



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101414827 B

(45) 授权公告日 2013. 02. 13

(21) 申请号 200810175674. X

US 20060039491 A1, 2006. 02. 23, 全文.

(22) 申请日 2008. 07. 16

审查员 詹芊芊

(30) 优先权数据

71279/07 2007. 07. 16 KR

(73) 专利权人 三星电子株式会社

地址 韩国京畿道

(72) 发明人 刘光辉

(74) 专利代理机构 北京市柳沈律师事务所

11105

代理人 邵亚丽

(51) Int. Cl.

H03M 1/12(2006. 01)

(56) 对比文件

CN 101188447 A, 2008. 05. 28, 全文.

US 6104767 A, 2000. 08. 15, 全文.

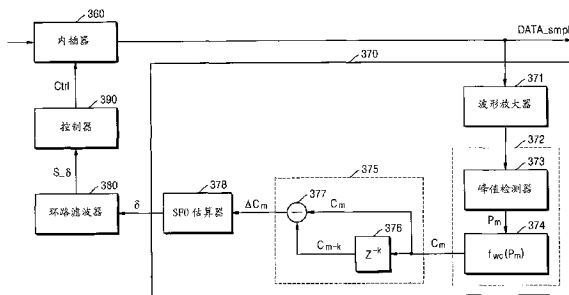
权利要求书 2 页 说明书 7 页 附图 5 页

(54) 发明名称

用于估算采样频偏的方法和装置, 及其采样定时恢复回路

(57) 摘要

一种用于估算采样频偏的装置, 包括波形特征提取单元、变化量计算单元和 SFO(采样频偏)估算器。波形特征提取单元提取在采样数据信号的一个帧周期中的训练序列周期的波形特征, 并输出相应于该训练序列周期的波形特征的波形特征值。变化量计算单元基于第 m 帧的波形特征值和第 (m-k) 帧的波形特征值计算波形特征变化量, 其表示在第 m 帧和第 (m-k) 帧之间波形特征的变化量, 其中 m 和 k 是相互独立的 1 或更大的整数。SFO 估算器基于该波形特征变化量来估算该采样数据信号的 SFO。



1. 一种用于估算采样频偏的装置,所述装置包括:  
波形特征提取单元,提取在采样数据信号的一个帧周期中的训练序列周期的波形特征,并输出相应于所述训练序列周期的波形特征的波形特征值;  
变化量计算单元,基于第  $m$  帧的波形特征值和第  $(m-k)$  帧的波形特征值计算波形特征变化量,其表示在第  $m$  帧和第  $(m-k)$  帧之间的波形特征中的变化量,其中  $m$  和  $k$  为相互独立的、1 或更大的整数;和  
SFO(采样频偏)估算器,基于所述波形特征变化量估算所述采样数据信号的 SFO。
2. 权利要求 1 的装置,其中所述训练序列周期包括 PN(伪噪声)序列。
3. 权利要求 2 的装置,其中所述采样数据信号的一个帧周期包括所述训练序列周期和数据符号周期,和  
其中将所述 PN 序列插入到相邻数据符号之间以防止 ISI(符号间干扰)。
4. 权利要求 1 的装置,其中所述波形特征值表示在所述训练序列周期的波形中的峰值的波形特征。
5. 权利要求 4 的装置,其中所述峰值的所述波形特征包括表示所述峰值的幅度、所述峰值的位置和所述峰值的失真度中至少一个的信息。
6. 权利要求 1 的装置,还包括波形放大器,其放大所述训练序列周期的波形并将放大的波形输出到所述波形特征提取单元。
7. 权利要求 6 的装置,其中当所述训练序列周期的波形中的峰值的 SNR(信噪比)大于参考值时,所述波形放大器输出所述训练序列周期的波形而不对其进行放大,和  
其中当所述训练序列周期的波形中的峰值的 SNR 小于参考值时,所述波形放大器放大所述训练序列周期的波形并输出经放大的波形。
8. 权利要求 6 的装置,其中所述波形放大器包含 PN 相关器,其将包括在所述训练序列周期内的 PN(伪噪声)序列和由所述 PN 相关器产生的本地 PN 序列相关,并输出相关结果。
9. 权利要求 1 的装置,其中所述波形特征提取单元包括:  
峰值检测器,其检测所述训练序列周期的波形中的峰值,并输出用于表示所检测的峰值的波形特征的波形特征向量;和  
特征值提取器,其从所述波形特征向量中提取所述波形特征值。
10. 权利要求 9 的装置,其中当在所述训练序列周期的波形中有两个或更多的峰值时,所述峰值检测器输出波形特征向量,其用于表示在所述两个或更多的峰值中具有最高幅度的峰值的波形特征。
11. 权利要求 1 的装置,其中所述变化量计算单元包括:  
延迟器,其将第  $(m-k)$  帧中的波形特征值延迟  $k$  个帧,并输出经延迟的波形特征值;和  
减法器,其计算从所述波形特征提取单元输出的第  $m$  帧中的波形特征值与从所述延迟器输出的第  $(m-k)$  帧中的波形特征值之间的差,并输出波形特征变化量。
12. 权利要求 1 的装置,其中  $k$  是 1 或 2。
13. 权利要求 1 的装置,其中所述 SFO 估算器通过用  $k$  平均化所述波形特征变化量来计算所述采样频偏。
14. 一种采样定时恢复回路,包括:  
内插器,其内差离散数据信号并输出采样数据信号;

波形特征提取单元,其输出相应于在所述采样数据信号的一个帧周期中的训练序列周期的波形特征的波形特征值;

变化量计算单元,其基于第  $m$  帧的波形特征值和第  $(m-k)$  帧的波形特征值计算波形特征变化量,其中  $m$  和  $k$  是相互独立的、1 或更大的整数;

SFO(采样频偏)估算器,其基于所述波形特征变化量估算所述采样数据信号的 SFO;

回路滤波器,其对从所述 SFO 估算器输出的采样频偏进行滤波,并输出偏置信息信号;  
和

控制器,其向所述内插器输出相应于所述偏置信息信号的偏置控制信号,以便校正所述采样数据信号的采样定时误差。

15. 权利要求 14 的采样定时恢复回路,其中所述内插器输出所述采样数据信号,其采样定时误差通过相应于所述偏置控制信号调整所述内插器的参数而进行校正。

16. 权利要求 14 的采样定时恢复回路,其中所述离散数据信号是通过基于采样时钟对模拟数据信号进行采样而获得的。

17. 权利要求 14 的采样定时恢复回路,其中所述波形特征值表示所述训练序列周期的波形中峰值的波形特征。

18. 权利要求 14 的采样定时恢复回路,还包括波形放大器,其放大所述训练序列周期的波形中的峰值,并将放大的波形输出到所述波形特征提取单元。

19. 权利要求 18 的采样定时恢复回路,其中所述波形放大器包括 PN 相关器,其将包括在所述训练序列周期内的 PN(伪噪声)序列和由所述 PN 相关器产生的本地 PN 序列相关,并输出相关结果。

20. 权利要求 14 的采样定时恢复回路,其中所述波形特征提取单元包括:

峰值检测器,其检测所述训练序列周期的波形中的峰值,并输出表示所检测的峰值的波形特征的波形特征向量;和

特征值提取器,其从所述波形特征向量中提取波形特征值。

21. 权利要求 14 的采样定时恢复回路,其中所述变化量计算单元包括:

延迟器,其将第  $(m-k)$  帧中的波形特征值延迟  $k$  个帧,并输出经延迟的波形特征值;和  
减法器,其计算从所述波形特征提取单元输出的第  $m$  帧中的波形特征值与从所述延迟器输出的第  $(m-k)$  帧中的波形特征值之间的差,并输出波形特征变化量。

22. 权利要求 14 的采样定时恢复回路,其中所述采样定时恢复回路包含在 TDS-OFDM(时域同步-正交频分复用)系统中。

## 用于估算采样频偏的方法和装置,及其采样定时恢复回路

[0001] 相关申请的交叉引用

[0002] 对申请号为 10-2007-0071279,于 2007 年 7 月 16 日向韩国知识产权局提交的韩国专利申请做出优先权声明,其公开的内容通过引用的方式全部合并于此。

### 技术领域

[0003] 本发明一般涉及用于估算采样频偏的方法和装置,以及具有相同装置的采样定时恢复回路,更具体地,涉及用于基于各帧中的波形特征变化量来估算采样频偏的技术。

### 背景技术

[0004] 模拟数据信号转换为数字数据信号必需进行采样操作。例如,在广播和通信系统的接收机中,通过对经由有线和 / 或无线信道接收的模拟数据信号进行采样而获得数字数据信号。对模拟数据信号进行采样的定时(即采样定时)对该数字数据信号的精确性有重要影响。

[0005] 图 1 示出可以用于通过对模拟数据信号进行采样获得数字数据信号的过程。

[0006] 接收到的模拟数据信号  $S_{in}$  经由模拟处理器 110 输入到采样器 120。采样器 120 基于从振荡器 130 输入的采样时钟 CK 将模拟数据信号转换为离散数据信号。数字处理器 140 通过对来自采样器 120 的离散数据信号进行处理而输出数字数据信号  $D_{out}$ 。

[0007] 振荡器 130 被设计为产生具有固定频率的采样时钟 CK。然而,采样时钟 CK 的频率可以因为振荡器 130 的特征或来自周围环境的影响而有稍许变化。在实际采样时钟 CK 和设计的采样时钟 CK 之间的频率差称作采样频偏,其可能是采样定时误差的来源。采样定时误差指在正确的采样定时(即,产生精确结果的采样定时)和实际采样定时之间的差。

[0008] 而且,即使当采样频偏为零时,也可能发生一种情况,其中实际采样定时在相位上全部向前或向后偏移,导致采样定时误差。实际采样定时和正确采样定时之间的偏移度称为采样相移。这种采样相移至少可以部分地由包含在广播通信系统接收机中的信道均衡器进行校正。

[0009] 如果在采样定时误差期间输出采样结果,那么数字数据信号  $D_{in}$  的准确性可能严重恶化。

### 发明内容

[0010] 根据本发明的一个方面,提供一种用于估算采样频偏的装置。该装置包括波形特征提取单元、变化量计算单元和 SFO(采样频偏)估算器。波形特征提取单元在提取采样数据信号一个帧周期中训练序列周期的波形特征,并输出相应于该训练序列周期波形特征的波形特征值。变化量计算单元基于第  $m$  帧的波形特征值和第  $(m-k)$  帧的波形特征值计算波形特征变化量,其表示第  $m$  帧和第  $(m-k)$  帧之间波形特征变化量,其中  $m$  和  $k$  是相互独立的、1 或更大的整数。SFO 估算器基于该波形特征变化量估算该采样数据信号的 SFO。

[0011] 根据本发明的另一方面,提供一种采样定时恢复回路,其包括内插器、波形特征提

取单元、变化量计算单元、SFO(采样频偏)估算器、回路滤波器和控制器。内插器对离散数据信号进行内插并输出采样数据信号。波形特征提取单元输出波形特征值,其相应于该采样数据信号一个帧周期中训练序列周期的波形特征。变化量计算单元基于第  $m$  帧的波形特征值和第  $(m-k)$  帧的波形特征值计算波形特征变化量,其中  $m$  和  $k$  是相互独立的、1 或更大的整数。SFO 估算器基于该波形特征变化量估算该采样数据信号的 SFO。回路滤波器对由 SFO 估算器输出的采样频偏进行滤波并输出偏置信息信号。控制器输出相应于该偏置信息信号的偏置控制信号给内插器,以校正该采样数据信号的采样定时误差。

[0012] 根据本发明的又一方面,提供一种估算采样频偏的方法。该方法包括:检测在采样数据信号一个帧周期中训练序列周期波形的波峰,提取相应于检测到的波峰的波形特征的波形特征值,将第  $(m-k)$  帧中的波形特征值延迟  $k$  个帧并输出经延迟的波形特征值,基于第  $m$  帧的波形特征值和第  $(m-k)$  帧的波形特征值计算波形特征变化量,以及基于该波形特征变化量估算该采样数据信号的采样频偏。该方法可以进一步包括通过将训练序列中包含的 PN(伪噪声)序列与产生的本地 PN 序列相关来放大训练序列周期的波形的峰值。

### 附图说明

[0013] 根据下述参考附图的详细描述,本发明的上述和其他方面和特征将变得更加清楚,其中:

[0014] 图 1 是示出通过对模拟数据信号采样获得数字数据信号的过程的框图;

[0015] 图 2 示出采样定时恢复回路;

[0016] 图 3 示出根据本发明的示例实施例的采样定时恢复回路;

[0017] 图 4 示出从图 3 的波形放大器输出的信号波形的示例;

[0018] 图 5 示出采样定时误差的设定值与采样定时误差的检测值之间的关系;

[0019] 图 6 示出根据本发明的示例实施例的通过使用用于估算采样频偏的装置获得的仿真结果。

### 具体实施方式

[0020] 下面将描述本发明示例但非限制性的实施例。首先,不管怎样,将参考在图 2 中示出的采样定时恢复回路示意性地描述采样定时恢复操作。

[0021] 图 2 的采样定时恢复回路包括采样器 220、振荡器 230、数据滤波器 250、内插器 260、检测器和估算器 270、回路滤波器 280 和控制器 290。更准确地,在图 2 中,内插器 260、检测器和估算器 270、回路滤波器 280 和控制器组成采样定时恢复回路。

[0022] 采样器 220 基于从振荡器 230 输入的采样时钟 CK 将模拟数据信号转换为离散数据信号。从采样器 220 输出的离散数据信号经由数据滤波器 250 输入到内插器 260。内插器 260 对该离散数据信号进行内插以输出采样数据信号 DATA\_smp1。采样数据信号 DATA\_smp1 经过数据处理的下一个过程,并最终获得合成的数字数据信号。

[0023] 当出现采样定时误差时,采样定时恢复回路用于校正采样数据信号 DATA\_smp1。也就是,检测器和估算器 270 检测来自于采样数据信号 DATA\_smp1 的采样定时误差,并从检测到的采样定时误差中估算采样频偏。当估算结果经由回路滤波器 280 和控制器 290 反馈回内插器 260 时,内插器 260 通过调整内插器 260 的参数校正该采样数据信号 DATA\_smp1。

[0024] 由于多种原因,检测器和估算器 270 的采样频偏的估算范围是受限的。如果实际的采样频偏超过了检测器和估算器 270 的可能估算范围,由于难以准确估算该采样频偏,所以难于期望可靠的采样定时恢复。从而,需要具有更宽估算范围的用于估算采样频偏的装置。

[0025] 在下文中,将参考附图详细描述本发明的示例性实施例。按照本发明所属领域的惯例,这些实施例以功能框图的形式示出。容易理解,这些功能块可以是以不可编程和/或是可编程电子电路的形式物理实现的。而且,两个或多个功能块可以物理合并为更复杂的电子电路。

[0026] 图 3 示出了根据本发明的示例性实施例的采样定时恢复回路。

[0027] 图 3 所示的采样定时恢复回路包括内插器 360、用于估算采样频偏的装置 370、回路滤波器 380 和控制器 390。

[0028] 用于估算采样频偏的装置 370 包括波形特征提取单元 372、变化量计算单元 375 和采样频偏 (SFO) 估算器 378。而且,如图 3 所示,用于估算采样频偏的装置 370 还可以包括波形放大器 371。

[0029] 内插器 360 对该离散数据信号进行内插以输出采样数据信号 DATA\_smp1。离散数据信号是通过基于采样时钟(例如见图 2)对模拟数据信号进行采样而获得的。当在采样操作过程中由采样频偏导致了采样定时误差时,需要对采样数据信号 DATA\_smp1 进行校正。

[0030] 波形放大器 371 接收从内插器 360 输出的采样数据信号 DATA\_smp1。波形放大器 371 对包含在采样数据信号 DATA\_smp1 的一个帧周期中的训练序列周期的波形进行放大,并将放大的波形输出到波形特征提取单元 372。训练序列周期的波形将参考图 4 进行描述。

[0031] 图 4 示出了从图 3 的波形放大器 371 输出的信号波形的一个示例。

[0032] 如图 4 所示,采样数据信号 DATA\_smp1 的一个帧周期  $T_f$  包括训练序列周期  $T_{PN}$  和数据符号周期  $T_{DS}$ 。在正交频分复用 (OFDM) 系统,诸如时域同步-正交频分复用 (TDS-OFDM) 系统中,在邻近的数据符号之间插入训练序列以防止符号间干扰 (ISI)。训练序列包括伪噪声 (PN) 序列。OFDM 系统中的接收机被装备为基于该 PN 序列执行同步处理。

[0033] 图 3 的波形放大器 371 放大在训练序列周期  $T_{PN}$  的波形中的峰值(下文中称为“PN 峰值”)并输出该放大的峰值。图 4 示出了在训练序列周期  $T_{PN}$  的波形中有 3 个 PN 峰值的情况下的示例。在本实施例中,基于多个帧中 PN 峰值的波形特征的变化量估算采样频偏,这样通过对 PN 峰值进行放大而增加 PN 峰值的信噪比 (SNR),从而可能提高估算采样频偏的准确性。

[0034] 具体地,当 PN 峰值的 SNR 小于预定的参考值时,波形放大器 371 放大 PN 峰值并将放大的 PN 峰值输出到波形特征提取单元 372。另一方面,当 PN 峰值的 SNR 大于预定的参考值时,不必须放大该 PN 峰值。因此,在本实施例中,当 PN 峰值的 SNR 大于预定的参考值时,波形放大器 371 将未放大的 PN 峰值输出到波形特征提取单元 372。为了放大该 PN 峰值,波形放大器 371 可以包括 PN 相关器。该 PN 相关器将包含在接收的训练序列中的伪噪声 (PN) 序列和由该 PN 相关器产生的本地 PN 序列相关,并输出相关后的 PN 序列,从而放大该 PN 峰值。

[0035] 图 3 的波形特征提取单元 372 输出相应于训练序列周期  $T_{PN}$  的波形特征(例如,PN 峰值的波形特征)的波形特征值  $C_m$ 。图 3 所示的波形特征提取单元 372 包括峰值检测

器 373 和特征值提取器 374。

[0036] 峰值检测器 373 检测训练序列周期  $T_{PN}$  的波形中的 PN 峰值,并输出波形特征向量  $P_m$ ,用于表示所检测的 PN 峰值的波形特征。如图 4 所示,当训练序列周期  $T_{PN}$  的波形中有两个或更多的 PN 峰值时,峰值检测器 373 可以输出波形特征向量  $P_m$ ,用于表示在该两个或更多的 PN 峰值中幅度最高的 PN 峰值的波形特征。当 PN 峰值的幅度增加时,PN 峰值的 SNR 也增加。因此,从 SNR 高的 PN 峰值中提取波形特征向量  $P_m$ ,以便准确估算采样频偏。本领域技术人员可用理解,当在第一帧的训练序列周期  $T_{PN}$  的波形中选取第三 PN 峰值时,不管 PN 峰值的幅度如何,在第二帧的训练序列周期  $T_{PN}$  的波形中都选取第三 PN 峰值。

[0037] 特征值提取器 374 从由峰值检测器 373 输入的波形特征向量  $P_m$  提取波形特征值  $C_m$ 。波形特征值  $C_m$  表示训练序列周期  $T_{PN}$  的波形中 PN 峰值的波形特征。也就是,波形特征值  $C_m$  包括指示 PN 峰值的幅度、PN 峰值的位置和 / 或 PN 峰值的失真度的信息。如图 3 所示,可以由特征值提取器 374 执行的函数由等式 1 表示。

[0038] 等式 1

$$[0039] \quad C_m = f_{wc}(P_m)$$

[0040] 在等式 1 中,函数  $f_{wc}$  通常代表用于表示波形特征向量  $P_m$  和波形特征值  $C_m$  之间的数学关系的各种函数中的任意一个。该实施例不限定任何特定的函数  $f_{wc}$ 。

[0041] 基于第  $m$  帧的波形特征值  $C_m$  和第  $(m-k)$  帧的波形特征值  $C_{m-k}$ ,图 3 的变化量计算单元 375 计算波形特征变化量  $\Delta C_m$ ,其用于表示在第  $m$  帧和第  $(m-k)$  帧之间波形特征的变化量。图 3 的示例所示的变化量计算单元 375 包括延迟器 376 和减法器 377。

[0042] 延迟器 376 将从波形特征提取单元 372 输出的第  $(m-k)$  帧的波形特征值  $C_{m-k}$  延迟  $k$  个帧,并将经延迟的值输出给减法器 377。减法器 377 计算在从波形特征提取单元 372 输出的第  $m$  帧的波形特征值  $C_m$  和从延迟器 376 输出的第  $(m-k)$  帧的波形特征值  $C_{m-k}$  之间的差,并输出波形特征变化量  $\Delta C_m$ 。波形特征变化量  $\Delta C_m$  可以由等式 2 表示。

[0043] 等式 2

$$[0044] \quad \Delta C_m = C_m - C_{m-k}$$

[0045] 考虑估算采样频偏的准确性和复杂性(例如,计算的复杂性和硬件实现的复杂性)来确定帧的数量,输入到延迟器 376 的波形特征值被延迟该数量的帧。随着延迟的帧的数量  $k$  增加,估算采样频偏的准确性也增加。但是,估算采样频偏的复杂性也增加。作为非限制性的示例,延迟的帧的数量  $k$  可以设置为 1 或 2。在延迟的帧的数量  $k$  设置为 1 时,如图 4 所示,波形特征变化量  $\Delta C_m$  是根据第  $(m-1)$  帧中的波形特征值  $C_{m-1}$  和第  $m$  帧中的波形特征值  $C_m$  之间的差来计算的。

[0046] 图 3 的 SF0 估算器 378 基于波形特征变化量  $\Delta C_m$  估算采样数据信号  $DATA\_smp1$  的采样频偏(SF0)。例如,SF0 估算器 378 首先可以根据波形特征变化量  $\Delta C_m$  计算采样定时误差的变化量  $\Delta \varepsilon$ 。采样定时误差的变化量  $\Delta \varepsilon$  表示第  $(m-k)$  帧和第  $m$  帧之间采样定时误差的差。采样定时误差的变化量  $\Delta \varepsilon$  可以根据下述等式 3 计算。在等式 3 中, $K_d$  表示采样定时恢复回路的回路增益,其将在稍后参考图 5 进行讨论。

[0047] 等式 3

$$[0048] \quad \Delta \varepsilon = \frac{\Delta C_m}{K_d}$$

[0049] 接下来,在该示例中,SFO 估算器根据采样定时误差的变化量  $\Delta \varepsilon$  估算采样频偏  $\delta$ 。如下面的等式 4 所示,SFO 估算器 378 通过以延迟帧的数量  $k$  平均化采样定时误差的变化量  $\Delta \varepsilon$ 、或者通过以延迟帧的数量  $k$  平均化波形特征变化量  $\Delta C_m$  来计算采样频偏  $\delta$ 。随着第  $(m-k)$  帧与第  $m$  帧之间的间隔增加(即随着延迟的帧的数量  $k$  增加),采样定时误差的变化量  $\Delta \varepsilon$  增加。因而,通过以延迟帧的数量  $k$  平均化采样定时误差的变化量  $\Delta \varepsilon$  或波形特征变化量  $\Delta C_m$  来计算采样频偏  $\delta$ 。

[0050] 等式 4

$$[0051] \quad \delta = \frac{\Delta \varepsilon}{k \times Nf} = \frac{\Delta C_m}{k \times Nf \times Kd}$$

[0052] 这里, $Nf$  表示包括在一个帧周期中的采样数。采样数  $Nf$  根据如下的等式 5 计算。

[0053] 等式 5

$$[0054] \quad Nf = \frac{Tf}{Ts},$$

[0055] 在等式 5 中, $Tf$  表示一个帧周期(即帧周期)的长度, $Ts$  表示采样周期。在四重采样处理的情况下, $Nf$  增加 4 倍。

[0056] 图 5 示出采样定时误差的设定值和采样定时误差的检测值之间的关系。

[0057] 在图 5 中,示出了在多载波模式下运行的数字陆地电视广播(DTTB)系统的仿真结果。表 1 公开了具体的仿真条件。

[0058] 表 1

[0059]

系统平台	DTTB 的中国标准
运行模式	多载波模式
帧结构	帧头 :420 帧体 :3780
采样	4 重采样
$Nf$	$16800 = 4 \times (420 + 3780)$
帧延迟的数量	$K = 1$

[0060] 图 5 中所示的仿真结果涉及采样定时误差的检测。也就是,当在采样器的采样操作过程中出现的采样定时误差被有意地设置为  $TE\_setting$  时, $TE\_detected$  表示由在开环条件下运行的用于估算的采样频偏的装置 370 所检测的采样定时误差。这里,开环条件是回路滤波器 380 和控制器 390 不在采样定时恢复回路下运行的条件。换句话说,开环条件是由不将用于估算采样频偏的装置 370 所估算的采样频偏  $\delta$  反馈回内插器 360 的条件。

[0061] 如图 5 所示,关于加性高斯白噪声(AWGN)信道的仿真图基本上关于原点对称。当仿真图关于原点对称时,原点是零交叉点。然而,数字电视陆地广播(DVB-T)F1 信道的仿真图关于原点对称。当仿真图不是关于原点对称时,原点不是零交叉点。

[0062] 另一方面,在  $TE\_setting = 0$  的点的仿真图的斜率表示等式 3 中的回路增益  $Kd$ 。在图 5 中,AWGN 信道的情况下,在  $TE\_setting = 0$  的点的仿真图的斜率大约为 1.2。在 DVB-T F1 信道的情况下,在  $TE\_setting = 0$  的点的仿真图的斜率大约也是 1.2。因此,可能用实验方法获得等式 3 中的回路增益  $Kd$ 。

[0063] 图 3 中的回路滤波器 380 通过对从 SFO 估算器 378 输出的采样频偏  $\delta$  进行回路



滤波而输出偏移信息信号  $S_{\delta}$ 。为了校正采样数据信号 DATA\_smp1 的采样定时误差,控制器向内插器 360 输出相应于偏移信息信号  $S_{\delta}$  的偏移控制信号 Ctrl。内插器 360 输出采样数据信号 DATA\_smp1,其采样定时误差通过相应于该偏置控制信号 Ctrl 调整内插器 360 的参数来校正。

[0064] 当由用于估算采样频偏的装置 370、回路滤波器 380、控制器 390 和内插器 360 执行采样定时恢复操作时,可能输出已校正的采样定时误差的采样数据信号 DATA\_smp1。

[0065] 图 6 示出了根据本发明具体实施例的通过应用用于估算采样频偏的装置获得的仿真结果。

[0066] 图 6 所示的用于估算采样频偏的仿真结果涉及这样的情况,其中在采样器的采样操作过程中出现的采样频偏被有意地设置为百万分之 (ppm)100。在图 6 中,横轴表示符号的索引,纵轴表示从用于估算采样频偏的装置 (例如图 3 中的 370) 输出的采样频偏的估算值 SF0\_estimated。图 6 中所示的采样频偏的估算值 SF0\_estimated 由操作在闭环条件下、用于估算采样频偏的装置 370 输出。在闭环条件下,由于采样定时恢复回路完全运行,所以由用于估算采样频偏的装置 370 估算的采样频偏  $\delta$  经由回路滤波器 380 和控制器 390 反馈回内插器 360。在图 6 中,示出了 SNR 为 0dB 的 AWGN 信道的仿真结果和 SNR 为 5dB 的 DVB-T F1 信道的仿真结果。

[0067] 如图 6 所示,AWGN 信道的仿真结果基本上与 DVB-T F1 信道的仿真结果匹配。在图 6 所示的仿真结果中,采样频偏的估算值 SF0\_estimated 在 20 个符号后达到 100ppm。如果从第 0 个符号到第 20 个符号的时期是跟踪时期,那么第 20 个符号之后的时期是状态锁定时期。在跟踪时期,通过重复反馈回路而减少估算采样频偏的误差。在状态锁定时期,采样频偏的估算值 SF0\_estimated 基本上固定。

[0068] 根据传统技术可以由用于估算采样频偏的装置估算的采样频偏的范围达到大约 30ppm,而根据本发明实施例的用于估算采样频偏的装置可以估算等于或大于 100ppm 的采样频偏。

[0069] 如上所述,根据本发明的具体实施例的用于估算采样频偏的装置基于多个帧中 PN 峰值的波形特征的变化量来估算采样频偏。因为采样频偏的估算范围相对较宽,所以提高了用于估算采样频偏的装置的性能。

[0070] 根据示例性实施例的用于估算采样频偏的装置可以应用到包括 TDS-OFDM 系统及各种广播和通信系统的多种不同的系统中。

[0071] 在根据本发明具体实施例的估算采样频偏的方法中,检测在采样数据信号 DATA\_smp1 的一个帧周期中训练序列周期  $T_{PN}$  的波形的峰值。在检测该峰值之前,训练序列周期  $T_{PN}$  的波形的峰值可以通过将包含在训练序列中的 PN 序列和由 PN 相关器产生的本地 PN 序列相关来进行放大。其次,提取相应于被检测峰值的波形特征的波形特征值  $C_m$ 。

[0072] 在第  $(m-k)$  帧中的波形特征值  $C_{m-k}$  被延迟  $k$  个帧并输出。基于在第  $m$  帧的波形特征值  $C_m$  和第  $(m-k)$  帧的波形特征值  $C_{m-k}$  计算波形特征变化量  $\Delta C_m$ 。基于计算的波形特征变化量  $\Delta C_m$  估算采样数据信号 DATA\_smp1 的采样频偏。

[0073] 在所述用于估算采样频偏的方法和装置中,能够准确估算具有更宽估算范围的采样频偏。而且,在所述采样定时恢复回路中,即使在出现具有宽范围的采样频偏时,也能够稳定地执行采样定时恢复操作。

[0074] 尽管参考具体实施例具体示出并描述了本发明,本领域技术人员将可以理解,可以不脱离由所附权利要求书定义的本发明的精神和范围之内在形式和细节上进行各种变化。具体实施例应当被看作仅是描述性的而不是限制性的。因此,本发明的范围不是由本发明的详细描述定义的,而是由所附权利要求书定义,所有在该范围内的变体都认为包括在本发明之内。

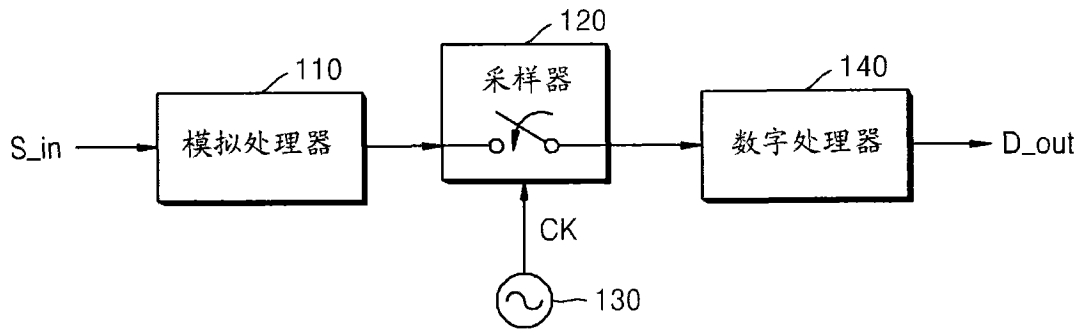


图 1

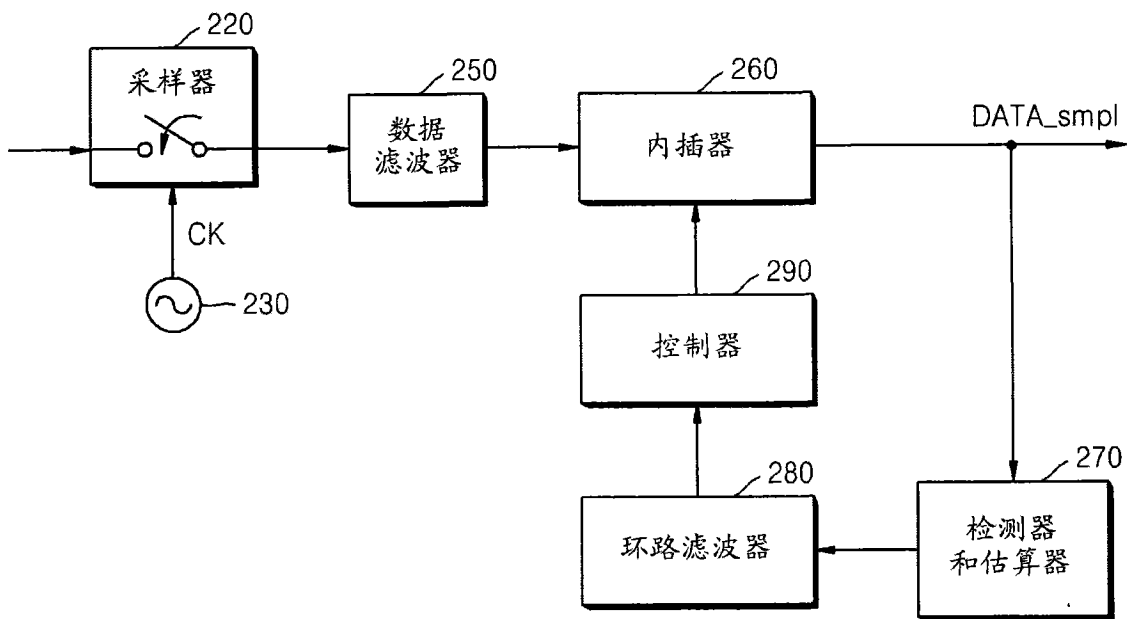


图 2

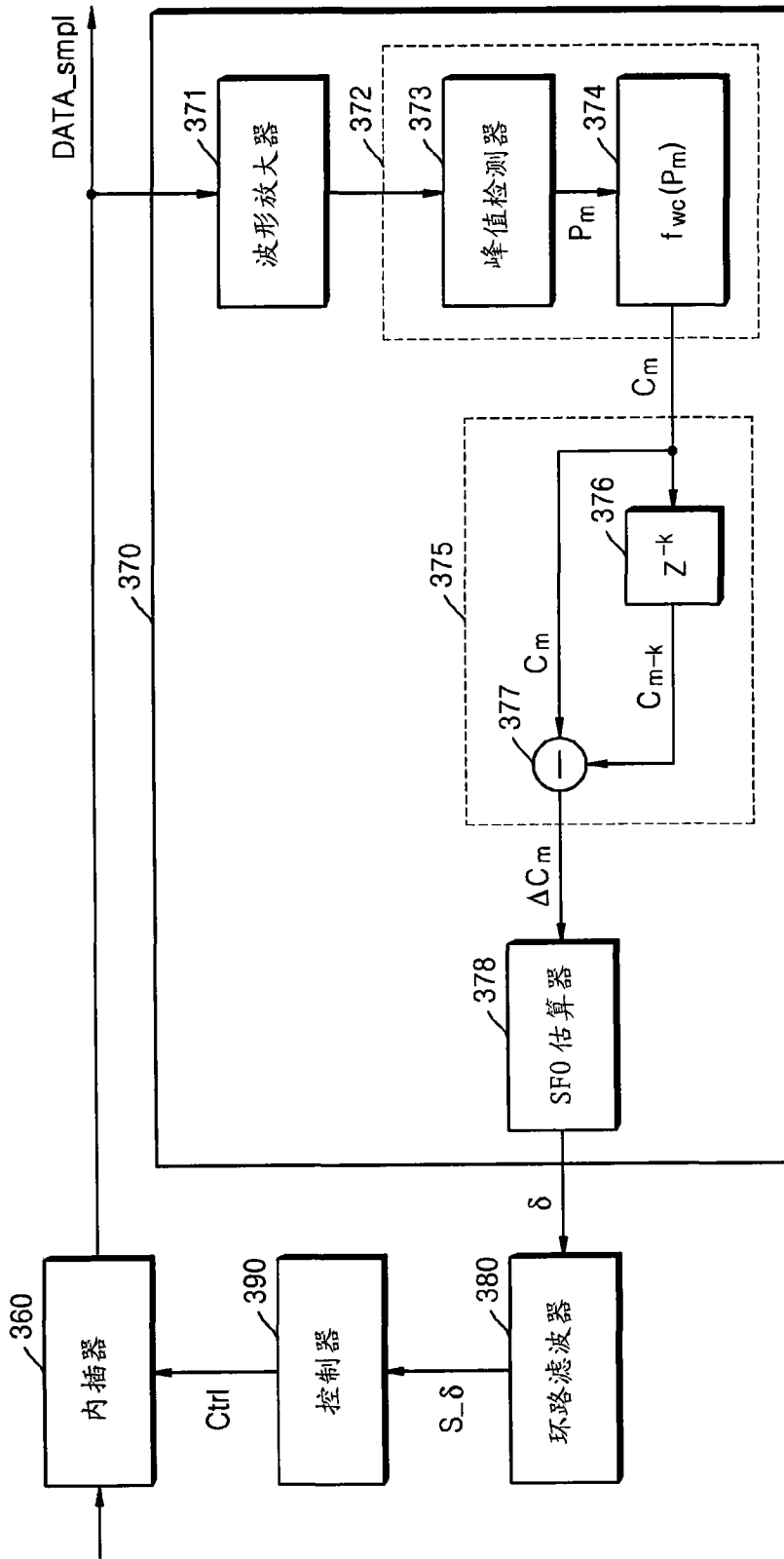


图 3

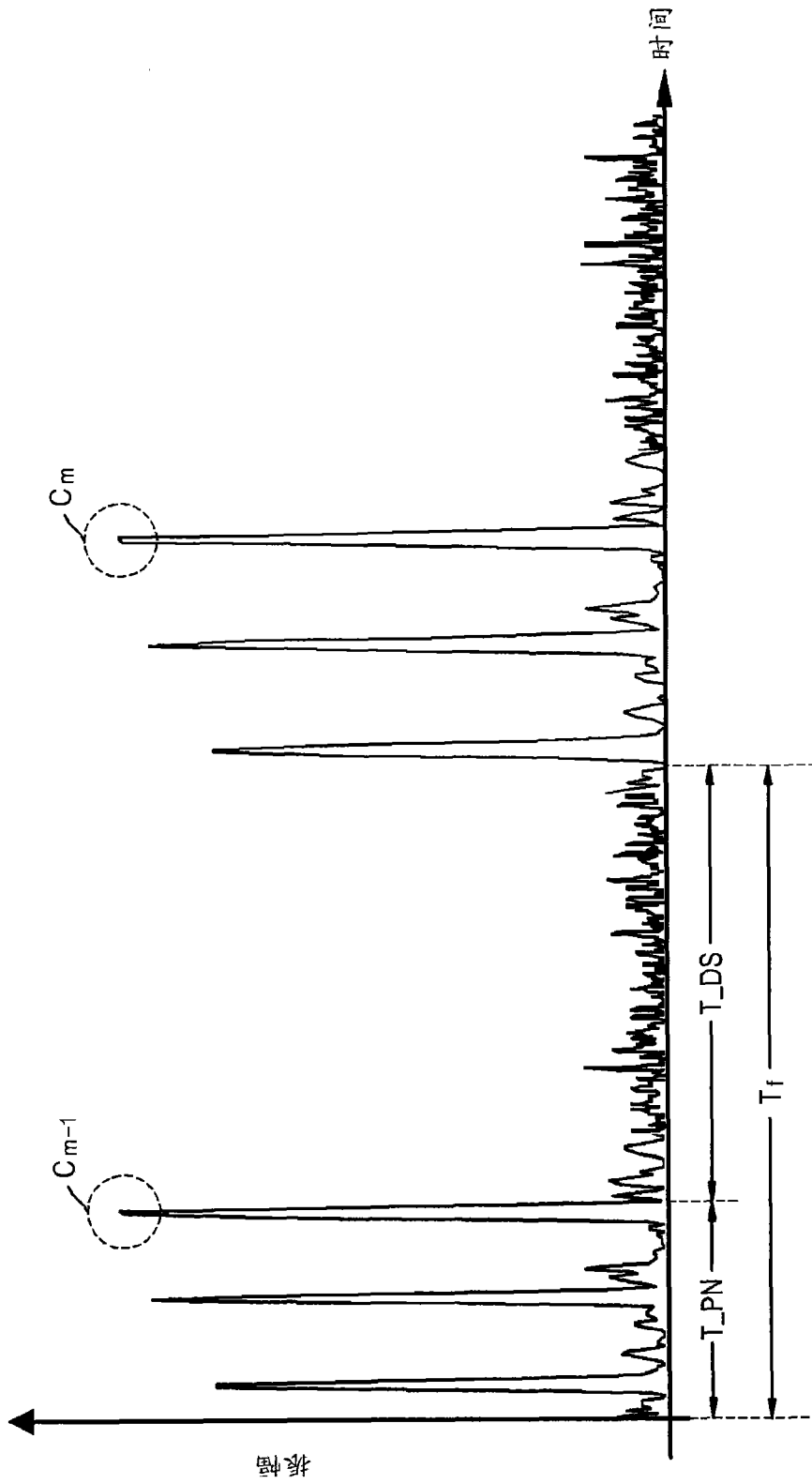


图 4

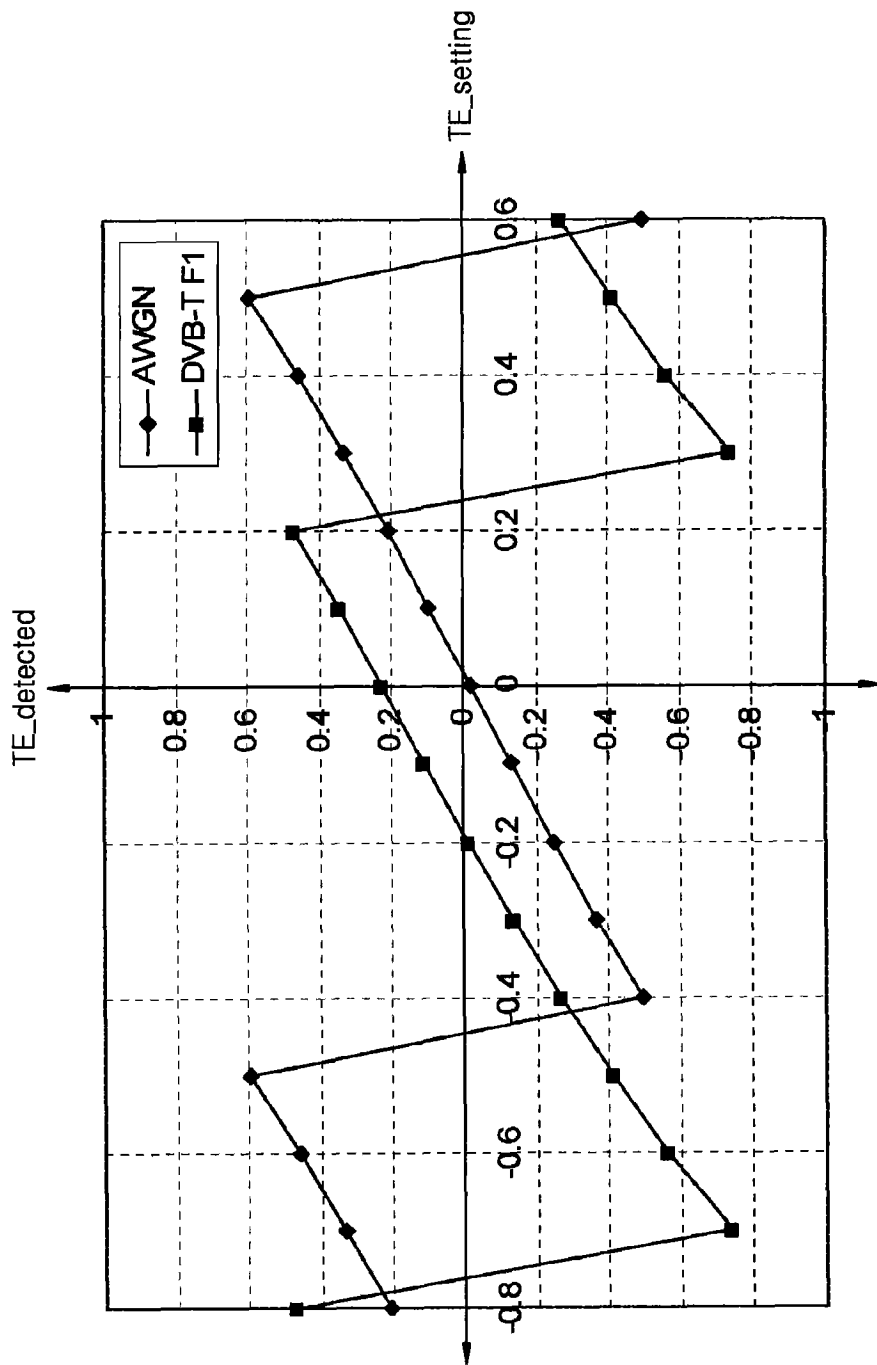


图 5

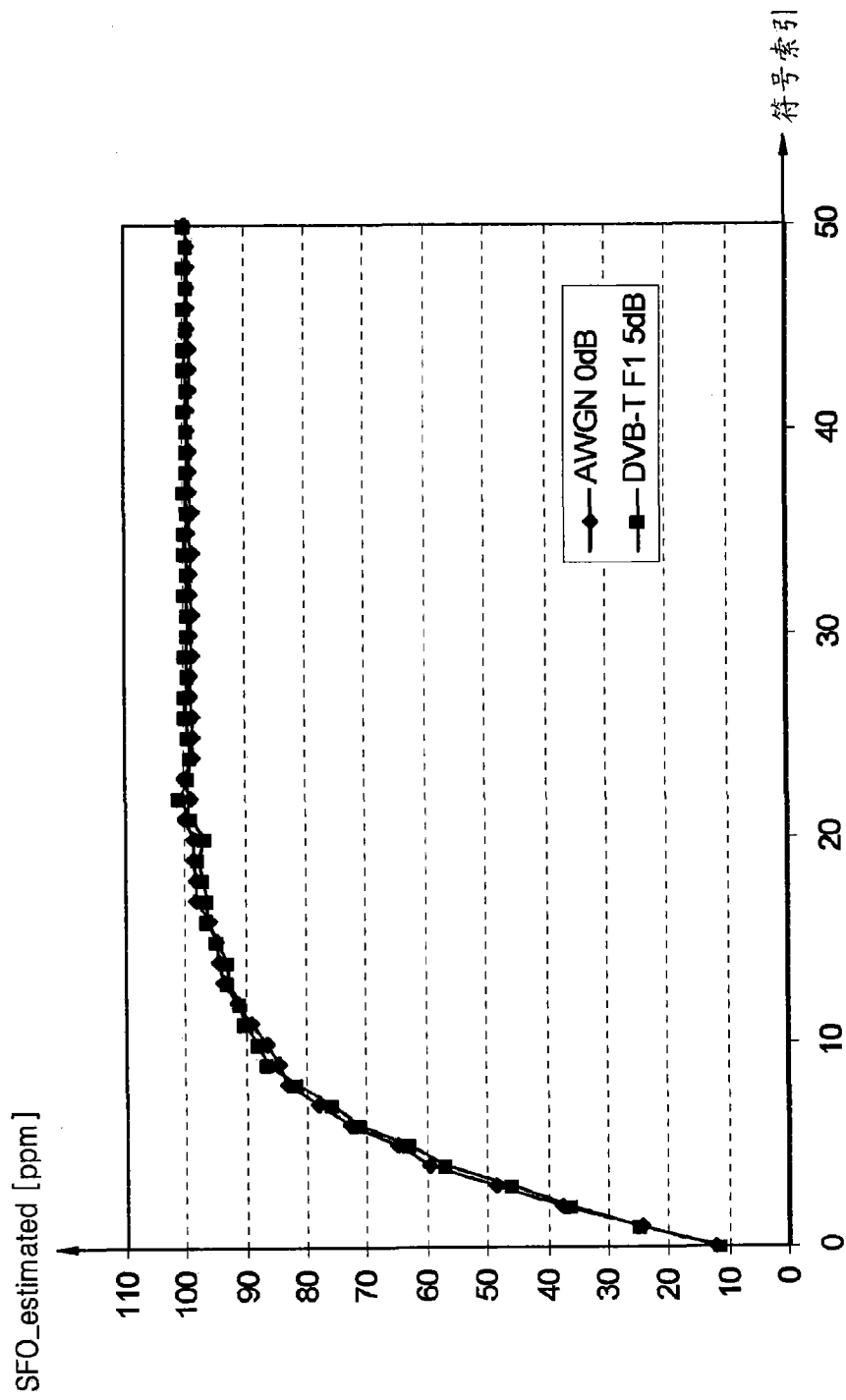


图 6