

УДК 621.375.93

ФАЗОВЫЙ ПРИЕМНИК С ПАРАМЕТРИЧЕСКИМ УСИЛИТЕЛЕМ

В. А. Маркелов

Рассчитывается чувствительность приемника, использующего фазовый метод обнаружения сигнала, в котором применены вырожденные параметрические усилители. Как показано, рассматриваемый приемник уступает в чувствительности в 2—2,5 раза обычному (квадратичному) приемнику, реагирующему на мощность сигнала. Однако в отличие от последнего качество его работы мало зависит от степени нестабильности коэффициента усиления используемых в нем усилителей.

Известным недостатком параметрического усилителя (ПУ), как и всех регенеративных усилителей, является нестабильность коэффициента усиления. На практике это обстоятельство часто приводит к существенному ухудшению качества приемной аппаратуры. В значительной мере ослабить нежелательное влияние флуктуаций усиления позволяет схема так называемого фазового обнаружителя [1], один из возможных вариантов которого был рассмотрен затем в [2]. В данной заметке рассматриваются особенности применения параметрических усилителей в таком приемнике.

Блок-схема приемника приведена на рис. 1. На входы ПУ, которые работают в вырожденном режиме, поступает смесь сигнала $S(t)/\sqrt{2}$ (множитель $1/\sqrt{2}$ появляется из-за того, что мощность сигнала делится поровну между обоими каналами) и шумов $N_1(t)$, $N_2(t)$, которые являются статистически независимыми. Будут рассмотрены два типа сигналов: шумовой и синусоидальный.

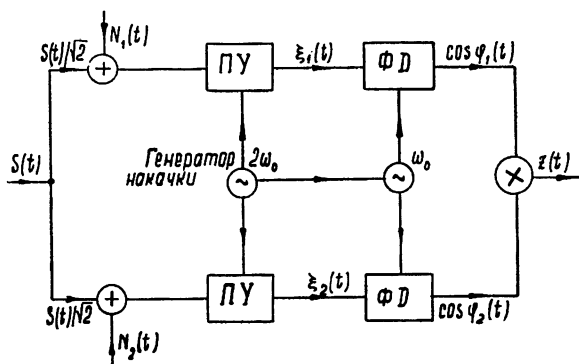


Рис. 1.

Напряжения на выходах ПУ можно представить в виде

$$\xi_{1,2}(t) = u_{1,2}(t) \cos \omega_0 t + v_{1,2}(t) \sin \omega_0 t = E_{1,2}(t) \cos[\omega_0 t + \varphi_{1,2}(t)],$$

причем $u_{1,2}(t)$, $v_{1,2}(t)$ (а следовательно, и $E_{1,2}(t)$, $\varphi_{1,2}(t)$) — медленно меняющиеся функции времени. Здесь ω_0 — середина полосы пропускания ПУ, $2\omega_0$ — частота накачки. После ПУ стоят фазовые детек-

торы, выделяющие $\cos \varphi_1(t)$ и $\cos \varphi_2(t)$. Перемножитель формирует случайный процесс $z(t) = \cos \varphi_1(t) \cos \varphi_2(t)$, статистические свойства которого необходимо исследовать.

Рассмотрим первый случай — сигнал $S(t)$ представляет собой шум с достаточно равномерным в пределах полосы пропускания ПУ спектром. В этом случае распределение величин $u_{1,2}(t)$, $v_{1,2}(t)$ является четырехмерным нормальным распределением. Параметры распределения нетрудно вычислить, воспользовавшись результатами работы [3]:

$$\begin{aligned} \langle u_{1,2} \rangle &= \langle v_{1,2} \rangle = 0, \\ \langle u_{1,2}^2 \rangle &= (\sigma_{\text{ш}}^2 + \sigma_c^2)(1 + \gamma), \\ \langle v_{1,2}^2 \rangle &= (\sigma_{\text{ш}}^2 + \sigma_c^2)(1 - \gamma), \\ \langle u_1 u_2 \rangle &= \sigma_c^2(1 + \gamma), \\ \langle v_1 v_2 \rangle &= \sigma_c^2(1 - \gamma), \\ \langle u_i v_j \rangle &= 0 \quad (i, j = 1, 2). \end{aligned} \quad (1)$$

Здесь σ_c^2 и $\sigma_{\text{ш}}^2$ — мощности соответственно сигнала и шума на входе каждого ПУ в полосе пропускания (коэффициент усиления ПУ по мощности считаем нормированным к 1), γ — коэффициент регенерации*. Если $\gamma = 0$, то ПУ является обычной системой с постоянными параметрами; $\gamma = 1$ — порог самовозбуждения ПУ.

Записав по известным правилам совместную плотность вероятности $W(u_1 u_2 v_1 v_2)$, перейдем к переменным $E_1, E_2, \varphi_1, \varphi_2$:

$$\begin{aligned} W(E_1 E_2 \varphi_1 \varphi_2) &= \frac{1 - \kappa/(1 + \kappa)}{4\pi^2 \sigma_{\text{ш}}^2 (1 - \gamma^2)} E_1 E_2 \times \\ &\times \exp \{ - [E_1^2 [1 - \gamma \cos(2\varphi_1)] + E_2^2 [1 - \gamma \cos(2\varphi_2)] - \\ &- 2\kappa E_1 E_2 [\cos(\varphi_1 - \varphi_2) - \gamma \cos(\varphi_1 + \varphi_2)] / (1 + \kappa)] / 2\sigma_{\text{ш}}^2 \times \\ &\times (1 - \gamma^2) [1 + \kappa/(1 + \kappa)] \}, \end{aligned} \quad (2)$$

где $\kappa = \sigma_c^2 / (\sigma_c^2 + \sigma_{\text{ш}}^2)$. Отсюда для величины $\langle z \rangle = \langle \cos \varphi_1 \cos \varphi_2 \rangle$ получим (при $\kappa \ll 1$)

$$\begin{aligned} \langle z \rangle &= \int_0^\infty \int_0^\infty dE_1 dE_2 \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} d\varphi_1 d\varphi_2 \cos \varphi_1 \cos \varphi_2 W(E_1 E_2 \varphi_1 \varphi_2) = \\ &= \frac{2}{\pi} \kappa \left(\frac{1 - \gamma}{1 + \gamma} \right)^2 \frac{\pi}{4} F \left(\frac{3}{4}, \frac{1}{2}, 2, k^2 \right) = \frac{2}{\pi} \kappa \left(\frac{1 - \gamma}{1 + \gamma} \right) \frac{1}{k^2} \left[\frac{E(k^2)}{1 - k^2} - K(k^2) \right], \end{aligned} \quad (3)$$

где $F\left(\frac{3}{4}, \frac{1}{2}, 2, k^2\right)$ — гипергеометрическая функция, $E(k^2)$ и $K(k^2)$ — полные эллиптические интегралы, $k^2 = 2/(1 + \gamma)$.

Таким образом, среднее значение процесса на выходе перемножителя прямо пропорционально отношению мощностей сигнала и шума на входе системы. При $\gamma = 0$ $\langle z \rangle = \kappa\pi/8$, при $\gamma = 1$ $\langle z \rangle = \kappa 2/\pi$ (это справедливо лишь для слабого сигнала ($\kappa \ll 1$); при сильном сигнале

* Косые скобки означают статистическое усреднение.

($x \simeq 1$) наступает насыщение; $\langle z \rangle = 1/2$, когда $\gamma = 0$, и $\langle z \rangle = 1$, когда $\gamma = 1$.

Используя (2), для среднего квадрата $z(t)$ получим следующее выражение (считаем опять $x \ll 1$):

$$\langle z^2 \rangle = \left(\frac{1 - \sqrt{1 - k^2}}{k^2} \right)^2. \quad (4)$$

Отсюда для $\gamma = 0$ имеем $\langle z^2 \rangle = 1/4$, а для $\gamma = 1$ $\langle z^2 \rangle = 1$.

Вычислим теперь отношение сигнал/шум на выходе исследуемой системы. В данном случае естественно положить

$$\left(\frac{S}{N} \right)_{\text{вых}} = \frac{\langle z \rangle}{\sqrt{\langle z^2 \rangle}}. \quad (5)$$

Как нетрудно убедиться, при $\gamma = 0$

$$\left(\frac{S}{N} \right)_{\text{вых}} = \frac{\pi}{4} \frac{\sigma_c^2}{\sigma_{\text{ш}}^2} = \frac{\pi}{8} \left(\frac{S}{N} \right)_{\text{вх}}^2, \quad (6)$$

а при $\gamma = 1$

$$\left(\frac{S}{N} \right)_{\text{вых}} = \frac{1}{\pi} \left(\frac{S}{N} \right)_{\text{вх}}^2. \quad (7)$$

Таким образом, применение параметрического усилителя ухудшает соотношение сигнал/шум на выходе примерно в $\frac{\pi^2}{8} \simeq 1,2$ раза по сравнению со случаем использования усилителя с постоянными параметрами.

Сравним исследуемую схему с обычным приемником, реагирующим на мощность сигнала, каким является квадратичный детектор. Отношение сигнал/шум на его выходе равно

$$\left(\frac{S}{N} \right)_{\text{вых}} = \left(\frac{S}{N} \right)_{\text{вх}}^2,$$

где в качестве сигнала на выходе принимается приращение постоянной составляющей тока детектора под воздействием сигнала на входе, а в качестве шума — низкочастотная часть флуктуаций тока. Нетрудно видеть, что по величине $(S/N)_{\text{вых}}$ исследуемая схема примерно в 2,5—3 раза уступает квадратичному детектору, который, как известно, является (совместно с согласованным фильтром) оптимальным приемником шумового сигнала на фоне нормального шума. Оценка приемника по отношению сигнал/шум носит, конечно, лишь качественный характер, однако во многих практических случаях она достаточно надежна.

Теперь рассмотрим случай синусоидального сигнала с частотой, равной половине частоты накачки. После вычислений, аналогичных проведенным выше, для $\langle z \rangle$ получим следующее выражение:

$$\langle z \rangle = \frac{4}{\pi} x \left(\frac{1 - \gamma}{1 + \gamma} \right) \frac{1}{k^2} \left[\frac{E(k^2)}{1 - k^2} - K(k^2) \right] \cos^2 \theta, \quad (8)$$

где θ — разность фаз между сигналом и опорным напряжением фазового детектора. Сравнивая (8) с (3), видим, что при благоприятной фазе сигнала отношение сигнал/шум на выходе системы получается в два раза лучше, чем при шумовом сигнале.

Нетрудно распространить полученные результаты и на квазисинусоидальный сигнал, спектр которого достаточно узок по сравнению с полосой пропускания усилителей. В этом случае справедлив квазистатистический подход и можно воспользоваться формулой (8), где необходимо произвести лишь усреднение по случайной фазе сигнала. Величина $(S/N)_{\text{вых}}$ получается такая же, как и для широкополосного шумового сигнала. Если в один из каналов рассматриваемого приемника ввести задержку на время τ , то в формуле (8) вместо x будет стоять $xr(\tau)$, где $r(\tau)$ — коэффициент корреляции огибающей квазисинусоидального сигнала. Указанный метод позволяет исследовать спектр сигнала.

Сравнение детекторов по отношению сигнал/шум на выходе удобно при накоплении независимых отсчетов выходных данных. На практике же чаще всего происходит непрерывное усреднение, например, при помощи фильтра нижних частот. Для рассмотрения работы исследуемой схемы с таким фильтром необходимо знать спектральную плотность $z(t)$ хотя бы вблизи нулевой частоты. Точный расчет спектра довольно затруднителен; тем не менее приближенный анализ показывает, что он несколько шире по форме, чем спектр тока квадратичного детектора. Поэтому в случае применения последетекторного фильтра разница в величинах $(S/N)_{\text{вых}}$ между фазовым и квадратичным приемниками уменьшится и будет близка к 2.

Таким образом, в отсутствие флуктуаций коэффициента усиления усилителей рассмотренная схема приемника, основанная на фазовом принципе обнаружения сигнала, уступает в чувствительности примерно в 2—2,5 раза обычному (квадратичному) приемнику, реагирующему на мощность сигнала*.

Однако в то время как качество работы этого последнего существенно зависит от уровня флуктуаций усиления (если не принято специальных мер, которые иногда по ряду соображений могут быть неприемлемы), на чувствительность фазового приемника флуктуации усиления практически не влияют.

В заключение выражаю благодарность В. С. Эткину, предложившему тему данного сообщения, за полезное обсуждение результатов.

ЛИТЕРАТУРА

1. В. Хаггинс, Д. Миддлтон, Сравнение фазовых и амплитудных принципов обнаружения сигналов. Прием сигналов при наличии шума, ред. Л. С. Гуткин, ИЛ, М., 1960.
2. A. J. Rojnal, The BSTJ, 45, 1, 143 (1966).
3. В. А. Маркелов, Изв. высш. уч. зав.—Радиофизика, 7, № 3, 502 (1964).
4. Д. Миддлтон. Введение в статистическую теорию связи, 2, изд. Сов. радио, М., 1961.

Научно-исследовательский радиофизический институт
при Горьковском университете

Поступила в редакцию
11 марта 1967 г.

PHASE RECEIVER WITH PARAMETRIC AMPLIFIER

V. A. Markelov

The author calculates the sensitivity of a receiver using the phase method of the signal detection with applying degenerated parametric amplifiers. The sensitivity of the receiver is shown to be 2—2.5 times less than the standard (quadratic) one which responds to the signal power. But in contrast to the latter, the instability of the amplification coefficients of the amplifiers used affect slightly the quality of operation of the phase receiver.

* В том случае, если в квадратичном приемнике стоит усилитель с постоянными параметрами; использование вместо него параметрического усилителя вызовет ухудшение $(S/N)_{\text{вых}}$ в $\sqrt{2}$ раз.