УДК 621.373.5

А. А. Семёнов, к. т. н.

КВАЗИЛИНЕЙНАЯ МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ГЕНЕРАТОРОВ НА ОСНОВЕ ТРАНЗИСТОРНЫХ СТРУКТУР С ОТРИЦАТЕЛЬНЫМ СОПРОТИВЛЕНИЕМ

В статье предложена квазилинейная модель генератора синусоидальных колебаний с фиксированной частотой, активным элементом которого является транзисторная структура с отрицательным сопротивлением. С помощью метода фазовой плоскости получены аналитические соотношения амплитуды и частоты стационарных колебаний, а также дисперсионные значения флуктуаций амплитуды и фазы генерированного сигнала в реальном времени. Полученные соотношения являются простыми и наглядными и могут быть использованы для инженерного расчёта таких генераторов на этапе проектирования.

Ключевые слова: *генератор, транзисторная структура, отрицательное сопротивление, квазилинейная модель, флуктуации амплитуды и фазы.*

1. Введение

В последнее время для построения генераторов электрических колебаний широко используют транзисторные структуры с отрицательным сопротивлением (ТСОС) для компенсации потерь энергии в пассивных цепях настройки и колебательной системы генератора [1, 2]. Разработаны подходы к исследованию базовых схем генераторов электрических колебаний (ГЭК) на основе ТСОС, с помощью которых получены уравнения основных параметров генераторов, условия самовозбуждения и устойчивости [3, 4]. Однако во многих случаях практического использования необходимо исследовать вопросы устойчивости разработанных ГЭК на основе ТСОС, одной из задач которых является исследование флуктуаций амплитуды и фазы стационарных генерированных колебаний.

Целью работы является разработка квазилинейной модели ГЭК на основе ТСОС, удобной для получения аналитических соотношений относительных флуктуаций амплитуды и фазы стационарных генерированных колебаний.

2. Квазилинейная математическая модель ГЭК на основе ТСОС

Большинство практических схем ГЭК на основе ТСОС при работе на фиксированной частоте генерации квазигармонических колебаний можно представить в виде параллельного резонансного контура первого рода [5].

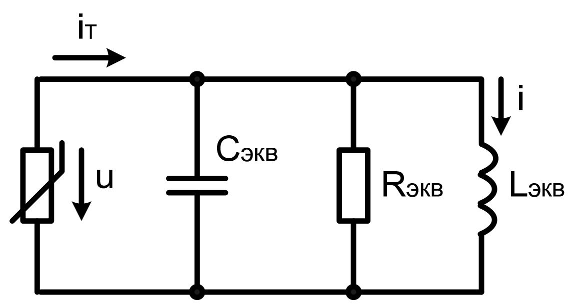

Рис. 1. Эквивалентная схема ГЭК на основе ТСОС с квазигармоническим генерированным сигналом

На рис. 1 приняты такие обозначения: $i_T(u)$ – управляемый источник тока, представляющий собой зависимость тока сквозь ТСОС от напряжения и определяющийся режимом питания генератора; $C_{экв}$, $L_{экв}$ и $R_{экв}$ – соответственно эквивалентная ёмкость, индуктивность и сопротивление активных потерь избирательной системы генератора. Эквивалентная ёмкость колебательного контура

$$C_{экв} = C(u) + C_H + C_{мон}, \tag{1}$$

где $C(u)$ – эквивалентная ёмкость, величина которой определяется реактивной составляющей полного сопротивления ТСОС; C_H – ёмкость элементов настройки и нагрузки генератора, пересчитанная к колебательному контуру; $C_{мон}$ – ёмкость монтажа.

Уравнение, описывающее зависимость эквивалентной ёмкости реактивной составляющей полного сопротивления ТСОС, можно представить в виде степенного ряда [6]

$$C(u) = C_0 + \sum_{k=1}^{\infty} C_k u^k, \tag{2}$$

где C_0 – эквивалентная ёмкость, определяющаяся режимом питания ТСОС.

Для качественного анализа физических процессов, происходящих в ГЭК на основе ТСОС, достаточно ограничиться первыми двумя членами ряда (2)

$$C(u) = C_0 + C_1 u + C_2 u^2. \tag{3}$$

При работе ГЭК на основе ТСОС на фиксированной частоте с квазигармоническим генерированным сигналом коэффициенты C1 и C2 степенного рядя (3) относительно малы [6], а поэтому при малой амплитуде генерированных колебаний

$$C(u) \approx C_0. \tag{4}$$

Эквивалентная индуктивность колебательного контура

$$L_{экв} = L_к + L_{пар}, \tag{5}$$

где $L_к$ – индуктивность катушки, $L_{пар}$ – пересчитанная к колебательному контуру паразитная индуктивность выводов транзисторов активного элемента генератора.

Эквивалентное активное сопротивление колебательного контура генератора

$$R_{экв} = \frac{R_н \cdot R_{пот}}{R_н + R_{пот}}, \tag{6}$$

где $R_н$ – сопротивление нагрузки, $R_{пот}$ – сопротивление активных потерь в колебательной системе и цепях настройки генератора.

На основе известной аппроксимации статической ВАХ прибора с отрицательным сопротивлением [7], с учётом особенностей статических ВАХ ТСОС Λ-типа в работе [8] предложена аппроксимация

$$i_T(u) = I_S - g(u - U_S) + h(u - U_S)^3, \tag{7}$$

где U_S, I_S – координаты середины падающего участка вольт-амперной характеристики ТСОС (участка отрицательного сопротивления); g, h – коэффициенты аппроксимации, определяющиеся из экспериментальных данных.

Раскрыв скобки и сведя подобные в соотношении (7), получим уравнение аппроксимации статической ВАХ ТСОС полиномом третей степени [8]

$$i_T(u) = \left(I_S + gU_S - hU_S^3\right) - \left(g - 3hU_S^2\right)u - 3hU_S u^2 + hu^3. \tag{8}$$

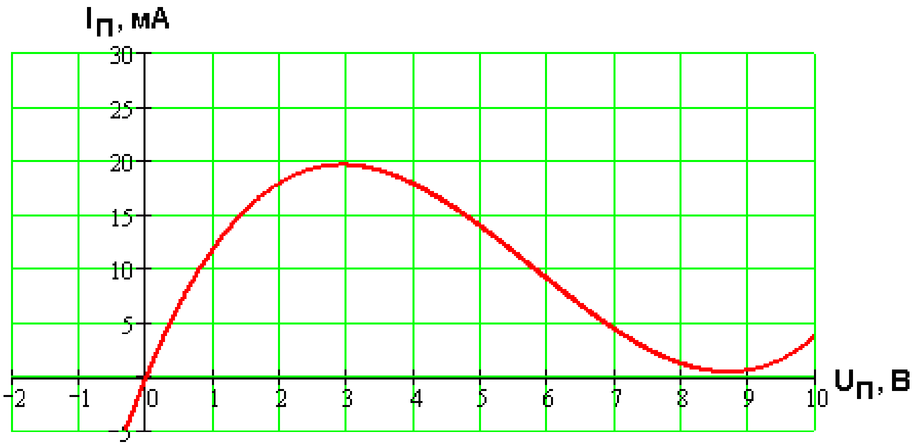

Рис. 2. График аппроксимированной статической ВАХ ТСОС уравнением (8)

На рис. 2 представлен график аппроксимированной статической ВАХ ТСОС, который мы построили с помощью уравнения (8) в MathCad 11.0. Протяжённость падающего участка статической ВАХ можно определить, исследовав функцию (8) на экстремумы. Координаты начала и конца участка отрицательного сопротивления определяются из условия

$$\frac{di_T(u)}{du} = -g + 3h(u - U_S)^2 = 0, \tag{9}$$

откуда

$$U_{\max} = U_S - \sqrt{\frac{g}{3h}}, \tag{10}$$

$$U_{\min} = U_S + \sqrt{\frac{g}{3h}}, \tag{11}$$

а величина максимального и минимального токов участка отрицательного сопротивления

$$I_{\max} = I_S + g\sqrt{\frac{g}{3h}} - h\left(\sqrt{\frac{g}{3h}}\right)^3, \tag{12}$$

$$I_{\min} = I_S - g\sqrt{\frac{g}{3h}} + h\left(\sqrt{\frac{g}{3h}}\right)^3. \tag{13}$$

Величины I_S, U_S, g и h уравнения аппроксимации (8) падающего участка ВАХ ТСОС можно определить из системы линейных алгебраических уравнений (10) – (13) по экспериментально полученным точкам начала ($U_{\max}$, $I_{\max}$) и конца ($U_{\min}$, $I_{\min}$) участка отрицательного сопротивления.

Квазилинейную модель ГЭК на основе ТСОС построим на основе физических параметров эквивалентной схемы с рис. 1. С учётом выбранных направлений токов на рис. 1 можно записать систему дифференциальных уравнений

$$\begin{cases} \dfrac{di}{dt} = \dfrac{u}{L_{экв}}, \\ \dfrac{du}{dt} = \dfrac{1}{C_{экв}}\left(i_T - \dfrac{u}{R_{экв}} - i\right). \end{cases} \tag{14}$$

Воспользуемся общепринятыми соотношениями волнового сопротивления и добротности колебательного контура

$$\rho = \omega_0 L_{екв} = \frac{1}{\omega_0 C_{экв}} = \sqrt{\frac{L_{экв}}{C_{экв}}}, \tag{15}$$

$$Q = \frac{\rho}{R_{экв}} = \frac{1}{\omega_0 C_{экв} R_{экв}}. \tag{16}$$

Система уравнений (14) в нормированном времени

$$t_H = \omega_0 t, \tag{17}$$

где $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_{экв} C_{экв}}}$ – резонансная частота колебательного контура, будет иметь вид

$$\begin{cases} \frac{d\rho i}{dt_H} = u, \\ \frac{du}{dt_H} = -\rho i + \left[-\frac{u}{Q} + \rho i_T \right]. \end{cases} \tag{18}$$

Учитывая, что эквивалентная добротность колебательной системы ГЭК на ТСОС значительно больше единицы [1]

$$Q >> 1 \tag{19}$$

и ток, протекающий сквозь ТСОС, в Q раз меньше тока индуктивности, система дифференциальных уравнений (18) примет вид [9]

$$\begin{cases} \frac{d\rho i}{dt_H} = u, \\ \frac{du}{dt_H} = -\rho i + \mu F, \end{cases} \tag{20}$$

где

$$\mu F = -\frac{1}{Q} u + \rho i_T. \tag{21}$$

Составляющая (21) представляет собой малый параметр внешнего воздействия на колебательный контур, что учитывает нелинейные свойства генератора на основе ТСОС. Приняв малый параметр $\mu = 0$, что соответствует гармоническому генерированному сигналу, решим методом фазовой плоскости систему дифференциальных уравнений, которая близка к линейной консервативной

$$\begin{cases} \frac{d\rho i}{dt_H} = u, \\ \frac{du}{dt_H} = -\rho i. \end{cases} \tag{22}$$

Фазовый портрет, соответствующий системе (22), в координатах ρi и u представляет собой семейство концентрических окружностей с радиусом U_m, что определяется энергией, которая запасена в колебательной системе [9]. Решением системы (22) являются уравнения [9]

$$u = U_m \cos\left(t_H + \varphi\right) = U_m \cos\psi, \tag{23}$$

$$\rho i = -\frac{du}{dt_H} = U_m \sin\left(t_H + \varphi\right) = U_m \sin\psi. \tag{24}$$

Определим закон установления амплитуды U_m и фазы φ уравнений (23) – (24) под воздействием малых сил μF . Из второго уравнения системы (20) следует

$$du = -\rho i dt_H + \mu F dt_H. \tag{25}$$

Элементарные приросты амплитуды dU_m и фазы $d\varphi$ описываются соотношениями

$$dU_m = d_\mu u \cos\psi, \tag{26}$$

$$d\varphi = -\frac{d_\mu u}{U_m}\sin\psi. \tag{27}$$

Дифференциальные уравнения установления мгновенных значений амплитуды и фазы уравнений (23) и (24) имеют вид [9]

$$\frac{dU_m}{dt_H} = \left(-\frac{u}{Q} + \rho i_T\right)\cos\psi, \tag{28}$$

$$\frac{d\varphi}{dt_H} = -\frac{1}{U_m}\left(-\frac{u}{Q} + \rho i_T\right)\sin\psi. \tag{29}$$

Последующий анализ процессов установления колебаний в ГЭК на ТСОС проведём, представив ток ТСОС в виде сложного действия, которое содержит детерминированную и случайную составляющие [9]

$$i_T = i_Д + i_B, \tag{30}$$

где $i_Д$ – детерминированная составляющая тока ТСОС, i_B – случайная составляющая тока ТСОС.

Для определения установившегося режима автоколебаний при отсутствии флуктуаций ограничимся анализом укороченных уравнений установления амплитуды и фазы, которые находятся путём усреднения уравнений (23) и (24) за период. При этом считается, что величины амплитуды и фазы установившихся колебаний на протяжении периоду являются постоянными [9].

$$\frac{dU_m}{dt_H} = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi}\left[-\frac{U_m}{Q}\cos\psi + \rho i_T\right]\cos\psi d\psi = -\frac{U_m}{2Q} + \frac{\rho}{2\pi}\int_0^{2\pi} i_T \cos\psi d\psi, \tag{31}$$

$$\frac{d\varphi}{dt_H} = -\frac{1}{2\pi U_m}\int_0^{2\pi}\left[-\frac{U_m}{Q}\cos\psi + \rho i_T\right]\sin\psi d\psi = -\frac{\rho}{2\pi U_m}\int_0^{2\pi} i_T \sin\psi d\psi. \tag{32}$$

Введя косинусоидальную (I_{1C}) и синусоидальную (I_{1S}) составляющие первой гармоники разложения тока ТСОС $i_T\left(U_m \cos\psi\right)$ в ряд Фурье, уравнения (31) и (32) можно представить в виде

$$\frac{dU_m}{dt_H} = -\frac{1}{2}\frac{U_m}{Q} + \frac{1}{2}\rho I_{1C}, \tag{33}$$

$$\frac{d\varphi}{dt_H} = -\frac{1}{2}\frac{\rho I_{1S}}{U_m}. \tag{34}$$

Из уравнений (33) – (34) следует, что потери в колебательной системе ГЭК на основе ТСОС влияют только на амплитудные соотношения. Проинтегрировав уравнение (33), определим уменьшение амплитуды колебаний, обусловленные сопротивлением потерь $R_{экв}$ за период

$$\Delta_R U_m = -\frac{\pi}{Q} U_m. \tag{35}$$

Дальнейшее исследование установившихся колебаний ГЭК на основе ТСОС проведём для мягкого режима. Мягкий режим самовозбуждения ГЭК возникает, когда рабочая точка расположена на падающем участке статической ВАХ в области наибольшей крутизны. Используя предложенную аппроксимацию кубическим полиномом (8), мы получили уравнение зависимости амплитуды первой гармоники тока ТСОС от амплитуды напряжения на контуре

$$I_{m1} = -\left(g - 3hU_S{}^2\right)U_m + \frac{3}{4}hU_m^3. \tag{36}$$

Используя зависимость инерционных свойств ТСОС от частоты, первая гармоника тока ТСОС сдвинута на угол φ_β относительно напряжения на контуре

$$i_Д = I_{m1}\cos\left(\psi - \varphi_\beta\right). \tag{37}$$

С учётом (37), мы получили уравнение косинусоидальной и синусоидальной составляющих тока первой гармоники ТСОС, которые имеют вид

$$I_{1C} = \left[-\left(g - 3hU_S{}^2\right)U_m + \frac{3}{4}hU_m^3\right]\cos\varphi_\beta, \tag{38}$$

$$I_{1S} = \left[-\left(g - 3hU_S{}^2\right)U_m + \frac{3}{4}hU_m^3\right]\sin\varphi_\beta. \tag{39}$$

Подставив (38) и (39) соответственно в (33) и (34), мы получили укороченные уравнения установления амплитуды и фазы генерированных колебаний ГЭК на основе ТСОС, которые имеют вид

$$2\frac{dU_m}{dt_H} = -U_m\left[\frac{4}{3h\rho Q\cos\varphi_\beta} + \frac{4}{3}\frac{g - 3hU_S^2}{h} - U_m^2\right]\frac{3}{4}h\cos\varphi\beta, \tag{40}$$

$$2\frac{d\varphi}{dt_H} = \rho\left[g - 3hU_S^2 - \frac{3}{4}hU_m^2\right]\sin\varphi\beta. \tag{41}$$

В соответствии с уравнением (40) мы получили условие мягкого режима самовозбуждения ГЭК на основе ТСОС

$$\left(g - 3hU_S^2\right) > \frac{1}{Q\rho\cos\varphi_\beta}. \tag{42}$$

Уравнение стационарной амплитуды колебаний, которое мы получили, имеет вид

$$U_{CT} = \frac{2}{\sqrt{3h}}\sqrt{g - 3hU_S^2 + \frac{1}{Q\rho\cos\varphi_\beta}}. \tag{43}$$

Нормированная частота стационарных колебаний в нормированном времени t_H определяется путём подстановки (43) в (41) с учётом (23) – (24) [9]

$$\omega_{0H} = 1 + \frac{d\varphi}{dt_H} = 1 - \frac{1}{2Q} tg\varphi_\beta. \tag{44}$$

Частота генерированных стационарных колебаний в реальном времени определяется из (44) при учёте (17)

$$\omega_{CT} = \omega_0 \left(1 - \frac{1}{2Q} tg\varphi_\beta \right). \tag{45}$$

3. Определение флуктуаций амплитуды и фазы стационарных генерированных колебаний ГЭК на основе ТСОС

Для мягкого режима самовозбуждения ГЭК на основе ТСОС представим решение системы дифференциальных уравнений (22) с учётом флуктуаций амплитуды и фазы в виде [9]

$$u(t) = U_{CT} \left[1 + \tilde{u}(t) \right] \sin\left[t_H + \tilde{\varphi}(t) \right], \tag{46}$$

где $\tilde{u}(t)$ – относительные амплитудные флуктуации, $\tilde{\varphi}(t)$ – флуктуации фазы относительно начального значения.

В уравнении (46) для упрощения математических выкладок предположим, что фазовый сдвиг между напряжением на контуре и первой гармоникой тока ТСОС равен нулю $\varphi_\beta = 0$, что допустимо для большинства схем ГЭК на приборах с Λ-характеристикой. Если $\varphi_\beta \neq 0$, тогда при переходе к нормированному времени системы (17) следует использовать соотношение [9]

$$t_H = \omega_0 \left[1 + \frac{d\varphi}{dt} \right] t. \tag{47}$$

Экспериментальные исследования ГЭК на ТСОС показали, что в стационарном режиме флуктуации амплитуды и фазы генерированных колебаний за период сравнительно малы [2]. Поэтому для относительных флуктуаций амплитуды и фазы выполняются соотношения

$$\left| \tilde{u}(t) \right| << 1, \tag{48}$$

$$\left| \tilde{\varphi}(t) \right| << 1. \tag{49}$$

С учётом соотношений (48) – (49) укороченные дифференциальные уравнения относительных флуктуаций амплитуды и фазы

$$\frac{d\tilde{u}}{dt_H} = -b_0 \tilde{u} + \eta_{\tilde{u}}(t), \tag{50}$$

$$\frac{d\tilde{\varphi}}{dt_H} = q_0 - q_1 \tilde{u} + \eta_{\tilde{\varphi}}(t), \tag{51}$$

где q_0 – постоянная поправка к частоте, которой можно пренебречь ($q_0 = 0$); q_1 – коэффициент, который учитывает влияние флуктуаций амплитуды генерированных колебаний на частоту, считая ГЭК на ТСОС с гармоническим генерированным сигналом квазиизохорным, можно принять $q_1 = 0$; b_0 – коэффициент, который учитывает степень стойкости граничного цикла фазового портрета ГЭК на основе ТСОС; $\eta_{\tilde{u}}(t)$ и $\eta_{\tilde{\varphi}}(t)$ – нормальные стационарные случайные процессы с нулевыми средними, уравнения которых в общем виде [9]

$$\eta_{\tilde{u}}(t) = -\frac{1}{2\pi U_{CT}} \int\limits_{t_H}^{t_H+2\pi} i_B \cos t_H dt_H, \tag{52}$$

$$\eta_{\tilde{\varphi}}(t) = -\frac{1}{2\pi U_{CT}} \int\limits_{t_H}^{t_H+2\pi} i_B \sin t_H dt_H, \tag{53}$$

$$\left\langle \eta_{\tilde{u}}(t) \right\rangle = \left\langle \eta_{\tilde{\varphi}}(t) \right\rangle = 0. \tag{54}$$

Функции автокорреляции стационарных случайных процессов $\eta_{\tilde{u}}(t)$ и $\eta_{\tilde{\varphi}}(t)$

$$K_{\eta_{\tilde{u}}}(\theta) = K_{\eta_{\tilde{\varphi}}}(\theta) = \frac{1}{2\pi U_{CT}^2} \int\limits_{-\infty}^{+\infty} S_\zeta (1+\Omega) \cos \Omega\theta d\Omega, \tag{55}$$

где S_ζ – энергетический спектр случайной составляющей тока ТСОС, $\Omega = \frac{\Delta\omega}{2}$ – половина ширины полосы пропускания колебательной системы генератора.

Считая, что флуктуационный ток $i_B(t)$ в полосе пропускания контура имеет равномерный энергетический спектр [9]

$$S_i(\omega) = S_i(\omega_0) \text{ при } \left|\omega - \omega_0\right| < \Omega, \tag{56}$$

энергетические спектры амплитудных и фазовых флуктуаций в границах полосы пропускания колебательного контура [9]

$$S_{\eta_{\tilde{u}}}(\Omega) = S_{\eta_{\tilde{\varphi}}}(\Omega) = \frac{S_i(\omega_0)}{2U_{CT}^2}. \tag{57}$$

Мы получили коэффициент степени стойкости граничного цикла на основе соотношения

$$\begin{aligned} b_0 &= \frac{1}{U_{CT}} \frac{d}{du} \left[\frac{1}{2\pi} \int\limits_0^{2\pi} \left(-\frac{1}{Q} u \cos t_H + \rho i_T \right) \sin t_H dt_H \right]_u = \\ &= \frac{1}{U_{CT}} \frac{d}{du} \left[\frac{1}{2\pi} \int\limits_0^{2\pi} \left(-\frac{1}{Q} u \cos t_H + \rho \left(I_S - g\left(u - U_S\right) + h\left(u - U_S\right)^3 \right) \right) \sin t_H dt_H \right]_u \approx \\ &\approx 3hU_S^2 - g. \end{aligned} \tag{58}$$

Решая укороченные уравнения (52) – (53) с учётом (57), автором определены дисперсионные значения флуктуаций амплитуды и фазы генерированного сигнала в реальном времени

$$\sigma_{\tilde{u}}^2 = \frac{1}{4} \frac{S(\omega_0) \cdot \omega_0^2}{U_{CT}^2 \left(3hU_{CT}^2 - g\right)}, \tag{59}$$

$$\sigma_{\tilde{\varphi}}^2 = \frac{1}{2} \frac{S(\omega_0) \cdot \omega_0^2}{U_{CT}^2} t. \tag{60}$$

Полученные соотношения (59) и (60) определения флуктуаций амплитуды и фазы стационарных колебаний ГЭК на основе ТСОС включают параметры статической ВАХ активного элемента генератора и уравнение энергетического спектра флуктуационнного тока в пределах полосы пропускания колебательного контура генератора.

Идеализация разработанной квазилинейной модели заключается в принятом постоянном значении ёмкостной составляющей полного сопротивления ТСОС (соотношение (4)).

Нелинейные свойства электрически управляемой ёмкости влияют только на фазовые соотношения в генераторе. Уравнение флуктуаций фазы генерированных колебаний ГЭК, эквивалентная схема которого представлена на рис. 1, с учётом (2), имеет вид

$$\frac{d\varphi}{dt}=-\frac{\omega_0}{C_0}\left[C_1 e_ш(t)+C_2\left(\frac{3}{4}u^2(t)+3e_ш^2(t)\right)+C_3 e_ш(t)\left(3u^2(t)+4e_ш^2(t)\right)+...\right], \tag{61}$$

где $e_ш(t)$ – эквивалентный источник шумового напряжения, который учитывает внутренние и внешние шумы генератора. На основании уравнения (61) в работе [6] теоретически обосновано, что 1) нелинейность ёмкости первого порядка (первая составляющая C_1) вносит вклад в преобразование низкочастотного шума $e_ш(t)$ в шум боковой полосы вблизи несущей ω_0; 2) нелинейность второго порядка (составляющая C_2) генерирует фазовый шум, вследствие преобразования амплитуда-фаза и шумовых свойств активного элемента генератора; 3) нелинейности третьего и старших порядков вызывают более сложное поведение шума генератора, что обусловлено интермодуляционными искажениями и преобразованиями амплитуда-фаза.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Осадчук В. С. Напівпровідникові прилади з від'ємним опором. Навчальний посібник / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук. – Вінниця: ВНТУ, 2006. – 162 с.
2. Осадчук О. В. Мікроелектронні частотні перетворювачі на основі транзисторних структур з від’ємним опором. Монографія / О. В. Осадчук. – Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2000. – 303 с.
3. Негоденко О. Н. Генераторы с электромеханическими преобразователями на транзисторных аналогах негатронов / Негоденко О. Н., Воронин В. А., Заруба Д. В. // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. – 2002. – № 2. – С.5 – 8.
4. Негоденко О. Н. Схемотехника, моделирование и применение транзисторных устройств с отрицательным сопротивлением / Негоденко О. Н., Румянцев К. Е., Зинченко Л. А., Липко С. И. – Таганрог: Изд-во ТРТУ, 2002. – 214 с.
5. Дворников В. А. Автогенераторы в радиотехнике / В. А. Дворников, Г. М. Уткин. – М.: Радио и связь, 1991. – 224 с.
6. Andrey Grebennikov. Transistor LC oscillators for wireless application: Theory and design aspects, Part II / Andrey Grebennikov // Microwave journal. – November, 2005. – P. 60 – 82.
7. Мартынов Б. А. Теория колебаний. Математические модели динамических систем: Учеб. пособие / Б. А. Мартынов. – СПб.: Изд-во СПбГПУ, 2002. – 56 с.
8. Семенов А. О. Узагальнене диференційне рівняння ГЕК на основі ТСВО / А. О. Семенов // Матеріали другої Міжнародної науково-технічної конференції “Сучасні проблеми радіоелектроніки, телекомунікацій та приладобудування” (СПРТП-2007). – Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця. – 2007. – С.77 – 78.
9. Самойло К. А. Метод анализа колебательных систем второго порядка / К. А. Самойло. – М.: Сов. радио, 1976. – 208 с.

Семёнов Андрей Александрович – к. т. н., старший преподаватель кафедры радиотехники Винницкого национального технического университета, e-mail: Semenov79@ukr.net, раб. тел. (0432)598-481, д. 68-22-09.