

К. т. н. Н. Ф. КАРУШКИН

Украина, г. Киев, НИИ «Орион»

E-mail: orion@ri-orion.kiev.ua

## СИНХРОНИЗАЦИЯ ГЕНЕРАТОРОВ НА ЛПД ИМПУЛЬСНОГО И НЕПРЕРЫВНОГО ДЕЙСТВИЯ В ММ-ДИАПАЗОНЕ ДЛИН ВОЛН

### Часть 1. Конструкции генераторов и обобщенная модель их синхронизации внешним сигналом

*Приведена первая часть работы, которая состоит из двух статей, где обобщены результаты, достигнутые на данный момент при разработке синхронизированных генераторов на лавинно-пролетных диодах. В данной статье представлены электродинамические конструкции генераторов, синхронизируемых внешним источником СВЧ-колебаний, содержащие резонансную колебательную систему с кремниевым лавинно-пролетным диодом. Для уменьшения потерь колебательную систему необходимо выполнять в виде радиального резонатора с использованием диодного корпуса, имеющего распределенные параметры.*

*Ключевые слова: миллиметровый диапазон, лавинно-пролетный диод, генератор, синхронизация.*

Успехи развития полупроводниковой электроники сверхвысоких частот открывают широкие возможности для разработки оптимальных схем и конструкций источников СВЧ-мощности миллиметрового диапазона длин волн, обеспечивающих высокую стабильность частоты и фазы электромагнитных колебаний [1]. Большие перспективы связаны с использованием синхронизированных диодных генераторов, которые находят применение в приемо-передающих модулях активных фазированных антенных решеток, когерентных радиолокационных станциях малой мощности и т. п.

Задача создания выходных каскадов передатчиков с высоким коэффициентом усиления, низким уровнем частотного шума и уровнем выходной мощности, соответствующим максимальному энергетическому режиму, эффективно реализуется с применением режима внешней синхронизации полупроводниковых генераторов. Уровень частотного шума и стабильность частоты выходного сигнала таких генераторов соответствуют параметрам синхронизирующего сигнала, что позволяет создавать высокостабильные источники мощности с минимальными фазовыми шумами в миллиметровом диапазоне длин волн, в том числе и в коротковолновой его части, где построение высокодобротных резонаторов весьма затруднено. Режим синхронизации во многих случаях более предпочтителен, чем режим пассивного усиления, при котором максимальная выходная мощность достигается при малом усилении (обычно не более 5—6 дБ).

В настоящей работе, состоящей из двух частей, обобщены результаты, достигнутые на данный момент при разработке синхронизированных генераторов на лавинно-пролетных диодах.

Часть 1 посвящена рассмотрению электродинамических конструкций генераторов, синхронизируемых внешним источником СВЧ-колебаний. С помощью эквивалентных схем проведен анализ параметров генераторов, содержащих резонансную колебательную систему, выполненную на кремниевой полупроводниковой структуре с отрицательным сопротивлением. Определены требования к конструкции генератора, при которых возможно реализовать стабилизацию СВЧ-параметров и требуемую добротность, необходимые для устойчивого процесса синхронизации.

В части 2 будут рассмотрены синхронизированные генераторы импульсного действия с выходной мощностью 20—150 Вт.

#### Постановка проблемы

Основой синхронизированного генератора является колебательная система с полупроводниковым элементом, взаимодействие которых является нелинейным. Генератор представляет собой объемный резонатор, в который помещен активный элемент. В миллиметровом диапазоне размеры резонатора становятся трудно выполнимыми, а решить задачу обеспечения малых контурных потерь практически невозможно. Это приводит к тому, что в диапазоне настройки колебательной системы колебания могут не возбудиться. Проблема потерь в колебательной системе особенно

важна для лавинно-пролетных диодов (ЛПД), имеющих низкий импеданс. Для того чтобы решить проблему, связанную с потерями, резонансную систему выполняют на радиальных резонаторах, используя конструкции диодных корпусов. В этом случае диэлектрическая втулка корпуса представляется радиальной линией без потерь, которая трансформирует свой входной импеданс к клеммам включения диодной структуры. Величина и характер трансформируемого импеданса определяется условиями распространения волн в радиальных линиях с учетом ее размеров и диэлектрической проницаемости. В этом случае основным частотно-избирательным узлом синхронизированного генератора является диод. Запасенная энергия такой СВЧ-системы сосредоточена в области диода, а обобщенная добротность системы оказывается минимальной. В синхронизированных генераторах с широкой рабочей полосой добротность такого диода следует уменьшать, но необходимо соблюдать следующее условие: величина модуля отрицательного сопротивления ЛПД должна превосходить суммарную величину сопротивления потерь в СВЧ-цепи.

### Конструкции генераторов

Для увеличения надежности радиоэлектронной аппаратуры в СВЧ-диапазоне проводится корпусирование полупроводниковых структур. На рис. 1 показана конструкция корпусированного ЛПД: диодная  $p^+ - p - n - n^+$ -структура 1, смонтированная внутри рубиновой втулки 2 на позолоченном медном штифте 3, соединена с крышкой 4 при помощи золотой плющены 5.

Использование широко применяемых в сантиметровом диапазоне волн металлокерамических диодных корпусов в коротковолновой части СВЧ-диапазона становится проблематичным из-за больших значений емкости ( $C_K$ ) и индуктивности ( $L_K$ ) корпуса, трудностями получения однородных тонких стенок керамической втулки и необходимости соединения ее торцов с металлическими частями корпуса методом пайки [2]. Все это не позволяет реализовать требуемые значения сосредоточенных параметров корпуса и минимизировать величину омических потерь корпуса  $r_m$  (рис. 2). Кроме того, в коротковолновой части СВЧ-диапазона геометрические размеры

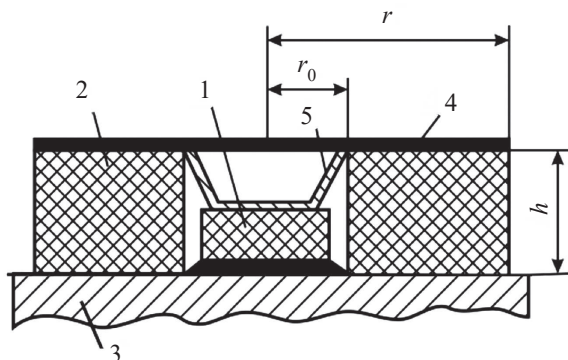


Рис. 1. Конструкция корпусированного ЛПД

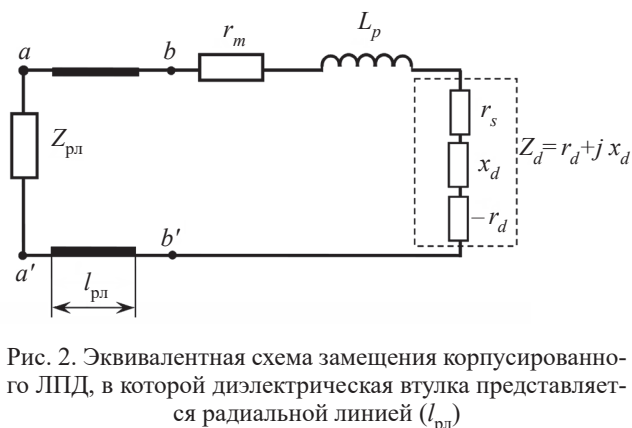


Рис. 2. Эквивалентная схема замещения корпусированного ЛПД, в которой диэлектрическая втулка представляется радиальной линией ( $l_{пл}$ )

диэлектрической втулки соизмеримы с длиной волны. В этом случае предлагается рассматривать втулку как радиальную линию, трансформирующую свой входной импеданс  $Z_{пл}$  к клеммам включения полупроводниковой структуры. Величина и характер импеданса определяются условиями распространения волн в радиальных линиях с учетом геометрии и диэлектрической проницаемости втулки корпуса [3]. Полное сопротивление трансформатора с импедансом  $R_{п}$  должно быть минимальным и удовлетворять условию  $R_{п} \ll r_d^a$ , где  $r_d^a = -r_d + r_s + r_m$  — вещественная часть импеданса полупроводниковой структуры с учетом сопротивления потерь растекания структуры  $r_s$ , омического сопротивления элементов включения полупроводниковой структуры в СВЧ-цепь и сопротивления элементов корпуса диода  $r_m$  (рис. 2). Величина отрицательного сопротивления ЛПД миллиметрового диапазона  $r_d$  составляет 2—3 Ом.

Входной импеданс радиальной линии определяется выражением [4]

$$Z_{пл}(r) = jx - \frac{h \cdot 120\pi}{\sqrt{\epsilon} \cdot 2\pi r} \text{Cotg}(x, y), \quad (1)$$

где  $r, r_0, h$  — внешний и внутренний диаметры и высота втулки соответственно;

$\text{Cotg}(x, y)$  — большой радиальный котангенс;

$$x = \frac{2\pi}{\Lambda} \sqrt{\epsilon} \cdot r;$$

$$y = \frac{2\pi}{\Lambda} \sqrt{\epsilon} \cdot r_0;$$

$\epsilon$  — диэлектрическая проницаемость;

$\Lambda$  — длина волны.

В [5] приводятся расчетные зависимости величины входной проводимости радиальной линии в сечении  $r = r_0$  от ее внешнего диаметра. Изменяя диаметр диэлектрической втулки при заданной высоте  $h$ , на клеммах полупроводниковой структуры можно получить необходимую величину реактивной проводимости для реализации параллельного резонанса.

Основным частотно-избирательным узлом СВЧ-цепи генератора на ЛПД является корпусированный диод с резонансной трансформацией импеданса к полупроводниковой структуре. Запасенная энергия в такой СВЧ-системе сосредоточена в основном в области корпусированного диода, а обобщенная добротность системы оказывается минимальной.

В широкодиапазонных СВЧ-устройствах (генераторах с перестройкой, синхронизированных генераторах, сумматорах мощностей) добротность корпусированного резонансного диода следует уменьшать, но при этом необходимо соблюдать условие: модуль отрицательного сопротивления должен превосходить суммарную величину сопротивления потерь в СВЧ-цепи.

Корпусированные ЛПД в диапазоне частот 30—180 ГГц могут быть созданы при применении в корпусах диэлектрических втулок на основе промышленных часовых рубиновых камней, металлизированных по торцам (см. таблицу) [6].

Габариты диэлектрических втулок в зависимости от частотного диапазона

Частотный диапазон, ГГц	Внешний диаметр, мм	Внутренний диаметр, мм	Высота, мм
30—40	1,2	0,75	0,35
50—60	0,9; 0,8	0,5	0,3
70—120	0,5	0,2	0,15
120—180	0,4	0,2	0,15

В области частот более 180 ГГц применяются также принципы резонансной трансформации импеданса ЛПД, однако конструктивное выполнение корпусов требует специального решения, обеспечивающего достижение резонансных частот в указанном диапазоне [7].

Торцы рубиновых втулок металлизуются вакуумным напылением слоев хрома (0,1 мкм) и золота (1,0 мкм). Втулки монтируются на основание теплоотвода методом термокомпрессионной сварки.

На рис. 3 показаны принципы включения корпусированных резонансных ЛПД в СВЧ-конструкции, выполненные на разных типах линий передачи. Исследования показали, что корпусированный лавинно-пролетный диод может рассматриваться как самостоятельный полупроводниковый прибор с соответствующими амплитудно-частотными зависимостями импеданса и энергетических характеристик. Изменение его параметров в широких пределах возможно путем изменения диаметра диэлектрической втулки и крышки корпуса. Перемещение корпусированного диода совместно с его теплоотводящим основанием вдоль оси диода и перпендикулярно к направлению распространения волны в линии передачи по-

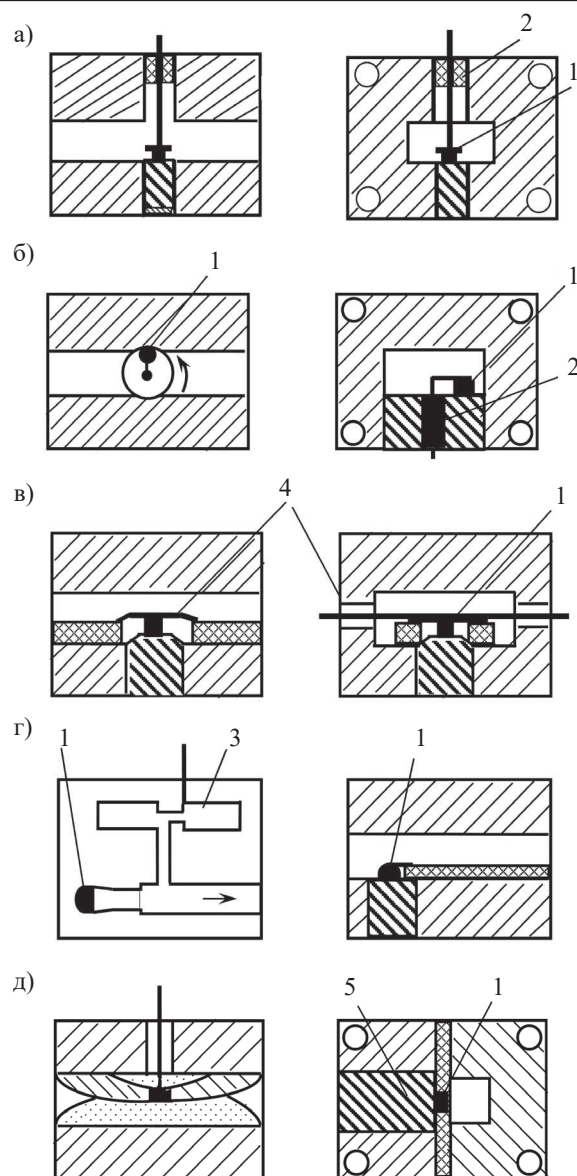


Рис. 3. Схема включения ЛПД в различные линии передачи: а — волноводно-коаксиальная; б — волноводная; в — диэлектрический волновод; г — микрополосковая линия; д — несимметричная щелевая линия с перекрытием в волноводе

1 — ЛПД; 2 — поглощающая нагрузка; 3 — микроволновый фильтр питания; 4 — экран с выводами питания; 5 — теплоотвод

зволяет изменять основные параметры диода в процессе настройки устройства, т.е. производить одновременно настройку диода и всего устройства в целом. Такая комплексная настройка выполнима в электродинамических конструкциях с различными линиями передачи.

Высокочастотные источники мощности (рис. 3), работающие в моногармоническом режиме на основной частоте, обычно характеризуются низкой добротностью, поскольку не содержат специальных стабилизирующих устройств, в частности стабилизи-

рующих резонаторов. В связи с этим стабилиза-  
ционные и спектральные характеристики этих источ-  
ников низкие, и они, как правило, не находят при-  
менения в качестве задающих генераторов, генера-  
торов приемных устройств и т. д. В то же время низ-  
кая добротность является важным фактором при соз-  
дании широкодиапазонных генераторов в режиме  
внешней синхронизации. Рассмотренные принципы  
корпусирования полупроводниковых диодов позво-  
ляют создавать и оптимизировать высокочастотную  
цепь генератора для достижения наилучших энерге-  
тических, диапазонных и спектральных характери-  
стик. При этом необходимо создать соответствующую  
электродинамическую конструкцию и спосо-  
бы установки в ней корпусированного диода, обе-  
спечивающих максимальный диапазон перестройки  
частоты при изменении мощности задающего гене-  
ратора синхронизации.

Рассмотрим наиболее распространенную кон-  
струкцию генератора, основанную на применении  
волноводно-коаксиального сочленения (рис. 4).  
Коаксиальная линия с волновым сопротивлением  $W_K$   
может быть смещена относительно центра волно-  
вода с волновым сопротивлением  $W_D$  на величину  $\Delta$ .  
В коаксиальной линии установлен корпусированный  
диод 1, смонтированный на теплоотводящем основа-  
нии, и антипаразитная нагрузка 2. Выход генератора  
соединен при помощи циркулятора с нагрузкой и с  
источником синхронизирующего сигнала.

Полная эквивалентная схема рассматриваемой  
конструкции генератора приведена на рис. 5. Ее па-  
раметры определены в результате эксперименталь-  
ных и теоретических исследований крестообразных  
волноводно-коаксиальных конструкций [8].

Двухполосники  $X_1, X_4$  включены в сечение ко-  
аксиальной линии  $S_K$ , которая совпадает со сред-  
ней плоскостью волноводной секции, параллель-  
ной широкой стенке волновода и проходящей че-  
рез его центр. Реактивные двухполосники  $X_2, X_3$ , а та-  
же вторичная обмотка трансформатора подключены  
к точкам, которые расположены на оси, перпенди-  
кулярной широкой стенке волновода и проходящей че-  
рез ее центр. Особенностью рассматриваемой кон-  
струкции является возможность изменения коэффи-  
циента трансформации  $n$  при изменении смещения  $\Delta$

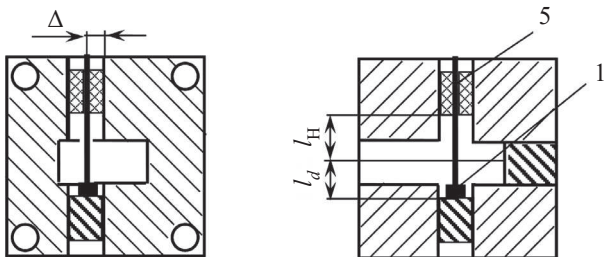


Рис. 4. Конструкция генератора, выполненного на приме-  
нении волноводно-коаксиального сочленения

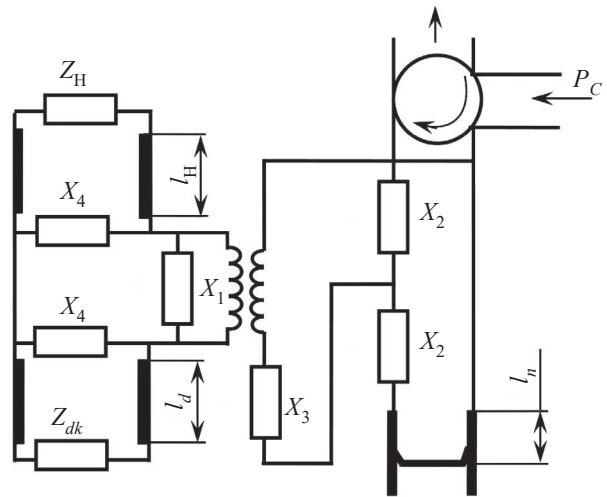


Рис. 5. Эквивалентная схема замещения высокочастот-  
ной цепи синхронизированного генератора на основе  
волноводно-коаксиального сочленения

оси коаксиальной линии и положения диода в коак-  
сиальной линии. Зависимость коэффициента транс-  
формации  $n = f(\Delta)$  в 8-мм диапазоне длин волн при-  
ведена на рис. 6.

Изменение коэффициента трансформации  $n$  в ши-  
роких пределах позволяет обеспечить требуемое со-  
гласование импеданса диода и нагрузки без приме-  
нения дополнительных реактивных неоднородностей  
в выходном сечении волноводной секции генерато-  
ра. Частотно избирательным узлом СВЧ-цепи гене-  
ратора является корпусированный диод с резонанс-  
ной трансформацией импеданса к полупроводнико-  
вой структуре. В связи с низкой добротностью ре-  
зонансного контура диода обобщенная добротность  
СВЧ-цепи генератора принимает значение, уменьша-  
ющееся при увеличении эквивалентной проводимо-  
сти нагрузки:  $G_H = G_0/n^2$ .

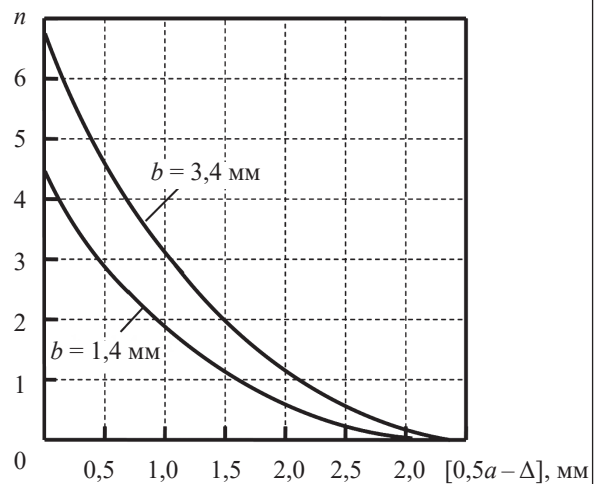


Рис. 6. Зависимость коэффициента трансформации  $n$  от  
смещения оси коаксиала  $\Delta$  относительно центра волно-  
вода при высоте волновода  $b$  и ширине  $a = 7,2$  мм



Полупроводниковые диодные генераторы в режиме внешней синхронизации могут рассматриваться как синхронные усилители отражательного типа. Их отличие от стабильных усилителей отражательного типа состоит в том, что при выключении входного сигнала ( $P_C = 0$ ) мощность выходного сигнала равна автоколебательной мощности  $P_0$ . В стабильном усилителе  $P_{\text{вых}} = 0$  при  $P_C = 0$ . Область применения стабильных усилителей — каскады передающих и приемных устройств, в которых время прихода усиливаемых сигналов не определено. Достижимый минимальный уровень шума диодных усилителей больше, чем у транзисторных усилителей, поэтому в чувствительных приемных устройствах применяются малошумящие усилители на транзисторах. При использовании в качестве высокочастотной цепи волноводно-коаксиальной системы (рис. 4) переход из режима синхронного усиления в режим стабильного усиления достигается увеличением коэффициента трансформации  $n$  за счет смещения оси коаксиальной линии от оси волновода при неизменных параметрах диода.

Представляет интерес сопоставление характеристик стабильного и синхронного усилителей. Как видно из рис. 7, их диапазонные характеристики практически одинаковы, но синхронные усилители обеспечивают значительный выигрыш в уровне выходной мощности при прочих равных параметрах, что особенно существенно в режиме усиления малого сигнала. В связи с этим синхронные усилители выгодно применять при создании передающих устройств с высоким уровнем выходной мощности и значительным усилением.

В известных конструкциях генераторов и усилителей СВЧ-мощности на ЛПД используются полупроводниковые структуры сосредоточенного типа. Для таких структур имеются ограничения по уров-

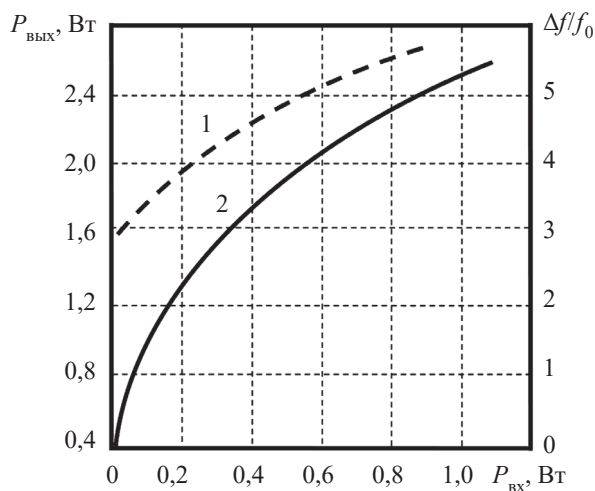


Рис. 7. Зависимость выходной мощности  $P_{\text{вых}}$  от уровня входной мощности  $P_{\text{вх}}$  синхронного (1) и стабильного (2) усилителей

ню выходной СВЧ-мощности, поскольку из-за необходимости соблюдения определенного теплового режима приходится работать при плотности тока ниже оптимальной величины. В этом случае повышение подводимой мощности может быть достигнуто при уменьшении теплового сопротивления диода  $R_T$  [9]. Одним из известных способов его уменьшения является переход к полупроводниковой структуре с развитой периферией, поскольку при этом увеличивается теплопередача в боковых направлениях. Полупроводниковые структуры распределенного типа могут быть выполнены протяженными в виде прямоугольника или тонкого кольца с достаточно большим диаметром.

В [10] экспериментально показана эффективность использования кольцевых структур ЛПД большого диаметра для создания синхронизированных усилителей импульсного действия с целью повышения уровня средней СВЧ-мощности. Анализ указывает на целесообразность использования активных полупроводниковых структур с распределенными параметрами для создания усилителей бегущей волны в коротковолновой части миллиметрового диапазона длин волн. Одним из путей их создания является использование протяженного лавинного  $p$ - $n$ -перехода в полупроводниковой структуре. Усилитель представляет собой протяженный  $p$ - $n$ -переход, обладающий отрицательным сопротивлением на основе лавинно-пролетного механизма, смещенного источником тока в область отрицательного сопротивления (рис. 3, д). В силу особенностей лавинного перехода можно предположить, что по мощности и рабочей полосе такой усилитель будет превосходить усилители на диодах с сосредоточенными параметрами.

При осуществлении внешней синхронизации генераторы, как правило, соединяются с источником синхросигнала и нагрузкой через невзаимный элемент (циркулятор). На основе обобщенной модели синхронизированного генератора с использованием известного в литературе метода медленно меняющихся амплитуд, который основывается на знании импедансных характеристик ЛПД, проведен качественный анализ основных особенностей режимов синхронизированных генераторов на ЛПД.

#### Обобщенная модель синхронизированного генератора на ЛПД

Из теории колебаний известно, что при воздействии на автоколебательную систему внешней периодической силы с частотой, близкой к частоте системы при определенных энергетических соотношениях, происходит захватывание или синхронизация автоколебаний вынужденными колебаниями [11]. При этом представляет интерес возможность синхронизации системы не только сигналом, близким по частоте к свободным автоколебаниям генератора, но и

сигналом с существенно более низкой или более высокой частотой.

Полосой синхронизации называют разность между частотами захваченных колебаний, на которых происходит срыв режима синхронизации:

$$\Delta f_C = \frac{m}{n}(f_{CB} - f_{CH}), \quad (2)$$

где  $m, n$  — натуральные числа, не имеющие общего множителя;

$f_{CB}, f_{CH}$  — соответственно, верхняя и нижняя частоты внешнего воздействия, на которых наблюдается срыв синхронизации.

Режим, когда  $m = n = 1$ , называется гармоническим захватыванием; при  $m = 2, 3, \dots, n = 1$  — ультрагармоническим, или умножением частоты; при  $n = 2, 3, \dots, m = 1$  — субгармоническим захватыванием, или делением частоты.

Количественной мерой эффективного захватывания частоты генератора  $f_G$  в одночастотном приближении ( $m = n = 1$ ) служит коэффициент синхронизации

$$K_C = \frac{\Delta f_C}{f_G} \sqrt{\frac{P_G}{P_C}} = \frac{\Delta f_C}{f_G} \sqrt{K_{УР}}, \quad (3)$$

где  $P_G$  — мощность, генерируемая активным элементом в автономном режиме;

$P_C$  — мощность синхронизирующих колебаний;

$K_{УР}$  — коэффициент усиления синхронизированного генератора при малой величине  $P_C$ .

Относительная полоса синхронизации генераторов СВЧ записывается в виде:

$$\frac{\Delta f_C}{f_G} = \frac{K}{Q_H} \sqrt{\frac{P_C}{P_G}}, \quad (4)$$

где  $Q_H$  — нагруженная добротность генератора;

$K$  — коэффициент, зависящий от параметров работы активного элемента и резонансной системы генератора.

Очевидно, что простейшим способом повышения эффективности процесса захватывания частоты генератора является снижение  $Q_H$ . Хотя реализация этого способа сама по себе не вызывает трудностей, его исполнение может принципиально ограничиваться как требованиями к добротности резонатора, связанными с необходимостью обеспечения того или иного режима работы активного элемента, так и требованиями к его нагрузке, оптимальной с энергетической точки зрения.

Генератор, синхронизированный сигналом с угловой частотой или манипуляцией, можно рассматривать как синхронизированный усилитель. Такие усилители на полупроводниковых диодах используются в многоканальных системах связи с частотным разде-

лением каналов, в системах управления ракет и системах опознавания воздушных и наземных объектов. Серьезным достоинством усилителей такого класса является и возможность более полного использования энергетического потенциала активных элементов, и ряд других преимуществ, таких как слабая зависимость мощности выходного сигнала от уровня входного сигнала, простота схемы и конструкции вследствие отсутствия необходимости обеспечения устойчивости к самовозбуждению, меньшая чувствительность к изменению температуры и питающих напряжений. Усилители позволяют использовать активные диодные структуры с распределенными параметрами.

Если сравнивать синхронизированные генераторы на различных активных элементах, то устройства на лавинно-пролетных диодах обладают большим уровнем выходной СВЧ-мощности и высоким уровнем шума. Известно, что синхронизация генератора высокостабильным сигналом позволяет снизить уровень его частотных шумов. Степень подавления частотных шумов генератора синхронизирующим высокостабильным сигналом можно приблизительно оценить соотношением [12]

$$\frac{\bar{\varepsilon}^2(F)}{\bar{\varepsilon}_0^2(F)} = \frac{4F^2}{\Delta f_C + 4\Delta f^2 + 4F^2}, \quad (5)$$

где  $\bar{\varepsilon}^2(F), \bar{\varepsilon}_0^2(F)$  — соответственно, среднеквадратичное значение девиации частоты автономного генератора и сигнала на выходе синхронизированного генератора;

$F$  — величина отстройки частоты от несущей;

$\Delta f_C$  — полоса синхронизации;

$\Delta f$  — расстройка частоты сигнала синхронизации генератора.

Синхронизированные диодные генераторы характеризуются рядом особенностей:

— нагруженная добротность СВЧ-системы невелика, а число степеней свободы более одной;

— как автоколебания, так и внешнее воздействие могут существенно отличаться от гармонических;

— система может содержать пассивные и активные элементы с сосредоточенными и распределенными параметрами;

— активные элементы с учетом параметров корпуса имеют сложную схему замещения, а их характеристики не поддаются более простой аппроксимации;

— уровень внешнего воздействия не является малым по сравнению с автоколебаниями генератора.

Для анализа и проектирования синхронизированных генераторов, как и других пассивных и активных устройств СВЧ, широко применяется метод эквивалентных схем, в рамках которого реальная колебательная система с распределенными параметрами может быть представлена в виде соединения

простых элементов (отрезков линий передачи, диафрагм, штырей и т.д.) с хорошо известными частотными характеристиками. Такое представление допустимо и при рассмотрении синхронизированных генераторов на дискретных элементах с сосредоточенными параметрами, которые являются сравнительно узкополосными по частоте.

Для упрощения расчета характеристик генератора на ЛПД (ГЛПД) его можно представить в виде одноконтурной одночастотной модели. Эквивалентная схема ГЛПД (рис. 8) состоит из последовательно соединенных комплексного сопротивления области пространственного заряда  $Z_A$ , суммарного сопротивления потерь в базе диода и контура  $r_s$ , индуктивности  $L_K$  и емкости  $C_K$  колебательного контура. В схему также входит источник шума с ЭДС  $e_{ш}(t)$  и сопротивление нагрузки  $R_H$ , равное волновому сопротивлению волновода, приведенному к зажимам включенной структуры диода.

Величина сопротивления нагрузки определяется выражением

$$R_H = R_{A0}(I_n) - r_s, \quad (6)$$

где  $R_{A0}$  — малосигнальное сопротивление диода при рабочем токе, равном пусковому току  $I_n$  для выбранной связи ГЛПД с нагрузкой.

Эквивалентные индуктивность  $L_K$  и емкость  $C_K$  контура генератора определяются по измеренной внешней добротности ГЛПД  $Q_{ВН}$ :

$$L_K = \frac{Q_{ВН} R_H}{\omega}; C_K = \frac{1}{\omega(\omega_K L_K - X_A)}, \quad (7)$$

где  $X_A$  — реактивная составляющая комплексного сопротивления диода на частоте  $\omega$ .

Для расчета характеристик синхронизированного ГЛПД (СГЛПД) необходимо знать комплексное сопротивление диода  $Z_d$ , параметры колебательного контура  $L_K$ ,  $C_K$  и характер источника шумовой ЭДС. Эти величины, как показано в [13, 14], могут быть найдены из результатов измерений параметров ЛПД и ГЛПД, емкости  $p$ - $n$ -перехода  $C$  при пробивном напряжении  $U_{пр}$ , дифференциального сопротивления  $R_{диф}$ , рабочего тока  $I_0$ , внешней добротности, соответствующей пусковому току  $I_n$ .

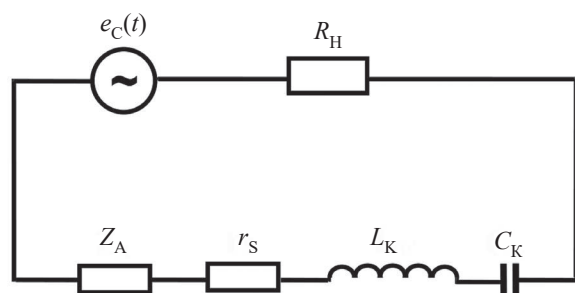


Рис. 8. Эквивалентная схема генератора на ЛПД

Эквивалентная схема СГЛПД [14, 15] изображена на рис. 9. На ней ГЛПД представлен в виде последовательного контура, состоящего из комплексного сопротивления диода  $Z_d = R_d + jx_d$ , сопротивления потерь диода и колебательного контура  $r_s$ , эквивалентной индуктивности  $L_K$  и емкости  $C_K$  колебательного контура, эквивалентного источника шума с ЭДС  $e_{ш}(t)$  и трансформатора с коэффициентом трансформации  $n:1$ . Синхросигнал от источника с ЭДС  $e_c(t) = E_C \cdot \cos \omega t$  и внутренним сопротивлением  $R_C$ , равным волновому сопротивлению волновода  $R_0$ , поступает через ферритовый циркулятор на ЛПД.

Полезная нагрузка  $R_H$  подключена к третьему плечу циркулятора. Токи, текущие через диод, нагрузку и источник синхросигнала, записываются, соответственно, в виде

$$i_d(t) = I_d \cdot \cos(\omega t + \varphi_d);$$

$$i_H(t) = I_H \cdot \cos(\omega t + \varphi_H);$$

$$i_c(t) = I_C \cdot \cos \omega t.$$

Основные характеристики СГЛПД, такие как отдаваемая в нагрузку мощность  $P_{ВЫХ}$ , разность фаз между синхронизированным и синхронизирующим сигналами, т. е. фаза коэффициента отражения от синхронизированного генератора  $\varphi$ , спектральная плотность мощности амплитудных  $S_A$  и частотных  $S_f$  шумов могут быть выражены через амплитуду и фазу тока в нагрузке  $I_H(t)$  [16]:

$$P_{ВЫХ} = 0,5 I_H^2 R_H; \quad (8)$$

$$S_A(F) = \delta I_H^2 / I_H^2 \Delta f; \quad (9)$$

$$S_f(F) = F^2 \delta \varphi_H^2 / \Delta f; \quad (10)$$

$$\varphi = \varphi_H;$$

где  $\delta I_H^2$ ,  $\delta \varphi_H^2$  — средние квадраты флуктуаций амплитуды  $I_H$  и фазы  $\varphi_H$  тока  $I_H(t)$  в полосе пропускания

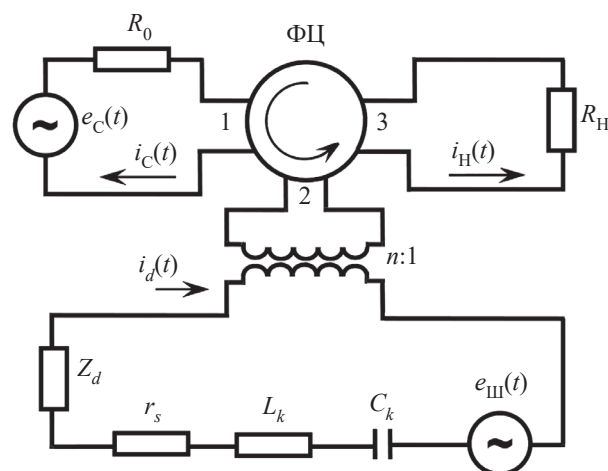


Рис. 9. Эквивалентная схема синхронизированного генератора на ЛПД (ФЦ — ферритовый циркулятор)

ния измерительного прибора  $\Delta f$  при отстройке от несущей  $F$ .

Для нахождения зависимости мощности  $P_{\text{вых}}$ , фазы  $\varphi$ , шумов  $S_A$  и  $S_f$  от частоты и амплитуды тока внешнего источника  $e_C(t)$  необходимо установить связь между токами  $I_C(t)$ ,  $I_d(t)$ ,  $I_H(t)$  и их флуктуациями.

При малых потерях циркулятора выполняется равенство  $I_H(t) = I_d(t) + I_C(t)$ .

В случае гармонического внешнего сигнала амплитуда и фаза тока в нагрузке и их флуктуации имеют следующий вид:

$$I_H = \sqrt{\frac{1}{n^2} I_d^2 + I_C^2 + \frac{2}{n} I_d I_C \cdot \text{Cos} \varphi_d}, \quad (11)$$

$$\varphi_H = \arctg \frac{I_d \cdot \text{Sin} \varphi_d}{I_d \cdot \text{Cos} \varphi_d + n I_C}; \quad (12)$$

$$dI_H = \frac{\delta I_d \cdot \text{Cos} \Phi + \delta \varphi_d I_d \cdot \text{Sin} \Phi}{n}; \quad (13)$$

$$d\varphi_H = \frac{-\delta I_d \cdot \text{Sin} \Phi + \delta \varphi_d I_d \cdot \text{Cos} \Phi}{n I_H}, \quad (14)$$

где  $I_C = E_C / (2R_0)$ ;

$$\Phi = \varphi_H - \varphi_d$$

Расчет амплитуды  $I_A$  и фазы  $\varphi_A$  тока  $I_A(t)$  и их флуктуации  $dI_A$  и  $d\varphi_A$  удобней проводить на основе эквивалентной схемы, показанной на рис. 10, в которой  $e'_C = E'_C \cdot \text{Cos} \omega t = (E_C/n) \cdot \text{Cos} \omega t$  и  $R'_H = R_0/n^2$ .

Уравнение, описывающее колебания в контуре генератора (рис. 10), можно представить, как и в [17]:

$$d^{\sim}(I_A) + [1 + j \text{tg} \theta(I_A)] \frac{\partial d(1 + j \text{tg} \theta(I_A))}{\partial I_A} + d_H + d_S + j(2\xi + d \text{tg} \theta_0) + \frac{\partial(2\xi + d \text{tg} \theta)}{\partial f} j\varphi_A = (15)$$

$$= \frac{1}{U} (E'_C \exp[1 - (\varphi_A + \delta\varphi_A)] + e_{\text{ш}} + j e_{\text{ш}S}),$$

где  $d^{\sim} = f(I_d)$ ;

$$\text{tg} \theta(I_A) = \frac{X_A(I_A)}{R_A(I_A)};$$

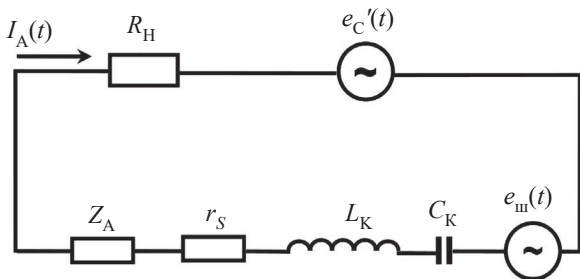


Рис. 10. Преобразованная эквивалентная схема СГЛПД

$$d = d_H + d_S;$$

$$d_H = \frac{R_H}{\omega L_K};$$

$$d_S = \frac{r_S}{\omega L_K};$$

$$\xi = \frac{\omega - \omega_{\Gamma}}{\omega_{\Gamma}};$$

$$\omega_{\Gamma} = \omega_0 (1 - 0,5 \text{tg} \theta_0);$$

$$U = \omega L_K I_A;$$

$\theta_0$  — угол запаздывания в автономном генераторе;

$\omega_0$  — резонансная частота контура;

$e_{\text{ш}c}$ ,  $e_{\text{ш}S}$  — синфазная и квадратурная составляющие ЭДС шума соответственно.

При получении выражения (15) были использованы следующие допущения:

— амплитуда  $I_A$  и фаза  $\varphi_A$ , а также флуктуации амплитуды  $\delta I_A$  и фазы  $\delta \varphi_A$  являются медленно меняющимися функциями;

— активная составляющая сопротивления области пространственного заряда диода  $Z$  не зависит от частоты;

— шумы в генераторе создаются только шумами лавины в ЛПД и описываются эквивалентным источником ЭДС  $e_{\text{ш}}(t)$ ;

— вклад низкочастотного шума в высокочастотный контур не учитывается.

Из анализа приведенных в [16, 17] соотношений следует ряд особенностей, характерных для СГЛПД:

1) наличие неизохронности ( $\theta \neq 0$ ) приведет к асимметрии полосы синхронизации, а следовательно, и всех характеристик СГЛПД, в том числе и шумовых, относительно нулевой расстройки  $\varepsilon = \frac{\omega - \omega_{\Gamma}}{\omega_{\Gamma}} = 0$ ;

2) экстремальный характер зависимости  $P_{\text{вых}}(I_A)$  объясняет неоднозначность изменения амплитуды и мощности в полосе синхронизации. Мощность в нагрузке увеличивается с ростом амплитуды колебаний в контуре СГЛПД, если  $I_A < I_{A \text{ опт}}$ , и падает, если  $I_A > I_{A \text{ опт}}$  ( $I_{A \text{ опт}}$  — амплитуда тока автономного, оптимизированного по нагрузке ГЛПД);

3) если  $I_A = I_{A \text{ опт}}$ ,  $d^{\sim} = d$ ,  $\varphi_A = \pi/2$ ,  $\text{tg} \theta = \text{tg} \theta_0$ , то значение расстройки  $\varepsilon$ , сдвига фаз  $\varphi$  и мощности  $P_{\text{вых}}$  записываются как

$$\varepsilon = \pm 0,5 d_H \sqrt{\frac{P_C}{P_{\Gamma 0}}}; \quad (16)$$

$$\varphi = d_H / \varepsilon, \quad (17)$$

$$P_{\text{вых}} = P_{\Gamma 0} + P_C, \quad (18)$$

где  $P_{\Gamma 0}$  — мощность автономного генератора.



Соотношения для  $\epsilon$ ,  $\varphi$  не зависят от вида нелинейных характеристик генератора  $d^-(I_A)$  и угла запаздывания СГЛПД  $\theta(I_A)$ , благодаря чему для экспериментального определения величины  $d_H$  генератора с запаздыванием при любых значениях  $n$  и  $P_C/P_{Г0}$  удобно использовать именно эти условия (16, 17);

4) максимальная амплитуда синхронизированных колебаний, нулевой сдвиг фазы  $\varphi$  и максимум по мощности достигаются при следующем условии:

$$\epsilon_{\max} = 0,5(d \operatorname{tg} \theta_0 + d^- \operatorname{tg} \theta), \quad (19)$$

где  $\theta_0$ ,  $\theta$  — угол запаздывания в автономном генераторе и в СГЛПД соответственно.

Сопоставление результатов расчета и эксперимента для СГЛПД показало, что описанная методика дает в основном правильное количественное описание их характеристик при синхронизации. Такая методика расчета характеристик СГЛПД может применяться лишь при реализации в заданном генераторе одночастотного режима. Нарушение этого условия приводит к значительному расхождению в результатах расчета и эксперимента.

### Выводы

Представленный анализ электродинамических конструкций и основных особенностей режимов синхронизированных генераторов на кремниевых лавинно-пролетных диодах позволяет определить взаимное соответствие схемы и параметры конструкций устройств в составе задающего источника СВЧ-мощности, синхронизированного генератора и нагрузки. Основным частотно избирательным узлом волноводно-коаксиальной конструкции синхронизированного генератора является специальный корпусированный диод, образующий колебательную систему с минимальным запасом энергии. При этом исключается применение дополнительных реактивных неоднородностей в выходном сечении волноводной секции генератора. В связи с низкой добротностью резонансного корпуса диода обобщенная добротность СВЧ-цепи принимает минимальное значение, необходимое для реализации устойчивого процесса синхронизации генераторов в диапазоне миллиметровых волн.

### ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Карушкин Н.Ф., Касаткин Л.В., Коростылев В.С. и др. Влияние когерентных свойств излучения твердотельных генераторов СВЧ на характеристики технологических доплеровских РЛС. Твердотельные генераторы и преобразователи миллиметро-

вого и субмиллиметрового диапазона. *Сб. Научных трудов ИРЭ АН УССР*, 1989, с. 108–119.

2. Давыдова Н.С., Данюшевский Ю.З. *Диодные генераторы и усилители СВЧ*. Москва, Радио и связь, 1986, 184 с.

3. *Теория линий передачи сверхвысоких частот*. Перевод с англ. под ред. А.И. Шпунтова. Часть II. Москва, Сов. Радио, 1951, 280 с.

4. *Справочник по волноводам*. Перевод с англ. под редакцией Я.Н. Фельда. Москва, Сов. Радио 1952.

5. Дворниченко В.П., Карушкин Н.Ф., Малышко В.В., Ореховский В.А. Полупроводниковый генератор импульсного действия с электронным переключением частоты Ка-диапазона. *Технология и конструирование в электронной аппаратуре*, 2015, № 4, с. 3–7.

6. Карушкин Н.Ф., Обухов И.А., Смирнова Е.А. *Применение промышленного часового камня в качестве корпуса полупроводникового устройства миллиметрового диапазона длин волн*. Патент России № 2657324С2, 2016.

7. Карушкин Н.Ф. Твердотельные компоненты и устройства электронной техники терагерцового диапазона в Украине. *Радиофизика и электроника*, 2018, т. 23, № 3, с. 40–64.

8. Gorbachev O., Kasatkin L. Complex coaxial-waveguide transitions at millimeter-waves. *Microwave Journal*, 2001, vol. 44, p. 90–100.

9. Басанец В.В., Болтовец Н.С., Зоренко А.В. Мощные кремниевые импульсные лавинно-пролетные диоды 8-миллиметрового диапазона. *Техника и приборы СВЧ*, 2009, № 1, с. 27–30.

10. Карушкин Н.Ф. Использование кольцевых структур ЛПД для увеличения средней импульсной мощности генераторов миллиметрового диапазона. *Электронная техника. Серия 1. Электроника СВЧ*, 2010, вып. 4 (507), с. 46–54.

11. Минакова И.И. *Неавтономные режимы автоколебательных систем*. Москва, Изд-во. МГУ, 1987, 168 с.

12. Endersz G. Stability and linearity of frequency modulated and injection locked oscillators for communication system. *Ericsson Techniques*, 1976, vol. 32, no. 4, p. 249–311.

13. Goedbloed I.I., Vluardingbrock M.T. Theory of noise and transfer properties of IMPATT diode amplifiers. *IEEE Trans.*, 1977, vol. MTT-25, no. 4, p. 324–332.

14. Гершензон Е.М., Левитес А.А., Плохова Л.А. и др. Внешняя синхронизация генераторов на лавинно-пролетных диодах. *Радиотехника и электроника*. 1984. Т. 29. № 11, с. 2179–2183.

15. Андреев В.С. К теории синхронизации автогенераторов на приборах с отрицательным сопротивлением. *Радиотехника*. 1975. № 2, с. 43–53.

16. Фомин Н.Н., Андреев В.С., Воробейчиков Э.С. и др. *Радиотехнические устройства СВЧ на синхронизированных генераторах*. Москва, Радио и связь, 1991, 192 с.

17. Thaler H.J., Ulrich G., Weldmann G. Noise in IMPATT diode amplifiers and oscillators. *IEEE Trans.*, 1971, vol. MTT-19, no. 8, p. 692–697.

*Дата поступления рукописи  
в редакцию 01.12.2020 г.*

**СИНХРОНІЗАЦІЯ ГЕНЕРАТОРІВ НА ЛПД ІМПУЛЬСНОЇ ТА БЕЗПЕРЕРВНОЇ ДІЇ  
У ММ-ДІАПАЗОНІ ДОВЖИНИ ХВИЛЬ.****Частина 1. Конструкції генераторів і узагальнена модель їх синхронізації  
зовнішнім сигналом**

*Успіхи розвитку напівпровідникової електроніки надвисоких частот відкривають широкі можливості для розробки оптимальних схем і конструкцій джерел НВЧ-потужності міліметрового діапазону довжини хвиль, що забезпечують високу стабільність частоти та фази електромагнітних коливань. Великі перспективи пов'язані з використанням синхронізованих діодних генераторів, які знаходять застосування в приймально-передавальних модулях активних фазованих антенних решіток, когерентних радіолокаційних станціях малої потужності тощо. Завдання створення вихідних каскадів передавачів з високим коефіцієнтом посилення, низьким рівнем частотного шуму та рівнем вихідної потужності, відповідним до максимального енергетичного режиму, ефективно реалізується із застосуванням режиму зовнішньої синхронізації напівпровідникових генераторів.*

*У цій статті наведено першу з двох частин роботи, де узагальнено результати, досягнуті на цей час при розробці синхронізованих генераторів на лавинно-пролітних діодах. У першій частині представлено електродинамічні конструкції генераторів, що синхронізуються зовнішнім джерелом НВЧ-коливань, які містять резонансну коливальну систему з кремнієвим лавинно-пролітним діодом (ЛПД). Вибір кремнієвого дводрейфового ЛПД як активного елемента визначається тим, що при його використанні реалізуються значні рівні імпульсної НВЧ-потужності — на порядок вищі, ніж у найбільш відомих транзисторів НЕМТ і рНЕМТ у діапазоні міліметрових довжин хвиль. Показано, що для зменшення втрат коливальну систему слід виконувати у вигляді радіального резонатора з використанням діодного корпусу, що має розподілені параметри. При цьому виключається застосування додаткових реактивних неоднорідностей у вихідному перерізі хвилеводної секції генератора. Через низьку добротність резонансного корпусу діода узагальнена добротність НВЧ-ланцюга приймає мінімальне значення, необхідне для реалізації сталого процесу синхронізації генераторів в діапазоні міліметрових хвиль.*

*Другу частину роботи буде присвячено синхронізованим генераторам імпульсної дії з вихідною потужністю 20–150 Вт.*

*Ключові слова: міліметровий діапазон, лавинно-пролітний діод, генератор, синхронізація.*

**SYNCHRONIZATION OF PULSED AND CONTINUOUS-WAVE IMPATT  
OSCILLATORS IN THE MILLIMETER WAVELENGTH RANGE****Part 1. Generator designs and a generalized model of their external signal synchronization**

*Advances in the development of ultrahigh-frequency semiconductor electronics open wide opportunities for developing optimal schemes and designs of microwave power sources in the millimeter wavelength range providing high stability of the frequency and electromagnetic oscillation phase. Synchronized diode generators used in transmit/receive module for active phased array antennas, coherent low-power radar stations, etc. show great promise. The mode of external synchronization of semiconductor generators allows effectively implementing the task of creating output stages of the transmitters with high gain factor, low frequency noise and an output power level corresponding to the maximum power mode.*

*This article presents the first of two parts of the study, which summarizes the results achieved so far in the development of synchronized oscillators based on impact ionization avalanche transit-time (IMPATT) diodes. The first part presents the electrodynamic designs of the oscillators, which are synchronized with an external source of microwave oscillations and contain a resonant oscillating system with a silicon IMPATT diode. The silicon two-drift IMPATT diode was chosen as an active element due to the fact that its use allows reaching significant levels of pulsed microwave power – an order*

of magnitude higher than those of the most well-known HEMT and pHEMT transistors in the millimeter wavelength range. It is shown that to reduce losses, the oscillating system should be made in the form of a radial resonator with a diode casing, which has distributed parameters. This eliminates the use of additional reactive inhomogeneities in the initial cross-section of the waveguide section of the generator. Due to the low quality factor of the resonant casing of the diode, the generalized quality factor of the microwave circuit takes the minimum value required to implement a stable generator synchronization process in the millimeter wavelength range.

The second part of the work will be devoted to synchronized pulse generators with an output power of 20–150 W.

**Keywords:** millimeter range, IMPATT diode, oscillator, amplifier, frequency multiplier, synchronization.

## REFERENCES

1. Karushkin N.F., Kasatkin L.V., Korostylev V.S. et al. [Influence of coherent radiation properties of microwave ssd oscillators on characteristics of technological doppler radars. SSD Oscillators and Converters of Millimeter and Sub-Millimeter Range]. *Collection of Sc. Proc. IRE, Academy of Sciences of the Ukrainian SSR*, 1989, pp. 108–119. (Rus)
2. Davydova N.S., Daniushkevskiy Yu.Z. *Diodnyye generatory i usiliteli SVCH* [Diode oscillators and microwave amplifiers]. Moscow, Radio and communication, 1986, 184 p. (Rus)
3. *Teoriya liniy peredachi sverkhvysokikh chastot* [Theory of microwaves transmission lines]. Translated from English by A.I. Shpuntov. Part II. Moscow, Sov. Radio, 1951, 280 p.
4. *Spravochnik po volnovodam* [Handbook on waveguides]. Translated from English by Ya.N. Feld. Moscow, Sov. Radio, 1952.
5. Dvornichenko V.P., Karushkin N.F., Malyshko V.V., Orekhovskiy V.A. [Semiconductor pulse oscillator with electronic switching of Ka-band frequency]. *Tekhnologiya i Konstruirovaniye v Elektronnoi Apparature*, 2015, no. 4, pp. 3–7. (Rus)
6. Karushkin N.F., Obukhov I.A., Smirnova E.A. [Application of industrial watch stone as a housing of a millimeter wavelength range semiconductor device]. *Patent of Russia*, no. 2657324C2, 2016. (Rus)
7. Karushkin N.F. [Solid-state components and devices of terahertz electronic technology in Ukraine]. *Radiophysics and Electronics*, 2018, vol. 23, no. 3, pp. 40–64. (Rus)
8. Gorbachev O., Kasatkin L. Complex coaxial-waveguide transitions at millimeter-waves. *Microwave Journal*, 2001, vol. 44, pp. 90–100.
9. Basanets V.V., Boltovets N.S., Zorenko A.V. et al. [Powerful silicon pulse IMPATT diodes of 8-millimeter range]. *Technique and Devices of Microwave*, 2009, no. 1, pp. 27–30. (Rus)
10. Karushkin N.F. [The use of IMPATT ring structures to increase the average pulse power of millimeter range oscillators]. *Electronic Engineering. Series 1. Microwave electronics*. 2010, vol. 4 (507), pp. 46–54. (Rus)
11. Minakova I.I. *Neavtonomnyye rezhimy avtokolebatel'nykh sistem* [Non-autonomous modes of auto oscillating systems]. Moscow State University Publishing House, 1987, 168 p. (Rus).
12. Endersz G. Stability and linearity of frequency modulated and injection locked oscillators for communication system. *Ericsson Techniques*, 1976, vol. 32, no. 4, pp. 249–311.
13. Goedbloed I.I., Vluardingbroek M.T. Theory of noise and transfer properties of IMPATT diode amplifiers. *IEEE Trans.*, 1977, vol. MTT-25, no. 4, pp. 324–332.
14. Gershenzon E.M., Levites A.A., Plokhova L.A. et al. [External synchronization of IMPATT oscillators]. *Radiotekhnika i elektronika*. 1984, vol. 29, no. 11, pp. 2179–2183. (Rus)
15. Andreev V.S. [To the theory of synchronization of auto oscillators on devices with negative resistance]. *Radiotechnics*. 1975, no. 2, pp. 43–53. (Rus).
16. Fomin N.N., Andreyev V.S., Vorobeichikov E.S. et al. *Radiotekhnicheskiye ustroystva SVCH na sinkhronizirovannykh generatorakh* [Microwave Radio Engineering Devices on Synchronized Oscillators]. Moscow, Radio and Communication, 1991, 192 p. (Rus)
17. Thaler H.J., Ulrich G., Weldmann G. Noise in IMPATT diode amplifiers and oscillators. *IEEE Trans.*, 1971, vol. MTT-19, no. 8, pp. 692–697.

**Описание статьи для цитирования:**

Карушкин Н. Ф. Синхронизация генераторов на ЛПД импульсного и непрерывного действия в мм-диапазоне длин волн. Часть 1. Конструкции генераторов и обобщенная модель их синхронизации внешним сигналом. *Технология и конструирование в электронной аппаратуре*, 2021, № 1–2, с. 10–20. <http://dx.doi.org/10.15222/ТКЕА2021.1-2.10>

**Cite the article as:**

Karushkin N. F. Synchronization of pulsed and continuous-wave IMPATT oscillators in the millimeter wavelength range. Part 1. Generator designs and a generalized model of their external signal synchronization. *Tekhnologiya i Konstruirovaniye v Elektronnoi Apparature*, 2021, no. 1–2, pp. 10–20. <http://dx.doi.org/10.15222/ТКЕА2021.1-2.10>