



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 102685047 A

(43) 申请公布日 2012. 09. 19

(21) 申请号 201210168754. 9

(22) 申请日 2012. 05. 25

(71) 申请人 京信通信系统(中国)有限公司  
地址 510663 广东省广州市科学城神舟路  
10 号

(72) 发明人 张航

(74) 专利代理机构 广州华进联合专利商标代理  
有限公司 44224  
代理人 王茹 曾旻辉

(51) Int. Cl.  
H04L 25/03(2006. 01)  
H04L 25/02(2006. 01)

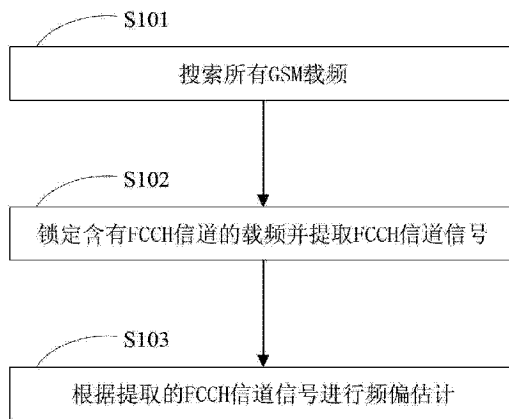
权利要求书 1 页 说明书 6 页 附图 2 页

(54) 发明名称

一种 GSM 频偏估计方法与系统

(57) 摘要

本发明公开了一种 GSM 频偏估计方法,包括步骤:搜索所有 GSM 载频;锁定含有 FCCH 信道的载频并提取 FCCH 信道信号;根据提取的 FCCH 信道信号进行频偏估计。该方法实时性强,计算精度高,且易于硬件实现,能准确地估计出 GSM 信号的频偏值,特别是能实时地估计出高速环境下 GSM 信号的多普勒频偏值。还公开了一种 GSM 频偏估计系统,包括载频搜索模块、FCCH 信道信号提取模块以及频偏估计模块。本发明公开的 GSM 频偏估计方法和系统可用在车载直放站上改善车厢内的信号质量,能有效降低掉话率,防止 GSM 信号出现脱网、不能正常呼叫和切换等现象。



1. 一种 GSM 频偏估计方法,其特征在于,包括以下步骤:  
搜索所有 GSM 载频;  
锁定含有 FCCH 信道的载频并提取 FCCH 信道信号;  
根据提取的 FCCH 信道信号进行频偏估计。
2. 如权利要求 1 所述的 GSM 频偏估计方法,其特征在于,所述锁定含有 FCCH 信道的载频并提取 FCCH 信道信号的步骤包括以下步骤:  
锁定平均功率最大的载频,在该平均功率最大的载频内对 FCCH 信道进行搜索;  
如果搜索 FCCH 信道成功,则提取 FCCH 信道信号,如果搜索不成功,则按照平均功率从大至小的顺序,锁定下一个载频,并在锁定的载频内对 FCCH 信道进行搜索,直至搜索成功,并提取 FCCH 信道信号。
3. 如权利要求 2 所述的 GSM 频偏估计方法,其特征在于使用了自相关算法对所述 FCCH 信道进行搜索。
4. 如权利要求 2 所述的 GSM 频偏估计方法,其特征在于使用了自适应门限算法对所述 FCCH 信道进行搜索。
5. 如权利要求 1 所述的 GSM 频偏估计方法,其特征在于,根据提取的 FCCH 信道信号,使用了对信号共轭相乘的方法进行频偏估计。
6. 如权利要求 1 至 5 中任一项所述的 GSM 频偏估计方法,其特征在于在所述根据提取的 FCCH 信道信号进行频偏估计的步骤之后还包括以下步骤:根据估计的频偏进行频率校正。
7. 如权利要求 6 所述的 GSM 频偏估计方法,其特征在于根据估计的频偏,使用了数字化的方式进行频率校正。
8. 一种 GSM 频偏估计系统,其特征在于,包括载频搜索模块、FCCH 信道信号提取模块以及频偏估计模块;  
所述载频搜索模块,用于搜索所有 GSM 载频;  
所述 FCCH 信道信号提取模块,用于锁定含有 FCCH 信道的载频并提取 FCCH 信道信号;  
所述频偏估计模块,用于根据提取的 FCCH 信道信号进行频偏估计。
9. 如权利要求 8 所述的 GSM 频偏估计系统,其特征在于包括频偏校正模块,用于根据估计的频偏进行频率校正。

## 一种 GSM 频偏估计方法与系统

### 技术领域

[0001] 本发明涉及 GSM 频偏估计领域,尤其涉及高速环境下 GSM 信号的多普勒频偏估计领域。

### 背景技术

[0002] 随着国家经济的发展,高速交通工具在我们的日常生活中得到广泛的应用。人们在高速移动环境下使用通信工具的需求越来越大,因此对高速环境下的网络质量要求也越来越高。在 2007 年全国铁路第六次大提速后,部分地区 GSM (Global System of Mobile Communication,全球移动通讯系统)网络出现了铁路覆盖区域掉话率大幅度上升及话音质量严重下降的现象。另外,目前高速铁路已经在全国得到普及。作为一种新出现的重要特殊场景,在已开通的高速铁路上的测试显示,部分路段的 GSM 信号出现了脱网、不能正常呼叫和切换以及掉话等现象。因此,如何在高速移动情况下保证良好的 GSM 网络服务质量成为运营商和设备商所关注的一个焦点。

[0003] 由于列车车厢良好的密闭性,导致 GSM 信号在无线传输过程中的车厢穿透损耗很大,通常达到 20dB 以上。通常情况下采用在车厢内安装直放站的方式来克服 GSM 信号的车厢穿透损耗。但因为普通的直放站没有频偏校正功能,因此无法克服高速移动环境下产生的 GSM 信号的多普勒频偏现象。

### 发明内容

[0004] 本发明公开了一种 GSM 频偏估计方法与一种 GSM 频偏估计系统,能实时地估计出 GSM 信号的频偏值,特别是能实时地估计出高速环境下 GSM 信号的多普勒频偏值,可用在车载直放站上改善车厢内的信号质量。

[0005] 一种 GSM 频偏估计方法,包括以下步骤:

[0006] 搜索所有 GSM 载频;

[0007] 锁定含有 FCCH (Frequency Correction Channel,频率校正信道)信道的载频并提取 FCCH 信道信号;

[0008] 根据提取的 FCCH 信道信号进行频偏估计。

[0009] 与现有技术相比,本发明提供的 GSM 频偏估计方法实时性强,计算精度高,能准确估计 GSM 信号的频偏值,特别是能准确估计高速环境下 GSM 信号的多普勒频偏值。在 GSM 信号内进行搜索,锁定 GSM 信号内平均功率最大的载频,使用自相关算法和自适应门限算法在该平均功率最大的载频内对 FCCH 信道进行搜索。如果搜索 FCCH 信道成功,则提取 FCCH 信道信号,如果搜索不成功,则按照平均功率从大至小的顺序,锁定下一个载频,并使用自相关算法和自适应门限算法在锁定的载频内对 FCCH 信道进行搜索,直至搜索成功,并提取 FCCH 信道信号。根据提取的 FCCH 信道信号,使用信号共轭相乘的方法进行频偏估计。该 GSM 频偏估计方法不仅降低了计算所需的运算量和存储量,而且易于硬件实现。

[0010] 一种 GSM 频偏估计系统,包括载频搜索模块、FCCH 信道信号提取模块以及频偏估

计模块；

[0011] 所述载频搜索模块,用于搜索所有 GSM 载频；

[0012] 所述 FCCH 信道信号提取模块,用于锁定含有 FCCH 信道的载频并提取 FCCH 信道信号；

[0013] 所述频偏估计模块,用于根据提取的 FCCH 信道信号进行频偏估计。

[0014] 与现有技术相比,本发明提供的 GSM 频偏估计系统,能实时估计出 GSM 信号的频偏值,特别是能实时地估计出高速环境下 GSM 信号的多普勒频偏值。可用在车载直放站上改善车厢内的信号质量,能有效降低掉话率,防止 GSM 信号出现脱网、不能正常呼叫和切换等现象。

#### 附图说明

[0015] 图 1 为 GSM 频偏估计方法的示意图；

[0016] 图 2 为车厢内安装车载直放站的结构示意图；

[0017] 图 3 为 FCCH 信道的信号格式示意图；

[0018] 图 4 为 GSM 频偏估计系统的结构示意图。

#### 具体实施方式

[0019] 请参阅图 1,本发明 GSM 频偏估计方法的示意图。本发明 GSM 频偏估计方法包括以下步骤：

[0020] S101 搜索所有 GSM 载频；

[0021] 优选的,搜索 GSM 载频的方法是计算每个载频的平均功率,根据平均功率的大小搜索各个载频。FCCH 信道所在载频是恒功率发射,不进行功率控制。

[0022] S102 锁定含有 FCCH 信道的载频并提取 FCCH 信道信号；

[0023] 优选的,根据步骤 S101 中搜索的 GSM 载频,锁定平均功率最大的载频。在该平均功率最大的载频内对 FCCH 信道信号进行搜索,如果搜索 FCCH 信道信号成功,则提取 FCCH 信道信号。如果搜索不成功,则按照平均功率从大至小的顺序,锁定下一个载频,并在锁定的载频内对 FCCH 信道信号进行搜索,直至搜索成功,并提取 FCCH 信道信号。

[0024] 由于 FCCH 信道信号经过 GMSK (Gaussian Minimum Shift Keying, 高斯滤波最小频移键控) 调制后的信号为正弦波,因此搜索 FCCH 信道信号实质是在锁定的载频内搜索一段正弦波。

[0025] 优选的,本发明 GSM 频偏估计方法使用自相关算法对 FCCH 信道信号进行搜索,使得 GSM 信号存在较大的频偏时,也能计算得到显著的相关峰,从而准确地确定 FCCH 信道信号的起始位置。

[0026] 使用自相关算法来搜索 FCCH 信道信号所调制成的正弦波时,根据以下的公式计算信号的自相关函数  $R_x(t)$ ：

$$[0027] \quad R_x(t) = \sum_{n=0}^{n=N} x(t+n)x(t+n+\tau) \quad (1)$$

[0028] 其中,  $x(t)$  为  $t$  时刻的信号,  $x(t+\tau)$  为  $x(t)$  延迟  $\tau$  后的信号,  $\tau$  为信号的延迟,  $N$  为滑动窗的长度。

[0029] 实现过程中对 I、Q 两路进行计算,即  $R_x(t) = R_I(t) + R_Q(t)$ 。由于 FCCH 信道信号经过 GMSK 调试后为 67.708kHz 的正弦波,而 GSM 信号的数据速率为 270.833kHz,即 FCCH 信道信号以 4bit 为一个周期。故将上式 (1) 中  $\tau$  设定为 4。又由图 3 知,FCCH 信道信号中数据长度为 142bit,故设定上式 (1) 中 N 为 142。如果 t 时刻为 FCCH 信道的起点,那么  $x(t+n)$  与  $x(t+n+4)$  为相位、幅度和频率均相同的正弦波,则  $R_x(t)$  为一个相关峰,搜索到了该相关峰就搜索到了正弦波的起点,也即确定了 FCCH 信道信号的起点。

[0030] 上式 (1) 所给出的自相关算法只能在 FCCH 信道信号出现时计算出一个相关峰,但该相关峰出现在什么时刻是未知的。由于 FCCH 每 10 帧,也即每隔 46.15ms 出现一次,因此可将按照上式 (1) 每次计算的自相关值都存储下来,然后从中搜索最大值。但这需要存储  $10 \times 8 \times 156.25$  个自相关值,存储量和运算量过大,而且实时性差。

[0031] 优选的,本发明 GSM 频偏估计方法使用自适应门限算法来搜索相关峰。在超过设定的门限值的范围内搜索相关峰,大大降低了运算量和存储空间需求,从而更易于硬件实现,实时性更强。门限值可通过下式来设定:

$$[0032] \quad THR_x(t_k) = \sum_{t=t_k}^{t=t_k+n} x(t_k)x(t_k) \quad (2)$$

[0033] 上式 (2) 表示在  $t_k$  时刻,长度为 n 的信号 x 的能量值。在上式 (1) 中,对于自相关函数  $R_x(t)$ ,当  $\tau \neq 0$  时,总有  $R_x(t)|_{\tau \neq 0} < THR_x$ ,但当  $t_k$  为 FCCH 信道信号的起点时,则有  $R_x = R_x(I) + R_x(Q) = 2R_x(t)|_{\tau=0} = 2THR_x$ 。因此,如果不是 FCCH 信道信号,门限值高于  $R_x$ ,当 FCCH 信道信号出现时,门限值将低于  $R_x$ 。由于门限值低于  $R_x$  的范围较小,因此在该范围内搜索相关峰的运算量和存储量较小。搜索到了相关峰后,即确定了 FCCH 信道信号的起点,因此可对 FCCH 信道信号进行提取。

[0034] S103 根据提取的 FCCH 信道信号进行频偏估计。

[0035] 在提取了 FCCH 信道信号后,需要根据该信号计算 GSM 信号的频偏。

[0036] 优选的,本发明 GSM 频偏估计方法使用信号共轭相乘的方法进行频偏估计,能精确地估计出 GSM 信号的频偏值,在信号较小时也能达到  $\pm 10\text{Hz}$  的估计精度,估计范围可达  $\pm 2115.9\text{Hz}$ 。

[0037] 假设提取到的 FCCH 信道信号为:

$$[0038] \quad R(t)|_{t=1 \sim 142} = \{S(t) \otimes h\} \cdot e^{j2\pi\Delta f t} + n(t) \quad (3)$$

[0039] 上式 (3) 中  $R(t)$  为提取到的 FCCH 信道信号,t 为  $1 \sim 142$ ,是 FCCH 信道信号的比特序号, $S(t)$  为发送的 FCCH 信道信号,h 为信号传输经过的信道模型, $\Delta f$  为收发两端的频率偏差, $n(t)$  为白噪声。

[0040] 将提取到的 FCCH 信道信号与发送的 FCCH 信道信号进行共轭乘法,其结果为:

$$[0041] \quad COR(t)|_{t=1 \sim 142} = R(t) \times S(t)^*$$

$$[0042] \quad = \{ \{ S(t) \otimes h \} \times e^{j2\pi\Delta f t} + n(t) \} \times S(t)^*$$

$$[0043] \quad = \{ S(t) \times S(t)^* \otimes h \} \times e^{j2\pi\Delta f t} + n(t) \times S(t)^*$$

$$[0044] \quad = |S(t)| \times e^{j2\pi\Delta f t} \otimes h + n(t) \times S(t)^*$$

[0045] 上式中  $n(t) \times S(t)^*$  为白噪声,忽略该白噪声的影响,为了消除信道的影响并计算

出频偏值,将  $COR(t)$  的前后平均分为两部分并共轭相乘:

$$[0046] \quad \sum_{t=1}^{71} COR(t) \times \sum_{t=72}^{142} COR^*(t) = \sum_{t=1}^{71} \{ |S(t)| \times e^{j2\pi\Delta f t} \otimes h \} \times \left\{ \sum_{t=72}^{142} \{ |S(t)| \times e^{j2\pi\Delta f t} \otimes h \} \right\}^*$$

$$[0047] \quad = |h| e^{-j2\pi\Delta f \times 71} \times \left\{ \sum_{t=1}^{71} |S(t)| \times e^{j2\pi\Delta f t} \times \left\{ \sum_{t=1}^{71} |S(t+71)| \times e^{j2\pi\Delta f t} \right\}^* \right\}$$

$$[0048] \quad = A \times e^{-j2\pi\Delta f \times 71}$$

[0049] 上式中, A 为常数,故可以求出频偏值  $\Delta f$  为:

$$[0050] \quad \Delta f = - \frac{\text{angle} \left\{ \sum_{t=1}^{71} COR(t) \times \sum_{t=72}^{142} COR^*(t) / A \right\}}{2\pi \times 71} \quad (4)$$

[0051] 上式 (4) 即为计算得到的 GSM 信号的频偏值。

[0052] 优选的,在根据上式 (6) 计算得到 GSM 信号的频偏值  $\Delta f$  后,还可根据  $\Delta f$  来调整 NCO (Numerical Controlled Oscillator, 数字控制振荡器) 的频率字,实现对 GSM 信号频偏的数字化校正。相对于模拟频偏校正中闭环控制 VCXO 的方式,数字化频偏校正使用开环控制的方式,控制链路简单,实时性强,校正精准。同时避免了模拟器件由于温飘、环境改变带来的校正误差。

[0053] 图 2 给出了车厢内安装车载直放站的结构示意图。直放站安装在设备车厢或车厢的通道上,其中施主天线从直放站引出,安装在车厢外面,用于接收铁路沿线的基站或 RRU 的信号。直放站将接收到的信号经过放大、滤波、频偏估计、频偏校正等处理后,通过泄露电缆覆盖到各节列车车厢。

[0054] 图 3 给出了 FCCH 信道(频率校正信道)的信号格式示意图,FCCH 信道属于 GSM 广播信道。从图 3 中可知,FCCH 信道由 156.25bit 组成,分别是前后 3bit 的尾比特,8.25bit 的保护间隔以及 142bit 的数据,其中尾比特和数据都是 0。FCCH 信道信号经 GMSK 调制后, I、Q 两路均为频率为 67.7083Hz 的正弦波,相邻符号的相位差为  $\pi/2$ 。FCCH 信道信号在 51 复帧结构中,每隔 10 帧出现一次,位于每帧的第一个时隙。

[0055] 请参阅图 4,本发明 GSM 频偏估计系统的结构示意图。GSM 频偏估计系统包括载频搜索模块 201、FCCH 信道信号提取模块 202 和频偏估计模块 203。

[0056] 所述载频搜索模块 201,用于搜索所有 GSM 载频;

[0057] 载频搜索模块 201 计算 GSM 信号内每个载频的平均功率,根据平均功率的大小来搜索各个载频。

[0058] 所述 FCCH 信道信号提取模块 202,用于锁定含有 FCCH 信道的载频并提取 FCCH 信道信号;

[0059] 根据载频搜索模块 201 搜索的 GSM 载频,FCCH 信道信号提取模块 202 锁定平均功率最大的载频。在该平均功率最大的载频内对 FCCH 信道信号进行搜索,如果搜索 FCCH 信道信号成功,则提取 FCCH 信道信号。如果搜索不成功,则按照平均功率从大至小的顺序,锁定下一个载频,并在锁定的载频内对 FCCH 信道信号进行搜索,直至搜索成功,并提取 FCCH 信道信号。

[0060] 优选的,FCCH 信道信号提取模块 202 使用自相关算法对 FCCH 信道信号进行搜索。

计算信号的自相关函数  $R_x(t) = \sum_{n=0}^{n=N} x(t+n)x(t+n+\tau)$ , 其中,  $x(t)$  为  $t$  时刻的信号,  $x(t+\tau)$

为  $x(t)$  延迟  $\tau$  的信号, 设定  $\tau$  为 4,  $N$  为滑动窗的长度, 设定  $N$  为 142。搜索 FCCH 信道信号起点的问题转化为了搜索自相关函数  $R_x(t)$  峰值的问题。在 GSM 信号存在较大的频偏时, FCCH 信道信号提取模块 202 仍能计算出显著的相关峰, 从而准确地确定 FCCH 信道信号的起点。

[0061] 上述自相关算法只能在 FCCH 信道信号出现时计算出一个相关峰, 但该相关峰出现在什么时刻是未知的。如果将每次计算的自相关值都存储下来, 再从中搜索最大值, 存储量和运算量过大, 而且实时性差。

[0062] 优选的, FCCH 信道信号提取模块 202 使用自适应门限算法来搜索相关峰。通过公

式  $THR_x(t_k) = \sum_{t=t_k}^{t=t_k+n} x(t_k)x(t_k)$  来设定门限值, FCCH 信道信号提取模块 202 在超过设定的门限值的

范围内搜索  $R_x(t)$  的相关峰。这样做的好处是大大降低了运算量和存储量, 易于硬件实现, 并且实时性更强。

[0063] 所述频偏估计模块 203, 用于根据提取的 FCCH 信道信号进行频偏估计。

[0064] 在 FCCH 信道信号提取模块 202 提取 FCCH 信道信号后, 频偏估计模块 203 根据提取的信号计算 GSM 信号的频偏。

[0065] 假设提取到的 FCCH 信道信号为  $R(t)_{t=1-142} = \{S(t) \otimes h\} \cdot e^{j2\pi\Delta f t} + n(t)$ , 其中  $R(t)$  为提取的 FCCH 信道信号,  $t$  为  $1 \sim 142$ , 是 FCCH 信道信号的比特序号,  $S(t)$  为发送的 FCCH 信道信号,  $h$  为信号传输经过的信道模型,  $\Delta f$  为收发两端的频率偏差,  $n(t)$  为白噪声。

[0066] 优选的, 频偏估计模块 203 使用对信号共轭相乘的方法进行频偏估计, 将提取到的 FCCH 信道信号与发送的 FCCH 信道信号进行共轭乘法:

$$[0067] \quad COR(t)_{t=1-142} = R(t) \times S(t)^*$$

$$[0068] \quad = \{ \{ S(t) \otimes h \} \times e^{j2\pi\Delta f t} + n(t) \} \times S(t)^*$$

$$[0069] \quad = \{ S(t) \times S(t)^* \otimes h \} \times e^{j2\pi\Delta f t} + n(t) \times S(t)^*$$

$$[0070] \quad = |S(t)| \times e^{j2\pi\Delta f t} \otimes h + n(t) \times S(t)^*$$

[0071] 其中  $n(t) \times S(t)^*$  为白噪声, 忽略该白噪声的影响, 为了消除信道的影响并计算出频偏值, 将  $COR(t)$  的前后平均分为两部分并共轭相乘:

$$[0072] \quad \sum_{t=1}^{71} COR(t) \times \sum_{t=75}^{142} COR^*(t) = \sum_{t=1}^{71} \{ |S(t)| \times e^{j2\pi\Delta f t} \otimes h \} \times \left\{ \sum_{t=72}^{142} \{ |S(t)| \times e^{j2\pi\Delta f t} \otimes h \} \right\}^*$$

$$[0073] \quad = |h| e^{-j2\pi\Delta f \times 74} \times \left\{ \sum_{t=1}^{71} |S(t)| \times e^{j2\pi\Delta f t} \times \left\{ \sum_{t=1}^{71} |S(t+71)| \times e^{j2\pi\Delta f t} \right\}^* \right\}$$

$$[0074] \quad = A \times e^{-j2\pi\Delta f \times 71}$$

[0075] 上式中  $A$  为常数, 故可求出频偏值  $\Delta f$  为:

$$[0076] \quad \Delta f = - \frac{\text{angle} \left\{ \sum_{t=1}^{71} \text{COR}(t) \times \sum_{t=72}^{142} \text{COR}^*(t) / A \right\}}{2\pi \times 71}$$

[0077] 上述频偏估计模块 203 使用对信号共轭相乘的方法进行频偏估计,能精确地估计出 GSM 信号的频偏值,在信号较小时也能达到  $\pm 10\text{Hz}$  的估计精度,估计范围可达  $\pm 2115.9\text{Hz}$ 。

[0078] 优选的,本发明 GSM 频偏估计系统还可包括频偏校正模块,用于根据估计的频偏进行频率校正。频偏校正模块根据计算得到的 GSM 信号频偏值  $\Delta f$  来调整 NCO 的频率字,实现对 GSM 信号频偏的数字化校正。相对于模拟频偏校正中闭环控制 VCXO 的方式,数字化频偏校正使用开环控制的方式,控制链路简单,实时性强,校正精准。同时避免了模拟器件由于温飘、环境改变带来的校正误差。

[0079] 以上所述的本发明实施方式,并不构成对本发明保护范围的限定。任何在本发明的精神和原则之内所作的修改、等同替换和改进等,均应包含在本发明的权利要求保护范围之内。



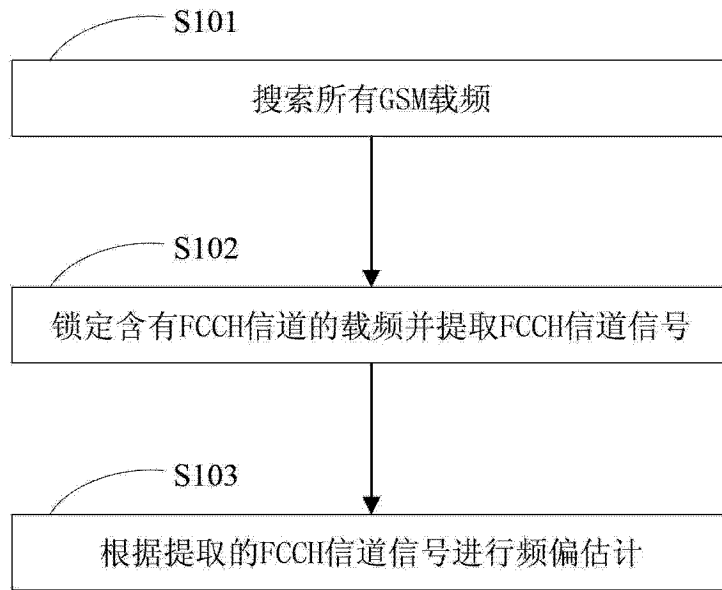


图 1

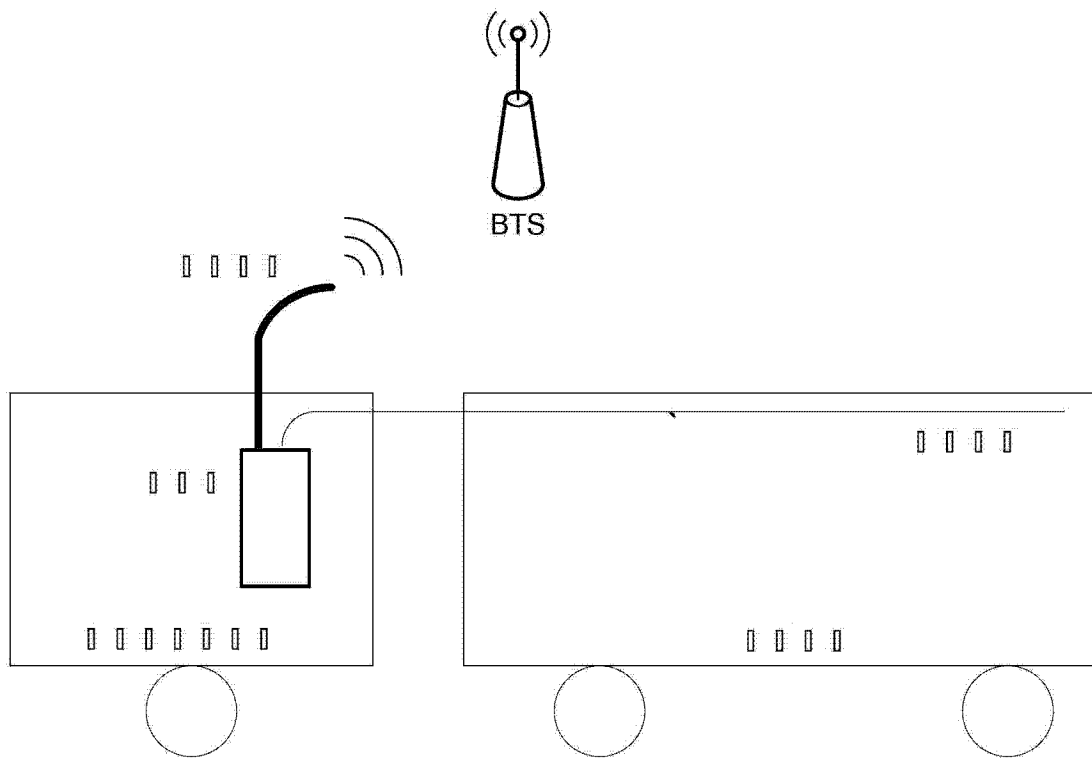


图 2

尾比特	数据	尾比特	保护间隔
3bit	142bit	3bit	8.25bit

图 3

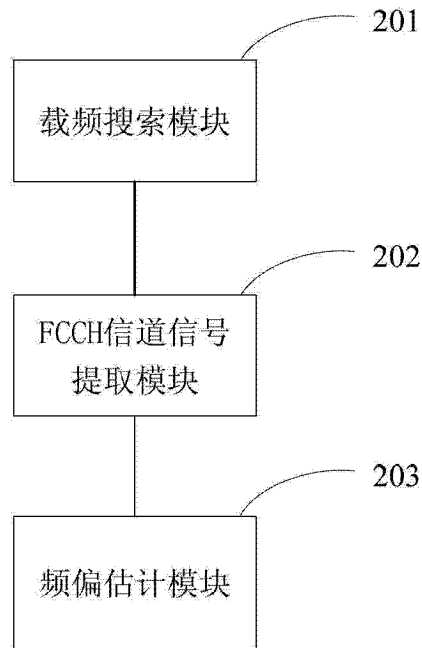


图 4