

выращивании в системе УЗВ [Электронный ресурс]. – Режим доступа : <http://cyberleninka.ru/article/n/rybovodno-biologicheskie-pokazateli-molodi-belugi-sterlyadi-russkogo-osetra-i-severugi-pri-vyraschiva-v-sisteme-uzv>

6. Синицин Н. И. Структуризация воды аминокислотами, наноструктурами, субстратами синтеза белков. Ч. I. Экспериментальное исследование структуризации воды аминокислотами с неполярным «гидрофобным боковым радикалом» / Н. И. Синицин, В. А. Елкин, Р. В. Синицина, О. В. Бецкий // Биомедицина. Радиоэлектроника. – 2000. – № 3. – С. 45–57.

7. Злепко С. М. Методи і засоби оцінювання та керування станом організму людини при старінні : монографія / Злепко С. М., Новиков В. О. – Херсон, 2014.

8. Микроконтроллер ATmega и ATTiny [Электронный ресурс]. – Режим доступа : [www.microcontroller.ru/mikrokontrolleryi-atmega-i-attiny/](http://www.microcontroller.ru/mikrokontrolleryi-atmega-i-attiny/)

9. Многоцветная светодиодная подсветка или RGB-контроллер-Labkit [Электронный ресурс]. – Режим доступа : <http://labkit.ru/html/autocontrol?id=420>

10. Управление RGB светодиодом с помощью аппаратно ШИМ Atmega 8 [Электронный ресурс]. – Режим доступа : <https://avrlab.com/node/93>

Отримана/Received : 24.4.2017 р. Надрукована/Printed : 11.6.2017 р.

Рецензент: д.т.н., проф.. Кичак В.М.

УДК 681.3

А.О. ПУЗАНОВ

Институт радиофизики и электроники им. А. Я. Усикова НАН Украины

Е.С. ГЕРАСИМЕНКО

Национальная академия Сухопутных войск имени гетмана Петра Сагайдачного

Л.В. КАРПОВА

Хмельницкий национальный университет

## ІЗМЕРИТЕЛЬНАЯ УСТАНОВКА ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ КРАТКОВРЕМЕННОЙ НЕСТАБИЛЬНОСТИ ЧАСТОТЫ СВЧ ГЕНЕРАТОРОВ. МЕТОДИКА ИЗМЕРЕНИЙ

*Описывается созданный экспериментальный макет измерительной установки для определения кратковременной нестабильности частоты (КНЧ) СВЧ генераторов методом фильтрации их частотных шумов и измерения дисперсии Аллена для заданного времени усреднения. Для этой цели разработан необходимый полосовой фильтр (ПФ), который может применяться для любой рабочей частоты исследуемого генератора. Экспериментальное испытание установки выполнено путем проведения измерений КНЧ и обработки их результатов для модельного примера. Актуальность выполненной работы связана с необходимостью контроля и повышения точности систем радиолокационного обнаружения.*

*Ключевые слова: кратковременная нестабильность частоты, полосовой фильтр, генератор, модуляция.*

A.O. PUZANOV

O.Ya. Usikov Institute for Radiophysics and Electronics National Academy of Sciences of Ukraine

E.S. GERASIMENKO

Hetman Petro Sahaidachnyi National Army Academy

L.V. KARPOVA

Khmelnytsky National University

## MEASURING INSTALLATION FOR DEFINITION OF SHORT-TERM INSTABILITY OF SUPERHIGH FREQUENCY OF GENERATORS. METHOD OF MEASUREMENTS

*The article describes a created experimental model of the measuring installation for determining the short-term instability of superhigh frequency of generators by the method of filtering their frequency noise and measuring of the Allen dispersion for a given time. For this purpose, a necessary bandpass filter is developed, which can be used for any operating frequency of the examined generator. The experimental test of the installation was carried out by performing measurements of the short-term instability of frequency and processing their results for a model example. The urgency of the work is connected with the need to control and improve the accuracy of radar detection systems. Install developed allows the measurement of short term frequency instability for averaging time, and with proper changes of the parameters of the electronic circuit also for the other value of time averaging. The relevance of the work performed associated with the need to control and improve the accuracy of radar detection systems.*

*Keywords: short-term frequency instability, band-pass filter, generator, modulation.*

Задачи контроля и повышения стабильности частоты СВЧ генераторов являются актуальными при построении разнообразных радиотехнических систем (РС) с использованием достижений современной радиофизики [1–7]. Требования к точности и синхронности работы РС приводят к необходимости постановки и решения целого комплекса задач, связанных с созданием генераторов СВЧ, обладающих высокими показателями стабильности частоты. В частности, в работе [1] предложен метод уменьшения девиации частоты магнетрона с рабочей частотой 9.41 ГГц более, чем на два порядка, за счет изменения температурного режима работы термоэмиссионного оксидного катода. Относительную нестабильность

частоты удалось при этом снизить от значений  $2.1 \cdot 10^{-4} \div 8.5 \cdot 10^{-4}$  до  $5.3 \cdot 10^{-6} \div 1.3 \cdot 10^{-5}$ . Выполненное в этой работе сравнение результатов моделирования и эксперимента показало, что полученный результат обусловлен уменьшением флуктуаций термоэлектронного тока эмиссии с катода.

Флуктуации частоты колебаний генераторов СВЧ, по сути, являются слабой частотной модуляцией (ЧМ). Кроме того, монохроматический сигнал генератора может иметь паразитную амплитудную модуляцию (АМ). Избавиться от нее в радиодиапазоне обычно удается при помощи амплитудных ограничителей. Иначе, паразитная АМ после детектирования может существенно исказить информационные изменения амплитуды ЧМ сигнала на выходе интерферометра (частотного детектора (ЧД)) [6, с. 208]. Для разделения ЧМ и паразитной АМ используется метод контура [6, с. 210].

Малые нестабильности частоты могут быть измерены при помощи анализатора спектра, например, С4-27 в режиме свипирования частоты гетеродина [1]. Повысить чувствительность измерительной установки можно с привлечением разработанных за последние 60 лет более совершенных методов [2–7], позволяющих априорно задавать необходимое время усреднения частоты. Один из таких методов будет обсуждаться в данной работе.

Таким образом, целью данной работы является построение экспериментального макета измерительной установки для определения кратковременной нестабильности частоты (КНЧ) применяемых в радиолокации магнетронов МИ 260 (рабочая частота – 35.8 ГГц) и МИ 263 А (рабочая частота – 36.08 ГГц) методом фильтрации их частотных шумов и измерения дисперсии Аллена; в частности, разработка необходимого для этой цели полосового фильтра (ПФ), экспериментальное испытание установки путем проведения измерений и обработка их результатов для модельного примера.

**Основные понятия.** Спектр сигнала реального источника имеет вид

$$u(t) = U(t) \cos \psi(t).$$

Мгновенная частота этого сигнала, как скорость изменения полной фазы, –

$$\omega(t) = \frac{d\psi(t)}{dt}. \quad (1)$$

Для сигнала, вырабатываемого идеальным источником, полная фаза имеет вид  $\psi(t) = \omega_0 t + \varphi_0$ . Мгновенная частота при этом постоянна и равна  $\omega_0$ . То есть спектр такого сигнала представляет собой одну дискретную линию на частоте  $\omega_0$ . Реальный же источник имеет внутренние шумы, которые влияют на амплитуду, частоту и начальную фазу. В этом случае  $\psi(t)$  изменяется не пропорционально времени. Как следствие этого, частота становится зависимой от времени и ведет себя, как случайный процесс с некоторым средним значением  $\omega_0$ . Таким образом, при наличии шумов, реальный сигнал генератора может быть записан в виде

$$u(t) = U_0 [1 + m(t)] \cos[\omega_0 t + \varphi(t)],$$

где  $U_0$  – амплитуда сигнала;  $m(t)$  и  $\varphi(t)$  – функции, описывающие случайные процессы с нулевым средним значением, то есть амплитудную и фазовую (частотную) модуляции соответственно. Тогда мгновенная частота, согласно (1), будет

$$\omega(t) = \omega_0 + \frac{d\varphi(t)}{dt} = \omega_0 + \nu(t). \quad (2)$$

Второе слагаемое в выражении (2) –  $d\varphi(t)/dt = \nu(t)$  описывает случайное отклонение частоты от среднего значения и называется флуктуацией частоты. Можно видеть, что по мере уменьшения  $\nu(t)$  спектр стремится к дискретной линии на частоте  $\omega_0$ . Переходя к конечным величинам, вводят также понятие средней частоты за время усреднения  $T$

$$\bar{\nu}(t, T) = \frac{\psi(t) - \psi(t-T)}{T} = \omega_0 + \frac{\varphi(t) - \varphi(t-T)}{T}.$$

Если скорость, с которой  $\nu(t)$  изменяется со временем, –  $d\nu/dt$  велика, то нестабильность называют кратковременной; обычно принимают, что КНЧ проявляется за время наблюдения  $\leq 1$  с, когда медленными и систематическими изменениями частоты можно пренебречь. Практически, нестабильность называют кратковременной, если приращение

$$\Delta\nu = \frac{d^2\varphi(t)}{dt^2} \Delta t$$

за время  $\Delta t < 1$  с отлично от нуля.

Причина КНЧ, как правило, связана с флуктуационными процессами в генераторах электромагнитных колебаний. Связанные с этими процессами случайные вариации частоты и фазы колебаний могут быть охарактеризованы их энергетическими спектрами. Взаимосвязь последних с мерой нестабильности частоты устанавливается с привлечением хорошо разработанных методов измерения спектров флуктуаций, что позволяет достоверно оценивать КНЧ и успешно находить возможности для ее

уменьшения [1–7].

Длительная нестабильность частоты проявляется в результате систематического смещения частоты за длительные времена наблюдения ( $>1$  с) –

$$v(t) = \int_{t_1}^{t_2} \frac{d^2\varphi(t)}{dt^2} dt.$$

Относительная кратковременная нестабильность частоты, как мера случайных отклонений последней, определяется путем измерения значения флуктуации частоты и выражается в виде

$$S_v = \Delta v / \bar{v}, \tag{3}$$

где  $\bar{v}$  – среднее значение частоты за заданное время (в идеале –  $\omega_0$ );  $\Delta v$  – максимальное отклонение частоты сигнала от среднего значения  $\bar{v}$  за заданное время.

В общем случае, в сложных измерительных системах, в течение времени наблюдения  $T_H$  производится  $N$  измерений с периодичностью  $T_H$  ( $T_H = (N - 1) T_H$ ) и временем усреднения  $T$ . Если  $T_H = T$ , измерения называют смежными, а при  $T_H > T$  – разбросанными. Ниже будет рассматриваться метод измерения кратковременной нестабильности частоты, когда все три указанных интервала времени совпадают и равны  $\tau$ . Указанный метод сводится к измерению значения дисперсии Аллена [2-7].

Для нахождения частотных характеристик электромагнитного колебания используют спектральную плотность флуктуации частоты  $S_{\Delta v}(f)$ , исходя из выражения для квадрата среднеквадратической флуктуации (вариации) частоты [6]

$$\sigma_B^2(\tau) = 4 \int_0^{\infty} S_{\Delta v}(f) |H(f, \tau)|^2 df.$$

При этом подбирают фильтр с передаточной функцией  $H(f, \tau)$  [5-7].

Как частный случай функции среднеквадратической флуктуаций частоты при  $T_H = T_H = \tau$ , была введена дисперсия Аллена, определяемая выражением

$$\sigma_A^2(\tau) = 2 \int_0^{\infty} S_{\Delta v}(f) \frac{\sin^4(\pi f \tau)}{(\pi f \tau)^2} df, \tag{4}$$

где  $S_{\Delta v}(f)$  – спектральная плотность флуктуаций частоты, или, что то же самое, – частотных шумов генератора;  $\sin^4(\pi f \tau) / (\pi f \tau)^2 = |H(f, \tau)|^2$  – энергетическая передаточная функция ПФ, через который пропускается спектр флуктуаций частоты. При выборе значения  $\tau$  исходят из того, чтобы оно наилучшим способом позволяло определить ширину спектральной линии излучения [6].

Параметры ПФ должны быть таковы, чтобы измеренное эффективное напряжение шумов было равно с малой погрешностью дисперсии Аллена. Если помимо частотных шумов исследуемого генератора присутствует также другой тип шумов, это приводит к систематической погрешности. Однако расчеты показывают, что погрешность эта, как правило, не превышает 15-20% [6]. Устранить ее обычно удается путем коррекции передаточной функции ПФ, в частности, изменением его добротности.

Применение данного метода целесообразно при  $\tau < 100$  мс [6]. Ниже будет рассматриваться измерение дисперсии Аллена для случая  $\tau = 50$  мкс.

**Измерительная установка.** Блок-схема установки для измерения кратковременной нестабильности частоты приведена на рис. 1. Сигнал с выхода исследуемого генератора  $\Gamma$  поступает на частотный детектор ЧД, после которого установлен ПФ. В результате из спектра флуктуаций частоты (частотного шума генератора)  $S_f(f)$ , получаемого на

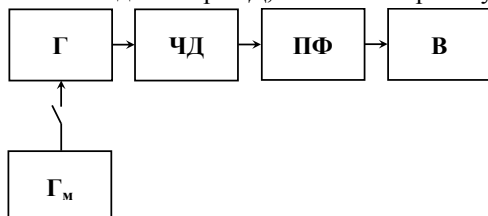


Рис. 1. Блок-схема установки для измерения кратковременной нестабильности частоты.  $\Gamma$  – исследуемый генератор (в рассматриваемом модельном примере – Г4-18А); ЧД – частотный детектор; ПФ – полосовой фильтр; В – вольтметр среднеквадратических значений;  $\Gamma_m$  – генератор внешней модуляции сигнала генератора  $\Gamma$ , используемый при калибровке

выходе ЧД, выделяется необходимая полоса частот. Ее ширина зависит от времени  $\tau$  и будет найдена ниже. Сигнал с выхода ПФ поступает на вольтметр среднеквадратических значений – В, показания которого  $\Delta U$  пропорциональны дисперсии Аллена

$$\sigma_A = k \cdot \Delta U, \tag{5}$$

где  $k$  – коэффициент пропорциональности; его значение необходимо установить предварительно – на этапе калибровки с помощью генератора  $\Gamma_m$ .

Опишем и обоснуем метод калибровки. Если на исследуемый генератор  $\Gamma$ , генерирующий на частоте  $f_\Gamma$ , подать внешнюю частотную модуляцию от генератора  $\Gamma_m$  с частотой  $f_M$ , получим следующую зависимость результирующей частоты от времени:

$$f = f_{\Gamma} + \Delta f_M \sin(2\pi f_M t). \tag{6}$$

ЧД выделяет сигнал, описываемый вторым слагаемым (6). Физический спектр мощности этого сигнала записывается в виде [5]:

$$S_f(f) = \frac{(\Delta f_M)^2}{2} \delta(f - f_M),$$

где  $\delta(f - f_M)$  –  $\delta$ -функция Дирака. Подставив это выражение для  $S_f(f)$  в (4), имеем

$$\sigma_{AM}^2 = 2 \int_0^{\infty} \frac{(\Delta f_M)^2}{2} \delta(f - f_M) \frac{\sin^4(\pi f \tau)}{(\pi f \tau)^2} df = \frac{\sin^4(\pi f_M \tau)}{(\pi f_M \tau)^2} \cdot (\Delta f_M)^2.$$

Тогда, ввиду того, что величина

$$\sigma_{AM} = \frac{\sin^2(\pi f_M \tau)}{\pi f_M \tau} \cdot \Delta f_M$$

пропорциональна показанию вольтметра –  $\Delta U_M$ , получим

$$k = \frac{\sin^2(\pi f_M \tau)}{\pi f_M \tau} \cdot \frac{\Delta f_M}{\Delta U_M}. \tag{7}$$

Погрешность определения  $k$  и результатов всех последующих измерений минимальна, если измеренное эффективное напряжение шумов генератора равно с малой погрешностью дисперсии Аллена. После нахождения значения  $k$ , внешняя частотная модуляция отключается и измеряется напряжение  $\Delta U$  для исследуемого генератора. Затем по формуле (5) находится значение дисперсии Аллена для частотных шумов исследуемого генератора и из выражения (3) находится кратковременная нестабильность частоты  $S_V = \sigma_A / f_{\Gamma}$ .

**Описание и расчет фильтра. Теория.** В качестве избирательного элемента ПФ, обеспечивающего заданную АЧХ, выбран параллельный колебательный LC-контур. На рис. 2 изображены две кривые в относительных единицах:  $|H(f, \tau)/H_0|^2$  – для идеальной энергетической передаточной функции и  $|K(f, f_0)/K_0|^2$  – для энергетической передаточной функции реального ПФ, выполненного на основе колебательного контура [8] с добротностью  $Q=1$ . Расчет проводится по формулам

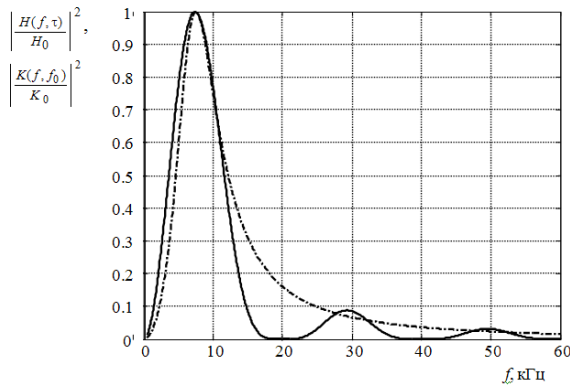


Рис. 2. Графики в относительных единицах зависимостей

$$\begin{aligned} &|H(f, \tau)/H_0|^2 \text{ (сплошная линия) и} \\ &|K(f, f_0)/K_0|^2 \text{ (штрих-пунктир) для } \tau = 50 \text{ мкс,} \\ &f_0 = 0.371 / \tau = 7.42 \text{ кГц и } Q = 1 \end{aligned}$$

$$\left| \frac{H(f, \tau)}{H_0} \right|^2 = \frac{1}{H_0^2} \frac{\sin^4(\pi f \tau)}{(\pi f \tau)^2}; \tag{8}$$

$$\left| \frac{K(f, f_0)}{K_0} \right|^2 = \left[ 1 + \left( Q \frac{f^2 - f_0^2}{f \cdot f_0} \right)^2 \right]^{-1}. \tag{9}$$

Потребуем, что бы при частоте  $f_0$  достигался максимум также и энергетической передаточной функции  $|H(f, \tau)|^2$  идеального ПФ.

Поскольку  $|H(f, \tau)|^2$ , кроме частоты  $f$ , зависит также от времени измерения (усреднения) –  $\tau$ , то с априорно заданным  $\tau$  будет связана резонансная частота ПФ –  $f_0$ . Найдем эту частоту из (8) и условия

$$\frac{\partial |H(f, \tau)|^2}{\partial f} = 0.$$

Отсюда следует, что частота  $f = f_0$  является решением нелинейного уравнения  $2x = \operatorname{tg} x$ , где  $x = \pi f_0 \tau$ . Численное его решение –  $x = 1.1656$ , или

$$f_0 = 1.1656 / (\pi \cdot \tau). \tag{10}$$

Приближенно можно считать, что  $f_0 = 1 / (\pi \cdot \tau)$ , а более точно

$$f_0 = 0.371 / \tau. \tag{11}$$

Зависимость резонансной частоты  $f_0$  ПФ от времени измерения (усреднения)  $\tau$  приведена на рис. 3.

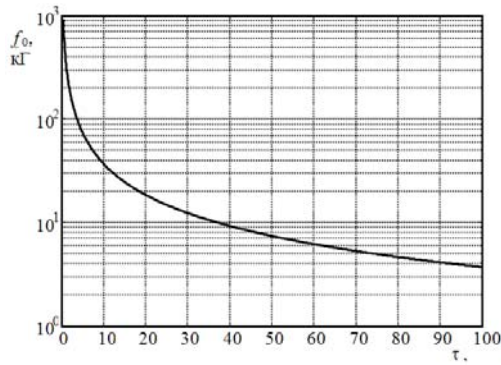


Рис. 3. Зависимость резонансной частоты  $f_0$  фильтра от времени измерения (усреднения)  $\tau$

Для  $|K(f, f_0)/K_0|^2$  частоты  $f_H^{(0.1)}$ ,  $f_B^{(0.1)}$  и  $f_H^{(0.5)}$ ,  $f_B^{(0.5)}$ , соответствующие уровням 0.1 и 0.5 от максимального значения – ниже и выше (по обе стороны) от резонансной частоты  $f = f_0$ , соответственно будут

$$f_H^{(0.1)} = f_0 \cdot (\sqrt{13} - 3)/2, \quad f_B^{(0.1)} = f_0 \cdot (\sqrt{13} + 3)/2;$$

$$f_H^{(0.5)} = f_0 \cdot (\sqrt{5} - 1)/2, \quad f_B^{(0.5)} = f_0 \cdot (\sqrt{5} + 1)/2.$$

Можно заметить, что полосы пропускания энергетической передаточной функции такого фильтра по уровням 0.1 и 0.5 равны соответственно

$$\Delta f^{(0.1)} = f_B^{(0.1)} - f_H^{(0.1)} = 3f_0; \quad (12)$$

$$\Delta f^{(0.5)} = f_B^{(0.5)} - f_H^{(0.5)} = f_0. \quad (13)$$

На основании (12) и (13) полосу пропускания ПФ примем  $\Delta f = 2f_0$ .

Равенство (13) находится в хорошем согласии с утверждением работ [5] и [7], согласно которому, по уровню 0.5, основной вклад в интегральную величину фазового набега вносят спектральные составляющие, которые при равенстве времен наблюдения и усреднения лежат в интервале частот  $1/(2\pi\tau) < f < 2/(\pi\tau)$ . Действительно, если, согласно (10),  $f_0 = 1.17/(\pi \cdot \tau)$ , то ширина основной части полосы выделяемых частот для оптимального фильтра по уровню 0.5 будет  $1.5/(\pi\tau) = 1.28 \cdot f_0 \approx f_0$ .

С другой стороны, резонансная частота колебательного контура

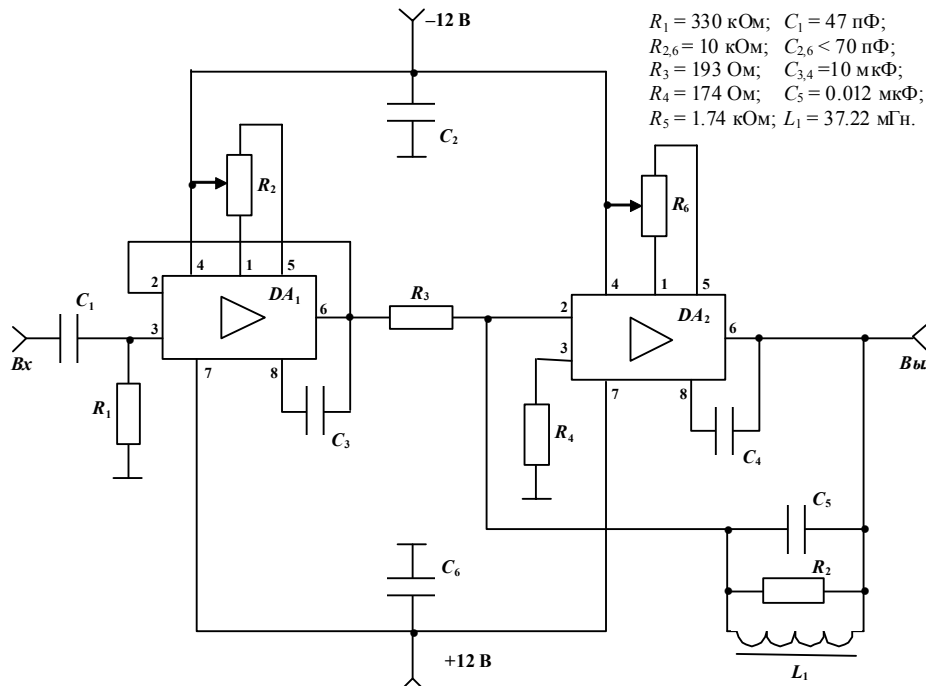
$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}, \quad (14)$$

где  $L, C$  – индуктивность и емкость контура соответственно. Сопоставив (14) с (10) и задавшись значением  $L$ , получаем следующее выражение для  $C$ :

$$C = 0.184 \cdot \tau^2 / L. \quad (15)$$

Зашунтируем контур сопротивлением  $R$  так, чтобы соблюдалось тождество  $Q = \sqrt{L/C}/R \equiv 1$  [8], и найдем величину шунтирующего сопротивления

$$R = \sqrt{L/C}. \quad (16)$$



$R_1 = 330 \text{ кОм}; C_1 = 47 \text{ пФ};$   
 $R_{2,6} = 10 \text{ кОм}; C_{2,6} < 70 \text{ пФ};$   
 $R_3 = 193 \text{ Ом}; C_{3,4} = 10 \text{ мкФ};$   
 $R_4 = 174 \text{ Ом}; C_5 = 0.012 \text{ мкФ};$   
 $R_5 = 1.74 \text{ кОм}; L_1 = 37.22 \text{ мГн}.$

Рис. 4. Принципиальная схема ПФ

**Принцип работы фильтра.** ПФ выполнен на основе параллельного колебательного контура,

включенного в цепь отрицательной обратной связи (ООС) операционного усилителя (ОУ) К 140 УД 7 – между выходом и инверсным входом ОУ (рис. 4, второй каскад). Такое включение контура делает ООС частотно-зависимой: при приближении частоты сигнала к резонансной частоте контура его сопротивление увеличивается [8]. Это приводит к уменьшению амплитуды сигнала, подаваемого с выхода усилителя на вход – в противофазе с входным, что равносильно уменьшению ООС и росту коэффициента усиления. Таким образом, сигналы с частотами, лежащими ближе к резонансной, усиливаются больше.

Для согласования высокоомного выхода источника сигнала с низкоомным входом второго каскада служит повторитель, также выполненный на ОУ К 140 УД 7 с замкнутой цепью ООС. Схема содержит ряд навесных элементов:

- $R_1$  – резистор, номинал которого отвечает за нормальный режим работы входа микросхемы  $DA1$  и выбирается в пределах нескольких сотен килоом;
- $R_2, R_6$  – резисторы для внешней балансировки ОУ по постоянному току (рекомендуется  $\sim 10$  кОм);
- $C_1$  – емкость, которая служит для развязки по постоянной составляющей на входе повторителя, которая влияет на его балансировку по постоянному току. Поскольку входное сопротивление повторителя весьма велико ( $> 1$  МОм), то величину емкости  $C_1$  можно выбрать сравнительно небольшой величины (например, 47 нФ) – так, чтобы ее сопротивление оставалось меньшим входного сопротивления  $DA1$ ;
- $C_2, C_6$  – емкости, рекомендованные производителем ОУ для уменьшения времен нарастания выходных напряжений  $DA1$  и  $DA2$ ; номинал этих емкостей  $< 70$  пФ;
- $C_3, C_4$  – емкости номиналом по 10 мкФ, рекомендованные производителем ОУ.

**Расчет фильтра.** Задавись величиной  $L_1$ , равной 37.22 мГн, на основании (15), при  $\tau = 50$  мкс, имеем:  $C_5 = 0.01236$  мкФ. На основании (14) резонансная частота контура  $f_0 = 7.42$  кГц. Зная величины  $L_1$  и  $C_5$ , из (16) имеем:  $R_5 = 1.74$  кОм.

Известно, что коэффициент усиления ОУ –  $K_u = 1 + R_5 / R_3$ . Зададим  $K_u = 10$ . Тогда при  $R_5 = 1.74$  кОм найдем:  $R_3 = R_5 / (K_u - 1) = 193$  Ом. Значение  $R_4$  определяется из выражения  $R_4 = R_3 \parallel R_5 = R_3 R_5 / (R_3 + R_5)$ , откуда  $R_4 = 174$  Ом.

**Результаты измерений.** Частота исследуемого генератора  $\Gamma$  составляет  $f_\Gamma = 30$  МГц. Для  $\tau = 50$  мкс и  $f_0(\tau) = 7.42$  кГц выбираем  $f_M = 7.4$  кГц и выбираем девиацию частоты (см. выражение (6))  $\Delta f_M = 0.1 \cdot f_M / 2 \approx 0.32$  кГц.

Измерение величины  $\Delta U_M$  дает:  $\Delta U_M = 175$  мВ, откуда, согласно (7),  $k = 1325$ . Таким образом, на основании (5) имеем

$$\sigma_A = 1325 \cdot \Delta U.$$

Теперь можно переходить непосредственно к измерению нестабильности частоты генератора  $\Gamma$ . Измерение  $\Delta U$  дает:  $\Delta U = 3.175$  мВ, а значит,  $\sigma_A \approx 4.2$ . Тогда, согласно (3), искомое значение относительной кратковременной нестабильности частоты генератора  $\Gamma$  будет

$$S = \frac{\sigma_A}{f_\Gamma} \Big|_{\tau=50 \text{ мкс}} = 1.4 \cdot 10^{-7}.$$

Согласно паспортным данным исследуемого генератора Г4-18А, паразитная девиация частоты в режиме непрерывной генерации после прогрева прибора в течение 1 ч не превосходит  $\Delta f = 300$  Гц [9]. А значит, относительная нестабильность частоты не должна превышать  $\Delta f / f_\Gamma = 3 \cdot 10^2 / 3 \cdot 10^7 = 1 \cdot 10^{-5}$ . Таким образом, полученный нами результат измерения нестабильности частоты методом дисперсии Аллена не противоречит предельному параметру нестабильности, заявленному разработчиками генератора Г4-18А.

**Заключение.** Разработанная измерительная установка позволяет проводить измерения КНЧ за время усреднения 50 мкс, а при надлежащем изменении параметров электронной схемы ПФ (и при необходимости модулятора) – также и для других значений времени усреднения. ПФ может применяться для любой рабочей частоты исследуемого генератора и, в частности, для магнетронов МИ 260 и МИ 263А РЛС измерения дальности 8 мм диапазона длин волн.

## Литература

1. Чурюмов Г. И. Влияние тепловых процессов на катоде и аноде на частотные характеристики непрерывных магнетронов / Г. И. Чурюмов, Т. И. Фролова, К. М. Басрави, К. В. Сивоконь // РИ. – 2007. – № 2. – С. 34–44.
2. Аллен Д.В. Статистические характеристики атомных стандартов частоты / Д.В. Аллен // ТИИЭР. 1966. Т. 54, № 2. С. 132-142.
3. Малахов А. Н. Флуктуации в автоколебательных системах / Малахов А. Н. – М. : Наука, 1968. – 660 с.
4. Rutman Y., Uebersfeld J. Evolution des concepts pour L'analyse des oscillateurs. Annales Elec., 1975.

V. 55, № 2. P. 67–73.

5. Демьянченко А. Г. Кратковременная нестабильность частоты и методы ее измерения / Демьянченко А. Г., Кулешов В. Н. – М. : Московский Энергетич. ин-тут, 1978. – 78 с.
6. Измерение спектрально-частотных и корреляционных параметров и характеристик лазерного излучения / под ред. А. Ф. Котюка и Б. М. Степанова. – М. : Радио и связь, 1982. – 272 с.
7. Царапкин Д. П. Стабилизация частоты возбудителей радиопередатчиков СВЧ / Царапкин Д. П. – М. : Московский Энергетич. ин-тут, 1985. – 80 с.
8. Асеев Б. П. Основы радиотехники / Асеев Б. П. – М. : Гос. изд-во литерат. по вопросам связи и радио, 1947. – 572 с.
9. <http://www.radteh.ru/izmerenie/16.html>

Отримана/Received : 2.4.2017 р. Надрукована/Printed : 11.6.2017 р.  
Рецензент: д.т.н., проф. В.В. Мартинюк

УДК 621.317.73

І.С. ПЯТІН, Д.А. МАКАРИШКІН  
Хмельницький національний університет

## ДОСЛІДЖЕННЯ ПОСЛІДОВНОГО КАСКАДНОГО ТУРБОКОДУВАННЯ

*Турбокоди створюють шляхом каскадування двох або більше складових кодів при їх паралельному або послідовному з'єднанні, розділених перемежувачем. У статті наведені результати дослідження завадостійкості турбокодів з послідовним з'єднанням згорткових кодів в каналі з адитивним білим гаусовим шумом і бінарною фазовою маніпуляцією. Кодери згорткових кодів задаються поліномом  $G = (3, [7\ 5], 7)$ . Довжина блоку перемежувача збігається з довжиною інформаційної послідовності. Швидкість коду  $R = 1/3$ . Зроблено висновок, що зі збільшенням числа ітерацій при декодуванні збільшується стійкість, а енергетичний виграш зменшується. Це пояснюється відносно малою мінімальною кодовою відстанню турбокодів. Забезпечується енергетичний виграш 2 дБ для  $BER = 10^{-11}$ .*

*Ключові слова: завадостійке кодування, каскадне кодування, турбокодер.*

I.S. PYATIN, D.A. MAKARISHKIN  
Khmelnitskiy National University

### RESEARCH SERIAL CONCATENATED TURBO ENCODER

*Turbo codes are formed by cascading two or more constituent codes. Turbo codes are created by parallel or sequential connection of codes separated by an interleaver. The article presents the results of an investigation of noise immunity of turbo code systems with consecutive connection of convolutional codes in a channel with additive white Gaussian noise and binary phase manipulation. The coders of convolutional codes are given by the polynomial  $G = (3, [7\ 5], 7)$ . The length of the interleaver block is the same as the length of the information sequence. Code speed  $R = 1/3$ . It is concluded that with an increase in the number of iterations during decoding, the noise immunity increases, and the power gain is better. This is explained by the relatively small minimum code distance of the turbo codes. An energy gain of 2 dB is provided for  $BER = 10^{-11}$ .*

*Keywords: antinoise coding, cascade coding, turbo encoder.*

#### Постановка задачі

Одним з перспективних напрямків вдосконалення характеристик спеціальних телекомунікаційних систем є застосування коригувальних кодів. В даний час широке поширення в телекомунікаційних системах отримав клас завадостійких кодів – турбокоди.

Завадостійке кодування призначене для виявлення і по можливості виправлення помилок, що виникли внаслідок дії завад при передачі дискретних сигналів по каналах зв'язку. Завадостійке кодування передбачає введення надлишковості в кодований дискретний сигнал. При цьому канал зв'язку повинен пропускати кодований сигнал з надлишковістю [1]. Вони використовуються в системах зберігання і передачі даних для зниження імовірності появи помилок і підвищення якості таких систем. Пропускна здатність каналу зв'язку визначається виразом:

$$C = \Delta f \log_2(1 + SNR),$$

де  $\Delta f$  – смуга частот каналу зв'язку;  $SNR$  – відношення потужності сигналу до потужності шуму.

#### Аналіз досліджень та публікацій

Турбокоди утворюються шляхом каскадування двох або більше складових кодів. Найбільш поширена схема турбокодера складається з двох однакових згорткових кодерів, між якими знаходиться блок перемежувача. Кожний згортковий кодер додає до інформаційної послідовності перевірочну групу. У загальному випадку турбокоди можуть використовуватись як при паралельному, так і послідовному (рис. 1) з'єднанні кодів, розділених перемежувачем.

Важливим моментом при проектуванні послідовних турбокодів є правильний вибір складових кодів і перемежувача. Найкращими складовими кодами є рекурсивні систематичні згорткові коди (рис. 2), оскільки їх застосування дозволяє значно зменшити число кодових слів низької ваги, що визначають