

DOI: <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2026.6.6>

УДК: 621.373.5

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ОСЦИЛЛЯТОРА КОЛПИТЦА ДЛЯ АНАЛИЗА ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ВОСПРИИМЧИВОСТИ И ФАЗОВОЙ УСТОЙЧИВОСТИ АВТОГЕНЕРАТОРНЫХ СХЕМ

П.С. Глазунов ¹, А.И. Гринько ², Л.С. Болотников ², В.А. Вдовин ¹, В.А. Черепенин ¹

¹ ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН, 125009, Москва, ул. Моховая 11, корп.7.

² МГТУ им. Н.Э. Баумана, 105005, Москва, 2-я Бауманская ул., 5

Статья поступила в редакцию 17 июня 2026 г.

Аннотация. Предложена математическая модель осциллятора Колпитца на основе системы дифференциальных уравнений, описывающих динамику автогенератора с учетом паразитных электродвижущих сил, наводимых внешним электромагнитным полем в различных контурах схемы. Актуальность исследования обусловлена усложнением современной электромагнитной обстановки и миниатюризацией электронных компонентов, приводящей к снижению их помехоустойчивости. Показано, что кратковременное импульсное воздействие способно вызывать фазовый сдвиг колебаний осциллятора. Установлено, что величина этого фазового сдвига зависит от амплитуды помехи, момента ее приложения и контура, в который она вводится. С помощью численных экспериментов выявлены наиболее уязвимые участки схемы, что может быть использовано при проектировании помехоустойчивых автогенераторных схем и оптимизации их топологии.

Ключевые слова: электромагнитная совместимость, осциллятор Колпитца, автогенератор, фазовый сдвиг, электромагнитная восприимчивость, импульсная помеха, численное моделирование.

Финансирование: Работа выполнена по государственному заданию ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН.

Автор для переписки: Владимир Александрович Вдовин, vdv@cplire.ru

Введение

Проблема электромагнитной совместимости цифровых и аналоговых устройств с каждым годом становится все более острой. Причина этого в том, что в настоящее время активно развиваются два, в некотором роде, противоречащих друг другу технологических тренда.

Первый заключается в общем усложнении электромагнитной обстановки. Действительно, как в повседневной жизни [1-2], так и на промышленных предприятиях [3-4] все чаще внедряются беспроводные технологии. Наличие множества дистанционно общающихся друг с другом устройств приводит к перекрытию их каналов связи и вызывает взаимные помехи [5] (mutual interference). В качестве примеров можно привести сети Wi-Fi 6E [6] и сети сотовой связи [7-8], телефоны и модемы с антенными решетками для динамической фокусировки луча [9-11], сверхплотные сети интернета вещей [12-13], беспроводные сети медицинских датчиков [14-15], радиовысотомеры [16-17], а также различные БПЛА [18-20]. Неблагоприятную электромагнитную обстановку создают вокруг себя базовые станции 5G [21] и 6G [22], что особенно проявляется в условиях города, где электромагнитные волны с частотой 24-100 ГГц способны эффективно отражаться от металло-бетонных конструкций и создавать области фокусировки [23-24]. Отметим также тенденцию, связанную с введением в эксплуатацию современных автоматизированных полупроводниковых ключей, создающих кондуктивные и излучаемые помехи вблизи распределительных подстанций [25-26].

Второй тренд проявляется в усложнении полупроводниковых технологий: продолжается сложившаяся еще в прошлом веке тенденция к миниатюризации электроники. Процесс масштабирования транзисторов сопровождается уменьшением размера их канала, что приводит к снижению напряжения

питания V_{dd} (даже с учетом концепции обобщенного масштабирования [27], согласно которой при масштабировании напряженность электрического поля в канале увеличивается). Таким образом, уменьшается амплитуда полезных сигналов и отношение сигнал/шум. Например, в книге [28] (см. главу 2) описано характерное изменение V_{dd} в период от 1970-х до 2000-х. Если в 1970-1980 годах использовались технологии CMOS с $V_{dd} \approx 5$ В, то уже к середине 1990-х годов V_{dd} составляло около 1.8 В. Начиная с 2011 года в массовое производство внедрялась технология fin-FET, для которой V_{dd} продолжило снижаться. По данным обзора [29] к 2017 году характерное значение V_{dd} для fin-FET транзисторов, использующихся в ячейках динамической и флеш-памяти, составляло 0.7 В, а к 2023 году – 0.6 В, при этом прогнозируется дальнейшее уменьшение V_{dd} до значения 0.55 В к 2029 году.

Кроме того, скорость деградации и вероятность отказа транзистора увеличиваются при уменьшении размера канала и толщины оксида вследствие таких эффектов как [30] инжекция горячих носителей (hot carrier injection); электромиграция (electromigration); нестабильность, вызванная отрицательным смещением при повышенной температуре (negative bias temperature instability) и пробой диэлектрика, зависящий от времени (time-dependent dielectric breakdown). Попытки внедрения следующего поколения транзисторов и новых материалов делают задачу обеспечения надежности микропроцессорных устройств еще более сложной. Например, технология GAA-FET (gate-all-around) обеспечивает лучший контроль канала (транзистор быстрее переключается, эффекты короткого канала выражены слабее, время деградации и пробоя оксида затвора сопоставимо с fin-FET), однако появляются новые паразитные эффекты [31], такие как самонагрев (self-heating effect), деградация границы кремния с диэлектриком горячими носителями (hot carrier degradation), риск пробоя спейсера со временем (inner spacer time-dependent dielectric breakdown). Использование новых high-k диэлектриков также связано с рядом производственных трудностей [32], одной из которых является большое число зарядовых ловушек, которые приводят к нестабильности порогового

напряжения, телеграфному шуму и утечкам через затвор. Из-за вышеперечисленных процессов деградация нового поколения полупроводниковой электроники происходит быстрее (см. главу 1, п. 2 в диссертации [33]), а сокращение размера канала GAA-FET также связано с уменьшением помехоустойчивости. Так, в работе [34] показано, что при уменьшении канала наномостового GAA-FET транзистора с 20 до 5 нм запас помехоустойчивости логических инверторов, уменьшается с 453 до 430 мВ для логической единицы и с до 472 до 452 мВ для логического нуля.

Таким образом, не только электромагнитная обстановка, в которой вынуждены функционировать электронные приборы, становится все более сложной, но и сами приборы становятся более восприимчивыми к электромагнитному полю. В то же время, в некоторых областях промышленности и производства сбои систем автоматизации способны приводить к катастрофическим последствиям [35-44] (более подробно см. приложение к данной статье).

По вышеописанным причинам в последние годы резко возросла потребность в создании помехозащищенных устройств. Это косвенно подтверждается ростом спроса на экранирующие покрытия [45]. Согласно маркетинговым обзорам [46-47], рынок экранирующих покрытий, оцениваемый примерно в 7,34 млрд \$ в 2024 году, по прогнозам, вырастет до 9,69 млрд \$ к 2029 году и достигнет 12,9 млрд \$ к 2031 году.

Однако, наиболее правильным подходом является проектирование помехоустойчивого устройства с самого начала разработки, а не добавление фильтров или экранов в ее конце (см. главу 9 в книге [48]). Здесь в полной мере проявляется проблема «черного ящика», которая является весьма существенной для расчета степени уязвимости цифровых устройств (см. главу 2 в [33], а также технический отчет международной электротехнической комиссии (IEC) [49]). Дело в том, что для максимально точного моделирования работы микросхемы необходимо воссоздание полной внутренней схемы кристалла. Однако производители почти никогда ее не раскрывают в силу того, что топология

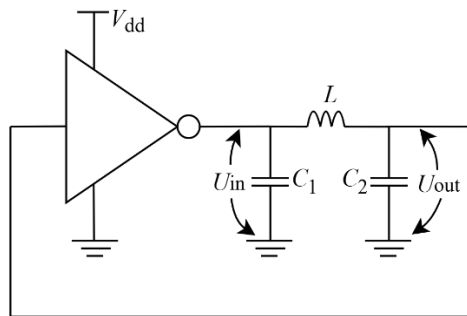
микросхемы является интеллектуальной собственностью. Поэтому для расчетов степени помехоустойчивости чаще всего используются поведенческие макромодели, не раскрывающие внутренностей кристалла, такие как IBIS (Input/Output Buffer Information Specification – стандарты [50] и [51]), ICEM-CE (Integrated Circuit Emission Model, Conducted Emission – стандарт [52], данная модель состоит из двух подмоделей [53]: PDN – passive distribution network – пассивной сети распространения помех и IA – internal activity – эквивалентного источника внутренней активности микросхемы), ICEM-RE (Integrated Circuit Emission Model, Radiated Emission – стандарт [54]), ICIM-CI (Integrated Circuit Immunity Model, Conducted Immunity – общедоступная спецификация [55]), ICIM-CPI (Integrated Circuit Immunity Model, Conducted Pulse Immunity modelling – техническая спецификация [56]).

Однако все вышеперечисленные модели не воспроизводят работу микросхемы на уровне транзисторов (поэтому не могут воспроизводить сбои динамики переключений транзисторов), а лишь предсказывают, дойдет ли помеха до чувствительных портов или питания и превысит ли допустимый уровень. Таким образом, подобные модели не в состоянии корректно описывать существенно нелинейные системы [57-58], в том числе осцилляторы. Между тем, в современных исследованиях по автогенераторам основное внимание уделяется разработке модификаций классических схем [59-63], исследованию хаоса [64-67] и изучению фазовых шумов [68-70], в то время как задачи электромагнитной совместимости остаются в стороне. По этой причине составление моделей автогенераторов в целях предсказания их помехоустойчивости представляется особо актуальным.

1. Модель осциллятора Колпица

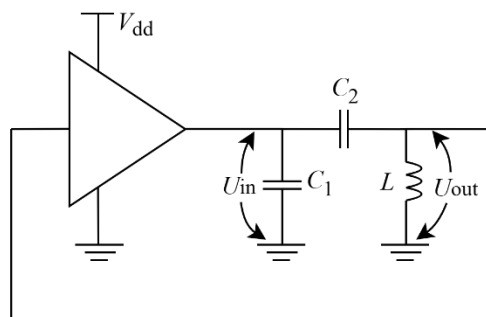
Рассмотрим схему осциллятора Колпица. Она может быть представлена в виде двух частей (рис .1): усилителя (треугольник) и цепи обратной связи (две емкости C_1 , C_2 и индуктивность L). На рис. 1a представлена схема с инвертирующим усилителем, а на рис. 1b – с обычным. В идеальном случае

инвертирующий усилитель изменяет фазу входного сигнала на 180° , а обычный усилитель оставляет ее неизменной. Поэтому, для того чтобы удовлетворить уравнению баланса фаз ($\varphi_A + \varphi_{FB} = 2\pi n$, где φ_A – сдвиг фаз, вносимый усилителем, φ_{FB} – сдвиг фаз, вносимый цепью обратной связи, а $n = 0, \pm 1, \pm 2 \dots$), эти схемы должны быть различными. Комплексные коэффициенты передачи цепей обратной связи K приведены под схемами на рис. 1а и 1б, здесь ω – круговая частота, а все величины зависят от времени как $e^{i\omega t}$. Тогда оказывается, что при резонансной частоте контуров $\omega_0 = \{LC_1C_2/(C_1+C_2)\}^{-1/2}$, коэффициент передачи цепи обратной связи в случае (а) отрицателен, а в случае (б) – положителен, за счет чего уравнение баланса фаз будет выполняться. При этом отношение C_1/C_2 определяет величину обратной связи (модуль коэффициента K).



$$K = \frac{U_{out}}{U_{in}} = \frac{Z_L}{Z_L + Z_{C_2}} = \frac{1}{1 - \omega^2 LC_2} \Big|_{\omega=\omega_0} = -\frac{C_1}{C_2},$$

а) Схема с инвертирующим усилителем

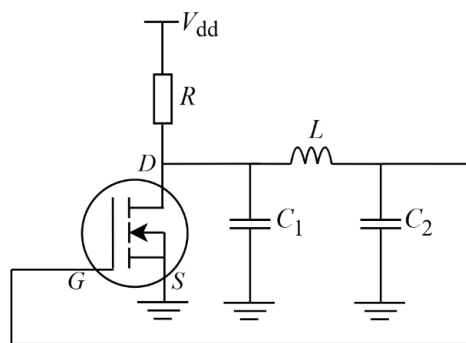


$$K = \frac{U_{out}}{U_{in}} = \frac{Z_{C_2}}{Z_L + Z_{C_2}} = \frac{-\omega^2 LC_2}{1 - \omega^2 LC_2} \Big|_{\omega=\omega_0} = 1 + \frac{C_1}{C_2}$$

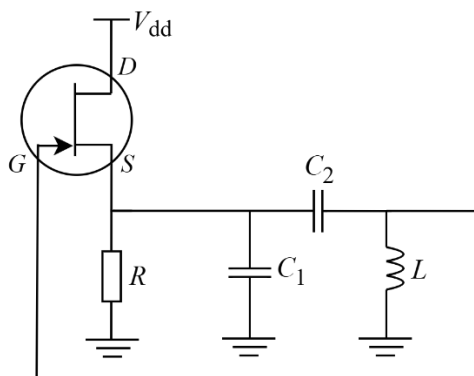
б) Схема с обычным усилителем

Рис. 1. Принципиальные схемы осциллятора Колпитца.

Те же схемы, но с простейшими реализациями усилителей на транзисторах, изображены на рис. 2а-б. На рис. 2а в схеме используется усилитель с общим эмиттером, построенный на MOSFET транзисторе, для которого напряжение отсечки $U_{th} \sim 3В > 0$. Можно качественно найти его рабочую точку U_w из очевидного соотношения, справедливого для случая постоянных напряжений и токов: $RI_D(U_{GS}, U_{DS}) + U_{DS} = V_{dd}$, здесь I_D – ток стока транзистора (который направлен внутрь транзистора). Если считать, что индуктивность L замыкает контакты G и D , то $U_{GS} = U_{DS}$. Кроме того, если положить, что $I_D(U_{GS}, U_{DS}) \approx I_D(U_{GS}, V_{dd})$, получим уравнение $I_D(U_{GS}, V_{dd}) = (V_{dd} - U_{GS})/R$, где U_{GS} – неизвестная, подлежащая определению. Данное уравнение удобно решать графически, что качественно изображено на рис. 3а.



а) Схема с п-канальным MOSFET транзистором (схема усилителя с общим эмиттером)

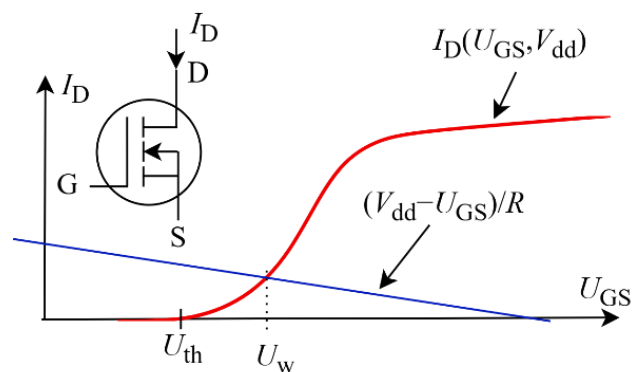


б) Схема с п-канальным JFET транзистором (схема усилителя с общим коллектором)

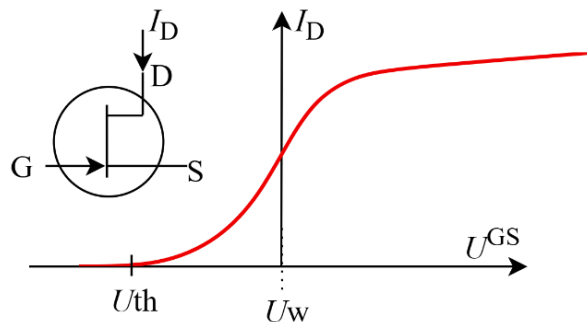
Рис. 2. Схемы осциллятора Колпитца с простейшими транзисторными усилителями.

На рис. 2b изображена схема с коллекторным усилителем на JFET транзисторе, для которого, напротив, напряжение отсечки $U_{th} \sim -3В < 0$. Тогда в случае статики индуктивность соединяет контакт G с землей, поэтому рабочая точка для данной схемы $U_w = 0$ (см. рис. 3b).

Для вывода уравнений, описывающих динамику осциллятора, более удобно использовать схемы, изображенные на рис. 4a-b, которые топологически являются эквивалентными схемам на рис. 2a-b. На рис. 4a-b изображены также токи, их направления и контуры r , g , b , t , которые будут использоваться для вывода уравнений.

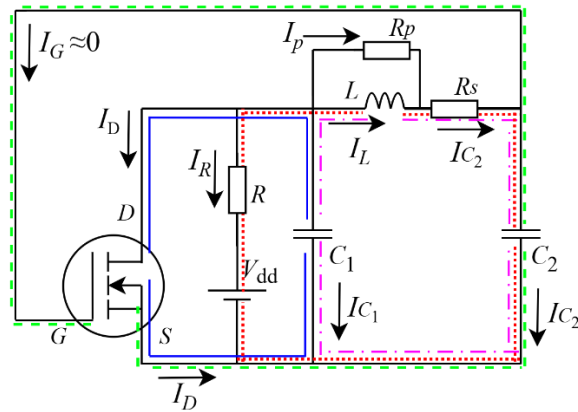


a) MOSFET

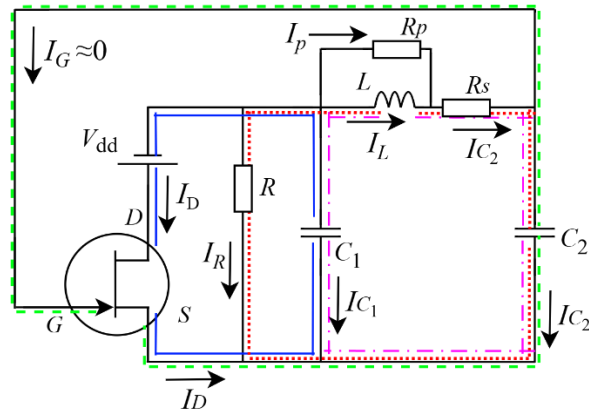


b) JFET

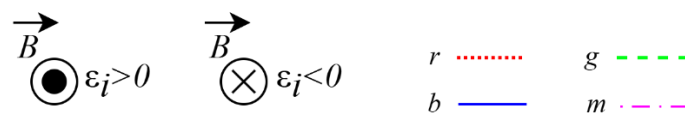
Рис. 3. Характерные вольтамперные характеристики MOSFET и JFET транзистора и их рабочие точки U_w .



а) Схема с п-канальным MOSFET транзистором (схема усилителя с общим эмиттером)



б) Схема с п-канальным JFET транзистором (схема усилителя с общим коллектором)



в) Направления вектора электромагнитной индукции и соответствующие значения паразитной ЭДС ε_i , а также линии, обозначающие контуры r , g , b и m

Рис. 4. Схемы осциллятора Колпитца, используемые для вывода уравнений. На рисунках изображены различные контуры, вдоль которых осуществляется обход, а также показаны выбранные направления токов.

Реальная катушка индуктивности моделируется при помощи идеальной L , к которой подключены два резистора. Сопротивление R_s учитывает резистивные потери в проводе катушки на постоянном токе, а R_p – потери в ферромагнитном сердечнике на частоте ω_0 . В случае MOSFET транзистора

будем считать, что паразитные емкости между его контактами намного меньше, чем C_1 и C_2 . В случае JFET транзистора предположим, что он функционирует только в нормальном режиме работы, когда $U_{GS} < 0$ и $U_{SD} > 0$, поэтому р-п переход между контактами G и S (а, следовательно, и между контактами G и D) закрыт. Тогда как в случае MOSFET, так и в случае JFET, ток, протекающий через затвор транзистора, можно не учитывать ($I_G = 0$).

Проведем вывод уравнений, описывающих динамику осциллятора Колпитца, для схемы, изображенной на рис. 4а (вывод для случая JFET аналогичен). Для определенности все контуры будем обходить против часовой стрелки. Предположим, что схема находится во внешнем электромагнитном поле, тогда при обходе контуров в уравнениях будут появляться паразитные ЭДС, наводящиеся в i -ом контуре, которые мы обозначим как ε_i , где $i = r, g, m, b$. Поскольку контур, состоящий из L и R_p моделирует сосредоточенный элемент (реальную катушку), будем считать, что в нем ЭДС не наводится. Обходы вдоль контуров g, b, r, m , и контура, образованного L и R_p , дают соответственно уравнения

$$U_{DS} - U_{C_1} = \varepsilon_b, \quad (1)$$

$$U_{GS} - U_{C_2} = \varepsilon_g, \quad (2)$$

$$RI_R - U_{C_2} - R_s I_{C_2} - L \dot{I}_L = \varepsilon_r - V_{dd}, \quad (3)$$

$$U_{C_1} - U_{C_2} - R_s I_{C_2} - L \dot{I}_L = \varepsilon_m, \quad (4)$$

$$L \dot{I}_L = R_p I_p. \quad (5)$$

Здесь U_{C_1} , U_{C_2} – напряжения на емкостях C_1 и C_2 , а I_{C_2} , I_L , I_R , I_p – токи, протекающие соответственно через емкость C_2 , индуктивность L , сопротивление R и резистор R_p , а производная по времени обозначается точкой. Исходя из закона сохранения тока, можно записать еще два уравнения

$$I_D + I_R + I_{C_1} + I_{C_2} = 0, \quad (6)$$

$$I_L + I_p = I_{C_2}. \quad (7)$$

Кроме того, ток, протекающий через емкости связан с напряжениями известными соотношениями

$$C_1 \dot{U}_{C_1} = I_{C_1}, \quad (8)$$

$$C_2 \dot{U}_{C_2} = I_{C_2}. \quad (9)$$

Чтобы замкнуть систему уравнений (1)-(9) требуется еще задать вольтамперную характеристику (ВАХ) транзистора $I_D = I_D(U_{GS}, U_{DS})$. В качестве модели ВАХ мы используем модель Шихмана-Ходжеса, которая подходит как для моделирования MOSFET, так и JFET транзисторов:

при $U_{DS} > 0$

$$I_D(U_{GS}, U_{DS}) = \begin{cases} 0, U_{GS} \leq U_{th} \\ KU_{DS} \left(U_{GS} - U_{th} - \frac{U_{DS}}{2} \right) \left(1 + \frac{U_{DS}}{U_A} \right), U_{DS} < U_{GS} - U_{th}, U_{GS} > U_{th}, \\ \frac{K}{2} (U_{GS} - U_{th})^2 \left(1 + \frac{U_{DS}}{U_A} \right), U_{DS} \geq U_{GS} - U_{th}, U_{GS} > U_{th} \end{cases} \quad (10)$$

при $U_{DS} < 0$

$$I_D(U_{GS}, U_{DS}) = \begin{cases} 0, U_{GD} \leq U_{th} \\ KU_{DS} \left(U_{GD} - U_{th} + \frac{U_{DS}}{2} \right) \left(1 - \frac{U_{DS}}{U_A} \right), -U_{DS} < U_{GD} - U_{th}, U_{GD} > U_{th}. \\ -\frac{K}{2} (U_{GD} - U_{th})^2 \left(1 - \frac{U_{DS}}{U_A} \right), -U_{DS} \geq U_{GD} - U_{th}, U_{GD} > U_{th} \end{cases} \quad (11)$$

Здесь $U_{GD} = U_{GS} - U_{DS}$, U_A – напряжение Эрли (иногда вводится обратная величина λ – параметр модуляции канала), а K – параметр крутизны (transconductance parameter), рассчитываемый по формуле

$$K = \mu C_{ox} \frac{W_c}{L_c},$$

где μ – подвижность носителей заряда в канале, C_{ox} – удельная емкость оксида затвора на единицу площади, а W_c и L_c – соответственно ширина и длина канала транзистора.

Уравнения (1)-(2), таким образом, служат лишь для выражения из них U_{GS} , U_{DS} и дальнейшей подстановки в ВАХ (10)-(11). Хотя система (1)-(11) замкнута относительно переменных U_{C1} , U_{C2} , I_R , I_{C1} , I_{C2} , I_L , I_p , I_D , она не пригодна для численного решения, поскольку содержит алгебраические уравнения.

2. Приведение системы дифференциальных уравнений к нормальной форме

Покажем, что система (1)-(11) может быть сведена к нормальной форме, состоящей из трех обыкновенных дифференциальных уравнений первого порядка относительно U_{C1} , U_{C2} и I_L и имеет вид

$$C_2(R_p + R_s)\dot{U}_{C_2} = U_{C_1} - U_{C_2} + R_p I_L - \varepsilon_m, \quad (12)$$

$$\frac{R_p + R_s}{R_p} L \dot{I}_L = U_{C_1} - U_{C_2} - \varepsilon_m + R_s I_L, \quad (13)$$

$$RC_1 \dot{U}_{C_1} = \left(1 + \frac{R}{R_s + R_p}\right) (\varepsilon_m - U_{C_1}) + \frac{R}{R_s + R_p} U_{C_2} - RI_D (U_{C_2} + \varepsilon_g, U_{C_1} + \varepsilon_b) - \frac{RR_p}{R_s + R_p} I_L - \varepsilon_r + V_{dd}. \quad (14)$$

Для начала вычтем (4) из (3), получим

$$RI_R - U_{C_1} = \varepsilon_r - V_{dd} - \varepsilon_m. \quad (15)$$

Выразим из (6) I_R и подставим в (15), учитывая (8), получим

$$RC_1 \dot{U}_{C_1} = \varepsilon_m - \varepsilon_r + V_{dd} - U_{C_1} - R(I_D + I_{C_2}). \quad (16)$$

Рассмотрим уравнение (4). Выразим в нем LdI_L/dt через выражение (5), а далее выразим I_p через (7), получим

$$U_{C_1} - U_{C_2} - R_s I_{C_2} - R_p (I_{C_2} - I_L) = \varepsilon_m. \quad (17)$$

Из уравнения (5) выразим I_p и подставим его в уравнение (7), получим

$$\frac{L}{R_p} \dot{I}_L = I_{C_2} - I_L. \quad (18)$$

Заметим, что уравнения (1)-(2), (16)-(18) и (9) также представляют собой замкнутую систему, но уже относительно переменных U_{C1} , U_{C2} , I_{C2} , I_L , I_D . Из этой новой системы исключим переменную I_{C2} , выразив ее из уравнения (17)

и подставив в уравнения (16)-(18) и (9). После исключения I_{C2} мы придем к системе трех уравнений (12)-(14).

Как видно из рис. 4, схема с JFET транзистором может быть получена из схемы с MOSFET транзистором переносом ЭДС V_{dd} из контура r в контур b , при этом знак V_{dd} меняется на противоположный (согласно выбранному направлению обхода). Поэтому уравнения для схемы, изображенной на рис. 4b можно получить если в системе (12)-(14) сделать замены $\varepsilon_b \rightarrow \varepsilon_b + V_{dd}$, $\varepsilon_r - V_{dd} \rightarrow \varepsilon_r$, таким образом, для JFET транзистора уравнение (14) изменится на уравнение

$$RC_1 \dot{U}_{C_1} = \left(1 + \frac{R}{R_s + R_p}\right) (\varepsilon_m - U_{C_1}) + \frac{R}{R_s + R_p} U_{C_2} - RI_D(U_{C_2} + \varepsilon_g, U_{C_1} + \varepsilon_b + V_{dd}) - \frac{RR_p}{R_s + R_p} I_L - \varepsilon_r. \quad (19)$$

Если ввести некоторые дополнительные коэффициенты и для краткости обозначить $u_1 = U_{C1}$, $u_2 = U_{C2}$, $u_3 = R_p I_L$, то уравнения (12)-(14) можно еще несколько упростить и привести к виду

$$\tau_1 u'_1 = -cu_1 + u_2 - u_3 - J_D(\overbrace{u_2 + \varepsilon_g}^{U_{GS}}, \overbrace{u_1 + \varepsilon_b}^{U_{DS}}) + c\varepsilon_m - (\varepsilon_r - V_{dd})/r, \quad (20)$$

$$\tau_2 u'_2 = u_1 - u_2 + u_3 - \varepsilon_m, \quad (21)$$

$$\tau_3 u'_3 = u_1 - u_2 - bu_3 - \varepsilon_m. \quad (22)$$

Здесь $J_D(U_{GS}, U_{DS}) = (R_s + R_p) \cdot I_D(U_{GS}, U_{DS})$, $r = R/(R_s + R_p)$, $c = (1+r)/r$, $b = R_s/R_p$, $\tau_1 = C_1(R_s + R_p)/T$, $\tau_2 = C_2(R_s + R_p)/T$, $\tau_3 = (R_s + R_p)L/(T \cdot R_p^2)$, где $T = 2\pi/\omega_0$ – период свободных колебаний LC-контура без учета потерь. Штрихи означают операцию взятия производной $d/d\theta$ по безразмерному времени $\theta = t/T$, где t – реальное физическое время. В случае JFET транзистора вместо уравнения (20) следует записать уравнение

$$\tau_1 u'_1 = -cu_1 + u_2 - u_3 - J_D(\overbrace{u_2 + \varepsilon_g}^{U_{GS}}, \overbrace{u_1 + \varepsilon_b + V_{dd}}^{U_{DS}}) + c\varepsilon_m - \varepsilon_r / r. \quad (23)$$

Уравнения (20)-(22) можно решать численными методами, мы для этого будем использовать классический метод Рунге-Кутты четвертого порядка. Везде далее мы будем предполагать, что схема реализована на MOSFET транзисторе и обладает следующими значениями параметров: $V_{dd} = 5$ В;

$R = 1 \text{ кОм}$; $R_p = 2 \text{ кОм}$; $R_s = 10 \text{ Ом}$; $C_1 = 10 \text{ нФ}$; $C_2 = 10 \text{ нФ}$; $L = 100 \text{ мкГн}$; $U_{th} = 3.0$; $K = 10 \cdot 10^{-3} \text{ А/В}^2$; $U_A = 100 \text{ В}$. Шаг дискретизации по времени при проведении всех численных экспериментов составлял одну тысячную периода. При таких параметрах численно рассчитанный период колебаний осциллятора составляет 4.41 мкс , что соответствует частоте 226.77 кГц . Меандры напряжений u_1 , u_2 , u_3 , соответствующие предельному циклу осциллятора, показаны на рис. 5.

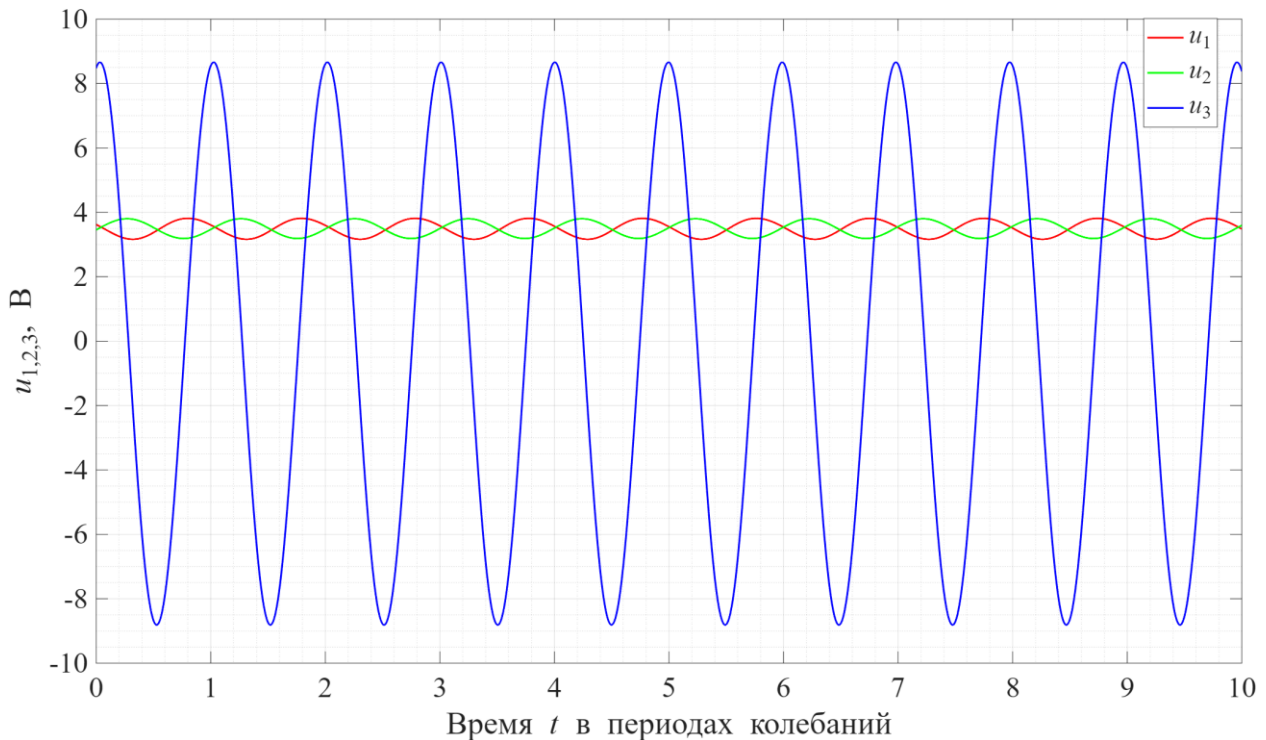


Рис. 5. Зависимости напряжений u_1 , u_2 , u_3 от времени, соответствующие предельному циклу осциллятора.

3. Возникновение фазового сдвига меандра колебаний осциллятора под воздействием помех

Предположим, что схема находится во внешнем электромагнитном поле, длина волны которого много большей характерных размеров схемы. Тогда паразитные ЭДС, возникающие в i -ом контуре можно рассчитать по формуле

$$\varepsilon_i = \pm s_i d\Phi / dt, \quad (24)$$

где Φ – поток вектора электромагнитной индукции через всю поверхность схемы, а s_i – отношение площади i -ого контура схемы к площади всей схемы. Хотя на рис. 4 площадь контура g наибольшая, понятно, что в общем случае на

s_i накладываются только условия $0 < s_i \leq 1$. Знак $\pm$ выбирается с учетом выбранного направления обхода: то есть, когда вектор магнитной индукции направлен из плоскости листа к наблюдателю $\varepsilon_i > 0$, в противном случае $\varepsilon_i < 0$ (см. рис. 4с).

Далее, мы будем рассматривать только помехи с конечной продолжительностью. Также будем считать, что к моменту начала воздействия помехи автоколебательная система уже достигла своего предельного цикла и производит периодические колебания, описываемые некоторым меандром. В таком случае воздействие помехи приводит к искажению этого периодического меандра на некоторый (тоже конечный) промежуток времени, по прошествии которого форма меандра колебаний восстанавливается к первоначальной. При этом, однако, между восстановившимся и невозмущенным меандрами в общем случае будет наблюдаться разность фаз. Это происходит вследствие того, что помеха выводит траекторию системы (в фазовом пространстве) из предельного цикла на некоторое время. Автоколебательная система вновь вернется на предельный цикл, однако в общем случае возникнет фазовый набег.

Вышеописанный процесс изображен на рис. 6-7. Для моделирования использовалась помеха прямоугольной формы продолжительностью 100 нс (примерно $9/400$ периода колебаний осциллятора T) и амплитудой 5 В, начало воздействия приходится на момент времени $1.55T$. Считалось, что в момент воздействия $\varepsilon_g = 5$ В, а все прочие $\varepsilon_i = 0$ (таким образом помеха вводилась только в контур обратной связи). На рис. 6 изображены зависимости напряжения u_3 от времени для двух случаев: когда воздействия помехи не было и когда оно имело место быть. Из рис. 6 видно, что, действительно, фаза восстановившегося меандра не возвращается в первоначальное положение по прошествии 10 колебаний с момента воздействия. При этом возмущенный меандр после воздействия начинает опережать невозмущенный (сдвиг фаз, таким образом, положителен). Между тем, из графиков фазовых траекторий,

приведенных на рис. 7, видно, что спустя всего пять циклов колебаний после воздействия траектория почти возвращается к предельному циклу.

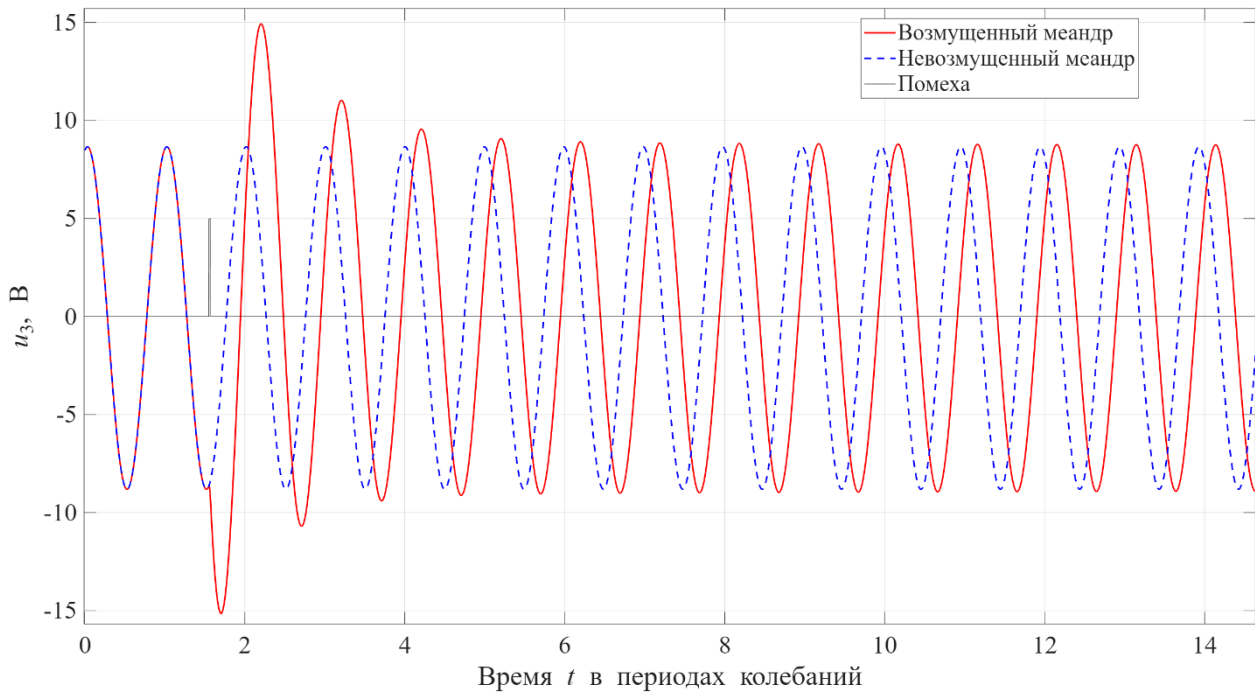


Рис. 6. Графики зависимости переменной u_3 от времени для невозмущенного меандра (синяя штриховая кривая) и возмущенного помехой меандра (сплошная красная кривая).

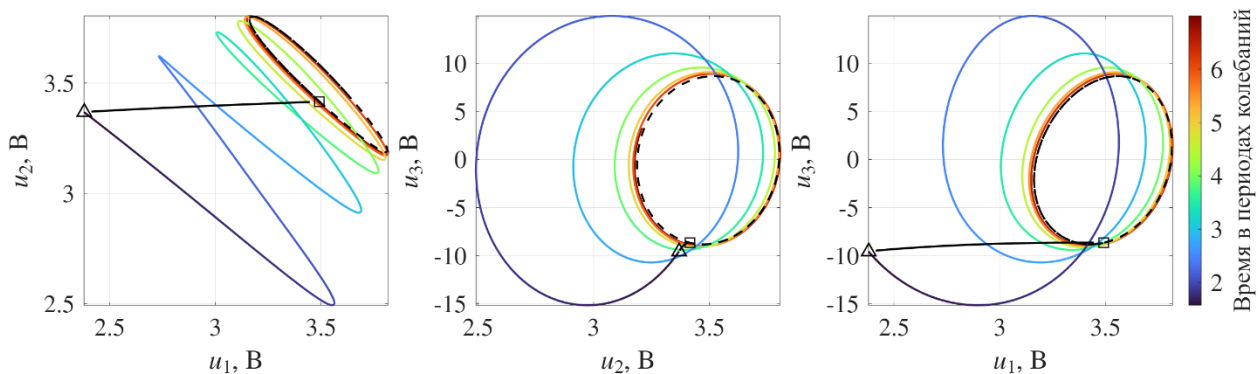


Рис. 7 Проекции фазовой траектории на плоскости u_1 - u_2 , u_2 - u_3 , u_1 - u_3 во время воздействия помехи. Штриховая кривая – предельный цикл, квадратный маркер $\square$ – начало воздействия помехи, треугольный маркер Δ – конец воздействия, сплошная черная кривая между маркерами – траектория в момент воздействия помехи, цветная кривая – траектория, соответствующая процессу релаксации к предельному циклу после воздействия.

Стоит отметить, что в настоящей работе мы специально рассматриваем помехи продолжительностью много меньше периода колебаний, чтобы исключить влияние формы помехи. Однако величина фазового сдвига меандра зависит в общем случае, как от амплитуды и формы помехи, так и от времени

ее приложения. Это иллюстрируется на рис. 8., где построен график зависимости величины фазового сдвига от момента приложения помехи при амплитуде помехи 1, 2.5 и 5 В (синие кривые) при тех же параметрах модели и при $\varepsilon_g = 5$ В, а всех прочих $\varepsilon_i = 0$. На этом же рисунке построен невозмущенный профиль меандра u_3 . Из рисунка видно, что от амплитуды помехи зависит не только абсолютное значение сдвига фаз, но и сама форма этой зависимости. Например, при амплитуде помехи 5 В, фазовый сдвиг достигает 180 градусов, поэтому на графике возникает разрыв.

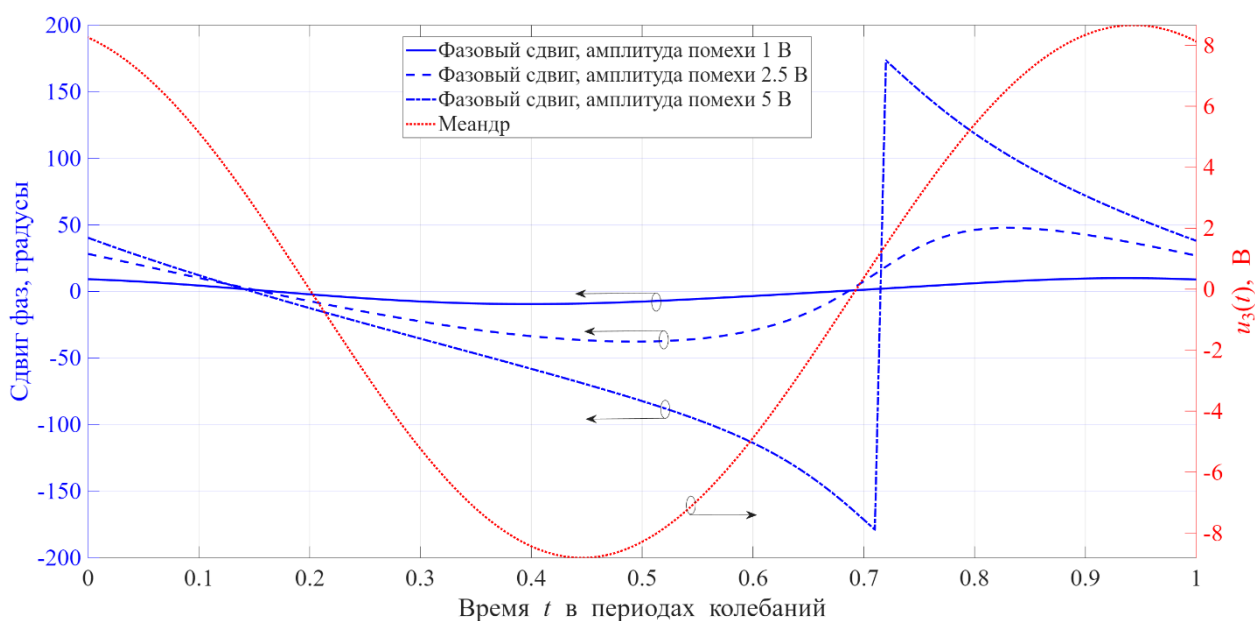
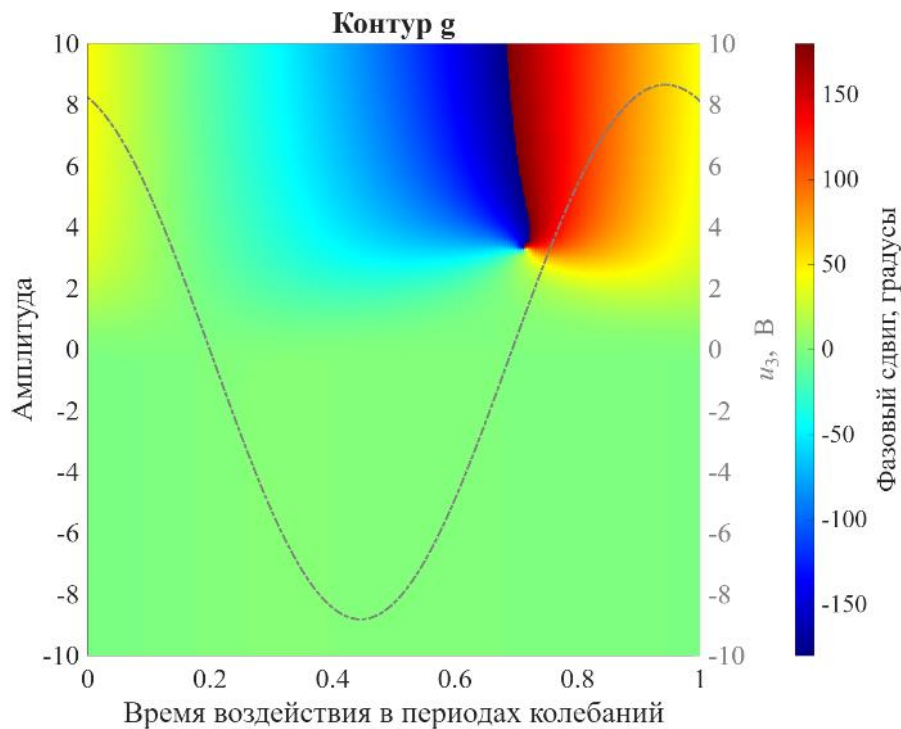


Рис. 8. Зависти фазового сдвига от момента приложения помехи при различных амплитудах помехи.

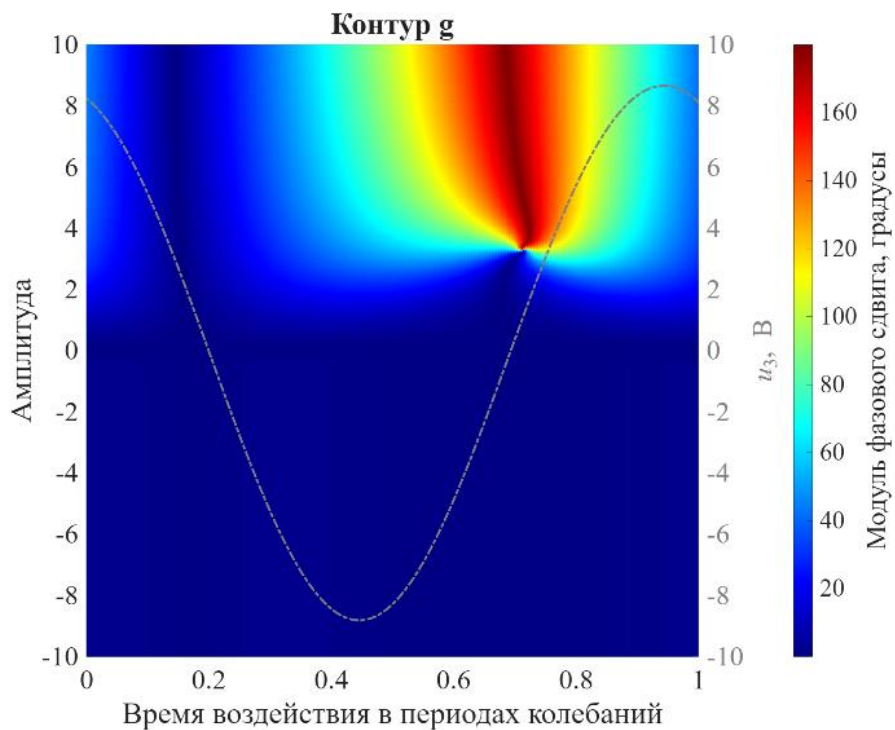
4. Сравнение степени уязвимости различных контуров при помощи численного эксперимента

Предлагаемая модель позволяет выявлять в схеме осциллятора контуры, наиболее подверженные влиянию внешнего электромагнитного поля. Для этих целей удобно строить двумерные контурные карты, поскольку, как было показано в предыдущем разделе, фазовый сдвиг определяется как амплитудой помехи, так и моментом ее приложения. На рис. 9-12 построены четыре таких карты. Каждый рисунок соответствует тому, что помеха вводится только в один из контуров: для рис. 9 только $\varepsilon_g \neq 0$, для рис. 10 только $\varepsilon_r \neq 0$, для рис. 11 только $\varepsilon_b \neq 0$, а для рис. 12 только $\varepsilon_m \neq 0$. На рисунках (а) построены контурные

карты фазового сдвига (от -180° до 180°), а на рисунках (b) – модуля фазового сдвига (от 0° до 180°). Штих-пунктирной линией на графиках простроен меандр u_3 .

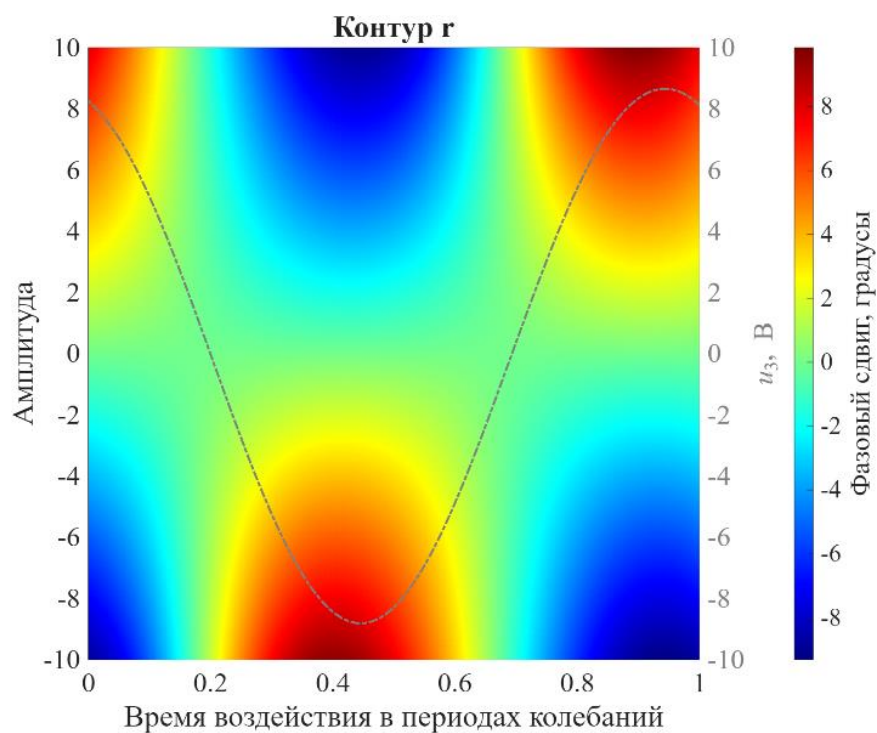


а)

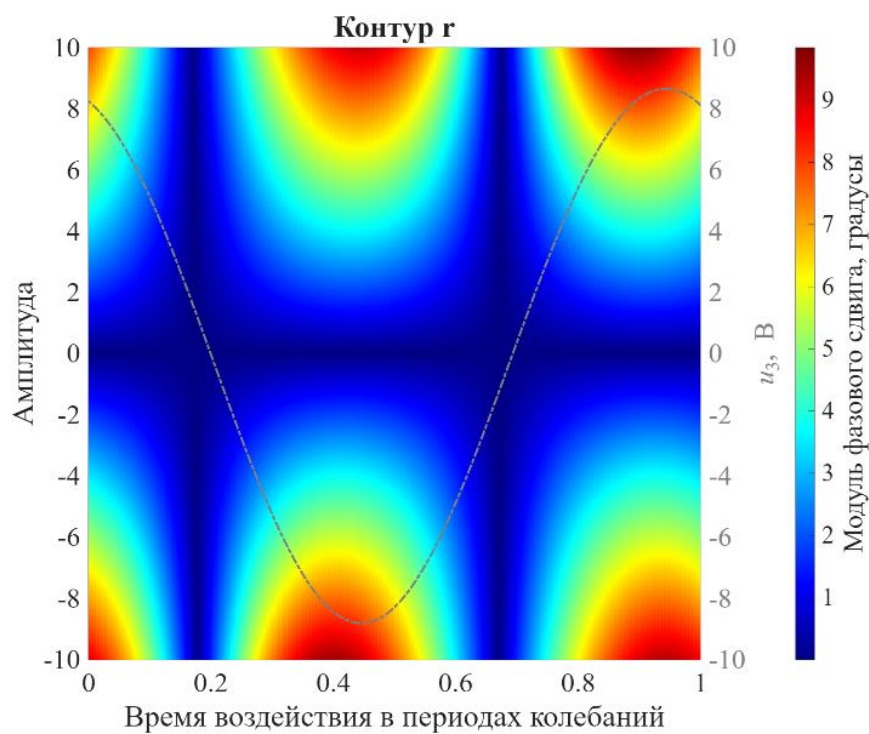


b)

Рис. 9. Контурные карты фазового сдвига (a) и модуля фазового сдвига (b) в зависимости от амплитуды помехи и времени ее воздействия в случае введения помехи в контур g .



а)



б)

Рис. 10. Контурные карты фазового сдвига (а) и модуля фазового сдвига (б) в зависимости от амплитуды помехи и времени ее воздействия в случае введения помехи в контур r .

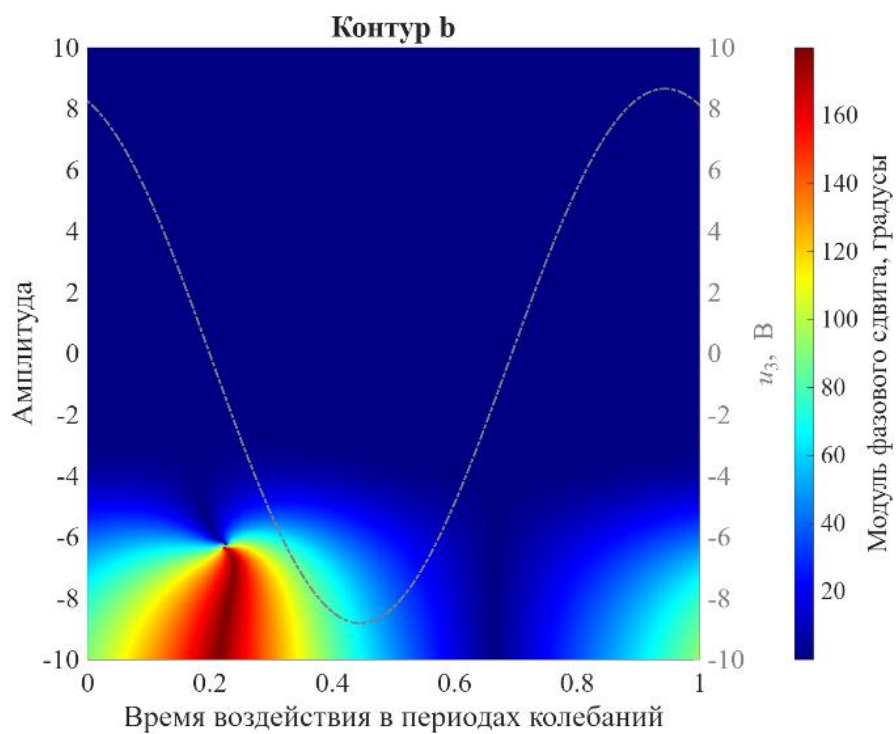
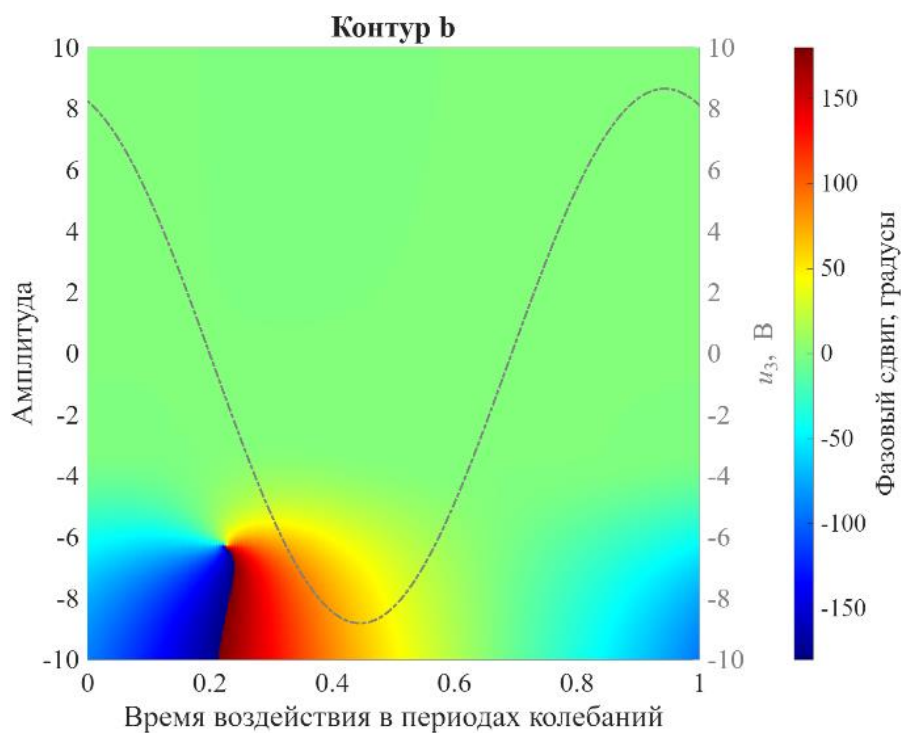


Рис. 11. Контурные карты фазового сдвига (a) и модуля фазового сдвига (b) в зависимости от амплитуды помехи и времени ее воздействия в случае введения помехи в контур *b*.

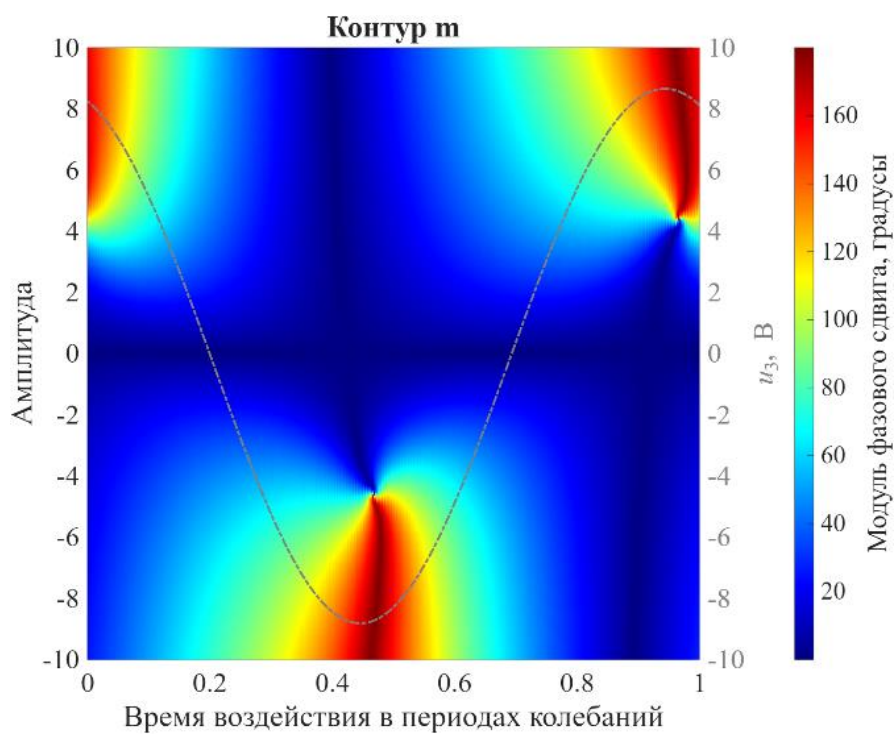
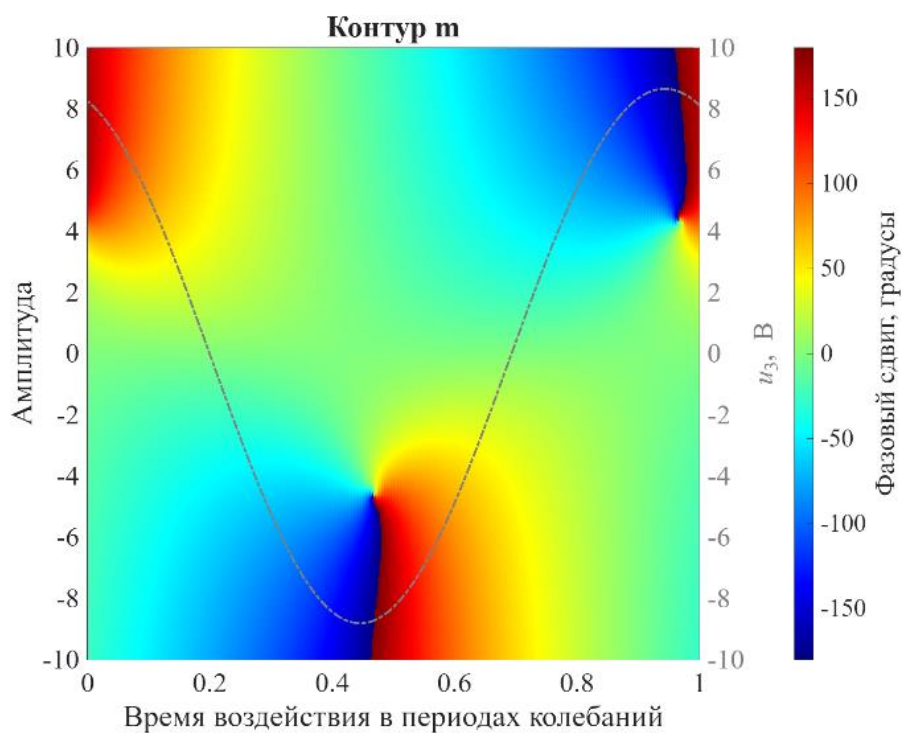


Рис. 12. Контурные карты фазового сдвига (a) и модуля фазового сдвига (b) в зависимости от амплитуды помехи и времени ее воздействия в случае введения помехи в контур m .

Каждая контурная карта, изображенная на рис. 9-11, состоит из 400×400 цветных пикселей, при этом каждый пиксель соответствует одному численному эксперименту, проведенному при заданных значениях амплитуды помехи и времени ее приложения. Таким образом, каждая контурная карта включает в себя 160 000 численных экспериментов.

Анализируя карты, приведенные на рис. 9-12 можно сделать следующие выводы.

1) Контур g оказывается наиболее уязвимым, поскольку уже при амплитуде помехи $\varepsilon_g = 3$ В модуль фазового сдвига приближается к 180° . Это объясняется тем, что контур g по своей сути обеспечивает обратную связь и проходит через контакты GS, поэтому если амплитуда помехи превышает пороговое напряжение U_{th} , транзистор открывается, что приводит к значительному и резкому возрастанию фазового сдвига. По этой же причине при приложении помех с отрицательной амплитудой ($\varepsilon_g < 0$) схема проявляет устойчивость: транзистор, наоборот, закрывается в момент воздействия на очень короткий промежуток времени, что не приводит к значительному сдвигу фаз.

2) Контур r (контур питания), напротив, является наименее чувствительным к электромагнитному воздействию: даже при амплитуде воздействия 10 В сдвиг фаз не превышает 10° . Это связано с наличием в данном контуре высокоомного резистора R , который препятствует протеканию больших токов. Поскольку контур не имеет нелинейных элементов, контурная карта симметрична относительно максимумов и минимумов меандра напряжения u_3 .

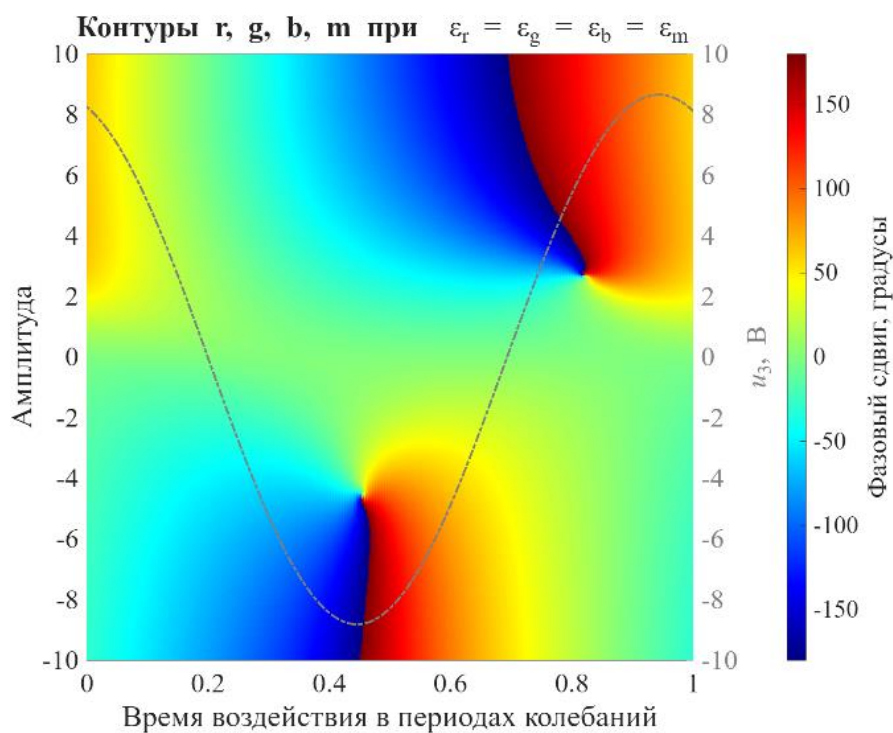
3) Для контура b характерные значения амплитуды помехи, приводящие к фазовому сдвигу 180° составляют около -6 В. С первого взгляда это может показаться контринтуитивным, поскольку данный контур по своей сути является контуром, через который выходной сигнал усилителя подается на вход контура обратной связи, который в свою очередь обладает коэффициентом деления 1:1, а кроме того, инвертирует фазу входного сигнала. Таким образом,

проводя некоторую аналогию с контуром g , можно было бы ожидать значительных фазовых сдвигов уже при $\varepsilon_r \sim -U_{th} = -3$ В. Однако, стоит заметить, что коэффициент деления 1:1 достигается лишь вблизи резонансной частоты ω_0 , в то время как короткая импульсная помеха обладает широким спектром. Вероятно, по этой причине реальный коэффициент деления получается гораздо меньше и поэтому только помеха с амплитудой порядка -6 В приводит к значительным фазовым сдвигам.

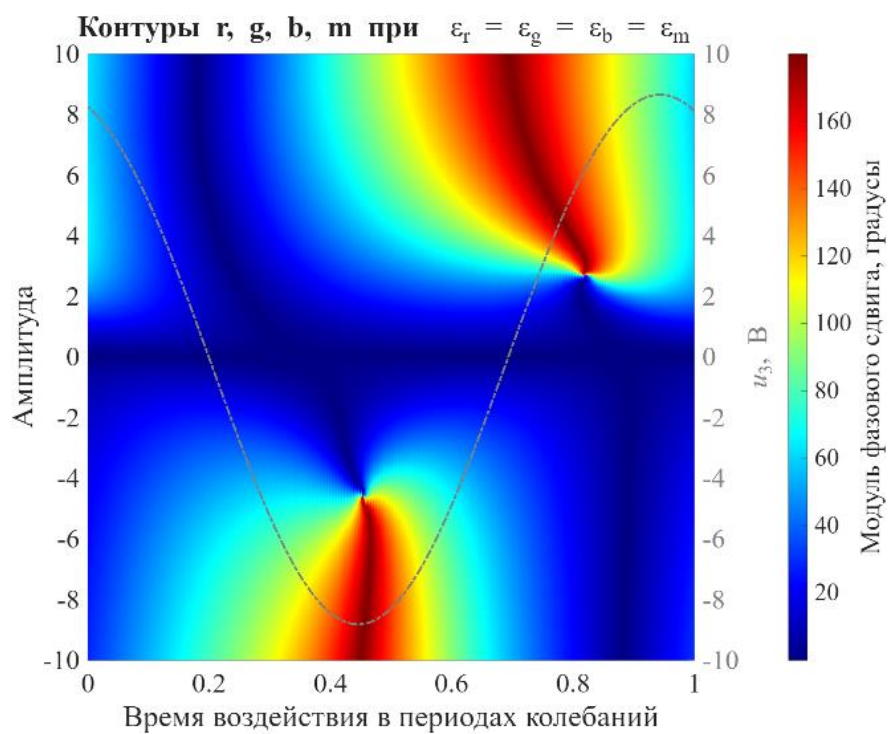
4) Контур m представляет собой колебательный контур, поэтому воздействие любой достаточно короткой помехи сводится к возбуждению в этом контуре собственных колебаний. Из рис. 12 видно, что фазовый сдвиг около 180° наблюдается при характерном значении ± 4 В. Поскольку в данном контуре нет нелинейных элементов, контурная карта абсолютно симметрична относительно положений минимума и максимума меандра колебаний.

На рис. 13 изображены контурные карты фазового сдвига для случая, когда во все контуры вводятся помехи, при этом $\varepsilon_g = \varepsilon_r = \varepsilon_m = \varepsilon_b$. Стоит заметить, что эта контурная карта, вообще говоря, отличается от всех карт, рассмотренных выше, отсюда следует, что для корректного расчета фазового сдвига необходимо учитывать все четыре контура.

Из рисунка, однако, видно, что фазовый сдвиг по-прежнему достигает 180° при характерной амплитуде помехи 3 В. Это означает, что степень уязвимости осциллятора Колпитца определяется контуром обратной связи g . Таким образом, для проектирования помехоустойчивых осцилляторов Колпитца можно рекомендовать создание схем, с наименьшей площадью контура g , а в идеальном случае стоит уменьшать также и площадь контуров b и m . Конечно, это самый очевидный способ оптимизации схемы.



а)



б)

Рис. 13. Контурные карты фазового сдвига (а) и модуля фазового сдвига (б) в зависимости от амплитуды помехи и времени ее воздействия в случае введения помехи во все контуры при $\varepsilon_g = \varepsilon_r = \varepsilon_m = \varepsilon_b$.

Кроме него можно предложить общее варьирование соединений схемы (при ее неизменной топологии), которое оптимизирует как взаимное расположение контуров, так и их площади и ориентацию (которая приводит к смене знака ε_i). Данная оптимизация представляет собой отдельную задачу, которую мы планируем рассмотреть в наших дальнейших работах. Также в будущем мы планируем разработку аналитического подхода для расчета фазового сдвига осциллятора Колпитца, как мы уже сделали в работах [71-72] для осциллятора Ван-дер-Поля и кольцевого генератора.

Заключение

В настоящей работе предложена математическая модель осциллятора Колпитца, предназначенная для анализа его поведения в условиях внешнего электромагнитного воздействия. Рассмотрены схемы автогенератора с транзисторными усилителями на MOSFET и JFET, выполнен вывод системы уравнений, описывающих динамику схемы с учетом паразитных ЭДС, наводимых во внешнем электромагнитном поле в различных контурах осциллятора. Полученная система была приведена к нормальной форме, удобной для численного решения стандартными методами.

Кратковременное электромагнитное воздействие способно не только временно исказить форму колебаний автогенератора, но и вызвать устойчивый фазовый сдвиг восстановившегося меандра относительно невозмущенного режима. С помощью численного моделирования установлено, что величина этого фазового сдвига определяется не только амплитудой помехи, но и моментом ее приложения относительно фазы собственных колебаний осциллятора. Это означает, что для корректной оценки помехоустойчивости автогенераторов недостаточно анализировать только максимальную амплитуду внешнего воздействия; необходимо также учитывать фазовую чувствительность системы и положение импульса помехи во времени.

Сравнение контуров схемы показало, что наиболее уязвимым является контур обратной связи g , связанный с управляющим переходом транзистора.

При введении помехи в этот контур значительные фазовые сдвиги возникают уже при амплитудах, сопоставимых с пороговым напряжением транзистора. Контур питания r , напротив, оказался наименее чувствительным к воздействию, что объясняется наличием высокоомного сопротивления, ограничивающего токи, индуцируемые помехой. Контур b и m занимают промежуточное положение: их влияние на фазовую устойчивость осциллятора существенно, однако проявляется при более высоких амплитудах внешнего воздействия.

Показано, что при одновременном воздействии помехи на все контуры итоговая картина фазового сдвига не сводится к простой сумме результатов, полученных для отдельных контуров. Следовательно, при моделировании электромагнитной восприимчивости автогенераторов необходимо учитывать совокупное влияние всех контуров схемы, их взаимное расположение, площадь и ориентацию относительно внешнего электромагнитного поля.

Полученные результаты позволяют сформулировать практические рекомендации по повышению помехоустойчивости осцилляторов Колпитца. В первую очередь следует минимизировать площадь контура обратной связи g , поскольку именно он в наибольшей степени определяет фазовую уязвимость схемы. Дополнительно целесообразно уменьшать площади контуров b и m , а также оптимизировать взаимное расположение проводников таким образом, чтобы снизить наводимые паразитные ЭДС или обеспечить частичную компенсацию их влияния.

Таким образом, предложенная модель может быть использована как инструмент предварительного анализа электромагнитной восприимчивости автогенераторных схем на этапе проектирования. Она позволяет выявлять наиболее уязвимые участки схемы, оценивать фазовую устойчивость осциллятора при импульсных электромагнитных воздействиях и формировать рекомендации по топологической оптимизации печатной платы или интегральной реализации генератора. Перспективным направлением дальнейших исследований является экспериментальная проверка полученных результатов, расширение модели с учетом паразитных емкостей и

индуктивностей реальной топологии, а также применение предложенного подхода к другим типам электронных автогенераторов.

ПРИЛОЖЕНИЕ

Примеры задокументированных инцидентов, произошедших вследствие невыполнения норм электромагнитной совместимости

1) Инцидент 1998 года с грузовым Боингом 747-123 UPS в Миннеаполисе (США) [35], причиной которого было нарушение экранирования коаксиального кабеля радиостанции VHF, что привело к сбоям системы демпфера рыскания.

2) Сбои шведской железнодорожной сигнализация, 2005–2009 [36]. В Ösmo на линии 16 kV электромагнитный импульс, создававшийся при включении тяги поезда приводил к ложным срабатываниям системы безопасности, что вызывало экстренную остановку поезда.

3) Инцидент 1989 года в энергосистеме Квебека (Канада), когда сильная геомагнитная буря привела к масштабному отключению электроэнергии. Причиной стала солнечная активность, вызвавшая индуцированные геомагнитной бурей токи в длинных линиях электропередачи [37 – 38].

4) Инцидент на сингапурской бирже SGX 2014 года [39]. Случилась полная кратковременная потеря электропитания в дата-центре SGX, из-за чего были остановлены IT-системы биржи и пришлось закрыть рынок ценных бумаг. Главная техническая причина: на обеих независимых линиях питания от Singapore Power произошла просадка напряжения. Система должна была переключиться на аварийное резервное питание, но неисправный компонент в одном из резервных генераторов и некорректная работа нижестоящих коммутаторов/переключателей помешали справиться с этой неисправностью.

5) Инцидент 2003 года в районе Мальме (Швеция) [40]. Во время геомагнитной бури часть энергосистемы южной Швеции отключилась: около 50 тысяч потребителей остались без электричества примерно на час. Были задержаны поезда, сработали пожарные сигнализации, людей пришлось

освобождать из лифтов. Солнечная буря вызвала сильные возмущения магнитосферы, которые привели к наводкам тока в длинных линиях электропередачи и трансформаторах. Такие токи мешали корректному функционированию трансформаторов и создавали сильные искажения в сети.

6) В отчете NERC [41] описан инцидент на линии 345 кВ произошедший в США в 2021 году рядом с подстанцией 345/115/13.8 кВ. Удар молнии вызвал обратное перекрытие изоляции на опоре 345 кВ непосредственно у подстанции, в результате чего возникло однофазное замыкание фазы на землю. Главная проблема была в том, что оба местных комплекта защиты линии одновременно выключились и перезагрузились. Поэтому местная защита подстанции не отключила линию. Один комплект защиты использовал направленную блокировку по ВЧ-каналу по линии электропередачи, второй – дифференциальную защиту линии по OPGW (optical ground wire – грозозащитный трос со встроенными оптическими волокнами). Комплекты защиты были от разных производителей и питались от разных DC-систем (то есть были независимыми). Но молниевой переходный процесс затронул обе системы.

7) Инцидент на подстанциях фирм ComEd/Exelon в США с оборудованием 138 кВ [42]. Во время операций с воздушным разъединителем линии 138 кВ возникали высокочастотные переходные процессы. Эти импульсы наводились на контрольные кабели, идущие к микропроцессорным реле. Несколько датчиков/мониторов плотности газа SF₆ для выключателей линии 138 кВ отказали при работе линейного разъединителя, отказали три реле защиты линии 138 кВ, также на печатной плате выгорела дорожка заземления.

8) В работе [43] описан инцидент на воздушно-изолированной подстанции 69 кВ компании CELPE (Бразилия). При штатном открытии разъединителя, связанного с трансформатором тока, возникали высокочастотные переходные процессы с напряжениями до 6.5 кВ во вторичных цепях, рассчитанных только на 115 В. Эти помехи вызывали ложные срабатывания и отказы микропроцессорной релейной защиты,

что приводило к отключению всей подстанции и потере питания примерно для 100 тысяч потребителей. После экранирования, корректного заземления кабелей и доработки заземляющей системы отказы прекратились.

9) В статье [44] автор разбирает два реальных случая 1994 года: один на водоочистой станции во Флориде, второй на станции очистки сточных вод в Арканзасе. В обоих случаях были повреждены контрольно-измерительные приборы и автоматика (КИПиА). Первый случай произошел в марте 1994 года на водоочистой станции в юго-восточной Флориде. Во время грозы произошел прямой удар молнии. В результате было повреждено оборудование КИПиА примерно на 28 тысяч долларов: передатчики, анализаторы, датчики положения регулирующих клапанов, устройства защиты от перенапряжений и платы управления частотных преобразователей. Второй случай произошел в августе 1994 года на станции очистки сточных вод в Арканзасе. Во время сильной грозы было повреждено оборудование примерно на 12 тысяч долларов: процессоры, коммуникационные модули, I/O-модули, передатчики и разрядники/супрессоры. Последствие было серьезным: система мониторинга станции стала неработоспособной. Хотя сами по себе молниевые перенапряжения были опасным внешним воздействием, но масштаб повреждений стал возможен из-за ошибок в проектировании и монтаже защиты.

Финансирование: Работа выполнена по государственному заданию ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН.

Литература

1. Abdelnaby K.M. et al. The Intelligent Home: A Systematic Review of Technological Pillars, Emerging Paradigms, and Future Directions // Symmetry. – 2026. <https://doi.org/10.3390/sym18050718>

2. Pink S. et al. (ed.). Everyday automation: Experiencing and anticipating emerging technologies. – Routledge, 2022. <https://doi.org/10.4324/9781003170884>
3. Tsallis C. et al. Industrial Wireless Networks in Industry 4.0: A Systematic Review // Journal of Sensor and Actuator Networks. – 2026. – Т. 15. – №. 1. – С. 7. <https://doi.org/10.3390/jsan15010007>
4. Underberg L. et al. Towards Wireless Communications in Automation: An Overview // 2024 IEEE 35th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC). – IEEE, 2024. – С. 1-7. <https://doi.org/10.1109/PIMRC59610.2024.10817208>
5. Pahlavan K. Understanding of RF cloud interference measurement and modeling // International Journal of Wireless Information Networks. – 2022. – Т. 29. – №. 3. – С. 206-221. <https://doi.org/10.1007/s10776-021-00541-8>
6. Brunner H. et al. Understanding and mitigating the impact of Wi-Fi 6E interference on ultra-wideband communications and ranging // 2022 21st ACM/IEEE International Conference on Information Processing in Sensor Networks (IPSN). – IEEE, 2022. – С. 92-104. <https://doi.org/10.1109/IPSN54338.2022.00015>
7. Taha H., Vári P., Nagy S. On the Challenges of Mutual Interference between Cable Television Networks and Mobile Fixed Communication Networks in the Digital Dividend Bands // Infocommunications Journal. – 2022. – Т. 14. – №. 3. – С. 63-71. <https://doi.org/10.36244/ICJ.2022.3.8>
8. Adekogba G.V., Adedeji K.B., Olasoji Y.O. Interference Reduction Scheme for Femtocell Ultra-Dense-Network: Concept and Research Challenges // ITEGAM-JETIA. – 2024. – Т. 10. – №. 49. – С. 144-158 <https://doi.org/10.5935/jetia.v10i49.1125>
9. Liu Y.H., Ku C.P., Chiueh T.D. Design and Implementation of a 5G NR Transmitter With Wi-Fi Coexistence by Beamforming and Power Control // IEEE Open Journal of the Communications Society. – 2024. – Т. 5. – С. 2132-2144. <https://doi.org/10.1109/OJCOMS.2024.3381978>

10. Li P., Liu D. Efficient beam selection and resource allocation scheme for WiFi and 5G coexistence at unlicensed millimetre-wave bands // IET Communications. – 2020. – Т. 14. – №. 17. – С. 2944-2952. <https://doi.org/10.1049/iet-com.2019.0746>
11. Hoang T.M., Vahid A. Localization-Based 5G NR-Compliant Beam Management for Coexistence With Incumbents // IEEE Open Journal of Vehicular Technology. – 2026. <https://doi.org/10.1109/OJVT.2026.3689802>
12. Clavier L. et al. Experimental evidence for heavy tailed interference in the IoT // IEEE Communications Letters. – 2020. – Т. 25. – №. 3. – С. 692-695. <https://doi.org/10.1109/LCOMM.2020.3034430>
13. Hassan S. et al. Real-time investigation of cross-technology interference in heterogeneous IoT networks // IEEE Access. – 2023. – Т. 11. – С. 112223-112235. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2023.3321221>
14. Abass A.A. A., Anwar H., Alshaheen H.S. A Survey on Interference Mitigation for Wireless Body Area Networks // University of Thi-Qar Journal for Engineering Sciences. – 2024. – Т. 14. – №. 1. – С. 92-106. <https://doi.org/10.31663/utjes.14.1.671>
15. Kaleem M., Devarajan G.G. Energy-efficient classification strategy for detecting interference and malicious sensor nodes in wireless body area Networks // Cyber Security and Applications. – 2024. – Т. 2. – С. 100048. <https://doi.org/10.1016/j.csa.2024.100048>
16. Rostamikafaki Z., Chan F., D'amours C. Measurement-Based Analysis of 5G Cellular Network Interference on Radar Altimeters and Joint Power-Angle Control Mitigation Strategy // IEEE Access. – 2025. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2025.3582024>
17. Bai J., Yuan S., Duan Z. Research on the Interference Effects of 5G's Key Parameters on Radio Altimeters // Aerospace. – 2024. – Т. 12. – №. 1. – С. 16. <https://doi.org/10.3390/aerospace12010016>

18. Watanabe K. et al. Electromagnetic interference with the mobile communication devices in unmanned aerial vehicles and its countermeasures // IEEE Access. – 2024. – Т. 12. – С. 11642-11652. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2024.3351216>
19. Petrov G., Stancheva A. Problems related to EMC caused by low-altitude flying drones in urban environment // Electrotechnica & Electronica (E+ E). – 2020. – Т. 55.
20. Li J., Kong L., Chu M. Analysis of the impact of electromagnetic fields on UAV flight control systems in EHV–UHV DC overhead transmission lines // AIP Advances. – 2024. – Т. 14. – №. 8. <https://doi.org/10.1063/5.0225258>
21. Dionísio R., Lolić T., Torres P. Electromagnetic interference analysis of industrial IoT networks: From legacy systems to 5G // 2020 IEEE Microwave Theory and Techniques in Wireless Communications (MTTW). – IEEE, 2020. – Т. 1. – С. 41-46. <https://doi.org/10.1109/MTTW51045.2020.9245057>
22. Siddiqui M.U. A. et al. URLLC in beyond 5G and 6G networks: An interference management perspective // IEEe Access. – 2023. – Т. 11. – С. 54639-54663. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2023.3282363>
23. Banafaa M.K. et al. A comprehensive survey on 5G-and-beyond networks with UAVs: Applications, emerging technologies, regulatory aspects, research trends and challenges // IEEE access. – 2024. – Т. 12. – С. 7786-7826. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2023.3349208>
24. Wang Y.H., Li C.C. Highly effective EMI shielding composites for 5G Ka-band frequencies // Applied Materials Today. – 2024. – Т. 36. – С. 102041. <https://doi.org/10.1016/j.apmt.2023.102041>
25. Yuan L. et al. EMI challenges in modern power electronic-based converters: recent advances and mitigation techniques // Frontiers in Electronics. – 2023. – Т. 4. – С. 1274258. <https://doi.org/10.3389/felec.2023.1274258>
26. Liu G. et al. Electromagnetic immunity performance of intelligent electronic equipment in smart substation's electromagnetic environment // Energies. – 2020. – Т. 13. – №. 5. – С. 1130. <https://doi.org/10.3390/en13051130>

27. Angelov G.V., Nikolov D.N., Hristov M.H. Technology and modeling of nonclassical transistor devices // Journal of Electrical and Computer Engineering. – 2019. – Т. 2019. – №. 1. – С. 4792461. <https://doi.org/10.1155/2019/4792461>
28. Chen X., Touba N.A. Fundamentals of CMOS design // Electronic Design Automation. – Morgan Kaufmann, 2009. – С. 39-95. <https://doi.org/10.1016/B978-0-12-374364-0.50009-6>
29. Bepalov V.A., Dyuzhev N.A., Kireev V.Y. Possibilities and limitations of CMOS Technology for the production of various Microelectronic systems and devices // Nanobiotechnology Reports. – 2022. – Т. 17. – №. 1. – С. 24-38. <https://doi.org/10.1134/S2635167622010037>
30. White M. Scaled CMOS Technology Reliability Users Guide. Pasadena, California: Jet Propulsion Laboratory, California Institute of Technology, 2010. JPL Publication 09-33. <https://doi.org/10.13140/RG.2.1.1441.5525>
31. Wang M. A review of reliability in gate-all-around nanosheet devices // Micromachines. – 2024. – Т. 15. – №. 2. – С. 269. <https://doi.org/10.3390/mi15020269>
32. Liu T.W. et al. Reliability challenges of gate dielectric materials in transistors // Information & Functional Materials. – 2025. – Т. 2. – №. 1. – С. 62-92. <https://doi.org/10.1002/ifm2.31>
33. Ghfiri C. Development and validation of a predictive model to ensure the long-term electromagnetic compatibility of embedded electronic systems: dis. – INSA de Toulouse, 2017. URL: <https://theses.hal.science/tel-02062116/>
34. Kumari N.A., Sreenivasulu V.B., Prithvi P. Impact of scaling on nanosheet FET and CMOS circuit applications // ECS Journal of Solid State Science and Technology. – 2023. – Т. 12. – №. 3. – С. 033001. <https://doi.org/10.1149/2162-8777/acbcf2>
35. National Transportation Safety Board. Aircraft Accident Report. URL: <https://data.nts.gov/carol-repgeen/api/Aviation/ReportMain/GenerateNewestReport/10750/pdf>

36. Morant A. et al. Railway EMI impact on train operation and environment // International Symposium on Electromagnetic Compatibility-EMC EUROPE. – IEEE, 2012. – C. 1-7. <https://doi.org/10.1109/EMCEurope.2012.6396847>
37. North American Electric Reliability Corporation. 1989 Quebec Disturbance Report. URL: https://www.nerc.com/globalassets/programs/rapa/gmd/reference-documents/nerc_1989-quebec-disturbance_report.pdf
38. Bolduc L. GIC observations and studies in the Hydro-Québec power system // Journal of atmospheric and solar-terrestrial physics. – 2002. – T. 64. – №. 16. – C. 1793-1802. [https://doi.org/10.1016/S1364-6826\(02\)00128-1](https://doi.org/10.1016/S1364-6826(02)00128-1)
39. Singapore Exchange. News Release BCOI Report. URL: https://links.sgx.com/FileOpen/20150624_News_Release_BCOI_report.ashx?App=ArchiveAnnouncement&FileID=357241&AnncID=5NDW88WZ0QVNLLAT
40. Pulkkinen A. et al. Geomagnetic storm of 29–31 October 2003: Geomagnetically induced currents and their relation to problems in the Swedish high-voltage power transmission system // Space weather. – 2005. – T. 3. – №. 8. <https://doi.org/10.1029/2004SW000123>
41. North American Electric Reliability Corporation. Transient-Induced Misoperation Approach II. URL: https://www.nerc.com/globalassets/programs/event-analysis/lessons-learned/1120210204_transient_induced_misoperation_approach_ii.pdf
42. Ludwig S.G., Schuetz C.C. Coupling to control cables in HV substations // 2001 IEEE EMC International Symposium. Symposium Record. International Symposium on Electromagnetic Compatibility (Cat. No. 01CH37161). – IEEE, 2001. – T. 1. – C. 249-253. <https://doi.org/10.1109/ISEMC.2001.950621>
43. de Medeiros L.H. A. et al. High frequency transients and electromagnetic interference within 69 kV substations // Electric power systems research. – 2011. – T. 81. – №. 7. – C. 1534-1540. <https://doi.org/10.1016/j.epsr.2011.03.009>
44. Keskar P.Y. Analysis of lightning-related damages to instrumentation and control systems for water and wastewater plants // ISA Transactions. – 1996. – T. 35. – №. 1. – C. 9-15. [https://doi.org/10.1016/0019-0578\(96\)00002-X](https://doi.org/10.1016/0019-0578(96)00002-X)

45. Prekodravac Filipovic J. et al. Electromagnetic Interference in the Modern Era: Concerns, Trends, and Nanomaterial-Based Solutions // Nanomaterials. – 2025. – Т. 15. – №. 20. – С. 1558. <https://doi.org/10.3390/nano15201558>
46. Pradip Pawar. Global EMI Shielding Market Size, Industry Share, Growth Trends & Forecast 2026-2034. URL: <https://www.verifiedmarketreports.com/product/emi-shielding-market/>
47. EMI Shielding Market (Material: Conductive Polymers, Conductive Coatings and Paints, EMC/EMI Filters, Metal Shielding Product, and Others) - Global Industry Analysis, Size, Share, Growth, Trends, and Forecast, 2022-2031. URL: <https://www.transparencymarketresearch.com/emi-shielding-market.html>
48. Williams T. EMC for product designers. – Newnes, 2016. <https://doi.org/10.1016/B978-0-7506-8170-4.X5000-2>
49. IEC/TR 62433-2-1-2010 EMC IC modelling – Part 2-1: Theory of black box modelling for conducted emission. URL: <https://cdn.standards.iteh.ai/samples/17948/6ad242729241471db3f5b96db2e01f16/IEC-TR-62433-2-1-2010.pdf>
50. SAE/EIA-STD-656-B. High Speed TDM Data Bus: HSTDB: стандарт / Society of Automotive Engineers, Electronic Industries Alliance. URL: https://ibis.org/ver4.2/ver4_2.pdf
51. IEC TS 62404:2007. Logic digital integrated circuits – Specification for I/O interface model for integrated circuit (IMIC version 1.3). Geneva: International Electrotechnical Commission, 2007. URL: <https://cdn.standards.iteh.ai/samples/13353/a429219327ca44bd9459c743e7cb3f62/IEC-TS-62404-2007.pdf>
52. IEC 62433-2:2017. EMC IC modelling – Part 2: Models of integrated circuits for EMI behavioural simulation – Conducted emissions modelling (ICEM-CE)]: международный стандарт. URL: <https://cdn.standards.iteh.ai/samples/22575/7eb90dcf3388418c9cb890c1702de052/IEC-62433-2-2017.pdf>

53. Ghfiri C. et al. A new methodology to build the internal activity block of ICEM-CE for complex integrated circuits // IEEE transactions on electromagnetic compatibility. – 2017. – Т. 60. – №. 5. – С. 1500-1509. <https://doi.org/10.1109/TEM.C.2017.2767084>
54. IEC 62433-3:2017. EMC IC modelling–Part 3: Models of integrated circuits for EMI behavioural simulation – Radiated emissions modelling (ICEM-RE): международный стандарт. URL: <https://cdn.standards.iteh.ai/samples/21777/deb4e85c97b34121a651e971f036e870/IEC-62433-3-2017.pdf>
55. IEC/PAS 62433-4:2007. EMC IC modelling – Part 4: Models of integrated circuits for EMI behavioural simulation – Conducted immunity modelling (ICIM-CI): общедоступная спецификация. URL: <https://cdn.standards.iteh.ai/samples/21778/77925e80d2664cbe80a74c9428a0ac0b/IEC-62433-4-2016.pdf>
56. IEC/TS 62433-6:2013. EMC IC modelling – Part 6: Models of integrated circuits for EMI behavioural simulation – Conducted immunity modelling (ICIM-CI) – Pulse immunity: техническая спецификация. URL: <https://cdn.standards.iteh.ai/samples/100202/3a353032f5d54136926c4e4b3acfb719/IEC-62433-6-2020.pdf>
57. Ramdani M. et al. The electromagnetic compatibility of integrated circuits–Past, present, and future // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2009. – Т. 51. – №. 1. – С. 78-100. <https://doi.org/10.1109/TEM.C.2008.2008907>
58. Chen X., Xie S., Wei M. Conduction immunity modeling approach for nonlinear IB module based on multi-harmonic distortion theory in analog-digital integrated circuit (MADIC) // IEICE Electronics Express. – 2024. – Т. 21. – №. 19. – С. 20240324-20240324. <https://doi.org/10.1587/elex.21.20240324>
59. Machado M.B. et al. Analysis and design of a fully-integrated Colpitts oscillator operating at ultra-low-voltages // Analog Integrated Circuits and Signal Processing. – 2015. – Т. 85. – №. 1. – С. 27-36. <https://doi.org/10.1007/s10470-015-0581-4>

60. Li L. et al. Low Phase Noise, Dual-Frequency Pierce MEMS Oscillators with Direct Print Additively Manufactured Amplifier Circuits // *Micromachines*. – 2025. – Т. 16. – №. 7. – С. 755. <https://doi.org/10.3390/mi16070755>
61. Naing T.L. et al. Low-power MEMS-based pierce oscillator using a 61-MHz capacitive-gap disk resonator // *IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control*. – 2020. – Т. 67. – №. 7. – С. 1377-1391. <https://doi.org/10.1109/TUFFC.2020.2969530>
62. Wu Z.Z. et al. A low phase-noise Pierce oscillator using a piezoelectric-on-silica micromechanical resonator // *2013 Transducers & Eurosenors XXVII: The 17th International Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems (TRANSDUCERS & EUROSENSORS XXVII)*. – IEEE, 2013. – С. 490-493. <https://doi.org/10.1109/Transducers.2013.6626810>
63. Zhang Z. et al. On the DC-settling process of the Pierce crystal oscillator in start-up // *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*. – 2022. – Т. 70. – №. 1. – С. 26-30. <https://doi.org/10.1109/TCSII.2022.3209025>
64. Cirjulina D. et al. Nonlinear Dynamics and Hybrid Synchronization of DC Biased Colpitts Chaotic Oscillators // *Electronics*. – 2025. – Т. 14. – №. 20. – С. 4005. <https://doi.org/10.3390/electronics14204005>
65. Cirjulina D. et al. Experimental study on Colpitts chaotic oscillator-based communication system application for the internet of things // *Applied Sciences*. – 2024. – Т. 14. – №. 3. – С. 1180. <https://doi.org/10.3390/app14031180>
66. Maggio G.M., De Feo O., Kennedy M.P. Nonlinear analysis of the Colpitts oscillator and applications to design // *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*. – 2002. – Т. 46. – №. 9. – С. 1118-1130. <https://doi.org/10.1109/81.788813>
67. Karimi-Bidhendi A., Pu H., Heydari P. Study and design of a fast start-up crystal oscillator using precise dithered injection and active inductance // *IEEE Journal of Solid-State Circuits*. – 2019. – Т. 54. – №. 9. – С. 2543-2554. <https://doi.org/10.1109/JSSC.2019.2920084>

68. Pankratz E., Sánchez-Sinencio E. Survey of integrated-circuit-oscillator phase-noise analysis // International Journal of Circuit Theory and Applications. – 2014. – Т. 42. – №. 9. – С. 871-938. <https://doi.org/10.1002/cta.1890>
69. Maffezzoni P., D'Amore D. Time-domain analysis of phase-noise and jitter in oscillators due to white and colored noise sources // International Journal of Circuit Theory and Applications. – 2012. – Т. 40. – №. 10. – С. 999-1018. <https://doi.org/10.1002/cta.768>
70. Demir A., Mehrotra A., Roychowdhury J. Phase noise in oscillators: A unifying theory and numerical methods for characterisation // Proceedings of the 35th annual Design Automation Conference. – 1998. – С. 26-31. <https://doi.org/10.1145/277044.277050>
71. Глазунов П.С., Салецкий А.М., Вдовин В.А. Исследование воздействия импульсных электромагнитных помех на устойчивость работы кольцевых генераторов // Радиотехника и электроника. – 2022. –Т. 67, № 8. – С. 816–824. <https://doi.org/10.31857/S0033849422080058>
72. Glazunov P. et al. Modeling the Influence of Electromagnetic Interference on Failures in the Operation of Clock Generators // 2020 7th All-Russian Microwave Conference (RMC). – IEEE, 2020. – С. 273-275. <https://doi.org/10.1109/RMC50626.2020.9312353>

Для цитирования:

Глазунов П.С., Гринько А.И., Болотников Л.С., Вдовин В.А., Черепенин В.А. Математическая модель осциллятора Колпитца для анализа электромагнитной восприимчивости и фазовой устойчивости автогенераторных схем // Журнал радиоэлектроники. – 2026. – №. 6. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2026.6.6>