

Синтез блоков электронной перестройки частоты для узкополосных сверхмаломощных генераторов с резонаторами на поверхностных акустических волнах

В. А. Лойко^{1,2}, А. Р. Сафин^{1,2,3✉}, А. А. Бобурков^{1,2},

¹ООО "Радиокомп", Москва, Россия

²Национальный исследовательский университет "МЭИ", Москва, Россия

³Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН, Москва, Россия

✉ arsafin@gmail.com

Аннотация

Введение. Современные радиотехнические системы предъявляют жесткие требования к стабильности частоты источников СВЧ-колебаний (СВЧ-генераторов), входящих в их состав. Однако СВЧ-генераторы (на диэлектрических резонаторах или резонаторах на поверхностных акустических волнах), несмотря на низкие уровни спектральной плотности мощности частотных флуктуаций формируемых сигналов, не обладают необходимой стабильностью частоты, требуемой для большинства прецизионных применений (измерители фазового шума, авиационные радиолокаторы, сверхмаломощные синтезаторы частоты). Повысить стабильность частоты таких генераторов возможно, например, посредством системы фазовой автоматической подстройки частоты, однако для ее реализации, как правило, в состав СВЧ-генератора должен входить блок электронной перестройки частоты. Введение в состав СВЧ-генератора такого блока может приводить к ухудшению других его электрических характеристик, например спектральной плотности мощности частотных флуктуаций формируемых сигналов.

Цель работы. Разработка методики синтеза блоков электронной перестройки частоты с требуемым диапазоном изменения вносимого фазового сдвига и минимальными собственными потерями мощности для узкополосных СВЧ-генераторов с резонаторами на поверхностных акустических волнах.

Материалы и методы. Синтез блоков электронной перестройки частоты проводится численно-аналитическим методом с применением системы математических расчетов MATLAB (лицензия № 906991). Критический анализ полученных результатов проводится сравнительным методом.

Результаты. В статье представлена методика синтеза блоков электронной перестройки частоты с требуемым диапазоном изменения вносимого фазового сдвига при сохранении минимальных вносимых потерь, позволяющая учесть собственные паразитные параметры варикапа. Даны рекомендации по правильному выбору варикапов. Проведен сравнительный анализ расчетных и практических результатов. Практическая реализация блока электронной перестройки частоты проведена на базе ООО "Радиокомп" в 2023 г.

Заключение. Представленная методика синтеза блоков электронной перестройки частоты является универсальной и может быть использована не только для синтеза блоков электронной перестройки частоты различных узкополосных СВЧ-генераторов, использующих в качестве частото задающего элемента двухпортовые резонаторы, но и для синтеза узкополосных СВЧ-фазовращателей.

Ключевые слова: генератор, поверхностные акустические волны, спектральная плотность мощности частотных флуктуаций, перестройка частоты, фазовый сдвиг

Для цитирования: Лойко В. А., Сафин А. Р., Бобурков А. А. Синтез блоков электронной перестройки частоты для узкополосных сверхмаломощных генераторов с резонаторами на поверхностных акустических волнах // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2024. Т. 27, № 1. С. 33–47. doi: 10.32603/1993-8985-2024-27-1-33-47

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Источник финансирования. Работа выполнена в рамках государственного задания Министерства науки и высшего образования Российской Федерации (тема № FFWZ-2022-0015).

Благодарности. Авторы выражают признательность инженеру ООО "Радиокомп" Добровольскому А. А. за конструктивную критику по результатам ознакомления с методикой синтеза блоков электронной перестройки частоты и активное участие в обсуждении полученных результатов.

Статья поступила в редакцию 27.06.2023; принята к публикации после рецензирования 09.11.2023; опубликована онлайн 29.02.2024



Synthesis of Electronic Frequency Tuning Units for Narrowband Ultra-Low Noise Oscillators with Surface Acoustic Waves Resonators

Vitaliy A. Loiko^{1,2}, Ansar R. Safin^{1,2,3✉}, Alexander A. Boburkov^{1,2},

¹"Radiocomp", Moscow, Russia

²National Research University "MPEI", Moscow, Russia

³Kotel'nikov Institute of Radioengineering and Electronics RAS, Moscow, Russia

✉arsafin@gmail.com

Abstract

Introduction. Modern radio engineering systems impose strict requirements on the stability of the frequency of microwave oscillation sources (microwave generators) included in their composition. However, microwave oscillators (on dielectric resonators or resonators on surface acoustic waves), despite the low levels of power spectral density of frequency fluctuations of the generated signals, fail to exhibit the frequency stability required for most precision applications (phase noise meters, aircraft radars, ultra-low-noise frequency synthesizers). It is possible to increase the frequency stability of such oscillators, e.g., by using of a phase-locked loop system; however, for its implementation, as a rule, an electronic frequency tuning unit should be included in the microwave oscillator. The introduction of such a unit into the microwave oscillator can lead to degradation of its other electrical characteristics, e.g., the power spectral density of frequency fluctuations of the generated signals.

Aim. Development of a method for synthesizing electronic frequency tuning blocks with the required range of introduced phase shift and minimal intrinsic power loss for narrow-band microwave oscillators with resonators based on surface acoustic waves.

Materials and methods. The synthesis of electronic frequency tuning blocks is carried out by a numerical-analytical method using the MATLAB (academic license no. 906991) environment. The obtained results are analyzed by a comparative method.

Results. The paper presents a methodology for synthesizing electronic frequency tuning blocks with the required range of changes in the introduced phase shift while maintaining minimal insertion losses, which makes it possible to consider the intrinsic parasitic parameters of the varactor. Recommendations on the correct choice of varactors are given. A comparative analysis of calculated and practical results is carried out. The electronic frequency tuning unit was implemented on the basis of "Radiocomp" in 2023.

Conclusion. The presented methodology for synthesizing electronic frequency tuning blocks is versatile and can be used not only for the synthesis of electronic frequency tuning blocks of various narrow-band microwave oscillators using two-port resonators as a frequency-setting element, but also for the synthesis of narrow-band microwave phase shifters.

Keywords: oscillator, surface acoustic waves, power spectral density of frequency fluctuations, frequency tuning, phase shift

For citation: Loiko V. A., Safin A. R., Boburkov A. A. Synthesis of Electronic Frequency Tuning Units for Narrowband Ultra-Low Noise Oscillators with Surface Acoustic Waves Resonators. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2024, vol. 27, no. 1, pp. 33–47. doi: 10.32603/1993-8985-2024-27-1-33-47

Conflict of interest. The authors declare no conflicts of interest.

Source of funding. The work was carried out according to the state order of the Ministry of Science and Higher Education of the Russian Federation (subject no. FFWZ-2022-0015).

Acknowledgments. The authors express their gratitude to A. A. Dobrovolsky, the leading engineer of "Radiocomp", for constructive criticism based on the results of acquaintance with the methodology of synthesis of electronic frequency tuning blocks and active participation in the discussion of the obtained results.

Submitted 27.06.2023; accepted 09.11.2023; published online 29.02.2024

Введение. Малошумящие СВЧ-генераторы широко применяются в различных современных радиотехнических системах. При этом серьезным недостатком, присущим подавляюще-

му большинству таких генераторов, является их относительно невысокая долговременная стабильность частоты по сравнению с опорными высокостабильными прецизионными квар-

цевыми генераторами и квантовыми стандартами частоты [1]. С другой стороны, опорные высокостабильные прецизионные генераторы работают исключительно в ВЧ-диапазоне, и при попытке переноса частоты формируемых ими сигналов в СВЧ-диапазон посредством умножения происходит ухудшение другой не менее важной характеристики опорных генераторов – спектральной плотности мощности частотных флуктуаций формируемых сигналов, что не позволяет им по этому параметру конкурировать с малошумящими СВЧ-генераторами. Повысить долговременную стабильность частоты СВЧ-генераторов возможно за счет введения в их состав блока электронной перестройки частоты, посредством которого такой генератор можно синхронизировать с более высокостабильным ВЧ опорным генератором, например благодаря системе фазовой автоматической подстройки частоты (ФАПЧ) [2, 3]. Другой случай, когда малошумящему генератору СВЧ необходим блок электронной перестройки частоты, – снижение негативного влияния на него внешних механических воздействий, например вибраций и ударов посредством электронной системы компенсации.

Блок электронной перестройки частоты малошумящего генератора СВЧ в идеальном случае изменяет частоту формируемого сигнала за счет изменения фазового набега в замкнутой петле генератора (что напрямую вытекает из уравнения баланса фаз) [4]. В малошумящих генераторах СВЧ с двухпортовым резонатором на поверхностных акустических волнах (ПАВ) блок электронной перестройки частоты в случае обеспечения синхронизации посредством системы ФАПЧ должен обеспечивать изменение фазового набега в петле генератора не меньше изменения фазы конкретного ПАВ-резонатора во всем диапазоне рабочих температур (в случае нетермостатированного генератора), в том числе с учетом его долговременной нестабильности частоты в пределах 15–25 лет. По предварительной оценке для термостатированного классического рэлеевского резонатора это соответствует изменению фазы примерно в 30...40 °С [5]. В случае компенсации влияния внешних механических факторов на СВЧ-генератор необходимое изменение вносимого

фазового сдвига определяется чувствительностью конкретного резонатора на ПАВ к внешним вибрациям и уровнем внешнего механического воздействия. По предварительной оценке, для классического рэлеевского резонатора, используемого, например, в составе модулей опорных генераторов, установленных на борту самолета, это около 1...3 °С [5–7]. Следовательно, в зависимости от конкретной цели применения блока электронной перестройки частоты в составе малошумящего опорного генератора с резонатором на ПАВ формулируются требования к уровню перестройки вносимого им фазового сдвига. Однако независимо от цели введения блока электронной перестройки частоты в малошумящий генератор СВЧ с резонатором на ПАВ неизменным остается еще один немаловажный параметр – минимально возможные потери мощности в нем, которые напрямую определяют уровень спектральной плотности мощности частотных флуктуаций сигнала, формируемого таким генератором за пределами полуширины резонатора (в дальней зоне) [8, 9].

Цель данной статьи – описание методики синтеза блоков электронной перестройки частоты с требуемым диапазоном изменения фазы и минимальными собственными потерями.

Синтез идеализированных блоков электронной перестройки частоты. В роли управляющего элемента в блоках электронной перестройки частоты, входящих в состав относительно маломощных СВЧ-генераторов (как правило, с мощностью в замкнутой петле, не превышающей 20...25 дБм), в силу миниатюрности, простоты, надежности и дешевизны широко используются электрически управляемые емкости – варикапы.

В качестве базовых ячеек для построения блоков электронной перестройки частоты рассмотрим П- и Т-образные электрические схемы, представленные в общем виде на рис. 1.

Базовые ячейки такой конфигурации, во-первых, обладают возможностью трансформации входных и выходных полных комплексных сопротивлений [10, 11], что повышает их универсальность, поскольку их можно размещать между функциональными блоками электриче-

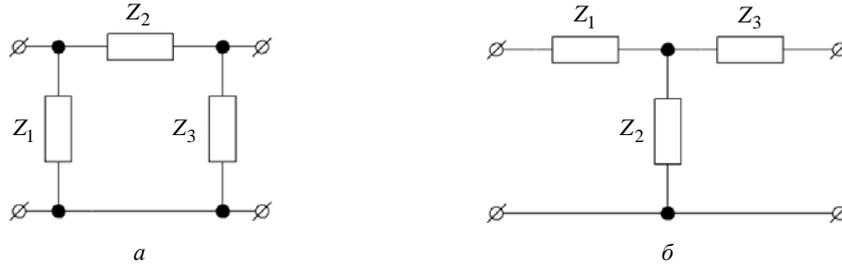


Рис. 1. Базовые схемы: а – П-образные; б – Т-образные
 Fig. 1. Basic circuits: а – P-topology; б – T-topology

ской схемы, обладающими различными волновыми сопротивлениями, а во-вторых, как будет показано далее, при определенной комбинации входящих в их состав реактивных элементов можно достигать относительно больших изменений вносимых фазовых сдвигов (вплоть до 90 °С) при сохранении приемлемого уровня собственных потерь.

В общем виде комплексные коэффициенты передачи по напряжению для таких схем (на фиксированной частоте ω) можно представить следующим образом:

– для П-схемы (рис. 1, а):

$$\dot{K}_U = \frac{Z_2 Z_H}{\left(Z_2 + \frac{Z_2 Z_\Gamma}{Z_1} + Z_\Gamma \right) \left(Z_2 + \frac{Z_2 Z_\Gamma}{Z_3} + Z_H \right) - Z_H Z_\Gamma}; \quad (1)$$

– для Т-схемы (рис. 1, б):

$$\dot{K}_U = \frac{Z_2 Z_H}{Z_2 (Z_1 + Z_3 + Z_H + Z_\Gamma) + (Z_3 + Z_H)(Z_1 + Z_\Gamma)}, \quad (2)$$

где Z_1, Z_2, Z_3 – полные комплексные сопротивления ветвей; Z_Γ, Z_H – полные комплексные сопротивления источника и нагрузки (для простоты восприятия на электрических схемах не показаны).

На практике, как правило, блоки электронной перестройки частоты, входящие в состав СВЧ-генераторов с резонаторами на ПАВ, включаются на участках, входные и выходные сопротивления которых равны или практически равны [5, 12, 13]. Это ограничивает разнообразие возможных вариантов электрических схем, построенных на основании представленных выше базовых ячеек, до четырех (рис. 2).

Считая, что входные и выходные полные комплексные сопротивления равны и имеют чисто активный характер (т. е. $Z_\Gamma = Z_H = R_{\text{вх}} = R_{\text{вых}} = \rho$), на основании (1) и (2) выражения для комплексных коэффициентов передачи по напряжению схем, представленных на рис. 2 (с учетом обозначений, введенных на рис. 1 и [14]), можно записать в виде:

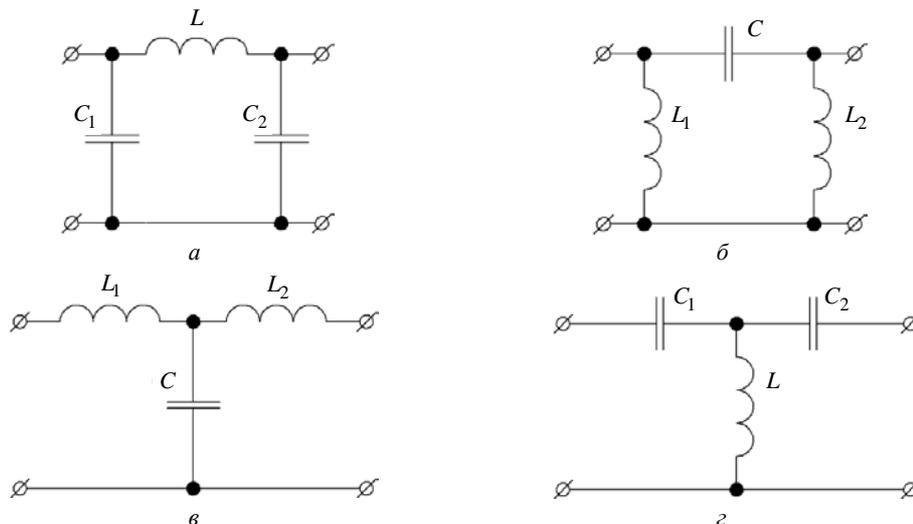


Рис. 2. Возможные схемотехнические реализации базовых ячеек П-схем (а, б) и Т-схем (в, г)
 Fig. 2. Possible circuit implementations of basic cells of P-topology (а, б) and T-topology (в, г)

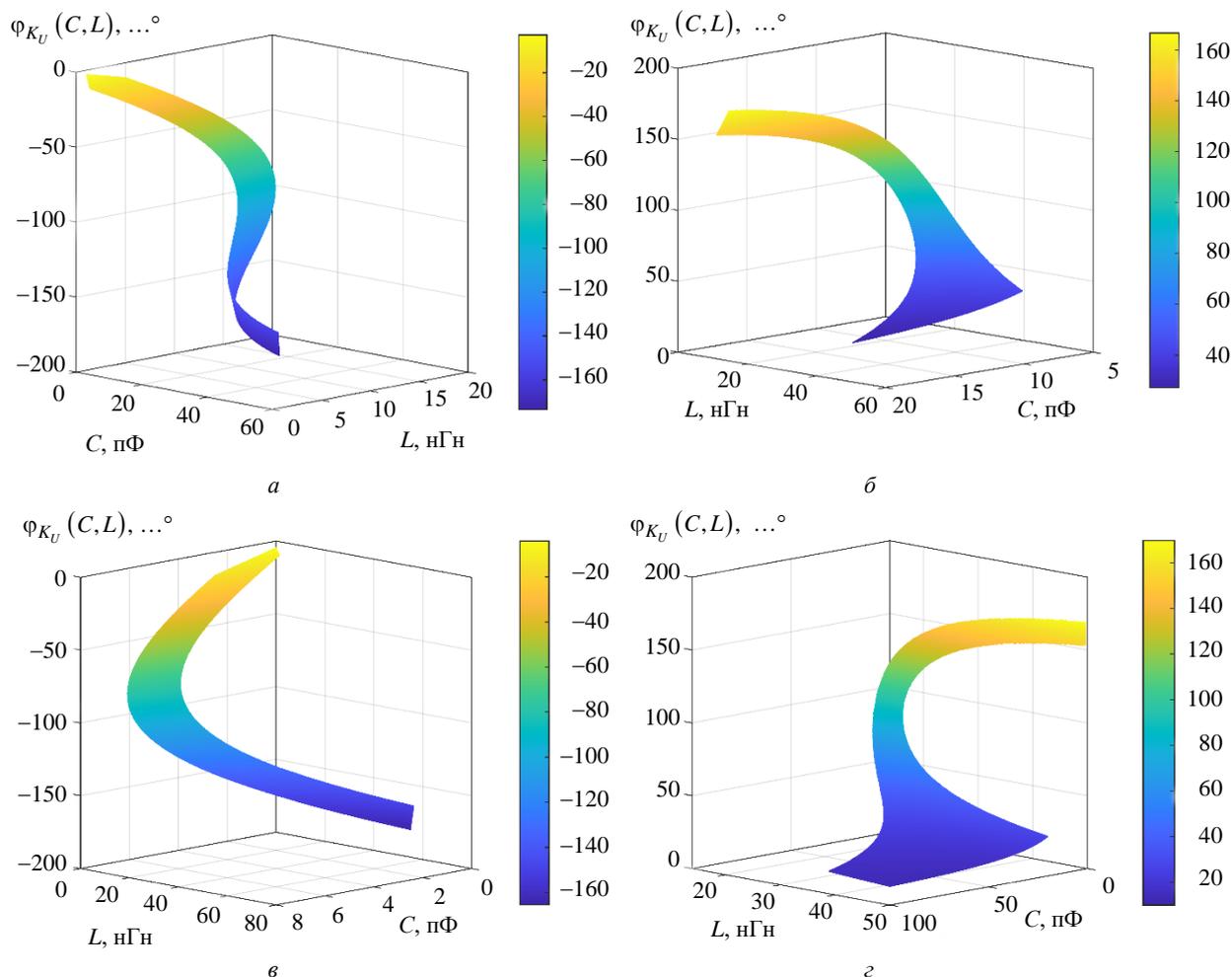


Рис. 3. Аргумент функции комплексного коэффициента передачи (вносимого фазового сдвига) на частоте 0.5 ГГц при $|K_U(C, L)| \geq 0.495$ раза (9 % от максимально возможного значения) для электрических схем, представленных на рис. 2:

a – для рис. 2, a ; $б$ – для рис. 2, $б$; $в$ – для рис. 2, $в$; $г$ – для рис. 2, $г$

Fig. 3. Argument of the function of the complex transmission coefficient (introduced phase shift) at a frequency of 0.5 GHz at $|K_U(C, L)| \geq 0.495$ times (99 % of the maximum possible value) for the electrical circuits shown in Fig. 2: a – for Fig. 2, a ;

$б$ – for Fig. 2, $б$; $в$ – for Fig. 2, $в$; $г$ – for Fig. 2, $г$

– для П-схемы на рис. 2, a (учитывая, что $C_1 = C_2 = C$):

$$\dot{K}_U(C, L) = \rho / \left[2\rho(1 - \omega^2 LC) + j\omega(L + 2C\rho^2 - \omega^2 L\rho^2 C^2) \right]; \quad (3)$$

– для П-схемы на рис. 2, $б$ (учитывая, что $L_1 = L_2 = L$):

$$\dot{K}_U(C, L) = \rho / \left\{ 2\rho \left(1 - \frac{1}{\omega^2 LC} \right) + \frac{j}{\omega} \left[\frac{1}{C} \left(\frac{\rho^2}{\omega^2 L^2} - 1 \right) - \frac{2\rho^2}{L} \right] \right\}; \quad (4)$$

– для Т-схемы на рис. 2, $в$ (учитывая, что $L_1 = L_2 = L$):

$$\dot{K}_U(C, L) = \rho / \left\{ 2\rho(1 - \omega^2 LC) + j \left[2L\omega + C\omega(\rho^2 - \omega^2 L^2) \right] \right\}; \quad (5)$$

– для Т-схемы на рис. 2, $г$ (учитывая, что $C_1 = C_2 = C$):

$$\dot{K}_U(C, L) = \rho\omega L / \left[2\rho \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right) - j \left(\frac{2L}{C} + \rho^2 - \frac{1}{\omega^2 C^2} \right) \right]; \quad (6)$$

где $\omega = 2\pi f$ – круговая частота (f – циклическая частота); L и C – соответственно индуктивность и емкость; ρ – входное/выходное сопротивление.

Задаваясь для выражений (3)–(6) приемлемым значением модуля комплексного коэффициента передачи по напряжению на фиксированной круговой частоте ω , получаем трехмерные зависимости вносимого фазового сдвига от номиналов элементов L и C для каждой из рассмотренных на рис. 2 схем.

Из зависимостей, представленных на рис. 3, очевидно, что для каждой из схем на рис. 2 существуют такие значения индуктивности L , для которых при изменении емкости C происходит наибольшее/наименьшее изменение вносимого фазового сдвига при сохранении заданного уровня вносимых потерь на фиксированной частоте. В таком случае задача синтеза блока электронной перестройки частоты заключается в определении оптимальных значений индуктивности L и диапазона допустимых значений емкости C , в которых при приемлемом уровне вносимых потерь достигается наибольшее/наименьшее изменение вносимого фазового сдвига в зависимости от назначения блока электронной перестройки частоты.

Задавшись приемлемым уровнем модуля комплексного коэффициента передачи по напряжению $K_{Uж}$ (желаемым коэффициентом передачи), т. е.

$$|\dot{K}_U(C, L)| = K_{Uж}, \quad (7)$$

записав левые и правые части выражений (3)–(6) в показательной форме представления комплексных чисел и перейдя к уравнениям относительно модулей комплексных величин, с учетом введенного в (7) обозначения можем записать неравенства относительно емкости C соответственно для всех четырех схем, представленных на рис. 2:

– для П-схемы (рис. 2, а):

$$C^4(\omega^2 L \rho)^2 - C^3 L (2\rho\omega)^2 + C^2(2\omega^2 L^2 + 4\rho^2) - 4CL + \left[\frac{4}{\omega^2} + \left(\frac{L}{\rho}\right)^2 - \frac{1}{(\omega K_{Uж})^2} \right] \geq 0; \quad (8)$$

– для П-схемы (рис. 2, б):

$$C^2 \left[4\rho^2 + \left(\frac{2\rho^2}{\omega L}\right)^2 - \left(\frac{\rho}{K_{Uж}}\right)^2 \right] - C \frac{4\rho^2}{\omega^2 L} \left[1 + \left(\frac{\rho}{\omega L}\right)^2 \right] + \frac{1}{\omega^2} \left[5 \left(\frac{\rho}{\omega L}\right)^2 - 1 \right] \geq 0; \quad (9)$$

– для Т-схемы (рис. 2, в):

$$C^2 \left[(2\omega^2 L \rho)^2 + (\rho^2 \omega - \omega^3 L^2)^2 \right] - 4CL\omega^2 (\omega^2 L^2 + \rho^2) - \left[\left(\frac{\rho}{K_{Uж}}\right)^2 - 4\rho^2 - (2\omega L)^2 \right] \geq 0; \quad (10)$$

– для Т-схемы (рис. 2, г):

$$C^4 \left[(2\omega L \rho)^2 + \rho^4 - \left(\frac{\rho \omega L}{K_{Uж}}\right)^2 \right] - 4C^3 L \rho^2 + C^2 \left(\frac{2\rho^2}{\omega^2} + 4L^2 \right) - \frac{4L}{\omega^2} C + \frac{1}{\omega^4} \geq 0. \quad (11)$$

Численно решая неравенства (8)–(11) относительно емкости C как функции индуктивности L , например методом Ньютона [15], получаем диапазон допустимых значений емкостей $[C_{\min}(L) \dots C_{\max}(L)]$. Стоит отметить, что при решении неравенств (8) и (11) появляются ложные решения в виде комплексных значений емкости C , являющихся недопустимыми в рамках решаемой задачи.

Выражения (3)–(6) в общем виде можно представить следующим образом:

$$\dot{K}_U(C, L) = |\dot{K}_U(C, L)| e^{j\varphi_{K_U}(C, L)}, \quad (12)$$

где $\varphi_{K_U}(C, L) = \arg\{\dot{K}_U(C, L)\}$ – аргумент комплексного коэффициента передачи по напряжению, характеризующий уровень собственного фазового сдвига на фиксированной круговой частоте ω для конкретных значений C и L .

Для выражений (3)–(6) аргумент комплексного коэффициента передачи по напряжению можно записать в виде

– для П-схемы на рис. 2, а (учитывая, что $C_1 = C_2 = C$):

$$\varphi_{K_U}(C, L) = \begin{cases} -\operatorname{arctg} \left[\frac{\omega(L + 2C\rho^2 - \omega^2 L\rho^2 C^2)}{2\rho(1 - \omega^2 LC)} \right], \\ \text{при } LC \leq \frac{1}{\omega^2}; \\ -\pi - \operatorname{arctg} \left[\frac{\omega(L + 2C\rho^2 - \omega^2 L\rho^2 C^2)}{2\rho(1 - \omega^2 LC)} \right], \\ \text{при } LC > \frac{1}{\omega^2}; \end{cases} \quad (13)$$

– для П-схемы на рис. 2, б (учитывая, что $L_1 = L_2 = L$):

$$\varphi_{K_U}(C, L) = \begin{cases} -\operatorname{arctg} \left\{ \frac{\frac{1}{\omega} \left[\frac{1}{C} \left(\frac{\rho^2}{\omega^2 L^2} - 1 \right) - \frac{2\rho^2}{L} \right]}{2\rho \left(1 - \frac{1}{\omega^2 LC} \right)} \right\}, \\ \text{при } LC \geq \frac{1}{\omega^2}; \\ \pi - \operatorname{arctg} \left\{ \frac{\frac{1}{\omega} \left[\frac{1}{C} \left(\frac{\rho^2}{\omega^2 L^2} - 1 \right) - \frac{2\rho^2}{L} \right]}{2\rho \left(1 - \frac{1}{\omega^2 LC} \right)} \right\}, \\ \text{при } LC < \frac{1}{\omega^2}; \end{cases} \quad (14)$$

– для Т-схемы на рис. 2, в (учитывая, что $L_1 = L_2 = L$):

$$\varphi_{K_U}(C, L) = \begin{cases} -\operatorname{arctg} \left[\frac{2L\omega + C\omega(\rho^2 - \omega^2 L^2)}{2\rho(1 - \omega^2 LC)} \right], \\ \text{при } LC \leq \frac{1}{\omega^2}; \\ -\pi - \operatorname{arctg} \left[\frac{2L\omega + C\omega(\rho^2 - \omega^2 L^2)}{2\rho(1 - \omega^2 LC)} \right], \\ \text{при } LC > \frac{1}{\omega^2}; \end{cases} \quad (15)$$

– для Т-схемы на рис. 2, г (учитывая, что $C_1 = C_2 = C$):

$$\varphi_{K_U}(C, L) = \begin{cases} -\operatorname{arctg} \left[\frac{-\left(\frac{2L}{C} + \rho^2 - \frac{1}{\omega^2 C^2} \right)}{2\rho \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right)} \right], \\ \text{при } LC \geq \frac{1}{\omega^2}; \\ \pi - \operatorname{arctg} \left[\frac{-\left(\frac{2L}{C} + \rho^2 - \frac{1}{\omega^2 C^2} \right)}{2\rho \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right)} \right], \\ \text{при } LC < \frac{1}{\omega^2}; \end{cases} \quad (16)$$

Подставляя крайние точки интервала допустимых значений емкостей в (13)–(16), получаем граничные значения интервала допустимых значений вносимого фазового сдвига, исходя из чего определяем уровень максимально достижимого фазового сдвига для конкретного значения индуктивности L , т. е.

$$\Delta\varphi_{K_U}(L) = \varphi_{K_U}[C_{\min}(L), L] - \varphi_{K_U}[C_{\max}(L), L]. \quad (17)$$

На рис. 4 представлены графики зависимостей $\Delta\varphi_{K_U}(L)$ для электрических схем на рис. 2 на основании (17).

Из графиков видно, что для электрических схем на рис. 2, б и в при любом значении индуктивности L существует интервал емкостей C , для которых фазовый сдвиг $\Delta\varphi_{K_U}(L)$ остается постоянным и в большей степени определяется значением $K_{Uж}$, подставляемым в (9) или (10) при их решении. Для электрических схем на рис. 2, а и г, напротив, существует узкий диапазон значений индуктивностей L , в котором достигается наибольшее изменение вносимого фазового сдвига $\Delta\varphi_{K_U}(L)$ в крайних точках допустимого интервала емкостей. Это может быть весьма полезно при проектировании блоков электронной перестройки ча-

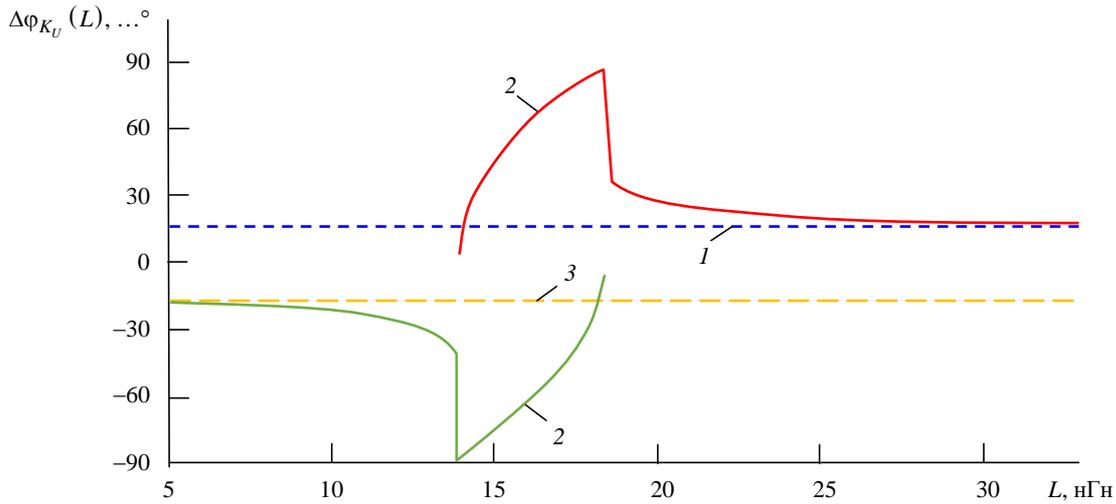


Рис. 4. Графики зависимостей $\Delta\varphi_{K_U}(L)$ на частоте 500 МГц для электрических схем, представленных на рис. 2

(1 – для рис. 2, а; 2 – для рис. 2, б; 3 – для рис. 2, в; 4 – для рис. 2, г)

Fig. 4. Graphs of dependences $\Delta\varphi_{K_U}(L)$ at a frequency of 500 MHz for the electrical circuits shown in Fig. 2

(1 – for Fig. 2, а; 2 – for Fig. 2, б; 3 – for Fig. 2, в; 4 – for Fig. 2, г)

стоты с большой крутизной вольт-фазовой характеристики.

Синтез реальных блоков электронной перестройки частоты. Заменяя в электрических схемах на рис. 2 фиксированные емкости на идеальные варикапы и добавляя вспомогательные цепи смещения, получаем идеализированные блоки электронной перестройки частоты (рис. 5), не учитывающие на данном этапе

собственные паразитные параметры катушек индуктивности и варикапов.

На практике, проектируя такие блоки, необходимо учитывать паразитные параметры, присущие всем элементам электрической цепи, особенно варикапам, так как их наличие будет приводить к резкому сужению диапазона изменения фазового набега в заданном интервале изменения емкости, а также к существенному росту вноси-

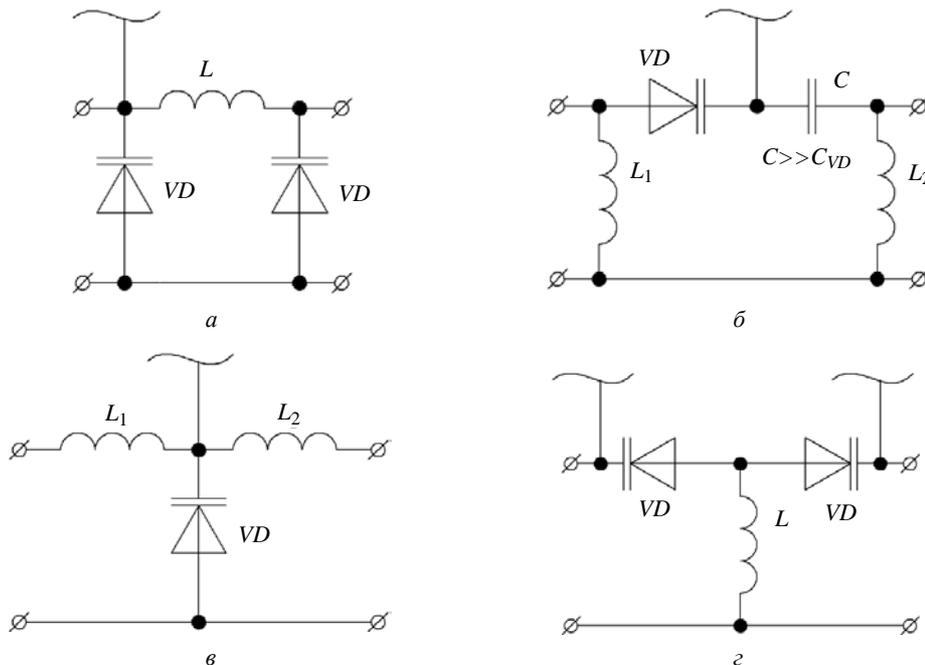


Рис. 5. Идеализированные блоки электронной перестройки частоты для базовых ячеек П-схем (а, б) и Т-схем (в, г)

Fig. 5. Idealized electronic frequency tuning blocks for basic cells of P-topology (а, б) and T-topology (в, г)

мых потерь. Более того, достаточно проблематично подобрать варикап, у которого собственная емкость в требуемом интервале напряжений на нем точно изменяется в интервале емкостей, необходимом для построения требуемого блока электронной перестройки частоты.

Основное требование, предъявляемое к варикапам для обеспечения требуемого диапазона изменения вносимого фазового сдвига, – диапазон изменения их емкости и начальные значения в требуемом диапазоне управляющих напряжений должны соответствовать ранее вычисленному диапазону допустимых значений емкостей $[C_{\min}(L) \dots C_{\max}(L)]$ на заданной частоте при выбранном значении индуктивности L или, как минимум, перекрывать его, т. е.

$$C_{\max}(L) - C_{\min}(L) \leq C_{VD_{\max}} - C_{VD_{\min}}, \quad (18)$$

где $C_{\max}(L)$ и $C_{\min}(L)$ – максимальное и минимальное значения емкостей, определенные ранее для выбранной электрической цепи на основании (8)–(11) при фиксированном значении индуктивности L ; $C_{VD_{\max}}$ и $C_{VD_{\min}}$ – максимальная и минимальная емкости выбранного варикапа в диапазоне управляющих напряжений соответственно.

В случае невыполнения условия (18) не удастся реализовать весь возможный диапазон изменения вносимого фазового сдвига для выбранного значения L при необходимости.

На рис. 6 представлена эквивалентная схема замещения реального варикапа [16]. В данной схеме введены следующие обозначения: L_s – паразитная последовательная индуктивность (индуктивность выводов); C_p – паразитная шунтирующая емкость; C_{VD} – емкость обратно смещенного p - n -перехода; R_s – собственное последовательное сопротивление ва-

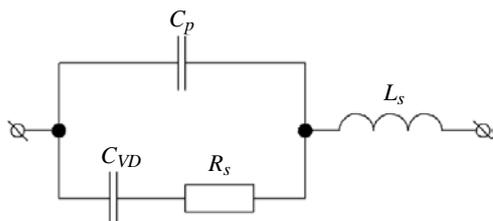


Рис. 6. Эквивалентная электрическая схема варикапа
Fig. 6. Equivalent varactor electrical circuit

рикапа (сопротивление материала полупроводника и контакта). Наиболее критичными из паразитных параметров варикапа, существенно влияющими на его работу в составе проектируемых блоков электронной перестройки частоты, являются паразитная последовательная индуктивность L_s , приводящая к резкому изменению диапазона значений емкости в составе рассматриваемых блоков перестройки частоты, и собственное последовательное сопротивление R_s , приводящее к росту вносимых потерь. Учесть отличия реального варикапа от идеализированных емкостей, применяемых в ранее приведенных выражениях, возможно за счет введения дополнительных корректирующих цепей.

Рассмотрим случай, когда выполняется условие (18) и дополнительные условия:

$$C_{\max}(L) < C_{VD_{\max}}; \quad (19)$$

$$C_{\min}(L) < C_{VD_{\min}}. \quad (20)$$

В таком случае скомпенсировать паразитные параметры варикапа и добиться требуемого интервала изменения эквивалентной емкости цепи (рис. 7), образованной варикапом и компенсирующими элементами, возможно решением представленной ниже системы уравнений относительно L_p и C_s :

$$\begin{cases} X_{C_{\min}} [R_{\min}^2 + \gamma_{\min}^2(L_p, C_s)] + \\ + \beta_{\min}(L_p) R_{\min} - \alpha_{\min}(L_p, C_s) = 0; \\ X_{C_{\max}} [R_{\max}^2 + \gamma_{\max}^2(L_p, C_s)] + \\ + \beta_{\max}(L_p) R_{\max} - \alpha_{\max}(L_p, C_s) = 0. \end{cases} \quad (21)$$

Для лаконичности представления системы (21) введены следующие обозначения:

$$X_{C_{\min}} = (\omega C_{\min})^{-1}; \quad (22)$$

$$X_{C_{\max}} = (\omega C_{\max})^{-1}; \quad (23)$$

$$R_{\min} = \frac{R_s}{(\omega C_p R_s)^2 + \left(\frac{C_p}{C_{VD_{\min}}} + 1 \right)^2}; \quad (24)$$

$$R_{\max} = \frac{R_s}{\left(\omega C_p R_s\right)^2 + \left(\frac{C_p}{C_{VD_{\max}}} + 1\right)^2}; \quad (25)$$

$$X_{\min} = \left| \frac{-\omega C_p R_s^2 - \left(\frac{C_p}{C_{VD_{\min}}} + 1\right) \frac{1}{\omega C_{VD_{\min}}} + \omega L_s}{\left(\omega C_p R_s\right)^2 + \left(\frac{C_p}{C_{VD_{\min}}} + 1\right)^2} \right|; \quad (26)$$

$$X_{\max} = \left| \frac{-\omega C_p R_s^2 - \left(\frac{C_p}{C_{VD_{\max}}} + 1\right) \frac{1}{\omega C_{VD_{\max}}} + \omega L_s}{\left(\omega C_p R_s\right)^2 + \left(\frac{C_p}{C_{VD_{\max}}} + 1\right)^2} \right|; \quad (27)$$

$$\gamma_{\min}(L_p, C_s) = \omega L_p - X_{\min} - \frac{1}{\omega C_s}; \quad (28)$$

$$\gamma_{\max}(L_p, C_s) = \omega L_p - X_{\max} - \frac{1}{\omega C_s}; \quad (29)$$

$$\alpha_{\min}(L_p, C_s) = \left(\omega L_p X_{\min} - \frac{L_p}{C_s} \right) \gamma_{\min}(L_p, C_s); \quad (30)$$

$$\alpha_{\max}(L_p, C_s) = \left(\omega L_p X_{\max} - \frac{L_p}{C_s} \right) \gamma_{\max}(L_p, C_s); \quad (31)$$

$$\beta_{\min}(L_p) = \omega L_p R_{\min}; \quad (32)$$

$$\beta_{\max}(L_p) = \omega L_p R_{\max}, \quad (33)$$

где C_{\min} и C_{\max} – минимальное и максимальное желаемые значения емкости соответственно.

Система уравнений (21) получена из соображений, что при минимальной/максимальной в диапазоне управляющих напряжений емкости варикапа суммарное реактивное сопротивление эквивалентной цепи (вместе с компенсирующими элементами) должно быть равно реактивному сопротивлению желаемой минимальной/максимальной емкости, полученной решением соответствующей системы уравнений (8)–(11).

Так как аналитическое решение системы (21) весьма громоздко и привести его в рамках данной статьи не представляется возможным, систему уравнений следует решать численно. Стоит отметить, что в процессе решения системы (21) возможно появление ложных решений, противоречащих физической сущности определяемых величин, которые следует исключить из дальнейшего расчета.

Кроме того, возможен случай, когда выполняется условие (18), но при этом условия (19) и (20) принимают вид

$$C_{\max}(L) > C_{VD_{\max}};$$

$$C_{\min}(L) > C_{VD_{\min}}.$$

В таком случае скомпенсировать паразитные параметры варикапа и добиться требуемого интервала изменения эквивалентной емкости цепи возможно введением в схему, представленную на рис. 7, дополнительно к элементам L_p и C_s , параллельно варикапу корректирующего элемента C'_p (на схеме не показан), приводящего к гарантированному выполнению условий (19) и (20). После этого из соображений, аналогичных тем, что описаны при составлении системы уравнений (21), составляется новая система уравнений и определяются номиналы элементов L_p и C_s . Однако на практике такой способ встречается реже, так как выбор варикапов весьма разнообразен и проще подобрать варикап, удовле-

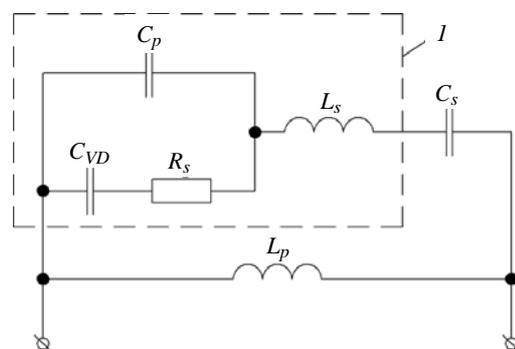


Рис. 7. Эквивалентная электрическая схема реального варикапа с компенсирующими цепями (I – эквивалентная схема реального варикапа)

Fig. 7. Equivalent electrical circuit of a real varactor with compensating circuits (I – equivalent electrical circuit of a real varactor)

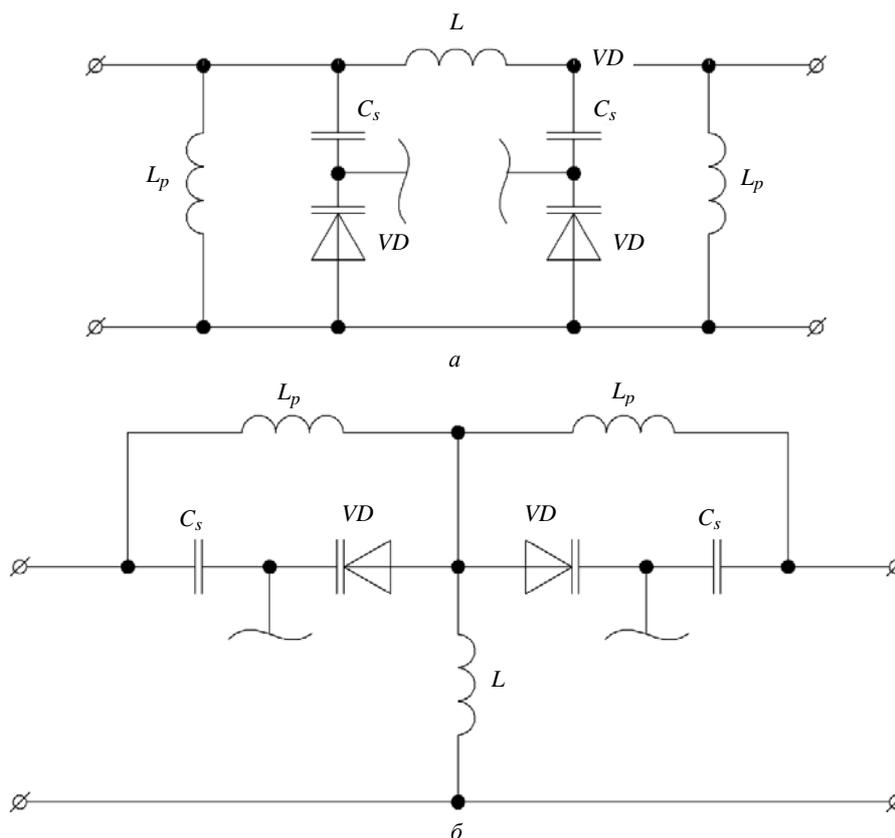


Рис. 8. Возможные реализации блоков электронной перестройки частоты на основе П-образных (а) и Т-образных (б) схем (цепи смещения не показаны)

Fig. 8. Possible implementations of electronic frequency tuning blocks based on P- topology (a) and T-topology (b) circuits (offset circuits are not shown)

творяющий условиям (18)–(20), чем вводить в схему еще несколько дополнительных элементов, нуждающихся в весьма трудоемком вычислении в процессе решения системы уравнений и потенциально снижающих отказоустойчивость блока.

На основании вышеизложенного представим несколько принципиальных электрических схем блоков электронной перестройки частоты (рис. 8), синтезированных с использованием описанной методики (из схем на рис. 2, а и г соответственно) и опробованных на практике.

В качестве варикапа при практической реализации обеих электрических схем использовался высокодобротный варикап с низким последовательным сопротивлением SMV1413-079LF американской фирмы "Skyworks" (заявленные производителем параметры [17]: $L_s = 0.7$ нГн; $R_s = 0.35$ Ом; $C_p = 0.3$ пФ; $C_{VD}^{0V} = 9.24$ пФ; $C_{VD}^{5V} = 3.77$ пФ).

На рис. 9 представлены сравнительные графики зависимостей собственных вносимых потерь и вносимого фазового сдвига идеализированных схем и синтезированных с учетом паразитных параметров варикапа от его емкости.

Графики на рис. 9, а соответствуют электрической схеме, представленной на рис. 8, а и ее идеализированной модели, показанной на рис. 2, а (с учетом потерь в реальной катушке индуктивности L). Видно, что графики изменения вносимого фазового сдвига идеализированной модели и синтезированной электрической схемы с учетом паразитных параметров конкретного варикапа точно совпадают друг с другом, что еще раз подтверждает правильность выбранной методики синтеза. Графики изменения вносимого затухания идеализированной модели и синтезированной практически совпадают при малых значениях емкости варикапа и несколько расходятся в процессе ее увеличения. Это обусловлено тем, что на первоначальном участке вносимые потери в большей степени

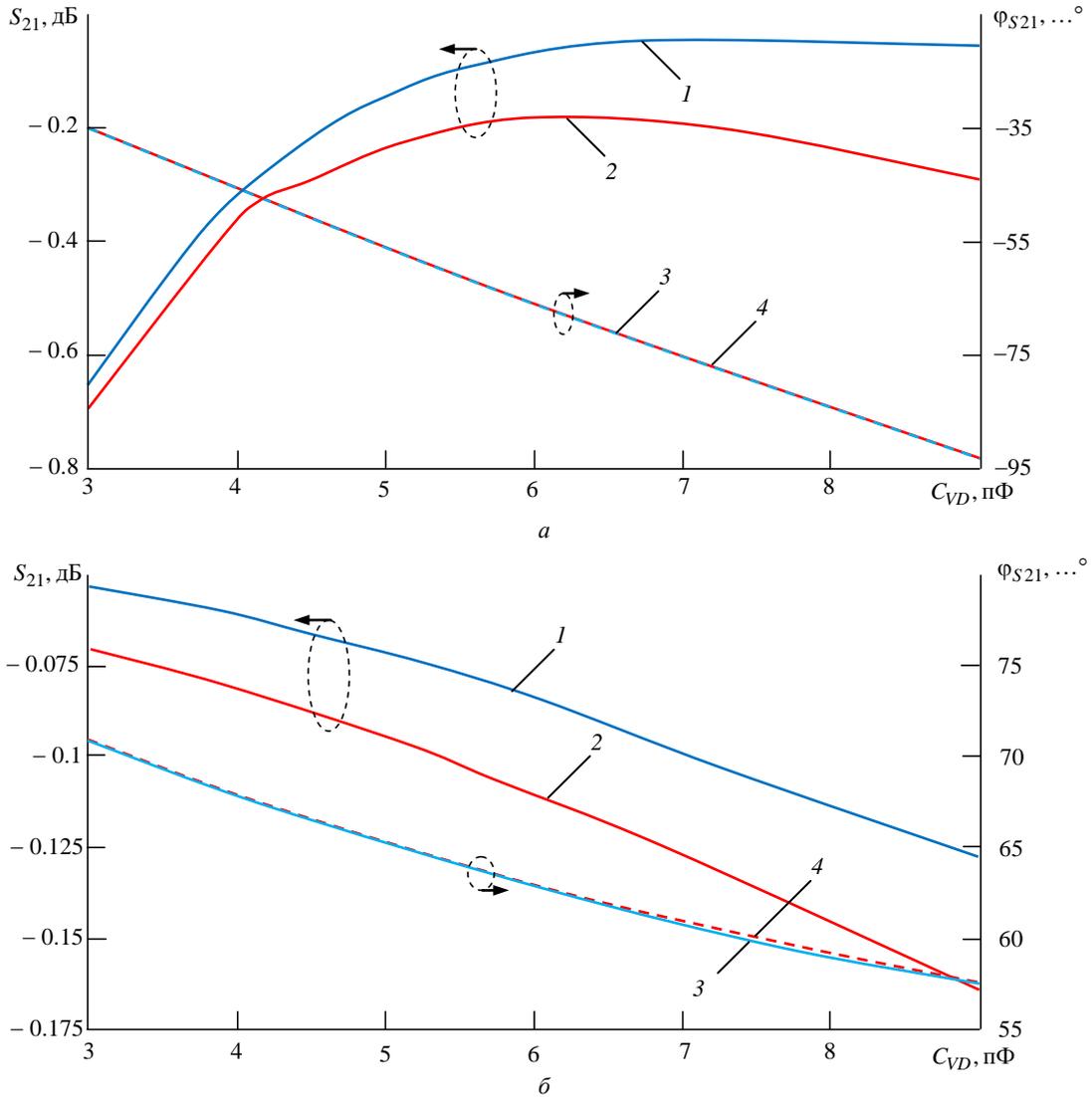


Рис. 9. Сравнение рабочих характеристик идеализированных (кривые 1 и 3) и синтезированных (кривые 2 и 4) электрических схем: а – сравнение рис. 2, а и рис. 7, а; б – сравнение рис. 2, з и рис. 7, б

Fig. 9. Comparison of the performance characteristics of idealized (curves 1 and 3) and synthesized electrical circuits: а – comparison of Fig. 2, а and Fig. 7, а; б – comparison of Fig. 2, з and Fig. 7, б

связаны с отражением полезного сигнала от входа/выхода блока электронной перестройки частоты и в меньшей степени – с собственным паразитным сопротивлением реального варикапа R_s . По мере увеличения емкости происходит снижение потерь, вызванных отражением, и увеличивается вклад R_s в суммарные потери синтезированного блока.

Графики на рис. 9, б соответствуют электрической схеме на рис. 8, б и ее идеализированной модели, представленной на рис. 2, з (с учетом потерь в реальной катушке индуктивности L). Видно, что ситуация с графиком изменения вносимого фазового сдвига анало-

гична предыдущему случаю. Графики изменения вносимого затухания идеализированной модели и синтезированной электрической схемы с учетом паразитных параметров конкретного варикапа идут практически параллельно со сдвигом около 0.025 дБ на представленном на рис. 9, б интервале емкостей. Это в большей степени обусловлено тем, что в идеализированной модели не учитываются активные сопротивления обоих варикапов, которые по сути включены последовательно между входом и выходом синтезированной схемы и вносят существенный вклад в процесс образования суммарных вносимых потерь.

Несмотря на то что в обоих случаях наблюдаются небольшие расхождения (не более 0.2 дБ) в оценке вносимых потерь синтезированных схем по сравнению с идеализированными моделями, данное обстоятельство не является столь критичным, так как колебания вносимых потерь остальных элементов тракта генератора, в частности резонатора на ПАВ, легко могут достигать 2...5 дБ [12].

Заключение. Таким образом, сформулировав требования к желаемому диапазону изменения вносимого фазового сдвига проектируемого блока электронной перестройки частоты, выбираем одну из четырех приведенных на рис. 2 идеализированных моделей. Исходя из характера изменения вносимого фазового сдвига в зависимости от значения индуктивности, представленного на рис. 4 (или рассчитанного на основании выражений (13)–(16) для выбранной частоты), и выбранной модели определяем значение индуктивности, удовлетворяющее выбранному диапазону изменения вноси-

мого фазового сдвига. Решая соответствующее неравенство (8)–(12), определяем интервал изменения идеализированной емкости, на основании выражений (18)–(20) подбираем конкретную модель варикапа. Исходя из его паразитных параметров (как правило, представленных в техническом описании на конкретную модель варикапа) и решая систему уравнений (21), принимая во внимание (22)–(33), получаем номиналы элементов корректирующих цепей, после чего на основании ранее выбранной идеализированной модели переходим к конкретной синтезированной электрической схеме. На основании (1) или (2) проводится оценка полученных характеристик синтезированной электрической схемы.

Методика синтеза блоков электронной перестройки частоты, описанная в данной статье, является универсальной и может быть применена не только к представленным в статье электрическим схемам, но и к любым другим узкополосным СВЧ-фазовращателям.

Список литературы

1. Автогенераторы на поверхностных акустических волнах (обзор) / В. А. Лойко, А. А. Добровольский, В. Н. Кочемасов, А. Р. Сафин // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2022. Т. 25, № 3. С. 6–21. doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-3-6-21
2. Tatopoulos X. Compact Ultra-low Noise SAW Oscillator with reduced g-sensitivity for Radar applications // Intern. Radar Conf. Lille, France, 13–17 Oct. 2014. Piscataway: IEEE, 2014. P. 1–3. doi: 10.1109/RADAR.2014.7060383
3. Everard J. A Review of Low Noise Oscillator Theory and Design // Proc. of Intern. Frequency Control Symp. Piscataway: IEEE, 1997. P. 909–918. doi: 10.1109/FREQ.1997.639208
4. Driscoll M. Low noise, microwave signal generation using bulk and surface acoustic wave resonators // IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control. 1988. Vol. 35, № 3. P. 426–434. doi: 10.1109/FREQ.1988.27627
5. Parker T. E., Montress G. K. Precision Surface-Acoustic-Wave (SAW) Oscillators // IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control. 1988. Vol. 35, № 3. P. 342–364. doi: 10.1109/58.20455
6. Parker T. E., Andres D. K. Designing smaller SAW oscillators for low vibration sensitivity // Proc. of IEEE 48th Annual Symp. on Frequency Control. Boston, MA, USA, June 1994. IEEE, 1994. P. 352–358. doi: 10.1109/FREQ.1994.398312
7. Bipin Kumar Das, Prakash Kumar. Tailoring of specifications for random vibration testing of military airborne equipment's from measurement // IJRET: Intern. J. of Research in Engineering and Technology. 2015. Vol. 4, iss. 12. P. 293–299.
8. Leeson D. B. A Simple Model of Feedback Oscillator Noise Spectrum // IEEE Proc. 1966. Vol. 54, № 2. P. 329–332. doi: 10.1109/PROC.1966.4682
9. Parzen B. Clarification and a Generalized Restatement of Leeson's Oscillator Noise Model // Proc. of the 42nd Annual Frequency Control Symp. Baltimore, USA, 01–03 June 1988. IEEE, 1998. P. 348–351. doi: 10.1109/FREQ.1988.27623
10. Quendo C., Rius E., Person C. Narrow band-pass filters using dual-behavior resonators based on stepped-impedance stubs and different length stubs // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2004. Vol. 52, iss. 3. P. 1034–1044. doi: 10.1109/TMTT.2004.823582
11. Самуилов А. А., Черкашин М. В., Бабак Л. И. Методика "визуального" проектирования цепей на сосредоточенных элементах для широкополосного согласования двух комплексных нагрузок // Докл. Томского гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. 2013. № 2 (28). С. 30–39.
12. Montress G. K., Parker T. E., Andres D. Review of SAW Oscillator Performance // Proc. of IEEE Ultrasonics Symp. 1994. Vol. 1. P. 43–54. doi: 10.1109/ULTSYM.1994.401550
13. Chomiki M. SAW Oscillators Fly on Airborne Radars // Microwaves and RF. 2010. Vol. 49, № 6. P. 23–25.
14. Perfect Matching of Reactive Loads Through Complex Frequencies: from Circuitual Analysis to Experiments / A. V. Marini, D. Ramaccia, A. Toscano, F. Bilotti // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2022. Vol. 70, iss. 10. P. 9641–9651. doi: 10.1109/TAP.2022.3177571

15. Galantai A. The theory of Newton's method // J. of Computational and Applied Mathematics. 2000. Vol. 125. P. 25–44. doi: 10.1016/S0377-0427(00)00435-0

16. Модель варикапа для разработки сверхширокополосных перестраиваемых генераторов СВЧ / В. М. Малышев, Ю. А. Матвеев, А. Б. Никитин, А. В. Худяков // Науч.-техн. ведомости Санкт-

Петербургского государственного политехнического университета. Информатика. Телекоммуникации. Управление. 2014. № 2 (193). С. 55–60.

17. Skyworks Solutions, Inc. URL: https://www.skyworksinc.com/-/media/SkyWorks/Documents/Products/101-200/SMV1405_1430_Series_200068W.pdf (дата обращения 10.05.2023)

Информация об авторах

Лойко Виталий Анатольевич – инженер по специальности "Радиотехника" (Саратовский государственный технический университет им. Гагарина Ю. А., 2013), аспирант кафедры формирования и обработки радиосигналов Национального исследовательского университета (НИУ) "МЭИ", начальник отдела в ООО "Радиокомп". Автор 20 научных работ. Сфера научных интересов – стабилизация частоты колебаний; генераторы на поверхностных акустических волнах; виброзащита.

Адрес: ООО "Радиокомп", пр. Волгоградский, д. 42, Москва, 109316, Россия

E-mail: Lvitalika@yandex.ru

Сафин Ансар Ризаевич – доктор физико-математических наук (2023), доцент, старший научный сотрудник ИРЭ им. В. А. Котельникова РАН, профессор кафедры формирования и обработки радиосигналов НИУ "МЭИ", начальник отдела в ООО "Радиокомп". Автор более 100 научных работ. Сфера научных интересов – радиофизика и электроника, радиотехника, физика магнитных явлений, спинтроники.

Адрес: Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН, ул. Моховая, д.11, к.7, Москва, 125009, Россия

E-mail: arsafin@gmail.com

<https://orcid.org/0000-0001-6507-6573>

Бобурков Александр Андреевич – студент кафедры формирования и обработки радиосигналов НИУ "МЭИ", инженер ООО "Радиокомп". Сфера научных интересов – стабилизация частоты колебаний; генераторы на поверхностных акустических волнах; кварцевые генераторы.

Адрес: ООО "Радиокомп", пр. Волгоградский, д. 42, Москва, 109316, Россия

E-mail: aleksandrBoburkov@gmail.com

References

1. Loiko V. A., Dobrovolsky A. A., Kochemasov V. N., Safin A. R. Self-Oscillators Based on Surface Acoustic Waves (A Review). Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2022, vol. 25, no. 3, pp. 6–21. doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-3-6-21

2. Tatomoulos X. Compact Ultra-low Noise SAW Oscillator with Reduced G-Sensitivity for Radar Applications. Intern. Radar Conf. Lille, France, 13–17 Oct. 2014. Piscataway, IEEE, 2014, pp. 1–3. doi: 10.1109/RADAR.2014.7060383

3. Everard J. A Review of Low Noise Oscillator. Theory and Design. Proc. of Intern. Frequency Control Symp. Piscataway, IEEE, 1997, pp. 909–918. doi: 10.1109/FREQ.1997.639208

4. Driscoll M. Low Noise, Microwave Signal Generation Using Bulk and Surface Acoustic Wave Resonators. IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control. 1988, vol. 35, no. 3, pp. 426–434. doi: 10.1109/FREQ.1988.27627

5. Parker T. E., Montress G. K. Precision Surface-Acoustic-Wave (SAW) Oscillators. IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control. 1988, vol. 35, no. 3, pp. 342–364. doi: 10.1109/58.204555

6. Parker T. E., Andres D. K. Designing Smaller SAW Oscillators for Low Vibration Sensitivity. Proc. of IEEE 48th Annual Symp. on Frequency Control. Boston, MA, USA, June 1994. IEEE, 1994, pp. 352–358. doi: 10.1109/FREQ.1994.398312

7. Bipin Kumar Das, Prakash Kumar. Tailoring of Specifications for Random Vibration Testing of Military Airborne Equipment's from Measurement. IJRET: Intern. J. of Research in Engineering and Technology. 2015, vol. 4, iss. 12, pp. 293–299.

8. Leeson D. B. A Simple Model of Feedback Oscillator Noise Spectrum. IEEE Proc. 1966, vol. 54, no. 2, pp. 329–332. doi: 10.1109/PROC.1966.4682

9. Parzen B. Clarification and a Generalized Re-statement of Leeson's Oscillator Noise Model. Proc. of the 42nd Annual Frequency Control Symp., Baltimore, USA, 01–03 June 1988. IEEE, 1998, pp. 348–351. doi: 10.1109/FREQ.1988.27623

10. Quendo C., Rius E., Person C. Narrow Bandpass Filters Using Dual-Behavior Resonators Based on Stepped-Impedance Stubs and Different Length Stubs. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2004, vol. 52, iss. 3, pp. 1034–1044. doi: 10.1109/TMTT.2004.823582

11. Samuilov A. A., Cherkashin M. V., Babak L. I. "Visual" Design Technique for Networks on Lumped Elements Providing Broadband Matching of Two Complex Impedances. Reports of the Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics. 2013, no. 2(28), pp. 30–39.

12. Montress G. K., Parker T. E., Andres D. Review of SAW Oscillator Performance. Proc. of IEEE Ultrasonics Symp. 1994, vol. 1, pp. 43–54. doi: 10.1109/ULTSYM.1994.401550

13. Chomiki M. SAW Oscillators Fly on Airborne Radars. *Microwaves and RF*. 2010, vol. 49, no. 6, pp. 23–25.

14. Marini A. V., Ramaccia D., Toscano A., Bilotti F. Perfect Matching of Reactive Loads Through Complex Frequencies: from Circuitual Analysis to Experiments. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 2022, vol. 70, iss. 10, pp. 9641–9651. doi: 10.1109/TAP.2022.3177571

15. Galantai A. The Theory of Newton's Method. *J. of Computational and Applied Mathematics*. 2000, vol. 125, pp. 25–44. doi: 10.1016/S0377-0427(00)00435-0

16. Malyshev V. M., Matveev Yu. A., Nikitin A. B., Khudyakov A. V. Varactor Diode Model Used to Design Wideband Microwave Voltage-Controlled Oscillators. *Scientific and Technical Bull. of St Petersburg Polytechnic University J. Physics and Mathematics*. 2014, no. 2 (193), pp. 55–60.

17. Skyworks Solutions, Inc. Available at: https://www.skyworksinc.com/-/media/SkyWorks/Documents/Products/101-200/SMV1405_1430_Series_200068W.pdf (accessed 10.05.2023)

Information about the authors

Vitaliy A. Loiko, Engineer in "Radio Engineering" (Saratov State Technical University n. a. Yu. A. Gagarin, 2013), Postgraduate of the Department of Formation and Processing of Radio Signal of NRU "MPEI", Head of the Department of Radiocomp LLC. The author of 20 scientific publications. Area of expertise: vibration frequency stabilization; surface acoustic wave generators; vibration protection.

Address: Radiocomp LLC, 42, Volgogradsky Ave., Moscow 109316, Russia

E-mail: Lvitalika@yandex.ru

Ansar R. Safin, Dr Sci. (Phys.-Math.) (2023), Associate Professor, Senior Researcher at the Institute of Radio Technologies and Electronics of the Russian Academy of Science n. a. V. A. Kotelnikov, Professor of the Department of Radio Signal Generation and Processing of NRU "MPEI", Head of the Department of Radiocomp LLC. The author of more than 100 scientific publications. Area of expertise: radiophysics and electronics; radio engineering; physics of magnetic phenomena; spintronics.

Address: Kotel'nikov Institute of Radioengineering and Electronics RAS, 11, Mokhovaya St., Moscow 125009, Russia

E-mail: arsafin@gmail.com

<https://orcid.org/0000-0001-6507-6573>

Alexander A. Boburkov, Student of the Department of Radio Signal Generation and Processing, NRU "MPEI", Engineer of the Generators Department of Radiocomp LLC. Area of expertise: vibration frequency stabilization; surface acoustic wave generators; quartz generators.

Address: Radiocomp LLC, 42, Volgogradsky Ave., Moscow 109316, Russia

E-mail: arsafin@gmail.com

E-mail: aleksandrboburkov@gmail.com
