



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 103457602 A

(43) 申请公布日 2013. 12. 18

(21) 申请号 201310415144. 9

(22) 申请日 2013. 09. 12

(71) 申请人 电子科技大学

地址 611731 四川省成都市高新区(西区)西
源大道 2006 号

(72) 发明人 游飞 张渤海 童仁彬 和谦
何松柏

(74) 专利代理机构 成都蓉信三星专利事务所
(普通合伙) 51106

代理人 刘克勤

(51) Int. Cl.

H03L 7/18(2006. 01)

H04L 27/36(2006. 01)

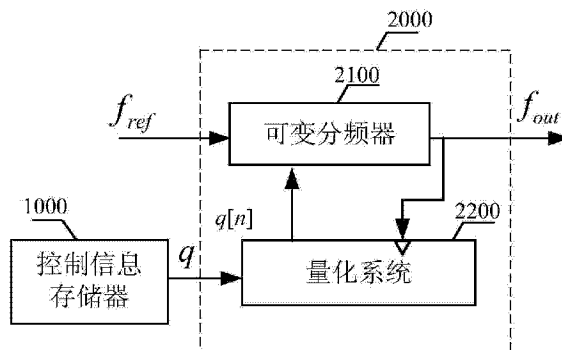
权利要求书1页 说明书5页 附图2页

(54) 发明名称

一种宽带信号相位调制器及其调制方法

(57) 摘要

本发明提供一种应用于极坐标发射机的宽带信号相位调制器及调制方法,包括控制信息存储器和直接数字频率合成器两部分。控制信息存储器的输出端连接直接数字频率合成器的控制端,通过控制分频参数实现相位调制。直接数字频率合成器基于时间平均思想合成小数分频信号,由可变分频器和量化系统组成。量化系统输出端连接可变分频器的分频控制端,实现分频值可调。可变分频器输出端连接量化系统的时钟控制端,保证量化系统输出信号瞬时频率只会在零交叉点处变化。量化系统采用一种有效的量化方法来减少直接数字频率合成器引入的分数杂散。由于本发明使用开环结构实现,因此调相信号的带宽不受环路限制。



1. 一种宽带信号相位调制方法,基于频率信号周期时间平均原理,采用直接数字频率合成方法,对参考频率信号 f_{ref} 进行可变分频,获得小数分频信号 f_{out} ,用相位控制信息 q 控制分频参数,实现相位调制。

2. 如权利要求 1 所述的宽带信号相位调制方法,其特征在于,所述直接数字频率合成方法的具体步骤是,对相位控制信息 q 进行量化处理,将基带调相信号转换成相位控制信号 $q[n]$;用该相位控制信号 $q[n]$ 控制可变分频的分频值 N ,获得小数分频信号 f_{out} ;当发射调相信号时,每经过一个信号周期 t_d 相位信息都会有一定的改变,记作 $\Delta\varphi$,信号的相位改变与频率改变满足:

$$\begin{aligned}\Delta\varphi &= \int_t^{t+t_d} 2\pi\Delta f dt \\ &= 2\pi\Delta f t_p\end{aligned}\quad (1)$$

直接数字频率合成器的输出频率改变量与分频值的关系为:

$$\Delta f = -\frac{f_{ref}}{N^2} \Delta N \quad (2)$$

$$\text{根据(1)、(2)两式可得} \Delta N = -\frac{\Delta\varphi N^2}{2\pi_p f_{ref}}, \quad (3)$$

由式(3)可以看出,分频值的改变量与调相信号的相位改变成比例关系且比例系数为常数,只与调制信号的周期 t_d ,参考信号频率 f_{ref} 和分频值 N 相关,因此,分频值的改变直接体现了相位信息的变化。

3. 如权利要求 2 所述的宽带信号相位调制方法,其特征在于,所述量化处理的详细步骤是,采用二进制数表示,将量化过程分为 m 级完成,每一级量化结果都是在前一级的量化输出上减半,若前一级量化输出为奇数则结果加 1 变为偶数再减半,即第 $n+1$ 级的输出为 $x_{d+1}[n] = (x_d[n] + s_d[n])/2$,通过选择 $s_d[n]$ 的值保证 $x_d[n] + s_d[n]$ 是偶数;该 m 级连续量化的传输函数为:

$$\begin{aligned}q[n] &= \frac{2^m q + \sum_{d=1}^m 2^{d-1} s_d[n]}{2^m} \\ &= q + \sum_{d=1}^m 2^{d-1-m} s_d[n] \\ &= q + s[n]\end{aligned}$$

4. 如权利要求 2 所述的宽带信号相位调制方法,其特征在于,所述分频值 N 满足:

$$N = M + q[n]$$

式中 M 是整数分频部分;其中量化输出 $q[n]$ 满足 $M + q[n] > 0$ 这一条件,使分频值 N 总是正整数。

5. 如权利要求 2 所述的宽带信号相位调制方法,其特征在于,所述频率合成的输出信号作为量化处理的时钟频率,保证 $q[n]$ 瞬时频率只会在零交叉点处变化。

6. 一种宽带信号相位调制器,包括控制信息存储器和直接数字频率合成器,所述直接数字频率合成器包括可变分频器和量化系统,所述可变分频器的输入为参考信号 f_{ref} ,输出为可变分频信号 f_{out} ,所述控制信息存储器输出相位控制信息 q ,由量化系统转换成相位控制信号 $q[n]$,输入可变分频器控制其分频值 N ,使其输出小数分频信号 f_{out} 。

一种宽带信号相位调制器及其调制方法

技术领域

[0001] 本技术涉及无线通信技术领域,尤其涉极坐标发射机的相位调制技术。通过使用一种开环相位调制结构,使得调相信号的带宽不受系统环路限制。

背景技术

[0002] 与传统的使用 I/Q 正交调制的笛卡尔发射机相比,从 EER 发射机演化而来的极坐标发射机以其高效率和易于集成等优势而获得大量深入的研究。极坐标发射机与直角坐标发射机不同,需要将 I/Q 直角坐标信息转换成极坐标 ρ / θ 信息后分别进行放大,最后再合并成直角坐标调制信号发射,因此对发射信号的幅度、相位信息进行分离是十分必要的步骤。幅相信号分离过程在基带进行,幅度和相位信息的提取是通过对 I/Q 数据的非线性变换获得,而通过非线性运算得到的幅度和相位信号的带宽会比 I/Q 基带信号带宽更大,一般而言,相位信息的带宽会扩展到 10 倍以上。

[0003] 对分离出来的相位信号进行调制主要有正交调制和锁相环调制两种方案。正交调制是将相位信息调制到载波上,该方案结构比较复杂,外电路结构繁多,而且会受到相位、幅度不平衡,本振泄露等正交调制器的自身性能影响。锁相环相位调制由于其高集成度、高频率稳定性等优势而成为当前主流的相位调制技术。

[0004] 然而基于锁相环的相位调制方式也存在一些缺点:在调制过程中需要对压控振荡器进行精确频率控制以防止相位误差累计;锁相环分频比极高,使得输出信号相位噪声指标下降。另外,为了满足输出信号的噪声和稳定性,锁相环的环路带宽必须尽量窄,但正如上文所述,幅相信号分离会使相位信号带宽扩展到基带信号的 10 倍以上,因此,过窄的带宽又不能满足调相信号的宽带要求。

[0005] 针对传统相位调制存在的这些问题,业界提出多种解决方案,例如,为使调制器具有良好的低频特性,可用采用两点调制技术,在锁相环路的压控晶振端调入低频信号而在压控振荡器端调入高频部分。实际应用测试中该方法的调制特性在低端及高端都有较好的表现,但是在中间段存在一个断层,即在整個调制频段中不能很好地衔接。再如,可以采用数字预失真滤波器对环路滤波器进行线性补偿,然而加入的预失真器会增加电路的尺寸和重量,不利于现代通信终端的小型化,另一方面,简单的引入预失真技术对滤波器的插入和回波损耗产生一定的影响,并引起滤波器群延时的增大,恶化通信质量。另外,从压控振荡器的输出端求和节点处引入调相信号可以解决环路带宽限制问题,但是由此引发的求和节点输出阻抗不匹配会导致锁相环的输出杂散增大。

[0006] 由以上分析可以看出,传统调相方式的改进方案在一定程度上可以提高调制带宽,改善性能,但这些方案本身都存在一定缺陷,不能完全满足调相信号对电路高带宽的要求。因此,提出一些新的相位调制技术解决带宽和杂散等问题,对于极坐标发射机的发展具有十分重要的意义。

发明内容

[0007] 本发明要解决的技术问题是：提供一种能够应用于极坐标发射机中使调制信号带宽不受限制而且有效抑制分数杂散的相位调制方法及调制器，技术方案是：

[0008] 一种宽带信号相位调制方法，基于频率信号周期时间平均原理，采用直接数字频率合成方法，对参考频率信号 f_{ref} 进行可变分频，获得小数分频信号 f_{out} ，用相位控制信息 q 控制分频参数，实现相位调制。

[0009] 所述直接数字频率合成方法的具体步骤是，对相位控制信息 q 进行量化处理，将基带调相信号转换成相位控制信号 $q[n]$ ；用该相位控制信号 $q[n]$ 控制可变分频的分频值 N ，获得小数分频信号 f_{out} ；当发射调相信号时，每经过一个信号周期 t_d 相位信息都会有一定的改变，记作 $\Delta\varphi$ ，信号的相位改变与频率改变满足：

[0010]

$$\begin{aligned}\Delta\varphi &= \int_t^{t+t_d} 2\pi\Delta f dt \\ &= 2\pi\Delta f t_d\end{aligned}\quad (1)$$

[0011] 直接数字频率合成器的输出频率改变量与分频值的关系为：

$$\Delta f = -\frac{f_{ref}}{N^2} \Delta N \quad (2)$$

$$\text{[0013] 根据(1)、(2)两式可得} \Delta N = -\frac{\Delta\varphi N^2}{2\pi t_d f_{ref}}, \quad (3)$$

[0014] 由式(3)可以看出，分频值的改变量与调相信号的相位改变成比例关系且比例系数为常数，只与调制信号的周期 t_d ，参考信号频率 f_{ref} 和分频值 N 相关，因此，分频值的改变直接体现了相位信息的变化。

[0015] 所述量化处理的详细步骤是，采用二进制数表示，将量化过程分为 m 级完成，每一级量化结果都是在前一级的量化输出上减半，若前一级量化输出为奇数则结果加 1 变为偶数再减半，即第 $n+1$ 级的输出为 $x_{d+1}[n] = (x_d[n] + s_d[n])/2$ ，通过选择 $s_d[n]$ 的值保证 $x_d[n] + s_d[n]$ 是偶数；该 m 级连续量化的传输函数为：

$$\begin{aligned}\text{[0016] } q[n] &= \frac{2^m q + \sum_{d=1}^m 2^{d-1} s_d[n]}{2^m} \\ &= q + \sum_{d=1}^m 2^{d-1-m} s_d[n] \\ &= q + s[n]\end{aligned}$$

[0017] 所述分频值 N 满足：

$$\text{[0018] } N = M + q[n]$$

[0019] 式中 M 是整数分频部分；其中量化输出 $q[n]$ 满足 $M + q[n] > 0$ 这一条件，使分频值 N 总是正整数。

[0020] 所述频率合成的输出信号作为量化处理的时钟频率，保证 $q[n]$ 瞬时频率只会在零交叉点处变化。

[0021] 一种宽带信号相位调制器，包括控制信息存储器和直接数字频率合成器，所述直接数字频率合成器包括可变分频器和量化系统，所述可变分频器的输入为参考信号 f_{ref} ，输出为可变分频信号 f_{out} ，所述控制信息存储器输出相位控制信息 q ，由量化系统转换成相位

控制信号 $q[n]$, 输入可变分频器控制其分频值 N , 使其输出小数分频信号 f_{out} 。

[0022] 本发明的有益效果:

[0023] 本发明基于频率信号周期时间平均的思想, 输出信号的频率取决于一秒内信号最小周期的循环次数, 而不是信号遍历所有特征变化的循环次数。与理想周期信号在任意一秒内每个周期长度完全相等不同, 时间平均理论下得到的周期信号在一秒内可能会出现各个不同长度的周期, 这就意味着许多不同频率的信号在某一段较长时间里可以等效合成所需要的小数频率划分。

[0024] 进一步地, 可变分频器的输出只为量化系统提供时钟频率而不形成比较信号, 所以本发明结构没有反馈环路属于开环系统, 调相信号带宽不受电路环路带宽的限制, 而不需要在调制电路前向通路中的某一节点处注入调相信号, 环路不因为引入调相信息而被打破, 保证了主路的高稳定性。

[0025] 另外, 调相信息是从量化系统的输入端进入而不是在前向通路的某一节点处引入, 这样保证了主路完整性不被破坏, 电路稳定性极高, 并且极大地降低了频率合成器引入的分数杂散。

附图说明

[0026] 为了更加清楚地说明本发明的特征及其优点, 下面将参照附图对实施例进行详实地描述。其中:

[0027] 图 1 是本发明实施例提供的调相器结构框图。

[0028] 图 2 是本发明的调相流程图

[0029] 图 3 是本发明实施例提供的连续量化方法结构框图。

[0030] 图 4 是本发明实施例提供的连续量化单元具体实施框图。

[0031] 图 5 是本发明实施例的 16PSK 信号仿真调制星座图。

[0032] 图 6 是本发明实施例的 16PSK 信号仿真调制频谱图。

具体实施方式

[0033] 在下文中, 将参照本发明实施例的附图具体地描述本发明。

[0034] 如图 1 所示, 本应用于极坐标发射系统的宽带信号相位调制器, 包括控制信息存储器 1000 和直接数字频率合成器 2000。其中直接数字频率合成器 2000 由可变分频器 2100 和量化系统 2200 组成。电路采用 FPGA 实现, 加载 16QPSK 基带信号作为调相信号, 参考信号频率 f_{ref} 为 10GHz, 分频值在 4 ~ 5 之间变化, 输出频率 f_{out} 范围是 2 ~ 2.5GHz。

[0035] 如图 2 所示, 是本发明的调相流程图, 它是本发明的核心内容, 体现出调相方法的基本原理, 基于频率信号周期时间平均原理, 采用直接数字频率合成方法, 对参考频率信号 f_{ref} 进行可变分频, 获得小数分频信号 f_{out} , 用相位控制信息 q 控制分频参数, 实现相位调制, 具体步骤是, 对相位控制信息 q 进行量化处理, 将基带调相信号转换成相位控制信号 $q[n]$; 用该相位控制信号 $q[n]$ 控制可变分频的分频值 N , 获得小数分频信号 f_{out} ; 当发射调相信号时, 每经过一个信号周期 t_d 相位信息都会有一定的改变, 记作 $\Delta\varphi$, 信号的相位改变与频率改变满足:

[0036]

$$\begin{aligned}\Delta\varphi &= \int_t^{t+t_p} 2\pi\Delta f dt \\ &= 2\pi\Delta f t_p\end{aligned}\quad (1)$$

[0037] 直接数字频率合成器的输出频率改变量与分频值的关系为：

$$[0038] \quad \Delta f = -\frac{f_{ref}}{N^2} \Delta N \quad (2)$$

$$[0039] \quad \text{根据(1)、(2)两式可得 } \Delta N = -\frac{\Delta\varphi N^2}{2\pi_p f_{ref}}, \quad (3)$$

[0040] 由式(3)可以看出,分频值的改变量与调相信号的相位改变成比例关系且比例系数为常数,只与调制信号的周期 t_d ,参考信号频率 f_{ref} 和分频值 N 相关,因此,分频值的改变直接体现了相位信息的变化。

[0041] 可变分频器的输入为参考信号 f_{ref} ,输出是小数分频信号 f_{out} ,该可变分频器产生一个周期信号,该信号的周期是参考信号的 N 倍,其中 N 在不同的单位时间里是有变化的正整数,因此在每个最小单位时间里的信号输出都是参考信号的 N 分频。量化系统可以采用任意能有效抑制小数分频杂散的量化方法来实现,该系统的输入为相位控制信号 q ,输出是可变量化信号 $q[n]$,将该量化信号引入可变分频器中,由于分频值满足 $N = M + q[n]$,所以当整数分频部分 M 取某一定值时,随着量化系统输出 $q[n]$ 的不断改变, N 是一个不断变化的正整数。根据时间平均理论,在某较长时间周期内,只需对量化信号 $q[n]$ 加以控制,必然能使输出信号的频率在数值上等于输入参考频率的小数划分。其中量化输出 $q[n]$ 应满足 $M + q[n] > 0$ 这一条件,以保证分频值总是正整数。另外,上述频率合成器的输出将作为量化系统的时钟频率,保证 $q[n]$ 瞬时频率只会在零交叉点处变化。

[0042] 如图 3 所示,提供了量化系统 2200 的一种具体可实施的连续量化方法,该方法采用二进制数表示,将量化过程分为 m 级完成。每一级量化结果都是在前一级的量化输出上减半,若前一级量化输出为奇数则结果加 1 变为偶数再减半,即第 $n+1$ 级的输出为 $x_{d+1}[n] = (x_d[n] + s_d[n]) / 2$,可以通过选择 $s_d[n]$ 的值保证 $x_d[n] + s_d[n]$ 是偶数。因此 m 级连续量化器的传输函数为：

$$\begin{aligned}[0043] \quad q[n] &= \frac{2^m q + \sum_{d=1}^m 2^{d-1} s_d[n]}{2^m} \\ &= q + \sum_{d=1}^m 2^{d-1-m} s_d[n] \\ &= q + s[n]\end{aligned}$$

[0044] 在本实施例中 m 取 21,相位控制信息 q 乘以 2^{21} 取整之后用 24 位二进制数表示,最高位是符号位,然后开始 21 级量化,每经过一个量化器都会减少一位,最终量化输出信号 $q[n]$ 是三位二进制符号数。

[0045] 如图 4 所示,为连续量化器每一级量化模块 2210 的具体实现框图。包括:两个加法器 2211、2212,最低位舍弃模块 2213,组合逻辑 2214, D 触发器 2215 和伪随机数发生器 2216。伪随机数发生器 2216 的输出、D 触发器 2215 的输出和 $x_d[n]$ 三路信号形成组合逻辑 2214 的输入,组合逻辑 2214 的输出端与加法器 2211 的输入端相连,产生的 $s_d[n]$ 信号和上一级量化信号 $x_d[n]$ 是加法器 2211 的输入;加法器 2211 的输出端连接到最低舍弃位模块

2213 的输入端,最低舍弃位模块 2213 的作用是将二进制数 $x_d[n]+s_d[n]$ 的最低位舍弃,相当于右移一位达到数值减半的效果;组合逻辑 2214 的输出和 D 触发器 2215 的输出是加法器 2212 的两个输入端,加法器 2212 的输出端与 D 触发器 2215 相连。

[0046] 如图 5 所示,为 16PSK 信号仿真星座图。10-Mbps 信号的实际矢量端点分布和仿真结果基本重合,其中最差的 EVM 为 0.87%。

[0047] 如图 6 所示,为 16PSK 信号的仿真频谱图,可以看出,本实施例方案没有引进较大的杂散分量。

[0048] 以上所描述的实施例是本发明的一种实施例,而不是全部的实施例。虽然上文结合实施例详尽地阐述了本发明,但应当理解,对于本领域的一般技术人员在理解上述内容的基础上,可以依据本发明实施例的思想对具体实施方案进行更改,或者对某些部分进行同等替换和变型,因此,以上实施例是对本发明技术方案的具体展示和描述,不应理解为对本发明的限制。

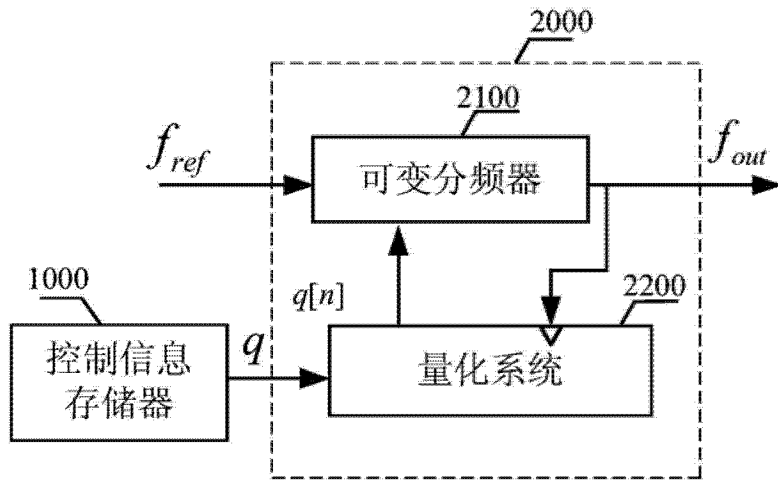


图 1

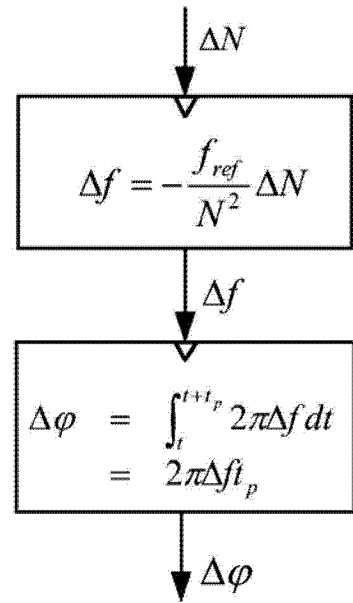


图 2



图 3

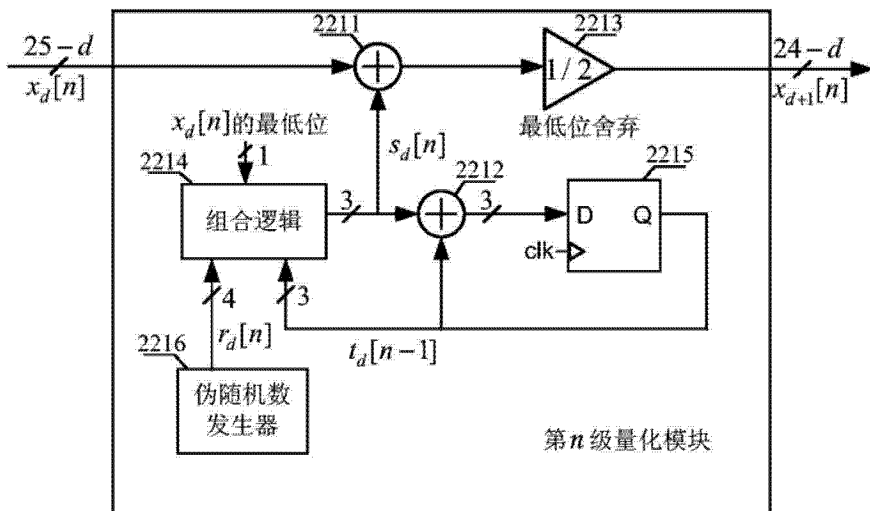


图 4

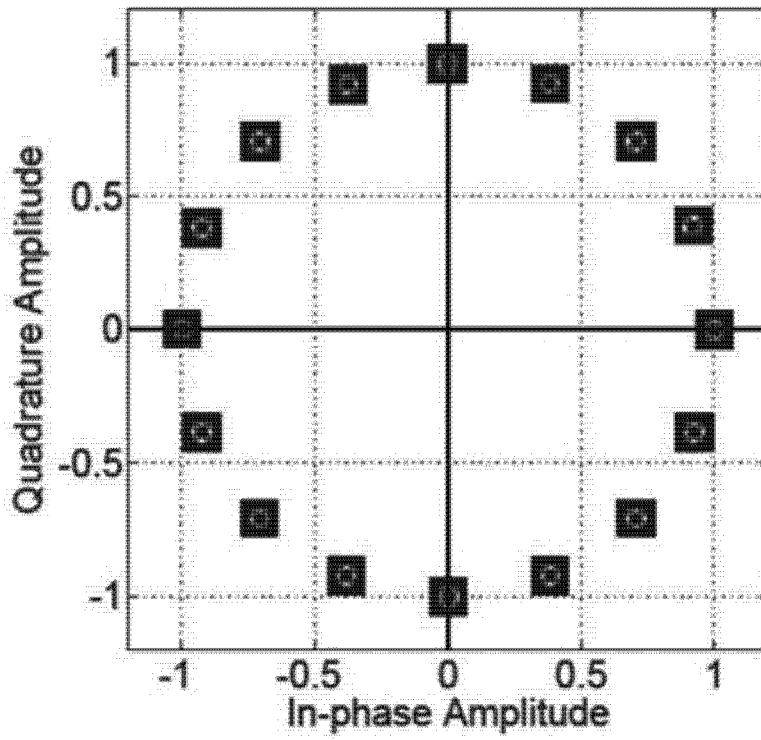


图 5

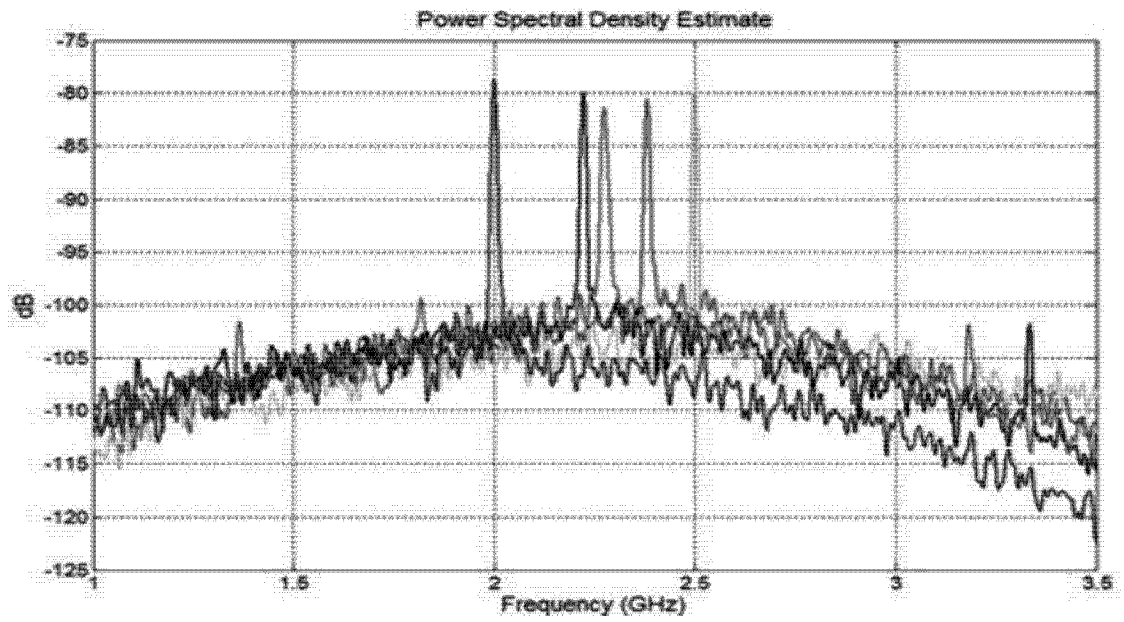


图 6