

Частотная селекция сверхширокополосных сигналов.

М.А.Астайкин

Мордовский Государственный Университет им. Н.П.Огарева
430000, г.Саранск, Республика Мордовия, ул. Большевикская, д.68, m_astay@rambler.ru

Рассматривается вопрос частотной селекции сверхширокополосных сигналов линейной частотно-избирательной цепью во временной и частотной области их представления.

In this article are describe frequency discrimination of broadband signal by linear frequency-selective filter circuit in time and frequency area.

Пусть эквивалентная схема радиоприемного устройства представляет собой набор конечного числа каскадно-соединенных четырехполюсников с общим частотным коэффициентом передачи (ЧКП) по напряжению $K(\omega)$, равным:

$$K(\omega) = K_1(\omega) \cdot K_2(\omega) \dots K_n(\omega) \quad (1)$$

где $K_n(\omega)$ - ЧКП n -го четырехполюсника.

Если рассматривать $K(\omega)$ как системный оператор, связывающий отклик на выходе радиоприемника с воздействием на входе, то оказывается неважным, рассматриваем ли мы один четырехполюсник с заданным ЧКП или целый каскад с известным произведением индивидуальных ЧКП.

Стандартная процедура прямого и обратного преобразований Фурье с учетом воздействия системного оператора $K(\omega)$ на спектр входного сигнала $S_{ex}(\omega)$ дается формулами:

$$\begin{aligned} S_{ex}(\omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} S_{ex}(t) e^{-j\omega t} dt \\ S_{вых}(\omega) &= S_{ex}(\omega) \cdot K(\omega) \\ S_{вых}(t) &= \int_{-\infty}^{\infty} K(\omega) \cdot S_{ex}(\omega) e^{j\omega t} d\omega \end{aligned} \quad (2)$$

где $S_{ex}(t)$ - временная функция входного воздействия, $S_{вых}(t)$ - то же для отклика системы на входное воздействие, $S_{ex}(\omega)$ и $S_{вых}(\omega)$ - спектры $S_{ex}(t)$ и $S_{вых}(t)$.

В обычных узкополосных радиосистемах полоса пропускания системы $\Delta\omega_{np}$ много больше полосы сигнала $\Delta\omega_c$. При этом можно считать, что $K(\omega) = K_0 = \text{const}$ и из (2) следует:

$$S_{вых}(t) = \frac{K_0}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_{ex}(\omega) e^{j\omega t} d\omega = K_0 S_{ex}(t).$$

В результате отклик на выходе радиосистемы оказывается простой масштабной копией входного воздействия.

Если выполняется обратное соотношение $\Delta\omega_c \gg \Delta\omega_{np}$, то из (2) имеем:

$$S_{\text{вых}}(t) = S_0 h(t),$$

где S_0 - спектральная плотность входного сигнала в полосе пропускания четырехполосника (ЧП), а $h(t)$ - импульсная характеристика ЧП:

$$h(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} K(w) e^{-jw t} dw$$

Во всех иных случаях прохождение сверхширокополосного сигнала через частотно-избирательные цепи, спектральные свойства сигнала $S(w)$ и частотные свойства ЧП $K(w)$ равноправны при формировании отклика $S_{\text{вых}}(t)$.

Для дальнейшего анализа полезны представления о биениях двух равноамплитудных колебаний и сигналах с амплитудной модуляцией.

Пусть два гармонических колебания сдвинуты по частоте на величину

$$\Delta w = w_2 - w_1 = 2\Omega = 2 \cdot 2\pi F$$

Тогда суммарные колебания биений двух независимых гармонических колебаний запишется в виде

$$S(t) = A(t) \cdot \cos[w(t)]$$

где $A(t) = 2A_0 \sin \Omega t$

$$w(t) = w_0 + \Omega \sin \Omega t$$

здесь A_0 - амплитуда каждого из гармонических составляющих. Теперь можно записать окончательно:

$$S(t) = 2A_0 \sin \Omega t \cdot \cos[w_0 + \Omega \sin \Omega t] t \quad (2)$$

Для сигналов с амплитудной модуляцией запишем

$$S(t) = A_0 [1 + m \cos \Omega t] \cdot \cos w_0 t = A(t) \cdot \cos w_0 t$$

где m - коэффициент амплитудной модуляции.

При $m=1$, получаем огибающую высокочастотного колебания с периодом, вдвое большим, чем в случае биений, но без частотной модуляции. Спектр АМ-колебаний, как известно, состоит из несущей и двух боковых с амплитудами A_0 и $A_0/2$. Осциллограмма и спектр АМ-колебаний представлен на рис.1. При $m>1$, реализуется неравенство уровней лепестков в осциллограмме.

Частотные характеристики реальных частотно-избирательных (селектирующих) цепей и полосно-пропускающих фильтров (ППФ) хорошо аппроксимируются характеристиками колебательного контура с потерями

$$K(w) = \frac{1}{\sqrt{1 + \xi^2}}$$

где $\xi = Q \left(\frac{w}{w_0} - \frac{w_0}{w} \right)$ - обобщенная расстройка контура, а добротность Q

вычисляется по традиционной формуле $Q = \frac{w_0}{2\Delta w}$, где w_0 - резонансная частота, а

$2\Delta w$ - полоса пропускания по уровню минус 3 дБ, что соответствует значению ξ на границах полосы равному ± 1 .

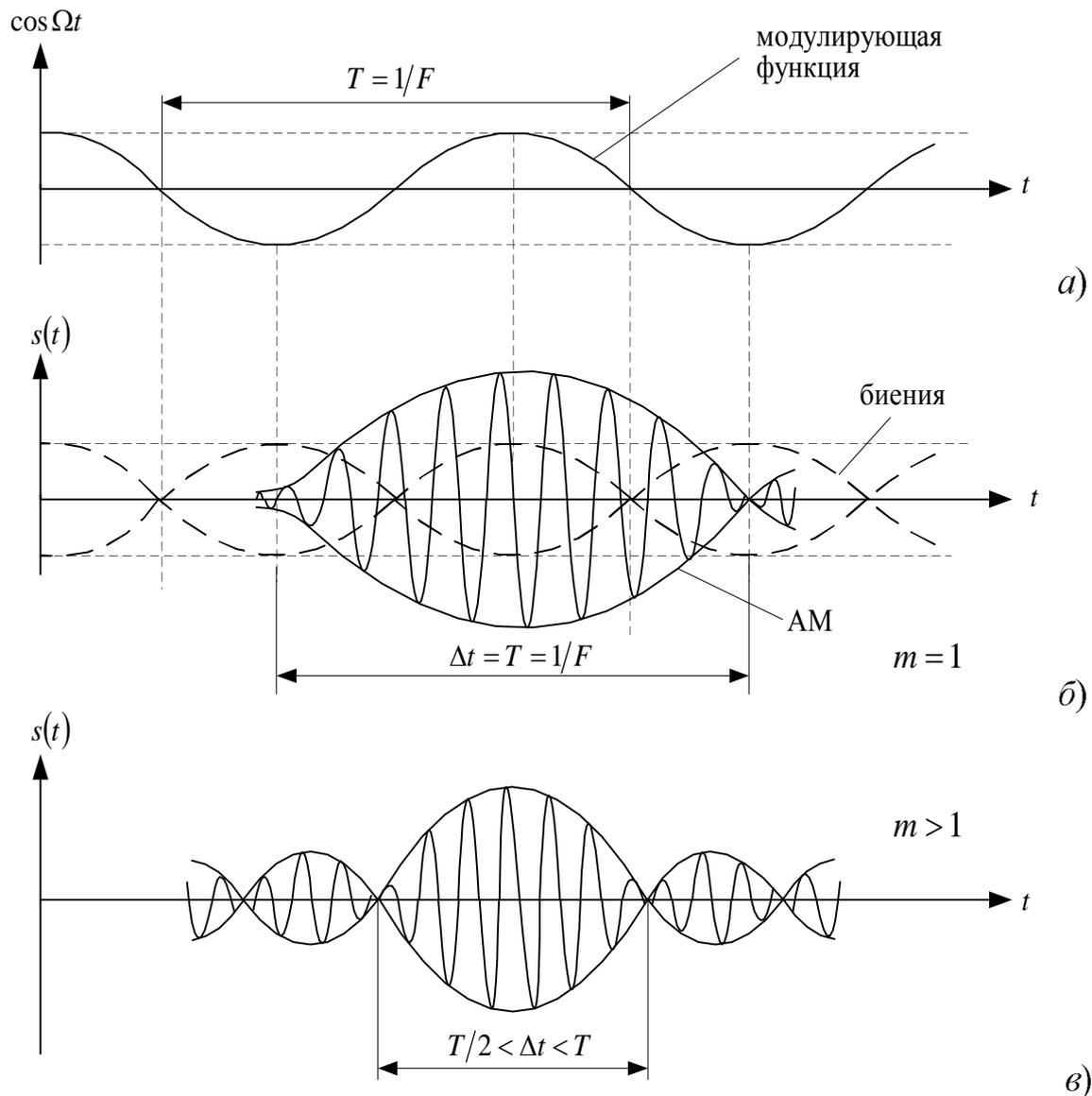


рис.1

Если на входе ППФ действует сверхширокополосный (СШП) сигнал, то огибающая спектра выходного сигнала будет точно описываться кривой ЧКП $K(f)$. При аппроксимации ЧКП прямоугольной характеристикой в пределах полосы пропускания, то в формуле для обратного преобразования Фурье можно сократить пределы интегрирования

$$\begin{aligned}
 S_{\text{вых}}(t) &= S_0 K_0 \frac{1}{2\pi} \int_{w_0-\Delta w}^{w_0+\Delta w} e^{jw t} dw = S_0 K_0 \cdot \Delta w \frac{\sin \Delta w t}{\Delta w t} \cdot \cos w_0 t = \\
 &= S_0 K_0 \cdot \Delta w \cdot \text{sinc}(\Delta w t) \cdot \cos w_0 t
 \end{aligned}$$

Но равномерный спектр в пределах 2Ω мы наблюдали и в случае биений двух колебаний. Такой спектр приводит к появлению не только амплитудной, но и

частотной модуляции и в этом смысле можно говорить о биениях сигналов, симметричных относительно центральной частоты ω_0 . Формула (3) откорректированная с учетом (2), будет иметь вид:

$$S_{\text{вых}}(t) = S_0 K_0 \cdot \Delta\omega \cdot \text{sinc}(\Delta\omega t) \cdot \cos[\omega_0 + \Delta\omega \sin \Delta\omega t] t \quad (4)$$

Вид функции $\text{sinc}(x)$ хорошо известен и представлен на рис.2. из него видно, что длительность главного лепестка функции $S(t)$ вдвое превышает длительность боковых лепестков («предвестников» и «хвостов») и составляет

$$\Delta t = 2 \frac{1}{2\Delta f} = \frac{1}{\Delta f}$$

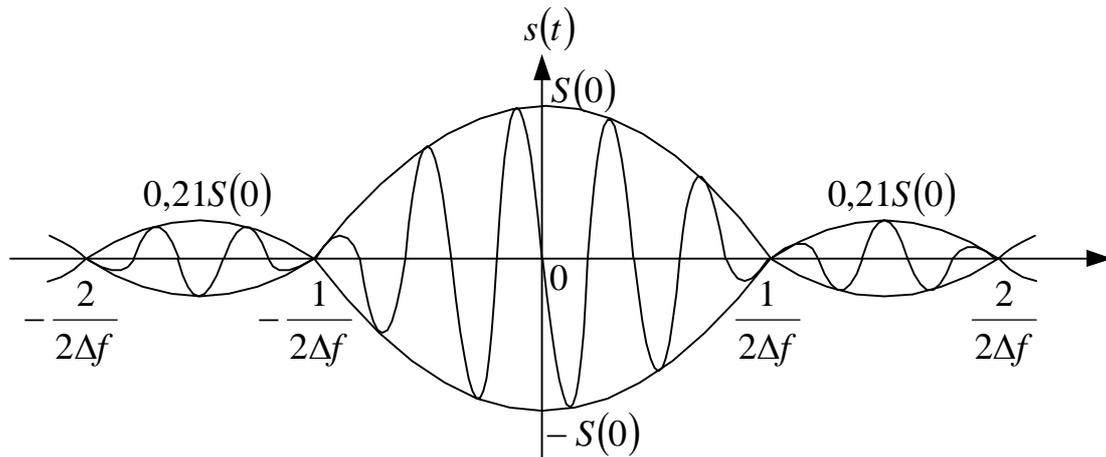


рис.2

На рис.3 представлена осциллограмма СШП сигнала, пропущенного через ППФ с добротностью 18 ($f_0=45$ МГц, $2\Delta f=2,5$ МГц).

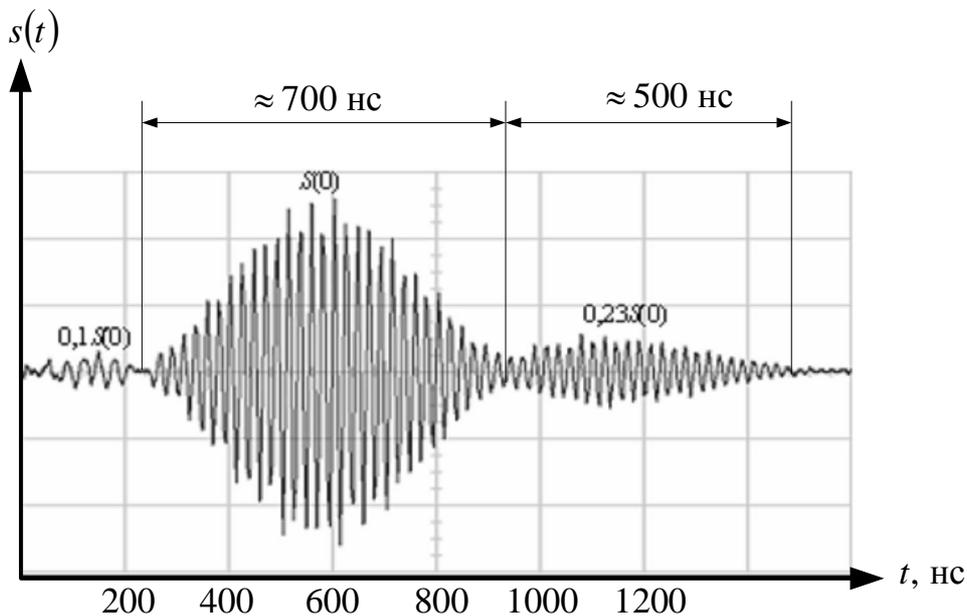


рис.3

Для фильтров с большими добротностями «предвестники» не регистрируются, зато «хвосты» на экспериментальных осциллограммах описываются формулой (4) с большой точностью.

На рис.4 проведено сравнение расчета с экспериментом для ППФ с $Q=55$ ($f_0=885$ МГц, $2\Delta f=16,5$ МГц).

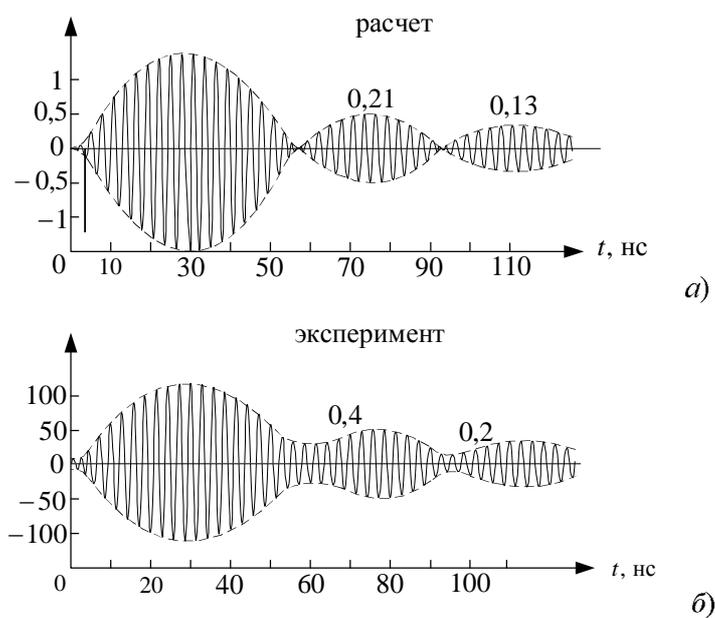


рис.4