

АВТОКОРРЕЛЯЦИОННЫЕ МЕТОДЫ ФОРМИРОВАНИЯ СКОЛЬЗЯЩИХ ОКОН В ЗАДАЧАХ ИМПУЛЬСНОЙ ДАЛЬНОМЕТРИИ

Предложены процедуры измерения дальности, основанные на формировании скользящих окон путем разбиения сигнала на участки с постоянным или переменным интервалом корреляции и последующего объединения частных корреляционных сумм. Рассмотрено нелинейное преобразование квадрата модуля когерентности.

Одним из методов приема периодического радиосигнала на фоне шума является формирование функции автокорреляции сигнальной смеси, когда [1] используются различия между убывающей во времени корреляционной функцией хаотической помехи и периодической функцией корреляции непрерывного сигнала. Ниже рассматриваются соответствующие цифровые варианты автокорреляционных процедур обработки радиоимпульсов и их нелинейные модификации.

Рассмотрим вещественный сигнал с немодулированной несущей, в результате аналого-цифрового преобразования которого формируется N дискретных отсчетов на интервале его длительности. Разделим условно радиоимпульс на две половины и сформируем их взаимно-корреляционную функцию с интервалом корреляции, равным половине длительности сигнала, т. е. $N/2$. При этом фрагментацию импульса выполним таким образом, чтобы произведение отсчетов двух его частей было всегда одного знака. В результате получим простейшую равновесную корреляционную процедуру вида:

$$F(s_1) = \sum_{s=s_1}^{s_1 + \frac{N}{2} - 1} U_s U_{s + \frac{N}{2}}, \quad (1)$$

где s — порядковый номер отсчета АЦП, s_1 — номер первого из отсчетов в пределах существования сигнала.

Максимизация суммы (1) путем перебора значений s_1 в ходе скольжения окна обработки по массиву отсчетов позволяет определить временное положение радиоимпульса. Такой метод измерения дальности чувствителен к частоте заполнения радиосигнала и инвариантен к форме его огибающей. Несмотря на несущественность отличий в корреляционных функциях шума и сигнала в пределах интервала $N/2$, данный способ позволяет повысить точность измерения дальности по сравнению со скользящим окном вида [2]:

$$F(s_1) = \sum_{s=s_1}^{s_1+N-1} U_s^2 \quad (2)$$

Достижимый при этом выигрыш можно оценить по рис. 1, где приведены результаты математического моделирования процедур (1), (2) при различных отношениях сигнал—шум A и длительностях сигнала N в случае прямоуголь-

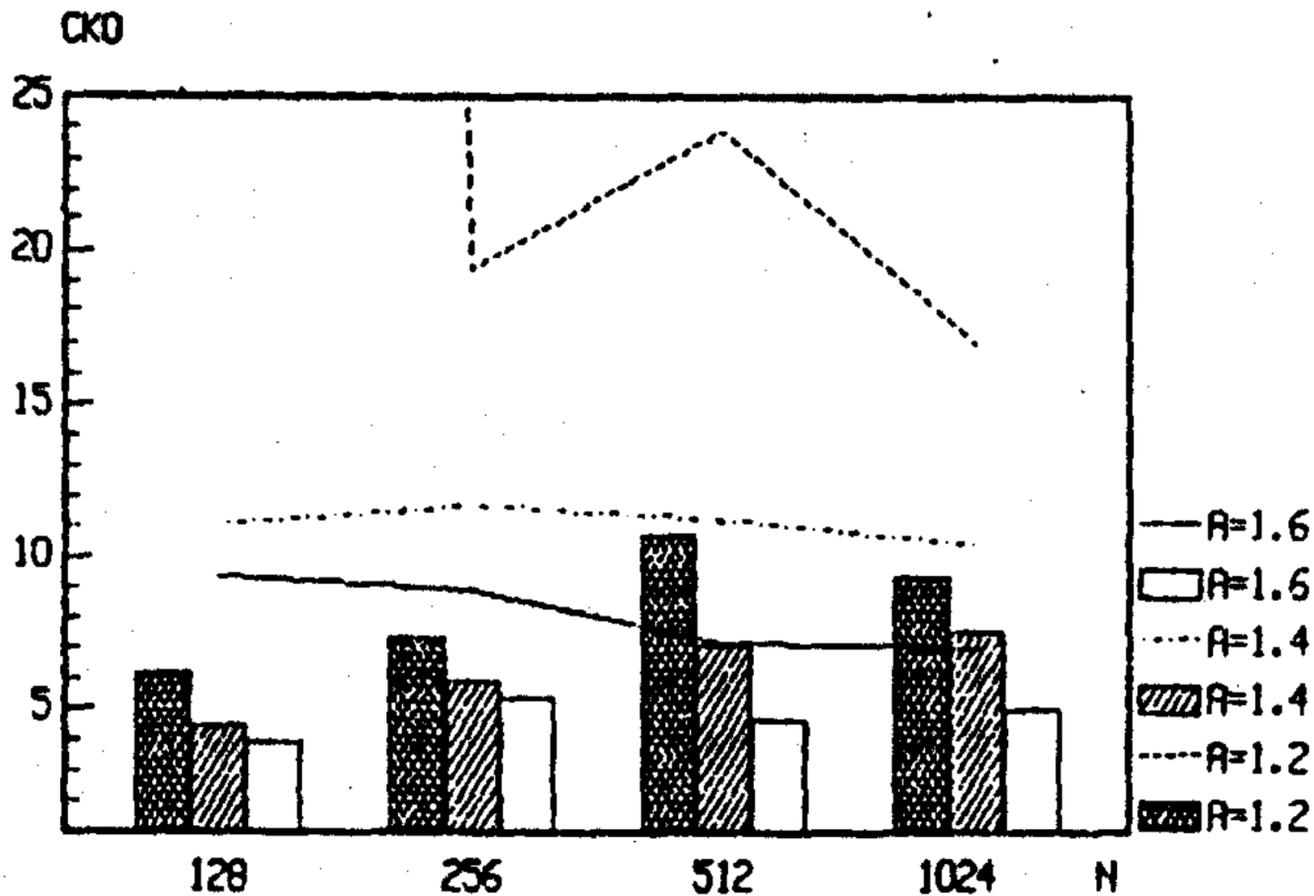


Рис. 1

ной огибающей. По вертикальной оси отложены среднеквадратические ошибки измерения дальности в отсчетах АЦП, линии соответствуют обработке (2), прямоугольники — процедуре (1).

Другие варианты формирования скользящих окон рассмотренного типа сводятся к различным способам разбиения сигнала на участки равной длительности с последующим объединением соответствующих им взвешенных корреляционных сумм, имеющих постоянный или переменный интервал корреляции. Для бифрагментарного разбиения прямоугольного радиоимпульса альтернативой процедуре (1) может служить накопление с весами, обратными значениям корреляционной функции шума. При этом шаг корреляции варьируется от $N-1$ до 1, а сама процедура обработки при четном числе отсчетов в пределах длительности сигнала имеет вид:

$$F(s_1) = \sum_{s=1}^{\frac{N}{2}} U_{s_1+s-1} U_{s_1+N-s} K^{-1} (N-1-2[s-1]),$$

где $K(N - 1 - 2[s - 1])$ — корреляционная функция шума.

Дальнейшее обобщение рассматриваемого подхода при полифрагментарном представлении радиоимпульсов предполагает снятие ограничений, регламентирующих протяженность коррелируемых фрагментов. При этом межфрагментные корреляционные суммы отсчетов для участков, совпадающих по длительности, могут быть равновесными, а их объединение может осуществляться различными весовыми функциями. Так, для колоколообразного радиоимпульса, огибающая которого разбита на фрагменты, симметрично расположенные относительно максимума, корреляционная сумма

$$F(s_1) = \sum_{r=1}^R \gamma_r \sum_{s_r=1}^{N_r} U_{s_r,1} U_{s_r,2}$$

где R — количество пар коррелируемых фрагментов на интервале длительности импульса, r — порядковый номер коррелируемой пары фрагментов, $U_{s_r,1}$ и $U_{s_r,2}$ — напряжение первого и второго из коррелируемых фрагментов r -й пары в s -м временном отсчете, N_r — протяженность фрагмента r -й пары в отсчетах АЦП.

Рассмотренные автокорреляционные методы имеют общее с известными интерференционными процедурами пеленгации [3]. Поэтому многие выводы относительно точностных свойств последних и присущих им потерь в энергетике могут быть справедливыми и для указанных методов импульсной дальнометрии.

Дальнейшим обобщением изложенных методов может быть переход к комплексному представлению отсчетов АЦП. Независимо от способа формирования цифрового аналитического сигнала [4] во всех корреляционных суммах один из сомножителей будет комплексным, а другой — комплексно-сопряженным с ним. Например, соотношение (1) в этом случае трансформируется к виду:

$$F(s_1) = \sum_{s=s_1}^{s_1 + \frac{N}{2} - 1} U_s U_{s + \frac{N}{2}}^*$$

где $*$ — знак комплексного сопряжения.

Помимо радиосигналов с немодулированной несущей автокорреляционные скользящие окна могут найти применение и к сложным сигналам. К примеру, для ЛЧМ импульса достаточно осуществить корреляцию с неравномерным шагом, добиваясь по-прежнему постоянства знака произведения отсчетов в корреляционной сумме. Максимум последней будет иметь место при

полном совпадении окна обработки с временным положением ЛЧМ сигнала. Существенно, что такая процедура сопровождается формированием сжатого во времени отклика, подобно согласованной обработке [5], а использование взвешивания частичных корреляционных произведений позволяет регулировать уровень боковых лепестков сжатого импульса.

Помимо чисто автокорреляционных сверток рассмотренного типа в пределах скользящего окна могут комбинироваться фрагменты с согласованной обработкой [5], некогерентным суммированием (2) и рассмотренными процедурами. Наконец, заслуживают внимания процедуры формирования скользящей корреляционной суммы, основанные на переборе всех неповторяющихся сочетаний отсчетов. Аналитическая запись соответствующего алгоритма применительно к вещественному представлению отсчетов АЦП будет следующей:

$$F(s_1) = \sum_{m=1}^{N-1} \gamma_m (U_m \sum_{p=m+1}^N \eta_p U_p),$$

где γ_m и η_p — весовые коэффициенты, причем необязательно одного знака.

Такой подход сопровождается меньшими энергетическими потерями по сравнению с процедурами типа (1), хотя и требует больших вычислительных затрат.

Рассмотренные методы обработки радиоимпульсов инвариантны к начальной фазе сигнала и могут найти применение в одноканальных приемных устройствах радиолокационных, ультразвуковых и гидроакустических измерителей. При достаточном темпе оцифровки достижимая точность оценивания временного положения радиоимпульсов может быть пропорциональной частоте заполнения сигнала, а не ширине его спектра. В этом смысле изложенные подходы предпочтительнее последетекторных процедур согласованной фильтрации узкополосных видеоимпульсов.

Что касается разрешающей способности, то у рассмотренных автокорреляционных процедур измерения дальности, подобно методу (2), она может быть недостаточной для ряда приложений. В то же время, согласно [6], в задачах спектрального оценивания существует простой способ усиления визуально-воспринимаемого разрешения путем замены исходной спектральной функции $P_A(f)$ новой

$$P_B(f) = [I - P_A(f)]^{-1}. \quad (3)$$

При этом утверждается, что внешне зависимость $P_B(f)$ будет выглядеть как спектр с «более высоким разрешением» [6].

Поэтому заслуживает внимания обобщение метода нелинейной трансформации решающей функции (3) на случай измерения дальности с проверкой

возможности улучшения на этой основе визуально воспринимаемого разрешения дальномерных процедур корреляционного типа.

Особенностью изложенного ранее подхода является ненормированный характер максимизируемых функций, что не позволяет использовать их непосредственную подстановку в (3) в качестве $P_A(f)$.

Между тем, в [6] предложен способ обработки, позволяющий преодолеть данное препятствие формированием так называемого квадрата модуля когерентности (КМК):

$$\text{КМК} = \frac{P_{12}(f) P_{12}^*(f)}{P_{11}(f) P_{22}(f)}, \quad (4)$$

где P_{11} , P_{22} — усредненные автоспектры сигналов 1-го и 2-го каналов соответственно, P_{12} — усредненный взаимный (межканальный) спектр.

Поскольку значения КМК заключены в пределах от 0 до 1, представляется целесообразным использовать вместо (3) информационно эквивалентную ему обработку:

$$F = [I - \text{КМК}]^{-1}. \quad (5)$$

Заметим, что применительно к задаче измерения дальности формирование КМК может осуществляться несколькими способами. Далее основное внимание уделим классу измерительных процедур автокорреляционного типа, основанных на вычислении взаимной корреляции фрагментов импульсного сигнала.

В простейшем случае можно ограничиться разбиением импульса на две половины, назначив в каждой из них по R равнопротяженных сегментов. При этом представляется возможным осуществить посегментное усреднение взаимного и автоспектров, которые, по аналогии с [6], в случае монохромного заполнения радиоимпульса выразятся в виде:

$$P_{nm} = \frac{1}{2R} \sum_{r=1}^R \sum_{\substack{n, m=1 \\ m \neq n}}^2 X_{rn}(f) X_{rm}^*(f),$$

$$P_{nn} = \frac{1}{2R} \sum_{r=1}^R \sum_{n=1}^2 X_{rn}(f) X_{rn}^*(f), \quad (6)$$

где X_{rn} — M — вектор дискретного преобразования Фурье (БПФ) M -размерного массива комплексных отсчетов напряжений в r -м сегменте n -й половины сигнала

Посегментное усреднение, согласно [6], является необходимым условием для обеспечения чувствительности КМК к наличию некогерентных компонент. В противном случае, если усреднение отсутствует, КМК = 1 для любых типов сигналов, и его применение в задачах измерения становится невозможным.

Как показали результаты моделирования, для сохранения работоспособности процедуры (5) в ситуациях наложения двух и более импульсов взаимные спектры P_{nm} должны вычисляться по сегментам, нумерация которых осуществляется от центра сигнала к краям. При непрямоугольной огибающей указанные сегменты целесообразно варьировать по длительности, задавая их протяженность минимальной в центре сигнала и максимальной — на периферии. Такой прием позволит накопить отношение сигнал—шум на участках, где оно падает вследствие изменения огибающей.

Альтернативный вариант формирования КМК сводится к замене операции ДПФ процедурой согласованной фильтрации сегментов радиоимпульса, например, вида:

$$\begin{aligned} \tilde{X}_{rn} = & \sum_{s=s_{1rn}}^{s_{1rn}+M_r-1} K_{rn}(s-s_{1rn}) [U_{srn}^c \cos P_{srn} + U_{srn}^s \sin P_{srn}] + \\ & + j \sum_{s=s_{1rn}}^{s_{1rn}+M_r-1} K_{rn}(s-s_{1rn}) [U_{srn}^s \cos P_{srn} - U_{srn}^c \sin P_{srn}], \end{aligned} \quad (7)$$

где $K_{rn}(s-s_{1rn})$ — нормированная дискретная функция огибающей радиоимпульса в r -м сегменте, s_{1rn} — номер отсчета АЦП, соответствующего началу r -го сегмента, $P_{srn} = 2\pi f \Delta t (s-s_{1rn})$, M_r — длительность r -го сегмента в отсчетах АЦП, $U_{srn}^{(s)}$ — квадратурные составляющие s -го отсчета комплексных напряжений сигнала в r -м сегменте, Δt — период дискретизации, f — частота заполнения, n — номер половины сигнала.

При использовании в (6) лишь одного значения частоты f входящий в него вектор ДПФ X_{rn} отличается от \tilde{X}_{rn} из (7) только наличием в последнем взвешивания на величину дискретной функции огибающей.

При формировании КМК (4) дальнейшее развитие рассматриваемого подхода состоит в том, что вычисление показателя когерентности организуется по паре каналов либо двум эхо-сигналам, в том числе разной частоты заполнения. При этом импульсы для обработки можно не фрагментировать, а использовать полностью, установив протяженность скользящего окна равной их длительности. Для согласованной фильтрации в каждом из окон необходимо задавать свою

частоту f , которая полагается известной. Кроме того, при вычислении КМК в роли одного из сигналов может выступать эталонная математическая модель.

Следует обратить внимание на еще одну особенность. При узкополосной огибающей представляющая интерес для измерения дальности эффективная длительность импульса зависит от отношения сигнал—шум: чем оно выше, тем большая часть сигнала превышает уровень шума. Поэтому окно обработки, настроенное на сигнал с большей амплитудой, будет рассогласовано со слабым по уровню импульсом. В этой связи можно не опасаться, что применение показателя когерентности для визуализации эхограмм приведет к обеднению палитры полутонов, поскольку падение уровня сигнала при непрямоугольной форме огибающей будет сопровождаться заметными отклонениями показателя когерентности от 1. С другой стороны, в режиме «линзы» после обнаружения пиков функции (5), можно обработать их окрестность, постепенно уменьшая размерность вектора X_m (\tilde{X}_m), с целью максимального приближения показателя когерентности к единичному уровню. Это позволит повысить селективные свойства измерительной процедуры при слабых уровнях сигналов. Аналогичным образом может быть измерена длительность эхоимпульсов — достаточно зафиксировать протяженность окна обработки (размерность вектора данных) в момент минимального отклонения показателя когерентности от единицы.

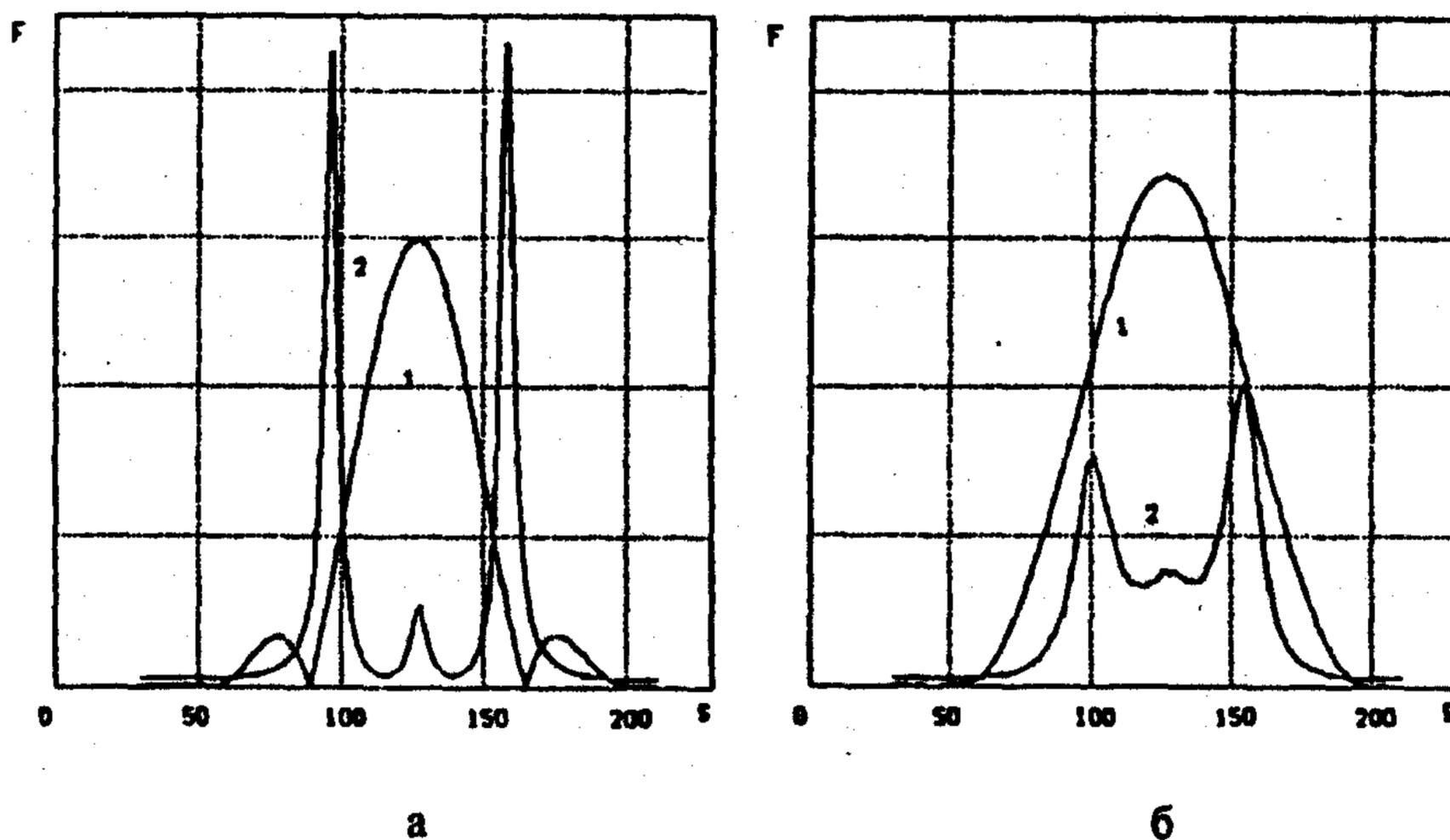


Рис. 2

Поскольку в литературе отсутствуют сравнительные оценки процедур с нелинейной трансформацией решающей функции и без нее, интересно провести подобное сравнение. На рис. 2 представлены результаты математического

моделирования процедуры, сводящейся к максимизации функции (1) (кривая 1), и алгоритма (5) (кривая 2) при использовании для формирования КМК выражения (7). При этом длительность радиоимпульса с огибающей $\sin^2 x$ задавалась равной по основанию 100 отсчетам АЦП, различие во времени прихода сигналов составило 53 периода дискретизации. Для обоих импульсов было принято одинаковое отношение сигнал—шум: 28 дБ по напряжению. Позиция а) соответствует нулевой разности начальных фаз сигналов, в позиции б) приведена та же ситуация при различиях в фазах несущих 90° .

В обоих случаях кривая 2 характеризуется сравнительным улучшением разрешающей способности, возникающем при благоприятных фазовых соотношениях и различиях во времени прихода сигналов, превышающих половину их длительности. Однако радикального решения проблемы разделения сигналов можно все же достичь только на основе применения специальных процедур сверхразрешения. Получаемые в их рамках оценки дальности не столь критичны к разности начальных фаз несущих и адекватно отражают распределение сигналов во времени при меньших расстояниях между их источниками.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Харкевич А. А. Избранные труды. Т. 3.— М. : Наука, 1973.— С. 120—124.
2. Пат. РФ № 2069003. МПК G01S 7/28. Цифровой дальномер // Слюсар В. И., Покровский В. И., Сахно В. Ф. и др.— Оpubл. в БИ № 31, 10.11.96.
3. Каравая В. В., Сазонов В. В. Статистическая теория пассивной локации.— М. : Радио и связь, 1987.— 240 с.
4. Цифровые радиоприемные системы : Справочник / М. И. Жодзишский, Р. Б. Мазепа, Е. П. Овсянников и др. / Под ред. М. И. Жодзишского.— М. : Радио и связь, 1990.— 208 с.
5. Пат. РФ № 2042956. МПК G 01 S 7/285, 13/10. Цифровой способ оптимального приема линейно-частотно-модулированных импульсов // Слюсар В. И., Покровский В. И., Сахно В. Ф. Оpubл. в БИ № 24, 1995, 228 с.
6. Марпл-мл. С. Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения / Пер. с англ.— М. : Мир, 1990.— 584 с.

г. Киев.

Поступила в редакцию после переработки 29.01.97.