

(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 101958859 A

(43) 申请公布日 2011. 01. 26

(21) 申请号 201010232427. 6

(22) 申请日 2010. 07. 16

(30) 优先权数据

102009033788. 1 2009. 07. 17 DE

(71) 申请人 阿斯特里姆有限责任公司

地址 德国陶夫基兴

申请人 埃芬有限责任公司

(72) 发明人 O·巴尔巴赫 J-J·弗洛克

A·施米茨-佩弗

(74) 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公

司 72001

代理人 张涛 李家麟

(51) Int. Cl.

H04L 25/03(2006. 01)

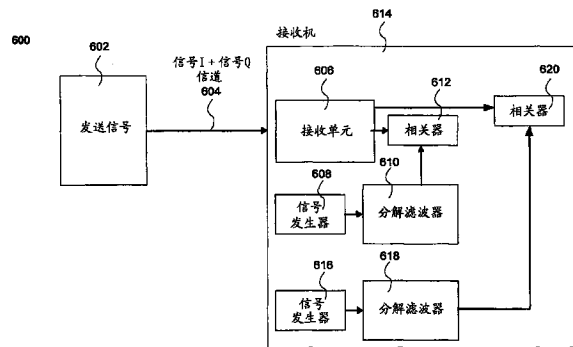
权利要求书 2 页 说明书 7 页 附图 11 页

(54) 发明名称

用于接收信号的方法和接收机

(57) 摘要

本发明涉及一种用于接收信号的方法和一种接收机。本发明涉及一种用于接收经过 GMSK 调制的信号的方法,所述信号为了同时传输两个服务而具有同相信号,所述同相信号具有与正交相位信号不同的伪随机码。通过参考信号支路中的分解滤波器,在与所接收的信号进行相关的情况下与一个服务无关地检测另一个服务。



1. 一种用于接收信号的方法,其中该信号
  - 是复信号并且被相位连续地调制;以及
  - 与接收机生成的信号进行相关;其特征在于,
  - 所接收的信号基于伪随机码;
  - 接收机生成的信号基于伪随机码;以及
  - 接收机生成的信号的产生具有如下步骤:
    - 产生伪随机码序列;
    - 利用分解滤波器对该信号进行滤波。
2. 根据权利要求 1 所述的方法,其特征在于,所述分解滤波器
  - 是 Laurent 分解滤波器;并且其中
  - 仅仅使用所述 Laurent 分解滤波器的主分量。
3. 根据权利要求 1 所述的方法,其特征在于,
  - 从利用 1 位或多位被采样的模拟信号中产生所接收的信号。
4. 根据权利要求 1 所述的方法,其特征在于,
  - 利用 1 位或多位对接收机生成的信号进行量化。
5. 根据权利要求 1 所述的方法,其特征在于,
  - 所接收的信号包括两个彼此无关的伪随机码;
  - 接收机生成的信号包括这两个伪随机码之一;
  - 接收机生成的信号在同相信道或者正交信道中被滤波;
  - 经过滤波的信号与所接收的信号进行相关。
6. 根据权利要求 1 所述的方法,其特征在于,
  - 所接收的信号包括第一伪随机码和与第一伪随机码无关的第二伪随机码;
  - 所述接收机附加地生成包括第二伪随机码的第二信号;
  - 接收机生成的第一和第二伪随机码被彼此无关地生成;
  - 第一伪随机码在同相信道中通过第一分解滤波器被滤波;
  - 第二伪随机码在正交信道中通过第二分解滤波器被滤波;
  - 经过滤波的第一伪随机码与所接收的信号进行相关;
  - 经过滤波的第二伪随机码与所接收的信号进行相关。
7. 根据权利要求 1 所述的方法,其特征在于,
  - 利用子载波调制伪随机码;
  - 同样利用子载波来调制接收机生成的伪随机码。
8. 根据权利要求 1 所述的方法,其特征在于,
  - 所接收的相位连续的信号是 GMSK 信号,并且用数据位调制。
9. 根据权利要求 1 所述的方法,其特征在于,所接收的信号能够被分配给下列信号组之一:
  - 导航信号;
  - 通信信号;

- 电视信号；
- 无线电信号。

10. 根据权利要求 1 所述的方法,其特征在于,从存储在存储器中的预先定义的值中产生接收机生成的信号。

11. 一种用于接收相位连续的信号的接收机,其中

- 接收信号基于两个无关的输入信号；
- 其中第一输入信号是同相信号并且第二输入信号是正交信号；
- 其中这些输入信号分别包括一个伪随机码；并且其中

所述接收机

- 具有接收单元,其用于接收所述接收信号；
- 具有第一信号发生器,其根据所述接收信号的两个伪随机码中的第一个产生第一伪随机码信号；

其特征在于,

所述接收机

- 具有第一分解滤波器,其对所产生的第一伪随机码信号进行滤波；以及
- 具有第一相关器单元,其用于将经过滤波的第一伪随机码信号与所述接收信号进行相关。

12. 根据权利要求 11 所述的接收机,其特征在于,所述接收机具有第二信号发生器,所述第二信号发生器根据所述接收信号的两个伪随机码中的第二个产生第二伪随机码信号；并且其中

所述接收机

- 具有第二分解滤波器,所述第二分解滤波器对所产生的第二伪随机码信号进行滤波；以及

具有第二相关器单元,所述第二相关器单元用于将经过滤波的第二伪随机码信号与所述接收信号进行相关。

13. 根据权利要求 11 所述的接收机,其特征在于,

- 所述相关器单元包括下列相关器类型中的至少之一：
- 早迟 (Early-Late) 相关器；
- Delta 相关器；
- 多重相关器。

14. 根据权利要求 11 所述的接收机,其特征在于,所述信号发生器包括至少一个含有预先定义的信号值的存储器。

15. 根据权利要求 11 所述的接收机,其特征在于,所述接收机具有用于利用 1 位或多位对所接收的信号进行量化的量化单元和 / 或用于利用 1 位或多位对接收机生成的信号进行量化的量化单元。

## 用于接收信号的方法和接收机

### 技术领域

[0001] 本发明涉及一种用于接收相位连续的信号的方法以及一种接收机。

### 背景技术

[0002] GMSK(Gaussian Minimum Shift Keying(高斯最小移频键控))是用于在不与相邻频带进行干扰的情况下在有限带宽内传输诸如通信信号或导航信号的信号的最有前途的调制方法之一。

[0003] 与其它一些信号相比,该调制方案的优点是:

[0004] - 与其它键控调制方法相比改善了的频谱效率

[0005] - 恒定的包络。由此限制由于使用非线性放大器造成的干扰。

[0006] 目前,GMSK主要用于诸如蜂窝GSM(Global System for MobileCommunication(全球移动通信系统))的无线电通信系统中。

[0007] 迄今为止,没有导航信号使用GMSK调制。因此,迄今为止也不存在基于该调制方案的导航接收机。但是本发明也可以应用于通信信号。

[0008] 应将导航信号理解成如下的信号:该信号由固定的或可移动的发送机发出,并且用于使得能够在相应的接收机中进行至少一个位置确定。在此,位置确定不通过定向-即例如根据入射信号的与方向有关的信号强度进行方向确定-来进行,而是通过信号的传播时间确定来进行。对此合适的例如是CDMA信号,CDMA信号允许与接收机生成的比较信号进行相关。基于CDMA的导航信号的特点尤其是所基于的PRN(Pseudo Random Noise,伪随机噪声)码以及与通信信号相比低的数据速率(例如导频信道的0位/秒至例如数据信道的1000位/秒)。常用的导航系统使用50位/秒的数据速率。

[0009] 在此,PRN码在最简单的情况下与数据位相乘。但是还可以将PRN码或数据位与另一载波(在下面称为子载波)相乘。该子载波例如可以是未调制的矩形信号。这样的子载波例如可以是所谓的BOC(Binary Offset Carrier(二进制偏移载波))信号或者BCS(Binary Coded Signal(二进制编码信号))信号。在后面根据图1更确切地解释BOC信号。

[0010] 通过子载波,可用带宽中的频谱被更好地利用,因为根据子载波的频率,该频谱从在其它情况下被密集使用的频带中心被推移到在其它情况下仅仅被很少使用的频带边缘,由此该频带直到边缘都被更均匀地利用。

[0011] 在本发明中,应将服务理解成信号的传输,其中物理信号本身和/或被调制到所述物理信号上的信号的内容仅仅对于一种应用和/或对于一种用户组是可接收的。应用例如是用于精确导航的商业应用。用户组可以是有限的或者封闭的,例如商业用户或安全部门;但是该用户组也可以是公共的。

[0012] 用于免费信号的码是为公众所知的,而用于非免费信号的码则根据应用(商业、安全服务等等)被或多或少地严格保密。

[0013] 如果接收机必须认识非免费服务的信号,则存在这些码被未经授权的人获取的风险。因此也出于该原因,很感兴趣的有服务能够彼此无关地被接收。

[0014] 服务例如可以基于信道的物理特性或者基于数字信号结构而含有更精确的位置信号或者含有附加的信息,诸如附加的完整性信息、电离层信息、对流层信息。

[0015] 从卫星上的发送机的角度而言,所期望的是利用尽可能少的资源发射尽可能多的服务。因此,例如可以在复 GMSK 信道上传输 2 个分别使用 CDMA 码(或 PRN 码)的服务。

[0016] 现在,用户接收机可以与一个用户组相适应,所通过的方式是:该用户接收机从一开始就仅仅处理该用户组的信号并因此变得复杂度较低,由此获得积极的效果,诸如较低的价格、较低的功耗、较低的重量等等。

[0017] 如果通过信道传输不同的服务,则因此值得追求的是,将接收机构造为使得仅须处理所期望的那个服务的信号。

[0018] 在本发明中,尤其是考虑将 CDMA(Code Division Multiple Access(码分多址))用作信道接入方法的一些应用。例如考虑经过 GMSK 调制的 CDMA 导航信号,通过该 CDMA 导航信号同时传输两个服务。为了同时传输两个服务,该信号可以被生成为复信号。复信号的特点是:复信号可以由两个相移  $90^\circ$ 、并且因此正交并由彼此无关的子信号来表示,并且也可以被相应地实施。该复信号可以被分成 I 支路(亦称 I 信道或者同相信道)和 Q 支路(亦称 Q 信道或正交信道),其中目的是,将输入数据流划分为使得其中一个服务的数据在一个信道(例如 I 信道)上传输,而另一个服务的数据在另一个信道(例如 Q 信道)上传输。为此,输入数据流交替地由第一服务的一个数据位和第二服务的一个数据位构成。

[0019] 与 OQPSK(Offset Quadrature Phase Shift Keying(偏移正交相移键控))不同,由于 GMSK 的 ICCI(Inter Code Chip Interference(码片间干扰)),不可能彼此无关地生成同相信道的 PRN(PseudoRandom Noise(伪随机噪声))码和正交相位信道的 PRN 码。但是, OQPSK 由于更差的频谱特性而不合适作为解决方案。

[0020] 因此,如果两个无关的服务通过 I 信道和 Q 信道被发送,则存在保密性问题,因为为了接收这两个服务之一,相应的另一个服务的 PRN 码必须在接收机中是已知的。

[0021] 例如,通过使 PRN 码不为公众所知或者对 PRN 码加密来实现商业服务。但是例如如果利用导航信号同时传输一个公共服务和一个商业服务,则根据现有技术,这两个码必须在接收机中都是已知的,以便对信号进行解码,因为由于码片间干扰而不可能对信号进行分离。相邻片中的码片间干扰源自相应的另一个码,并且必须在相关的情况下通过复制该另一个码来加以考虑。

[0022] 即使接收机不提供该商业服务,接收机制造商也很可能知道该商业码,并且将该商业码实施在接收机中。因此存在商业码落到未授权人手中的风险。

[0023] 根据现有技术的用于解决 I-Q 分解问题的方法使用所谓的预编码(Precoding)技术,该预编码技术也应用在许多通信系统中。

[0024] 在使用预编码技术的情况下,输出信号极性获得与输入信号的二进制 PRN 码相同的符号。在此,接收机可以将输入的信号与其本地生成的二进制 PRN 码进行相关。

[0025] 预编码技术存在 3 个主要缺点:

[0026] - 较复杂的发射机设计

[0027] - 接收机处的功率损耗

[0028] - 为了补偿输入的 RF 信号与本地生成的二进制 PRN 码之间的不可避免的码延迟而提高复杂度。仅当码延迟和相位误差为零时,才可实现可与 BPSK 相类似的性能。

[0029] 在此应当注意,根据现有技术的通信系统中的传输未涉及两个不同的互不相关的服务的传输,而是更确切地说涉及(一个“服务”的)输入数据流的传输,其中在这种情况下重要的是,以高数据速率传输该服务的数据流。

### 发明内容

[0030] 本发明的任务是,提供一种接收机体系结构,利用该接收机体系结构对作为 GMSK 导航信号传输的两个服务彼此无关地进行接收。

[0031] 该任务通过根据权利要求 1 所述的方法来解决。此外,该任务通过根据权利要求 11 所述的接收机来解决。

[0032] 为了能够彼此无关地生成 PRN 码,根据本发明将 Laurent 分解应用于 GMSK 信号的复包络。

[0033] Laurent 分解的使用实现基带导航接收机体系结构,其中 PRN 码能够彼此无关地在同相信道(I 信道)中或在正交信道(Q 信道)中生成。

[0034] 在此原理是:针对传输到 I 信道或 Q 信道上的服务使用根据 Laurent 分解公式计算出的 C0 滤波器并且将该 C0 滤波器应用于所期望的 PRN 码,以便形成用于对所传输的 CDMA 信号进行相关的参考信号。该参考信号可以存储在存储器中,或者可以实时生成。

[0035] 定义 GMSK 调制的常见方式是将其定义成使用高斯低通滤波器的 MSK 调制。

[0036] 基于周期定义所传输的基带 GMSK 的另一方式是使用 Laurent 分解。在这种情况下有下式适用:

$$[0037] \quad s_{\text{Ref}} \approx A \sum_{n=1}^L \left[ a_n \cdot C_0(t - nT_c) - b_n a_n b_{n-1} \cdot C_1 \left( t - nT_c - \frac{T_c}{2} \right) \right] +$$

$$[0038] \quad jA \sum_{n=1}^L \left[ b_n \cdot C_0 \left( t - nT_c - \frac{T_c}{2} \right) - a_n b_{n-1} a_{n-1} \cdot C_1(t - nT_c) \right]$$

[0039] 其中

[0040] A... 信号幅度

[0041] 对于 BPSK 信号形式而言:

[0042]  $a_n$ ... 通过 BPSK 同相信道的信号的第 n 个 PRN 片。

[0043]  $b_n$ ... 通过 BPSK 正交相位信道的信号的第 n 个 PRN 片。

[0044] L... PRN 码长

[0045]  $T_c$ ... 片周期

[0046] 对于 BOCs(m, n) (Binary Offset Carrier Sinus (二进制偏移载波正弦), 其中 m = 子载波速率, 并且 n = 片速率) 或者 BOCc(m, n) (Binary offset Carrier Cosinus (二进制偏移载波余弦)) 而言, 所述信号形式被插入到码序列中。

[0047] 图 1 示出  $a_m$  在 BOCs 或 BOCc 情况下的值。

[0048] 相同的方案适用于 PRN 码  $b_m$ 。

[0049] 对于 BOCs 而言, PRN 码长为  $L \cdot \frac{n}{2m}$ , 并且  $T_c$  表示子片长度 ( $T_{\text{chipperiod}} \frac{n}{2m}$ ), 其中 L 是一个 PRN 码周期期间的子载波片的数目, 并且  $T_{\text{chipperiod}}$  是一个 PRN 片的长度。

[0050] 对于 BOCc 而言, PRN 码长为  $L \cdot \frac{n}{4m}$ , 并且  $T_c$  表示子片长度 ( $T_{chipperiod} \frac{n}{4m}$ )。

[0051] 在图 2A 至图 2C 中针对下列 BT 乘积示出 C0 和 C1:  $BT_c = 0.5$ ,  $BT_c = 0.3$ , 以及  $BT_c = 0.25$ 。

[0052] 基于对 GMSK 信号的复包络进行 Laurent 分解的基带导航接收机体系结构能够无关地生成同相信道的 PRN 码和正交相位信道的 PRN 码。

[0053] 在此原理是: 针对被传输到 I 信道或 Q 信道上的服务使用根据 Laurent 分解公式计算出的 C0 滤波器并且将该 C0 滤波器应用于所期望的 PRN 码, 以便形成用于对所传输的 CDMA 信号进行相关的参考信号。

[0054] 该体系结构设计基于下列信号:

$$[0055] \quad S_{Receiver} = \sum_{n=1}^L [a_n \cdot C_0(t - nT_c)]$$

[0056] 为了仅仅接收 Q 信道, 该接收机生成下列信号:

$$[0057] \quad S_{Receiver} = jA \sum_{n=1}^L \left[ b_n \cdot C_0 \left( t - nT_c - \frac{T_c}{2} \right) \right]$$

[0058] 为了接收 Q 信号和 I 信道, 该接收机生成下列信号:

$$[0059] \quad S_{Receiver} = \sum_{n=1}^L [a_n \cdot C_0(t - nT_c)] + jA \sum_{n=1}^L \left[ b_n \cdot C_0 \left( t - nT_c - \frac{T_c}{2} \right) \right]$$

[0060] 为了在多径环境下改善信号性能, 用 2 位对滤波器 C0 进行量化 (1 位用于大小, 1 位用于符号)。

[0061] 该体系结构可以非常简单地来实施。该体系结构改善多径环境中的性能, 并且提供对 I 相位和 Q 相位的严格分离, 使得单个服务对用户可用。

[0062] 根据本发明的实施方式, 提供一种用于接收信号的方法, 其中该信号是复信号并且被相位连续地调制并且与接收机生成的信号进行相关。所接收的信号以及接收机生成的信号基于伪随机码。在此, 接收机生成的信号的产生具有如下步骤: 产生伪随机码序列; 以及利用分解滤波器对该信号进行滤波。替代于分解滤波器, 其它的滤波器 - 诸如奈奎斯特滤波器、匹配滤波器 (Matched filter)、高斯滤波器等等 - 也是可行的。

[0063] 根据本发明的实施方式, 所述分解滤波器是 Laurent 分解滤波器, 并且只有 Laurent 分解滤波器的主分量得到使用。虽然也可以使用其它分量, 但是所述其它分量对于性能是可忽略的并且将不必要地提高接收机的复杂度。通过仅仅使用主分量, 可以在所接收的信号上传输两个无关服务时分开地接收单个服务。通过使用较高的 Laurent 分量, 将不再可能无关地接收这两个服务。

[0064] 根据本发明的实施方式, 从利用 1 位或多位被采样的模拟信号中产生所接收的信号。

[0065] 根据本发明方法的实施方式, 利用 1 位或多位对接收机生成的信号进行量化。通过该量化, 相关函数变得更尖, 由此减小由于多径传播造成的误差并且减小接收机的复杂

度。

[0066] 根据本发明的实施方式,所接收的信号包括两个彼此无关的伪随机码。接收机生成的信号同样包括所述两个伪随机码之一,并且在同相信道或者正交信道中被滤波。

[0067] 最后,经过滤波的信号与所接收的信号进行相关。因此,通过该相关,被包含在所接收的信号中的两个服务之中的恰好一个服务被检测到,而不必知道另一个服务的伪随机码。

[0068] 根据本发明的实施方式,所接收的信号包括第一伪随机码和与第一伪随机码无关的第二伪随机码。此外,所述接收机附加地生成包括第二伪随机码的第二信号,其中接收机生成的第一和第二伪随机码彼此无关地被生成。第一伪随机码在同相信道中通过第一分解滤波器被滤波,而第二伪随机码在正交信道中通过第二分解滤波器被滤波。经过滤波的第一伪随机码与所接收的信号进行相关,并且经过滤波的第二伪随机码与所接收的信号进行相关。

[0069] 由此添加接收机生成的信号的第二线路,该第二线路最后产生第二接收机生成信号,所述第二接收机生成信号含有第二服务的伪随机码。因此,第二服务也可以与第一服务无关地被接收。通过这种方式,第二服务可以与第一服务同时被接收以及被检测。也可以在这些服务之间切换或根据需要关闭这两个服务之一。

[0070] 根据本发明的实施方式,利用子载波来调制伪随机码。同样可以利用子载波来调制接收机生成的伪随机码。所述子载波例如可以是与所述伪随机码相比具有相同速率或更高速率的矩形信号,诸如 BOC 信号或者 BCS 信号。在此,其它的信号形式当然也是可能的。

[0071] 根据本发明的实施方式,所接收的相位连续的信号是用数据位调制的 GMSK 信号。更确切地说,如专业人员公知的那样,所述伪随机码与这些数据位相乘以及在可能的情况下与子载波相乘,并且由此产生的位序列被 GMSK 滤波。

[0072] 所接收的信号例如可以被分配给下列信号组之一:导航信号、通信信号、电视信号、无线电信号等等。

[0073] 根据本发明的实施方式,在这些信号上如上面已经阐述的那样分别传输两个服务。这些服务例如可以是免费服务(例如免费电视节目)、商业服务(例如付费电视)、安全相关的服务等等。这些服务类型的任意混合也是可能的,例如可以在一个信道、例如同相信道上免费接收具有正常质量的节目,并且在 Q 信道上作为付费节目接收 HDTV(HighDefinition Television(高清晰度电视))形式的相同节目。用户也可以切换到 HDTV 节目,并且仅当该用户观看高质量的该节目时才为此付费。

[0074] 根据本发明的实施方式,接收机生成的信号从存储在存储器中的预先定义的值中产生。也就是说,该信号不是实时地产生,而是作为已经存储在存储器中的值而存在。这简化了接收机设计,使得能够简单地改变信号并且允许快速的处理。也可以设想,通过该方法为整个接收机生成的信号产生如下的值:这些值可以存储在存储器中并且可以直接与所接收的信号进行相关。那样的话,在接收机中最后替代于信号生成支路而仅仅需要一个或多个可以从中调用这些值的存储器。

[0075] 根据本发明的实施方式,如图 6 所示,提供有一种用于接收相位连续的信号 604 的接收机 614,其中接收信号 604 基于两个无关的输入信号,其中第一输入信号是同相信号并且第二输入信号是正交信号。这些输入信号分别包括一个伪随机码。接收机 614 具有:接



收单元 606,其用于接收接收信号 604;以及第一信号发生器 608,其根据接收信号的两个伪随机码之中的第一个产生第一伪随机码信号。根据该实施方式,接收机 614 具有:第一分解滤波器 610,其对所产生的第一伪随机码信号进行滤波;以及第一相关器单元 612,其用于将经过滤波的第一伪随机码信号与接收信号 604 进行相关。

[0076] 由此,接收机 614 可以检测在所述接收信号上传输的两个服务之中的一个服务。

[0077] 对于上述方法的阐述类似地适用于所述接收机。

[0078] 根据本发明的实施方式,接收机 614 具有第二信号发生器 616,该第二信号发生器 616 根据接收信号的两个伪随机码之中的第二个产生第二伪随机码信号。此外,该接收机具有第二分解滤波器 618,该第二分解滤波器 618 对所产生的第二伪随机码信号进行滤波。另外,接收机 614 还具有第二相关器单元 620,该第二相关器单元 620 用于将经过滤波的第二伪随机码信号与接收信号 604 进行相关。

[0079] 由此,接收机 614 可以同时或选择性地接收和检测利用接收信号 604 所传输的两个服务。

[0080] 根据本发明的实施方式,相关器单元 612 和 620 包括下列相关器类型中的至少之一:

[0081] - 早迟 (Early-Late) 相关器

[0082] -Delta 相关器

[0083] - 多重相关器

[0084] 在此,也应将多重相关器理解成例如仅仅检测准时的信号的相关器或者例如具有 n 个早支路和 n 个迟支路的相关器。

[0085] 根据本发明的实施方式,信号发生器 608 和 616 包括至少一个包含预先定义的信号值的存储器。

[0086] 根据本发明的实施方式,接收机 614 具有用于利用 1 位或多位对所接收的信号进行量化的量化单元和 / 或用于利用 1 位或多位对接收机生成的信号进行量化的量化单元。

## 附图说明

[0087] 在附图中示出并且在后面进一步阐述本发明的实施例。

[0088] 图 1 示出 BOC(Binary Offset Code(二进制偏移码))信号,

[0089] 图 2A-2C 示出根据本发明实施例的 Laurent 曲线,

[0090] 图 3A-3C 示出根据本发明实施例的量化效应,

[0091] 图 4 示出根据本发明实施例的多径信号,

[0092] 图 5 示出根据本发明实施例的接收机体系结构,

[0093] 图 6 示出根据本发明实施例的另一接收机体系结构。

## 具体实施方式

[0094] 下面根据实施例阐述本发明。

[0095] 图 5 中所示的接收机体系结构具有接收 I 信道以及 Q 信道的能力。为了接收 I 信道上的参考信号,只须实施路径 502、508、510、512、518。

[0096] 一旦已经产生参考信号,则该参考信号可以用于对发射机的信号进行相关。由此,

使用相关函数的每个接收机都可以使用该方案来接收 GMSK 信号。

[0097] 利用 PRN 码所调制的 GMSK 信号的相关函数不如相应的 BPSK(Binary Phase Keying(二进制相移键控)) 信号那么“尖锐”。出于该原因,该相关函数在多径环境中具有较差的性能。一种用于改善性能的方式是针对滤波器 C0 使用 2 位量化的参考信号。

[0098] 为了使相关变得尖锐,在采样 512 或 514 期间利用 2 位对滤波器 C0(516 或 518) 进行量化(1 位用于大小,1 位用于符号),其中实施方式同样被简化。图 3A 示出该经过量化的信号。

[0099] 通过这种方式,多径环境中的性能被改善。图 3B 示出了发射机的 BPSK 10 GMSK( $BT_c = 3$ ) 信号的互相关函数(Cross Correlation Function CCF),其中该信号在使用下列项目的情况下与相应的接收机参考信号进行相关:

[0100] - 其中 C0 和 C1 未量化的被准确传输的信号

[0101] - 其中仅仅 C0 未量化的信号

[0102] - 其中仅仅 C0 具有 2 位量化的信号

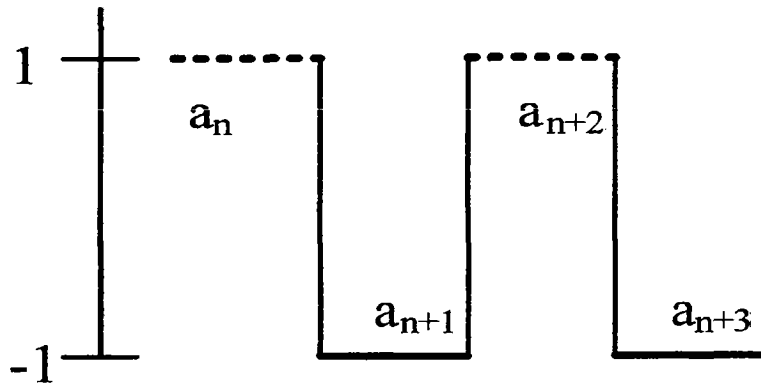
[0103] 由于使用仅仅 C0 未量化,功率损耗小于 0.1dB,并且在使用具有 2 位量化的 C0 的情况下小于 0.7dB。

[0104] 图 3C 示出 AWGN(Additive White Gaussian Noise(加性高斯白噪声)) 环境中在早迟间隔(Early-Late spacing) 为 0.5 片情况下的 BPSK 10 GMSK( $BT_c = 0.3$ ) 信号的码跟踪(code tracking) 示例。该示例示出:如本发明中所介绍的那样,该信号的产生类似于具有未量化的 C0+C1 滤波器或未量化的 C0 滤波器的更复杂结构。

[0105] 为了示出由于使用具有 2 位量化的 C0 的改善,针对这两种情况在图 4A(C0 未量化) 中以及在图 4B(C0 具有 2 位量化) 中示出多径包络。

[0106] 从图 4A 与图 4B 的比较中可见,图 4B 中的曲线更早衰减。在使用 2 位量化滤波器的情况下,在主信号之后 1.25 片处出现的多径对跟踪毫无影响。对于未量化的滤波器,情况并不如此。此外,在使用 2 位量化滤波器的情况下的误差大小也要稍微好一些。

### BOC<sub>s</sub> (2,1)



### BOC<sub>c</sub> (2,1)

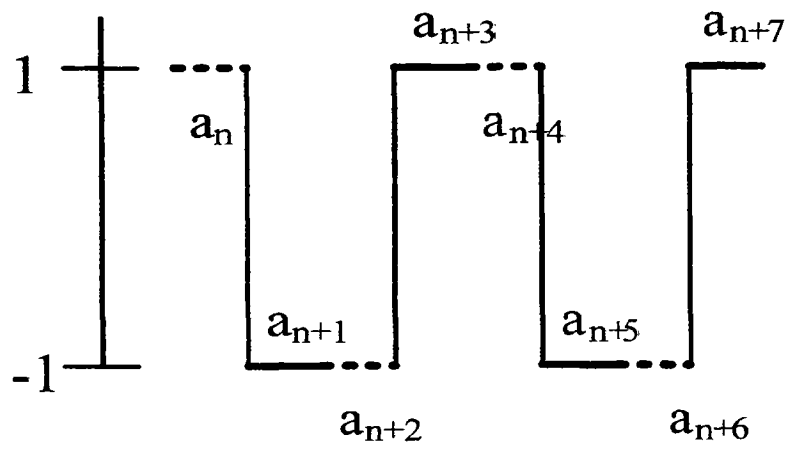


图 1

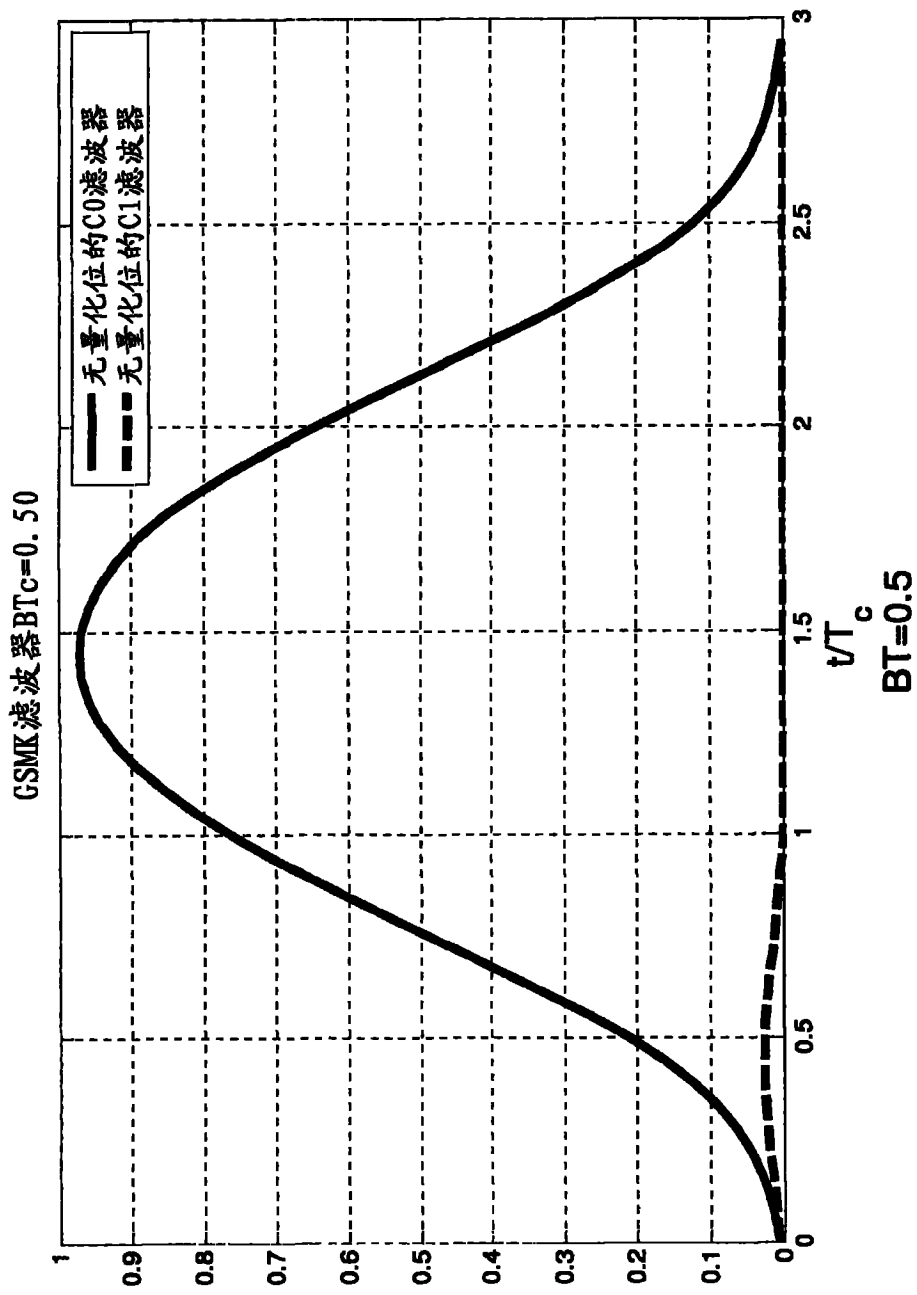


图 2A

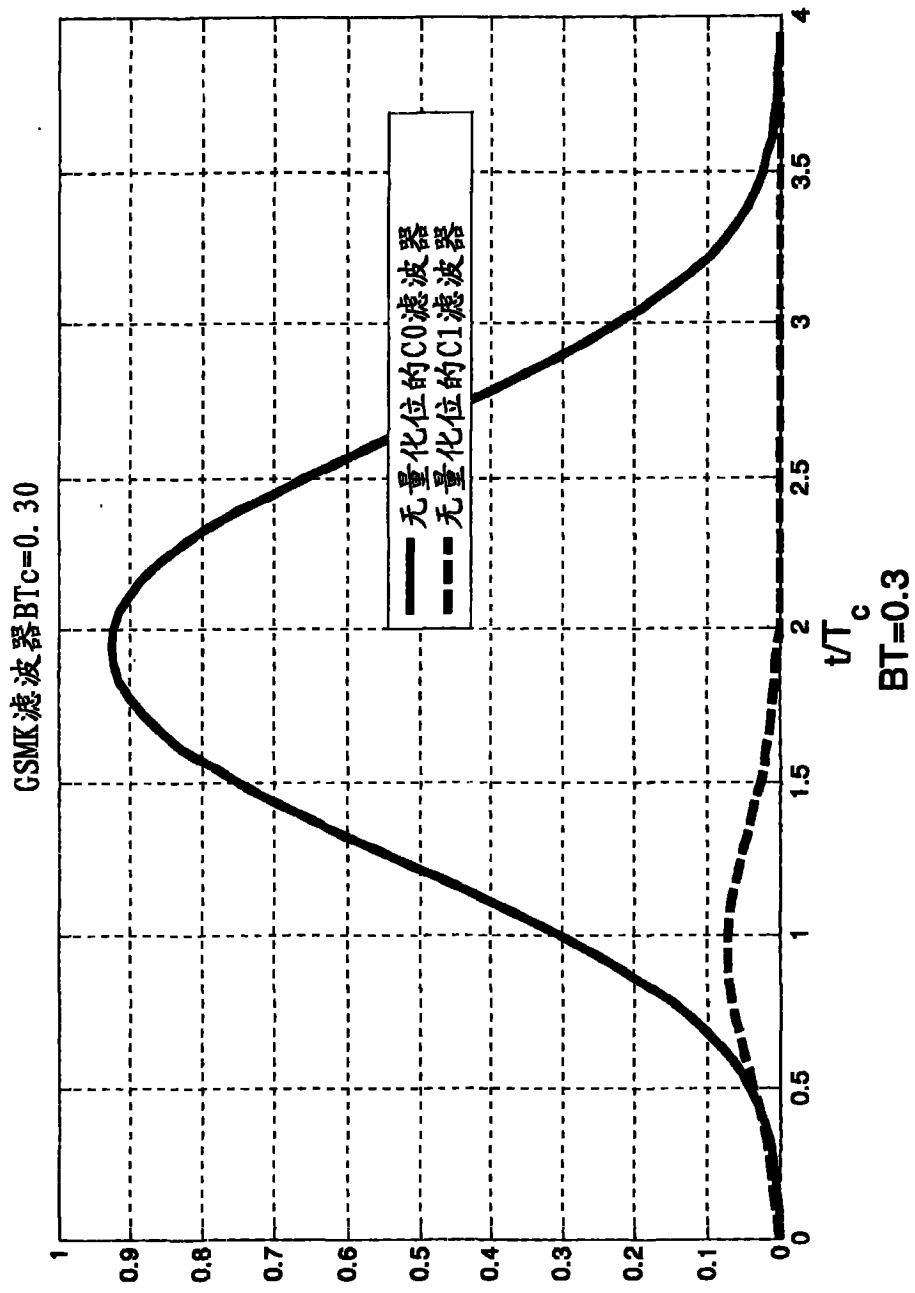


图 2B

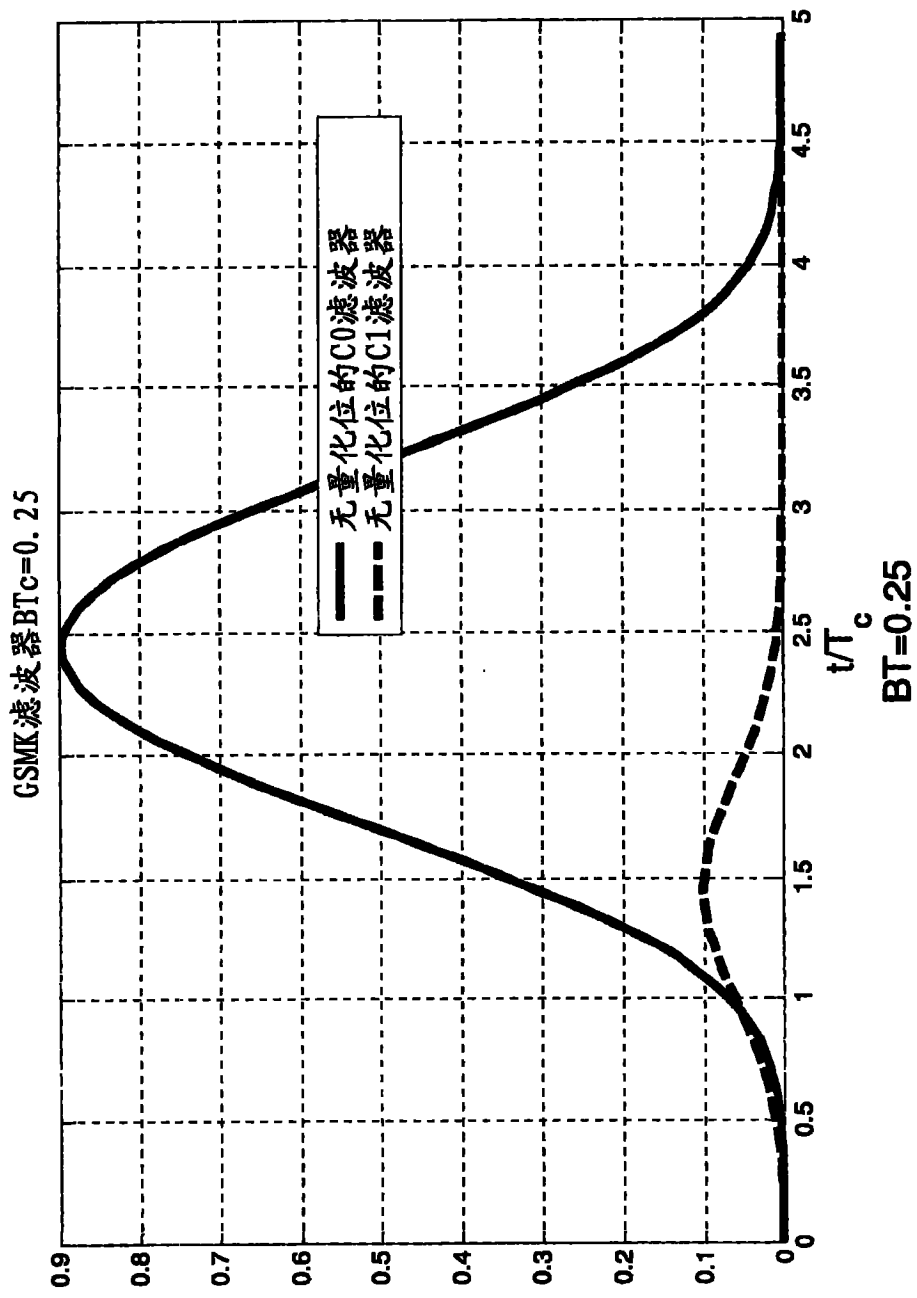


图 2C

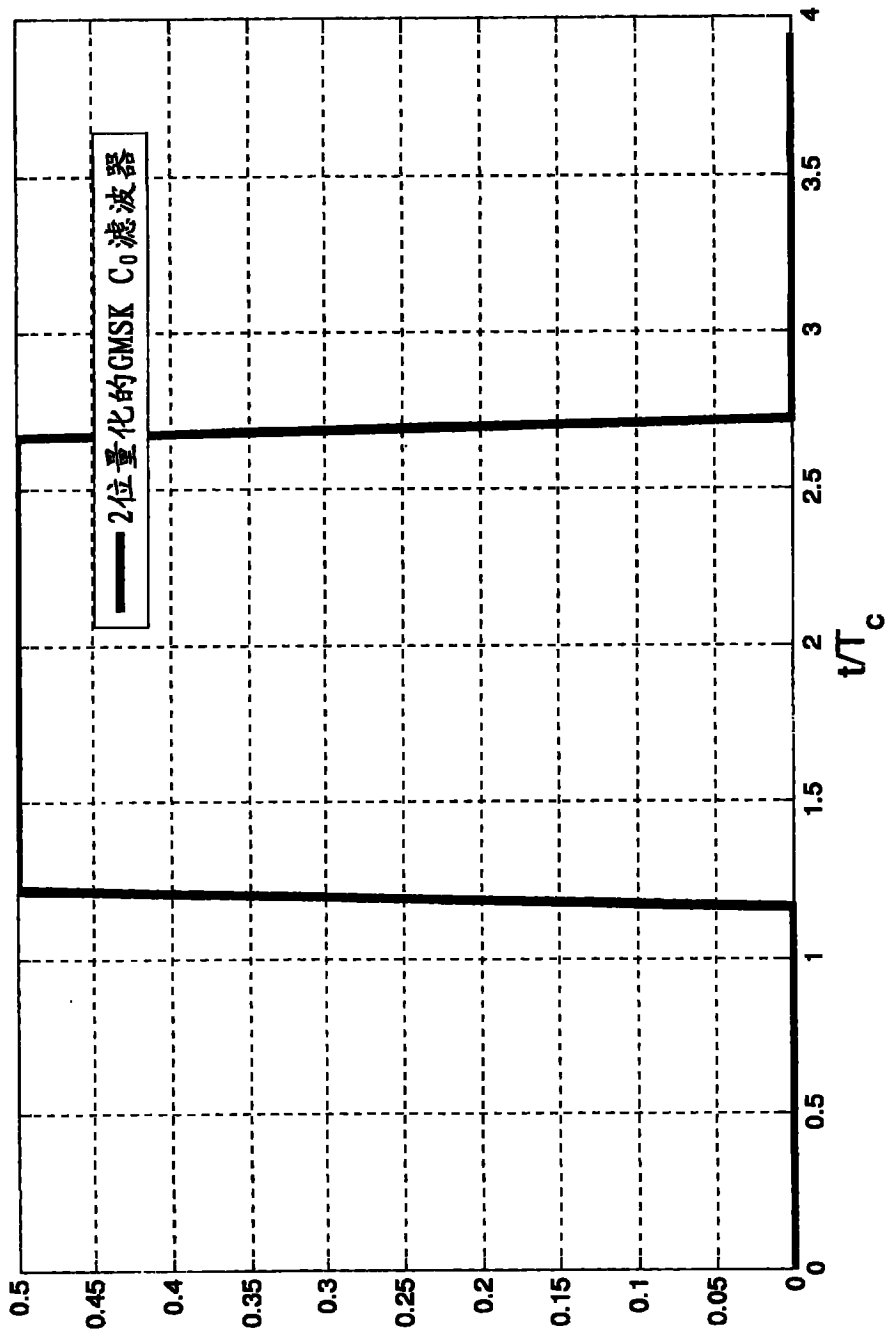


图 3A

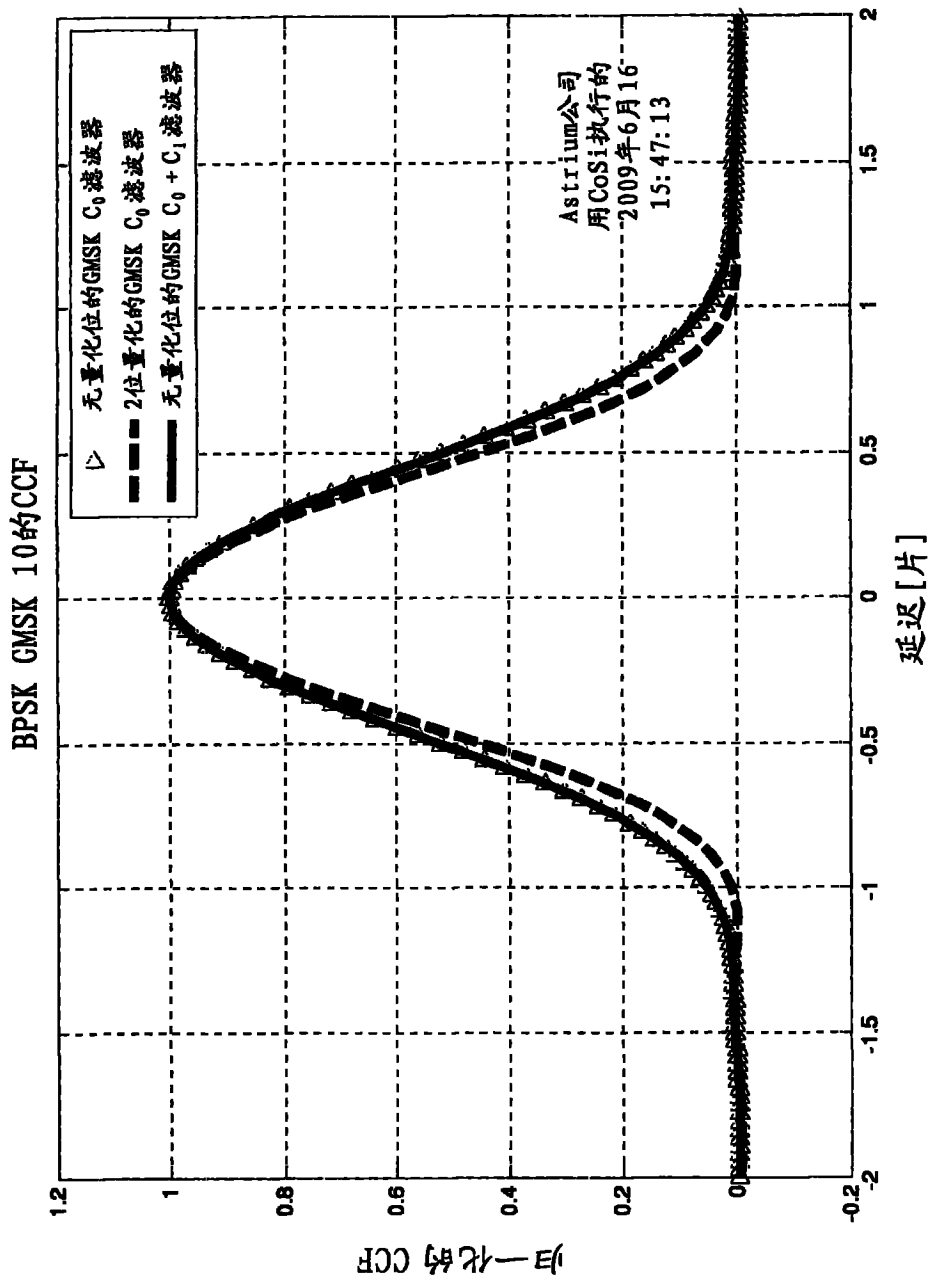


图 3B



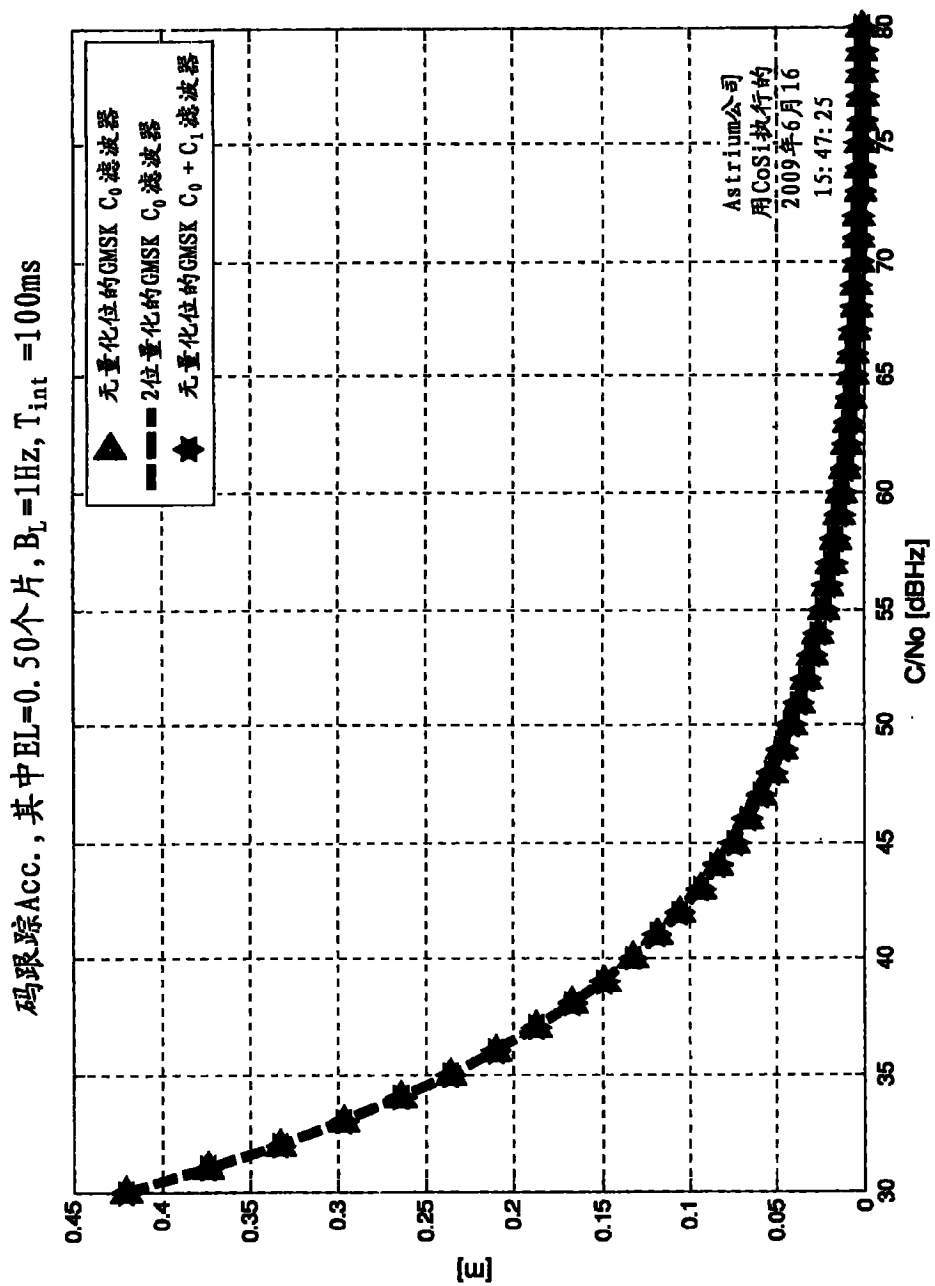


图 3C

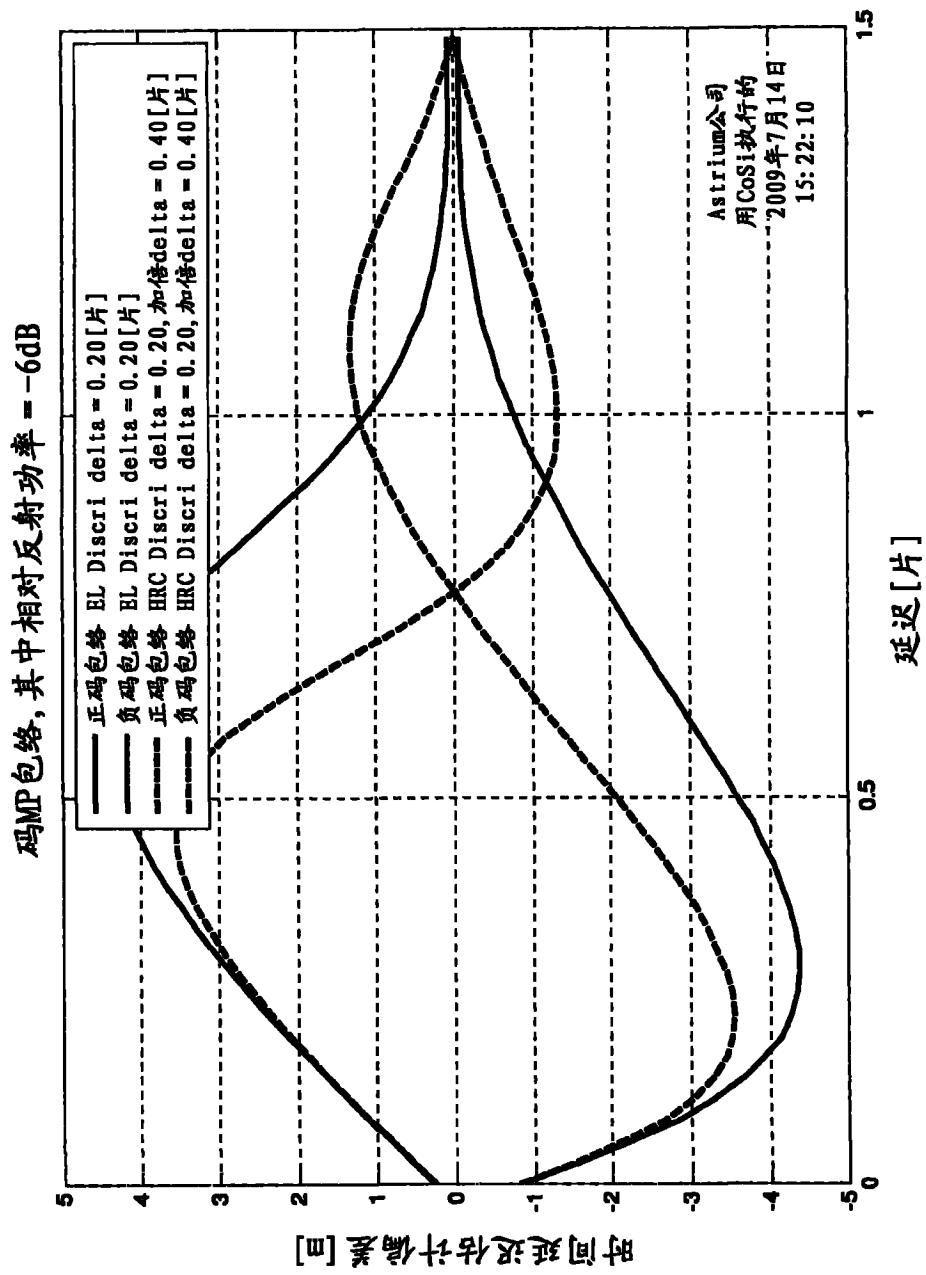


图 4A

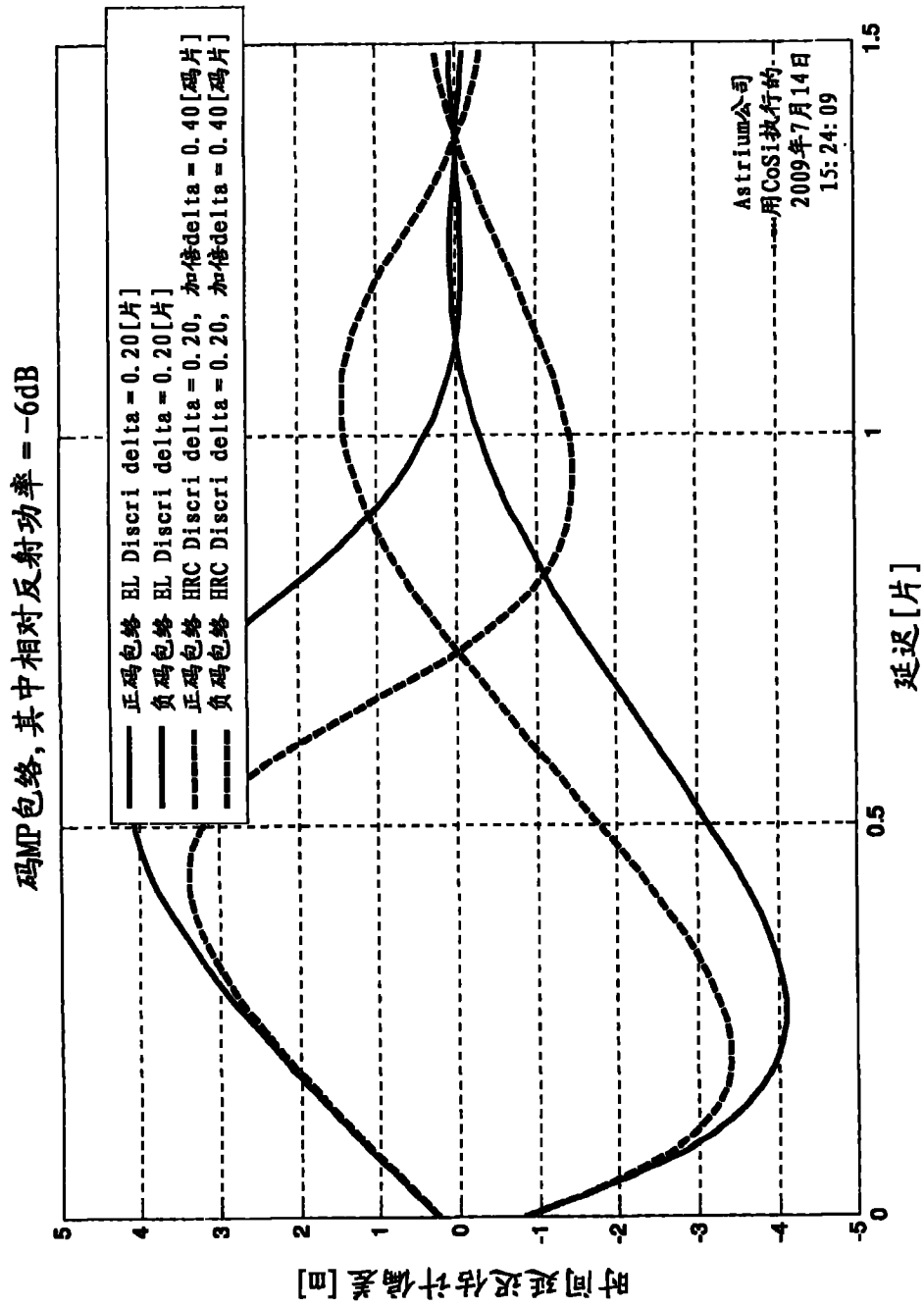


图 4B

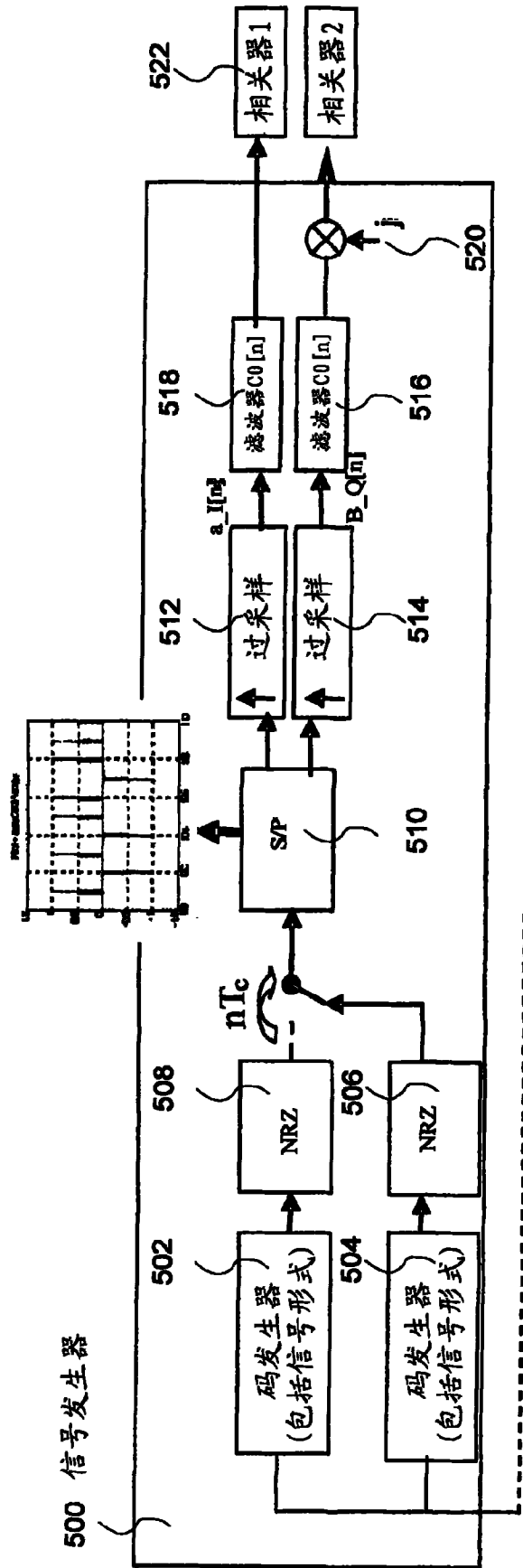


图 5

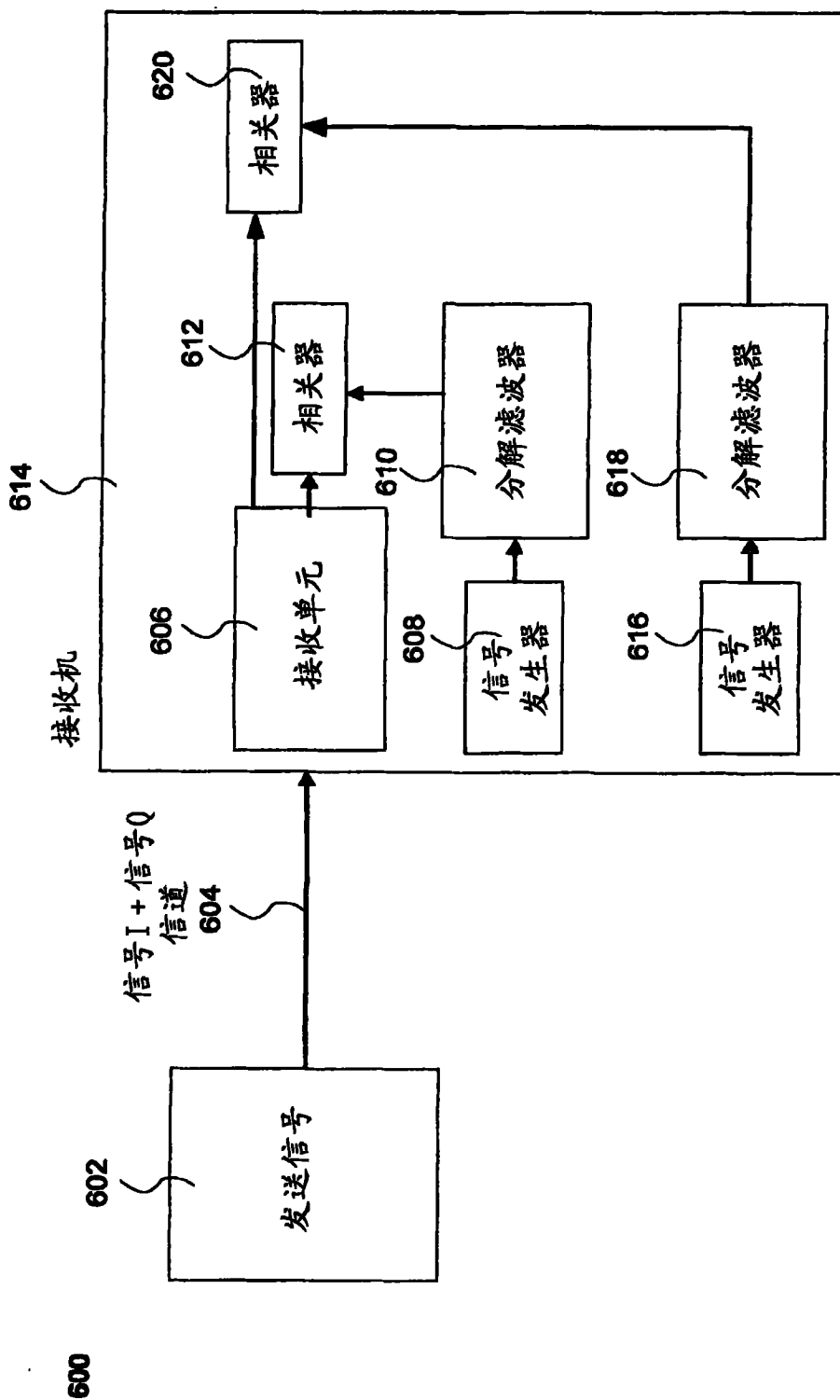


图 6