

Для цилиндрических вставок и вставки с полым выступом, оптимальным давлением, при котором напряжение необходимое для возбуждения разряда с ЭПК минимально, является диапазон 50-100 Па. При давлении ниже или выше этого диапазона величина подаваемого напряжения необходимого для возбуждения разряда с ЭПК повышается. Такую зависимость можно объяснить тем, что при более низких давлениях число частиц газа в единице объёма для ионизации недостаточно и для пробоя требуется более высокое напряжение. При давлении выше указанного диапазона число столкновений частиц увеличивается, длина свободного пробега уменьшается и разрядные условия ухудшаются.

При небольшом расстоянии между стенками катода (2 мм) горение разряда наблюдается в диапазоне 100-200 Па.

Для катода с использованием вставки с проточками в торце зависимость пробивного напряжения от величины давления имеет неравномерный характер. При этом при различных давлениях разряд возбуждается в одной или нескольких проточках.

1. Райзер, Ю.П. Высоочастотный емкостный разряд: Физика. Техника эксперимента. Применение / Ю.П. Райзер, М.Н. Шнейдер, Н.А. Яценко. - М.: Наука, 1995. - 320 с.
2. Божко, А.И. Электрические характеристики возбуждения разряда с эффектом полого катода при низком вакууме / А.И. Божко, С.В. Бордусов // Международная научно-техническая конференция, приуроченная к 50-летию МРТИ-БГУИР : материалы конф. В 2 ч. Ч. 2, Минск, 18-19 марта 2014 г. / БГУИР; редкол. : А.Н. Осипов [и др.]. – Минск, 2014. – С. 194-195.
3. Божко, А.И. Особенности работы источника импульсного напряжения на плазменную нагрузку в виде разряда с полым катодом / А.И. Божко, Н.В. Козак // Физика конденсированного состояния (ФКС – XXI): тезисы докладов XXI Международной научно-практической конференции аспирантов, магистрантов и студентов, Гродно, 18 – 19 апреля 2013 г. / ГрГУ им. Я. Купалы; редкол.: Г.А. Хацкевич [и др.]. – Гродно, 2013. – С. 159-160.

УДК 004.056:061.68

СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ ФОРМИРОВАНИЯ И ОБРАБОТКИ СИГНАЛА С МЕЖСИМВОЛЬНОЙ ППРЧ

Бокуть Л.В., Деев Н.А.

*Белорусский национальный технический университет
Объединенный институт проблем информатики НАН Беларуси
Минск, Республика Беларусь*

Стеганографические методы находят все большее применение в оборонной и коммерческой сферах деятельности из-за отсутствия явно выраженных признаков средств защиты. Суть методов энергетической и структурной скрытности заключается в незначительной одновременной модификации целого ряда определенных битов контейнера при сокрытии одного бита информации.

Существует несколько разновидностей метода. В наиболее распространенном варианте исходный сигнал модулируется высокочастотной псевдослучайной последовательностью $W(t)$, которая определена на области значений $\{-1,1\}$. Вследствие этого для передачи результата необходима большая (иногда более чем в 100 раз) полоса пропускания. Обычно последовательности $W(t)$ выбирают ортогональными к сигналу контейнера. Результирующий стегосигнал представляет собой суммарный сигнал контейнерной составляющей $V(t)$ и скрываемых данных $D(t)$:

$$S(t) = V(t) + \alpha \cdot D(t) \cdot W(t),$$

где α – коэффициент затухания, предназначенный для выбора оптимального уровня шума, который вносится данными.

Для извлечения скрытых данных $D(t)$ на принимающей стороне необходимо иметь ту же самую псевдослучайную импульсную последовательность $W(t)$, обеспечив ее синхронизацию со стегосигналом:

$$S(t)W(t) = V(t)W(t) + \alpha D(t).$$

В связи с этим данную псевдослучайную битовую последовательность обычно используют в качестве стегоключа.

Рассматривается система передачи с фазовой информационной манипуляцией сигнала и межбитовой псевдослучайной перестройкой рабочей частоты (ППРЧ). В качестве контейнерной составляющей $V(t)$ в данном случае служат узкополосные ЧМ - сигналы, а скрываемые данные $D(t)$ передаются на фоне сигнала распределенные по диапазону и модулированные с помощью межсимвольной ППРЧ.

При точном воспроизведении псевдослучайной импульсной последовательности $W(t)$ в

наибольшей степени удастся осуществить подавление контейнерной составляющей $V(t)$. В случае, когда действует сумма сигналов контейнерной составляющей $V(t)$ и скрываемых данных $D(t)$ с различными спектрами, необходимо выделять из смеси каждую из них, оценивать, а затем вычитать из действующей смеси. Линейные фильтры для выделения сигналов контейнерной составляющей $V(t)$ и скрываемых данных $D(t)$ являются неэффективными для построения компенсаторов, поскольку при подавлении контейнерной составляющей $V(t)$ подавляется и часть спектральных составляющих широкополосного сигнала скрываемых данных $D(t)$. Поэтому целесообразно использовать нелинейные методы выделения и оценивания (фильтрации) параметров сигнала контейнерной составляющей $V(t)$, основанные на сочетании безынерционного нелинейного преобразования с линейной фильтрацией.

Схема формирования сигнала (рис.1) включает синтезатор частот (СЧ), вырабатывающего колебания с частотами $\omega_1, \dots, \omega_M$; фазовые манипуляторы ($\Phi_1 \dots \Phi_M$) (перемножители), обеспечивающие манипуляцию колебаний на 180° двоичными информационными символами, которые поступают от источника информации (ИИ). Генератор псевдослучайной последовательности чисел (ГПСЧ) через коммутатор (КОМ) осуществляет коммутацию колебаний (псевдослучайную перестройку рабочей частоты (ППРЧ)). На выходе формирователя образуется M – частотный сигнал $S(t, x, \vec{\beta})$ который можно представить в виде

$$S(t, x, \vec{\beta}) = \alpha_o \sum_{j=1}^M g_j \text{rect}[(t - jT_{\Pi})/T_{\Pi}] \times X(t) \cos[\omega_j t + \beta_j] + V(t),$$

где $\text{rect} = \begin{bmatrix} t \\ T_{\Pi} \end{bmatrix}$ – функция включения,

$\text{rect} = 1$, если $t \in [0, T]$,

или $\text{rect} = 0$, если $t \notin [0, T]$;

T_{Π} – длительность интервала с одной из частот ω_j ;

M – количество частот $\omega_j, j = \overline{1, M}$;

$V(t) = \sum_{j=1}^M y_j(t)$ – контейнерная составляющая,

которая представляет сумму y_j узкополосных ЧМ-сигналов $y_j, j = \overline{1, M}$, действующих в узкополосных каналах;

g_j – значение псевдослучайной последовательности;

$X(t)$ – двоичная информационная последовательность;

β_j – начальная фаза колебания с частотой ω_j .

При таком формировании на каждой из M частот образуется фазоманипулированное колебание, амплитуда которого в зависимости от значения элемента g_j равна α_o или 0 .

При совпадении значения g_j с номером j -го частотного канала в течение интервала T_{Π} передается сигнал с фазовой информационной манипуляцией. Если период псевдослучайной последовательности чисел равен MT_{Π} , то после активного интервала T_{Π} в j -м частотном канале образуется пауза длительностью $(M-1)T_{\Pi}$. Количество информационных посылок в течение интервала T_{Π} определяется числом $K = T_{\Pi}/T$, где T – длительность информационного символа.

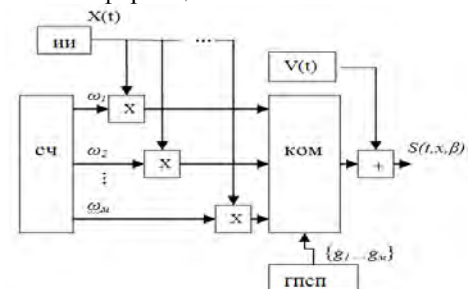


Рис. 1 – Структурная схема формирователя

На рис. 2 показана обобщенная структурная схема устройства обработки сигналов с ФМ_н и межбитовой ППРЧ, где $r(t)$ – сумма сигнала $S(t, x, \beta)$ и контейнерной составляющей $V(t)$. В каждом из M частотных каналов компенсатор (КМП) осуществляет оценку и компенсацию контейнерной составляющей. Схема синхронизации по задержке (ССЗ) управляет генератором ПСП, который обеспечивает синхронную с ППРЧ коммутацию информационных выходов частотных каналов. Решающее устройство (РУ) формирует оценку X^* информационных символов.

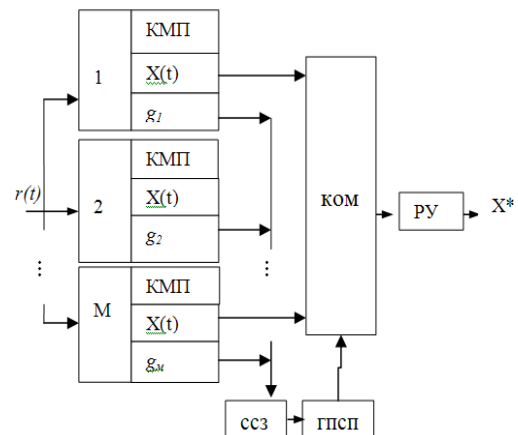


Рис. 2 – Структурная схема устройства обработки сигнала с ППРЧ

Для снижения ошибок воспроизведения контейнерной составляющей в полосе фильтрации могут быть использованы методы оценивания средней частоты ω_i контейнерной составляющей и адаптивная подстройка узкополосных фильтров, согласованных по полосе с шириной спектра контейнерной составляющей. Однако в этом случае требуется корректировать фазочастотную характеристику общего линейного компенсатора, что на практике может вызвать большие трудности. Компенсация узкополосных контейнерных составляющих в рассматриваемой системе позволяет снизить вероятность поражения спектральных составляющих широкополосного сигнала скрываемых данных $D(t)$.

Предельная вероятность ошибки на символ при использовании квадратурной обработки с накоплением оценки начальной фазы β_i , $i = 1, m$ в

каждом частотном канале определяется выражением

$$P_e = 1 - \Phi(\sqrt{q_0 k})$$

где q_0 – отношение сигнал/шум в канале, $k < 1$ – коэффициент, учитывающий потери за счёт ошибок оценивания α_i^* и задержки τ^* псевдослучайной последовательности.

1. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами / Л.Е. Варакин. – М.: Радио и связь, 1985. – 384 с.
2. Чердынцев В.А., Деев Н.А. Подавление комплекса помех в каналах связи / В.А. Чердынцев, Н.А. Деев // Известия Белорусской инженерной академии. – 2002. – № 2. – С. 31–36.
3. Хорошко В.А., Чекатков А.А. Методы и средства защиты информации. – М.: Юниор, 2010. – 501 с.

УДК 621.382.2

СПЕКТРАЛЬНАЯ ПЛОТНОСТЬ ТОКОВЫХ ФЛУКТУАЦИЙ В СУБМИКРОННОМ КРЕМНИЕВОМ ДИОДЕ

Борздов А.В., Борздов В.М., Кучинский П.В., Сперанский Д.С.

Белорусский государственный университет
Минск, Республика Беларусь

В связи с уменьшением геометрических размеров активных элементов интегральных микросхем большой интерес вызывает изучение влияния шумов на их работу, а также определение основных физических источников этих шумов. Так, в частности, для микро- и наноразмерных интегральных диодов и транзисторов, интерес представляет исследование флуктуаций плотности протекающего тока, оказывающих принципиальное влияние на нормальную работу этих приборов [1–3]. При этом особое внимание уделяется изучению влияния процессов генерации-рекомбинации носителей заряда на их шумовые характеристики. К таким процессам можно отнести лавинное умножение носителей заряда в результате ударной ионизации [4]. В настоящее время все большее значение при исследовании шумовых характеристик приборов приобретает численное самосогласованное моделирование переноса носителей заряда. Известно, что одним из наиболее перспективных численных методов решения данной задачи является многочастичный метод Монте-Карло, поскольку он позволяет детально исследовать физику этого процесса. Обзор основных проблем, возникающих при моделировании шумов методом Монте-Карло, приведен в [5].

Целью данной работы явилось исследование шумовых характеристик кремниевого диода со структурой $n^+ - n - n^+$ в режиме токовых флукту-

аций в случае, когда к электродам приложено постоянное напряжение.

В качестве объекта моделирования нами выбрана диодная структура, аналогичная рассматриваемой в [6] со следующими параметрами: размеры n^+ -областей, а также n -канала $L_1 = 100$ нм, $L_2 = 100$ нм, $L_3 = 100$ нм (см. рис. 1). Уровни легирования n^+ -областей и n -канала равны 10^{25} м^{-3} и 10^{22} м^{-3} , соответственно. Температура моделирования принималась равной 300 К.

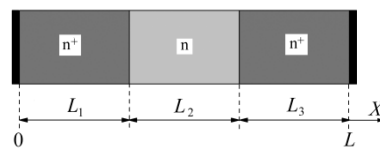


Рисунок 1 – Структура моделируемого диода

Для расчета электрических характеристик диода использовалось самосогласованное моделирование процессов переноса электронов и дырок в структуре, включающее решение одномерного уравнения Пуассона. Контакты металл-полупроводник рассматривались как идеальные омические. В данном случае при моделировании переноса данного случая при моделировании переноса частицы, достигающие контакта металл-полупроводник со стороны полупроводника, свободно покидают область моделирования. Металлический контакт при этом постоянно инжек-