

С увеличением размерности кода N ДКЧС увеличивается вероятность правильного обнаружения D . При фиксированной размерности N увеличивается вероятность правильного обнаружения СДКЧС по сравнению с ДКЧС. Использование СДКЧС позволяет увеличить требуемое отношение сигнал/помеха на выходе обнаружителя при фиксированной размерности N . При этом размерность СДКЧС L выбирается, исходя из необходимого обнаружения сигнала на входе обнаружителя с заданной вероятностью правильного обнаружения D и ложной тревоги F . Вероятность D увеличивается при использовании рекурсивного ЦРФ второго порядка по сравнению с нерекурсивными ЦРФ (ЧПК) и возрастает при когерентном накоплении по сравнению с некогерентным накоплением сигналов.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Плекин В. Я., Каменский И. В. Свойства функции неопределенности составных дискретно-кодированных по частоте сигналов // Радиозлектроника.— 2001.— № 8.— С. 57—66. (Изв. вузов).
2. Варакин Л. Е. Системы связи с шумоподобными сигналами.— М. : Радио и связь, 1985.— 384 с.
3. Плекин В. Я. Цифровые устройства селекции движущихся целей: Учебн. пособие.— М. : Радиотехника, 2003.— 80 с.
4. Сосулин Ю. Г. Теоретические основы радиолокации и радионавигации: Учебн. пособие для вузов.— М. : Радио и связь, 1992.— 304 с.

Московский авиационный ин-т.

Поступила в редакцию 12.01.04.

УДК 621.396.967

СЛЮСАР В. И., СЛЮСАР Д. В., СТОЛЯРЧУК Ю. В.

ВРЕМЕННОЕ УПЛОТНЕНИЕ КАНАЛОВ СВЯЗИ НА ОСНОВЕ СВЕРХРЭЛЕЕВСКОГО РАЗРЕШЕНИЯ СИГНАЛОВ ПРИ ДОПОЛНИТЕЛЬНОМ СТРОБИРОВАНИИ ОТСЧЕТОВ АЦП

Предложены вычислительные процедуры, позволяющие осуществить временное уплотнение узкополосных каналов связи на основе дополнительного стробирования отсчетов АЦП, что позволяет реализовать их в связных системах, использующих цифровые антенные решетки.

Повышение пропускной способности узкополосных линий связи с временным уплотнением каналов, как известно из [1], достигается на основе использования методов сверхрэлеевского разрешения импульсных сигналов по времени прихода. При этом возможно многократное увеличение объема трафика за счет использования информационных пакетов в виде совокупности

следующих со взаимным перекрытием импульсов. Однако при высоких темпах аналого-цифрового преобразования возникают сложности с реализацией такой обработки в реальном масштабе времени вследствие больших объемов получаемых данных. Учитывая, что снижение частоты дискретизации в интересах прореживания информационного потока сопровождается энергетическими потерями, целью статьи является совершенствование методов сверхрэлеевского уплотнения каналов на основе использования процедур дополнительного стробирования отсчетов АЦП [2].

Предлагаемый подход, по сути, является дальнейшим развитием метода M -ичной амплитудно-импульсной модуляции (*M-ary Pulse Amplitude Modulation, M-PAM*), согласно которому кодирование сообщения осуществляется путем постановки в однозначное соответствие интервалов разбиения амплитуд импульсов и символов M -ичного алфавита [3].

Дополнительное стробирование отсчетов АЦП выполняется в приемнике по принятым сигналам и заключается в их периодическом накоплении (по T отсчетов) в жестко отведенных интервалах времени (стробах), что в T раз снижает размеры информационной выборки. В случае видеоимпульсов соответствующая обработка может быть представлена в виде

$$U_g = \sum_{s=1}^T U_s, \quad (1)$$

где U_s — напряжение сигнала в s -м отсчете АЦП, T — длительность накапливаемой выборки отсчетов, g — порядковый номер строба.

Поскольку информативным параметром при амплитудно-импульсной модуляции является амплитуда каждого из сигналов, рассмотрим методы расчета соответствующих оценок амплитуд на примере дискретной функции огибающей импульсов $P_g(z_m)$, полученной в результате выполнения процедуры дополнительного стробирования отсчетов АЦП из исходной функции огибающей

$$P_g(z_m) = \begin{cases} \sum_{s=0}^{z_m-1} K_m(s) & \text{при } g = t_{Hm}, \\ \sum_{s=z_m+T(g-1-t_{Hm})}^{z_m+T(g-t_{Hm})-1} K_m(s) & \text{при } t_{Hm} < g \leq t_{Km}, \\ 0 & \text{при } g \leq t_{Hm}, t_{Km} < g, \end{cases} \quad (2)$$

где t_{Hm} — номер первого из стробов (интервалов накопления (дополнительного стробирования) отсчетов АЦП), в которых существует m -й сигнал; z_m — известное смещение m -го импульса в отсчетах АЦП относительно начала строба

с номером $g = t_{Hm} + 1$; T — длительность строка в отсчетах АЦП; t_{Km} — номер последнего из стробов, в которых существует m -й импульс; $K_m(s)$ — значение нормированной к своему максимуму дискретной огибающей m -го импульса непосредственно по выходу АЦП.

Целесообразно остановиться на простейших случаях двухимпульсного и трехимпульсного сигнальных пакетов, обобщив затем соответствующие варианты процедур измерения амплитуд на многоимпульсный случай. Рассмотрим простейшую двухимпульсную схему приема (рис. 1), когда короткое информационное сообщение передается с помощью пары перекрытых во времени импульсов, следующих с известным взаимным временным сдвигом. То есть, будем полагать, что время прихода каждого из сигналов точно известно. Закон изменения огибающей каждого из импульсов по выходу АЦП запишем применительно к узкополосному тракту в виде

$$K_m(s) = \begin{cases} \sin^2 \frac{\pi}{N} s \cdot \Delta t, & s_{b_m} \leq s \leq s_{b_m} + N - 1, \\ 0, & s < s_{b_m}, s \geq s_{b_m} + N, \end{cases} \quad (3)$$

где s — порядковый номер отсчета АЦП, s_{b_m} — номер первого из отсчетов АЦП в пределах существования m -го импульса ($m = 1, 2$), N — длительность импульса, Δt — период дискретизации АЦП.

На рис. 1 для удобства вместо дискретного представления сигналов использованы непрерывные функции.

Переходя к операции дополнительного стробирования отсчетов АЦП, потребуем, чтобы на интервале между началами соседних по времени импульсов укладывалось целое число стробов (интервалов дополнительного стробирования отсчетов АЦП, длительность которых на рис. 1 обозначена T). При этом в результате трансформации за счет накопления в строке функция огибающей импульса (3) преобразуется, согласно (2), к виду

$$P_g(z_m) = \begin{cases} \sum_{s=0}^{z_m-1} \sin^2 \frac{\pi}{N} s \cdot \Delta t, & \text{при } g = t_{Hm}, \\ \sum_{s=z_m+T(g-1-t_{Hm})}^{z_m+T(g-t_{Hm})-1} \sin^2 \frac{\pi}{N} s \cdot \Delta t & \text{при } t_{Hm} < g \leq t_{Km}, \\ 0 & \text{при } g \leq t_{Hm}, t_{Km} < g. \end{cases} \quad (4)$$

Для введенных на рис. 1 обозначений $z_1 = z$, $z_2 = z - w$, где z — смещение начала измерительной выборки относительно начала первого импульса, w — сдвиг начала второго импульса относительно начала первого импульса, выраженный в отсчетах АЦП.

С учетом этого запишем систему уравнений по двум отсчетам напряжений сигнальной смеси U_i и U_{i+1} , полученным в результате дополнительного стробирования отсчетов по выходу аналого-цифрового преобразования на интервале одновременного существования двух сигналов

$$U_i = x_1 \cdot P_i(z_1) + x_2 \cdot P_i(z_2), \quad U_{i+1} = x_1 \cdot P_{i+1}(z_1) + x_2 \cdot P_{i+1}(z_2), \quad (5)$$

где x_1, x_2 — амплитуды сигналов, i — номер первого из стробов, задействованных для измерения, $P_i(z_m)$ — функция трансформированной огибающей m -го импульса в i -м стробе, описываемая (4). В данном случае шумы измерения не учитываются.

Для сокращения дальнейших математических выкладок введем обозначения $A_1 = P_i(z_1)$, $B_1 = P_i(z_2)$, $A_2 = P_{i+1}(z_1)$, $B_2 = P_{i+1}(z_2)$. В результате исходная система уравнений относительно неизвестных амплитуд пары видеоимпульсов переписется как

$$U_i = A_1 x_1 + B_1 x_2, \quad U_{i+1} = A_2 x_1 + B_2 x_2. \quad (6)$$

Для решения полученной линейной системы уравнений воспользуемся правилом Крамера. Вычислив главный и частные определители системы (6), найдем искомые оценки амплитуд сигналов

$$\begin{aligned} x_1 &= (U_i B_2 - U_{i+1} B_1) / (A_1 B_2 - A_2 B_1), \\ x_2 &= (A_1 U_{i+1} - U_i A_2) / (A_1 B_2 - A_2 B_1). \end{aligned} \quad (7)$$

Далее, полученные оценки амплитуд остается сопоставить со шкалой разбиения амплитудных уровней и декодировать по результатам такого сопоставления переданное сообщение.

Обобщим рассмотренный выше вариант обработки на случай трехимпульсного пакета. На рис. 2 представлен вариант размещения трех импульсов относительно временной оси, при этом для сигналов разных амплитуд дополнительно показана результирующая огибающая импульсной смеси при наличии шумов (зигзагоподобная кривая). Представленные иллюстрации получены расчетным путем с помощью пакета Mathcad.

Составим по отсчетам напряжений сигнальной смеси (верхняя кривая на рис. 2) систему уравнений относительно неизвестных амплитуд тройки видеоимпульсов при условии, что отсчеты сигналов, полученные в результате опе-

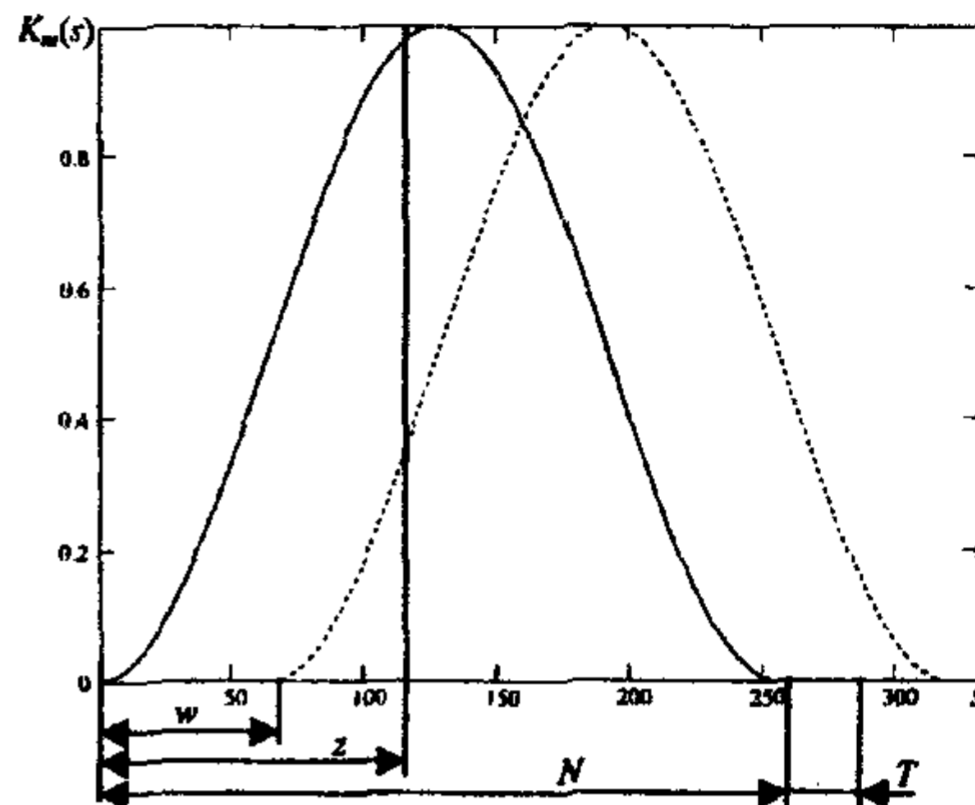


Рис. 1

рации дополнительного стробирования и взятые для измерения, соответствуют интервалу одновременного существования всех трех импульсов:

$$\begin{cases} U_i = x_1 \cdot P_i(z_1) + x_2 \cdot P_i(z_2) + x_3 P_i(z_3), \\ U_{i+1} = x_1 \cdot P_{i+1}(z_1) + x_2 \cdot P_{i+1}(z_2) + x_3 \cdot P_{i+1}(z_3), \\ U_{i+2} = x_1 \cdot P_{i+2}(z_1) + x_2 \cdot P_{i+2}(z_2) + x_3 \cdot P_{i+2}(z_3). \end{cases}$$

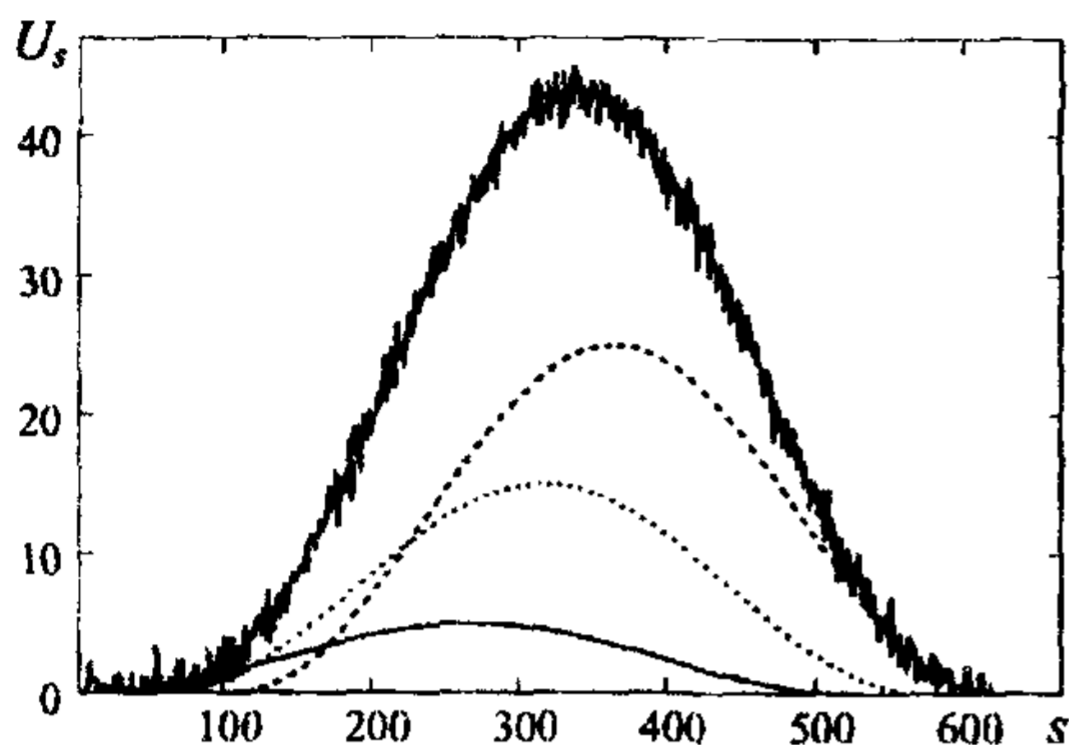


Рис. 2

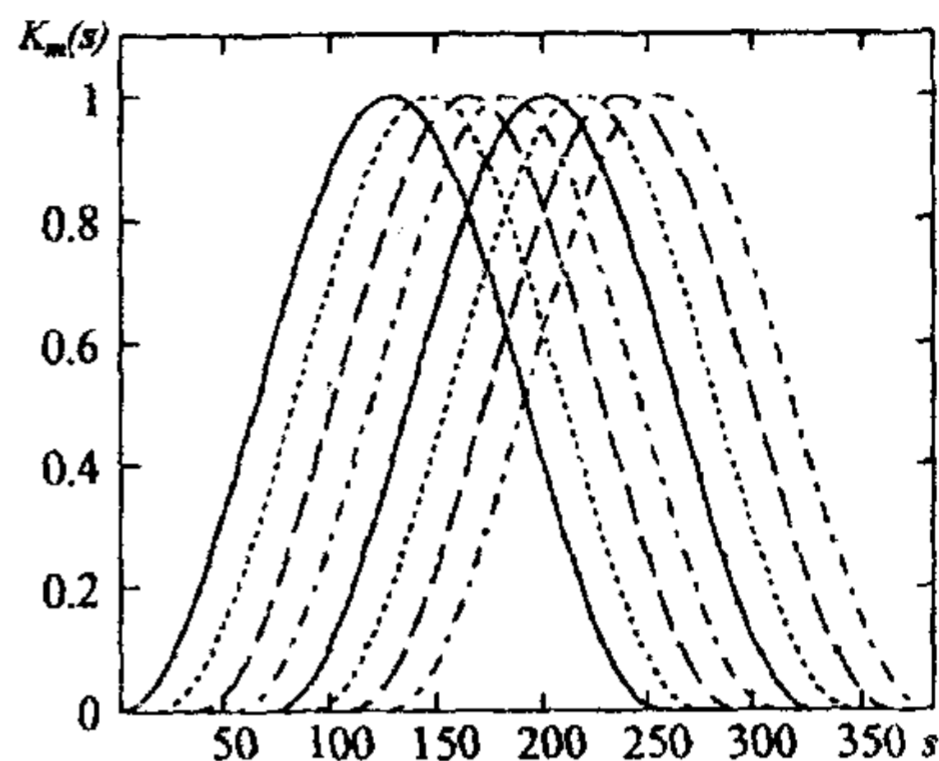


Рис. 3

При этом, ввиду большого отношения сигнал/шум, будем все также пренебрегать наличием шумов. Введем обозначения

$$\begin{aligned} A_1 &= P_i(z_1), B_1 = P_i(z_2), C_1 = P_i(z_3), A_2 = P_{i+1}(z_1), B_2 = P_{i+1}(z_2), \\ C_2 &= P_{i+1}(z_3), A_3 = P_{i+2}(z_1), B_3 = P_{i+2}(z_2), \\ C_3 &= P_{i+2}(z_3), U_1 = U_i, U_2 = U_{i+1}, U_3 = U_{i+2}. \end{aligned}$$

Используя правило Крамера, определим неизвестные амплитуды каждого из сигналов. Главный и частные определители примут вид

$$d = \begin{vmatrix} A_1 & B_1 & C_1 \\ A_2 & B_2 & C_2 \\ A_3 & B_3 & C_3 \end{vmatrix}, \quad d_{x_1} = \begin{vmatrix} U_1 & B_1 & C_1 \\ U_2 & B_2 & C_2 \\ U_3 & B_3 & C_3 \end{vmatrix},$$

$$d_{x_2} = \begin{vmatrix} A_1 & U_1 & C_1 \\ A_2 & U_2 & C_2 \\ A_3 & U_3 & C_3 \end{vmatrix}, \quad d_{x_3} = \begin{vmatrix} A_1 & B_1 & U_1 \\ A_2 & B_2 & U_2 \\ A_3 & B_3 & U_3 \end{vmatrix},$$

откуда получим оценки амплитуд

$$x_1 = \frac{d_{x_1}}{d} = \frac{U_1 B_2 C_3 + B_1 C_2 U_3 + U_2 B_3 C_1 - U_3 B_1 C_3 - B_3 C_2 U_1 - U_3 B_2 C_1}{A_1 B_2 C_3 + A_3 B_1 C_2 + A_2 C_1 B_3 - A_3 B_2 C_1 - A_1 B_3 C_2 - C_3 A_2 B_1},$$

$$x_2 = \frac{d_{x_2}}{d} = \frac{A_1 U_2 C_3 + U_1 C_2 A_3 + A_2 U_3 C_1 - A_3 U_2 C_1 - A_2 U_1 C_3 - U_3 C_2 A_1}{A_1 B_2 C_3 + A_3 B_1 C_2 + A_2 C_1 B_3 - A_3 B_2 C_1 - A_1 B_3 C_2 - C_3 A_2 B_1},$$

$$x_3 = \frac{d_{x_3}}{d} = \frac{A_1 B_2 U_3 + B_1 U_2 A_3 + A_2 B_3 U_1 - A_3 B_2 U_1 - A_2 B_1 U_3 - B_3 U_2 A_1}{A_1 B_2 C_3 + A_3 B_1 C_2 + A_2 C_1 B_3 - A_3 B_2 C_1 - A_1 B_3 C_2 - C_3 A_2 B_1}.$$

Дальнейший процесс декодирования сообщения не отличается от изложенного двухимпульсного варианта обработки.

По аналогии с рассмотренными случаями, составим по выходным напряжениям процедуры дополнительного стробирования отсчетов АЦП систему из M уравнений относительно неизвестных амплитуд M импульсных сигналов (рис. 3)

$$\begin{cases} U_i = x_1 P_i(z_1) + x_2 P_i(z_2) + \dots + x_M P_i(z_M), \\ U_{i+1} = x_1 P_{i+1}(z_1) + x_2 P_{i+1}(z_2) + \dots + x_M P_{i+1}(z_M), \\ U_{i+2} = x_1 P_{i+2}(z_1) + x_2 P_{i+2}(z_2) + \dots + x_M P_{i+2}(z_M), \\ \dots \\ U_{i+M-1} = x_1 P_{i+M-1}(z_1) + x_2 P_{i+M-1}(z_2) + \dots + x_M P_{i+M-1}(z_M). \end{cases}$$

При этом, естественно, предполагается, что длительность измерительной выборки, в пределах которой существуют все M сигналов, составляет не менее M стробов.

Введем обозначения

$$\begin{aligned} A_1 &= P_i(z_1), B_1 = P_i(z_2), C_1 = P_i(z_3), \\ A_2 &= P_{i+1}(z_1), B_2 = P_{i+1}(z_2), C_2 = P_{i+1}(z_3), \\ A_3 &= P_{i+2}(z_1), B_3 = P_{i+2}(z_2), C_3 = P_{i+2}(z_3), \\ A_M &= P_{i+M-1}(z_1), B_M = P_{i+M-1}(z_2), C_M = P_{i+M-1}(z_3), \\ U_1 &= U_i, U_2 = U_{i+1}, U_3 = U_{i+2}, \dots, U_M = U_{i+M-1}. \end{aligned}$$

Решим с учетом принятых обозначений систему уравнений относительно амплитуд импульсов $x_m = d_{x_m} / d, m = 1, \dots, M$, где

$$d = \begin{vmatrix} A_1 & B_1 & \dots & C_1 \\ A_2 & B_2 & \dots & C_2 \\ A_3 & B_3 & \dots & C_3 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ A_M & B_M & \dots & C_M \end{vmatrix}, \quad d_{x_1} = \begin{vmatrix} U_1 & B_1 & \dots & C_1 \\ U_2 & B_2 & \dots & C_2 \\ U_3 & B_3 & \dots & C_3 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ U_M & B_M & \dots & C_M \end{vmatrix},$$

$$d_{x_2} = \begin{vmatrix} A_1 & U_1 & \dots & C_1 \\ A_2 & U_2 & \dots & C_2 \\ A_3 & U_3 & \dots & C_3 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ A_M & U_M & \dots & C_M \end{vmatrix}, \quad d_{x_M} = \begin{vmatrix} A_1 & B_1 & \dots & U_1 \\ A_2 & B_2 & \dots & U_2 \\ A_3 & B_3 & \dots & U_3 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ A_M & B_M & \dots & U_M \end{vmatrix}.$$

Полученные процедуры оценивания амплитуд перекрытых во времени импульсов легко могут быть обобщены на другие ситуации наложения сигналов, поскольку время прихода каждого из них полагается точно известным.

Нетрудно заметить, что представленные методы измерения амплитуд импульсных сигналов роднит между собой пренебрежение влиянием шумов на результат измерения. В реальных условиях наличие шумов в приемном тракте неизбежно, поэтому представляет интерес синтез таких измерительных процедур, которые были бы оптимальны для обработки сигналов на фоне шума.

Один из подходов состоит в использовании известного метода наименьших квадратов (МНК). Применительно к двухимпульсному протоколу связи (рис. 1) суть применения МНК сводится к поиску минимума функции невязок относительно неизвестных амплитуд сигналов:

$$F = \{U_i - x_1 P_i(z_1) - x_2 P_i(z_2)\}^2 + \{U_{i+1} - x_1 P_{i+1}(z_1) - x_2 P_{i+1}(z_2)\}^2 = \min(8)$$

При этом функция невязок получается из разностей левой и правой частей равенств, образующих систему (5).

Для отыскания минимума функции F необходимо найти ее производные по искомым переменным x_1 и x_2 . В результате дифференцирования и приравнивания нулю полученных производных сформируем систему

$$\begin{cases} \tilde{U}_1 = \tilde{A}_1 x_1 + \tilde{B}_1 x_2, \\ \tilde{U}_2 = \tilde{A}_2 x_1 + \tilde{B}_2 x_2, \end{cases}$$

где

$$\begin{aligned} \tilde{U}_1 &= U_i \cdot P_i(z_1) + U_{i+1} \cdot P_{i+1}(z_1), \quad \tilde{U}_2 = U_i \cdot P_i(z_2) + U_{i+1} \cdot P_{i+1}(z_2), \\ \tilde{A}_1 &= P_i^2(z_1) + P_{i+1}^2(z_1), \quad \tilde{A}_2 = \tilde{B}_1 = P_i(z_1) \cdot P_i(z_2) + P_{i+1}(z_1) \cdot P_{i+1}(z_2) = C, \\ \tilde{B}_2 &= P_i^2(z_2) + P_{i+1}^2(z_2). \end{aligned}$$

Применяя правило Крамера, несложно найти оценки амплитуд, минимизирующие сумму квадратов невязок (8)

$$x_1 = (\tilde{U}_1 \tilde{B}_2 - \tilde{U}_2 C) / (\tilde{A}_1 \tilde{B}_2 - C^2), \quad x_2 = (\tilde{U}_2 \tilde{A}_1 - \tilde{U}_1 C) / (\tilde{A}_1 \tilde{B}_2 - C^2). \quad (9)$$

Данные оценки статистически оптимальны и предпочтительны для реализации по сравнению с (7).

Существенно, что применение МНК позволяет задействовать в обработку не два, а все отсчеты сигнальной смеси, в которых присутствуют одновременно два импульса. Для этого достаточно переписать функцию невязок в виде

$$\tilde{F} = \sum_{i=0}^{S-1} \{U_i - x_1 P_i(z_1) - x_2 P_i(z_2)\}^2 = \min,$$

откуда

$$\frac{\partial \tilde{F}}{\partial x_1} = -2 \cdot \sum_{i=0}^{S-1} U_i P_i(z_1) + 2 \cdot x_1 \cdot \sum_{i=0}^{S-1} P_i^2(z_1) + 2 \cdot x_2 \cdot \sum_{i=0}^{S-1} P_i(z_1) P_i(z_2),$$

$$\frac{\partial \tilde{F}}{\partial x_2} = -2 \cdot \sum_{i=0}^{S-1} U_i P_i(z_2) + 2 \cdot x_1 \cdot \sum_{i=0}^{S-1} P_i(z_1) \cdot P_i(z_2) + 2 \cdot x_2 \cdot \sum_{i=0}^{S-1} P_i^2(z_2).$$

Приравняв нулю полученные производные и решив соответствующую систему уравнений, можно прийти к тем же выражениям (9), если использовать подстановку

$$\tilde{U}_1 = \sum_{i=0}^{S-1} U_i P_i(z_1), \quad \tilde{U}_2 = \sum_{i=0}^{S-1} U_i P_i(z_2), \quad \tilde{A}_1 = \sum_{i=0}^{S-1} P_i^2(z_1),$$

$$\tilde{B}_2 = \sum_{i=0}^{S-1} P_i^2(z_2), \quad C = \sum_{i=0}^{S-1} P_i(z_1) \cdot P_i(z_2).$$

Аналогичным образом можно получить статистические оптимальные оценки амплитуд для трех и более перекрывающихся импульсов. Однако по причине громоздкости соответствующих выкладок они здесь не приводятся.

Таким образом, предложенные методы позволяют в T раз сократить объем измерительной выборки, используемой для временного уплотнения каналов при декодировании сообщений. В результате облегчается реализация уплотнения на основе свехрэлеевского разрешения сигналов во временной области, а также создаются предпосылки для использования его в системах связи, использующих технологию цифрового формирования луча.

Рассмотренная схема синтеза измерительных процедур может быть распространена на случай асинхронного режима приема, а также радиочастотную обработку связных сигналов в цифровых антенных решетках. Дальнейшие исследования следует продолжить в направлении изучения предельных возможностей временного уплотнения сигналов и обобщения соответствующего подхода на случай радиоимпульсов.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Слюсар В. И., Уткин Ю. В. Уплотнение каналов связи на основе свёрхрелеевого разрешения сигналов по времени прихода // Радиоэлектроника.— 2003.— № 5.— С. 40—48. (Изв. вузов).
2. Слюсар В. И. Синтез алгоритмов измерения дальности M источников при дополнительном стробировании отсчетов АЦП // Радиоэлектроника.— 1996.— № 5.— С. 55—62. (Изв. вузов).
3. Склад Бернгард. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Изд. 2-е, испр.— М. : Изд. дом Вильямс, 2003.— С. 119—122.

г. Киев.

Поступила в редакцию 02.06.04.

УДК 681.51:621.391

КОХАНОВ А. Б., ЗАХАРОВ В. В.

ОРТОГОНАЛЬНАЯ МНОГОТОНОВАЯ МОДУЛЯЦИЯ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ХАРТЛИ

Рассмотрено использование преобразования Хартли при передаче информации с помощью ортогональной многотоновой модуляции. Показано, что это имеет ряд преимуществ по сравнению с общепринятым преобразованием Фурье, а именно — возможность снижения вычислительных и аппаратурных затрат в связи с вычислениями только в рамках действительной арифметики. Кроме того, это позволяет использовать одинаковые алгоритмы как для приемного так и передающего трактов. Полученные результаты могут быть полезны при проектировании радиорелейных, спутниковых каналов связи, а также при использовании таких передовых сетевых стандартов как HiperLAN/2, IEEE802.11a.

Ортогональная многотоновая модуляция (ОММ, или OFDM-Orthogonal Frequency Division Multiplex) нашла широкое применение для передачи данных в современных системах связи благодаря возможности отдельной обработки сигналов в связи с использованием большого числа ортогональных между собой несущих [1, 2]. Применение ОММ открывает возможность передачи потоков информации с высокими скоростями через радиоканал в радиорелейных и спутниковых системах связи.

ОММ была впервые предложена в [3, 4] и впоследствии получила широкое отражение в [5—7]. Сущностью ОММ является частотное разделение каналов с ортогональными несущими частотами. Ключевым звеном ОММ является обратное преобразование Фурье (ОПФ) в передающем тракте и прямое преобразование Фурье (ППФ) в приемном тракте [3—7].

Если входной сигнал представить в виде дискретной комплексной последовательности данных c_n , тогда ОПФ над сформированным комплексным сигналом имеет вид