

УДК 621.396.41

ПОВЫШЕНИЕ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ СИСТЕМЫ СВЯЗИ НА ОДНОЙ НЕСУЩЕЙ В УСЛОВИЯХ МНОГОЛУЧЕВОГО РАСПРОСТРАНЕНИЯ

Л. И. Аверина¹, О. К. Каменцев¹, А. Ю. Лафицкий¹, Д. Ю. Чаркин²

¹ – Воронежский государственный университет;

² – АО “Концерн “Созвездие”

Поступила в редакцию 31.01.2018 г.

Аннотация. Проведено исследование особенностей применения временных и частотных эквалайзеров в системах связи на одной несущей при пакетном режиме работы и их сравнительный анализ с точки зрения эффективности работы в условиях многолучевого распространения и сложности программной реализации. Для компенсации шумовых компонент оценки канала связи в качестве дополнительной обработки был применен метод “вейвлетного шумоподавления”, который, как показано в работе, позволяет повысить помехоустойчивость системы связи. Для снижения затрат на передачу циклических префиксов в системе с выравниванием в частотно области разработан подход с использованием метода хранения перекрытий.

Ключевые слова: эквалайзер, ZF, MMSE, метод “вейвлетного шумоподавления”.

IMPROVEMENT OF THE IMMUNITY OF THE COMMUNICATION SYSTEM ON ONE CARRIER UNDER MULTIPATH

L. I. Averina, O. K. Kamentsev, A. Y. Lafitskiy, D. Yu. Charkin

Abstract. The features of the use of time and frequency equalizers in single-carrier communication systems in the packet mode. Comparative analysis of such equalizers from the point of view of the efficiency of work under multipath conditions and the complexity of software implementation was compared. The “wavelet-noise-cancellation” method was applied to compensate the noise components of the channel estimation. It was shown that this additional processing makes it possible to increase the noise immunity of the communication system. To reduce the cost of transmission of cyclic prefixes in a system with equalization in the frequency domain, an approach was developed using the method of storing overlaps.

Keywords: Equalizer, ZF, MMSE, "wavelet noise reduction".

ВВЕДЕНИЕ

При высокоскоростной передаче данных по радиоканалу возникает эффект многолучевого распространения, который приводит к межсимвольной интерференции в принимаемом сигнале. Для борьбы с ней на приемной стороне используют эквалайзеры. В традиционных

системах передачи на одной несущей обычно используют эквалайзеры во временной области [1]. Такие эквалайзеры обеспечивают низкую вероятность ошибки и могут работать в достаточно быстро меняющихся каналах, однако имеют большую аппаратную сложность, особенно в многолучевых каналах с длинным откликом. В альтернативных системах передачи с ортогональным частотным разделением каналов (OFDM) применяют эквалайзеры в частотной области, основанные на использовании быстрого преобразования Фурье (БПФ), которые при той же вероятности ошибки имеют меньшую сложность [2]. Но у данного метода есть два существенных недостатка: высокий пик-фактор сигнала и высокая чувствительность к отклонению несущей частоты. Это приводит к снижению коэффициента полезного действия усилителей мощности и повышению сложности и стоимости радиоаппаратуры в целом. Указанный недостаток данных систем обусловил появление метода передачи сигнала на одной несущей с последующим выравниванием в частотной области (Single-Carrier Frequency Domain Equalization, SC-FDE) [3], который обладает всеми преимуществами OFDM-систем и при этом сохраняет преимущества передачи сигнала на одной несущей: низкий пик-фактор и меньшую чувствительность к отклонению несущей.

В данной работе проводится сравнительный анализ временных и частотных эквалайзеров для систем связи на одной несущей при пакетном режиме их работы, а также предлагаются различные дополнительные методы обработки сигнала для повышения помехоустойчивости системы при работе в частотно-селективных каналах.

МОДЕЛИ ЭКВАЛАЙЗЕРОВ

Временной эквалайзер представляют собой линейный фильтр с изменяемыми коэффициентами (рис. 1). Здесь $x(k)$ — комплексный отсчет сигнала на входе приёмника, $d(k)$ — известный неискаженный каналом отсчёт сигнала, $y(k)$ — отсчёт сигнала на выхода эквалайзера, где k — временной индекс. Если ввести векторное обозначение $h(k) = [h_1(k), h_2(k), \dots, h_N(k)]^T$ для весовых коэффициентов фильтра, где N — порядок фильтра, и $x(k) = [x(k), x(k-1), \dots, x(k-N+1)]^T$ для содержимого линии задержки фильтра, то выходной сигнал фильтра будет определяться соотношением:

$$y(k) = \mathbf{h}^H \mathbf{x}. \quad (1)$$

Здесь индекс H означает эрмитово сопряжение.



Рис. 1. Блок-схема эквализации сигнала во временной области.

Для расчёта оптимального весового вектора используют, как правило, итеративные алгоритмы — метод стохастического градиента (LMS), метод сопряжённых градиентов (CG), рекурсивный метод наименьших квадратов (RLS). LMS-алгоритм является самым простым с точки зрения вычислительной и алгоритмической сложности, однако он обладает медленной

сходимостью. RLS-алгоритм сходится значительно быстрее предыдущего метода. При этом его скорость сходимости не зависит от отношения собственных чисел корреляционной матрицы. Платить за это приходится большей вычислительной сложностью. Компромиссным среди адаптивных методов для пакетного режима работы системы связи является CG-алгоритм. Он обладает достаточно быстрой сходимостью и не требует подбора каких-либо параметров. К тому же если корреляционная матрица принятого сигнала не будет обладать свойством положительной определённости, то в отличие от других методов алгоритм не разойдется.



Рис. 2. Блок-схема эквалайзера сигнала в частотной области.

Работа частотных эквалайзеров основана на быстром преобразовании Фурье (БПФ) сигнала (рис. 2). При формировании таких сигналов для борьбы с межсимвольной интерференцией между передаваемыми пакетами символов вводятся защитные интервалы, для заполнения которых используется циклический префикс. Если длина префикса больше длины предполагаемой импульсной характеристики канала, то ее линейная свертка с сигналом может быть представлена циклической сверткой, которая представляет собой произведение Фурье-образов. Это свойство дискретного преобразования Фурье позволяет эффективно производить компенсацию искажений в частотной области:

$$Y = G \cdot X. \quad (2)$$

Здесь X , Y — БПФ от отсчётов сигнала на входе и выходе эквалайзера, G — коэффициенты частотного эквалайзера. Для их расчёта также применяют несколько алгоритмов — “обращающий в ноль” (ZF), по критерию минимума среднего квадрата ошибки (MMSE), каждый из которых использует оценку частотной характеристики канала связи H , определяемую обычно с помощью пилотных символов. Оценка является “зашумлённой”, степень которой зависит от отношения сигнал/шум в канале.

МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМЫ СВЯЗИ

Чтобы исследовать особенности применения временных и частотных эквалайзеров в системах связи на одной несущей при пакетном режиме их работы, с помощью компьютерного моделирования был проведён их сравнительный анализ с точки зрения эффективности работы в условиях многолучевого распространения и сложности программной реализации. Для системы связи были заданы следующие параметры: тип манипуляции — квадратурная с индексом позиционности 16 (QAM16), полоса сигнала — 4МГц, скорость передачи — 16Мбит/с, длительность пакета — 500мкс, длина обучающей последовательности — 128 символов. При моделировании канала связи учитывалось наличие двух лучей — основного и переотражённого. Причём рассматривались две ситуации: второй луч приходит с достаточно большой задержкой (2мкс) и затуханием 10дБ (тип канала 1), второй луч приходит с маленькой задержкой (125нс) и без затухания (тип канала 2). Тогда в первом случае канал будет проявлять слабые частотно-селективные свойства (глубина замираний 8дБ), а во втором случае будет

наблюдаться сильная частотная селективность канала (глубина замираний 80дБ). Фазы пришедших лучей считались случайными с нормальным законом распределения. Длина БПФ и ОБПФ для частотного эквалайзера составляла 256, а защитного интервала – 20.

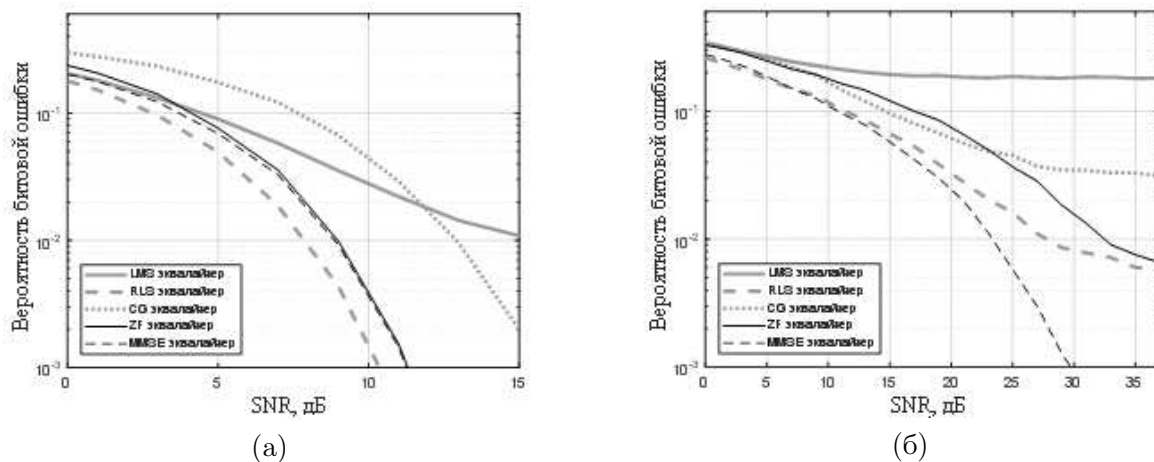


Рис. 3. Характеристики помехоустойчивости системы связи с различными типами эквалайзеров в частотно-селективных каналах (а – канал с слабой частотной селективностью, б – канал с сильной селективностью).

На рис. 3 представлены полученные характеристики помехоустойчивости рассматриваемой системы связи при условиях работы в канале с типом 1 (рис. 3а) и в канале с типом 2 (рис. 3б) для разных алгоритмов временной и частотной эквализации. Видно, что для канала со слабой частотной селективностью LMS-алгоритм не успевает “обучиться” на заданной тестовой выборке, поэтому не обеспечивает заданного качества работы системы. Два других временных алгоритма позволяют компенсировать частотную селективность канала, а разница в эффективности их работы по уровню ошибки 10^{-3} составила порядка 5дБ. Что касается работы системы в канале с сильной частотной селективностью, то здесь ни один временной эквалайзер не смог обеспечить заданного уровня битовой ошибки (10^{-3}). При эквализации в частотной области в канале со слабой частотной селективностью оба типа частотных эквалайзеров практически одинаково выравнивают характеристику канала и обеспечивают заданную вероятность битовой ошибки. В канале с сильной частотной селективностью только MMSE эквалайзер позволяет добиться заданной достоверности передачи информации. Также из графиков видно, что помехоустойчивость системы связи на основе частотной эквализации в канале с типом 1 на 2дБ хуже, чем системы с временным эквалайзером на основе RLS-алгоритма при заданном уровне вероятности битовой ошибки.

Помимо эффективности работы оценивалась ещё и вычислительная сложность реализации алгоритмов временной и частотной эквализации. При этом количество операций разделялось на одну часть, которая требуется для расчёта коэффициентов эквалайзеров, и другую, которая необходима для самого процесса эквализации. Результаты представлены в таблице 1. Видно, что вычислительная сложность временного эквалайзера на основе RLS алгоритма значительно больше, чем частотного на основе ZF алгоритма.

АЛГОРИТМЫ ШУМОПОДАВЛЕНИЯ ПРИ ОЦЕНКЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЧАСТОТНО-СЕЛЕКТИВНОГО КАНАЛА

Повысить помехоустойчивость системы связи на основе частотной эквализации можно за счёт дополнительной цифровой обработки, позволяющей более точно оценивать характеристику частотно-селективного канала. Обычно, методы шумоподавления применяют к сигналу

Таблица 1. Вычислительная сложность временных и частотных эквалайзеров.

Количество операций	Расчёт коэффициентов эквалайзеров		Эквализация информационного пакета	
	Временной	Частотный	Временной	Частотный
сложение	1073152	4096	120960	61440
умножение	1597440	1536	122880	25440
деление	128	160	0	0

во временной области. В данной же работе было решено применить эти алгоритмы при оценке частотной характеристики канала.

Одним из направлений в алгоритмах шумоподавления, которое можно использовать для оценки амплитудно-частотной характеристики канала, является применение вейвлетных функций. Теория вейвлетов активно внедряется в настоящее время в приложения, связанные с цифровой обработкой сигнала. Это обусловлено тем, что вейвлет-анализ позволяет исследовать сигнал с использованием широкого набора базисов и выявлять его локальные особенности, что в совокупности с другими методами даёт более широкую картину о свойствах и природе сигнала.

Кратномасштабный анализ, лежащий в основе теории быстрого вейвлет преобразования, при последовательном увеличении номеров уровней разложения функции приводит к естественной форме быстрых итерационных вычислений:

$$c_{s+1,k} = \sum_n h_n c_{s,2k+n} \quad (3)$$

$$d_{s+1,k} = \sum_n g_n c_{s,2k+n} \quad (4)$$

где $c_{s,k}$ — коэффициенты аппроксимации, $d_{s,k}$ — коэффициенты детализации, h_n и g_n — взвешивающие коэффициенты. Эти уравнения обеспечивают алгоритм вычисления вейвлет-коэффициентов (алгоритм Маллата). Явный вид вейвлета требуется только для расчета коэффициентов h_n и g_n , используемых в самом преобразовании. Для цифровых данных в качестве значений $c_{0,k}$ обычно принимаются исходные значения данных. Сущность операций, выполняемых формулами (2) и (3) (быстрая вейвлет-декомпозиция сигнала), заключается в следующем. С учетом спектров коэффициентов h_n и g_n на первом этапе преобразования первый цифровой фильтр h_n из сигнала $f_k = c_{0,k}$ выделяет низкие частоты, а фильтр g_n выделяет верхние частоты. Поскольку на выходе фильтра h_n отсутствует верхняя половина частот, то частота дискретизации выходного сигнала может быть уменьшена в 2 раза, т. е. выполнена децимация выходного сигнала. Соответственно, на выходе фильтра g_n освобождается место в области низких частот, и аналогичное прореживание выходного сигнала приводит к транспонированию верхних частот на освободившееся место. Таким образом, каждый из выходных сигналов несет информацию о своей половине частот, при этом выходная информация представлена таким же количеством отсчетов, что и входная.

Для обратного синтеза сигнала (его реконструкции) выполняется операция интерполяции субполосных сигналов, фильтрация их и сложение. То есть обратное быстрое вейвлет-преобразование представляет собой последовательную сборку сигнала от больших s к малым:

$$c_{s-1} = \sum_{n \in I} c_{s,n} h'_{k-2n} + \sum_{n \in I} d_{s,n} g'_{k-2n} \quad (5)$$

и обеспечивает реконструкцию функции по значениям ее вейвлет-коэффициентов с любого уровня разложения. Коэффициенты h'_n и g'_n являются инвертированными во времени копиями h_n и g_n соответственно, что является свойством ортогональности преобразования [4].

Точность реконструкции сигналов зависит от потерь информации при выполнении прореживания спектров. Причем эти потери наблюдаются, в основном, на срезах полос пропускания фильтров низких и высоких частот, крутизна которых зависит от порядка фильтров, их согласованности и типа вейвлетных функций. Естественно, что по мере декомпозиции сигнала суммарные потери информации увеличиваются, и погрешность реконструкции сигналов возрастает.

Идея предлагаемого метода “вейвлетного шумоподавления” состоит в том, что высокочастотные компоненты амплитудно-частотной характеристики канала соответствуют шумовым компонентам. Исходя из этого предположения, производится декомпозиция сигнала с последующей реконструкцией, но уже с нулевыми высокочастотными компонентами. Например, при двукратном вейвлет-разложении на этапе реконструкции высокочастотные компоненты второго и первого уровней разрешения обнуляются, что соответствует удалению шумовых компонент характеристики канала.

В результате применения метода “вейвлетного шумоподавления” помехоустойчивость рассматриваемой системы связи для канала со слабой частотной селективностью увеличилась более чем на 2дБ (при вероятности битовой ошибки 10^{-3}) (рис. 4а). При этом система с частотной эквалализацией стала иметь более высокую помехоустойчивость, чем система с применением временного эквалайзера. Для канала с сильной частотной селективностью дополнительное вейвлетное шумоподавление позволило улучшить помехоустойчивость системы на 3,5дБ (рис. 4б).

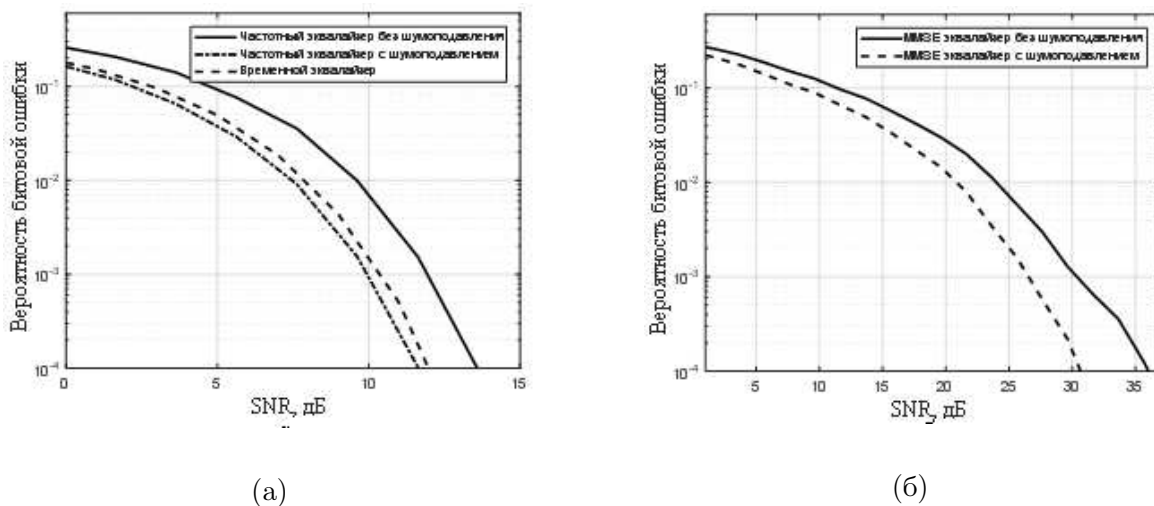


Рис. 4. Характеристики помехоустойчивости системы связи в частотно-селективных каналах при использовании алгоритмов шумоподавления (а – канал с слабой частотной селективностью, б – канал с сильной селективностью).

МЕТОД ЧАСТОТНОГО ВЫРАВНИВАНИЯ БЕЗ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ЦИКЛИЧЕСКОГО ПРЕФИКСА

Стандартный подход к формированию выходного сигнала для SC-FDE систем - это вставка циклического префикса, необходимая для предотвращения межблочной интерференции вследствие свойства цикличности операций с помощью дискретных преобразований Фурье. В случаях, когда длительность одного блока передаваемого сигнала (пакета) невелика такая структура сигнала может быть оправданной. Но в случаях значительного увеличения размера блока символов данных потребуется большая размерность БПФ, что приведёт к увеличению требуемых вычислительных ресурсов. Если же разбить пакет данных на несколько блоков,

то потребуется такое же количество циклических префиксов, что снижает пропускную способность канала связи. Следовательно, необходим такой метод частотного выравнивания, который позволит избежать все перечисленные трудности с сохранением качества выравнивания сигнала. В работе предлагается метод частотного выравнивания без использования циклического префикса.

В теории цифровой обработки сигнала известен метод быстрой свертки с помощью быстрого преобразования Фурье под названием метод хранения перекрытий. Его суть состоит в использовании перекрывающихся блоков символов с длиной перекрытия $(p - 1)$. Предлагается использовать этот подход для последовательного частотного выравнивания длинного блока данных. Пусть длительность блока данных для передачи — M символов. Используя метод хранения, перекрытий данный блок можно разбить на R меньших подблоков длиной L ($L < M$) с глубиной перекрытия $(p - 1)$. Тогда каждый из этих подблоков данных x_r формируется из входного сигнала \mathbf{x} согласно выражению:

$$\begin{aligned} x_r &= x[n + r(L - p + 1 - p + 1)], \\ 0 \leq n \leq L - 1, \quad r &= 0, 1, \dots, R - 1 \end{aligned} \quad (6)$$

Далее каждый подблок подвергается БПФ длиной L , а выравнивание сигнала в частотной области осуществляется согласно выражению (1). После ОБПФ сигнала \mathbf{Y} в блок символов y_{rp} необходимо устранить поврежденные вследствие циклического свойства частотной обработки символы и сформировать восстановленный сигнал \mathbf{y} с помощью выражений:

$$y[n] = \sum_{r=0}^R y_r[n - r(L - p + 1) + p - 1] \quad (7)$$

где

$$y_r[n] = \begin{cases} y_{rp}[n], p - 1 \leq n \leq L - 1 \\ 0, n < p - 1, n > L - 1 \end{cases} \quad (8)$$

Данный подход позволяет использовать только 2 сигнальные вставки на концах пакета. Предложенный подход позволяет гибко изменять размер подблока сигнала для восстановления, что снижает требования к вычислительным ресурсам, таким как объем доступной памяти, количество вычисляемых коэффициентов эквалайзера.

Для оценки эффективности работы предложенного метода было проведено компьютерное моделирование работы рассматриваемой выше системы связи на основе частотных эквалайзеров с использованием вставки циклического префикса и с использованием предложенного алгоритма. Полученные характеристики помехоустойчивости системы оказались практически идентичны.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведённые исследования показали, что для систем радиосвязи, работающих на одной несущей частоте в пакетном режиме, более эффективными с точки зрения обеспечения помехоустойчивости и сложности аппаратной реализации являются частотные эквалайзеры, позволяющие выравнивать характеристики каналов как со слабой, так и с сильной частотной селективностью. При оценке частотной характеристики канала необходимо применять алгоритмы шумоподавления. Например, предложенный алгоритм вейвлетного шумоподавления позволяет увеличить помехоустойчивость системы связи на 2-4дБ. Для снижения затрат на передачу циклических префиксов в системе на одной несущей частоте с последующим выравниванием в частотной области разработан подход с использованием метода хранения перекрытий. Также он позволяет уменьшить размеры блоков и, как следствие, число коэффициентов частотного эквалайзера.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB / Yong Soo Cho et. al. — Wiley-IEEE Press, 2010. — 457 p.
2. Prasad, R. OFDM for wireless communications systems / R. Prasad. — Artech House, Inc. ВоСРВн. — 291 p.
3. Тихвинский, В. О. Сети мобильной связи LTE : технологии и архитектура / В. О. Тихвинский, С. В. Терентьев, А. Б. Юрчук. — М. : Эко-Трендз, 2010. — 284 с.
4. Mallat, S. Wavelet tour of signal processing : the sparse way / S. Mallat. — Academic Press, 2009. — 824 p.
5. Добеши, И. Десять лекций по вейвлетам / И. Добеши. — Ижевск : НИЦ “Регулярная и хаотическая динамика”, 2001. — 464 с.
6. Cimini, L. Analysis and Simulation of a Digital Mobile Channel Using Orthogonal Frequency Division Multiplexing / L. J. Cimini, Jr. // IEEE Transactions On Communications. — 1985. — V. Com-33. — P. 665-675.

REFERENCES

1. Yong Soo Cho etc. MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB. Wiley-IEEE Press, 2010, 457 p.
2. Prasad R. OFDM for wireless communications systems. Artech House, Inc. ВоСРВн, 291 p.
3. Tixvinskij V.O., Terent'ev S.V., Yurchuk A.B. LTE Mobile Networks: technology and architecture. [Tixvinskij V.O., Terent'ev S.V., Yurchuk A.B. Seti mobil'noj svyazi LTE: texnologii i arxitektura]. Moscow: Eco-Trendz, 2010, 284 p.
4. Mallat S. Wavelet tour of signal processing: the sparse way. Academic Press, 2009, 824 p.
5. Daubechies I. Ten Lectures on Wavelets. [Dobeshi I. Desyat' lektsiy po vevletam]. Izhevsk: Regular and Chaotic Dynamics, 2001, 464 p.
6. Cimini L. Analysis and Simulation of a Digital Mobile Channel Using Orthogonal Frequency Division Multiplexing. IEEE Transactions On Communications, 1985, vol. Com-33, pp. 665-675.

Аверина Лариса Ивановна, д. ф.-м.н., доцент кафедры электроники Воронежского государственного университета, Воронеж, Россия
E-mail: averina@phys.vsu.ru
Тел.: +7-904-211-81-95

Averina Larisa Ivanovna, Doctor of physical and mathematical sciences, Associate Professor, Department of Electronics, Voronezh State University, Voronezh, Russia
E-mail: averina@phys.vsu.ru
Tel.: +7-904-211-81-95

Каменцев Олег Константинович, магистрант кафедры электроники Воронежского государственного университета, Воронеж, Россия
E-mail: kamentsevok@gmail.com
Тел.: +7-962-327-20-40

Kamentsev Oleg Konstantinovich, Masters student, Department of Electronics, Voronezh State University, Voronezh, Russia
E-mail: kamentsevok@gmail.com
Tel.: +7-962-327-20-40

Лафицкий Александр Юрьевич, магистрант кафедры электроники Воронежского государственного университета, Воронеж, Россия
E-mail: unexepected1@mail.ru
Тел.: +7-960-114-78-45

Lafitskiy Alexander Yurievich, Postgraduate student, Department of Electronics, Voronezh State University, Voronezh, Russia
E-mail: unexepected1@mail.ru
Tel.: +7-960-114-78-45

*Чаркин Дмитрий Юрьевич, директор
НТЦ, АО “Концерн “Созвездие”, Воронеж,
Россия
E-mail: charkd@mail.ru
Тел.: +7-903-025-52-91*

*Charkin Dmitriy Yurievich, head of Scientific
and Technical Centre, JSC “Concern
“Sozvezdie”, Voronezh, Russia
E-mail: charkd@mail.ru
Tel.: +7-903-025-52-91*