

Оригинальная статья / Original Paper

DOI 10.15826/urej.2022.6.1.001

УДК 621.396.962; 621.373.12

Посвящается 92-й годовщине первого в мире  
пуска радиозонда, предназначенного  
для аэрологических исследований атмосферы Земли

## Применение автодинов в перспективных системах радиолокационного зондирования атмосферы

В. Я. Носков✉, В. Э. Иванов, А. В. Гусев, К. А. Игнатков,  
С. Т. Князев, С. И. Кудинов, И. В. Малыгин, О. В. Плохих,  
О. П. Пономарев, О. А. Черных

Уральский федеральный университет имени первого Президента России  
Б.Н. Ельцина, Россия, 620002, г. Екатеринбург, ул. Мира, 32

✉ v.y.noskov@urfu.ru

### Аннотация

Представлены результаты исследований автодинного приемопередатчика (АПП) для перспективных систем радиолокационного зондирования атмосферы. Разработана математическая модель АПП, представленная в виде автогенератора с одноконтурной колебательной системой, находящейся под воздействием запросного сигнала от РЛС. Выполнен анализ динамики приема сигналов в режиме биений, когда частота принимаемого сигнала находится за пределами полосы синхронизации, а также в режиме захвата, когда частота запросного сигнала попадает в полосу синхронизации АПП. Исследованы шумовые и энергетические параметры и характеристики используемых в качестве АПП СВЧ-генераторов. Выполнены расчеты динамических, шумовых и энергетических параметров и характеристик АПП в зависимости от выбора вида характеристики проводимости активного элемента и положения рабочей точки на ней, а также от условий связи АПП с нагрузкой. Экспериментальные исследования АПП выполнены на примере серийного транзисторного СВЧ-модуля радиозонда МРЗ-ЗМК на частоту 1680 МГц. Дано описание структурной схемы АПП для аэрологического радиозонда, работающего в режиме биений. Показано, что чувствительность АПП к запросному сигналу определяется флуктуациями амплитуды СВЧ-модуля и полосой пропускания усилителя промежуточной частоты. Установлено, что чувствительность АПП составляет минус 110...120 дБ/Вт, для измерения наклонной дальности 250...300 км достаточно иметь передатчик РЛС с импульсной мощностью 50...100 Вт, при этом средняя мощность его соответствует 0,05...0,1 Вт.

### Ключевые слова

радиозондирование атмосферы, системы радиолокационного зондирования, радиозонд, автодинный приемопередатчик, автодин

© Носков В. Я., Иванов В. Э., Гусев А. В., Игнатков К. А.,  
Князев С. Т., Кудинов С. И., Малыгин И. В., Плохих О. В.,  
Пономарев О. П., Черных О. А., 2022

**Для цитирования**

Носков В. Я., Иванов В. Э., Гусев А. В., Игнатков К. А., Князев С. Т., Кудинов С. И., Малыгин И. В., Плохих О. В., Пономарев О. П., Черных О. А. Применение автодинов в перспективных системах радиолокационного зондирования атмосферы. *Ural Radio Engineering Journal*. 2022;6(1):11–53. DOI: 10.15826/urej.2022.6.1.001.

## Application of autodynes in advanced systems of atmosphere radar sensing

V. Ya. Noskov✉, V. E. Ivanov, A. V. Gusev, K. A. Ignatov, S. T. Knyazev, S. I. Kudinov, I. V. Malygin, O. V. Plokhikh, O. P. Ponomarev, O. A. Chernykh

Ural Federal University named after first President of Russia B.N. Yeltsin, 32 Mira Str., Yekaterinburg, 620002, Russia

✉ v.y.noskov@urfu.ru

### Abstract

The results of studies of an autodyne transceiver (AT) for advanced radar sensing systems of the atmosphere are presented. A mathematical model of the APP has been developed, presented in the form of an oscillator with a single-circuit oscillatory system under the influence of a request signal from the radar. The analysis of the dynamics of signal reception in the beat mode, when the frequency of the received signal is outside the synchronization band, as well as in the capture mode, when the frequency of the request signal falls into the synchronization band of the AT. The noise and energy parameters and characteristics of the microwave generators used as an AT are investigated. Calculations of dynamic, noise and energy parameters and characteristics of the AT are performed depending on the choice of the type of conductivity characteristic of the active element and the position of the working point on it, as well as on the conditions of connection of the AT with the load. The experimental studies of the AT were carried out on the example of a serial transistor microwave module of the MRS-3MK radiosonde at a frequency of 1680 MHz. The description of the structural scheme of the AT for an aerological radiosonde operating in the beating mode is given. It is shown that the sensitivity of the AT to the request signal is determined by fluctuations in the amplitude of the microwave module and the bandwidth of the intermediate frequency amplifier. It is established that the sensitivity of the AT is minus 110...120 dB/W, for measuring the inclined range of 250...300 km is enough to have a radar transmitter with a pulse power of 50...100 W, while its average power corresponds to 0.05...0.1 W.

### Keywords

atmosphere radio sensing, radar sensing systems, radiosonde, autodyne transceiver, autodyne

### For citation

Noskov V. Ya., Ivanov V. E., Gusev A. V., Ignatov K. A., Knyazev S. T., Kudinov S. I., Malygin I. V., Plokhikh O. V., Ponomarev O. P., Chernykh O. A. Application of autodynes in advanced systems of atmosphere radar sensing. *Ural Radio Engineering Journal*. 2022;6(1):11–53. (In Russ.) DOI: 10.15826/urej.2022.6.1.001.

Там, где прежде были границы науки,  
там теперь ее центр.  
*Г. К. Лухтенберг*

### Введение

Получение точной и оперативной информации о состоянии атмосферы является необходимым условием составления синоптических, авиационных и иных прогнозов, необходимых во многих сферах человеческой деятельности. Одним из основополагающих видов гидрометеорологических измерений являются производимые в свободной атмосфере аэрологические измерения. Среди них наиболее важное место занимает радиозондирование атмосферы, осуществляемое с помощью аэрологических радиозондов (АРЗ), поднимаемых в свободной атмосфере газонаполненной оболочкой [1; 2].

В настоящее время АРЗ, являющиеся основным средством получения информации о состоянии тропосферы и нижней стратосферы, позволяют получить наиболее качественные данные. На станциях аэрологического зондирования, объединенных между собой в единую сеть, ежедневно производятся несколько выпусков АРЗ в целях измерения температуры, влажности, направления и скорости ветра. В некоторых пунктах (космодромы, аэропорты и пр.) зондирование выполняется значительно чаще.

Изобретателем радиозонда является наш соотечественник, выдающийся ученый-аэролог, заведующий кафедрой аэронавигации Ленинградского института инженеров гражданского воздушного флота (ныне Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения), доктор технических наук, профессор Павел Александрович Молчанов [3]. В передатчике радиозонда «...применили обыкновенную русскую усилительную лампу с тарированным катодом, облегченную только за счет цоколя. При проведенных опытах прием передач с шара-зонда производился на профессиональный коротковолновый приемник» [4]. Активное участие в конструировании передатчика принимал профессор ЛЭТИ Имант Георгиевич Фрейман [3; 5; 6], один из основателей отечественной радиотехники и строитель мощных радиостанций. Первый в мире запуск радиозонда состоялся в Павловской обсерватории 30 января 1930 г. С этого события в истории аэрологии и на-

чинается развитие радиозондирования атмосферы в СССР, а затем и в других странах.

Одним из важнейших этапов развития технических средств исследования атмосферы явилось объединение принципов телеметрии и методов определения текущих координат зонда. Для этих целей сначала предпринимались попытки применения радиопеленгаторов (1936–1937) и оптических теодолитов. Данный метод после доработки прошел испытания на Урале и дал практические результаты в 1942–1943 гг. Это позволило наряду с температурным зондированием получать данные о высотном распределении ветра. Позже метод радиопеленгации был усовершенствован методом радиолокационного определения дальности до АРЗ, что повысило точность нахождения его текущих координат. Данный метод, впервые предложенный в 1943 г. сотрудниками Центральной аэрологической обсерватории В. В. Костаревым и Г. И. Голышевым при поддержке Е. К. Федорова, открыл возможность определения скорости и направления ветра до максимально возможных высот подъема шара и заложил основу для современного радиолокационного измерения скорости и направления ветра [1; 7].

Функциональное объединение принципов радиолокации и радиотелеметрии произошло в конце 50-х гг. с созданием комплексной системы зондирования «Метеор». В этой системе было принято революционное решение использовать в радиотелеметрическом передатчике сверхрегенеративный режим работы [1]. В этом режиме сверхрегенеративный приемо-передатчик (СПП) дополнительно выполняет функции активного ответчика запросного радиолокатора. Такое инженерное решение, не усложнившее бортовую аппаратуру, позволило создать радиосистему по принципу совмещенного радиоканала на одной и той же несущей частоте, значительно увеличить дальность сопровождения зонда и точность определения его координат, обеспечить достижение оптимального сочетания ее технико-экономических характеристик и высокой конкурентоспособности среди зарубежных аналогов. Данный принцип построения системы радиозондирования остается до настоящего времени на сети Росгидромета РФ основным.

В русле отечественной традиции систем радиозондирования авторами настоящей статьи предложен путь дальнейшего развития радиолокационного метода. Он основан на применении во вновь создаваемых радиолокационных системах радиозондирования атмосферы в качестве активного ответчика на борту шара-зонда автодинных приемо-передатчиков (АПП) вместо используемых в настоящее время СПП [8; 9]. Они так же как

и СПП, отличаются экономичностью, малыми габаритными размерами и низкой стоимостью СВЧ приемо-передающего модуля [10]. Особенно привлекательным достоинством АПП является их узкая полоса частот излучения, которая обеспечивает возможность их использования в условиях современных жестких требований к электромагнитной совместимости радиосредств. Дополнительным преимуществом предлагаемого решения состоит в возможности применения АПП одновременно в качестве радиотелеметрического передатчика с узкополосной частотной модуляцией (ЧМ) [11].

Для успешного применения АПП в АРЗ радиолокационных систем зондирования необходимо выполнить комплекс исследований. Среди них – определение его динамических характеристик в режиме приема запросного радиоимпульса РЛС, шумовых и энергетических характеристик используемых генераторов для определения потенциальных возможностей АПП, а также выбором типа активного элемента (АЭ) СВЧ-генератора и оптимального положения рабочей точки на его характеристике «электронной» проводимости. При этом также необходимо определиться с методом приема запросного радиоимпульса РЛС: в режиме биений, когда частота принимаемого сигнала находится за пределами полосы синхронизации СВЧ-генератора АПП, или в режиме захвата, когда частота запросного сигнала попадает в полосу синхронизации.

Результаты исследования некоторых характеристик были изложены в материалах конференций [8; 9; 12–17]. Полученные в этих работах результаты требуют своего обобщения и дальнейшего развития. При этом в ходе анализа и оптимизации режимов работы АПП необходимо учесть также поведение выходной мощности используемого СВЧ-генератора, поскольку его энергетические характеристики должны обеспечивать заданную дальность передачи телеметрической информации о параметрах атмосферы с борта АРЗ на базовую станцию. В настоящей статье по мнению авторов указанный пробел отчасти восполнен.

Качество анализа должно соответствовать качеству модели.  
*Я. Г. Пановко*

### **Эквивалентная схема и основные уравнения для анализа АПП**

Для разработки математической модели взаимодействия АПП с принятым от РЛС запросным сигналом рассмотрим представленную на рис. 1а функциональную схему. Собственно, АПП представляет собой совокупность СВЧ-автогенератора АГ, не-

посредственно связанного с антенной А, и средств регистрации автодинного отклика. При выделении сигнала в цепи питания активного элемента (АЭ) изменения параметров автоколебаний АГ преобразуются в сигнал автодетектирования  $u_{ад}(t)$  посредством схемы блока регистрации БР [18]. Во многих применениях автодинный сигнал выделяется с помощью схемы внешнего детектирования СВД  $u_{вд}(t)$ , которая преобразует автодинные изменения амплитуды колебаний в напряжение выходного сигнала низкой частоты [19].

Эквивалентная схема АПП представлена на рис. 1б [20]. На ней  $Y_э$  отображает среднюю за период колебаний «электронную» проводимость АЭ, обладающего вольт-амперной характеристикой  $N$ -типа. При этом данная проводимость является комплексной  $Y_э \equiv Y_э(A, \omega) = G_э(A, \omega) + jB_э(A, \omega)$  и зависящей от текущих значений амплитуды  $A$  и частоты  $\omega$  колебаний на АЭ. Проводимость одноконтурной колебательной системы (КС)  $Y_{КС}$  АГ содержит параллельное соединение емкости  $C$ , проводимости потерь  $G_p$  резонатора и индуктивности  $L$ . Выражение для проводимости  $Y_{КС}$ , учитывающего также проводимость нагрузки  $G_n$ , имеет вид:

$$Y_{КС} \equiv Y_{КС}(\omega) = G_{КС} + jB_{КС} = G_{КС} \left[ 1 + j2Q_n \frac{(\omega - \omega_c)}{\omega_c} \right], \quad (1)$$

где  $G_{КС}$  и  $B_{КС}$  – резистивная и реактивная проводимости КС:  $B_{КС} = 2Q_n G_{КС}(\omega - \omega_c) / \omega_c$ ,  $G_{КС} = G_p + G_n$ ,  $G_p$  – проводимости КС и собственных потерь резонатора;  $Q_n$ ,  $\omega_c$  – нагруженная добротность и собственная частота КС;  $\omega$  – текущая частота колебаний АГ.

Генератор  $j_m(t)$  на схеме рис. 1б отображает эквивалентный источник мгновенного тока внутренних шумов АЭ. При этом полагаем, что шум является стационарным нормальным процессом с нулевым средним значением. Источник  $j_c(t)$  представляет воздействие принятого запросного радиосигнала от РЛС:  $j_c(t) = \text{Re}[J_c(t) \exp j\omega_c t]$ , где  $J_c(t)$ ,  $\omega_c$  – амплитуда и частота запросного сигнала.

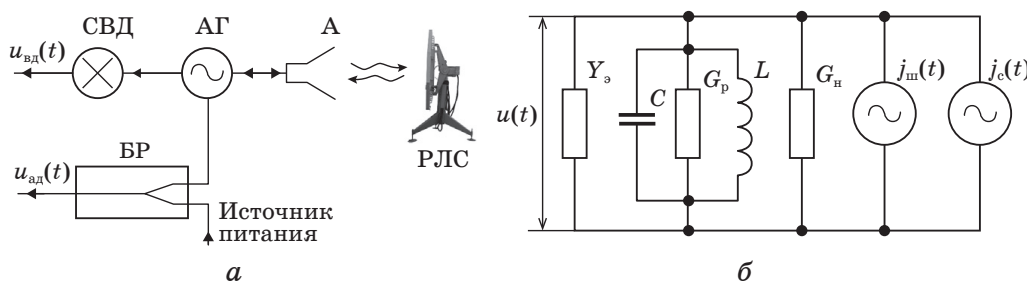


Рис. 1. Функциональная (а) и эквивалентная (б) схемы АПП  
 Fig. 1. Functional (a) and equivalent (b) circuits AT

Под воздействием тока АЭ и при условии выполнения балансов амплитуд и фаз в КС АПП возникают незатухающие колебания  $u(t)$ . Учитывая обычно достаточно высокое значение нагруженной добротности  $Q_H \gg 1$  КС, полагаем, что эти колебания являются квазигармоническими:  $u(t) = \text{Re}(\dot{A} \times \exp j\omega_0 t)$ , где  $\dot{A} = A \exp j\varphi$  – комплексная амплитуда;  $\omega_0$  – частота автономного АГ;  $A = A(t)$ ,  $\varphi = \varphi(t)$  – медленно меняющиеся за период колебаний амплитуда и фаза.

Согласно законам Кирхгофа для цепи, приведенной на рис. 1б, имеем:

$$\text{Re}[\dot{A} \times (Y_g + Y_{КС})] = j_c(t) + j_{ш}(t). \quad (2)$$

Для получения укороченных уравнений возмущенного генератора, следуя методу медленно меняющихся амплитуд в изложении Курокавы [21], в выражении (2) после подстановки в него (1) сделаем замену  $\omega$  на  $\omega_0(1 + \chi) - j(1/A)(dA/dt)$ , где  $\chi = (1/\omega_0)(d\varphi/dt) = \Delta\omega/\omega_0$  – относительные и  $\Delta\omega = \omega - \omega_0$  – абсолютные изменения частоты колебаний АГ. Здесь, в силу медленности  $\varphi(t)$  и  $A(t)$ , величины  $d\varphi/dt$  и  $(1/A)(dA/dt)$  являются достаточно малыми по сравнению с частотой  $\omega_0$ . В правой части выражения (2) учтем энергетические соотношения для генераторов:  $J_c(t) = [8G_H P_c]^{1/2}$ , где  $P_c$  – мощность принятого сигнала. Далее, после усреднения за период колебаний АГ, получим укороченные уравнения для амплитуды  $A$  и фазы  $\varphi$  в виде:

$$\frac{Q_H}{\omega_c} \frac{1}{A} \frac{dA}{dt} + \frac{G_g + G_{КС}}{2G_{КС}} = \Gamma_c \eta \cos\varphi + n_c(t), \quad (3)$$

$$\frac{Q_H}{\omega_c} \frac{d\varphi}{dt} + \frac{B_g}{2G_{КС}} + Q_H \frac{\omega - \omega_c}{\omega_c} = -\Gamma_c \eta \sin\varphi - n_s(t), \quad (4)$$

где  $\Gamma_c = \sqrt{P_c/P_H}$  – коэффициент, характеризующий относительный уровень принятого сигнала;  $P_H = A^2 G_H / 2$  – выходная мощность на нагрузке АГ;  $\eta = Q_H / Q_{ВН}$ ,  $Q_{ВН}$  – КПД и внешняя добротность КС;  $n_c(t) = i_c(t) / AG_{КС}$ ,  $n_s(t) = i_s(t) / AG_{КС}$  – относительные синфазная и ортогональная составляющие нормированного внутреннего шума генератора;  $i_c(t)$ ,  $i_s(t)$  – усредненные за период колебаний медленно меняющиеся синфазная и ортогональная составляющие нормированного внутреннего шума генератора:

$$i_c(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{\omega_0 t - 2\pi}^{\omega_0 t} j_{ш}(t) \cos(\omega_0 t + \varphi) d(\omega_0 t),$$

$$i_s(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{\omega_0 t - 2\pi}^{\omega_0 t} j_{ш}(t) \sin(\omega_0 t + \varphi) d(\omega_0 t).$$

Входящие в (3) и (4) зависимости резистивной  $G_3$  и реактивной  $B_3$  составляющих средней за период по первой гармонике проводимости АЭ от амплитуды и частоты колебаний аппроксимируем следующими выражениями [22]:

$$G_3(A, \omega) = -G_0[1 - (u_{\text{отн}})^n - v_g(\omega - \omega_0)/\omega_0], \quad (5)$$

$$B_3(A, \omega) = -B_0[1 - v_b(A - A_0)/A_0], \quad (6)$$

где  $G_0$ ,  $B_0$  – резистивная и реактивная проводимости АЭ при отсутствии колебаний;  $u_{\text{отн}} = A/A_{\text{max}}$  – относительная амплитуда колебаний на АЭ;  $A_{\text{max}}$  – амплитуда колебаний на АЭ, при которой проводимость  $G_3$  становится равной нулю;  $n$  – показатель «мягкости» характеристики АЭ;  $v_g$ ,  $v_b$  – размерные коэффициенты, характеризующие изменения амплитуды и частоты относительно их стационарных значений  $\omega_0$  и  $A_0$ .

После подстановки (5), (6) в (3) и (4) находим значения выходной мощности генератора на нагрузке

$$P_{\text{н}} = 0,5A^2G_{\text{н}} = P_{\text{ф.м.}}P_{\text{н}}, \quad (7)$$

а также амплитуду  $A_0$  и частоту  $\omega_0$  стационарных колебаний автономного генератора:

$$\begin{aligned} A_0 &= A_{\text{max}}(1 - g_p - g_{\text{н}})^{1/n}, \\ \omega_0 &= \omega_{\text{с}}[1 + \text{tg}\Theta / 2Q_{\text{н}}], \end{aligned} \quad (8)$$

где  $g_p = G_p/G_0$ ;  $g_{\text{н}} = G_{\text{н}}/G_0$ ;  $\Theta = \arctg(B_0/G_0)$  – фазовый угол запаздывания АЭ;  $p_{\text{н}} = g_{\text{н}}(1 - g_p - g_{\text{н}})^{2/n}$  – нормированная зависимость выходной мощности генератора;  $P_{\text{ф.м.}} = 0,5(A_{\text{max}})^2G_0$  – формальный множитель, физический смысл которого – максимально возможная мощность АЭ;  $Q_{\text{н}} = Q_0g_p/(g_p + g_{\text{н}})$  – нагруженная и  $Q_0$  – собственная добротности колебательной системы.

Учитывая малость воздействующего сигнала ( $\Gamma_c \ll 1$ ), из (3), (4) с учетом (5)–(8) получим из (3) и (4) методом итерации первого приближения систему линеаризованных дифференциальных уравнений для относительных изменений амплитуды  $a = \Delta A/A_0$  и фазы колебаний генератора в окрестности стационарного режима генерации:

$$\frac{Q_{\text{н}}}{\omega_0} \frac{da}{dt} + \alpha a + \varepsilon \chi_0 = \Gamma_c \eta \cos \varphi + n_c(t), \quad (9)$$

$$\frac{Q_{\text{н}}}{\omega_0} \frac{d\varphi}{dt} + \beta a + Q_{\text{н}} \chi_0 = -\Gamma_c \eta \sin \varphi - n_s(t), \quad (10)$$

где  $\alpha = n(1 - g_p - g_{\text{н}})/2(g_p + g_{\text{н}})$  – приведенная крутизна инкремента генератора;  $\varepsilon = v_g/2(g_p + g_{\text{н}})$ ,  $\beta = v_b \text{tg}\Theta / 2(g_p + g_{\text{н}})$  – параметры неизодромности и неизохронности соответственно;



$\chi_0 = \Delta\omega / \omega_0$  – относительное отклонение частоты входного сигнала  $\omega_c$  от частоты генерации  $\omega_0$ ;  $\eta = g_n / (g_p + g_n)$  – КПД колебательной системы.

Полученные уравнения (9) и (10) являются достаточно общими, обеспечивают возможность анализировать в зависимости от начальных условий режимы биений и захвата генератора, а также формирование сигнальных и шумовых характеристик. Они учитывают такие обобщенные параметры генератора, как его внешняя добротность, прочность предельного цикла, неизохронность и неизодромность. Это позволяет с учетом известного принципа дуальности описывать процессы в СВЧ-генераторах с любым типом АЭ (туннельным диодом, диодом Ганна, ЛПД, полевыми и биполярными транзисторами). Для учета влияния цепи автосмещения и иных явлений на протекающие процессы в АГ, а также особенностей конкретного типа АЭ система уравнений (9) и (10) может быть дополнена и соответственно расширена иными уравнениями.

Практика рождается из тесного взаимодействия  
физики и математики.  
*Роджер Бэкон*

### **Динамика работы АПП в случае приема сигналов в режиме биений**

Одна из задач, которую необходимо решить для успешного применения АПП, состоит в определении возможности приема сигналов в режиме биений, когда частота принимаемого сигнала находится за пределами полосы синхронизации. При этом уместен вопрос о динамических характеристиках автодинного генератора в режиме приема запросного радиоимпульса РЛС. Задача исследования этих характеристик решалась в ряде работ применительно к автодину как радиолокационному устройству, который взаимодействует с собственным отраженным от цели излучением [23–26]. Полученные в этих работах результаты исследований требуют своего развития на случай решения данной задачи. Для этого рассмотрим разработанную выше математическую модель СВЧ-генератора без учета шумов, полагая в (9), (10)  $n_c(t)$ ,  $n_s(t)$  и производные равными нулю. Тогда получим выражения для установившихся колебаний генератора в режиме захвата:

$$a = \Gamma_c K_a \cos(\varphi_0 - \psi), \quad (11)$$

$$\chi_0 = -\Gamma_c L_a \sin(\varphi_0 + \theta), \quad (12)$$

где  $K_a = \eta(1 + \rho^2)^{1/2} / \alpha(1 - \gamma\rho)$ ,  $L_a = \eta(1 + \gamma^2)^{1/2} / Q_n(1 - \gamma\rho)$  – коэффициенты автодинного усиления и относительных отклонений

частоты генерации соответственно;  $\psi = \arctg(\rho)$ ,  $\theta = \arctg(\gamma)$  – углы относительного фазового смещения автодинных характеристик;  $\rho = \varepsilon/Q_H = v_g/2Q_0g_p$ ,  $\gamma = \beta/\alpha = (v_b \text{tg}\Theta)/n(1 - g_p - g_H)$  – коэффициенты неизодромотности и неизохронности генератора соответственно;  $\varphi_0$  – установившееся значение фазы. В (12) произведение  $\Gamma_c L_a = \chi_c$  имеет смысл относительных максимальных отклонений частоты возмущенного генератора от частоты автономных колебаний  $\omega_0$  под воздействием внешнего сигнала.

Поведение входящей в выражения (9), (10) фазы  $\varphi$ , как известно из теории колебаний, зависит от соотношения величин  $\chi_0$  и  $\chi_c$ , поэтому из этих уравнений имеем два варианта решения. В случае выполнения неравенства  $\chi_0 > \chi_c$  в системе имеет место режим биений, фаза  $\varphi$  непрерывно изменяется и величина  $\chi_c$  определяет максимальные отклонения частоты генерации  $\omega$  от  $\omega_0$ , т. е. автодинную девиацию частоты. В случае выполнения обратного неравенства  $\chi_0 < \chi_c$  получаем режим захвата колебаний генератора, при этом величина  $\Delta\omega_c = \omega_0\chi_c$  является половиной полосы синхронизации генератора.

В режиме биений, когда выполняется сильное неравенство  $\chi_0 \gg \chi_c$ , в (9), (10) фаза  $\varphi$  изменяется практически линейно с частотой биений  $\Omega_6$ :  $\varphi \equiv \varphi(t) = \Omega_6 t$ . Тогда решение системы уравнений (9), (10) для «динамических» относительных изменений амплитуды  $a(t)$  и частоты  $\chi(t)$  колебаний (без учета шумов) имеет вид:

$$a(t) = \Gamma_c K_a K_6(\Omega_6) \cos[\Omega_6 t - \psi(\Omega_6)], \quad (13)$$

$$\chi(t) = -\Gamma_c L_a L_6(\Omega_6) \sin[\Omega_6 t - \theta(\Omega_6)], \quad (14)$$

где  $K_6(\Omega_6)$ ,  $L_6(\Omega_6)$  – нормированные коэффициенты частотной зависимости коэффициента автодинного усиления и девиации частоты генерации соответственно:

$$K_6(\Omega_6) \equiv K_6(\Omega_{6H}) = \sqrt{\frac{(1 - \rho \Omega_{6H})^2 + (\rho + \Omega_{6H})^2}{(1 + \rho^2)(1 + \Omega_{6H}^2)^2}}, \quad (15)$$

$$L_6(\Omega_6) \equiv L_6(\Omega_{6H}) = \frac{1 + \gamma \Omega_{6H} + (1 - \gamma\rho) \Omega_{6H}^2}{\sqrt{(1 + \gamma^2)(1 + \Omega_{6H}^2) \cos\theta(\Omega_{6H})}}, \quad (16)$$

где  $\psi(\Omega_6)$ ,  $\theta(\Omega_6)$  – углы относительных фазовых смещений автодинных изменений амплитуды колебаний и частоты биений соответственно:

$$\psi(\Omega_6) \equiv \psi(\Omega_{6H}) = \arctg \frac{\rho + \Omega_{6H}}{1 - \rho \Omega_{6H}}, \quad (17)$$

$$\theta(\Omega_{\sigma}) \equiv \theta(\Omega_{\text{бн}}) = \arctg \left[ \gamma \frac{(1 - \rho \Omega_{\text{бн}})}{1 + \gamma \Omega_{\text{бн}} + (1 - \gamma \rho) \Omega_{\text{бн}}^2} \right], \quad (18)$$

где  $\Omega_{\text{бн}} = \Omega_{\sigma} \tau_a$  – нормированная частота биений;  $\tau_a$  – характеристическая постоянная времени (время релаксации) отклика, определяющая динамические свойства АПП и значение его граничной частоты  $\Omega_{\text{гр}} = 2\pi F_{\text{гр}}$  по уровню 0,707 от максимальной амплитуды отклика:

$$\tau_a = \frac{2Q_0 g_p}{\omega_0 [n(1 - g_p - g_n) - (v_g v_b \text{tg} \Theta) / 2Q_0 g_p]}, \quad (19)$$

$$F_{\text{гр}} = \frac{\Omega_{\text{гр}}}{2\pi} = \frac{1}{2\pi \tau_a}. \quad (20)$$

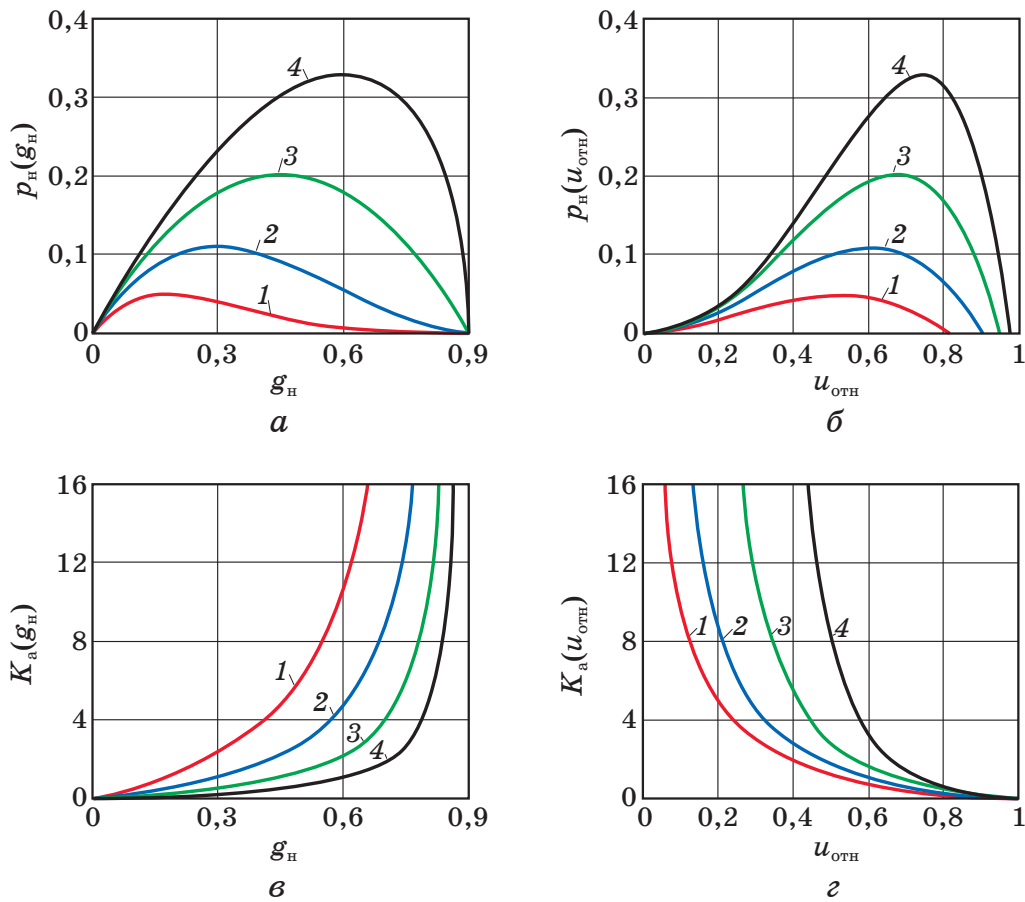
Из анализа полученных выражений (13), (14) с учетом (15)–(20) следует, что в КС имеет место явление одновременной амплитудной (АМ) (13) и частотной (ЧМ) (14) модуляции колебаний генератора. Оно, безусловно, усложняет форму выходного сигнала и является причиной появления дополнительных гармоник на частотах, кратных основной частоте биений  $\Omega_{\sigma}$ , повышения уровня комбинационных составляющих и, соответственно, сужения динамического диапазона устройства. Для устранения отмеченных недостатков в АПП необходимо принять дополнительные меры по стабилизации частоты генерации, например применением в схеме генератора высокодобротного резонатора.

На графиках рис. 2а, б представлены семейства зависимостей выходной мощности  $p_n$  от проводимости  $g_n$  нагрузки и амплитуды  $u_{\text{отн}}$  колебаний, рассчитанные согласно (7) и (8) при  $g_p = 0,1$  и различных значениях показателя  $n$ . Результаты вычислений коэффициента автодинного усиления в виде семейства зависимостей  $K_a(g_n)$  и  $K_a(u_{\text{отн}})$  представлены на рис. 2в, г, полученных при аналогичных значениях показателя  $n$ . Исходные данные для этих расчетов были приняты применительно к транзисторному СВЧ-генератору 15-см диапазона следующие:  $g_p = 0,1$ ,  $v_g = 1$ ,  $v_b = 1$ ,  $G_0 = 10 \text{ мОм}^{-1}$ ,  $A_{\text{max}} = 4 \text{ В}$ ,  $G_p = 1 \text{ мОм}^{-1}$ , собственная добротность колебательной системы  $Q_0 = 200$ ,  $\omega_0 = 2\pi \times 1,68 \times 10^9$ .

Результаты вычислений постоянной времени  $\tau_a$  (в нс) и граничной частоты  $F_{\text{гр}}$  (в ГГц) в виде зависимостей  $\tau_a(g_n)$ ,  $\tau_a(u_{\text{отн}})$  и  $F_{\text{гр}}(g_n)$ ,  $F_{\text{гр}}(u_{\text{отн}})$  представлены на рис. 3 в виде семейства кривых, полученных при различных значениях показателя  $n$  (см. рис. 2).

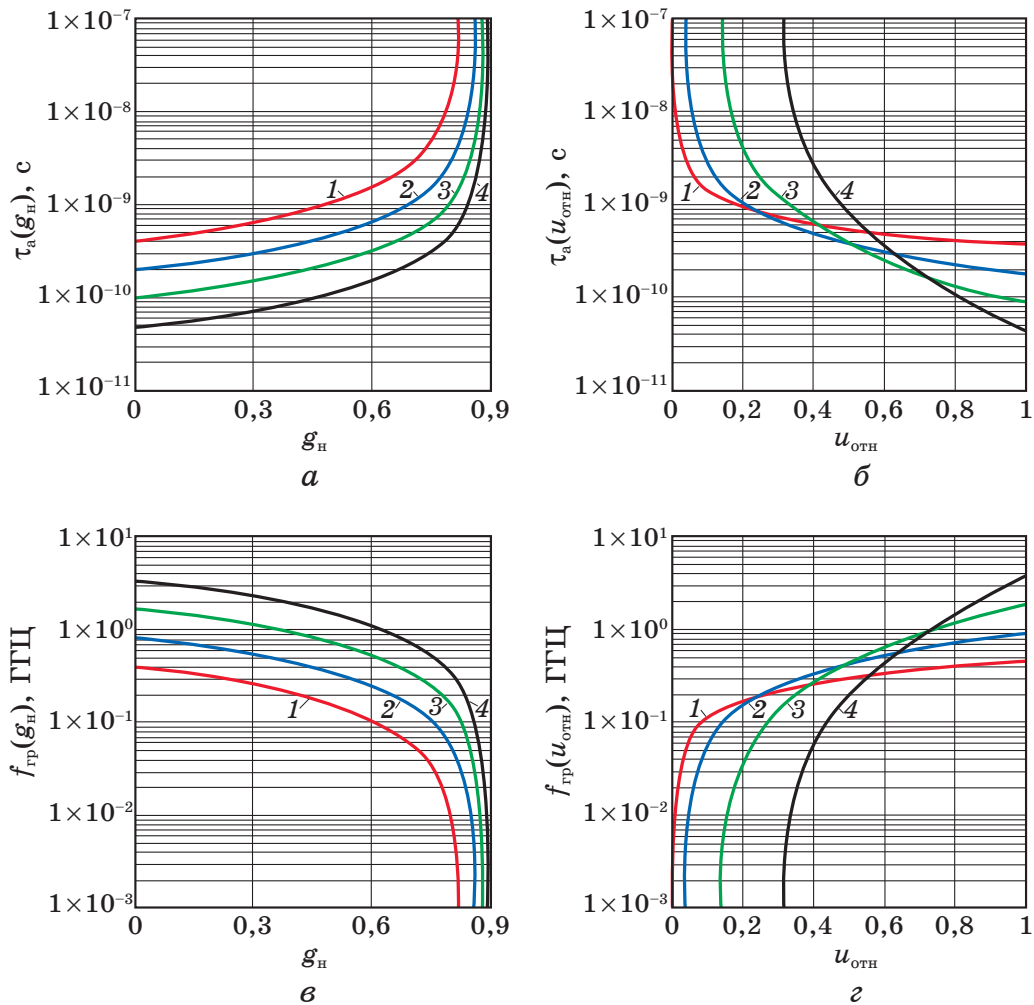
Из сравнения характеристик, представленных на рис. 2 и 3, зависимых от величины нормированной проводимости нагруз-

ки  $g_H$ , видно, что с увеличением этой проводимости наблюдается значительный рост коэффициента усиления  $K_a$ , однако при этом происходит увеличение постоянной времени  $\tau_a$ , что является нежелательным, поскольку полоса рабочих частот АПП в этом случае сужается. Режиму максимальной мощности (см. рис. 3) при любом значении проводимости нагрузки соответствуют вполне приемлемые значения указанных параметров. Увеличение значения показателя  $n$  «мягкости» (приближение к «жестким» характеристикам проводимости АЭ) способствует росту выходной мощности генератора при одновременном уменьшении постоянной времени  $\tau_a$ .



**Рис. 2.** Графики нормированных зависимостей выходной мощности  $p_H(g_H)$  (а);  $p_H(u_{OTN})$  (б) генератора; коэффициента автодинного усиления  $K_a(g_H)$  (в);  $K_a(u_{OTN})$  (г) от проводимости нагрузки  $g_H$  и относительной амплитуды  $u_{OTN}$  колебаний, полученные при различных значениях  $n$ :  $n = 0,5$  (кривые 1);  $n = 1$  (кривые 2);  $n = 2$  (кривые 3);  $n = 4$  (кривые 4)

**Fig. 2.** Graphs of normalized dependences of the oscillator output power  $p_H(g_H)$  (a),  $p_H(u_{OTN})$  (b) and the autodyne gain coefficient  $K_a(g_H)$  (c),  $K_a(u_{OTN})$  (d) on the load  $g_H$  conductivity and relative amplitude  $u_{OTN}$  of oscillations obtained at different values  $n$ :  $n = 0,5$  (curves 1);  $n = 1$  (curves 2);  $n = 2$  (curves 3);  $n = 4$  (curves 4)



**Рис. 3.** Графики зависимостей постоянной времени  $\tau_a(g_H)$  (а),  $\tau_a(u_{отн})$  (б) и граничной частоты автодинного отклика  $F_{гр}(g_H)$  (в),  $F_{гр}(u_{отн})$  (г), рассчитанные при различных значениях показателя  $n$  (см. рис. 2)

**Fig. 3.** Graphs of dependencies of the time constant  $\tau_a(g_H)$  (a),  $\tau_a(u_{отн})$  (b) and the boundary frequency of the autodyne response  $F_{гр}(g_H)$  (c),  $F_{гр}(u_{отн})$  (d), calculated at different values of the indicator  $n$  (see fig. 2)

Из графиков рис. 2 и 3 для характеристик, зависящих от величины относительной амплитуды колебаний  $u_{отн}$ , видно, что точке максимальной мощности в нагрузке соответствует режим в окрестности больших значений амплитуды колебаний. При этом значение полосы рабочих частот в зависимости от показателя  $n$  «мягкости» может варьироваться в пределах от 10...40 МГц до 2...10 МГц (см. рис. 3в, г). С увеличением собственной добротности рабочего резонатора полоса частот соответственно сужается. Таким образом, в рассматриваемом АПП в отношении выбора добротности КС имеется противоречивое требование.

Иногда все идет не так, как хотелось бы.  
*Закон Старджона*

### Особенности работы АПП в режиме захвата

В данном режиме работы несущие частоты АПП и запросной РЛС совпадают. Поэтому система радиозондирования занимает предельно узкую полосу частот, что улучшает электромагнитную совместимость радиосредств. Этим достигается основное преимущество данного режима перед сверхрегенеративным и режимом приема на частоте биений. Однако вопрос применимости режима захвата для приема сигналов запроса остается пока открытым из-за сложности анализа процессов в автоколебательной системе. Цель настоящих исследований – в какой-то мере приблизиться к решению этой задачи.

Задача, которую необходимо решить для успешного применения АПП, состоит в определении динамических характеристик автодинного СВЧ-генератора в режиме захвата с учетом его энергетических параметров и изменений уровня воздействующего сигнала запроса. Кроме того, необходим выбор и обоснование метода регистрации отклика СВЧ-генератора на воздействие сигнала запроса. Похожие задачи решались в ряде работ применительно к автодину как радиолокационному устройству [27–29]. Однако физика работы локационных автодинов сильно отличается от работы автодинного СВЧ-генератора – приемника радиосигнала от стороннего источника [30]. Поэтому полученные в этих работах результаты невозможно непосредственно использовать при решении поставленной задачи.

Уравнения (9) и (10) для относительных изменений амплитуды  $a = \Delta A / A_0$  и фазы  $\varphi$  колебаний СВЧ-генератора в окрестности стационарного режима генерации, как отмечалось выше, обеспечивают возможность анализировать его работу также в режиме захвата частоты сигналом запросной РЛС, когда выполняется неравенство  $\chi_0 < \chi_c$ . Для этого случая сначала рассмотрим устойчивость установившихся колебаний синхронного режима АПП, используя полученные выше выражения (11) и (12), которые здесь перепишем снова:

$$a = \Gamma_c K_a \cos(\varphi_0 - \psi), \quad (21)$$

$$\chi_0 = -\Gamma_c L_a \sin(\varphi_0 + \theta). \quad (22)$$

Пользуясь методом Ляпунова, в уравнениях (21), (22) на автодинные изменения параметров колебаний  $a$  и  $\varphi$  наложим дополнительные вариации  $\Delta a$  и  $\Delta \varphi$  в окрестности стационарных значений  $a_0$  и  $\varphi_0$ :  $a = a_0 + \Delta a$  и  $\varphi = \varphi_0 + \Delta \varphi$  [25]. После подстановки этих значений в систему (21), (22) и вычитания из нее выражений для стационарного режима колебаний, получим си-

стему уравнений для вариаций. Из характеристического уравнения для этой системы следуют, кроме упомянутого выше условия  $\Delta\omega < \Delta\omega_c$ , еще четыре дополнительных условия работы АГ в синхронном режиме:

$$\begin{aligned} 1) & \alpha > 0; \\ 2) & (1 - \gamma\rho) > 0; \\ 3) & 1 + \Gamma_c[\eta/\alpha(1 - \gamma\rho)]\cos\varphi_0 > 0; \\ 4) & -[(\pi/2) - \theta] < \varphi_0 < [(\pi/2) - \theta], \end{aligned} \quad (23)$$

где выражение в квадратных скобках третьего условия  $\eta/\alpha(1 - \gamma\rho) = k_{иг}$  имеет физический смысл коэффициента автодинного усиления изодромного генератора  $k_{иг}$ , у которого параметр  $\rho$  отличен от нуля.

Первые два условия в (23), определяющие внутреннюю устойчивость АГ, совпадают с условиями, полученными в [31]. Физический смысл третьего условия – требование к величине амплитуды возмущений режима колебаний. В случае его нарушения, например, из-за высокого уровня сигнала, когда величина коэффициента  $\Gamma_c$  соизмерима с единицей, или чрезмерно большого коэффициента усиления  $k_{иг}$ , когда автодинные изменения превышают амплитуду собственных колебаний генератора  $\Gamma_c k_{иг} > 1$ , в генераторе возможен срыв генерации из-за нарушения баланса амплитуд. Четвертое условие в (23) определяет диапазон устойчивых значений фазы  $\varphi_0$  в синхронном режиме неизосинхронного генератора, у которого параметр  $\gamma$  отличен от нуля.

Теперь для нахождения отклика АГ на воздействие запросного сигнала из (9) и (10) запишем без потери общности несколько упрощенную систему дифференциальных уравнений, полагая отсутствие в АГ явления «частотного детектирования» ( $\varepsilon = 0$ ), а также без учета шумов генератора. В рамках указанных приближений из (9) и (10) запишем:

$$\frac{da}{dt} = -\frac{\omega_c \alpha}{Q_H} a + \Gamma_c \frac{\omega_c}{Q_{BH}} \cos\varphi, \quad (24)$$

$$\frac{d\varphi}{dt} = -[\omega(t) - \omega_0] - \frac{\omega_c}{Q_H} \beta a - \Gamma_c \eta \frac{\omega_c}{Q_H} \sin\varphi. \quad (25)$$

В режиме установившихся колебаний, полагая производные в левой части уравнений (24), (25) равными нулю, получим:

$$a = \Gamma_c \frac{Q_H}{Q_{BH} \alpha} \cos\delta = \Gamma_c \frac{\eta}{\alpha} \cos\varphi, \quad (26)$$

$$\Delta\omega = -\Gamma_c \frac{\omega_c}{Q_{BH} \cos\theta} \sin(\varphi + \theta) = -\Delta\omega_{\max} \sin(\varphi + \theta), \quad (27)$$

где  $\Delta\omega = \omega(t) - \omega_0$  – отклонение частоты  $\omega(t)$  внешнего сигнала от собственной частоты  $\omega_0$  АГ;  $\Delta\omega_{\text{макс}} = \Delta\omega_s/2$  – полуширина полосы  $\Delta\omega_s$  синхронизации частоты АГ, имеет смысл максимальных отклонений текущей частоты  $\omega(t)$  внешнего сигнала от частоты  $\omega_0$  собственных колебаний АГ.

Из (27) легко найти пределы изменения установившихся значений фазы  $\varphi_0$  АГ при его синхронизации:

$$\varphi_0 = -(\theta + \arcsin \chi_c), \quad (28)$$

где  $\chi_c = \Delta\omega / \Delta\omega_{\text{макс}}$  – относительное отклонение частоты внешнего сигнала от собственной частоты автодинного генератора. Подставляя (28) в (26), получим выражение для нормированной амплитудно-частотной характеристики (АЧХ)  $a_H(\chi_c)$  синхронизированного АГ:

$$a_H(\chi_c) = a / \Gamma_c K_a = \cos(\theta + \arcsin \chi_c). \quad (29)$$

На рис. 4 представлены результаты расчетов АЧХ  $a_H(\chi_c)$  согласно (29) при различных значениях коэффициента неизохронности  $\gamma$ :  $\gamma = 0$  (кривая 1);  $\gamma = 0,5$  (кривая 2);  $\gamma = 1$  (кривая 3);  $\gamma = 1,5$  (кривая 4). Эти графики показывают нормированную величину изменений амплитуды колебаний генератора  $a_H$  в зависимости от величины относительной отстройки частоты  $\chi_c$  воздействующего сигнала. Из этих графиков видно, что в центре полосы синхронизации наблюдается наибольшая реакция амплитуды колебаний у изохронного генератора, у которого параметр  $\gamma = 0$  (см. кривую 1). У реальных СВЧ-генераторов, как правило, имеет место значительная неизохронность колебаний [20] ( $\gamma = 1 \dots 1,5$ ). Поэтому у этих генераторов в центре полосы синхронизации не может гарантироваться максимальный по амплитуде отклик, причем на краях этой полосы полярность отклика может иметь разные знаки (см. кривые 2...4).

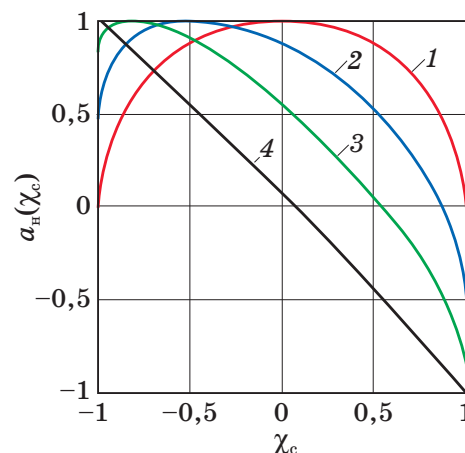


Рис. 4. Амплитудно-частотные характеристики АПП  
Fig. 4. Amplitude-frequency characteristics of the AT



Необходимо отметить, что при  $\gamma = 1,5$  и более, АЧХ синхронизированного генератора вырождается практически в прямую линию (см. кривую 4). Такой вид АЧХ обеспечивает высокую линейность преобразования ЧМ  $\rightarrow$  АМ входного сигнала. Детектирование этих изменений амплитуды колебаний с помощью внешнего детектора или автодетектирования их в цепи питания обеспечивает демодуляцию ЧМ. Отсюда следует, что в качестве запросного сигнала можно использовать радиоимпульсы с внутренней частотной модуляцией, содержащей код «запроса». Однако для этого АГ должен обеспечивать соответствующее быстроедействие в режиме захвата частоты.

Подстановка (10) в (9) дает простое решение уравнений для закона установления амплитуды колебаний АГ:

$$a(t) = \Gamma_c K_a \left[ 1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau_a}\right) \right] \cos[\varphi(t) - \psi]. \quad (30)$$

После подстановки (30) в (10) получим дифференциальное уравнение для фазы:

$$\frac{1}{\omega_0} \frac{d\varphi}{dt} + \Gamma_c L_a X_a(t) \sin[\varphi(t) + \delta(t)] = -\chi_c, \quad (31)$$

где  $X_a(t)$ ,  $\delta(t)$  – зависящие от времени коэффициент и сдвиг фазы автодинных изменений мгновенной частоты генерации автодина:

$$X_a(t) = \sqrt{[Z_a(t)]^2 + [Z_s(t)]^2}, \quad (32)$$

$$\delta(t) = \operatorname{arctg} \frac{Z_s(t)}{Z_a(t)}, \quad (33)$$

где  $Z_a(t)$ ,  $Z_s(t)$  – коэффициенты, определяющие динамику изменения полосы захвата и величины текущей расстройки частот  $\omega_c$  и  $\omega$  в ходе переходного процесса захвата частоты генерации:

$$\begin{aligned} Z_a(t) &= \frac{1 - \gamma \exp(-t/\tau_a)}{(1 + \gamma^2)^{1/2}}, \\ Z_s(t) &= \gamma \frac{1 - \exp(-t/\tau_a)}{(1 + \gamma^2)^{1/2}}. \end{aligned} \quad (34)$$

Аналитическое решение нелинейного уравнения (31) получить не удастся. Линеаризация в окрестности середины полосы захвата, где можно положить  $\sin \varphi \approx \varphi$  и  $\cos \varphi \approx 1$ , позволила несколько упростить его:

$$\frac{1}{\omega_0} \frac{d\varphi}{dt} + \Gamma_c L_a Z_a(t) \varphi = -[\chi_c + \Gamma_c L_a Z_s(t)]. \quad (35)$$

Анализ коэффициентов  $Z_a(t)$  и  $Z_s(t)$  показал, что изменения величины  $Z_a(t)$ , обусловленные одновременно неизохронностью и неизодромностью генератора, незначительны и в процессе захвата частоты ими можно пренебречь, полагая при этом:  $Z_a(t) = 1/(1 + \gamma^2)^{1/2}$ . Тогда как изменения величины  $Z_s(t)$  обусловлены только неизохронностью генератора. Ее влиянием на изменение величины текущей расстройки частот автодинного генератора и сигнала запроса пренебречь нельзя. С учетом сказанного уравнение (35) перепишем в виде:

$$\tau_\varphi \frac{d\varphi}{dt} + \varphi = -\gamma \left[ 1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau_a}\right) \right] - \omega_0 \tau_\varphi \chi_c, \quad (36)$$

где  $\tau_\varphi$  – постоянная времени установления фазы автодинного отклика:

$$\begin{aligned} \tau_\varphi &= \frac{Q_n(1 - \gamma\rho)}{\Gamma_c \eta \omega_0} = \\ &= \frac{Q_0 A_{\max} g_p (1 - g_p - g_n)^{1/n}}{\omega_0} \left[ 1 - \frac{v_g v_b \operatorname{tg} \Theta}{2Q_0 g_p n (1 - g_p - g_n)} \right] \sqrt{\frac{G_0}{2g_n P_c}}. \end{aligned} \quad (37)$$

Решение уравнения (36) для фазы  $\varphi(t)$  автодинного отклика имеет вид:

$$\varphi(t) = -(\omega_0 \tau_\varphi \chi_c + \gamma) \left[ 1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau_a}\right) \right] - \gamma \tau_a \frac{\exp(-t/\tau_\varphi) + \exp(-t/\tau_a)}{\tau_\varphi + \tau_a}. \quad (38)$$

Из выражений (19) и (37) видно, что в отличие от постоянной времени  $\tau_a$  автодинного отклика по изменению амплитуды колебаний величина постоянной времени  $\tau_\varphi$  установления фазы зависит не только от внутренних параметров генератора, режима его работы, но и от уровня мощности приходящего на вход АПП запросного сигнала  $P_c$ . При этом, как видно из (38), характер установления фазы  $\varphi(t)$  зависит от величин постоянных времени  $\tau_a$  и  $\tau_\varphi$  автодинного отклика.

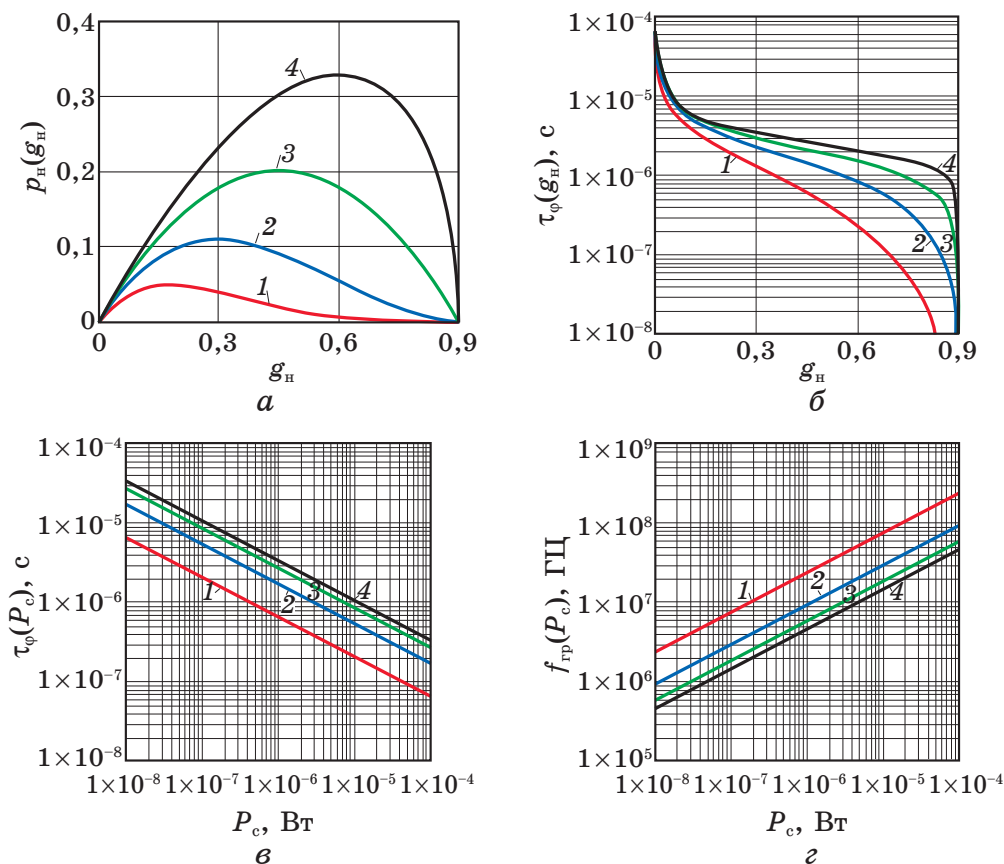
Влияние режима работы и внутренних параметров генератора на постоянную времени  $\tau_a$  автодинного отклика по изменению амплитуды колебаний рассмотрено в предшествующем разделе, посвященном режиму биений. Здесь рассмотрим сначала влияние на постоянную времени  $\tau_\varphi$  автодинного отклика по изменению фазы относительной величины проводимости нагрузки, а затем – зависимости граничной частоты от относительной величины амплитуды на АЭ. При этом есть смысл сопоставить их с характеристиками выходной мощности автодина.

На рис. 5 представлены графики относительных зависимостей мощности  $p_n(a)$  и величины постоянной времени  $\tau_\varphi$  установления

фазы (б) в зависимости от относительной проводимости нагрузки  $g_H$ . Исходные данные для выполненных расчетов приняты (применительно к транзисторному генератору 15-см диапазона) следующие:  $v_g = 1$ ,  $v_b = 0,5$ ,  $G_0 = 10 \text{ мОм}^{-1}$ ,  $A_{\max} = 4 \text{ В}$ ,  $\omega_0 = 2\pi \times 1,7 \times 10^9$ ;  $Q_0 = 250$ ;  $g_p = 0,1$  и различные значения показателя  $n$ :  $n = 0,5$ ;  $n = 1$ ;  $n = 2$ ;  $n = 4$  (см. кривые 1...4, соответственно).

На рис. 5в, г представлены графики для постоянной времени  $\tau_\phi$  и граничной частоты  $F_{\text{гр}} = \Omega_{\text{гр}}/2\pi = 1/2\pi\tau_\phi$  (по уровню минус 3 дБ), которые рассчитаны при мощности  $P_c = 1 \times 10^{-7} \text{ Вт}$  запросного сигнала на входе автодина и различных значениях параметра расстройки частот  $\omega_0\tau_\phi\chi_c$ : 1; 0,5; минус 0,5; минус 1 (см. кривые 1...4, соответственно).

Из сопоставления графиков рис. 5 видно, что быстродействие автодина имеет наибольшие значения не в окрестности режима работы, где его мощность при больших амплитудах  $A$  колебаний наибольшая, а при приближении к режиму малых амплитуд колебаний. Данный вывод отличается от вывода, полученного для случая приема сигналов в режиме биений.



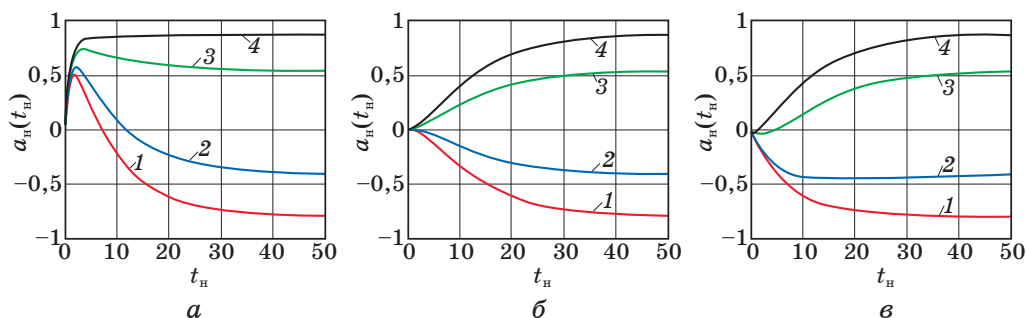
**Рис. 5.** Графики зависимостей:  $p_H(g_H)$  (а),  $\tau_\phi(g_H)$  (б),  $\tau_\phi(P_c)$  (в) и  $F_{\text{гр}}(P_c)$  (г), рассчитанные при различных значениях  $n$  (см. рис. 2)  
**Fig. 5.** Dependency graphs:  $p_H(g_H)$  (a),  $\tau_\phi(g_H)$  (b),  $\tau_\phi(P_c)$  (c) and  $F_{\text{гр}}(P_c)$  (d), calculated at different values of the indicator  $n$  (see fig. 2)

Из сравнения графиков относительной выходной мощности  $p_H(g_H)$ , представленных на рис. 5а с графиками постоянной времени установления фазы  $\tau_\varphi(g_H)$  автодинного отклика (см. рис. 5б) видно, что с увеличением проводимости нагрузки наблюдается значительное улучшение быстродействия автодина. Особенно ощутим выигрыш при использовании АД с «мягкой» характеристикой проводимости с малым значением показателя  $n$ .

Графики рис. 5в и г подтверждают сформулированный выше вывод о преимуществах в быстродействии автодина с АД, имеющего малую величину показателя «мягкости»  $n$ , причем при любом уровне воздействующего сигнала. Однако при этом необходимо учитывать, что выходная мощность генератора (см. рис. 5а) при малых  $n$  сравнительно невелика. Это является нежелательным фактором при использовании АПП одновременно в качестве телеметрического передатчика. Данное противоречие, по-видимому, следует разрешить из анализа шумовых характеристик автодина как приемника.

На рис. 6 представлены рассчитанные согласно (30) и (38) графики установления нормированной относительно максимальных значений амплитуды  $a_H(t_H)$ , а на рис. 7 – фазы  $\varphi(t_H)$  колебаний АГ для трех случаев, когда  $(\tau_\varphi/\tau_a) = 10$  (а),  $(\tau_\varphi/\tau_a) = 1,0$  (б) и  $(\tau_\varphi/\tau_a) = 0,1$  (в). Входящие в эти выражения исходные данные  $\gamma = 1$ ,  $\psi = 0,5$ . Здесь переменная  $t_H$  – нормированное относительно величины  $\tau_a$  текущее время:  $t_H = t/\tau_a$ .

На графиках рис. 6 и 7 видно, что процесс установления фазы  $\varphi(t_H)$  в зависимости от начальной расстройки  $\omega_0\tau_\varphi\chi_c$  является аперриодическим, как при выполнении условия  $\tau_\varphi \gg \tau_a$ , так и  $\tau_\varphi \ll \tau_a$ . Тогда как установление амплитуды  $a_H(t_H)$  может сопровождаться релаксационными колебаниями.



**Рис. 6.** Графики установления нормированной амплитуды  $a_H(t_H)$  колебаний, рассчитанные при:  $(\tau_\varphi/\tau_a) = 10$  (а),  $(\tau_\varphi/\tau_a) = 1,0$  (б) и  $(\tau_\varphi/\tau_a) = 0,1$  (в)

**Fig. 6.** Graphs of the establishment of the normalized amplitude  $a_H(t_H)$  of oscillations, calculated for:  $(\tau_\varphi/\tau_a) = 10$  (а),  $(\tau_\varphi/\tau_a) = 1,0$  (б) и  $(\tau_\varphi/\tau_a) = 0,1$  (в)

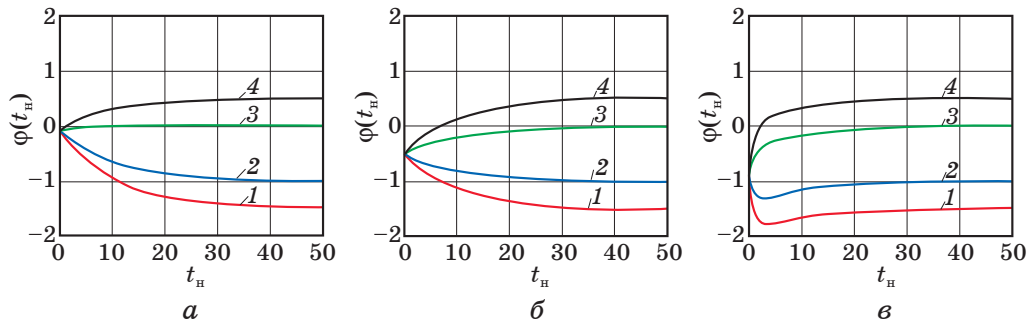


Рис. 7. Графики установления фазы  $\varphi(t_n)$  колебаний автогенератора АПП, рассчитанные при  $(\tau_\varphi/\tau_a) = 10$  (а),  $(\tau_\varphi/\tau_a) = 1,0$  (б) и  $(\tau_\varphi/\tau_a) = 0,1$  (в)

Fig. 7. Graphs of establishing the oscillation phase  $\varphi(t_n)$  of the self-oscillator AT, calculated for:  $(\tau_\varphi/\tau_a) = 10$  (a),  $(\tau_\varphi/\tau_a) = 1,0$  (b) и  $(\tau_\varphi/\tau_a) = 0,1$  (c)

Выполненные исследования АПП в режиме захвата представляются лишь первичными. Для успешного применения этого режима в перспективных системах радиозондирования атмосферы необходимо продолжить его изучение в плане исследования реакции автоколебательной системы на воздействие модулированных колебаний.

Наша чувствительность – вещь относительная.  
Харуки Мураками

### Чувствительность АПП в режиме приема запросных сигналов

Знания о шумовых параметрах и характеристиках используемых в качестве АПП СВЧ-генераторов при создании систем радиозондирования атмосферы имеют большое значение, поскольку они определяют их потенциальные возможности по дальности действия и надежности приема запросного радиоимпульса РЛС [1]. Вопросам, связанным с исследованиями шумовых и энергетических характеристик автодинов, посвящено большое количество работ зарубежных и отечественных авторов (см. [20; 32–35] и библиографии в них).

Однако, несмотря на известные достижения в исследованиях шумовых характеристик автодинов, у разработчиков систем на их основе по-прежнему возникает целый ряд вопросов, которые прежде всего связаны с выбором подходящего типа АЭ, обеспечивающего наиболее приемлемые шумовые характеристики. После этого следует вопрос о правильности выбора рабочей точки смещения АЭ и наилучшего режима колебаний генератора. Последующие вопросы обычно посвящены выяснению требований к КС генератора и наиболее приемлемых параметров

связи АГ с нагрузкой. Представленные ниже результаты исследований, полагаем, в какой-то мере дают ответы на перечисленные вопросы и позволяют рассчитать шумовые параметры АПП в режиме биений, выполняющего одновременно функции телеметрического передатчика.

Разработанная выше математическая модель АПП позволяет выполнить анализ и расчет необходимых шумовых параметров и характеристик. В режиме биений, когда выполняется сильное неравенство  $\chi_0 \gg \chi_c$ , решение системы уравнений (9), (10) для относительных изменений амплитуды  $a(t)$  и частоты  $\chi(t)$  колебаний при выполнении условия  $\Omega_6 \ll \Omega_{гр}$  и с учетом внутренних шумов АГ имеет вид:

$$a(t) = \Gamma_c K_a \cos(\Omega_6 t - \psi) + a_{ш}(t), \quad (39)$$

$$\chi(t) = -\Gamma_c L_a \sin(\Omega_6 t + \theta) - \chi_{ш}(t), \quad (40)$$

где  $a_{ш}(t)$ ,  $\chi_{ш}(t)$  – составляющие амплитудного и частотного шума соответственно:

$$a_{ш}(t) = a_c(t) + \rho a_s(t), \quad (41)$$

$$\chi_{ш}(t) = a_s(t) + \gamma a_c(t).$$

Из выражений (41) несложно получить простые формулы для расчета эффективных значений ширины спектра частотного шума  $\Delta f_{ш.эф}$  и относительных уровней амплитудного шума  $a_{ш.эф}$  колебаний в полосе частот  $\Delta F$ , если задать соответствующее спектральное распределение внутреннего источника шумов генератора.

Обычно при расчете флуктуационных характеристик генераторов спектральное распределение внутренних источников шумов АЭ принимается равномерным в виде «белого» шума  $S_6(F) = 2kT_{ш}M_{ш}G$ , где  $k = 1,38 \times 10^{-23}$  Дж/К – постоянная Больцмана;  $T_{ш}$  – эквивалентная шумовая температура АЭ;  $M_{ш}$  – мера шума АЭ [36]. Учтем в дальнейших вычислениях также известные энергетические соотношения между квадратурными составляющими шума:

$$\overline{[a_c(t)]^2} = \overline{[a_s(t)]^2} = 2kT_{ш}M_{ш}G_{кС}\Delta F/P_0, \quad (42)$$

где  $P_0 = 0,5(A_0)^2G_{н} = 0,5(A_{max})^2G_0g_{н}(1 - g_p - g_{н})^{2/n}$  – выходная мощность СВЧ АГ. В результате элементарных преобразований промежуточных выражений получим:

$$a_{ш.эф} = \sqrt{\overline{a_{ш}(t)^2}} = \frac{2\sqrt{1+\rho^2}}{\alpha(1-\gamma\rho)} \sqrt{\frac{kT_{ш}M_{ш}\Delta F}{P_0}}, \quad (43)$$

$$\Delta f_{ш.эф} = \sqrt{\overline{\Delta f_{ш.эф}^2}} = \frac{2f_0\sqrt{1+\gamma^2}}{Q_{н}(1-\gamma\rho)} \sqrt{\frac{kT_{ш}M_{ш}\Delta F}{P_0}}. \quad (44)$$

Выражение для коэффициента шума  $N_{\text{ш}}$ , характеризующего, как общеизвестно, ухудшение характеристик сигнала при его прохождении через АПП с учетом мощности собственных тепловых шумов на входе автодина при отношении сигнал-шум, равном единице  $P_{\text{ш. пр}} = kT_{\text{ш}}M_{\text{ш}}\Delta FK_{\text{P}}$ , имеет вид:

$$N_{\text{ш}} = 1 + \frac{P_{\text{ш. пр}}}{kT_0\Delta FK_{\text{P}}} = 1 + \frac{T_{\text{ш}}M_{\text{ш}}}{T_0}, \quad (45)$$

где  $T_0$  – комнатная температура;  $K_{\text{P}} = (1 + \rho^2)/[\alpha(1 - \gamma\rho)]^2$  – коэффициент передачи автодина по мощности. При этом собственная входная шумовая температура его равна:

$$T_{\text{ш}} = (N_{\text{ш}} - 1)T_0 = T_{\text{ш}}M_{\text{ш}}. \quad (46)$$

Результаты вычислений среднеквадратических значений флуктуаций амплитуды  $\sigma_{\text{ш}(A)}$  колебаний и частоты  $\sigma_{\text{ш}(F)}(g_{\text{н}})$  генерации в зависимости от нормированной проводимости нагрузки  $g_{\text{н}}$  и относительной амплитуды  $u_{\text{отн}}$  колебаний на АЭ представлены на рис. 8 в виде семейства графиков, полученных при  $g_{\text{p}} = 0,1$  и различных значениях показателя  $n$ :  $n = 0,5$  (кривые 1);  $n = 1$  (кривые 2);  $n = 2$  (кривые 3);  $n = 4$  (кривые 4).

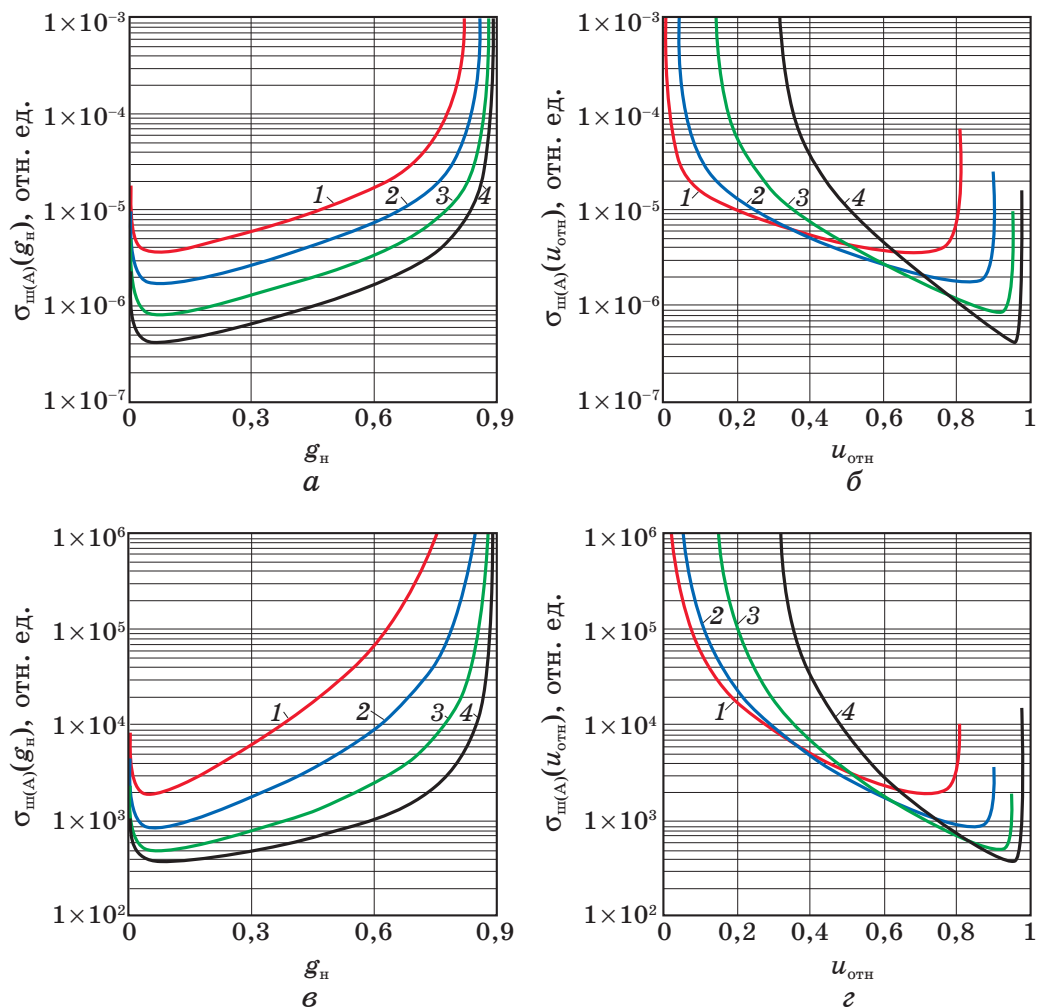
Исходные данные для этих расчетов были приняты применительно к транзисторному СВЧ-генератору 15-см диапазона следующие:  $g_{\text{p}} = 0,1$ ,  $v_g = 1$ ,  $v_b = 1$ ,  $G_0 = 10 \text{ мОм}^{-1}$ ,  $A_{\text{max}} = 4 \text{ В}$ ,  $k = 1,38 \times 10^{-23}$ ;  $M_{\text{ш}} = 30 \text{ dB}$ ;  $\Delta F = 1 \text{ кГц}$ ;  $G_{\text{p}} = 1 \text{ мОм}^{-1}$ ,  $\omega_0 = 2\pi \times 1,68 \times 10^9$ , собственная добротность колебательной системы  $Q_0 = 200$ .

На графиках рис. 8 видно, что полученные кривые имеют экстремальный характер зависимостей. При малых значениях проводимости нагрузки  $g_{\text{н}}$ , где амплитуда колебаний  $u_{\text{отн}}$  достаточно большая, генератор обеспечивает режим работы с минимальным уровнем частотных  $\sigma_{\text{ш}(F)}$  и амплитудных  $\sigma_{\text{ш}(A)}$  шумов, причем с увеличением показателя  $n$  «мягкости» этот минимум становится ниже. Поскольку чувствительность автодина как приемника определяется относительным уровнем шумов генератора, то при выборе рабочей точки АЭ полученные результаты необходимо учитывать.

На рис. 9 представлены необходимые для выбора режима работы АПП графики абсолютных значений выходной мощности  $P_0(u_{\text{отн}})$  (а) и коэффициента усиления  $K_{\text{a}}(u_{\text{отн}})$  (б) в зависимости от относительной амплитуды  $u_{\text{отн}}$  колебаний генератора, полученные при аналогичных значениях показателя  $n$  (см. рис. 8).

На графиках рис. 9 видно, что в режиме оптимальной связи наиболее предпочтительной для работы АПП одновременно в качестве телеметрического передатчика, когда выходная

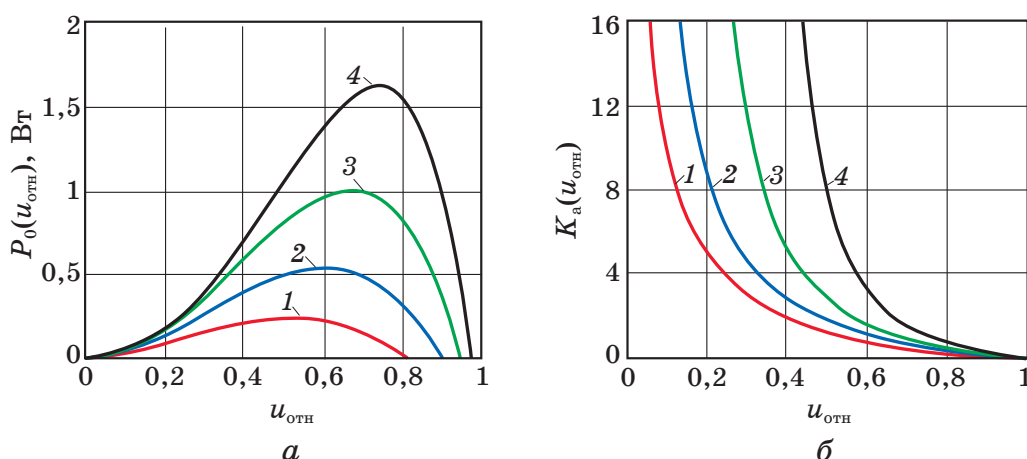
мощность  $P_0$  генератора максимальна, значение коэффициента усиления по  $K_a(u_{отн})$  имеет сравнительно небольшую величину. Переход в режим перегрузки генератора, при котором относительная амплитуда колебаний на АЭ имеет меньшие значения, чем при критической связи, способствует значительному увеличению коэффициента усиления. Однако чувствительность АПП при этом значительно ухудшается (см. рис. 8б). Поэтому, как видно на графиках рис. 9а, предпочтительным является режим в окрестности критической связи с тенденцией некоторой «недосвязи».



**Рис. 8.** Графики среднеквадратических значений флуктуаций амплитуды  $\sigma_{ш(А)}$  колебаний (а), (б) и частоты  $\sigma_{ш(Ф)}$  генерации (в), (г) от проводимости нагрузки  $g_H$  (а), (в) и относительной амплитуды  $u_{отн}$  (б), (г) колебаний, полученные при различных значениях  $n$  (см. текст)

**Fig. 8.** Graphs of the RMS values of fluctuations in the amplitude  $\sigma_{ш(А)}$  of oscillations (a), (b) and the frequency of  $\sigma_{ш(Ф)}$  oscillation (c), (d) from the conductivity of the load  $g_H$  (a), (c) and the relative amplitude  $u_{отн}$  (b), (d) of oscillations, obtained at different values  $n$  (see text)





**Рис. 9.** Графики выходной мощности  $P_0(u_{\text{отн}})$  (а) и коэффициента усиления  $K_a(u_{\text{отн}})$  (б), полученные при различных значениях  $n$   
**Fig. 9.** Graphs of the output power  $P_0(u_{\text{отн}})$  (а) and gain  $K_a(u_{\text{отн}})$  (б), obtained at different values  $n$

Оценки, сделанные по результатам экспериментальных исследований, показали, что чувствительность автодина находится в пределах минус 110...120 дБ/Вт при полосе 1 МГц тракта усиления, что согласуется с результатами выполненных ранее расчетов [9]. При этом предпочтительный параметр «мягкости» импедансной характеристики  $n = 2...4$ .

При указанных выше параметрах исходных данных вычисления коэффициента шума и шумовой температуры согласно (45) и (46) дали следующие значения:  $N_{\text{ш}} = 33$  дБ и  $T_{\text{ш}} = 6 \cdot 10^5$  К. Необходимо отметить, что представленные здесь результаты вычислений носят лишь оценочный характер, поскольку точное значение меры шума  $M_{\text{ш}}$  для конкретного типа АЭ требует своего экспериментального уточнения.

Таким образом, из полученных результатов работы следует ряд рекомендаций. Оптимальный режим работы АПП, при котором обеспечиваются близкие к наибольшим значениям выходная мощность, КПД и чувствительность находится вблизи области критической связи АГ с нагрузкой, переходящей в режим «недосвязи».

Использовать тип АЭ и положение рабочей точки по величине смещения такие, которые обеспечивают вид характеристики проводимости АЭ по возможности как можно ближе к «жесткому» виду. При этом необходимо устанавливать режим слабой связи АГ с нагрузкой, обеспечивая относительно высокие значения амплитуды колебаний на АЭ, когда выходная мощность АГ в несколько раз меньше мощности, отдаваемой этим АГ в нагрузку при оптимальной связи. КС генератора должна обеспе-

чивать по возможности высокие значения собственной добротности, а АЭ – наименьшее значение меры шума.

Чувствительность АПП к запросному сигналу определяется флуктуациями амплитуды СВЧ-генератора и полосой пропускания усилителя преобразованного сигнала. При этом необходимо отметить, что из-за низкого значения коэффициента усиления мощности на выходе АГ после выделения автодинного сигнала требуется применение малошумящего усилителя.

Результаты экспериментальных исследований, представленные ниже, выполненные с транзисторным генератором на 1680 МГц для радиозонда МРЗ-ЗМК при различных уровнях подаваемого сигнала в пределах от минус 50 до минус 90 дБ/Вт качественно подтвердили полученные здесь результаты расчетов.

Хорош тот эксперимент, который  
не согласуется с теорией.

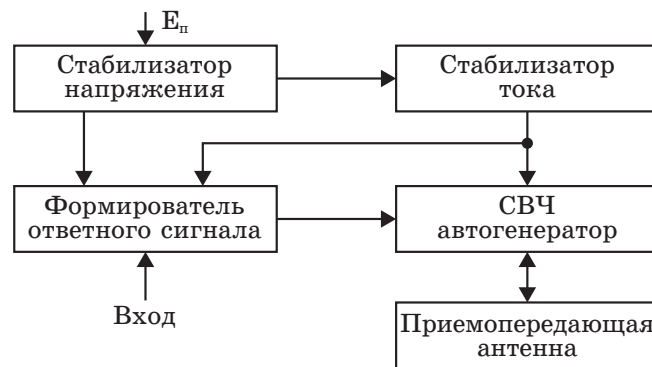
*Петр Капица*

### Экспериментальные исследования АПП

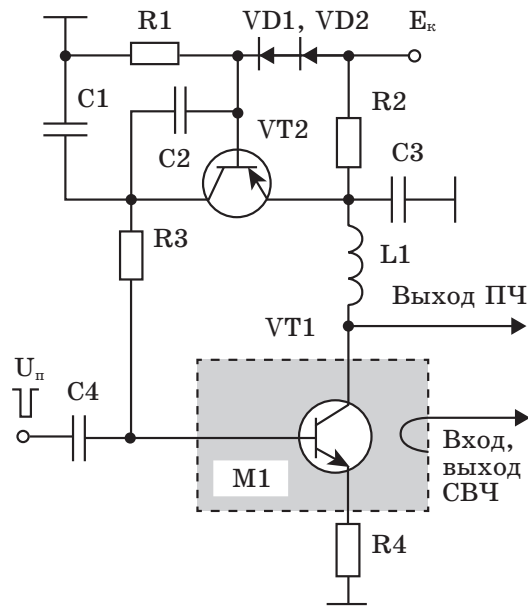
В настоящем разделе представлены результаты экспериментальных исследований макета АПП, использующего серийный СВЧ-модуль радиозонда МРЗ-ЗМК на частоту 1680 МГц. Основной целью исследований является оценка величины автодинного отклика АГ от уровня мощности запросного сигнала РЛС в режиме биений и определение возможности его использования для формирования ответного сигнала радиозонда по дальности.

На рис. 10а приведена структурная схема АПП радиозонда. Все узлы устройства заимствованы от серийного СПП радиозондов МРЗ-3 [8]. Отличительная особенность заключается во введении узла формирователя ответного сигнала, который по существу является полосовым фильтром и усилителем сигнала биений между запросным сигналом и колебаниями АГ. Выходной сигнал СВЧ-модуля подается на формирователь ответного сигнала, который обеспечивает выключение СВЧ-модуля на 1 мкс, формируя ответный сигнал в виде паузы.

На рис. 10б изображена функциональная схема АПП радиозонда [9]. Основным элементом ее является СВЧ-модуль М1, выполненный на транзисторе VT1 (колебательная система условно не показана). Внешние по отношению к этому модулю элементы схемы обеспечивают номинальный режим транзистора VT1 для генерации СВЧ-колебаний. При этом важным узлом АПП является стабилизатор среднего значения тока модуля М1, выполненный на транзисторе VT2; резисторах R1, R2, R3, конденсаторах C1, C2, C3.



a



б

Рис. 10. Структурная (а) и функциональная (б) схемы АПП радиозонда  
 Fig. 10. Radiosonde AT structural (a) and functional (б) schemes

Резистор R1 и диоды VD1, VD2 образуют цепочку смещения базы транзистора VT2. На резисторе R2 средний ток коллектора  $I_{к\text{ ср}}$  транзистора VT1 создает падение напряжения, которое является запирающим для транзистора VT2. Величина тока  $I_{к\text{ ср}}$  регулируется выбором величины резистора R2. При нарастании тока  $I_{к\text{ ср}}$  под действием каких-либо дестабилизирующих факторов транзистор VT2 будет запирается и уменьшать ток базы транзистора VT1, возвращая к заданному значению величину тока  $I_{к\text{ ср}}$ . При уменьшении тока  $I_{к\text{ ср}}$  процесс стабилизации идет в обратном направлении. Конденсаторы C1, C2 включены таким образом, что они обеспечивают эффективную фильтрацию импульсов тока в цепи базы транзистора VT2 и соответствующий сдвиг фазы возмущающего воздействия по цепи обратной связи, образованной транзистором VT1.

Следует подчеркнуть, что цепь смещения R1, R2 обеспечивает коррекцию тока  $I_{к\text{ ср}}$  при изменении также напряжения питания цепи коллектора  $E_k$ , стабилизируя чувствительность АПП. Так при повышении напряжения питания  $E_k$  обычно наблюдается повышение чувствительности и снижение стабильности работы СВЧ-генератора АПП. Поскольку напряжение смещения базы транзистора VT2 также повышается, то происходит соответствующее увеличение тока коллектора  $I_{к\text{ ср}}$  транзистора VT1. При этом чувствительность АПП стабилизируется. При понижении напряжения питания  $E_k$  процесс регулирования тока идет в обратном направлении и также обеспечивает стабилизацию чувствительности АПП.

Необходимо отметить также, что введение описанного стабилизатора тока существенно облегчает настройку АПП в условиях производства, поскольку величина тока остается оптимальной при всех режимах итерационной регулировки устройства.

Воздействие сигнала запроса на СВЧ генератор вызывает в нем автодинный эффект, который состоит в изменениях режима его колебаний. Эти изменения наблюдаются как в случае захвата частоты генератора сигналом запроса, так и в случае режима биений. При постоянстве среднего значения тока транзистора VT1 эти изменения проявляются как полезный выходной сигнал в соответствующих вариациях падения напряжения в цепи коллектора VT1.

Данный сигнал в этой цепи (см. «Выход ПЧ»), выделяется с помощью широкополосного фильтра, образованного выходной емкостью СВЧ-модуля M1 (коллектор VT1) и индуктивностью L1. Далее этот сигнал после его обработки и идентификации (эти узлы на рис. 10 не показаны) вызывает формирование импульса  $U_{п}$  прерывания генерации, который подается на базу транзистора VT1. Таким образом, кратковременным выключением СВЧ-модуля на время 1 мкс обеспечивается передача к запросному радиолокатору ответного сигнала АПП в виде «паузы».

На рис. 11 изображена топология платы СВЧ-модуля АПП в сборе со стороны поверхностного монтажа. Высокочастотные элементы электрической схемы, выполненные в виде микрополосковых линий (МПЛ) с различным волновым сопротивлением. На рис. 11 они обозначены как: W1, W2, W3. Обозначение остальных элементов соответствует схеме рис. 10б. Общий проводник электрической схемы по постоянному и переменному токам конструктивно расположен на противоположной металлизированной стороне платы. Выводы питания и управления модулем имеют одноименные названия К, Б, Э.

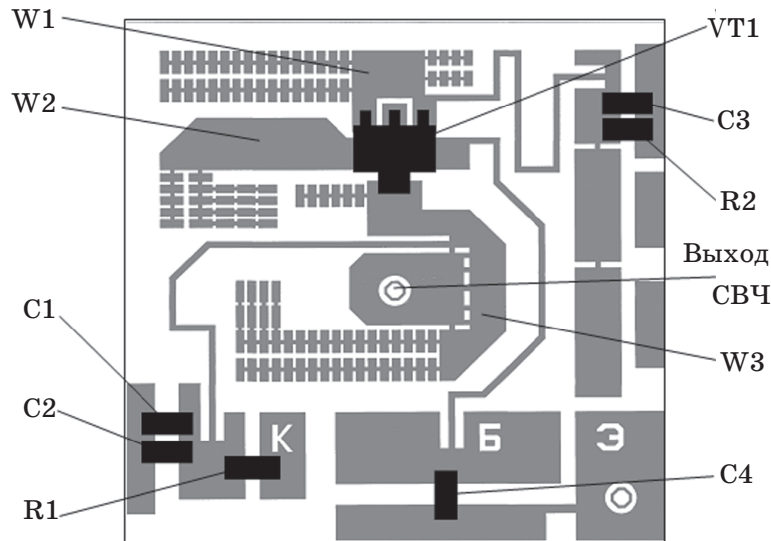


Рис. 11. Топология СВЧ-модуля АПП радиозонда

Fig. 11. Radiosonde AT microwave topology

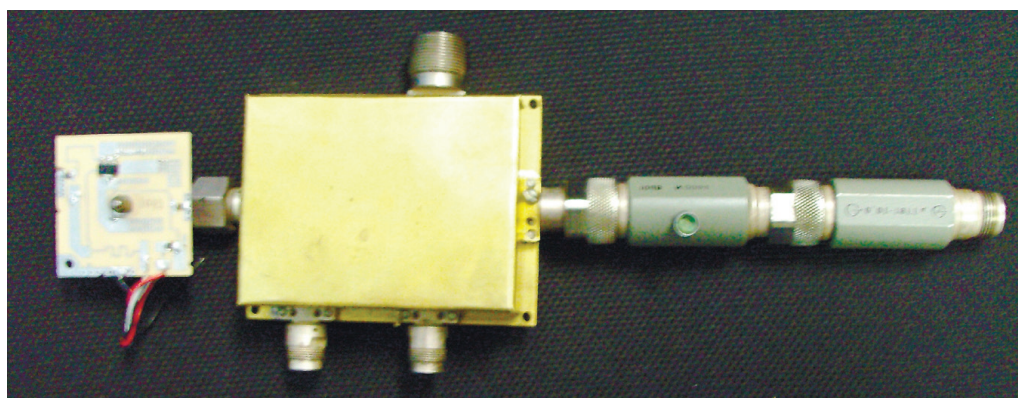
Основными элементами настройки СВЧ-модуля АПП являются МПЛ  $W1$ ,  $W2$ ,  $W3$ . Для нормального функционирования АГ необходимо подобрать длины этих МПЛ, при которых достигается оптимальное соотношение активной нагрузки и величины обратной связи. Рабочая частота СВЧ-модуля определяется длиной МПЛ  $W1$ ,  $W2$ ,  $W3$ . Увеличение длины любой МПЛ приводит к монотонному уменьшению частоты излучения. Однако изменение длины любой отдельной МПЛ приводит одновременно к изменению величины обратной связи в СВЧ-АГ и активной нагрузки. Поэтому процесс настройки имеет итерационный характер. Величина нагрузки СВЧ-модуля определяется местом подключения СВЧ выхода к МПЛ в цепи коллектора  $W3$ . Смещение места включения СВЧ выхода к разомкнутому концу МПЛ приводит к увеличению нагрузки СВЧ-АГ, как правило, к увеличению выходной мощности, снижению чувствительности АПП и наоборот.

Наиболее существенно влияние на работу АПП МПЛ  $W2$ , включенной в цепи базы, поскольку она в значительной степени определяет величину обратной связи в СВЧ-модуле. Увеличение ее длины  $l$  при условии  $l < \lambda/4$  приводит к увеличению коэффициента обратной связи, повышению чувствительности АПП. МПЛ  $W3$  в цепи эмиттера влияет на величину обратной связи и смещение частоты приема относительно частоты излучения. Частота излучения, кроме того, зависит от величины тока коллектора транзистора  $VT1$ . Чем больше амплитуда тока, тем ниже частота излучения по отношению к частоте приема. Поэтому при увеличении сопротивления резисторов в цепи базы или цепи эмиттера снижается амплитуда тока коллектора и возрастает частота

излучения по отношению к частоте приема. Все измерительные приборы и приспособления, необходимые для настройки АПП, используются из штатного стенда оборудования серийного производства радиозондов МРЗ-ЗАК1. При регулировке АПП следует помнить, что антенна радиозонда гальванически соединена с выводом базы транзистора VT1. Поэтому необходимо соблюдать меры предосторожности от действия статического электричества.

На данном этапе исследований принципиально важно оценить амплитуду автодинного отклика при минимальном уровне запросного сигнала порядка минус 70...80 дБ/Вт, определить мощность излучения модуля и нестабильность частоты. Для этого необходимо, чтобы настройка и режим работы СВЧ-модуля обеспечивали отсутствие паразитной модуляции излучения, минимальные флуктуации частоты и амплитуды колебаний АПП.

Фотография внешнего вида макета АПП, подготовленного для экспериментальных исследований представлена на рис. 12. На ней слева направо: СВЧ-модуль в сборе, блок направленных ответвителей для подключения измерительных приборов и последовательно соединенные поглощающие нагрузки-аттенюаторы для подключения СВЧ измерительного генератора запросных сигналов.



**Рис. 12.** Фото макетного образца АПП с элементами измерительного тракта

**Fig. 12.** Photo of the sample of the AT with elements of the measuring path

На рис. 13 представлены результаты экспериментов с этим модулем. В эксперименте на первый вход усилителя вертикального отклонения осциллографа подавался выходной сигнал биений в цепи питания СВЧ-генератора, работающего в режиме автодинного преобразователя частоты (см. верхний луч на рис. 13а). На второй вход поступала огибающая радиоимпульсов запросного сигнала РЛС, длительность которых составляла около 1 мкс (см. нижний луч на рис. 13а). Собственная частота излучения АПП  $f_{\text{изл}} = 1680$  МГц; частота  $f_{\text{запр}}$  запросного сиг-

нала РЛС смещена относительно частоты излучения на 5 МГц. На этих осциллограммах видно, что период сигнала биений внутри ответного радиоимпульса определяется величиной взаимного смещения частот запроса и излучения, а также длительностью запросного сигнала.

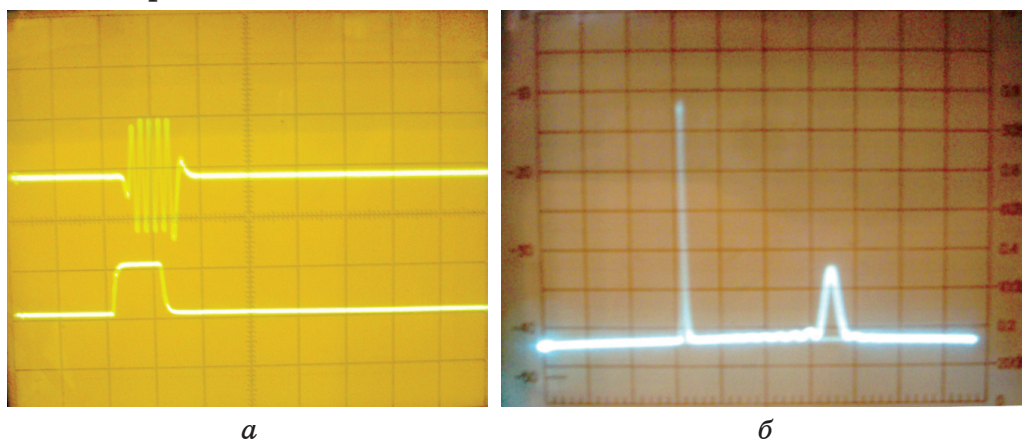


Рис. 13. Осциллограммы (а) и спектры (б) сигналов при исследовании СВЧ-модуля АПП

Fig. 13. Waveforms (a) and spectra (b) of signals in the study of the microwave module AT

На рис. 13б показан спектр гармонического излучения АПП (слева), имеющий вид дельта-функции. Справа показан спектр запросного радиоимпульса, который смещен относительно спектра излучения АПП на 5 МГц. Девияция несущей частоты телеметрическим сигналом составляет 4...5 кГц. Поэтому на спектре излучения АПП в данном масштабе развертки эффекта модуляции не видно.

Результаты измерения выходных параметров АПП при мощности запросного сигнала минус 70 дБ/Вт и различных значениях напряжения источника питания представлены в таблице 1. В таблице 2 приведена зависимость уровня автодинного отклика от мощности запросного сигнала при длительности запросного радиоимпульса 1 мкс; напряжении питания 12 В, токе потребления 100 мА.

Таблица 1. Результаты измерения выходных параметров АПП  
Table 1. Measurement results of the output parameters of the devices

Выходной параметр	Напряжение источника питания $E_k$ , В			
	6,0	9,0	12,0	15,0
Выходная мощность, мВт	120	350	410	560
Частота излучения, МГц	1678,2	1678,8	1679,3	1679,7
Амплитуда отклика, мВ	2,0	2,3	2,5	2,6
Потребляемый ток, мА	70	80	100	120

**Таблица 2.** Зависимость уровня автодинного отклика АПП от мощности запросного сигнала

**Table 2.** Dependence of the level of the autodyne response of the APP on the power of the request signal

Выходной параметр	Мощность запросного сигнала, минус ДБ/Вт					
	50	60	70	80	90	100
Амплитуда отклика, мВ	10,2	5,50	2,0	0,750	0,270	0,10

Проведенные экспериментальные исследования рабочего макета АПП на примере СВЧ-модуля радиозонда МРЗ-ЗМК на частоту 1 680 МГц позволяют сделать следующие выводы:

1. Выходная мощность СВЧ-модуля АПП может варьироваться в широких пределах от 100 до 560 мВт при сохранении высокого значения КПД в пределах 25...40 %. Такой уровень мощности гарантированно обеспечивает необходимый потенциал радиоканала системы радиозондирования.

2. Вариация напряжения питания АПП от 6 до 15 В вызывает монотонное изменение частоты излучения до 1,5 МГц. Реально источник питания аэрологического зонда в течение полета обеспечивает изменение напряжение питания в пределах  $\pm 10$  %. Поэтому изменение частоты из-за нестабильности источника питания не превышает 100...150 кГц. Такое изменение частоты приемное устройство РЛС легко отслеживает с помощью автоматической подстройки частоты (АПЧ).

3. Уровень ответного сигнала АПП в выбранном диапазоне значений пропорционален мощности запросного сигнала в полном соответствии с теорией работы классического преобразователя частоты. Чувствительность АПП к запросному сигналу определяется флуктуациями амплитуды СВЧ-модуля и полосой пропускания УПЧ. Оценки, сделанные по результатам экспериментальных исследований, показывают, что чувствительность АПП находится в пределах минус 110...120 дВ/Вт. Поэтому для измерения наклонной дальности до 250–300 км достаточно обеспечить импульсную мощность запросного сигнала передатчика РЛС в диапазоне 50...100 Вт. При этом его средняя мощность составит 0,05...0,1 Вт.

4. Новым узлом в составе АПП является УПЧ. В настоящее время стоимость доступных микросхем УПЧ, выпускаемых в массовом порядке составляет 60–100 рублей. Таким образом, создание опытного образца АПП для радиозондов МРЗ-ЗМК вполне реально по техническим и стоимостным показателям.



Опыт – дитя мысли, а мысль – дитя действия.  
Нельзя учиться только по книгам.  
Б. Дизраэли

### Вариант предлагаемой реализации АПП

В настоящем разделе дано описание АПП, в котором предложено использовать режим биений для приема сигналов запроса, преобразования частоты на промежуточную частоту, первичной обработки сигнала, формирования «ответной паузы» и передачи телеметрической информации с борта АРЗ [11].

СВЧ-колебания АПП 2 (см. рис. 14) в виде электромагнитных волн через антенну 1 излучаются на частоте  $f_{\text{изл}}$  в свободное пространство. При этом сигнал телеметрии  $U_{\text{СТ}}$ , подаваемый на встроенный в резонатор СВЧ-генератора 2 варикап, вызывает частотную модуляцию этого излучения. В соответствии с заложенным в работу РЛС принципом действия [1] радиоприемное устройство РЛС осуществляет прием телеметрического сигнала с борта АРЗ. Одновременно системой привода и управления антенной РЛС выполняется измерение угловых координат положения АРЗ относительно РЛС.

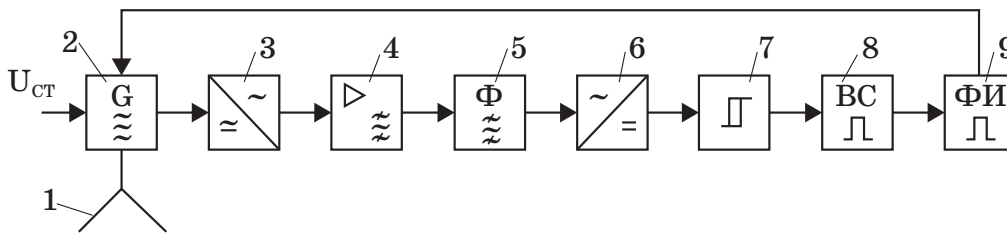


Рис. 14. Функциональная схема АПП

Fig. 14. Functional diagram of the AT

Радиопередающее устройство РЛС вырабатывает периодические послышки коротких (1 мкс) радиоимпульсов запроса, которые с помощью антенны РЛС на частоте  $f_{\text{запр}}$  посылаются в направлении АРЗ. Принятое на борту АРЗ антенной 1 излучение преобразуется в электрические колебания, которые в виде запросных радиоимпульсов, имеющих частоту  $f_{\text{запр}}$ , поступают в резонатор СВЧ генератора 2 АПП. Здесь они, смешиваясь с собственными колебаниями СВЧ-генератора частоты  $f_{\text{пер}}$ , вызывают автодинный эффект – изменения частоты и амплитуды колебаний, а также среднего значения тока (или напряжения) в цепи питания СВЧ-генератора.

Последние преобразуются с помощью блока выделения 3 в автодинный сигнал разностной частоты:  $f_{\text{разн}} = f_{\text{пер}} - f_{\text{запр}}$ . Далее, запросные радиоимпульсы РЛС на частоте  $f_{\text{разн}}$  усиливаются по амплитуде блоком 4, селективируются по частоте фильтром 5,

детектируются детектором 6 и, в случае превышения порогового уровня компаратора 7, поступают на вход временного селектора импульсов 8. Временной селектор 8 при соответствии длительности и периода повторения принятых импульсов временным параметрам запросных сигналов РЛС, вырабатывает импульс, поступающий на вход формирователя 9 импульса ответной паузы.

По временному положению принятой радиоприемным устройством РЛС паузы относительно момента послышки запросного радиоимпульса измеряется наклонная дальность до АРЗ, необходимая наряду с угловыми координатами для определения текущих координат нахождения АРЗ. При этом вносимая предлагаемым устройством временная задержка, связанная с приемом, обработкой и формированием ответной паузы, легко учитывается при калибровке РЛС. За счет задержки сигнала в УПЧ на 1,5...2 мкс обеспечивается наблюдение «ответной паузы» на выходе приемного устройства РЛС типа АВК-1, Вектор-М, МАРЛ при минимальных дальностях не более 10–20 м.

СВЧ-генератор АПП 2 в предлагаемом устройстве работает практически при непрерывном излучении, как автодинный преобразователь частоты принимаемых запросных радиоимпульсов. Спектр излучения АПП значительно уже, чем у СПП и тем самым излучение автодинного приемопередатчика создает меньше помех работе других радиотехнических систем, включая системы ГЛОНАСС/GPS.

Теоретические и экспериментальные исследования автодинного режима СВЧ-генератора АПП в широком диапазоне уровней сигналов и частот подтвердили его работоспособность и пригодность для использования в разработке нового АРЗ для перспективных систем радиозондирования атмосферы [8; 9].

Таким образом, применение АПП на борту АРЗ системы радиозондирования атмосферы вместо СПП обеспечивает при сохранении функциональных возможностей существующих приемопередатчиков повышение устойчивости режима их работы при низком отношении сигнал-шум и улучшение помехозащищенности к воздействию активных помех. Кроме того, применение АПП улучшает спектральные характеристики излучения и исключает флуктуации временного положения, глубины и ширины ответной паузы. При этом необходимо отметить, что использование АПП в составе существующих систем радиозондирования требует лишь несущественных конструктивных изменений в РЛС, связанных с введением частотного детектора в канал приема телеметрического сигнала, и перестройки частоты запросного передатчика на величину разностной частоты  $f_{\text{разн}}$ .

Все истины просты для понимания, когда они обнаружены;  
дело все в том, чтобы открыть их.

*Галилео Галилей*

## Заключение

1. Таким образом, результаты выполненных теоретических и экспериментальных исследований АПП дали положительный ответ на вопрос о принципиальной возможности замены СПП на АПП в АРЗ перспективных систем радиозондирования атмосферы. В этих системах АПП наряду с выполняемой функцией радиотелеметрического передатчика о состоянии атмосферы обладает достаточным быстродействием при приеме запросных радиоимпульсов РЛС в режиме биений для обеспечения требуемой точности измерения расстояния до шара-зонда.

2. Выполненные исследования АПП в режиме захвата представляются лишь первичными. Возможность применения в АПП режима захвата, привлекательного с точки зрения работы систем запроса и передачи телеметрических данных с борта АРЗ на одной частоте, требует своего дальнейшего изучения. Однако инерционность процесса фазовой синхронизации генератора, зависящая от уровня запросного сигнала РЛС, создает проблему устойчивости и надежности сопровождения АРЗ. Для успешного применения этого режима в перспективных системах радиозондирования атмосферы необходимо продолжить его изучение также в плане исследования реакции автоколебательной системы на воздействие модулированных колебаний.

3. Чувствительность АПП к запросному сигналу определяется флуктуациями амплитуды СВЧ-модуля и полосой пропускания усилителя сигналов промежуточной частоты. Оценки сделанные по результатам анализа шумовых характеристик и экспериментальных исследований макета АПП на базе модуля радиозонда МРЗ-ЗМК показывают, что чувствительность АПП находится в пределах минус 110...120 дВ/Вт. Поэтому для измерения наклонной дальности до 250–300 км достаточно обеспечить импульсную мощность запросного сигнала передатчика РЛС в диапазоне 50...100 Вт. При этом его средняя мощность составит 0,05...0,1 Вт.

4. Узкая полоса излучения АПП обеспечивает его преимущества перед СПП, что является важным для обеспечения требований электромагнитной совместимости радиосредств. Широкий диапазон частот, освоенный автодинами в настоящее время, вызывают интерес в плане их использования в перспективных системах радиозондирования атмосферы в диапазонах сантиметровых и миллиметровых волн. В этих диапазонах РЛС по ряду параметров и характеристик, в том числе по массе и габаритам, имеют значительные достоинства.

5. Дальнейшие исследования АПП необходимо направить на поиск новых технических решений, а также выбора типа активного элемента для СВЧ-генератора, обладающего лучшими характеристиками по КПД, выходной мощности и чувствительности, чем используемые в настоящее время биполярные транзисторы, и создание интегральных схем СВЧ-модулей.

### Список литературы

1. Иванов В.Э., Фридзон М.Б., Ессяк С.П. *Радиозондирование атмосферы: Технические и метрологические аспекты разработки и применения радиозондовых измерительных средств*. Екатеринбург: УрО РАН; 2004. 596 с.

2. Иванов В.Э., Гусев А.В., Игнатков К.А., Кудинов С.И., Малыгин И.В., Носков В.Я., Плохих О.В., Рысев В.В., Черных О.А. Современное состояние и перспективы развития систем радиозондирования атмосферы в России. *Успехи современной радиоэлектроники*. 2015;(9):3–49.

3. Молчанов П.А. Задачи и методы изучения атмосферы и Арктической области. В: *Труды 2-й полярной конференции*. Л.: Издательство группы СССР «Аэроарктика»; 1930. С. 58.

4. Молчанов П.А. О точности зондирования атмосферы методом радиозондов. *Метеорология и гидрология*. 1936;(2):31–41.

5. Фрейман И.Г. О передаче от шара-зонда. В: *Труды 2-й полярной конференции*. Л.: Издательство группы СССР «Аэроарктика»; 1930. С. 61–64.

6. Золотинкина Л.И. Начало радиометеорологии в России. В: *60-я Научная сессия, посвященная Дню радио*. СПб.: ЗАО «АВТЭКС»; 2005. С. 468–471.

7. Центральная аэрологическая обсерватория. Режим доступа: <http://www.cao-rhms.ru/history.html>

8. Носков В.Я., Иванов В.Э., Игнатков К.А., Кудинов С.И. Теоретические обоснования автодинного метода формирования ответного сигнала радиозонда по дальности. В: *22-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2012)*. Севастополь: Вебер; 2012. С. 897–899.

9. Кудинов С.И., Иванов В.Э., Носков В.Я., Игнатков К.А. Экспериментальные исследования автодинного режима приемопередающего устройства радиозонда МРЗ-ЗМК. В: *22-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2012)*. Севастополь: Вебер; 2012. С. 900–902.

10. Воторопин С.Д., Носков В.Я., Смольский С.М. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Часть 1. Конструкторско-технологические достижения. *Успехи современной радиоэлектроники*. 2006;(12):3–30.

11. Носков В.Я., Иванов В.Э., Игнатков К.А., Кудинов С.И., Гусев А.В. *Автодинный приемопередатчик системы радиозондирования атмосферы*. Патент РФ RU2624993С1 от 11.07.2017, бюл. 20.

12. Носков В. Я., Иванов В. Э., Гусев А. В., Кудинов С. И., Мишин Д. Я. Динамика автодинного приемопередатчика в режиме биений при радиолокационном зондировании атмосферы. В: *5-я Всероссийская научно-техническая конференция «Радиовысотометрия-2016»*. Екатеринбург: Форт Диалог-Исеть; 2016. С. 259–264.

13. Носков В. Я., Иванов В. Э., Гусев А. В., Кудинов С. И. Особенности работы автодинного приемопередатчика аэрологической РЛС в режиме захвата. В: *5-я Всероссийская научно-техническая конференция «Радиовысотометрия-2016»*. Екатеринбург: Форт Диалог-Исеть; 2016. С. 264–269.

14. Носков В. Я., Иванов В. Э., Гусев А. В., Кудинов С. И. Расчет чувствительности автодинного приемопередатчика аэрологической РЛС в режиме приема запросных сигналов. В: *5-я Всероссийская научно-техническая конференция «Радиовысотометрия-2016»*. Екатеринбург: Форт Диалог-Исеть; 2016. С. 270–275.

15. Носков В. Я., Иванов В. Э., Игнатков К. А., Кудинов С. И., Гусев А. В. Автодинный приемопередатчик системы радиозондирования атмосферы. В: *4-я Всероссийская научно-техническая конференция «Системы связи и радионавигации»*. Красноярск: АО «НПП «Радиосвязь»; 2017. С. 201–204.

16. Гусев А. В., Малыгин И. В. Параметры чувствительности автодинного приемопередатчика метеорологической РЛС в режиме биений. В: *25-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2015)*. Севастополь: Вебер; 2015. С. 1007–1008.

17. Иванов В. Э., Кудинов С. И. Динамические характеристики автодинного приемопередатчика метеорологической РЛС в режиме биений. В: *25-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2015)*. Севастополь: Вебер; 2015. Т. 2. С. 1001–1004.

18. Носков В. Я., Смольский С. М., Игнатков К. А., Мишин Д. Я., Чупахин А. П. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Часть 11. Основы реализации автодинов. *Успехи современной радиоэлектроники*. 2019;(2):5–33. DOI: 10.18127/j20700784-201902-01

19. Носков В. Я., Смольский С. М., Игнатков К. А., Чупахин А. П. Сигналы автодинных модулей с внешним детектированием. *Ural Radio Engineering Journal*. 2018;2(4):20–40. DOI: 10.15826/urej.2018.2.4.002

20. Носков В. Я., Смольский С. М., Игнатков К. А., Мишин Д. Я., Чупахин А. П. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Часть 10. Основы анализа и расчета параметров автодинов с учетом шумов. *Успехи современной радиоэлектроники*. 2018;(3):18–52.

21. Kurokava K. Injection locking of microwave solid-state oscillators. *Proceedings of the IEEE*. 1973;61(10):1386–1410. DOI: 10.1109/PROC.1973.9293.

22. Андреев В. С. Влияние нелинейных свойств прибора с отрицательным сопротивлением на мощность генерируемых колебаний. *Радиотехника*. 1982;(8):43–44.

23. Носков В.Я., Игнатков К.А. Динамические особенности автодинных сигналов. *Известия вузов. Физика*. 2013;56(4):56–64.

24. Noskov V. Ya., Ignatkov K. A. Dynamic autodyne and modulation characteristics of microwave oscillators. *Telecommunication and Radio Engineering*. 2013;72(10):919–934. DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v72.i10.70

25. Носков В.Я., Игнатков К.А., Смольский С.М. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Часть 7. Динамика формирования автодинных и модуляционных характеристик. *Успехи современной радиоэлектроники*. 2013;(6):3–52.

26. Носков В.Я., Игнатков К.А., Шайдуров К.Д. Определение динамических параметров автодинов методом биений. *Ural Radio Engineering Journal*. 2019;3(3):261–285. DOI: 10.15826/urej.2019.3.3.004

27. Носков В.Я., Игнатков К.А., Шайдуров К.Д. Автодинный эффект СВЧ генераторов с внешней синхронизацией. *Радиотехника и электроника*. 2020;65(6):612–620. DOI: 10.31857/S0033849420050113

28. Ermak G. P., Vasiliev A. S., Noskov V. Ya., Ignatkov K. A., Shaidurov K. D. Autodyne response of injection-locked microwave oscillators for changing output power. In: *Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO)*. Svetlogorsk; 2020. DOI: 10.1109/SYNCHROINFO49631.2020.9166074

29. Noskov V. Ya., Ignatkov K. A., Shaidurov K. D., Ermak G. P., Varavin A. V. Autodyne radar signals in the presence of asynchronous influence. In: *Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO)*. Svetlogorsk; 2020. DOI: 10.1109/SYNCHROINFO49631.2020.9166065

30. Воторопин С.Д., Закарлюк Н.М., Носков В.Я., Смольский С.М. О принципиальной невозможности самосинхронизации автодина излучением, отраженным от движущегося объекта. *Известия вузов. Физика*. 2007;50(9):53–59.

31. Ланда П.С. *Автоколебания в системах с конечным числом степеней свободы*. М.: Наука, Книжный дом «ЛИБРОКОМ»; 2010. 360 с.

32. Gupta M-S., Lomax R. J., Haddad G. I. Noise Consideration in self-mixing IMPATT-diode oscillators for short-range Doppler radar applications. *IEEE Transactions on Microwave and Techniques*. 1974;22(1):37–43.

33. Nygren T., Sjolund A. Sensitivity of Doppler radar with self-detecting diode oscillators. *IEEE Transactions on Microwave Theory Technique*. 1974;22(5):494–498.

34. Носков В.Я., Игнатков К.А. Особенности шумовых характеристик автодинов при сильной внешней обратной связи. *Известия вузов. Физика*. 2013;56(12):112–124.

35. Noskov V. Ya., Ermak G. P. Signal and fluctuation characteristics of autodyne vibration and displacement meters. *Telecommunication and Radio Engineering*. 2014;73(19):1727–1743.

36. Касаткин Л.В., Чайка В.Е. *Полупроводниковые устройства диапазона миллиметровых волн*. Севастополь: Вебер; 2006. 319 с.

## References

1. Ivanov V. E., Fridzon M. B., Essyak S. P. *Atmospheric radiosonding: Technical and metrological aspects of the development and application of radiosonde measuring instruments*. Ekaterinburg: UrO RAN; 2004. 596 p. (In Russ.)
2. Ivanov V. E., Gusev A. V., Ignatkov K. A., Kudinov S. I., Malygin I. V., Noskov V. Ya., Plokhikh O. V., Ryisev V. V., Chernykh O. A. Current status and development prospects of atmosphere radio sensing systems in Russia. *Achievements of Modern Radioelectronics*. 2015;(9):3–49. (In Russ.)
3. Molchanov P. A. Tasks and methods of studying the atmosphere and the Arctic region. In: *Proceedings of the 2<sup>nd</sup> Polar Conference*. Leningrad: Aeroarktika; 1930, p. 58. (In Russ.)
4. Molchanov P. A. On the accuracy of sounding the atmosphere by radiosondes. *Meteorologiya i gidrologiya*. 1936;(2):31–41. (In Russ.)
5. Freiman I. G. About the transfer from the balloon probe. In: *Proceedings of the 2<sup>nd</sup> Polar Conference*. Leningrad: Aeroarktika; 1930, pp. 61–64. (In Russ.)
6. Zolotinkina L. I. The beginning of radiometeorology in Russia. In: *60<sup>th</sup> Scientific session dedicated to Radio Day*. Saint Petersburg: AVTEKS; 2005, pp. 468–471. (In Russ.)
7. Central Aerological Observatory. (In Russ.) Available at: <http://www.cao-rhms.ru/history.html>
8. Noskov V. Ya., Ivanov V. A., Ignatkov K. A., Kudinov S. I. Theoretical grounds of Autodyne method of forming response signal of Radiosonde for distance measurement. *22<sup>th</sup> International Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology”*. Sevastopol: Weber; 2012. Vol. 2, pp. 897–899. (In Russ.)
9. Kudinov S. I., Ivanov V. A., Noskov V. Ya., Ignatkov K. A. Autodyne mode experimental research of the transceiver of radiosonde MRZ-3MK. In: *22<sup>th</sup> International Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology”*. Sevastopol: Weber; 2012. Vol. 2, pp. 900–902. (In Russ.)
10. Votoropin S. D., Noskov V. Ya., Smolskiy S. M. Modern hybrid-integrated autodyne oscillators of microwave and millimeter ranges and their application. Part 1. Technological achievements. *Achievements of Modern Radioelectronics*. 2006;(12):3–30. (In Russ.)
11. Noskov V. Ya., Ivanov V. E., Ignatkov K. A., Kudinov S. I., Gusev A. V. *Autodyne transmitter-receiver of the atmospheric radio probing system*. Patent RF RU2624993C1 dated 11.07.2017, bulletin No. 20. (In Russ.)
12. Noskov V. Ya., Ivanov V. E., Gusev A. V., Kudinov S. I., Mishin D. Ya. Dynamics of an autodyne transponder in the beat mode during radar sensing of the atmosphere. In: *5<sup>th</sup> All-Russian Scientific and Technical Conference “Radio Altimetry-2016”*. Ekaterinburg: Fort Dialog-Iset; 2016, pp. 259–264. (In Russ.)
13. Noskov V. Ya., Ivanov V. E., Gusev A. V., Kudinov S. I. Features of the operation of the autodyne transponder of the aerological radar in the capture mode. In: *5<sup>th</sup> All-Russian Scientific and Technical*

Conference “Radio Altimetry-2016”. Ekaterinburg: Fort Dialog-Iset; 2016, pp. 264–269. (In Russ.)

14. Noskov V. Ya., Ivanov V. E., Gusev A. V., Kudinov S. I. Calculation of the sensitivity of the autodyne transponder of the aerological radar in the mode of receiving request signals. In: *5<sup>th</sup> All-Russian Scientific and Technical Conference “Radio Altimetry-2016”*. Ekaterinburg: Fort Dialog-Iset; 2016, pp. 270–275. (In Russ.)

15. Noskov V. Ya., Ivanov V. E., Ignatkov K. A., Kudinov S. I., Gusev A. V. Autodyne transponder of the atmospheric radiosounding system. In: *4<sup>th</sup> All-Russian scientific and technical conference “Communication and radio navigation systems”*. Krasnoyarsk: Radiosvyaz; 2017, pp. 201–204. (In Russ.)

16. Gusev A. V., Malyigin I. V. Sensitivity parameters of the autodyne receiver-transponder of the meteorological radar in the beat mode. In: *25<sup>th</sup> International Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology”*. Sevastopol: Weber; 2015. Vol. 2, pp. 1007–1008. (In Russ.)

17. Ivanov V. E., Kudinov S. I. Dynamic characteristics of the autodyne transceiver of the meteorological radar in the beat mode. In: *25<sup>th</sup> International Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology”*. Sevastopol: Weber; 2015. Vol. 2, pp. 1001–1004. (In Russ.)

18. Noskov V. Ya., Smolskiy S. M., Ignatkov K. A., Mishin D. Ya., Chupahin A. P. Modern hybrid-integrated autodyne oscillators of microwave and mm-wave ranges and its’ application. Part 11. Fundamentals of autodyne implementation. *Achievements of Modern Radioelectronics*. 2019;(2):5–33. (In Russ.) DOI: 10.18127/j20700784-201902-01

19. Noskov V. Ya., Smolskiy S. M., Ignatkov K. A., Chupahin A. P. Signals of autodyne modules with external detection. *Ural Radio Engineering Journal*. 2018;2(4):20–40. (In Russ.) DOI: 10.15826/urej.2018.2.4.002

20. Noskov V. Ya., Smolskiy S. M., Ignatkov K. A., Mishin D. Ya., Chupahin A. P. Modern hybrid-integrated autodyne oscillators of microwave and mm-wave ranges and its applications. Part 10. Fundamentals of analysis and calculation of autodyne parameters taking noises into account. *Achievements of Modern Radioelectronics*. 2018;(3):18–52. (In Russ.)

21. Kurokava K. Injection locking of microwave solid-state oscillators. *Proceedings of the IEEE*. 1973;61(10):1386–1410. DOI: 10.1109/PROC.1973.9293.

22. Andreev V. S. Influence of nonlinear properties of a device with negative resistance on the power of generated oscillations. *Radiotekhnika*. 1982;(8):43–44. (In Russ.)

23. Noskov V. Ya., Ignatkov K. A. Dynamic features of autodyne signals. *Russian Physics Journal*. 2013;56(4):420–428. DOI: 10.1007/s11182-013-0051-3

24. Noskov V. Ya., Ignatkov K. A. Dynamic autodyne and modulation characteristics of microwave oscillators. *Telecommunication and Radio Engineering*. 2013;72(10):919–934. DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v72.i10.70

25. Noskov V. Ya., Ignatkov K. A., Smolskiy S. M. Modern hybrid-integrated autodyne oscillators of microwave and millimeter range and their applications. Part 7. Dynamics of formation of autodyne and



modulation characteristics. *Achievements of Modern Radioelectronics*. 2013;(6):3–52. (In Russ.)

26. Noskov V. Ya., Ignatkov K. A., Shaidurov K. D. Determination of autodynes dynamic parameters by the beating method. *Ural Radio Engineering Journal*. 2019;3(3):261–285. DOI: 10.15826/urej.2019.3.3.004 (In Russ.)

27. Noskov V. Ya., Ignatkov K. A., Shaidurov K. D. Autodyne effect of the microwave oscillators with external synchronization. *Journal of Communications Technology and Electronics*. 2020;65(6):651–658. DOI: 10.1134/S1064226920050113

28. Ermak G. P., Vasiliev A. S., Noskov V. Ya., Ignatkov K. A., Shaidurov K. D. Autodyne response of injection-locked microwave oscillators for changing output power. In: *Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO)*. Svetlogorsk; 2020. DOI: 10.1109/SYNCHROINFO49631.2020.9166074

29. Noskov V. Ya., Ignatkov K. A., Shaidurov K. D., Ermak G. P., Varavin A. V. Autodyne radar signals in the presence of asynchronous influence. *Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO)*. Svetlogorsk; 2020. DOI: 10.1109/SYNCHROINFO49631.2020.9166065 (In Russ.)

30. Votoropin S. D., Zakarlyuk N. M., Noskov V. Ya., Smolskiy S. M. On principal impossibility of auto-synchronization of an autodyne by radiation reflected from a moving target. *Russian Physics Journal*. 2007;50(9):195–206. DOI: 10.1007/s11182-007-0132-2

31. Landa P. S. *Self-oscillations in systems with a finite number of degrees of freedom*. Moscow: LIBROKOM; 2010. 360 p. (In Russ.)

32. Gupta M-S., Lomax R. J., Haddad G. I. Noise Consideration in self-mixing IMPATT-diode oscillators for short-range Doppler radar applications. *IEEE Transactions on Microwave and Techniques*. 1974;22(1):37–43. DOI: 10.1109/TMTT.1974.1128158

33. Nygren T., Sjolund A. Sensitivity of Doppler radar with self-detecting diode oscillators. *IEEE Transactions on Microwave Theory Technique*. 1974;22(5):494–498. DOI: 10.1109/TMTT.1974.1128268

34. Noskov V. Ya., Ignatkov K. A. Peculiarities of noise characteristics of autodynes under strong external feedback. *Russian Physics Journal*. 2013;56(12):1445–1460. DOI: 10.1007/s11182-014-0198-6

35. Noskov V. Ya., Ermak G. P. Signal and fluctuation characteristics of autodyne vibration and displacement meters. *Telecommunication and Radio Engineering*. 2014;73(19):1727–1743. DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v73.i19.30

36. Kasatkin L. V., Chaika V. E. *Semiconductor devices of the millimeter wave range*. Sevastopol: Weber; 2006. 319 p. (In Russ.)

## Информация об авторах

**Носков Владислав Яковлевич**, доктор технических наук, профессор кафедры радиоэлектроники и телекоммуникаций, Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б. Н. Ельцина, Екатеринбург, Россия

**Иванов Вячеслав Элизбарович**, доктор технических наук, профессор кафедры радиоэлектроники и телекоммуникаций, Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б. Н. Ельцина, Екатеринбург, Россия

**Гусев Андрей Викторович**, старший преподаватель департамента радиоэлектроники и связи, Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б. Н. Ельцина, Екатеринбург, Россия

**Игнатков Кирилл Александрович**, кандидат технических наук, зам. директора ИРИТ-РТФ по науке, доцент кафедры радиоэлектроники и телекоммуникаций, Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б. Н. Ельцина, Екатеринбург, Россия

**Князев Сергей Тихонович**, доктор технических наук, директор по образовательной деятельности, Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б. Н. Ельцина, Екатеринбург, Россия

**Кудинов Сергей Иванович**, кандидат технических наук, доцент департамента радиоэлектроники и связи, Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б. Н. Ельцина, Екатеринбург, Россия

**Малыгин Иван Владимирович**, кандидат технических наук, доцент департамента радиоэлектроники и связи, Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б. Н. Ельцина, Екатеринбург, Россия

**Плохих Олег Васильевич**, старший преподаватель департамента радиоэлектроники и связи, Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б. Н. Ельцина, Екатеринбург, Россия

**Пономарев Олег Павлович**, доктор технических наук, доцент, заместитель генерального директора по науке ОАО ОКБ «Пеленг», профессор департамента радиоэлектроники и связи, Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б. Н. Ельцина, Екатеринбург, Россия

**Черных Олег Авитисович**, старший преподаватель департамента радиоэлектроники и связи, Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б. Н. Ельцина, Екатеринбург, Россия

### Information about the authors

**Vladislav Ya. Noskov**, Doctor of Technical Sciences, Professor, Department of Radioelectronics and Telecommunications, Institute of Radioelectronics and Information Technologies – RTF Ural Federal University, Ekaterinburg, Russia.

**Vyacheslav E. Ivanov**, Doctor of Technical Sciences, Professor, Department of Radioelectronics and Telecommunications, Institute of Radioelectronics and Information Technologies – RTF Ural Federal University, Ekaterinburg, Russia.

**Andrey V. Gusev**, Senior Lecturer, Department of Radioelectronics and Communications, Institute of Radioelectronics and Information Technologies – RTF, Ural Federal University, Ekaterinburg, Russia.

**Kirill A. Ignatkov**, Candidate of Technical Sciences, Associate Professor, Department of Radioelectronics and Telecommunications; Deputy Director of Science, Institute of Radioelectronics and Information Technology – RTF, Ural Federal University, Ekaterinburg, Russia.

**Sergey T. Knyazev**, Doctor of Technical Sciences, Director of Academic Affairs, Ural Federal University named after the first President of Russia B.N. Yeltsin, Ekaterinburg, Russia.

**Sergey I. Kudinov**, Candidate of Technical Sciences, Associate Professor, Department of Radioelectronics and Telecommunications; Institute of Radioelectronics and Information Technology – RTF, Ural Federal University, Ekaterinburg, Russia.

**Ivan V. Malvgin**, Candidate of Technical Sciences, Associate Professor, Department of Radioelectronics and Telecommunications; Institute of Radioelectronics and Information Technology – RTF, Ural Federal University, Ekaterinburg, Russia.

**Oleg V. Plokhikh**, Senior Lecturer, Department of Radioelectronics and Communications, Institute of Radioelectronics and Information Technologies – RTF, Ural Federal University, Ekaterinburg, Russia.

**Oleg P. Ponomarev**, Doctor of Technical Sciences, Department of Radioelectronics and Telecommunications, Institute of Radioelectronics and Information Technologies – RTF Ural Federal University, Ekaterinburg, Russia

**Oleg A. Chernykh**, Senior Lecturer, Department of Radioelectronics and Communications, Institute of Radioelectronics and Information Technologies – RTF, Ural Federal University, Ekaterinburg, Russia.

Поступила / Received: 19.01.2022

Принята в печать / Accepted: 25.01.2022