

28- и 38-ГГц ММИС-ГЕНЕРАТОРЫ НА ОСНОВЕ ТОПОЛОГИИ КОЛПИТЦА С МАЛЫМ ФАЗОВЫМ ШУМОМ, ВЫСОКОЙ ВЫХОДНОЙ МОЩНОСТЬЮ И КПД

В статье приведено описание схем ММИС-генераторов с частотой 28 и 38 ГГц на основе топологии Колпитца, модифицированной для высокочастотных систем с использованием 0,15-мкм GaAs pHEMT. Высокий уровень КПД во многом обеспечен благодаря оптимизации Т-образного участка схемы на стороне нагрузки и высокому уровню согласования выходного сигнала. Выходная мощность у разработанного 28-ГГц генератора составила 16,7 дБмВт при КПД преобразования DC/RF 24,3%, а у 38-ГГц генератора — 10,6 дБмВт при КПД 10,3%. Фазовый шум при смещении 1 МГц составил –115,8 дБн/Гц у 28-ГГц генератора и –110,4 дБн/Гц — у 38-ГГц прибора.

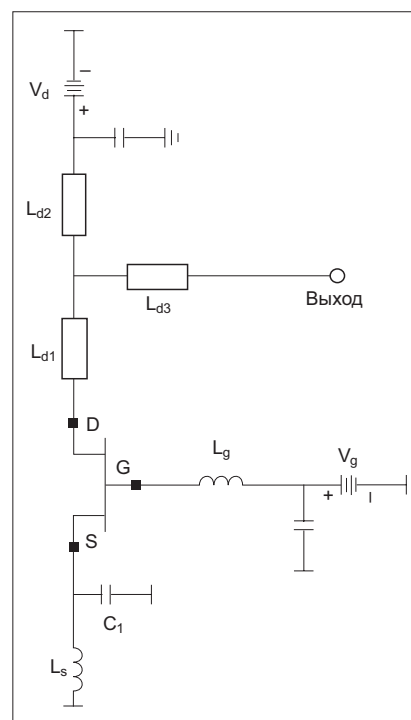
Генераторы, работающие в миллиметровом диапазоне волн (mmWave) с низким уровнем фазового шума, малым значением рассеиваемой мощности и достаточной выходной мощностью, являются важными элементами систем беспроводной связи. Традиционно в таких генераторах используются биполярные транзисторы с гетеропереходом (HBT), т. к. у них меньше уровень $1/f$ -шума, чем у транзисторов с высокой подвижностью электронов (HEMT) [1]. Генераторы, построенные на базе GaAs или SiGe HBT, неплохо зарекомендовали себя в Ka- и K-диапазонах [2–3], однако их недостатком является высокая потребляемая мощность, или наоборот — недостаточная мощность на выходе. В то же время использование HEMT обеспечивает большую выходную мощность генератора при работе на высоких частотах [4], что было показано на примере нескольких ММИС на основе HEMT при работе в Ka-диапазоне [5–7]. В свою очередь, псевдоморфные HEMT с индуцированным каналом (E-mode PHEMT) прекрасно подходят для использования в современных системах беспроводной связи за счет работы от одной шины питания и низкого напряжения насыщения [8].

В этой статье мы рассмотрим конструкцию и основные характеристики схем двух генераторов, работающих в Ka-диапазоне, созданных на основе 0,15 мкм GaAs PHEMT (E-mode). Использование

этих схем позволяет повысить КПД преобразования DC/RF, а также снизить уровень фазового шума. При разработке использовалась модифицированная топология Колпитца и Т-образная согласующая цепь на выходе. Результатом разработки стали генераторы, работающие на частотах 28 и 38 ГГц с выходной мощностью 16,7 и 10,6 дБмВт и КПД преобразования DC/RF 24,3 и 10,3%, соответственно. Модифицированная топология Колпитца обеспечивает высокую частоту работы генераторов и низкое напряжение смещения затвора транзисторов, не влияя на процесс запуска, что, в свою очередь, дает низкий уровень $1/f$ -шума и, как следствие, уменьшает фазовый шум генератора. Измеренный фазовый шум при смещении 1 МГц составил –115,8 дБн/Гц у 28-ГГц решения и –110,4 дБн/Гц у 38-ГГц генератора.

РАЗРАБОТКА СХЕМЫ ММИС-ГЕНЕРАТОРА

Схема генераторов была разработана на основе 0,15-мкм GaAs PHEMT с индуцированным каналом от компании Semiconductors Corporation. Используемые PHEMT (E-mode) продемонстрировали максимальную частоту переключения f_{MAX} на уровне 150 ГГц и граничную частоту f_T (при которой коэффициент усиления по току падает ниже единицы) на уровне 80 ГГц при максимальном смещении по постоянному току, соответствующему кру-



▲ Рис. 1. Генератор Колпитца

тизне характеристики ~ 1000 мСм/мм. Пороговое напряжение транзисторов составляет $\sim 0,25$ В. Помимо транзисторов, генератор, выполненный в формате микроволновой монолитной интегральной схемы (ММИС) с использованием технологии микрополосковых линий передачи, включает в себя тонкопленочные резисторы, индуктивности и МИМ-

конденсаторы (металл–изолятор–металл).

Как уже упоминалось, при разработке генераторов использовалась топология Колпитца (рис. 1). Индуктивности L_G и L_S были реализованы при помощи отрезков микрополосковых линий менее $\lambda/4$, а емкость C_1 была создана с использованием открытой линии, или МПМ-конденсатора. В традиционной схеме низкочастотного генератора Колпитца (рис. 2а) резонатор состоит из C_1 и L_G . Для разрабатываемых высокочастотных генераторов с целью улучшения характеристик в схему была введена дополнительная индуктивность L_S (рис. 2б). Далее для простоты изложения мы будем обозначать внутреннюю емкость затвор–исток транзистора C_{GS} как C_2 .

Для определения уровня влияния индуктивности L_S мы анализировали схему на рис. 2 с помощью идеальной модели слабых сигналов (рис. 3).

Входное сопротивление модели на рис. 3а определяется как:

$$Z_{in} = -\frac{g_m}{4\pi^2 f^2 C_1 C_2} - j \frac{1}{2\pi f} \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right), \quad (1)$$

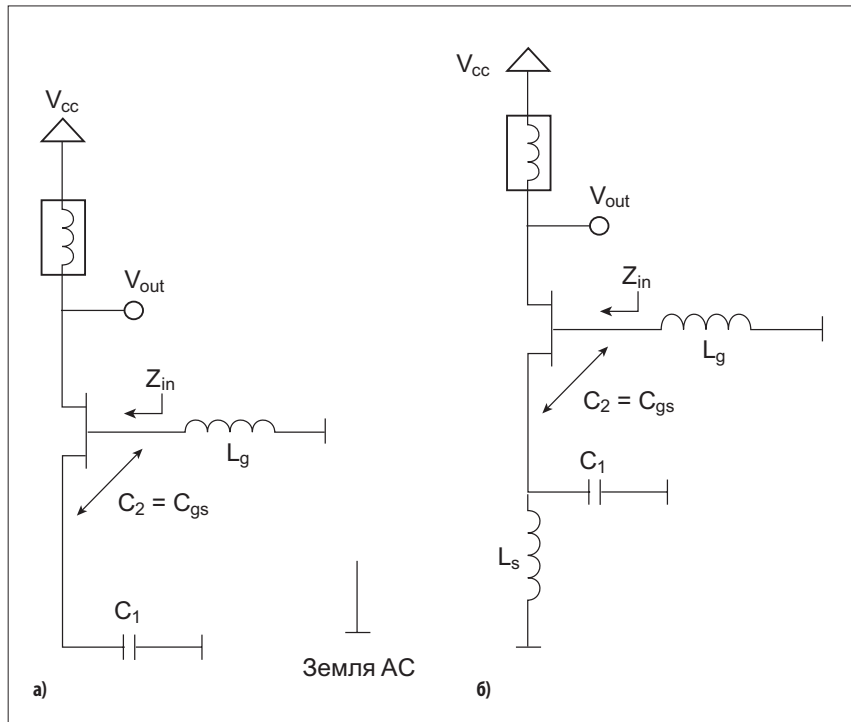
где отрицательная действительная часть Z_{in} соответствует отрицательному сопротивлению. Как видно из уравнения, значение отрицательного сопротивления уменьшается при увеличении частоты работы генератора.

Входное сопротивление для модели из рисунка 3б можно определить как:

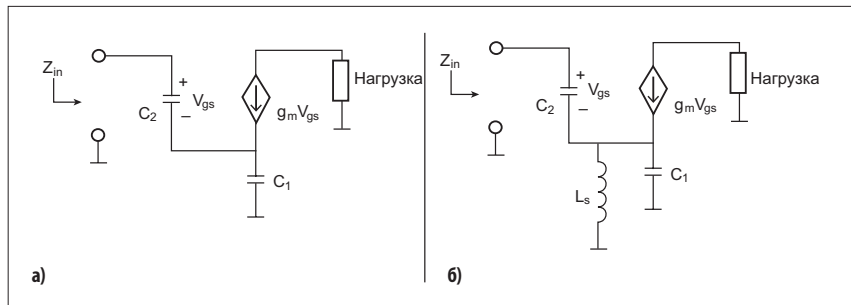
$$Z_{in} = -\frac{g_m}{4\pi^2 f^2 C_1 C_2 - \frac{C_2}{L_S}} - j \left(\frac{1}{2\pi f} + \frac{1}{2\pi f C_1 - \frac{1}{2\pi f L_S}} \right). \quad (2)$$

В миллиметровом диапазоне волн $4\pi^2 f^2 C_1 C_2 > 4\pi^2 f^2 C_1 C_2 - \frac{C_2}{L_S} > 0$; следовательно, при включении L_S в цепь отрицательное сопротивление увеличивается с ростом частоты работы генератора, что усиливает его характеристики в момент запуска и повышает эффективность схемы. Согласно уравнениям (1–2), мнимая часть Z_{in} является емкостным реактивным сопротивлением. Для создания колебаний индуктивность L_G на затворе транзистора соединяется с противоположным реактивным сопротивлением РНЕМТ.

Ширина затвора НЕМТ составила 2×100 мкм и 2×50 мкм для решений 28 и 38 ГГц, соответственно. Напряжение сток–исток (V_{DS}) и поро-



▲ Рис. 2. а) традиционная схема генератора Колпитца; б) модифицированная схема



▲ Рис. 3. Модели слабых сигналов для: а) низкочастотной; б) высокочастотной схем

вое напряжение (V_{GS}) в момент смещения были равны 4 и 0,45 В. Поскольку добавленная в схему индуктивность увеличивает отрицательное сопротивление, смещение может происходить при более низком напряжении затвора и токе сток–исток транзистора, не влияя на работу генератора. В результате повышается КПД схемы, уменьшается уровень шума на затворе и $1/f$ -шума, что, в свою очередь, ослабляет фазовый шум генератора [9].

Выходной участок схемы также был оптимизирован для повышения уровня выдаваемой мощности и эффективности DC/RF-преобразования. Теоретически, максимальная выходная мощность достигается при полной компенсации реактивной составляющей. С этой целью для компенсации емкостного выходного реактивного сопротивления использовалась индуктивная нагрузка. Вместо линии передачи $\lambda/4$, выступающей в роли индуктивности на питающей шине, использовалась микрополосковая линия L_{D2} короче $\lambda/4$ (рис. 1). Т-образный участок схемы

L_{D1-D3} служит для согласования выходного сигнала на стороне нагрузки, что обеспечивает более высокую выходную мощность и эффективность преобразования. В результате была получена упрощенная схема с высоким уровнем согласования сигнала на выходе.

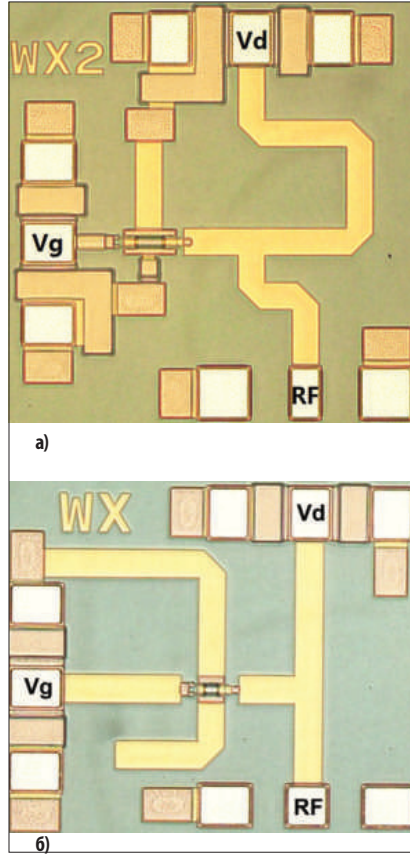
Разработанная схема была смоделирована и проанализирована в программе Advanced Design System компании Keysight. В первую очередь, был выполнен анализ схемы с использованием модели слабого сигнала для определения частоты колебаний. Затем был проведен анализ методом гармонического баланса, а также анализ переходных процессов для определения выходной мощности. Последним этапом схема была смоделирована и оптимизирована при помощи планарного электромагнитного симулятора Momentum 2.5D. Согласно результатам анализа, схема генератора, рассчитанного на работу на частоте 28 ГГц, выдает мощность = 17,9 дБмВт при КПД = 29%, а выходная мощность 38-ГГц генератора составляет 12,4 дБмВт при КПД = 17%.

РЕЗУЛЬТАТЫ ТЕСТИРОВАНИЯ

На рис. 4 показаны 28-и 38-ГГц ММИС-генераторы, построенные на основе представленной схемы. Размеры этих ММИС составляют 750×760 мкм и 740×640 мкм, соответственно, включая контактные площадки DC и RF.

ММИС-генераторы были протестированы при комнатной температуре при помощи анализатора сигналов Keysight N9030A PXA. Для измерения частоты 28-ГГц генератора к нему дополнительно был подключен аттенюатор на 6 дБ для защиты анализатора от высокой выходной мощности. В измерении частоты 38-ГГц генератора аттенюатор не использовался. Общие потери в кабеле и щупах составили 3,3 дБ у 28-ГГц генератора и 3 дБ — у 38-ГГц. При измерении для 28- и 38-ГГц решений применялись разные кабели, что объясняет меньший уровень потерь при тестировании 38-ГГц генератора. Измеренные значения выходной мощности были скорректированы с учетом потерь в аттенюаторе, щупах и кабелях на 9,3 и 3 дБ, соответственно.

На рис. 5 показаны результаты замера спектра выходного сигнала генераторов при стандартной нагрузке 50 Ом. Выходная мощность 28 ГГц генератора



▲ Рис. 4. ММИС-генераторы на: а) 28 ГГц; б) 38 ГГц

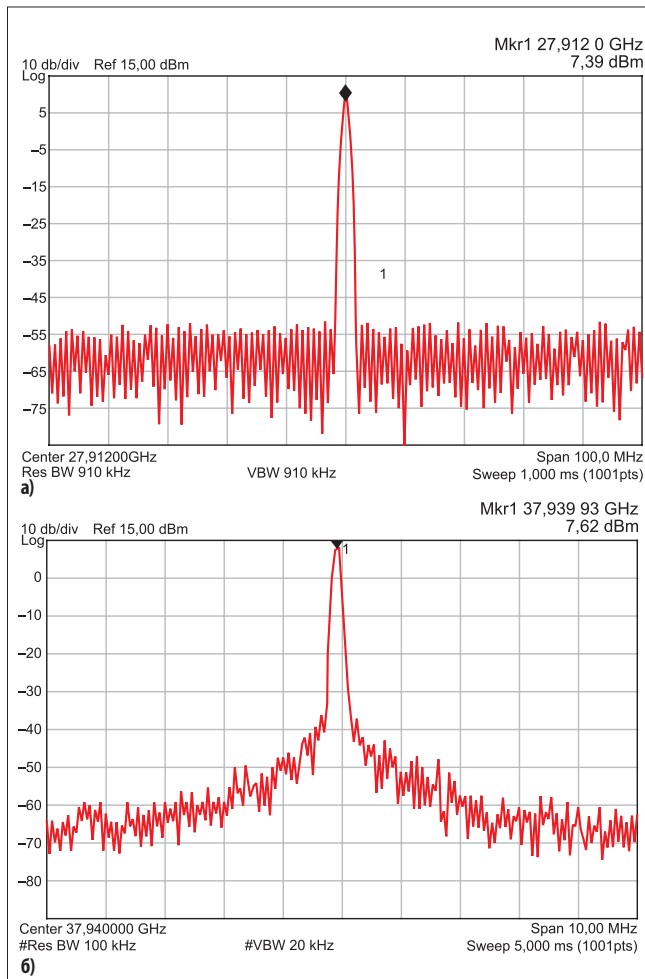
составила 7,4 дБм, что соответствует фактической выходной мощности 16,7 дБм с учетом потерь в аттенюаторе, кабеле и щупе. У генератора на 38 ГГц выходная мощность составила 7,6 дБм. Это значит, что ее фактическое значение равно 10,6 дБм. Уровень рассеиваемой мощности генераторов составил 192 и 112 мВт, что соответствует значению КПД 24,3 и 10,3%. Результаты измерений уровня фазового шума при смещении 1 МГц показали -115,8 дБн/Гц у 28-ГГц генератора и -110,4 дБн/Гц с 38-ГГц прибора (рис. 6).

Как правило, качество работы генератора оценивается его уровнем добротности (figure of merit, FOM), которая рассчитывается по формуле [10]:

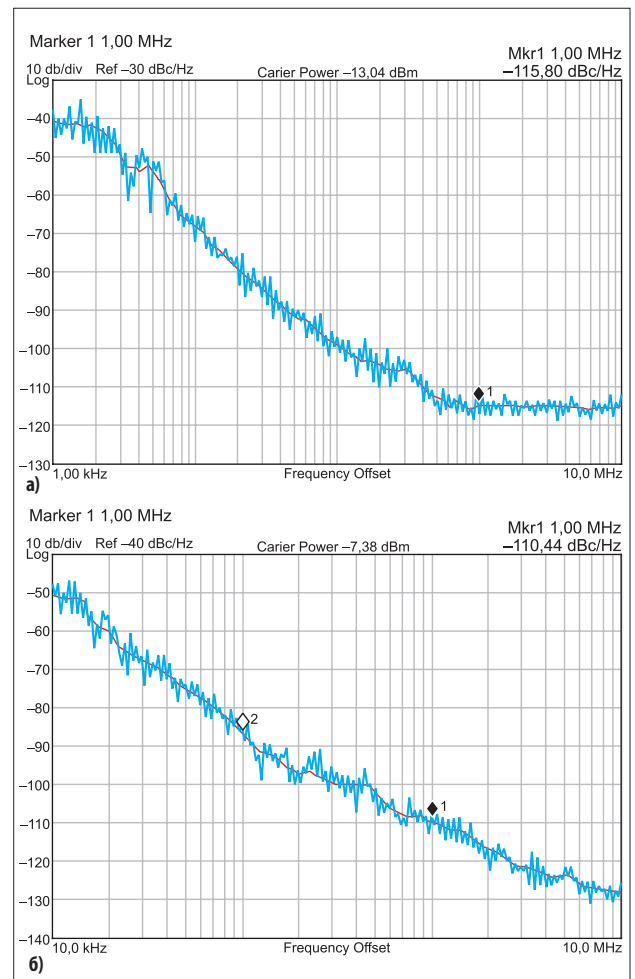
$$FOM = L(\Delta f) - 20 \lg \left(\frac{f_0}{\Delta f} \right) + 10 \lg(P/1 \text{ мВт}) \quad (3)$$

где $L(\Delta f)$ — фазовый шум на частоте смещения Δf ; f_0 — частота генератора; P — рассеиваемая мощность.

Рассчитанные значения FOM генераторов на 28 и 38 ГГц при частоте смещения 1 МГц составили: -181,9 и -181,7 дБн/Гц, соответственно.



▲ Рис. 5. Спектр выходного сигнала генераторов на: а) 28 ГГц; б) 38 ГГц



▲ Рис. 6. Результаты замера фазового шума генераторов на: а) 28 ГГц; б) 38 ГГц

Таблица. Сравнение характеристик генераторов на основе GaAs

| Источник | Технология | Частота работы, ГГц | Выходная мощность, дБм | Фазовый шум при 1 МГц, дБн/Гц | КПД, % | Добротность (FOM) |
|----------------------|----------------|---------------------|------------------------|-------------------------------|--------|-------------------|
| 5 | 0,15 мкм PHEMT | 27,6 | 1,9 | -109 | 1,5 | -182,7 |
| 6 | 0,15 мкм PHEMT | 33,5 | 11 | -88 | 2,1 | -150,7 |
| 7 | 0,2 мкм PHEMT | 28,3 | 0,3 | -98,5 | 7,1 | -176,7 |
| 11 | 0,15 мкм PHEMT | 24 | 21 | -106,3 | 19 | -166,3 |
| 12 | 2 мкм HBT | 39 | 0 | -103,8 | 1,2 | -176 |
| предлагаемое решение | 0,15 мкм PHEMT | 27,9 | 16,7 | -115,8 | 24,3 | -181,9 |
| предлагаемое решение | 0,15 мкм PHEMT | 37,9 | 10,6 | -110,4 | 10,3 | -181,7 |

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

У ММІС-генераторов на основе 15-мкм GaAs PHEMT (E-mode), предназначенных для работы в миллиметровом диапазоне, — высокий уровень КПД и малый фазовый шум при мощности выходного сигнала, достаточной для управления смесителем без использования буферного усилителя. Полученные КПД и уровень шума на сегодняшний день являются очень высокими для ВЧ-генераторов, построенных на основе GaAs-переключателей. В таблице приведены характеристики нескольких генераторов на основе GaAs в сравнении с разработанным решением. Результаты, достигнутые с использованием созданной схемы, отчетливо демонстрируют потенциал применения GaAs PHEMT для построения высокопроизводительных генераторов, работающих в mmWave-диапазоне и применяемых в системах беспроводной связи. ●

ЛИТЕРАТУРА

1. Q. Zou, K. Ma and K.S. Yeo. A Low Phase Noise and Wide Tuning Range Millimeter-Wave VCO Using Switchable Coupled VCO-Cores. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, Vol. 62, № 2, February 2015.
2. F. Padovan, M. Tiebout, K.L.R. Mertens, A. Bevilacqua, A. Neviani. Design of Low-Noise K-Band SiGe Bipolar VCOs: Theory and Implementation. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, Vol. 62, № 2, February 2015.
3. A. Kurdoghlian, M. Sokolich, M. Case, Miro Micovic, S. Thomas III, C.H. Fields. 38 GHz Low Phase Noise CPW Monolithic VCO's Implemented in Manufacturable

AllInAs/InGaAs HBT IC Technology. *IEEE GaAs Integrated Circuits Symposium Digest*, November 2000.

4. A.P.S. Khanna. State of the Art in Microwave VCOs. *Microwave Journal*, Vol. 46, № 10, May 2015.
5. W.K. Huang, Y.A. Liu, C.M. Wang, Y.M. Hsin, C.Y. Liu, T.J. Yeh. Flip-Chip Assembled GaAs pHEMT Ka-Band Oscillator. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 17, № 1, January 2007.
6. W. Lee, S. Lee, J. Choi, J. So, Y. Kwon. Ka-Band VCO with Parasitic Capacitance Cancelling Technique. *Electronics Letters*, Vol. 53, № 1, January 2017.
7. Y. Chen, K. Mouthaan, F. Lin. Design of X-Band and Ka-Band Colpitts Oscillators Using a Parasitic Cancellation Technique. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, Vol. 57, № 8, August 2010.
8. L.H. Chu, E.Y. Chang, S.H. Chen, Y.C. Lien, C.Y. Chang. 2 V-operated InGaP-AlGaAs-InGaAs Enhancement-Mode Pseudomorphic HEMT. *IEEE Electron Device Letters*, Vol. 26, № 2, February 2005.
9. H.A.W Markus. *Low-Frequency Noise in Modern Semiconductor Transistors*. PhD Thesis, Eindhoven, 1997.
10. H.Y. Chang, Y.S. Wu, Y.C. Wang. A 38 Percent Tuning Bandwidth Low Phase Noise Differential Voltage Controlled Oscillator Using a 0.5 μm E/D-pHEMT Process. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 19, № 7, July 2009.
11. H.Y. Chang, C.H. Lin, Y.C. Liu, W.P. Li, Y.C. Wang. A K-Band High Efficiency High Power Monolithic GaAs Power Oscillator Using Class-E Network. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 27, № 1, January 2017.
12. C. C. Chiong, H.Y. Chang, M. T. Chen. Ka-Band Wide-Bandwidth Voltage-Controlled Oscillators in InGaP-GaAs HBT Technology. *Proceedings of the 3rd European Microwave Integrated Circuits Conference*, October 2008.