

Раздел IV. Нанотехнологии, электроника и радиотехника

УДК 621.3.049.774.2:621.396.67

DOI 10.18522/2311-3103-2024-6-248-256

Б.Г. Коноплев

МОДЕЛЬ РЕКТЕННЫ НА ОСНОВЕ МОП-ТРАНЗИСТОРОВ ДЛЯ СОБИРАНИЯ СВЧ ЭНЕРГИИ ПРИ СВЕРХНИЗКИХ УРОВНЯХ МОЩНОСТИ

Для беспроводного и безбатарейного питания автономных приборов с малой потребляемой мощностью все шире применяется собирание радиочастотной энергии из окружающей среды: энергии излучения станций сотовой связи, радиотелевизионных станций, СВЧ-печей, Wi-Fi, Bluetooth и др. источников. Для преобразования собранной энергии в напряжение питания постоянного тока применяются устройства, состоящие из антенны, выпрямителя и схемы согласования импедансов антенны и выпрямителя, называемые ректеннами. При собирании энергии из окружающей среды плотность мощности электромагнитного поля может быть весьма малой: от сотен микроватт до десятков пиковатт на см². Поэтому актуальной является задача разработки ректенн, способных работать при сверхнизких уровнях мощности. Параметры составляющих ректенны (антенны, схемы согласования импедансов, выпрямителя) сильно связаны между собой, поэтому для получения оптимальных характеристик необходимо выполнять проектирование ректенны с учетом взаимовлияния всех составляющих и использовать соответствующие модели. В работе выполнен анализ особенностей построения и разработка модели ректенны на основе МОП-транзисторов для работы при сверхнизких уровнях мощности в составе автономных устройств с беспроводным питанием. Получены выражения для оценки выходного напряжения ректенны с учетом основных параметров антенны, выпрямителя/умножителя напряжения и устройства согласования импедансов. Выполнены расчеты по полученным выражениям и моделирование для типовой КМОП-технологии 90 нм. Показана возможность построения ректенн на основе МОП-транзисторов при сверхнизких мощностях вплоть до -50 дБм. Даны рекомендации по выбору технологических и конструктивных параметров ректенн для собирания СВЧ энергии.

Собирание СВЧ энергии из окружающей среды; ректенны; нанометровые МОП-транзисторы; подпороговый режим; модель ректенны.

B.G. Konoplev

A RECTENNA MODEL BASED ON MOSFETS FOR MICROWAVE ENERGY HARVESTING AT ULTRA-LOW POWER LEVELS

For wireless and battery-free power supply of autonomous devices with low power consumption harvesting of radio frequency energy from the environment is increasingly used: energy from cellular stations, radio stations, microwave ovens, Wi-Fi, Bluetooth, etc. To convert the collected energy into a DC voltage, devices consisting of an antenna, a rectifier and an impedance matching circuit of the antenna and the rectifier, called rectennas, are used. The power density of the electromagnetic field can be very small: from hundreds of microwatts to tens of picowatts per cm². Therefore, the task of developing rectennas capable of operating at ultra-low power levels is urgent. The parameters of components of the rectenna (antenna, impedance matching circuit, rectifier) are strongly interconnected, therefore, to obtain optimal characteristics, it is necessary to design the rectenna considering the mutual influence of all components and use appropriate models. The paper analyzes the features of the construction and development of a rectenna model based on MOSFETs for operation at ultra-low power levels. Expressions for estimating the output voltage of the rectenna are obtained, considering the basic parameters of the antenna, the rectifier/voltage multiplier and the impedance matching circuit. Calculations based on the obtained expressions and modeling are performed for a typical 90 nm CMOS technology. The possibility of constructing rectennas based on MOSFETs at ultra-low power levels up to -50 dBm is shown. Recommendations are given on the choice of technological and design parameters of rectennas for harvesting microwave energy.

Harvesting microwave energy from the environment; rectenna; nanometer MOSFET; subthreshold mode; rectenna model.

Введение. Для беспроводного и безбатарейного питания автономных приборов с малой потребляемой мощностью все шире применяется собирание радиочастотной энергии из окружающей среды (Energy Harvesting): энергии излучения станций сотовой связи, радиотелевизионных станций, СВЧ-печей, Wi-Fi, Bluetooth и др. источников [1–5].

Для преобразования радиочастотной энергии в напряжение питания постоянного тока применяются устройства, состоящие из антенны, выпрямителя и схемы согласования импедансов антенны и выпрямителя, называемые ректеннами (сокращение от rectifier&antenna) [6–8].

При использовании в автономных сенсорных сетях, метках радиочастотной идентификации (RFID) и других миниатюрных устройствах определяющим требованием является радикальное уменьшение размеров ректенн, что ведет к необходимости выполнения их в виде интегральных конструкций по полупроводниковой или гибридной технологии. Другим важнейшим требованием является снижение стоимости приборов при массовом производстве. Эти факторы обусловили выполнение антенной части и согласующих схем ректенн на основе печатной, тонко- или толсто пленочной технологии, а выпрямителей – по хорошо отработанной полупроводниковой технологии (обычно КМОП), совместимой с устройствами обработки информации [2, 9–11].

При собирании СВЧ энергии для питания приборов из окружающей среды плотность мощности электромагнитного поля может быть весьма малой: от сотен микроватт до десятков пиковатт на см^2 [3, 11–14]. Поэтому актуальной является задача разработки ректенн, способных работать при сверхнизких уровнях мощности.

Параметры всех составляющих ректенны (антенны, схемы согласования импедансов, выпрямителя) сильно связаны между собой, поэтому для получения оптимальных характеристик необходимо выполнять проектирование ректенны как интегрального узла с учетом взаимовлияния всех составляющих и использовать соответствующие модели [2, 5].

Целью исследования является анализ особенностей построения и разработка модели ректенны на основе МОП-транзисторов для работы при сверхнизких уровнях мощности в составе автономных устройств с беспроводным питанием.

Ректенны на основе МОП-транзисторов при сверхнизких уровнях мощности.

Упрощенная схема ректенны показана на рис. 1 [7, 15].

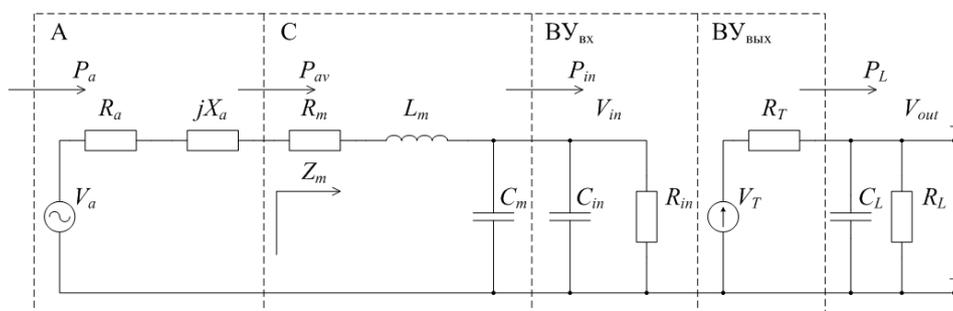


Рис. 1. Упрощенная схема ректенны: A – антенна; C- схема согласования; $VУ_{вх}$, $VУ_{вых}$ – выпрямитель/умножитель напряжения

Эквивалентная схема антенны A включает источник высокочастотного напряжения с амплитудой V_a и сопротивление антенны, состоящей из активной R_a и реактивной jX_a частей. Принятый антенной сигнал подается на выпрямитель/умножитель напряжения VУ через схему согласования импедансов C. Входной импеданс VУ представлен емкостями C_{in} , C_m и сопротивлением R_{in} . Нагрузкой ректенны в схеме служат резистор R_L и конденсатор C_L . Собранная из внешней среды энергия накапливается на конденсаторе C_L пока выпрямленное напряжение V_{out} на нём не достигнет достаточного уровня, при котором возможна активная работа микросистемы (например, получение, обработка и передача данных).

Для повышения чувствительности применяют многокаскадные выпрямители/умножители напряжения на МОП-транзисторах в диодном включении, схема которого приведена на рис. 2 [16]. В схеме ректенны (см. рис. 1) выпрямитель/умножитель напряжения представлен в виде его входной $V_{Uвх}$ и выходной $V_{Uвых}$ частей. Выходная часть $V_{Uвых}$ представлена источником напряжения V_T и сопротивлением R_T согласно теореме Тевенина.

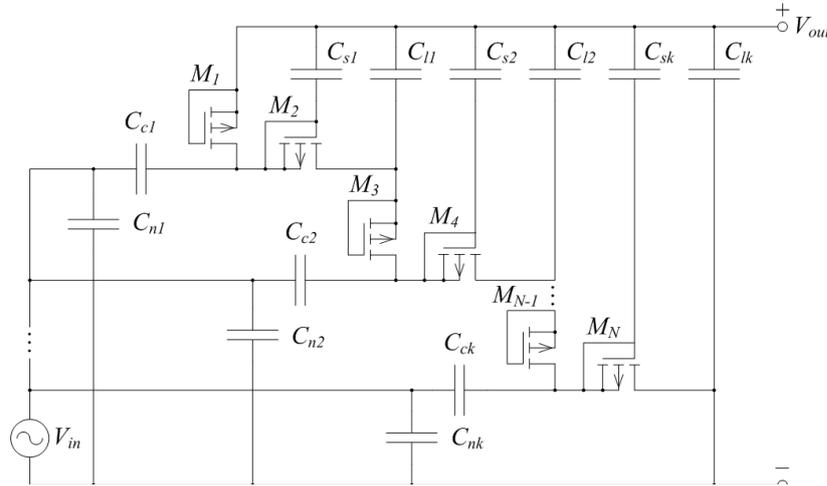


Рис. 2. Схема выпрямителя/умножителя: C_c – конденсаторы связи; C_l – нагрузочные конденсаторы; C_s , C_n – паразитные емкости

Мощность СВЧ сигнала в антенне P_a (см. рис. 1) определяется выражением [17]:

$$P_a = P_0 \cdot G(f) \cdot \frac{\lambda^2}{4\pi}, \quad (1)$$

где P_0 – плотность мощности у антенны, $G(f)$ – коэффициент усиления антенны на частоте f ; λ – длина волны.

Эффективность преобразования мощности СВЧ сигнала в мощность постоянного тока P_L (см. рис. 1) характеризуется коэффициентом эффективности по мощности [18]:

$$K_P = P_L/P_a. \quad (2)$$

Если получаемая мощность P_L превышает требуемую для питания микросистемы мощность P_d , то напряжение V_{out} на нагрузке в установившемся режиме существенно не изменяется и ректенна обеспечивает непрерывную работу микросистемы от собираемой энергии.

При низких уровнях мощности СВЧ сигнала $P_L < P_d$ применяется протокол работы с разделением фаз накопления собираемой энергии на накопительном конденсаторе C_L и расходования энергии за счет разряда накопительного конденсатора [15]. При сверхнизких уровнях плотности мощности длительность фазы накопления t_s может значительно превышать длительность фазы t_d расходования энергии. В течение достаточно длительного времени даже при небольшой мощности P_a накопительный конденсатор C_L может зарядиться собираемой энергией E_H до требуемой для работы микросистемы минимальной величины напряжения V_{out} , запасая энергию E_C .

$$E_C = C_L \cdot V_{out}^2/2 = K_P \cdot E_H = K_P \cdot \int_0^{t_s} P_a(t) dt. \quad (3)$$

Переключение ректенны из режима накопления в режим расходования энергии в схеме (см. рис. 1) может быть отражено изменением значения сопротивления R_L с R_L^s (накопление) на R_L^d (расходование), причем $R_L^s > R_L^d$.

Для ректенн, работающих при сверхнизких уровнях плотности мощности, определяющим параметром является не коэффициент эффективности по мощности K_p , а чувствительность [19–22]. Чувствительность определяется как минимальная мощность в антенне P_{amin} (обычно измеряется в дБм), при которой обеспечивается выполнение задачи, например, достигается требуемый уровень напряжения V_{out} [5].

Для согласования импедансов антенны и выпрямителя применяют различные схемы согласования [23], в которых могут использоваться пленочные спиральные индуктивности, МОП-конденсаторы или отрезки микрополосковых линий передачи [24]. В ректенне (см. рис. 1) схема согласования L-типа представлена эквивалентной индуктивностью L_m с сопротивлением потерь R_m и эквивалентной емкостью C_m .

Полное сопротивление цепи Z_m со входа схемы согласования (см. рис. 1) определяется выражением [24]:

$$Z_m = \frac{R_m + R_{in} - R_{in} \cdot C_k \cdot L_m \cdot \omega^2 + j\omega \cdot (L_m + R_m \cdot R_{in} \cdot C_k)}{1 + j\omega \cdot R_{in} \cdot C_k}, \quad (4)$$

где $\omega = 2\pi f$; $C_k = C_{in} + C_m$.

Из выражения (4) получим активную и реактивную части этого сопротивления:

$$Re(Z_m) = \frac{R_m + R_{in} + R_m \cdot R_{in}^2 \cdot C_k^2 \cdot \omega^2}{1 + R_{in}^2 \cdot C_k^2 \cdot \omega^2}, \quad (5)$$

$$Im(Z_m) = \frac{L_m \cdot (\omega + R_{in}^2 \cdot C_k^2 \cdot \omega^3) - R_{in}^2 \cdot C_k \cdot \omega}{1 + R_{in}^2 \cdot C_k^2 \cdot \omega^2}. \quad (6)$$

Для согласования импедансов с целью получения максимального K_p следует положить:

$$R_a + jX_a = Re(Z_m) + jIm(Z_m). \quad (7)$$

На резонансной частоте ω_0 справедливо:

$$X_a = Im(Z_m). \quad (8)$$

Из (6, 8) можно получить формулу для расчета значения индуктивности L_m :

$$L_m = \frac{R_{in}^2 \cdot C_k \cdot \omega_0 + X_a \cdot (1 + R_{in}^2 \cdot C_k^2 \cdot \omega_0^2)}{\omega_0 + R_{in}^2 \cdot C_k^2 \cdot \omega_0^3}. \quad (9)$$

В миниатюрных приборах с собиранием энергии из окружающей среды применяют укороченные антенны, для которых обычно можно пренебречь реактивной частью сопротивления jX_a или ее легко скомпенсировать реактивностью схемы согласования импедансов, а активная часть R_a практически равна сопротивлению излучения [17]. При $X_a = 0$ выражение (9) упрощается:

$$L_m = \frac{R_{in}^2 \cdot C_k}{1 + R_{in}^2 \cdot C_k^2 \cdot \omega_0^2}. \quad (10)$$

Напряжение в антенне V_a связано с мощностью гармонического сигнала P_a выражением [22]:

$$V_a = \sqrt{8 \cdot R_a \cdot P_a}. \quad (11)$$

Для ректенн, работающих при сверхнизких уровнях плотности мощности, чувствительность может быть повышена за счет резонансного усиления напряжения в схеме согласования импедансов [19–22]. Амплитуда напряжения V_{in} на входе ВУ, которая равна амплитуде напряжения на емкости контура C_{in} , будет превышать амплитуду напряжения V_a в Q раз (Q – добротность резонансного контура):

$$Q = \rho / (R_a + Re(Z_m)), \quad (12)$$

где $\rho = \sqrt{L_m / C_k}$.

Из (12) видно, что для увеличения добротности при сверхнизких уровнях мощности нужно уменьшать емкость C_k . При $C_m = 0$ получим $C_k = C_{in}$. Если $R_{in}^2 \cdot C_k^2 \cdot \omega_0^2 \gg 1$ и $R_{in} \gg R_m$, то из (5, 10, 12) можно получить:

$$L_m = 1/(C_{in} \cdot \omega_0^2), \quad (13)$$

$$Q = \frac{\sqrt{L_m/C_{in}}}{R_a + R_m + 1/(R_{in} \cdot C_{in}^2 \cdot \omega_0^2)}. \quad (14)$$

Для этого случая из (11, 14) получим:

$$V_{in} = V_a \cdot Q = \frac{\sqrt{8 \cdot R_a \cdot P_a \cdot L_m / C_{in}}}{R_a + R_m + 1/(R_{in} \cdot C_{in}^2 \cdot \omega_0^2)}. \quad (15)$$

Модель ректенны на основе МОП-транзисторов при сверхнизких уровнях мощности. Выражение (15) представляет собой модель антенны и схемы согласования импедансов. Для получения модели всей ректенны необходимо связать напряжения на входе V_{in} и выходе V_{out} выпрямителя/умножителя, т.е. включить модель BV (см. рис. 1).

В [25] рассмотрена модель выпрямителя на основе диодов Шоттки при достаточно высоких уровнях мощности в антенне. В отличие от этой статьи в данной работе многокаскадный выпрямитель/умножитель выполнен на p -канальных МОП-транзисторах (см. рис. 2), что обеспечивает при использовании типовых КМОП-технологий значительное снижение стоимости приборов. Кроме того, предлагаемая модель учитывает особенности работы МОП-транзисторов при сверхнизких уровнях мощности.

В режиме слабой инверсии выражение для выходного напряжения [16] с учетом снижения эффективности выпрямительных свойств диодов на основе МОП-транзисторов при сверхнизких напряжениях [15] можно записать в виде:

$$V_{out} = \left(\frac{C_c}{C_c + C_s} \cdot K_r \cdot V_{in} - V_D \right) \cdot N - \frac{N \cdot I_L}{2 \cdot (C_c + C_s) \cdot f}, \quad (16)$$

$$K_r = \left(1 - \frac{I^-}{I^+} \right) = \left(1 - \left(1 - \exp\left(\frac{-V_{in}}{\varphi_T}\right) \right) / \left(\exp\left(\frac{V_{in}}{\varphi_T}\right) - 1 \right) \right),$$

$$V_D = \frac{V_{th}}{n} + \varphi_T \cdot \ln \frac{I_L}{I_0},$$

$$I_0 = 2 \cdot \mu \cdot \frac{\varepsilon \cdot \varepsilon_0 \cdot W}{d \cdot L} \cdot n \cdot \varphi_T^2,$$

где K_r – эффективность выпрямления диода; I^+ , I^- – амплитуда тока диода при положительной и отрицательной амплитуде входного напряжения, соответственно [15]; V_D – напряжение смещения на МОП-транзисторе в диодном включении (при $V_D > 2 \cdot \varphi_T$); I_0 – характеристический ток транзистора; n – параметр наклона вольтамперной характеристики в подпороговой области; φ_T – тепловой потенциал; μ – подвижность носителей заряда в канале; ε – диэлектрическая проницаемость подзатворного диэлектрика; ε_0 – электрическая постоянная; d – толщина подзатворного диэлектрика; W – эффективная ширина канала; L – эффективная длина канала; V_{th} – пороговое напряжение; N – число транзисторов в BV .

Сопротивление переменному току транзистора в диодном включении при постоянном токе I_L получим из (16):

$$r_D = \frac{dV_D}{dI} = \frac{\varphi_T}{I_L}. \quad (17)$$

Ко входу BV (см. рис. 2) через емкости C_c параллельно подключены $N/2$ удвоителей напряжения, каждый из которых содержит по два диода на основе МОП-транзисторов. При $C_l \gg C_s$ можно считать, что эти диоды соединены параллельно по переменному току. Тогда из (17) с учетом коэффициента трансформации сопротивления диодов ко входу [24] $(1 + C_s/C_c)^2$ получим выражение для входного сопротивления BV :

$$R_{in} = \frac{\varphi_T}{N \cdot I_L} \cdot \left(\frac{C_c + C_s}{C_c} \right)^2. \quad (18)$$

Входную емкость BV с учетом того, что емкость каждого удвоителя напряжения равна емкости последовательно соединенных емкостей C_c и C_s , с учетом дополнительной паразитной емкости на входе каждого умножителя C_n (см. рис. 2) при $C_l \gg C_n$ можно оценить по формуле:

$$C_{in} = \frac{N}{2} \cdot \left(\frac{C_c \cdot C_s}{C_c + C_s} + C_n \right). \quad (19)$$

Из (16) можно также получить выражение для оценки выходного сопротивления BV по переменному току при токе в нагрузке I_L :

$$r_T = \left| \frac{dV_{out}}{dI} \right| = \left(\frac{1}{2 \cdot (C_c + C_s) \cdot f} + \frac{\varphi_T}{I_L} \right) \cdot N. \quad (20)$$

Из (15) можно получить выражение для оптимального значения сопротивления R_a , при котором достигается максимум V_{in} , т.е. обеспечивается максимальная чувствительность ректенны:

$$R_{aopt} = R_m + 1 / (R_{in} \cdot C_{in}^2 \cdot \omega_0^2). \quad (21)$$

Моделирование и анализ характеристик ректенны. Полученную аналитическую модель можно использовать для оценки характеристик ректенны при сверхнизких уровнях мощности и выработки рекомендаций по совершенствованию их конструкции с целью достижения заданных параметров.

Здесь следует отметить, что выражения (16-20) получены для идеализированной модели, не учитывающей ряд физических процессов в реальных нанометровых МОП-транзисторах.

При проектировании СБИС применяют современные САПР, включающие достаточно точные подсистемы моделирования. В настоящей работе в среде схемотехнического моделирования Tanner EDA (T-Spice) использовалась модель BSIM4v4.8.2 [26], учитывающая особенности конструкции и физических процессов в наноразмерных МОП-транзисторах. Параметры модели соответствуют МОП-транзисторам с низкими токами утечки, изготовленным по технологии КМОП 90 нм [27].

На рис. 3 в качестве примера использования разработанной модели представлены результаты расчетов по формулам (15-19) и моделирования в среде T-Spice.

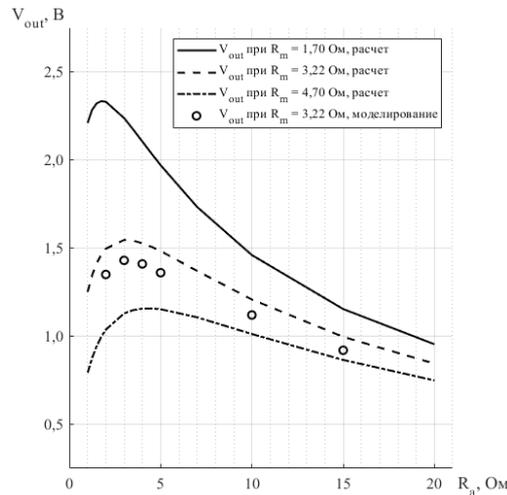


Рис. 3. Зависимости выходного напряжения ректенны V_{out} от сопротивления излучения R_a при мощности $P_a = -34$ дБм для различных значений сопротивления потерь R_m ; ключевые параметры: $V_{th} = -0.26$ В; $\mu = 0.027$ м/В*с; $d = 1.2$ нм; $W/L = 43.5$; $n = 1.1$; $I_L = 10$ нА

Отклонение результатов расчета по формулам от более точных результатов моделирования объясняется учетом в модели BSIM4v4.8.2 особенностей конструкции и физических процессов в наноразмерных МОП-транзисторах.

Анализ результатов расчетов и моделирования (см. рис. 3) и формул (4-21) показывает возможность оптимизации конструкции ректенн для обеспечения высокой чувствительности при сверхнизких уровнях мощности вплоть до -50 дБм. Выбирая электрофизические, структурные и топологические параметры в соответствии с выражениями (10-20), можно в определенных пределах управлять основными параметрами и характеристиками ректенны. Проведенный анализ показывает, что при использовании технологий КМОП уровня 14-32 мкм можно существенно повысить характеристики ректенн за счет снижения паразитных параметров. Применяемые в миниатюрных приборах укороченные антенны характеризуются малыми значениями сопротивления излучения [17], что при сверхнизких уровнях мощности способствует получению значительного резонансного усиления (см. рис. 3).

Заключение. В работе выполнен анализ особенностей построения и разработка модели ректенны на основе МОП-транзисторов для работы при сверхнизких уровнях мощности в составе автономных устройств с беспроводным питанием.

Получены выражения для оценки выходного напряжения ректенны с учетом основных параметров антенны, выпрямителя/умножителя напряжения и устройства согласования импедансов. Выполнены расчеты по полученным выражениям и моделирование с использованием модели BSIM4v4.8.2 для типовой КМОП-технологии 90 нм. Показана возможность построения ректенн на основе МОП-транзисторов при сверхнизких мощностях вплоть до -50 дБм. Даны рекомендации по выбору технологических и конструктивных параметров ректенн для собирания СВЧ энергии.

Результаты могут быть полезны для разработчиков беспроводных микроустройств.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Shinohara N.* Wireless Power Transfer via Radiowaves. – London: ISTE Ltd., 2014. – 238 p.
2. *Tran L.-G., Cha H.-K., Park W.-T.* RF power harvesting: a review on designing methodologies and applications // *Micro and Nano Systems Letters.* – 2017. – Vol. 5, No. 14. – P. 1-16.
3. *Luo Y., Pu L., Wang G., Zhao Y.* RF Energy Harvesting Wireless Communications: RF Environment, Device Hardware and Practical Issues // *Sensors.* – 2019. – Vol. 19. – Article 3010. – 28 p.
4. *Shinohara N.* History and Innovation of Wireless Power Transfer via Microwaves // *IEEE Journal on Microwaves.* – 2021. – Vol. 1, No. 1. – P. 218-228.
5. *Ibrahim H.H., Singh M.J., Al-Bawri S.S., Ibrahim S.K., Islam M.T., Alzamil A., Islam M.S.* Radio Frequency Energy Harvesting Technologies: A Comprehensive Review on Designing, Methodologies, and Potential Applications // *Sensors.* – 2022. Vol. 22, 4144. – 30 p.
6. *Binod Kumar Kanaujia, Neeta Singh, Sachin Kumar.* Rectenna: Wireless Energy Harvesting System. – Singapore: Springer, 2021. – 180 p.
7. *Gao S.-P., Ou J.-H., Zhang X., Guo Y.* Scavenging Microwave Wireless Power: A Unified Model, Rectenna Design Automation, and Cutting-Edge Techniques // *Engineering.* – 2023. – Vol. 30, No. 11. – P. 32-48.
8. *Rashid A.H., Ahmad B.H., Abd Aziz M.Z., Nornikman H.* Rectenna for Radio Frequency Energy Harvesting: A Review // *Elektrika.* – 2024. – Vol. 23, No. 1. – P. 12-17.
9. *Sadek D.H., Shawkey H.A., Zekry A.A.* Compact and High-Efficiency Rectenna for Wireless Power-Harvesting Applications // *Hindawi International Journal of Antennas and Propagation.* – 2021. – Vol. 21. – 1109850. – 8 p.
10. *Ali W., Subblyal H., Sun L., Shamoan S.* Wireless Energy Harvesting Using Rectenna Integrated with Voltage Multiplier Circuit at 2.4 GHz Operating Frequency // *Journal of Power and Energy Engineering.* – 2022. – No. 10. – P. 22-34.
11. *Pramono S., Shidiq D.D., Ibrahim M.H., Adriyanto F., Hikmaturokhman A.* RF energy harvesting using a compact rectenna with an antenna array at 2.45 GHz for IoT applications // *Journal of Electrical Engineering.* – 2021. – Vol. 72, No. 3. – P. 159-167.

12. *Pinuela M., Mitcheson P.D., Lucyszyn S.* Ambient RF Energy Harvesting in Urban and Semi-Urban Environments // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. – 2013. – Vol. 61, No. 7. – P. 2715-2726.
13. *Wagih M., Beeby S.* Thin Flexible RF Energy Harvesting Rectenna Surface with a Large Effective Aperture for Sub- $\mu\text{W}/\text{cm}^2$ Powering of Wireless Sensor Nodes // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. – 2022. – Vol. 70, No. 9. – P. 4328-4338.
14. *Chen Z., Song C., Zhang J., Zheng X., Volskiy V., Chu P., Vandenbosch G.A.* Wearable Rectenna with Integrated Miniaturized Feeding Slot and Rectifier Structure // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. – 2023. – Vol. 71, No. 5. – P. 3868-3881.
15. *Конюлев Б.Г.* Анализ выпрямительных свойств нанометровых МОП-транзисторов в диодном включении при сверхнизких напряжениях // *Известия ЮФУ. Технические науки*. – 2024. – № 2 (238). – С. 175-183.
16. *Sinyukin A.S., Konoplev B.G.* Integrated CMOS Microwave Power Converter for Passive Wireless Devices // *Russian Microelectronics*. – 2021. – Vol. 50, No. 3. – P. 189-196.
17. *Johnson R.C.* Antenna Engineering Handbook. – New York: McGraw-Hill, 1993. – 988 p.
18. *Hameed Z., Moez K.* Design of impedance matching circuits for RF energy harvesting systems // *Microelectronics Journal*. – 2017. – Vol. 62. – P. 49-56.
19. *Shameli A., Safarian A., Rofougaran A., Rofougaran M., De Flaviis F.* Power Harvester Design for Passive UHF RFID Tag Using a Voltage Boosting Technique // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. – 2007. – Vol. 55, No. 6. – P. 1089-1097.
20. *Le T., Mayaram K., Fiez T.* Efficient Far-Field Radio Frequency Energy Harvesting for Passively Powered Sensor Networks // *IEEE Journal of Solid-State Circuits*. – 2008. – Vol. 43, No. 5. – P. 1287-1302.
21. *Oh S., Wentzloff D.D.* A -32dBm Sensitivity RF Power Harvester in 130nm CMOS // *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium*. – June 2012, Canada, Montréal. – P. 483-486.
22. *Aksoyak I.K., Chletsou A., Papapolymerou J., Ulusoy A.C.* A High Sensitivity RF Energy Harvester for Diverse Environments // 2020 50th European Microwave Conference. – January 2021, Netherlands, Utrecht. – P. 444-447.
23. *Lee T. H.* The design of CMOS radio-frequency integrated circuits. – New York: Cambridge University Press, 2012. – 797 p.
24. *Razavi B.* RF microelectronics. – New York: Prentice Hall, 2012. – 916 p.
25. *Barnett R.E., Liu J., Lazar S.* A RF to DC Voltage Conversion Model for Multi-Stage Rectifiers in UHF RFID Transponders // *IEEE Journal of Solid-State Circuits*. – 2009. – Vol. 44, No. 2. – P. 354-370.
26. *Hu C., Niknejad A.M., Chauhan S.Y.* BSIM4v4.8.2 MOSFET Model – User’s Manual. – USA, CA, Berkeley: University of California, 2020. – 176 p.
27. *Sicard E., Bendhia S.D.* Basics of CMOS Cell Design. – New York: McGraw-Hill, 2007. – 429 p.

REFERENCES

1. *Shinohara N.* Wireless Power Transfer via Radiowaves. London: ISTE Ltd., 2014, 238 p.
2. *Tran L.-G., Cha H.-K., Park W.-T.* RF power harvesting: a review on designing methodologies and applications, *Micro and Nano Systems Letters*, 2017, Vol. 5, No. 14, pp. 1-16.
3. *Luo Y., Pu L., Wang G., Zhao Y.* RF Energy Harvesting Wireless Communications: RF Environment, Device Hardware and Practical Issues, *Sensors*, 2019, Vol. 19, 3010, 28 p.
4. *Shinohara N.* History and Innovation of Wireless Power Transfer via Microwaves, *IEEE Journal on Microwaves*, 2021, Vol. 1, No. 1, pp. 218-228.
5. *Ibrahim H.H., Singh M.J., Al-Bawri S.S., Ibrahim S.K., Islam M.T., Alzamil A., Islam M.S.* Radio Frequency Energy Harvesting Technologies: A Comprehensive Review on Designing, Methodologies, and Potential Applications, *Sensors*, 2022, Vol. 22, 4144, 30 p.
6. *Binod Kumar Kanaujia, Neeta Singh, Sachin Kumar.* Rectenna: Wireless Energy Harvesting System. Singapore: Springer, 2021, 180 p.
7. *Gao S.-P., Ou J.-H., Zhang X., Guo Y.* Scavenging Microwave Wireless Power: A Unified Model, Rectenna Design Automation, and Cutting-Edge Techniques, *Engineering*, 2023, Vol. 30, No. 11, pp. 32-48.
8. *Rashid A.H., Ahmad B.H., Abd Aziz M.Z., Nornikman H.* Rectenna for Radio Frequency Energy Harvesting: A Review, *Elektrika*, 2024, Vol. 23, No. 1, pp. 12-17.
9. *Sadek D.H., Shawkey H.A., Zekry A.A.* Compact and High-Efficiency Rectenna for Wireless Power-Harvesting Applications, *Hindawi International Journal of Antennas and Propagation*, 2021, Vol. 21, 1109850, 8 p.

10. Ali W., Subbyal H., Sun L., Shamoan S. Wireless Energy Harvesting Using Rectenna Integrated with Voltage Multiplier Circuit at 2.4 GHz Operating Frequency, *Journal of Power and Energy Engineering*, 2022, No. 10, pp. 22-34.
11. Pramono S., Shidiq D.D., Ibrahim M.H., Adriyanto F., Hikmaturokhman A. RF energy harvesting using a compact rectenna with an antenna array at 2.45 GHz for IoT applications, *Journal of Electrical Engineering*, 2021, Vol. 72, No. 3, pp. 159-167.
12. Pinuela M., Mitcheson P.D., Lucyszyn S. Ambient RF Energy Harvesting in Urban and Semi-Urban Environments, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2013, Vol. 61, No. 7, pp. 2715-2726.
13. Wagih M., Beeby S. Thin Flexible RF Energy Harvesting Rectenna Surface with a Large Effective Aperture for Sub- $\mu\text{W}/\text{cm}^2$ Powering of Wireless Sensor Nodes, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2022, Vol. 70, No. 9, pp. 4328-4338.
14. Chen Z., Song C., Zhang J., Zheng X., Volskiy V., Chu P., Vandenbosch G.A. Wearable Rectenna with Integrated Miniaturized Feeding Slot and Rectifier Structure // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2023, Vol. 71, No. 5. - pp. 3868-3881.
15. Konoplev B.G. Analiz vypryamitelnykh svoystv nanometrovykh MOP-tranzistorov v diodnom vklyuchenii pri sverkhnizkikh napryazheniyakh [Analysis of rectifier properties of nanometer MOSFETS in diode connection at ultra-low voltages], *Izvestiya YuFu. Tekhnicheskie nauki* [Izvestiya SFedU. Engineering Sciences], 2024, No. 2 (238), pp. 175-183.
16. Sinyukin A.S., Konoplev B.G. Integrated CMOS Microwave Power Converter for Passive Wireless Devices, *Russian Microelectronics*, 2021, Vol. 50, No. 3, pp. 189-196.
17. Johnson R. C. *Antenna Engineering Handbook*. New York: McGraw-Hill, 1993, 988 p.
18. Hameed Z., Moez K. Design of impedance matching circuits for RF energy harvesting systems, *Microelectronics Journal*, 2017, Vol. 62, pp. 49-56.
19. Shameli A., Safarian A., Rofougaran A., Rofougaran M., De Flaviis F. Power Harvester Design for Passive UHF RFID Tag Using a Voltage Boosting Technique, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2007, Vol. 55, No. 6, pp. 1089-1097.
20. Le T., Mayaram K., Fiez T. Efficient Far-Field Radio Frequency Energy Harvesting for Passively Powered Sensor Networks, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 2008, Vol. 43, No. 5, pp. 1287-1302.
21. Oh S., Wentzloff D.D. A -32dBm Sensitivity RF Power Harvester in 130nm CMOS, *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium*, June 2012, Canada, Montréal, pp. 483-486.
22. Aksoyak I.K., Chletsou A., Papapolymerou J., Ulusoy A.C. A High Sensitivity RF Energy Harvester for Diverse Environments, *2020 50th European Microwave Conference*, January 2021, Netherlands, Utrecht, pp. 444-447.
23. Lee T.H. *The design of CMOS radio-frequency integrated circuits*. New York: Cambridge University Press, 2012, 797 p.
24. Razavi B. *RF microelectronics*. New York: Prentice Hall, 2012, 916 p.
25. Barnett R.E., Liu J., Lazar S. A RF to DC Voltage Conversion Model for Multi-Stage Rectifiers in UHF RFID Transponders, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 2009, Vol. 44, No. 2, pp. 354-370.
26. Hu C., Niknejad A.M., Chauhan S.Y. BSIM4v4.8.2 MOSFET Model – User’s Manual. USA, CA, Berkeley: University of California, 2020, 176 p.
27. Sicard E., Bendhia S.D. *Basics of CMOS Cell Design*. New York: McGraw-Hill, 2007, 429 p.

Коноплев Борис Георгиевич – Южный федеральный университет; e-mail: kbg@sfedu.ru; г. Таганрог, Россия; д.т.н.; профессор; научный руководитель Института нанотехнологий, электроники и приборостроения.

Konoplev Boris Georgievich – Southern Federal University; e-mail: kbg@sfedu.ru; Taganrog, Russia; dr. of eng. sc., professor; scientific advisor, Institute of nanotechnologies, electronics, and equipment engineering.