

文章编号: 1672-2892(2010)05-0521-06

导航信号的射频直接采样与数字下变频方法

陈媛, 常青, 于渊

(北京航空航天大学 电子信息工程学院, 北京 100191)

摘要: 研究导航信号的射频直接采样与数字下变频方法, 并对 1.2 GHz 和 1.5 GHz 2 个频点附近的导航信号进行了仿真验证。首先运用带通采样原理, 选择合适的采样频率完成对导航信号的射频直接采样, 然后结合积分梳状滤波器、半带滤波器, 对采样后的信号进行抽取滤波, 实现了降采样率的目的。最后, 通过 Matlab 对 5 个频点的导航信号进行了仿真验证, 完成了导航信号的射频直接采样并降低了采样率, 恢复且分离了原始导航信号, 从而验证了射频直接采样与数字下变频方法是可行的。

关键词: 导航信号; 带通采样; 数字下变频; 抽取; 积分梳状滤波器; 半带滤波器

中图分类号: TN911.7

文献标识码: A

RF direct sampling and digital down conversion to navigation signals

CHEN Yuan, CHANG Qing, YU Yuan

(School of Electronic and Information Engineering, Beihang University, Beijing 100191, China)

Abstract: A method for navigation signals down sampling was presented in this study by combining RF direct sampling and digital down conversion. An analysis of navigation signals at frequencies that close to 1.2 GHz and 1.5 GHz was performed. Firstly, bandpass sampling principle was used to select appropriate sampling frequency for the completion of RF direct sampling to navigation signals. Then cascaded integrator comb filter and Half-Band(HB) filter were adopted to carry out decimation filter to the sampled signals, thus realizing the purpose of reducing sampling frequency. Finally, the navigation signals of 5 frequencies were simulated in Matlab, RF direct sampling of the navigation signals was accomplished and the sampling frequency was reduced. The original navigation signal was recovered and separated. It proves the methods of RF direct sampling and digital down conversion are feasible.

Key words: navigation signals; bandpass sampling; digital down conversion; decimation; cascaded integrator comb filter; Half-Band filter

目前的导航接收机射频前端一般采用模拟多级下变频的结构, 其射频前端需要复杂的混频设计方案, 且容易产生虚假频率以及引入相位误差。射频直接采样的方法是对接收导航信号直接数字化, 它利用了软件无线电的思想, 将 A/D 尽可能靠近天线。数字下变频的作用是把经 A/D 后产生的高速率高频宽带数字信号变化为低速率的基带信号^[1], 以便后续处理。射频直接数字化用软件完成了尽可能多的信号处理功能, 并且具有所需器件少、成本低、功耗低、容易取得更高性能的优点。目前, 射频直接采样和数字下变频主要有 2 种实现方式: 一种是文献[2]中 Brown 首先提出的选择较高采样率对接收信号直接采样, 并运用抽取滤波方法降采样率的 GPS 接收机, 文中提出了 800 MHz 的 A/D 采样速率, 但受当时器件限制, 此方法实现难度大; 另一种是选择较低的采样率, 对某个或者某几个窄带卫星信号通过直接采样完成数字下变频, 文献[3]和文献[4]应用此方法并证明了射频直接采样具备与模拟射频前端多级下变频一样的性能。本文利用文献[2]中的设计思想, 选择合适的采样率对接收 5 路导航信号进行直接射频采样, 然后利用多相滤波器结构、积分梳状滤波器、半带滤波器与 FIR 滤波器详细设计抽取滤波网络, 降低信号采样率, 实现各路信号的分离和下变频。

收稿日期: 2010-04-02; 修回日期: 2010-08-09

项目: 国家“863 计划”资助项目(2007AA12Z336, 2009AA12Z313); 国家自然科学基金资助项目(60872062); 航天科技创新基金资助项目(2009-06)

1 射频直接采样的采样率选择

运用带通采样原理对接收导航信号进行射频直接采样,是实现导航信号直接数字化的首要步骤。本文拟接收GPS的L1,L2频点,Galileo的E2,E5a,E6频点的导航信号,要求对接收的导航信号进行射频直接采样,数字下变频将5路信号分离并将输出各路信号采样频率降低。考虑到信号分离后单个信号的带宽,降低的采样率要大于2倍带宽以上,且在保证信号质量的前提下,降低后的采样速率要与后面处理信号的捕获跟踪程序相匹配以利于硬件实现,所以本文选择将射频直接采样后的采样频率降低到62 MHz。接收导航信号的载波频率和调制的伪码速率如表1所示,其中E6由3种信号调制:1个BOC(10,5)信号,2个5.115 Mc/s的BPSK信号。

表1 接收导航信号的载波频率与伪码速率
Table1 Carrier frequency and PN code rate of the received navigation signal

navigation signal	L1 C/A	L2 P(Y)	E2	E5a	E6
carrier frequency /MHz	1 575.42	1 227.6	1 560.075	1 176.45	1 278.75
PN code rate /MHz	1.023	10.23	2.557 5	10.23	5.115

根据Nyquist采样定理,对于频带为 $(0, f_{\max})$ 的低通连续信号,要使其采样后能不失真地还原,采样频率必须大于信号最高频率 f_{\max} 的2倍^[5]。但当带通信号的频率分布在某一有限的频带 (f_L, f_H) 上时,由于带通信号本身的带宽并不一定很宽,那么可以运用带通采样定理完成对信号的采样。确定带通信号采样频率的公式为^[6]:

$$\frac{2f_H}{n} \leq f_s \leq \frac{2f_L}{n-1}, \quad 2 \leq n \leq N \quad (1)$$

式中 $N = [(f_H/B)]$,符号 $[\cdot]$ 表示向下取整, B 为信号带宽,即 $B = f_H - f_L$ 。

针对表1中列出的5路导航信号频谱分布关系,本文首先确定射频直接采样的采样频率。1)射频直接采样后,运用数字下变频的方法将采样频率降低到62 MHz,为了能够进行整数倍抽取,考虑选择62 MHz的整数倍频率作为射频直接采样频率;2)接收到的5路导航信号中,E5a,L2 P(Y),E6信号的频谱相距很近,可以看成是一个信号,记为a;同理E2,L1 C/A频点的信号可以看作另一个信号,记为b,如图1所示;3)由于信号a的带宽较宽,为127.875 MHz(1 166.22 MHz~1 294.095 MHz),运用式(1)对其进行带通采样,然后,用相同的采样频率对信号b进行采样。要满足信号a与信号b频谱无混叠。

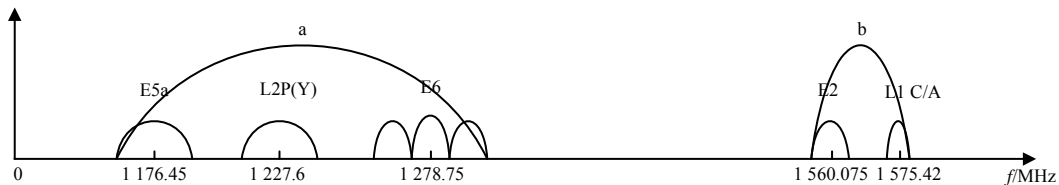


Fig.1 Schematic diagram of the grouped signal
图1 信号分组示意图

将信号a的 f_H 代入式 $N = [(f_H/B)]$,确定 n 的取值范围为: $2 \leq n \leq 10$ 。对于每一个 n ,确定采样频率 f_s 的取值范围。在 f_s 范围中选择62 MHz整数倍的采样频率对信号a和b进行频谱搬移,当搬移后频谱不混叠时,把此采样频率作为射频直接采样的备选频率。例如:当 $n=4$ 时, f_s 的取值范围是 $647.0475 \text{ MHz} \leq f_s \leq 777.48 \text{ MHz}$ 。其中,包含两个62 MHz整数倍的采样频率,分别为682 MHz(11倍),744 MHz(12倍)。

本文将射频直接采样的频率确定为744 MHz。这是因为用此采样频率进行射频直接采样,频谱无混叠,并且进行 $D=12=3 \times 2^2$ 倍抽取后,即能将采样率降低到62 MHz。其中,抽取因子 D 可分解为 3×2^2 ,采取分级抽取降低采样率的方法亦可实现。而且,采样后的频谱分布中,信号a与信号b相距很远,仍然可以当作2个单独的信号来处理。采样后的信号频谱分布示意图如图2所示,在图2中画出了采样后离基带最近的信号频谱分布。

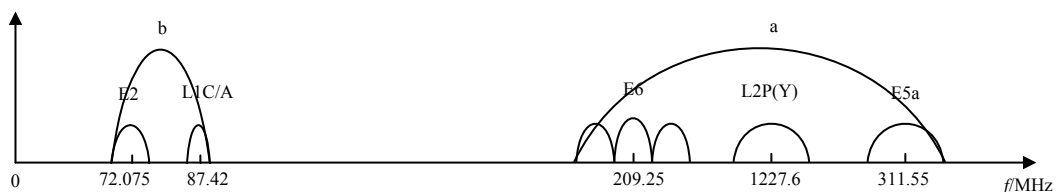


Fig.2 Frequency spectrum distribution diagram of the signal after sampling by 744 MHz
图2 744 MHz采样后的信号频谱分布示意图

2 抽取滤波网络

2.1 抽取原理

当输入信号的采样率太大时,为了减少数据量以便于处理和计算,就要对输入数据每隔 $D-1$ (D 为整数) 个数抽取一个,这就是整数倍抽取。其中 D 称为抽取因子。设原始输入信号为 $X(n)$,抽取后的信号为 $X_D(m)$,则抽取后的信号表示为: $X_D(m) = X(mD)$ 。

抽取后,信号的频谱发生了变化,即:

$$X_D(e^{j\omega}) = \frac{1}{D} \sum_{k=0}^{D-1} X[e^{j(\omega-2\pi k)/D}] \quad (2)$$

文献[7]对式(2)给出了严格的推导过程。由式(2)可以看出,抽取之后信号的频谱 $X_D(e^{j\omega})$ 为抽取前信号频谱的频移和 D 倍展宽后的 D 个频谱的叠加和。如果先用一个数字低通滤波器(带宽为 π/D),对原始信号进行滤波,使原始信号的频谱中只含有小于 π/D 的频谱存在,再进行 D 倍抽取,那么抽取后的频谱就不会发生混叠。

常用的抽取滤波器包括半带(HB)滤波器、积分梳状(Cascade Integrator Comb, CIC)滤波器。HB 滤波器是一种特殊的低通 FIR 数字滤波器,特别适合于 2 倍抽取($D=2$),并且 HB 滤波器的长度为奇数,其冲激响应 $h(k)$ 为实数且为偶对称,也就是 HB 滤波器的冲激响应 $h(k)$ 除了零点不为零外,在其余偶数点全为零。所以采用 HB 滤波器来实现采样率变换时,只需一半的计算量,有很高的计算效率。当实际的抽取倍数不是 2 的幂次方,如 $D=24=3 \times 2^3$,此时就需要用到积分梳状滤波器进行 3 倍抽取。积分梳状(CIC)滤波器的冲击响应有如下的形式^[8]:

$$h(n) = \begin{cases} 1, & 0 \leq n \leq D-1 \\ 0, & \text{others} \end{cases} \quad (3)$$

CIC 滤波器的系数全为 1,在实现滤波时无需乘法运算,一般被用在多级抽取结构中的第一级,可以迅速降低运算量。

2.2 抽取滤波网络设计

针对图 2 所示经 744 MHz 直接采样后的导航信号频谱示意图,要实现 5 路信号的分离并且降低采样速率,需要用到前文所述的抽取方法和各种抽取滤波器。由于信号 a 与信号 b 相距很远,首先将信号 a 与信号 b 分离,然后分别进行处理,设计方法如下:将采样后的信号用两级 CIC 滤波器级联实现 3 倍抽取,此时滤掉了 a 信号,剩下 b 信号,并且采样率变为 $f_s = 248$ MHz。将 E2 信号频谱搬移到零频,使用 2 级 HB 滤波器实现 4 倍抽取,再用一个 FIR 低通滤波器低通滤波,滤除带外信号,此时 E2 信号分离并且采样率降低为 $f_s = 62$ MHz。L1 C/A 信号的分离与降采样率实现同 B1 信号。对于 a 信号,将带通采样后的信号经过一个 6 阶高通滤波器后,滤除 b 信号,并进行 2 倍抽取。此时,信号 a 变换到基带附近,且采样率变为 $f_s = 372$ MHz。将 E5a 信号频谱搬移到零频,使用 3 级 CIC 滤波器实现 3 倍抽取,再经过 1 级 HB 滤波器实现 2 倍抽取,最后用一个 FIR 低通滤波器低通滤波,此时 E5a 信号分离并且采样率降低为 $f_s = 62$ MHz。L2 P(Y),E6 信号的分离与降采样率实现同 E5a 信号。接收 5 路信号的射频直接采样和降采样率的整体流程如图 3 所示。图 3 中,混频器实现数字下变频,把输入信号搬到基带,这就是要将输入的数字信号和复正弦信号产生器产生的正交正弦信号相乘,相乘结果为 I,Q 两路信号,并分别进行后续的抽取工作。

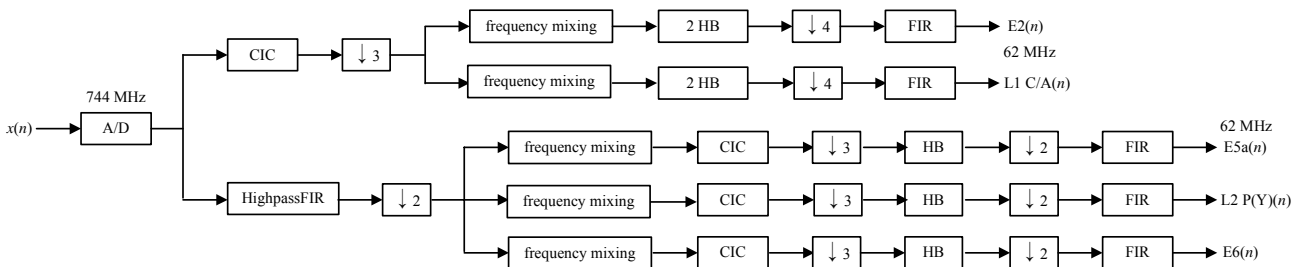


Fig.3 Flowchart of direct sampling in RF and reducing sampling frequency of navigation signal
图 3 导航信号的射频直接采样与降采样率流程图

考虑到射频直接采样后导航信号数据速率很高,为 744 MHz,所以图 3 中数字信号经高通 FIR 完成 2 倍抽取的结构应选择多相滤波器结构,如图 4 所示。同样道理,采样信号经 CIC 滤波器抽取 3 倍也可用多相滤波器结构实现。

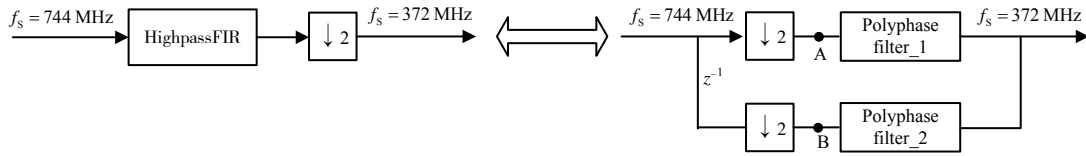


Fig.4 Equivalent structure of polyphase filter
图 4 多相滤波器的等价结构

2.3 性能分析

在信号处理过程中,单级 CIC 滤波器的旁瓣电平是比较大的,只比主瓣低 13.46 dB,这就意味着阻带衰减很差,难以满足实用要求。本仿真中,采用 3 级 CIC 滤波器级联的方式,其阻带衰减可达到 40 dB。高速信号通过 CIC 滤波器保证第一级抽取不发生频谱混叠,通带内期望信号的信噪比提高。

HB 滤波器在通带内满足无混叠抽取条件,而过渡带和阻带区间内的频率分量无法滤除干净,抽取时势必要产生混叠。相对 CIC 滤波器而言,HB 滤波器具有良好的通带控制和阻带衰减特性^[9]。以上两种滤波器的幅频特性由抽取次数和级联级数决定,并且都采用边滤波边降速率的方式。当信号速率降低后,采用 FIR 滤波器滤除带外噪声,FIR 的选择是在保证信号质量的前提下尽量减少阶数,以便实现。所以,接收信号在分离过程中经过 CIC 滤波器和 HB 滤波器可提高期望信号的信噪比。

3 仿真结果

已知仿真过程中 L1 频点接收 GPS 5 号星的信号,其 C/A 码前 18 个码片为 100101101100010001。对接收的已调导航信号进行射频直接采样,采样频率 $f_s=744$ MHz,采样后的信号波形与频谱如图 5 所示。

采样信号经过两级 CIC 滤波器滤波并 3 倍抽取后的信号波形与频谱如图 6 所示。图中信号 E2 与 L1 C/A 的频谱被滤出,并且采样频率降到了 248 MHz。

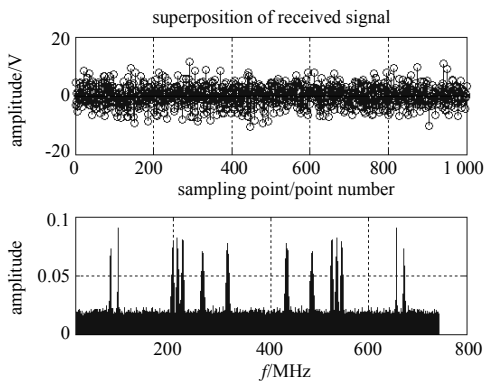


Fig.5 Signal and frequency spectrum after bandpass sampling
图 5 带通采样后的信号与频谱图

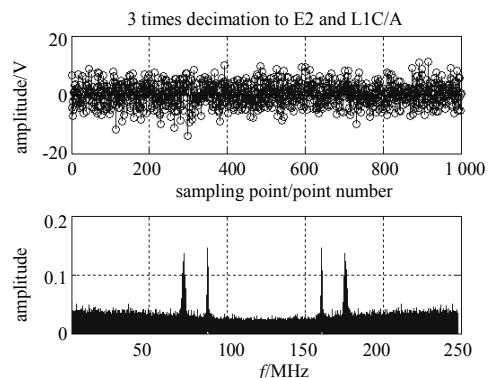


Fig.6 Signal and frequency spectrum after 3 times decimation by CIC
图 6 CIC 3 倍抽取后的信号与频谱

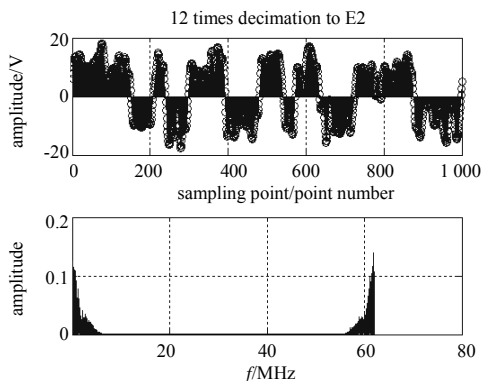


Fig.7 Signal and frequency spectrum after 12 times decimation and filter to E2
图 7 E2 经 12 倍抽取并滤波后的信号与频谱

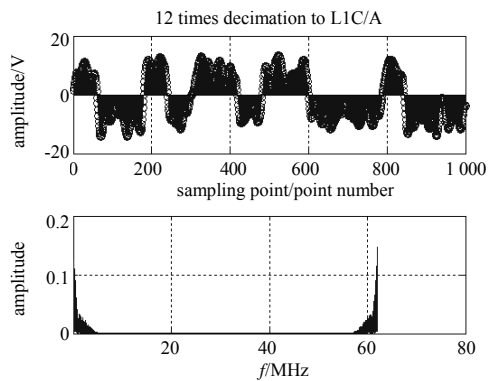


Fig.8 Signal and frequency spectrum after 12 times decimation and filter to L1 C/A
图 8 L1 C/A 经 12 倍抽取并滤波后的信号与频谱

信号 E2 经过混频器与正交正弦信号相乘(搬移到基带),将相乘后的 I,Q 两路信号通过 2 级 6 阶 HB 滤波器后抽取 4 倍,再通过低通 FIR 滤波器滤波后,其余弦信号波形与频谱如图 7 所示。同理,信号 L1 C/A 降采样率后的余弦信号波形与频谱如图 8 所示。

射频直接采样信号经过 6 阶高通 FIR 滤波器滤波并 2 倍抽取后的信号与频谱如图 9 所示。信号 E5a 经过混频器与正交正弦信号相乘(搬移到基带),将相乘后的 I,Q 两路信号通过 3 级 CIC 滤波器后抽取 3 倍,再通过 6 阶 HB 滤波器后抽取 2 倍,最后进行 FIR 低通滤波。其余弦信号波形与频谱如图 10 所示。L2 P(Y)信号、E6 信号抽取并滤波后的信号与频谱图与 E5a 相类似。

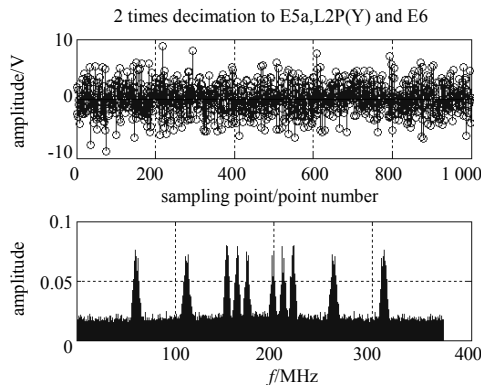


Fig.9 Signal and frequency spectrum after 2 times decimation by highpass filter
图 9 高通滤波抽取 2 倍后的信号与频谱

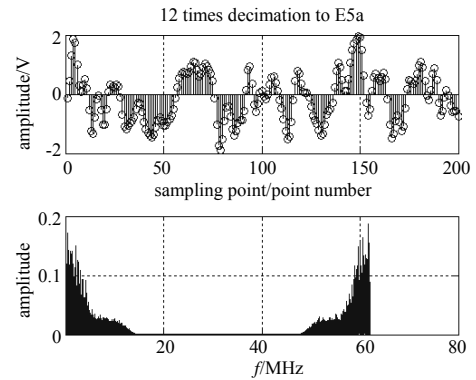


Fig.10 Signal and frequency spectrum after 12 times decimation and filter to E5a
图 10 E5a 经 12 倍抽取并滤波后的信号与频谱

从仿真图中可以看出,在射频直接采样后,利用 CIC 滤波器、HB 滤波器和 FIR 滤波器可以实现导航信号的抽取和降采样率,仿真结果显示各路信号的速率降低到了 62 MHz。图 8 中,L1 C/A 信号经过数字下变频到基带后,其时域码字与 L1 频点接收信号 C/A 码前 18 个码片相符,这说明仿真过程分离并恢复了各路信号。并且,此仿真设计的半带滤波器均为 6 阶,而半带滤波器本身又可减少一半的计算量;CIC 滤波器无需乘法运算;高通 FIR 滤波器也是 6 阶的,便于计算。当采样率降到 62 MHz 时的低通 FIR 滤波器为 35 阶,其只起到滤波的作用,滤除带外信号。

4 结论

本文研究导航信号的射频直接采样与数字下变频方法,运用了带通采样定理对导航信号进行射频直接采样,并利用抽取滤波器将多路信号分离和降低采样率。本文得到如下结论:1) 运用带通采样原理对接收导航信号进行射频直接采样,可以实现信号的无混叠频谱搬移,使信号的 A/D 变换更靠近天线,减少模拟环节;2) 合理运用积分梳状滤波器、半带滤波器和 FIR 滤波器对采样后的信号进行抽取,能够实现采样频率的降低并恢复原始信号;3) 由于使用了积分梳状滤波器(无需乘法)、半带滤波器(一半系数为 0),运算量减少。

参考文献:

- [1] 史磊,李婧,张怀武. 基于 CORDIC 算法的数字下变频[J]. 信息与电子工程, 2009,7(3):227-229. (SHI Lei,LI Jing,ZHANG Huai-wu. CORDIC algorithm-based digital down conversion[J]. Information and Electronic Engineering, 2009,7(3): 227-229.)
- [2] Brown A,Wolt B. Digital L-band receiver architecture with direct RF sampling[C]// IEEE Position Location and Navigation Symp.. Las Vegas,NV:[s.n.], 1994.
- [3] Thor J,Akos D M. A Direct RF Sampling Multifrequency GPS Receiver[C]// IEEE Position Location and Navigation Symposium. Palm Springs:[s.n.], 2002.
- [4] Psiaki M L,Akos D M,Thor J. A comparison of direct RF sampling and down-convert & sampling GNSS receiver architectures[J]. ION GPS 2003 Proceedings, 2003,9:1941-1952.
- [5] 金卫,陈长龄,林竟力. 带通采样在数据采集中的应用研究[J]. 信息与电子工程, 2004,2(1):73-75. (JIN Wei,CHEN Chang-ling,LIN Jing-li. Investigation on the Application of Bandpass Sampling in Data Acquisition[J]. Information and Electronic Engineering, 2004,2(1):73-75.)