

# АНАЛИЗ СВОЙСТВ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОГО АВТОГЕНЕРАТОРА НА ПАРЕ КОМПЛЕМЕНТАРНЫХ МОП ТРАНЗИСТОРОВ

DOI: 10.36724/2072-8735-2024-18-8-34-45

Manuscript received 21 June 2024;  
Accepted 12 July 2024**Фан Туан Ань,***Московский технический университет связи и  
информатики (МТУСИ), Москва, Россия,  
alexpta96@gmail.com***Логвинов Василий Васильевич,***Московский технический университет связи и  
информатики (МТУСИ), Москва, Россия,  
adlerbasil@rambler.ru***Ключевые слова:** дифференциальный  
автогенератор, фазовой шум, генератор  
стабильного тока, генератор, управляемый  
напряжением, схема Колпитца

В данной статье приводятся результаты моделирования свойств дифференциального автогенератора на основе схемы Колпитца, выполненного на паре комплементарных МОП транзисторов в среде MICROCAP с использованием PSPICE моделей активных компонентов во временной и частотной области. Выполнен сравнительный анализ энергетических характеристик и шумовых показателей автогенератора с применением упрощенной модели и результатов моделирования, показавший их достаточно хорошее совпадение. Получены в результате моделирования зависимость генерируемой частоты и амплитуды выходного сигнала от температуры окружающей среды. Как показали расчеты ее изменение меньше, чем в схеме одноконтурного автогенератора, построенного по аналогичной схеме. Оценка спектральной плотности мощности шума на выходе дифференциального автогенератора показала, что ее значение не превышает - 180 дБс/Гц и ее величина слабо зависит от температуры внешней среды. Получены результаты моделирования, оценивающего изменение амплитуда выходного сигнала от величины напряжения смещения на nМОП транзисторе, являющегося генератором стабильного тока. Воздействие на его затвор гармонического сигнала позволило оценить эффективность синхронизации дифференциального автогенератора, получить полосы захвата и удержания в зависимости от амплитуды синхронизирующего воздействия.

**Для цитирования:***Фан Туан Ань, Логвинов В.В. Анализ свойств дифференциального автогенератора на паре комплементарных МОП транзисторов // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2024. Том 18. №8. С. 34-45.***For citation:***Phan Tuan Anh, Logvinov V.V. (2024). Analysis of properties of differential auto-generator on a pair of complementary MOS transistors. T-Comm, vol. 18, no.8 pp. 34-45. (in Russian)*

**Введение**

Важным компонентом любого приемо-передающего устройства является автогенератор, который может являться опорным генератором, формирующим обычно гармонический сигнал, обладающий высокой стабильностью и генератором, управляемый напряжением (ГУН) [1, 2]. Опорный генератор (ОГ) является составной частью синтезатора частот, формирующим сетку фиксированных частот с шагом, определяемым системой, а ГУН в приемнике цифровых систем передачи данных выполняет подстройку частоты гетеродина. Приемники супергетеродинного типа должны поддерживать постоянство промежуточной частоты на выходе преобразователя частоты (ПрЧ) или частоты полосы модуляции (Base Band) в приемниках прямого преобразования, когда частота гетеродина изменяется по команде цифрового тракта.

Современная тенденция в конструировании приемников, обладающих структурой прямого преобразования сигнала, актуализирует проблему применение ГУНов, обладающих высокой стабильностью генерируемой частоты, совпадающей с точностью до фазы с частотой несущей принимаемого сигнала. Это связано с тем, что в этом случае, при простой конструкции преселектора, возникает опасность излучения таким приемником радиосигнала на частоте принимаемого сигнала. Мерой, снижающей опасность такого явления, достигается применением ГУНа формирующего напряжение на субгармонике частоты принимаемого сигнала [3].

Технология применения квадратурных способов модуляции/демодуляции для повышения скорости и надежности передачи данных является широко используемой в цифровых системах [4]. В процессе преобразования принятого сигнала в радиотракте целесообразно при дискретном, и тем более в интегральном исполнении применять дифференциальные усилители [5], являющиеся практически идеальными устройствами, но требующими действия на их входах противофазного напряжения. Этого можно достичь включением на их входах и выходах симметрирующих устройств – трехобмоточных трансформаторов, обеспечивающих переход от несимметричных схем к симметричным и наоборот. Преобразователи частоты также чаще реализуются с симметричным входом/выходом по сигнальному и гетеродинному входам, как и I/Q демодуляторы, преобразующие радиосигналы на нулевую частоту [6].

ГУН, обладающий симметричным выходом, позволяет упростить конструкцию радиотракта, который может быть весь выполнен с применением дифференциальных структур (смесители, усилители, генераторы), исключив применение симметрирующих трансформаторов, что особенно актуально при работе в СВЧ [7] диапазоне. Дифференциальный ГУН на комплементарной паре МОП транзисторов, реализованный по схеме емкостной трехточки [8] применяет источник питания с пониженным напряжением, обладает минимумом компонентов схемы. Такая конструкция автогенератора является оптимальной с точки зрения его исполнения, компактности, стоимости и уменьшает уровень шума по сравнению с однотактной схемой [9]. Изменение управляющего тока из цифрового тракта изменяет частоту генерации.

Эквивалентные схемы автогенераторов (АГ), основанные на паре комплементарных МОП транзисторов по схеме Колпитца, показаны на рисунке 1.

Схемы данного типа получили название трехточечных автогенераторов [9]. Преимуществом этой схемы является простота обеспечения режимов транзисторов по постоянному току, поскольку индуктивность обеспечивает регулирование токов транзисторов, не используя дополнительных элементов. Низкий уровень гармоник и возможность подключения к дифференциальным входам смесительной схемы обеспечиваются дифференциальным выходом АГ.

Дифференциальный автогенератор (ДАГ), упрощенная схема такого автогенератора является развитием схемы однотактного автогенератора на паре комплементарных МОП транзисторов по схеме емкостной трехточки (схема Колпитца) [9-11].

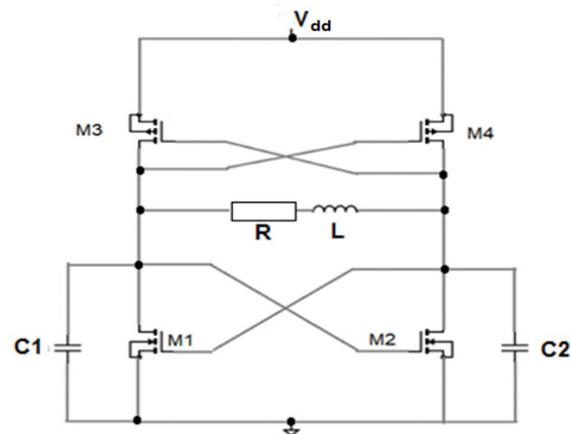


Рис. 1. Упрощенная принципиальная схема дифференциального автогенератора на паре комплементарных МОП транзисторов

В каждом плече дифференциального ГУНа (рис. 1) включена пара комплементарных МОП транзисторов (M1 и M2 с каналом n-типа и M3, M4 с каналом p-типа). Конденсаторы C1, C2 и индуктивность L, обладающая потерями R, являются компонентами параллельного колебательного контура, выполняющего роль фильтра. Вносимая в контур отрицательная проводимость перекрестным включением транзисторов M1 и M2 обеспечивает компенсацию потерь в контуре и выполнение баланса фаз в автогенераторе на частоте автоколебаний, близкой к частоте резонанса контура  $\omega_p$ . В зависимости от выбранных транзисторов M1 и M2 в схеме могут отсутствовать конденсаторы C1 и C2, роль которых будут выполнять паразитные параметры входных емкостей затвористок ( $C_{зи1}$  и  $C_{зи2}$ ), соответствующих транзисторов [12-14].

Для PSPICE моделей МОП транзисторов выполняется анализ влияние температуры окружающей среды на амплитуду, частоту генерируемых колебаний, а также рассчитывается спектральная плотность шума на несимметричном выходе схемы дифференциального автогенератора (ДАГ) СВЧ. Значение спектральной плотности мощности шума, полученной в результате моделирования в среде MicroCap, сравнивались с расчетами, проведенными для упрощенной схемы автогенератора.

Включение в схему автогенератора источника напряжения смещения показал возможность регулирования частотой генерации в достаточно широких пределах. Затем исследовалось влияние внешнего источника гармонических колебаний на частоту и амплитуду напряжения на выходе

ДАГ для различных амплитуд синхронизирующего воздействия, определялась область захвата и удержания частоты генерируемого сигнала.

**Анализ схемы дифференциального автогенератора**

Базой для построения схемы ДАГ явилась схема однотактного однотактного автогенератора [9] на комплементарной паре МОП транзисторов, использующего структуру емкостной трехточки (схема Колпица, [15]). Моделирование дифференциального автогенератора проводилось в среде Мисгосар во временной и частотной области. Принципиальная схема исследуемого генератора в среде MicroCar приведена на рисунке 2.

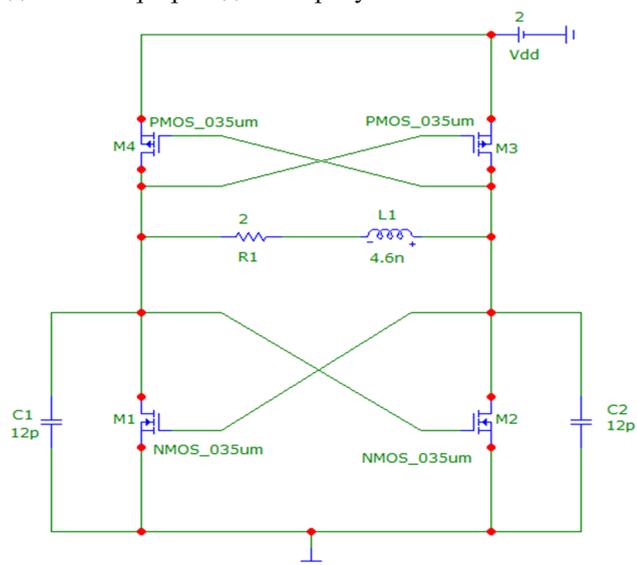


Рис. 2. Принципиальная схема дифференциального автогенератора Колпица на паре комплементарных МОП транзисторов

Принципиальная схема балансного автогенератора, собранная в среде Мисгосар 12 с использованием PSPICE моделей МОП транзисторов и других компонентов, обеспечивающая генерацию колебаний в полосе частот системы LTE. Достоинством такой схемы является простота, минимум компонентов, высокая чистота спектра генерируемых колебаний и возможность подключения к дифференциальным входам внешних устройств радиотракта без применения симметрирующих трансформаторов.

Схема ДАГ (рис. 2) включает колебательный контур, включающий индуктивность  $L$ , обладающую потерями  $R_L$  и конденсаторы  $C1$  и  $C2$ , которые могут быть заменены паразитными конденсаторами ( $C_{ds1}$  и  $C_{ds2}$ ) [14, 16], определяющиеся величиной емкости между стоком и истоком nМОП транзисторов  $M1$  и  $M2$ , соответственно, а также двух транзисторов комплементарной пары pМОП ( $M3$  и  $M4$ ). Для исследования схемы используются компоненты, значения и тип которых указаны на схеме:  $L = 4.6nH$ ,  $R_L = 2\Omega$ ,  $C1 = C2 = 12pF$ . ЭДС источника питания составляет  $V_{dd} = +2V$ . Моделирование ДАГ проводится для технологии 0.35 мкм, в которой используется BSIM3 модель nМОП транзисторов 8 уровня с шириной канала  $W = 24$  мкм при длине канала  $L = 0.4$  мкм. Параметры PSPICE моделей nМОП и pМОП транзисторов, используемые в программе моделирования MicroCar 12, представлены на рисунке 3.

```
.MODEL NMOS_035um NMOS (LEVEL=8 A0=2.208 AF=1.4 AGS=249M B0=-17.6N CAPMOD=2
+ CDS0=0 CDS0D=84.48U CF=0 CGBO=110P CGDL=135P CGDO=112P CGSL=135P CGSO=112P
+ CIT=1M CJ=930U CJSW=280P CLC=1F DLC=29N DROUT=500M DSUB=500M DVT0=22.27
+ DVT1=1.051 DVT1W=0 DVT2=3.393M DVT2W=0 DWC=26.76N ETA0=30.85M ETAB=-39.5M
+ JS=20U K1=604.4M K2=2.945M K3=-1.72 K3B=632.5M KETA=-621U KF=2.810000E-027
+ KT1=-330M L=0.4U LINT=-16.7N MJ=310M MJSW=190M NCH=2.310000E+017
+ NFACTOR=111.9M NLX=191.8N PB=690M PBSW=690M PCLM=683.1M PDIBLC1=107.6M
+ PDIBLC2=1.453M PDIBLCB=258.3M PSCBE1=275.6MEG PSCBE2=9.645U RDSW=604.3 RSH=8
+ TOX=3.5N U0=403.5 UA=1P UA1=0 UB=0.001723F UB1=0 UC=57.56P UC1=0 UTE=-1.8
+ VERSION=3.1 VOFF=-57.2M VSAT=117.8K VTH0=465.5M W=24U W0=118.4N WINT=26.76N
+ XJ=300N XPART=1)
```

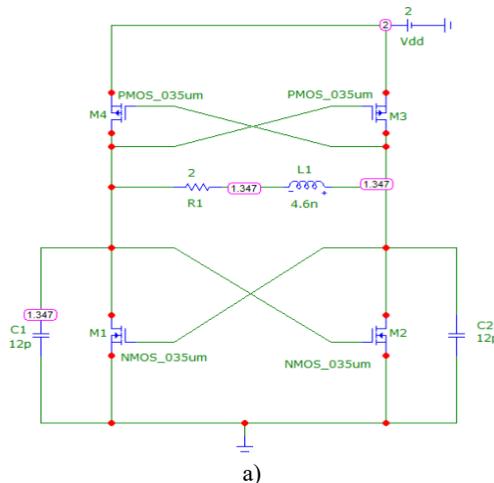
a)

```
.MODEL PMOS_035um PMOS (LEVEL=8 A0=2.208 AF=1.4 AGS=0.12 B0=-17.6N CAPMOD=2
+ CDS0=0 CDS0D=84.48U CF=0 CGBO=110P CGDL=135P CGDO=112P CGSL=135P CGSO=112P
+ CIT=1M CJ=930U CJSW=280P CLC=1F DLC=29N DROUT=500M DSUB=500M DVT0=22.27
+ DVT1=1.051 DVT1W=0 DVT2=3.393M DVT2W=0 DWC=26.76N ETA0=30.85M ETAB=-39.5M
+ JS=20U K1=604.4M K2=2.945M K3=-1.72 K3B=632.5M KETA=-621U KF=2.810000E-027
+ KT1=-330M L=0.4U LINT=-16.7N MJ=310M MJSW=190M NCH=2.310000E+017
+ NFACTOR=111.9M NLX=191.8N PB=690M PBSW=690M PCLM=683.1M PSCBE1=275.6MEG
+ PSCBE2=9.645U RDSW=604.3 RSH=2 TOX=7.7N U0=403.5 UA=1P UA1=0 UB=0.001723F
+ UB1=0 UC=57.56P UC1=0 UTE=-1.8 VERSION=3.1 VOFF=-57.2M VSAT=117.8K
+ VTH0=465.5M W=24U W0=118.4N WINT=26.76N XJ=300N XPART=1)
```

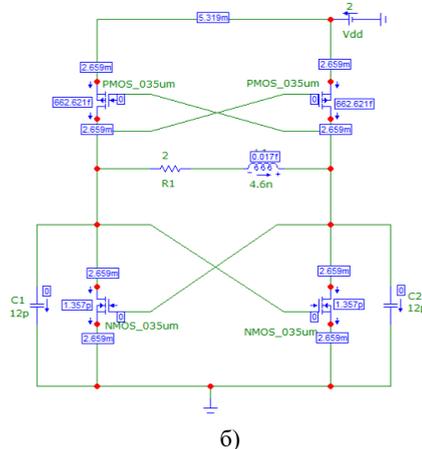
b)

Рис. 3. Параметры PSPICE моделей МОП транзисторов: а) n – канала; б) p – канала

На первом этапе моделирования анализа схемы ДАГ устанавливаются режимы МОП транзисторов по постоянному току при нормальной температуре ( $T = 27^{\circ}C$ ), который составляет 2.7 мА в каждом плече генератора при питании от источника ЭДС величиной +2 В (рис. 2).



a)



b)

Рис. 4. Результаты моделирования схемы ДАГ по постоянному току: а) напряжения в узлах; б) тока в ветвях схемы генератора

Особенностью исследуемой схемы дифференциального автогенератора на двух комплементарных парах МОП транзисторов является использование перекрестной связи между генераторными nМОП транзисторами. Такая форма

организации положительной обратной связи, которая вносит в резонатор отрицательную проводимость  $g_m$ , приводящую к компенсации потерь в контуре и возникновению гармонических колебаний.

Процессы установления колебаний в различных точках схемы для указанных режимов МОП транзисторов приведены на рисунке 5.

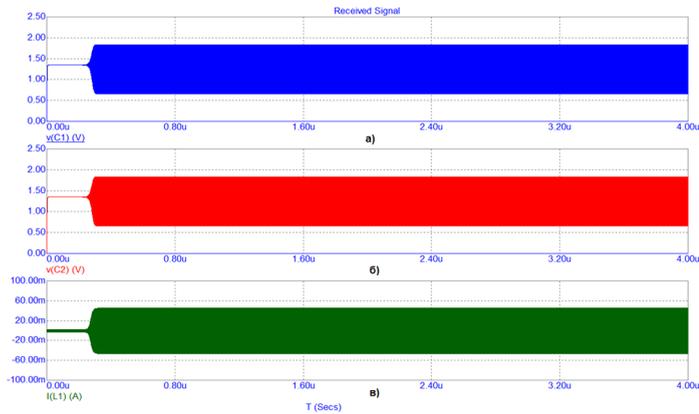


Рис. 5. Эпюры процессов установления: а), б) напряжения на конденсаторах C1 и C2; в) тока через индуктивность L

На рисунке 5 показаны результаты моделирования дифференциального автогенератора для определенных указанных параметров компонентов во временной облачности. Моделирование проводилось при времени анализа 4 мкс и при максимальном шаге временной сетки 0,01 нс.

Анализ свойств ДАГ в установившемся режиме (рис.6) показывает, что напряжения ( $V_{C1}$ ) и ( $V_{C2}$ ) в выходных узлах генератора противофазны (рис.6а, рис.6б) и по форме близки к гармоническим колебаниям, что подтверждается спектром амплитуд на одном плече (рис. 6,с).

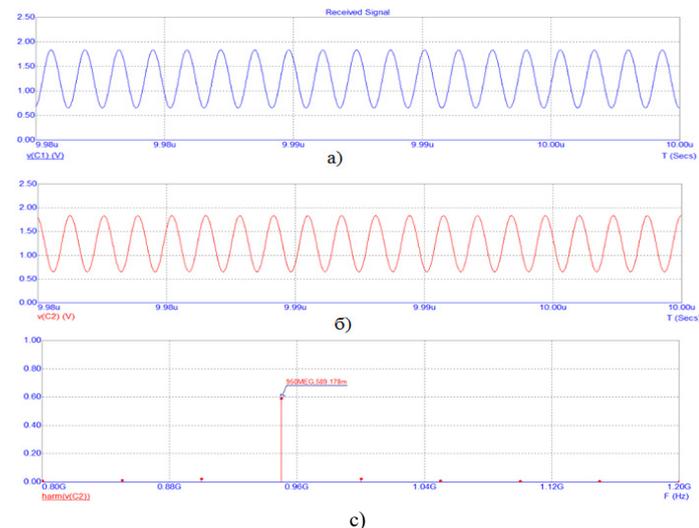


Рис. 6. Эпюры а) и б) выходных напряжений в плечах автогенератора на конденсаторе C1 ( $V_{C1}$ ) и конденсаторе C2 ( $V_{C2}$ ) и в) спектр амплитуд выходного сигнала (для установившегося режима генератора)

На рисунке 6с представлен спектр с шагом частоты 50 МГц выходного колебания ( $V_{C2}$ ) автогенератора в установившемся

режиме. Частота генерируемых колебаний составила при амплитуде колебания  $V_{C2} = 589$  мВ. Результаты показывают, что генерируемые колебания имеют достаточно чистый спектр и амплитуду первой гармоники из-за высокой фильтрующей способности эквивалентного колебательного контура.

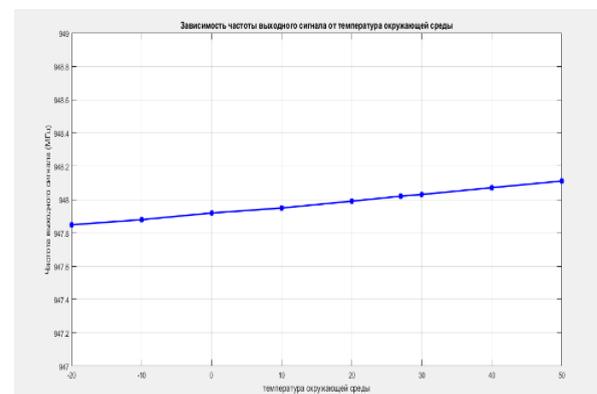
Выполнен анализ стабильности основных показателей автогенератора без применения дополнительных мер поддержания стабильности напряжения источника питания, введения отрицательной обратной связи и др. Для выбранных нормальных условий ( $T=27^{\circ}C$ ) и значения генерируемой частоты  $f_{ген} = 948.025$  МГц выполнен анализ влияния изменения температуры окружающей среды  $-20^{\circ}C \dots +50^{\circ}C$  на частоту и амплитуду выходного сигнала (табл. 1).

Таблица 1

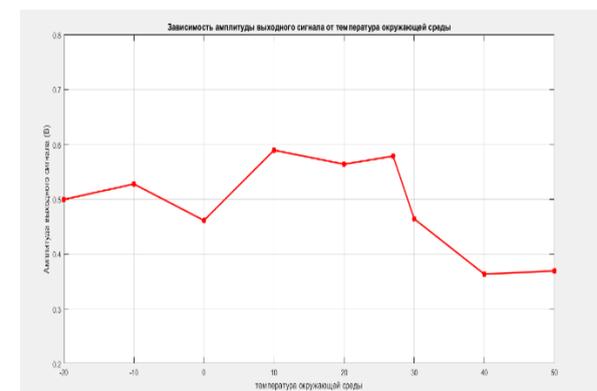
Зависимость частоты и амплитуды выходного сигнала от температуры окружающей среды

T(°C)	-20	-10	0	10	20	27	30	40	50
f(МГц)	947.848	947.879	947.919	947.949	947.990	948.020	948.030	948.071	948.111
A(мВ)	499.150	527.366	461.027	589.063	563.538	578.234	463.872	363.110	369.000

Результаты анализа, визуализированные на рисунке 7, показывают изменение частоты в зависимости от температуры окружающей среды. Замечено, что частота получаемого сигнала немного изменяется при изменении температуры среды. При увеличении температуры окружающей среды (рис. 7а) от  $-20^{\circ}C$  до  $50^{\circ}C$  частота сигнала, генерируемого ДАГ возрастает примерно на  $\Delta f = 0,262$  МГц, что составляет относительную температурную нестабильность частоты  $\delta f = 3,9$  Гц/град.



а)



б)

Рис. 7. Свойства выходного сигнала при различных температурах: а) частота; б) амплитуда

Амплитуда выходного сигнала изменяется хаотически. При этом, возрастание температуры среды относительно нормальной приводит к быстрому снижению амплитуды генерируемых колебаний, при понижении температуры среды амплитуда также снижается. Вблизи нормальной температуры ( $T=293^{\circ}\text{C}$ ) амплитуда на выходе ДАГ обладает заметным постоянством.

### Анализ шумовых показателей дифференциального автогенератора

Известно, что с ростом рабочей частоты источники внутренних шумов оказывают существенное влияние на чувствительность приемников. Для уменьшения коэффициента шума радиотракта приемника даже применяют специальные технологии для изготовления транзисторов для разработки малошумящих усилителей. Формально гетеродин или ГУН не входит в структуру радиотракта приемника, но его шумовые показатели могут оказывать существенное влияние на точность частоты преобразованного сигнала и результирующий коэффициент шума самого преобразователя.

Как показано ранее коэффициент шума синхронного усилителя, реализованного по схеме одноконтурного автогенератора на комплементарной паре МОП транзисторов [10], оказывается близким к коэффициенту шума усилителей СВЧ, выполненных по традиционной схеме. Схема дифференциального амплитудного генератора (ДАГ), включающего два одноконтурных АГ на комплементарной паре МОП транзисторов с перекрестными связями, должен обладать меньшим уровнем шума в силу особенностей ее структуры.

Потребность в расширении области рабочих частот требует применения МОП транзисторов с укороченной длиной затвора: 1 мкм используется в радиотракте с частотой до 900 МГц, 0,6 мкм – до 2 ГГц, 0,35 мкм – до 5 ГГц. Другим направлением расширения области применения в интересующем нас частот является применение субмикронных гетероструктур на основе GaAs, InP, SiGe. Наиболее перспективными являются приборы III – V группы МОП транзисторы со структурой GaAs, с подвижностью носителей больше в 5-6 раз большей чем, кремниевые приборы и обладающие сравнительно простой технологией формирования канальной области транзистора методом ионной имплантации. ГУН, реализованный на таком приборе, обладает уровнем шума – 85 дБ/Гц при отстройке на 1 МГц.

Малошумящие усилители (МШУ) для более высоких частот (35, 50, 77 ГГц), выполняемых по традиционной схеме, требует применения гетероструктурных МОП транзисторов (HFET) или МОП транзисторов с высокой подвижностью электронов (HEMT). Повышение подвижности носителей достигается выращиванием методом эпитаксии в канальной области специального слоя из AlGaAs или InGaAs.

Конкуренцию МОП транзисторам в освоении более высоких частот составляют биполярные структуры на гетеропереходах (HBT), обладающие более высокими энергетическими характеристиками (создающую большую плотность тока при тех же размерах кристалла).

Источниками шумов в любом каскаде (усилителя, генератора) являются компоненты, потребляющие мощность и транзисторы, являющиеся одновременно преобразователями мощности. Наибольший вклад в уровень создаваемых шумов вносят транзисторы, являющиеся источниками:

- тепловых шумов,
- шумов токораспределения,
- робовых шумов,
- рекомбинационных шумов,
- мерцающие шумы (фликкер шумы).

Дробовые, тепловые и низкочастотные фликкер-шумы учитываются в математических моделях компонентов программы MicroCap, в том числе и МОП транзисторов. Следует отметить, что в списке перечислены шумы, характерные для БТ. МОП транзисторы, в которых отсутствуют затворные токи, не создают шумов токораспределения, шумов рекомбинации и генерации электронно-дырочных пар в структуре базы (дробовых шумов), формируют преимущественно тепловые шумы. По этой причине их применение оказывается предпочтительным при построении усилителей СВЧ, генераторов (ГУНов). Для оценки шумовых характеристик устройств используют коэффициент шума, который показывает, насколько ухудшается отношение мощности полезного сигнала к мощности на выходе устройства по сравнению с их отношением на входе. Другой характеристикой, показывающей распределение мощности шумов в рабочей полосе частот, является спектральная плотность шумов.

Анализ шумовых показателей синхронных усилителей и генераторов в среде MicroCap используются линейаризованные модели МОП транзисторов [7], совпадающие с моделями PSPICE и учитывающие тепловые, дробовые и фликкер-шумы.

Расчет спектральной плотности шума на выходе дифференциального автогенератора выполняется с использованием принципиальной схемы (рис. 8).

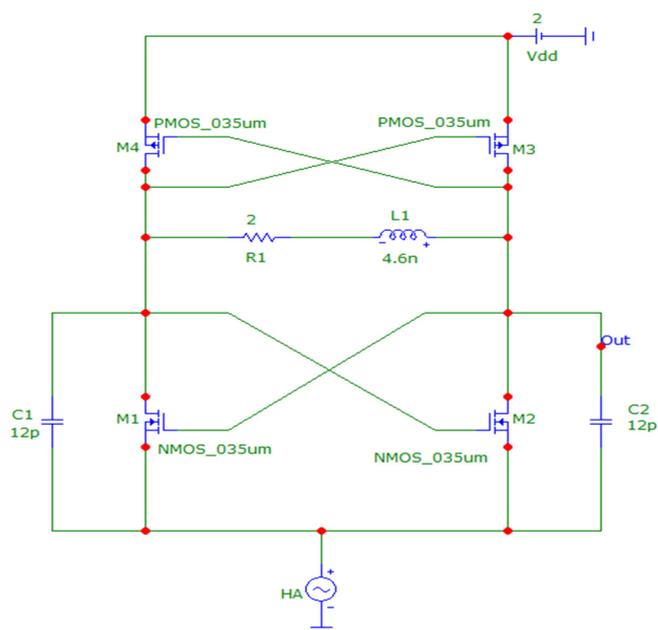


Рис. 8. Схема ДАГ, применяемая для расчета спектральной плотности шума на выходе

Анализ выполняется с применением вспомогательного источника (HA) гармонического напряжения, указывающего узел в схеме (INOISE), относительно которого рассчитываются шумовые показатели генератора. Для измерения спектральной плотности мощности выходного шума используется спектральная плотность квадрата

напряжения между выходными узлами схемы (Vc2 – Out), указанных в поле Noise Output. Условия анализа и точки ввода и вывода показаны на рисунке 9.

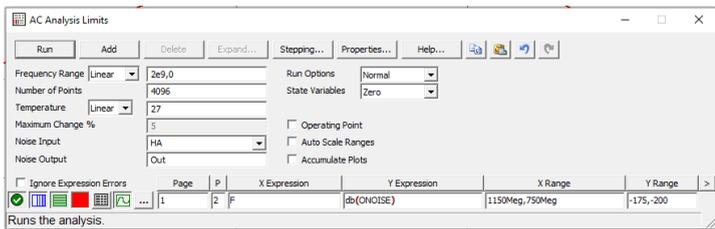


Рис. 9. Подменю условий анализа шумовых показателей дифференциального автогенератора

Рассматривая автогенератор как усилитель, охваченный положительной обратной связью, можно оценивать среднюю мощность шумового напряжения на его выходе, как состоящую из двух частей: создаваемого АЭ и пассивной избирательной цепью ПОС в предположении независимости воздействующих источников шума. Считая, что на входе избирательной цепи действует внешний (наведенный) по отношению к усилителю шум, включающий тепловой и фликкер-шум, спектральную плотность фазовых шумов на выходе автогенератора оценивают с помощью формулы Лисона [17].

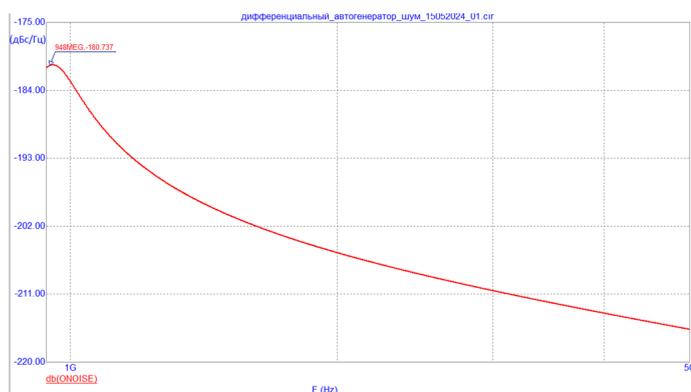


Рис. 10. Спектральная плотность фазовых шумов на выходе дифференциального автогенератора

В результате анализа получилась спектральная плотность шума на выходе (Vc2) схемы (ONoise) (рис. 10). Спектрограмма позволяет увидеть, какие частоты и энергия присутствуют в сигнале. При частоте автоколебания ( $f_c = 948 \text{ МГц}$ ) спектральная плотность шума равна  $-181 \text{ ДБс/Гц}$ .

Расчет спектральной плотности шума автогенератора, выполненный в среде MicroCap, и представленный в виде кривой, характеризуется тремя участками в частотной области. В зависимости от крутизны изменения спектральной плотности средней мощности можно выделить три области: первая область, обладающая зависимостью пропорциональной  $1/f^3$  действует до границы  $f_0/2Q$ , где характер изменения спектральной плотности шума становится пропорциональным  $1/f^2$  от частоты генерации и затем плавно приближается к постоянному уровню спектра  $2kTNF/P_c$ , где  $k$  – постоянная

Больцмана,  $T$  – температура среды ( $K^\circ$ ),  $NF$  – коэффициент шума,

$P_c$  – мощность сигнала на частоте генерации,  $Q$  – добротность контура фильтрующей системы,  $f_0$  – частота генерации.

Следующим шагом в оценке шумовых показателей ДАГ явился расчет спектральной плотности мощности фазовых шумов на рабочей частоте для различных значений температуры внешней среды (табл. 2).

Таблица 2

Зависимость спектральной плотности шумов дифференциального автогенератора на рабочей частоте от температуры

T(°C)	-20	-10	0	10	20	27	30	40	50
S(f <sub>0</sub> ) [дБс/Гц]	181.751	181.519	181.296	181.083	180.877	180.737	180.679	180.469	180.305

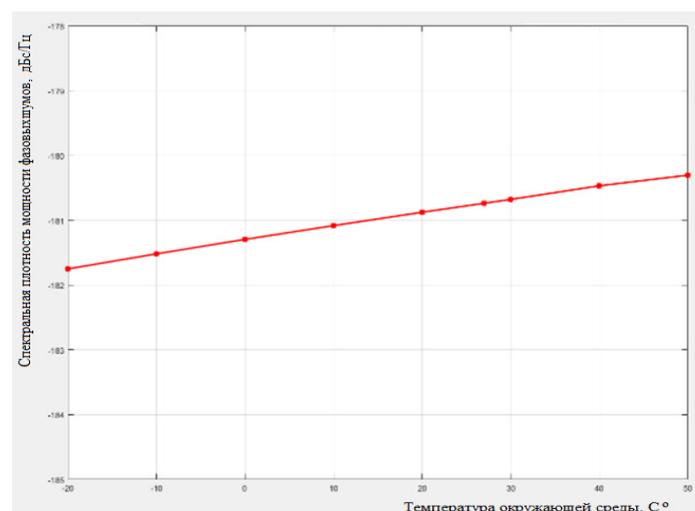


Рис. 11. Зависимость спектральной плотности шумов дифференциального автогенератора от температуры

Табличные сведения и график (рис. 11) показывают, что с ростом внешней температуры характеристика спектральной плотности фазовых шумов автогенератора возрастает, что обусловлено возрастанием уровня тепловых шумов.

Для достижения низкого уровня фазовых шумов автогенераторов используют различные методы:

- уменьшение температуры внешней среды;
- применение термостатирования АЭ генератора;
- применение специальных транзисторов с низким уровнем шума;
- выбор режима работы АЭ, обеспечивающего минимальный уровень шума;
- выбор наиболее эффективных схем включения АЭ.

Исследуемая схема ДГА обладает минимальным числом компонентов, что является преимуществом по сравнению с другими схемными реализациями дифференциального генератора, например, индуктивной трехточки [18]. Ограничением для применения реализации дифференциального автогенератора на двух комплементарных парах МОП транзисторов по единой интегральной технологии является внутрикорпусная индуктивность колебательного контура (рис. 8).

Реализуемая обычно по планарной технологии она обладает малой собственной добротностью, а значит,

добротностью колебательного контура (примерно, 10) генератора, снижая его фильтрующую способность. Такая конструкция контура обычно приводит к возрастанию фазового шума в спектре выходного сигнала, как следствие низкой добротности пассивных компонентов.

Совершенствование интегральной технологии привел к появлению микроэлектромеханических систем (МЕМС), позволяющих создавать микромеханические компоненты с трехмерной структурой. Так это позволило конструировать объемные трехмерные высокочастотные внутрикорпусные катушки индуктивности [19], обладающие добротностью 16 на частоте 1 ГГц и значительно снижающие фазовый шум ГУН.

### Управление частотой сигнала в дифференциальном генераторе изменением напряжения смещения на nМОП транзисторах

Дифференциальный автогенератор на двух парах комплементарных МОП транзисторов должен удовлетворять двум противоречивым требованиям: обеспечивать низкий уровень фазовых шумов и обладать возможно большим диапазоном рабочих частот. В первом случае требуется использовать высокочастотную колебательную систему, а во втором – простым управлением генерируемой частотой. Это задача еще более усложняется если требуется обеспечивать работу устройства в нескольких диапазонах частот, систем радиосвязи и радиодоступа различных стандартов.

В зависимости от поставленной задачи перестройка ГУН может использоваться различная конструкция блока гетеродина. При работе приемного устройства в диапазоне частот одного стандарта бывает достаточным перестраивать частоту ГУН изменением напряжения смещения на затворе МОП транзистора M5, регулирующего токи стока генераторных транзисторов [21].

Реализация ГУН с поддержкой частоты настройки, соответствующей частоте принимаемого канала. Хотя они потребляют больше энергии, похожие ГУН перекрывают различные полосы частот стандартов. Например, генератор, предложенный для многофункциональных РПУ систем GSM, DCS, PCS и WCDMA, может работать в диапазоне от 2,8 до 4,55 ГГц при уровне фазового шума -142 дБ/Гц при отстройке от несущей 3 МГц [20]. Широкий диапазон перестройки обеспечивается использованием блока коммутируемых конденсаторов. Точная подстройка частоты генерации осуществляется варикапами, управляющее напряжение на которые подается с выхода сглаживающего фильтра системы ФАПЧ синтезатора частот.

Вместо коммутации варикапов может использоваться параллельное соединение нескольких генераторов, обеспечивающих перекрытие всего требуемого диапазона частот суммирование поддиапазонов отдельных ГУНов. При некотором увеличении площади блока генераторов, занимаемой на кристалле, такая конструкция снижает уровень фазовых шумов примерно на 10 дБ, что является следствием оптимизации режима АЭ и структуры отдельного ГУНа.

Возможно использование одного задающего ГУНа с последующим делением генерируемой частоты с помощью

делителей с подобранным коэффициентом деления. Если применяется преобразование частоты ГУНа (умножение/деление) с использованием дробного коэффициента деления, то это одновременно улучшает развязку между преселектором радиотракта и гетеродином.

Оптимальным вариантом обеспечения широкополосной перестройки гетеродина может явиться использование сочетания рассмотренных выше методов.

Проведем исследование свойств дифференциального генератора, выполненного на двух пар комплементарных МОП транзисторов с перекрестными связями в среде MicroCap, обеспечивающего работу в диапазоне частот изменением напряжения смещения (рис. 12). Изменение тока стока транзистора M5 значительно проще обеспечивать, используя в ДГУН вариацию постоянным напряжением смещения  $E_{см}$ . В реальной структуре дифференциального генератора напряжение смещения (управления частотой генерации  $E_{упр}$ ) подается на затвор транзистора M5 из цифрового тракта приемника и определяется значением несущей (или средней частоты) спектра принимаемого сигнала.

Исследование зависимости генерируемой частоты дифференциального автогенератора на двух комплементарных парах МОП транзисторов в зависимости от величины напряжения смещения выполнялось с использованием принципиальной схемы, изображенной на рисунке 12. Активные компоненты принципиальной схемы предполагали использование 0,35 мкм технологии при их реализации. Питание генераторной схемы обеспечивалось от общего источника ЭДС величиной 2 В. Величина тока стока МОП транзистора M5 изменялась вариацией напряжения источника V1 (напряжение смещения).

В исследуемой схеме дифференциального автогенератора (рис. 12) это отражается включение источника V1, ЭДС которого изменяется в некоторых пределах.

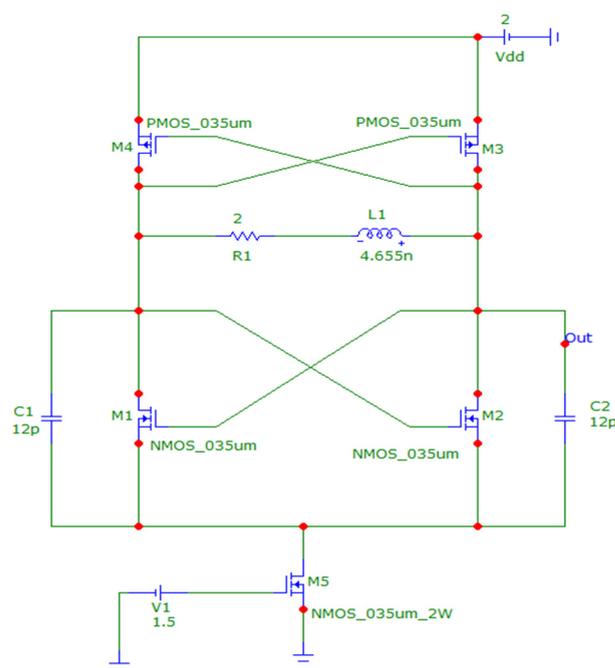


Рис. 12. Схема управления частотой генерации изменением тока стока nМОП транзистора M5

Транзистор M5 можно рассматривать как упрощенный вариант генератора стабильного тока (ГСТ), обеспечивающего устойчивое положение рабочей точки всех активных элементов ГУН. Величина тока стока транзистора M5, является суммой токов, протекающих в каждом плече дифференциального автогенератора и при их идентичности, удвоенному значению тока отдельного плеча. Изменение тока M5 приводит к изменению положения рабочей точки транзисторов M1(M4) и M2(M3), а значит изменению средней крутизны  $S_{cp1} = dI_{c1}/dU_{зи1}$  колебательной характеристики  $I_{c1} = \Phi(U_{зи1})$  любой комплементарной пары, например, МОП транзисторов левого плеча автогенератора, где  $I_{c1}$  – амплитуда тока стока M1,  $U_{зи1}$ –амплитуда напряжения на его затворе. Форма колебательной характеристики определяет мягкий или жесткий режим самовозбуждения автогенератора.

Результатом моделирования явилась (рис. 13) кривая зависимости частоты генерации от напряжения смещения.

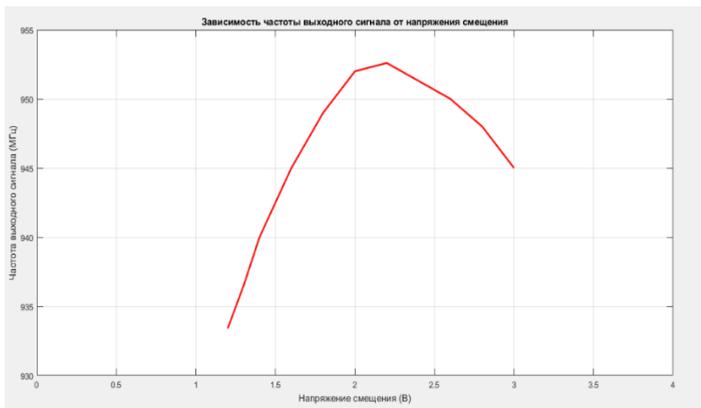


Рис. 13. Зависимость частоты колебаний ДГУН от напряжения смещения

Перекрестное соединение стоков pМОП транзисторов M1 и M2 обеспечивает инверсию фаз напряжений на нагрузке и подаваемых на затворы МОП транзисторов противоположных плеч, обеспечивая баланс фаз в автогенераторе. Частота генерации совпадает с частотой резонанса колебательной системы, включающей C1, C2 и L, но возбуждение колебаний происходит лишь при условии, когда средняя крутизна МОП транзистора в рабочей точке (проводимость прямой передачи) по модулю превышает эквивалентную проводимость пассивной цепи. Пассивная часть схемы, вне зависимости от схемотехнической реализации, определяется сопротивлением контура на резонансной частоте и коэффициентом передачи цепи обратной связи.

При увеличении напряжения смещения колебания появляются только начиная с напряжения  $E_{см} = 1,2$  В, и поддерживаются в  $E_{см} = 3$  В, достигая максимального значения  $f = 952$  МГц при напряжении  $E_{см} = 2,2$  В.

При малых напряжениях смещения (большом токе стока M1) рабочая точка на проходной характеристике транзистора находится в области с высокой крутизной [7], обеспечивая выполнение условия самовозбуждения колебаний:  $|K_{АЭ}| > |\beta_{OC}|$ ,  $|K_{АЭ}|$  – где модуль коэффициента усиления транзистора,  $|\beta_{OC}|$  – модуль коэффициента передачи цепи обратной связи. Увеличение напряжения смещения сохраняются условия

баланса и амплитуд и ДАГ поддерживает стационарный режим генерации колебаний. Участок характеристики  $f = \Phi(E_{см})$ , обладающий практически линейным характером изменения частоты от напряжения смещения, является наиболее удобным для управления частотой генерируемых колебаний.

Средняя частота диапазона принимаемых абонентских терминалов (АТ) частот, в системе LTE  $f_{cp} = 942,5$  МГц, обеспечивается при  $E_{см} = 1,5$  В. Форма сигнала на одном из плеч ДГУН V(C2) и спектр соответствующего сигнала приведен на рисунке 14.

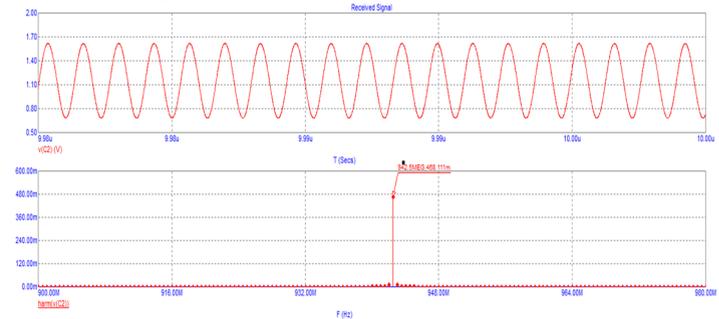


Рис. 14. Эпогра напряжения выходного сигнала и его спектр при напряжении смещения  $E_{см} = 1,5$  В

Таким образом, при изменении значения напряжения смещения генератора стабильного тока от 1.2 до 2.2 В, частота выходного сигнала изменяется в пределах от 932 до 952 МГц. Это соответствует диапазону принимаемых частот АТ стандарта LTE.

### Исследование свойств дифференциального синхронного усилителя

Схема, показанная на рисунке 15, используется для анализа свойств дифференциального синхронного усилителя (ДСУ).

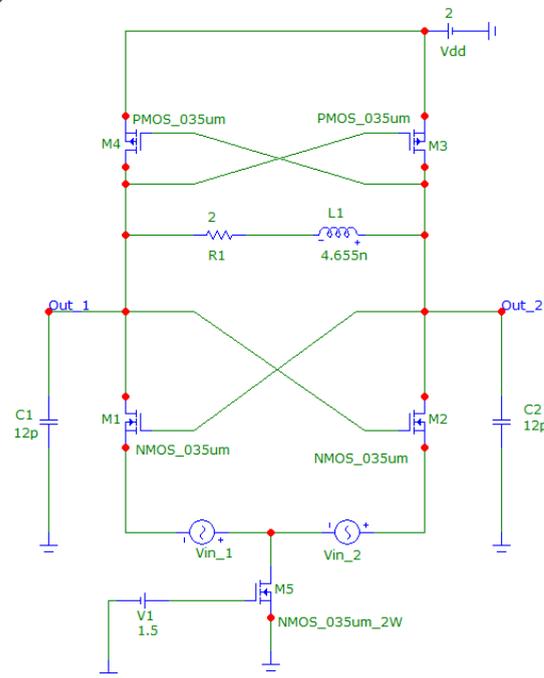


Рис. 15. Схема дифференциального синхронного усилителя на паре комплементарных МОП-транзисторов

Входное воздействие синхронного усилителя было получено с помощью математических моделей источников ЭДС  $V(in\_1)$  и  $V(in\_2)$ , которые выглядят следующим образом:

$$\begin{cases} u_{ex1}(t) = U_{ex} \sin(\omega_{ex} t) = U_{ex} \sin(2\pi f_{ex} t) \\ u_{ex2}(t) = U_{ex} \sin(\omega_{ex} t + \pi) = U_{ex} \sin(2\pi f_{ex} t + \pi) \end{cases} \quad (1)$$

В реальных устройствах внешний сигнал может поступать от высокостабильного источника напряжения, например, от кварцевого генератора, частота СВЧ колебаний которого равняется  $f_{ex}$ .

Для гармонического напряжения входных воздействий с амплитудой  $U_{ex1} = U_{ex2} = 0,2$  В и частотой  $f_{ex} = 942,5$  МГц, наблюдаемая форма колебания на выходе ДСУ в узле  $V(c2)$  совпадает с формой внешнего воздействия и спектром выходного сигнала (рис. 16), обладающего амплитудой первой гармоники  $U_{ex1} = 0,56$  В.

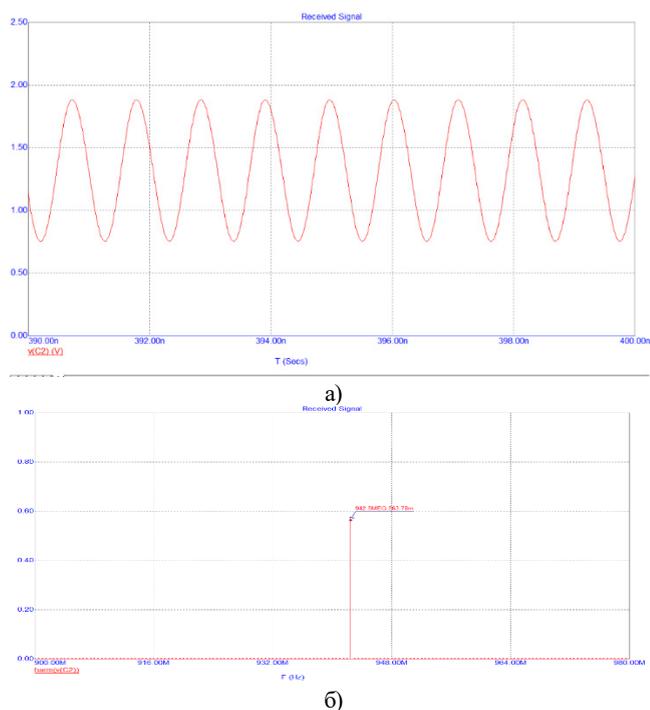


Рис. 16. Форма (а) и спектр (б) выходного сигнала ДСУ при частоте усиливаемого сигнала  $f_{вх} = 942,5$  МГц

Спектр выходного сигнала в режиме синхронизации генерируемой частоты внешним воздействием (рис. 16б) показывает существенное улучшение, вызванное свойствами источника входного сигнала, близкого к идеальному. Составляющими спектра вне основного значения генерируемого сигнала можно пренебречь вследствие их малости по сравнению с амплитудой первой гармоники формируемой частоты.

Очень важным показателем для оценки свойств синхронного усилителя является полоса частот, в которой обеспечивается режим синхронизации ДСУ. Как понятно из оценки спектральных показателей в проделанном исследовании, свойства спектра синхронизированного генератора и, прежде всего его шумовые показатели, определяются не свойствами автономного генератора, а свойствами источника синхронизирующего воздействия. Это позволяет существенно улучшить шумовые показатели ДСУ при использовании его как усилителя преселектора приемника систем

радиосвязи и радиодоступа СВЧ диапазона, когда тактовый сигнал, создаваемый базовой станцией, обладает низкой относительной нестабильностью ( $\delta f = 10^{-7} \dots 10^{-11}$ ).

Такой синхронный усилитель сложного сигнала, формирует на выходе преобразователя частоты передатчика сигнал, обладающий постоянной амплитудой. Перенос такого сигнала в рабочий диапазон частот является эффективным методом, снижающим пик-фактор в системах с OFDM технологией [13]. При этом автоматически обеспечивается снижение уровня фазовых шумов на выходе преобразователя частоты, поскольку формирование модулированных ортогональных поднесущих обеспечивается только при высокой стабильности формирователя ортогональных поднесущих для всех точек преобразования Фурье.

Понятно, что сохранение всех преимуществ синхронных усилителей возможно только в режиме синхронизации (равенства) частоты входного воздействия и частоты автогенератора (рис. 16). На рисунке 17а,б – временная реализация и спектр колебаний для частоты входного воздействия  $f_{вх} = 920$  МГц, когда между колебаниями возникают биения. На рисунке 17в – соответствующие режиму «захвата» автоколебаний генератора внешним источником  $f_{вх} = 922,5$  МГц.

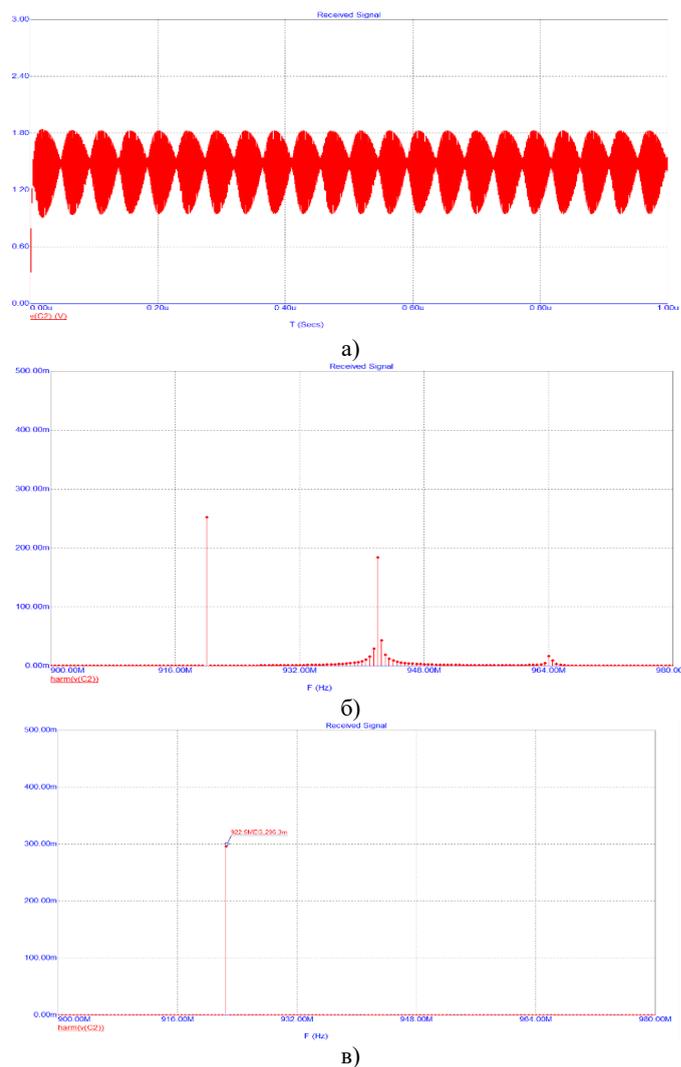
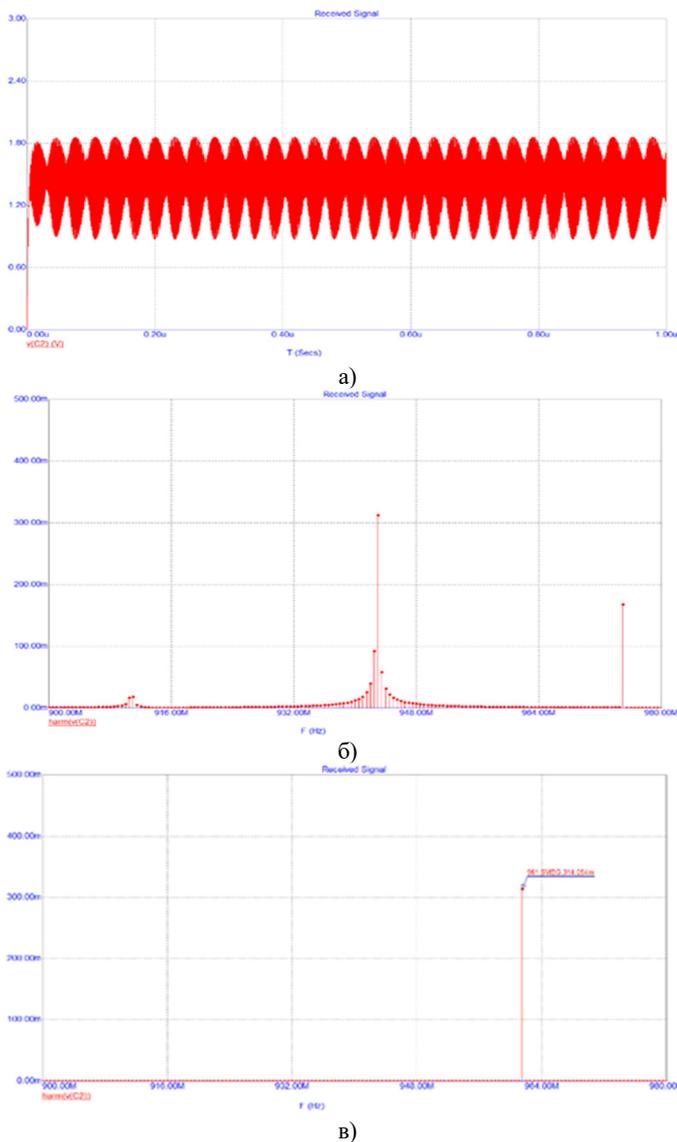


Рис. 17. Форма (а) и спектр (б) сигнала на выходе СУ при возникновении биений между сигналами ( $f_{вх} = 920$  МГц) и спектр выходного сигнала ДСУ для режима «захвата» (в) ( $f_{вх} = f_{дсу} = 922,5$  МГц)

Спектры воздействующего гармонического сигнала и генерируемый сигнал на выходе одного из плеч ДСУ приведены на рисунке 17б. Сигнал от внешнего источника составляет примерно  $f_{вх} = 920$  МГц, а сигнал от автогенератора составляет примерно  $942,5$  МГц. На частоте  $922,5$  МГц, когда  $f_{вх} = f_{ДСУ} = f_{зп} = 922,5$  МГц, он снова становится монохромным (рис. 17в). Этот процесс происходит, когда частота внешнего источника навязывается автогенератору. В результате частоты становятся одинаковыми, а спектр снова становится монохромным. Это соответствует нижней частоте захвата синхронного усилителя. При увеличении частоты гармонического внешнего сигнала вызывает их взаимное биение колебаний двух источников и отклонения частот источников от их точных значений.

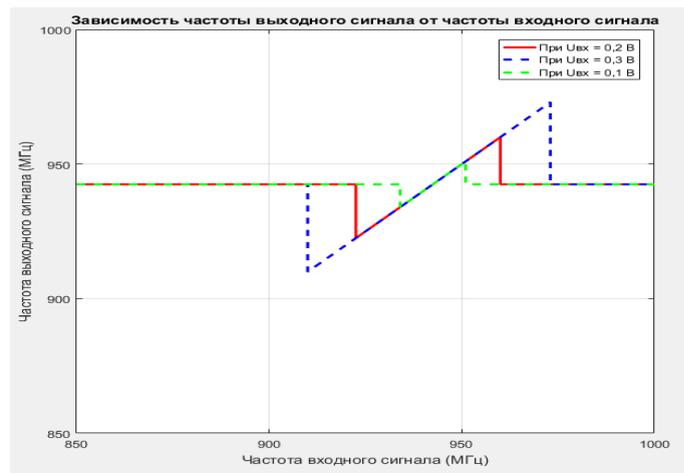
Аналогичный процесс наблюдается при уменьшении частоты входного сигнала, задавая значение частоты внешнего источника  $f_{вх} = 975$  МГц значительно выше частоты автогенератора  $f_{ДСУ} = 942,5$  МГц и постепенно уменьшая ее до появления рассылания спектра (рис. 18).



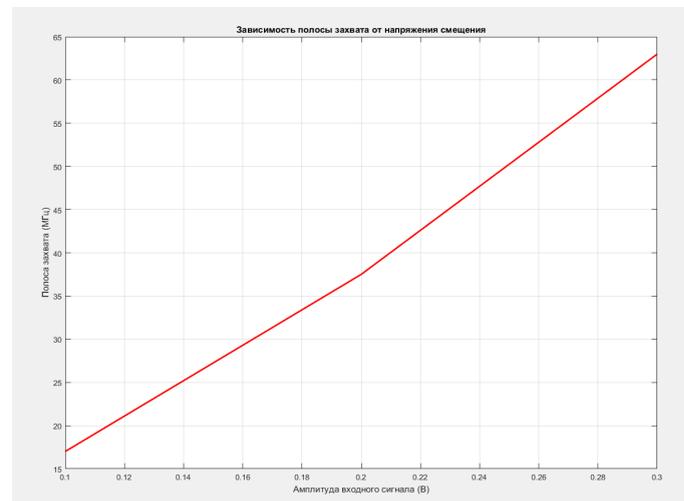
**Рис. 18.** Форма (а) и спектр (б) сигнала на выходе СУ при возникновении биений между сигналами ( $f_{вх} = 975$  МГц) и спектр выходного сигнала ДСУ для режима «захвата» (в) ( $f_{вх} = f_{ДСУ} = 961,5$  МГц)

При дальнейшем уменьшении частоты усиливаемого сигнала регистрируем значение частоты, при которой спектр генерируемого сигнала становится снова монохромным  $f_{вх} = f_{ДСУ} = f_{зв} = 961,5$  МГц, который определяет верхнюю границу полосы захвата (рис. 18в). По таким результатам вычисляется полоса захвата, которая составляет  $\Delta f = f_{зв} - f_{зп} = 961,5 - 922,5 = 39$  МГц.

На рисунке 19 приведены графики зависимости частоты выходного сигнала синхронного усилителя от частоты гармонического воздействия для различных значений амплитуды синхронизирующего (усиливаемого) сигнала. Рисунок 20 показывает зависимость полосы захвата от амплитуды внешнего воздействия.



**Рис. 19.** Зависимость частоты выходного сигнала СДУ от частоты внешнего действия



**Рис. 20.** Зависимость полосы захвата от амплитуды внешнего воздействия

Таким образом, частота выходного сигнала совпадает с частотой внешнего сигнала, когда частота автогенератора захвачена (синхронизирован) с частотой усиливаемого (входного) сигнала. Его спектр состоит из одной частоты. Пограничное состояние, когда происходит захват частоты автогенератора внешним гармоническим источником частота или выхода из режима захвата (граница удержания), спектр выходного сигнала значительно отличается от гармонического,

создавая большое число комбинационных составляющих. Причиной такого сложного спектра являются биения между синхронизирующим (внешним) воздействием и сигналом автогенератора. Границы полосы захвата/удержания увеличиваются с ростом амплитуды усиливаемого сигнала.

### Заключение

Таким образом, дифференциальный автогенератор по схеме Колпитца на двух комплементарных парах МОП транзисторов формирует два противофазных сигнала одинаковой амплитуды. Он обладает относительной температурной стабильностью, составляющей  $\delta f = 3 \cdot 10^{-4}$ , без применения дополнительных мер стабилизации в диапазоне рабочих частот системы LTE, GSM. Результаты моделирования на MicroCap аналогичны результатам математических и теоретических вычислений. Анализ характеристик выходного сигнала от температуры внешней среды указывает на то, что частота полученных сигналов почти не зависит от температуры.

Проведено моделирование в среде MicroCap12 шумовых показателей ДГУН, получены характеристики спектральной плотности мощности шума на нагрузке одного плеча ДГУН и сделан сравнительный анализ динамики ее изменения в зависимости от амплитуды сигнальной составляющей, подключенной к входному узлу генератора.

Выполнено моделирование и сделана оценка эффективности управления частотой ДГУН вариацией напряжения смещения на затворе nМОП транзистора, являющегося компонентом генератора стабильного тока. Это позволило выбрать положение рабочей точки, при которой обеспечивается линейный характер изменения генерируемой частоты от напряжения смещения

Анализ дифференциального синхронного усилителя (ДСУ), построенного на базе ДГУН, когда функцию источника напряжения смещения выполняет генератор гармонических колебаний, позволил моделированием в среде MicroCap, показать ряд достоинств такого усилителя по сравнению с традиционной конструкцией. Показано что, у такого усилителя, построенного на базе дифференциального автогенератора, частота которого синхронизируется с гармоническим входным сигналом, улучшаются шумовые показатели, амплитуда выходного сигнала остается практически постоянной при изменении частоты входного воздействия в пределах рабочей полосы частот системы LTE. Ширина полосы рабочих частот, определяемой амплитудой синхронизирующего воздействия, увеличивается с ростом амплитуды и ограничивается значениями частот, когда автогенератор выходит из режима синхронизации (границы полосы удержания). Вход автогенератора в режим синхронизации определяется границами полосы захвата, когда внешний гармонический сигнал с относительно малой амплитудой, навязывает ему свою частоту. Границы полосы захвата характеризуются, тем что вместо отдельных двух гармонических колебаний с частотой синхронизации  $f_{вх}$  и частотой автогенератора  $f_0$ , возникает многочастотный спектр, вызванный биениями двух близких по частоте колебаний. Появление гармонических автоколебаний колебаний на новой частоте, называемой частотой захвата  $f_3$ , указывает на возникновение режима синхронизации – управление частотой автогенератора внешним источником.

Полученные результаты исследований могут быть использованы для построения синхронных усилителей сигналов, обладающих частотной или фазовой манипуляцией.

### Литература

1. Hans L. Hartnagel, Matthias Rudolph, Rudiger Quay, Ulrich L. Rohde. Fundamentals of RF and Microwave Techniques and Technologies. Германия: Springer International Publishing, 2023.
2. Manetakis. Topics in LC Oscillators: Principles, Phase Noise, Pulling, Inductor Design. Германия: Springer Nature Switzerland, 2023.
3. Koh K.J., Park M.Y., Kim C.S., Yu H.K. Sub harmonically pumped CMOS frequency conversion (up and down) circuits for 2 GHz WCDMA direct-conversion transceiver // IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 39, no. 07, pp. 871-884, 2004.
4. Улахович Д. Введение в цифровую обработку сигналов. Россия: ЛитРес, 2023.
5. Иванова И. Основы разработки СВЧ усилителей. Россия: ЛитРес, 2022.
6. Lee Y., Kim S., Shin H.A. A Single-Chip 24-GHz Differential I/Q Receiver in 0.18  $\mu\text{m}$  CMOS Technology // Microwave and Optical Technology Letters, vol. 53, no. 11, pp. 2593-2600, 2011.
7. Логвинов В.В. Приемники систем фиксированной и мобильной связи: Учебное пособие. М.: СОЛОН-Пресс, 2016. 816 с.
8. Параскевов А. Микроэлектроника и схемотехника. Россия: ЛитРес, 2023.
9. Logvinov V.V., Phan. T.A. Controlled Microwave Auto-generator on a Complementary Pair of MOSFET Transistors // 2022 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO), Arkhangelsk, Russian Federation, 2022.
10. Phan. T.A., Logvinov V.V. Analysis of the Synchronous Amplifier Properties Using MATLAB and Simulation in Microcap Environment // 2023 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO-2023), Pskov, Russian Federation, 2023.
11. Фан Т.А., Логвинов В.В. Исследование свойств синхронного СВЧ усилителя, выполненного на комплементарной паре МОП транзисторов // Телекоммуникации и информационные технологии. 2023. Т. 10. № 1. С. 196-205.
12. Фан Т.А., Логвинов В.В. Управляемый СВЧ автогенератор на комплементарной паре МОП-транзисторов // Телекоммуникации и информационные технологии. 2022. Т. 9. № 2. С. 166-173.
13. Фан Т.А., Логвинов В.В. Анализ свойств синхронного усилителя на автогенераторе по схеме Колпитца с помощью системы дифференциальных уравнений // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2024. Том 18. № 2. С. 31-43.
14. Huang A., et al., Fixture Design for Parasitic Capacitances of Mosfets for Emi Applications//2022 Asia Pacific International Symposium on Electromagnetic Compatibility, APEMC 2022 - Institute of Electrical and Electronics Engineer, pp. 267-269, Jan 2022.
15. Cirjulina D., Babajans R., Capligins F., Kolosovs D., Litvinenko A. Experimental Study on Colpitts Chaotic Oscillator-Based. Communication System Application for the Internet of Things // Applied Sciences, 2024. Vol. 14, no. 3.
16. Hofstetter P., Hofmann V., Bakran M.M. Generic Semi-Physical SiC MOSFET Model for the Simulation of Switching Process // 2023 25th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'23 ECCE Europe), pp. 1-8, 2023.
17. Leeson D.D. A simple model of feedback oscillator noise spectrum // Proc. IEEE. Feb. 1966. Vol.54, pp. 329-330.
18. Коротков А.С. Устройства приема и обработка сигналов. Микроэлектронные высокочастотные устройства радиоприемников систем связи: учебное пособие, СПб.: Санкт-Петербургский государственный политехнический университет, 2010.
19. Young, Darrin J., et al. A low-noise RF voltage-controlled oscillator using on-chip high-Q three-dimensional coil inductor and micromachined variable capacitor // Solid-State Sensor and Actuator Workshop. 1998.
20. Ruynanen J., Kiveekas K. et al. A single – chip multimode receivers for GSM900, DCS1800, PCS1900, and WCDMA //IEEE J. of solid-State Circuits., 2003. Vol.38, №4. P.594-602
21. Wu T., Moon Un-Ku, Mayaram K. Dependence of LC VCO Oscillation Frequency on Bias Current // IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS), Island of Kos, 2006.

## ANALYSIS OF PROPERTIES OF DIFFERENTIAL AUTO-GENERATOR ON A PAIR OF COMPLEMENTARY MOS TRANSISTORS

**Phan Tuan Anh**, Moscow Technical University of Communications and Informatics, Moscow, Russia, [alexpta96@gmail.com](mailto:alexpta96@gmail.com)  
**Vasily V. Logvinov**, Moscow Technical University of Communications and Informatics, Moscow, Russia, [adlerbasil@rambler.ru](mailto:adlerbasil@rambler.ru)

### Abstract

This paper presents the results of modeling the properties of a differential auto generator based on the Colpitts circuit, made on a pair of complementary MOSFET transistors in MICROCAP environment using PSPICE models of active components in time and frequency domain. A comparative analysis of the energy characteristics and noise performance of the auto generator using the simplified model and the simulation results has been performed, showing their good enough coincidence. The dependence of the generated frequency and amplitude of the output signal on the ambient temperature was obtained as a result of modeling. As calculations have shown its variation is less than in the scheme of a single-cycle auto generator built according to a similar scheme. The estimation of the noise power spectral density at the output of the differential auto generator has shown that its value does not exceed -180 dBc/Hz and its value depends weakly on the ambient temperature. The results of modeling estimating the change in the amplitude of the output signal from the bias voltage on the nMOS transistor, which is a stable current generator, are obtained. The impact of a harmonic signal on its gate allowed us to evaluate the synchronization efficiency of the differential auto generator, to obtain the capture and retention bands depending on the amplitude of the synchronizing influence.

**Keywords:** differential auto-generator, phase noise, stable current generator, voltage controlled oscillator, Colpitts scheme

### References

1. Hans L. Hartnagel, Matthias Rudolph, Rudiger Quay, Ulrich L. Rohde, "Fundamentals of RF and Microwave Techniques and Technologies," Springer International Publishing, Germany, 2023.
2. Manetakis, "Topics in LC Oscillators: Principles, Phase Noise, Pulling, Inductor Design," Springer Nature Switzerland, Germany, 2023.
3. Koh K.J., Park M.Y., Kim C.S., Yu H.K., "Sub harmonically pumped CMOS frequency conversion (up and down) circuits for 2 GHz WCDMA direct-conversion transceiver," *IEEE J. Solid-State Circuits*, 2024, vol. 39, no. 07, pp. 871-884.
4. Ulakhovich D., "Introduction to Digital Signal Processing," LitRes, Russia, 2023.
5. Ivanova I., "Fundamentals of microwave amplifier design," LitRes, Russia, 2022.
6. Lee Y., Kim S., Shin H.A., "A Single-Chip 24-GHz Differential I/Q Receiver in 0.18  $\mu\text{m}$  CMOS Technology," *Microwave and Optical Technology Letters*, 2011, vol. 53, no. 11, pp. 2593-2600.
7. Logvinov V. V., "Receivers of fixed and mobile communication systems," Textbook. SOLON-Press, Moscow, 2016. 816 p.
8. Paraskevov A., "Microelectronics and circuitry," LitRes, Russia. 2023.
9. Logvinov V.V. and Phan T.A., "Controlled Microwave Autogenerator on a Complementary Pair of Mosfet Transistors," *2022 Systems of Signal Synchronisation, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO)*, 2022, Arkhangelsk, Russian Federation.
10. Phan T.A. and Logvinov V.V., "Analysis of the Synchronous Amplifier Properties Using Matlab and Simulation in Microcap Environment," *2023 Systems of Signal Synchronisation, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO)*, 2023, Pskov, Russian Federation.
11. Phan T.A. and Logvinov V.V., "Investigation of properties of synchronous microwave amplifier made on a complementary pair of MOS transistors," *Telecommunications and Information Technologies*, 2023, vol. 10, no. 01, pp. 196-205.
12. Phan T.A. and Logvinov V.V., "Controlled microwave autogenerator on a complementary pair of MOS transistors," *Telecommunications and Information Technologies*, 2022, vol. 9, no. 02, pp. 166-173.
13. Phan T.A. and Logvinov V.V., "Analysis of the properties of the synchronous amplifier on the autogenerator according to the Colpitts scheme by using the system of differential equations," *Telecommunications and Information Technologies*, 2024, vol. 18, no. 02, pp. 31-43.
14. Huang A., et al., "Fixture Design for Parasitic Capacitances of Mosfets for Emi Applications," *2022 Asia Pacific International Symposium on Electromagnetic Compatibility, APEMC 2022 - Institute of Electrical and Electronics Engineer*, 2022, pp. 267-269.
15. Cirjulina D., Babajans R., Capligins F., Kolosovs D., Litvinenko A., "Experimental Study on Colpitts Chaotic Oscillator-Based Communication System Application for the Internet of Things," *Applied Sciences*, 2024, vol. 14, no. 3.
16. Hofstetter P., Hofmann V. and Bakran M.M., "Generic Semi-Physical SiC MOSFET Model for the Simulation of Switching Process," *2023 25th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'23 ECCE Europe)*, 2023, pp. 1-8.
17. Leeson D.D., "A simple model of feedback oscillator noise spectrum," *Proc. IEEE*, 1966, vol. 54, pp. 329-330.
18. Korotkov A.S., "Signal reception and processing devices. Microelectronic high-frequency devices of radio receivers of communication systems: textbook, St. Petersburg State Polytechnic University, St. Petersburg, Russia. 2010.
19. Young, Darrin J., et al., "A low-noise RF voltage-controlled oscillator using on-chip high-Q three-dimensional coil inductor and micromachined variable capacitor," *Solid-State Sensor and Actuator Workshop*, 1988.
20. Ryyanen J., Kiveekas K. et al., "A single-chip multimode receivers for GSM900, DCS1800, PCS1900, and WCDMA," *IEEE J. of solid-State Circuits*, 2003, vol.38, no. 4, pp. 594-602.
21. Wu T., Moon Un-Ku, and Mayaram K., "Dependence of LC VCO Oscillation Frequency on Bias Current," *IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, Island of Kos. 2006.