| | |
|---|---|
| ДИСЦИПЛИНА | **Радиотехнические цепи и сигналы часть 1** |
| | полное название дисциплины без аббревиатуры |
| ИНСТИТУТ | **Радиотехнических и телекоммуникационных систем** |
| КАФЕДРА | **радиоволновых процессов и технологий** |
| | полное название кафедры |
| ГРУППА/Ы | **РРБО-1-3-18; РССО-1-3-18** |
| | номер групп/ы, для которых предназначены материалы |
| ВИД УЧЕБНОГО МАТЕРИАЛА | **Лекция №7** |
| | лекция; материал к практическим занятиям; контрольно-измерительные материалы к практическим занятиям; руководство к КР/КП, практикам |
| ПРЕПОДАВАТЕЛЬ | **Исаков Владимир Николаевич** |
| | фамилия, имя, отчество |
| СЕМЕСТР | **5** |
| | указать номер семестра обучения |

# Лекция 7
## 7. Непериодические радиосигналы
### 7.1. Понятие радиосигнала

Сигнал, ширина спектра $\Delta\omega$ которого гораздо меньше центральной частоты спектра $\omega_0$ (рис.7.3), называется радиосигналом (узкополосным, полосным, полосовым сигналом):

$$\Delta\omega \ll \omega_0 .$$

Необходимость использования радиосигналов обусловлена различными факторами. Некоторые из них:
1. Особенности распространения радиоволн различных диапазонов частот;
2. Реализация РСПИ с частотным уплотнением канала связи.
3. Для эффективного излучения радиоволн геометрические размеры излучателя должны быть сравнимы с длиной волны.

По признаку локализации спектра сигналы подразделяют на видеосигналы и радиосигналы. Спектр видеосигнала локализован в области низких частот. Спектр радиосигнала локализован в окрестности частоты $\omega_0$.

Радиосигнал описывается выражением:

$$u(t) = v(t)\cos(\omega_0 t + \varphi_{\dot{v}}(t)) .$$

$v(t) \geq 0$ называется огибающей радиосигнала;

$\omega_0$ - несущая частота (частота несущего колебания);

$\varphi_{\dot{v}}(t)$ - мгновенная фаза радиосигнала;

$\Phi(t) = \omega_0 t + \varphi_{\dot{v}}(t)$ - полная фаза радиосигнала.

$\omega(t) = \Phi'(t) = \omega_0 + \varphi'_{\dot{v}}(t)$ - мгновенная частота сигнала.

Определённое удобство при описании радиосигналов даёт введение комплексной огибающей – это такая комплексная функция времени, что её модуль равен огибающей радиосигнала, а аргумент – мгновенной фазе радиосигнала:

$$\dot{v}(t) = v(t)e^{j\varphi_{\dot{v}}(t)} .$$

Сам радиосигнал через свою комплексную огибающую может быть выражен как:

$$u(t) = \mathrm{Re}\,\dot{v}(t)e^{j\omega_0 t} = \frac{\dot{v}(t)e^{j\omega_0 t} + \dot{v}^*(t)e^{-j\omega_0 t}}{2}.$$

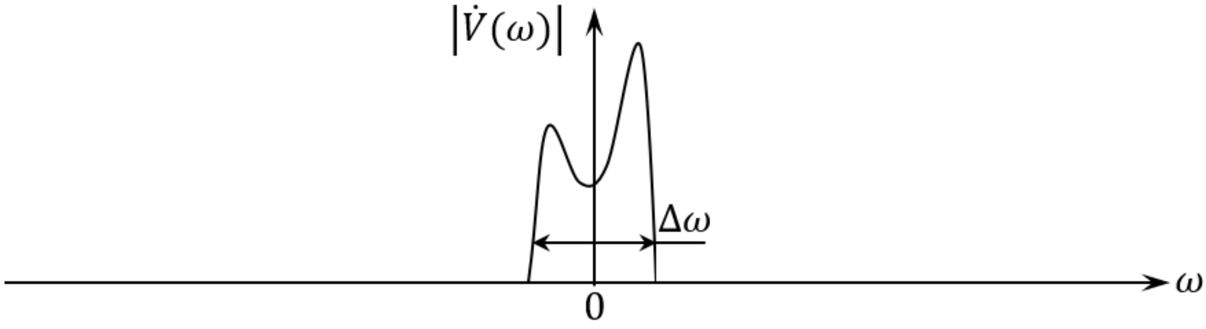


*Рис.7.1. Амплитудный спектр комплексной огибающей*

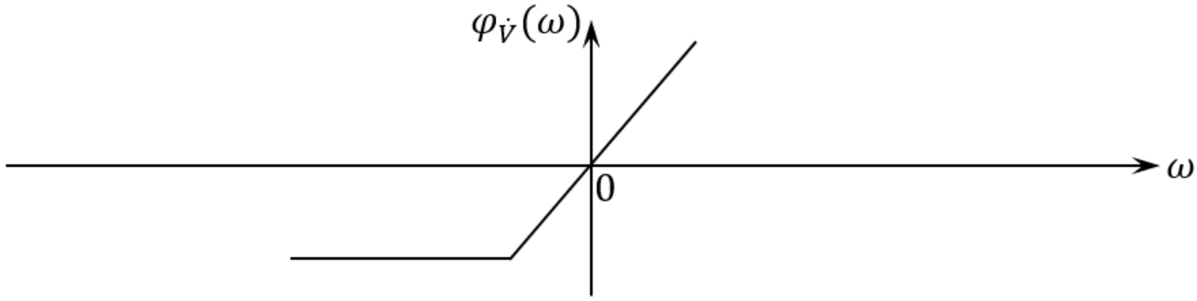


*Рис.7.2. Фазовый спектр комплексной огибающей*

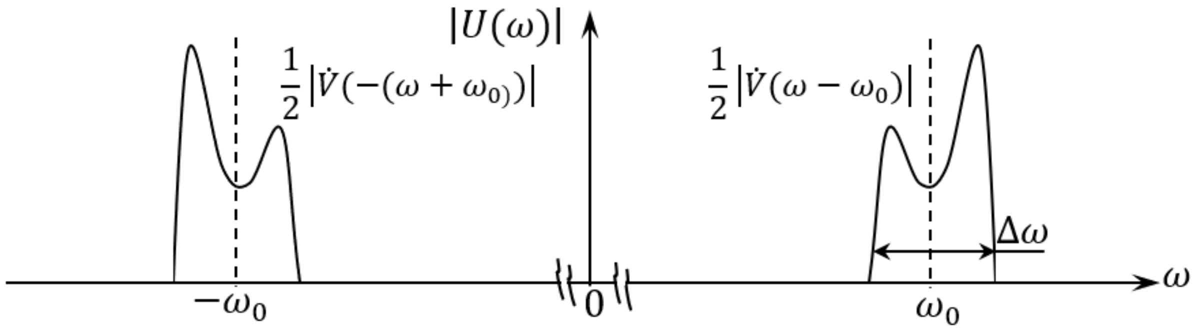


*Рис.7.3. Амплитудный спектр радиосигнала*

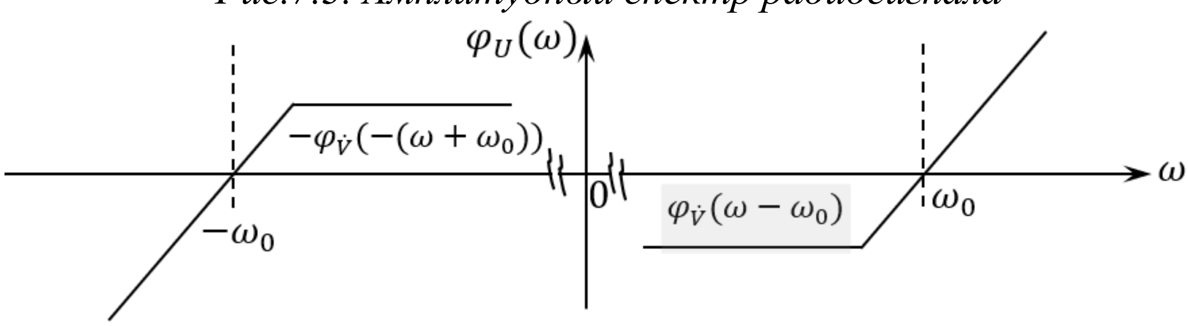


*Рис.7.4. Фазовый спектр радиосигнала*

При формировании радиосигналов обычно в РПдУ сначала получают несущее колебание (гармоническое колебание частоты $\omega_0$), затем осуществляют управление параметрами несущего колебания – модуляцию. Закон $v(t)$ задаётся путём амплитудной модуляции, $\varphi_{\dot{v}}(t)$ - путём угловой модуляции (частотной или фазовой). Чаще всего угловую модуляцию осуществляют непосредственно в том же каскаде, что и формирование несущего колебания.

Независимо от физического способа формирования радиосигнала всегда можно рассматривать несущее колебание формально.

При сложении радиосигналов с одинаковой несущей частотой их комплексные огибающие складываются, действительно, комплексной огибающей $\dot{v}(t) = \dot{v}_1(t) + \dot{v}_2(t)$ соответствует радиосигнал

$$u(t) = \operatorname{Re}\dot{v}(t)e^{j\omega_0 t} = \operatorname{Re}\left(\dot{v}_1(t) + \dot{v}_2(t)\right)e^{j\omega_0 t} =$$
$$= \operatorname{Re}\dot{v}_1(t)e^{j\omega_0 t} + \operatorname{Re}\dot{v}_2(t)e^{j\omega_0 t} = u_1(t) + u_2(t).$$

## 7.2. Спектр непериодического радиосигнала

Спектральную плотность радиосигнала найдём как его преобразование Фурье с учётом свойств линейности, спектральной плотности комплексно-сопряжённого сигнала и смещения спектра:

$$U(\omega) = F\{u(t)\} = F\left\{\frac{\dot{v}(t)e^{j\omega_0 t} + \dot{v}^*(t)e^{-j\omega_0 t}}{2}\right\} =$$
$$= \frac{1}{2}F\left\{\dot{v}(t)e^{j\omega_0 t}\right\} + \frac{1}{2}F\left\{\dot{v}^*(t)e^{-j\omega_0 t}\right\} =$$
$$= \frac{1}{2}F\{\dot{v}(t);\omega-\omega_0\} + \frac{1}{2}F^*\{\dot{v}(t);-(\omega+\omega_0)\} =$$
$$= \frac{1}{2}\dot{V}(\omega-\omega_0) + \frac{1}{2}\dot{V}^*(-(\omega+\omega_0)),$$

где $\dot{V}(\omega) = F\{\dot{v}(t)\}$ - спектральная плотность комплексной огибающей радиосигнала.

Полученное выражение для спектральной плотности радиосигнала показывает, что она состоит из двух слагаемых: первое является результатом переноса спектральной плотности комплексной огибающей в окрестность частоты $\omega_0$, второе является результатом зеркальных отражений и переноса в окрестность частоты $-\omega_0$. При выполнении условия узкополосности $\Delta\omega \ll \omega_0$ эти слагаемые не взаимодействуют, а описывают каждое спектральную плотность соответственно в области отрицательных и положительных значений переменной $\omega$:

$$U(\omega) = \begin{cases} \frac{1}{2}\dot{V}(\omega-\omega_0), \omega > 0 \\ \frac{1}{2}\dot{V}^*(-(\omega+\omega_0)), \omega < 0 \end{cases}.$$

Рассматривая модуль и аргумент от записанного выражения для амплитудного и фазового спектров радиосигнала получим:

$$|U(\omega)| = \begin{cases} \frac{1}{2}\left|\dot{V}(\omega-\omega_0)\right|, \omega > 0 \\ \frac{1}{2}\left|\dot{V}(-(\omega+\omega_0))\right|, \omega < 0 \end{cases},$$

$$\varphi_U(\omega) = \begin{cases} \varphi_{\dot{V}}(\omega-\omega_0), \omega > 0 \\ -\varphi_{\dot{V}}(-(\omega+\omega_0)), \omega < 0 \end{cases}.$$

Взаимосвязь между спектрами радиосигнала и его комплексной огибающей можно проследить по рисункам 7.1 – 7.4.

Заметим, что в виду локализации спектра радиосигнала в окрестности несущей частоты, его полный интеграл равен нулю:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} u(t)dt = U(0) \approx 0.$$

Радиосигналы подразделяют на простые и сложные. К простым относятся радиосигналы с малой базой ($B_f$ порядка десяти). Сигналы с большой базой ($B_f$ сотни и более) называются сложными. В сложных сигналах обычно присутствует внутриимпульсная угловая модуляция, определяющая закон изменения во времени мгновенной фазы $\varphi_{\dot{v}}(t)$.

В случае простых радиоимпульсов мгновенная фаза постоянна $\varphi_{\dot{v}}(t) = \varphi_0$, комплексная огибающая имеет вид $\dot{v}(t) = s(t)e^{j\varphi_0}$, где $s(t)$ - видеосигнал, а сам радиоимпульс описывается выражением:

$$u(t)=s(t)\cos(\omega_0 t+\varphi_0).$$

Для этого частного случая $\dot{V}(\omega)=S(\omega)e^{j\varphi_0}$ и $S(\omega)=S^*(-\omega)$ и спектральная плотность, амплитудный и фазовый спектры радиосигнала будут определяться выражениями:

$$U(\omega)=\begin{cases}\frac{1}{2}S(\omega-\omega_0)e^{j\varphi_0}, \omega>0\\ \frac{1}{2}S(\omega+\omega_0)e^{-j\varphi_0}, \omega<0\end{cases},$$

$$|U(\omega)|=\begin{cases}\frac{1}{2}|S(\omega-\omega_0)|, \omega>0\\ \frac{1}{2}|S(\omega+\omega_0)|, \omega<0\end{cases},$$

$$\varphi_U(\omega)=\begin{cases}\varphi_S(\omega-\omega_0)+\varphi_0, \omega>0\\ \varphi_S(\omega+\omega_0)-\varphi_0, \omega<0\end{cases}.$$

## 8.3. Энергия радиосигнала

Найдём энергию радиосигнала:

$$E_u=\int_{-\infty}^{+\infty}u^2(t)dt=\frac{1}{4}\int_{-\infty}^{+\infty}\left(\dot{v}(t)e^{j\omega_0 t}+\dot{v}^*(t)e^{-j\omega_0 t}\right)^2 dt=$$

$$=\frac{1}{4}\int_{-\infty}^{+\infty}\left(\dot{v}^2(t)e^{2j\omega_0 t}+\left(\dot{v}^*(t)\right)^2 e^{-2j\omega_0 t}\right)dt+\frac{1}{2}\int_{-\infty}^{+\infty}|\dot{v}(t)|^2 dt=$$

$$=\frac{1}{2}\int_{-\infty}^{+\infty}\mathrm{Re}\,\dot{v}^2(t)e^{2j\omega_0 t}dt+\frac{1}{2}\int_{-\infty}^{+\infty}v^2(t)dt$$

Первое слагаемое в записанном выражении представляет собой интеграл от радиосигнала с комплексной огибающей $\dot{v}^2(t)$ и несущей частотой $2\omega_0$ и равен нулю, как интеграл от радиосигнала. Второе слагаемое есть не что иное, как половина энергии огибающей радиосигнала $E_v = \int\limits_{-\infty}^{+\infty} v^2(t)dt$. Таким образом энергия радиосигнала равна половине энергии его огибающей:

$$E_u = \frac{1}{2}E_v.$$

## 8.4. Корреляционные функции радиосигналов

При обработке радиосигналов их сравнение осуществляется без учёта начальных фаз на основе анализа модуля коэффициента корреляции комплексных огибающих. Сигналы с параметрами частотного смещения и временного запаздывания описываются выражениями

$$u_1(t,\Omega_1,\tau_1) = $$
$$= v_1(t-\tau_1)\cos\left[(\omega_0-\Omega_1)(t-\tau_1)+\varphi_1(t-\tau_1)+\theta_1\right],$$
$$u_2(t,\Omega_2,\tau_2) = $$
$$= v_2(t-\tau_2)\cos\left[(\omega_0-\Omega_2)(t-\tau_2)+\varphi_1(t-\tau_2)+\theta_2\right].$$

Запишем выражение для комплексной огибающей первого сигнала

$$\dot{v}_1(t,\Omega_1,\tau_1) = v_1(t-\tau_1)e^{j\varphi_1(t-\tau_1)}e^{-j\Omega_1 t}e^{j((\Omega_1-\omega_0)\tau_1+\theta_1)}.$$

Поскольку в рассматриваемом случае значение начальной фазы может быть произвольным, обозначим $\alpha_1 = (\Omega_1-\omega_0)\tau_1+\theta_1$. Введённый параметр также является произвольным, позднее ему может быть назначено любое значение. Тогда

$$\dot{v}_1(t,\Omega_1,\tau_1) = \dot{v}_1(t-\tau_1)e^{-j\Omega_1 t}e^{j\alpha_1},$$

где $\dot{v}_1(t) = \dot{v}_1(t,0{,}0) = v_1(t)e^{j\varphi_1(t)}$ - комплексная огибающая первого сигнала при нулевом значении параметров.

Аналогично для второго сигнала запишем

$$\dot{v}_2(t,\Omega_2,\tau_2) = \dot{v}_2(t-\tau_2)e^{-j\Omega_2 t},$$

где $\dot{v}_2(t) = \dot{v}_2(t,0{,}0) = v_2(t)e^{j\varphi_2(t)}$, $\alpha_2 = 0$.

Рассмотрим коэффициент корреляции комплексных огибающих рассматриваемых сигналов

$$\dot{\rho}_{12}(\Omega_1,\tau_1;\Omega_2,\tau_2) = \int_{-\infty}^{+\infty}\dot{v}_1(t,\Omega_1,\tau_1)\,\dot{v}_2^*(t,\Omega_2,\tau_2)dt =$$
$$= e^{j\alpha_1}\int_{-\infty}^{+\infty}\dot{v}_1(t-\tau_1)e^{-j\Omega_1 t}\,\dot{v}_2^*(t-\tau_2)e^{j\Omega_2 t}dt =$$

$$= e^{j\alpha_1}\int_{-\infty}^{+\infty}\dot{v}_1(t-\tau_1)\,\dot{v}_2^*(t-\tau_2)e^{j(\Omega_2-\Omega_1)t}dt.$$

Обозначив $\Delta\Omega = \Omega_2 - \Omega_1$ - разность параметров частотного смещения, $\Delta\tau = \tau_2 - \tau_1$ – разность параметров временного запаздывания сигналов, выбирая $\alpha_1 = -(\Omega_2 - \Omega_1)\tau_1$ последнее выражение перепишем в виде:

$$\dot{\rho}_{12}(\Delta\Omega,\Delta\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty}\dot{v}_1(t)\,\dot{v}_2^*(t-\Delta\tau)e^{j\Delta\Omega t}dt.$$

Полученное выражение определяет зависимость коэффициента корреляции комплексных огибающих сигналов от разности параметров частотного смещения и временного запаздывания и называется частотно-временной взаимной корреляционной функцией сигналов (ЧВ ВКФ). Свойства ЧВ ВКФ непосредственно следуют из свойств коэффициента корреляции.

В случае, когда рассматривается обработка одинаковых по форме сигналов, то есть $\dot{v}_1(t) = \dot{v}_2(t) = \dot{v}(t)$ определим частотно-временную автокорреляционную функцию сигнала

$$\dot{\rho}(\Delta\Omega,\Delta\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty}\dot{v}(t)\,\dot{v}^*(t-\Delta\tau)e^{j\Delta\Omega t}dt.$$

С учётом свойств коэффициента корреляции, запишем основные свойства частотно-временной автокорреляционной функции (ЧВ АКФ):

$$\dot{\rho}(-\Delta\Omega,-\Delta\tau) = \dot{\rho}^*(\Delta\Omega,\Delta\tau),\ \rho(-\Delta\Omega,-\Delta\tau) = \rho(\Delta\Omega,\Delta\tau),$$

$$\rho(\Delta\Omega,\Delta\tau) \le E_v,\ Re\dot{\rho}(\Delta\Omega,\Delta\tau) \le E_v,$$

$$\dot{\rho}(0{,}0) = E_v = 2E,$$

$$\dot{\rho}(\Delta\Omega,\Delta\tau) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{+\infty}\dot{V}(\omega-\Delta\Omega)\,\dot{V}^*(\omega)e^{-j\omega\Delta\tau}d\omega.$$

Последнее свойство легко получить с учётом равенства Парсеваля, введя в рассмотрение сигналы $f_1(t) = \dot{v}(t)e^{j\Delta\Omega t}$ со спектральной плотностью $F_1(\omega) = \dot{V}(\omega-\Delta\Omega)$ и $f_2(t) = \dot{v}(t-\Delta\tau)$ со спектральной плотностью $F_2(\omega) = \dot{V}(\omega)e^{j\omega\Delta\tau}$.

В частном случае, когда смещение частоты отсутствует $\Delta\Omega = 0$, ЧВ ВКФ определяет взаимную корреляционную функцию по времени комплексных огибающих сигналов, а ЧВ АКФ – автокорреляционную функцию

$$\dot{\rho}_{12}(\Delta\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty}\dot{v}_1(t)\,\dot{v}_2^*(t-\Delta\tau)dt,$$

$$\dot{\rho}(\Delta\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty}\dot{v}(t)\,\dot{v}^*(t-\Delta\tau)dt.$$

В другом частном случае, когда $\Delta\tau = 0$, эти выражения определяют взаимную и автокорреляционную функции по частоте комплексных огибающих сигналов

$$\dot{\rho}_{12}(\Delta\Omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} \dot{v}_1(t)\, \dot{v}_2^*(t) e^{j\Delta\Omega t} dt,$$

$$\dot{\rho}(\Delta\Omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} \dot{v}(t)\, \dot{v}^*(t) e^{j\Delta\Omega t} dt.$$

## Литература

### Основная литература

1. Радиотехнические цепи и сигналы: Учеб. для вузов / О. А. Стеценко. — М.: Высш. шк., 2007.

2. Радиотехнические цепи и сигналы: Учебник для студентов радиотехн. спец. вузов / И. С. Гоноровский. — М.: Дрофа, 2006.

3. Радиотехнические цепи и сигналы: Учебник для студентов радиотехн. спец. вузов / И. С. Гоноровский. — М.: Радио и связь, 1986.

4. Радиотехнические цепи и сигналы: учеб. для вузов / С. И. Баскаков. — М.: Высш. шк., 2000.

### Дополнительная литература

5. Теория радиотехнических цепей / Н. В. Зернов, В. Г. Карпов. — Л.: Энергия, 1972. — 816 с.: ил. — Библиогр.: с. 804 (15 назв.)

6. Сигналы. Теоретическая радиотехника: Справ. пособие / А. Н. Денисенко. — М.: Горячая линия - Телеком, 2005. — 704 с.

7. Справочник по математике для инженеров и учащихся вузов / И. Н. Бронштейн, К. А. Семендяев. — М.: Наука, 1998. — 608 с.