

О ЛИНЕЙНОМ КОДИРОВАНИИ РАДИОИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ

Л. М. Краснов

Севастополь

С развитием технического прогресса повышаются требования к надежности и точности передачи дискретной информации. В связи с этим интересен вопрос о применении линейного кодирования радиоимпульсных сигналов.

Известно [1, 2, 3], что линейное кодирование эффективно при малой корреляции спектральных характеристик сигнала и помех. Так как спектр радиоимпульса $S_0(\omega)$ неравномерен, целесообразно рассматривать линейное кодирование при наличии в радиоканале аддитивного белого шума.

На рис. 1 дана блок-схема радиоканала с линейным кодированием и декодированием. От источника радиоимпульсов 1 сигнал поступает на вход кодера 2. На выходе кодера энергетический спектр сигнала $S_1(\omega) =$

$= |a(\omega)|^2 S_0(\omega)$, где $|a(\omega)|^2$ — амплитудно-частотная характеристика кодера. Средняя мощность сигнала при этом уменьшается. Чтобы компенсировать это уменьшение, после кодера стоит усилитель 3, имеющий равномерную амплитудно-частотную и линейную фазо-частотную характеристики в пределах эффективной ширины полосы канала. С выхода усилителя сигнал, имеющий среднюю мощность P_{cp} , поступает в радиоканал 4, где смешивается с белым шумом $N(\omega) = N_0$ от источника 7. Сигнал / шум подается на вход декодера 5, который имеет амплитудно-частотную характеристику $|b(\omega)|^2$, связанную с характеристикой кодера соотношением $|a(\omega)|^2 |b(\omega)|^2 = \text{const}_1$. После кодера сигнал поступает на приемное устройство 6.

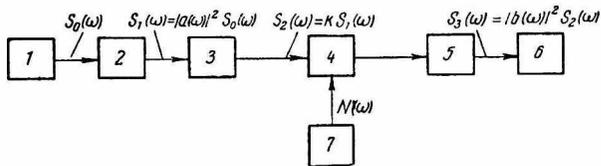


Рис. 1.

В общем случае амплитудно-частотная характеристика оптимального кодера определяется функцией [1]:

$$|a(\omega)|^2 = \frac{P_{cp}}{\int_{\omega_1}^{\omega_2} \sqrt{N(\omega) S(\omega)} d\omega} \sqrt{\frac{N(\omega)}{S(\omega)}}, \quad (1)$$

где ω_2 и ω_1 — верхняя и нижняя граничные частоты канала.

В отличие от [1] мы не учитываем весовой функции $V(\omega)$, так как она определяется условиями индикации и в общем виде может не приниматься во внимание. Рассмотрим случай некогерентных радиоимпульсов с прямоугольной огибающей. Энергетический спектр такого сигнала

$$S_0(\omega) = \left[G_0 \frac{\sin \frac{(\omega - \omega_0) \tau_n}{2}}{\frac{(\omega - \omega_0) \tau_n}{2}} \right]^2, \quad (2)$$

G_0 — постоянная, определяемая амплитудой и длительностью радиоимпульса;

ω_0 — несущая частота;

τ_n — длительность радиоимпульса.

После подстановки $N(\omega) = N_0$ и (2) в (1) получим

$$|a(\omega)|^2 = \text{const} \frac{\frac{(\omega - \omega_0) \tau_n}{2}}{\sin \frac{(\omega - \omega_0) \tau_n}{2}}, \quad (3)$$

где

$$\text{const} = \frac{P_{cp}}{[G_0]^2 \int_{\omega_1}^{\omega_2} \frac{\sin \frac{(\omega - \omega_0) \tau_n}{2}}{\frac{(\omega - \omega_0) \tau_n}{2}} d\omega}$$

Эта постоянная определяет масштаб амплитудно-частотной характеристики кодера по оси амплитуд. Второй множитель (3) определяет зависимость характеристики от частоты. Отметим, что коэффициент передачи кодера (по мощности) увеличивается в той области, где спектральная плотность сигнала меньше, и наоборот, уменьшается там, где спектральная плотность велика. В результате этого спектр сигнала на выходе кодера получается более равномерным, чем исходный спектр. В связи с этим следует обратить внимание на три особенности спектра радиопульса:

а) 90% всей мощности сигнала заключено в основном лепестке спектра, т. е. в полосе частот от $\omega_0 - \frac{2\pi}{\tau_n}$ до $\omega_0 + \frac{2\pi}{\tau_n}$ [4];

б) остальная мощность распределена относительно равномерно;

в) основная часть информации о временном положении импульса переносится теми спектральными составляющими, которые формируются в боковых лепестках.

Из этих особенностей видно, что следует повысить мощность боковых лепестков, уменьшив мощность основного лепестка спектра сигнала. Такое перераспределение мощности сигнала производится с помощью линейного кодирования.

Рассмотрим вопрос об эффективности оптимального кодирования радиопульса. Максимальный выигрыш β_{\max} в отношении сигнал/шум по мощности определяется выражением [5]

$$\beta_{\max} = \frac{\int_{\omega_1}^{\omega_2} S(\omega) d\omega \int_{\omega_1}^{\omega_2} N(\omega) d\omega}{\left[\int_{\omega_1}^{\omega_2} \sqrt{S(\omega) N(\omega)} d\omega \right]^2}.$$

После подстановки (2) и $N(\omega) = N_0$ из этого выражения следует

$$\beta_{\max} = \frac{\int_{\omega_1}^{\omega_2} \left[G_0 \frac{\sin \frac{(\omega - \omega_0) \tau_n}{2}}{\frac{(\omega - \omega_0) \tau_n}{2}} \right]^2 d\omega \int_{\omega_1}^{\omega_2} N_0 d\omega}{\left[\int_{\omega_1}^{\omega_2} \sqrt{N_0} G_0 \frac{\sin \frac{(\omega - \omega_0) \tau_n}{2}}{\frac{(\omega - \omega_0) \tau_n}{2}} d\omega \right]^2}.$$

После замены переменной интегрирования и несложных преобразований

$$\beta_{\max} = (\omega_2 - \omega_1) \frac{\tau_n}{2} \frac{\int_{\frac{(\omega_2 - \omega_0) \tau_n}{2}}^{\frac{(\omega_1 - \omega_0) \tau_n}{2}} \left(\frac{\sin x}{x} \right)^2 dx}{\left[\int_{\frac{(\omega_2 - \omega_0) \tau_n}{2}}^{\frac{(\omega_1 - \omega_0) \tau_n}{2}} \frac{\sin x}{x} dx \right]^2}.$$

Учитывая, что подынтегральные выражения симметричны и для радиоимпульса $(\omega_2 - \omega_0) = -(\omega_1 - \omega_0) = \frac{\omega_2 - \omega_1}{2}$, запишем это выражение в окончательном виде

$$\beta_{\max} = \eta \frac{\int_0^{\eta} \left(\frac{\sin x}{x}\right)^2 dx}{[\text{Si}(\eta)]^2}, \quad (4)$$

где

$$\eta = \frac{(\omega_2 - \omega_0)}{2} \tau_n.$$

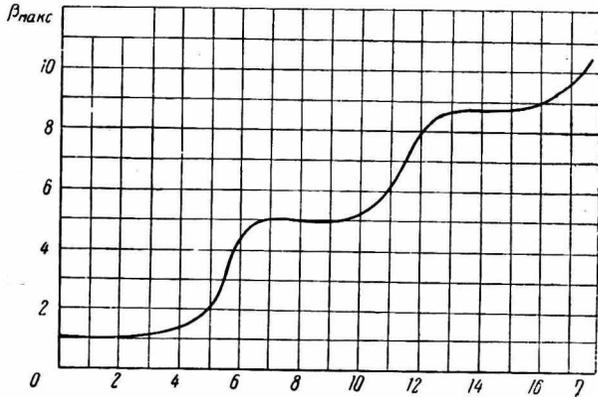


Рис. 2.

Из (4) видно, что максимальный выигрыш является функцией величины η . Если рассматривать импульс определенной длительности, то β_{\max} будет функцией эффективной ширины полосы канала. В дальнейшем принято считать $\tau_n = \text{const}$. При этом $\eta = \frac{(\omega_2 - \omega_0)}{2} \tau_n = \pi n$, где n — количество боковых лепестков спектра, подверженных кодированию. Зависимость β_{\max} от η удобно представить в виде графика. Для этого

надо вычислить значение интеграла $I = \int_0^{\eta} \left(\frac{\sin x}{x}\right)^2 dx$ в некоторых определенных точках η . Вычисление было выполнено по методу Симпсона. Результаты вычисления представлены в таблице:

η	0,06	0,1	0,16	0,2	0,36	0,4	0,6	0,8	1	2,1	2,5	3	4	5
\int_0^{η}	0,06	0,1	0,16	0,196	0,324	0,362	0,58	0,715	0,87	1,27	1,31	1,32	1,53	1,55

Учитывая, что $\int_0^{\infty} \left(\frac{\sin x}{x}\right)^2 dx = \frac{\pi}{2}$, было принято $I = \frac{\pi}{2} \approx 1,57$ при

$\eta = 7$ и выше. График зависимости β_{\max} от η представлен на рис. 2. Из графика следует, что в пределах от $\eta = 0$ до $\eta = 3$ (ширина спектра основного лепестка) оптимальное линейное кодирование выигрыша не дает. При дальнейшем расширении полосы частот кодирования β_{\max} воз-

растает. Это значит, что линейное кодирование оптимальным фильтром (3) при $\tau_n = \text{const}$ не дает выигрыша в радиоканалах, имеющих эффективную ширину спектра от $\omega_1 = \omega_0 - \frac{2\pi}{\tau_n}$ до $\omega_2 = \omega_0 + \frac{2\pi}{\tau_n}$. В этих каналах предъявляются сравнительно невысокие требования к точности передачи фронта импульса. В тех же случаях, когда требуется большая

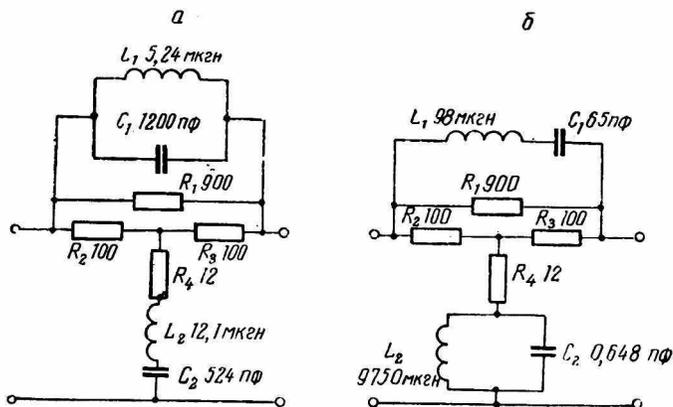


Рис. 3.

точность, полосу частот радиоканала расширяют до $\omega_0 \pm \frac{2\pi}{\tau_n} n$, где $n = 2, 3, 4$ и т. д. зависит от требований к точности передачи. В таких радиоканалах линейное кодирование дает заметное повышение отношения сигнал/шум. Зависимость точности определения временного положения импульса от ширины полосы канала и соотношения сигнал/шум выражается формулой [6]

$$\tau = \frac{1}{\alpha \sqrt{R}}, \quad (5)$$

где τ — стандартное отклонение при определении точного временного положения импульса;

α — коэффициент, пропорциональный ширине полосы канала;

R — отношение пиковой мощности сигнала к мощности шума.

β_{max} при фиксированной средней мощности сигнала на входе радиоканала показывает, во сколько раз уменьшается мощность шума на выходе декодера [5], во столько же раз возрастает R . Если без линей-

ного кодирования стандартное отклонение равно $\tau_1 = \frac{1}{\alpha \sqrt{R}}$, при линей-

ном кодировании оно уменьшится и станет равным $\tau_2 = \frac{1}{\alpha \sqrt{R \beta_{\text{max}}}}$. От-

сюда предельная величина выигрыша в точности измерения временного положения импульса

$$\epsilon = \frac{\tau_1}{\tau_2} = \sqrt{\beta_{\text{max}}}. \quad (6)$$

Увеличение отношения сигнал/шум при линейном кодировании радиопульса было проверено экспериментально. Оптимальный фильтр (3) реализовать практически сложно, поэтому в качестве грубой аппроксимации в экспериментальной работе был изготовлен T -образный фильтр перекрытого типа. Сигнал выбран с параметрами $f_0 = 2 \text{ мГц}$, $\tau_n = 5 \text{ мксек}$. Схема кодера представлена на рис. 3, а, декодера — на рис. 3, б.

На рис. 4 приведены экспериментально полученные частотные характеристики $|a(f)|^2$ кодера и $|b(f)|^2$ декодера. Для компенсации уменьшения средней мощности сигнала после кодера включен усилитель. Коэффициент усиления его по мощности определяется соотношением

$$k = \frac{P_{c_0}}{P_{c_1}} = \frac{\int_{f_1}^{f_2} \left(\frac{\sin \pi (f - f_0) \tau_H}{\pi (f - f_0) \tau_H} \right)^2 df}{\int_{f_1}^{f_2} |a(f)|^2 \left[\frac{\sin \pi (f - f_0) \tau_H}{\pi (f - f_0) \tau_H} \right]^2 df} = \frac{I_1}{I_2}. \quad (7)$$

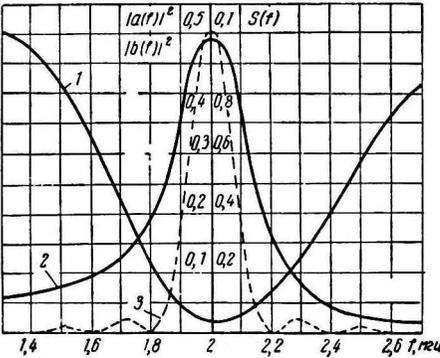


Рис. 4.

Примем $f_1 = f_0 - \frac{3}{\tau_H}$, $f_2 = f_0 + \frac{3}{\tau_H}$.

Это соответствует 96% средней мощности исходного сигнала [4]. Вычислим значение интеграла I_1 в числителе (7). После замены переменной $\pi (f - f_0) \tau_H = x$ получим

$$\begin{aligned} I_1 &= \frac{1}{\pi \tau_H} \int_{\pi(f_1 - f_0) \tau_H}^{\pi(f_2 - f_0) \tau_H} \left(\frac{\sin x}{x} \right)^2 dx = \\ &= \frac{2}{\pi \tau_H} \int_0^{\pi(f_2 - f_0) \tau_H} \left(\frac{\sin x}{x} \right)^2 dx = \\ &= \frac{2}{\pi \tau_H} \int_0^{3\pi} \left(\frac{\sin x}{x} \right)^2 dx. \end{aligned}$$

Используя предыдущие вычисления такого интеграла, имеем $I_1 \approx \frac{2}{\pi \tau_H} \cdot 1,56 = \frac{3,12}{\pi \tau_H}$. Вычисление интеграла I_2 в знаменателе (7) произведено по методу Симпсона, причем значения функций $|a(f)|^2$ и $S(f)$ на частичных интервалах взяты по графикам 1 и 3 рис. 4. В результате вычисления получено $I_2 = 0,00685$. После подстановки I_1 и I_2 в (7) получаем $k = 29$. Рассчитаем ожидаемую эффективность β при кодировании данным фильтром. Отношение сигнал/шум без линейного кодирования и декодирования (переключатель П в I положении, рис. 5) равно

$$\frac{P_{c_0}}{P_{ш}} = \frac{\int_{f_1}^{f_2} S(f) df}{N_0 (f_2 - f_1)}. \quad (8)$$

Отношение сигнал/шум при линейном кодировании (переключатель П во втором положении) равно

$$\frac{P_{c_2}}{P_{ш}} = \frac{\int_{f_1}^{f_2} S_2(f) df}{\int_{f_1}^{f_2} N_0 |b(f)|^2 df} = \frac{\text{const}_1 k \int_{f_1}^{f_2} S(f) df}{N_0 \int_{f_1}^{f_2} |b(f)|^2 df}. \quad (9)$$

Разделив (9) на (8), находим

$$\beta = \frac{k \text{const}_1 (f_2 - f_1)}{\int_{f_1}^{f_2} |b(f)|^2 df}. \quad (10)$$

Здесь $k = 29$; $(f_2 - f_1) = 1.2$. Величина const_1 была подсчитана в нескольких точках произведения $|a(f)|^2 |b(f)|^2$; взято среднее значение $\text{const}_1 = 0,019$. Интеграл в знаменателе (10) I_3 вычислен по формуле Симпсона; значения $|b(f)|^2$ на частичных интервалах взяты по графику 2 рис. 4. При этом $I_3 = 0,194$. После подстановки этих значений в (10) $\beta = 3,4$, что соответствует увеличению точности определения временного положения в $\epsilon = 1,84$ раза.

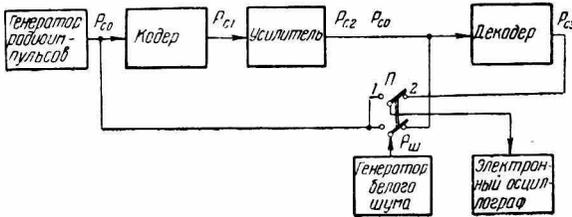


Рис. 5.

На рис. 6, а; 6, б; 6, в; 6, г приведены осциллограммы сигнала при включенном источнике шумов в различных точках схемы. На рис. 6, д приведена осциллограмма смеси сигнал + шум (1 положение П). На рис. 6, е

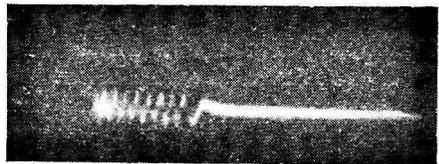
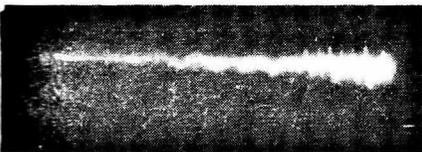
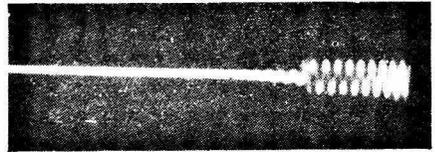
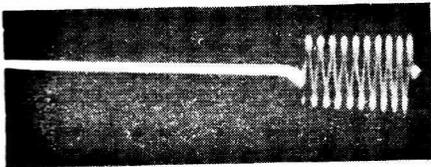
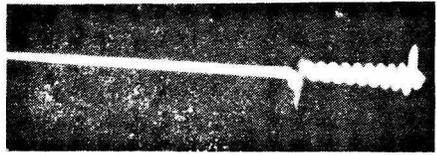
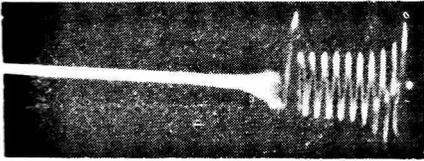


Рис. 6.

представлен сигнал на выходе декодера, когда на его вход поданы закодированный сигнал той же средней мощности, что и на рис. 6, д и шум той же средней мощности, что и на рис. 6, д. Из сравнения 6, д и 6, е видим увеличение отношения сигнал/шум в результате применения линейного кодирования и декодирования сигнала.

ВЫВОДЫ

1. Оптимальное линейное кодирование импульсного радиосигнала, имеющего прямоугольную огибающую и $\tau_{\text{н}} = \text{const}$, эффективно в каналах с полосой частот, включающей боковые лепестки спектра.

2. Увеличение точности определения временного положения импульса прямо пропорционально корню квадратному из эффективности кодирования β_{max} .

3. Применение T -образного фильтра перекрытого типа позволяет увеличить отношение сигнал/шум в 3, 4 раза по мощности, а применение оптимального кодирования — в 5 раз при такой же эффективной ширине канала $\omega_0 \pm \frac{2\pi}{\tau_{\text{н}}} \cdot 3$.

ЛИТЕРАТУРА

1. Д. С. Лебедев, Л. П. Ярославский. Эффективность систем передачи изображений. АН СССР. Институт проблем передачи информации. Сб. «Бионика». Изд-во «Наука», 1968.

2. В. К. Маригодов, Г. С. Пантелеев. К вопросу оценки эффективности предсказаний при передаче фототелеграфного сигнала по телефонным каналам радиолинейных линий связи. «Электросвязь», 1967, № 7.

3. В. К. Маригодов. К вопросу оценки эффективности предсказаний при различных формах спектров сигналов и помех. «Изв. вузов. Радиоэлектроника», 10, № 3, 1967.

4. М. С. Гуревич. Спектры радиосигналов. Связьиздат, 1963.

5. В. М. Штейн. О расчете линейных предсказывающих и корректирующих устройств. «Радиотехника», 11, № 2, 1956.

6. В. М. Вудворд. Теория вероятностей и теория информации с применениями в радиолокации. Изд-во «Советское радио», 1955.