

УДК 621.396

**МЕХАНИЗМ ВОЗНИКНОВЕНИЯ «СОБСТВЕННЫХ»  
НЕСТАБИЛЬНОСТЕЙ ФАЗЫ В СВЧ ПРИБОРАХ****В.Ф. Новиков***Новосибирский государственный технический университет*

Нестабильности (флюктуации) фазы ухудшают эффективность работы любых когерентных систем. В когерентных РЛС их наличие затрудняет работу систем подавления пассивных помех и отражений от местных предметов; в измерительных системах, использующих когерентные методы, падает точность измеряемых параметров. «Собственные» нестабильности – это те, которые имеют место при полном отсутствии каких-либо внешних дестабилизирующих воздействий на СВЧ прибор. Для разработки мер по уменьшению «собственных» нестабильностей необходимо выявить и оценить роль различных механизмов их возникновения. Исследуется роль аддитивных и мультипликативных механизмов возникновения нестабильностей. В качестве модели для исследования выбран один из широко распространенных в мощных РЛС СВЧ прибор М-типа – амплитрон. Полученные теоретические оценки основных статистических характеристик нестабильности (дисперсия, нормированная корреляционная функция) обнаруживают удовлетворительное согласие с экспериментальными оценками. Сравнение экспериментальных и теоретических данных указывает также на доминирующую роль мультипликативных механизмов возникновения «собственных» нестабильностей по сравнению с аддитивными. Обсуждается принципиальная возможность уменьшения «собственных» нестабильностей.

*Ключевые слова:* «собственные» нестабильности фазы в СВЧ приборах, амплитрон, мультипликативный механизм, пути уменьшения «собственных» нестабильностей.

DOI: 10.17212/1727-2769-2017-2-84-96

**Введение**

Причины нестабильностей параметров выходного сигнала СВЧ усилительных и генераторных приборов многообразны. Нестабильности, вызванные внешними по отношению к СВЧ прибору факторами (например, пульсацией напряжения источников питания, переменным током накала), имеют обычно регулярный характер, повторяющийся характер (частоту) дестабилизирующего воздействия. Борьба с такими нестабильностями сводится к выявлению внешнего воздействия и нахождению методов его устранения или уменьшения влияния. Например, для устранения пульсаций амплитуды и фазы, вызванных переменным током накала СВЧ приборов, необходимо переменное напряжение накала заменить на постоянное.

Однако если устранить внешние воздействия, то обнаружатся нестабильности, обусловленные внутренними процессами в СВЧ приборах – «собственные» нестабильности СВЧ приборов. Они вызваны тепловым, дробовым и фликкерным шумами, обратной электронной бомбардировкой катода СВЧ прибора, другими факторами и имеют случайный характер.

Механизм возникновения и методы борьбы с такими нестабильностями изучены неполно, но именно они определяют потенциальный уровень стабильности фазы выходного сигнала СВЧ усилителей и в конечном счете – предельный уровень стабильности фазы выходного сигнала передающего устройства, когерентных, например радиолокационных, систем, ограничивая их потенциальные возможности.

Исследованию процессов, связанных с нестабильностями параметров сигнала в электронных, усилительных и генераторных приборах, посвящено большое количество работ отечественных и зарубежных специалистов. В этих работах при оценке влияния шумов на стабильность параметров генерируемого или усиливаемого сигнала тепловой, дробовой и фликкерный шумы рассматривались как явления аддитивные и учитывались путем включения в схему эквивалентного генератора тока или напряжения.

### 1. Постановка задачи исследования

В [1] было установлено, что такое представление об указанных шумах справедливо только по отношению к тепловым и дробовым шумам. Что касается фликкерных шумов, то они представляют собой параметрические явления и по отношению к полезному сигналу проявляются не только как аддитивные, но прежде всего как мультипликативные. Аддитивные шумы влияют на стабильность генерируемых колебаний только той частью спектра, которая находится в полосе пропускания системы вблизи СВЧ несущей. Если же фликкерные шумы учитывать только как аддитивные, то окажется, что эти шумы не должны оказывать существенного влияния на стабильность генерируемых колебаний СВЧ систем. Ибо, несмотря то что фликкерные шумы по сравнению с тепловыми и дробовыми имеют наибольшую интенсивность, их основная энергия сосредоточена в низкочастотной части спектра, которая лежит вне пределов полосы пропускания СВЧ генераторов (рис. 1, *a*).

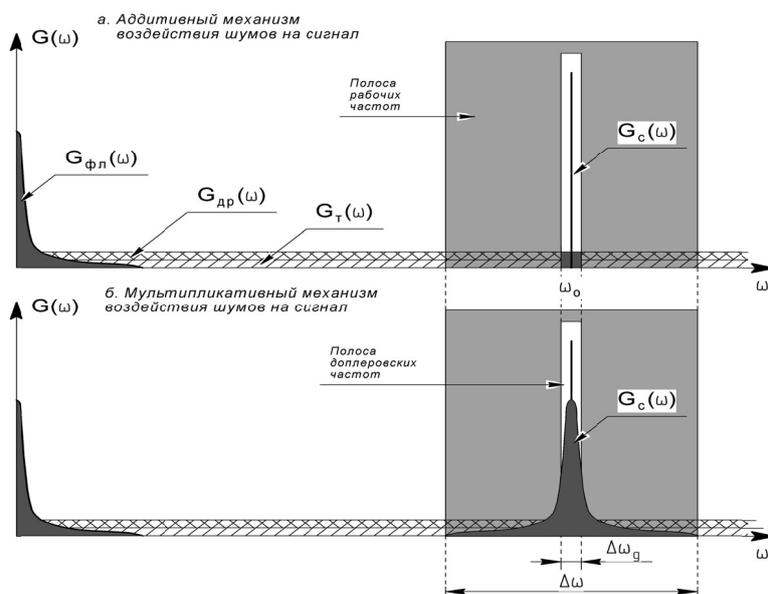


Рис. 1 – Спектры шумов и сигнала при аддитивном (*a*) и мультипликативном (*б*) механизмах воздействия шумов на сигнал

Fig. 1 – Ranges of noise and signal at additive (*a*) and multiplicative (*б*) mechanism of the impact of noise on a signal

При учете же фликкерных шумов как мультипликативных явлений будет иметь место перенос низкочастотных составляющих спектра на несущую (рис. 1, *б*), и тогда следует ожидать сильного влияния таких шумов.

В качестве модели для исследования выбран усилитель со скрещенными полями – амплитрон, как один из распространенных усилителей в классе мощных устройств. Ставится цель исследовать роль мультипликативных (параметрических) механизмов возникновения неустойчивостей.

## 2. Теория

### А. Модель СВЧ усилителя для исследования неустойчивостей

Будем основываться на упрощенной теории амплитрона, описанной в [2–3], а также на результатах работ [4–6].

Механизм усиления колебаний будем представлять, исходя из общепринятых положений:

а) входной сигнал формирует в скрещенных электрическом и магнитном полях вращающееся облако пространственного заряда, имеющее периодический спицеобразный характер;

б) вращающиеся спицы наводят вторичное поле в замедляющей системе, фаза которого определяется входным сигналом;

в) при изменении переносной скорости возможно отставание или опережение спиц пространственного заряда относительно замедленной волны (переносная скорость не равна фазовой), при этом фаза выходного сигнала также изменяется.

В качестве замедляющей системы в амплитронах, как и в магнетронах, используются системы резонаторов с двойными связками. Однако в отличие от магнетрона замедляющая система амплитрона не является резонансной: связки, соединяющие резонаторы, в одном месте разорваны и подключены к входному и выходному выводам энергии (рис. 2).

Замедляющие системы СВЧ приборов являются электродинамическими системами с распределенными параметрами, и их строгий расчет возможен численными методами на основе теории поля с использованием аппарата уравнений Максвелла. Но замедление-задержка волн может осуществляться и в цепях с сосредоточенными параметрами, для исследования которых применим более простой аппарат теории цепей. Поэтому на практике для расчета замедляющей системы может быть использован метод эквивалентных схем.

Замедляющая система со связками и ее эквивалентная схема в виде четырехполюсников-ячеек изображена на рис. 2, где  $C_p$  и  $L_p$  – эквивалентные емкость и индуктивность резонаторов «холодной» замедляющей системы;  $C_c$  и  $L_c$  – эквивалентные емкость и индуктивность участка связок между ячейками.

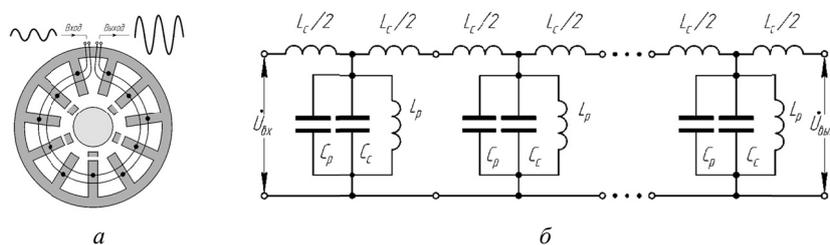


Рис. 2 – Конфигурация (а) и эквивалентная схема (б) замедляющей системы амплитрона

Fig. 2 – Configuration (a) and equivalent scheme (b) of the slowing-down system of an amplitron

Электронный поток по отношению к ячейкам замедляющей системы проявляет себя, с одной стороны, как источник энергии и его наличие должно быть учтено включением в схему ячейки эквивалентного генератора тока или напряжения. С другой стороны, электронный поток характеризуется эквивалентной проводимостью, которая в общем случае имеет комплексный характер [4]:

$$Y_{EP} = \sigma_{EP} + jB_{EP} = I_{H_i} (\cos \delta_i + j \sin \delta_i) / U_{H_i} , \tag{1}$$

где  $U_{H_i}$ ,  $I_{H_i}$  – напряжение и ток, наведенные на  $i$ -й ячейке;  $\delta_i$  – фазовый угол рассогласования между максимумом напряжения на ячейке и максимумом тока.

При синхронном движении замедленной волны и электронного потока фазовый угол рассогласования равен нулю и эквивалентная проводимость электронного потока имеет активный характер (рис. 3),

$$1/Z_{EP} = 1/R_{EP} . \tag{2}$$

Эквивалентное сопротивление электронного потока включается параллельно к каждой ячейке (рис. 4). Исходя из предположения о примерной идентичности спиц пространственного заряда [2–3], наведенный электронными спицами потенциал будет линейно нарастать вдоль замедляющей системы в направлении от входа к выходу.

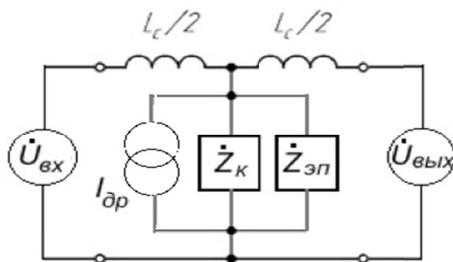


Рис. 3 – Эквивалентная схема отдельной ячейки замедляющей системы нагруженной комплексным сопротивлением электронного потока, при учете аддитивного механизма воздействия шума на сигнал

Fig. 3 – The equivalent scheme of a separate cell of the slowing-down system, loaded with the complex resistance of an electronic current allowing for the additive mechanism of impact on a signal

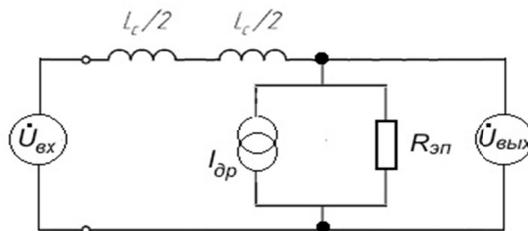


Рис. 4 – Упрощенная эквивалентная схема ячейки при учете аддитивного механизма воздействия шумов на стабильность сигнала

Fig. 4 – The simplified equivalent cell scheme allowing for the additive mechanism of noise impact on the stability of a signal

При этом выходной сигнал можно представить виде суммы двух компонент: прошедшего на выход входного сигнала  $U_{in}$  (сигнал «на проход»  $U_{pas}$ ) и напряжения, наведенного на ячейках усилителя  $U_{dir}$ . Примем во внимание, что при

рассмотрении «собственных» нестабильностей фазы углом  $\delta_i$  мы можем пренебречь ( $\delta_i = 0$ ). При этом сигнал «на проход» будет иметь тот же фазовый сдвиг, что и наведенный сигнал  $U_{dir}$ . Тогда сигнал на выходе усилителя

$$U_{out} = U_{out} e^{j\varphi_{out}} = (U_{dir} + U_{pas}) e^{j\left(\varphi_{in} + \sum_{i=1}^{N-1} \varphi_i\right)} \quad (3)$$

Разность фаз выходного и входного сигналов будет равна

$$\varphi_{out} - \varphi_{in} = \sum_{i=1}^{N-1} \varphi_i, \quad (4)$$

а интересующая нас нестабильность разности фаз на весь усилитель

$$\Delta\varphi_{out} = \sum_{i=1}^{N-1} \Delta\varphi_i, \quad (5)$$

где  $\Delta\varphi_i$  – нестабильность фазы в одной ячейке замедляющей системы.

Из (3), в частности, следует, что чем меньше в суммарном сигнале на выходе прибора доля сигнала «на проход»  $U_{pas}$  (что характерно для каскадов предварительного усиления цепочки усилителей), тем сильнее будут проявлять себя «собственные» нестабильности фазы данного каскада.

«Собственные» нестабильности имеют случайный характер. Если корреляционные и взаимные корреляционные функции нестабильностей фазы сигнала отдельных ячеек известны, то корреляционные функции нестабильностей выходного сигнала усилителя будут равны

$$R_{\varphi_{out}}(t, t') = \sum_{i=1}^{N-1} R_{\varphi_i}(t, t') + 2 \sum_{i \neq j} r_{\varphi_i \varphi_j}(t, t') \sigma_{\varphi_i} \sigma_{\varphi_j}. \quad (6)$$

Полагая  $t = t'$ , получим дисперсию фазы

$$D_{\varphi_{out}} = R_{\varphi_{out}}(0) = \sum_{i=1}^{N-1} \sigma_{\varphi_i}^2 + 2 \sum_{i \neq j} r_{\varphi_i \varphi_j}(0) \sigma_{\varphi_i} \sigma_{\varphi_j}, \quad (7)$$

где  $r_{\varphi_i \varphi_j}(0)$  – нормированный взаимный коэффициент корреляции нестабильностей фазы в  $i$ -й и  $j$ -й ячейках.

Таким образом, в соответствии с (6)–(7), для того чтобы определить искомые статистические характеристики флюктуации фазы выходного сигнала усилителя, необходимо определить аналогичные характеристики одной ячейки усилителя, а затем их сложить с учетом статистических взаимных связей.

#### Б. Нестабильности фазы в ячейке замедляющей системы

В теории электрических цепей фазовый сдвиг в четырехполюснике-ячейке замедляющей системы определяется как отношение мнимой  $jK_2(\omega)$  и действительной  $K_1(\omega)$  частей его комплексного коэффициента передачи  $\dot{K}(j\omega)$ :

$$\begin{aligned} \dot{K}(j\omega) &= K_1(\omega) + jK_2(\omega) = \frac{R_{EP}}{R_{EP} + j\omega L_{bunch}}, \\ \varphi(j\omega) &= \operatorname{arctg}\left(\frac{K_2(\omega)}{K_1(\omega)}\right) = \operatorname{arctg}\left(-\frac{\omega L_{bunch}}{R_{EP}}\right). \end{aligned} \quad (8)$$

Переменную составляющую – флуктуацию фазы для  $i$ -й ячейки  $\Delta\varphi_i$  определим, взяв производную  $d\varphi_i/dR_{EP}$ . При условии малости флуктуаций получим

$$\frac{d\varphi_i}{dR_{EP}^i} = -\omega L_{bunch}^i \left( -\frac{1}{(R_{EP}^i)^2} \right), \quad \Delta\varphi_i \approx \frac{d\varphi_i}{dR_{EP}^i} \Delta R_{EP}^i = \frac{\omega L_{bunch}^i}{R_{EP}^i} \delta R_{EP}^i. \quad (9)$$

Из (9) следует, что флуктуации фазы ячейки замедляющей системы пропорциональны относительным флуктуациям параметра  $R_{EP}$  (параметрические флуктуации).

Схема рис. 2 обладает свойствами полосового фильтра и может рассматриваться как линия задержки. В теории линий задержки считается, что величина задержки (определяющая сдвиг фазы выходного сигнала относительно фазы входного) не зависит от степени согласования с нагрузкой [7]. В [3] на примере амплитрона с  $\lambda_0 = 7,5$  см показано, что емкость связей  $C_{cel}$  (отношение  $C_{bunch}/C_{cel} = 0,07$ ), а рабочая длина волны  $\lambda_0$  близка к длине волны параллельного контура ячейки ( $\lambda_0/\lambda_k = 0,91$ ). Поэтому эквивалентное комплексное сопротивление контура каждой ячейки (рис. 3) замедляющей системы  $\dot{Z}_i$  на резонансной частоте можно считать чисто активным и эквивалентную схему ячейки представить в упрощенном виде, показанном на рис. 4. Здесь через  $R_{EP}^i$  обозначена активная составляющая эквивалентного сопротивления электронного потока для  $i$ -й ячейки.

Вследствие дискретной природы электрического тока ток через усилитель всегда флуктуирует. При этом относительные флуктуации  $\delta R_{EP}^i$  численно равны относительным флуктуациям тока через усилитель  $\delta I_0$ . Таким образом, флуктуации фазы ячейки оказываются пропорциональны относительным флуктуациям тока  $\delta I_0$ ,

$$\Delta\varphi_i \approx \frac{\omega L_{bunch}^i}{R_{EP}^i} \delta I_0. \quad (10)$$

При определении численных оценок  $R_{EP}$  будем исходить из того, что  $R_{EP}$  определяется отношением наведенного на ячейках напряжения  $U_H$  к наведенному току  $I_H$  [4]. В теории электронных приборов считается, что  $U_H$  не может превышать  $U_0$ , а  $I_H$  не превышает  $2I_0$  [6]. Будем считать, что  $U_H \approx 0,7U_0$  и  $I_H \approx 1,6I_0$  [6], тогда

$$R_{EP} = \frac{U_H}{I_H} = \frac{0,7U_0}{1,6I_0} = 0,4R_{st}, \quad (11)$$

где  $R_{st}$  – статическое сопротивление амплитрона. Обычно  $R_{st} \approx 1000$  Ом, тогда  $R_{EP} \approx 400$  Ом.

Особенность СВЧ приборов М-типа в сравнении с приборами О-типа состоит в том, что в них ток катода на пути к аноду разделяется на ряд лучей – спиц. Число спиц равно  $M = (N - 1)/2$ , где  $N$  – число рабочих ячеек замедляющей системы. Поэтому при анализе одной ячейки сопротивление электронного потока надо принять равным

$$R_{EP}^i = R_{EP}M.$$

### В. Учет аддитивного воздействия источников нестабильностей

В реальных схемах автогенераторов и усилителей на электронных приборах дробовой шум превышает тепловой [8]. Поэтому рассматривая аддитивные механизмы воздействия шума на стабильность фазы выходного сигнала амплитрона, будем учитывать только дробовой шум. Введем в эквивалентную схему ячейки, как это принято при учете аддитивного воздействия источников нестабильностей, генератор тока. Эквивалентный генератор тока  $I_{shot}$  включается параллельно контуру ячейки, т. е. параллельно  $R_{EP}$  (см. рис. 4). При учете воздействия случайного сигнала с широким спектром на узкополосную систему последний представляется в виде суммы квадратурных составляющих:

$$\Delta u(t) = \Delta u^c(t) \cos \omega_0 t + \Delta u^s(t) \sin \omega_0 t, \quad (12)$$

где  $u^c(t)$ ,  $u^s(t)$  – медленные (по сравнению с  $\omega_0$ ) случайные функции, энергетические спектры которых считаются равными [8]:

$$S_{\Delta u}^c(\omega) = S_{\Delta u}^s(\omega) = S_{\Delta u}(\omega). \quad (13)$$

При таком представлении компонента  $u^c(t)$  оказывается ответственной за нестабильность-шум амплитуды полезного косинусоидального сигнала, а компонента  $u^s(t)$  – за нестабильность фазы. Если на нестабильность фазы наложить условие малости, то для одной ячейки можно записать:

$$\Delta \varphi_i(t) \approx \Delta u_i^s(t)/u_0 = \delta u_i^s(t), \quad (14)$$

где  $u_0$  – амплитуда наведенного на замедляющей системе напряжения.

Спектральная плотность генератора тока дробового шума равна [8]

$$S_{I_{shot}}(\omega) = eI_0\Gamma^2/2\pi, \quad (15)$$

где  $e = 1,6 \cdot 10^{-19}$  К – заряд электрона;  $I_0$  – ток через усилитель;  $\Gamma$  – коэффициент депрессии дробового шума за счет объемного заряда (принято, что  $\Gamma^2 \approx 0,8$ ).

С учетом (14) и (15) искомая спектральная плотность неустойчивости фазы в установившемся режиме для одной ячейки будет равна

$$S_{\varphi_i}(\omega) \approx \frac{R_{EP,i}^2}{U_{H,i}^2} S_{I_{shot}}(\omega). \quad (16)$$

Дисперсия неустойчивости фазы  $i$ -й ячейки будет равна

$$D_{\varphi_i} = \frac{R_{EP,i}^2}{U_{H,i}^2} S_{I_{shot}} \Delta\omega_c = S_{\varphi}^{shot} \Delta\omega_c, \quad (17)$$

а корреляционная функция неустойчивости фазы ячейки –

$$R_{\varphi_i}(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\infty} S_{\varphi}^{shot} \cos\omega\tau d\omega = \frac{1}{2\pi} S_{\varphi}^{shot} \Delta\omega_c \cos\omega\tau \frac{\sin \frac{\Delta\omega_c \tau}{2}}{\frac{\Delta\omega_c \tau}{2}}. \quad (18)$$

Соответственно нормированная корреляционная функция

$$r_{\varphi_i}(\tau) = \frac{R_{\varphi_i}(\tau)}{R_{\varphi_i}(0)} = \cos\omega_0\tau \frac{\sin \frac{\Delta\omega_c \tau}{2}}{\frac{\Delta\omega_c \tau}{2}}, \quad (19)$$

и нормированная корреляционная функция огибающей будет равна

$$r_{\varphi_i}(\tau) = \frac{\sin \frac{\Delta\omega_c \tau}{2}}{\frac{\Delta\omega_c \tau}{2}}. \quad (20)$$

Принимая, что процессы во всех ячейках одинаковы, для нормированной корреляционной функции неустойчивости фазы сигнала на выходе прибора можно записать:

$$r_{\varphi_{out}}(\tau) = r_{\varphi_i}(\tau). \quad (21)$$

При оценке неустойчивости фазы на выходе прибора для случая воздействия дробового шума будем считать, что ячейки флюктуируют «дружно»: время пробега сигнала вдоль замедляющей системы меньше, чем период флуктуаций. Тогда в соответствии с (7)

$$\sigma_{\varphi_{out}} = (N-1)\sigma_{\varphi_i} = (N-1)\sqrt{D_{\varphi_i}}. \quad (22)$$

График нормированной корреляционной функции неустойчивостей фазы при аддитивном воздействии дробового шума приведен на рис. 6, а.

*Г. Учет мультипликативных (параметрических) механизмов возникновения неустойчивостей*

Эквивалентная схема ячейки замедляющей системы для учета мультипликативных каналов воздействия на стабильность фазы сигнала СВЧ усилителя приведена на рис. 5. Ее отличие от схемы рис. 4 в том, что в ней отсутствуют источники неустойчивостей – шумовые генераторы тока или напряжения, которые

являются необходимым элементом при анализе аддитивных механизмов возникновения нестабильностей.

В то же время, если в схеме рис. 4 все параметры схемы постоянны, то в схеме рис. 5 параметр  $R_{EP}$  изменяется во времени. Его изменение и является причиной – модулятором возникновения нестабильностей параметров выходного сигнала СВЧ усилителя, при том, что в схеме рис. 5 генераторы шума отсутствуют.

В системах с использованием СВЧ на конечном этапе обработки сигнала осуществляется его детектирование (демодуляция). При этом на выходе детектора будет выделяться модулирующий низкочастотный сигнал. Поэтому для установления мультипликативного переноса низкочастотных (фликкерных) составляющих в области несущей, необходимо теоретические оценки основных статистических характеристик нестабильностей сигнала на выходе детектора для случая учета мультипликативного механизма сопоставить с аналогичными характеристиками для случая учета аддитивного механизма воздействия нестабильностей. Также теоретические оценки целесообразно сопоставить с имеющимися экспериментальными данными.

Примем, что спектральная плотность относительных низкочастотных фликкерных нестабильностей тока имеет вид

$$S_{\delta I}^{\text{flick}}(\Omega) = S_0^{\text{flick}} \frac{1}{\Omega I_0^2}. \quad (23)$$

Неизвестную константу  $S_0^{\text{flick}}$  определим, решая совместно уравнения

$$\begin{cases} D_{\delta I_0} = \frac{D_i}{I_0^2}, \\ D_{\delta I_0} = \frac{S_0^{\text{flick}} (\ln \Omega_{up} - \ln \Omega_{low})}{I_0^2}. \end{cases} \quad (24)$$

В результате получаем, что константа в (19) равна

$$S_0^{\text{flick}} = D_{\delta I_0} / (\ln \Omega_{up} - \ln \Omega_{low}). \quad (25)$$

По имеющимся экспериментальным данным на мощные магнетроны [5] относительная нестабильность тока через прибор  $D_{\delta I_0} = \sigma_{\delta I_0}^2 = (0,1 \dots 1)^2\%$ . Частота  $\Omega_{up} = (1 \dots 5)$  МГц определяется верхней частотой спектра сигнала, а нижняя – временем наблюдения (количеством отсчетов, подлежащих статистической обработке в процессе эксперимента):  $\Omega_{low} \approx 10$  Гц.

Корреляционная функция нестабильности фазы сигнала ячейки, обусловленная мультипликативным воздействием фликкерного шума, будет равна

$$R_{\varphi_i}(\tau) = \frac{1}{2\pi} \left( \frac{\omega L_{bunch}}{R_{EP}} \right)^2 \frac{S_0^{\text{flick}}}{I_{H_i}^2} \int_{\Omega_{low}}^{\Omega_{up}} \frac{\cos \Omega \tau}{\Omega} d\omega. \quad (26)$$

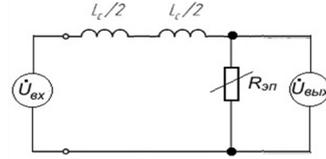


Рис. 5 – Упрощенная эквивалентная схема ячейки при учете мультипликативного механизма воздействия шумов на стабильность сигнала

Fig. 5 – The simplified equivalent scheme of a cell allowing for the multiplicative mechanism of noise impact on the stability of a signal

Интеграл в квадратурах не разрешим, но его можно представить в виде разности двух интегралов, именуемых интегральными синусами. Тогда для нормированной корреляционной функции нестабильности фазы на выходе ячейки  $r_{\Phi_i}^{\text{flick}}(\tau)$

и на выходе прибора  $r_{\Phi_{out}}(\tau)$  можно записать:

$$r_{\Phi_i}(\tau) = r_{\Phi_{out}}(\tau) = \frac{ci(\Omega_{low}\tau) - ci(\Omega_{up}\tau)}{\ln \Omega_{low} - \ln \Omega_{up}}, \quad (27)$$

где  $r_{\Phi_{out}}(0) = \ln \Omega_{low} - \ln \Omega_{up}$ .

График функции (27) приведен на рис. 6, з.

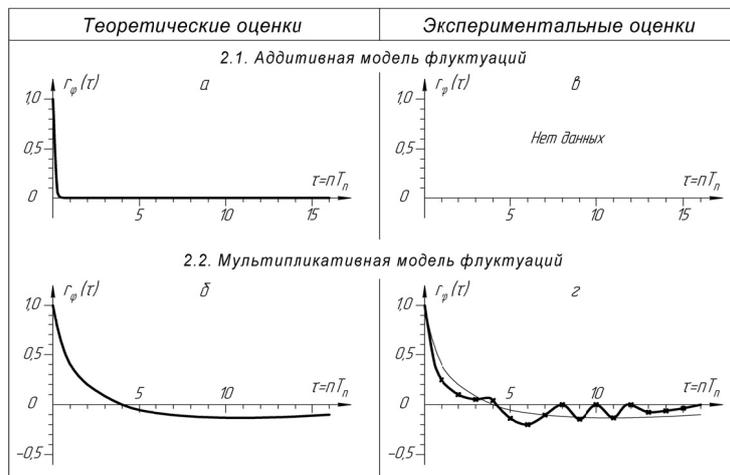


Рис. 6 – Сравнение расчетных (а, б) и экспериментальных (з) данных

Fig. 6 – Comparison of calculated (a, б) and experimental (з) data

*Д. Количественные оценки ожидаемых статистических характеристик нестабильности фазы*

При расчете ожидаемых значений дисперсии и нормированной корреляционной функции фазы на выходе прибора в случае учета аддитивного механизма возникновения нестабильности воспользуемся выражением (22): подставляя в него следующие величины [3]:  $N = 16$ ,  $I_0 = 14,5$  А,  $\eta = 0,4$ ,  $U_{H_i} = 10,5$  кВ,  $\Delta\omega = 120$  МГц, получим

$$\sigma_{\Phi_{out}} \approx (10^{-4})^\circ.$$

В случае действия мультипликативного (параметрического) механизма время корреляции нестабильностей, вызванных действием фликкер-эффекта, будет значительно больше времени прохождения сигнала вдоль замедляющей системы. В этом случае можно также считать, что ячейки флюктуируют «дружно», поэтому для  $\sigma_{\Phi_{out}}$  получим

$$\sigma_{\Phi_{out}} = (N - 1) \frac{\omega L_{bunch}^i}{R_{EPM}^i} \delta I_0.$$

Далее величину индуктивности связок  $L_{bunch}$  определим, исходя из приведенных в [3] значений волнового сопротивления связок  $\rho_{bunch} = 244$  Ом и емкости связок:  $C_{bunch} = 0,11$  Ф:  $L_{bunch} = \rho_{bunch}^2 C_{bunch} = 7,2$  нГн.

Подставляя в (29) недостающие величины  $L_{bunch}$  и  $\delta I_0 = (0,1...1,0)\%$ , получим, что среднеквадратическое значение нестабильности фазы на выходе прибора при учете мультипликативного воздействия фликкер-шума может составить

$$\sigma_{\varphi_{out}} = (0,051...0,51)^\circ.$$

### 3. Сравнение расчетных и экспериментальных данных

Имеющиеся экспериментальные данные по амплитронам разной импульсной мощности [2–3] показывают, что среднеквадратическое значение нестабильности фазы составляет  $\sigma_{\varphi_{out}} = (0,3...0,4)^\circ$  для начальных каскадов и  $\sigma_{\varphi_{out}} = (0,1...0,3)^\circ$  для оконечных каскадов цепочек усилителей большой выходной мощности (0,5...1,0) МВт. Таким образом, по уровню нестабильности фазы экспериментальные данные имеют удовлетворительное совпадение с расчетными, определенными на основе учета мультипликативного механизма возникновения нестабильностей.

Вид нормированной корреляционной функции, определенной экспериментально для одного из начальных каскадов (рис. 6 з), хорошо совпал с результатами расчетных значений, полученных для случая учета мультипликативного механизма возникновения нестабильностей (рис. 6, б). Это совпадение и является основным доказательством реального существования мультипликативного механизма, обеспечивающего перенос низкочастотных составляющих спектра нестабильностей в область несущей. В остальных каскадах межимпульсная корреляция мала.

### Заключение

Теоретически, на основе упрощенной модели СВЧ усилителя М-типа – амплитрона, исследованы аддитивный и мультипликативный механизмы возникновения «собственных» нестабильностей фазы выходного сигнала усилителя.

Сопоставление теоретически полученных оценок основных статистических характеристик (дисперсия, нормированная корреляционная функция) с экспериментально полученными оценками показывает, что они находятся в удовлетворительном согласии.

При теоретическом анализе принято, что нестабильности тока через СВЧ прибор, обусловленные фликкерным эффектом, вызывают флюктуации комплексного сопротивления электронного потока. Ячейка замедляющей системы СВЧ усилителя становится системой с флюктуирующими параметрами, вследствие этого возникает перенос низкочастотных фликкерных флюктуаций в область несущей через параметрические (мультипликативные) механизмы.

При исключении фликкерных флюктуаций (в наибольшей степени выраженных в предварительных каскадах цепочки усилителей) можно повысить стабильность фазы. Однако надо принять во внимание, что замена оксидных катодов – носителей фликкер-эффекта на катоды из чистых металлов (платина и др.) может привести к снижению анодного тока и, следовательно, выходной мощности.

В конечных каскадах межимпульсная корреляция «собственных» фазовых нестабильностей (частота повторения импульсов равна частоте питающей сети) практически не наблюдается. Можно предположить, что мультипликативный перенос низкочастотных составляющих спектра нестабильностей и в этом случае также имеет место, но он практически не проявляется на фоне сильного действия других дестабилизирующих факторов, например сильной бомбардировки катода обратными электронами.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. **Колпаков Н.Д.** Нестабильности в аппаратуре приема-передающего тракта радиолокационных систем: дис. ... д-ра техн. наук. – Харьков, 1970.
2. **Браун В.** Платинотрон (амплитрон и стабилитрон) // Электронные сверхвысокочастотные приборы со скрещенными полями: пер. с англ. / под общ. ред. М.М. Федорова. – М.: Иностранная литература, 1961. – Т. 2. – С. 155–193.
3. **Фурсаев М.А.** Основы расчета платинотрона. – Саратов: Саратовский политехнический университет, 1969.
4. **Лебедев И.В.** Техника и приборы сверхвысоких частот. Т. 2. Электровакуумные приборы СВЧ / под ред. Н.Д. Девяткова. – М.: Высшая школа, 1972.
5. Основы использования магнетронов / под ред. Ю.Н. Хлопова. – М.: Советское радио, 1967. – 334 с.
6. **Бычков С.И.** Вопросы теории и практического применения приборов магнетронного типа. – М.: Советское радио, 1967.
7. **Харкевич А.А.** Основы радиотехники. – М.: Связьиздат, 1963. – 560 с.
8. **Малахов А.Н.** Флюктуации в автоколебательных системах. – М.: Наука, 1968. – 660 с.

#### THE NATURE OF THE APPEARANCE OF INTRINSIC PHASE INSTABILITIES IN THE SHF EQUIPMENT

**Novikov V.F.**

*Novosibirsk State Technical University, Novosibirsk, Russia*

Phase instability impairs indexes of any coherent system, for example, of radar, especially if it works in the superhigh frequency range. The main source of instability is the SHF equipment (whether electronic or semiconducting) of high-powered transmitting systems. The SHF crossed fields magnetron amplifier – amplitron – was chosen as a research object. On the one hand, an amplitron is often used in powerful transmitting SHF equipment. On the other hand, it is a general characteristic of its analog circuit made by its founder Braun and it is significant for our research.

The appearance of instability is caused by extraneous (relative to SHF equipment) factors, primarily by power supply flutters. In this case a target flutter level is set taking into account a phase pushing value and an allowable level of phase instability.

With the power supply surging level being reduced, the phase instability of a SHF equipment output signal falls directly-proportionally. However, after that we find out that starting from some point of time the phase instability level does not reduce. At the same time there exist some changes in their character: now they are noisy and random. The reason for such a random appearance of phase instability is not fully investigated, so there is a necessity of additional investigation of it. Here we accept that a random character is caused by the nature of electric current, particularly by charge discreteness. There is also a necessity of theoretical evaluation of the statistical characteristics of a random factor of phase instability. We consider both additive and multiplicative (parametric) reasons for appearance of phase instability of a random character. During the assessment of the role of the additive factor the noise current or voltage generator (heat and shot noise) is introduced into the analog circuit of the SHF device and the response of the circuit to the introduced generator signal is defined. For the assessment of the multiplicative factor we take into account the effect of noise generators (flicker-noise) on the circuit parameter stability, namely on the complex resistance stability of flow. The experimental assessment of major statistical charac-

teristics of phase instability (dispersion and autocorrelation function) satisfactorily agrees with the theoretical one, which is based on the assumption of the primary role of the multiplicative reason for phase instability appearance. Possible ways to reduce the intrinsic instability are discussed.

*Keywords:* coherent systems, intrinsic phase instability, SHF amplifier, crossed field, amplifier, additive instability of a multiplicative nature, autocorrelation function.

DOI: 10.17212/1727-2769-2017-2-84-96

#### REFERENCES

1. Kolpakov N.D. *Nestabil'nosti v apparature priemo-peredayushchego trakta radiolokatsionnykh system*. Diss. dokt. tekhn. nauk [Variability in the radar system input-output channel equipment. Dr. eng. sci. diss.]. Khar'kov, 1970.
2. Brown W. The platinotron: amplatron and stabilotron. *Elektronnye sverkhvysokochastotnye pribory so skreshchennymi polyami* [Crossed-field microwave devices]. Moscow, Inostrannaya literatura Publ., 1961, vol. 2, pp. 155–193. (In Russian).
3. Fursaev M.A. *Osnovy rascheta platinotрона* [The basics of the platinotron estimation]. Saratov, Saratov Polytechnical University Publ., 1969.
4. Lebedev I.V. *Tekhnika i pribory sverkhvysokikh chastot*. T. 2. *Elektrovakuumnye pribory SVCh* [High-frequency equipment and devices. Vol. 2. Vacuum-tube devices SHF]. Ed. by N.D. Devyatkov. Moscow, Vysshaya shkola Publ., 1972.
5. Khlopov Yu.N., ed. *Osnovy ispol'zovaniya magnetronov* [The basics of mitron application]. Moscow, Sovetskoe radio Publ., 1967. 334 p.
6. Bychkov S.I. *Voprosy teorii i prakticheskogo primeneniya priborov magnetronnogo tipa* [The theory and application of the mitron devices]. Moscow, Sovetskoe radio Publ., 1967.
7. Kharkevich A.A. *Osnovy radiotekhniki* [Basic concepts of radioengineering]. Moscow, Svyaz'izdat Publ., 1963. 560 p.
8. Malakhov A.N. *Flyuktuatsii v avtokolebatel'nykh sistemakh* [Fluctuation in self sustained oscillation system]. Moscow, Nauka Publ., 1968. 660 p.

#### СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ



**Новиков Владилен Филиппович** – в 1960 г. окончил Новосибирский электротехнический институт, радиотехнический факультет. Работал в Новосибирском научно-исследовательском институте измерительных приборов ведущим инженером. С 1976 г. работает в Новосибирском государственном техническом университете ведущим научным сотрудником, канд. техн. наук. Опубликовано более 50 научных работ. Сфера научных интересов: проектирование мощных передающих устройств для когерентно-импульсных СВЧ систем; проектирование имитаторов движущихся целей на основе матрицы излучателей со сканирующим фазовым центром; разработка теории и основ проектирования измерителей параметров потока сыпучих веществ на основе методов когерентной радиолокации. (Адрес: 630073, Россия, Новосибирск, пр. Карла Маркса, 20. E-mail: vfnovicov@mail.ru).

**Novikov Vladilen Filippovich** – Candidate of Sciences (Eng.), senior research scientist of the Scientific Research Laboratory of Radio Engineering Systems of NSTU. His research interests are currently focused on the microwaves application and digital processing for automatic control and regulation of industrial processes. (Address: 20, Karl Marx Av., Novosibirsk, 630073, Russia. E-mail: vfnovicov@mail.ru).

*Статья поступила 31 марта 2017  
Received March 31, 2017*

#### To Reference:

Novikov V.F. Mekhanizm vozniknoveniya «sobstvennykh» nestabil'nostei fazy v SVCh priborakh [The nature of the uprise of the "intrinsic" phase instability in SHF equipment]. *Doklady Akademii nauk vysshei shkoly Rossiiskoi Federatsii – Proceedings of the Russian higher school Academy of sciences*, 2017, no. 2 (35), pp. 84–96. doi: 10.17212/1727-2769-2017-2-84-96