

DOI 10.30898/1684-1719.2020.5.10

УДК 621.396.721

МЕТОД ИДЕНТИФИКАЦИИ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ

А. Л. Поляков¹, И. Л. Афонин¹, Ю. Н. Тыщук¹, Д. А. Поляков²

¹Севастопольский государственный университет,

299053, Севастополь, ул. Университетская, 33

²Войсковая часть 17204, 140401, Коломна Моск. обл., ул. Городок

Статья поступила в редакцию 29 апреля 2020 г.

Аннотация. В статье представлен разработанный метод идентификации космических аппаратов (КА) по неконтролируемому излучению бортовой аппаратуры (БА) на основе использования метода наименьших квадратов с динамической фильтрацией на «скользящем окне» с последующим распознаванием по методу ближайшего соседа в специально подобранной вероятностной метрике Кульбака – Лейбнера оценочных характеристик среднечастотной составляющей ухода несущей частоты задающего генератора БА КА. Приведены результаты экспериментальной проверки применимости метода для решения задачи идентификации космических аппаратов. Полученные результаты могут быть использованы при проектировании и модернизации радиотехнических систем наземного автоматизированного комплекса управления для идентификации космических объектов в системе контроля и анализа космической обстановки и баллистико-навигационного обеспечения управления космическими аппаратами.

Ключевые слова: идентификация, космический аппарат, радиотехническая система, контроль космического пространства, неконтролируемое излучение, эффективная площадь антенны, баллистико-навигационное обеспечение, орбитальная группировка.

Abstract. The article presents a developed method for identifying spacecraft (SC) based on uncontrolled radiation from onboard equipment. The method is based on the using least squares method with dynamic filtering on a "sliding window", followed by recognition of the nearest neighbor method in a specially selected probability

metric Kulbak – Leibner of estimated characteristics of the average frequency component of the main carrier frequency of the SC onboard equipment generator. The results of experimental verification of the applicability of the method for solving the problem of spacecraft identification are presented. In the proposed method, the signals of uncontrolled radiation of constantly functioning blocks of the onboard equipment of spacecraft, which “leak” through antenna systems, are used as identifying indicators. In particular, local oscillators and master oscillators of the receiving path of the radio systems of spacecraft can be used as such blocks. Identification of spacecraft by the uncontrolled radiation of the local oscillators of the receiving path and the master oscillators implies measuring the nature of the change in the oscillation parameters and identifying features that distinguish the oscillations of one generator from another. Since the uncontrolled radiation of local oscillators is harmonic oscillations, the parameters of these signals are the amplitude, frequency and initial phase. It is not possible to use the signal amplitude and initial phase for identification purposes, since the propagation medium strongly affects these parameters. The most informative for identification purposes is the frequency of oscillation, or rather, the nature of the change in frequency over time. This change is due to the instability of the frequency of the onboard master oscillators. The nature of the frequency change depends on the characteristics of each onboard generator, which is the basis for identification. It should be noted that the identification process can be conditionally divided into two stages: the first stage is associated with the solution of the problem of substantiating models and processing (estimation) algorithms; the second stage, involves the classification of the results of processing (evaluation).

Key words: identification, spacecraft, radio engineering system, space monitoring, uncontrolled radiation, effective antenna area, ballistic-navigation support, orbital constellation.

Введение

Решение задач идентификации КА на основе алгоритмов обработки координатной информации с использованием радиотехнических или оптико-электронных средств особой сложности не представляет и достаточно хорошо отработано.

Также не является сложной задача идентификации активных КА, т.е. КА с работающими передающими устройствами во время пролета в зоне видимости радиотехнических систем (РТС). Однако для большинства космических систем оборонного (двойного) назначения одной из характеристик их функционирования является скрытность, что прежде всего предполагает отключение бортовых передающих устройств КА вне зоны видимости своих РТС. Особенно это обстоятельство затрудняет идентификацию маневрирующих КА.

На этой основе было принято решение о целесообразности разработки метода идентификации, который позволил бы повысить в конечном итоге качество функционирования системы контроля космического пространства.

Основой такой системы идентификации могут служить наземные РТС с полноповоротными антенными устройствами. Данный подход позволит создать систему с известными параметрами, обеспечивающую всепогодное фиксирование КА со всех направлений пролета. При этом в качестве параметров идентификации можно выбрать прием и обработку сигналов паразитного излучения («неконтролируемого излучения» НКИ) постоянно функционирующих блоков бортовой аппаратуры (БА) (гетеродины, задающие генераторы).

Уровень мощности таких сигналов весьма низкий и составляет 10^{-6} — 10^{-11} Вт. Следовательно, приемные устройства наземных радиотехнических систем должны иметь прежде всего соответствующую чувствительность.

Предлагаемый метод идентификации базируется на алгоритме оценки параметров коррелированной составляющей процесса неустойчивости задающих генераторов бортовой аппаратуры космического аппарата как идентифицирующего фактора [1].

Основная часть

Для решения поставленной задачи поведена оценка возможности приема и обработки сигналов паразитного излучения определенными радиотехническими системами наземного комплекса. Из уравнения радиолокации известно [3]

$$P_c = \frac{P_n G_n}{4\pi H^2} A = \frac{Q_n A}{4\pi H^2}, \quad (1)$$

где P_c - мощность принимаемого радиосигнала, Вт;

A - эффективная площадь антенны наземной системы;

P_n - мощность излучаемого радиосигнала, Вт;

G_n - коэффициент усиления бортовой аппаратуры;

H - высота орбиты КА, км;

$Q_n = P_n \times G_n$ - коэффициент космического аппарата.

Таблица 1. Эффективная площадь антенн наземного комплекса управления.

Антенные средства	Диапазоны волн	Эффективная площадь м ²
АДУ-1000	ДМ совмещенный	900
	ДМ	650
	СМ	450
РТ-32	ДМ	422
	СМ	407
РТ-70	18 см	2450
	6 см	2800
	5 см	2750
	3,55 см	2450
	1,35 см	1700
	0,82 см	850

Основная группировка КА размещена на высотах от 200 до 40000 км [4]. При этом значение мощности паразитного излучения БА составляет величину порядка $1,2 \cdot 10^{-5}$ Вт, а коэффициент усиления бортовой антенны 1000 [3,4]. Учитывая

вышеизложенное, из выражения (1) получим значения высоты орбит идентифицируемого КА для наземных систем с различной эффективной площадью антенных устройств (см. рис. 1).

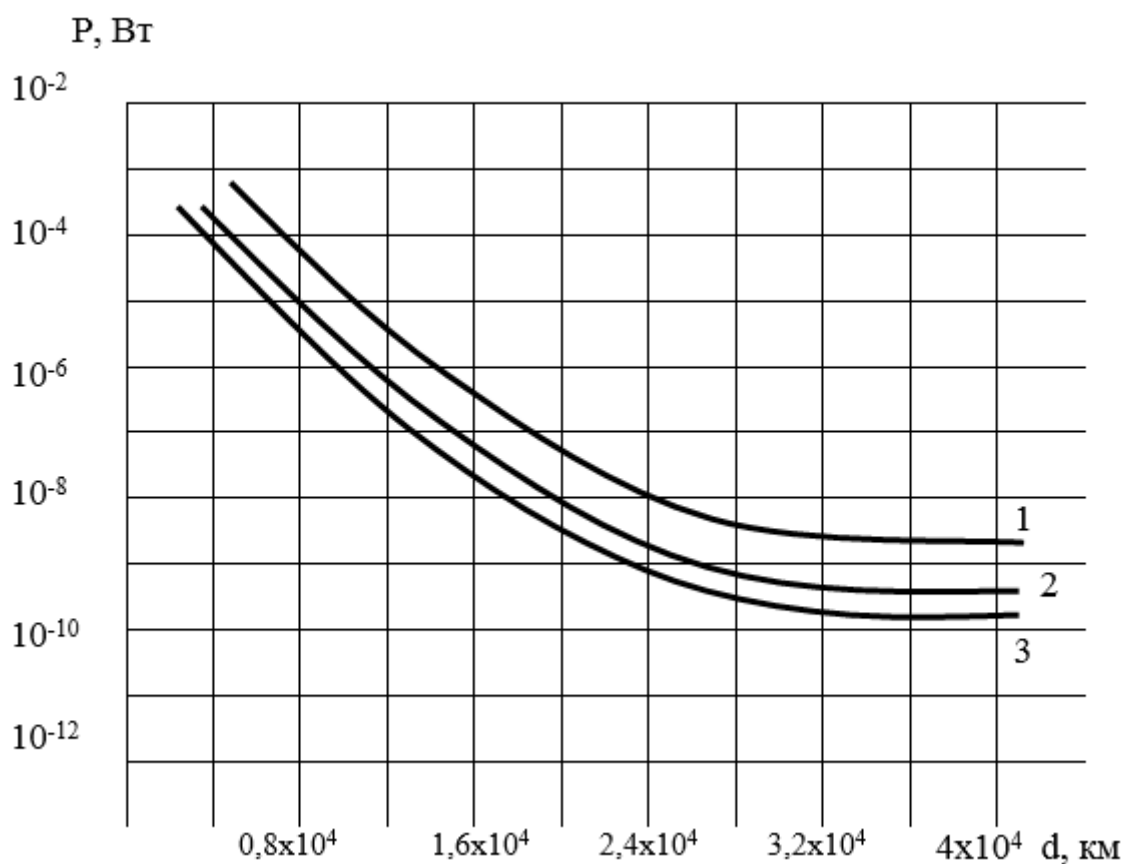


Рис. 1. Зависимость мощности неконтролируемого излучения от высоты орбит идентифицируемых КА для наземных антенных систем с различной эффективной площадью. 1 – антенный комплекс с $A_э=2500 \text{ м}^2$; 2 – антенный комплекс с $A_э=1000 \text{ м}^2$; 3 – антенный комплекс с $A_э=400 \text{ м}^2$.

Анализ существующих технических систем (табл. 1) указывает на возможность использования, применяемых в этих системах антенных устройств для задач идентификации КА [4].

Помимо этого, данный анализ позволяет сделать вывод о возможности использования РТС с чувствительностью приемного тракта 10^{-11} для идентификации КА, находящихся на орбитах порядка 150000 км. Таким образом, проведенная выше оценка определяет возможность для создания системы идентификации КА на основе приема и обработки сигналов неконтролируемого излучения.

Совмещение сигналов (и приемников) различных функциональных каналов РТС наземного комплекса управления позволяет принимать НКИ в самых различных диапазонах. Высокая точность измерений текущих навигационных параметров, точность привязки наземной и бортовой шкал времени дают основание для применения РТС в системе контроля и анализа космической обстановки (СКАКО). Радиотехнические комплексы, как правило, имеют в своем составе или непосредственно связаны с мощными ЭВМ и вычислительными комплексами. Это приводит, с одной стороны, к высокой степени автоматизации, надежности и оперативности управления РТС, с другой стороны, представляется возможным организовать сложнейшие вычисления и реализовывать выполнение разветвленных алгоритмов в масштабе времени, близком к реальному. Отметим, что успешное функционирование РТС самым тесным образом связано с наличием некоторой априорной информации о космическом объекте. Поскольку антенные системы РТС вследствие необходимости приема слабых сигналов имеют узкую диаграмму направленности, требуется обеспечить расчет и получение достаточно точных целевых указаний космического объекта по углам и доплеровским частотам. Следовательно, начало применения РТС для контроля космической обстановки ограничивается временем, прошедшим до грубой «завязки» орбиты космического объекта. Только после этого представляется возможным использовать РТС в задаче идентификации.

Еще одно ограничение по применению РТС для контроля космической обстановки определяется высокими угловыми скоростями низкоорбитальных объектов. РТС, предназначенные для управления низкоорбитальными КА, имеют сравнительно небольшие (2-4 метра в диаметре) малоинерционные антенные системы, однако коэффициенты усиления таких антенн невелики, и поэтому РТС ближнего космоса не могут принимать слабые сигналы.

Напротив, РТС, предназначенные для управления КА дальнего космоса, имеют зеркальные антенны значительных размеров (до 70 метров в диаметре). Коэффициент усиления таких антенн достигает 70 дБ, и антенная установка в

совокупности с малошумящими входными усилителями приемного устройства дает возможность принимать слабые сигналы от весьма удаленных космических объектов. Однако большая инерционность антенных установок РТС дальнего космоса позволяет их применять для контроля только на витках с небольшим (до 35^0) углом места относительно пункта установки антенны.

Но, несмотря на указанные ограничения, потенциальные возможности РТС дают основания для утверждения о целесообразности их применения в системе контроля космического пространства.

Естественно, что самый информативный вид НКИ – излучение по боковым лепесткам, так как в этом случае КА излучает в сторону наземных средств контроля слабый сигнал, модулированный информацией и обладающий комплексом индивидуальных признаков. В большинстве реальных ситуаций не приходится рассчитывать на прием такого сигнала, потому что обмен информацией в области космического пространства, расположенного вне своей территории, либо не ведется, либо сведен к минимуму.

Следовательно, единственным сигналом, принимаемым с борта идентифицируемого КА, может быть НКИ гетеродинов бортовых приемников и задающих генераторов. Учитывая, что сигналы гетеродинов ослабляются при просачивании через волноводный тракт на 55,0 – 60 дБ [8], мощность НКИ составляет 10^{-8} Вт. Так как дальности до контролируемых объектов изменяются от 400 до 20000 км, то плотность потока мощности излучения в точке приема составляет — $4 \cdot 10^{-24}$... $4 \cdot 10^{-22}$ Вт/м [3]. Таким образом, чувствительность приемных устройств РТС, эффективная площадь и шумовая температура антенно-фидерного устройства должна обеспечивать устойчивое выделение данных сигналов.

Условно источники нестабильностей частоты БРТС можно классифицировать по следующим признакам [9,10]:

1. Систематические изменения частоты, вызываемые уходами или дрейфами. Эти изменения происходят за счет старения материала резонатора и являются чрезвычайно медленными. Их называют также “долговременной”

нестабильностью, оценивают относительным изменением частоты в час, сутки, месяц или год в зависимости от типа устройства или характера применения.

2. Детерминированные периодические отклонения частоты, возникающие вследствие паразитной частотной модуляции сторонними процессами, например, за счет нестабильности источников питания, наводок, изменения температуры, вибрации, давления и т.п.

3. Изменения частоты за счет случайных флуктуаций, обусловленные применением в аппаратуре электронных компонентов. Соответствующие флуктуации частоты называют “кратковременной” нестабильностью [11].

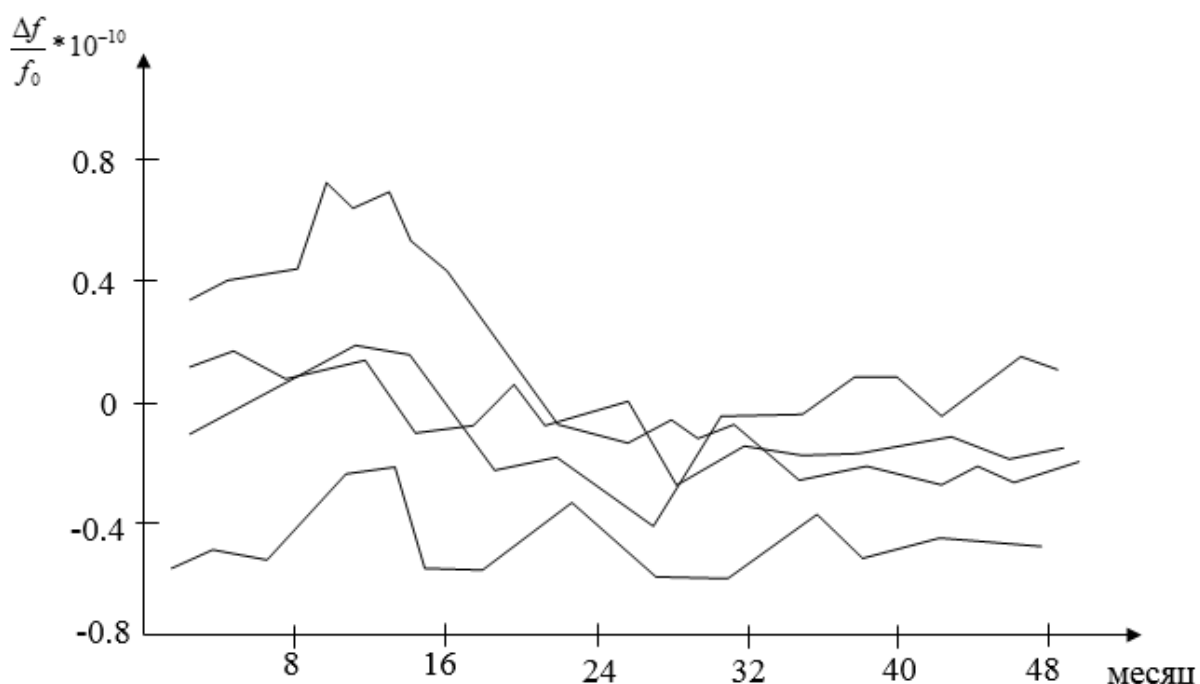


Рис. 2. Характеристики нестабильности частоты кварцевых генераторов.

Типичные характеристики нестабильности частоты кварцевых генераторов приведены на рисунке 2. На нем представлены графики нестабильности частоты четырех бортовых задающих кварцевых генераторов одного типа, полученные в лабораторных условиях. Анализ представленных зависимостей позволяет сделать вывод о поэкземплярных особенностях в характере изменений частоты [2].

Нестабильность представим тремя основными компонентами. Первая, медленно меняющаяся компонента $g(t)$ (см. рис. 3, отмечена пунктиром),

которая определяет нестационарность процесса и которую можно трактовать как детерминированную компоненту (по крайней мере на определенной выборке). Эта компонента определяется полиномом.

$$g(t) = C_0 + c_1 t + c_2 t^2 + \dots$$

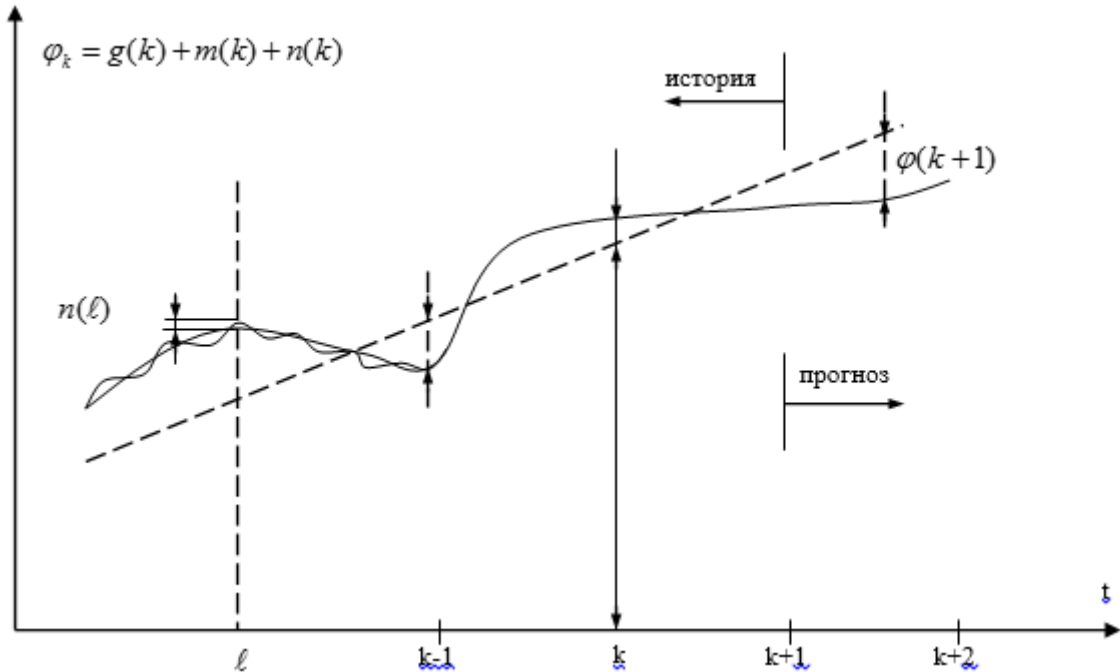


Рис. 3. Иллюстрация составляющих процесса нестабильности частоты.

Второй компонентой $m(k)$ можно считать медленно меняющиеся функции $\varphi(k)$ относительно компоненты $g(k)$. Эту компоненту можно считать случайным, локальным стационарным процессом с большим временем корреляции. В этом случае при $g(k) = g_0 = const$ также является объектом прогнозирования. Третья компонента $n(k)$ — быстрые флуктуации частоты, стационарные по всей выборке, но с малым временем корреляции. Таким образом, процесс нестабильности, характеризуемый уходами фазы, имеет вид.

$$\varphi(t) = g(t) + m(t) + n(t). \quad (2)$$

Однако, особенности, составляющих процесса (2) требуют разработки конкретных алгоритмов для их анализа.

Основным отличием слагаемого $g(t)$ процесса (2) является его весьма

медленное изменение на интервале наблюдения. Поэтому целесообразно считать его постоянным на этом интервале и не рассматривать в анализе моделей неустойчивости.

Составляющая $m(t)$ процесса (2) — локально стационарный процесс с достаточно большим временем корреляции. Для определения его характеристик целесообразно использовать метод наименьших квадратов [4,5] или динамической фильтрации [6,7]. В целях уменьшения вычислительных затрат и повышения оперативности представляется необходимым использовать их рекуррентные модификации с вовлечением в обработку сравнительно небольшой части накопленной информации.

Компонента процесса $n(t)$ процесса (2) описывает быстрые флуктуации изменений фазы во времени, наиболее информативные в плане выявления особенностей задающих генераторов. Более высокая информативность $n(t)$ по сравнению с $m(t)$ обусловлена наличием в компоненте $m(t)$ соответствующих составляющих неизвестного доплеровского сдвига частоты. Наличие доплеровского сдвига часто приводит к невозможности идентификации генераторов по компоненте $m(t)$.

Будем рассматривать компоненту $m(t)$ процесса изменения фазы $\varphi(t)$ (2) в рамках модели, описываемой уравнениями состояния и наблюдения

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Fx(t) + Gg(t) \\ m(t) = Hx(t) \end{cases}, \quad (3)$$

$$\begin{cases} z(t) = H_1m(t) + n(t) \\ z(t) = \varphi(t) - g(t) \end{cases}, \quad (4)$$

имея в виду, что процесс $n(t)$ считается белым шумом постольку, поскольку время его корреляции существенно меньше времени корреляции составляющей $m(t)$. Данная модель будет использована для построения модификации алгоритма динамической фильтрации.

Кроме того, следует рассмотреть оценивание параметров модели компоненты $m(t)$ для метода наименьших квадратов

$$Z(t) = AM(t) + n(t), \quad (5)$$

где A – матрица связи;

$M(t)$ – вектор оцениваемых по МНК параметров линейной модели;

$n(t)$ – составляющая в (2),

$$z(t) = \varphi(t) - q(t) = m(t) + n(t) .$$

Практика исследования стационарных быстро флуктуирующих процессов, подобных $n(t)$, показывает высокую эффективность применения для их описания авторегрессионных моделей [2,6]. Поэтому в дальнейшем описание и анализ компоненты $n(t)$ будет проводиться в терминах авторегрессионных моделей:

$$y(t) = \sum_{i=1}^n a_i y(t-i) + e_1(t),$$

$$n(t) = e_1(t) + e_2(t), \quad (6)$$

где a_i – коэффициенты авторегрессионной модели;

$$e_1(t) \text{ – порождающий шум, } e_1(t) = \sum_{i=1}^n a_i n(t-i) + e_1(t-i) ;$$

$$e_2(t) \text{ – белый шум измерений, } e_2(t) = e_1(t) - \sum_{i=1}^n a_i e_2(t-i) ;$$

$y(t)$ – процесс изменения фазы колебания, вызванный слабо коррелированной компонентой нестабильности;

$n(t)$ – составляющая процесса $\varphi(t)$ (2).

Получим соотношения, определяющие алгоритмы оценивания составляющих (2) $m(t)$ и $n(t)$ для моделей (3)...(6).

Учитывая особенности модели нестабильности (2) проведем исследование возможности построения рекуррентного алгоритма МНК на “скользящем” окне. Для чего прежде всего рассмотрим линейную модель составляющей $m(t)$ процесса изменения фазы $\varphi(t)$ (2), в виде

$$Z(t) = AN + n(t)$$

с вектором измерений, где $z_1 \dots z_N$ – суть измерения фазы сигнала в момент

времени $t_1 \dots t_N$, матрицей $A = \begin{bmatrix} A_1^T, \dots, A_n^T \end{bmatrix}$,

где $A_i^T = [a_{i1}, \dots, a_{ir}]$ - i -я строка матрицы A , вектором оцениваемых параметров $M = [M_1, \dots, M_r]^T$ и вектором случайных погрешностей измерений $[n_1, \dots, n_n]^T$, где n_1, \dots, n_n - значение компоненты $n(t)$ (2) в момент времени $t_1 \dots t_n$. Оценка по методу наименьших квадратов $\hat{M}(n, n + \ell)$ может быть получена на основе измерений $z_{n+1} \dots z_{n+\ell}$ с использованием строк матрицы A с $(n+1)$ до $(n+\ell)$. Обозначим

$$z(n, n + \ell) = (z_{n+1}, \dots, z_{n+\ell})^T,$$

$$A(n, n + \ell) = [A_{n+1}^T, \dots, A_{n+\ell}^T]$$

блок, состоящий из ℓ -строк матрицы. Обозначим как $\sum(n, n + \ell)$ произведение

$$[A^T(n, n + \ell)A(n, n + \ell)]^{-1}.$$

Тогда оценка вектора $M(t)$ на момент $t_{m+\ell}$ при вовлечении в обработку измерений с момента t_m до $t_{m+\ell}$.

$$\hat{M}(n, n + \ell) = \sum_{n=1}^T (n, n + \ell) A^T(n, n + \ell) z(n, n + \ell). \quad (7)$$

Эволюция оценки $M(n, n + \ell)$ при изменении n описывается следующей системой рекуррентных соотношений:

1. Оператор выделения нового измерения

$$\hat{M}(n, n + \ell + 1) = \hat{M}(n, n + \ell) + K^{(1)}(n, n + \ell) \left[z_{n+\ell+1} - A_{n+\ell+1}^T \hat{M}(n, n + \ell) \right], \quad (8)$$

$$K^{(1)}(n, n + \ell) = \sum_{n=1}^T (n, n + \ell) A_{n+\ell+1} \left[J + A_{n+\ell+1}^T \sum_{n=1}^T (n, n + \ell) A_{n+\ell+1} \right]^{-1}, \quad (9)$$

$$\sum_{n=1}^T (n, n + \ell + 1) = \left(J - K^{(1)}(n, n + \ell) A_{n+\ell+1}^T \right) \sum_{n=1}^T (n, n + \ell), \quad (10)$$

где J - единичная матрица,

или в развернутой форме

$$\sum_{n=1}^T (n, n + \ell + 1) = \sum_{n=1}^T (n, n + \ell) - \sum_{n=1}^T (n, n + \ell) A_{n+\ell+1} \times$$

$$\times \left(A_{n+\ell+1}^T \sum_{n=1}^T (n, n+\ell) A_{n+\ell+1} + 1 \right)^{-1} A_{n+\ell+1}^T \sum_{n=1}^T (n, n+\ell). \quad (11)$$

2. Оператор забывания:

$$\widehat{M}(n+1, n+\ell+1) = \widehat{M}(n, n+\ell+1) - K^{(2)}(n, n+\ell+1) \times \left[z_{n+1} - A_{n+1}^T \widehat{M}(n, n+\ell+1) \right], \quad (12)$$

$$K^{(2)}(n, n+\ell+1) = \sum (n, n+\ell+1) A_{n+1} \left[J - A_{n+1}^T \sum (n, n+\ell+1) A_{n+1}^T \right], \quad (13)$$

$$\sum_{n=1}^T (n+1, n+\ell+1) = \left(J + K^{(2)}(n, n+\ell+1) A_{n+\ell+1}^T \right) \sum_{n=1}^T (n, n+\ell+1). \quad (3.12)$$

или в развернутой форме

$$\begin{aligned} \sum (n+1, n+\ell+1) &= \sum (n, n+\ell+1) + \sum (n, n+\ell+1) \times \\ &\times A_{n+1} \left[J - A_{n+1}^T \sum (n, n+\ell+1) A_{n+1} \right]^{-1} A_{n+1}^T \sum (n, n+\ell+1). \end{aligned} \quad (14)$$

Векторы $K^{(1)}$ и $K^{(2)}$ размерности $r+1$ называют соответственно коэффициентом передачи при введении нового измерения и забывании. Можно использовать еще одно удобное для реализации на ЭВМ представление коэффициента передачи $K^{(1)}$ [7]

$$K^{(1)}(n, n+\ell) = \sum (n, n+\ell+1) A_{n+\ell+1} \quad (15)$$

и коэффициента $K^{(2)}$

$$K^{(2)}(n, n+\ell+1) = \sum (n+1, n+\ell+1) A_{n+1}. \quad (16)$$

Далее перемножая по блокам матрицу $A^T(n, n+\ell+1)$ и вектор $z(n, n+\ell+1)$, находим, что

$$A^T(n+1, n+\ell+1)z(n+1, n+\ell+1) = A(n, n+\ell+1)z(n, n+\ell+1) - A_{n-1}z_{n+1}. \quad (17)$$

Рассмотрим два случая, иллюстрирующих применение этих результатов.

Пример 3.1.

Пусть результаты измерений набега фазы за секунду процесса $z(t) = \varphi(t) - q(t)$, z_1, z_2, \dots, z_N имеют следующую структуру:

$$z_i = m + n_i, \quad i = 1, \dots, N,$$

где m – неизвестный параметр набега фазы за единицу времени, подлежащий оцениванию;

n_1, \dots, n_N, \dots - отсчеты процесса $n(t)$ в момент времени $t_1 \dots t_n$, трактуемые как случайные погрешности измерений.

Оценка по методу наименьших квадратов представляет собой выборочное среднее

$$\hat{m}(n, n+\ell) = \frac{1}{\ell} \sum_{i=n+1}^{n+\ell} z_i.$$

Измерение оценки во времени на скользящем окне размером ℓ описывается соотношениями:

$$\hat{m}(n, n+\ell+1) = \hat{m}(n, n+\ell) + \frac{1}{\ell+1} [z_{n+\ell+1} - \hat{m}(n, n+\ell)];$$

$$\hat{m}(n+1, n+\ell+1) = \hat{m}(n, n+\ell) + \frac{1}{\ell+1} [z_{n+\ell+1} - \hat{m}(n, n+\ell)].$$

Если погрешности n_1, \dots, n_N, \dots представляют собой некоррелированные случайные величины с нулевым средним и постоянной дисперсией σ^2 , то

$$D\hat{m}(n, n+\ell) = \sigma^2 / \ell.$$

Пример 3.2. Оценивание коэффициента изменения наклона $m(t)$ на “скользящем окне”.

Пусть результаты измерений набега фазы за единицу времени z_1, z_2, \dots, z_N ... можно представить, как

$$z_i = m\varphi_0 + n_i, \quad i = 1, \dots, N, \dots$$

где m – оцениваемый параметр (коэффициент) пропорциональности, связывающий значение фазы φ_0 колебания с частотой f_0 и текущего значения фазы, отличающегося от φ_0 вследствие неустойчивости;

n_1, \dots, n_N, \dots – погрешности измерений, в качестве которых выступают отсчеты процесса $n(t)$. Оценка по МНК имеет в этом случае следующий вид:

$$\hat{M}(n, n + \ell) = \frac{\sum_{i=n+1}^{n+\ell} \varphi_0 z_i}{\sum_{i=n+1}^{n+\ell} \varphi_0^2},$$

при этом дисперсия оценки — $D\hat{m}(n, n + \ell) = \sigma^2 \left[\sum_{i=n+1}^{n+\ell} \varphi_0^2 \right]^{-1}$,

где σ^2 — дисперсия шумов измерений.

$$\hat{M}(n, n + \ell + 1) = \hat{M}(n, n + \ell) + K^{(1)}(n, n + \ell) [z_{n+\ell+1} - \varphi_0 \hat{m}(n, n + \ell)];$$

$$K^{(1)}(n, n + \ell) = \varphi_0 \sum(n, n + \ell + 1);$$

$$\sum(n, n + \ell + 1) = \sum(n, n + \ell) \left[1 + \varphi_0^2 \sum(n, n + \ell) \right]^{-1};$$

$$D\hat{m}(n, n + \ell) = \sigma^2 \sum(n, n + \ell).$$

Действие оператора забывания описывается аналогично:

$$\hat{\Theta}(n+1, n + \ell + 1) = \hat{\Theta}(n, n + \ell + 1) - K^{(2)}(n, n + \ell + 1) \times$$

$$\times [z_{n+1} - \varphi_0 \hat{\Theta}(n, n + \ell + 1)];$$

$$K^{(2)}(n, n + \ell + 1) = \varphi_0 \sum(n+1, n + \ell + 1);$$

$$\sum(n+1, n + \ell + 1) = \sum(n, n + \ell + 1) \left[1 - \varphi_0^2 \sum(n, n + \ell + 1) \right]^{-1}.$$

Таким образом, применение рекуррентной процедуры МНК на скользящем окне дает возможность организовать сравнительно несложную процедуру оценивания параметров компоненты $m(t)$ процесса $\varphi(t)$ (2). Такая процедура будет использована для обработки результатов измерений фазы сигнала НКИ.

Для полного исследования и синтеза оптимального алгоритма при идентификации НКИ КА проведем анализ процедуры оценивания линейным фильтром Калмана с конечной памятью компоненты $m(t)$ процесса $\varphi(t)$ (2) альтернативно модификации МНК (8),..., (15).

Для этого рассмотрим динамическую систему с дискретным временем, являющуюся аналогом (3)...(4), и описываемую уравнениями состояния

$$\begin{aligned} x(k+1) &= \Phi(k+1, k)x(k) + G(k+1)\xi(k+1); \\ m(k+1) &= Hx(k+1) \end{aligned} \quad (18)$$

и уравнениями наблюдения

$$\begin{aligned} z(k) &= H_1 m(k) + n(k); \\ z(k) &= \varphi(k) - q(k) = m(k) + n(k), \end{aligned} \quad (19)$$

где $\Phi(k+1, k)$ - переходная матрица;

k - переменная, обозначающая номер шага фильтрации.

Хорошо известно, что оптимальный алгоритм оценивания вектора состояний на промежутке $[k+1, k+l]$ при изменении l описывается системой рекуррентных уравнений калмановской фильтрации

$$x(k, k+l+1) = \Phi(k+l+1, k+1)x(k, k+l),$$

$$K^{(1)}(k, k+l+1) = [z(k+l+1) - H_1(k+l+1)H \times \Phi x(k+l+1, k+1)x(k, k+l)], \quad (20)$$

где $K^{(1)}(k, k+l+1)$ - матричный коэффициент усиления оптимального фильтра размерности $m \times s$

$$\begin{aligned} K^{(1)}(k, k+l+1) &= R(k, k+l+1)H_1^T(k+l+1) \times Q^{-1}(k+l+1) = \\ &= R(k, k+l+1)H_1^T(k+l+1) \times \\ &\times [H_1(k+l+1)HR(k, k+l+1)H_1^T(k+l+1) + Q(k+l+1)]^{-1} \end{aligned} \quad (21)$$

где Q – матрица интенсивностей шумов измерений;

R – ковариационная матрица шумовой фильтрации;

$$R(k, k + \ell + 1) = R(k, k + \ell + 1) - R(k, k + \ell + 1)H_1^T(k + \ell + 1)H_1^T \times \\ \left[H_1(k + \ell + 1)H_1^T R(k, k + \ell + 1)H_1^T H_1^T(k + \ell + 1) + Q(k + \ell + 1) \right]^{-1} \times \\ H_1^T H_1(k + \ell + 1)R(k, k + \ell + 1), \quad (22)$$

а ковариационная матрица ошибок экстраполяции равна

$$R(k, k + 1 + 1) = \Phi(k + 1 + 1, k + 1)R(k, k + 1)\Phi^T(k + 1 + 1, k + 1) + \\ + G(k + 1 + 1, k + 1)Q_1(k + 1) \times \\ \times G^T(k + 1 + 1, k + 1), \quad (23)$$

где Q_1 - матрица интенсивности порождающего шума.

Система соотношений (22) — (23) описывается оператором введения в оценку нового измерения $z(k + \ell + 1)$. Дополним эту систему оператором забывания устаревшей информации вида

$$\hat{x}(k + 1, k + \ell + 1) = \hat{x}(k, k + \ell + 1) - \\ - K^2(k, k + \ell + 1) \left[z(k + 1) - H_1(k + 1)H^T \hat{x}(k, k + \ell + 1) \right], \quad (24)$$

а для выработки матричного коэффициента забывания $K^{(2)}$ размерности $m \times s$ будем, как это предложено в, следить за эволюцией матрицы C , определяемой соотношением

$$\hat{z}(k, k + 1) = C(k, k + 1)z(k, k + 1), \quad (25)$$

где $z(k, k + 1)$ - блочный вектор-столбец размерности $s \ell \times 1$, блоками которого является s -мерные векторы измерений $z(k + 1), \dots, z(k + 1)$

$$z(k, k + 1) = \left\{ z^T(k + 1), \dots, z^T(k + 1) \right\}^T, \quad (26)$$

так что размерность матрицы $C(k, k + 1)$ равна $m \times s \ell$. Матрица $C(k, k + \ell + 1)$ размерности $m \times s(\ell + 1)$ имеет блочную структуру вида

$$C(k, k + \ell + 1) = \\ = \left\{ J - K^{(1)}(k, k + \ell)H(k + \ell + 1)H \right\} \Phi(k + \ell + 1, k + 1)C(k, k + \ell)K^{(1)}(k, k + \ell), \quad (27)$$

а при переходе от $C(k, k + \ell + 1)$ к $C(k + 1, k + \ell + 1)$ крайний левый блок размерности

$m \times s$ матрицы $C(k, k + \ell + 1)$, равный $K^{(2)}(k, k + \ell + 1)$, отбрасывается, а оставшийся блок размерности $M \times s \ell$ умножается слева на матрицу

$$\left[J + K^{(2)}(k, k + \ell + 1)H_1(k + 1)H \right], \quad (28)$$

При этом, как видно из проведенного выше анализа для описания эволюции корреляционной матрицы ошибок фильтрации R здесь, лучше всего остановиться на процедуре (21)...(22).

Практическая реализация данного метода идентификации осуществлялась в следующей последовательности. Предварительный поиск по частоте производится с применением Фурье — процессора в полосе 50 кГц методом последовательного просмотра заданного частотного диапазона. После обнаружения сигнала и определения значения частоты с точностью до 25 кГц сигнал поступает на цифровой анализатор спектра, реализованный на базе того же Фурье-процессора. С выхода анализатора данные поступают в мини ЭВМ для дальнейшей обработки[12].

Дальнейшая последовательность операций над принимаемым сигналом представлена в виде схемы на рисунке 4. Обнаруженный сигнал, закон изменения фазы которого обозначен как $\varphi(t)$, поступает на устройство, в котором происходит вычитание из $\varphi(t)$ составляющей долговременной неустойчивости $g(t)$. Отметим, что эта процедура реализуется методом нахождения среднего на интервале наблюдения и последующего вычисления результата из каждого измерения.

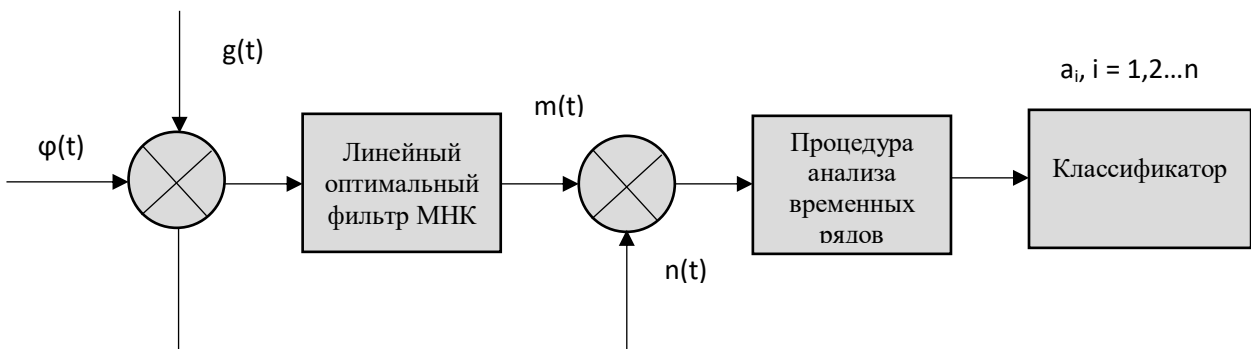


Рис. 4. Последовательность операций над принимаемым сигналом при идентификации КА.

В соответствии с моделью (2), вычисления $g(t)$ из $\varphi(t)$ приводит к тому, что в дальнейшую обработку поступает сумма двух компонент процесса $\varphi(t)$: $m(t)$ и $n(t)$ (см. рис.4). Компонента $m(t)$ является медленно меняющейся составляющей и обусловлена как нестабильность генератора, так и неизвестной составляющей частоты Доплера. Так как доплеровская составляющая неизвестна, то компонента $m(t)$ процесса $\varphi(t)$ оказывается непригодной для идентификации КА. Поэтому представляется необходимым произвести оценку параметров модели $m(t)$ и оценку ее вектора состояния и исключить $m(t)$ из дальнейшего рассмотрения.

Для этой цели используется процедура линейной оптимальной фильтрации и рекуррентного МНК на скользящем окне.

Выбор процедур с конечной памятью связан с достаточной неопределенностью относительно порядка модели $m(t)$. Предполагалось, что наличие скользящих окон сделает эту проблему менее острой.

Результаты оценивания компоненты $m(t)$ вычитаются из суммы $m(t)+n(t)$ (см. рис. 4) и в дальнейшую обработку поступают быстроменяющиеся составляющая $n(t)$. Указанная составляющая определяется характерными особенностями задающего генератора. Ее значения поступают в устройство, реализующее процедуру анализа временных рядов. На выход устройства поступает оценки параметров a_1 процесса $n(t)$. Значение указанных параметров поступают на классификатор, где принимается решение о типе и принадлежности наблюдаемого КА.

Результаты сравнения алгоритмов оценивания по методу наименьших квадратов и динамической фильтрации представлены на рисунках 5 и 6. По осям ординат отложены осредненные величины $\varepsilon(t)$, представляющие собой отношение суммы квадратов разности между результатами измерений в моменты t_i $f(t_i)$ и оценками процесса $\hat{m}(t_i)$ и числа i .

$$\varepsilon(t) = \frac{1}{i} \sum_{k=1}^i [f(t_k) - \hat{m}(t_k)]^2, \quad i \sim 1 \dots N,$$

где N - количество измерений. Параметр i характеризует размер «скользящего» окна.

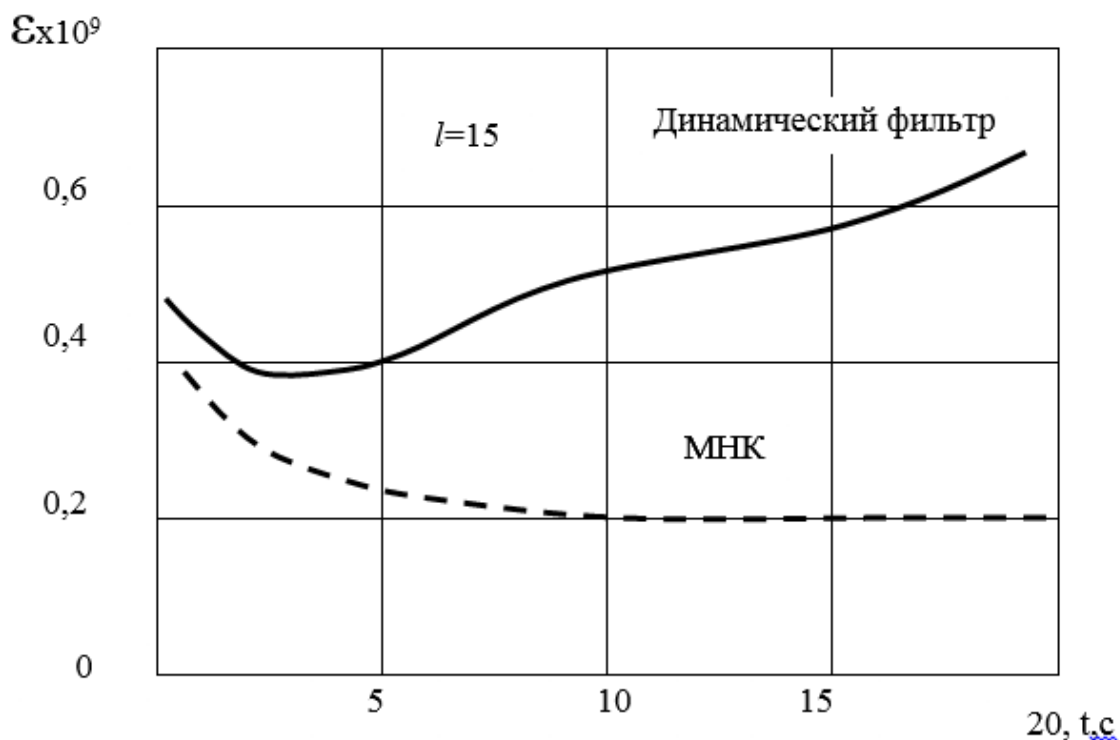


Рис. 5. Результаты сравнения алгоритмов при «скользящем окне» $l=15$.

Результаты анализа кривых (см. рис. 5 и 6) показывают, что в условиях достаточной большой априорной неопределенности относительно параметров

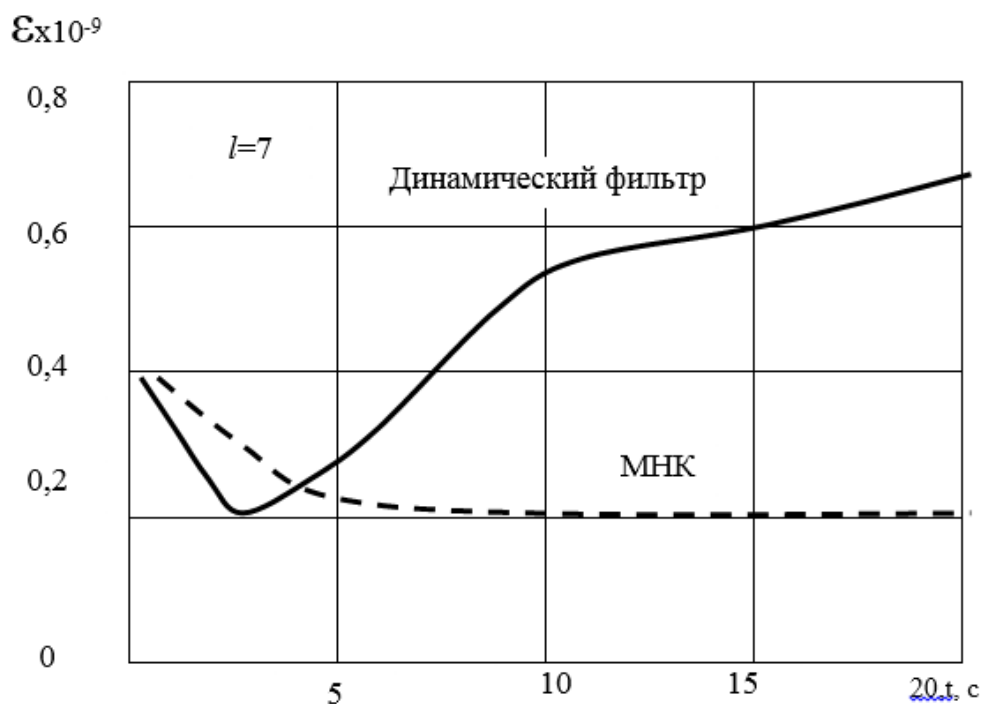


Рис. 6. Результаты сравнения алгоритмов при «скользящем окне» $l=7$.

фильтруемого процесса алгоритм динамической фильтрации оказывается неустойчивым. Увеличение размеров окна до 15 позволяет несколько улучшить результаты оценивания при помощи алгоритма динамической фильтрации (см. рис. 7).

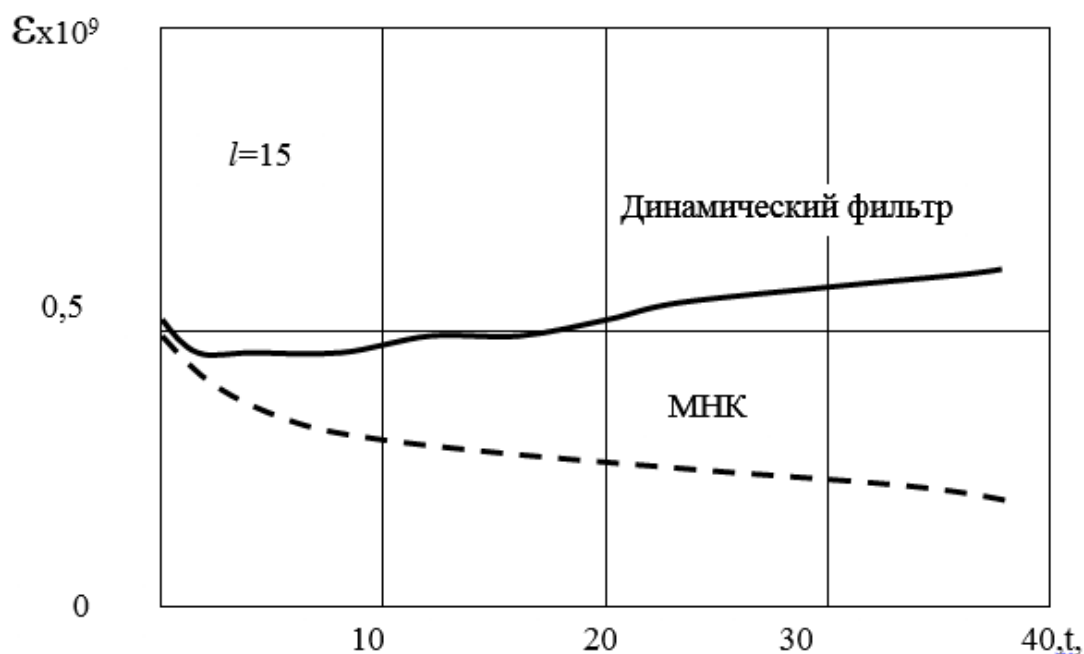


Рис. 7. Результаты сравнения алгоритмов при «скользящем окне» $l=15$.

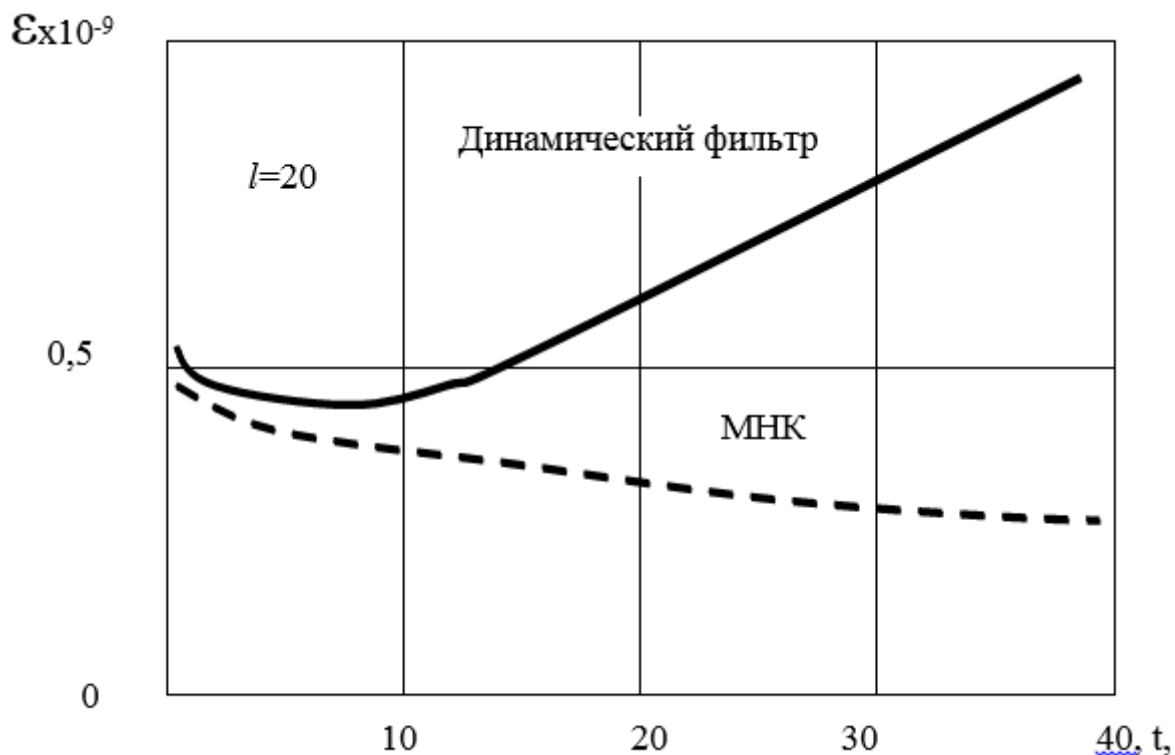


Рис. 8. Результаты сравнения алгоритмов при «скользящем окне» $l=20$.

Однако дальнейшее увеличение размера окна l снова ведет к увеличению ϵ , по всей видимости, уже за счет несоответствия модели и процесса (см. рис. 8). Рекуррентная процедура МНК на скользящем окне, в отличие от динамического фильтра, оказывается устойчивее и дает хорошие результаты. Анализ графиков (см. рис. 5 - 8) показывает, что алгоритм МНК чувствителен к выбору размеров окна l .

Выводы

Идентификация КА как составная часть системы контроля и анализа космической обстановки может проводиться радиотехническим комплексом, имеющим полноповоротную антенну со сравнительно большой эффективной площадью и высокой чувствительностью приемного тракта порядка 10^{-7} Вт. При этом сигналами, по которым проводится идентификация КА, могут быть сигналы неконтролируемых излучений задающего генератора бортового РТК этого аппарата, которые из-за эффекта “просачивания” через антенные переключатели позволяют наземным средствам “прослушивать молчащие” КА, находящиеся в зоне видимости этих средств.

Разработанный алгоритм обработки информации о процессах нестабильности задающих генераторов БРТС позволяет значительно упростить оценивание параметров исследуемых моделей. При этом за счет использования “скользящего окна” при оценке обрабатываемых параметров повышается качество и оперативность идентификации НКИ КА. Однако в реальных комплексах идентификации КА необходимо учитывать влияние шумовой помехи на функционирование РТС. Поэтому представляется целесообразным провести анализ влияния шума на измерение сигналов НКИ РТС, а, также исследовать особенности совместного оценивания быстроменяющихся и медленно меняющихся процессов измерения фазы ЗГ БРТС.

Литература

1. Сильвестров С.Д., Лазарев В.М., Корниенко А.И., Паншин М.И. Точность измерения параметров движения космических аппаратов радиотехническими методами. — М.: Советское радио, 1970.- 320с.
2. Козелков С.В. Применение планетного радиолокатора для задач навигации космических аппаратов / Системы обработки информации: Сб.науч. тр. Вып.1(5) — Харьков: НАНУ, ПАНМ, ХВУ, 1999.- С.139-142.
3. Справочник по радиолокации / Под ред. М.Сколника; Радиолокационные станции и системы / Пер. с англ. под ред. М.М. Вейсбейна — М.: Сов радио, 1978.- 376с.
4. Справочник по спутниковой связи и вещанию. / Под ред. Кантора Л.Я.— М.: Радио и связь, 1986.
5. Чаки Ф. Современная теория управления: Нелинейные, оптимальные и адаптивные системы / Перевод с англ. — М.: Мир, 1975 — 422 с.
6. Пухов Г.Е. Преобразования Тейлора и их применение в электротехнике и электронике. — К.: Наукова думка, 1978.- 180с.
7. Пупков К.А., Капалин В.И., Ющенко А.С. Функциональные ряды в теории нелинейных систем. — М.: Наука, 1978.- 448с.
8. The operational use two-way satellite time and frequency transfer employing PN codes. // JТУ Radiocommunication Study Groups. Document 7/BL/28-E, 1997.- P.1-19.
9. Козелков С.В. Прогресс космической техники - от “Шаттла” до космической станции. // Труды ИИЭР — 1987. — №3. — 192с.
10. Погорелов А.И., Купченко Л.Ф. Общие вопросы построения сигналов измерительных радиосистем // Пространственно-временная обработка сигналов. — Харьков: ХАИ, 1986. — С.3-11.
11. Козелков С.В., Тыщук С.А., Столбов В.Ф. Исследование основных положений теории сверхскоростной передачи информации по радио-каналам миллиметрового диапазона волн // Информационно–управляющие системы на железнодорожном транспорте. — 1999. — №4(19). — С.85.

12. Математическая модель идентификации космических объектов по неконтролируемым излучениям бортовой аппаратуры космических аппаратов / С. В. Козелков, А. Н. Богдановский, А. Л. Поляков, А. П. Рачинский // Системы обработки информации. — 2007. — Вып.4. — с. 51-55.

Для цитирования:

Поляков А.Л., Афонин И.Л., Тыщук Ю.Н., Поляков Д.А. Метод идентификации космических аппаратов. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2020. №5. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/may20/10/text.pdf>. DOI 10.30898/1684-1719.2020.5.10