

ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ НОВЫХ СИГНАЛОВ СПУТНИКОВЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ

Данила Святославович МИЛЮТИН родился в 1983 г. в Москве. Аспирант МАИ. Основные научные интересы — в области спутниковых радионавигационных систем, высокоточного позиционирования, анализа ошибок измерений. Автор четырех научных работ. E-mail: DMilyutin@topcom.com.

Danila Svyatoslavovoch MILYUTIN was born in 1983 in Moscow. He is a Postgraduate Student at the MAI. His main research interests are in satellite radio navigation systems, high-accuracy positioning, measurement errors analysis. He has published 4 technical papers. E-mail: DMilyutin@topcom.com.

Андрей Владимирович ВЕЙЦЕЛЬ родился в 1977 г. в Москве. Доцент МАИ, кандидат технических наук. Основные научные интересы — в области спутниковых радионавигационных систем, цифровой обработки сигналов в СРНС. Автор 20 научных работ. E-mail: AVeitcel@topcon.com.

Andrey Vladimirovich VEITSEL, Ph.D., was born in 1977 in Moscow. He is an Associate Professor at the MAI. His main research interests are in satellite radio navigation systems, digital signal processing in GNSS. He has published 20 technical papers. E-mail: AVeitcel@topcon.com.

Дмитрий Павлович НИКИТИН родился в 1986 г. в Москве. Аспирант МАИ. Основные научные интересы — в области спутниковых радионавигационных систем, цифровой обработки сигналов, следящих систем в СРНС. E-mail: DNikitin@topcon.com.

Dmitriy Pavlovich NIKITIN was born in 1986 in Moscow. He is a Postgraduate Student at the MAI. His main research interests are in satellite radio navigation systems, digital signal processing, follow-up system in GNSS. E-mail: DNikitin@topcon.com.

Рассматривается одна из основных ошибок определения положения в спутниковых навигационных системах — ошибка многолучевости. Приводится расчет ошибки многолучевости для различных сигналов с учетом частотных характеристик радиотракта. Описываются огибающие ошибки многолучевости для различных ВОС-сигналов.

One of the basic errors of definition of position in satellite navigating systems — a multipath error is considered. Calculation of multipath error for various signals taking into account frequency characteristics a radio path is resulted. Bending around multipath errors for various VOC-signals are resulted.

Ключевые слова: ошибка многолучевости, ВОС-сигнал, спутниковая навигационная система, GPS, Galileo, Compass.

Keywords: multipath error, VOC-signal, satellite navigating system, GPS, Galileo, Compass.

Введение

В настоящее время происходит модернизация существующих и развитие новых спутниковых на-

вигационных систем. В дополнение к существующим сигналам появляются новые, так называемые ВОС (binary offset carrier)-сигналы.

Одной из существенных ошибок определения местоположения является ошибка многолучевости. В литературе описано много разных решений по подавлению ошибки многолучевости. Например, известен метод Narrow Correlator, стробовые методы, MEDLL и др. Эти методы различаются по сложности реализации и по эффективности подавления многолучевости.

Более подробно рассмотрим обработку сигнала при использовании стробовых методов. Некоторые положения стробового метода обработки сигнала были изложены в [1 и 2]. Метод предназначен для уменьшения ошибки многолучевости с помощью корреляции входного псевдослучайного сигнала с опорным сигналом — стробовой последовательностью, состоящей из импульсов (стробов) со специально подобранной формой. Устройства, выполняющие операцию вычисления корреляции, т.е. операцию умножения сигнала на стробовую последовательность и последующего интегрирования, называют стробовыми корреляторами. На основе выходных сигналов (чисел) стробовых корреляторов строятся дискриминаторы следящих систем с уменьшенной ошибкой многолучевости.

Инструментом уменьшения ошибки многолучевости в данном случае является форма строба. В работах [1 и 2] выбор формы строба осуществлялся эмпирическим путем. Затем у строба с такой формой начинали варьироваться временные параметры для обеспечения подавления ошибки многолучевости при приемлемой шумовой ошибке. Отметим, что усложнение формы строба (по сравнению с простой прямоугольной) всегда сопровождается увеличением шумовой ошибки. Другими словами, наблюдается взаимообмен (взаиморазмен) между многолучевой и шумовой ошибками. Это связано с тем, что любое изменение формы опорного сигнала коррелятора означает отказ от оптимального приемника, в котором обеспечивается минимальное значение шумовой ошибки. Таким образом, на начальном этапе синтеза существовал произвол в выборе формы строба. Не было гарантии, что она обеспечивает наилучший компромисс между уменьшением многолучевой ошибки и увеличением шумовой.

Расчет ошибки многолучевости

Будем рассматривать стробовый коррелятор, в котором в качестве опорного сигнала для формирования компонент dI и dQ используются короткие прямоугольные импульсы, установленные на переходах псевдослучайной последовательности (ПСП) из одного состояния в другое. Такой метод носит название «Edge correlator» [3]. Эффективность по-

давления многолучевости с помощью этого метода совпадает с результатами метода «Narrow correlator» и определяется длительностью прямоугольного строба.

В качестве входного сигнала стробового коррелятора будем использовать следующую модель многолучевого сигнала:

$$c(t) = \sum_{i=0}^L a_i \cdot \Pi(t - \delta_i) \cdot \exp[j(\omega_0 t + \theta_i)] + n(t), \quad (1)$$

где L — число отраженных сигналов; $i = 0$ соответствует прямому сигналу, а $i = 1, 2, \dots, L$ — отраженным; a_i — амплитуда i -го сигнала; $\Pi(t)$ — ПСП (например, C/A код GPS, модулируемый информацией); δ_i — временной сдвиг i -го сигнала относительно прямого; ω_0 — частота несущей; θ_i — фаза i -го сигнала относительно прямого; $n(t)$ — аддитивный белый гауссов шум с нулевым математическим ожиданием.

Отметим, что адекватность этой модели подтверждается экспериментальными исследованиями [4]. Указанные параметры L , a_i , δ_i , ω_0 , θ_i меняются с течением времени за счет взаимного движения спутника, отражающих предметов и антенны приемника.

Прошедшую через радиочасть приемника псевдослучайную последовательность (ПСП) можно представить в виде последовательности импульсов (элементов)

$$\Pi(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k \cdot y(t - k\Delta), \quad (2)$$

где k — целое число; $a = \pm 1$ — знак элемента ПШК; Δ — длительность элемента, обратно пропорциональная тактовой частоте ПШК; $y(t)$ — отклик фильтра на импульс.

Операция корреляции состоит в умножении сигнала $c(t)$ (1) на опорный сигнал

$$\Pi^{ref}(t) \cdot \exp[-j\omega t] \quad (3)$$

и интегрировании за время T . Опорный сигнал является произведением опорной несущей $\exp[-j\omega t]$ и кода $\Pi^{ref}(t)$, в качестве которого в нашем случае выступает стробовая последовательность.

В соответствии с [2] существуют последовательности с двумя вариантами привязки строба, описываемого функциями $f_j(t)$, $j = 0, 1$:

1) привязка только к моментам изменения знака элемента ПШК ($j=1$);

2) привязка к началам всех элементов ПШК ($j=0, 1$).

Прохождение радиосигнала через цепь фильтров и смесителей можно описать с помощью одного эквивалентного фильтра, через который проходит видеосигнал. Эквивалентный фильтр будем описывать с помощью комплексной импульсной характеристики $g(t)$. Видеосигнал на выходе эквивалентного фильтра выражается через входной видеосигнал с помощью свёртки с импульсной характеристикой

$$\Pi^{out}(t) = \int g(t-s)\Pi^{ant}(s)ds. \quad (4)$$

Интегрирование ведётся по $s \geq 0$, т.е. до момента t . Выходной видеосигнал будет комплексным.

Выходной видеосигнал сворачивается с опорной ПСП $\Pi_r(t-\tau)e^{i\varphi}$, где τ, φ отвечают соответственно неизвестной кодовой задержке и неизвестной фазовой задержке. В непрерывном приближении такую свёртку можно представить следующим образом:

$$\langle \Pi^{out}, \Pi^{ref} \rangle(\tau, \varphi) = e^{j\varphi} \frac{1}{T} \int_0^T \Pi^{out}(t)\Pi^{ref}(t-\tau)dt, \quad (5)$$

где T — длина интервала усреднения.

Если в качестве опорного сигнала взять $\Pi^{ant}(t)$, то получаем

$$I(\tau, \varphi) + j \cdot Q(\tau, \varphi) = \langle \Pi^{out}, \Pi^{ant} \rangle(\tau, \varphi). \quad (6)$$

Если в качестве $\Pi^{ref}(t)$ берётся $d\Pi^{ant}(t)$ — сумма откликов на переходы и непереходы в коде, то получаем

$$dI(\tau, \varphi) + j \cdot dQ(\tau, \varphi) = \langle \Pi^{out}, d\Pi^{ant} \rangle(\tau, \varphi). \quad (7)$$

Преобразуем формулу (5), подставив в неё выражение (4). После некоторых манипуляций с перестановкой интегралов и замен переменных получаем соотношения

$$\langle \Pi^{out}, \Pi^{ref} \rangle(\tau, \varphi) = e^{i\varphi} \int g(\tau-s)\langle \Pi^{ant}, \Pi^{ref} \rangle(s)ds, \quad (8)$$

где свёртка двух действительных видеосигналов

$$\langle \Pi^{ant}, \Pi^{ref} \rangle(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T \Pi^{ant}(t)\Pi^{ref}(t-\tau)dt. \quad (9)$$

Следовательно, можно сначала вычислить выражения (9), а потом применить к ним соотношения (8).

Введем в рассмотрение компоненты C, S, dC, dS :

$$C(\tau) + j \cdot S(\tau) = \int g(\tau-s)\langle \Pi^{ant}, \Pi^{ant} \rangle(s)ds; \quad (10)$$

$$dC(\tau) + j \cdot dS(\tau) = \int g(\tau-s)\langle \Pi^{ant}, d\Pi^{ant} \rangle(s)ds, \quad (11)$$

представляющие собой компоненты I, Q, dI, dQ , взятые при нулевом рассогласовании фазы. Ниже будем использовать следующие соотношения:

$$\begin{aligned} I(\tau) &= C(\tau)\cos\varphi - S(\tau)\sin\varphi; \\ Q(\tau) &= C(\tau)\sin\varphi - S(\tau)\cos\varphi; \\ dI(\tau) &= dC(\tau)\cos\varphi - dS(\tau)\sin\varphi; \\ dQ(\tau) &= dC(\tau)\sin\varphi - dS(\tau)\cos\varphi. \end{aligned} \quad (12)$$

Вычисление корреляционных компонент

Ниже без вывода приводятся вычисления без учета фильтра.

Предполагается, что интервал усреднения равен $T = N\Delta$, N — период ПСП.

Компонента $\langle \Pi^{ant}, \Pi^{ant} \rangle(\tau)$ равна

$$\langle \Pi^{ant}, \Pi^{ant} \rangle(\tau) = \sum_k c_k K(\tau/\Delta - k), \quad (13)$$

где $c_k = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N a_{i+k} a_i$ — коэффициенты, представляющие собой автокорреляционную функцию ПСП; $K(s) = \int y_0(t-s)y_0(t)dt$ — автокорреляция базисной функции.

Сигнал $d\Pi^{ant}(t)$ можно представить в виде

$$d\Pi^{ant}(t) = \sum_n [b_n^0 f_0(t/\Delta - n) + b_n^1 f_1(t/\Delta - n)]. \quad (14)$$

Коэффициенты

$$b_k^0 := (a_k + a_{k-1})/2 \quad \text{и} \quad b_k^1 := (a_k - a_{k-1})/2$$

определяют реакции на непереход и переход соответственно. Функции $f_0(t), f_1(t)$ описывают стробы и обращаются в ноль вне интервала $[-1/2; 1/2]$.

Компонента $\langle \Pi^{ant}, d\Pi^{ant} \rangle(\tau)$ равна

$$\begin{aligned} \langle \Pi^{ant}, d\Pi^{ant} \rangle(\tau) &= \\ &= \sum_k [d_k^0 K_0(\tau/\Delta - k) + d_k^1 K_1(\tau/\Delta - k)]; \\ d_k^0 &= (c_k + c_{k+1})/2, \quad d_k^1 = (c_k - c_{k+1})/2; \\ K_j(\tau) &= \int_{-1/2}^{1/2} y_0(t+\tau)f_j(t)dt, \quad j=0, 1. \end{aligned} \quad (15)$$

Вычисление огибающей ошибки многолучёвости

Ниже по тексту индекс суммы отражает включение в компоненты также и отражённого сигнала. При отсутствии многолучёвости компоненты с индексом суммы и без индекса суммы совпадают.

Для определения параметров сигнала следящая система решает уравнения

$$Q_{\Sigma}(\tau, \varphi) = 0, \quad dI_{\Sigma}(\tau, \varphi) = 0. \quad (16)$$

Выразив эти уравнения через $C_{\Sigma}, S_{\Sigma}, dC_{\Sigma}, dS_{\Sigma}$, получим систему уравнений

$$\begin{cases} dC_{\Sigma}(\tau) \cos \varphi - dS_{\Sigma}(\tau) \sin \varphi = 0; \\ S_{\Sigma}(\tau) \cos \varphi + C_{\Sigma}(\tau) \sin \varphi = 0. \end{cases} \quad (17)$$

Эта система имеет решение относительно φ тогда и только тогда, когда выполняется условие равенства нулю определителя

$$Z_{\Sigma}(\tau) \equiv C_{\Sigma}(\tau) dC_{\Sigma}(\tau) + S_{\Sigma}(\tau) dS_{\Sigma}(\tau) = 0. \quad (18)$$

Для смеси прямого и отражённого сигнала получают следующие выражения:

$$\begin{aligned} C_{\Sigma}(\tau) &= C(\tau) + \alpha[C(\tau - \delta) \cos \theta - S(\tau - \delta) \sin \theta]; \\ S_{\Sigma}(\tau) &= S(\tau) + \alpha[C(\tau - \delta) \sin \theta + S(\tau - \delta) \cos \theta]; \\ dC_{\Sigma}(\tau) &= dC(\tau) + \alpha[dC(\tau - \delta) \cos \theta - dS(\tau - \delta) \sin \theta]; \\ dS_{\Sigma}(\tau) &= dS(\tau) + \alpha[dC(\tau - \delta) \sin \theta + dS(\tau - \delta) \cos \theta], \end{aligned} \quad (19)$$

где δ — задержка отражённого сигнала; α — коэффициент отражения; $\theta = \omega_c \delta + \theta_0$ — набег фаз отражённого сигнала. После подстановки выражений (19) в (18) и некоторых преобразований получаем уравнение на τ :

$$\tilde{Z}(\tau) \equiv Z(\tau) + \alpha^2 Z(\tau - \delta) + \alpha[X(\tau; \delta) \cos(\omega_c \delta + \theta_0) - Y(\tau; \delta) \sin(\omega_c \delta + \theta_0)] = 0, \quad (20)$$

где

$$\begin{aligned} Z(\tau) &= C(\tau) dC(\tau) + S(\tau) dS(\tau); \\ X(\tau; \delta) &= C(\tau) dC(\tau - \delta) + C(\tau - \delta) dC(\tau) + \\ &+ S(\tau) dS(\tau - \delta) + S(\tau - \delta) dS(\tau); \\ Y(\tau; \delta) &= C(\tau) dS(\tau - \delta) - S(\tau) dC(\tau - \delta) + \\ &+ S(\tau - \delta) dC(\tau) - C(\tau - \delta) dS(\tau). \end{aligned}$$

При наличии только прямого сигнала требуется решить уравнение

$$Z(\tau) = 0. \quad (21)$$

Пусть уравнение (21) имеет решение τ_* , а уравнение (20) — $\tau(\delta)$, тогда ошибка многолучёвости равна $\tau_M(\delta) = \tau(\delta) - \tau_*$. Верхняя и нижняя огибающие ошибок многолучёвости равны $\tau_{M,\pm}(\delta) = \tau_{\pm}(\delta) - \tau_*$, где $\tau_{\pm}(\delta)$ определяются из уравнений

$$\begin{aligned} \tilde{Z}_{\pm}(\tau) &\equiv \\ &\equiv Z(\tau) + \alpha^2 Z(\tau - \delta) \mp \alpha \sqrt{[X(\tau; \delta)]^2 + [Y(\tau; \delta)]^2} = 0. \end{aligned} \quad (22)$$

Ошибка многолучёвости для ВОС-сигналов

В настоящее время спутниковые системы предполагают излучать новые сигналы, которые будут иметь новые характеристики для подавления ошибки многолучёвости. Для некоторых новых сигналов был произведен расчет таких ошибок в сравнении с использованием С/А-кода GPS. На рис. 1 приведены огибающие кодовой ошибки многолучёвости для сигнала с тактовой частотой кода 10,23 МГц. При расчетах использовалась модель отраженного сигнала с амплитудой, в два раза меньшей амплитуды прямого сигнала, радиотракт приемника с полосой 20 МГц и длительность строка с $\tau_0 = 97,7$ нс (это соответствует 0,1 от длительности элемента С/А-кода).

На рис. 2 приведены огибающие ошибки многолучёвости для сигналов ВОС(1,1) и сигнала ВОС(6,1). Эти результаты показывают, что максимальная ошибка многолучёвости для сигнала ВОС(6,1) сравнима с ошибкой для сигнала BPSK(10).

Ряд новых сигналов в спутниковых системах будут использовать ВОС-сигналы с высокой такто-

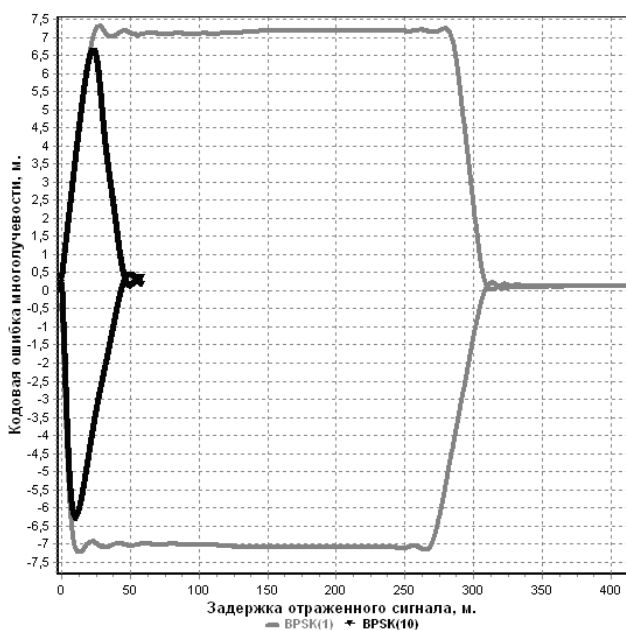


Рис. 1. Огибающие ошибки многолучёвости для сигнала BPSK(1) и BPSK(10)

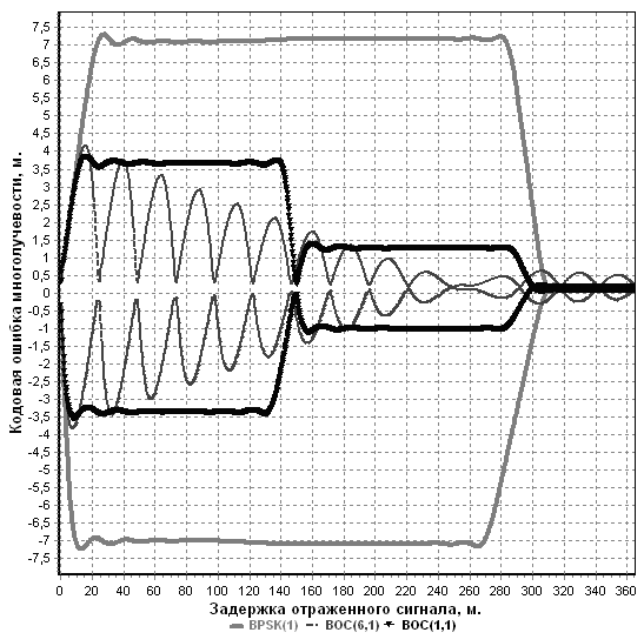


Рис. 2. Огибающие ошибки многолучевости для сигнала BPSK(1), и VOC(1,1) и VOC(6,1)

вой частотой меандровой последовательности. Был произведен расчет ошибок многолучевости для таких сигналов. При этом при расчетах использовалась модель отраженного сигнала с амплитудой, в два раза меньшей амплитуды прямого сигнала, радиотракт приемника с полосой 30 МГц и длительность строка с $\tau_0 = 97,7$ нс. На рис. 3 и 4 приводятся огибающие ошибки многолучевости для сигналов VOC(12,1) и сигнала VOC(14,2). Эти результаты показывают, что максимальная ошибка мно-

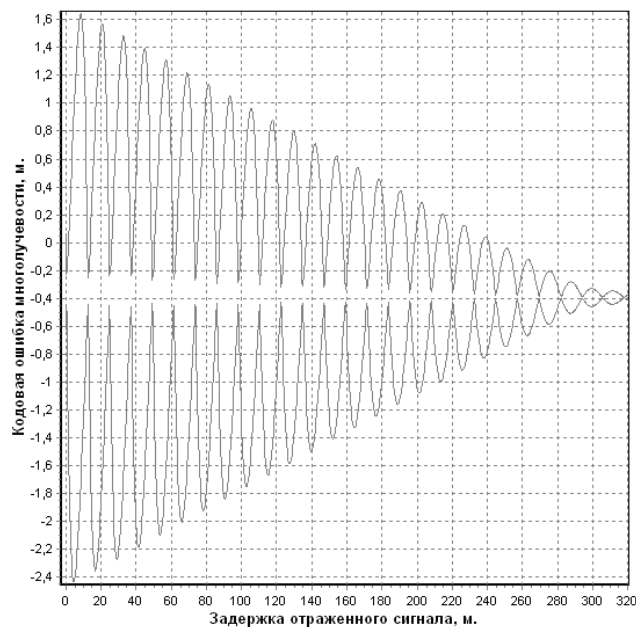


Рис. 3. Огибающая ошибки многолучевости для сигнала VOC(12,1)

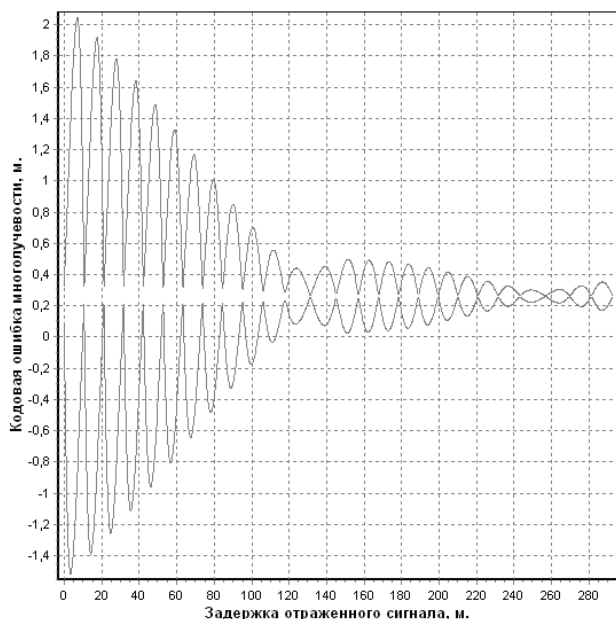


Рис. 4. Огибающая ошибки многолучевости для сигнала VOC(14,2)

голучевости для таких сигналов существенно меньше, чем для ранее существующих сигналов. При использовании таких сигналов возможно существенное повышение точности местоположения.

Выводы

Новые VOC-сигналы, которые будут использоваться в спутниковых навигационных системах, позволят повысить точность местоопределения за счет уменьшения кодовой ошибки многолучевости. Ошибка многолучевости для этих новых сигналов с высокой частотой меандровой последовательности более чем в два раза меньше, чем для существующих сигналов.

Библиографический список

1. Veitsel V., Zhdanov A., Zhodzishsky M. The mitigation of multipath errors by strobe correlators in GPS/GLONASS receivers. GPS Solutions, Volume 2, Number 2, Fall 1998.
2. Zhdanov A., Veitsel V., Zhodzishsky M., Ashjaee J. Multipath error reduction in signal processing. Proc. of ION GPS-99, Nashville, Tennessee.
3. Garin L., Van Diggelen F. and Rousseau J.M. Strobe & Edge correlator multipath mitigation for code. Proc. of ION GPS-96, The Institute of Navigation, Alexandria, VA, 657-664.
4. Turin L., Clapp F., Jonston T., Fine S., Lavry D. A statistical model of urban multipath propagation. IEEE transactions on vehicular technology, Vol. VT-21, No. 1, Feb. 1972.

Московский авиационный институт
Статья поступила в редакцию 20.04.2009