

Лекция 14

Внутрисистемные и межсистемные помехи в СРНС

- В НАП СРНС используется раздельная обработка сигналов.
- При приеме какого-то одного сигнала остальные сигналы являются мешающими.
- Эти «остальные» сигналы представляют внутрисистемную и/или межсистемную помеху.
- Системы ГЛОНАСС, GPS, Galileo, Beidou в будущем будут излучать одновременно ~600 сигналов

Определения

(ВСП)

Внутрисистемной помехой является сумма всех принимаемых сигналов данной СРНС, за исключением того сигнала, параметры которого требуется оценить

(МСП)

Межсистемной помехой является сумма всех принимаемых сигналов другой СРНС

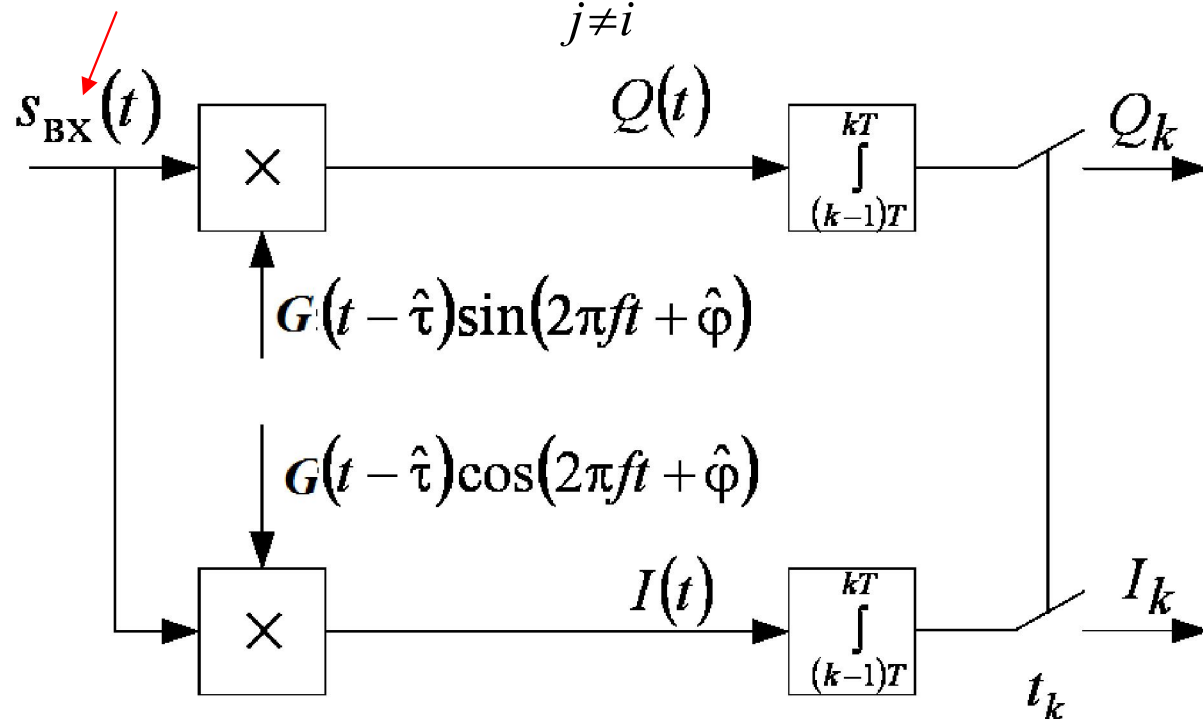
$$s_{\text{ВХ}}(t) = s_1(t) + \dots + s_N(t) + n(t) \quad \text{– сигнал на входе приемника}$$

$$J_{\text{МСП/ВСП}}(t) = \sum_{j \neq i}^N s_j(t)$$

i – номер принимаемого сигнала
 j – номер мешающего сигнала

Анализ уровня помех на выходе коррелятора

$$s_{\text{BX}}(t) = s_{\text{НаВ},i}(t) + \sum_{j \neq i}^N s_{\text{НаВ},j}(t) + n(t)$$



$$Q_k = Q_{\text{nav},k} + Q_{n,k} + \sum_{j \neq i}^N Q_{\text{jam},j,k}$$

$$\dot{U}_k = I_k + iQ_k$$

$$I_k = I_{\text{nav},k} + I_{n,k} + \sum_{j \neq i}^N I_{\text{jam},j,k}$$

Отношение сигнал/шум на выходе коррелятора:

$$q_{\text{cor}} = \frac{\bar{U}^2}{D_U} = \frac{\bar{I}_k^2 + \bar{Q}_k^2}{D_I + D_Q}$$

$$\bar{I}_k^2 = M[I_{\text{nav},k}]^2, \quad \bar{Q}_k^2 = M[Q_{\text{nav},k}]^2, \quad D_I = M[I_{n,k}^2] + \sum_{j \neq i}^N M[I_{\text{jam},j,k}^2], \quad D_Q = M[Q_{n,k}^2] + \sum_{j \neq i}^N M[Q_{\text{jam},j,k}^2]$$

Анализ уровня помех на выходе коррелятора

Мощность полезного отклика на выходе коррелятора:

$$\bar{I}_k^2 + \bar{Q}_k^2 = A^2 T^2 \rho^2 (\varepsilon_\tau)$$

Дисперсия шума приемника на выходе коррелятора:

$$M [I_{n,k}^2] + M [Q_{n,k}^2] = N_0 T$$

Дисперсия помех на выходе коррелятора:

$$D_{\text{СП}} = \sum_{j \neq i}^N \left(M [I_{jam,j,k}^2] + M [Q_{jam,j,k}^2] \right)$$

Если бы помех не было, то:

$$q_{cor} = \frac{A^2 T^2 \rho^2 (\varepsilon_\tau)}{N_0 T} \approx 2q_{c/n_0} T$$

Но помехи есть, поэтому:

$$q_{cor} = \frac{A^2 T^2 \rho^2 (\varepsilon_\tau)}{N_0 T + D_{\text{СП}}} \approx 2q_{c/n_0} T \frac{1}{1 + D_{\text{СП}} / (N_0 T)}$$

$$k_{jam} = \frac{1}{1 + D_{\text{СП}} / (N_0 T)}$$

- Коэффициент снижения отношения с/ш на выходе коррелятора из-за помех

Коэффициент спектрального разделения

Betz, John W., "Effect of Narrowband Interference on GPS Code Tracking Accuracy," Proceedings of the 2000 National Technical Meeting of The Institute of Navigation, Anaheim, CA, January 2000, pp. 16-27.

$$M \left[I^2_{jam,j,k} \right] + M \left[Q^2_{jam,j,k} \right] = P_{jam,j} T \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{S}_{СП,j}(f) \tilde{S}(f) df$$

$$k_{sd,j} \approx \int_{-\Delta f/2}^{\Delta f/2} \tilde{S}_{СП,j}(f) \tilde{S}(f) df$$

- коэффициент
спектрального
разделения

$P_{jam,j}$ – мощность j -го мешающего сигнала на входе приемника;

$\tilde{S}_{СП,j}(f)$ – нормированная* СПМ огибающей j -го мешающего сигнала;

$\tilde{S}(f)$ – нормированная* СПМ огибающей полезного сигнала;

Δf – полоса радиочастотного тракта приемника.

* 1) Нормировка СПМ к единичной мощности; 2) огибающие сигнала и помехи заданы относительно несущей сигнала; 3) СПМ двусторонние.

СПМ огибающих для расчета коэффициентов спектрального разделения

$$\tilde{S}(f) = \frac{\tau_c}{2} \text{sinc}^2(\pi f \tau_c) \quad - \text{Для сигналов BPSK}$$

$$\tilde{S}(f) = \frac{\tau_c}{2} \text{sinc}^2(\pi f \tau_c) \text{tg}^2\left(\frac{\pi}{2} \frac{f}{f_s}\right) \quad - \text{Для сигналов BOC}$$

τ_c - длительность символа дальномерного кода

f_s - частота цифровой поднесущей

Коэффициент

корреляционного разделения

Пользуясь теоремой Винера-Хинчина, преобразованием Фурье от функции Дирака, а также пренебрегая боковыми лепестками АКФ сигнала можно вывести

коэффициент корреляционного разделения

$$k_{cd,j} = k_{sd,j} \approx \int_{-\tau_c}^{\tau_c} \rho(\tau) \rho_{СП,j}(-\tau) d\tau$$

$P_{jam,j}$ – мощность j -го мешающего сигнала на входе приемника;

$\rho_{СП,j}(\tau)$ – нормированная АКФ огибающей* j -го мешающего сигнала;

$\rho(\tau)$ – нормированная АКФ огибающей полезного сигнала;

τ_c – длительность символа ДК полезного сигнала.

Коэффициент снижения

отношения с/ш на выходе коррелятора

Пользуясь коэффициентом корреляционного или спектрального разделения, выводим

$$D_{\text{СП}} = \sum_{j \neq i}^N \left(M \left[I^2_{jam,j,k} \right] + M \left[Q^2_{jam,j,k} \right] \right) = \sum_{j \neq i}^N \left(P_{jam,j} T \cdot k_{cd,j} \right)$$

Отсюда:

$$k_{jam} = \frac{1}{1 + \sum_{j \neq i}^N \left(P_{jam,j} T \cdot k_{cd,j} \right) / (N_0 T)} = \dots$$

$$k_{jam} = \frac{1}{1 + \sum_{j \neq i}^N \left(q_{J/N_0,j} k_{cd/sd,j} \right)}$$

$$q_{J/N_0,j} = \frac{P_{jam,j}}{N_0} - \text{отношение мощности}$$

j-го мешающего сигнала к СПМ

собственного шума на входе приемника

Пример

John W. Betz, «Effect of Partial-Band Interference on Receiver Estimation of C/N0: Theory»

1 мешающий сигнал (гармонический), совпадает с несущей полезного сигнала (GPS L1 C/A)

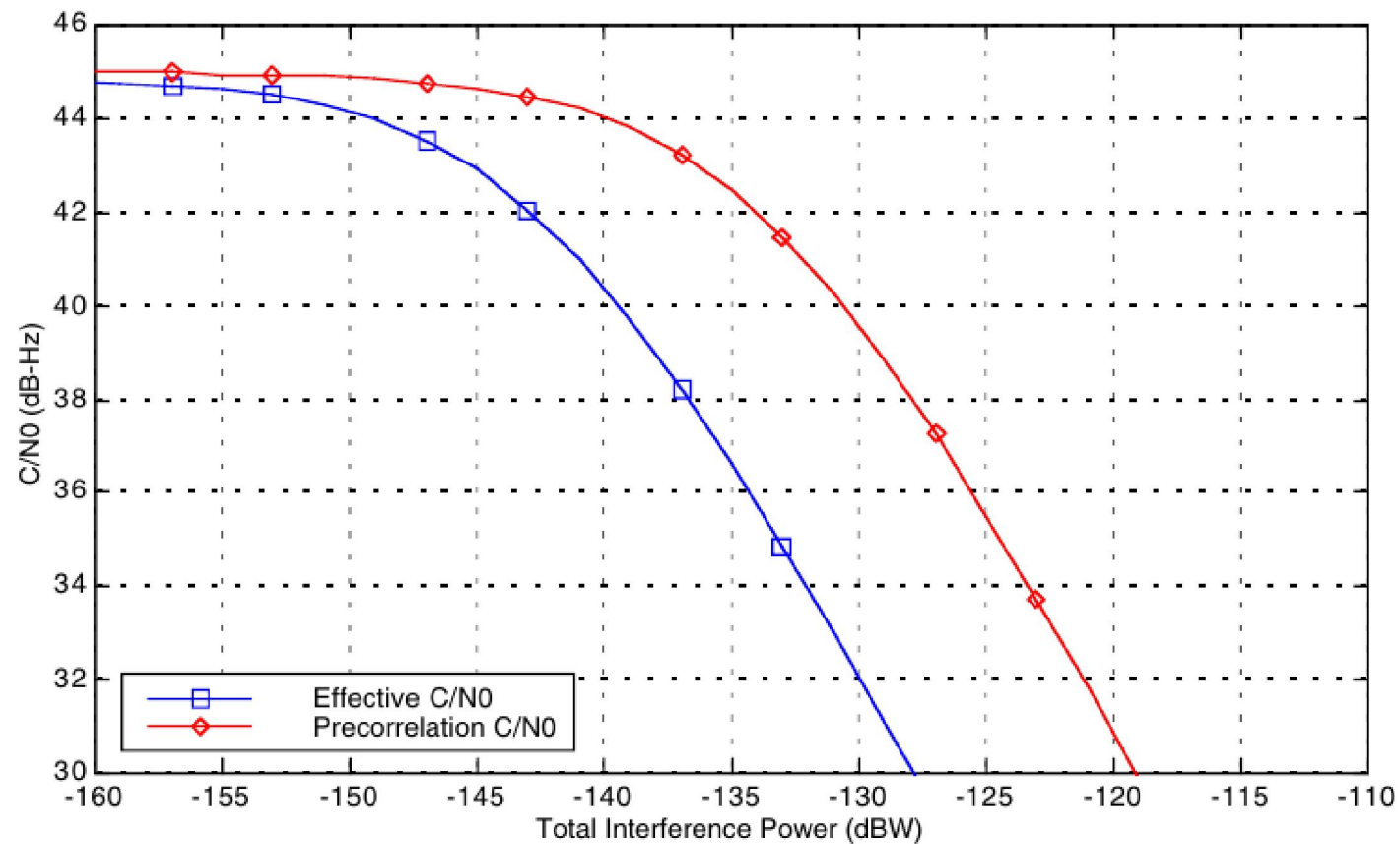


Figure 1. Theoretical Results for Narrowband Interference at Band Center, Receiver Front-End Bandwidth 8 MHz

Выводы

- ВСП и МСП приводят к снижению отношения с/ш на выходе коррелятора НАП
- Коэффициент снижения k_{jam} определяется отношением мощности мешающих сигналов к спектральной плотности собственного шума, а также коэффициентом корреляционного (или спектрального) разделения
- Коэффициент корреляционного/спектрального разделения зависит от видов модуляции и расстройки несущих полезного и помехового сигналов
- Коэффициентом корреляционного разделения удобно пользоваться для анализа ВСП в системах с кодовым разделением. Коэффициентом спектрального разделения – во всех остальных случаях

Что НЕ учтено в методе

- Не учитывается характер взаимной корреляции опорного и мешающего сигналов. Мешающий сигнал способен дать на выходе коррелятора не шумовой, а постоянный отклик, вызвать смещение I/Q компонент и внести систематическую погрешность в оценки фазы и задержки.
- То есть. Матожидание отклика помехи на выходе коррелятора при усреднении по реализациям равно нулю, а при усреднении по времени – нет. А фильтры следящих систем усредняют по времени.
- АЧХ радиочастотного тракта приемника полагается прямоугольной, а это не совсем так. Но приближение правомерно.

Особенности анализа внутрисистемных помех

При квадратурном или временном уплотнении «другие» сигнальные компоненты того же сигнала помехами не являются.

Например, при приеме сигнала L3OCp, сигнал L3OCd от того же НКА не будет являться внутрисистемной помехой, так как он строго ортогонален принимаемому.