

ВЛИЯНИЕ УПРАВЛЯЮЩЕГО ЧАСТОТОЙ ЭЛЕМЕНТА НА УРОВЕНЬ ФЛУКТУАЦИЙ ЧАСТОТЫ СВЧ АВТОГЕНЕРАТОРОВ

Введение

В процессе внедрения новых технологий связи, обеспечивающих резкое повышение скорости передачи сигналов, проявилось множество проблем, тесно связанных с принципами передачи сигналов и не нашедших своего окончательного решения. Одной из таких проблем, которые возникают при передаче сигналов, является нестабильность частоты (фазы) или джиттер сигнала.

Существуют различные причины возникновения джиттера, влияющего на качество связи [1]. Одной из основных причин возникновения джиттера в радиоканалах современных систем связи являются фазовые нестабильности несущей частоты, уровень и характер которых обычно определяется свойствами синтезатора гетеродинных колебаний, и, прежде всего, его выходного элемента – генератора управляемого напряжением (ГУН).

Среди различных типов автогенераторов с внешними обратными связями наиболее широкое распространение получили транзисторные автогенераторы, поскольку на частотах от единиц мегагерц до десятков гигагерц по полосе перестройки и эксплуатационным характеристикам они превосходят другие типы генераторов малой и средней мощности [2, 4]. Однако недостаточная изученность флуктуационных свойств сигналов таких источников и каналов воздействия на частоту (фазу) колебаний дестабилизирующих факторов не позволяет оптимально выбрать параметры колец ФАПЧ синтезаторов частот и в полной мере реализовать их возможности по формированию опорных колебаний с низким уровнем собственного джиттера. Это и обусловило выбор в качестве объекта исследования управляемого по частоте транзисторного автогенератора.

Флуктуационная математическая модель ГУН

Рассмотрим автогенератор на биполярном транзисторе с трансформаторной обратной связью, управляемый по частоте варикапом, эквивалентная схема которого для переменных составляющих токов и напряжений приведена на рис. 1. В этой схеме транзистор с достаточно высокой рабочей частотой (единицы ГГц) представлен управляемым источником тока $i_k(u_v)$ [3], r – характеризует потери в контуре, r_b – сопротивление базы транзистора и катушки обратной связи.

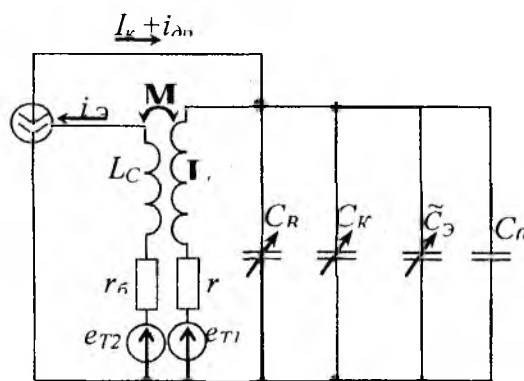


Рис. 1

Аддитивное влияние шумов учтено тремя источниками шума: $i_{dp}(t)$ – дробовый шум тока коллектора; $E_{T1}(t)$ – ЭДС теплового шума сопротивления потерь контура r ; $E_{T2}(t)$ – ЭДС теплового шума активного сопротивления базы r_b .

Мультипликативное воздействие шумов учтено через флуктуации параметров генераторного прибора (крутизны S динамической вольтамперной характеристики транзистора

в рабочей точке, эквивалентной емкости \tilde{C}_Σ , отражающей свойство активного элемента как источника реактивной мощности) и управляющего частотой элемента – варикапа C_B . Учтем также, что наряду с емкостью варикапа C_B , к колебательному контуру (с собственной емкостью C_0) подключена (полностью или частично) нелинейная емкость обратно смещенного коллекторного p - n -перехода транзистора $C_K(E_K, u_K)$, зависящая от величины постоянного напряжения на коллекторе E_K и от мгновенного значения напряжения на контуре u_K . Эта емкость в зависимости от типа СВЧ транзистора составляет единицы – десятки пикофарад и может существенно влиять на частоту (фазу) автоколебаний.

При анализе флуктуации частоты колебаний рассматриваемого автогенератора полагаем, что используется мягкий режим самовозбуждения, при котором допустима аппроксимация вольтамперной характеристики активного элемента неполным кубическим полиномом вида $i_K(u_K) = KS[1 - (\gamma/3)K^2u_K^2]u_K$, где K – коэффициент обратной связи; $\gamma = 1/E_S^2$; S – крутизна вольтамперной характеристики в рабочей точке. Тогда для эквивалентной схемы на рис. 1 с учетом выбранных направлений токов и напряжений интегро-дифференциальное уравнение автогенератора относительно напряжения на контуре будет иметь вид

$$C_\Sigma \frac{du_K}{dt} + \frac{1}{L} \int_0^t u_K dt - (\alpha' - K)S_1 \left(1 - \frac{1}{3} \gamma K^2 u_K^2\right) Ku = C_\Sigma \left(\frac{M}{LC} \frac{di_{op}}{dt} + K \frac{dE_{T1}}{dt} + \frac{dE_{T2}}{dt} + \frac{1}{RC} \epsilon_{T2} + \frac{1}{LC} \int_0^t E_{T2} dt \right), \quad (1)$$

где $C_\Sigma = C_\Sigma(E_K, U_y, u_K) = C_0 + C_B(U_y, u_K) + C_K(E_K, u_K)$ – полная емкость контура; $R = \rho^2/r = L/Cr$ – эквивалентное сопротивление контура; α' – коэффициент передачи транзистора в схеме с общей базой; $K = M/L$.

Вольтфарадная характеристика варикапа и коллекторного p - n перехода транзистора с достаточно высокой точностью аппроксимируется выражением [2]

$$C_n(\Delta U) = C_{n0} \left(1 + \frac{\Delta U}{\phi_K + U_{CM}} \right)^{-m}, \quad (2)$$

где $m=1/3$ – для плавного p - n -перехода; $m=1/2$ – для резкого p - n -перехода; ϕ_K – контактная разность потенциалов (для кремниевых приборов $\phi_K = 0,7$ В); U_{CM} – начальное напряжение смещения p - n перехода; C_{n0} – емкость перехода при $\Delta U = 0$.

При номинальных режимах работы коллекторного перехода и p - n -перехода варикапа (без захода в область прямых смещений) можно при любых значениях m разложить выражение (2) в степенной ряд. В результате получаем:

$$C_n(U_{CM}, u_K) = C_{n0} + \sum_{n=1}^{\infty} C_n u_K^n, \quad (3)$$

$$C_K(E_K, u_K) = C_{K0} + \sum_{n=1}^{\infty} \epsilon_n u_K^n, \quad (4)$$

где первые три коэффициента разложения при $m=1/2$ имеют вид:

$$C_1 = -C_{n0}/2U_{CM}; \quad C_2 = 3C_{n0}/8U_{CM}^2; \quad C_3 = -5C_{n0}/16U_{CM}^3; \quad \epsilon_1 = -C_{K0}/2E_K; \quad \epsilon_2 = 3C_{K0}/8E_K^2; \quad \epsilon_3 = -5C_{K0}/16E_K^3.$$

Подставив (3) и (4) в (1), после дифференцирования и деления на $C_\Sigma = C_0 + C_{n0} + C_{K0}$ получаем

$$\begin{aligned} & \frac{d^2 u_\kappa}{dt^2} + \frac{1}{LC_\Sigma} u_\kappa - \frac{d}{dt} \left[\frac{\alpha' - K}{C_\Sigma} S_1 \left(Ku_\kappa - \frac{1}{3} \gamma K^3 u_\kappa^3 \right) - \frac{u_3}{RC_\Sigma} \right] = \\ & = \frac{1}{C_\Sigma} \left\{ \left[\sum_{n=1}^3 (C_n + \varepsilon_n) u_\kappa^n \right] \frac{d^2 u_\kappa}{dt^2} + \left[\sum_{n=1}^3 (C_n + \varepsilon_n) u_\kappa^{n-1} \right] \left(\frac{du_\kappa}{dt} \right)^2 \right\} - \end{aligned} \quad (5)$$

$$\frac{\tilde{C}_3}{C_\Sigma} \frac{d^2 u_\kappa}{dt^2} - \frac{\dot{\tilde{C}}_3}{C_\Sigma} \frac{du_\kappa}{dt} + \frac{M}{LC_\Sigma} \frac{di_{op}}{dt} + K \frac{d^2 \varepsilon_{T1}}{dt^2} + \frac{d^2 \varepsilon_{T2}}{dt^2} + \frac{1}{RC_\Sigma} \frac{d\varepsilon_{T2}}{dt} + \frac{1}{LC_\Sigma} \varepsilon_{T2}.$$

Введем обозначения: $S = (\alpha' - K)S_1$ – приведенная крутизна; $KS_0R = P$ – коэффициент регенерации. Флуктуирующие параметры представим в виде:

$$S = S_0(1 - \delta S); \quad S_0 = M \{S\}; \quad \delta S = \Delta S / S_0;$$

$$C_\Sigma = C_0(1 + \delta C); \quad C_0 = C_{OK} + C_{\varepsilon_0} + C_{K_0}; \quad \delta C = \sigma_1 \delta C_K + \sigma_2 \delta C_\varepsilon;$$

$$\sigma_1 = C_{K_0} / C_0; \quad \sigma_2 = C_{\varepsilon_0} / C_0; \quad \delta C_K = \Delta C_K / C_0; \quad \delta C_\varepsilon = \Delta C_\varepsilon / C_0.$$

С учетом введенных обозначений уравнение (5) преобразуется к виду

$$\begin{aligned} & \frac{d^2 u_\kappa}{dt^2} + \omega_0^2 \Omega^2(\varepsilon t) u_\kappa = \omega_0 \varepsilon \frac{d}{dt} \left[\psi(\varepsilon t) u_\kappa - \frac{K^3 S_0 \gamma R}{3(P-1)} \chi(\varepsilon t) u_\kappa^3 \right] - \\ & - \frac{\Omega^2(\varepsilon t)}{C_0} \left\{ \left[\sum_{n=1}^3 (C_n + \varepsilon_n) u_\kappa^n \right] \frac{d^2 u_\kappa}{dt^2} + \left[\sum_{n=1}^3 n(C_n + \varepsilon_n) u_\kappa^{n-1} \right] \left(\frac{du_\kappa}{dt} \right)^2 \right\} + \\ & + \varepsilon^2 \left[\frac{\tilde{C}_3(\varepsilon t) \Omega^2(\varepsilon t)}{C_0} \frac{d^2 u_\kappa}{dt^2} - \frac{\dot{\tilde{C}}_3(\varepsilon t) \Omega^2(\varepsilon t)}{C_0} \left(\frac{du_\kappa}{dt} \right)^2 \right] + \omega_0^2 E(t), \end{aligned} \quad (6)$$

где $\varepsilon = (P-1)/Q$ – малый параметр; $\Omega^2(\varepsilon t) = 1/(1 + \delta C)$; $\psi(\varepsilon t) = 1 + P\delta S/(P-1) - \delta C$; $\chi(\varepsilon t) = 1 + \delta S - \delta C$;

$$E(t) = M \frac{di_{op}}{dt} + \frac{K}{\omega_0^2} \frac{d^2 \varepsilon_{T1}}{dt^2} + \frac{1}{\omega_0^2} \frac{d^2 \varepsilon_{T2}}{dt^2} + \frac{L}{R} \frac{d\varepsilon_{T2}}{dt} + \varepsilon_{T2}. \quad (7)$$

Для нахождения высших приближений решения этого уравнения можно воспользоваться методом разделения частот [5], являющимся наименее трудоемким при сравнимой с асимптотическими методами точностью. Однако в силу значительного разброса параметров и шумовых характеристик активных и управляющих частотой элементов использование второго и более высоких приближений часто не приводит к повышению точности расчетов, затрудняя в ряде случаев их физическую интерпретацию. Поэтому ниже ограничимся решением задачи в первом приближении, воспользовавшись методом усреднения [4]. Для этого выделим в (6) регулярные и флуктуирующие члены (первого порядка малости). Тогда после

перехода к безразмерному времени $\tau = \omega_0 t$ и безразмерному напряжению $u = Ku_\kappa \sqrt{\frac{P\gamma}{P-1}}$ приходим к следующей канонической форме записи уравнения (8)

$$\frac{d^2 u}{d\tau^2} + u = F\left(u, \frac{du}{d\tau}, \frac{d^2 u}{d\tau^2}\right) + G\left[u, \frac{du}{d\tau}, \frac{d^2 u}{d\tau^2}, \psi(\varepsilon\tau), \chi(\varepsilon\tau), \Omega(\varepsilon\tau)\right] + K \sqrt{\frac{P\gamma}{P-1}} E(\tau), \quad (9)$$

где

$$F\left(u, \frac{du}{d\tau}, \frac{d^2 u}{d\tau^2}\right) = \varepsilon(1 - u^2) \frac{du}{d\tau} + B_{1p} \left(u \frac{d^2 u}{d\tau^2} + \left(\frac{du}{d\tau} \right)^2 \right) + B_{2p} \left(u \frac{d^2 u}{d\tau^2} + 2 \left(\frac{du}{d\tau} \right)^2 \right) u + B_{3p} \left(u \frac{d^2 u}{d\tau^2} + 3 \left(\frac{du}{d\tau} \right)^2 \right),$$

– функция, учитывающая потери и влияние нелинейностей в автогенераторе;

$$G\left[u, \frac{du}{d\tau}, \frac{d^2u}{d\tau^2}, \psi(\tau), \chi(\tau), \Omega(\tau)\right] = \varepsilon \left[y_1 \frac{du}{d\tau} + y_2 u - y_3 \frac{du}{d\tau} u^2 - y_4 u^3 \right] - B_{1\phi} \left(u \frac{d^2u}{d\tau^2} + \left(\frac{du}{d\tau} \right)^2 \right) +$$

$$+ B_{2\phi} \left(u \frac{d^2u}{d\tau^2} + 2 \left(\frac{du}{d\tau} \right)^2 \right) u + B_{3\phi} \left(u \frac{d^2u}{d\tau^2} + 3 \left(\frac{du}{d\tau} \right)^2 \right) u^2 + [1 - \Omega^2(\varepsilon\tau)] u$$

учитывающая флуктуации параметров;

$$y_1 = \frac{P}{P-1} \delta S - \sigma_1 \delta C_K - \sigma_2 \delta C_a; \quad y_2 = \frac{P}{P-1} \delta \dot{S} - \sigma_1 \delta \dot{C}_K - \sigma_2 \delta \dot{C}_a; \quad \dot{S} = \frac{dS}{d\tau}; \quad y_3 = \delta S - \sigma_1 \delta C_K - \sigma_2 \delta C_a;$$

$$y_4 = \frac{1}{3} \left(\delta \dot{S} - \sigma_1 \delta \dot{C}_K - \sigma_2 \delta \dot{C}_a \right); \quad B_{1p} = b_1 (\sigma_1 \beta_K + \sigma_2 \beta_a); \quad B_{1\phi} = b_1 (\sigma_1 \beta_K \delta C_K + \sigma_2 \beta_a \delta C_a);$$

$$B_{2p} = -b_2 (\sigma_1 \beta_K^2 + \sigma_2 \beta_a^2); \quad B_{2\phi} = b_2 (\sigma_1 \beta_K^2 \delta C_K + \sigma_2 \beta_a^2 \delta C_a);$$

$$B_{3p} = -b_3 (\sigma_1 \beta_K^3 + \sigma_2 \beta_a^3); \quad B_{3\phi} = b_3 (\sigma_1 \beta_K^3 \delta C_K + \sigma_2 \beta_a^3 \delta C_a); \quad \beta_K = \frac{E_s}{KE_{OK}} \sqrt{\frac{P-1}{P}}; \quad \beta_a = \frac{E_s}{KE_{oa}} \sqrt{\frac{P-1}{P}}.$$

Решение дифференциального уравнения и анализ флуктуаций частоты (собственного джиттера) управляемого автогенератора. Будем искать решение уравнения (9) в виде

$$u = U (1 + \delta U(\tau)) \cos \varphi(\tau); \quad \frac{du}{d\tau} \approx -U \sin \varphi(\tau); \quad \frac{d^2u}{d\tau^2} \approx -U \cos \varphi(\tau), \quad (10)$$

где $\varphi = \tau + \theta(\tau)$; $\delta U = \Delta U / U$. Тогда после соответствующих замен в (9) и операции усреднения получаем два флуктуационных уравнения первого приближения для относительной амплитуды δU и фазы колебаний в стационарном режиме:

$$\frac{d(\delta U)}{d\tau} = p_u \delta U - (g_{G_s} + g_{E_s}); \quad (11)$$

$$\frac{d\theta}{d\tau} = q \delta U - (g_{G_c} + g_{E_c}). \quad (12)$$

Здесь $g_{G_s}, g_{G_c}, g_{E_s}, g_{E_c}$ – ортогональные (синусные и косинусные) составляющие средних по периоду $T = 2\pi/\omega_0$ значений случайных функций G и E ;

$$p_u = \left[\frac{\partial}{\partial U} \left(\frac{\partial U}{\partial \tau} \right) \right]_{U=U_{cr}} = \frac{\varepsilon}{2} \left(1 - \frac{3}{4} U^2 \right)_{U=U_{cr}=2} = -\varepsilon \quad (13)$$

– прочность предельного цикла;

$$q = \left[\frac{\partial}{\partial U} \left(\frac{\partial \theta}{\partial \tau} \right) \right]_{U=U_{cr}} = -0,37\varepsilon^2 - \frac{3}{32} (\sigma_1 \beta_K^2 + \sigma_2 \beta_a^2) \quad (14)$$

– параметр неизохронности автогенератора;

$$g_{G_s} = B_1 \delta S, \quad g_{G_c} = -B_1 \delta \dot{S} - B_3 \delta C_K - B_4 \delta C_B;$$

$$B_1 = 1/2Q; \quad B_2 = 1/2; \quad B_3 = \sigma_1 (\alpha_1 \beta_K + \alpha_2 \beta_K^2 + \alpha_3 \beta_K^3); \quad B_4 = \sigma_2 (\alpha_1 \beta_a + \alpha_2 \beta_a^2 + \alpha_3 \beta_a^3);$$

$$g_{E_c} = g_{E_s} = \frac{1}{4} K \sqrt{\frac{P\gamma}{P-1}} \left(K \sqrt{\frac{L}{C_0}} \frac{di_{op}}{d\tau} + K \frac{d^2 E_{T1}}{d\tau^2} + \frac{d^2 E_{T2}}{d\tau^2} + \frac{1}{Q} \frac{dE_{T2}}{d\tau} + E_{T2} \right)$$

Из флуктуационных уравнений (11) и (12) для случая $d(\delta U)/d\tau \ll p \delta U$ получаем:

$$\delta U = (g_{G_s} + g_{E_s}) / p_u; \quad \frac{\partial \theta}{\partial \tau} = \frac{q}{p_u} (g_{G_s} + g_{E_s}) - (g_{G_c} + g_{E_c}). \quad (15)$$

Полагая флуктуации, обусловленные рассматриваемыми источниками, независимыми, спектральная плотность относительных флуктуаций частоты колебаний автогенератора может быть определена из выражения

$$G_f(\Omega) = \frac{q^2}{P_{\text{н}}} [G_{G_s}(\Omega) + G_{E_s}(\Omega)] + G_{G_c}(\Omega) + G_{E_c}(\Omega). \quad (16)$$

С учетом введенных обозначений выражение (16) можно записать в следующем виде

$$G_f(\Omega) = \frac{q^2}{P_{\text{н}}} B_1^2 G_{\delta_s}(\Omega) + \frac{q^2}{P_{\text{н}}} B_5^2 G_{E_s} + B_1^2 G_{\delta_s}(\Omega) + B_3^2 G_{\delta_{C_k}}(\Omega) + B_4^2 G_{\delta_{C_n}}(\Omega) + B_5^2 G_{E_c}, \quad (17)$$

где $B_5 = (K/4) \sqrt{\frac{P\gamma}{P-1}}$.

Флуктуации крутизны ВАХ $\delta S(\tau)$, как показано в [6], порождаются, в основном, фликкерными шумами и низкочастотными составляющими дробовых шумов коллекторного тока активного элемента. Причем,

$$\delta S(\tau) = \delta I_{\text{фн}}(\tau) + \delta I_{\text{оп}}(\tau); \quad I_{\text{оп}}(\tau) = 2eI_0\Gamma^2; \quad G_{\delta S}(\Omega) = G_{\delta I_{\text{фн}}}(\Omega) + G_{\delta I_{\text{оп}}}(\Omega) = A_{I_{\text{фн}}} / \Omega^{\gamma_1} + 2q\Gamma^2.$$

Спектральные плотности относительных флуктуации емкостей коллекторного перехода транзистора и варикапа определяются, в основном, флуктуациями напряжений, запирающих р-п-переходы варикапа $U_{\text{об}}(t)$ и коллектор-база транзистора $U_{\text{ок}}(t)$

$$G_{\delta_{C_k}}(\Omega) = G_{\delta_{E_k}}(\Omega) = G_{\delta_{I_{\text{фн}}}}(\Omega) = A_{I_{\text{фн}}} / \Omega^{\gamma_2}; \quad (18)$$

$$G_{\delta_{C_n}}(\Omega) = G_{\delta U_{\text{об}}}(\Omega) = G_{\delta U_{\text{ок}}}(\Omega) = A_{U_{\text{фн}}} / \Omega^{\gamma_3}. \quad (19)$$

В качестве примера проведена оценка $G_{\delta f}(F)$ для ГУН на биполярном СВЧ транзисторе, управляемом по частоте варикапом типа 2А611Б, приняв $KS_0R=1,5$; $Q=40$; $\rho=45 \text{ Ом}$; $\Gamma^2=0,1$; $I_0=10^{-2} \text{ А}$; $A_{E_{\text{фн}}}=A_{U_{\text{фн}}}=10^{-15}$; $\gamma_1=\gamma_2=\gamma_3=1$; $T=300^{\circ}\text{К}$; $S_0=2 \cdot 10^{-2} \text{ А/В}$; $K=0,2$; $E_s=1\text{В}$; $B_1=1,25 \cdot 10^{-2}$; $B_2=0,5$; $B_3=3,9 \cdot 10^{-2}$; $B_4=5,3 \cdot 10^{-1}$; $B_5=6,5 \cdot 10^{-2}$. По результатам расчетов построены графики (рис. 2), характеризующие вклад в результирующую спектральную плотность нестабильности частоты

$G_{\delta f}(F)$, где $F = \Omega/2\pi$, параметрических компонент $G_{\delta f}^S(F) = B_1^2 [\frac{q^2}{P_{\text{н}}} G_{\delta S}(F) + G_{\delta S}(F)]$,

$G_{\delta f}^{C_n}(F) = B_5^2 G_{\delta_{C_n}}(F)$, $G_{\delta f}^{C_k}(F) = B_3^2 G_{\delta_{C_k}}(F)$, обусловленных флуктуациями крутизны, емкостей варикапа и коллекторного перехода транзистора. Здесь же приведены аддитивные компоненты, обусловленные дробовыми $G_{\delta f}^{\text{др}}$ и тепловыми шумами $G_{\delta f}^T$.

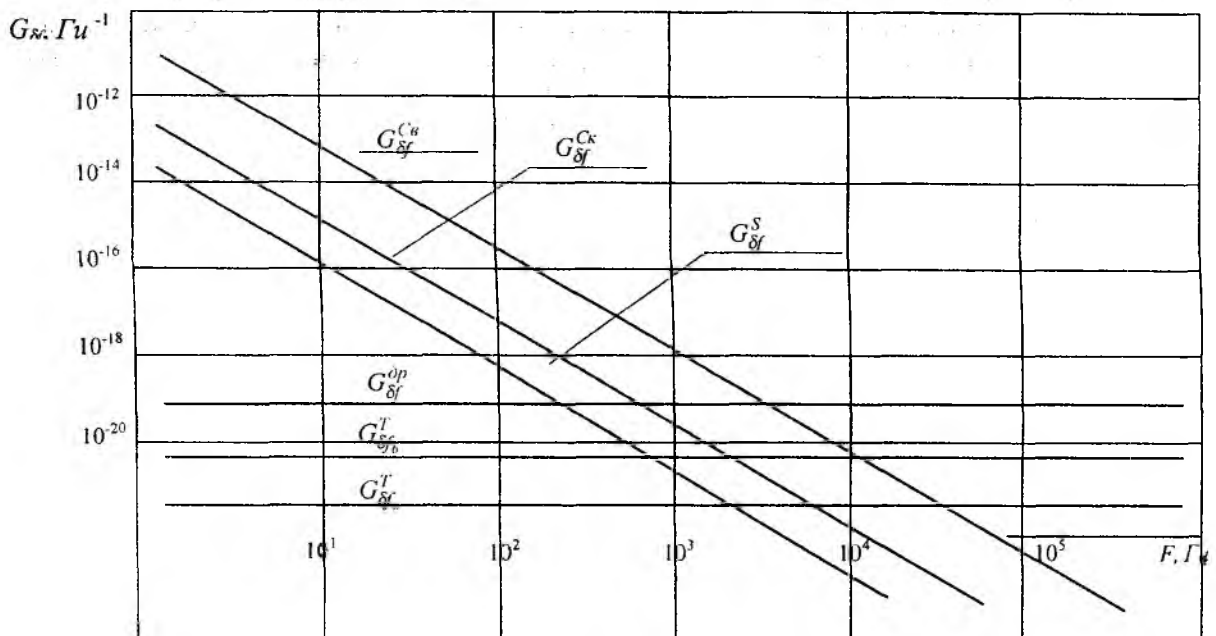


Рис. 2

Выводы

1. Определяющий вклад в общий уровень флуктуаций частоты (собственный джиттер) транзисторного автогенератора с варакторным управлением при удалении от несущей вплоть до нескольких килогерц вносят флуктуации нелинейной емкости p - n -перехода варикапа, обусловленные фликкерными шумами источника напряжения смещения. Уровень этих флуктуаций снижается при увеличении запирающего напряжения на переходе из-за уменьшения крутизны вольт-фарадной характеристики варикапа. Более высокие значения нестабильности частоты по сравнению с рассчитанными в [7] связаны с учетом неизохронности автогенератора.

2. Наличие варикапа в колебательном контуре резко повышает неизохронность автогенератора. Так, по сравнению с данными, полученными в [8], параметр неизохронности q в рассматриваемом автогенераторе увеличился более чем на порядок (в 60 раз). Это указывает на необходимость принятия специальных мер по стабилизации амплитуды автоколебаний и уменьшению амплитудных шумов.

3. Относительный уровень флуктуации частоты автогенератора за счет аддитивного воздействия дробовых и тепловых шумов сопротивления контура достаточно хорошо согласуется с результатами, полученными в [7]. Спектральная плотность флуктуации частоты, обусловленных аддитивным воздействием тепловых шумов сопротивления базы, более чем на порядок выше спектральной плотности флуктуации частоты, обусловленных тепловыми шумами контура.

Учет влияния нелинейной емкости коллекторного p - n -перехода транзистора позволил более точно, чем в известных работах, определить как параметры автогенератора, так и флуктуационные характеристики его колебаний. Расчеты показывают, что вблизи несущей (в полосе до единиц килогерц) флуктуации частоты за счет флуктуации емкости коллекторного p - n -перехода, обусловленные фликкерными шумами источника питания, существенно превосходят уровень, обусловленный флуктуациями крутизны активного элемента.

Список литературы: 1. <http://www.ixbt.com/proaudio/jitter-theory-part3.shtml>. Джулиан Данн. Джиттер. Теория / Пер. с англ. М. Лядова. Сайт журнала «iXBT.com» №11(74)/2008. 2. Манасевич В. Синтезаторы частоты (теория и проектирование) / Пер. с англ. под ред. А. С. Галина. М.: Связь, 1979, 384 с. 3. Капранов М. В., Кулешов В. Н., Уткин Г. М. Теория колебаний в радиотехнике. М.: Наука, 1984. 320 с. 4. Гассанов Л. Г. и др. Твердотельные устройства СВЧ в технике связи. М.: Радио и связь, 1988, 288 с. 5. Вайнштейн Л. А., Вакман Д. Е. Разделение частот в теории колебаний и волн. М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит-ры, 1983. 6. Малахов А. Н. Флуктуации в автоколебательных системах. М.: Наука, 1968. 7. Застенкер В. Г. Флуктуации частоты в автогенераторе на полевом транзисторе с управляющим p - n -переходом // Радиотехника. 1977. № 10. С. 47-54. 8. Шитиков Г. Т. Стабильные автогенераторы метровых и дециметровых волн. М.: Радио и связь, 1983. 342 с.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 02.10.2008