

# 接收机运动情况下天线简谐运动对信道 循环平稳性影响的分析

魏利霞 曹士珂

(南京邮电大学通信与信息工程学院 南京 210003)

**摘要** 在均匀散射环境下,当天线做简谐运动时,信道中会引入循环平稳。通过分析信道循环平稳的产生机理,定义了循环平稳度来衡量引入的循环平稳。首先当接收机以恒速做直线运动且接收机上的天线做简谐运动时,研究了信道的自相关特性,包括循环平稳性;然后用 Matlab 仿真工具绘出有关曲线,仿真实验结果更加清晰地显示了信道的循环平稳性;最后揭示了信道循环平稳的研究意义,并对其在该领域的应用前景进行了展望。

**关键词** 循环平稳,接收机,天线,简谐运动,信道模型

中图分类号 TP393 文献标识码 A DOI 10.11896/j.issn.1002-137X.2015.3.008

## Analysis of Influence of Antenna Simple Harmonic Motion on Channel Cyclostationarity under Case of Receiver Motion

WEI Li-xia CAO Shi-ke

(College of Communication and Information Engineering, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210003, China)

**Abstract** Simple harmonic motion (SHM) can induce cyclostationarity (CS) in channel autocorrelation under isotropic scattering (ISC) environments. With analysis of generation mechanism of cyclostationarity (CS) in channel, cyclostationarity of the channel can be measured by defining degrees of cyclostationarity (DCS). The autocorrelation characteristics of the channel, including cyclostationarity, were studied when the receiver is moving at a constant speed along a straight line and the antenna is doing simple harmonic motion at the same time. Then related curves were simulated by Matlab, showing the cyclostationarity of channels more clearly. The significance of cyclostationarity and a discussion on the future research topics were referred at last.

**Keywords** Cyclostationary, Receiver, Antenna, Simple harmonic motion, Channel model

### 1 引言

在无线通信环境中,信号由于传播路径不同,到达接收端的时间也就不相同,这就形成了一个典型的衰落信道, Jakes 模型可以很好地描述这个信道。在这个传统的模型中,接收机的运动速度是恒定的,这就极大地简化了信道的分析。然而当接收机的运动情况比较复杂时,这个信道模型就不适用了。文献[3]给出了一种新型的高阶运动信道模型。这个模型尽管对接收机的运动进行了推广,但是没有能够在信道的自相关中引入循环平稳性。循环平稳是信号和系统固有的现象,正如文献[5,6,9]中所描述的那样,循环平稳现象存在于许多系统中,如调制、抽样和多天线系统。本文首次提出简谐运动能在信道中引入循环平稳。如文献[3]一样,我们仍然使用高阶运动模型来描述接收机的运动情况,但是运动方式完全不同。实际上文献[1,2]也探讨了接收机不同的运动方式,但是它们没有引入循环平稳。

简谐运动,作为一种特殊的高阶运动,具有周期性。正是这种周期性,才使得能够在信道的自相关中引入循环平稳。

本文假设接收机恒速做直线运动,而接收机上有一个机载天线做简谐运动(简谐振荡),并且天线和接收机各自独立运动。我们要研究在这种运动条件和均匀散射环境下循环平稳是如何产生的。

### 2 均匀散射环境下的信道

平坦衰落信道可以表示为

$$h(t) = \sum_{l=1}^N a_l(t) \exp[-j\phi_l(t)] \quad (1)$$

其中,  $a_l(t)$  是第  $l$  条路径的衰减系数,  $\phi_l(t)$  是其相位偏移。设初相位为  $\phi_{l,0}$ , 那么有  $\phi_l(t) = 2\pi\tau_l(t) + \phi_{l,0}$ ,  $\tau_l(t)$  是第  $l$  条路径的时延扩展。信道的自相关就可以表示为

$$R(t, \Delta t) = E[h(t)h^*(t + \Delta t)] \quad (2)$$

假设不同的路径是不相关的,且信道增益变化缓慢(慢衰落),则  $a_l(\Delta t) \approx a_l(t + \Delta t)$ 。经过简单的公式推导<sup>[4]</sup>,有

$$R(t, \Delta t) = E(a_l^2) E\{\exp[2\pi f_c [\tau_l(t + \Delta t) - \tau_l(t)]]\} \quad (3)$$

而时延扩展增量为<sup>[3]</sup>

$$\tau_l(t + \Delta t) - \tau_l(t) = \frac{\Delta s}{c} \cos\theta_l \quad (4)$$

到稿日期:2014-04-13 返修日期:2014-06-10

魏利霞(1988—),女,硕士生,主要研究方向为信道模型、无线数据与移动计算, E-mail: yanfeier8801@163.com; 曹士珂(1964—),男,博士,教授,主要研究方向为通信与信号处理、循环平稳信号及其应用、盲信道与盲辨识。

其中,  $\theta_l$  是第  $l$  条路径的到达方向和接收机运动方向之间的夹角。如图 1 所示, 在  $\Delta t$  内, 接收机从位置  $P$  运动到位置  $P_1$ , 位移为  $\Delta s$ 。  $\gamma$  为直线  $PP_1$  与 X 轴的夹角,  $\theta$  为入射波与 X 轴的夹角。  $\Delta s$  的表达式如式(5)所示,  $P$  和  $P_1$  的极坐标分别是  $(R(t), \lambda(t))$  和  $(R(t+\Delta t), \lambda(t+\Delta t))$ 。

$$\Delta s = |PP_1| = \sqrt{|OP_1|^2 + |OP|^2 - |OP_1||OP|\cos[\lambda(t+\Delta t) - \lambda(t)]} \quad (5)$$

对于任何一种运动过程, 都有以下表达式:

$$R(t) = R_0 + V_R t + \frac{1}{2} a_R t^2 + \dots$$

$$\lambda(t) = \lambda_0 + \Omega t + \frac{1}{2} \gamma^2 t^2 + \dots \quad (6)$$

假设波束到达方向的概率密度函数为  $f(\theta)$ , 则它以  $2\pi$  为周期。故  $f(\theta)$  可以用傅里叶级数表示为:

$$f(\theta) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} F_k \exp(jk\theta) \quad (7)$$

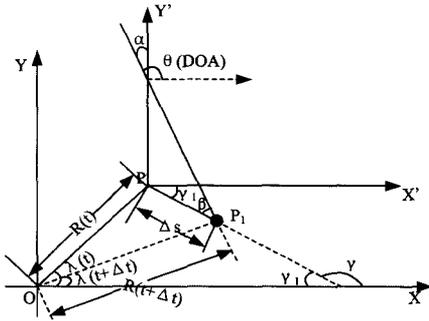


图 1 第  $l$  条路径和接收机移动示意图

在均匀散射环境下, 信号是均匀地从四面八方而来的, 有

$$F_k = \frac{1}{2\pi} \delta(k) [1].$$

这样, 信道的自相关可以变为

$$R(t, \Delta t) = \frac{P_r}{2\pi} \int_0^{2\pi} \exp\left(\frac{j2\pi\Delta s \cos\beta}{\lambda_c}\right) f(\theta) d\theta$$

$$= \frac{P_r}{2\pi} \sum_{k=-\infty}^{\infty} F_k \int_0^{2\pi} \exp\left(\frac{j2\pi\Delta s}{\lambda_c} \cos\beta + jk\theta\right) d\theta \quad (8)$$

$P_r$  是总接收功率, 不失一般性, 可以令其为 1;  $\beta$  是运动方向与波之间的夹角, 如图 1 所示, 且  $\theta = \gamma - \beta$ 。仿照文献[4]的推导, 可以得到

$$R(t, \Delta t) = P_r \sum_{k=-\infty}^{\infty} F_k \exp\left[j\left(\frac{\pi}{2} + \gamma\right)k\right] J_k\left(\frac{2\pi\Delta s}{\lambda_c}\right) \quad (9)$$

### 3 简谐运动和循环平稳性

简谐运动的位移可以表示为

$$\Delta s(t, \Delta t) = A \sin(\omega_R(t + \Delta t) + \theta_0) - A \sin(\omega_R t + \theta_0)$$

为了简单, 设  $\theta_0 = 0$ 。  $\Delta s$  既是  $t$  也是  $\Delta t$  的周期函数, 周期

都是  $T_R = \frac{2\pi}{\omega_R}$ 。

在均匀散射环境下,  $F_k = \frac{\delta_k}{2\pi}$ 。故有

$$R(t, \Delta t) = P_r J_0\left(\frac{2\pi\Delta s}{\lambda_c}\right) \quad (10)$$

$J_0(x)$  是零阶第一类贝塞尔函数。因为  $J_0(x)$  是一个偶函数, 故  $J_0\left(\frac{2\pi\Delta s}{\lambda_c}\right)$  关于  $t$  以  $\frac{T_R}{2}$  为周期, 关于  $\Delta t$  以  $T_R$  为周期。

因此,  $R(t, \Delta t)$  具有以下形式:

$$R(t, \Delta t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{l=-\infty}^{\infty} r(t - k\frac{T_R}{2}, \Delta t - lT_R) \quad (11)$$

其中,  $r(t, \Delta t) \triangleq R(t, \Delta t) |_{0 < t \leq \frac{T_R}{2}, 0 < \Delta t \leq T_R}$ 。可见所有的信道信息都包含在  $r(t, \Delta t)$  中。设二维傅里叶变换如下式:

$$S(\Delta v, v) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} R(t, \Delta t) e^{-j2\pi v \Delta t - j2\pi \Delta v t} dt d\Delta t \quad (12)$$

$$S_r(\Delta v, v) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} r(t, \Delta t) e^{-j2\pi v \Delta t - j2\pi \Delta v t} dt d\Delta t$$

我们称  $v$  是多普勒频率,  $\Delta v$  是多普勒频移 (Doppler lag)。式 (11) 的二维傅里叶变换为

$$S(\Delta v, v) = S_r(\Delta v, v) \sum_{m,n} \delta(\Delta v - 2mf_R) \delta(v - nf_R)$$

$$= \sum_{m,n} S_{m,n} \delta(\Delta v - 2mf_R) \delta(v - nf_R)$$

其中,  $S(\Delta v, v)$  是信道频谱, 它在多普勒频域和多普勒频移域 (Doppler lag) 都是离散的, 且  $S_{m,n} = S_r(2mf_R, nf_R)$ 。  $S(\Delta v, v)$  的二维反傅里叶变换为

$$R(t, \Delta t) = \sum_{m,n} \exp(j2\pi 2mf_R t) \exp(j2\pi nf_R \Delta t) \quad (13)$$

又信道的自相关还可以表示为

$$R(t, \Delta t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} R^{(2mf_R)}(\Delta t) e^{j4\pi m f_R t} \quad (14)$$

其中

$$R^{(2mf_R)}(\Delta t) \triangleq \sum_n S_{m,n} \exp(j2\pi n f_R \Delta t) \quad (15)$$

这是在  $2mf_R$  处的信道的循环自相关。而  $R^{(2mf_R)}(\Delta t)$  的傅里叶变换称为信道的循环多普勒频谱, 记为  $S^{(2mf_R)}(v)$ 。对式 (15) 进行傅里叶变换可得  $S^{(2mf_R)}(v) = \sum_n S_{m,n} \delta(v - nf_R)$ 。

$S_{m,n}$  可以写成

$$S_{m,n} = \int_0^{T_R} \int_0^{T_R} R(t, \Delta t) e^{-j4\pi m f_R t} e^{-j2\pi n f_R \Delta t} d\Delta t dt \quad (16)$$

又  $2mf_R$  处的循环平稳度可以表示为<sup>[6]</sup>

$$DCS^{(2mf_R)} = \frac{\int_0^{T_R} |R^{(2mf_R)}(\Delta t)|^2 d\Delta t}{\int_0^{T_R} |R^{(0)}(\Delta t)|^2 d\Delta t} \quad (17)$$

这是描述信道的一个重要指标。利用帕斯法尔公式可得

$$\int_0^{T_R} |R^{(2mf_R)}(\Delta t)|^2 d\Delta t = \sum_n |S_{m,n}|^2 \quad (18)$$

这样

$$DCS^{(2mf_R)} = \frac{\sum_n |S_{m,n}|^2}{\sum_n |S_{0,n}|^2} \quad (19)$$

这些表达式比较复杂, 可以采用数值计算的方法来计算。

当接收机做匀速直线运动而接收机上面的天线做简谐运动时, 我们发现自相关函数不再是周期性变化而是逐渐波动衰减。

如图 2 所示, 接收机沿着 X 轴以速度  $v$  做匀速运动, 而接收机上的天线做简谐运动。

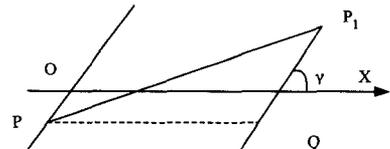


图 2 接收机与天线简谐运动方向

在  $\Delta t$  时间内, 接收机的位移为  $|PQ|$ , 而天线的位移为  $|PP_1|$ 。设简谐运动的方向与 X 轴之间的夹角为  $\gamma$ 。由余弦定理可知

$$\Delta s^2 = |PQ|^2 + |QP_1|^2 + |PQ||QP_1|\cos\gamma \quad (20)$$

其中  $|PQ|^2 = |v\Delta t|^2$ ,  $|QP_1|^2 = |A[\sin(\omega_R(t + \Delta t)) - \sin(\omega_R t)]|^2$ 。式中的第三项可以表示为  $v\Delta t \cdot A[\sin(\omega_R(t +$

$\Delta t)) - \sin(\omega_R t)] \cos \gamma$ 。如图 3 所示, 当  $\gamma = \pm \frac{\pi}{2}$  时,  $\Delta s^2$  的最后一项将会是 0。当  $\gamma \neq \pm \frac{\pi}{2}$  时,  $\Delta s$  即  $R(t, \Delta t)$  是关于  $t$  的周期函数, 周期为  $T_R$ ; 但是其对于  $\Delta t$  却是非周期函数。故有如下傅里叶级数展开式:

$$R(t, \Delta t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} R^{(mf_R)}(\Delta t) \exp(j2\pi m f_R t) \quad (21)$$

其中傅里叶系数定义为

$$R^{(mf_R)}(\Delta t) \triangleq \frac{1}{T_R} \int_0^{T_R} R(t, \Delta t) \exp(-j2\pi m f_R t) dt \quad (22)$$

这实际上就是在循环频率  $m f_R$  处的循环自相关。对式(22)求傅里叶变换, 我们就可以得到式(23) (称为循环多普勒谱)。

$$S^{(mf_R)}(\nu) = \frac{1}{T_R} \int_0^{T_R} \int_{-\infty}^{\infty} R(t, \Delta t) \times \exp(-j2\pi \nu \Delta t) \exp(-j2\pi m f_R t) d\Delta t dt \Big|_{\Delta \nu = mf_R} \quad (23)$$

$$\hat{S}^{(mf_R)}(\nu) = \frac{1}{T_R} \int_0^{T_R} \int_{-MT_R}^{MT_R} R(t, \Delta t) \times \exp(-j2\pi \nu \Delta t) \exp(-j2\pi m f_R t) d\Delta t dt \Big|_{\Delta \nu = mf_R} \quad (24)$$

$$\hat{S}^{(mf_R)}(\nu) = \frac{1}{T_R} \int_0^{T_R} \left\{ \int_0^{MT_R} + \int_{-MT_R}^0 \right\} R(t, \Delta t) \times \exp(-j2\pi \nu \Delta t) \exp(-j2\pi m f_R t) d\Delta t dt \Big|_{\Delta \nu = mf_R} \quad (25)$$

$$\hat{S}^{(mf_R)}(\nu) = \frac{1}{T_R} \int_0^{T_R} \int_0^{MT_R} R(t, \Delta t) \times \exp(-j2\pi \nu \Delta t) \exp(-j2\pi m f_R t) d\Delta t dt \Big|_{\Delta \nu = mf_R} \quad (26)$$

如图 3 所示, 当  $\nu$  很小的时候, 接收机移动的影响还不那么明显。但是, 随着接收机运动速度变得越来越大, 信道趋向于平稳。这种现象在下面的仿真中可以得到证实。

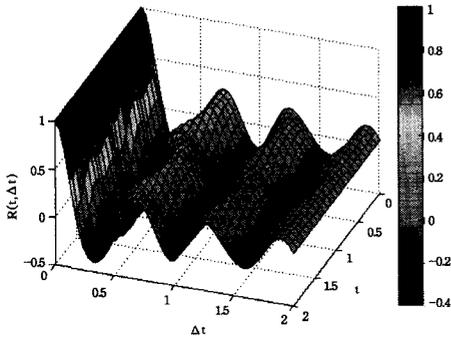


图 3 信道自相关函数

## 4 仿真结果

不同的运动参数可以导致不同的循环平稳。通过设置运动的不同参数, 我们可以观察循环平稳度变化, 从而得到一些有趣的结果。我们把窗口  $(t, \Delta t)$  限制到  $[0, MT_R) \times [0, T_R)$  上, 其中  $M$  是某个整数。式(23)中的循环多普勒谱可以近似表示为式(24), 即式(25)。首先我们来计算式(25)的第一个积分, 即式(26)。第二个积分也做相同处理。为了便于计算机数值计算, 我们对  $R(t, \Delta t)$  分别以  $N_1$  和  $N_2$  个采样点在  $(t, \Delta t)$  进行二维采样。积分用求和式来近似, 故式(26)可以近似地用二维 DFT 表示如下:

$$\hat{S}_{m,n} = \sum_{m_1=0}^{N_1-1} \sum_{n_1=0}^{N_2-1} R\left(\frac{m_1 T_R}{N_1}, \frac{n_1 T_R}{N_2}\right) e^{-\frac{j2\pi m m_1}{N_1}} e^{-\frac{j2\pi n n_1}{N_2}} \quad (27)$$

其中,  $m=0 \cdots N_1-1, n=0 \cdots N_2-1$ 。容易看到  $\hat{S}_{N_1-m, N_2-n} =$

$\hat{S}_{m,n}^*$ , 这个式子代表了一个  $N_1 \times N_2$  的二维离散傅里叶变换。 $m$  代表了多普勒频移 (Doppler lag), 共有  $N_1$  个点, 范围是  $N_1 f_R$ , 频率间隔是  $f_R$ 。 $n$  代表的是多普勒频率, 范围是 0 到  $\frac{N_2 f_R}{M}$ , 共有  $N_2$  个点, 频率间隔是  $\frac{f_R}{M}$ 。

循环平稳度可以近似表示为

$$\widehat{DCS}^{(mf_R)} = \frac{\sum_n |\hat{S}_{m,n}|^2}{\sum_n |\hat{S}_{0,n}|^2} \quad (28)$$

容易看到  $\widehat{DCS}^{(N_1 - mf_R)} = \widehat{DCS}^{(mf_R)}$ 。仿真结果如图 4 所示, 当  $\nu$  很小时, 简谐运动的影响还不明显。但是, 随着接收机运动的速度越来越大, 信道在循环平稳度方面越来越趋向于一个平稳信道的表现: 在循环频率  $2mf_R$  上的循环平稳度变得越来越小。

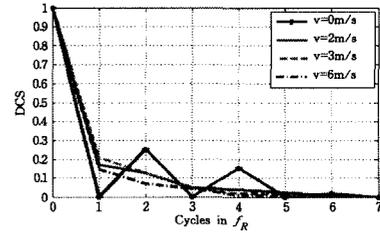


图 4 简谐运动参数变化对 DCS 的影响

我们还观察到一个有趣的现象: 随着接收机的运动, 循环频率不再只是  $2mf_R$ , 在  $nf_R$  也出现了循环平稳分量, 其中  $n$  为奇数。这一点可以用接收机运动而引起的非线性效应来解释:  $\Delta s$  作为  $t$  的函数, 不再是以  $\frac{T_R}{2}$  为周期, 而是变成以  $T_R$  为周期。

**结束语** 本文研究了天线简谐运动在信道上引入循环平稳性的现象。我们定义了循环平稳度这个概念, 并利用它来衡量信道的非平稳性。改变简谐运动的参数, 从而可以观察信道循环平稳度的变化规律。但是我们应该注意到: 均匀散射信道模型是一个理想的平稳信道模型。我们的信道模型是非常特殊的: 一方面接收机在做直线运动, 另一方面接收机上承载的天线同时在做简谐运动, 这是一种复合的运动。我们证明简谐运动可以引入信道的循环平稳性, 但是当接收机的直线匀速运动速度变得越来越大时, 天线简谐运动所引入的循环平稳性会变得运来越小, 以致最终淹没在接收机的直线运动中。另外一个极端的例子是: 当接收机不运动时, 天线做简谐运动, 这时引入的循环平稳性最强, 而且这时的循环平稳分量只出现在  $2mf_R$  上。过去研究循环平稳总是指信号的循环平稳, 而本文首次引入了信道的循环平稳性, 可以为接收机的研究和设计提供参考和帮助。

## 参考文献

- [1] Rad H S, Gazor S. Effects of mobile rotational movements in wireless propagation channels[J]. IET Communications, 2008, 2(9): 1109-1117
- [2] Rad H S, Gazor S. The impact of non-isotropic scattering and directional antennas on mimo multicarrier mobile communication channels[J]. IEEE Trans. Communications, 2007, 56(4): 642-652
- [3] Liu Yin-sheng, Tan Zhen-hui, Chen Xia. Modeling the Channel Time Variation Using High-Order-Motion Model [J]. IEEE Communications Letters, 2011, 15(3): 275-277

(下转第 64 页)

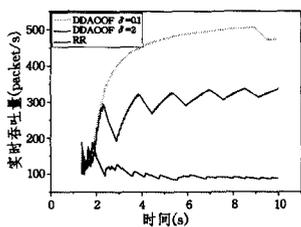


图8 实时吞吐量

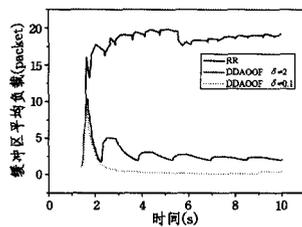


图9 缓冲区平均负载

图10统计了DDAOOF算法和RR算法在10s内的发送数据量。可以发现,DDAOOF算法发送的数据量比RR轮询算法的有明显提高。缓冲区负载反馈参数设置越小,发送的数据量越多。由于DDAOOF算法充分利用性能好的路径发送数据,减轻了性能差的路径对整体吞吐量影响。相反,RR算法在传输过程中受到性能差路径影响,发送数据量相对较少。

图11统计了路径在仿真过程中的平均延时,可以发现,DDAOOF算法的路径平均延时比较小;而RR轮询算法受性能差的路径影响,对应的路径平均延时比较大。

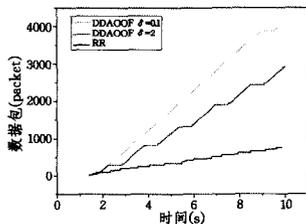


图10 发送数据量

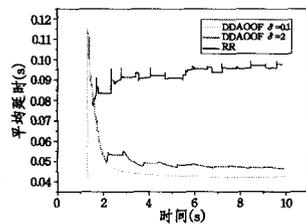


图11 平均延时

**结束语** 由于CMT默认的轮询数据分配算法没有考虑路径传输性能的差异性,等概率地在各条路径分配传输数据将导致接收端缓冲区出现严重的乱序现象,造成缓冲区负载增大,偶联吞吐量降低较大。本文在分析了各种网络参数对吞吐量的影响后,给出了影响路径传输性能的关键原因。通过将传输路径进行分类,本文给出了路径性能评估方法以及路径性能差异化程度的定义。同时,本文提出了基于乱序反馈的差异化路径数据分配算法,其通过乱序反馈调节路径发送的比例,尽可能地避免传输性能差的路径影响传输性能好的路径,在减轻缓冲区负载的同时,提高路径吞吐量。

分析和实验结果表明,传输过程中利用乱序反馈来调整数据分配过程可以较好地保证接收包的到达次序,优化CMT传输模型的运行性能,能够避免性能较差的通信路径所导致的HOL问题。

## 参考文献

[1] Alpcan T, Singh J P, Basar T. Robust rate control for heteroge-

neous network access in multihomed environments[J]. IEEE Transactions on Mobile Computing, 2009, 8(1): 41-51

[2] Meyer D, Zhang L, Fall K. Report from the IAB Workshop on Routing and Addressing[R]. RFC 4984, 2007

[3] Iyengar J R, Aamer P D, Stewart R. Concurrent multipath transfer using SCTP multihoming over independent end-to-end paths[J]. IEEE/ACM Transactions on Networking, 2006, 14(5): 951-964

[4] Stewart R. Stream control transmission protocol [S]. RFC 4960, 2007

[5] 曹宇, 徐明伟. 一种按需分配的多路径传输分组调度算法[J]. 软件学报, 2012, 23(7): 1924-1934

[6] Cui L, Cui X, Jin J, et al. Countermeasures to Impacts of Bandwidth and Receiving Buffer on CMT Schemes[J]. Procedia Engineering, 2011, 15: 3723-3727

[7] Yang W, Li H W, Wu J P. PAM: Precise Receive Buffer Assignment Method in Transport Protocol for Concurrent Multipath Transfer[C] // 2010 International Conference on Communications and Mobile Computing. Shenzhen, China, 2010: 413-417

[8] Leung K C, Li V O K. Generalized load sharing for packet-switching networks. I. Theory and packet-based algorithm[J]. IEEE Transactions on Parallel and Distributed Systems, 2006, 17(7): 694-702

[9] Shi W, Macgregor M H, Gburzynski P. Load balancing for parallel forwarding [J]. IEEE/ACM Transactions on Networking (TON), 2005, 13(4): 790-801

[10] Kandula S, Katabi D, Sinha S. et al. Dynamic load balancing without packet reordering[J]. ACM SIGCOMM Computer Communication Review, 2007, 37(2): 51-62

[11] Liu B, Sun C H, Yin Z Y, et al. Load-Balancing Multipath Switching System with Flow Slice[J]. IEEE Trans. on Computers, 2012, 61(3): 350-365

[12] Tari Z, Broberg J, Zomaya A Y, et al. A least flow-time first load sharing approach for distributed server farm[J]. Journal of Parallel and Distributed Computing, 2005, 65(7): 832-842

[13] Hasegawa Y, Yamaguchi I, Hama T. Improved data distribution for multipath TCP communication[C] // 2005 IEEE Global Telecommunications Conference. St. Louis, USA, 2005: 271-275

[14] Xu C Q, Liu T J, Guan J F, et al. CMT-QA: Quality-aware Adaptive Concurrent Multipath Data Transfer in Heterogeneous Wireless Networks[J]. IEEE Transactions on Mobile Computing, 2013, 12(11): 2193-2205

[15] Prabhavat S, Nishiyama H, Ansari N, et al. Effective Delay-Controlled Load Distribution over Multipath Networks[J]. IEEE Trans. on Parallel and Distributed Systems, 2011, 22(10): 1730-1741

(上接第41页)

[4] Goldsmith A. Wireless Communications [M]. Cambridge University Press, 2005

[5] Gardner W A. Statistical Spectral Analysis, A Non-probabilistic Theory[M]. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, 1987

[6] Zivanovic G D, Gardner W A. Degrees of cyclostationarity and their application to signal detection and estimation[J]. Signal Processing, 1991, 22(3): 287-289

[7] Lan Kun-chan, Shih Wen-yuah. Estimating Step Distance Using Simple Harmonic Motion [C] // Vehicular Technology Conference (VTC Spring), 2012 IEEE 75th, 2012: 1-5

[8] Chen Liang-yu, Lan Kun-chan. Estimating walking distance with a smart phone[C] // 2012 Fifth International Symposium on Parallel Architectures, Algorithms and Programming (PAAP), 2012: 166-171

[9] Gardner W A. Cyclostationarity in Communications and Signal Processing[M]. IEEE Communication Society, 1994

[10] M S, Hosseini A T, Amindavar H, et al. Cyclostationary Detector in Ultra Wideband Impulse Radar[C] // 2011 IEEE CIE International Conference on Radar. Volume 1, Oct. 2011: 24-27