

УДК 621.375.4

ФМ- И АМ-ШУМЫ КОЛЬЦЕВЫХ LC-АГКК С ФАЗИРУЮЩИМИ RC-ЦЕПЯМИ

Д. В. Кочемасов, аспирант НИУ МЭИ; KochemasovDV@gmail.com

В. Н. Кулешов, профессор НИУ МЭИ, д.т.н.; vnk37@mail.ru

Представлены результаты исследования режимных и шумовых характеристик двухтактных кольцевых автогенераторов квадратурных колебаний (АГКК) с одноконтурными цепями межкаскадной связи и фазосдвигающими RC-цепями интегрирующего типа. Изложение аналитических методов расчета режимных и шумовых характеристик таких АГКК проиллюстрировано с помощью расчета конкретных примеров схем АГКК. Результаты, полученные аналитически, сравниваются с результатами моделирования в среде ADS.

Ключевые слова: автогенератор квадратурных колебаний, кольцевой АГКК, ФМ- и АМ-шумы, периодическая нестационарность, компьютерное моделирование.

Введение. Автогенераторы квадратурных колебаний (АГКК) широко используются в модуляторах и демодуляторах систем радиосвязи [1]. В известных публикациях наиболее часто анализировались АГКК, состоящие из: двух АГ, взаимно синхронизированных на рабочей частоте; двух АГ с взаимной синхронизацией на частоте 2-й гармоники; двух резонансных усилителей, охваченных единым кольцом обратной связи (ОС) — положительной (кольцевые АГКК) на рабочей частоте.

В [2–4] представлены АГКК последней группы. Однако в них не рассмотрен исследуемый здесь класс схем и нет

единого аналитического подхода к расчету режимных и шумовых характеристик.

В статье, являющейся развитием и обобщением [5], излагаются аналитические методы расчета характеристик одного из перспективных вариантов построения кольцевых АГКК. Для конкретных примеров АГКК результаты расчетов сравниваются с результатами моделирования в среде ADS.

Схема и модель АГКК. Упрощенная схема АГКК (рис. 1) состоит из двух двухтактных резонансных усилителей на дифференциальных активных приборах (ДАП), собранных на биполярных транзисторах (БТ). Стрелки на рис. 1 показывают, к какой входной точке подключен соответствующий выход фазизирующей цепи. Квадратурные колебания формируются на коллекторах БТ и передаются во внешние цепи.

На рис. 2 показана модель исследуемого АГКК. В этой модели в выражениях для управляемых генераторов токов и шумовых токов учитывался вклад обоих БТ ДАП. Как и в [5] предполагалось, что проходные характеристики БТ описываются моделью Эберса-Молла, а входные токи пренебрежимо малы. В расчетах спектральных характеристик шумовых токов учитывались вклады дробовых шумов БТ ДАП и тепловых шумов контуров и цепей фазирования.

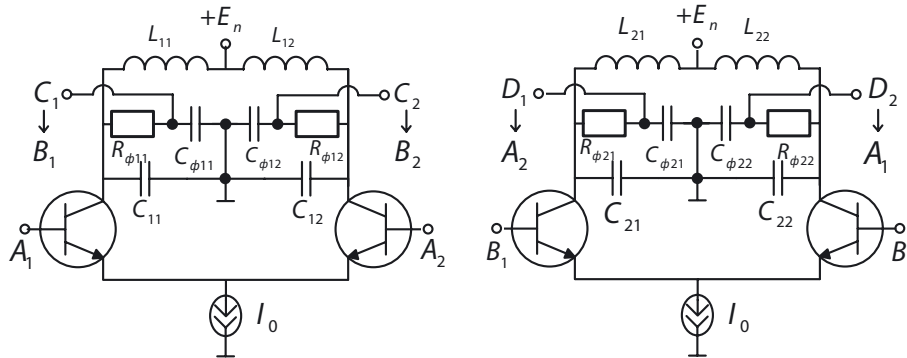


Рис. 1

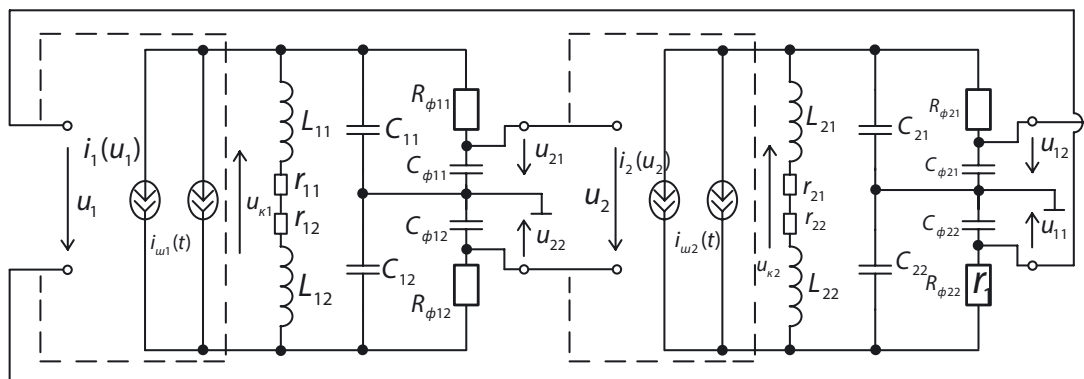


Рис. 2

Укороченные уравнения АГКК и расчет стационарного режима. Основой аналитического подхода к расчетам и исследованию АГКК [5] являются укороченные символические уравнения модели (рис. 2) с источниками шумовых токов ДАП в правых частях:

$$[Tp + (1 + j\xi)]\dot{U}_2 = \dot{Z}_y[\dot{I}(U_1) + \dot{I}_{ш1}]; \quad (1)$$

$$[Tp + (1 + j\xi)]\dot{U}_1 = -\dot{Z}_y[\dot{I}(U_2) + \dot{I}_{ш2}]. \quad (2)$$

Здесь $p = d/dt$ — оператор дифференцирования по времени. Уравнения (1) и (2) записаны в предположении о том, что контуры обоих каскадов имеют одинаковые резонансные частоты ω_p , добротности нагруженных контуров Q_n , сопротивления R_Φ и емкости C_Φ фазизирующих цепей. Поэтому у них одинаковые:

- постоянные времени контуров

$$T = 2Q_n / \omega_p; \quad (3)$$

- нормированные отклонения частот автоколебаний ω_0 от резонансных частот

$$\xi = (\omega_0 - \omega_p)T; \quad (4)$$

- резонансные сопротивления нагруженных контуров межкаскадной связи

$$R_n = \omega_p L Q_n; \quad (5)$$

- комплексные управляющие сопротивления контуров межкаскадной связи

$$\dot{Z}_y = R_n \frac{1}{1 + j\omega_p R_\Phi C_\Phi} = R_n \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega_p R_\Phi C_\Phi)^2}} e^{-j(\frac{\pi}{2} - \psi)}, \quad (6)$$

где $\psi = \arctg \left(\frac{1}{\omega_p R_\Phi C_\Phi} \right).$ (7)

Система уравнений стационарных режимов получается из уравнений (1), (2), если исключить из них шумовые токи и положить $p = 0$:

$$(1 + j\xi)\dot{U}_{20} = \dot{Z}_y \dot{I}(U_{10}); \quad (8)$$

$$(1 + j\xi)\dot{U}_{10} = -\dot{Z}_y \dot{I}(U_{20}). \quad (9)$$

Записав вытекающую из уравнений (8), (9) систему уравнений баланса фаз

$$\arctg \xi + \varphi_{20} = -\left(\frac{\pi}{2} - \psi\right) + \varphi_{10}; \quad (10)$$

$$\arctg \xi + \varphi_{10} = \pi - \left(\frac{\pi}{2} - \psi\right) + \varphi_{20} \quad (11)$$

и сложив равенства (10) и (11), получим уравнение

$$\arctg \xi = \psi, \quad (12)$$

из которого с учетом (3), (4) находится частота автоколебаний

$$\omega_0 = \omega_p [1 + (2Q_n)^{-1} \operatorname{tg} \psi]. \quad (13)$$

Вычтя (11) из (10), получим равенство

$$\varphi_{20} - \varphi_{10} = \frac{\pi}{2}, \quad (14)$$

показывающее, что разность фаз выходных колебаний АГКК равна 90° .

Записав систему вытекающих из (8), (9) уравнений баланса амплитуд

$$\sqrt{1 + \xi^2} U_{20} = Z_y I(U_{10}); \quad (15)$$

$$\sqrt{1 + \xi^2} U_{10} = Z_y I(U_{20}), \quad (16)$$

видим, что оба равенства (15), (16) справедливы, если амплитуды выходных колебаний 1-го и 2-го каскадов равны между собой, т.е.

$$U_{10} = U_{20} = U_0. \quad (17)$$

Таким образом, показано, что в стационарном режиме на выходах рассматриваемого АГКК формируются два квадратурных колебания.

Спектральные характеристики ФМ- и АМ-шумов АГКК. Чтобы получить выражения для спектральных характеристик ФМ- и АМ-шумов, будем искать решение системы уравнений (1), (2) в виде:

$$\dot{U}_1(t) = U_0 [1 + a_{1\Phi}] e^{j(\varphi_{10} + \varphi_{1\Phi})} \cong U_0 e^{j\varphi_{10}} [1 + a_{1\Phi} + j\varphi_{1\Phi}];$$

$$\dot{U}_2(t) = U_0 [1 + a_{2\Phi}] e^{j(\varphi_{20} + \varphi_{2\Phi})} \cong U_0 e^{j\varphi_{20}} [1 + a_{2\Phi} + j\varphi_{2\Phi}],$$

где $a_{1\Phi} = U_{1\Phi}(t) / U_0$ и $a_{2\Phi} = U_{2\Phi}(t) / U_0$ — относительные флуктуации амплитуд напряжений автоколебаний на входах 1-го и 2-го ДАП; $\varphi_{1\Phi} = \varphi_{1\Phi}(t)$ и $\varphi_{2\Phi} = \varphi_{2\Phi}(t)$ — флуктуации фаз этих напряжений.

Из (1) и (2) имеем систему комплексных флуктуационных уравнений:

$$(Tp + 1 + j\xi)(a_{2\Phi} + j\varphi_{2\Phi}) = (1 + j\xi)[1 + \lambda(U_0)a_{1\Phi} + j\varphi_{1\Phi} + n_{ш1.c} + jn_{ш1.s}]; \quad (18)$$

$$(Tp + 1 + j\xi)(a_{1\Phi} + j\varphi_{1\Phi}) = (1 + j\xi)[1 + \lambda(U_0)a_{2\Phi} + j\varphi_{2\Phi} + n_{ш2.c} + jn_{ш2.s}], \quad (19)$$

где $\lambda(U_0) = \left[\frac{dI(U)}{dU} \right]_{U=U_0} \left\{ \frac{I(U_0)}{U_0} \right\}^{-1}; \quad (20)$

$$n_{ш1.c} = \frac{I_{ш1.c}(t)}{I(U_0)}, n_{ш1.s} = \frac{I_{ш1.s}(t)}{I(U_0)}; \quad (21)$$

$$n_{ш2.c} = \frac{I_{ш2.c}(t)}{I(U_0)}, n_{ш2.s} = \frac{I_{ш2.s}(t)}{I(U_0)}$$

– нормированные синфазные и квадратурные составляющие шумовых токов, вызывающих ФМ- и АМ-шумы.

Поскольку на практике наиболее интересен случай, когда $\xi \ll 1$ (что в силу (12) равносильно условию $\psi \ll 1$), подробный анализ флуктуаций в АГКК проведем для случая, когда эти условия выполнены. Положив в уравнениях (18), (19) $\xi = 0$, получим две системы символических уравнений:

$$Tp(\varphi_{1\Phi} + \varphi_{2\Phi}) = n_{ш1.s} + n_{ш2.s}; \quad (22)$$

$$(Tp + 2)(\varphi_{2\Phi} - \varphi_{1\Phi}) = n_{ш1.s} - n_{ш2.s};$$

$$(Tp + 1)a_{1\Phi} - \lambda(U_0)a_{2\Phi} = n_{ш2.c}; \quad (23)$$

$$-\lambda(U_0)a_{1\Phi} + (Tp + 1)a_{2\Phi} = n_{ш1.c}.$$

Из (22), (23) вытекают выражения:

$$\varphi_{1\Phi} = \frac{1}{Tp(Tp + 2)} [(Tp + 1)n_{m2.s} + n_{m1.s}]; \quad (24)$$

$$a_{1\Phi} = \frac{1}{(Tp + 1)^2 - [\lambda(U_0)]^2} [(Tp + 1)n_{m2.c} + n_{m1.c}]. \quad (25)$$

Выражения для $\varphi_{2\Phi}$ и $a_{2\Phi}$ получаются из (24), (25) путем замены индексов: 1 на 2 и 2 на 1. Из этих уравнений вытекают приводимые ниже формулы для расчета зависимостей СПМ флуктуаций от частоты анализа F :

$$S_{\varphi 1}(F) = S_{\varphi 2}(F) = S_{\varphi}(F) = \frac{f_p^2}{4Q_n^2 F^2} \frac{[4Q_n^2 F^2 / f_p^2] + 2}{[4Q_n^2 F^2 / f_p^2] + 4} S_{n.s}(F) \quad (26)$$

— для СПМ флуктуаций фаз выходных колебаний;

$$S_{a1}(F) = S_{a2}(F) = S_a(F) = \frac{([4Q_n^2 F^2 / f_p^2] + 1 + \lambda^2) S_{n.c}(F)}{([4Q_n^2 F^2 / f_p^2] + [1 - \lambda^2])([4Q_n^2 F^2 / f_p^2] + [1 + \lambda^2])} \quad (27)$$

— для СПМ относительных флуктуаций амплитуд выходных колебаний. В этих формулах $S_{n.c}(F)$ и $S_{n.s}(F)$ — СПМ синфазной с 1-й гармоникой тока ДАП и квадратурной с ней составляющих шумовых токов ДАП.

Выражения для СПМ $S_{n.c}(F)$ и $S_{n.s}(F)$ в данной работе уточнены по сравнению с [5]. Здесь учтено влияние периодической нестационарности дробовых шумов транзисторов, входящих в состав ДАП [6]. Этот учет привел к появлению во вторых слагаемых формул для $S_{n.c}(F)$ и $S_{n.s}(F)$ множителей, отражающих влияние модуляции шумов периодическими изменениями напряжений на входах ДАП:

$$S_{n.c} = \frac{4\varphi_T e_{\Delta}}{P_{1\Sigma}} \left(1 + \frac{I_0 R_{Kn}}{2\varphi_T} F_c^i \left(\frac{U_0}{2\varphi_T} \right) \right); \quad (28)$$

$$S_{n.s} = \frac{4\varphi_T e_{\Delta}}{P_{1\Sigma}} \left(1 + \frac{I_0 R_{Kn}}{2\varphi_T} F_s^i \left(\frac{U_0}{2\varphi_T} \right) \right); \quad (29)$$

где R_{Kn} — резонансные сопротивления нагруженных контуров в схеме рис. 2.

Эти множители для используемых здесь моделей ДАП рассчитываются по формулам:

$$F_c^i \left(\frac{U_0}{2\varphi_T} \right) = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} [1 - \text{th}^2 \left(\frac{U_0}{2\varphi_T} \cos \Psi \right)] [1 + \cos 2\Psi] d\Psi; \quad (30)$$

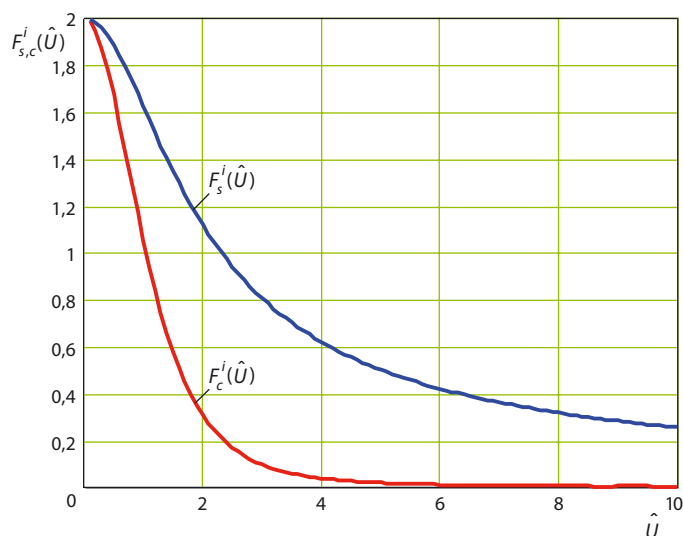


Рис. 3

$$F_s^i \left(\frac{U_0}{2\varphi_T} \right) = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} [1 - \text{th}^2 \left(\frac{U_0}{2\varphi_T} \cos \Psi \right)] [1 - \cos 2\Psi] d\Psi. \quad (31)$$

Графики функций $F_c^i(\hat{U}) = F_c^i \left(\frac{U_0}{2\varphi_T} \right)$ и $F_s^i(\hat{U}) = F_s^i \left(\frac{U_0}{2\varphi_T} \right)$

приведены на рис. 3. Формулы (26), (27) вместе с выражениями (28) — (31) позволяют при известных параметрах схемы и характеристиках стационарного режима АГКК рассчитать СПМ его фазовых и амплитудных шумов. Методика таких расчетов и анализа их результатов иллюстрируются примерами, приведенными ниже.

Исследование влияния выбора параметров АГКК на его режим и шумовые характеристики. Недостатком схем рис. 1 и 2 является снижение добротностей контуров связи из-за потерь, вносимых фазирующими RC-цепями, и связанное с этим увеличение фазовых шумов. Поэтому представляет интерес оценка возможностей выбора параметров цепей, позволяющих снизить вносимые ими потери. Оценим эти возможности на конкретном примере.

Рассмотрим АГКК с резонансной частотой контуров $f_p = 1$ ГГц. Если в фазирующих цепях задать $\psi = 0,1$, то модуль коэффициента передачи цепей межкаскадной связи также будет равен 0,1. Если выбрать $C_{\Phi} = C_K$, то добротность емкостной ветви каждого контура станет равна 10. Предположим, что добротности индуктивностей $Q_L = 50$, а потери, вносимые внешней нагрузкой, равны потерям в индуктивности, получим $Q_n = 7,1$.

Для увеличения Q_n будем уменьшать вносимые фазирующей цепью потери за счет уменьшения емкости C_{Φ} . При уменьшении C_{Φ} сохраним неизменными значения ψ , запаса по самовозбуждению, сопротивления нагрузки и добротности индуктивностей. Тогда, выбрав $C_{\Phi} = 0,5C_K$, получим $Q_n = 12$, а выбрав $C_{\Phi} = 0,2C_K$ получим $Q_n = 21$.

Для АГКК с запасом по самовозбуждению $\Phi = 3$, $\lambda = 0,1$, $\hat{U} = (U_0 / 2\varphi_T) = 4$, $I_0 = 4,2$ мА, $I_1 = 5$ мА, $R_{Kn} = 400$ Ом, $P_{1\Sigma} = 5$ мВт в таблице приведены параметры колебательных систем трех АГКК с выбранными отношениями $\gamma = C_{\Phi} / C_K$.

Результаты расчета параметров контуров АГКК

№	$\gamma = C_{\Phi} / C_K$	C_{Kn} , пФ	L , нГн	C_{Φ} , пФ	R_{Φ} , Ом	Q_n	γ_L , Ом
1	1,0	2,8	9,04	2,8	568	7,04	1,20
2	0,5	4,76	5,32	2,38	668	12,0	0,703
3	0,2	8,25	3,07	1,65	965	20,7	0,406

Для АГКК с такими параметрами, работающих в рассчитанных режимах, по формулам (26) — (31) были рассчитаны СПМ флуктуаций фазы и амплитуды выходных колебаний и затем по формулам

$$L_{\varphi}(F) = 10 \lg[S_{\varphi}(F)] - 3 \quad (\text{дБн/Гц});$$

$$L_a(F) = 10 \lg[S_a(F)] - 3 \quad (\text{дБн/Гц})$$

построены зависимости уровней ФМ- и АМ-шумов АГКК в одной боковой полосе каждого из выходных колебаний от отстройки F от частоты автоколебаний.

Графики этих зависимостей показаны на рис. 4. Из них видно, что в рассматриваемом АГКК, за счет выбора параметров RC-цепи межкаскадной связи при сохранении неизменными основных характеристик стационарного режима, достигнуто увеличение результирующей добротности ко-

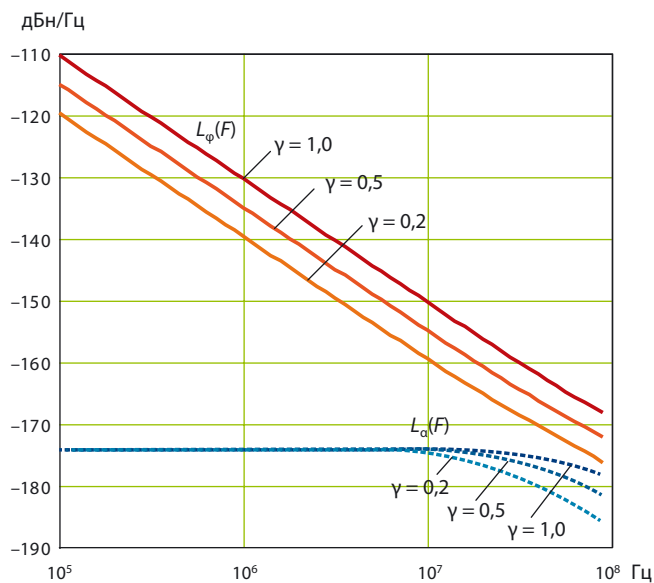


Рис. 4

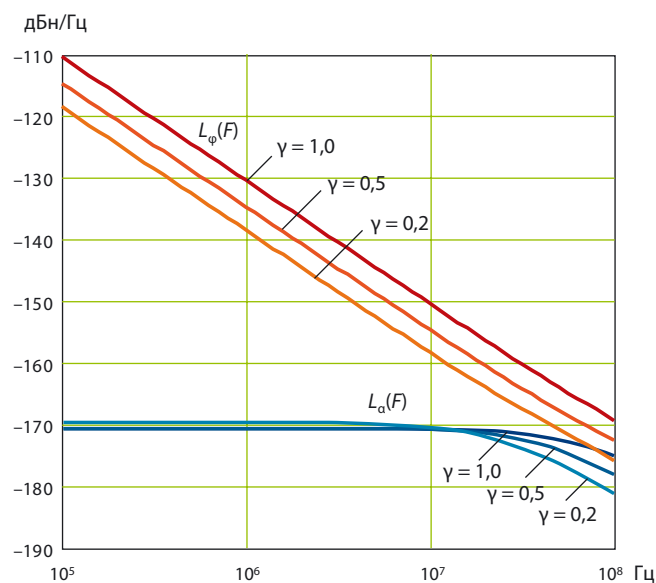


Рис. 6

лебательных систем и существенное снижение ФМ-шумов. При этом уровень АМ-шумов в таких АГКК весьма низок, благодаря подавлению синфазных составляющих периодически нестационарных шумов транзисторов ДАП.

Исследование режимных и шумовых характеристик АГКК методом моделирования в среде ADS. Для проверки результатов, полученных аналитически, было проведено моделирование схем LC-АГКК с параметрами, приведенными в таблице, в программной среде Advanced Design System (ADS). Схема модели АГКК, параметры которой соответствуют варианту, когда $\gamma = C_{\phi}/C_k = 1$, приведена на рис. 5. Остальные две схемы отличаются только значениями параметров, выбираемых в соответствии с таблицей.

При этом амплитуды автоколебаний точно совпали с расчетными, а сдвиги фаз между напряжениями на контурах первого и второго каскадов были равны 90° с погрешностью, не превышавшей 1° .

Характеристики ФМ- и АМ-шумов, полученные в моделях АГКК и рассчитанные полигармоническим методом, показаны на рис. 6. Сравнивая их с результатами аналитических расчетов, видим, что расчеты ФМ-шумов практически точно совпали с результатами моделирования. Расчетные зависимости СПМ АМ-шумов от отстройки по форме совпадают с характеристикам, полученным моделированием. Различие уровней этих шумов не превышает 3 дБн/Гц.

Заключение. Рассмотренный вариант построения кольцевого автогенератора квадратурных колебаний с одноконтурными цепями межкаскадной связи, дополненными фазирующими RC-цепями, отличается от вариантов, описанных ранее [2–4], схемотехнической простотой и возможностью получения простых соотношений для расчета его режимных и шумовых характеристик.

Обобщение развитого здесь подхода на исследование моделей АГКК, в которых используются более полные и точные модели транзисторов, и сочетание его с модели-

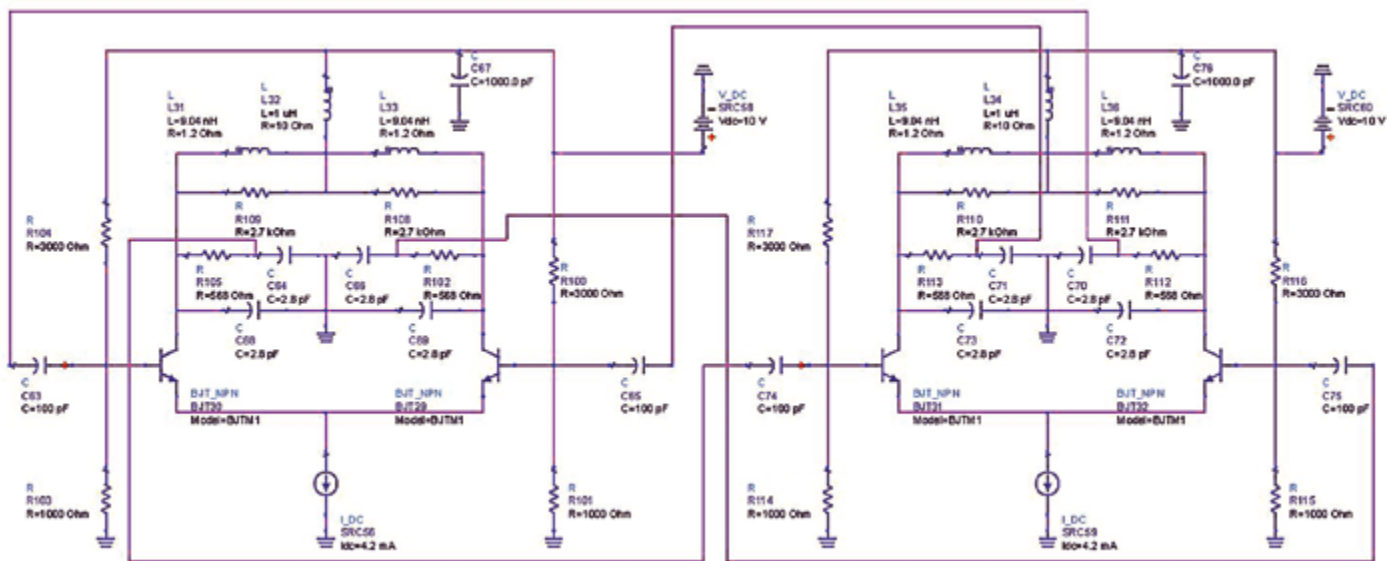


Рис. 5

рованием в среде ADS позволит разработать удобные методики проектирования АГКК рассмотренного здесь типа.

ЛИТЕРАТУРА

1. Голуб В. Квадратурные модуляторы и демодуляторы в системах радиосвязи // Электроника: наука, технология, бизнес.— 2003.— № 3.— С. 28–32.
2. ElSayed A., Elmary M. Low-phase noise LC quadrature VCO using coupled tank resonators in a ring structure // IEEE J. Solid-State Circuits.— Apr. 2001.— Vol. 36, № 4.— P. 701–705.
3. Andreani P., Bonfanti A., Romano L., Samori C., Analysis and design of a 1.8-GHz CMOS LC quadrature VCO // IEEE J. Solid-State Circuits.— Dec. 2002.— Vol. 37, № 12.— P. 1737–1747.
4. Chamas I.R., Raman S. A comprehensive analysis of quadrature signal synthesis in cross-coupled RF VCOs // IEEE Trans. Circuits Syst. 1, Reg. papers.—2007.— Vol 54, № 4.— P. 689–704.
5. Кулешов В.Н., Кочемасов Д.В. Флуктуации в кольцевых автогенераторах квадратурных колебаний с одноконтурными цепями межкаскадной связи // Электросвязь.— 2014.— № 5.— С. 34–38.
6. Жалуд В., Кулешов В.Н. Шумы в полупроводниковых устройствах.— М.: Сов.Радио, 1977.— 416 с.

Получено 23.03.15

УДК 621.373: 621.391.822

СПЕКТРАЛЬНЫЕ И ШУМОВЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ RC-AВТОГЕНЕРАТОРОВ ГАРМОНИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ

Е. М. Дроздова, аспирант НИУ «МЭИ»; drozdovaEM1989@mail.ru
Т. И. Болдырева, доцент НИУ «МЭИ», к.т.н.; boldyrevati@yandex.ru
В. Н. Кулешов, профессор НИУ «МЭИ», д.т.н.; vnk37@mail.ru

Представлены результаты сравнительного анализа двух вариантов построения RC-автогенераторов гармонических колебаний: автогенератора (АГ) с мостом Вина в цепи положительной обратной связи (ПОС) и АГ на дифференциальном усилителе с двойным Т-образным мостом в цепи отрицательной обратной связи (ООС) и диодным ограничителем в цепи ПОС. Приведены результаты моделирования обоих генераторов в среде ADS и экспериментального исследования АГ с двойным Т-образным мостом.

Ключевые слова: RC-автогенератор, мост Вина, режекторный фильтр, двойной Т-мост, фазовые (ФМ) шумы, нелинейные искажения.

Введение. Автогенераторы гармонических колебаний (АГ) с RC-цепями обратной связи (ОС) (далее RC-АГ) широко применяются в измерительных приборах, медицинской технике и датчиках. Их конкретные схемы исследовались отечественными и зарубежными специалистами [1, 2]. В ряде приложений решение вопроса о целесообразности использования таких АГ зависит от уровней фазовых (ФМ) шумов и нелинейных искажений выходных колебаний.

При исследовании однокольцевых АГ с RC-фильтрами в цепях ОС [3] с помощью метода укороченных символических уравнений С.И. Евтянова [4] было показано, что по уровням ФМ-шумов наилучшим в этом классе RC-АГ является АГ с мостом Вина. В [5] для RC-АГ, построенного на дифференциальном усилителе, моделью которого стал преобразователь напряжения в напряжение (ПНН) с режекторным фильтром (РФ) в виде двойного Т-моста (ТТ-моста) в цепи ООС и ограничителем амплитуды колебаний в цепи ПОС, получены формулы для расчета уровней фазовых и амплитудных шумов и приведен пример количественной оценки этих шумов.

Цель работы: сравнить RC-АГ с РФ в виде ТТ-моста и RC-АГ с мостом Вина по уровням ФМ-шумов, рассчитанных методом С.И. Евтянова; проверить полученные

результаты путем моделирования реальных схем RC-АГ в пакете ADS (где расчет шумов выполняется полигармоническим методом); сравнить эти АГ по уровням нелинейных искажений, рассчитанных методом моделирования, а также расчетные уровни ФМ-шумов с результатами экспериментов.

Общие и укороченные символические уравнения RC-АГ. Схемы рассматриваемых генераторов представлены на рис. 1. АГ с мостом Вина (рис. 1, а) описывается символическим уравнением для напряжения u на входе усилителя [3]:

$$u = K_{\text{цос}}(p)K_U V(u) + u_{\text{шцос}}, \quad (1)$$

где $K_U > 0$ — коэффициент усиления линейного усилителя; $K_{\text{цос}}(p)$ — символический коэффициент передачи ЦОС по напряжению, являющийся функцией оператора $p = d/dt$; $V(u)$ — нормированная нечетная функция входного напряжения, характеризующая нелинейность усилителя (в конкретных примерах используется функция $V(u) = u(1 - u^2 / U_x^2)$, где U_x — характеристическое напряжение, определяющее вес нелинейной составляющей функции $V(u)$); $u_{\text{шцос}}$ — источник тепловых шумов цепи ОС.

В RC-АГ (рис. 1, б) с ТТ-мостом в цепи ООС дифференциальный ПНН может рассматриваться как узкополосный усилитель, автоколебания в котором возникают и стабилизируются по амплитуде за счет нелинейной ПОС (рис. 2).

Общее символическое уравнение АГ с ТТ-мостом (рис. 1, б) имеет вид [5]:

$$u = k(p)[V(u) + k_{oc}^{-1}u_{\text{ш}}], \quad (2)$$

где

$$k(p) = \frac{(pT_m)^2 + 4(pT_m) + 1}{(pT_m)^2 + \delta(pT_m) + 1} \frac{k_{oc}}{1 + K_U^{-1}}$$

— символический коэффициент усиления по кольцу ПОС, записанный с учетом влияния ОС через инвертирующий