

# К РАСЧЕТУ ХАРАКТЕРИСТИК ПАНОРАМНОГО ПРИЕМНИКА С ФИЛЬТРОМ СЖАТИЯ

*Б. П. Иллис, В. Л. Авраменко*

Ленинград

Одним из перспективных способов построения панорамных приемников является последовательный частотный анализ с применением фильтра сжатия после панорамного смесителя [1]. Он позволяет достигнуть высокой эффективности при простой (по сравнению с параллельным анализом) конструкции устройства. В настоящей статье излагаются особенности расчета таких приемников, поскольку в литературе они не нашли достаточно полного и систематического освещения.

## Зависимость скважности опроса от степени сжатия

Для любых разновидностей последовательного частотного анализа характерен дискретный порядок опроса отдельных частей полосы обзора  $\Phi_0$ . При использовании в узкополосном тракте приемника простого фильтра разрешающая способность  $\Delta f$  и оптимальная скорость анализа  $\gamma_{\text{опт}}$  определяются полосой пропускания фильтра  $\Delta F$ . Эти характеристики приближенно выражаются как  $\Delta f \cong \Delta F$ , а  $\gamma_{\text{опт}} \cong \Delta F^2$  [1]. Период опроса равен  $T_0 = \frac{\Phi_0}{\gamma_{\text{опт}}}$ , а время опроса любой частотной составляющей —  $\Delta T \cong \frac{1}{\Delta F}$ . Сле-

довательно, скважность опроса в панорамных приемниках последовательного типа имеет порядок отношения полосы обзора к разрешающей способности (практически сотни, тысячи);

$$\frac{T_0}{\Delta T} = \frac{\Phi_0}{\Delta f} \gg 1. \quad (1)$$

Очевидно, что по мере уменьшения скважности (в пределе — единица при параллельном анализе) увеличивается вероятность приема радиопередач, длительность которых меньше  $T_0$ . Исследуем, как влияет на уменьшение скважности опроса применение фильтра сжатия. Разрешающая способность приемника при этом в основном определяется временем воздействия  $\Delta T$  [1], а также подавлением боковых долей отклика:

$$\Delta f = \frac{q}{\Delta T}, \quad (2)$$

( $q$  — коэффициент расширения основного всплеска — см. вторую часть данной статьи).

Определим зависимость скважности опроса от степени сжатия  $S$  при помощи графического представления воздействия анализируемого сигнала в полосе  $\Phi_0$  за время  $T_0$  на фильтр сжатия. Отложим по оси частот (рис. 1) полосу  $\Phi_0 = f_{1н} - f_0$ .

Воздействие анализируемого сигнала на фильтр сжатия начинается в момент времени  $t_0$ . Проведем из точки  $t_1 = t_0 + \Delta T$  линию  $t_{1а}$ , параллельную оси частот. Положим, что частоты гармонических составляющих анализируемого сигнала при перестройке линейно возрастают. Отложим на оси частот рабочую полосу частот фильтра сжатия  $\Delta F = f_2 - f_{1н}$  при условии, что  $\Delta F = \frac{D}{\Delta T}$ , где  $D \gg 1$  — коэффициент дисперсии. Затем проведем из точек  $f_{1н}$  и  $f_2$  прямые  $f_{1н}b$  и  $f_2c$ , параллельные оси времени. Примыкание рабочей полосы частот фильтра сжатия к полосе обзора (общая точка  $f_{1н}$ ) обусловлено необходимостью обеспечения одинакового времени опроса для каждой из составляющих полосы обзора.

Чтобы обнаружить сигнал в виде гармонического колебания с частотой  $f_{1н}$  при заданной разрешающей способности  $\Delta f$ , его необходимо подвергнуть частотной модуляции по линейному закону  $f_{1н}f_{1к}$  (точка  $f_{1к}$  — точка пересечения прямых  $t_{1а}$  и  $t_{2а}$ ). Как видно, это гармоническое колебание воздействует на фильтр сжатия в виде радиоимпульса длительностью  $\Delta T$  девиацией частоты заполнения  $\Delta F$  и линейным ее изменением со скоростью  $\gamma = \frac{\Delta F}{\Delta T}$ . Такие сигналы принято называть линейно частотно-модулированными радиоимпульсами (ЛЧМРИ).

Все гармонические составляющие в полосе обзора  $\Phi_0$  модулируются по частоте одновременно, а взаимодействуют на фильтр сжатия в различные, хотя для некоторых и перекрывающиеся, интервалы времени. Воздействие гармонической составляющей с частотой  $f_0$  представляется отрезком  $f_{0н}f_{0к}$ , который получен

в результате проведения через точку  $f_0$  прямой  $f_0d$ , параллельной прямой  $f_{1н}f_{1к}$ , до пересечения ее с прямыми  $f_{1н}b$  и  $f_2c$ .

Положение точки  $f_{0к}$  (окончание опроса последней из воздействующих гармонических составляющих) определяет период опроса  $T_0$ . Проведем через точку  $f_{0к}$  прямую  $f_{0к}e$ , параллельную оси частот, до пересечения с осью времени в точке  $t_2$ . Очевидно, что период равен отрезку  $T_0 = t_2 - t_0$ .

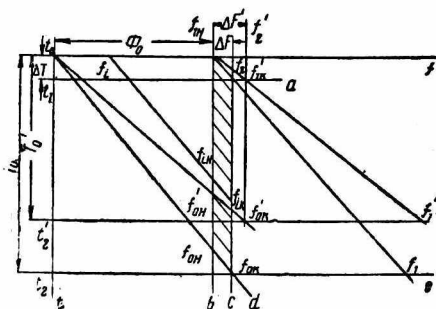


Рис. 1. Зависимость скважности опроса от степени сжатия.

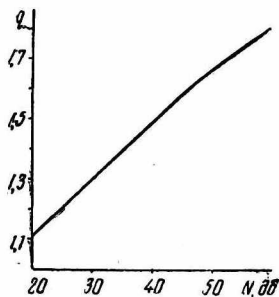


Рис. 2. Коэффициент расширения длительности импульсной характеристики.

Продолжим прямую  $f_{1н}f_{1к}$  до пересечения с прямой  $t_2e$  в точке  $f_1$ . Область существования анализируемого сигнала на выходе панорамного смесителя за период опроса представлена параллелограммом  $f_0f_{1н}f_1f_{1к}$ . Область же воздействия гармонических составляющих на фильтр сжатия определяется заштрихованным параллелограммом  $f_{1н}f_{1к}f_{0к}f_{0н}$  (например, воздействие составляющих с частотой  $f_i$  определяется отрезком  $f_{in}f_{ik}$ ).

Проведенное построение позволяет найти зависимость скважности опроса от параметров фильтра сжатия. Из подобия треугольников  $f_{1н}f_2f_{1к}$  и  $f_0f_2f_{0к}$  следует

$$\frac{T_0}{\Delta T} = \frac{\Phi_0 + \Delta F}{\Delta F}. \quad (3)$$

Учитывая (2), а также то, что коэффициент дисперсии фильтра сжатия  $D = \Delta T \Delta F$  и степень сжатия  $C = \frac{D}{g}$ , можно записать (3) окончательно в виде

$$\frac{T_0}{\Delta T} = \frac{1}{c} \cdot \frac{\Phi_0}{\Delta f} + 1. \quad (4)$$

Из данного соотношения видно, что по мере увеличения степени сжатия скважность опроса уменьшается. При  $\frac{\Phi_0}{\Delta f} \gg C$  единиц в правой части (4) можно пренебречь. В этом случае считаем, что скважность уменьшается пропорционально степени сжатия. Таким образом, скважность опроса панорамного прием-

ника с фильтром сжатия оказывается меньше в  $S$  (степень сжатия) раз, чем скважность приемника с простым фильтром.

Физические причины уменьшения скважности по мере увеличения степени сжатия иллюстрируются дополнительными построениями на рис. 1. При обеспечении времени опроса  $\Delta T$  неизменным возрастание степени сжатия достигается за счет увеличения ширины рабочего участка фильтра сжатия. На рисунке показана обработка того же анализируемого сигнала фильтром сжатия с рабочей полосой частот  $\Delta F^1 = f_2' - f_{1н}' > \Delta F$ . Для определения воздействия за один период опроса проведено построение, аналогичное предыдущему. Область существования сигнала  $f_0 f_{1н} f_1' f_{0к}'$ ; область воздействия на фильтр  $f_{1н} f_{1к}' f_{0к}' f_{0н}'$ . Период опроса  $T_0$  меньше  $T_0$ . Таким образом при одинаковом времени опроса скважность опроса уменьшается пропорционально уменьшению периода обзора. Как видно из этого же рисунка, по мере увеличения ширины рабочей полосы частот фильтра сжатия уменьшается скважность опроса, асимптотически приближаясь к единице.

### Особенности расчета фильтров сжатия на дискретных элементах

Фильтр сжатия представляет собой такое селективное устройство, фазо-частотная характеристика которого выравнивает фазовый спектр ЛЧМРИ до линейного. Амплитудно-частотная характеристика же фильтра сжатия обычно определяется «весовой» функцией обработки амплитудного спектра ЛЧМРИ с целью подавления боковых долей на выходе. Фильтр сжатия на дискретных элементах реализуется в виде каскадного соединения полосового фильтра (ПФ) и дисперсионной линии задержки (ДЛЗ) [2].

Докажем прежде всего, что отклик фильтра сжатия на ЛЧМРИ представляет собой импульсную характеристику ПФ. Как известно, импульсная характеристика линейной электрической цепи численно равна реакции этой цепи при нулевых начальных условиях на идеализированное воздействие типа  $\delta$ -функции. Спектральные характеристики  $\delta(t - t_0)$  (амплитудный и фазовый спектры) определяются прямым преобразованием Фурье:

$$\int_0^{\infty} \delta(t - t_0) e^{-i\omega t} dt = e^{-i\omega t_0}. \quad (5)$$

Однако, используя обратное преобразование Фурье,  $\delta$ -функцию, запаздывающую на время  $t_0$ , можно определить следующим образом:

$$\delta(t - t_0) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i\omega t_0} e^{i\omega t} d\omega = \int_0^{\infty} \frac{d\omega}{\pi} \cos(\omega t - \omega t_0). \quad (6)$$

Таким образом,  $\delta$ -функцию представим формально в виде интегральной суммы элементарных гармонических колебаний с

одинаковыми амплитудами, частоты и наличные фазы которых непрерывно изменяются по линейному закону от нуля до бесконечности.

Поскольку у ПФ амплитудно-частотная характеристика вне частотной полосы  $[\omega_1 - \omega_2]$ , называемой рабочей полосой частот фильтра, достаточно мала, то импульсная характеристика ПФ формируется путем суммирования только тех частотных составляющих  $\delta$ -функции, которые «падают» в указанную полосу частот. Следовательно, в общем случае для определения импульсной характеристики нет необходимости возбуждать фильтр  $\delta$ -функцией, а достаточно воздействовать на него таким импульсным сигналом, частотные составляющие которого в рабочей полосе частот фильтра имеют одинаковые амплитуды и начальные фазы, изменяющиеся по линейному закону.

Так как рабочая полоса частот ПФ принимается тождественной полосе частот ЛЧМРИ с целью использования всей его энергии, а ДЛЗ выравнивает фазовый спектр сигнала до линейного, то можно утверждать на основании изложенного выше, что сигнал на выходе фильтра сжатия и является импульсной характеристикой ПФ.

Для образования ПФ с контролируемыми импульсными характеристиками могут быть использованы табулированные фильтры нижних частот [3, 4]. При этом в зависимости от динамического диапазона  $N$  (выраженное в децибелах отношение максимумов главного и первого бокового лепестков) наблюдается расширение основного всплеска на уровне 0,637 от его максимума на величину  $q$  по сравнению с сигналом  $\sin t/t$ . Для указанных фильтров нижних частот значение может быть определено из графика рис. 2.

Образование ПФ наиболее просто осуществляется путем частотного переноса амплитудно-частотной характеристики фильтра нижних частот в требуемую полосу с использованием реактивного преобразования частоты [2, 3]. Поскольку такое преобразование не является линейным, то амплитудно-частотная характеристика ПФ оказывается арифметически несимметричной по отношению к средней частоте  $\omega_0 = 0,5(\omega_1 + \omega_2)$  рабочей полосы частот  $\omega_1 - \omega_2$ . Поэтому у импульсной характеристики ПФ, как показывают расчеты, возрастают боковые лепестки (уменьшается динамический диапазон) и тем больше относительная ширина рабочей полосы частот ПФ  $B = 2 \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_2 + \omega_1}$ . Длительность же основного всплеска импульсной характеристики практически не изменяется. Таким образом, при расчете ПФ требуемое значение динамического диапазона должно быть увеличено на величину  $\Delta N_\Phi$ , зависимость от выбранного (заданного) значения относительной ширины рабочей полосы частот фильтра сжатия. Соответствующая поправка для этого может быть найдена по графику на рис. 3.

## Методика задания и расчета основных характеристик панорамного приемника с фильтром сжатия

В первую очередь задается разрешающая способность  $\Delta f$ , что обусловлено требованием отдельного приема сигналов радиостанций при существующем частотном разделении среды распространения между корреспондентами. Второй по значимости характеристикой является динамический диапазон приемника  $N_{пр}$ ,

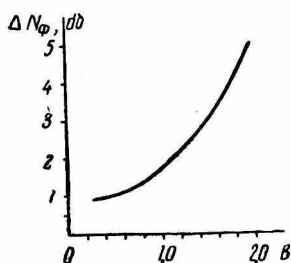


Рис. 3. Поправка к динамическому диапазону полосового фильтра.

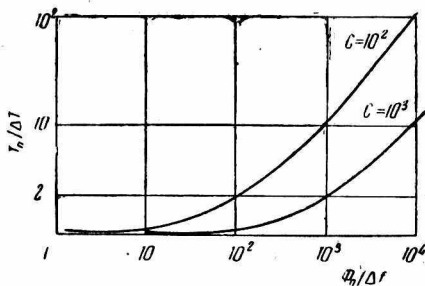


Рис. 4. График нахождения величины  $\Phi_0/\Delta f$  и ширины полосы обзора.

поскольку разрешать отклики на сигналы необходимо при большом различии их уровней. Учет требований индикации и практической реализации фильтра сжатия дает возможность определить необходимый уровень подавления боковых долей  $N = N_{пр} + \Delta N_{инд} + \Delta N_{ф}$ . Следующим параметром при расчете может служить скважность опроса  $T_0/\Delta T$ , которая при известных длительностях и паузах передач обеспечит нужную вероятность совпадения сигнала радиопередачи с опросом. Затем задается один из двух параметров, определяющих сложность устройства: либо коэффициент дисперсии фильтра сжатия  $D$  (1-й вариант), либо ширина полосы обзора  $\Phi_0$  (2-й вариант). Оставшийся параметр находится тогда при расчете. И, наконец, для практической реализации фильтра сжатия необходимо задаться относительной шириной полосы его рабочих частот.

Возможен и 3-й вариант, при котором определяющим показателем является техническая сложность устройства. Достижимая при этом вероятность совпадения сигнала с опросом является следствием поставленных условий. При этом варианте расчета помимо величин  $\Delta f$  и  $N_{пр}$  задаются коэффициентом дисперсии  $D$  и шириной полосы обзора  $\Phi_0$ . Значение скважности  $T_0/\Delta T$  получается в результате расчета. Для удобства расчетов по любому из указанных вариантов предлагаются графики (рис. 4) зависимости скважности опроса  $T_0/\Delta T$  от отношения полосы обзора к разрешающей способности  $\Phi_0/\Delta f$  при различных значениях

степени сжатия  $C$ . Эти графики построены в логарифмическом масштабе по выражению (4).

В заключение излагаются этапы 1-го варианта расчета панорамного приемника с фильтром сжатия.

1. По заданной (выбранной) относительной ширине рабочей полосы частот  $B$  определяется (рис. 3) поправка к динамическому диапазону фильтра нижних частот с контролируемой импульсной характеристикой.

2. По величине динамического диапазона приемника и требованиям индикации определяется динамический диапазон импульсной характеристики фильтра нижних частот, на основе которого будет построен ПФ;

$$N = N_{\text{пр}} + N_{\text{инд}} + \Delta N_{\text{ф.}}$$

3. По графику рис. 2 определяется коэффициент  $q$  расширения основного всплеска сигнала на выходе фильтра в зависимости от найденного выше динамического диапазона.

4. Рассчитывается по (2) длительность времени опроса  $\Delta T$ , обеспечивающая заданную разрешающую способность  $\Delta f$  при расширении основного отклика в  $q$  раз:

$$\Delta T = \frac{q}{\Delta f}.$$

5. Вычисляется ширина рабочей полосы частот фильтра сжатия

$$\Delta F = \frac{D}{\Delta T}.$$

6. Находится длительность основного всплеска отклика  $\Delta t$  на гармоническую составляющую с учетом подавления (коррекции) боковых долей

$$\Delta t = \frac{q}{\Delta F}.$$

7. Определяется необходимая скорость анализа

$$\gamma = \frac{\Delta F}{\Delta T}.$$

8. Определяется коэффициент сжатия (степень сжатия)

$$C = \frac{D}{q}.$$

9. По графику рис. 4 находится величина  $\Phi_0/\Delta f$  по известным скважности опроса  $T_0/\Delta T$  и степени сжатия  $C$ , а следовательно, и ширина полосы обзора  $\Phi_0$ . Полоса обзора может быть также вычислена по формуле, полученной из [4]:

$$\Phi_0 = \frac{\Delta f D \left( \frac{T_0}{\Delta T} - 1 \right)}{q} \quad (7)$$

10. По известным величинам  $N$ ,  $\Delta F$  и  $B$  рассчитывается полосовой фильтр с контролируемой импульсной характеристикой.

11. По известным значениям  $D$ ,  $\Delta F$  и  $B$  с учетом характера наклона группового времени задержки в рабочей полосе частот фильтра сжатия (линейно возрастающей или линейно убывающей) рассчитывается дисперсионная линия задержки.

Аналогичным образом могут быть выполнены расчеты и при других вариантах.

## ВЫВОДЫ

1. Установленное соотношение (4) пригодно для изыскания оптимального расчета панорамного приемника с фильтром сжатия, поскольку оно определяет зависимость возможностей приемника по наблюдению за сигналами (скважности опроса) со сложностью конструктивного построения приемника (коэффициентом сжатия и отношением полосы обзора к разрешающей способности).

2. Расчет фильтра сжатия панорамного приемника сводится к расчету полосового фильтра с контролируемой импульсной характеристикой и дисперсионной линией задержки.

3. Предложенные методики задания и расчета основных характеристик панорамного приемника с фильтром сжатия может быть полезным при проектировании таких приемников.

## ЛИТЕРАТУРА

1. В. А. Мартынов, Ю. И. Селихов. Панорамные приемники и анализаторы спектра. Изд-во «Советское радио», 1964.

2. И. И. Трифонов. Синтез реактивных цепей с заданными фазовыми характеристиками. Изд-во «Связь», 1969.

3. Я. А. Собенни, И. И. Трифонов, С. А. Фролов. Полиномиальные электрические фильтры. ВАС, Ленинград, 1970.

4. I. Jess. Über Impulsfilter mit Tschebyscheffschen Verhalten im Zeit und Frequenzbereich. A. E. Ü. B. 17. H. 8, 1963.