在该频带之外，理论传输函数 $S(e^{j\theta})$ 恰好等于 0。第二个积分算出了频带 $\theta_{l_1} \leq \theta < \theta_{l_2}$ 内 $G(e^{j\theta})$ 的能量。如上文所述，所述补偿脉冲在其频带之外具有强烈衰减的传输函数。
- 20 在那些期望有不同强度的抑制的区域内产生该总和。遮蔽区之内所需的衰减比遮蔽区之外要大。该特性可以借助加权因子 W_l 来进行调整。

乘出 (21) 后得:

$$g(n) = \arg \min_{g(n) \in \mathcal{L}} W_1 \int_{k \frac{2\pi}{M}}^{(k+1) \frac{2\pi}{M}} \left(G(e^{j\theta}) - S(e^{j\theta}) \right)^* \left(G(e^{j\theta}) - S(e^{j\theta}) \right)^T d\theta + \sum_{l=2}^Q W_l \int_{\theta_{l1}}^{\theta_{l2}} G(e^{j\theta})^* (G(e^{j\theta}))^T d\theta \quad (22)$$

$$= \arg \min_{g(n) \in \mathcal{L}} W_1 \int_{k \frac{2\pi}{M}}^{(k+1) \frac{2\pi}{M}} \left(g^t \psi^*(e^{j\theta}) - s^t \psi^*(e^{j\theta}) \right) \left(\psi^T(e^{j\theta}) g - \psi^T(e^{j\theta}) s \right) d\theta + \sum_{l=2}^Q W_l \int_{\theta_{l1}}^{\theta_{l2}} g^t \psi^*(e^{j\theta}) \psi^T(e^{j\theta}) g d\theta \quad (23)$$

$$= \arg \min_{g(n) \in \mathcal{L}} W_1 \int_{k \frac{2\pi}{M}}^{(k+1) \frac{2\pi}{M}} \left(g^t \psi^*(e^{j\theta}) \psi^T(e^{j\theta}) g - s^t \psi^*(e^{j\theta}) \psi^T(e^{j\theta}) g - g^t \psi^*(e^{j\theta}) \psi^T(e^{j\theta}) s + s^t \psi^*(e^{j\theta}) \psi^T(e^{j\theta}) s \right) d\theta + \sum_{l=2}^Q W_l \int_{\theta_{l1}}^{\theta_{l2}} g^t \psi^*(e^{j\theta}) \psi^T(e^{j\theta}) g d\theta \quad (24)$$

$$= \arg \min_{g(n) \in \mathcal{L}} W_1 \left(g^t \Theta(\theta_{11}, \theta_{12}) g - s^t \Theta(\theta_{11}, \theta_{12}) g - g^t \Theta(\theta_{11}, \theta_{12}) s + s^t \Theta(\theta_{11}, \theta_{12}) s \right) + \sum_{l=2}^Q W_l g^t \Theta(\theta_{l1}, \theta_{l2}) g \quad (25)$$

$$= \arg \min_{g(n) \in \mathcal{L}} \sum_{l=1}^Q W_l g^t \Theta(\theta_{l1}, \theta_{l2}) g - W_1 \left(s^t \Theta(\theta_{11}, \theta_{12}) g + g^t \Theta(\theta_{11}, \theta_{12}) s - s^t \Theta(\theta_{11}, \theta_{12}) s \right) \quad (26)$$

- 在倒数第二行中采用了等式 (8)。为了缩短书写, 另外还引入了
- 5 两个量 $\theta_{l1} = k2\pi/M$ 和 $\theta_{l2} = (k+1)2\pi/M$ 。在列向量 $\mathbf{s}$ 中包括了理论传输函数的脉冲响应,

$$[s]_n = -\frac{1}{2} \left(e^{j\frac{\Delta\phi}{2}} h_{k-1}(n) + e^{-j\frac{\Delta\phi}{2}} h_{k+2}(n) \right) \text{ 对于 } n=0,1,\dots,M-1. \quad (27)$$

正如 (26) 中所示, 由于如下两个原因, 对 $g(n)$ 直接最小化是没有意义的: 首先, 必须在大量的参数 (M 系数) 基础上进行最小化, 另一方面就是必须在边界条件 $g(n) \in L$ 下进行最优化。有意义的是通过系数向量 c 从 (19) 进行最小化: 首先, 需优化的参数的数目变少了, 其次是无需附加条件就可以进行最小化, 原因是式子 (19) 已考虑了附加条件 $g(n) \in L$ 。将 (19) 代入到 (26) 中可得出:

$$c_{opt} = \arg \min_c \sum_{l=1}^Q W_l c^t H^t \Theta(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) H c - \quad (28)$$

$$W_1 \left(s^t \Theta(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) H c + c^t H^t \Theta(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) s - s^t \Theta(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) s \right). \quad (29)$$

10

该优化计算的解为:

$$c_{opt} = H^{-1} \left(H^t \sum_{l=1}^Q W_l \Theta(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) \right)^{-1} W_1 H^t \Theta(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) s. \quad (30)$$

代入到 (19) 中便得出所寻找的补偿脉冲的脉冲响应。

15

$$g = H c_{opt} = \left(H^t \sum_{l=1}^Q W_l \Theta(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) \right)^{-1} W_1 H^t \Theta(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) s \quad (31)$$

通过仿真表明, 该脉冲仍不够满足所需要的特性。因此必须为补偿脉冲允许一个大于 M 的长度。关于这一点, 此时放弃对无失真信道的限制也是有意义的。

20

假定所述信道的最大存储长度为 P , 也即该信道的脉冲响应最大长度为 $P+1$ 拍。为 DMT 系统使用一种周期性前缀, 它可以大大简化接收机内的补偿。

如图 15 所示, 在周期性前缀内, 数据块的最后 P 个符号是在块的

开始首先发送的。如果只考察传输单个的脉冲,则可写出传输序列 $y(n)$:

$$y(n) = \begin{cases} a_{M-P+n} & \text{对于 } n = 0, 1, \dots, P-1 \\ a_{n-P} & \text{对于 } n = P, P+1, \dots, N+P-1 \end{cases} \quad (32)$$

为 a_n 采取 IDFT 可得到:

5

$$y(n) = \begin{cases} \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} A_k e^{j\frac{2\pi}{M}k(M-P+n)} = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} A_k e^{j\frac{2\pi}{M}k(n-P)} & \text{对于 } n = 0, 1, \dots, P-1 \\ \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} A_k e^{j\frac{2\pi}{M}k(n-P)} & \text{对于 } n = P, P+1, \dots, N+P-1 \end{cases} \quad (33)$$

可以看出, 如果按 IDFT 的 M 周期性而取消所述的情形区分, 则传输序列可表示为:

$$y(n) = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} A_k e^{j\frac{2\pi}{M}k(n-P)} \quad \text{对于 } n = 0, 1, \dots, N+P-1. \quad (34)$$

10

该序列同样可以通过多路复用变换器来产生, 其中

$$h_k(n) = \frac{1}{\sqrt{M}} e^{j\frac{2\pi}{M}k(n-P)}, \quad n = 0, 1, \dots, N+P-1, \quad (35)$$

图 16、17 示出了 $M=16$ 且 $P=5$ 的系统的传输函数。很明显可以看出, 此处的旁瓣出现了不太好的叠加。出于这个原因, 此处不采用所述的补偿方法。

因此在传输时不采用周期性的前缀, 而采用长度为 P 的防护时间。在上面章节中计算出的补偿脉冲可满足该条件。但是, 如果所述补偿脉冲长于 M 拍, 则须在 M 个系数之后一直跟着 P 个 0。该结构的作用是使所述发射序列在 M 个值后包含一个长度为 P 的防护时间。

20

$$\mathbf{g} = [\mathbf{g}_0^T \quad \mathbf{0}_P \quad \mathbf{g}_1^T \quad \mathbf{0}_P \quad \dots \quad \mathbf{g}_{R-1}^T]^T \quad (36)$$

向量 $\mathbf{g}_k$ 均包含 M 个系数。紧接着的 P 个 0 包含在行向量 $\mathbf{0}_P$ 内。为了在接收机内同样可通过 DFT 再次对数据进行解调和分离, 所有的

向量 $\mathbf{g}_k$ 必须位于子空间 L 内。为补偿脉冲给出下列优化计算:

$$g(n) = \arg \min_{\substack{g_0(n) \in \mathcal{L} \\ g_1(n) \in \mathcal{L} \\ \vdots \\ g_{R-1}(n) \in \mathcal{L}}} W_1 \int_{\frac{k}{2T}}^{\frac{(k+1)}{2T}} |G(e^{j\theta}) - S(e^{j\theta})|^2 d\theta + \sum_{l=2}^Q W_l \int_{\theta_{l1}}^{\theta_{l2}} |G(e^{j\theta})|^2 d\theta \quad (37)$$

根据附加条件 $\mathbf{g}_k \in L$ 再次写出:

$$5 \quad \mathbf{g}_k = \mathbf{H} \mathbf{c}_k. \quad (38)$$

矩阵 $\mathbf{H}$ 在 (20) 中进行了定义。通过考虑 (36) 和 (38), 所述补偿脉冲的频率过程变为:

$$G(e^{j\theta}) = \sum_{n=0}^{(R-2)(M+L)+M} g(n) e^{-j\theta n} = \sum_{k=0}^{R-1} g_k^T \psi_k(e^{j\theta}) = \sum_{k=0}^{R-1} \mathbf{c}_k^T \mathbf{H}^T \psi_k(e^{j\theta}). \quad (39)$$

10 图 18 为长度大于 M 时的 $g(n)$ 示意图。新引入的量 $\psi_k(e^{j\theta})$ 为

$$\psi_k(e^{j\theta}) = [e^{-jk(M+L)\theta} e^{-j(k(M+L)+1)\theta} \dots e^{-j(k(M+L)+M-1)\theta}]^T. \quad (40)$$

如果代入到 (37) 中并乘出来, 则得出如下的最小化问题:

$$\begin{pmatrix} c_0 \\ c_1 \\ \vdots \\ c_{R-1} \end{pmatrix} = \arg \min_{\substack{c_0 \\ c_1 \\ \vdots \\ c_{R-1}}} \sum_{l=1}^Q W_l \sum_{k=0}^{R-1} \sum_{\kappa=0}^{R-1} c_k^t H^t \Theta_{k,\kappa}(\theta_{l1}, \theta_{l2}) H c_\kappa - \quad (41)$$

$$W_1 \left(\sum_{m=0}^{R-1} \left(s^t \Theta_{0,m}(\theta_{l1}, \theta_{l2}) H c_m + c_m^t H^t \Theta_{m,0}(\theta_{l1}, \theta_{l2}) s \right) - s^t \Theta_{0,0}(\theta_{l1}, \theta_{l2}) s \right) \quad (42)$$

矩阵 $\Theta_{k,k}(\theta_{l_1}, \theta_{l_2})$ 为:

$$\Theta_{k,k}(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) = \int_{\theta_{l_1}}^{\theta_{l_2}} \psi_k^*(e^{j\theta}) \psi_k^T(e^{j\theta}) d\theta. \quad (43)$$

上述最小化问题的解为:

5

$$\begin{pmatrix} c_0 \\ c_1 \\ \vdots \\ c_{R-1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_{0,0} & A_{0,1} & \dots & A_{0,R-1} \\ A_{1,0} & A_{1,1} & \dots & A_{1,R-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ A_{R-1,0} & A_{R-1,1} & \dots & A_{R-1,R-1} \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} B_0 \\ B_1 \\ \vdots \\ B_{R-1} \end{pmatrix} \quad (44)$$

而且

$$A_{m,n} = H^t \sum_{l=1}^Q W_l \Theta_{m,n}(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) H \quad \text{及} \quad B_m = H^t \Theta_{m,0}(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}). \quad (45)$$

10 利用 (36) 和 (38) 可计算出所述的补偿脉冲。

图 19 示出了 $M=16$ 且 $P=2$ 的系统的理论传输函数和不同长度时的补偿脉冲。在该例中, 所选的遮蔽区为 $0.25 \leq \theta/\pi < 0.625$ 。补偿脉冲是为频带 $0.375 \leq \theta/\pi < 0.5$ 设计的。在遮蔽区之外所选的权因数极小, 由此产生超高现象。很明显, 长度为 34 的补偿脉冲的性能要好于长度为 16

15 的补偿脉冲。

所述的遮蔽区为补偿滤波器 $S(e^{j\theta})$ 所计算的范围 $k2\pi/M \leq \theta < (k+1)2\pi/M$ 。如果在信道 l 内产生信息符号 A_l , 则该符号以传输函数 $N_l(e^{j\theta}) = \frac{1}{\sqrt{M}} H_l(e^{j\theta})$ 作用于所述的信道 (前置因子 $\frac{1}{\sqrt{M}}$ 因 $\frac{1}{M}$ 而

被引入到 IDFT)。所述的补偿滤波器 $S(e^{j\theta})$ 的输出频谱应在遮蔽区内

20 尽可能好地与 $N_l(e^{j\theta})$ 相一致。

$$K_l S(e^{j\theta}) \approx A_l N_l(e^{j\theta}) \text{ 对于 } k\frac{2\pi}{M} \leq \theta < (k+1)\frac{2\pi}{M} \quad (46)$$

因子 K_l 为近似于 $S(e^{j\theta})$ 的滤波器 $G(e^{j\theta})$ 的激励。在整个遮蔽区内做到全部一致是不可能的。因此，在频率为 $\left(k + \frac{1}{2}\right)\frac{2\pi}{M}$ 时，上述等式可

5 用如下等同符号来表示：

$$K_l S(e^{j\theta}) \Big|_{\theta=(k+\frac{1}{2})\frac{2\pi}{M}} = A_l N_l(e^{j\theta}) \Big|_{\theta=(k+\frac{1}{2})\frac{2\pi}{M}} \quad (47)$$

传输函数在 $\theta = \left(k + \frac{1}{2}\right)\frac{2\pi}{M}$ 处求值得

$$N_l(e^{j\theta}) \Big|_{\theta=(k+\frac{1}{2})\frac{2\pi}{M}} = \frac{(-1)^{k-l}}{M \sin\left(\frac{\pi}{M}(k-l+\frac{1}{2})\right)} e^{j\pi(k-l+\frac{1}{2})(-1+\frac{1}{M})} \quad \text{或} \quad (48)$$

$$S(e^{j\theta}) \Big|_{\theta=(k+\frac{1}{2})\frac{2\pi}{M}} = \frac{1}{\sqrt{M} \sin\frac{3\pi}{2M}}, \quad (49)$$

10

因此滤波器 $G(e^{j\theta})$ 的激励为：

$$K_l = A_l \frac{N_l(e^{j\theta})}{S(e^{j\theta})} \Big|_{\theta=(k+\frac{1}{2})\frac{2\pi}{M}} = A_l \frac{\sin\frac{3\pi}{2M}}{\sqrt{M} \sin\left(\frac{\pi}{M}(k-l+\frac{1}{2})\right)} e^{j\pi(k-l+\frac{1}{2})(-1+\frac{1}{M})} (-1)^{k-l}. \quad (50)$$

15 利用该激励来补偿由信道 l 的信息符号 A_l 在遮蔽区内所引起的串音。每个加载的信道均通过其传输函数的旁瓣在遮蔽区内产生一个干扰。在群 K 内包括有所有加载的副载波的指数。为了对在范围 $k2\pi/M \leq \theta < (k+1)2\pi/M$ 内加载的所有副载波的串音进行补偿，必须用下式来激励滤波器 $G(e^{j\theta})$ ：

$$K = \sum_{l \in \mathcal{K}} K_l = \sum_{l \in \mathcal{K}} A_l \frac{\sin \frac{3\pi}{2M}}{\sqrt{M} \sin \left(\frac{\pi}{M} (k-l+\frac{1}{2}) \right)} e^{j\pi(k-l+\frac{1}{2})(-1+\frac{1}{M})} (-1)^{k-l}. \quad (51)$$

事实表明，无需考虑所有加载的信道。通常只需考虑所述遮蔽区周围的某一区域内的信道就可以了。

- 5 遮蔽区一般会延伸多个子频带。在该情形下，必须为每个子频带 $k2\pi/M \leq \theta < (k+1)2\pi/M, k \in U$ 设置一个自己的、且具有相应激励的补偿滤波器 $G_k(e^{j\theta})$ 。在群 U 内包括了可在其中传输补偿脉冲的所有子信道的指数。

- 10 如果把补偿脉冲 $g(n)$ 直接实现为 FIR 滤波器，则必须给滤波器的每个系数乘以所述的控制。在滤波长度较大的情况下，由此带来的计算费用是不可接受的。如果考虑把补偿脉冲描述为基函数 $h_l, l \in L$ 的线性组合（参见等式(19)），则可更有效地来实现。

$$Kg = K[g_0^T 0_P g_1^T 0_P \dots g_{R-1}^T]^T = K[H^T c_0^T 0_P H^T c_1^T 0_P \dots H^T c_{R-1}^T]^T \quad (52)$$

- 15 矩阵 H 在等式(20)中进行了定义。矩阵 H 的列为线性组合的基函数。 K 为在上一章中计算出来的补偿脉冲的必要控制。将(20)代入后得：

$$Kg = K \left[\begin{pmatrix} h_{l_0}^T \\ h_{l_1}^T \\ \vdots \\ h_{l_{L-1}}^T \end{pmatrix} \cdot c_0^T \ 0_P \begin{pmatrix} h_{l_0}^T \\ h_{l_1}^T \\ \vdots \\ h_{l_{L-1}}^T \end{pmatrix} \cdot c_1^T \ 0_P \dots \begin{pmatrix} h_{l_0}^T \\ h_{l_1}^T \\ \vdots \\ h_{l_{L-1}}^T \end{pmatrix} \cdot c_1^T \right]^T. \quad (53)$$

- 20 上面的等式表明，在当前数据块的发射时间点，必须用 Kc_0^T 来激励基函数 $h_l, l \in L$ 。在下一数据块的发射时间点，必须用 Kc_1^T 来控制该基函数，并依此类推。只有在第一个块之后发射多个零块，才适用于这种情况。在正常发射工作中，在时间点 n 通过卷积计算出激励向量 $v(n)$ ，对此也可参看图 20。

$$v(n) = \sum_{l=0}^{R-1} K(n-l)c_l \quad (54)$$

各个激励序列的叠加是由补偿脉冲的长度引起的。如果所述的补偿脉冲 $g(n)$ 恰好为一个符号周期长 (M 拍), 那么激励向量 v_n 将变成 $v(n) =$
5 $K(n)c_0^T$ 。

基函数 $h_l, l \in L$ 与用 $\sqrt{M}$ 定标的 IDFT 信道 l 的传输函数没有什么不同。在时间点 n , IDFT 的信道 $l, l \in L$ 必须用 $\sqrt{M} v(n)$ 占用。

若遮蔽区延伸了多个子频带, 则上述分解对每个补偿滤波器都是必要的。如果一个基函数包含在多个补偿滤波器中, 则必须为所述的
10 基函数加上所述的激励。

图 33 给出了本发明的另一种实施方案。

在此, 对于包含在至少一个遮蔽区内的副载波或与该遮蔽区相邻的副载波, 其至少一部分被用作补偿音, 如此来计算该补偿音的荷载, 使得加权的发射功率密度谱在整个频率范围上的积分最小化。

15 因此, 不用于信息传输的副载波形成了能够减小遮蔽区内的功率密度谱的补偿音。对此, 为传输而设置的频带内的遮蔽区数目在设计时是没有任何限制的。事实上, 若不必要的话, 也无须将遮蔽区内所有的副载波都用作补偿音。另外, 在遮蔽区极为靠近的情况下, 一个遮蔽区的副载波也可被考虑用作该相邻遮蔽区内的补偿音。

20 所述补偿音的荷载计算是基于下面讲述的思想。

在普通的 DMT 传输系统中, 副载波的调制是通过离散傅里叶逆变换(IDFT)来进行的。在把序列 $A_u[n]$ 应用到音 u 中时, IDFT 的输出由下式给出:

$$s_u[n] = \sum_{l=-\infty}^{\infty} A_u[l]h_u[n-lN]. \quad (101)$$

25

$N = M + P$ 为时域符号的长度加上防护时间。 $h_u[n]$ 为音 u 的脉冲响应, 并可表述如下:

$$h_u[n] = \begin{cases} e^{j\frac{2\pi}{M}un} & \text{对于 } n = 0, 1, \dots, M-1 \\ 0 & \text{否则} \end{cases} \quad (102)$$

为了确保实值的时间信号, 把 $A_u^*[n]$ 应用到 $M-u$ 中, 其中 M 为 IDFT 处理的块长度。

5

$$s_u[n] = \sum_{l=-\infty}^{\infty} \left(A_u[l] h_u[n-lN] + A_u^*[l] h_{M-u}[n-lN] \right) \quad (103)$$

$$= \sum_{l=-\infty}^{\infty} \left(A_u[l] h_u[n-lN] + A_u^*[l] h_u^*[n-lN] \right) \quad (104)$$

为了降低遮蔽区内 $s_u[n]$ 的功率密度谱 (PSD), 采用了音 $i, i \in K_I$ 以便传输补偿信号。所述的群 K_I 包含有可用于补偿的音的指数。

$$\begin{aligned} s_u[n] = & \sum_{l=-\infty}^{\infty} \left(A_u[l] h_u[n-lN] \right. \\ & + A_u[l] \left([c_u[0]]_1 h_{i_1}[n-lN] + \dots + [c_u[0]]_I h_{i_I}[n-lN] \right) \\ & \vdots \\ & + A_u[l-R+1] \left([c_u[R-1]]_1 h_{i_1}[n-lN] + \dots + [c_u[R-1]]_I h_{i_I}[n-lN] \right) \Big) \\ & + \text{CC} \end{aligned} \quad (105)$$

10

如果把 $A_u[1]$ 应用到音 u 中, 则第一行对应于普通的 DMT 信号。 I 是群 K_I 中所包含的元素的数目。在第二行中, 当前数据 $A_u[1]$ 不由音 u 进行传输, 但 $A_u[1]$ 的加权型式由音 $i, i \in K_I$ 进行传输。 $A_u[1]$ 的加权通过加权因子 $c_u[0]$ 来实现。 $[c_u[0]]_i$ 为向量 $c_u[0]$ 的第 i 个坐标。通过音

15

$i, i \in K_I$ 传输 $A_u[1]$ 的加权型式应该能使 $A_u[1]$ 在遮蔽区内的作用最小化。接下来的各行对应于加权和延迟的 $A_u[1-r], r=1, 2, \dots, R-1$ 的传输。这应使以前的值 $A_u[1-r]$ 在遮蔽区内的作用最小化。数目 R 确定了存储器。加权因子 $c_u[r], r=0, 1, \dots, R-1$ 的最佳选择将在下面讲述。

利用向量能进行更紧凑地说明。

$$s_u[n] = \sum_{l=-\infty}^{\infty} \left(A_u[l] h_u[n-lN] + \sum_{r=0}^{R-1} A_u[l-r] c_u^T[r] h_T[n-lN] \right) + CC \quad (106)$$

列向量 $h_I[n]$ 包括了用于补偿的音在时间点 n 时的脉冲响应, 而且可描述为:

5

$$h_I^T = [h_{i_1}[n] \ h_{i_2}[n] \ \dots \ h_{i_I}[n]] \quad \text{且} \quad \{i_1, i_2, \dots, i_I\} = K_I. \quad (107)$$

至此已考察了如下情形, 即其中只传输音 u . 现在来讨论不只传输一个音而是传输所有音 $u, u \in K_u$ 情形.

$$s[n] = \sum_{k \in K_u} s_u[n] \quad (108)$$

$$\begin{aligned} &= \sum_{k \in K_u} \left(\sum_{l=-\infty}^{\infty} \left(A_u[l] h_u[n-lN] + \sum_{r=0}^{R-1} A_u[l-r] c_u^T[r] h_T[n-lN] \right) + CC \right) \\ &= \sum_{l=-\infty}^{\infty} \left(A^T[l] h_u[n-lN] + \sum_{r=0}^{R-1} A^T[l-r] C[r] h_T[n-lN] \right) + CC \end{aligned} \quad (109)$$

10 所述的群 K_u 由传输信息所采用的音的指数构成. 列向量 $h_u[n]$ 由下式定义:

$$h_u^T = [h_{u_1}[n] \ h_{u_2}[n] \ \dots \ h_{u_U}[n]] \quad \text{且} \quad \{u_1, u_2, \dots, u_U\} = K_u. \quad (110)$$

15 $h_u[n]$ 包含了时间点 n 时所采用的音的脉冲响应. U 为群 K_u 内的元素数目. 所述的列向量 $A[n]$ 包含了应用到所使用的音中的值.

$$A^T[n] = [A_{u_1}[n] \ A_{u_2}[n] \ \dots \ A_{u_U}[n]] \quad \{u_1, u_2, \dots, u_U\} = K_u. \quad (111)$$

矩阵 $\mathbf{C}[r]$ 的第 x 行由行向量 $\mathbf{c}_{ux}^T[r]$ 构成, 其中:

$$\mathbf{C}[r] = \begin{pmatrix} \mathbf{c}_{u_1}^T[r] \\ \mathbf{c}_{u_2}^T[r] \\ \vdots \\ \mathbf{c}_{u_o}^T[r] \end{pmatrix} \quad \text{对于 } r = 0, 1, \dots, R-1. \quad (112)$$

如同前文已讲述过的一样, 应该获得实值的时域信号。这蕴含着:

- 5 只有音 $1, 2, \dots, M/2-1$ 可以传送任何所需的复数值, 音 $M-1, M-2, \dots, M/2+1$ 由此必须传输共轭的复数值。音 0 和 $M/2$ 被加载以零。群 K_u 和 K_l 只包含 $M/2$ 以下的音, 因此 $K_u \subseteq \{1, 2, \dots, M/2-1\}$ 、 K 以及 $K_l \subseteq \{1, 2, \dots, M/2-1\}$ 必须为真。用“CC”项来考虑给 $M/2$ 以上的音加载以共轭复数值, 其中 CC 表示共轭复数。一个音可以用于传输信息或用于
- 10 补偿, 但不能同时用于两者。群 K_u 和 K_l 的交集必须为空。

- 此时可以利用等式 (109) 来给出本发明方法的实施框图, 如图 33 所示。上部分框图由 IDFT 10 组成, 且是一种普通的 DMT 发射器。由于 IDFT 的基函数具有微弱的频谱限制, 所以出现了上述干扰。数据向量 $\mathbf{A}[n]$ 被应用到音 u 中, $u \in K_u$ 。为了确保实值的时域信号, 把共轭的复数数据应用到音 v 中, $v \in K_u^c = \{v \mid v = M-u, u \in K_u\}$ 。
- 15

为了确保在接收侧进行简单地计算, 必须引入一个防护时间或周期性前缀。

- 首先考察防护时间的情况, 但接下来所获得的结果可以推广到具有周期性前缀的系统之中。如果所采用的防护时间长度为 P , 则在两个
- 20 相继的时域块之间插入 P 个零。

- 通过应用本发明的方法, 图 33 中用 $\mathbf{C}[r], r=0, 1, 2, \dots, R-1$ 标示的块 11、12、13 实现了使其输入向量乘以矩阵 $\mathbf{C}[r]$ 。该乘法所获得的结果被应用到补偿音之中。被应用到块 $\mathbf{C}[r]$ 中的输入向量为当前的数据向量 $\mathbf{A}[n]$ 和该数据向量的延迟型式 $\mathbf{A}[n-r], r=1, 2, \dots, R-1$ 。在每
- 25 个时间步骤中, 该综合的结果被应用到音 $i, i \in K_l$ 中。为了确保实值的时域信号, 音 $i, i \in K_l^c = \{i \mid i = M-i, i \in K_l\}$ 必须再次被加载以复数共轭值。

下面来实现加权因子的计算。必须计算出矩阵 $\mathbf{C}[r], r=0, 1, \dots, R-1$ 以便使加权功率密度谱的积分最小化。为了达到该目的, 必须给出所

述功率密度谱的分析表达式。这是通过计算传输序列 $s_n[n]$ 的自相关函数 $R_s[n]$ 和通过把傅里叶变换应用到该序列中来实现的，由此得出功率密度谱 $S_s(e^{j\theta})$ 。

因为 $s_n[n]$ 是一个周期性的过程，所以首先必须计算出在时间点 n 和延迟 m 时的依赖于时间的函数 $R_s[n, m]$ ：

$$R_s[n, m] = E\{s^t[n]s[n+m]\} \quad (113)$$

把等式(108)代入(113)并进行代数变形以后，等式(113)变成：

$$\begin{aligned} R_s[n, m] = & \sum_{l=-\infty}^{\infty} \left(h_{\mathcal{U}}^t[n-lN]Ph_{\mathcal{U}}[n+m-lN] \right. \\ & + \sum_{r=0}^{R-1} h_{\mathcal{I}}^t[n-lN]C^t[r]Ph_{\mathcal{U}}[n+m-(l-r)N] \\ & + \sum_{r=0}^{R-1} h_{\mathcal{U}}^t[n-lN]PC[r]h_{\mathcal{I}}[n+m-(l+r)N] \\ & \left. + \sum_{r=0}^{R-1} \sum_{\rho=0}^{R-1} h_{\mathcal{I}}^t[n-lN]C^t[r]PC[\rho]h_{\mathcal{I}}[n+m-(l-r+\rho)N] \right) + CC. \end{aligned} \quad (114)$$

10

为了获得等式(114)，假定了统计上独立的、在实部和虚部具有相同功率的数据。P为对角矩阵，其元素对应于所用信道的功率，

$$P = \text{diag}\{\{\sigma_{A_{u_1}}^2, \sigma_{A_{u_2}}^2, \dots, \sigma_{A_{u_U}}^2\}\} \quad \text{且} \quad \sigma_{A_{u_i}}^2 = E\{|A_{u_i}|^2\}, \{u_1, u_2, \dots, u_U\} = \mathcal{U}. \quad (115)$$

15

从(114)中可以获知 $R_s[n, m]$ 的周期特性，每个 $n+pN$ 所带来的结果与 n 是相同的。为了消除该周期性，在该周期上对 $R_s[n, m]$ 求平均。

(116)

$$\begin{aligned}
R_s[m] &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} R_s[n, m] \\
&= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \left(\sum_{l=-\infty}^{\infty} \left(h_u^t[n-lN] P h_u[n+m-lN] \right. \right. \\
&\quad + \sum_{r=0}^{R-1} h_x^t[n-lN] C^t[r] P h_u[n+m-(l-r)N] \\
&\quad + \sum_{r=0}^{R-1} h_u^t[n-lN] P C[r] h_x[n+m-(l+r)N] \\
&\quad \left. \left. + \sum_{r=0}^{R-1} \sum_{\rho=0}^{R-1} h_x^t[n-lN] C^t[r] P C[\rho] h_x[n+m-(l-r+\rho)N] \right) \right) + \text{CC} \quad (117) \\
&= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \left(h_u^t[n] P h_u[n+m] \right. \\
&\quad + \sum_{r=0}^{R-1} h_x^t[n] C^t[r] P h_u[n+m+rN] + \sum_{r=0}^{R-1} h_u^t[n] P C[r] h_x[n+m-rN] \\
&\quad \left. + \sum_{r=0}^{R-1} \sum_{\rho=0}^{R-1} h_x^t[n-lN] C^t[r] P C[\rho] h_x[n+m+(r-\rho)N] \right) + \text{CC}
\end{aligned}$$

(118)

因为 $h_u[n]$ 和 $h_x[n]$ 只在范围 $0 \leq n < N$ 内受支持, 所以等式(117)中在 1 上求和被减少成 $l=0$ 的项, 而其它项则等于零。

$$\begin{aligned}
S_s(e^{j\theta}) &= \sum_{m=-\infty}^{\infty} R_s[m]e^{-j\theta m} \\
&= \frac{1}{N} \sum_{m=-RN+1}^{RN-1} \left(\sum_{n=0}^{N-1} \left(h_U^t[n] P h_U[n+m] \right. \right. \\
&\quad + \sum_{r=0}^{R-1} h_I^t[n] C^t[r] P h_U[n+m+rN] + \sum_{r=0}^{R-1} h_U^t[n] P C[r] h_I[n+m-rN] \\
&\quad \left. \left. + \sum_{r=0}^{R-1} \sum_{\rho=0}^{R-1} h_I^t[n-lN] C^t[r] P C[\rho] h_I[n+m+(r-\rho)N] \right) + CC \right) e^{-j\theta m}
\end{aligned} \tag{119}$$

$$\tag{120}$$

因为 $R_s[m]$ 只在范围 $-RN < m < RN$ 内不等于零, 所以等式(120)中的求和必须只能在一个有限的间隔内实现。

- 5 由于我们现在已经有了功率密度谱 $S_s(e^{j\theta})$ 的表达式, 所以此时可以编制一个针对系数 $C[r]$, $r=0, 1, \dots, R-1$ 进行优化的准则。本发明的任务是抑制遮蔽区内的传输信号。本发明所应用的优化准则就是 $S_s(e^{j\theta})$ 的加权积分。

$$\psi_1(C[0], C[1], \dots, C[R-1]) = \int_0^{2\pi} W(e^{j\theta}) S_s(e^{j\theta}) d\theta \tag{121}$$

10

- $W(e^{j\theta})$ 为加权函数。如果 $W(e^{j\theta})$ 在遮蔽区内被置为 1, 且在其外被置为 0, 则等式(121)便是在遮蔽区内所传输的功率。该选择与所述遮蔽区内传输的最小功率相一致。但该传输的最小功率并不是真正感兴趣的值。真正的目的是在于把所述遮蔽区内的功率密度谱 $S_s(e^{j\theta})$ 的最大值抑制到某个值以下。当然, 可以为此编制最小/最大准则, 但这在数学上较难以处理。

- 15 因此, 不是采用矩形窗口函数 $W(e^{j\theta})$, 而是使用比较缓和的加权函数。在此, 从 1 过渡到 0 以及其相反的过程是利用线性梯度来实现的。该选择既不同于最小/最大解决方案, 也不同于对遮蔽区内的传输功率进行最小化, 但仿真表明, 该选择要比对在某个频带内传输的功率进行最小化能获得更好的结果。

20

现在可以写出系数 $C[r]$, $r=0, 1, \dots, R-1$ 作为所述优化问题的解:

$$\begin{pmatrix} C[0] \\ C[1] \\ \vdots \\ C[R-1] \end{pmatrix} = \arg \min_{\substack{C[0] \\ C[1] \\ \vdots \\ C[R-1]}} \psi_1(C[0], C[1], \dots, C[R-1]). \quad (122)$$

因为(121)是系数 $C[r]$ 的平方函数, 所以等式(121)具有一个单独的最小值. 该最小值用如下等式来表达:

5

$$\frac{\partial}{\partial [C[r]]_{ui}} \psi_1(C[0], C[1], \dots, C[R-1]) = 0 \quad \text{对于} \quad \begin{matrix} r = 0, 1, \dots, R-1 \\ u = u_1, u_2, \dots, u_U \\ r = i_1, i_2, \dots, i_I \end{matrix} \quad (123)$$

该等式可以用 U 个独立的线性方程系统解出. u 的每个值都对应于一个具有 RI 个未知数的线性方程系统. 属于固定值 $u_x \in U$ 的方程系统描述了在所有 R 矩阵 $C[r]$, $r=0, 1, 2, \dots, R-1$ 的第 x 行中所包含的系数. 如果矩阵 $C[r]$ 的第 x 行被标为 $C_{ux}^T[r]$ (同等式(112)相比较), 则所述未知数的向量可被描述为 $c_{ux}^T = [c_{ux}^T[0] \ c_{ux}^T[1] \ \dots c_{ux}^T[R-1]]$. 乍一看, 把由等式(123)描述的方程系统划分成 U 个独立的方程系统是不可思议的. 第 x 行所包含的系数为必须应用到 I 个补偿音 $i_1, i_2, \dots, i_I$ 中的加权因子, 以便使音 u_x 的作用最小化. 这些统计上独立的、在推导 $S_s(e^j$
10 $^0)$ 时被假定的数据隐含着: 通过一个音传输的数据不包含由其它音传输的数据的信息. 因此, 利用单个音传输的数据的作用只通过考虑该单个音来实现, 而不考虑其它音, 这样, 由等式(123)描述的方程可划分成与传输信息所用的音一样多的系统.

所有 U 个方程系统的系数矩阵是相同的, 而且可利用矩阵
20 A_{k1} , $k, l=0, 1, \dots, R-1$ 表示成如下的块矩阵:

$$A = \begin{pmatrix} A_{00} & A_{01} & \dots & A_{0R-1} \\ A_{10} & A_{11} & \dots & A_{1R-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ A_{R-10} & A_{R-11} & \dots & A_{R-1R-1} \end{pmatrix}. \quad (124)$$

其中 A_{kl} 被定义为:

$$A_{kl} = \int_0^{2\pi} W(e^{j\theta}) H_I(e^{j\theta}) H_I^l(e^{j\theta}) e^{-j\theta(l-k)N} d\theta. \quad (125)$$

5

该新引入的量 $H_I(e^{j\theta})$ 包含有补偿音 $h_i[n]$, $i \in K_I$ 的傅里叶变换 $H_i(e^{j\theta})$.

$$H_I^T(e^{j\theta}) = [H_{i_1}(e^{j\theta}) H_{i_2}(e^{j\theta}) \dots H_{i_I}(e^{j\theta})] \quad \{i_1, i_2, \dots, i_I\} = K_I \quad (126)$$

10 该方程系统对应于 $u=u_x$ 的右边可以描述为如下的块向量:

$$d_{u_x}^T = [d_{u_x}^T[0] \ d_{u_x}^T[1] \ \dots \ d_{u_x}^T[R-1]] \quad \text{且} \\ d_{u_x}[r] = - \int_0^{2\pi} W(e^{j\theta}) H_{u_x}(e^{j\theta}) H_I^*(e^{j\theta}) e^{j\theta r N} d\theta \quad \text{对于 } r = 0, 1, \dots, R-1. \quad (127)$$

$H_{u_x}(e^{j\theta})$ 是音 u_x 的基函数 $h_{u_x}[n]$ 的傅里叶变换. 此时利用等式 (124) 和 (127) 为每个 $u_x \in U$ 得出一个能针对 c_{u_x} 求解的方程系统:

15

$$A c_{u_x} = d_{u_x}, \quad (128)$$

由 u_x 的所有可能值得出本发明方法所需的整组系数 $C[r]$ (与等式 (112) 相比较).

20 所述计算的另一种可能性为确定性的计算. 它不象前面的计算方法那样采用统计学, 以便计算出系数 $C[r]$, $r=0, 1, \dots, R-1$ 的最佳选择.

因为当前数据和以前的数据都是已知的，所以可计算出传输序列的傅里叶变换。最小化准则为所述遮蔽区内所包含的傅里叶变换的能量。

至少一个遮蔽区内所包含的副载波或与该遮蔽区相邻的副载波的至少一部分被用作补偿音，如此地计算其荷载，使得对于经预定数目的数据块所发射的数据信号，使其傅里叶变换的加权平方值在整个频率范围上的积分最小化。

用于本发明该实施方法的系统非常类似于图 33 所示的框图。唯一的不同是在于补偿向量的计算单元。与前面的统计计算相反，此处不局限于对当前和过去的数据进行线性变换。

所述的传输信号可描述为：

$$s[n] = \sum_{l=-\infty}^{\infty} (A^T[l]h_u[n-lN] + c^T[l]h_x[n-lN]) + CC. \quad (129)$$

向量 $c[1]$ 包含了所述补偿音的振幅。在理想情况下，对当时之前的所有序列进行傅里叶变换计算，并尝试找出对应于遮蔽区内最小部分能量的系数。在此，会产生如下两个问题。其一，为计算所述的傅里叶变换而需要前面所有数据的全部序列，这需要无穷的存储器。其二，如果所述的序列是从无穷远的过去开始的，则该序列不能绝对相加，因而不存在傅里叶变换。

为了解决该问题，将不考虑所有的序列，而是只考虑那些由当前和前 $R-1$ 个数据向量所引起的序列。所需的存储器由此变为 $R-1$ ，并且由于序列有限而存在傅里叶变换。所考虑的时域可描述如下：

$$s[n] = \sum_{l=m-R+1}^m (A^T[l]h_u[n-lN] + c^T[l]h_x[n-lN]) + CC. \quad (130)$$

数目 m 为当前数据向量的时间指数，且 $m=[n/N]$ 。 $A[1]$ 以及 $c[1]$ ($l=m$) 对应于过去的的数据向量和补偿向量。 $A[m]$ 是当前的数据向量， $c[m]$ 是当前必须计算的补偿向量。

等式(129)的傅里叶变换等于:

$$S(e^{j\theta}) = \sum_{l=m-R+1}^m \left(A^T[l]H_u(e^{j\theta}) + c^T[l]H_I(e^{j\theta}) + A^H[l]H_u^*(e^{-j\theta}) + c^H[l]H_I^*(e^{-j\theta}) \right) e^{-j\theta lN}. \quad (131)$$

新使用的值 $H_u(e^{j\theta})$ 包含了传输信息的音 $h_u[n]$, $u \in K_u$ 的傅里叶变换 $H_u(e^{j\theta})$.

$$H_u^T(e^{j\theta}) = [H_{u_1}(e^{j\theta}) H_{u_2}(e^{j\theta}) \dots H_{u_U}(e^{j\theta})] \quad \{u_1, u_2, \dots, u_U\} = K_u. \quad (132)$$

此时, 应通过最佳地选择 $c[m]$ 来优化的函数为用 $W(e^{j\theta})$ 加权后的平方量 $|S(e^{j\theta})|^2$ 的积分.

$$\psi_2(c[m]) = \int_0^{2\pi} W(e^{j\theta}) |S(e^{j\theta})|^2 d\theta \quad (133)$$

若把加权函数 $W(e^{j\theta})$ 选择成矩形窗口函数, 则该函数在遮蔽区内为 1, 而在该区域以外全部为 0, 等式(133)内的积分对应于所述遮蔽区内的能量.

正如结合统计计算所讲述过的一样, 该选择不必是最佳的. 等式(133)也是系数向量 $c[m]$ 的平方函数, 且相对于 $c[m]$ 具有一个单独的最小值. 该最小值可以通过把等式(133)的导数置为 0, 并通过针对 $c[m]$ 求解来实现. 由此可将补偿向量 $c[m]$ 表达为:

$$c[m] = \sum_{l=m-R+1}^m \left(F[m-l]A[l] + G[m-l]A^*[l] \right) + \sum_{l=m-R+1}^{m-1} \left(Q[m-l]c[l] + R[m-l]c^*[l] \right). \quad (134)$$

矩阵 $F(1)$, $G(1)$, $Q(1)$, $R(1)$, $A(1)$, $B(1)$, $C(1)$, $D(1)$, ,

$l=0, 1, \dots, R-1$ 被定义为:

$$F[l] = (B^{-1}[0]D[0] - D^{*-1}[0]B^*[0])^{-1}(-B^{-1}[0]C[l] + D^{*-1}[0]A^*[l]) \quad (35)$$

$$G[l] = (B^{-1}[0]D[0] - D^{*-1}[0]B^*[0])^{-1}(-B^{-1}[0]A[l] + D^{*-1}[0]C^*[l]), \quad (36)$$

$$Q[l] = (B^{-1}[0]D[0] - D^{*-1}[0]B^*[0])^{-1}(-B^{-1}[0]D[l] + D^{*-1}[0]B^*[l]) \quad (37)$$

$$R[l] = (B^{-1}[0]D[0] - D^{*-1}[0]B^*[0])^{-1}(-B^{-1}[0]B[l] + D^{*-1}[0]D^*[l]). \quad (38)$$

$$A[l] = \int_0^{2\pi} W(e^{j\theta})H_I^*(e^{-j\theta})H_U^l(e^{j\theta})e^{-j\theta lN} d\theta \quad (39)$$

$$B[l] = \int_0^{2\pi} W(e^{j\theta})H_I^*(e^{-j\theta})H_I^l(e^{j\theta})e^{-j\theta lN} d\theta \quad (40)$$

$$C[l] = \int_0^{2\pi} W(e^{j\theta})H_I^*(e^{-j\theta})H_U^T(e^{-j\theta})e^{-j\theta lN} d\theta \quad (41)$$

$$D[l] = \int_0^{2\pi} W(e^{j\theta})H_I^*(e^{-j\theta})H_I^T(e^{-j\theta})e^{-j\theta lN} d\theta. \quad (42)$$

矩阵 $F(1), G(1), Q(1), R(1), \dots, l=0, 1, \dots, R-1$ 不随时间进行变化。

- 5 它们可以计算一次并存储起来。每个时间步骤需要执行的唯一计算是对等式(134)求值。与所述的统计计算相比,该确定性的计算需要更高的计算费用,这是因为,同统计计算中的矩阵相乘 $R(I \times U)$ 相比,它必须实现矩阵相乘 $2R(I \times U)$ 和 $2R-2(I \times I)$ 。其它的复杂性是由如下事实造成的,即 $c[m]$ 也依赖于所述数据的复数共轭值。

- 10 正如下文将继续讲述的一样,上述统计和确定性计算方法将会产生几乎相同的结果,因此依据较低的计算费用而优选采用统计计算。

如果利用周期性的前缀来传输数据块,则把每个时域块的最后 P 个值放在该块的前面。该周期性前缀可以通过采用稍加修改的、用于信息传输音和补偿音的基函数来描述。

$$h_u[n] = e \begin{cases} j^{\frac{2\pi}{N}} u(n-P) & u \in \mathcal{K}_u, n=0,1,\dots,N+P \\ 0 & \end{cases} \quad (143)$$

$$h_i[n] = \begin{cases} e^{j\frac{2\pi}{N} i(n-P)} & i \in \mathcal{K}_I, n=0,1,\dots,N+P \\ 0 & \end{cases} \quad (144)$$

向量 $h_u[n]$ 和 $h_i[n]$ 的组成依然象等式 (110) 和 (107) 中一样, 但具有新的前缀值 $h_u[n]$ 和 $h_i[n]$.

- 5 在所述统计和确定性计算方法的整个推导过程中, 在计算中不考虑基函数 (110) 和 (107) 的特殊形式. 如果用等式 (144) 和 (143) 代替所述的基函数, 则其它的等式继续有效.

最后, 如果把统计方法的仿真应用到具有周期性前缀的系统中, 则还需对该仿真进行讲述.

- 10 为此考虑 VDSL 传输系统. VDSL 传输系统中的主要问题是存在被业余无线电占用的极窄频带、亦即所谓的 HAM 频带. HAM 频带被设置在 1.81 ~ 2.00MHz、3.50 ~ 3.80MHz 以及 7.00 ~ 7.10MHz 的范围内. 在该频带内, 必须将传输的功率密度谱降低 20dB. 为了在该频带内降低该功率密度谱, 不在与 HAM 频带叠加的子信道内传输信息仍是不够的.
- 15 必须给一系列相邻的信道加载零, 以便如期降低所需的功率密度谱. 在下面的实施例中将阐述本发明方法的应用可能性, 以便减少加载零的子信道的数目.

所有系统都采用信道数 $M=512$. 防护时间长度或周期性前缀为 32.

- 20 第一种仿真涉及如下的系统, 它不采用特殊方法来抑制 HAM 频带内的功率密度谱. 所需的抑制是通过一些被加载零的音来实现的. 应用了一个周期性前缀. 功率密度谱和系统 A 需要加载零的音在图 35 和 36 中以及图 34 的表格中给出.

- 在第二种仿真中, 所需对 HAM 频带内的功率密度谱的抑制是通过本发明的统计方法来实现的. 系统 B 采用了防护时间. 功率密度谱和加载零的音由图 38 和 39 以及图 37 的表格给出.
- 25 系统 C 对应于采用本发明确定性方法的系统. 图 41、42 以及图 40 所示的表格给出了功率密度谱和加载零的音.

系统 D 使用了在采取周期性前缀时的本发明统计方法。仿真结果包含在图 43 所示的表格中，功率密度谱如图 44、45 所示。

5 通过比较图 34、37、40 和 43 的表格可以看出，使用本发明方法的系统需要相同数目的加载零的音，以便如期地抑制 HAM 频带内的功率密度谱。没有应用本发明的系统 A 需要 35 个较多的信道，以便实现与系统 B 及 C 一样的目的。通过比较系统 B 和 C 的功率密度谱可以得出，它们几乎完全相同。正如上文所述，系统 B 没有系统 C 那么复杂，因此可以优选使用统计系统。采用周期性前缀来代替防护时间的系统 D 其性能与系统 B 一样好。

10 本发明的方法也可以应用于具有周期性前缀的系统。通过比较为周期性前缀所采用的两系统 A 和 D 的功率密度谱抑制，可以看出系统 A 满足要求的状况很差，而系统 D 则表现得较好。

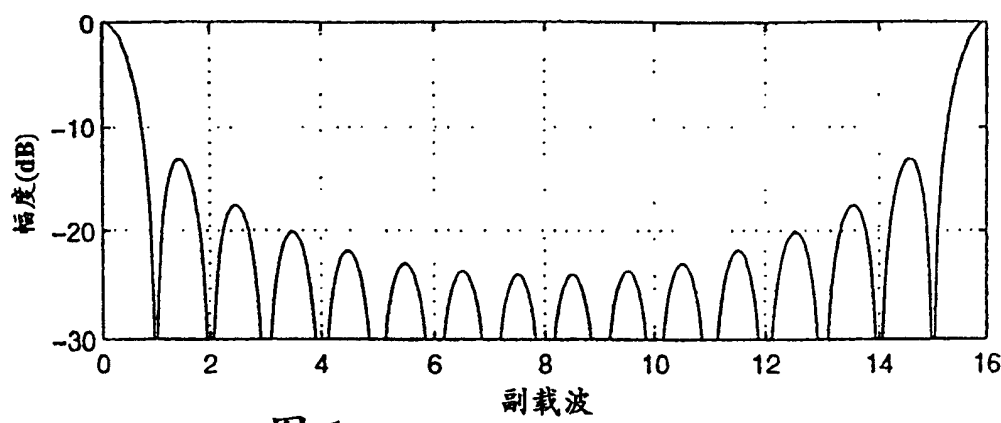


图 1

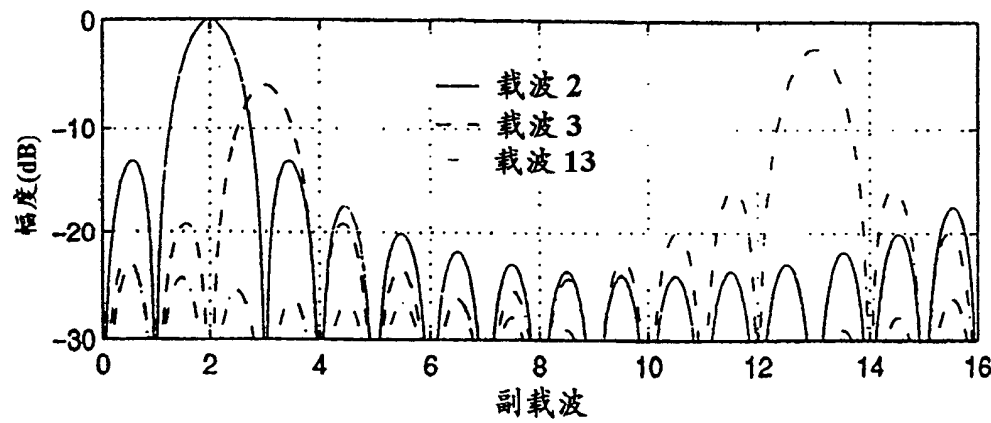


图 2

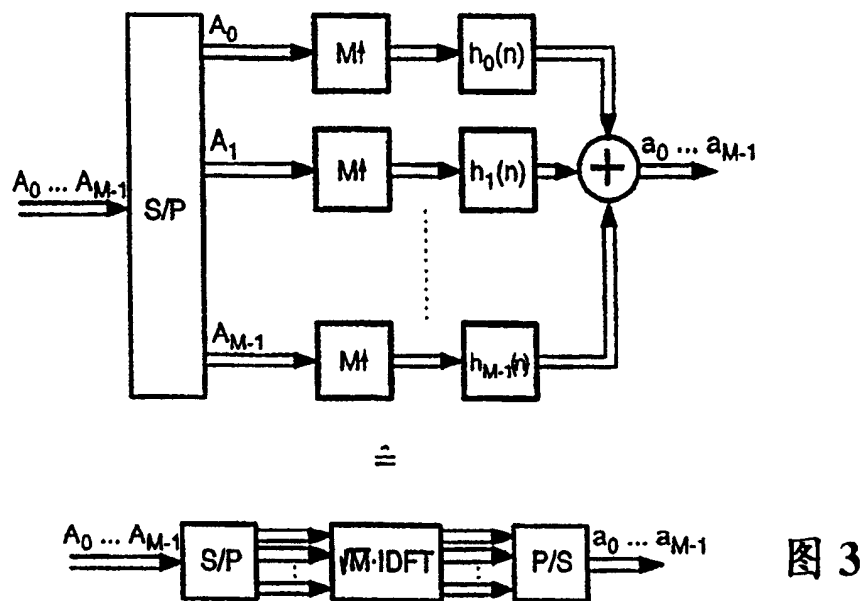


图 3

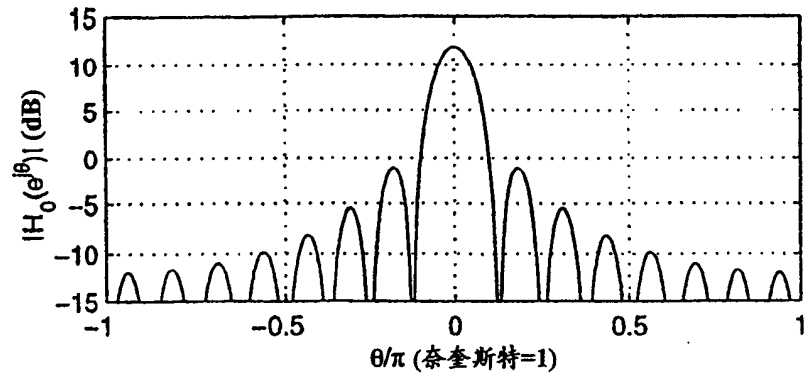


图 4

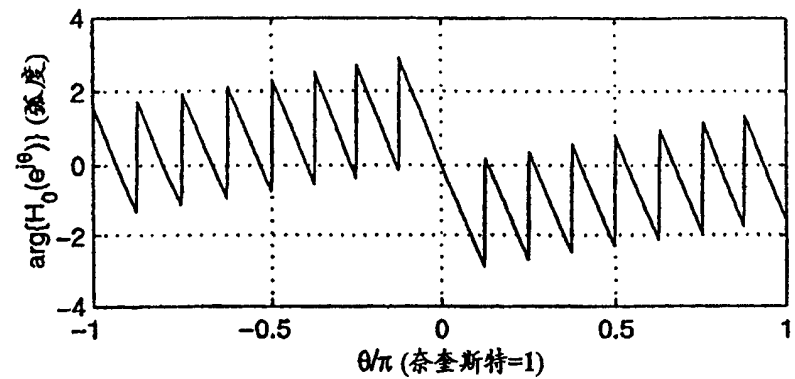


图 5

M=16的原型滤波器 $H_0(e^{j\theta})$

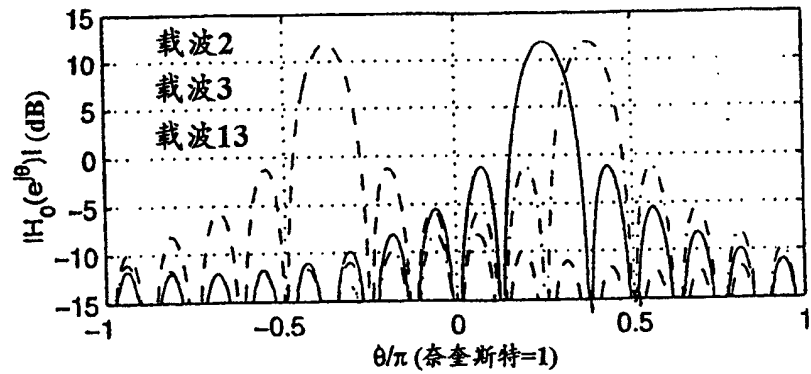


图 6

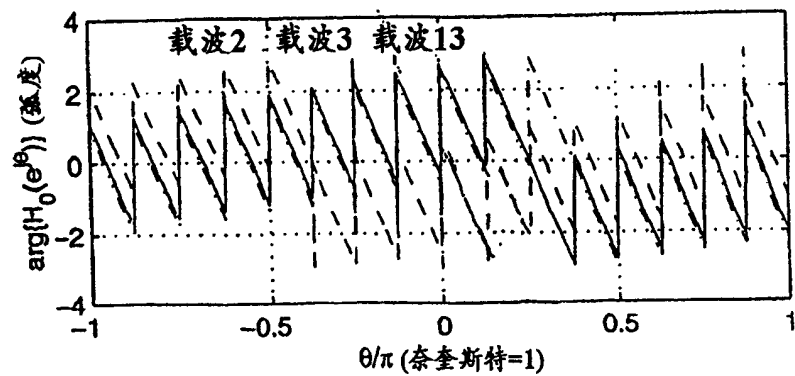


图 7

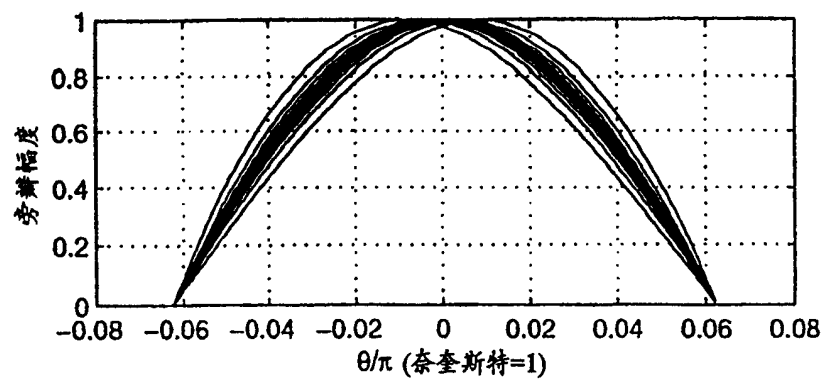


图 8

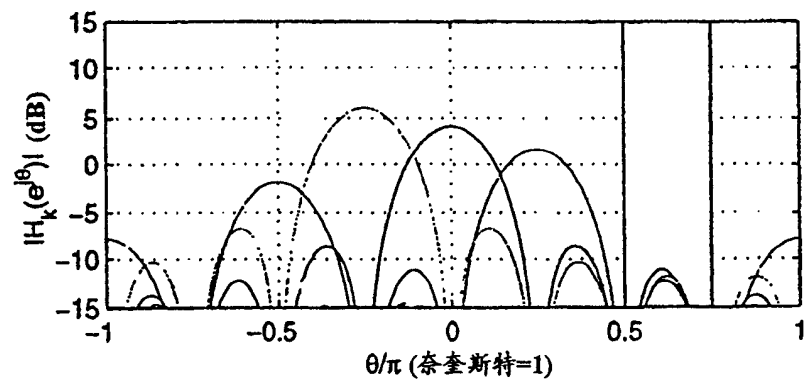


图 9

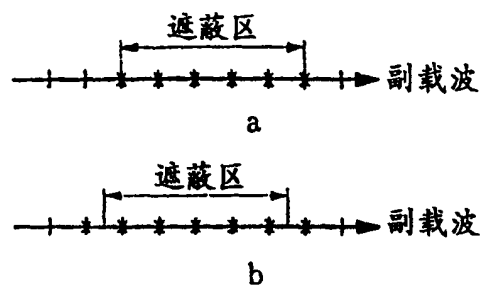


图 10

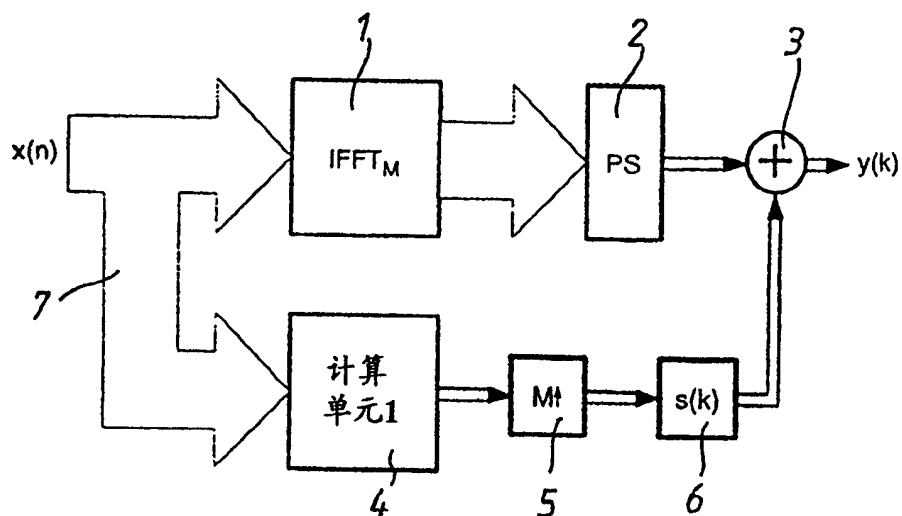


图 11

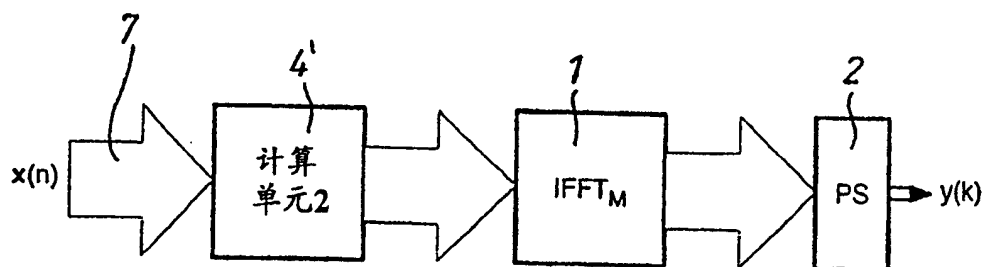


图 12

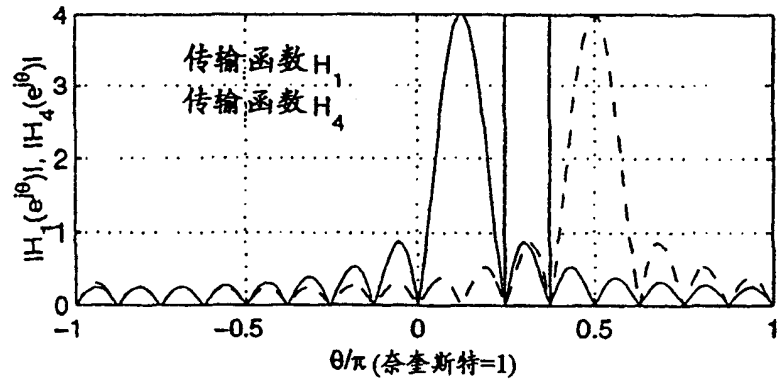


图 13

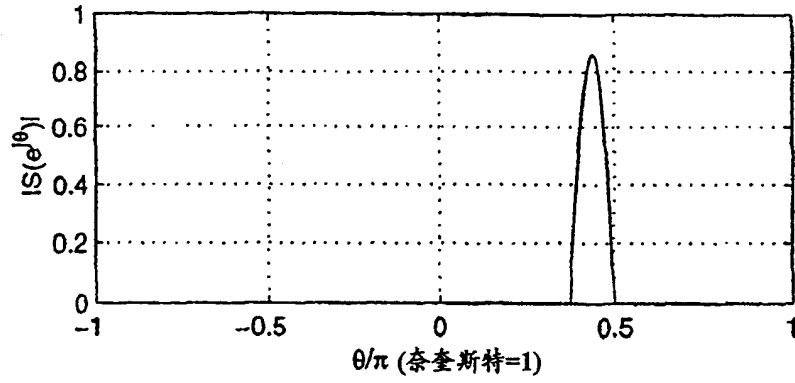


图 14

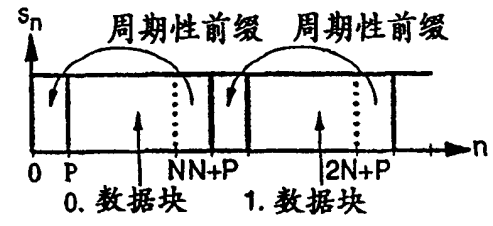


图 15

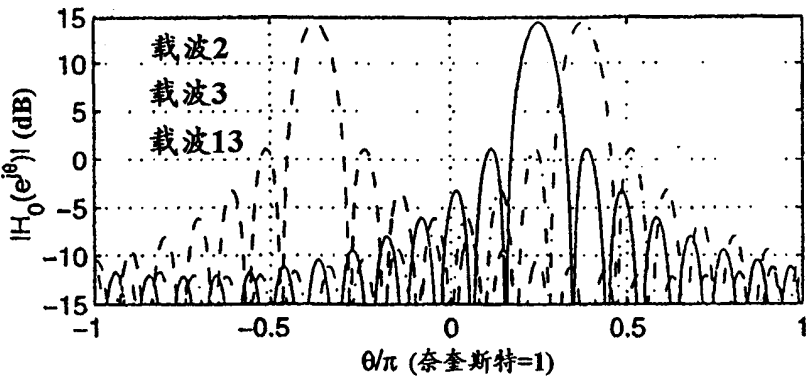


图 16

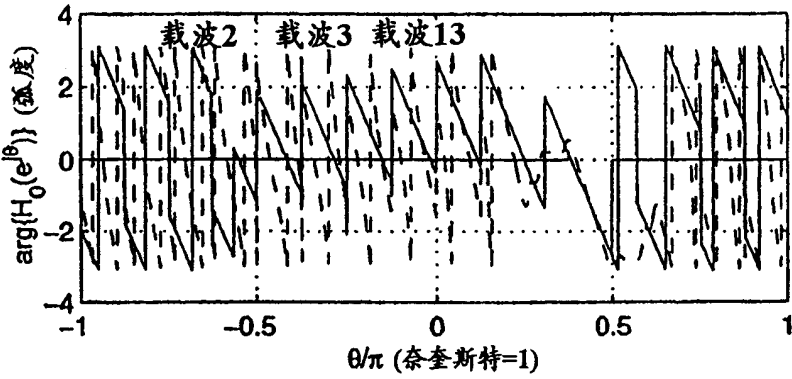


图 17

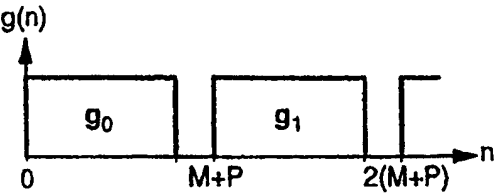


图 18

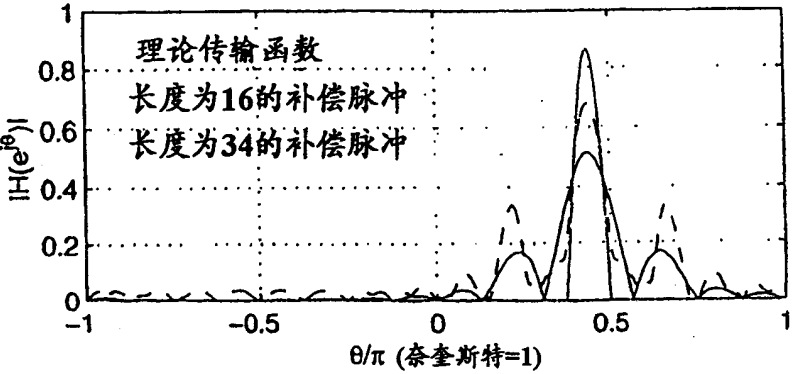


图 19

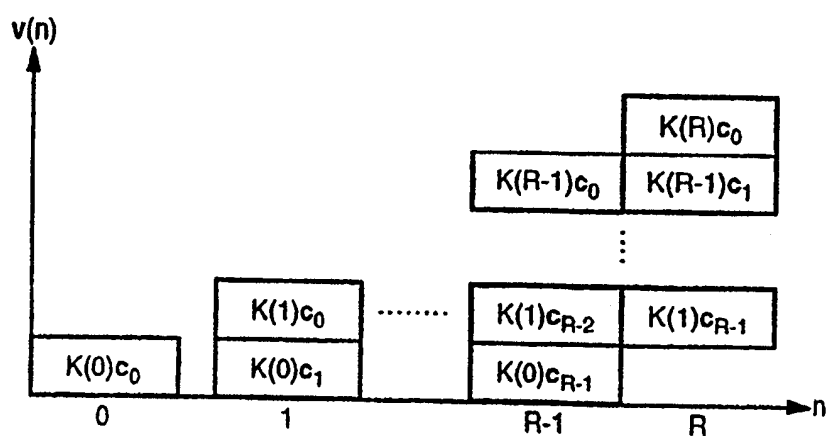


图 20

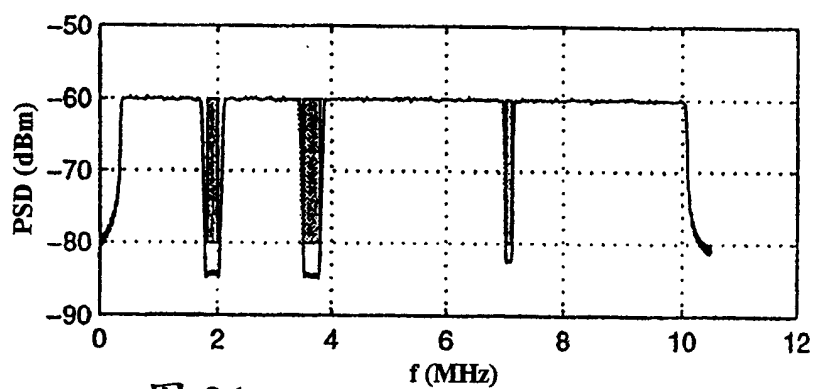


图 21

a

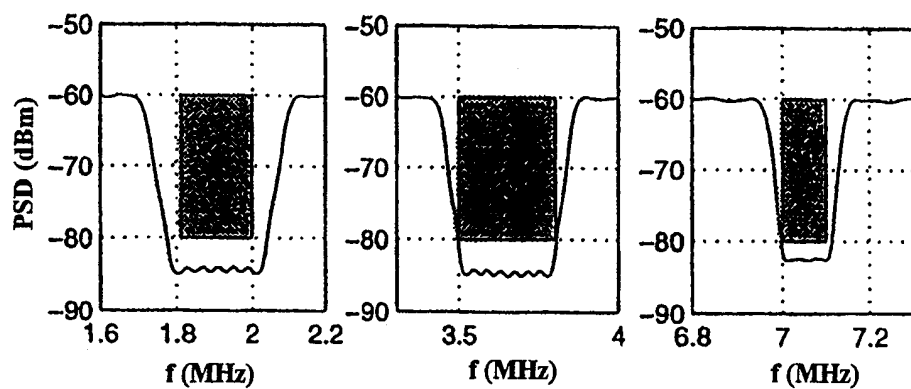
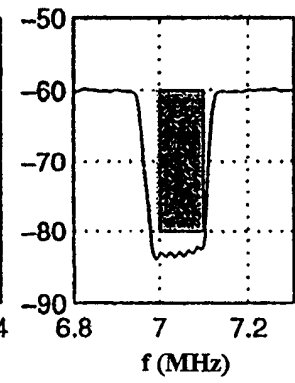
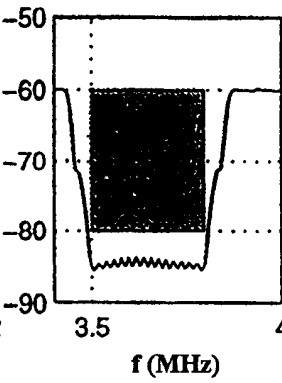
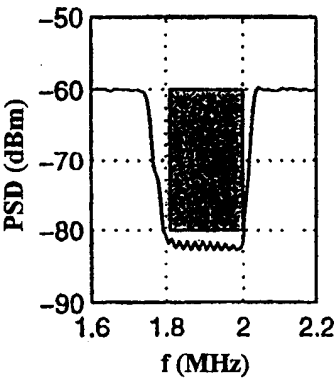
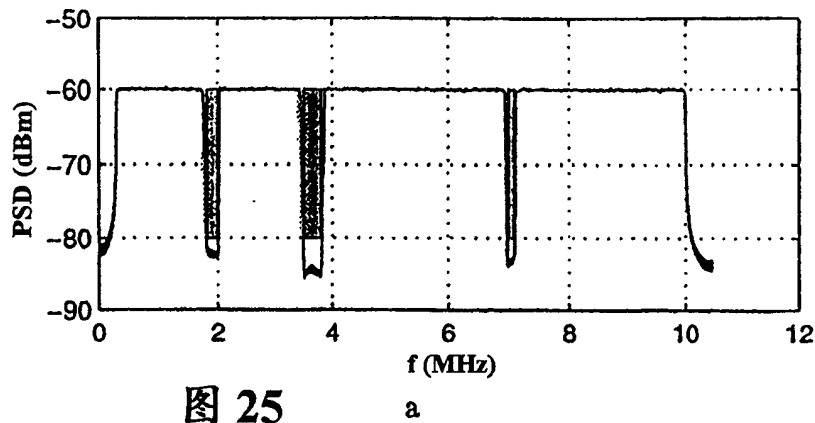


图 22

图 23

图 24



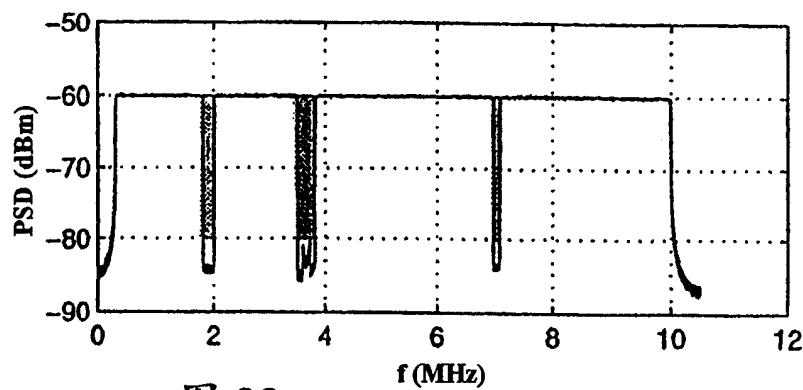


图 29

a

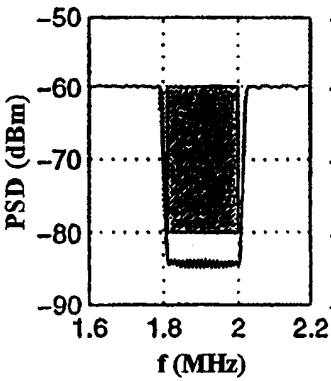


图 30

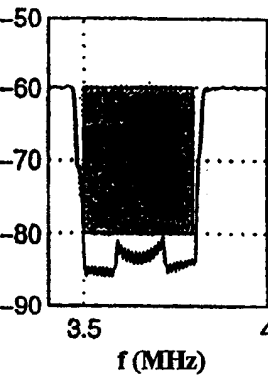


图 31

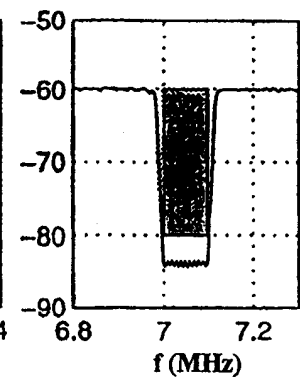


图 32

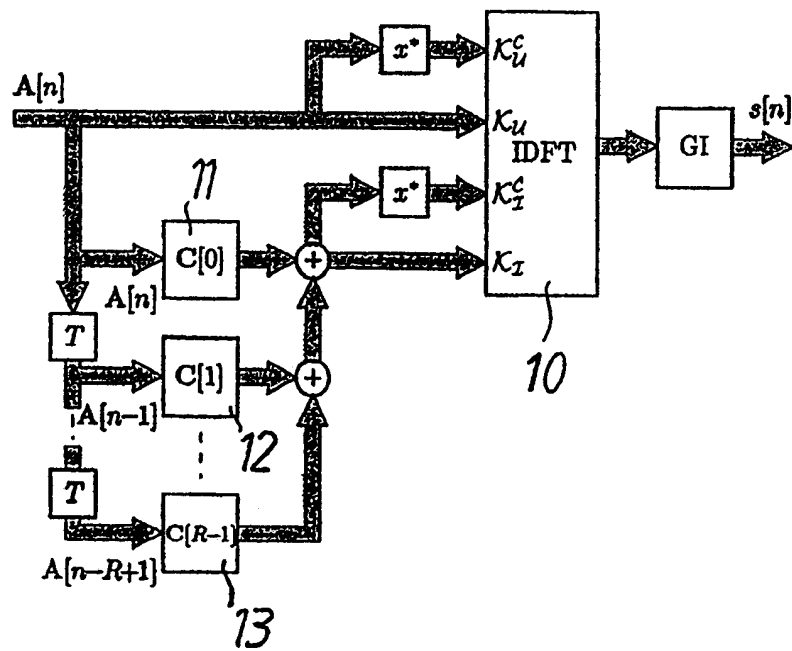


图 33

	所需的子信道
频带1	$k = 37, 38, \dots, 56$
频带2	$k = 79, 80, \dots, 99$
频带3	$k = 163, 164, \dots, 180$

图 34

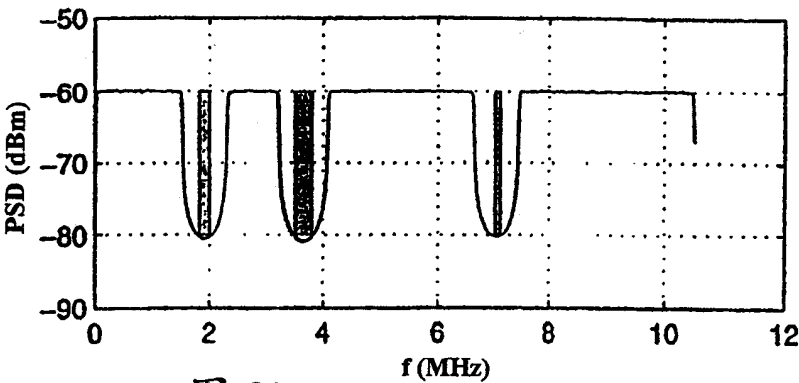


图 35

a

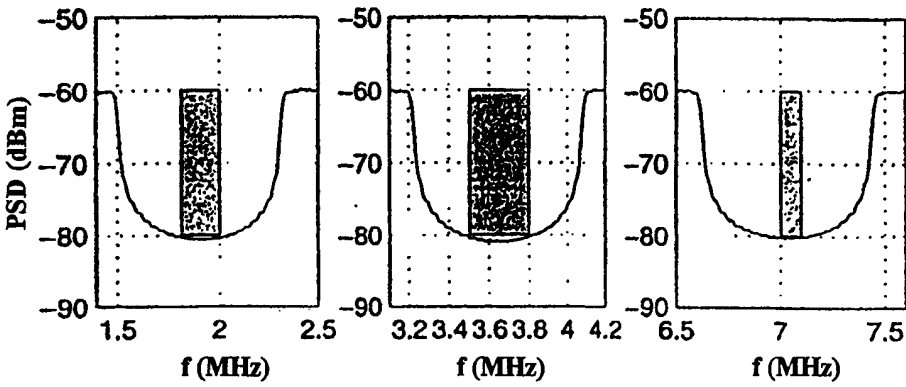


图 36

	所需的子信道
频带1	$k = 43, 44, \dots, 50$
频带2	$k = 84, 85, \dots, 94$
频带3	$k = 170, 171, \dots, 174$

图 37

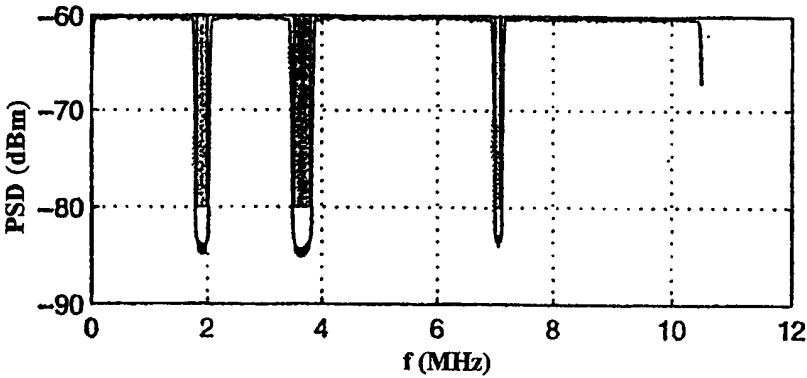


图 38

a

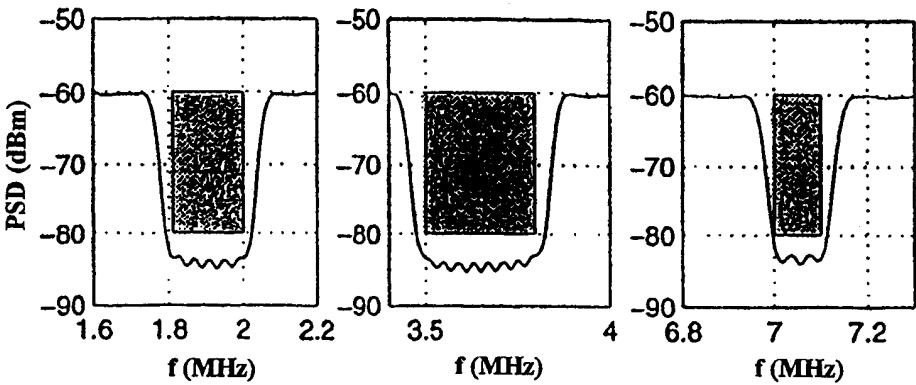


图 39

	所需的子信道
频带1	$k = 43, 44, \dots, 50$
频带2	$k = 84, 85, \dots, 94$
频带3	$k = 170, 171, \dots, 174$

图 40

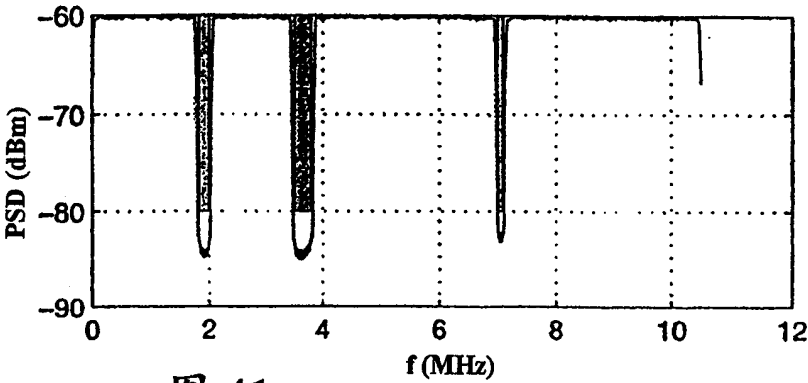


图 41

a

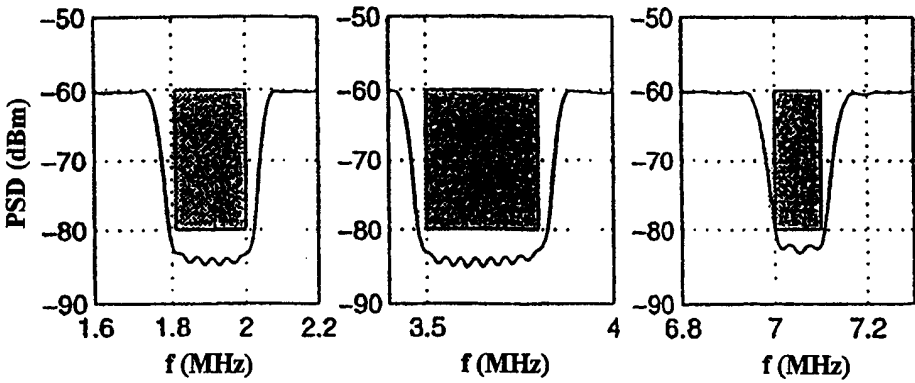


图 42

	所需的子信道
频带1	$k = 43, 44, \dots, 50$
频带2	$k = 84, 85, \dots, 94$
频带3	$k = 170, 171, \dots, 174$

图 43

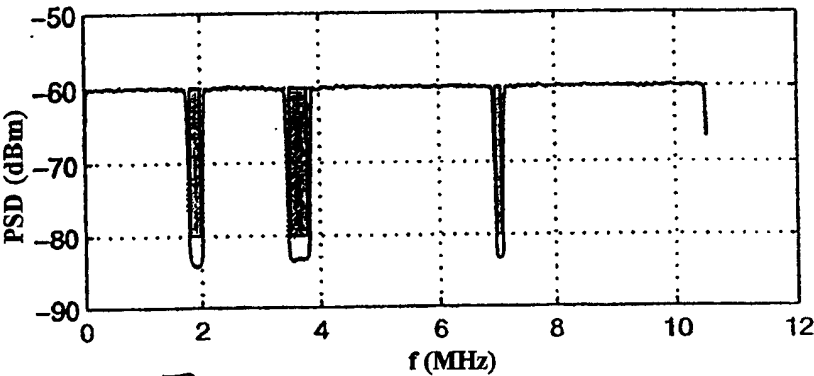


图 44

a

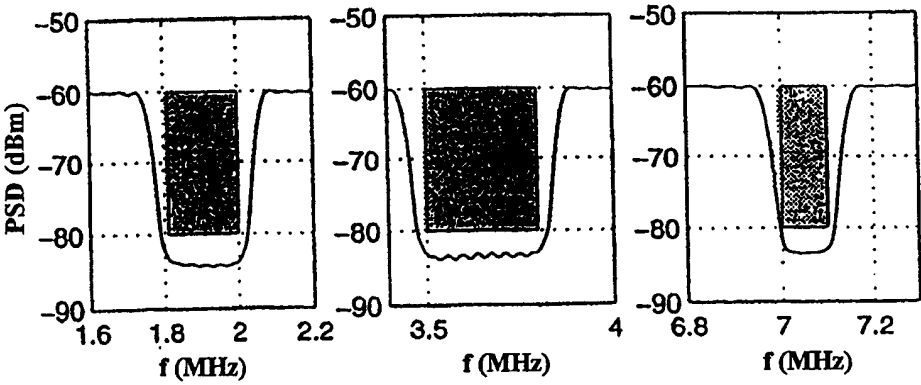


图 45