

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl⁷

H04L 27/14

H04B 1/06



[12] 发 明 专 利 说 明 书

[21] ZL 专利号 98118547.9

[45] 授权公告日 2004 年 1 月 28 日

[11] 授权公告号 CN 1136700C

[22] 申请日 1998.9.1 [21] 申请号 98118547.9

[30] 优先权

[32] 1997. 9. 4 [33] DE [31] 19738780.2

[71] 专利权人 德国汤姆逊-布朗特公司

地址 联邦德国菲林根 - 施文宁根

[72] 发明人 维特·安布拉斯特

克劳斯·马斯卡利克

审查员 刘欣科

[74] 专利代理机构 北京市柳沈律师事务所

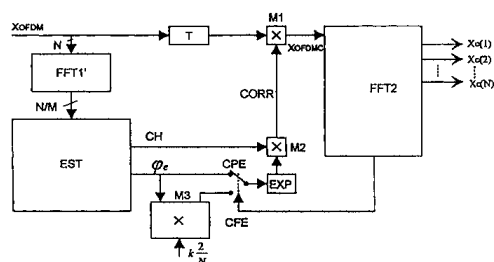
代理人 吕晓章

权利要求书 2 页 说明书 6 页 附图 3 页

[54] 发明名称 校正数字多载波信号相位和/或频率
误差方法和电路装置

[57] 摘要

OFDM 方法与单载波调制方法相比具有各种优点,但也具有对频率误差和相位噪声的灵敏度增加的缺点。在接收机中将所有载波移回能够估计和校正所谓的自身噪声分量,然而使用该方法不能校正所谓的外部噪声分量。根据本发明,除了解调 FFT 外,在接收机中还执行另一 FFT (FFT1),以便估计自身噪声分量 (ϕ_e)。借助于解调 FFT 之前的校正,估计的自身噪声分量用于再现载波之间的正交性,因此防止串音。附加 FFT (FFT1) 的长度比解调 FFT (FFT2) 的短,所以可以忽略附加的复杂性。



ISSN 1008-4274

1. 一种用于校正数字多载波信号中相位和/或频率误差的方法, 该信号在N个不同的载波上传送并且在接收机中进行用于解调的傅里叶变换
- 5 (FFT2), 相位噪声由自身噪声分量和外部噪声分量组成, 自身噪声分量表示由载波本身引起并且映射到其本身的噪声分量和由相邻的载波干扰引起的外部噪声分量, 该方法的特征在于: 通过另一个傅里叶变换(FFT1)执行自身噪声分量(φ_e)的估计, 并且作为估计的自身噪声分量的函数校正该数字信号。
- 10 2. 如权利要求1所述的方法, 其特征不在于: 在解调的傅里叶变换(FFT2)之前执行用于估计自身噪声分量的傅里叶变换(FFT1)。
3. 如权利要求1所述的方法, 其特征不在于: 用于估计自身噪声分量的傅里叶变换(FFT1)的长度可以比用于解调的傅里叶变换(FFT2)的长度短。
4. 如权利要求3所述的方法, 其特征不在于: 用于解调的傅里叶变换(FFT2)
- 15 的长度是N, 而用于估计自身噪声分量的傅里叶变换(FFT1)的长度是N/M, 其中M可以是2的幂。
5. 如权利要求4所述的方法, 其特征不在于: 使用一个2M基数算法减少用于估计自身噪声分量的傅里叶变换(FFT1)的复杂性。
6. 如前面权利要求之一所述的方法, 其特征不在于: 在数字信号馈送到
- 20 用于解调的傅里叶变换(FFT2)之前将其延迟, 以便补偿用于估计自身噪声分量的傅里叶变换(FFT1)的计算时间。
7. 如权利要求1-5之一所述的方法, 其特征不在于: 根据估计的自身噪声分量校正总的相位误差或者仅仅是自身噪声分量。
8. 如权利要求1-5之一所述的方法, 其特征不在于: 通过用于解调的傅
- 25 里叶变换(FFT2)执行自身噪声分量的附加校正。
9. 如权利要求1-5之一所述的方法, 其特征不在于: 为校正自身噪声分量, 将样本乘以复矢量 $e^{-j[(2\pi f_{err}kT_s) + \varphi_e]}$, 或者为校正总相位误差将样本乘以 $e^{-j[(2\pi f_{err}kT_s) + 2k\varphi_e/N]}$, f_{err} 是振荡器和理想标称频率之间的频率误差, N 是 OFDM 载波的数量, k 是离散时间变量, 其中 $k = 1, 2, 3, \dots, N$ 以及 T_s 是采样
- 30 周期。

10. 用于校正根据权利要求1到9中的一个或多个所述的数字多载波信号中相位和/或频率误差的电路装置, 其特征在于包括:

- 用于估计自身噪声分量的装置 (EST), 该装置提供数字多载波信号的校正信号 (CORR);

5 - 一个延迟级 (T), 数字多载波信号的样本 (x_{OFDM}) 馈送到该级以便延迟这些信号用于补偿估计自身噪声分量的装置 (EST) 的计算时间;

- 一个混频单元 (M1), 借助于它自适应相位或者频率信号 (x_{OFDMC}) 依靠校正信号 (CORR) 从延迟的样本 (x_{OFDM}) 中产生;

10 - 变换装置 (FFT1, FFT1', FFT2), 在第一变换步骤中数字多载波信号的样本 (x_{OFDM}) 馈送给它, 用第一变换步骤变换的信号馈送到用于估计自身噪声分量的装置 (EST), 在第二变换步骤中将自适应相位或频率信号 (x_{OFDMC}) 馈送给它, 用第二变换步骤解调载波的信号复系数 (x_c)。

11. 如权利要求 10 所述的电路装置, 其特征在于: 变换装置 (FFT1, FFT1', FFT2) 具有用于执行傅里叶变换的装置 (FFT1, FFT1') 以确定校正信号 (CORR), 以及用于执行另一傅里叶变换的装置 (FFT2) 以解调自适应相位或频率信号。

12. 如权利要求 10 所述的电路装置, 其特征在于: 为了确定校正值 (CORR), 从信道估计单元 (FFT2) 向估计自身噪声分量的装置 (FFT1) 馈送相关于前面符号的信息。

20 13. 如权利要求 10 到 12 中之一所述的电路装置, 其特征在于: 用于估计自身噪声分量的装置 (FFT1) 初始提供一个信道校正值 (CH) 和一个对应于自身噪声分量 (φ_e) 的估计值的第一相位信息值 (CPE), 并还具有下面的装置:

25 - 乘法单元 (M3), 借助于该单元自身噪声分量 (φ_e) 的估计值乘以一个时变运行变量, 以便产生第二相位信息值 (CFE);

- 一个开关单元, 借助于该单元可以在第一相位信息值 (CPE) 和第二相位信息值 (CFE) 之间转换;

- 一个调制单元 (EXP), 该单元以第一或第二相位信息值调制长度为 L 的复矢量;

30 - 一个第二乘法单元 (M2), 该单元使用信道校正值 (CH) 和调制的复矢量确定馈送到混频单元 (M1) 的校正值 (CORR)。

校正数字多载波信号相位和/或
频率误差方法和电路装置

5

本发明涉及校正数字多载波信号中相位和/或频率误差的方法和电路装置，该数字多载波信号已发送，尤其是已使用 OFDM 方法发送。

所谓的 OFDM(正交频分多路复用)调制方法用于传送根据例如 DAB 或 DVB-T 标准的地面数字广播无线电和电视信号。这种方法应用了大量使用频
10 分多路复用器传送的调制载波。它具有许多优点，如改进的带宽应用或减少了多路径接收中的干扰影响。然而，与单载波调制方法相比较，OFDM 方法的一个缺点是必须精确地再现原始传送的载波信号的频率和相位。这导致了增加对于频率误差和相位噪声的灵敏度，并且因此对接收机的频率变换中使用的振荡器的频率和相位纯度提出了更为严格的要求。

15 相位和频率误差可以分成两个分量。在这种情况下所谓的自身噪声分量表示由所述载波本身引起并被映射到其本身的相应载波的噪声分量。相反，所谓的外部噪声分量是由来自用于接收机解调的快速傅里叶变换(FFT)的所谓泄漏影响的相邻载波干扰引起的。

Robertson P., Kaiser S.在 ICC 1995 第 1652-1657 页的“正交频分多路复
20 用(OFDM)系统中相位噪声效应的分析”中已经公开了一种方法，借助于该方法可以估计和校正误差的自身噪声分量。在这种情况下，在 FFT 之后通过平均所有的载波在接收机中确定公共旋转相位 φ_e 。然后通过乘以因子 $e^{-j\varphi_e}$ ，所有的载波移回这个误差量，也被称为公共相位误差(CPE)。这完全地、或者至少是部分地校正了自身噪声分量。然而，通过这种方法或者通过其他公
25 知的方法不能够校正外部噪声分量，虽然为了改进信噪比这是很合乎需要的。

本发明的目的是提供一种用于校正数字多载波信号中相位和/或频率误差的方法，该方法使得有可能估计和校正由自身噪声和外部噪声分量产生的总的相位误差。

30 本发明的另一个目的是提供一种使用本发明方法的电路装置。

通过下式可以表示 CPE(公共相位误差)的校正：

$$x_{\text{OFDM,CPE}}(n) = \text{FFT}\{x_{\text{OFDM,CPE}}(k)\} = x_{\text{OFDM}}(n) \cdot e^{-j\varphi_c} \quad (1)$$

其中 $x(n)$: 载波

$x(k)$: 样本

假定前提条件为角度 φ_c 小, 则可以近似地表示为:

$$\begin{aligned} 5 \quad x_{\text{OFDM,CPE}}(n) &= x_{\text{OFDM}}(n) \cdot [\cos(\varphi_c) - j\sin(\varphi_c)] \\ &\approx x_{\text{OFDM}}(n) - j\varphi_c \cdot x_{\text{OFDM}}(n) \\ &\approx x_{\text{OFDM}}(n) - j\text{FFT}\{\varphi_c \cdot x_{\text{OFDM}}(k)\} \end{aligned} \quad (2)$$

由方程(2)可见, 在 FFT 之后(频域, 运行变量 n)执行的 CPE 校正近似对应于 FFT 之前(时域, 运行变量 k)的校正。由于这个原因, 如 Robertson 等人描述的, 可以在 FFT 之后执行 CPE 校正。

如果目的是校正平均频率误差而不是 CPE φ_c , 则由 φ_c 的积分可以确定这一点。根据本发明的这种校正在下文中称为“公共频率误差”, 或者简称 CFE 校正。CFE 校正为:

$$\begin{aligned} 15 \quad x_{\text{OFDM,CFE}}(n) &= \text{FFT}\{x_{\text{OFDM,CFE}}(k)\} \\ &= \text{FFT}\{x_{\text{OFDM}}(k) \cdot e^{j2(k/N) \cdot \varphi_c}\} \end{aligned} \quad (3)$$

如方程(3)所见, 这必须在 FFT 之前执行。然后在 CFE 校正中相位误差至少在理论上被完全抑制, 使得接收的信号被理想地补偿。

原理上, 根据本发明用于校正数字多载波信号中相位和/或频率误差的方法包括使用另一个傅里叶变换来估计自身噪声分量, 以及根据估计的自身噪声分量校正数字信号。

由于必须执行两次 FFT, 所以这种校正导致了额外的计算复杂性或者劳动工作量。然而, 这种额外的工作量是可接受的, 因为根据本发明相位噪声的减少使得有可能重现 OFDM 传送的信号, 即使使用的接收机具有一个比较差的相位噪声响应, 如 PAL 电视接收机。

25 最好在用于解调的傅里叶变换之前执行进行误差处理的傅里叶变换。这提供了载波正交性很好的再现, 并且因此在串音响应中有特别明显的改进。

有益的是进行误差处理的傅里叶变换的长度要比用于解调的傅里叶变换的长度短, 因为这就足够用于估计自身噪声分量, 并且它减少了附加的计算复杂性。

30 更加有益的是用于解调的傅里叶变换的长度是 N , 而用于误差处理的傅里叶变换的长度是 N/M , 在这种情况下, M 可以是 2 的幂。

在这种情况下特别有益的是通过使用一个 2M 基数算法减少了用于误差处理的傅里叶变换的复杂性。

另外，在数字信号馈送到用于解调的傅里叶变换之前最好将其延迟，以便补偿用于估计自身噪声分量的傅里叶变换的计算时间。

- 5 取决于估计的自身噪声分量，对于总相位误差或者仅仅要被校正的自身噪声分量也是有益的。

对于在用于解调的傅里叶变换中执行的自身噪声分量的进一步校正同样是有利的。

- 最后，为了自身噪声分量的校正将样本乘以复矢量 $e^{-j[(2\pi f_{err}kT_a) + \varphi_c]}$ ，或者
10 为了总相位误差的校正将样本乘以 $e^{-j[(2\pi f_{err}kT_a) + 2k\varphi_c/N]}$ 是特别有益的，

- f_{err} 是振荡器和理想的标称频率之间的频率误差，
- N 是 OFDM 载波的数量，
- k 是离散时间变量，这里 $k = 1, 2, 3, \dots, N$ 以及
- T_a 是采样周期。

- 15 原理上，根据本发明的用于校正数字多载波信号中相位和/或频率误差的方法的电路装置包括：

- 用于估计自身噪声分量的装置，该装置提供数字多载波信号的校正信号；

- 一个延迟级，数字多载波信号的样本馈送到该级以便延迟这些信号，
20 用于补偿估计自身噪声分量的装置的计算时间；

- 一个混频单元，用它从借助于校正信号延迟的样本中产生自适应的相位或者频率信号；

- 变换装置，在第一变换步骤中将数字多载波信号的样本馈送给它，用
25 第一变换步骤变换的信号被馈送到用于估计自身噪声分量的装置，以及在第二变换步骤中将自适应相位或频率信号馈送给它，用第二变换步骤解调载波
的信号复系数。

变换装置最好具有执行用于确定校正信号的傅里叶变换的装置以及执行用于解调自适应相位或频率信号的另一傅里叶变换的装置。

- 另外，为了确定校正值，有益地是从信道估计单元将相关于先前符号的
30 信息馈给用于估计自身噪声分量的装置。

特别有益的是如果用于估计自身噪声分量的装置初始提供一个信道校

正值和一个对应于自身噪声分量的估计值的第一相位信息值，并还具有下面的装置：

- 一个乘法单元，借助于该单元自身噪声分量的估计值乘以一个时变运行变量以便产生一个第二相位信息值；
- 5 - 一个开关单元，借助于该单元可以在第一相位信息值和第二相位信息值之间转换；
- 一个调制单元，该单元以第一或第二相位信息值调制长度 L 的复矢量；
- 一个第二乘法单元，该单元使用信道校正值和调制的复矢量以确定馈
- 10 送到混频单元的校正值。

下面参照附图描述本发明的示范实施例，其中：

图 1 示出 OFDM 信号的相位干扰和 I-Q 构像，确切地说其中 a) 是未校正的，b) 是根据现有技术校正的，c) 是根据本发明校正的；

图 2 示出根据本发明的用于相位误差校正的第一电路装置的方框图；

- 15 图 3 示出根据本发明的第二电路装置的方框图；

图 4 示出用 2 基数算法将 N-FFT 简化为 N/2 的 FFT 的过程。

- 图 1a 示出相位误差对用 $N = 2048$ 载波正交幅度调制 16-QAM 的模拟电视接收机中 OFDM 信号的影响。左边的坐标系示出作为由符号周期 T_u 归一化的时间 t 的函数的现有相位干扰 $\varphi(t)$ 。虽然相位干扰一般是未知的，然而
- 20 在这里引用是为了使下文中的校正处理更加清楚。除了对应于频率误差的连续的相位偏移，这里也可以见到短暂的突然相位变化。右边的图形示出在 I-Q 图上各个载波的分布，I(同相)和 Q(正交)分量是相应载波振荡的两个分量，相互间的相移为 90° 。此时相位误差的影响包括由自身噪声分量引起的所有信号空间点的公共旋转和由外部噪声分量引起的信号空间点的随机膨胀。
- 25

- 图 1b 示出根据现有技术的信号校正。通过平均 OFDM 信号确定 CPE φ_c ，OFDM 信号随后乘以因子 $e^{-j\varphi_c}$ 以作校正。这相应于如左边坐标系中展示的、将相位误差 $\varphi(t)$ 位移角度 φ_c (在当前情况下，它的值是大约 0.35 弧度)。CPE 的校正将整个载波构像移回到它的原始位置(右边的图)，但由外部分量引起
- 30 的误差也就是信号空间点的膨胀仍然保留。

图 1c 示出本发明 CPE 校正的结果。这里相位误差明显地减少了，因为

通过相位变化的积分抑制了连续的相位偏移，并且只保留了短暂的突然相变。因此补偿了公共旋转和某些信号空间点的膨胀。

图2示出根据本发明的相位误差校正电路装置的方框图。在OFDM接收机中，在将发送的OFDM信号频率变换到基带之后，以采样周期 T_a 在A/D变换器中采样该信号。这个采样的信号特别具有相位和频率误差，它们是由作频率转换的射频振荡器引起的。 N 个样本 $x_{\text{OFDM}}(k)$ ($k = 1, 2, 3, \dots, N$)的分组由采样的信号形成。现在这些分组首先由一个延迟级 T 延迟，以便补偿在下文中描述的FFT单元FFT1的计算时间。随后借助于一个混频单元M1执行信号的相位和频率自适应。然后将校正的信号 x_{OFDMC} 顺序地馈送到一个FFT单元FFT2，其中执行用于解调的FFT。在这种情况下，FFT的长度通常是 N ， N 是OFDM载波的数量。然后在FFT之后获得带有每个单独载波的信息的 N 个复系数 x_c 。如果另外在接收端执行过采样，为了改进载波分离并因此改进接收响应，FFT的长度也同样可以大于 N ，例如 N 的倍数。

为了确定CPE，样本 x_{OFDM} 还馈送到另一个FFT单元FFT1。在这种情况下不必使用所有的载波来估计CPE。代替这一点，较少数量的系数就足够用于计算公共相位误差的平均值。因此这种FFT的长度可为 N/M ，使得明显地减少其实施的复杂性。在这种情况下切合实际的值是例如解调器FFT的长度为8K(8192)，以及进行误差处理的FFT的长度为512。为了确定FFT单元FFT1中的校正值CORR，后者可以用相关于先前符号的信息由信道估计供给，在这个示范实施例中是在FFT单元FFT2中执行所述信道估计。最后，校正信号CORR则馈送到混频单元M1进行相位和频率自适应。

图3示出根据本发明的另一个电路装置，在CPE估计 ϕ_e 之后，能够决定是否执行CPE或者CFE校正。在FFT单元FFT1'中缩短的FFT之后，在这种情况下在另一个单元EST中执行一个大致信道估计以及确定CPE。信道估计提供振荡器和理想标称频率之间的频率误差 F_{err} 的值。这个值用于确定以复矢量形式 $CH = e^{-j2\pi f_{\text{err}}kT_a}$ 的校正值 CH ，并且这个值馈送到乘法单元M2。为了CFE校正，乘法单元M3将为CPE获得的值 ϕ_e 乘以运行变量 $2k/N$ ， k 是离散时间变量而 N 是OFDM载波的数量。这相应于CPE在时间上的积分。获得的相位信息、也就是CPE的 ϕ_e 或者CFE的 $2k\phi_e/N$ ，则在调制单元EXP中用于调制长度 L 的复矢量，然后它同样馈送到乘法单元M2。所得矢量、也就是CPE的 $e^{-j[(2\pi f_{\text{err}}kT_a) + \phi_e]}$ 或者CFE的 $e^{-j[(2\pi f_{\text{err}}kT_a) + 2k\phi_e/N]}$ 则馈送到混频单元M1，用于校正延迟的OFDM信

号。以这种方式校正的OFDM信号没有CPE，而在CFE的情况下，在频率误差方面有明显改善的响应。最后，如同前面的示范实施例，在第二FFT单元FFT2中执行所有载波的OFDM解调。同样在这个单元中执行的精确信道估计提供了一个关于判断是应使用CPE还是CFE校正的准则，由调谐器中振荡器的相位噪声特性控制该校正的选择。

2M基数算法特别适合于减小进行相位误差估计的FFT的复杂性。

为了这个目的只要计算FFT的每第M个系数。图4示出这样一种方式，其中时域中8个样本 $b(n)$ 的一个简单例子在频域中是这样减少的，用FFT将其变换到频域 $a(n)$ ，只计算由虚线界定的区域、也就是奇数的系数。在这种情况下用一个点来标记的箭头节点相应于复数乘法。对于所使用记号的详细解释以及基数算法，一般可以参照Kammeyer K. D., Kroschel K.: 数字信号处理, Teubner Study Books on Electrical Engineering, Stuttgart, 1992。

本发明可以用于任何形式的OFDM传输，但特别用于地面数字电视或DAB的OFDM接收机。

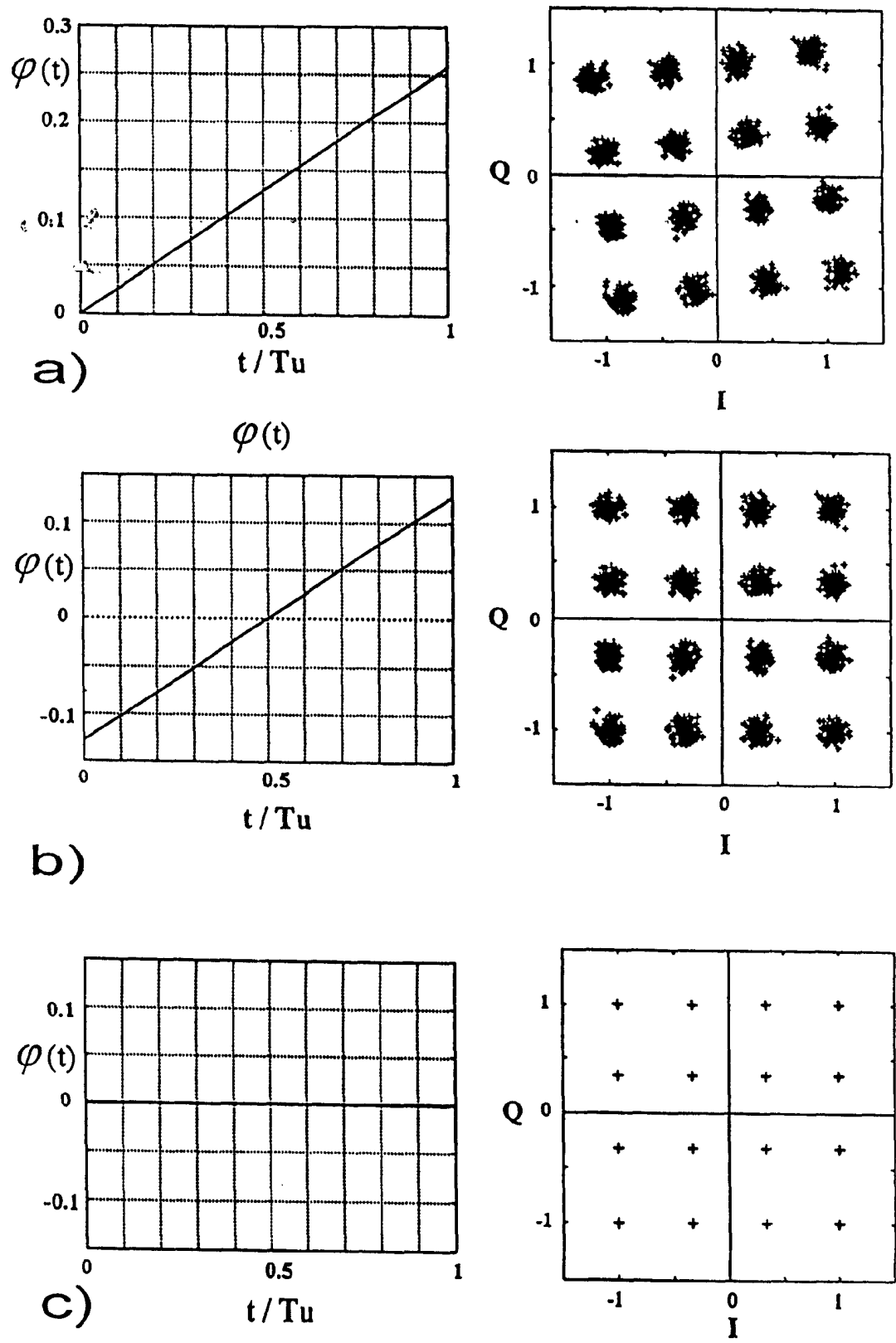


图 1

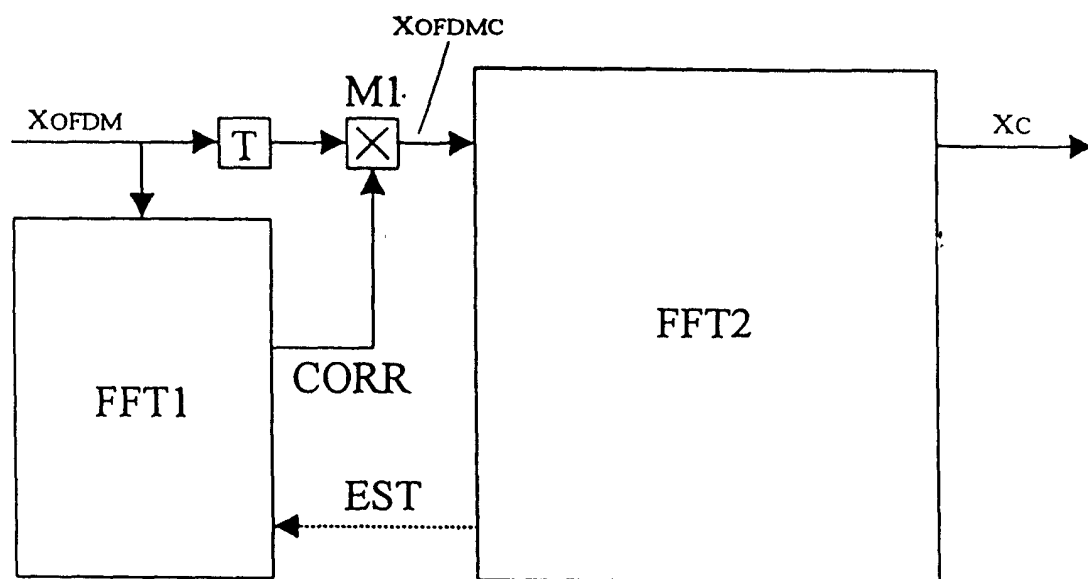


图 2

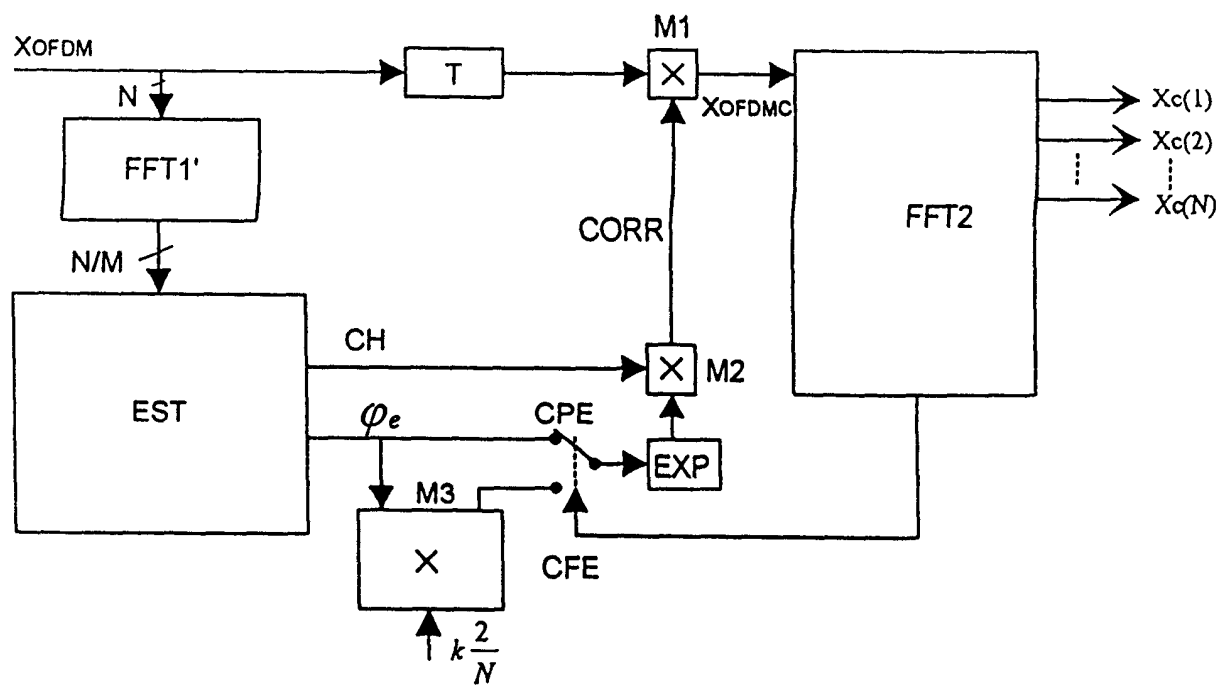


图 3

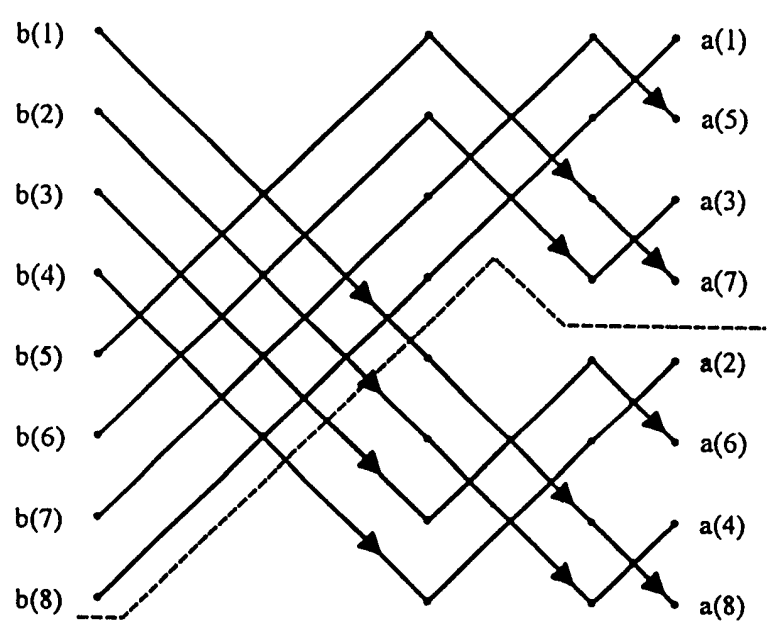


图 4