

МЕТОДЫ ФОРМИРОВАНИЯ И ОПТИМАЛЬНАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ СЛОЖНЫХ (СОСТАВНЫХ) АНАЛОГОВЫХ СИГНАЛОВ

П. Ф. Поляков, А. А. Миц, В. В. Емельянов

Харьков

В последние годы резко увеличился поток литературы, посвященной разработке и исследованию методов передачи дискретной информации сложными (широкополосными, составными) сигналами. Передаче информации в аналоговой форме посвящено значительно меньше исследований; в основном это исследования, связанные с разнесенным приемом [1, 2]. В то же время большая часть информации передается и будет передаваться в исторически обозримый отрезок времени в аналоговой форме [3].

Методы формирования составных аналоговых сигналов

В качестве переносчика при передаче информации в аналоговой форме могут быть использованы сложные ЧМ сигналы, АМ сигналы [4] и псевдослучайные сигналы (бинарные M -последовательности, многофазные коды Френка и т. д.). Известно, что потенциальная помехоустойчивость при аддитивном шуме зависит лишь от энергии сигнала и спектральной плотности шума. Так как пиковая мощность сигнала ограничивается техническими характеристиками передатчика, максимальной энергией обладают сигналы с постоянной огибающей, мощность которых равна пиковой мощности передатчика. Кроме того, переносчик должен обладать равномерным существенно ограниченным спектром и хорошо сопрягаться с частотно-ограниченным телефонным каналом.

Перечисленным выше требованиям в наибольшей степени соответствует сигнал, полученный путем частотной модуляции

пилообразным напряжением с периодом $T = 1/F$ гармонического колебания с частотой f :

$$u_0(t) = U_0 \cos\left(\omega t + \Delta\omega \int_0^t x(t) dt + \psi\right), \quad (1)$$

где U_0 — амплитуда сигнала; $\Delta\omega$ — девиация частоты; $x(t)$ — нормированное пилообразное напряжение; ψ — произвольный фазовый угол; $\omega = 2\pi f$.

Составной аналоговый сигнал (САС) формируется путем перемножения на передаче переносчика (1) с узкополосным АМ, ЧМ или ФМ сигналом. Таким образом, АЧМ САС запишется в виде

$$u(t) = U_0 [1 + m_c x_c(t)] \cos\left(\omega_0 t + \Delta\omega \int_0^t x(t) dt + \psi\right), \quad (2)$$

где m_c — коэффициент глубины модуляции; $x_c(t)$ — нормированно полезное сообщение со спектром, ограниченным частотой F_B .

Аналогично для ЧЧМ САС имеем

$$u(t) = U_0 \cos\left(\omega_0 t + \Delta\omega_c \int_0^t x_c(t) dt + \Delta\omega \int_0^t x(t) dt + \psi\right), \quad (3)$$

($\Delta\omega_c$ — составляющая девиации частоты за счет полезного сигнала $x_c(t)$).

Оптимальный прием АЧМ сигнала

Можно показать, что как и для дискретных систем, корреляционный прием с использованием многоканального коррелятора (активного фильтра) [5] является оптимальным. В качестве опорного сигнала при корреляционном приеме используется переносчик (1), который либо синтезируется на приеме, либо выделяется из принятого САС.

Остановимся подробнее на приеме САС пассивным фильтром, применение которого позволит исключить устройства выделения опорного сигнала и синхронизации. Этот вопрос представляет особый интерес при приеме сигнала, мощность которого на входе приемника меньше мощности шумов.

Представим САС в следующем виде:

$$u(t) = U_0 [1 + m_c x_c(t)] \sum_{n=1}^N q_0(t - t_n) \cos\left[\omega_0\left(t - t_n - \frac{T}{2}\right) + 0,5\beta\left(t - t_n - \frac{T}{2}\right)^2\right], \quad (4)$$

где $N = t/T$ — число ЛЧМ импульсов в составном сигнале длительностью t ; $t_n = (n - 1)T$ — запаздывание n -го ЛЧМ импульса;

$\beta = 2\Delta\omega/T$; $q_0(t - t_n)$ — прямоугольный единичный импульс, удовлетворяющий условию

$$q_0(t - t_n) = \begin{cases} 1 & \text{при } (n-1)T < t < nT; \\ 0 & \text{при } t > nT, t < (n-1)T. \end{cases}$$

При $F_B \ll F$ функцию $x_c(t)$ можно с высокой степенью точности заменить функцией $x_c(t)$, состоящей из отрезков прямых линий (кусочно-линейная аппроксимация). Точки излома аппроксимирующей функции $x_c(t)$ соответствуют моментам времени iT (где $i = 0, 1, 2, \dots$). Таким образом, АЧМ САС будет иметь вид следующих друг за другом ЛЧМ импульсов с косоугольными огибающими.

Используя метод стационарной фазы [6], легко найти комплексный спектр n -го импульса с косоугольной огибающей (индекс частотной модуляции $m = \Delta\omega T/2\pi \gg 1$):

$$S_n(j\omega) = \frac{U_{on}}{2} \sqrt{\frac{\pi}{\beta}} (1 + \delta_n \varepsilon) \exp \left[-j \left(\frac{\pi m}{2} \varepsilon^2 + \Delta\omega \varepsilon \left(t_n + \frac{T}{2} \right) + \omega_0 \left(t_n + \frac{T}{2} \right) - \frac{\pi}{4} \right) \right], \quad (5)$$

где U_{on} — средняя амплитуда n -го ЛЧМ импульса; $\delta_n = \Delta U_{on}/U_{on}$; $2\Delta U_{on}$ — разность амплитуд в начале и конце импульса; $\varepsilon = (\omega - \omega_0)/\Delta\omega$.

Определим отклик дисперсионного фильтра, согласованного с прямоугольным ЛЧМ импульсом, на последовательность ЛЧМ импульсов с косоугольной огибающей:

$$u_{\text{вых}}(t) = \frac{1}{\pi} \sum_{n=1}^N \operatorname{Re} \left\{ \int_0^{\infty} S_n(j\omega) K_0(j\omega) \exp(j\omega t) d\omega \right\}, \quad (6)$$

$$K_0(j\omega) = \begin{cases} \exp j \left(\frac{\pi m}{2} \varepsilon^2 - \Delta\omega \varepsilon t_0 - \omega_0 t_0 - \frac{\pi}{4} \right) & \text{при } -1 \leq \varepsilon \leq +1; \\ 0 & \text{при } \varepsilon > 1, \varepsilon < -1. \end{cases} \quad (7)$$

Подставляя (5) и (7) в (6) и произведя необходимые вычисления, получим следующее окончательное выражение для напряжения на выходе дисперсионного фильтра:

$$u_{\text{вых}}(t) = \sqrt{2m} \sum_{n=1}^N U_{on} \sqrt{\left(\frac{\sin x}{x} \right)^2 + \delta_n^2 \left(\frac{\sin x}{x^2} - \frac{\cos x}{x} \right)^2} \times \\ \times \cos \left[\omega_0 (t - t'_n) + \operatorname{arctg} \delta_n \left(\frac{1}{x} - \operatorname{ctg} x \right) \right], \quad (8)$$

где

$$x = \Delta\omega (t - t'_n); \quad t'_n = t_n + \frac{T}{2} + t_0.$$

Из выражения (8) видно, что выходное напряжение дисперсионного фильтра равно сумме откликов фильтра на отдельные

ЛЧМ импульсы. На рис. 1 приведена нормированная огибающая отклика на n -й импульс для различных параметров δ_n . Отклик симметричен относительно момента времени $t = t_n$. Максимальное значение отклика пропорционально амплитуде $U_{\text{ом}}$ и не зависит от δ_n . Это позволяет восстановить полезное сообщение $x_c(t)$, с помощью пикового детектирования напряжения (8).

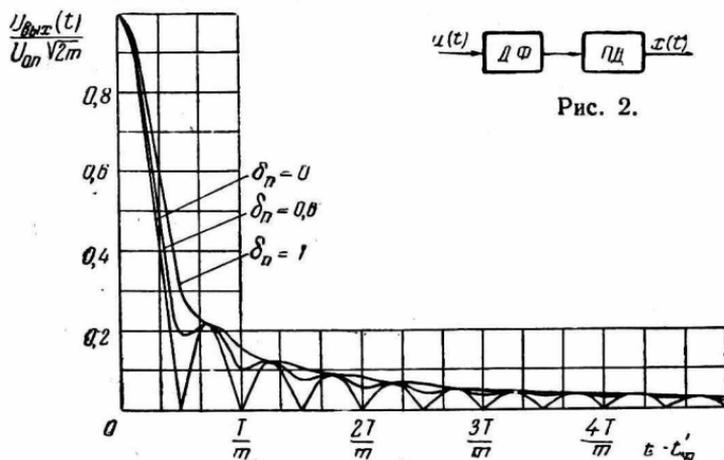


Рис. 1.

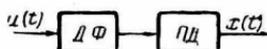


Рис. 2.

Схема радиоприемника при таком методе обработки САС проста, так как отпадает необходимость в устройствах выделения опорного широкополосного колебания и синхронизации (рис. 2).

Легко показать, что отношение сигнал/шум на выходе пикового детектора определяется выражением

$$\left(\frac{P_c}{P_{\text{ш}}}\right)_{\text{вых}} = 4m \left(\frac{P_c}{P_{\text{ш}}}\right)_{\text{вх}} \frac{\sum_{n=1}^N E_n (1 + \delta_n^2/3)^{-1}}{\sum_{n=1}^N E_n}, \quad (9)$$

где $P_{\text{ш}}$ — мощность шума в полосе пропускания приемника, равной $2\Delta f$: $E_n = U_{\text{он}}^2 T (1 + \delta_n^2/3)/2$ — энергия n -го ЛЧМ импульса; P_c — мощность сигнала.

Выражение (9) показывает, что синтезированная схема приемника АЧМ САС имеет проигрыш в помехоустойчивости по сравнению с корреляционным, не превышающим величины

$$\lambda = 1 + \delta_{n \text{ max}}^2/3.$$

При глубине амплитудной модуляции $m_c = 0,8 \div 0,9$, параметр $\delta_{n \text{ max}} \leq 0,3$, т. е. величина проигрыша не превышает 3%.

Таким образом, приемник, использующий для обработки АЧМ сигнала дисперсионный фильтр и пиковый детектор, является оптимальным при воздействии белого шума.

Экспериментально исследована возможность фильтрации САС из смеси его с флуктуационным шумом, мощность которого $P_{ш}$ на входе приемника больше мощности сигнала P_c . Осциллограммы входного и выходного напряжений дисперсионного фильтра приведены на рис. 3, а, б соответственно. Отношение сигнал/шум

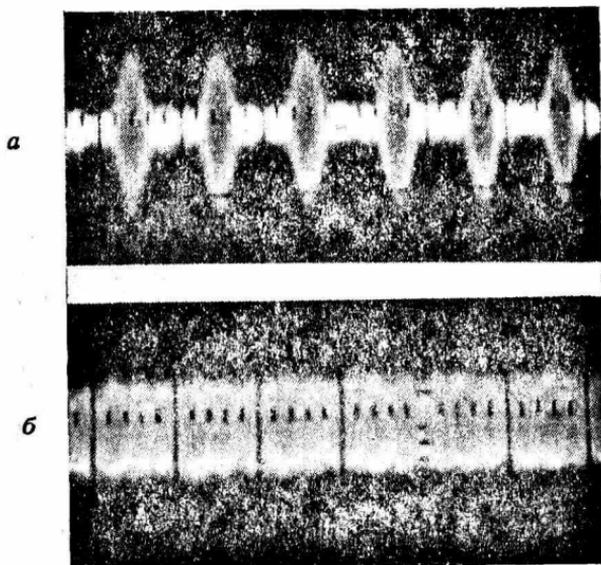


Рис. 3.

на входе равно 0,25, на выходе примерно 6. Дисперсионный фильтр выполнен на фазовых контурах с параметрами: рабочая полоса $2\Delta f = 250$ кГц, перепад задержек в рабочей полосе $2\Delta\tau = 100$ мксек, средняя частота $f_0 = 1$ МГц.

В заключение отметим, что прием Ч/Ф/ЧМ САС с использованием пассивных, в частности, дисперсионных фильтров, также возможен. Частотная модуляция полезным сообщением при этом преобразуется во временную модуляцию откликов на выходе дисперсионного фильтра. Применяя соответствующие демодуляторы, можно выделить полезное сообщение. Следует также заметить, что использование предложенных моделей сложных сигналов и методов их обработки позволит организовать асинхронную многоканальную радиосвязь в общем диапазоне частот.

ЛИТЕРАТУРА

1. D. G. Brennan. Linear diversity combining techniques. Proc. IRE, vol. 47, № 6, 1959.
2. И. А. Гусятинский, А. С. Немировский, А. В. Соколов, В. Н. Троицкий. Дальняя тропосферная радиосвязь. Изд-во «Связь», 1968.

3. А. С. Немировский. Методы борьбы с мультипликативными помехами при передаче аналоговых сигналов по тропосферным РРЛ. «Электросвязь», 1970, № 5.

4. П. Ф. Поляков. К теории модулированных фильтров. Сб. «Радиотехника», вып. 16. Изд-во ХГУ, Харьков, 1971.

5. R. Price, P. Green. A communication techniques for multiple channels. Proc. IRE, vol. 46, № 3, 1958.

6. Д. Е. Вакман. Асимптотические методы в линейной радиотехнике. Изд-во «Советское радио», 1962.