

СИНТЕЗ СОВМЕЩЕННОЙ РТС ОПТИМАЛЬНОГО ПРИЕМА ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННЫХ ШУМОПОДОБНЫХ СИГНАЛОВ

Е.В. Карманный
(представил д.т.н., проф. А.И. Погорелов)

Приводятся основные этапы синтеза обобщенной структурной схемы совмещенной радиотехнической системы оптимального приема фазоманипулированных широкополосных шумоподобных сигналов с учетом взаимовлияния ее каналов.

Анализ совмещенных радиотехнических систем (СРТС) показывает, что в силу непрерывно возрастающих требований к техническим характеристикам перспективных образцов вооружения, реализация предельных показателей (по точности, помехозащищенности, достоверности передаваемой информации) является одной из проблемных задач и нуждается в поиске новых путей решения. Немаловажным фактором, не нашедшим достаточного освещения в литературе, выступает взаимовлияние измерительных и информационного каналов, а так же частотно - временные рассогласования аппаратуры наземных систем (НС) и космических аппаратов (КА). Таким образом, актуальная проблема повышения точностных показателей СРТС нуждается в теоретически обобщенном и оригинальном решении.

В связи с этим, разработана обобщенная структурная схема СРТС оптимального приема фазоманипулированных широкополосных шумоподобных сигналов (ФМн ШШС), основные этапы синтеза которой представлены в данной статье.

При манипуляции двоичными информационными символами, для случая когерентного приема, ФМн ШШС имеет вид [1]

$$S\left(t, \vec{\lambda}\right) = S_0 \cdot \theta \cdot \text{sign}\left(\sin \pi f_T t\right) \cdot g(t - \tau) \cdot \cos\left(\omega(t)(t - \tau)\right). \quad (1)$$

где S_0 - амплитуда сигнала; $\theta \cdot \text{sign}(\sin \pi f_t t)$ - модулирующее дискретное сообщение, θ должно быть выделено на выходе информационного канала СРТС (θ - случайная величина, принимающая значения ± 1 в соответствии с передаваемыми информационными символами; $\text{sign}(\sin \pi f_t t) = \pm 1$ - меандровая функция с периодом $2T$; f_t - тактовая частота); $g(t - \tau)$ - двоичная псевдослучайная последовательность; задержка $\tau(t)$ и частота $\omega(t) = \omega_0 + \Omega(t)$ - параметры, которые должны быть выделены на выходах дальномерного и скоростного каналов; $\vec{\lambda}$ - вектор, содержащий параметры τ , ω и θ .

Функция неопределенности (ФН) ШШС на выходе согласованного фильтра определяется выражением

$$R = \frac{1}{2E} \int_{-\infty}^{\infty} U(t) U^*(t - \tau) e^{i\Omega t} dt = \frac{1}{4\pi E} \int_{-\infty}^{\infty} G(\omega - \Omega) G^*(\omega) e^{i\omega \tau} d\omega. \quad (2)$$

В [2] показано, что частотные и временные рассогласования (обусловленные, соответственно, нестабильностью несущих частот $\Delta\omega$ и изменением масштаба шкал времени αt аппаратуры НС и КА) будут влиять на ФН ШШС (2) так же, как и доплеровский сдвиг частоты Ω . Поэтому, при частотно - временных рассогласованиях (1) имеет вид

$$S\left(t, \vec{\lambda}\right) = S_0 \cdot \theta \cdot \text{sign} \left(\sin \left[\pi \left(f_t + \frac{\Delta\omega}{2\pi} \right) (t + \alpha t) \right] \right) \times \quad (3) \\ \times g(t - \tau + \alpha t) \cdot \cos [(\omega + \Delta\omega)(t) \cdot (t - \tau + \alpha t)].$$

Если сигнал принимается на фоне аддитивной помехи $n(t)$, то обработке в СРТС подлежит колебание $U(t) = S\left(t, \vec{\lambda}\right) + n(t)$. Для оценки

векторного параметра $\vec{\lambda}$ необходимо решать систему дифференциальных уравнений. Элементы этой системы, в случае приема сигнала на фоне белого гауссовского шума, имеют вид

$$Z_{1_i}(U) = \frac{2}{N_o} \cdot \int_0^T \left[U(t) - S\left(t, \vec{\lambda}\right) \right] \cdot \left. \frac{\partial S\left(t, \vec{\lambda}\right)}{\partial \lambda_i} \right|_{\vec{\lambda}} dt. \quad (4)$$

Решение и анализ уравнений (4) позволит синтезировать структурные схемы каналов оценки задержки $\hat{\tau}$, частоты $\hat{\omega}$ и выделения символов информации $\hat{\theta}$ - т.е. схемы каналов СРТС с ФМн ШШС. Обобщенная структурная схема ФМн ШШС, разработанная на основании проведенного синтеза каналов, представлена на рис. 1.

Используя (3) и (4), синтезируем канал измерения дальности до КА

$$\begin{aligned} Z_{1_{\hat{\tau}}}(U) = & \frac{2}{N_o} \cdot \int_0^T U(t) S_o \hat{\theta} \text{sign}(\sin[\pi(f_T + \Delta\omega/2\pi) \times \\ & \times (t + \alpha t)]) \frac{1}{\Delta\tau} \cdot \left[g\left(t - \hat{\tau} + \alpha t + \frac{\Delta\tau}{2}\right) - g\left(t - \hat{\tau} + \alpha t - \frac{\Delta\tau}{2}\right) \right] \times \\ & \times \cos[(\hat{\omega} + \Delta\omega)(t) \cdot (t - \hat{\tau} + \alpha t)] dt + \frac{2}{N_o} \cdot \int_0^T U(t) S_o \hat{\theta} \times \\ & \times \text{sign}(\sin[\pi(f_T + \Delta\omega/2\pi) \times (t + \alpha t)]) \cdot g(t - \hat{\tau} + \alpha t) \times \\ & \times \sin[(\hat{\omega} + \Delta\omega)(t) \cdot (t - \hat{\tau} + \alpha t)] \cdot (\hat{\omega} + \Delta\omega)(t) dt, \end{aligned} \quad (5)$$

где $\Delta\tau$ - искусственно введенное приращение (при замене дифференцирования операцией вычисления конечной разности), которое выбирается из условия обеспечения наибольшей точности оценивания $\hat{\tau}(t)$.

Аналогично (5), синтезируем каналы измерения радиальной скорости КА и информационный - соответственно, выражения (6) и (7):

$$\begin{aligned} Z_{1_{\hat{\omega}}}(U) = & -\frac{2}{N_o} \cdot \int_0^T U(t) S_o \hat{\theta} \text{sign} \left(\sin \left[\pi \left(f_T + \frac{\Delta\omega}{2\pi} \right) (t + \alpha t) \right] \right) \times \\ & \times g(t - \hat{\tau} + \alpha t) \cdot \sin[(\hat{\omega} + \Delta\omega)(t) \cdot (t - \hat{\tau} + \alpha t)] \cdot (t + \alpha t) dt; \end{aligned} \quad (6)$$

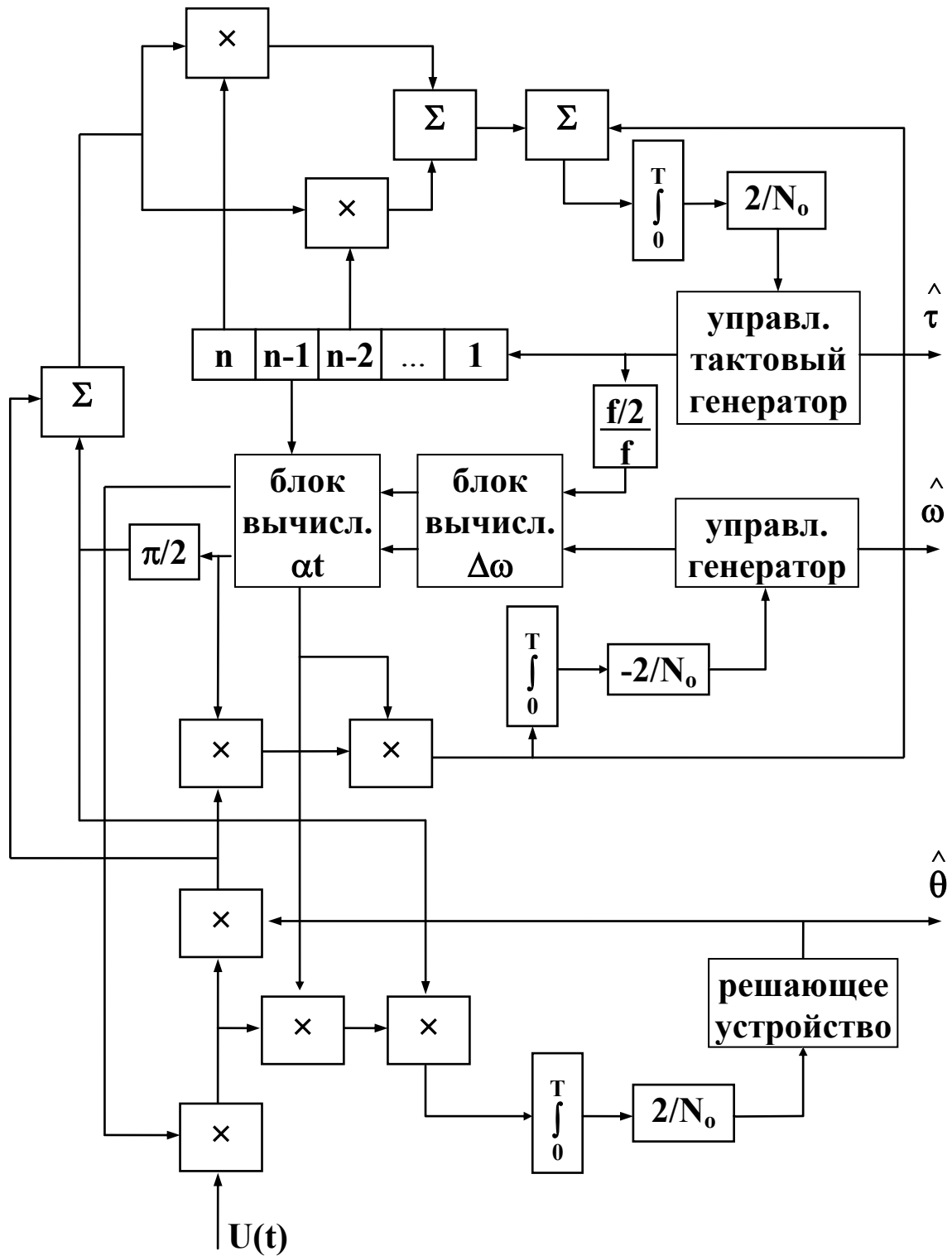


Рисунок 1 - Обобщенная структурная схема СРТС с ФМн ИШС

$$Z_{1\hat{\theta}}(\mathbf{U}) = \frac{2}{N_0} \cdot \int_0^T \mathbf{U}(t) S_0 \operatorname{sign} \left(\sin \left[\pi \left(f_T + \frac{\Delta\omega}{2\pi} \right) (t + \alpha t) \right] \right) \times \quad (7)$$

$$\times g(t - \hat{\tau} + \alpha t) \cdot \cos [(\hat{\omega} + \Delta\omega)(t) \cdot (t - \hat{\tau} + \alpha t)] dt.$$

Анализ выражений (5) - (7) позволяет сделать вывод о взаимном влиянии качества определения оценок $\hat{\tau}$, $\hat{\omega}$, и $\hat{\theta}$, что более наглядно просматривается на рис.1.

Квазикогерентный прием ФМн ШШС синтезированной схемой осуществляется по принципу оптимальных различителей: синтезатор ожидаемого сигнала (вырабатывающий в каждый момент времени сигнал, максимально приближающийся к принимаемому, и использующийся в дальнейшем как опорный при корреляционной обработке) управляется сигналом рассогласования, вырабатываемым дискриминатором (представленным на схеме сумматорами). На дискриминатор поступает входной сигнал $\mathbf{U}(t)$. Сглаживающие цепи (интеграторы на рисунке), включаемые после дискриминатора, осуществляют фильтрацию помех и обеспечивают требуемую динамику работы следящего кольца автоподстройки (на схеме - это управляемые генераторы).

Таким образом, проведенные исследования показывают, что для получения оптимальных оценок параметров измерительных и информационного каналов необходимо учитывать выявленные при синтезе СРТС дополнительные перекрестные связи этих каналов и влияние частотно - временных рассогласований аппаратуры НС и КА. А в связи с этим особое значение приобретает более детальная проработка блоков, отвечающих за коррекцию данных связей и рассогласований, с целью повышения качественных показателей СРТС.

ЛИТЕРАТУРА

1. Чердынцев В.А. Радиотехнические системы. - Мн.: Выш. шк., 1988. - 369 с.
2. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. - М.: Радио и связь, 1985. - 384 с.