

УДК 621.396

## О процедуре ускоренного поиска сигналов спутниковых радионавигационных систем

Л. П. Рофварг, В. В. Пискорж

Науково-дослідний інститут радіотехнічних вимірювань, Харків

Надійшла до редакції 11.03.96

Отримано і досліджено алгоритм обробки сигналів супутникових навігаційних систем, що забезпечує істотне скорочення часу їх пошуку. Виконано порівняння запропонованого алгоритму з типовими за швидкістю пошуку.

В настоящее время для целей координатно-временного обеспечения космических аппаратов находят применение аппаратура потребителя (АП) спутниковых навигационных систем ГЛОНАСС и NAVSTAR (см., например, Жалило и др., 1995). Вместе с тем особенности движения КА приводят к частой смене рабочего созвездия навигационных спутников и расширению диапазона изменения значений параметров навигационных сигналов (НС). В результате отдельные каналы АП значительную часть времени затрачивают на поиск НС, который должен осуществляться в достаточно сложных условиях, и качество координатно-временного обеспечения в целом снижается. В этой связи актуальной является разработка алгоритмов обработки НС, обеспечивающих сокращение времени их поиска при вхождении АП в радиосвязь. Решению этой задачи и посвящено данное сообщение.

Рассмотрим вначале общепринятую процедуру поиска НС, модулированного известной псевдослучайной последовательностью (ПСП). Цикл (период) ПСП равен  $T_{\text{ц}}$ , ее длина  $n$  символов. Диапазон неопределенности частоты несущей —  $\Delta f$ ; причем  $\Delta f T_{\text{ц}} \gg 1$ . При поиске слабого НС область неопределенности по частоте и задержке разбивается соответственно на ряд ячеек с номерами  $i$  и  $j$  ( $i = 1, 2, \dots, g \geq m = 2\Delta f T_{\text{ц}}$ ) ( $j = 1, 2, \dots, h \geq n$ ), размеры которых отвечают требуемому разреше-

нию. Поиск сигнала ведут путем последовательного перебора ячеек по процедуре, оптимальной для сигнала с известными параметрами, т. е. по корреляционной процедуре, до его обнаружения в той ячейке, координаты которой согласуются с параметрами принимаемого сигнала. При времени анализа в каждой ячейке  $T_a$  максимальная продолжительность поиска здесь достигает значения  $T_{\text{п}} = nmT_a$  при  $g = m$  и  $h = n$  (без учета пропусков сигнала и ложных тревог).

Данная процедура поиска представляется малоэффективной, поскольку поиск по частоте и поиск по задержке здесь совмещены; если при раздельном поиске по частоте и задержке общее число обследуемых ячеек равно  $n + m$ , то здесь оно равно произведению  $n \times m$ .

Рассмотрим процедуру поиска сигнала, которая при последовательном переборе возможных значений частоты не требует одновременного перебора возможных значений задержки сигнала и, в то же время, по своим энергетическим характеристикам не уступает общепринятой процедуре.

Анализируемая суперпозиция принимаемого сигнала с шумом имеет вид

$$u(t) = S(t - \tau)\sin(\omega_c t + \varphi_n) + n(t), \quad (1)$$

где  $S(t - \tau)$  — модулирующая ПСП, задержка  $\tau$  которой подлежит определению;  $\omega_c$  — частота не-

сушей (сигнала промежуточной частоты), которая подлежит определению;  $\varphi_n$  — неизвестная начальная фаза сигнала (несущественный параметр);  $n(t)$  — нормальный стационарный шум.

Мощность сигнала равна  $p_s$ , мощность шума —  $p_n$ , причем  $p_s \ll p_n$ .

При оптимальной обработке, когда параметры специально формируемого и коррелируемого с принятым опорного сигнала совпадают в «той» ячейке с параметрами принимаемого сигнала, отношение сигнал/шум на выходе коррелятора с временем интегрирования  $T_u$  равно

$$\rho_{\text{опт}} = n \frac{p_s}{p_n}. \quad (2)$$

Если отказаться от перебора возможных значений задержки опорного сигнала и в качестве опорного сигнала использовать тот же принятый сигнал, т. е. реализовать автокорреляционный прием, в рассматриваемом случае, когда  $p_s \ll p_n$ , отношение сигнал/шум на выходе коррелятора существенно ухудшится.

Действительно, пусть частота и фаза сигнала определены точно, тогда при автокорреляционном приеме видеосигнала  $S(t - \tau)$ , когда выходной эффект формируется в виде

$$Y = \int_0^{T_u} [S(t - \tau) + n(t)]^2 dt, \quad (3)$$

отношение сигнал/шум на выходе коррелятора примерно равно (Витерби, 1966):

$$\rho \approx n \left( \frac{p_s}{p_n} \right)^2, \quad (4)$$

и, так как  $p_s \ll p_n$ , то  $\rho \ll \rho_{\text{опт}}$ .

Для того, чтобы отношение сигнал/шум на выходе коррелятора было таким же, как и при оптимальной обработке, введем операцию усреднения принятых реализаций смеси сигнала с шумом до коррелятора:

$$\langle u(t) \rangle = \frac{1}{r} \sum_{i=0}^{r-1} [S(t - \tau + iT_u) + n(t + iT_u)], \quad (5)$$

Отношение сигнал/шум на входе коррелятора при этом улучшится в  $r$  раз, и из условия  $\rho = \rho_{\text{опт}}$  для требуемого числа усредняемых реализаций  $r$  получим

$$r = \sqrt{p_n/p_s}. \quad (6)$$

Так, при  $p_s/p_n = -20$  дБ, достаточно усреднять принятые реализации на 10 циклах.

Отметим, что процедура (5) усреднения принимаемого колебания практически может быть осуществлена гребенчатым фильтром.

С учетом всего изложенного можно предложить энергетически эквивалентную оптимальной процедуре следующую процедуру поиска:

а) не интересуясь задержкой сигнала, изменяя шагами частоту опорного сигнала, усредняя реализации и реализуя для них квадратурный автокорреляционный прием, провести поиск сигнала по частоте;

б) обнаружив сигнал, зафиксировать частоту опорного сигнала и перейти к поиску сигнала по задержке.

Структурная схема устройства обработки сигнала при его поиске по частоте представлена на рисунке.

Для анализа частотной характеристики схемы ее работу рассмотрим без учета шума.

На выходе накопителей 4 и 5 формируются усредненные синусная и косинусная составляющие сигнала:

$$\begin{aligned} a(t) &= \sum_{i=0}^{r-1} u_{ci}(t) = \\ &= \sum_{i=0}^{r-1} s(t - \tau + iT_u) \cos [\Delta\omega(t + iT_u) + \varphi_n] = \\ &= s(t - \tau) \frac{\sin r \frac{\Delta\omega T_u}{2}}{\sin \frac{\Delta\omega T_u}{2}} \cos \left( \Delta\omega t + \varphi_n + \frac{r-1}{2} \Delta\omega T_u \right); \\ b(t) &= \sum_{i=0}^{r-1} u_{si}(t) = \\ &= \sum_{i=0}^{r-1} s(t - \tau + iT_u) \sin [\Delta\omega(t + iT_u) + \varphi_n] = \\ &= s(t - \tau) \frac{\sin r \frac{\Delta\omega T_u}{2}}{\sin \frac{\Delta\omega T_u}{2}} \sin \left( \Delta\omega t + \varphi_n + \frac{r-1}{2} \Delta\omega T_u \right); \end{aligned}$$

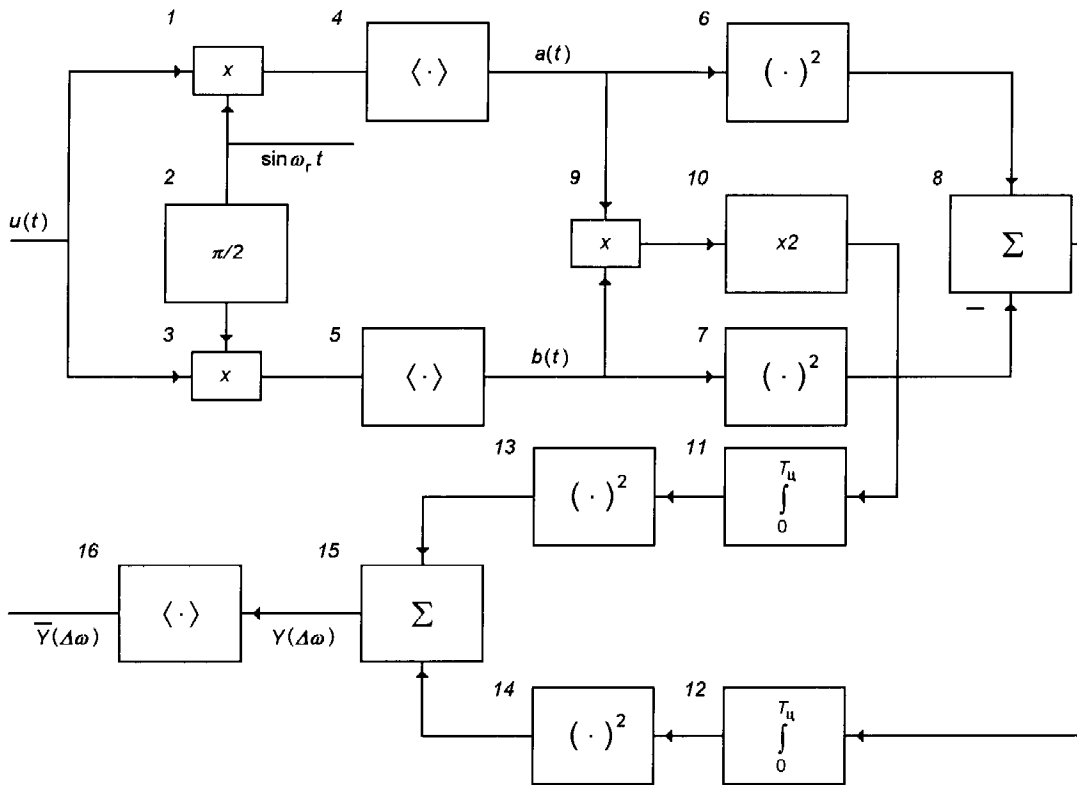
где  $\Delta\omega = \omega_c - \omega_r$  — расстройка опорного сигнала относительно принимаемого.

Элементы 6 — 10 на рисунке реализуют операцию возведения в квадрат комплексного числа при автокорреляционном приеме или операцию удвоения частоты:

$$[a(t) + jb(t)]^2 = a^2(t) - b^2(t) + j2a(t)b(t),$$

при этом на входе интеграторов 11 и 12 действуют соответственно нормированные сигналы:

$$\begin{aligned} 2a(t)b(t) &= \left( \frac{\sin r \frac{\Delta\omega T_u}{2}}{\sin \frac{\Delta\omega T_u}{2}} \right)^2 \times \\ &\times \sin [2\Delta\omega t + 2\varphi_n + (r-1)\Delta\omega T_u] \end{aligned}$$



Структурная схема устройства обработки сигнала

и

$$a^2(t) - b^2(t) = \left( \frac{\sin r \frac{\Delta\omega T_u}{2}}{\sin \frac{\Delta\omega T_u}{2}} \right)^2 \times \cos[2\Delta\omega t + 2\varphi_n + (r-1)\Delta\omega T_u].$$

В результате интегрирования на интервале  $T_u$  на выходе интеграторов 11 и 12 получаем

$$\int_0^{T_u} 2a(t)b(t)dt = \left( \frac{\sin r \frac{\Delta\omega T_u}{2}}{\sin \frac{\Delta\omega T_u}{2}} \right)^2 \times \frac{1}{\Delta\omega} \sin(r\Delta\omega T_u + 2\varphi_n) \sin\Delta\omega T_u,$$

$$\int_0^{T_u} [a^2(t) - b^2(t)]dt = \left( \frac{\sin r \frac{\Delta\omega T_u}{2}}{\sin \frac{\Delta\omega T_u}{2}} \right)^2 \times$$

$$\times \frac{1}{\Delta\omega} \cos(r\Delta\omega T_u + 2\varphi_n) \sin\Delta\omega T_u$$

и выходной эффект формируем как сумму квадратов:

$$Y(\Delta\omega) = T_u^2 \left( \frac{\sin r \frac{\Delta\omega T_u}{2}}{\sin \frac{\Delta\omega T_u}{2}} \right)^4 \times \left( \frac{\sin\Delta\omega T_u}{\Delta\omega T_u} \right)^2. \quad (7)$$

Здесь множитель  $\left( \sin^4 \frac{r\Delta\omega T_u}{2} \right) / \sin^4 \frac{\Delta\omega T_u}{2}$  — частотная характеристика гребенчатого фильтра (накопителя) на входе коррелятора, а множитель  $(\sin^2 \Delta\omega T_u) / (\Delta\omega T_u)^2$  — частотная характеристика коррелятора. Уровень выходного эффекта не зависит от задержки сигнала.

Накопитель 16 реализует операцию финального некогерентного накопления.

Сравним продолжительность поиска по рассматриваемой процедуре с продолжительностью поиска по принятой процедуре. Как отмечалось выше, при поиске по принятой процедуре максимальная про-

должительность поиска равна  $T_n^{(1)} = nmT_a$ . Если бы поиск по частоте и задержке удалось разделить без каких-либо «процедурных ухищрений», продолжительность поиска сократилась бы в  $T_n^{(1)}/T_n^{(2)} = nm/(n+m)$  раз, или, учитывая, что, как правило,  $m \ll n$ , приближенно в  $n$  раз.

Для рассматриваемой процедуры размер ячейки по частоте сокращается в  $r$  раз, из-за чего количество ячеек поиска по частоте увеличивается также в  $r$  раз.

После когерентной обработки для обеспечения требуемой достоверности обнаружения, как правило, выполняют еще некогерентное накопление на интервале анализа  $T_a$ . При этом улучшение отношения сигнал/шум для выходного эффекта после некогерентного накопления при хорошем отношении сигнал/шум на выходе коррелятора равно отношению  $T_a/T_{ц}$ . При предварительном усреднении реализаций независимые отсчеты с выхода коррелятора следуют с шагом  $rT_{ц}$ . Поэтому для того чтобы обеспечить ту же эффективность двухэтапной обработки, время анализа  $T_a$  необходимо увеличить также в  $r$  раз. Тогда максимальная продолжительность поиска сигнала по частоте составит  $r^2mT_a$ , а суммарное время поиска по частоте и задержке —

$$T_n^{(2)} = (r^2m + n)T_a.$$

Отношение этих оценок равно

$$\frac{T_n^{(1)}}{T_n^{(2)}} = \frac{nm}{n + r^2m} = \frac{1}{\frac{1}{m} + \frac{p_n}{p_s} \frac{1}{n}}. \quad (8)$$

При малой неопределенности по частоте, когда  $m \ll np_s/p_n$ , сокращение продолжительности поиска равно предельно возможному:

$$\frac{T_n^{(1)}}{T_n^{(2)}} = m. \quad (9)$$

Если  $m \gg np_s/p_n$  выигрыш приближенно равен отношению сигнал/шум для оптимального выходного эффекта:

$$\frac{T_n^{(1)}}{T_n^{(2)}} = \rho_{\text{опт}}, \quad (10)$$

т. е. можно сделать вывод, что при большой неопределенности по частоте и (или) слабом сигнале процедура отдельного поиска сигнала по частоте и задержке эффективна, когда достаточна процедура оптимального когерентного обнаружения.

При  $p_s/p_n = -30$  дБ и  $n \approx 10^3$  обе процедуры по

продолжительности поиска эквивалентны. Но если  $p_s/p_n = -20$  дБ (значение, характерное для спутниковых радионавигационных систем), продолжительность поиска сокращается на порядок.

На самом деле выигрыш будет еще значительней, поскольку для обеспечения требуемой надежности обнаружения после двухэтапной обработки энергетическое отношение сигнал/шум должно превышать некоторое пороговое значение, определяемое числом элементов разрешения в диапазоне поиска (Фалькович, Хомяков, 1981):  $\mu_{\text{пор}} = 13.5 \lg M$ , где  $M$  — количество элементов разрешения в пространстве измеряемых параметров. В соответствии с этим дополнительный выигрыш составит примерно  $\lg(mn)/\lg(rm+n)$ ; при  $m = 10^2$ ,  $n = 10^3$  и  $r = 10$  он равен 1.5.

В заключение следует отметить, что реализация отдельной процедуры поиска с входным гребенчатым фильтром несколько затрудняется из-за фазовой манипуляции сигналов СРНС символами служебной информации. В отсутствие синхронизма интервалов предварительного усреднения с символами служебной информации приходится организовывать несколько параллельных каналов обработки. При двух каналах, работающих со сдвигом на половину длительности символа, потери не превысят 3 дБ, а при четырех каналах со сдвигом на четверть длительности символа — 1.25 дБ.

Следует также заметить, что выбор числа усредняемых реализаций смеси сигнала с шумом  $r$  из условия минимума суммарной продолжительности поиска дает для него значение, мало отличающееся от задаваемого выражением (6).

Изложенное позволяет сделать вывод о возможности существенного сокращения продолжительности поиска сигналов СРНС.

Витерби Э. Д. Принципы когерентной связи: Пер. с англ. под ред. Б. Р. Левина. — М.: Сов. радио, 1966.—392 с.

Жалило А. А., Кот П. А., Минервин И. Н. и др. Навигация космических аппаратов по сигналам космических навигационных систем ГЛОНАСС и NAVSTAR // Космічна наука і технологія.—1995.—1, № 1.—С. 69—73.

Фалькович С. Е., Хомяков Э. Н. Статистическая теория измерительных радиосистем. — М.: Радио и связь, 1981.—288 с.

## ON A PROCEDURE FOR QUICK SEARCH OF GPS SIGNALS

L. P. Rofvarg and V. V. Piskorz

A GPS signal processing algorithm for quick search of these signals is studied. The algorithm is compared with standard algorithm as to the search rate.