МЕТОД СИНТЕЗА ЧАСТОТНО-ВРЕМЕННЫ́Х РАДИОИЗОБРАЖЕНИЙ В НЕИЗЛУЧАЮЩИХ РАДАРАХ

Ю. Н. Чернятьев ¹, И. В. Донец ^{1,2}, В. С. Онищенко ¹, Я. А. Рейзенкинд ^{1,2} *, В. Н. Шевченко ¹

¹ «КБ «Связь»;

² Южный федеральный университет, г. Ростов-на-Дону, Россия

Предложена модификация известного метода синтеза частотно-временны́х радиоизображений в неизлучающих радарах, основанного на минимизации квадратичного отклонения вектора данных наблюдений от его линейной модели с дополнительным ограничением на L_1 -норму вектора оцениваемых амплитуд двумерного распределения сигналов в области задержек и доплеровских частот. Модификация отличается тем, что вместо решения задачи условной минимизации на полной сетке в координатах временна́я задержка—доплеровский сдвиг частоты эта задача последовательно решается для нулевого и одного из заданных сдвигов частоты. Предложенная модификация совместно с дополнительными вычислительными приёмами позволяет на три порядка повысить вычислительную эффективность формирования изображений.

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время интенсивно развивается технология скрытого обнаружения подвижных объектов и слежения за ними, основанная на естественной подсветке целей радиоизлучением передатчиков различного назначения (радиовещание, телевидение). Интерес к ней связан с тем, что эта технология может существенно повысить скрытность и эффективность обнаружения, пространственной локализации и идентификации широкого класса подвижных объектов. Основанные на этой технологии неизлучающие радиолокаторы, как правило, имеют два канала и подсистему обработки сигналов, принятых этими каналами. Первый (опорный) канал предназначен для приёма прямого сигнала источника посторонней подсветки, а второй (канал наблюдения) — для приёма сигналов, рассеянных целями.

На этапе предварительной обработки сигналов решается задача минимизации вкладов отражений от окружающих предметов и движущихся целей в сигнал опорного канала, а также задача минимизации вкладов прямого сигнала и отражений от окружающих предметов в сигнал канала наблюдения. Методы решения этих задач широко известны и основаны на пространственной фильтрации (в том числе адаптивной) сигналов и регенерации сигнала подсветки при использовании цифровых сигналов.

Далее полагается, что принятые сигналы предварительно обработаны как в опорном канале, так и в канале наблюдения. Сравнение сигналов этих двух каналов после предварительной обработки позволяет оценить временные задержки и доплеровские сдвиги частот для сигналов, рассеянных подвижными объектами.

Традиционно эта задача решается методами, основанными на формировании двумерного радиоизображения в координатах временная задержка—доплеровский сдвиг частоты. При этом вычисляется двумерная взаимная корреляционная функция между сигналами опорного канала и канала наблюдения и из радиоизображения последовательно исключаются просочившийся прямой сигнал подсветки, а также сигналы от стационарных и подвижных объектов в порядке

Ю. Н. Чернятьев, И. В. Донец, В. С. Онищенко и др.

^{*} jar@ip.rsu.ru

убывания их мощности на основе минимизации квадратичной невязки [1]. Этот подход имеет ряд недостатков. Во-первых, положения максимумов двумерной взаимной корреляционной функции могут смещаться под воздействием сигналов от крупных отражателей. Во-вторых, при последовательном применении метод наименьших квадратов приводит к частичному подавлению полезных сигналов и уменьшению отношения уровня сигнала к уровню шума из-за неполного соответствия квадратичной метрики содержанию решаемой задачи.

Более перспективным при решении задачи обнаружения и частотно-временной локализации рассеянных целями сигналов является направление, основанное на методах высокого разрешения рассеянных сигналов и обеспечивающее обнаружение сигналов от целей на фоне помех от крупных отражателей и прямого сигнала подсветки без их предварительной компенсации.

В работе [2] был предложен метод высокого разрешения сигналов от целей, основанный на жёсткой привязке к структуре цифровых сигналов подсветки, имеющих множество ортогональных несущих частот, что является его недостатком.

В работе [3] был предложен, а в работах [3, 4] апробирован на полунатурных (т. е. обработанных натурных) и натурных данных другой метод, не требующий привязки к структуре сигнала подсветки. Показано, что обнаружение и частотно-временная локализация сигналов от целей осуществимы, если поставить задачу минимизировать квадратичное отклонение вектора данных наблюдений от его линейной модели с дополнительным ограничением на L₁-норму вектора оцениваемых амплитуд двумерного распределения сигналов в области задержек и доплеровских частот, т. е. сформулировать задачу условной минимизации. Решение этой задачи проводится вариационным методом [3, 4]. Он обеспечивает более высокое качество формирования двумерного изображения по сравнению с классическим методом на основе двумерной взаимной корреляционной функции в части динамического диапазона и разрешающей способности. Однако время, затрачиваемое на обработку результатов измерений, даже при весьма умеренных размерах координатной сетки в координатах задержка — доплеровский сдвиг частоты, составляет десятки минут, что не позволяет осуществить слежение за подвижными объектами в реальном времени.

Цель настоящей работы — разработка быстрой модификации метода синтеза изображений сигналов в координатах временная задержка—доплеровский сдвиг частоты, полученного ранее [3, 4] в результате решения задачи условной минимизации, а также применение ряда дополнительных вычислительных приёмов, сокращающих вычислительные затраты при использовании предложенной модификации.

1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Рассмотрим узкополосный сигнал. В этом случае можно пренебречь зависимостью величины доплеровского сдвига частоты от самой частоты. Пусть опорный сигнал в и анализируемая смесь рассеянных сигналов $\hat{\mathbf{s}}$ заданы в виде наборов временны́х отсчётов с частотой выборки $f_{\mathbf{s}}$, удовлетворяющей теореме отсчётов: опорный сигнал

$$\mathbf{s} = (s_{-Z+1}, \dots, s_0, \dots, s_{K-1})^{\mathrm{T}},$$
 (1)

$$\hat{\mathbf{s}} = (\hat{s}_0, \dots, \hat{s}_{K-1})^{\mathrm{T}}.$$
(2)

Здесь K — число отсчётов, которые будут обработаны, Z - 1 — число дополнительных отсчётов сигнала в опорном канале, которые должны быть рассмотрены для корректного объединения с К отсчётами канала наблюдения и определения Z временны́х задержек. Индекс Т обозначает транспонирование. Если частота отсчётов равна $f_{\mathbf{s}}$, то доступный для дальнейшего анализа набор временны́х задержек имеет вид $\tau_z = z/f_{\rm s} = zT_{\rm s}$, где $z = 0, \ldots, Z-1$, а $T_{\rm s}$ — период выборки.

Ю. Н. Чернятьев, И. В. Донец, В. С. Онищенко и др.

2015

Длительность интервала наблюдения $KT_{\mathbf{s}} = K/f_{\mathbf{s}}$ определяет минимальный разрешимый сдвиг частоты $f_{\mathbf{s}}/K$.

Для дальнейшего нам понадобится обозначения из работ [3, 4], которые приведены ниже. Векторы с размерностью K

$$\mathbf{s}_z = (s_{-z}, \dots, s_{K-1-z})^{\mathrm{T}} \tag{3}$$

являются задержанными по времени на zT_s версиями опорного сигнала. Доплеровский сдвиг по частоте этих сигналов осуществляется их умножением на матрицы с размерностью $K \times K$

$$\mathbf{D}_{p} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \exp(2\pi i p/K) & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & \exp[2\pi i p(K-1)/K] \end{pmatrix},$$
(4)

где $p = 0, ..., \pm P$, а P определяет размер координатной сетки по сдвигу частоты.

В работах [3, 4] рассматривается математическая модель процесса наблюдений, в которой сигнал ŝ является суперпозицией просочившегося прямого сигнала, шумов **n** и сигналов, рассеянных всеми потенциальными объектами, находящимися в узлах координатной сетки временна́я задержка—сдвиг частоты:

$$\hat{\mathbf{s}} = \mathbf{A}\mathbf{w} + \mathbf{n},\tag{5}$$

где $\mathbf{A} = (\mathbf{Ds}_0, \dots, \mathbf{Ds}_{Z-1})$ и $\mathbf{D} = (\mathbf{D}_{-P}, \dots, \mathbf{D}_0, \dots, \mathbf{D}_P)$, т. е. столбцы матрицы \mathbf{A} — задержанные по времени и сдвинутые по частоте версии опорного сигнала (см. (3) и (4)), а её размерность $K \times Z(2P+1)$ определяется числом отсчётов K в сигнале $\hat{\mathbf{s}}$ и размерами координатной сетки по временному запаздыванию Z и доплеровскому смещению частоты (2P + 1). В равенство (5) входят вектор \mathbf{w} весовых коэффициентов линейной комбинации с размерностью Z(2P+1) и вектор \mathbf{n} шумов с размерностью K. Компоненты вектора \mathbf{w} являются амплитудами волн, рассеянных неподвижными и подвижными объектами. Эти амплитуды с их привязкой к координатной сетке в координатах временная задержка—доплеровский сдвиг частоты и дают искомое радиоизображение, используемое для обнаружения подвижных объектов и оценки задержек и доплеровских сдвигов частоты их сигналов.

Задача оценки амплитуд просочившегося прямого сигнала и сигналов, рассеянных стационарными и подвижными объектами, в работах [3, 4] формулируется как задача решения переопределённой системы линейных алгебраических уравнений. В отличие от работы [1], где ищутся решения с минимальной энергией, в работах [3, 4] эта система решается при дополнительном условии, обеспечивающем разреженность решения. Для решения этой задачи условной минимизации в [3, 4] использован вариационный метод, приводящий к итерационному процессу, который требует решения систем линейных алгебраических уравнений с размерностью основной матрицы $Z(2P+1) \times Z(2P+1)$:

$$[\mathbf{A}^{\mathrm{H}}\mathbf{A} + \lambda \mathbf{\Lambda}(\mathbf{w}_{q})]\mathbf{w}_{q+1} = \mathbf{A}^{\mathrm{H}}\hat{\mathbf{s}},\tag{6}$$

где q — номер итерации, $\mathbf{\Lambda}(\mathbf{w}) \equiv \operatorname{diag} \left\{ |w_i|^{-1}/2 \right\}$ — диагональная матрица, λ — числовой параметр $(0 < \lambda < \infty)$, который должен выбираться из условия равенства квадрата нормы $\|\hat{\mathbf{s}} - \mathbf{Aw}\|$ оценке энергии шумов **n** в сигнале $\hat{\mathbf{s}}$, индекс H означает эрмитово сопряжение, вектор \mathbf{w}_q — вектор весовых коэффициентов на итерации q.

Многочисленные вычислительные и натурные эксперименты показывают, что требуемое число итераций, как правило, не превышает 10. При этом объём вычислений только для решения систем уравнений пропорционален величине $[Z(2P+1)]^3$. Понятно, что при синтезе изображений известным методом [3, 4] даже с небольшими размерами координатной сетки временная

задержка—доплеровский сдвиг частоты объём вычислений очень велик. Так, для временны́х последовательностей с длиной в 65 536 отсчётов ($K = 2^{16}$) при 101 значении задержки (Z = 101) и 101 значении сдвига частоты (P = 50) при десяти итерациях полное время вычислений на 64-разрядной ЭВМ с процессором «Intel Core i7» превышает 20 мин, из которых почти 10 мин уходит на решение систем уравнений при выполнении итераций.

Таким образом, возникает задача модификации метода [3, 4], обеспечивающего повышение качества формирования двумерного изображения по сравнению с классическим методом на основе двумерной взаимной корреляционной функции, с целью повышения его вычислительной эффективности.

2. МОДИФИЦИРОВАННЫЙ МЕТОД СИНТЕЗА ЧАСТОТНО-ВРЕМЕННЫ́Х РАДИОИЗОБРАЖЕНИЙ

Анализ амплитуд в модели разведываемого сигнала, полученных при расчётах с полунатурными и натурными данными [3, 4], показывает, что наибольший вклад в энергию разведываемого сигнала дают слагаемые от просочившегося прямого сигнала передатчика подсветки и сигналов, отражённых крупными неподвижными объектами, т. е. слагаемые, соответствующие нулевому доплеровскому сдвигу частоты. Слагаемые, соответствующие подвижным объектам, вносят значительно меньший вклад в его энергию, однако этот вклад заметно превосходит вклады слагаемых, соответствующих шумам. Этот факт может быть использован для значительного уменьшения времени вычислений. Если в векторе амплитуд рассеянных сигналов **w** пренебречь компонентами, соответствующими всем доплеровским сдвигам частоты, кроме нулевого (p = 0) и заданного с номером p ($p \neq 0$), это приведёт к существенному уменьшению размерности решаемой нелинейной системы уравнений. Получить полное частотно-временно́е изображение можно перебором всех пар нулевого (p = 0) и текущего значения сдвига частоты ($p = -P, \ldots, -1,$ $1, \ldots, P$), а часть изображения, соответствующую значению p = 0, можно получить усреднением многократно найденных амплитуд сигналов с нулевым сдвигом частоты.

Обозначим «укороченный» (т. е. содержащий компоненты, соответствующие только нулевому и p-му сдвигам частоты) вектор \mathbf{w} через $\mathbf{\tilde{w}}$. По своей сути вектор $\mathbf{\tilde{w}}$ является частью искомого изображения. Приближённую математическую модель процесса наблюдений можно представить в виде равенства

$$\hat{\mathbf{s}} \approx \mathbf{A}\tilde{\mathbf{w}} + \mathbf{n},$$
(7)

где $\tilde{\mathbf{w}}$ — вектор амплитуд с размерностью 2Z,

$$\tilde{\mathbf{A}} = \left(\tilde{\mathbf{D}}\mathbf{s}_0, \dots, \tilde{\mathbf{D}}\mathbf{s}_{Z-1}\right)$$
(8)

— матрица с размерностью $K \times 2Z$,

$$\tilde{\mathbf{D}} = (\mathbf{D}_0, \mathbf{D}_p),\tag{9}$$

 \mathbf{n} — вектор шумов с размерностью K.

Далее, повторяя с незначительными отличиями рассуждения и выкладки из работ [3, 4], получаем, что на каждой итерации необходимо решить систему линейных алгебраических уравнений относительно вектора весовых коэффициентов $\tilde{\mathbf{w}}_{q+1}$:

$$[\tilde{\mathbf{A}}^{\mathrm{H}}\tilde{\mathbf{A}} + \tilde{\lambda}\mathbf{\Lambda}(\tilde{\mathbf{w}}_{q})]\tilde{\mathbf{w}}_{q+1} = \tilde{\mathbf{A}}^{\mathrm{H}}\hat{\mathbf{s}},\tag{10}$$

где $\Lambda(\tilde{\mathbf{w}}) \equiv \text{diag}\{|\tilde{w}_i|^{-1}/2\}$, а $\tilde{\lambda}$ — числовой параметр ($0 < \tilde{\lambda} < \infty$), который должен выбираться из условия равенства квадрата нормы $\|\hat{\mathbf{s}} - \tilde{\mathbf{A}}\tilde{\mathbf{w}}\|$ сумме оценок энергии шумов **n** и неизвестной

Ю. Н. Чернятьев, И. В. Донец, В. С. Онищенко и др.

Номер рассеивающего	Уровень сигнала относительно	Задержка, мкс	Доплеровский
объекта	просочившегося прямого		сдвиг частоты, Гц
	сигнала, дБ		
1	-20	10	0
2	-25	18	0
3	-60	100	25
4	-63	175	215
5	-64	200	-150
6	-65	280	-200

Таблица 1. Параметры рассеивающих объектов

энергии сигналов от подвижных объектов вне нулевого и p-го сдвигов частоты в сигнале $\hat{\mathbf{s}}$. Поскольку энергия сигналов от подвижных объектов вне нулевого и p-го сдвигов частоты, как правило, много меньше энергии шумов, ей можно пренебречь, а выбор параметра $\tilde{\lambda}$ проводить так же, как и параметра λ для известного метода.

Кажущаяся нерациональность такого подхода при построении одного радиоизображения, состоящая в многократном нахождении амплитуд сигналов с нулевым сдвигом частоты, оправдана тем, что позволяет поддерживать для каждого сдвига частоты примерно одинаковое отношение уровня сигнала к уровню шума и избежать многократного подбора параметра $\tilde{\lambda}$ при изменении номера p.

3. СРАВНЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ ИЗВЕСТНОГО И МОДИФИЦИРОВАННОГО МЕТОДОВ СИНТЕЗА ЧАСТОТНО-ВРЕМЕННЫ́Х РАДИОИЗОБРАЖЕНИЙ

Сравним качество синтезированных частотно-временны́х изображений и вычислительную эффективность известного и модифицированного методов путём анализа результатов моделирования и натурного эксперимента.

При моделировании использовались полунатурные данные, полученные на основе записанного сигнала звукового сопровождения передатчика аналогового телевизионного вещания 22-го канала с шириной полосы частот 150 кГц. Этот записанный сигнал использовался в качестве сигнала опорного канала. Этот же сигнал с добавкой его версий, уменьшенных по амплитуде, задержанных по времени и сдвинутых по частоте, использовался в качестве сигнала канала наблюдения. К нему добавлялся белый шум с нормальным распределением. Уровень сигнала по отношению к уровню шума составлял 30 дБ. В табл. 1 даны параметры шести рассеивающих объектов для рассмотренного сценария: уровни сигналов относительно просочившегося прямого сигнала, их временные задержки и доплеровские сдвиги частоты. Первые два объекта (с номерами 1 и 2) стационарные, а остальные подвижные. Длина использованной временной последовательности составляла 65 536 отсчётов, частота дискретизации 287 500 Гц, размер координатной сетки 101 × 101, размер шага по задержке сигнала 3,47826 мкс, размер шага по доплеровскому сдвигу частоты 4,38690 Гц. Число итераций для обоих методов выбиралось равным 10, а $\lambda = \tilde{\lambda} = 0,0011$.

На рис. 1 приведены двумерные изображения амплитуд сигналов I в координатах $(\tau, \Delta f)$, где τ — временная задержка, Δf — сдвиг частоты, полученные известным (рис. 1*a*) и модифицированным (рис. 1*б*) методами. Второе изображение имеет несколько больший уровень остаточных шумов.

Ю. Н. Чернятьев, И. В. Донец, В. С. Онищенко и др.



Рис. 1. Результаты моделирования заданного сценария на координатной сетке с размерами 101 × 101 известным (*a*) и модифицированным (*б*) методами; 1 и 2 — сигналы, рассеянные стационарными и подвижными объектами соответственно, 3 — просочившийся сигнал подсветки

В ходе натурного эксперимента осуществлялась одновременная запись сигналов звукового сопровождения передатчика аналогового телевизионного вещания 22-го канала двумя когерентными приёмными каналами с разнесёнными логопериодическими антеннами. Одна антенна принимала сигнал подсветки, а вторая — эхо-сигнал пассажирского самолёта.

На рис. 2 приведены двумерные изображения, полученные по записям сигналов с выходов двух приёмных каналов известным (рис. 2a) и модифицированным (рис. 2b) методами при $\lambda = \tilde{\lambda} = 0,0022$. Увеличение параметров по сравнению с их предыдущими значениями объясняется более высоким уровнем шума в эксперименте по сравнению с заданным при моделировании. На рис. 3 приведены сечения изображений рис. 2a и b, полученные при доплеровском сдвиге частоты 135,99 Гц. Сплошной линией показан результат, полученный известным методом, а штриховой — его модификацией.

Ю. Н. Чернятьев, И. В. Донец, В. С. Онищенко и др.



Рис. 2. Обнаружение подвижного объекта на координатной сетке с размерами 101×101 известным (a) и модифицированным (б) методами. Стрелкой отмечен сигнал, рассеянный подвижным объектом

В результате дополнительных экспериментальных исследований при обнаружении объектов различных классов с уровнем рассеянных сигналов от -100 до -50 дБ относительно просочившегося прямого сигнала установлено, что применение модифицированного метода увеличивает уровень и плотность остаточных шумов в изображении не более чем на $2\div3\%$.

Таким образом, модифицированный метод по сравнению с известным незначительно увеличивает уровень остаточных шумов в синтезированных частотно-временны́х изображениях.

При сравнительном анализе вычислительной эффективности методов будем полагать, что длины временны́х выборок одинаковы, а задача решается на сетке, содержащей Z значений задержки и (2P + 1) значений сдвига частоты. Для известного метода это соответствует Z(2P + 1) столбцам матрицы \mathbf{A} , а для модифицированного 2Z — столбцам матрицы $\tilde{\mathbf{A}}$. В обоих случаях в процессе решения задачи можно выделить три этапа с наибольшими вычислительными затратами:



Рис. 3. Сечения частотно-временны́х изображений, приведённых на рис. 2, при сдвиге частоты, равном 135,99 Гц. Сплошная линия соответствует рис. 2*a*, штриховая — рис. 2*b*. Стрелкой отмечен сигнал, рассеянный подвижным объектом

1) вычисление матриц **A** или $\tilde{\mathbf{A}}$ и векторов $\mathbf{A}^{\mathrm{H}}\hat{\mathbf{s}}$ или $\tilde{\mathbf{A}}^{\mathrm{H}}\hat{\mathbf{s}};$

2) вычисление матриц $\mathbf{A}^{\mathrm{H}}\mathbf{A}$ или $\tilde{\mathbf{A}}^{\mathrm{H}}\tilde{\mathbf{A}}$;

3) решение полных систем уравнений (6) с матрицей $\mathbf{A}^{\mathrm{H}}\mathbf{A}$ при использовании известного метода или решение систем (10) с матрицей $\tilde{\mathbf{A}}^{\mathrm{H}}\tilde{\mathbf{A}}$ при использовании его модификации.

На первом этапе вычислений число операций пропорционально числу столбцов матриц **A** или $\tilde{\mathbf{A}}$ (Z(2P+1) или 2Z соответственно). С учётом того, что при использовании модифицированного метода необходимо провести вычисления для (2P+1) значений сдвига частоты, получаем отношение чисел вычислительных операций для сравниваемых методов, равное Z(2P+1)/[2Z(2P+1)] = 0.5. Таким образом, при осуществлении первого этапа вычислений модифицированный метод требует в два раза больше вычислительных операций. Это обусловлено необходимостью повторов вычислений при нулевом сдвиге частоты.

На втором этапе вычислений число операций пропорционально квадрату числа столбцов матриц \mathbf{A} или $\tilde{\mathbf{A}}$, что даёт отношение чисел вычислительных операций для известного метода и его модификации, равное

$$\frac{1}{2P+1} \left[\frac{Z(2P+1)}{2Z} \right]^2 = \frac{2P+1}{4}.$$

Таким образом, при осуществлении второго этапа вычислений модифицированным методом требуется в (2P + 1)/4 раз меньше вычислительных операций.

На третьем этапе вычислений число операций пропорционально числу итераций и кубу числа столбцов матриц \mathbf{A} или $\tilde{\mathbf{A}}$. Поскольку число итераций для обоих методов фиксировано и одинаково, отношение чисел вычислительных операций для двух методов равно

$$\frac{1}{2P+1} \left[\frac{Z(2P+1)}{2Z} \right]^3 = \frac{(2P+1)^2}{8}.$$

Таким образом, при осуществлении третьего этапа вычислений модифицированным методом требуется в $(2P + 1)^2/8$ раз меньше вычислительных операций. В итоге модифицированный метод на этом этапе приводит к ещё более заметному уменьшению числа операций.

Ю. Н. Чернятьев, И. В. Донец, В. С. Онищенко и др.

Например, при использовании 64-разрядной ЭВМ с процессором «Intel Core i7» для $K = 2^{16}$, Z = 101 и P = 50 в случае известного метода [3, 4] получаем следующее распределение затрат времени по трём этапам: 68,4; 752,0 и 551 с соответственно.

Пересчёт этих временны́х затрат с использованием приведённых выше формул для относительных вычислительных затрат двух методов показывает, что при использовании модифицированного метода временны́е затраты составляют соответственно 136,8; 29,8 и 0,4 с, что было подтверждено реальными вычислениями.

Таким образом, проведённый анализ качества синтезированных изображений и вычислительной эффективности показал, что модифицированный метод при незначительном увеличении уровня остаточных шумов в изображении обеспечивает значительное сокращение числа вычислительных операций на втором (двадцатипятикратное) и особенно на третьем (более чем тысячекратное) этапах. Однако такого уменьшения числа вычислительных операций ещё недостаточно для решения задачи синтеза в реальном времени на общедоступных компьютерах, и требуется дополнительное сокращение их числа и времени вычислений на первом и втором этапах. Далее рассмотрены дополнительные приёмы, позволяющие существенно увеличить вычислительную эффективность модифицированного метода синтеза на этих этапах.

4. ПУТИ ДАЛЬНЕЙШЕГО ПОВЫШЕНИЯ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ МОДИФИЦИРОВАННОГО МЕТОДА СИНТЕЗА

Дальнейшее повышение вычислительной эффективности и сокращение времени вычислений модифицированного метода синтеза достигается за счёт использования рекуррентных соотношений, быстрого преобразования Фурье и распараллеливания вычисления скалярных произведений векторов на первом и втором этапах описанной ранее вычислительной процедуры.

Ниже будет показано, что нет необходимости вычислять и запоминать матрицу **A**. На первом этапе ликвидация повторов вычислений половины элементов векторов $\tilde{\mathbf{A}}^{\mathrm{H}}\hat{\mathbf{s}}$, соответствующих нулевому сдвигу частоты, сокращает количество вычислений в два раза; на втором этапе учёт эрмитовой сопряжённости матриц $\tilde{\mathbf{B}} = \tilde{\mathbf{A}}^{\mathrm{H}}\tilde{\mathbf{A}}$ сокращает количество вычислений почти в два раза, т. к. вычислять необходимо только одну из двух треугольных половин матриц $\tilde{\mathbf{B}}$, например верхнюю.

Сокращение вычислений на втором этапе достигается применением рекуррентных формул, которые позволяют вычислить все элементы треугольных половин матриц $\tilde{\mathbf{B}}$, используя только первую строку этих матриц. Как видно из формул (3), (8) и (9), верхние треугольные половины матриц $\tilde{\mathbf{B}}$ состоят из матричных элементов, которые имеют вид $\mathbf{s}_i^{\mathrm{H}} \mathbf{D}_p \mathbf{s}_j$, где подстрочные индексы принимают значения $i = 0, \ldots, Z - 1$ и $j = i, \ldots, Z - 1$. Эти матричные элементы могут быть вычислены с помощью получаемых из соотношений (3), (4), (8) и (9) рекуррентных формул

$$\mathbf{s}_{i+1}^{\mathrm{H}} \mathbf{D}_{p} \mathbf{s}_{j+1} = s_{-i-1}^{*} s_{-j-1} + \left(\mathbf{s}_{i}^{\mathrm{H}} \mathbf{D}_{p} \mathbf{s}_{j} - s_{K-i-1}^{*} s_{K-j-1} \right) \exp\left(\frac{2\pi i p}{K}\right),$$

при $i = 0, ..., Z - 1, j = i, ..., Z - 1, p = 0, ..., \pm P$. Здесь звёздочка означает комплексное сопряжение. В экспоненте i — мнимая единица, а в остальных местах — индекс.

Начальными значениями для применения рекуррентных формул являются элементы вида $\mathbf{s}_0^{\mathrm{H}} \mathbf{D}_p \mathbf{s}_j$, где $j = 0, \ldots, Z - 1$ и $p = 0, \ldots, \pm P$. Число таких элементов равно (2P + 1)Z, тогда как общее число матричных элементов равно $[(2P + 1)Z]^2$. Поскольку вычисление одного матричного элемента по рекуррентным формулам сводится к одному умножению и двум сложениям, то затратами времени на эти вычисления можно пренебречь. Тогда можно сказать, что рекур-

рентные формулы сокращают число операций, которые необходимо совершить для вычисления матричных элементов $\tilde{\mathbf{B}}$, в (2P+1)Z раз.

Дополнительное сокращение объёма вычислений на первом и втором этапах достигается применением алгоритмов быстрого преобразования Фурье для вычисления векторов $\tilde{\mathbf{A}}^{\mathrm{H}}\hat{\mathbf{s}}$ (элементы вида $\mathbf{s}_{i}^{\mathrm{H}}\mathbf{D}_{p}\hat{\mathbf{s}}$) и первой строки матриц $\tilde{\mathbf{B}}$ (элементы вида $\mathbf{s}_{0}^{\mathrm{H}}\mathbf{D}_{p}\mathbf{s}_{i}$), где $i = 0, \ldots, Z - 1$ и p = $= 0, \ldots, \pm P$, поскольку эти элементы могут рассматриваться для используемых значений p как дискретные преобразования Фурье от векторов ($\mathbf{s}_{0}^{\mathrm{H}} \circ \mathbf{s}_{i}$) и ($\mathbf{s}_{i}^{\mathrm{H}} \circ \hat{\mathbf{s}}$), где символ «о» означает поэлементное произведение векторов. Если, вдобавок, длина выборки K кратна степени целого числа, например 2, то для сокращения времени вычислений возможно применение быстрого преобразования Фурье, которое даёт выигрыш в числе операций умножения в $\frac{K(2P+1)}{(K\log_2 K)/2} = \frac{2(2P+1)}{\log_2 K}$ раз. Например, при $K = 2^{16}$ и P = 50 выигрыш составит 12,6 раз, при $K = 2^{19}$ и P = 400 -84,3 раза. Как правило, $P \ll K$. Тогда добавочное уменьшение числа операций дают процедуры усечённого быстрого преобразования Фурье, вычисляемого не для всех частот [5].

В целом можно сказать, что если в начале формировать матрицы $\tilde{\mathbf{A}}$, а затем вычислять их произведения $\tilde{\mathbf{B}} = \tilde{\mathbf{A}}^{\mathrm{H}} \tilde{\mathbf{A}}$, то общее число комплексных умножений будет равно $[Z(2P + 1)]K[Z(2P + 1) + 1] \approx K(2ZP)^2$. Если же пользоваться описанными процедурами, включая быстрое преобразование Фурье, то число умножений будет равно $[Z(2P + 1)](K \log_2 K)/2 \approx ZPK \log_2 K$. Таким образом, число умножений сократится в $2ZP/[\log_2(K)]$ раз. Например, при $K = 2^{16}, Z = 101$ и P = 50 выигрыш составит 632 раза, а при $K = 2^{19}, Z = 30$ и P = 400 - 1263 раза. Кроме того, при таком подходе отпадает необходимость вычислять матрицы $\tilde{\mathbf{A}}$ и выделять память на их хранение.

Процедуры вычисления скалярного произведения векторов и быстрого преобразования Фурье легко распараллеливаются и могут быть реализованы на многоядерных процессорах, что и было сделано на двух платформах: а) на четырёхъядерном процессоре«Intel Core i5»; б) таком же процессоре совместно с модулем видеокарты «TESLA C2075». В результате при $K = 2^{16}$, Z = 101, P = 50 время вычисления матриц $\tilde{\mathbf{B}} = \tilde{\mathbf{A}}^{\mathrm{H}} \tilde{\mathbf{A}}$ и векторов $\tilde{\mathbf{A}}^{\mathrm{H}} \hat{\mathbf{s}}$ равно в случае а) 0,345 с и в случае б) 0,033 с. Соответственно, полное время синтеза частотно-временнѓо изображения (при решении системы (10) количество итераций равно 7) равно в случае а) 2,012 с и в случае б) 1,052 с.

Отметим, что в другом частном случае, уже упомянутом выше и представляющем практический интерес при контроле ближней зоны с высокой разрешающей способностью по скорости $(K = 2^{19}, Z = 30, P = 400)$, получаем полное время синтеза в случае а) 1,026 с и в случае б) 0,066 с.

Таким образом, модифицированный метод синтеза с учётом предложенных в данном разделе путей повышения его вычислительной эффективности обеспечивает примерно тысячекратное сокращение времени вычислений. Это делает возможным получение изображений в реальном времени на общедоступных компьютерах без необходимости использования технически сложных и дорогостоящих специализированных вычислителей.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложена модификация известного метода синтеза частотно-временны́х радиоизображений в неизлучающих радарах [3, 4], отличающаяся тем, что вместо решения задачи условной минимизации на полной координатной сетке в координатах временна́я задержка—доплеровский сдвиг частоты она последовательно решается для нулевого и одного из заданных сдвигов частоты, что позволяет сформировать полное частотно-временно́е изображение в заданном интервале сдви-

Ю. Н. Чернятьев, И. В. Донец, В. С. Онищенко и др.

гов частот. Эта модификация при несущественном увеличении уровня и плотности остаточных шумов в радиоизображениях обеспечивает сокращение требуемого объёма вычислений почти на порядок. Предложен ряд вычислительных приёмов, дополнительно повышающих вычислительную эффективность модифицированного метода.

Использование предложенной модификации и вычислительных приёмов позволило примерно тысячекратно ускорить вычисления и обеспечило возможность формирования частотно-временны́х радиоизображений эхо-сигналов с повышенными динамическим диапазоном и разрешающей способностью в реальном времени на общедоступных компьютерах без необходимости использования технически сложных и дорогостоящих специализированных вычислителей.

Работа выполнена при поддержке внутреннего гранта Южного федерального университета 213.01. - 07.2014/08 ПЧВГ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Colone F., O'Hagan D. W., Lombardo P., Baker C. J. // IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst. 2009. V. 45, No. 2. P. 698.
- Berger Chr. R., Demissie B., Heckenbach J., et al. // IEEE J. Sel. Topics Signal Process. 2010. V.4, No. 1. P. 226.
- 3. Пархоменко Н.Г., Перетятько А.А., Рейзенкинд Я.А. и др. // Электромагнитные волны и электронные системы. 2012. Т. 17, № 6. С. 97.
- 4. Пархоменко Н. Г., Перетятько А. А., Рейзенкинд Я. А. и др. // Автометрия. 2013. Т. 50, № 1. С. 60.
- Hermanek A., Kunes M., Kvasnicka M. // Proc. 2006 IEEE Int. Symp. Signal Proc. Information Technology, Vancouver, Canada, 27–30 August 2006. P. 879.

Поступила в редакцию 16 сентября 2014 г.; принята в печать 30 марта 2015 г.

A METHOD FOR SYNTHESIS OF FREQUENCY-TIME RADIO IMAGES IN NON-RADIATING RADARS

Yu. N. Chernyatyev, I. V. Donets, V. S. Onishchenko, Ya. A. Reizenkind, and V. N. Shevchenko

We propose a modification of the known method used to synthesize frequency time radio images in non-radiating radars and based on minimization of the square deviation of the observation data vector from its linear model with an additional limitation imposed on the L_1 norm of the vector of the evaluated amplitudes of two-dimensional signal distribution in the region of delays and Doppler frequencies. The essence of the modification is that instead of solving the problem of conditional minimization at a full array in the coordinates "time delay—Doppler frequency shift", this problem is solved sequentially for the zeroth and a preset frequency shift. In combination with additional computational tricks, the proposed modification allows one to increase the computational efficiency of image formation by three orders of magnitude.