

# Вестник МОСКОВСКОГО УНИВЕРСИТЕТА

№ 3 — 1965

УДК 621.396.621.324 : 621.375.93

В. В. БОЙКО, Ю. В. ДАГАЕВ

## ПРИЕМНИК С СИНХРОННЫМ ПАРАМЕТРИЧЕСКИМ УСИЛИТЕЛЕМ

Теоретически и экспериментально исследован приемник с вырожденным параметрическим усилителем на входе, работающим в синхронном режиме. Синхронная накачка получена с помощью специальной петли обратной связи. Показано, что соответствующим выбором частоты первого гетеродина обеспечивается расширенная частотная полоса синхронного режима при сильном резонансе.

### Введение

Вырожденный режим параметрического усиления широко используется в различных типах усилителей — от простейших одноконтурных, до распределенных и электронно-лучевых. Основным недостатком вырожденных систем — бигармоничность усиленного сигнала — может быть устранен в синхронном режиме, когда обеспечена определенная синфазность сигнала и накачки [1]. В этом случае существенно улучшается также шум-фактор усилителя [2]. Синхронная накачка может быть получена различными способами. В простейшем из них [3] используется прямое захватывание генератора накачки второй гармоникой усиленного сигнала, в более сложных системах применяется фазовая автоподстройка частоты. Однако такого рода системы обладают двумя существенными недостатками. Во-первых, осуществление синхронизации непосредственно на частоте усиливаемого сигнала (например, в области СВЧ) затруднено. Во-вторых, при синхронизации с помощью цепи параметрической обратной связи фазовые соотношения в системе таковы, что полоса сильного резонанса невелика, сужаясь дополнительно при наличии избирательных элементов в канале обратной связи.

Остановимся на последнем обстоятельстве подробнее. Одноконтурный параметрический усилитель описывается уравнением, приведенным к собственному времени [3]

$$\ddot{x} + 2\delta\dot{x} + (1 - 2\nu) [1 + mF(t)]x = f(t) = \lambda \cos t, \quad (1)$$

где  $x$  — безразмерная переменная,  $\delta$  — затухание,  $\nu$  — расстройка,  $m$  — коэффициент модуляции параметра,  $f(t)$  — внешнее воздействие,  $F(t)$  — накачка.

В синхронном режиме, при малых  $\delta$ ,  $\nu$ ,  $m$  и  $\lambda$ , решение разыскивается в обычной форме

$$x = A \cos(t - \theta), \quad (2)$$

где  $A$  и  $\vartheta$  — медленные амплитуда и фаза. Синхронная накачка, нормированная к единице, может быть задана в виде

$$F(t) = \cos 2(t - \eta), \quad (3)$$

где фаза  $\eta$  в общем случае зависит от параметров канала синхронизации накачки и сигнала (2).

Обычным путем из уравнения (1) с учетом (3) получаем укороченные уравнения системы

$$\begin{aligned} \dot{A} &= -\delta(1 + \rho \sin 2\Phi) A + \frac{\lambda}{2} \sin \vartheta, \\ \dot{\vartheta} &= \delta(\Delta - \rho \cos 2\Phi) + \frac{\lambda}{2A} \cos \vartheta. \end{aligned} \quad (4)$$

Здесь  $\rho = \frac{m}{4\delta} < 1$  — коэффициент регенерации,  $\Delta = \frac{\nu}{\delta}$  — относительная расстройка ( $0 \leq \Delta < 1$ ) и  $\Phi = \vartheta - \eta$ . В стационарном режиме для амплитуды  $A$  получаем решение

$$A = \frac{\lambda}{2\delta} [1 + \rho^2 + 2\rho(\sin 2\Phi - \Delta \cos 2\Phi)]^{-\frac{1}{2}}. \quad (5)$$

Сильный резонанс для  $\Delta = 0$  имеет место, когда

$$\sin 2\Phi = -1, \quad \Phi = -\frac{\pi}{4},$$

при этом

$$A_0 = \frac{\lambda}{2\delta(1-\rho)}. \quad (5a)$$

Предположим, что синхронная накачка создается с помощью цепи безынерционной обратной связи, в которой используется сигнал (2). Тогда в фазу накачки будет входить, кроме  $\vartheta$ , фазовая характеристика  $\varphi$  канала синхронизации

$$\eta = \vartheta + \varphi, \quad \text{откуда} \quad \Phi = -\varphi.$$

Поскольку в цепи синхронизации имеются частотно-избирательные элементы, то  $\varphi$  кроме постоянного сдвига содержит частотно-зависимую составляющую

$$\varphi = \varphi_0 + \psi(\nu).$$

Для резонансных контуров, например, фазовая характеристика с точностью до постоянных членов имеет вид

$$\psi(\nu) = \arctg(2\nu Q)$$

или, в приближении малых расстроек

$$\psi \approx 2\nu Q = 2\delta Q \Delta.$$

Здесь  $Q$  — эквивалентная добротность избирательных цепей.

Выбирая для реализации сильного резонанса  $\varphi_0 = \frac{\pi}{4}$ , получим

$$\Phi = -\frac{\pi}{4} - 2\delta Q \Delta. \quad (6)$$

После подстановки в (5) приближенных выражений

$$\sin 2\Phi \approx -1 + 4\delta^2 Q^2 \Delta^2, \quad \cos 2\Phi \approx -4\delta Q \Delta$$

получаем для стационарной амплитуды

$$A = \frac{\lambda}{2\delta} \left\{ (1 - \rho)^2 + [1 + 8\rho\delta Q(1 + \delta Q)] \Delta^2 \right\}^{-\frac{1}{2}}. \quad (7)$$

Таким образом, наличие частотно-избирательных элементов в цепи обратной связи увеличивает зависимость амплитуды от расстройки. Этот недостаток может быть преодолен либо с помощью специальных фазокомпенсирующих цепей в канале обратной связи, либо в схеме супергетеродинного синхронного приемника [4], в котором при определенных условиях фазовая компенсация осуществляется автоматически.

### Супергетеродинный приемник с каналом синхронной накачки

Синхронизация генератора накачки высокочастотным сигналом непосредственно после параметрического усилителя затруднительна из-за малого уровня мощности этого сигнала и, кроме того, нежелательна по причинам, изложенным во введении. Целесообразно поэтому использовать информацию о фазе принимаемого сигнала, содержащуюся в достаточно большом напряжении на выходе усилителя промежуточной частоты супергетеродинного приемника. Синхронизируя захватыванием

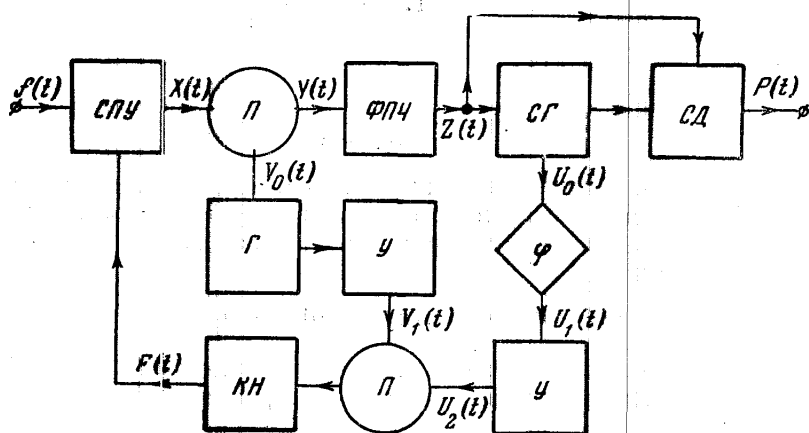


Рис. 1

или фазовой автоподстройкой гетеродин на промежуточной частоте, можно использовать его колебания как для синхронного детектирования, так и для получения синхронной накачки. С этой целью к обычной схеме супергетеродинного приемника (рис. 1) добавлена специальная петля обратной связи, в которой путем перемножения вторых гармоник первого и синхронного гетеродинов образуется гармоническая компонента, синфазная с приходящим сигналом. Ее можно использовать после усиления и ограничения в качестве накачки непосредственно или для синхронизации отдельного гетеродина накачки.

Рассмотрим блок-схему рис. 1. Сигнал с выхода синхронного параметрического усилителя СПУ попадает в преобразователь  $\Pi$ , в котором он перемножается с колебаниями первого гетеродина  $V_0(t)$ , образуя

сигнал промежуточной частоты  $y(t)$ . Поскольку начальная фаза колебания  $V_0(t)$  несущественна, оно может быть задано в виде

$$V_0(t) = \cos(1 \pm \omega)t,$$

так что его частота может быть ниже или превышать собственную частоту СПУ на величину промежуточной частоты:

$$\omega = \omega_0(1 \pm \mu); \quad \omega_0, \mu \ll 1.$$

Описывая по-прежнему СПУ уравнением (1) с решением (2), получим преобразованный сигнал в виде

$$y(t) \sim A \cos(\omega t \pm \vartheta).$$

Сигнал  $y(t)$  сохраняет фазу  $\vartheta$ , входящую в зависимости от «верхней» или «нижней» настройки гетеродина с противоположными знаками. После выделения фильтром промежуточной частоты ФПЧ и усиления сигнал  $y(t)$  синхронизирует гетеродин СГ. Колебания синхронного гетеродина подаются на синхронный детектор СД и, после фазовращателя  $\varphi$ , на удвоитель частоты У. Поскольку в ФПЧ и СГ фаза сигнала  $y(t)$  получает сдвиг  $\psi$ , обусловленный фазовыми характеристиками этих каскадов, то после удвоителя будем в итоге иметь:

$$U_2(t) \sim \cos 2(\omega t \pm \vartheta - \psi - \varphi).$$

Перемножая с этим сигналом колебание удвоенной частоты первого гетеродина

$$V_1(t) = \cos 2(1 \pm \omega)t,$$

получим на выходе преобразователя компонент

$$U_2 \cdot V_1 \sim \cos 2[t - \vartheta \pm (\psi + \varphi)], \quad (8)$$

из которого в канале накачки КН образуется синхронная накачка

$$F(t) = \cos 2[t - \vartheta \pm (\psi + \varphi) - \gamma]. \quad (9)$$

Здесь  $\gamma$  — фазовая характеристика канала накачки. Таким образом, для фазы  $\Phi$  в уравнении (5) получим

$$\Phi = \pm (\psi + \varphi) - \gamma. \quad (10)$$

При малых расстройках фазовые характеристики  $\psi$  и  $\gamma$  можем аппроксимировать линейными функциями

$$\psi \approx 2\mu Q_0, \quad \gamma \approx 2\nu Q_1,$$

где  $\mu = \frac{\Delta\omega}{\omega_0}$  — относительная расстройка по промежуточной частоте,  $Q_0$  и  $Q_1$  — эквивалентные добротности каналов промежуточной частоты и накачки. Поскольку абсолютные приращения частоты до и после преобразователя одинаковы, имеем

$$\mu = \frac{\nu}{\omega_0} \quad \text{и} \quad \psi \approx 2\nu \frac{Q_0}{\omega_0}.$$

Тогда, выбирая сдвиг фазы  $\varphi$  в соответствии с условием сильного резонанса, получим

$$\Phi = -\frac{\pi}{4} \pm 2\delta \left( \frac{Q_0}{\omega_0} \mp Q_1 \right) \Delta. \quad (11)$$

В свою очередь для малых расстройк

$$\sin 2\Phi \approx -1 + 8\delta^2 z^2 \Delta^2, \quad \cos 2\Phi \approx \pm 4\delta z \Delta,$$

где

$$z = \frac{Q_0}{\omega_0} \mp Q_1.$$

Подставляя эти выражения в (5), получим

$$A = \frac{\lambda}{2\delta} \left\{ (1 - \rho)^2 + [1 \mp 8\rho \delta z (1 \mp 2\delta z)] \Delta^2 \right\}^{-\frac{1}{2}}. \quad (12)$$

Замечаем, что при «верхней» настройке первого гетеродина зависимость амплитуды от  $\Delta$  в (12) ослаблена. В этом случае имеет место компенсация увода фазы между сигналом и накачкой за счет фазовой характеристики канала обратной связи. Минимизируя выражение в квадратных скобках (12), находим, что наименьшая зависимость от расстройки будет при  $z = \frac{1}{4\delta}$ . Обозначая  $Q = \frac{1}{2\delta}$ , получим соотношение для добротностей

$$\frac{Q_0}{\omega_0} - Q_1 = \frac{Q}{2}. \quad (13)$$

При выполнении условия (13) зависимость амплитуды от расстройки в пределах принятой аппроксимации фазовых характеристик мала и для  $\rho \sim 1$ :

$$A = \frac{\lambda}{2\delta} [(1 - \rho)^2 + (1 - \rho) \Delta^2]^{-\frac{1}{2}}. \quad (14)$$

Таким образом, при «верхней» настройке первого гетеродина и соответствующем подборе фазовых характеристик каналов обратной связи и промежуточной частоты можно получить расширенную полосу сильного резонанса.

#### Приемник с генератором накачки, синхронизируемым с помощью захватывания

На практике синхронная накачка может быть легко получена при захватывании генератора накачки сигналом обратной связи (8). В простейшем случае не обязательно наличие синхронного гетеродина на промежуточной частоте, достаточно использовать вторую гармонику сигнала на выходе детектора. Такая система качественно сходна со схемой, рассмотренной в [3], однако фазовые соотношения здесь определяются в соответствии с (8). Учитывая квадратичный характер амплитуды второй гармоники (сигнал  $U_2$  на рис. 1), полагаем, как и в [3], что генератор накачки работает в мягком режиме и описывается уравнением

$$\ddot{y} - 4\delta_0 (1 - 4y^2) \dot{y} + 4(1 - 2\nu)y = 8kA^2 \cos 2[t - \Phi \pm (\psi + \varphi)], \quad (15)$$

где  $y$  — безразмерная переменная,  $\delta_0$  — эквивалентное отрицательное затухание,  $k$  — связной коэффициент передачи канала обратной связи.

Разыскивая решение в виде

$$y = B \cos 2(t - \eta), \quad (16)$$

при обычных предположениях о малости входящих в (15) членов получим укороченные уравнения для генератора накачки

$$\begin{aligned} B &= -\delta_0(B^2 - 1)B - kA^2 \sin 2[\Phi \mp (\psi + \varphi)], \\ \dot{\eta} &= \delta\Delta + \frac{1}{B}kA^2 \cos 2[\Phi \mp (\psi + \varphi)], \end{aligned} \quad (17)$$

где по-прежнему  $\Phi = \vartheta - \eta$ .

В практически интересном случае слабых воздействий на генератор накачки его амплитуда изменяется мало, так что

$$B = 1 + b, \quad (b \ll 1). \quad (18)$$

В этом предположении уравнения (17) могут быть дополнительно упрощены известным способом [5]. Тогда, используя (4) и упрощенный вариант (17), получим систему уравнений, описывающую стационарный режим:

$$\begin{aligned} \delta(1 + \rho \sin 2\Phi)A - \frac{\lambda}{2} \sin \vartheta &= 0, \\ \delta(\Delta - \rho \cos 2\Phi)A + \frac{\lambda}{2} \cos \vartheta &= 0, \\ 2\delta_0(B - 1) + kA^2 \sin 2[\Phi \mp (\psi + \varphi)] &= 0, \\ \delta\Delta + kA^2 \cos 2[\Phi \mp (\psi + \varphi)] &= 0. \end{aligned} \quad (19)$$

При нулевой расстройке имеем для  $A_0$  обычную формулу (5а), а для  $B_0$  выражение

$$B_0 = 1 + \frac{kA^2}{2\delta_0} = 1 + \frac{k\lambda^2}{8\delta_0 \delta^2 (1 - \rho)^2},$$

из которого получаем условие малости амплитуды приходящего сигнала, необходимое для выполнения неравенства в (18):

$$\lambda^2 \leq \frac{8}{k} b \delta_0 \delta^2 (1 - \rho)^2. \quad (20)$$

Из уравнений (19) следует, что сильный резонанс имеет место при  $\varphi = 0$ . Тогда, применяя для малых расстройк линейную аппроксимацию фазовой характеристики ФПЧ

$$\psi \approx 2\mu Q_0 = \frac{2\delta}{\kappa} \Delta \ll 1, \quad (21)$$

где  $\kappa = \frac{\omega_0}{Q_0} \ll 1$ , получим из последних уравнений в (19)

$$\begin{aligned} \sin 2\Phi &= -\frac{1}{kA^2} \left( \sqrt{k^2 A^4 - \delta^2 \Delta^2} \pm 4 \frac{\delta^2}{\kappa} \Delta^2 \right), \\ \cos 2\Phi &= -\frac{\delta\Delta}{kA^2} \left( 1 \mp \frac{4}{\kappa} \sqrt{k^2 A^4 - \delta^2 \Delta^2} \right). \end{aligned} \quad (22)$$

После подстановки этих выражений в (5), пользуясь условием малости в (21), получим для амплитуды  $A$  биквадратное уравнение

$$(1 - \rho^2)^2 A^4 + 2(1 + \rho^2) R A^2 + R^2 + \frac{4}{k} \rho^2 \delta^2 \Delta^2 = 0, \quad (23)$$

где

$$R = \frac{2}{k} \rho \delta q \Delta^2 - \frac{\lambda^2}{4\delta^2} \quad \text{и} \quad q = 1 \mp \frac{4\delta}{\kappa}$$

Легко показать, что решение уравнения (23) качественно сходно с решением, полученным в [3], и амплитуда  $A$  мало меняется в пределах полосы синхронного режима. Поэтому основной интерес представляет сравнение полос синхронизма при «верхней» и «нижней» настройках первого гетеродина. Определим полосу синхронного режима, приравняв дискриминант уравнения (23) нулю. Получаем, используя неравенство в (21), границы полосы:

$$\Delta_0^2 = \frac{k^2 \lambda^4}{16\delta^2 [\delta^2 (1 - \rho^2)^2 + k\rho \lambda^2 q]} \quad (24)$$

В практически интересном случае высокодобротного ФПЧ

$$q = 1 \mp \frac{4\delta}{\kappa} \approx \mp \frac{4\delta}{\kappa},$$

так как

$$\kappa = \frac{\omega_0}{Q_0} \ll \delta.$$

Тогда для отношения полос при «верхней» и «нижней» настройках получим выражение

$$\rho^2 = \frac{\Delta_{0B}^2}{\Delta_{0H}^2} = \frac{\delta^2 (1 - \rho^2)^2 + \frac{4k}{\kappa} \rho \lambda^2}{\delta^2 (1 - \rho^2)^2 - \frac{4k}{\kappa} \rho \lambda^2} \quad (25)$$

Пользуясь (20), можно положить

$$\frac{4k}{\kappa} \lambda^2 = \sigma \delta^2 (1 - \rho)^2, \quad \text{где} \quad \sigma = 32 \frac{k Q_0}{\kappa}$$

Тогда

$$\rho^2 = \frac{(1 + \rho)^2 + \rho \sigma}{(1 + \rho)^2 - \rho \sigma}$$

и при  $\rho \approx 1$

$$\rho^2 \approx \frac{4 + \sigma}{4 - \sigma}$$

Таким образом, при достаточной добротности ФПЧ (малом  $\kappa$ ) полоса синхронного режима для «верхней» настройки может быть существенно увеличена по сравнению с полосой при «нижней» настройке первого гетеродина. Как и ранее, это обусловлено фазовой компенсацией, происходящей в цепи обратной связи.

### Эксперимент

Эксперимент проведен на базе стандартного приемника сантиметрового диапазона, к которому была добавлена цепь обратной связи в соответствии с рис. [6]. Сигнал удвоенной промежуточной частоты перемножался с основной гармоникой первого гетеродина на обычном

смесительном диоде. При этом одновременно с перемножением происходило удвоение частоты первого гетеродина, и соответствующая частотная компонента использовалась для захватывания клистрона накачки. Параметрический усилитель «на отражение» представлял собой систему из двух скрещенных волноводов (сигнала и накачки), имеющих общее отверстие связи, в которое и помещается параметрический диод.

Для наблюдения синхронного режима собственная частота клистрона накачки свипировалась поданным на его отражатель пилообразным напряжением развертки осциллографа. Одновременно на вертикальный усилитель осциллографа подавался протектированный сигнал с выхода УПЧ. Это позволило наблюдать на экране срыв биений при переходе от бигармонического режима к синхронному с последующим выходом из него. Осциллограммы для «верхней» и «нижней» настройки первого гетеродина приведены на рис. 2, а и б. Полосы синхронного режима составляли соответственно 1,5 и 0,9 мГц при регенерации, близкой к критической, и входном сигнале  $10^{-9}$  Вт. Отношение полос при этом

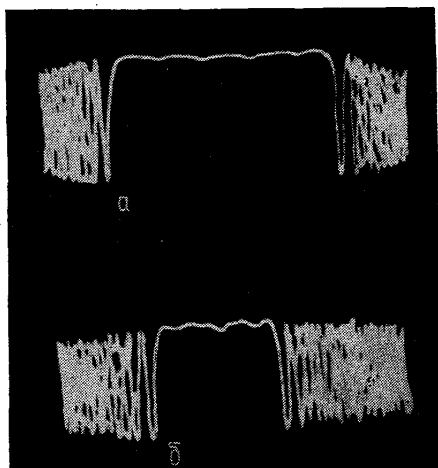


Рис. 2

Сравним полученное значение с теоретическим (25). Подставляя в (25) приближенные значения параметров реальной системы

$$P_{\text{эсп}} = \frac{\Delta_{0B}}{\Delta_{0H}} \approx 2,1.$$

получим

$$\delta = 2,5 \cdot 10^{-3}, \quad \delta_0 = 6 \cdot 10^{-4}, \quad b = 2 \cdot 10^{-2}, \quad \kappa = 1,5 \cdot 10^{-4},$$

получим

$$P_{\text{теор}} \approx 2,3,$$

что хорошо согласуется с результатами эксперимента.

Итак, теоретически и экспериментально показано преимущество «верхней» настройки первого гетеродина в описанном приемнике с синхронным параметрическим усилителем. Эксперимент показал также, что синхронный режим осуществим и устойчив в сантиметровом диапазоне волн, несмотря на частотные нестабильности клистронов накачки и первого гетеродина. Полоса синхронизма может быть дополнительно увеличена при использовании фазовой и частотной автоподстройки в цепях гетеродинов.

Реализация синхронного режима в описанном приемнике позволяет снизить шум-фактор одноконтурного усилителя до значений, достигаемых в невырожденных системах. При этом сохраняются преимущества, связанные с легкостью перестройки вырожденного усилителя и дополнительной помехоустойчивостью, обусловленной его фазовой селективностью. Все это позволяет считать, что данный приемник может



быть полезен в системах связи и радиолокации с такими видами модуляции несущей, при которых спектры используемых сигналов симметричны.

В заключение авторы искренне благодарят проф. В. В. Мигулина и доц. Ю. М. Азияна за постоянное внимание к данной работе.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Мандельштам Л. М., Папалекси Н. Д. «Изв. электропром. слабого тока», 1, № 4, 1962.
2. Юзв. «Изв. МГУ», радиофизика, № 2, 319, 1962.
3. Бойко В. В. «Изв. МГУ», сер. физики, астрономии, № 1, 43, 1963.
4. Бойко В. В. «Изв. МГУ», свидетельство № 162187 от 23/IV 1962 г.
5. Хохлов Р. В. «Изв. МГУ», 97, 411, 1954.
6. Дагаев Ю. В. «Изв. МГУ», работа МГУ, 1963.

Поступила в редакцию  
15.4.1963 г.

Кафедра  
физики колебаний