

УДК 621.396

## Обработка сигналов телеметрии и дальности аэрологического зонда

М.А. Азаров

### Введение

**В** последнее время в силу развития цифровых средств сбора и обработки данных перед разработчиками открываются новые возможности для решения широкого спектра задач. Область обработки сигналов аэрологических радиозондов в этом смысле не является исключением.

В ходе создания нового поколения российских систем аэрологического зондирования – семейства компактных комплексов аэрологического радиозондирования «МАРЛ» возникла задача улучшения характеристик приема телеметрической информации и оценки дальности до зонда (для комплексов с активным измерением координат) с целью снижения требований к энергетическому потенциалу всей системы. В статье рассматриваются подходы к задаче обработки сигнала радиозонда, основанные на корреляционном анализе и оптимальных методах, таких, как метод переменных состояний для нелинейной оценки по критерию максимума апостериорной вероятности (МАНВ).

### Существующие решения

Отечественная инженерная мысль в области оборудования для аэрологических исследований представлена системами зондирования «Метеор», «Метеорит», «АВК-1» и «АВК-1М». Системы «Метеор» и «Метеорит» были одними из первых отечественных разработок систем подобного рода. Они состоят полностью из аналоговых блоков обработки. Системы «АВК» имеют в своем составе ЭВМ, выполняющую окончательный расчет и форматирование данных. Обработка сигнала зонда осуществляется практически полностью аналоговой.

*Обработка сигналов в приложении к аэрологии ставит новые интересные задачи перед разработчиками. Возникает необходимость обрабатывать сигнал максимально эффективно, что позволяет создавать автономные недорогие станции аэрологического зондирования с пониженной мощностью СВЧ-передатчика. В представленной статье рассматривается применение цифровой обработки сигналов (ЦОС) с использованием методов, построенных на основе корреляционного анализа и вычисления максимальной апостериорной вероятности (МАНВ). Схема обработки строится исходя из специфических характеристик сигналов в задачах аэрологического радиозондирования.*

В комплексах «АВК» оценка сигналов телеметрии ведется цифровым способом, основанном на поиске участков, не искаженных шумом, и последующем усреднении полученных измерений. Алгоритм был создан с учетом доступных в то время возможностей вычислительной техники. Для нормальной работы подобные алгоритмы требуют высоких соотношений сигнал/шум, достигаемых увеличением энергетического потенциала всей системы.

### Составляющие элементы системы обработки радиолокатора «МАРЛ»

Комплекс радиозондирования «МАРЛ» состоит из приемного блока, который содержит в себе приемопередающую систему на базе активной фазированной решетки (АФАР) и бортового компьютера, используемого для управления АФАР и предварительной обработки сигналов радиозонда.

С целью снижения потоков данных (в случае цифрового канала) и появления дополнительных шумов (в случае аналоговых каналов) желательно обрабатывать сигнал как можно ближе к месту его приема. Следуя этому принципу, основная обработка сигналов в комплексе «МАРЛ» производится бортовой ЭВМ, которая находится в непосредственной близости к приемной антенне. В состав бортовой ЭВМ вхо-

дят система сбора данных и управляющий микропроцессор. Система сбора данных имеет в своем составе аналого-цифровой преобразователь (АЦП) и отвечает за преобразования сигнала, приходящего с приемника радара в цифровую форму для последующей обработки (рис. 1).

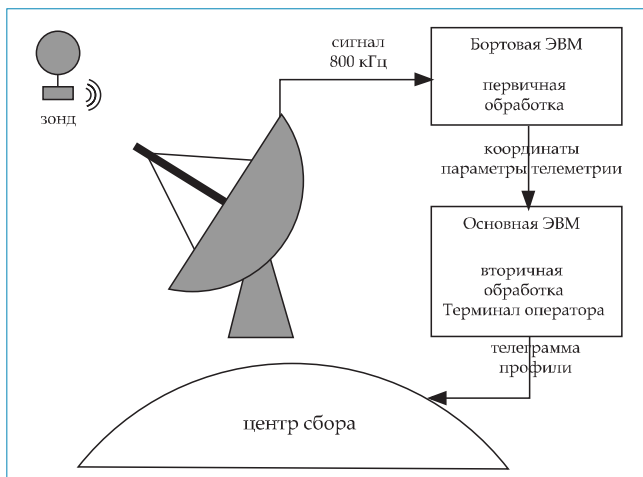


Рис. 1. Общий вид системы обработки сигнала радиозонда

### Обрабатываемый сигнал

Сигнал, приходящий с радиозонда, содержит в себе информацию о текущем удалении зонда от точки пуска. В сигнале также присутствует телеметрия, т.е. закодированные текущие значения измеряемых зондом метеопараметров (как правило, это температура и влажность). Телеметрия кодируется в последовательность импульсов определенного периода, которая, в свою очередь, используется для частотной модуляции поднесущей частоты суперрегенеративного приемопередатчика зонда. Информация о дальности представлена ответом зонда на импульс зондирования – коротким участком «замирания» в сигнале телеметрии. По задержке ответа по отношению к импульсу зондирования можно определить удаление до радиозонда. Типичная форма сигнала представлена на рис. 2.

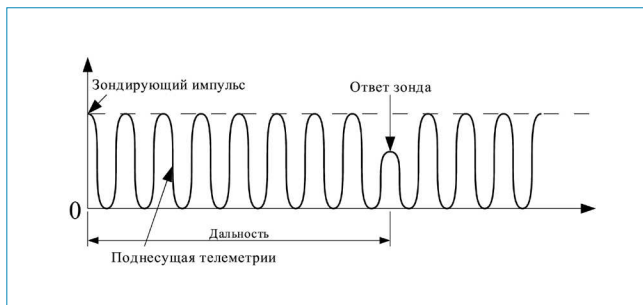


Рис. 2. Сигнал радиозонда на поднесущей частоте (после ВЧ-демодуляции)

### Общая схема обработки сигнала

Обработка сигнала телеметрии радиозонда представляет собой трехэтапный процесс (рис. 3):

1. Фильтрация НЧ-фильтром высших гармоник поднесущей частоты телеметрии (с целью исключения их из последующей обработки).

2. Демодуляция последовательности импульсов телеметрии закодированной ЧМ.

3. Измерение длительности импульсов телеметрии и периода их следования.

Известно, что устройства фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) могут рассматриваться при некоторых приближениях как оптимальные в смысле максимума апостериорной вероятности (МАНВ) ЧМ-демодуляторы. Эта связь подробно раскрыта Ван-Трисом в его монографии [1]. Однако поскольку вычислительная мощность микропроцессора, обрабатывающего сигнал в «МАРЛ», довольно высока, то представляется возможным использование более эффективных оптимальных алгоритмов нелинейной оценки параметров. Предлагаемый МАНВ-демодулятор обладает такими полезными свойствами, как высокая помехоустойчивость и несмещенная оценка фазы, которые можно использовать далее для обнаружения ответа зонда по дальности.

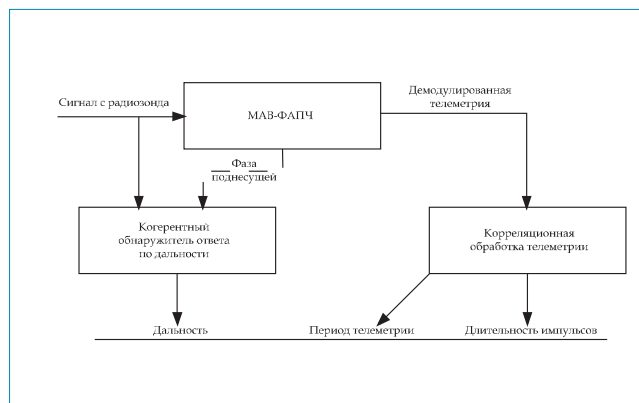


Рис. 3. Блок-диаграмма обработки сигнала

На выходе МАНВ-демодулятора получаем последовательность импульсов. Так как период следования импульсов может меняться в очень широких пределах, то повторное применение устройств ЧМ-демодуляции для оценки значений периода затруднительно. Кроме того, требуется оценивать ширину самих импульсов.

Выходом в этой ситуации представляется использование автокорреляционного анализа. При наличии периодически следующих импульсов коррелограмма будет выглядеть как последовательность пиков, сле-

дующих с периодом, равным периоду следования импульсов [2]. Ширина пиков в коррелограмме соответствует удвоенной ширине импульсов. Определенное возражение против использования автокорреляции – вычислительная сложность алгоритма. Однако при эффективном подходе можно избежать необходимости вычисления полной автокорреляции, ограничиваясь только заданными участками.

Таким образом, на выходе системы из МАВ-демодулятора и коррелятора получим значения периода телеметрии и ширины импульсов. В дальнейшем эта информация передается на главную ЭВМ, на которой происходит ее «пересчет» в значения датчиков.

Параллельно с обработкой телеметрии бортовая ЭВМ производит выделение ответа радиозонда по дальности. Для обнаружения используется оптимальный корреляционный обнаружитель, следящий за поднесущей частотой. Как только поднесущая частота не обнаружена – принимается решение, что обнаружен ответ зонда. Таким образом, происходит обнаружение ответа зонда «от противного».

Один из вариантов корреляционного обнаружителя – это некогерентный квадратурный коррелятор. Достоинство этого метода обнаружения – простота реализации и «самодостаточность». Однако это достигается за счет снижения помехоустойчивости. Более сложный вариант – когерентный коррелятор. В этом случае используется информация о текущей фазе несущей для более эффективного обнаружения. Несмещенную оценку фазы дает МАВ-демодулятор. Отметим, что, несмотря на лучшие характеристики когерентного коррелятора, некогерентный квадратурный коррелятор может быть хорошим вариантом в случае, когда информация о фазе несущей недоступна.

### Устройство МАВ-демодулятора

Одним из наиболее разработанных методов в теории оценок является метод переменных состояния. Общая идея метода состоит в моделировании исходного сообщения, используемого для модуляции, окрашенным белым шумом, пропускаемым через фильтр, описываемый разностным уравнением первого порядка.

Для наших целей рассмотрим однополюсный линейный фильтр сообщения с неокрашенным белым шумом на входе.

Модель сообщения:

$$x(k+1) = \Phi[x(k), k] + \Gamma[x(k), k]w(k), \quad (1)$$

Модель наблюдения:

$$z(k) = \mathbf{h}[x(k), k] + v(k), \quad (2)$$

Здесь используются следующие обозначения:  $z(k)$  – наблюдаемый сигнал,  $x(k)$  – передаваемое сообщение (в нашем случае последовательность импульсов телеметрии),  $\mathbf{h}(k)$  – модулирующая функция,  $v(k)$  – аддитивный белый шум канала передачи,  $\Phi[\cdot]$  – вектор-функция, описывающая фильтр сообщения (в нашем случае линейная),  $w(k)$  – белый шум, моделирующий сообщение,  $\Gamma$  – матрица трансформации.

Перед обработкой принимаемый сигнал подвергается частичной квадратурной демодуляции с переносом спектра принимаемого сигнала из области поднесущей частоты в область низких частот, в результате чего получаем две квадратурные составляющие, которые и будем считать наблюдаемым сигналом. Т.е. модель наблюдения будет иметь вид

$$\mathbf{z}(k) = \sqrt{2}a \begin{pmatrix} \cos\theta(kT) \\ -\sin\theta(kT) \end{pmatrix} + \mathbf{v}(k), \quad (3)$$

здесь  $\theta(t) = c \int_{t_0}^t x(u) du$  – фаза частотно-модулированного сигнала,  $\mathbf{v}(k)$  – аддитивный двухмерный белый шум с дисперсией  $1\sigma^2$ .

Располагая информацией о фазе, ее можно использовать для описания частотной модуляции в терминах переменных состояния:

$$\begin{pmatrix} x(k+1) \\ \theta(k+1) \end{pmatrix} = \Phi \cdot \begin{pmatrix} x(k) \\ \theta(k) \end{pmatrix} + \Phi \cdot \begin{pmatrix} u(t) \\ 0 \end{pmatrix}. \quad (4)$$

Здесь  $\Phi = \begin{bmatrix} e^{-\alpha T} & 0 \\ \frac{c}{\alpha}(1 - e^{-\alpha T}) & 1 \end{bmatrix}$  – так называемая пере-

ходная матрица системы,  $T$  – частота выборки сигнала,  $u(t)$  – белый шум синтеза сигнала с вариацией  $v^2$ ,  $\alpha$  – частота среза фильтра сообщения по уровню –3 Дб,  $c$  – глубина ЧМ-модуляции.

Как видно, в модели задействованы две переменные состояния – сообщение и текущая фаза сигнала. Таким образом, (3) и (4) вместе дают модель частотно-модулированного сигнала. Функция наблюдения в нашем случае нелинейна, так что решение в виде фильтра Калмана, используемое для линейных систем, не пригодно. Для получения оптимального решения в смысле максимальной апостериорной вероятности необходимо максимизировать вероятность оценки сигнала при известных наблюдениях  $p(\mathbf{X}|\mathbf{Z})$ . В монографии Сэйджа [3] для приближенного сходящегося решения использован метод «внедрения ва-

риаций». После определенного количества выкладок получим следующий результат:

$$\begin{pmatrix} \hat{x}(k+1) \\ \hat{\theta}(k+1) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \tilde{x} \\ \tilde{\theta} \end{pmatrix} - \frac{\sqrt{2}a}{\sigma^2} \begin{pmatrix} \bar{v}_2(k+1) \\ \bar{v}_4(k+1) \end{pmatrix} \times (z_1 \sin \tilde{\theta} + z_2 \cos \tilde{\theta}), \begin{pmatrix} \tilde{x} \\ \tilde{\theta} \end{pmatrix} = \Phi \begin{pmatrix} \hat{x}(k) \\ \hat{\theta}(k) \end{pmatrix} \quad (5)$$

$$\begin{bmatrix} \bar{v}_1(k+1) & \bar{v}_2(k+1) \\ \bar{v}_3(k+1) & \bar{v}_4(k+1) \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} v_1 & v_2 \\ v_3 & v_4 \end{pmatrix} - \begin{bmatrix} v_2 v_3 & v_2 v_4 \\ v_3 v_4 & v_4^2 \end{bmatrix} \cdot \frac{\xi^2}{\sigma^2 + v_4 \xi^2} \quad (6)$$

$$\xi^2 = \sqrt{2}a(z_1 \cos \tilde{\theta} - z_2 \sin \tilde{\theta}),$$

$$\begin{pmatrix} v_1 & v_2 \\ v_3 & v_4 \end{pmatrix} = \Phi \cdot \begin{bmatrix} \bar{v}_1(k) + v^2 & \bar{v}_2(k) \\ \bar{v}_3(k) & \bar{v}_4(k) \end{bmatrix} \cdot \Phi^T$$

Уравнение (5) описывает рекурсивный алгоритм оценки сообщения и фазы. Уравнение (6) представляет собой аналог вычисления коэффициентов усиления ФАПЧ. Вместе уравнения (5) и (6) описывают алгоритм работы МАВ-демодулятора.

Кроме максимизации апостериорной вероятности можно использовать линеаризацию модели наблюдения с последующим выводом расширенного фильтра Калмана. Однако, как показывает Сэйдж в [3,4], метод МАВ имеет лучшие характеристики. Детальный вывод ЧМ-демодулятора, сделанный в более общей форме, можно найти в [5]. Следует заметить, что в общей форме алгоритм менее устойчив, так как содержит вычисления обратной матрицы.

### Обнаружение ответа радиозонда по дальности

Ответ радиозонда на зондирующий импульс радара представляет собой замирание поднесущей частоты сигнала телеметрии. Задача обнаружения такого сигнала сводится к классической задаче бинарного обнаружения частоты в радиолокации и описана детально Ван-Трисом в [2].

Задача рассматривается в следующей формулировке:

Событие

$H_1: r(t) = \sqrt{2}E_r A \cos(\omega_c t + \Phi(t) + \theta) + w(t), 0 \leq t \leq T$  – ответа нет.

Событие

$H_0: r(t) = w(t), 0 \leq t \leq T$  –

ответ есть,

где  $r(t)$  – наблюдаемый сигнал,  $\omega_c$  – частота поднесущей,  $\Phi(t)$  – оценка фазовой модуляции сигнала,  $\theta$  – ошибка оценки  $\Phi(t)$ ,  $T$  – длительность ответа радиозонда,  $E_r$  – мощность принимаемого сигнала,  $w(k)$  – аддитивный белый шум с двухсторонней спектральной плотностью  $N_0/2$ .

Предположим, что имеется информация о текущей фазе несущей и функция распределения ее отклонения от реального значения ( $\theta$ ) имеет вид

$$p_\theta(\theta : \Lambda_m) = \frac{\exp[\Lambda_m \cos \theta]}{2\pi I_0(\Lambda_m)},$$

где  $I_0(\Lambda_m)$  – модифицированная функция Бесселя первого рода, а  $\Lambda_m$  – параметр, определяющий рассеяние распределения. Чем точнее доступные измерения фазы, тем больше значение  $\Lambda_m$ . При  $\Lambda_m=0$  распределение становится равномерным, т.е. это случай, когда о фазе никакой информации нет.

Для принятого предположения о фазе можно показать, что оптимальной решающей функцией в смысле МАВ, будет

$$\left( \frac{2\sqrt{E_r}}{N_0} \right)^2 (L_c^2 + L_s^2) + 2\Lambda_m \frac{2\sqrt{E_r}}{N_0} L_c > \gamma \quad (7)$$

$$L_c \equiv \int_0^T \sqrt{2} r(t) \cos[\omega_c t + \Phi(t)] dt,$$

$$L_s \equiv \int_0^T \sqrt{2} r(t) \sin[\omega_c t + \Phi(t)] dt.$$

В уравнении (7) первое слагаемое представляет собой описание квадратурного некогерентного коррелятора, в то время как второе есть когерентная часть. Таким образом, чем больше имеется знаний о фазе модулированной поднесущей, тем больший вес имеет когерентная часть обнаружителя. Соответственно при отсутствии информации о фазе ( $\Lambda_m=0$ ) остается только некогерентная часть. Значение порога устанавливается в зависимости от необходимой достоверности обнаружения.

Для реализации была использована только когерентная часть обнаружителя с информацией о фазе поднесущей от МАВ-демодулятора на входе. Тем самым фактически сделано предположение, что фаза нам точно известна. Как показывает практика, в рабочей области системы учет неточностей измерения фазы не дает ощутимых улучшений характеристик обнаружителя.



## Оценка периода телеметрии

После того как входной сигнал радиозонда демодулирован МАВ-демодулятором, на выходе получим сигнал телеметрии, который необходимо подвергнуть дальнейшей обработке для оценки значений периода  $T$  и длительности импульсов  $\tau$  телеметрии.

С целью получения эффективного алгоритма предполагалось, что значения  $T$  и  $\tau$  изменяются медленно по отношению к абсолютному значению самого длинного допустимого периода телеметрии  $T_{\max}$ . Это предположение позволяет априори считать, что имеется достаточная статистика о сигнале.

Обозначим входной сигнал, приходящий с МАВ-демодулятора, как  $r_i = f_i + w_i$ , где  $f_i$  – сигнал телеметрии, а  $w_i$  – аддитивный белый шум. Обозначим дисперсию входного шума как  $\sigma^2$ . Рассмотрим автокорреляционную функцию (АКФ) входного сигнала. В дискретном случае с периодом выборки  $\tau_0$  АКФ запишется как

$$\Psi_k = \sum_{i=0}^n r_i \cdot r_{i+k}, k \in \overline{0, n}, r_i = r(t_0 + \tau_0 i), n = \frac{T_0}{\tau_0},$$

где  $T_0$  – время наблюдения и выполняется условие

$$T_0 \gg T_{\max}. \quad (8)$$

Так как телеметрия и шум могут рассматриваться как независимые случайные процессы, то, при наличии достаточно большой выборки, в среднем автокорреляция их суммы есть сумма автокорреляций:

$$\Psi_k = \sum_{i=0}^n f_i \cdot f_{i+k} + \sum_{i=0}^n w_i \cdot w_{i+k} = \Phi_k + n\sigma^2 \delta_{k,0} \Rightarrow$$

$$\Psi_0 = \Phi_0 + n\sigma^2, \Psi_k = \Phi_k, k \geq 1, \quad (9)$$

т.е. вклад белого шума будет виден только в  $\Psi_0$ . Остальные значения АКФ к шуму не чувствительны и в среднем равны АКФ телеметрии без шума  $\Phi_k$ . Функция является периодической, с периодом  $T$ , и состоит из треугольных импульсов ширины  $2\tau$ .

Формула для дисперсии  $\Psi_k$ :

$$D(\Psi_k) = D(w_i) \cdot D(w_{i+k}) = (n\sigma^2)^2, k \in \overline{1, n}.$$

Отсюда, найдя  $n\sigma^2$  из (9) как  $n\sigma^2 = \Psi_0 - \Phi_0$  и используя правило «трёх сигма», можем записать порог «шумовых» значений АКФ как

$$\Psi_{\text{шум}} = 3\sqrt{D(\Psi_k)}.$$

Значение  $\Phi_0$  вычисляется путем линейной экстраполяции из нескольких первых значений АКФ,  $\Psi_1 = \Phi_1, \Psi_2 = \Phi_2, \dots$ . Такая оценка возможна, т.к. АКФ телеметрии в районе нуля есть линейная функция. Используя линейную экстраполяцию АКФ в точке ее пересечения с нулем, получим ширину первого треугольного пика, что даст нам оценку длительности импульсов телеметрии  $\tau$ . Далее производится поиск пика АКФ высоты  $\tilde{\Phi}$  между  $\Phi_0$  и  $\Psi_{\text{шум}}$ .

Для снижения объема вычислений можно сначала получить грубую оценку периода, вычислив АКФ сигнала, подверженного перевыборке с периодом  $\tau/2$ . Имея грубую оценку, можно ее уточнить, рассчитав АКФ с большим количеством выборок и найдя ее максимум.

По исходному предположению выполняется (8). Это значит, что внутри отрезка наблюдения имеется существенное количество импульсов телеметрии. Данное обстоятельство можно использовать для улучшения точности оценки периода путем усреднения. В терминах АКФ это эквивалентно вычислению периода как взвешенного среднего в районе  $\pm \Delta$ ,  $\Delta < \tau$ , максимума пика

$$T = \frac{\sum_{k=k_0-\Delta}^{k_0+\Delta} \Psi_k \cdot k}{\sum_{k=k_0-\Delta}^{k_0+\Delta} \Psi_k} \tau_0, k_0 = \underset{k}{\operatorname{argmax}} \Psi_k.$$

## Заключение

За счет использования приближенных к оптимальным методов обработки сигнала радиозонда, предлагаемая система позволит существенно снизить требования к соотношению сигнал/шум в измерительном тракте аэрологического радиолокатора. Умеренные требования к объемам вычислений позволяют реализовать систему на основе современных цифровых сигнальных процессоров общего назначения.

Кроме улучшенных характеристик обнаружения, система позволит в большей мере контролировать качество принимаемого сигнала и качество оценки измеряемых параметров.

Необходимо отметить, что когерентный коррелятор имеет преимущества перед некогерентным только в предположении, что фаза колебаний известна достаточно точно. В дальнейшем планируется получить оценки по порогу соотношения сигнал/шум системы. Это позволит сделать выбор между когерентным и некогерентным обнаружителями дальности.

**Литература**

1. Г. Ван-Трис. Теория обнаружения, оценок и модуляции. Т. 1, Сов. радио, М., 1972.
2. Г. Ван-Трис. Теория обнаружения, оценок и модуляции. Т. 2, Сов. радио, М., 1975.
3. Sage, Andrew P., and Melsa, James L. Melsa, Estimation Theory with Applications to Communications

and Control, McGraw- Hill Book Co., 1971.

4. A. P. Sage and C. C. I. White. Optimum systems control. Prentice-Hall Inc., Englewood Clis, N.J., 2nd edition edition, 1977.
5. Alan L. McBride, On Optimum Sampled-Data FM Demodulation, IEEE Transactions on Communications, no. 1, January 1973 pp. 40–50.

Российское научно-техническое общество радиотехники, электроники и связи имени А.С. Попова, IEEE Signal Processing Society, Международная академия информатизации, Министерство образования и науки Российской Федерации, Рязанская государственная радиотехническая академия

**Международная научно-техническая конференция****ПРОБЛЕМЫ ПЕРЕДАЧИ И ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ В СЕТЯХ И СИСТЕМАХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ**

15 – 17 декабря 2004 г., г. Рязань

Российское НТОРЭС им. А.С. Попова совместно с Международной академией информатизации, Рязанской государственной радиотехнической академией, Рязанским филиалом ОАО «ЦентрТелеком», ОАО Телефонной компанией «СОТКОМ» и другими организациями проводит в Рязани с 15 по 17 декабря 2004 года 13-ю Международную научно-техническую конференцию «Проблемы передачи и обработки информации в сетях и системах телекоммуникаций».

**ОСНОВНЫЕ НАПРАВЛЕНИЯ РАБОТЫ КОНФЕРЕНЦИИ:**

- ♦ организация сбора и передачи информации,
- ♦ передача и обработка информации в системах многоканальной связи,
- ♦ мобильные телекоммуникации, средства и системы беспроводной связи,
- ♦ передача и обработка информации в телевидении и радиовещании,
- ♦ обработка и передача геоинформации,
- ♦ обработка и распознавание изображений в бортовых видеоинформационных системах;
- ♦ методы и устройства цифровой обработки информации,
- ♦ алгоритмическое и программное обеспечение вычислительных сетей,
- ♦ защита информации в сетях и системах телекоммуникаций,
- ♦ моделирование процессов передачи и обработки информации,
- ♦ информационное обеспечение проблем интеллектуальной собственности.

Информационную поддержку обеспечивают журналы: «Электросвязь», «Информ-Курьер-Связь», «Цифровая обработка сигналов». До начала работы конференции планируется издание тезисов докладов.

Для участия в работе конференции представителей всех заинтересованных организаций и фирм необходимо не позднее 30 октября 2004 года направить в ОРГКОМИТЕТ заявку и представить следующие материалы:

1. Электронную версию тезисов доклада (объемом до 2 стр., размер шрифта 10), направленную по **E-mail: [vp@rgrta.ryazan.ru](mailto:vp@rgrta.ryazan.ru)** и оформленную в формате А5 с полями: сверху, снизу и справа – по 15 мм., слева – 20 мм.
2. Тезисы доклада должны быть подготовлены в текстовом редакторе MS Word 6.0, 7.0 ( Word 95 ) или 8.0 (Word 97). Формулы можно вставлять как объекты Equation Editor 2.0, 2.1 или 3.0.
3. Сведения об авторах – 1 экз. (ФИО, ученая степень и звание, место работы, должность, адрес для переписки, телефон, E-mail).

Целевой взнос на организацию конференции за одного участника от предприятия или организации – 750 руб., для представителей ВУЗов, государственных НИИ и академических институтов – 300 руб. Для физических лиц скидка – 40%. Для членов РНТОРЭС им. А.С. Попова – дополнительная скидка 10%. Для аспирантов и студентов целевой взнос – 70 руб.

Организации, изъявившие желание провести презентацию или разместить рекламу, могут обращаться в оргкомитет конференции. **Тел.: (0912) 96-10-95 или (0912) 21-46-67**