

УДК 621.382.22

СМЕСИТЕЛИ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ВОЛН С СУБГАРМОНИЧЕСКОЙ НАКАЧКОЙ

А. И. Забышый, К. Г. Степанов, Ю. Б. Хапин, В. С. Эткин

В работе рассматриваются смесители миллиметрового диапазона волн с субгармонической накачкой, выполненные на основе двух антипараллельно включенных диодов с барьером Шоттки. Проведено теоретическое и экспериментальное исследование смесителей. В диапазоне 40 и 90 ГГц получены однополосные потери преобразования смесителей 6 и 8,5 дБ.

Анализ некоторых свойств смесителей миллиметрового диапазона волн, выполненных на основе двух антипараллельно включенных диодов, содержится в работах [1-6]. В работах [1-3] показано, что при таком включении нелинейных элементов возможно эффективное преобразование сигнала на четных гармониках гетеродина. Кроме того, такие системы позволяют развязать тракт промежуточной частоты от паразитных каналов, расположенных вблизи нечетных гармоник гетеродина [4, 5], и, тем самым, обеспечить подавление шумов генератора накачки на величину порядка 20 дБ [6].

Экспериментальное исследование двухдиодных смесителей, работающих на второй гармонике гетеродина, проведено в работах [1-3]. В диапазонах 50, 55, 100 ГГц получены однополосные потери преобразования 3; 8; 6 дБ соответственно.

В настоящей работе проведено теоретическое исследование смесителей с субгармонической накачкой на основе представления нелинейного элемента в билинейной форме [7]. Определены основные передаточные и импедансные характеристики смесителей. Проведено экспериментальное исследование однодиодного и двухдиодных смесителей в диапазонах 40 и 90 ГГц.

НЕКОТОРЫЕ ВОПРОСЫ ТЕОРИИ СМЕСИТЕЛЕЙ С СУБГАРМОНИЧЕСКОЙ НАКАЧКОЙ

Под воздействием гармонического напряжения гетеродина проводимость диода, вольт-амперная характеристика которого представлена в билинейной форме, изменяется от своего минимального значения

$$g_{\min} = \frac{\omega^2 C_0^2 R_s}{1 + \omega^2 C_0^2 R_s^2} \quad \text{при } v_p \leq \varphi \quad \text{до максимального значения } g_{\max} = 1/R_s \quad \text{при } v_p > \varphi,$$

где φ — контактная разность потенциалов барьера, R_s — сопротивление растекания диода, C_0 — емкость перехода барьера.

Разложение в ряд Фурье проводимости дает выражение

$$g_1 = g_0 + \Delta g \frac{\theta}{\pi} \frac{\sin \theta}{\theta} \cos(\omega_p t + \psi) + \Delta g \frac{\theta}{\pi} \frac{\sin 2\theta}{2\theta} \cos 2(\omega_p t + \psi) + \dots \quad (1)$$

Здесь $g_0 = \left[\left(\frac{\omega}{\omega_{np}} \right)^2 + \frac{\theta}{\pi} \right] / \left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_{np}} \right)^2 \right]$, $\Delta g = g_{\max} - g_{\min}$, $\omega_{np} = 1/C_0 R_s$ — предельная частота диода, ω — рабочая частота. В случае антипараллельного включения диодов проводимость системы определяется суммой проводимостей каждого из диодов. Так как на втором диоде напряжение находится в противофазе относительно напряжения на первом диоде, то для идентичных диодов проводимость второго диода будет изменяться по закону

$$g_2 = g_0 + \Delta g \frac{\theta}{\pi} \frac{\sin \theta}{\theta} \cos(\omega_p t + \psi + \pi) + \dots$$

$$+ \Delta g \frac{\theta}{\pi} \frac{\sin 2\theta}{2\theta} \cos 2(\omega_p t + \psi + \pi) + \dots \quad (2)$$

Сложив (1) и (2), получим закон изменения проводимости двух антипараллельно включенных диодов

$$g = 2g_0 + 2\Delta g \frac{\theta}{\pi} \frac{\sin 2\theta}{2\theta} \cos 2(\omega_p t + \psi) + \dots$$

$$+ 2\Delta g \frac{\theta}{\pi} \frac{\sin 4\theta}{4\theta} \cos 4(\omega_p t + \psi) + \dots, \quad (3)$$

где, как следует из выражения (3), отсутствуют нечетные гармонические составляющие проводимости. Ввиду отсутствия первой гармоники проводимости нелинейного элемента шумы гетеродина, спектральная плотность которых имеет максимум вблизи первой гармоники, не дают вклада в увеличение общей шумовой температуры преобразователя.

Передаточные характеристики смесителей, выполненных на основе двух идентичных антипараллельно включенных диодов, определяются матрицей проводимости, которая для трехчастотного случая имеет вид

$$[g] = 2g_0 \begin{bmatrix} 1 & \mu_2 & \mu_4 \\ \mu_2 & 1 & \mu_2 \\ \mu_4 & \mu_2 & 1 \end{bmatrix}. \quad (4)$$

Здесь $\mu_n = \frac{g_n}{g_0} = \frac{\sin n\theta}{n\pi \left[\frac{\theta}{\pi} + \left(\frac{\omega}{\omega_{np}} \right)^2 \right]}$ — нормированные коэффициенты

проводимости смесителя с субгармонической накачкой, совпадающие с коэффициентами проводимости однодиодного смесителя.

Оптимальное значение активной проводимости генератора сигнала, при котором имеет место минимум потерь преобразования смесителя,

$$g_r = 2(g_0 + g_4) \sqrt{1 - \mu}, \quad (5)$$

где $\mu = 2 \frac{\mu_2^2}{1 + \mu_4}$.

Поскольку каждая из составляющих проводимости двухдиодного смесителя (4) больше соответствующих составляющих проводимости однодиодного смесителя в два раза, то и значение оптимальной проводимости генератора сигнала двухдиодного смесителя также в два раза больше активной проводимости генератора сигнала однодиодного сме-

сителя. Аналогичный вывод можно сделать и для активной проводимости смесителя по промежуточной частоте:

$$g_{\text{вых}} = 2g_0 \sqrt{1 - \mu}. \quad (6)$$

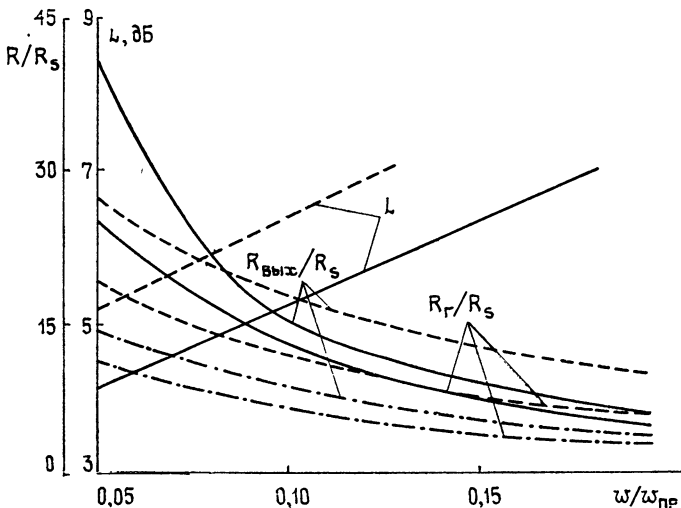


Рис. 1. Передаточные и импедансные характеристики смесителей как функция отношения $\omega/\omega_{\text{пр}}$: сплошная кривая—1-я гармоника, однодиодный смеситель; штриховая—2-я гармоника, однодиодный смеситель; штрихпунктирная—2-я гармоника, двухдиодный смеситель.

На рис. 1 представлены графики зависимости нормированных на R_s активных составляющих сопротивлений на сигнальной R_r/R_s и промежуточной $R_{\text{вых}}/R_s$ частотах на первой и второй гармониках гетеродина, вычисленные по (5) и (6) для оптимальных углов отсечки напряжения гетеродина. Штриховой линией изображены входной и выходной импедансы однодиодного смесителя, работающего на второй гармонике гетеродина. На этом же рисунке представлены значения соответствующих минимальных потерь преобразования смесителей в зависимости от отношения $\omega/\omega_{\text{пр}}$ на первой и второй гармониках гетеродина. Как следует из рисунка, теоретическая величина потерь преобразования на второй гармонике отличается от значения соответствующих потерь преобразования смесителей на первой гармонике примерно на 1 дБ. Следует отметить также, что кривая потерь преобразования двухдиодного смесителя на идентичных диодах совпадает с кривой потерь однодиодного преобразователя на второй гармонике, у которого отсутствуют паразитные контуры на частотах ω_1 и ω_{-1} , близких к частоте ω_p , так как коэффициенты μ рассматриваемых смесителей, определяющие потери преобразования в режиме двухполосного приема сигнала,

$$L = 2 \frac{1 + \sqrt{1 - \mu}}{1 - \sqrt{1 - \mu}}, \quad (7)$$

имеют одинаковое значение. Расчеты показывают, что наличие паразитных контуров на частотах ω_1 и ω_{-1} увеличивает потери преобразования однодиодного смесителя с субгармонической накачкой на 0,5—1 дБ.

РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТА

В работе исследовались смесители на двух антипараллельно включенных диодах с барьером Шоттки в диапазонах 40 и 90 ГГц.

Конструкции смесителей одностипны и представляют собой волноводный крест внахлест (рис. 2). По одному из волноводных каналов (1) поступает энергия гетеродина на частоте $\omega_p = \frac{\omega_2 - \omega_0}{2}$, по другому (2) — энергия сигнала. Преобразованный сигнал поступает в коаксиальную линию на частоте ω_0 . Сигнальный тракт развязан с волноводом накачки посредством фильтра нижних частот (3). Двухдиодная пара формируется путем последовательной подачи штифта (6). Подстройка смесителей производится с помощью поршней в гетеродинном и сигнальном каналах.

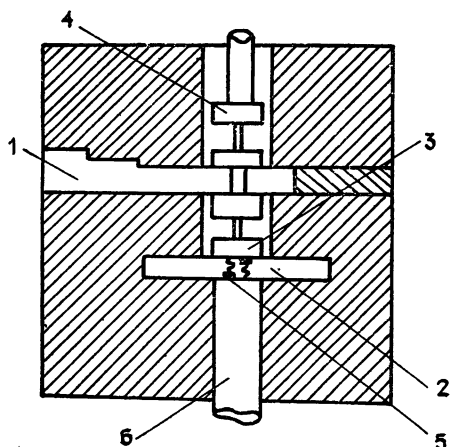


Рис. 2. Общий вид смесителя миллиметрового диапазона волн с субгармонической накачкой.

37,5 ГГц. В смесителе на частоте 40 ГГц использовались структуры с отношением $\omega/\omega_{пр} \approx 0,05$, в смесителях на 90 ГГц — $\omega/\omega_{пр} \approx 0,1$.

Измерялись такие параметры смесителей, как потери преобразования, относительная шумовая температура и активная составляющая выходного импеданса. Методика измерений аналогична описанной в [7].

В качестве диодов использовались бескорпусные диоды с барьером Шоттки, параметры которых измерялись на слабом СВЧ сигнале с частотой

использовались бескорпусные диоды с барьером Шоттки, параметры которых измерялись на слабом СВЧ сигнале с частотой

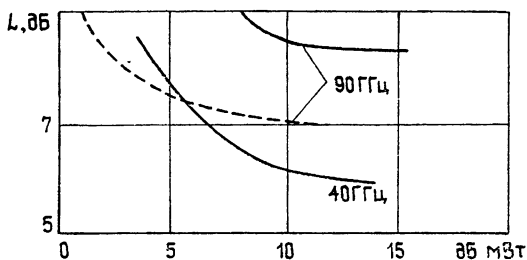


Рис. 3. Экспериментальные однополосные потери преобразования смесителей в диапазонах 40 и 90 ГГц; сплошная кривая — двухполосный режим работы смесителей, $Y_1 = Y_{-1}$; штриховая кривая — однополосный режим работы смесителя.

На рис. 3 приведены графики зависимости экспериментальных потерь преобразования смесителей в диапазонах 40 и 90 ГГц от величины мощности накачки. Экспериментальная величина однополосных потерь преобразования двухдиодного смесителя на второй гармонике гетеродина при частоте сигнала 40 ГГц и промежуточной частоте 0,9 ГГц составляет 6 дБ. Относительная шумовая температура смесителя и активная составляющая выходного импеданса равны примерно 1,1 и 75 Ом соответственно. Экспериментальное значение потерь преобразования двухдиодного смесителя на 90 ГГц на второй гармонике гетеродина и промежуточной частоте 1 ГГц составляет $\sim 8,5$ дБ.

Ранее нами были разработаны однодиодные смесители с субгармо-

нической накачкой для волн 3,4 [8] и 2,6 мм [9], в которых реализованы однополосные потери преобразования соответственно 8 и 10 дБ. В настоящей работе проведено экспериментальное исследование смесителя, аналогичного описанному в работе [8], в диапазоне 90 ГГц. Экспериментальное значение потерь преобразования такого смесителя составило величину 7 дБ. Смеситель работает в режиме однополосного приема сигнала с частотой $\omega_2 = 90$ ГГц и $\omega_0 = 9$ ГГц. Подавление зеркального канала на частоте $\omega_2^{\pm 2}$ осуществляется запредельно-стью волновода для сигнала зеркальной частоты.

Таким образом, проведенное исследование гармонических смесителей миллиметрового диапазона волн показывает перспективность их применения в качестве входных малошумящих устройств радиоприемных систем. Особый интерес в этом направлении представляют двухдиодные смесители на антипараллельно включенных диодах, позволяющие за счет подавления нечетных гармоник гетеродина достичь лучших передаточных характеристик по сравнению с гармоническими смесителями, выполненными на одном диоде.

ЛИТЕРАТУРА

1. M. V. Schneider, IEEE Trans., MTT-23, № 3, 271 (1975).
2. T. F. McMaster, M. V. Schneider, W. W. Snell, Jr., IEEE Trans., MTT-24, № 12, 948 (1976).
3. M. V. Schneider, Microwave J., 21, № 8, 78 (1978).
4. M. Cohn, J. E. Degenford and B. A. Newman, IEEE S-MTT Int. Microwave Symp. Dig. Tech. Papers, 1974, p. 171.
5. M. Cohn, J. E. Degenford and B. A. Newman, IEEE Trans., MTT-23, № 8, 667 (1975).
6. P. S. Henry, B. S. Glance and M. V. Schneider, IEEE Trans., MTT-24, № 5, 254 (1976).
7. Г. С. Бордонский, И. А. Струков, Ю. Б. Хапин, В. С. Эткин, Радиотехника и электроника, 21, № 3, 559 (1976).
8. Г. С. Бордонский, А. Н. Зазилов, Ю. А. Кирсанов, М. К. Кравченко, Ю. Б. Хапин, А. Н. Шарапов, В. С. Эткин, Препринт ИКИ АН СССР, № 321, № 2565-77 Деп., М., 1977.
9. Г. С. Бордонский, Препринт ИКИ АН СССР, № 281, М., 1976.

Институт космических исследований
АН СССР

Поступила в редакцию
1 июня 1979 г.

MILLIMETER WAVELENGTH MIXERS WITH SUBHARMONIC PUMP

A. I. Zabyshnyj, K. G. Stepanov, Yu. B. Khapin, V. S. Etkin

The paper considers millimeter wavelength mixers with a subharmonic pumping made on the basis of two antiparallel diodes with a Shottky barrier. Mixers are theoretically and experimentally investigated. Single-sideband (SSB) conversion loss of 6 and 8,5 dB have been obtained at 40 and 90 GHz.