



однозначно судить о состоянии антенны в конкретный момент времени. При работе измерителя аварийность антенны контролируется непрерывно.

Список литературы

1. Гроднев И. И., Верник С. М. Линии связи. М., 1992.

Об авторах

Виктор Ефимович Пониматкин — канд. тех. наук, доц., Балтийский федеральный университет им. И. Канта.

Андрей Алексеевич Шпилевой — канд. физ.-мат. наук, доц., Балтийский федеральный университет им. И. Канта.

Вячеслав Альбертович Утц — асп., ассист., Балтийский федеральный университет им. И. Канта.

Authors

Victor Ponimatkin — PhD, associate professor, I. Kant Baltic Federal University.

Andrey Shpilevoy — PhD, associate professor, I. Kant Baltic Federal University.

Vyacheslav Utts — PhD student, I. Kant Baltic Federal University.

УДК 621.373.52

М. П. Савченко, О. В. Старовойтова

АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ ПАРАЗИТНОЙ ИНДУКТИВНОСТИ ЭМИТТЕРА БИПОЛЯРНОГО ТРАНЗИСТОРА НА ХАРАКТЕРИСТИКИ ПЕРЕСТРАИВАЕМОГО АВТОГЕНЕРАТОРА

Представлен механизм влияния паразитной индуктивности вывода эмиттера биполярного транзистора на пределы перестройки частоты, амплитуду колебаний и отношение «шум/сигнал» автогенератора.

The purpose of the work to make clear the influence emitter bipolar transistor spurious inductance on tuning frequency range, signal amplitude and noise-signal ratio of oscillator.

Ключевые слова: автогенератор на биполярном транзисторе, пределы перестройки частоты автогенератора, отношение «шум/сигнал».

Key words: bipolar transistor oscillator, tuning frequency range oscillator, noise-signal ratio of oscillator.

Исследование выполнено методом численного эксперимента с использованием модели автогенератора (АГ) [1–5] и реализующей ее программы расчета АГ на электронно-вычислительной машине (ЭВМ).



Эквивалентная высокочастотная схема АГ при частичном включении транзистора в контур изображена на рисунке 1.

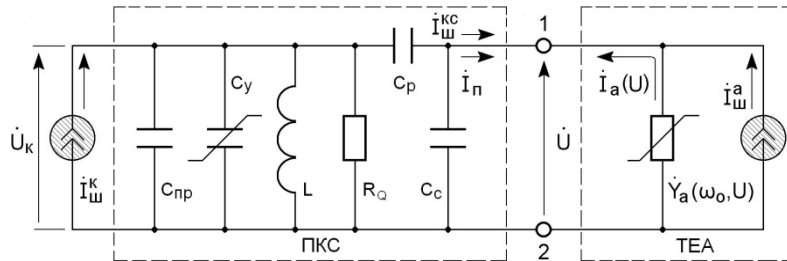


Рис. 1

Здесь $\dot{Y}_a(\omega_0, U)$ – комплексная проводимость нелинейного транзисторно-емкостного активного (ТЕА) двухполюсника [3], состоящего из биполярного транзистора (БТ) и конденсаторов обратной связи C_1 – между коллектором и эмиттером; C_2 – между эмиттером и базой; $i_{ш}^a$ – приведенный к зажимам «коллектор (точка 1 на рисунке 1) – база (точка 2)» эквивалентный источник шума ТЕА [4].

Полная колебательная система (ПКС) включает высокодобротный параллельный контур с индуктивностью L , перестраиваемой емкостью C_y и отображающим влияние потерь в контуре сопротивлением R_Q , паразитную емкость монтажа $C_{пp}$, разделительную емкость C_p , емкость C_e , включающую в себя среди прочего пассивную составляющую $C_{кп}$ емкости коллектора и последовательно соединенные C_1, C_2 ; $i_{ш}^k$ – эквивалентный источник шумового тока контура. Причем $R_Q = \rho Q_k$, где $\rho = \omega_0 L$, $\omega_0 = 1/\sqrt{LC_{полн}}$ – собственная частота ПКС, $C_{полн}$ – полная емкость ПКС, Q_k – добротность ПКС, $i_{ш}^k$ – пересчитанный к узлам 1–2 ток $i_{ш}^k$. Проводимость ПКС между точками 1–2 подключения перехода «коллектор – база» БТ вблизи резонансной частоты ω_0 есть $\dot{Y}_{П}(j\Delta\omega)$.

В модели АГ используется кусочно-линейная аппроксимация вольт-амперной характеристики (ВАХ) транзистора. При гармоническом анализе токов и напряжений в этих случаях применяют коэффициенты, являющиеся функциями угла отсечки θ . Угол отсечки и амплитуда воздействующего напряжения связаны однозначно. Это позволяет перейти от $\dot{Y}_a(\omega_0, U)$ к $\dot{Y}_a(\omega_0, \theta)$, подразумевая, что $\dot{Y}_a(\omega_0, \theta)$ дополнено соответствующим выражением для $U(\theta)$. Шумовые токи представлены суммой синфазной с первой гармоникой тока активного элемента i_a^0 и квадратурной с ней составляющих:

$$\dot{I}_a^a = (I_{||}^a + jI_{\perp}^a) \exp(j\varphi_a^0), \quad \dot{I}_a^{kc} = (I_{||}^{kc} + jI_{\perp}^{kc}) \exp(j\varphi_a^0),$$

где $I_{||}^a, I_{\perp}^a$ и $I_{||}^{kc}, I_{\perp}^{kc}$ – стационарные случайные процессы с энергетическими спектрами $S_{||}^a, S_{\perp}^a$ и $S_{||}^{kc}, S_{\perp}^{kc}$ соответственно.



Комплексные проводимости $\dot{Y}_a(\omega_0, \theta)$ и $\dot{Y}_H(j\Delta\omega)$ представлены в виде суммы вещественной и мнимой составляющих [4; 5].

$$\dot{Y}_H(j\Delta\omega) = G_H(\Delta\omega) + jB_H(\Delta\omega), \dot{Y}_a(\omega_0, \theta) = G_a(\omega_0, \theta) + jB_a(\omega_0, \theta).$$

Стационарный режим колебаний в АГ существует при выполнении баланса амплитуд и фаз, когда вещественные и мнимые составляющие ТЕА и ПКС друг друга компенсируют:

$$G_H(\Delta\omega) + G_a = 0, B_H(\Delta\omega) + B_a = 0. \quad (1)$$

Исследование проводилось методом годографов, в котором на комплексной плоскости строятся линии $\dot{Y}_a(\omega_0, \theta)$ и $-\dot{Y}_H(j\Delta\omega)$. Точка пересечения годографов, в которой $-G_H = G_a$, $-B_H = B_a$, и есть решение уравнений (1).

Энергетические спектры относительных амплитудных $S_m(\Omega)$ и фазовых $S_\psi(\Omega)$ флуктуаций напряжения АГ определяются соотношениями [5]

$$S_m(\Omega) = D_H(S_H^a + S_{H\mu}^{kc}) + D_\perp(S_\perp^a + S_{\perp\mu}^{kc}) - 2D_{H,\perp}S_{H,\perp}^a; \quad (2)$$

$$S_\psi(\Omega) = \frac{H_H}{\Omega^2 T_Q^2}(S_H^a + S_{H\mu}^{kc}) + \frac{H_\perp}{\Omega^2 T_Q^2}(S_\perp^a + S_{\perp\mu}^{kc}) - \frac{2H_{H,\perp}}{\Omega^2 T_Q^2}S_{H,\perp}^a, \quad (3)$$

где Ω – смещение частоты анализа флуктуаций относительно частоты колебаний; $S_{H,\perp}^a$ взаимный спектр относительных синфазной и квадратурной составляющих приведенного шумового тока ТЕА-двухполосника; $S_{H\mu}^{kc} = S_H^{kc} / (I_a^0)^2$, $S_{\perp\mu}^{kc} = S_\perp^{kc} / (I_a^0)^2$.

Отношение «шум/сигнал» (ш/с) при отстройках Ω от ω_0 , существенно меньших полосы пропускания контура, когда $S_m(\Omega) \ll S_\psi(\Omega)$, определяется выражением [5; 6]

$$Ш/С \approx 0,5S_\psi(\Omega).$$

Сравнение рассчитанных зависимостей ш/с, амплитуды и частоты колебаний АГ, реализованного на маломощном СВЧ-транзисторе 2Т371А [2], с экспериментальными показало, что точность расчетов сильно зависит от выбора значения паразитной индуктивности вывода эмиттера L_3 . В справочниках для 2Т371А приводятся значения L_3 от 6 нГн в старых изданиях до 2,5 – в новых. В нашем исследовании значения L_3 варьировались в программе от 2 до 8 нГн. Остальные параметры элементов схемы и ток транзистора $I_{30} = 7$ мА не менялись. На рисунке 2 приведены графические решения уравнений (1) АГ на транзисторе 2Т371А при значениях индуктивности L_3 2, 4, 6 и 8 нГн. На комплексной плоскости в миллисименсах по вертикальной оси отложены значения мнимых (B_H, B_a), а по горизонтальной оси вещественных составляющих (G_H, G_a).

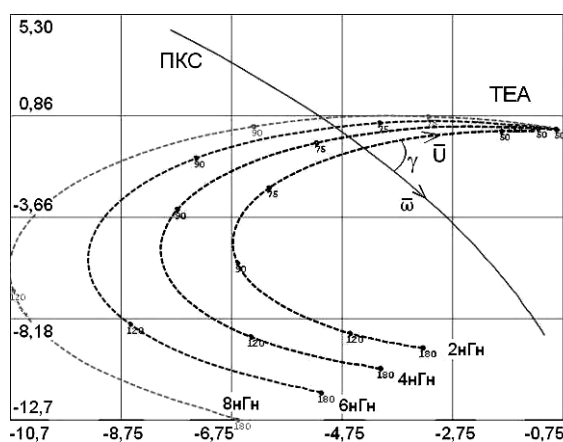


Рис. 2

Сплошной линией построены годографы ПКС, которые для всех случаев совпадают, так как L_3 не влияет на ПКС. Пунктирные линии — годографы ТЕА двухполюсника. Стрелки на годографах ПКС и ТЕА указывают направление роста соответственно частоты $\omega = \omega_0 + \Delta\omega$ и амплитуды U . Маркеры на годографах ТЕА отмечают углы отсечки θ . Годографы ТЕА начинаются в точке, где амплитуда $U = 0$, т. е. $\theta = 180^\circ$, и при уменьшении угла отсечки стремятся в начало координат, что соответствует росту амплитуды. Из рисунка 2 видно, что в точках пересечения годографов угол γ , отсчитываемый по часовой стрелке от вектора \mathbf{U} касательной к годографу ТЕА до вектора $\mathbf{\omega}$ касательной к годографу ПКС, удовлетворяет условию устойчивости стационарного режима

$$0^\circ < \gamma < 180^\circ; \quad \partial(-G_a)/\partial U < 0; \quad \partial(-B_n)/\partial \omega < 0. \quad (4)$$

У годографов ТЕА в точках стационарного режима углы отсечки θ_0 существенно различаются, а значит, и параметры генераторов в этих точках разные. Значения основных параметров генератора приведены в таблице 1, где $f_{\text{кол}} = \omega/2\pi$ — частота колебаний АГ; $\Delta f_0 = \Delta\omega/2\pi$ — поправка на частоту колебаний в стационарном режиме; $U_{\text{эфф}}$ — эффективное значение амплитуды колебаний между точками 1 и 2 рисунка 1.

Из таблицы 1 видно, что изменение индуктивности от 2 до 8 нГн влечет за собой снижение амплитуды колебаний с 1,69 до 1,33 В, т. е. более чем на 20%. Отношение ш/с при этом ухудшается почти на 9 дБ: с -154 до -145 дБ. Частота колебаний АГ изменяется всего лишь на 0,1%, что позволяет считать ее постоянной. Можно заключить, что разброс значений индуктивности эмиттера транзистора существенно влияет на отношение ш/с и амплитуду АГ.



Параметры стационарного режима АГ

Параметр	$L_3, \text{нГн}$			
	2	4	6	8
$\theta_0, ^\circ$	64,59	72,29	78,86	84,75
$\gamma, ^\circ$	86,85	83,27	75,78	69,46
$\Delta f_0, \text{кГц}$	-60,47	-129,27	-182,61	-229,56
$U_{\text{эфф}}, \text{В}$	1,69	1,56	1,44	1,33
$\text{ш/с}, \text{дБ}$	-153,88	-151,47	-149,03	-145,22
$f_{\text{кол}}, \text{МГц}$	118,23	118,16	118,11	118,06

Кроме того, величина L_3 заметно влияет на режим автогенератора. На рисунке 2 видно, что уменьшение L_3 приводит к скручиванию годографов ТЕА и уменьшению по модулю активной составляющей проводимости G_n . Начальная точка годографа ($\theta = 180^\circ$) смещается вправо, и при некоторых значениях параметров ПКС, например малой добротности контура и низкой частоте, когда линия ПКС сместится влево, может появиться двойное пересечение годографов, как показано на рисунке 3. Точка с большим значением угла отсечки является неустойчивой, т.к. в ней не выполняется условие (4). В этом случае в АГ будет наблюдаться жесткий режим самовозбуждения.

На рисунке 3 приведены графические решения АГ для $Q = 57, C_y = 12 \text{ пФ}, f = 95,25 \text{ МГц}$. При значениях $L_3 8$ и 6 нГн режим самовозбуждения АГ мягкий, при $L_3 = 4 \text{ нГн}$ – жесткий, при $L_3 = 2 \text{ нГн}$ АГ не возбуждается. Встречное движение годографов (ТЕА – вправо при уменьшении L_3 , а ПКС – влево при уменьшении частоты колебаний) может привести к тому, что в перестраиваемом АГ на транзисторе с малыми значениями L_3 нижняя граница перестройки будет более высокой, чем в АГ на транзисторе с большим значением L_3 , т.е. обусловит сужение пределов перестройки.

Вясним механизм влияния паразитной индуктивности эмиттера на амплитуду и отношение ш/с автогенератора.

Собственные шумы БТ в модели АГ описываются спектральной характеристикой $S_{\text{шш}}$ полного шумового напряжения, приведенного в базу транзистора [3; 6]:

$$S_{\text{шш}} = S_u^T + S_u^P + S_u^D + S_u^H, \tag{5}$$

где $S_u^T, S_u^P, S_u^D, S_u^H$ – спектральные характеристики соответственно теплового шума сопротивления базы, рекомбинационной составляющей,

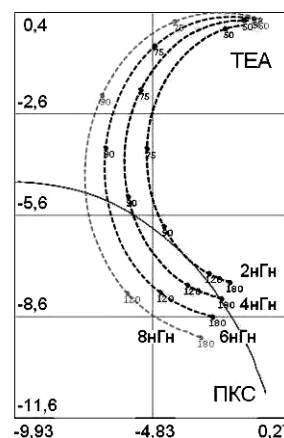


Рис. 3



дробового и наведенного шумов. Расчет этих характеристик выполняется по известным соотношениям [6]

$$S_u^T = 4kTr'_B, \quad (6)$$

где k – постоянная Больцмана; T – абсолютная температура; r'_B – сопротивление базы биполярного транзистора

$$r'_B = \frac{\tau_{CK}}{C_{ka}} = \frac{\tau_{CK}(1+K_C)}{C_K}, \quad (7)$$

где $C_K = C_{ka} + C_{кп}$ – емкость коллекторного перехода; C_{ka} – активная, $C_{кп}$ – пассивная составляющие; τ_{CK} – постоянная времени коллектора. Для 2ТЗ71А $C_K = 0,72$ пФ, $\tau_{CK} = 7,6$ пс, $K_C = C_{кп}/C_{ka} = 1$. Подставив их значения в выражение (7), получим $r'_B = 21,1$ Ом. В эксперименте оно не менялось, следовательно, и спектральная характеристика (6) была постоянной $S_u^T = 33 \cdot 10^{-20}$ В²/Гц для $T = 300^\circ$ К.

Второе слагаемое в соотношении (5) определяется выражением [3; 6]

$$S_u^P = [(r'_B)^2 + (\omega L_\Sigma)^2] 2eI_{B0}. \quad (8)$$

При $I_{\Sigma 0} = 7$ мА и $\beta_0 = 80$ значение тока I_{B0} не превышает 100 мкА.

Сумма спектральных характеристик дробового и наведенного шумов описывается соотношением [3; 6]

$$(S_u^D + S_u^H) = 2eI_{K0} / S^2, \quad (9)$$

где I_{K0} – постоянная составляющая тока коллектора; S – крутизна характеристики тока коллектора на частоте генерации

$$S = S_0 / \sqrt{1 + (\omega / \omega_S)^2}, \quad (10)$$

причем $S_0 = I_{K0} / \varphi_T \cdot r_\beta / (r_\beta + r'_B)$ – крутизна статической характеристики тока коллектора; $r_\beta = \beta_0 \varphi_T / I_{K0}$, $\varphi_T = kT/e$ – тепловой потенциал; ω_S – граничная частота БТ по крутизне [6]:

$$\omega_S = \omega_\beta \frac{r_\beta + r'_B}{\omega_T L_\Sigma + r'_B}. \quad (11)$$

Здесь $\omega_\beta = \omega_T / \beta_0$ – граничная частота БТ в схеме включения с ОЭ. Результаты расчета характеристик (5; 6; 8–11) приведены в таблице 2.

По данным таблицы 2 видно, что вклад S_u^P в полную характеристику $S_{шш}$ ничтожно мал по сравнению с другими составляющими, поэтому в оценочных расчетах ее можно не учитывать. С увеличением паразитной индуктивности L_Σ крутизна S характеристики тока коллектора на частоте генерации уменьшается, а следовательно, сокращается амплитуда колебаний АГ. С уменьшением S возрастает вклад дробового и наведенного шумов (9). Если принять, что шумы АГ пропорциональны $S_{шш}$, а мощность сигнала пропорциональна квадрату амплитуды



ды колебаний, т. е. S^2 , то отношение ш/с при изменении L_3 от 2 до 8 нГн должно снизиться на 5,2 дБ. В эксперименте (табл. 1) снижение составило 8,7 дБ. Видно, что даже такая грубая оценка результатов исследования, без учета преобразования шумов транзистора $S_{шш}$ в шумы $i_{ш}^a$ активного двухполосника и шумов $i_{ш}^a$ в шумы АГ (2; 3), позволяет судить о влиянии L_3 на амплитуду и отношение ш/с в АГ.

Таблица 2

Характеристики БТ 2Т371А

Характеристика	L_3 , нГн			
	2	4	6	8
S_u^T , В ² /Гц	$33 \cdot 10^{-20}$	$33 \cdot 10^{-20}$	$33 \cdot 10^{-20}$	$33 \cdot 10^{-20}$
S_u^P , В ² /Гц	$1,43 \cdot 10^{-20}$	$1,45 \cdot 10^{-20}$	$1,49 \cdot 10^{-20}$	$1,54 \cdot 10^{-20}$
ω_S , рад/с	$0,558 \cdot 10^9$	$0,445 \cdot 10^9$	$0,360 \cdot 10^9$	$0,305 \cdot 10^9$
S , А/В	0,152	0,130	0,110	0,096
$(S_u^D + S_u^H)$, В ² /Гц	$9,70 \cdot 10^{-20}$	$13,25 \cdot 10^{-20}$	$18,51 \cdot 10^{-20}$	$24,31 \cdot 10^{-20}$
$S_{шш}$, В ² /Гц	$44,1 \cdot 10^{-20}$	$47,7 \cdot 10^{-20}$	$53,0 \cdot 10^{-20}$	$58,9 \cdot 10^{-20}$

$$r'_B = 21,1 \text{ Ом}, \beta_0 = 80, I_{Э0} = 7 \text{ мА}, f_{кол} = 118 \text{ МГц}, T = 300^\circ \text{К}$$

Итак, паразитная индуктивность эмиттера L_3 понижает граничную частоту БТ ω_S , а следовательно, и крутизну S характеристики тока коллектора, что, в свою очередь, уменьшает амплитуду колебаний АГ и увеличивает вклад дробового и наведенного шумов, снижая отношение ш/с.

Таким образом, анализ влияния индуктивности вывода эмиттера L_3 биполярного транзистора на характеристики автогенератора показал, что уменьшение L_3 приводит, с одной стороны, к росту амплитуды и снижению шумов, с другой — к появлению жесткого режима самовозбуждения в нижней области частот и, как следствие, к сужению возможных пределов перестройки частоты.

Список литературы

1. Савченко М.П. Флуктуации в перестраиваемых варикапами высокочастотных транзисторных автогенераторах: автореф. дис. ... канд. техн. наук. М., 1988.
2. Савченко М.П., Старовойтова О.В., Тимофеев Ю.А. Влияние частотной зависимости потерь контура на шумовые характеристики перестраиваемого автогенератора // Вестник Российского государственного университета им. И. Канта. Вып. 4. Калининград, 2008. С. 56—61.
3. Савченко М.П. Активный нелинейный двухполосник с отрицательным сопротивлением на основе биполярного транзистора // Радиотехника, 2008. №2. С. 74—84.
4. Савченко М.П. Шумовые характеристики двухполосника с отрицательным сопротивлением на основе биполярного транзистора // Там же. 2009. №4. С. 34—40.



5. Савченко М.П. Стационарный режим и флуктуации в автогенераторе на транзисторно-емкостном двухполоснике с отрицательным сопротивлением. Известия высших учебных заведений России // Радиоэлектроника. 2009. Вып. 5. С. 21–31.

6. Жалуд В., Кулешов В.Н. Шумы в полупроводниковых устройствах / под ред. А.К. Нарышкина. М., 1977.

Об авторах

Михаил Петрович Савченко – канд. техн. наук, доц., Балтийский федеральный университет им. И. Канта, e-mail: savchenkomp@mail.ru

Ольга Владимировна Старовойтова – ст. преп., Балтийский федеральный университет им. И. Канта.

44

Authors

Mikhail Savchenko – PhD, associate professor, I. Kant Baltic Federal University, e-mail: savchenkomp@mail.ru

Olga Starovoitova – assistant professor, I. Kant Baltic Federal University.

УДК 536.587

В. А. Утц

ИССЛЕДОВАНИЕ ПОТЕРЬ ПРИ РАСПРОСТРАНЕНИИ РАДИОСИГНАЛА СОТОВОЙ СВЯЗИ НА ОСНОВЕ СТАТИСТИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ

Приведен расчет уровня потерь радиосигнала сотовой связи в условиях города с плотной многоэтажной застройкой на основе статистических моделей. Показано, что прогнозные оценки потери мощности сигнала на входе абонентских станций позволяют выработать научные направления совершенствования параметров сотовой связи.

Calculation of level of losses of a radio signal of cellular communication in the conditions of a city with dense many-storeyed building on the basis of statistical models is resulted. On the basis of statistical look-ahead estimations of loss of capacity of a signal on an input of user's stations scientific directions of perfection of parameters of cellular communication can be developed.

Ключевые слова: базовая станция, расчет потерь, статистические модели, распространение радиосигнала, дифракция радиоволн.

Key words: base station, calculation of losses, statistical models, radio signal distribution, diffraction of radio-waves.

При проектировании сотовых сетей подвижной радиосвязи наиболее сложной проблемой является расчет напряженности поля или зависимости потерь мощности сигнала от расстояния.