ВЕСТНИК МОСКОВСКОГО УНИВЕРСИТЕТА

№ 4 — 1964

В. В. БОЙКО

ФЛУКТУАЦИОННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СИНХРОННОГО ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО УСИЛИТЕЛЯ ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ МАЛЫХ ШУМОВ

Методом медленно меняющихся амплитуд с последующей линеаризацией укороченных уравнений для малых шумов и нулевой расстройки рассматриваются флуктуационные характеристики одноконтурного параметрического усилителя при различных способах получения синхронной накачки. Показано, что усилитель с синхронизацией генератора накачки с помощью специальной петли обратной связи обладает улучшенным отношением сигнал/шум на выходе.

В технике параметрических усилителей наряду с многоконтурными и распределенными системами продолжает использоваться ставшее классическим устройство [1] — одноконтурный параметрический усилитель, выгодно отличающийся своей конструктивной простотой. Вырожденный режим усиления, несмотря на присущие ему недостатки, остается актуальным также в связи с появлением ряда новых электронных и квантовых систем, использующих для усиления и генерации первую область параметрической нестабильности. Отличительная особенность (и недостаток) усилителей такого типа — бигармонический характер выходного сигнала, обусловленный одновременным присутствием в полосе пропускания сигнальной и холостой частот. В таком двухканальном режиме ухудшаются шумовые свойства усилителя и затруднен прием модулированных сигналов.

Эти недостатки в значительной мере устраняются при реализации режима усиления с синхронной накачкой. Как известно [1, 3], в этом случае сигнальная и холостая частоты совпадают, а степень параметрической регенерации определяется фазовыми соотношениями между несущей сигнала и накачкой, так что максимальное усиление имеет место лишь при определенной оптимальной фазе (условие сильного резонанса [2]). В синхронном режиме не только устраняется бигармоничность, но и заметно улучшается шум-фактор усилителя [8].

Это улучшение наиболее существенно для режима сильного резонанса и обусловлено особенностями синхронного усилителя как фазочувствительной системы. В самом деле, интенсивность внутренних тепловых шумов любого устройства, определяющая его шум-фактор, не зависит, естественно, от режима работы (синхронного или бигармонического) усилителя. Следовательно, причину улучшения шум-фактора в синхронном режиме нужно искать в специфичности избирательных свойств самой вырожденной системы. Остается заключить, что основное свойство систем с переменными параметрами — избирательность к форме внешнего воздействия [2] — проявляется в вырожденном усилителе как фазовая селективность, которая и обеспечивает для гармонических сигналов более выгодные условия усиления, чем для шумов. Механизм фазовой селекции при этом подобен работе синхронного детектора и выигрыш в отношении сигнал/шум приближается к 3 *дб* по мощности в сравнении с двухполосным режимом.

Указанный выигрыш, однако, имеет место лишь при идеальной, детерминированной накачке, фаза которой не подвержена флуктуациям и стабильна относительно фазы сигнала. В реальных условиях получение такой накачки затруднено, поскольку ее синхронизация осуществляется самим приходящим сигналом, который искажен помехами. Поэтому в реальных устройствах фаза накачки флуктуирует около своего оптимального значения, несколько ухудшая тем самым помехоустойчивость и, следовательно, шум-фактор синхронного усилителя. Очевидно, что система синхронизации накачки должна, по возможности, сделать эти флуктуации минимальными и слабо коррелированными с флуктуациями фазы принимаемого сигнала. С этой точки зрения в статье исследуются некоторые простейшие системы с различными способами синхронизации накачки. Сравнительное рассмотрение этих устройств позволяет выявить условия, при которых обеспечивается максимальное отношение сигнал/шум на выходе синхронного усилителя.

Синхронный параметрический усилитель с детерминированной накачкой

Одноконтурный параметрический усилитель с модулируемой по закону $F(t)$ реактивностью описывается уравнением, приведенным к собственному времени [7]:

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

где x — безразмерная переменная, δ — затухание, ν — расстройка, m — глубина модуляции параметра, $f(t)$ — внешнее воздействие, содержащее гармоническую компоненту $\lambda\cos t$, которая определяет собственное время в уравнении (1). Полагая систему высокодобротной ($\delta \ll 1$), внешний шум можем считать узкополосным и выделить его синфазную и квадратурную по отношению к регулярному сигналу составляющие [6]. Тогда внешнее воздействие в правой части (1) запишется

$$f(t) = (\lambda + \xi_1)\cos t + \xi_2 \sin t, \tag{2}$$

где ξ_1 и ξ_2 — независимые нормальные случайные процессы с нулевым средним значением, медленные по сравнению с несущей частотой сигнала:

$$\langle \xi_1, \xi_2 \rangle = 0;\ \langle \xi_1 \rangle = \langle \xi_2 \rangle = 0;\ \tau_{кор} \gg 1. \tag{3}$$

Размерность в последнем неравенстве сохраняется, поскольку частота системы в собственном времени равна единице.

В обычных предположениях о малости входящих в (1) величин ($\delta, \nu, m, \lambda \ll 1$) решение разыскиваем в виде

$$x(t) = A(t)\cos[t - \vartheta(t)], \tag{4}$$

где A и ϑ — медленно изменяющиеся амплитуда и фаза.

Как было указано выше, флуктуации сигнала на выходе усилителя будут вызываться как внешним шумом (с приведенными к нему внутренними тепловыми шумами), так и флуктуациями накачки. Полагая в идеальном случае накачку детерминированной, можно рассчитать максимально возможный выигрыш в отношении сигнал/шум, обусловленный фазовой селекцией, с которым сравниваются затем возможности реальных систем. Положим поэтому сначала, что фаза накачки не флуктуирует

$$F(t) = \cos 2(t - \eta), \tag{5}$$

где η — сдвиг фазы в канале синхронизации накачки. Используя (5), получим из (1) укороченные уравнения для амплитуды и фазы решения (4)

$$\begin{aligned} \dot{A} &= -\delta(1 + \rho\sin 2\Phi) A + \frac{1}{2}(\lambda + \xi_1)\sin\vartheta - \frac{1}{2}\xi_2\cos\vartheta, \\ \dot{\vartheta} &= \nu - \delta\rho\cos 2\Phi + \frac{1}{2A}(\lambda + \xi_1)\cos\vartheta + \frac{1}{2A}\sin\vartheta, \end{aligned} \tag{6}$$

где $\rho = \frac{m}{4\delta}$ — коэффициент регенерации и $\Phi = \vartheta - \eta$. Сильный резонанс имеет место при оптимальном значении фазы накачки [1, 3]:

$$\eta = -\frac{\pi}{4}, \ \frac{3}{4}\pi.$$

Для упрощения расчетов ограничимся в дальнейшем практически важным случаем очень малых расстроек ($\nu \approx 0$). Тогда в отсутствие шума стационарные амплитуда и фаза будут

$$A_0 = \frac{\lambda}{2\delta(1-\rho)}, \quad \vartheta_0 = \frac{\pi}{2}. \tag{7}$$

С учетом шума решение уравнений (6) может быть проведено известными стохастическими методами при условии, что ξ_1 и ξ_2 — процессы Маркова. Однако некоторые свойства синхронного параметрического усилителя можно выяснить уже в линейном приближении с помощью более простого аппарата корреляционной теории [4]. Поскольку метод линеаризации применим лишь при малых по сравнению с регулярным сигналом шумах, будем считать, что отношение сигнал/шум на входе усилителя велико:

$$\langle \xi_1^2 \rangle = \langle \xi_2^2 \rangle \ll \lambda^2. \tag{8}$$

При этом амплитуда и фаза мало отличаются от стационарных:

$$\begin{aligned} A &= A_0 + a(t), \qquad a \ll A_0, \\ \vartheta &= \vartheta_0 + \theta(t), \qquad \theta \ll \vartheta_0, \end{aligned} \tag{9}$$

где a и θ — малые флуктуационные поправки. Условие (9) позволяет линеаризировать при $\nu = 0$ укороченные уравнения (6), заменяя в них синус и косинус первыми членами их разложений в ряд Тейлора

$$\sin\vartheta \approx 1, \ \cos\vartheta \approx -\theta.$$

Тогда, пренебрегая членами второго порядка малости, получим из (6) линеаризированные уравнения для флуктуаций амплитуды и фазы

$$\dot{a} + \delta(1-\rho)a = \frac{1}{2}\xi_1, \tag{10}$$

$$\dot{\theta} + \delta(1+\rho)\theta = \frac{\delta}{\lambda}(1-\rho)\xi_2. \tag{11}$$

Как обычно, флуктуации амплитуды определяются в основном синфазным компонентом шума, а фазы — его квадратурным компонентом.

Чтобы оценить отношение сигнал/шум на выходе усилителя, используем (9) и, пренебрегая малым членом $a\theta\cos t$, запишем решение (4) в виде

$$x(t) = A_0 \sin t + a \sin t - \theta A_0 \cos t,$$

где два последние члена могут рассматриваться как узкополосный шум. Поскольку при нулевой расстройке флуктуации амплитуды и фазы коррелированы слабо, в качестве отношения сигнал/шум на выходе усилителя можно принять выражение

$$h = \frac{A_0^2}{\langle a^2 \rangle + A_0^2 \langle \theta^2 \rangle}. \tag{12}$$

Разумеется, выражение (12) недостаточно корректно, поскольку в нем с мощностью шума сравнивается несущая $A_0 \sin t$ без учета модулирующего информационного сигнала. Однако в случае АМ-сигнала подобное упрощение допустимо и позволяет сравнивать системы с различными способами получения синхронной накачки.

Переходя к вычислению дисперсий, входящих в (12), заметим следующее. При выводе укороченных уравнений (6) предполагалось, что случайные процессы ξ_1 и ξ_2 изменяются достаточно медленно по сравнению с собственной частотой системы. Тем не менее их время корреляции можно считать малым по сравнению со временем релаксации регенерируемого контура

$$\tau_{\text{кор}} \ll \frac{1}{\delta}.$$

Это неравенство при достаточно малом затухании не противоречит неравенству в (3) и поэтому в уравнениях (10), (11) процессы ξ_1 и ξ_2 без особого ущерба можно считать δ-коррелированными, а их спектральную плотность постоянной

$$S_1(\xi_1, \omega) = S_2(\xi_2, \omega) = 2\varkappa.$$

Используя обычные методы корреляционной теории [4, 9], из уравнений (10), (11) получаем дисперсию амплитуды

$$\langle a^2 \rangle = \frac{\varkappa}{8\delta(1-\rho)} \tag{13}$$

и фазы

$$\langle \theta_0^2 \rangle = \frac{\varkappa\delta(1-\rho)^2}{2\lambda^2(1+\rho)}. \tag{14}$$

Индексом нуль в (14) отмечаем, что полученная дисперсия свойственна системе с детерминированной накачкой и, следовательно, с минимальными фазовыми флуктуациями. В результате для отношения сигнал/шум получаем

$$h_0 = \frac{\lambda^2(1+\rho)}{\varkappa\delta(1-\rho)}. \tag{15}$$

Таким образом, отношение сигнал/шум на выходе усилителя с увеличением регенерации за счет сужения полосы пропускания возрастает.

Характеристики усилителя с идеализированными способами получения синхронной накачки

Устройства, генерирующие накачку, могут быть синхронизированы по крайней мере двумя способами: либо непосредственно с помощью внешнего воздействия $f(t)$, либо выходным сигналом параметрического усилителя $x(t)$. В первом случае накачка не зависит от явлений в усилителе, это — система с прямой связью. Во втором — накачка определяется вынужденными колебаниями в регенерируемом контуре и в свою очередь воздействует на них, создавая своеобразную параметрическую обратную связь. Очевидно, что система с обратной связью более совершенна хотя бы потому, что в ней для синхронизации накачки используется усиленный и отфильтрованный сигнал с выхода системы. Тем не менее для полноты картины рассмотрим оба способа синхронизации.

Не касаясь пока структуры реального устройства, образующего синхронную накачку (это может быть усилитель-ограничитель, синхронный гетеродин и т. п.), предположим, что оно выполняет нелинейную безынерционную операцию формирования второй гармоники с постоянной амплитудой из квазигармонического сигнала. Условно эта операция для системы с прямой связью может быть записана в виде

$$F(t) = Sign\,[f^2(t-\eta)]_\sim \to \cos 2\left(t - \frac{\xi_2}{\lambda} - \eta\right). \tag{16}$$

Значком $\sim$ отмечаем, что операция $Sign$ относится к переменной составляющей функции в квадратных скобках. При выводе (16) использовано условие малости (8). Для системы с обратной связью имеем

$$F(t) = Sign\,[x^2(t-\eta)]_\sim \to \cos 2\,(t - \vartheta - \eta). \tag{17}$$

В отличие от идеального случая детерминированной накачки (5) фазы в (16) и (17) подвержены флуктуациям. Что касается амплитудных флуктуаций накачки, то они учитываться не будут, поскольку в реальных устройствах их можно подавить с помощью ограничителей. Замечаем, что в системе с прямой связью сильный резонанс по-прежнему имеет место при фазах $\eta = -\frac{\pi}{4}$ или $\frac{3}{4}\pi$, а в системе с обратной связью при $\eta = \frac{\pi}{4}$ или $-\frac{3}{4}\pi$. Используя (16), получим укороченные уравнения системы с прямой связью

$$\begin{aligned} \dot{A} &= -\delta\left[1 + \rho\cos 2\left(\vartheta - \frac{\xi_2}{\lambda}\right)\right]A + \frac{1}{2}(\lambda + \xi_1)\sin\vartheta - \frac{1}{2}\xi_2\cos\vartheta, \\ \dot{\vartheta} &= \nu + \delta\rho\sin 2\left(\vartheta - \frac{\xi_2}{\lambda}\right) + \frac{1}{2A}(\lambda + \xi_1)\cos\vartheta + \frac{1}{2A}\xi_2\sin\vartheta, \end{aligned} \tag{18}$$

и, после использования (17), уравнения системы с обратной связью

$$\begin{aligned} \dot{A} &= -\delta(1-\rho)A + \frac{1}{2}(\lambda + \xi_1)\sin\vartheta - \frac{1}{2}\xi_2\cos\vartheta, \\ \dot{\vartheta} &= \nu + \frac{1}{2A}(\lambda + \xi_1)\cos\vartheta + \frac{1}{2A}\xi_2\sin\vartheta. \end{aligned} \tag{19}$$

Интересно, что уравнения (19) идентичны укороченным уравнениям линейного колебательного контура с эквивалентным затуханием

$$\delta_э = \delta(1-\rho).$$

Это позволяет оценивать выигрыш, обусловленный фазовой селективностью системы с детерминированной накачкой по сравнению с обычным колебательным контуром той же добротности, но не обладающим фазовой селективностью, т. е. усилителем, работающим в двухполосном режиме.

Линеаризируя уравнения (18) и (19) в сделанных ранее предположениях, для амплитудных флуктуаций имеем полученное ранее уравнение (10) и соответствующую ему дисперсию (13). Для флуктуаций фазы в случае прямой связи получим уравнение

$$\dot{\theta} + \delta(1+\rho)\theta = \frac{\delta}{\lambda}(1+\rho)\xi_2 \tag{20}$$

и при обратной связи

$$\dot{\theta} + \delta(1-\rho)\theta = \frac{\delta}{\lambda}(1-\rho)\xi_2. \tag{21}$$

Отсюда получаем дисперсию фазы в системе с прямой связью

$$\langle\theta_1^2\rangle = \frac{\varkappa\delta}{2\lambda^2}(1+\rho) \tag{22}$$

и в системе с обратной связью

$$\langle\theta_2^2\rangle = \frac{\varkappa\delta}{2\lambda^2}(1-\rho). \tag{23}$$

Замечаем, что полученные значения дисперсии всегда больше, чем при детерминированной накачке. Увеличение фазовых флуктуаций по сравнению с идеальным случаем (14) удобно характеризовать отношением

$$\frac{\langle\theta_i^2\rangle}{\langle\theta_0^2\rangle} = 1 + g_i, \tag{24}$$

где величина g_i отражает увеличение флуктуаций фазы в реальных условиях. В частности,

$$g_1 = \frac{4\rho}{(1-\rho)^2}, \quad g_2 = \frac{2\rho}{1-\rho}.$$

Учитывая идентичность уравнений (10) и пользуясь (24), для отношения сигнал/шум получим обобщенное выражение

$$h_i = \frac{2\lambda^2(1+\rho)}{\varkappa\delta(1-\rho)[2+(1-\rho)g_i]}. \tag{25}$$

Из (25) следует, что отношение сигнал/шум в реальных системах, где $g_i \neq 0$, всегда меньше, чем в идеальном случае (15). Удобно поэтому рассматривать отношение

$$\frac{h_0}{h_i} = 1 + R_i,$$

в котором величина

$$R_i = \frac{1}{2} g_i (1-\rho) \tag{26}$$

характеризует ухудшение выходного отношения сигнал/шум из-за неполного использования фазовой селективности в реальных системах с флуктуирующей накачкой. В частности для систем с прямой и обратной связью имеем

$$R_1 = \frac{2\rho}{1-\rho}, \quad R_2 = \rho.$$

Как видим, система с прямой связью по своей помехоустойчивости существенно уступает системе с обратной связью. Действительно, отношение

$$\frac{h_2}{h_1} = 1 - \rho \to 0 \text{ при } \rho \to 1.$$

Очевидно, что преимущества обратной связи обусловлены фильтрующими свойствами самого регенерируемого контура, благодаря которым фаза накачки обладает повышенной инерционностью. Поскольку выигрыш в системе с детерминированной накачкой по сравнению со случаем обратной связи равен двум

$$\frac{h_0}{h_2} = 1 + \rho \to 2 \text{ при } \rho \to 1,$$

то заключаем, что максимальный выигрыш в отношении сигнал/шум, обусловленный фазовой селективностью, приближается к 3 *дб* по мощности по сравнению с двухполосным режимом работы усилителя.

Таким образом, система с безынерционной обратной связью не лучше обычного колебательного контура эквивалентной добротности. Однако в реальных условиях преобразование сигнала в канале обратной связи не может быть мгновенным. Покажем, что уже при некотором запаздывании в цепи накачки помехоустойчивость системы с обратной связью возрастает. При не очень малом запаздывании, которое по-прежнему обозначаем через η, для накачки имеем

$$F(t) = Sign\,[x^2(t-\eta)] \to \cos 2\,[t - \vartheta - (1 - \dot{\vartheta})\,\eta]. \tag{27}$$

Выбирая запаздывание кратным оптимальной фазе

$$\eta = (2n+1)\,\frac{\pi}{4}, \qquad (n = 0, 1, 2, \ldots),$$

но не очень большим, так, чтобы $\eta < \frac{1}{2\delta}$, получим, учитывая (9),

$$\dot{\theta}\eta \ll \frac{\pi}{2}.$$

При этом условии фазовое уравнение принимает вид

$$\dot{\vartheta} = \nu - 2\delta\rho\eta\dot{\theta} + \frac{1}{2A}(\lambda + \xi_1)\cos\vartheta + \frac{1}{2A}\xi_2\sin\vartheta,$$

откуда после линеаризации имеем

$$(1 + \rho\tau)\,\dot{\theta} + \delta(1-\rho)\,\theta = \frac{\delta}{\lambda}(1-\rho)\,\xi_2. \tag{28}$$

Здесь $\tau = 2\delta\eta$ — запаздывание в канале обратной связи. Из (28) получаем дисперсию

$$\langle\theta_\tau^2\rangle = \frac{\varkappa\delta}{2\lambda^2} \cdot \frac{1-\rho}{1+\rho\tau}$$

и величину потерь

$$R_\tau = \frac{\rho\,[2 - \tau\,(1 + \rho)]}{2\,(1 + \rho\tau)}.$$

Итак, при увеличении запаздывания отношение сигнал/шум улучшается. Например, при $\rho, \tau \to 1$

$$\lim R_\tau = \frac{1}{2}.$$

Хотя полученный результат далек от идеального ($R \approx 0$), налицо улучшенное по сравнению с линейным контуром значение R. Физическое объяснение полученного выигрыша состоит в том, что при введении запаздывания уменьшается корреляция между флуктуациями фазы сигнала на входе усилителя и вызванными ими отклонениями фазы накачки от оптимальной. В результате благодаря запаздыванию фаза накачки не следует сразу за флуктуационными уходами фазы сигнала, тем самым ослабляя их.

Реальная система с синхронным генератором накачки

Синхронизация накачки может быть осуществлена различными способами. Простейших из них [7] использует непосредственное захватывание генератора накачки второй гармоникой сигнала $x(t)$. Предполагая, что собственная частота генератора накачки, работающего в мягком режиме, равна удвоенной собственной частоте параметрического усилителя, опишем его уравнением

$$\ddot{y} - 2\delta_0\,(1 - 4y^2)\,\dot{y} + 4\,(1 + 2\nu)\,y = 4v\,(t), \tag{30}$$

где y — безразмерная переменная, δ_0 — эквивалентное отрицательное затухание, $v(t)$ — внешнее воздействие. Поскольку вторая гармоника сигнала может быть получена с помощью нелинейного элемента с квадратичной амплитудной характеристикой, внешнее воздействие зададим в виде

$$v\,(t) = \frac{k}{2} A^2 \cos 2\,(t - \vartheta),$$

где k — сквозной коэффициент передачи цепи обратной связи. Решение уравнения (30) разыскиваем в форме

$$y = B \cos 2\,(t + \eta), \tag{31}$$

откуда накачку можно записать в виде

$$F\,(t) = Sign\, y \to \cos 2\,(t - \eta).$$

В обычных предположениях из (30) получим укороченные уравнения для решения (31)

$$\begin{aligned} \dot{B} &= -2\delta_0\,(B^2 - 1)\,B + kA^2 \sin 2\Phi, \\ \dot{\eta} &= \nu + \frac{k}{B} A^2 \cos 2\Phi, \end{aligned} \tag{32}$$

где $\Phi = \theta - \eta$. Параметрический усилитель по-прежнему описывается уравнениями (6). Замечаем, что условие сильного резонанса выполняется и резонансная амплитуда имеет обычный вид (7).

Рассмотрим практически интересный случай настолько малых сигналов, что изменениями амплитуды B в процессе захватывания можно пренебречь [5]. При этом фазовое уравнение в (32) можно считать не зависящим от амплитуды и для $\nu=0$ рассматривать в виде

$$\dot{\eta} = kA_0^2 \cos 2\Phi. \tag{33}$$

Условие малости, обеспечивающее справедливость (33), имеет вид:

$$kA_0^2 \ll \delta_0 \text{ или } \lambda^2 \ll \frac{4}{k} \delta_0 \delta^2 (1-\rho)^2. \tag{34}$$

Тогда, полагая по-прежнему шум слабым, считаем фазы мало отличающимися от стационарных

$$\begin{aligned} \vartheta &= \frac{\pi}{2} + \theta(t) \\ & \qquad\qquad \left(\theta, \psi \ll \frac{\pi}{2}\right) \\ \eta &= \frac{3}{4}\pi + \psi(t). \end{aligned} \tag{35}$$

Отсюда имеем

$$\sin 2\Phi \approx 1, \ \cos 2\Phi \approx -2(\psi - \theta)$$

и для флуктуаций фаз получаем уравнения

$$\begin{aligned} \dot{\theta} + \delta(1+\rho)\theta &= 2\delta\rho\psi + \frac{\delta}{\lambda}(1-p)\xi_2 = \delta\xi(t), \\ \dot{\psi} + \frac{k\lambda^2}{2\delta^2(1-\rho)^2}\psi &= \frac{k\lambda^2}{2\delta^2(1-\rho)^2}\theta. \end{aligned} \tag{36}$$

Как и следовало ожидать, флуктуации фазы на выходе параметрического усилителя определяются как внешним шумом, так и флуктуациями фазы накачки, т. е. некоторым суммарным случайным процессом

$$\xi(t) = 2\rho\psi + \frac{1-\rho}{\lambda}\xi_2. \tag{37}$$

Из (36), используя условие малости (34), получим уравнение для флуктуаций фазы накачки

$$\ddot{\psi} + \delta(1+\rho)\dot{\psi} + \frac{k\lambda^2}{2\delta(1-\rho)}\psi = \frac{k\lambda}{2\delta(1-\rho)}\xi_2, \tag{38}$$

откуда дисперсия

$$\langle\psi^2\rangle = \frac{\varkappa k}{4\delta^2(1-\rho^2)}. \tag{39}$$

Обычными методами [9], учитывая корреляцию между случайными процессами в (37), получим дисперсию фазы выходного сигнала:

$$\langle\theta_3^2\rangle = \langle\theta_0^2\rangle + \frac{\varkappa\rho k}{2\delta^2(1-\rho)(1+\rho)^2}. \tag{40}$$

Тогда для величины потерь имеем

$$R_3 = \frac{\rho k\lambda^2}{2\delta^3(1+\rho)(1-\rho)^2}. \tag{41}$$

Пользуясь условием малости внешнего воздействия (34), оценим величину $R_з$. Подставляя (34) в (41), получим

$$R_з \ll \frac{\delta_0}{\delta} \cdot \frac{2\rho}{1+\rho}. \tag{42}$$

Итак, при $\rho \approx 1$ и $\delta_0 < \delta$ для малых по сравнению с сигналом шумов хорошо выполняется неравенство

$$R_з \ll 1 \tag{43}$$

и система с синхронным генератором накачки близка к идеальной. Полученный результат обусловлен инерционными, интегрирующими свойствами двух избирательных систем — регенерированного контура и синхронного генератора, благодаря которым фаза накачки мало подвержена флуктуациям и остается вблизи своего оптимального значения.

Выводы

Фазовая селективность синхронного параметрического усилителя позволяет в режиме сильного резонанса улучшить отношение сигнал/шум на его выходе по сравнению с усилителем, имеющим такую же эквивалентную добротность, но не обладающим фазовой селективностью.

Из устройств синхронизации накачки преимущество следует отдать системам с параметрической обратной связью, поскольку в них полностью используются усилительные и фильтрующие свойства самого параметрического усилителя.

Показано, что запаздывание и инерционность фильтрующих цепей в канале обратной связи улучшают шум-фактор синхронного усилителя.

В системе с синхронным генератором накачки при малых сигналах и слабом шуме почти полностью реализуется помехоустойчивость, обусловленная фазовой селективностью.

Хотя приведенные результаты получены для простейшего случая малых по сравнению с сигналом шумов, можно полагать, что системы, обнаружившие повышенную помехоустойчивость при большом отношении сигнал/шум, должны сохранить свои преимущества и при сигналах, соизмеримых с шумами.

В заключение искренне благодарю профессора В. В. Мигулина и доцента Ю. М. Азьяна за внимание к данной работе.

ЛИТЕРАТУРА

1. Мандельштам Л. И., Папалекси Н. Д. «Изв. электропромышленности слабого тока», № 3, 1, 1935.
2. Горелик Г. С. ЖТФ, 4, № 10, 1934; 5, № 2, 3, 1935.
3. Мигулин В. В. «Радиотехника и электроника», № 6, 955, 1960.
4. Рытов С. М. ЖЭТФ, 29, № 3, 304, 1955.
5. Хохлов Р. В. ДАН СССР, 97, 411, 1954.
6. Раевский С. Я., Хохлов Р. В. «Радиотехника и электроника», № 4, 507, 1958.
7. Бойко В. В. «Вестн. Моск. ун-та», сер. физики, астрономии, № 1, 43, 1963.
8. Юзвинский В. И. «Изв. вузов», радиофизика, № 2, 319, 1962.
9. Джеймс Х., Никольс Н., Филиппс Р. Теория линейных следящих систем. ИЛ, М., 1963.

Поступила в редакцию
15. 10 1963 г.

Кафедра
физики колебаний