

УДК 621.314.263

К.В. Билинский, Е.В. Емельянов, А.В. Сбродов

Исследование влияния конструкции антипараллельной пары диодов с барьером Шоттки на потери преобразования гармонического смесителя 3-мм диапазона

Представлены устройство и принцип работы пассивного гармонического смесителя 3-мм диапазона (75–110 ГГц), активным элементом которого является антипараллельная пара диодов с барьером Шоттки (ДБШ). Изложен теоретический анализ работы смесителя. Приведена методика измерений потерь преобразования с помощью векторного анализатора цепей. Представлены экспериментальные результаты исследования зависимости потерь преобразования гармонического смесителя от конструкции антипараллельной пары ДБШ. Варьируемыми параметрами антипараллельной пары диодов являлись расстояние между анодными выводами, длина анодного вывода и диаметр барьерного контакта Шоттки. Указан динамический диапазон смесителя.

Ключевые слова: гармонический смеситель, антипараллельная пара ДБШ, потери преобразования, нелинейный элемент.

DOI: 10.21293/1818-0442-2024-27-1-13-22

В области радиотехники и радиоэлектроники востребованными являются приборы и устройства, работающие в том числе в миллиметровом диапазоне длин волн [1]. Например, при использовании миллиметрового диапазона с целью передачи или приема радиосигналов (информации) являются необходимыми устройства, обладающие способностью преобразовывать радиосигнал и переносить его информационную составляющую в область более низких промежуточных частот (ПЧ). В низкочастотной области ПЧ существенно проще и дешевле производить дальнейшую обработку информационного радиосигнала. Одним из таких преобразователей частоты является гармонический смеситель [2]. По сравнению с балансным смесителем он имеет такие преимущества, как низкие частоты гетеродина, широкая полоса рабочих частот, значительная развязка гетеродина – радиосигнал, простота сборки и настройки. Опять же в сравнении с балансными смесителями обладает худшими шумовыми характеристиками и большими потерями преобразования. Таким образом, актуальной задачей представляется снижение потерь преобразования гармонического смесителя для его большего практического применения [3].

Теоретический анализ работы гармонического смесителя

Смеситель – это устройство для выполнения операции сложения и вычитания гармонических сигналов. В данном тексте рассматривается пассивный гармонический смеситель, осуществляющий сложение (вычитание) первой гармоники радиосигнала миллиметрового диапазона (РЧ) и n -й четной гармоники (в данном случае $n = 10$) гетеродина (ОС – опорный сигнал), в результате чего образуется низкочастотный сигнал промежуточной частоты (ПЧ). Частота ПЧ задается соотношением

$$f_{ПЧ} = nf_{ОС} - f_{РЧ} \text{ или } f_{ПЧ} = f_{РЧ} - nf_{ОС}, \quad (1)$$

в зависимости от того, выше по частоте n -я гармоника гетеродина, чем радиосигнал, или ниже ($f_{нОС} < f_{РЧ}$, $f_{нОС} < f_{РЧ}$). Такое преобразование частоты

возможно за счет нелинейного полупроводникового элемента, в данном конкретном случае антипараллельной пары ДБШ.

Согласно работе [4], для анализа основных характеристик смесителя его заменяют на эквивалентную схему шестиполосника (рис. 1), которая учитывает из бесконечного числа гармоник гетеродина, сигнала и их комбинационных составляющих $nf_{ОС} \pm mf_{РЧ}$ только основную частоту радиосигнала, промежуточную частоту, зеркальную частоту $f_{ЗЧ}$ (отстоящую от $f_{РЧ}$ на величину $2f_{ПЧ}$), что эквивалентно короткому замыканию цепей всех гармоник и боковых частот, кроме рассматриваемых. Гетеродина ОС (соответственно, и эквивалентные параметры контакта металл–полупроводник, определяемые мощностью и частотой первой гармоники гетеродина: R_j , C_j – дифференциальные сопротивление и емкость барьерного контакта Шоттки, R_{br} , C_{br} – сопротивление и емкость мостикового анодного вывода) и цепь постоянного тока считаются внутренними элементами смесителя (шестиполосника). G_1 , G_2 , G_3 , U_1 , U_2 , U_3 – проводимости и напряжения цепей РЧ, ПЧ, ЗЧ соответственно. R_s и R_{sw} – сопротивления объема полупроводника (кристалла GaAs) на низкой (ПЧ) и высокой (РЧ) частотах, C_j слабо зависит от сигналов гетеродина и РЧ, поэтому ее выносят за пределы шестиполосника.

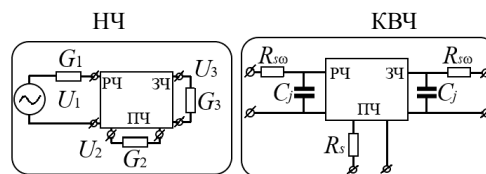


Рис. 1. Представление смесителя в виде шестиполосника на низкой частоте (НЧ) и на высокой частоте (КВЧ)

Если принять следующие упрощающие допущения, что смеситель работает в режиме преобразования частоты малого сигнала, а нелинейный элемент представляет собой чисто нелинейное активное

сопротивление и напряжение гетеродина на нем задается функцией, зависящей только от постоянной составляющей и n -й (рабочей) гармоники ОС

$$\tilde{V} = V + U_{\text{ОС}} \cos(n\omega_{\text{ОС}}t), \quad (2)$$

то амплитуды токов и напряжений радиосигнала $\omega_{\text{рч}}$, промежуточной $\omega_{\text{пч}}$ и зеркальной $\omega_{\text{зч}}$ частот связаны линейными уравнениями [5]

$$\begin{aligned} I_1 &= G_1 U_1 + G_2 U_2 + G_3 U_3^*, \\ I_2 &= G_2 U_1 + G_1 U_2 + G_2 U_3^*, \\ I_3^* &= G_3 U_1 + G_2 U_2 + G_1 U_3^*, \end{aligned} \quad (3)$$

где (*) – комплексно-сопряженные величины. Коэффициенты G_1, G_2, G_3 при введенных допущениях являются действительными величинами и по известному уравнению ВАХ нелинейного элемента $i = f(\tilde{V})$ могут быть выражены следующим образом:

$$\begin{aligned} G_1 &= \frac{n\omega_{\text{ОС}}}{\pi} \int_0^{\pi/n\omega_{\text{ОС}}} f'(\tilde{V}) dt, \\ G_2 &= \frac{n\omega_{\text{ОС}}}{\pi} \int_0^{\pi/n\omega_{\text{ОС}}} f'(\tilde{V}) \cos(n\omega_{\text{ОС}}t) dt, \\ G_3 &= \frac{n\omega_{\text{ОС}}}{\pi} \int_0^{\pi/n\omega_{\text{ОС}}} f'(\tilde{V}) \cos(2n\omega_{\text{ОС}}t) dt, \end{aligned} \quad (4)$$

где $f'(\tilde{V}) = di/d\tilde{V}$, \tilde{V} задается выражением (2). Постоянная составляющая выпрямленного тока определяется соотношением

$$I_0 = \frac{\omega_{\text{ОС}}}{\pi} \int_0^{\pi/n\omega_{\text{ОС}}} f(\tilde{V}) dt, \quad (5)$$

а постоянное напряжение $V = -I_0 R_n$, где R_n – сопротивление нагрузки. Амплитуда тока гетеродина определяется через ВАХ нелинейного элемента как

$$I_{n\text{ОС}} = \frac{2n\omega_{\text{ОС}}}{\pi} \int_0^{\pi/n\omega_{\text{ОС}}} f(\tilde{V}) \cos(n\omega_{\text{ОС}}t) dt. \quad (6)$$

Потери преобразования смесителя в предположении, что $R_{\text{св}} = R_s, R_{j\omega} = R_j$ (мощность первой гармоники ОС, задающей R_j значительно больше мощности падающей на ДБШ РЧ), определяются

$$L = L_0(G_3) \frac{(1 + 2\omega^2 R_j R_s C_j^2)(1 + 2\frac{R_s}{R_j})}{1 + \frac{R_s}{R_j} + \omega^2 R_j R_s C_j^2} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_s}{R_{\text{ВЫХ}}}}, \quad (7)$$

где $R_{\text{ВЫХ}}$ – выходное сопротивление смесителя, под ω подразумевается частота РЧ. А зависимость потерь преобразования от эквивалентной проводимости генератора РЧ и нагрузки цепи зеркальной частоты ЗЧ $L_0(G_3)$ задаются соотношением

$$L_0(G_3) = \frac{G_1(G_1 + G_3 + G_3)(G_1 + G_3 + G_3 - \frac{2G_2^2}{G_1})}{G_3 G_2^2}, \quad (8)$$

где эквивалентная проводимость G_3 равна

$$G_3 = \frac{1 + 2\omega^2 R_j R_s C_j^2}{R_j(1 + 2\frac{R_s}{R_j})}. \quad (9)$$

Из выражения (8) следует, что потери преобразования на эквивалентной КВЧ-схеме шестиполосника зависят не только от потерь мощности на элементах эквивалентной схемы $R_j, C_j, C_s, R_{br}, C_{br}$, но и от согласования нелинейного элемента с генератором входной РЧ. Если величины R_s и C_s малы и выполняется условие, что $R_{\text{св}} \ll R_{j\omega}, \omega^2 R_j R_s C_s^2 \ll 1$, то величина L_0 слабо зависит от G_3 , и, согласно результатам работы [6], потери преобразования приблизительно определяются следующим образом:

$$L = L_0(1 + \frac{R_{\text{св}}}{R_j \omega} + \omega^2 R_{j\omega} R_{\text{св}} C_j^2)(1 + \frac{R_s}{R_{\text{ВЫХ}}}). \quad (10)$$

В реальной схеме смесителя обычно выполняются условия $\omega_{\text{пч}} \ll \omega_{\text{рч}}$ и $\omega_{\text{пч}} \ll \omega_{\text{ос}}$, и, если при этом смеситель не содержит высокодобротных резонансных элементов, способных разделить токи зеркальной и радиосигнальной частот (что весьма трудно реализуемо в КВЧ-диапазоне при распределенных элементах цепи в волноводной линии), в эквивалентной схеме смесителя (рис. 1) проводимость нагрузки цепи ЗЧ равна выходной проводимости генератора РЧ. Данный режим включения смесителя $G_1 = G_3$ называется широкополосным. Из чего следует, что теоретически минимально возможные потери преобразования смесителя в 3 дБ, так как мощность преобразованного сигнала $P_{\text{пч}}$ распределяется поровну между цепями входного радиосигнала РЧ и зеркальной частоты ЗЧ.

Из выражений (10) и (7) следует, что потери преобразования смесителя определяются тремя множителями. Первый множитель L_0 (или $L_0(G_3)$) отвечает за потери преобразования в нелинейном сопротивлении барьерного контакта Шоттки R_j . Он определяется ВАХ контакта металл-полупроводник и параметрами режима работы ДБШ (уровень мощности ОС, сопротивление в цепи постоянного тока, напряжение постоянного смещения – в данном случае оно отсутствует). Второй множитель характеризует потери мощности на КВЧ, при большом сопротивлении барьерного контакта R_j существенно сказывается шунтирующее действие емкости C_j , что приводит к росту потерь на КВЧ (третье слагаемое второго множителя). При малой величине R_j преобладают потери, связанные с наличием последовательного сопротивления R_s (второе слагаемое). Минимальные потери преобразования будут при равенстве проводимостей $\omega C_j = 1/R_j$ и составят

$$L = L_0(1 + 2\omega R_s C_j)(1 + \frac{R_s}{R_{\text{ВЫХ}}}). \quad (11)$$

Третий множитель определяет часть потерь по выходному сигналу на последовательном сопротивлении R_s .

В работе [4] также подробно рассмотрена зависимость потерь преобразования на нелинейном со-

противлении барьера Шоттки R_j , из которой получены следующие выражения в предположении, что ВАХ контакта Шоттки не зависит от частоты, и напряжение сигнала гетеродина на ДБШ в общем случае можно разложить в ряд Фурье по гармоникам (с учетом антипараллельного включения ДБШ):

$$\tilde{V} = V + \sum_{z=1}^{\infty} U_{OC} \cos(z\omega_{OC}t), \quad (12)$$

тогда ток через ДБШ задается как

$$I(\tilde{V}) = I_0 \exp\left(\frac{qV}{\eta kT}\right) J_0\left(\frac{q}{\eta kT} \sum_{z=1}^{\infty} U_{OC} \cos(z\omega_{OC}t)\right), \quad (13)$$

где J_0 – модифицированная функция Бесселя первого рода нулевого порядка, $I_0 = 13 \times 10^{-15}$ – ток насыщения ДБШ, $q = 1,6 \times 10^{-19}$ Кл – заряд электрона, $k = 1,37 \times 10^{-23}$ Дж/К – постоянная Больцмана, $T = 300$ К – температура, $\eta = 1,2$ (обычно в пределах 1...1,5) – коэффициент идеальности ДБШ, z – номер гармоники гетеродина. Входная проводимость смесителя

$$G = 2I_0 \exp\left(\frac{q}{\eta kT} \tilde{V}\right) \left(\tilde{V} \sqrt{2\pi \frac{q}{\eta kT} \tilde{V}}\right)^{-1} \quad (14)$$

соотносится с выходной проводимостью с учетом зеркальной частоты как $G/G_{\text{вых}} = 2$. Составляющая потеря преобразования, зависящих от R_j , задается как

$$I_0 = 2 \left[1 + \frac{\eta kT}{q} \left(V + \frac{q}{\eta kT} \sum_{z=1}^{\infty} U_{OC} \cos(z\omega_{OC}t) \right)^{-1} \right], \quad (15)$$

из чего следует вклад в потери преобразования на нелинейном сопротивлении ДБШ бесконечного числа гармоник гетеродина. Если ограничить сумму ряда Фурье по гармоникам $z = n$ (от первой до рабочей гармоники), то вклад в потери преобразования смесителя (10) первой гармоники гетеродина (большей по мощности и задающей рабочие параметры нелинейного элемента) и последующих до рабочей n -гармоники весьма существен, так как большая часть мощности сигнала гетеродина распределена между 1-й и n -й гармоникой гетеродина. Из чего можно сделать вывод, что даже при допущении короткозамкнутости побочных цепей гармоник гетеродина (кроме первой и n -й) с ростом номера n -й рабочей гармоники возрастают и потери преобразования гармонического смесителя.

Устройство и принцип действия

Принципиальная схема реализованного гармонического смесителя указана на рис. 2.

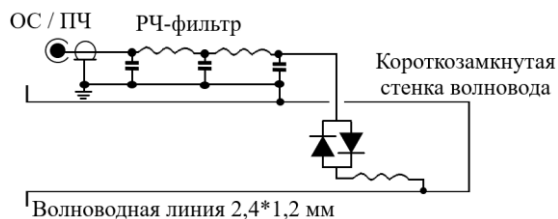


Рис. 2. Принципиальная схема смесителя

Гармонический смеситель 3-мм диапазона имеет волноводный радиосигнальный вход и общий

коаксиальный вывод, на который подается сигнал гетеродина и снимается выходной сигнал ПЧ. На рис. 3 приведена конструкция волноводно-микрополосковой части 3-мм гармонического смесителя. Входной радиосигнал, распространяясь по волноводу (сечение волновода $2,4 \times 1,2$ мм), попадает на микрополосково-волноводный переход (МВП), на котором смонтирована антипараллельная пара ДБШ таким образом, чтобы располагаться в пучности (максимуме) электромагнитного поля волны типа H_{10} (TE_{10}).

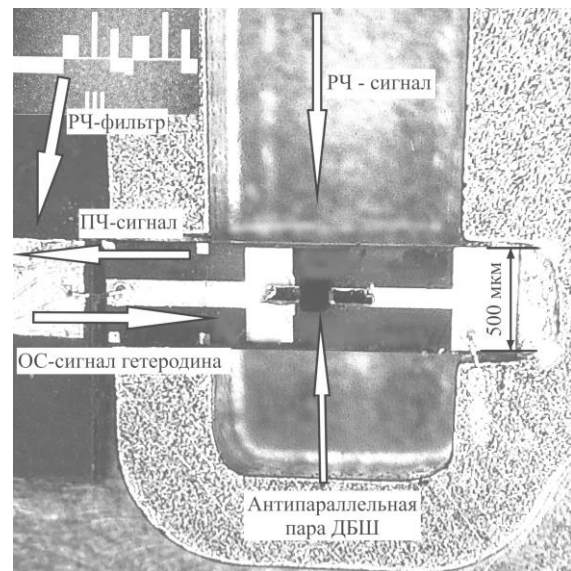


Рис. 3. Конструкция волноводно-микрополосковой части гармонического смесителя 3-мм диапазона

Максимум электромагнитного поля определяется расстоянием от нелинейного элемента (антипараллельной пары ДБШ) до «закоротки» волноводной линии и топологией микрополосково-волноводного перехода. МВП осуществляет преобразование распространяющейся по микрополосковой линии электромагнитной волны n -й гармоники опорного сигнала гетеродина (ОС) из квази-ТЕМ-типа в H_{10} тип волноводной линии. МВП также преобразует входной радиосигнал из волноводной линии в микрополосковую. Микрополосково-волноводный возбудитель представляет собой полиимидную подложку толщиной 75 мкм с двухсторонней металлизацией толщиной 4 мкм. Сигнал гетеродина заданной мощности (12...18 дБм), попадая на каждый ДБШ антипараллельной пары, смещает его рабочую точку в рабочую зону [4]. На нелинейном элементе происходит сложение (вычитание) n -й гармоники гетеродина с входным радиосигналом, и образуется сигнал промежуточной частоты, который следует по микрополосковой линии через полосно-заграждающий РЧ-фильтр (выполненный на подложке из поликора толщиной 250 мкм) на коаксиальный вывод.

Нелинейный элемент

Нелинейный элемент является антипараллельной (встречно-включенной) парой диодов с барьером Шоттки. Антипараллельная пара ДБШ (рис. 4)

выполнена на эпитаксиальной структуре GaAs, подробно описанной в работе [7]. Подложка была стравлена до толщины 45...50 мкм и имеет балочные выводы для качественного монтажа нелинейного элемента на микрополосковую подложку.

В ходе эксперимента исследовалось влияние таких параметров конструкции нелинейного элемента, как расстояние между мостиковыми анодными выводами (S_{br}), длина мостикового анодного вывода (l_{br}) и диаметр барьерного контакта Шоттки (d_w) на потери преобразования гармонического смесителя и неравномерность характеристики в рабочем диапазоне частот.

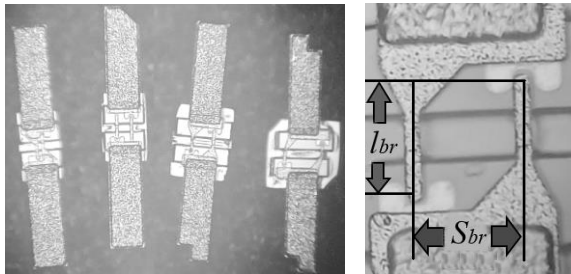


Рис. 4. Внешний вид антипараллельной пары ДБШ

Разработка гармонического смесителя

При проведении математического моделирования гармонического смесителя использовались следующие упрощающие расчет допущения.

Во-первых, на нелинейном элементе присутствуют сигналы только гармонической формы.

Во-вторых, величина мощности входного РЧ-сигнала принималась существенно меньшей мощности сигнала гетеродина ОС ($P_{рч} = -20$ дБм, $P_{ос} = 12...18$ дБм) и достаточно превышающей нижнюю границу динамического диапазона по мощности РЧ (-130 дБм). То есть нелинейные характеристики (R_j , C_j) будут определяться только величиной мощности ($P_{ос}$) и частотой гетеродина ОС ($f_{ос}$).

В-третьих, в выражении для комбинационных частот $nf_{ос} \pm mf_{рч}$ ($n = 0, \pm 2, \pm 4, \pm 6, \dots, m = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$) коэффициент n принимается равным номеру гармоники гетеродина, на которой работает смеситель (в данном случае $n = 10$), значения n , не равные номеру рабочей гармоники, не рассматриваются, так как в реальности уровень комбинационных составляющих $f_{пч}$ (при $n \neq 10, m = 1$) значительно ослабляется ФНЧ внешнего диплексера (более 50 дБ). Возможные комбинационные частоты $hf_{пч}$, полученные в результате сложения высших типов гармоник РЧ и ОС $hf_{ос} \pm hm_{рч}$ ($h = 2, 3, 4, \dots, n = 10, m = 1$), не рассматриваются в связи с низким уровнем мощности получившейся ПЧ ($P_{пч} \ll P_{нпч}$). Считается, что нелинейный элемент короткозамкнут на всех гармониках гетеродина, кроме рабочей.

В-четвертых, для нелинейных параметров R_j , C_j не учитывается влияние переходных процессов контакта металл-полупроводник, так как предельная рабочая частота ДБШ f_t значительно выше РЧ и лежит в пределах десятков терагерц [8]. Дифференциальная емкость C_j принимается равной постоянной величине.

Электромагнитный расчет гармонического смесителя осуществлялся в инженерной программе CST Studio Suite [9]. Моделирование состояло из линейного электромагнитного расчета РЧ-заграждающего фильтра и микрополосково-волноводного перехода МВП с размещенной на нем антипараллельной парой ДБШ. Согласование антипараллельной пары ДБШ с волноводной и микрополосковой линиями передачи проводилось в диапазоне РЧ (75...110 ГГц). В качестве нелинейного элемента применялась полноразмерная модель кристалла GaAs с балочными выводами, в которой каждый переход металл-полупроводник заменен эквивалентной схемой ДБШ с параметрами в рабочем режиме (рис. 5).

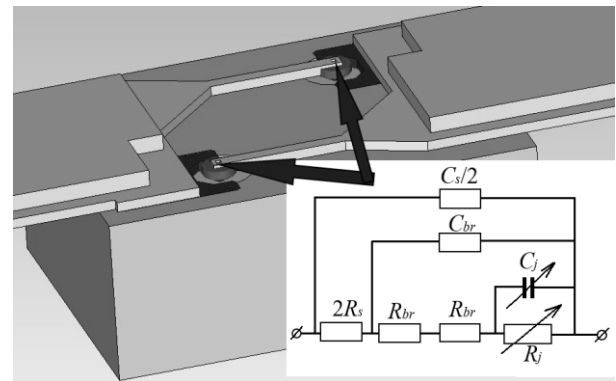


Рис. 5. Эквивалентная модель нелинейного элемента

Эквивалентная модель антипараллельной пары ДБШ содержит следующие явно выраженные параметры (доступные для предварительного исследования и оценки их значений): нелинейные сопротивление (R_j) и емкость (C_j) барьерного контакта Шоттки; поверхностное (последовательное) сопротивление объема арсенид-галлиевого полупроводника ($2R_s$). И косвенно отображенные (в распределенной объемной модели антипараллельной пары ДБШ) линейные параметры мостикового анодного вывода: сопротивление (R_{br}), емкость (C_{br}), индуктивность (L_{br}) мостикового анодного вывода; емкость объема полупроводника ($C_s/2$). Распределенные параметры $2R_s$ и $C_s/2$, отвечающие за последовательное сопротивление и емкость объема GaAs-полупроводника, на которой расположен каждый ДБШ из антипараллельной пары, в сумме дают R_s и C_s всего кристалла арсенида галлия. Параметры мостикового анодного вывода R_{br} , C_{br} , L_{br} , $C_s/2$ получены в результате полного электромагнитного анализа, так как оценить их величины путем непосредственных измерений не представляется возможным.

Зависимость нелинейного сопротивления барьерного контакта Шоттки от мощности гетеродина $R_j(P_{ос})$ на частоте $f_{ос} = 10$ ГГц, падающей на ДБШ, полученная с помощью зондовой станции Tertra-200 SOAX [10] и ВАЦ [11], приведена на рис. 6.

В рабочем режиме гетеродина ($P_{ос} = 12...18$ дБм, $f_{ос} = 7,51 \dots 11,2$ ГГц) R_j в среднем составляло 220 Ом. В связи со сложностью измерений C_j на частотах гетеродина, была рассмотрена низкочастотная зависимость (рис. 7) нелинейной емкости от

напряжения смещения $C_j(U_{см})$ на измерителе RLC-характеристик [12].

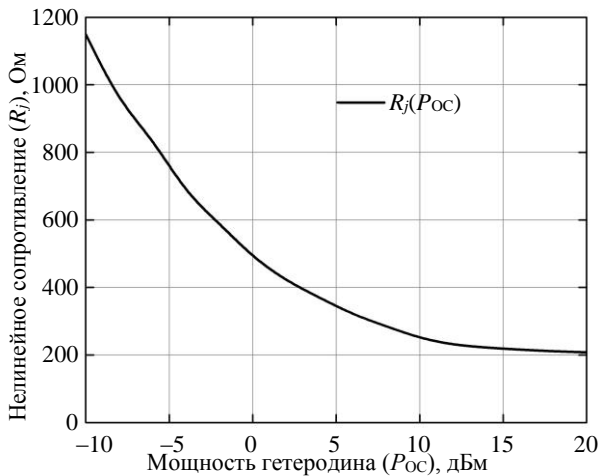


Рис. 6. Зависимость $R_j(P_{ос})$ барьерного контакта ДБШ

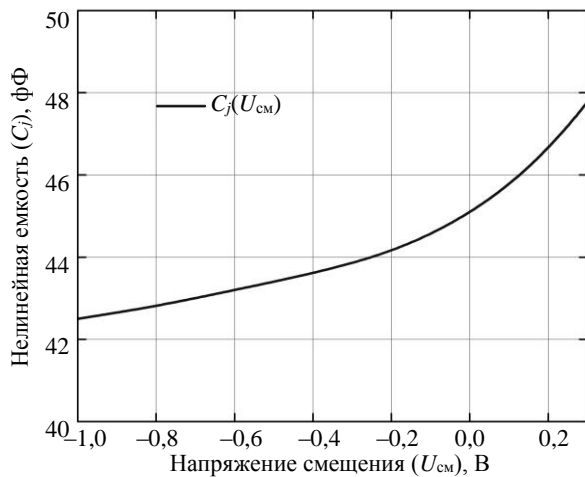


Рис. 7. Зависимость нелинейной емкости C_j барьерного контакта ДБШ от напряжения смещения

На основании того, что C_j меняется в незначительных пределах при изменении напряжения смещения $U_{см}$, делается допущение, что зависимость $C_j(P_{ос})$ будет иметь схожий характер и в эквивалентной модели значение нелинейной емкости принимается постоянным (равным значению при нулевом смещении), $C_j = 45$ фФ. Измеренное на измерителе RLC-характеристик значение R_s составляет 12 Ом. Описанные выше измерения эквивалентных параметров проводились для одиночного ДБШ с балочными выводами с диаметром барьерного контакта Шоттки $d_w = 2,6$ мкм и длиной мостикового анодного вывода $l_{br} = 50$ мкм.

Результаты линейного электромагнитного расчета и полосно-заграждающего РЧ-фильтра и МВП с эквивалентной моделью нелинейного элемента в рабочем режиме приведены на рис. 8.

Как видно из результатов моделирования, РЧ-заграждающий фильтр обеспечивает развязку выхода ПЧ от радиосигнала не менее 25 дБ в рабочей полосе РЧ (75...110 ГГц). Возвратные потери по волноводному РЧ входу не более -6 дБ.

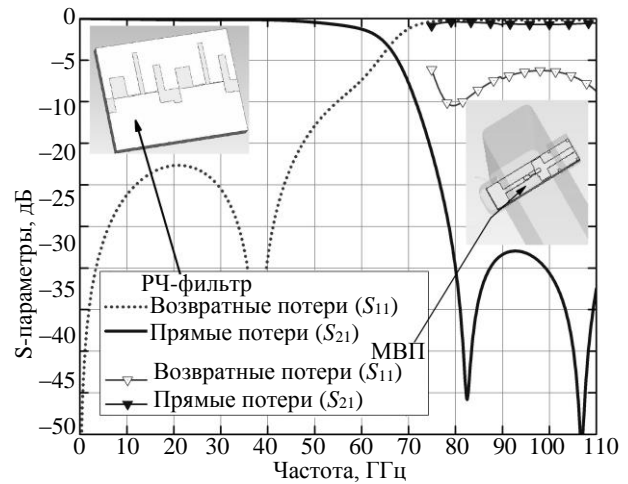


Рис. 8. S-параметры РЧ-фильтра и МВП

Далее в программе ADS [13] на основании полученных ранее S-параметров РЧ-фильтра и МВП с антипараллельной парой ДБШ осуществлялся нелинейный анализ смесителя методом гармонического баланса. ДБШ в антипараллельной паре были заменены нелинейной моделью идеального диода с параметрами R_j, C_j, R_s , описанными выше. На рис. 9 приведены результаты моделирования потерь преобразования гармонического смесителя на 10-й гармонике гетеродина и экспериментальные значения для антипараллельной пары ДБШ со следующими параметрами: $d_w = 2,6$ мкм, $S_{br} = 50$ мкм, $l_{br} = 50$ мкм.

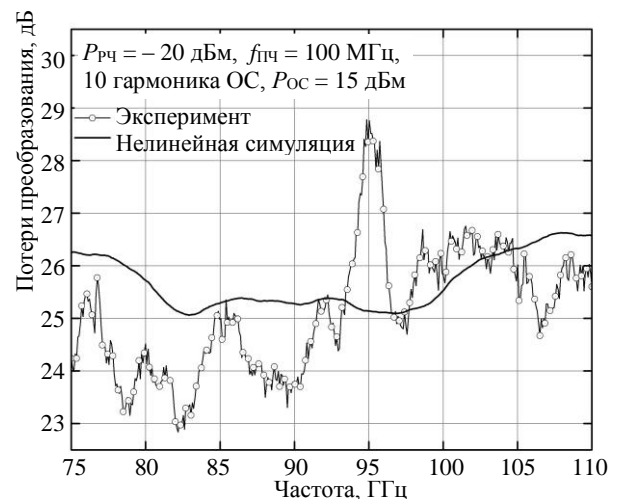


Рис. 9. Сравнение потерь преобразования гармонического смесителя, полученных экспериментально и нелинейной симуляцией

Экспериментальные потери преобразования составляют $25,8 \pm 3$ дБ, полученные в ходе нелинейного анализа - $25,7 \pm 1$ дБ. Проявляется некая количественная корреляция результатов. В связи с тем, что при моделировании использовалась достаточно упрощенная модель нелинейного элемента, расчетная зависимость коэффициента преобразования от частоты РЧ-сигнала имеет более равномерный характер относительно экспериментальных значений.

Методика измерений

Исследование гармонического смесителя проводилось на векторном анализаторе цепей производства Keysight модель PNA-X N5244B [11] и расширителя частот Keysight N5293AX03 900Hz–110GHz [14] по схеме, приведенной на рис. 10. ВАЦ используется в режиме измерений смесителя («mixer»), что позволяет снять зависимость коэффициента преобразования от частоты РЧ-сигнала (потери преобразования) во всем диапазоне РЧ. Калибровка по мощности входного радиосигнала РЧ и выходного ПЧ-сигнала осуществлялась векторным анализатором цепей с помощью внешнего измерителя мощности N1913A EPM Series Power Meter [15] при использовании волноводного датчика мощности W8486A Power Sensor и коаксиального датчика мощности W8488A Power Sensor соответственно.

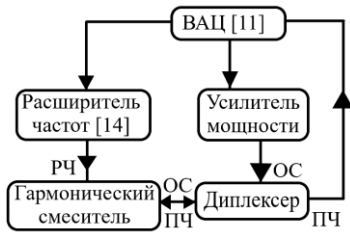


Рис. 10. Схема измерения частотной зависимости потерь преобразования на ВАЦ

Для разделения опорного сигнала гетеродина (ОС) и выходного сигнала промежуточной частоты (ПЧ) применялся внешний диплексер, который подсоединялся к коаксиальному выводу гармонического смесителя. Внешний диплексер имеет следующие характеристики (таблица):

Характеристики диплексера

Порт	Параметр	Частотный диапазон, ГГц	Значение, дБ
ОС	Прямые потери	6–12	< -1,5
	Возвратные потери	6–12	< -20
	Прямые потери	0–2	< -50
ПЧ	Прямые потери	0–2	< -1,5
	Возвратные потери	0–2	< -20
	Вносимые потери	6–12	< -50
Общий	Возвратные потери	0–2	< -20
		6–12	< -20
ОС/ПЧ	Развязка	6–12	< -50
		0–2	< -60

Данный диплексер позволяет применять смеситель на 8, 10, 12-й гармониках гетеродина. В проводимых исследованиях использовалась 10-я гармоника гетеродина диапазоне частот 7,51...11,2 ГГц ($f_{OC} > f_{PЧ}$). Применение диплексера обеспечивает развязку между сигналами ПЧ и ОС не менее 50 дБ. Сигнал гетеродина поступал с ВАЦ на гетеродинный вход диплексера через усилитель мощности, обеспечивающий коэффициент усиления по мощности в 30 дБ, максимальную выходную мощность 27 дБм в диапазоне частот 0,001...23 ГГц. Сигнал РЧ подавался на

волноводный вход смесителя с ВАЦ через расширитель частот в диапазоне 75...110 ГГц. С вывода ПЧ диплексера снимался выходной ПЧ-сигнал смесителя и подавался на ВАЦ.

Экспериментальные результаты

Сначала была рассмотрена частотная зависимость потерь преобразования гармонического смесителя (10-я гармоника) при постоянной частоте сигнала гетеродина ($f_{OC} = 10,21$ ГГц) в диапазоне частот ПЧ, определяющихся внешним диплексером (0,01...2 ГГц), при следующих параметрах нелинейного элемента: $S_{br} = 50$, $l_{br} = 50$ мкм и $d_w = 2,2$ мкм (рис. 11).

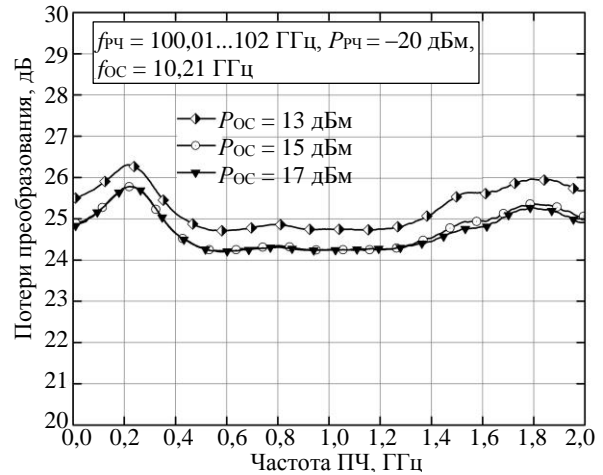


Рис. 11. Частотная зависимость потерь преобразования в полосе ПЧ при постоянной частоте ОС (10,21 ГГц)

При мощности гетеродина 15 дБм величина потерь преобразования составляет $25,9 \pm 0,8$ дБ. Неравномерность величины потерь преобразования смесителя с внешним диплексером при различных уровнях мощности гетеродина в диапазоне ПЧ 0,01...2 ГГц не превышает ± 1 дБ. Дальнейшие исследования проводились при фиксированной частоте ПЧ $f_{ПЧ} = 100$ МГц.

На рис. 12 приведены экспериментальные результаты исследования зависимости потерь преобразования гармонического смесителя 3-мм диапазона от расстояния (S_b) между мостиковыми анодными выводами антипараллельных ДБШ. Длина мостиковых анодных выводов была одинакова и составляла $l_{br} = 50$ мкм. Измерение характеристик гармонического смесителя проводилось на 10-й гармонике сигнала гетеродина, мощность (P_{OC}) которого составляла 17 дБм. Мощность входного радиосигнала ($P_{PЧ}$) составляла минус 20 дБм (10 мкВт). Была выбрана промежуточная частота ($f_{ПЧ}$) 100 МГц.

Как видно из результатов (рис. 12), наименьшие потери преобразования наблюдаются при расстоянии между мостиковыми анодными выводами (S_b), равном 50 и 90 мкм, и лежат в пределах 22...28 дБ.

При дальнейшем уменьшении S_{br} происходит увеличение потерь преобразования. При минимальном расстоянии S_{br} наблюдаются наибольшие потери преобразования 30...36 дБ. Увеличение потерь пре-

образования гармонического смесителя при минимальном S_{br} может объясняться двумя причинами.

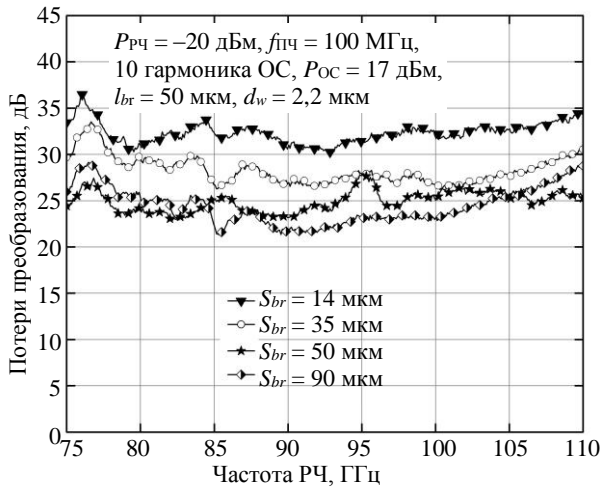


Рис. 12. Сравнение потерь преобразования гармонического смесителя при разных значениях S_{br}

Во-первых, довольно близким расположением ДБШ относительно друг друга (негативный эффект при взаимном расположении одного ДБШ в ближней зоне излучения второго ДБШ [16, 17] и наоборот). Расстояние r между ДБШ в нелинейном элементе определяется соотношением (16).

$$r = \sqrt{S_{br}^2 + l_{br}^2}. \quad (16)$$

Во-вторых, малым расстоянием между мостиковыми анодными выводами (14 мкм между центрами выводов). При таком близком расположении мостиковых анодных выводов, которые можно представить в виде двух параллельных проводников с разнонаправленными токами, возрастает величина их магнитного взаимодействия [18]. Взаимодействие магнитных полей двух балочных мостиков проявляется во взаимном индуцировании токов индукции при прохождении электромагнитной волны сигнала гетеродина (первой и четных гармоник) через антипараллельную пару ДБШ. Индуцированный соседним проводником ток вместе с током самоиндукции взаимодействуют с протекающим через данный проводник током (ток проводимости, поверхностный ток), приводя к изменению (снижению) его интенсивности и, следовательно, к увеличению потерь преобразования гармонического смесителя. Неравномерность потерь преобразования гармонического смесителя составляет ± 4 дБ.

На рис. 13 приведены экспериментальные результаты исследования зависимости потерь преобразования гармонического смесителя от длины мостиковых анодных выводов (l_{br}) при одинаковом расстоянии между мостиковыми анодными выводами ($S_{br} = 40$ мкм) и одинаковом диаметре барьерного контакта Шоттки ($d_w = 2,2$ мкм). Измерение характеристик гармонического смесителя проводилось на 10-й гармонике сигнала гетеродина при следующих параметрах сигналов: $P_{OC} = 17$ дБм, $P_{PЧ} = -20$ дБм, $f_{ПЧ} = 100$ МГц.

Как видно из результатов увеличение длины мостиковых анодных выводов (l_{br}) ведет к увеличению потерь преобразования гармонического смесителя, особенно в верхней части рабочего диапазона. Увеличение длины l_{br} , приводит к изменению свойств нелинейного элемента. Данное изменение можно отобразить увеличением таких параметров эквивалентной модели ДБШ, как последовательное сопротивление мостикового анодного вывода R_{br} и емкости C_{br} между мостиковым анодным выводом и гетерозпитаксиальными слоями мезаструктуры, что ведет к росту потерь преобразования.

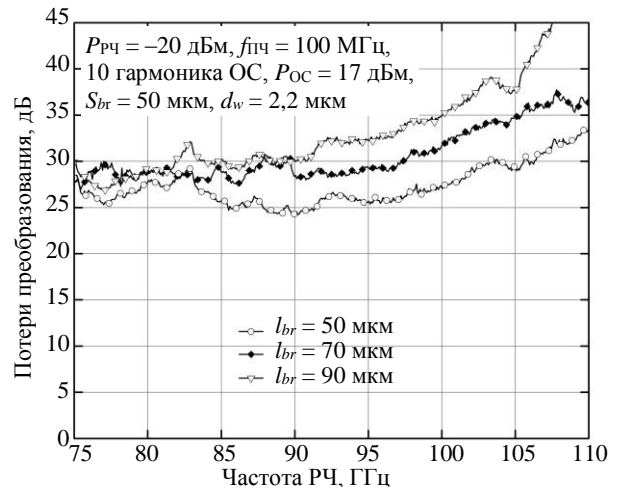


Рис. 13. Сравнение потерь преобразования гармонического смесителя при разных значениях l_{br}

Также при росте l_{br} увеличиваются и размеры арсенид-галлиевой подложки, на которой выращены ДБШ, что приводит к увеличению сопротивления объема полупроводника R_s . Увеличение размеров кристалла GaAs с антипараллельной парой ДБШ, расположенного в пучности электромагнитной волны H_{10} волноводной линии, приводит к рассогласованию и росту потерь входного радиосигнала. В верхней части рабочего диапазона частот (начиная со 100 ГГц) наблюдается явления, связанные с объемным резонансом [19] в кристалле полупроводника (длина кристалла становится сопоставимой с четвертью длины электромагнитной волны входного радиосигнала), что также приводит к увеличению потерь преобразования.

На рис. 14 приведены экспериментальные результаты исследования величины потерь преобразования гармонического смесителя в зависимости от диаметра барьерного контакта Шоттки (d_w) при одинаковом расстоянии между мостиковыми анодными выводами ($S_{br} = 50$ мкм) и их одинаковой длине ($l_{br} = 50$ мкм). Измерение характеристик гармонического смесителя проводилось на 10-й гармонике сигнала гетеродина ($P_{OC} = 17$ дБм, $P_{PЧ} = -20$ дБм, $f_{ПЧ} = 100$ МГц).

Из экспериментальных результатов видно, что рост диаметра барьерного контакта Шоттки приводит к увеличению потерь преобразования смесителя. При изменении d_w происходит изменение парамет-

ров ДБШ, в их числе сопротивление R_j и емкость C_j , которые непосредственно влияют на высокочастотные свойства ДБШ. Также изменяется положение рабочей точки ВАХ диодов при ее смещении сигналом гетеродина. Следовательно, изменяются значения дифференциальных сопротивления и емкости ДБШ, в результате чего происходит рассогласование нелинейного элемента с падающим радиосигналом.

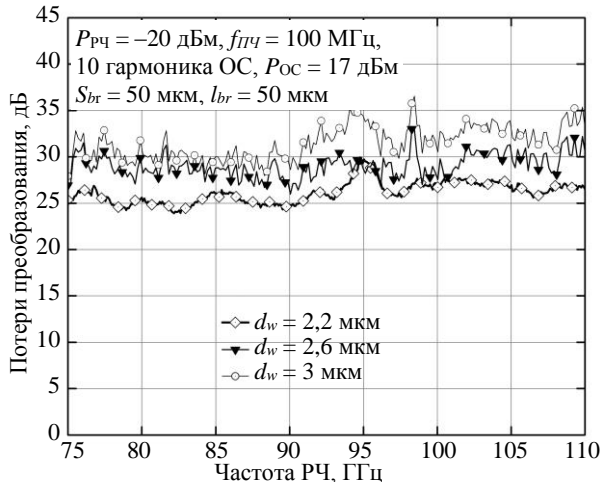


Рис. 14. Сравнение потерь преобразования гармонического смесителя при разных значениях d_w

Проводились исследования потерь преобразования гармонического смесителя для двух типов нелинейного элемента, ($S_{br} = 50$, $l_{br} = 50$ мкм и $d_w = 2,2$ мкм) при разных уровнях мощности сигнала гетеродина. Преобразование осуществлялось на 10-й гармонике сигнала гетеродина. На рис. 15 приведены экспериментальные результаты при трех уровнях мощности сигнала гетеродина: $P_{OC} = 13, 15, 17$ дБм.

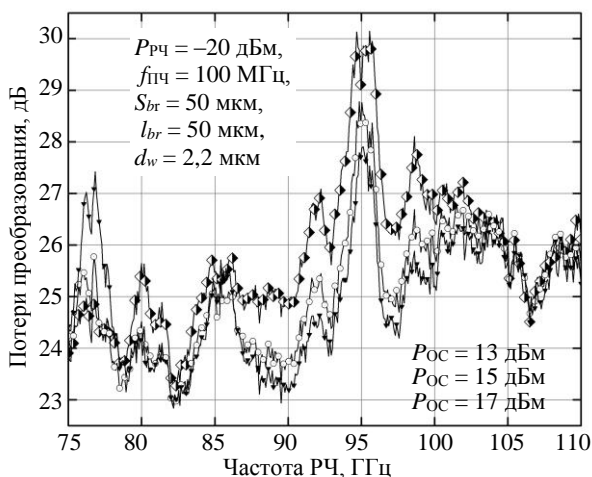


Рис. 15. Сравнение потерь преобразования гармонического смесителя ($S_{br} = 50$ мкм) при разных уровнях мощности гетеродина

Неравномерность выходной характеристики (потерь преобразования, мощности ПЧ) составляет ± 4 дБм при разных величинах мощности гетеродина. Гармонический смеситель 3-мм диапазона на 10-й гармонике гетеродина при использовании не-

линейного элемента с $S_{br} = 50$ мкм имеет минимальные потери преобразования в диапазоне 75...90 ГГц (≤ 26 дБ).

Также была исследована зависимость уровня выходной мощности ПЧ смесителя от входной мощности сигнала РЧ (рис. 16) по схеме, приведенной на рис. 10. При малых мощностях РЧ-сигнала выходной ПЧ-сигнал измерялся анализатором спектра N9030A PXA [20], так как уровень собственных шумов анализатора существенно ниже, чем у ВАЦ. Зависимость уровня величины выходного ПЧ-сигнала от уровня входного РЧ-сигнала имеет линейный вид при мощностях РЧ менее 0 дБм. Динамический диапазон гармонического смесителя лежит в пределах -130...0 дБм по мощности входного РЧ-сигнала.

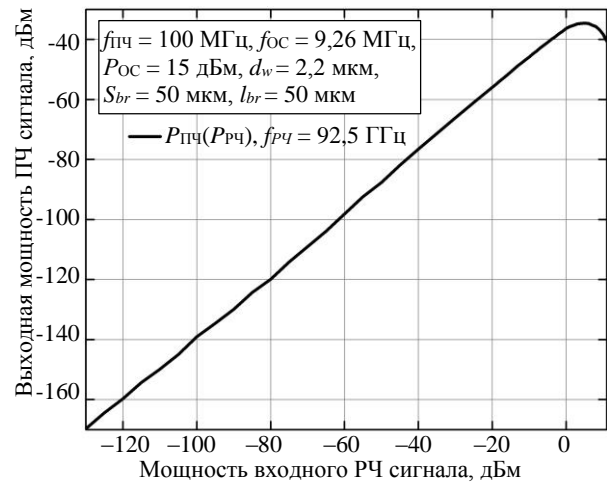


Рис. 16. Зависимость величины мощности ПЧ от значения мощности РЧ, $P_{ПЧ}(P_{РЧ})$

В завершение следует упомянуть о величинах развязок между сигналами ПЧ-ОС, РЧ-ОС и ПЧ-РЧ. Применение внешнего диплексера обеспечивает развязку между сигналами промежуточной частоты и гетеродина не менее 50 дБ в полосах ПЧ и ОС. Развязка между входным радиосигналом 3-мм диапазона и сигналами гетеродина и ПЧ обеспечивается РЧ-фильтром (не менее 25 дБ) и типом линии передачи по которой распространяется РЧ-сигнал. РЧ-вход гармонического смесителя образован прямоугольным волноводом сечением $2,4 \times 1,2$ мм. Критическая длина электромагнитной волны ($\lambda_{кр}$), способной распространяться в данном волноводе, равняется удвоенной величине широкой стенки волновода [21] и соответствует критической частоте ($f_{кр}$), равной 62,5 ГГц. Значения частот ПЧ и гетеродина существенно ниже величины $f_{кр}$, и распространение ПЧ- и ОС-сигналов по данному прямоугольному волноводу не представляется возможным.

Заключение

Рассмотрена частотная зависимость потерь преобразования гармонического смесителя с внешним диплексером при постоянной частоте гетеродина. Откуда следует, что с данным диплексером гармонический смеситель может работать в полосе частот ПЧ 0,01...2 ГГц с неравномерностью частотной

характеристики потерь преобразования не более ± 1 дБ. Динамический диапазон смесителя составляет 130 дБ ($-130 \dots 0$ дБм по мощности сигнала РЧ).

Проведено исследование зависимости потерь преобразования гармонического смесителя 3-мм диапазона от конструктивных параметров (S_{br} , l_{br} , d_w) используемого нелинейного элемента – антипараллельной пары ДБШ с целью определения оптимальных значений S_b , l_b , d_w .

Исследование показало наличие оптимального расстояния между мостиковыми анодными выводами (S_{br}), при котором магнитно-индукционное взаимодействие между двумя близко расположенными мостиковыми анодными выводами будет менее существенно. Расстояние r между ДБШ в антипараллельной паре должно быть достаточным для разделения ближних зон отдельных ДБШ и снижения взаимного негативного влияния. При этом значения S_{br} , l_{br} должны быть выбраны таким образом, чтобы расстояние r между ДБШ в нелинейном элементе не превышало величины $\lambda/12$ электромагнитной волны радиосигнала рабочего диапазона. Величины S_{br} , l_{br} определяют размеры кристалла арсенида галлия, на котором сформирована антипараллельная пара ДБШ.

Данные размеры должны быть меньше четверти длины волны центра рабочего диапазона смесителя, для того чтобы избежать дополнительных потерь, связанных с явлением объёмного резонанса в среде полупроводникового кристалла. Диаметр барьерного контакта Шоттки должен обеспечивать оптимальное положение рабочей точки на ВАХ диодов и оптимальные значения параметров (R_j , C_j , C_{br} , R_{br} , R_s) при подаче на нелинейный элемент сигнала гетеродина. При этом диаметр барьерного контакта Шоттки должен быть достаточным для протекания переменных токов сигнала гетеродина с заданной непрерывной мощностью и реализуем с учетом имеющихся технологических возможностей.

На основании проведенного исследования можно заключить, что для практического применения антипараллельной пары ДБШ в качестве нелинейного элемента гармонического смесителя являются оптимальными: длина мостикового анодного вывода $l_{br} = 50$ мкм; диаметр барьерного контакта Шоттки $d_w = 2,2$ мкм; расстояние между мостиковыми анодными выводами $S_{br} = 50 \dots 90$ мкм. При данных значениях параметров (S_{br} , l_{br} , d_w) и мощности сигнала гетеродина более 15 дБм потери преобразования гармонического смесителя 3-мм диапазона не превышают 30 дБ.

Литература

1. Жижин В.В. Будущее широкополосной радиосвязи: миллиметровый диапазон // Беспроводные технологии. – 2017. – № 1. – С. 51–65.
2. Шишков Г.И. Смесители СВЧ / Г.И. Шишков, А.М. Щитов // Труды Нижегородского гос. техн. ун-та им. Р.Е. Алексеева. – 2013. – № 2 (99). – С. 22–33.
3. Белов Л.А. Преобразователи частоты. Современные ВЧ-компоненты // Электроника: Наука. Технология. Бизнес. – 2004. – № 2. – С. 44–50.
4. Стриха В.И. Полупроводниковые приборы с барьером Шоттки / В.И. Стриха, Е.В. Бузанева, И.А. Радзиевский. – М.: Сов. радио, 1974. – 248 с.

5. Лившиц В.В. Преобразование частоты на СВЧ с помощью полупроводниковых диодов // Полупроводниковые приборы и их применение. – М.: Сов. радио, 1966. – № 15. – С. 10–33.

6. Messenger G.C. McCoy C. Theory and operation of crystal diodes as mixer // Proc. IRE. – 1957. – Vol. 45, No. 9. – P. 1269–1283.

7. Божков В.Г. Диоды с барьером Шоттки на основе термостойких контактов Ir-GaAs и Pt/Ir-GaAs, созданных электрохимическим осаждением / В.Г. Божков, Т.П. Бекезина, В.А. Бурмистрова // Доклады ТУСУР. – 2022. – Т. 25, № 1. – С. 48–52.

8. Торхов Н.А. Применение диодов Шоттки в терагерцовом частотном диапазоне / Н.А. Торхов, Л.И. Бабак, А.А. Кокотов // Физика и техника полупроводников. – 2019. – № 12. – С. 1697–1707.

9. CST Studio Suite. Electromagnetic field simulation software [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.3ds.com/products-services/simulia/products/cst-studio-suite/>, свободный (дата обращения: 06.01.2024).

10. Полуавтоматическая зондовая станция Tertra-200 COAX [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.niipp.ru/catalog/detail.php?ID=5040>, свободный (дата обращения: 22.04.2024).

11. N5244B Keysight Анализатор цепей [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://akmetron.ru/catalog/keysight/analizatoricepei/seriya-pna-x/n5244b/>, свободный (дата обращения: 22.01.2024).

12. Измеритель прецизионный LCR E4980A [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://kt-spegroup.ru/catalog/izmeriteli_rlc_i_pribory_dlya_izmereniya_impedansa/izmeritel_pretszionnyy_lcr_keysight_agilent_e4980a/, свободный (дата обращения: 22.01.2024).

13. Advanced Design System (ADS) [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://dipaul.ru/catalog/element/advanced_design_system_ads/, свободный (дата обращения: 22.01.2024).

14. Keysight Technologies N5293AX03 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.electrorent.com/eu/products/rf-and-microwave-network-analyzers/test-sets/keysight-technologies/n5293ax03/01t1000000BIGQZQA5>, свободный (дата обращения: 22.01.2024).

15. Keysight N1913A and N1914A. Data Sheet [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.farnell.com/datasheets/1843836.pdf>, свободный (дата обращения: 22.01.2024).

16. Быков А.Г. Рассеяние волн нелинейным объектом / А.Г. Быков, Д.В. Лосев, Д.С. Бардашов // Изв. высш. учеб. заведений. Физика. – 2015. – Т. 58, № 10/3. – С. 9–11.

17. Буянов Ю.И. Электродинамика ближней зоны короткого диполя // Доклады ТУСУР. – 2014. – № 4. – С. 31–33.

18. Алешкевич В.А. Электромагнетизм: учеб. – М.: Физматлит, 2014. – 404 с.

19. Резонансные свойства диэлектрического шара и цилиндра в поле плоской электромагнитной волны в СВЧ-диапазоне / Л.М. Василяк, С.П. Ветчинин, В.Я. Печеркин, А.Б. Шварцбург // Вестник Дагестанского гос. ун-та. Сер. 1: Естественные науки. – 2019. – Т. 34, № 4. – С. 13–18.

20. Анализатор сигналов высшего класса N9030A (Agilent Technologies) [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.astena.ru/n9030a.html>, свободный (дата обращения: 24.01.2024).

21. Основная волна типа H_{10} прямоугольного волновода: лекция 6 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://studfile.net/preview/1871607/page:3/>, свободный (дата обращения: 28.01.2024).

Билинский Кирилл Владимирович

Аспирант каф. радиоэлектроники радиофизического факультета (РФФ) Томского государственного университета (ТГУ) Федора Лыткина ул., 28-г, г. Томск, Россия, 634035
Тел.: +7-913-840-33-13
Эл. почта: kvb9kvb9@gmail.com

Емельянов Евгений Витальевич

Канд. физ.-мат. наук, доцент каф. РФФ ТГУ Федора Лыткина ул., 28-г, г. Томск, Россия, 634035
Тел.: +7-923-417-79-19
Эл. почта: resonans@inbox.ru

Сбродов Алексей Вячеславович

Аспирант каф. РФФ ТГУ Федора Лыткина ул., 28-г, г. Томск, Россия, 634035
Тел.: +7-952-159-93-87
Эл. почта: vip.vasya.1996@mail.ru

Bilinskiy K.V., Emelyanov E.V., Sbrodov A.V.

Studying the influence of the design of an antiparallel pair of diodes with a Schottky barrier on the conversion loss of a 3-mm harmonic mixer

This paper presents the design and principle of operation of a passive harmonic mixer in the 3-mm range (75–110 GHz), the active element of which is an antiparallel pair of Schottky barrier diodes (SBD). A theoretical analysis of the mixer operation was carried out. A technique for measuring conversion losses using a vector network analyzer is presented. The experimental results of a study of the dependence of the conversion losses of a harmonic mixer on the design of an antiparallel pair of DBSs are presented. The variable parameters of the antiparallel pair of diodes were the distance between the anode leads, the length of the anode lead and the diameter of the Schottky barrier contact. The dynamic range of the mixer is investigated.

Keywords: harmonic mixer, antiparallel DBS pair, conversion loss, nonlinear element.

DOI: 10.21293/1818-0442-2024-27-1-13-22

References

1. Zhizhin V.V. [The future of wideband radio communications: millimeter band]. *Wireless Technologies*, 2017, no. 1, pp. 51–65 (in Russ.).
2. Shishkov G.I., Shchitov A.M. [Microwave mixers]. *Proceedings of R.E. Alekseev Nizhny Novgorod State Technical University*, 2013, no. 2(99), pp. 22–33 (in Russ.).
3. Belov, L.A. [Frequency converters. Modern RF-components]. *Elektroinka: Nauka. Technology. Business.*, 2004, no. 2, pp. 44–50 (in Russ.).
4. Striha V.I., Buzaneva E.V., Radzievskiy I.A. [Semiconductor devices with the Schottky barrier]. Moscow, Soviet Radio Publ., 1974, 248 p. (in Russ.).
5. Livshits V.V. [Microwave frequency conversion using semiconductor diodes. Semiconductor devices and their application]. Moscow, Soviet Radio Publ., 1966, no. 15, pp. 10–33 (in Russ.).
6. Messenger G.C., McCoy C. Theory and operation of crystal diodes as mixer // *Proceedings of the IRE*, 1957, vol. 45, no. 9, pp. 1269–1283.
7. Bozhkov V.G.; Bekezina T.P.; Burmistrova V.A. [Schottky barrier diodes based on thermostable Ir-GaAs and Pt/Ir-GaAs contacts created by electrochemical deposition]. *Proceedings of TUSUR University*, 2022, vol. 25, no. 1, pp. 48–52 (in Russ.).

8. Torkhov N.A., Babak L.I., Kokolov A.A. [Application of Schottky diodes in the terahertz frequency range]. *Physics and Technology of Semiconductors*, 2019, no. 12, pp. 1697–1707 (in Russ.).

9. CST Studio Suite. Electromagnetic field simulation software. Available at: <https://www.3ds.com/products-services/simulia/products/cst-studio-suite/>, free (Accessed: January 6, 2024).

10. Semi-automatic probe station Terra-200 COAX. Available at: <https://www.3ds.com/products-services/simulia/products/cst-studio-suite/>, free (Accessed: April 22, 2024).

11. N5244B Keysight Network Analyzer. Available at: <https://akmetron.ru/catalog/keysight/analizatoricepei/seriyapna-x/n5244b/>, free (Accessed: April 22, 2024).

12. Precision meter LCR E4980A. Available at: https://ktspgroup.ru/catalog/izmeriteli_rlc_i_pribory_dlya_izmereniy_a_impedansa/izmeritel_pretsizionnyy_lcr_keysight_agilent_e4980a/, free (Accessed: April 22, 2024).

13. Advanced Design System (ADS). Available at: https://dipaul.ru/catalog/element/advanced_design_system_ads/, free (Accessed: April 22, 2024).

14. Keysight Technologies N5293AX03. Available at: <https://www.electrorent.com/eu/products/rf-and-microwave-network-analyzers/test-sets/keysight-technologies/n5293ax03/01t1O0000BIGQZA5>, free (Accessed: April 22, 2024).

15. Keysight N1913A and N1914A. Data Sheet. Available at: <https://www.farnell.com/datasheets/1843836.pdf>, free (Accessed: April 22, 2024).

16. Bykov A.G., Losev D.V., Bardashov D.S. [Wave scattering by a nonlinear object]. *Izvestiya vuzov. Fizika*, 2015, vol. 58, no. 10/3, pp. 9–11 (in Russ.).

17. Buyanov Yu.I. [Electrodynamics of the short dipole near zone]. *Proceedings of TUSUR University*, 2014, no. 4, pp. 31–33 (in Russ.).

18. Aleshkevich V.A. Electromagnetism: textbook. Moscow, Fizmatlit Publ., 2014, 404 p. (in Russ.).

19. Vasilyak L.M., Vetchinin S.P., Pecherkin V.Y., Schwarzburg A.B. [Resonance properties of a dielectric ball and cylinder in the field of a plane electromagnetic wave in the microwave range]. *Bulletin of Dagestan State University. Series 1. Natural sciences*, 2019, vol. 34, no. 4, pp. 13–18 (in Russ.).

20. Premium Signal Analyzer N9030A (Agilent Technologies). Available at: <https://www.astena.ru/n9030a.html>, free (Accessed: April 24, 2024).

21. Lecture 6. Fundamental wave of type H₁₀ rectangular waveguide. Available at: <https://studfile.net/preview/1871607/page:3/>, free (Accessed: April 28, 2024).

Kirill V. Bilinskiy

Postgraduate student, Department of Radioelectronics, Faculty of Radiophysics (RFF), Tomsk State University (TSU) 28-g, Fedora Lytkina st., Tomsk, Russia, 634035
Phone: +7-913-840-33-13
Email: kvb9kvb9@gmail.com

Evgeniy V. Emelyanov

Candidate of Sciences in Physics and Mathematics, Associate Professor, RFF TSU 28-g, Fedora Lytkina st., Tomsk, Russia, 634035
Phone: +7-923-417-79-19
Email: resonans@inbox.ru

Alexei V. Sbrodov

Postgraduate student, RFF TSU 28-g, Fedora Lytkina st., Tomsk, Russia, 634035
Phone: +7-952-159-93-87
Email: vip.vasya.1996@mail.ru