

УДК 681.391

ВОПРОСЫ ПРИМЕНЕНИЯ МНОГОПороГОВЫХ ДЕКОДЕРОВ В КАНАЛАХ СВЯЗИ С МНОГОПОЗИЦИОННЫМИ СИСТЕМАМИ СИГНАЛОВ

(работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ (грант №05-07-90024в))

Гринченко Н.Н., Овечкин Г.В.

Введение

Развитие систем цифровой передачи и обработки данных в значительной степени определяется возможностями методов обеспечения высокой достоверности передаваемой информации. Наиболее эффективным средством повышения достоверности цифровой информации является применение помехоустойчивого кодирования. Обзор наиболее перспективных методов кодирования по критерию «эффективность-производительность» был сделан в [1], где указывалось, что наибольшее предпочтение в высокоскоростных каналах спутниковой связи заслуживают многопороговые декодеры (МПД) [2].

В большинстве последних публикаций по МПД представлены результаты его исследования в каналах передачи данных с двоичной фазовой модуляцией (ФМ2). В таких условиях при сопоставимой эффективности МПД оказывается существенно (на два-три порядка) проще для реализации, чем другие методы коррекции ошибок [3]. Вместе с тем в современных телекоммуникационных системах на каналы передачи данных часто накладываются значительные ограничения по занимаемой полосе частот и с каждым годом эти ограничения становятся все жестче. Одним из способов уменьшения занимаемой полосы частот является использование многопозиционных сигналов, для формирования которых обычно применяется многопозиционная фазовая (ФММ) или квадратурная амплитудная модуляция (КАММ). В таких условиях для улучшения энергетики канала также необходимо применять помехоустойчивые коды. Можно предположить, что МПД, обладающие большой корректирующей способностью в каналах с двоичной фазовой модуляцией, будут обладать такой же высокой эффективностью и в каналах с многопозиционными сигналами.

Таким образом, целью данной работы является применение многопороговых декодеров в каналах с многопозиционной модуляцией и исследование их эффективности в таких условиях.

Многопороговые декодеры

Многопороговый декодер является итеративным методом декодирования самоортогональных блочных или сверточных кодов [1, 2]. Пример схемы МПД сверточного кода с кодовым расстоянием $d = 5$ и кодовой скоростью $R = 1/2$ с двумя итерациями декодирования представлен на рис. 1. При необходимости использования

Рассмотрены вопросы применения многопороговых методов декодирования (МПД) в каналах с многопозиционной фазовой и квадратурной амплитудной модуляцией. Показано, что многопороговые декодеры в данных условиях оказываются на 1..3 дБ эффективнее классического декодера Витерби при вероятности ошибки порядка 10^{-4} и уступают декодеру турбо кода от 1 до 1,5 дБ. Рассмотрена методика улучшения эффективности МПД за счет оптимизации расположения информационных и проверочных битов в символах сигнального множества. Показано, что применение данной методики позволяет улучшить эффективность МПД примерно на 0,5 дБ.

большого числа итераций (например, при большом шуме в канале) все последующие итерации полностью аналогичны второй.

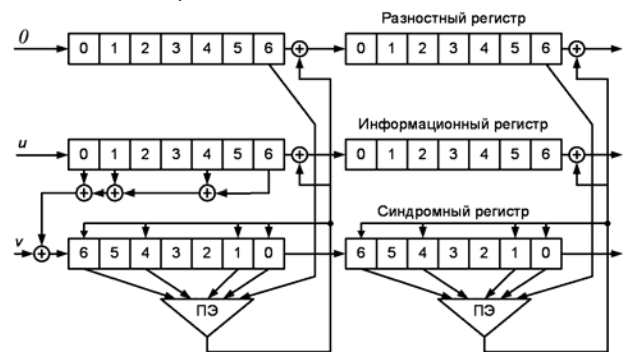


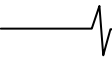
Рис. 1. Схема МПД сверточного кода

Как видно из представленной схемы, каждая итерация МПД отличается от обычного порогового декодера, лежащего в основе данной схемы, только наличием разностного регистра, в котором отмечаются измененные на пороговом элементе информационные символы. Существенно, что решения порогового элемента из разностного регистра затем используются другим пороговым элементом на следующей итерации декодирования. На пороговом элементе каждой итерации МПД в процессе декодирования информационного символа u_k при использовании жесткого модема (соответствует случаю, когда демодулятор оценивает только значения принятых битов) выполняются следующие операции.

1. Вычисляется сумма проверок (каждая из которых для случая жесткого модема равна 0 или 1), т.е. функция

$$L_k = \sum_{m=1}^J S_{g_m} + r_k,$$

где $J = d-1$ – количество проверок (ненулевых элементов порождающего полинома кода g); r_k – символ разностного регистра, относящийся к декодируемому



символу u_k (равный 0 или 1); S_m – m -й элемент синдромного регистра, входящий в множество проверок относительно декодируемого символа u_k .

2. Если $L_k > T$, где $T \geq (d-1)/2$ – значение порога порогового элемента, то символ u_k , все связанные с ним проверки $\{S_{g_m}\}_{m=1,J}$ и символ r_k инвертируются.

3. Переход к декодированию следующего символа (п.1).

Заметим, что при применении мягкого модема (соответствует случаю, когда демодулятор оценивает не только значения принятых битов, но и их надежность) в МПД выполняются те же операции, но проверки на пороговых элементах суммируются уже с весами, определяющими надежность оценок принятых из канала битов.

Применение МПД с многопозиционными системами сигналов

При использовании высокоэнергетических сигналов и жестких требованиях к ширине полосы частот высокие значения эффективности возможны в случае совместного применения многопозиционных систем модуляции и кодирования. Принципы использования МПД для систем сигналов на плоскости типа КАММ и ФММ также разработаны уже достаточно давно [4]. Это позволяет считать, что возможность применения МПД с этими типами сигналов в настоящее время вполне очевидна. При переходе к многомерным сигналам все подходы к применению МПД совместно с такими сигнальными конструкциями остаются аналогичными двумерному случаю, что позволяет одновременно получить значительный энергетический выигрыш кодирования и существенно сэкономить полосу частот передаваемого сигнала.

Рассмотрим принцип многопорогового декодирования для такой системы сигналов на примере КАМ16, для которой расположение сигнальных точек показано на рис. 2.

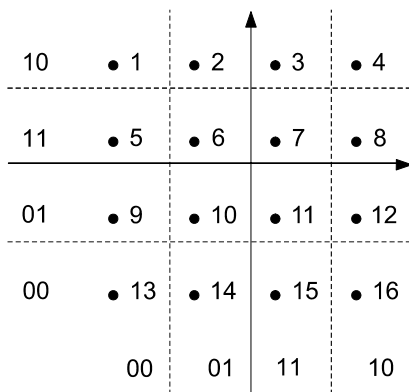


Рис. 2. Двумерная система сигналов для КАМ16

Двоичные пары битов на горизонталях и вертикалях дают представление об одном из вариантов соответствия между сигнальными точками и четверками битов, которые поступают в модем передатчика от кодера, а затем приходят из демодулятора в декодер приемника. Существенным для обеспечения достаточно хорошего согласования систем модуляции и кодирования является то, что для каждого данного сигнала соседние с ним по горизонтали и вертикали сигналы отличаются только в одном бите, а те, которые находятся на диагонали – в двух би-

тах. Такое установление соответствия между сигнальными точками и четверками битов называется кодированием двумерным кодом Грея. На самом деле можно проверить, что свойство увеличения веса Хемминга разности двоичных представлений сигнальных точек имеет место при удалении от любого исходного сигнала не только на 1, но и на 2 позиции, причем соответствующие логарифмы отношений вероятностей для случая удвоения веса Хемминга также примерно удваиваются. Это позволяет считать двоичные векторы разностного и синдромного регистров МПД [2], как и в случае обычной ФМ2, эффективной мерой разности расстояний между передаваемыми символами такой недвоичной системы передачи.

Аналогичные свойства справедливы и при росте числа сигнальных точек в рамках прямоугольной системы сигналов на плоскости или в пространствах большей размерности.

Таким же способом организуется соответствие между сигналами и их двоичным представлением в случае многопозиционной круговой системы сигналов, например, фазовой манипуляции вида ФММ. Для примера на рис. 3 показано расположение сигнальных точек для системы сигналов ФМ8. Легко видеть, что в случае ФММ имеет место рост веса Хемминга для разности двоичных представлений между всеми соседними или удаленными друг от друга на две позиции сигнальными точками.

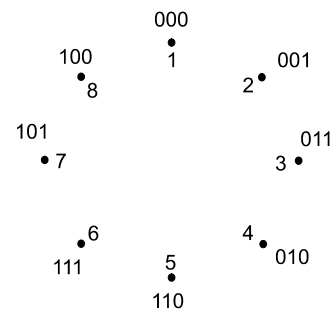


Рис. 3. Двумерная система сигналов для ФМ8

Но из такого монотонного увеличения веса разности двоичного представления сигналов по мере их удаления от любого передаваемого символа в системе КАММ или ФММ констатируем, что как в случае жесткого модема, так и мягкого модема, рост весов и сумм проверок на пороговых элементах с хорошей точностью пропорционален логарифму отношения вероятностей текущего решения МПД и того удаленного (потенциально нового) решения, для которого и вычисляется сумма проверок двоичного кода со специально подобранными кодовыми полиномами для системы многопозиционной модуляции. Именно в этом случае суммы проверок соответствуют сравнению кодовых слов, у которых нет различий в том, рассматриваются ли разности в битах внутри передаваемых символов или все различия наблюдаются только между некоторыми битами в различных символах. Такое устранение различий между двоичными представлениями соотношения расстояний в векторах синдромного и разностного регистров при использовании кода Грея позволяет успешно применять двоичные МПД со сложными системами сигналов.

Эффективность МПД в каналах с многопозиционными системами сигналов при использовании жестких решений демодулятора

В данном разделе представлены результаты моделирования МПД и других методов коррекции ошибок в канале с многопозиционными системами сигналов. При моделировании использовалась модель канала, задаваемая выражением

$$r = s + w,$$

где $s \in S$ – передаваемый комплексный сигнал; S – множество возможных сигналов, определяемое выбранной системой модуляции; r – принятый комплексный сигнал; w – комплексный аддитивный белый гауссовский шум со спектральной плотностью мощности $N_0/2$ в каждой размерности.

Заметим, что все представленные в данном разделе результаты получены для случая использования жесткого модема, когда демодулятор не формирует оценок надежности своих решений для принятых битов.

Для получения таких решений использовался демодулятор по максимуму правдоподобия, выполняющий оценку переданного символа по формуле

$$s = \arg \min_{s \in S} \|s - r\|.$$

На рис. 4 кривыми 1 – 3 представлены экспериментальные графики зависимости вероятности ошибки на бит $P_b(e)$ на выходе многопорогового декодера от отношения сигнал-шум E_b/N_0 в канале связи с аддитивным белым гауссовским шумом (АБГШ) и квадратурной амплитудной модуляцией при использовании 16, 32 и 64 символьных созвездий. При декодировании выполнялось от 10 до 20 итераций декодирования сверточного самоортогонального кода с кодовой скоростью $R = 1/2$, кодовым расстоянием $d = 11$ и длиной n порядка 10000. Заметим, что при этом использовался так называемый код с параллельным каскадированием [5, 6].

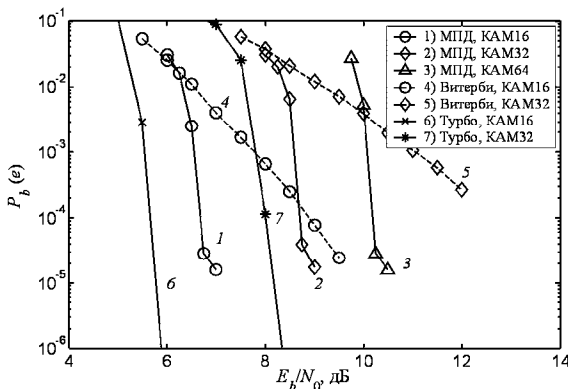


Рис. 4. Эффективность МПД в каналах с КАМN, жесткий модем

На рис. 4 кривыми 4 и 5 также представлены характеристики декодера Витерби [7] для кода с длиной регистра $K = 7$ при использовании КАМ16 и КАМ32 соответственно. Как видно, декодер Витерби в данных условиях при $P_b(e) = 10^{-4}$ проигрывает МПД примерно 2 и 3 дБ. Кривыми 6 и 7 на рис. 4 показаны характеристики очень мощного турбо кода [8] с кодовой скоростью $R = 1/2$,

который образован путем параллельного каскадирования двух рекурсивных систематических сверточных кодов с конструктивной длиной $K = 4$. В данном турбо коде применялся перемежитель типа S-random длиной $L = 5000$ (общая длина турбо кода составляет $n = 10000$). При декодировании турбо кода выполнялось 8 итераций, на каждой из которых для декодирования составляющих кодов применялся Max-Log-MAP алгоритм. Из сравнения характеристик турбо кода и МПД видно, что эффективность последнего оказывается хуже примерно на 1 дБ, но МПД при этом почти на два порядка проще для практической реализации, чем данный турбо код [3].

На следующем рис. 5 представлены характеристики МПД для того же сверточного кода, что и на рис. 4, но в канале с многопозиционной фазовой модуляцией (ФМN). При этом использовалась такая же модель канала с другим множеством сигнальных точек S .

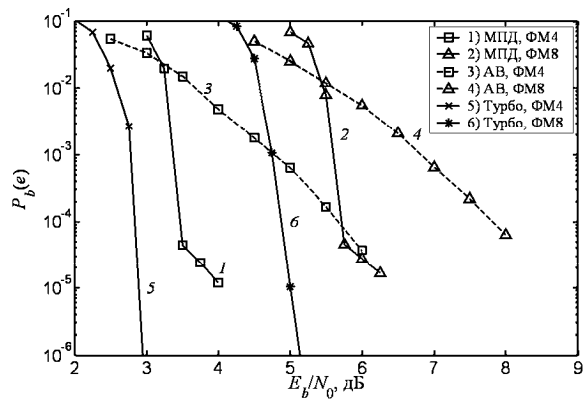


Рис. 5. Эффективность МПД в каналах с ФМN, жесткий модем

Видно, что соотношения между характеристиками многопорогового декодера, декодера Витерби и турбо кода сохраняются и при данном виде модуляции.

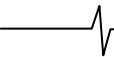
Эффективность МПД в каналах с многопозиционными системами сигналов при использовании мягких решений демодулятора

В данном разделе представлены результаты моделирования МПД и других методов коррекции ошибок в канале с многопозиционными системами сигналов и использовании мягких решений демодулятора.

При моделировании использовалась модель канала, описанная в предыдущем разделе. Мягкие решения относительно принятых битов формировались в соответствии со следующим выражением:

$$LLR(b_i) = \ln \frac{\sum_{s_j \in S: b_i=1} e^{-\frac{-(\text{Re}(s_j) - \text{Re}(r))^2 + [\text{Im}(s_j) - \text{Im}(r)]^2}{2\sigma^2}}}{\sum_{s_j \in S: b_i=0} e^{-\frac{-(\text{Re}(s_j) - \text{Re}(r))^2 + [\text{Im}(s_j) - \text{Im}(r)]^2}{2\sigma^2}}}.$$

Здесь: r – принятый символ; $\text{Re}(s)$ – действительная часть s ; $\text{Im}(s)$ – мнимая часть s ; σ^2 – дисперсия гауссовского шума; $s_j \in S: b_i = a$ – все символы сигнального созвездия, для которых i -й бит равен a .



На рис. 6 и 7 соответствующими кривыми представлены характеристики тех же методов коррекции ошибок, что и на рис. 4 и 5, но при использовании мягких решений демодулятора. Из данных рисунков следует, что в этих условиях характеристики МПД оказываются примерно на 1 дБ лучше характеристик декодера Витерби при $P_b = 10^{-4}$. Кроме того, видно, что МПД проигрывает по эффективности турбо коду порядка 1,5 дБ.

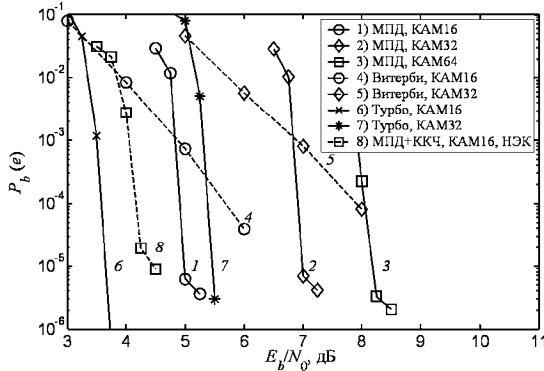


Рис. 6. Эффективность МПД в каналах с КАМН, мягкий модем

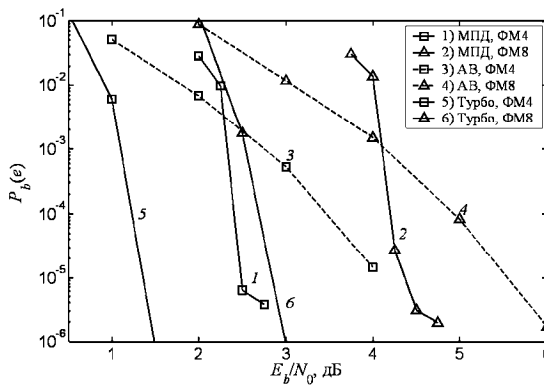


Рис. 7. Эффективность МПД в каналах с ФМН, мягкий модем

Улучшение эффективности МПД в каналах с многопозиционными системами сигналов

Одним из возможных способов приближения области эффективной работы МПД к пропускной способности канала является его использование в каналах с неравномерной энергетикой [9], когда при передаче информационные символы передаются сигналами с большей энергией, а проверочные – с меньшей. При этом общая энергия, требуемая для передачи данных, остается постоянной. В публикациях по многопороговым методам декодирования показано, что в таких каналах граница эффективности применения МПД смещается в область больших уровней шума в канале, но при этом несколько понижается достоверность его решений [9].

Известно, что в каналах с многопозиционными системами сигналов отдельные биты сигнального созвездия защищены по-разному. Например, для системы КАМ16, представленной на рис. 2, первый и третий биты защищены больше, а второй и четвертый – меньше. При этом оказывается, что вероятность ошибки в первом и третьем битах в два раза меньше вероятности ошибки во втором и четвертом битах. Похожая ситуация наблюдается и при

использовании других многопозиционных систем сигналов. Таким образом, канал с многопозиционными системами сигналов можно рассматривать в качестве канала с неравномерной энергетикой. В результате для приближения области эффективной работы МПД к пропускной способности канала можно информационные символы сообщения располагать в более надежных битах созвездия, а проверочные – в менее надежных.

На рис. 8 кривой 1 еще раз показаны характеристики МПД самоортогонального кода с кодовой скоростью $R = 1/2$, кодовым расстоянием $d = 11$ и длиной n порядка 10000 в канале с АБГШ при использовании КАМ16 и демодулятора, формирующего жесткие решения. Кривая 2 соответствует случаю расположения информационных битов в более надежных позициях символа, а проверочных – в менее надежных. Заметим, что область эффективной работы МПД приблизилась к пропускной способности канала примерно на 0,5 дБ, но при этом область насыщения вероятности ошибки оказалась несколько выше. Вместе с тем, для уменьшения вероятности ошибки в области эффективной работы, как показано в [6], возможно использование совместно с МПД простейшего кода с контролем четности (ККЧ). Применение ККЧ позволяет снизить вероятность ошибки декодирования на 1..2 порядка практически без увеличения сложности результирующей схемы [6]. Характеристики каскадной схемы, состоящей из МПД и ККЧ длины 50, в случае расположения информационных битов в более надежных позициях символа для тех же условий показаны на рис. 8 кривой 3. Из рисунка видно, что применение предложенного подхода позволило приблизить эффективность МПД к пропускной способности канала примерно на 0,5 дБ. В результате преимущество гораздо более сложного ранее рассмотренного турбо кода (кривая 5) перед МПД при вероятности ошибки порядка 10^{-4} оказалось даже меньшим, чем 0,5 дБ.

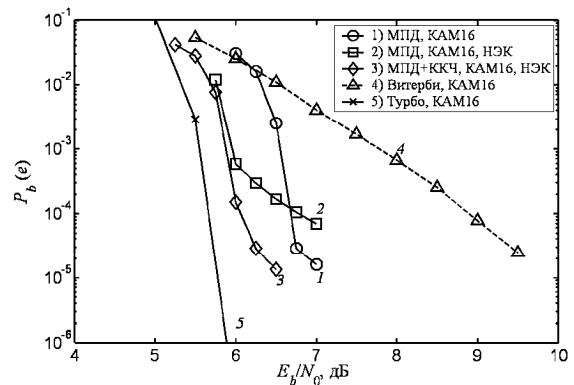


Рис. 8. Эффективность МПД в каналах с КАМ16, жесткий модем

Результаты моделирования рассмотренной каскадной схемы при расположении информационных битов в более надежных позициях символа для случая использования мягких решений демодулятора показаны на рис. 6 кривой 8. В данном случае улучшение характеристик МПД оказалось равным 0,7 дБ.

Заметим, что похожего результата можно добиться и при использовании других многопозиционных систем сигналов.

Заключение

Таким образом, в статье рассмотрены вопросы применения многопороговых методов декодирования в каналах с многопозиционными системами модуляции, таких как квадратурная амплитудная и многопозиционная фазовая модуляция. Показано, что в данных условиях при использовании как жестких, так и мягких решений демодулятора, МПД является на 1..3 дБ более эффективным, чем классический декодер Витерби, и уступает декодеру турбо кода около 1..1,5 дБ. При этом сложность практической реализации МПД оказывается на два или даже более порядков меньше сложности декодера турбо кода и других методов коррекции ошибок с сопоставимой эффективностью. Рассмотрена методика улучшения эффективности МПД за счет оптимизации расположения информационных и проверочных битов в символах сигнального множества. Показано, что применение данной методики позволяет приблизить область эффективной работы МПД к пропускной способности канала более чем на 0,5 дБ. Все это допускает применение многопороговых декодеров в высокоскоростных системах передачи данных, в которых наряду с высокими требованиями к энергетике канала накладываются жесткие ограничения на расширение полосы частот.

Дополнительную информацию о МПД можно найти на веб-сайте [10].

Библиографический список

1. Золотарев В.В., Овечкин Г.В. Эффективные алгоритмы помехоустойчивого кодирования для цифровых систем связи // Электросвязь. 2003. №9. С. 34–37.
2. Золотарев В.В., Овечкин Г.В. Помехоустойчивое кодирование. Методы и алгоритмы. Справочник. М.: Горячая линия – Телеком, 2004. 126 с.
3. Золотарев В.В., Овечкин Г.В. Сложность реализации эффективных методов декодирования помехоустойчивых кодов // 6-я межд. конф. и выст. «Цифровая обработка сигналов и ее применение». М.: 2004. Том 1. С. 220–221.
4. Банкет В.Л., Золотарев В.В. Эффективность многопозиционных систем модуляции и многопорогового декодирования // В сб.: ЕС Всесоюзная школа-семинар по вычислительным сетям». М.-Пушкино, 1984. Ч. 3.2.
5. Золотарев В.В. Параллельное кодирование в каналах СПД // В сб.: «Вопросы кибернетики». ВК-120. – М.: 1986.
6. Золотарев В.В., Овечкин Г.В. Использование многопорогового декодера в каскадных схемах // Вестник РГРТА, 2003, вып.11, С. 112-115.
7. Витерби А. Границы ошибок для сверточных кодов и асимптотически оптимальный алгоритм декодирования // Некоторые вопросы теории кодирования. М.: Мир, 1970. С. 142–165.
8. Berrou C., Glavieux A., Thitimajshima P. Near Shannon Limit Error-Correcting Coding and Decoding: Turbo Codes // Proc. of the Intern. Conf. on Commun. (Geneva, Switzerland). 1993. May. P. 1064–1070.
9. Брауде-Золотарев Ю.М., Золотарев В.В. Пороговое декодирование в каналах с неравномерной энергетикой // В сб.: «VII Конференция по теории кодирования и передачи информации». Доклады, Ч. II, Теория помехоустойчивого кодирования. – М.: Вильнюс, 1978.
10. Веб-сайт www.mtdbest.iki.rssi.ru

Уважаемые коллеги!

Предлагаем вам принять участие в формировании тематических выпусков журнала «Цифровая обработка сигналов» и размещению рекламы продукции (услуг) Вашей фирмы на его страницах. В случае положительного решения просим представить в редакцию журнала Ваши предложения по плановому размещению информационных материалов и макет рекламы продукции (услуг) Вашей фирмы с указанием желаемого её месторасположения: обложка (2-я, 3-я или 4-я стр.), цветная внутренняя полоса (объем полосы)

В 2007 году планируется выпуск 4-х номеров журнала (тираж до 1000 экз.). Журнал будет распространяться по подписке через агентство «Роспечать» в России, СНГ и странах Балтии (индекс 82185), а также на Выставках: «Цифровая обработка сигналов и ее применение – DSPA'2007», «ExpoElectronica», «СвязьЭкспокомм», «ЭЛЕКТРОНИКА: компоненты, оборудование, технологии» (г. Москва) и др.

Размещение рекламы Вашей фирмы на страницах журнала «Цифровая обработка сигналов» на плановой основе (не менее 2-х рекламных полос в течение года) предоставит Вам следующие возможности и права:

1. Первоочередное право расположения рекламных материалов на всех обложках (кроме 1-й) и страницах журнала.
2. Публикация представленных Вами рабочих (рекламных) материалов (статей) объемом до 6 полос в каждом очередном номере (в счет оплаченной рекламы).
3. Установка баннера Вашего сайта (или логотипа вашей организации) на 1-й странице сайта журнала «Цифровая обработка сигналов» (www.dsra.ru) в течение всего года, что привлечет внимание к продукции (услугам) Вашей фирмы новых участников на рынке DSP-технологий (ежедневно фиксируется от 50 до 100 посещений сайта www.dsra.ru).
4. Предоставление до 30 экз. очередного номера журнала в счет оплаченной рекламы.

Ориентировочная стоимость рекламных услуг:

- 4-я (внешняя) страница цветной обложки - 1000 у.е.
- 2-я страница цветной обложки - 700 у.е.
- 3-я страница цветной обложки - 600 у.е.
- цветная внутренняя полоса - 500 у.е.
- 1/2 цветной внутренней полосы - 250 у.е.

Ждем Ваших предложений.

С наилучшими пожеланиями, зам. главного редактора
д.т.н., профессор Витязев Владимир Викторович

Предложения прошу направлять по адресу: E-mail: tor@rgta.gyazan.ru