

12

## Умножитель субтерагерцевого диапазона на основе лампы бегущей волны с ленточным электронным пучком

© К.В. Белов<sup>1</sup>, А.Э. Плоских<sup>1,2</sup>, Н.М. Рыскин<sup>1,2,†</sup><sup>1</sup> Саратовский национальный исследовательский государственный университет, Саратов, Россия<sup>2</sup> Саратовский филиал Института радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН, Саратов, Россия

† E-mail: RyskinNM@info.sgu.ru

Поступило в Редакцию 8 августа 2018 г.

Представлены результаты исследования умножителя на основе лампы бегущей волны с ленточным электронным пучком и замедляющими системами в виде сдвоенной гребенки. Определены конфигурации прибора, при которых возможно получение выходной мощности свыше 60 W на частоте второй гармоники 190 GHz при входной мощности около 10 W на частоте первой гармоники.

DOI: 10.21883/PJTF.2019.01.47149.17496

Одной из приоритетных задач современной электроники является освоение субтерагерцевого диапазона (100–300 GHz). Компактные источники с мощностью порядка 10–100 W могут найти широкое применение в системах безопасности и противодействия терроризму, информационно-телекоммуникационных системах, спектроскопии высокого разрешения, медицине и т.д. Подобные уровни мощности в субтерагерцевом диапазоне могут обеспечить миниатюрные вакуумные усилители и генераторы [1]. В частности, в диапазоне 220 GHz была получена выходная мощность свыше 60 W с помощью лампы бегущей волны (ЛБВ) с замедляющей системой (ЗС) в виде петляющего волновода [2]. Однако коэффициент усиления лампы был менее 15 dB, поэтому насыщение выходной мощности наступало при высокой мощности входного сигнала (порядка 10 W). Повысить коэффициент усиления и мощность можно, используя пространственно-развитые электронные пучки (ЭП) с большим поперечным сечением, например ленточные. В работе [3] была достигнута мощность около 110 W в ЛБВ диапазона 220 GHz с ленточным ЭП, однако и в этом случае входная мощность была достаточно велика (порядка 1 W). В субтерагерцевом диапазоне источники подобного уровня мощности, перестраиваемые в широкой полосе частот, труднодоступны. В [2,3] для этой цели использовались генераторные клистроны с распределенным взаимодействием, которые являются узкополосными. Таким образом, высокая мощность была получена только на одной или нескольких фиксированных частотах.

В связи с отмеченной проблемой привлекли внимание приборы типа умножителей частоты [4–7]. Подобный прибор состоит из трех секций, первая из которых служит для модуляции ЭП входным сигналом на частоте  $\omega$ . Далее пучок попадает в секцию дрейфа, где происходит группирование электронов в плотные сгустки. Ввиду нелинейного характера группировки в спектре тока происходит возбуждение высших гармонических составляющих. Сгруппированный ток возбуждает выход-

ную секцию на частоте одной из высших гармоник  $n\omega$ ,  $n = 2, 3, \dots$  В [4] сообщалось о разработке умножителя диапазона 170–180 GHz на второй гармонике, а в [5] — умножителя на третьей гармонике диапазона 130–140 GHz. В этих работах использовались структуры типа петляющего волновода с круглым цилиндрическим пучком малого диаметра ( $\sim 0.25$  mm), а достигнутая экспериментально выходная мощность составляла порядка сотен милливольт. В [6] обсуждался проект умножителя третьей гармоники на базе клистрона с распределенным взаимодействием. Согласно расчетам, прибор может обеспечить мощность 15 W на частоте 260 GHz, однако является узкополосным: ширина полосы не превышает 90 MHz.

Как отмечалось выше, для повышения мощности целесообразно использовать пространственно-развитый ленточный ЭП. В работах [8–10] исследовалась возможность создания ЛБВ диапазона 200 GHz с ленточным ЭП и ЗС в виде двух гребенок, сдвинутых относительно друг друга на половину периода, что обеспечивает наиболее широкую полосу усиления. Для данной ЛБВ разработана электронная пушка, создающая пучок сечением  $0.1 \times 0.75$  mm с плотностью тока свыше 100 A/cm<sup>2</sup>. Согласно результатам моделирования электронно-оптической системы, при фокусировке интенсивным однородным продольным магнитным полем 1.12 T возможна транспортировка ЭП в канале высотой 0.2 mm на расстоянии до 40 mm без оседания на стенки ЗС [9,10]. Расчеты усиления в нелинейном режиме показывают возможность получения выходной мощности порядка 60–80 W в режиме насыщения [10], однако мощность входного сигнала также должна быть достаточно велика (1–10 W, ср. с [2,3]).

В настоящей работе обсуждаются перспективы создания умножителя на второй гармонике на основе подобного прибора. В этом случае требуется источник входного сигнала в значительно более освоенном диапазоне частот около 100 GHz. С использованием методики моделирования, развитой в [8], было выполнено проекти-

Размеры (в mm) ЗС входной и выходной секций

Параметр	Входная секция	Выходная секция
Период	1.03	0.50
Толщина штыря	0.20	0.10
Высота штыря	0.62	0.30
Высота канала	0.20	0.20
Ширина канала	1.70	0.85

рование входной секции ЗС, в которой при напряжении пучка около 20 kV обеспечивается синхронизм в достаточно широкой полосе частот. Параметры ЗС выходной секции выбирались в соответствии с данными работ [8–10]. Соответствующие характерные размеры даны в таблице. Результаты расчета электродинамических характеристик (дисперсия, сопротивление связи) обеих секций приведены в [7]. Отметим, что сопротивление связи во входной секции на частоте 95 GHz составляет 5.2 Ω, а в выходной секции на частоте второй гармоники 190 GHz — 0.75 Ω.

Для численного моделирования используем хорошо известный аппарат многочастотной нелинейной теории электронно-волнового взаимодействия (см., например, [11])

$$\phi_i'' = -(1 + C\phi_i')^3 \times \left[ \sum_{k=1}^{N_F} F_k \exp(k\phi_i) + i \sum_{k=1}^{N_H} (q_k/k) J_k \exp(k\phi_i) \right], \quad (1)$$

$$F_k' + k(d_k - ib_k)F_k = -k^2(1 + b_k C)^2 \delta_k J_k, \quad (2)$$

$$J_k = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} \exp(-ik\phi) d\phi_0. \quad (3)$$

Здесь  $\phi_i$  — фазы „крупных частиц“,  $F_k$  — амплитуды гармоник высокочастотного поля,  $C$  — параметр усиления Пирса,  $d_k$  и  $b_k$  — параметры затухания и рассинхронизма для соответствующей гармоники,  $\delta_k$  — отношение сопротивления связи  $k$ -й гармоники к сопротивлению связи первой гармоники,  $q_k = (\omega_{pk}/\omega C)^2$  — параметр пространственного заряда для соответствующей гармоники,  $\omega_{pk}$  — плазменные частоты (здесь учтено, что разные гармоники имеют различный коэффициент редукции сил пространственного заряда),  $N_F$  и  $N_H$  — число учитываемых гармоник поля и тока соответственно. Штрихами обозначены производные по безразмерной координате  $\xi = \beta_e C z$ ,  $\beta_e = \omega/v_0$  — электронная постоянная распространения. При расчетах учитывается до шести гармоник тока; дальнейшее увеличение  $N_H$  не оказывает влияния на результаты.

Уравнения (1)–(3) решаются с граничными условиями

$$\phi(0) = \phi_0, \quad \phi'(0) = 0,$$

причем начальные фазы электронов  $\phi_0$  равномерно распределены на отрезке  $[0; 2\pi)$ . На вход системы подается входной сигнал на частоте первой гармоники:  $F_1(0) = F_{in}$ . При этом во входной секции решается уравнение возбуждения для первой гармоники, а остальные гармоники не учитываются, так как не попадают в полосу пропускания ЗС. В выходной секции решается уравнение возбуждения для второй гармоники. В секции дрейфа высокочастотное поле вообще отсутствует:  $F_{1,2} = 0$ .

Уравнения (1)–(3) записаны в одномерном приближении, а также не учитывают скоростной разброс электронов. Однако проведенное в работе [10] сопоставление с современными пакетами 3D-моделирования KARAT и CST Particle Studio показало, что они довольно хорошо согласуются друг с другом.

В ходе численного моделирования исследовался вопрос о том, как влияют длины секций на выходную мощность. Ток пучка при расчетах выбирался равным 100 mA, напряжение — 20 kV, а полная длина системы — 40 mm, поскольку в соответствии с результатами моделирования электронно-оптической системы [9,10] на таких расстояниях обеспечивается транспортировка пучка без оседания на стенки канала. На рис. 1 представлены зависимости выходной мощности  $P_{out}$  от входной мощности  $P_{in}$  при различных длинах входной секции (частоты входного и выходного сигналов равны 95 и 190 GHz соответственно). Что касается секции дрейфа, то расчеты показали, что ее длина должна быть минимальной, и при моделировании она была принята равной 1 mm. Из рис. 1 видно, что мощность насыщения увеличивается с уменьшением длины входной секции  $l_m$  и соответственно с увеличением длины выходной секции  $l_{out}$ . При длине входной секции 5 mm выходная мощность превышает 60 W при входной мощности 11 W. С другой стороны, при увеличении  $l_m$  растет коэффициент преобразования  $P_{out}/P_{in}$ , поскольку уменьшается входная мощность, при которой достигается насыщение.

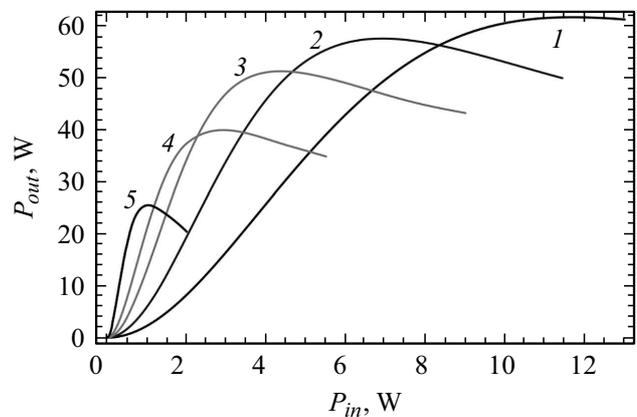
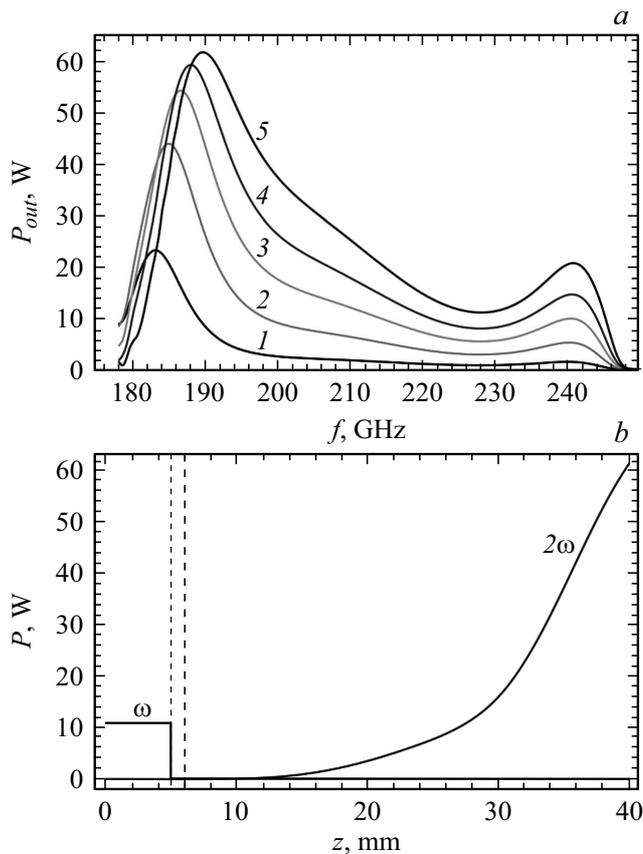


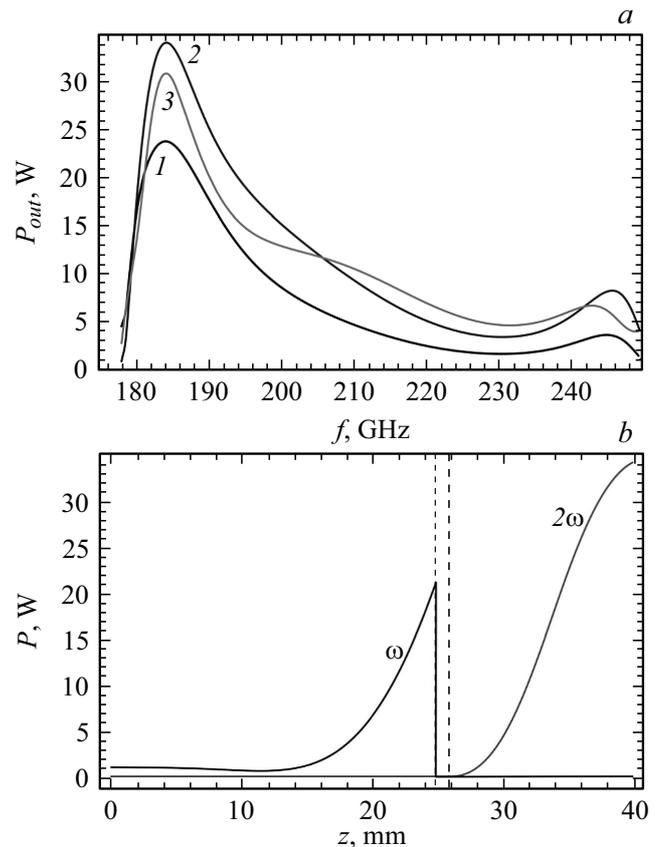
Рис. 1. Зависимости выходной мощности от входной на частоте 190 GHz при различных длинах входной секции.  $l_m$ , мм: 1 — 5, 2 — 7, 3 — 10, 4 — 15, 5 — 25.

На рис. 2, *a* приведены амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) при  $l_{in} = 5$  mm и различных мощностях входного сигнала. При увеличении  $P_{in}$  точка максимума незначительно сдвигается в область более высоких частот, что, очевидно, обусловлено эффектом нелинейного торможения пучка. Ширина полосы по уровню  $-3$  dB при  $P_{in} = 11$  W составляет более 20 GHz. Отметим, что при выбранном значении напряжения имеется еще одна точка синхронизма вблизи высокочастотной границы полосы пропускания ЗС  $f \approx 240$  GHz, поэтому на АЧХ имеется еще один небольшой максимум в окрестности этой частоты (ср. с [10]).

На рис. 2, *b* приведены распределения мощностей первой и второй гармоник вдоль длины системы. Границы области дрейфа показаны вертикальными штриховыми линиями. Видно, что в первой секции мощность входного сигнала незначительно падает, расходуясь на модуляцию пучка. В выходной секции происходит усиление сигнала на второй гармонике, вносимого модулированным электронным пучком.



**Рис. 2.** Результаты моделирования при длине входной секции 5 mm и напряжении пучка 20 kV. *a* — АЧХ при различной мощности входного сигнала.  $P_{in}$ , W: 1 — 0.5, 2 — 1, 3 — 2, 4 — 4, 5 — 6, 6 — 8, 7 — 11. *b* — зависимости мощности первой (95 GHz) и второй (190 GHz) гармоник от координаты на частоте при входной мощности 11 W.



**Рис. 3.** Результаты моделирования при длине входной секции 25 mm и напряжении пучка 20 kV. *a* — АЧХ при различной мощности входного сигнала.  $P_{in}$ , W: 1 — 0.5, 2 — 1, 3 — 2. *b* — зависимости мощности первой (92 GHz) и второй (184 GHz) гармоник от координаты при входной мощности 1 W.

На рис. 3 приведены аналогичные зависимости при  $l_{in} = 25$  mm. В этом случае максимальная выходная мощность  $P_{out} \approx 34$  W достигается при входной мощности  $P_{in} \approx 1$  W, т.е. коэффициент преобразования равен 34. Поскольку мощность меньше, чем в предыдущем случае, максимум АЧХ также достигается на несколько меньшей частоте:  $f \approx 184$  GHz. В первой секции происходит заметное усиление входного сигнала (рис. 3, *b*), который также может быть выведен в полезную нагрузку.

Таким образом, в работе рассмотрена возможность создания умножителя частоты субтерагерцового диапазона на второй гармонике с ленточным электронным пучком и ЗС в виде сдвоенных гребенок. Результаты компьютерного моделирования свидетельствуют о принципиальной возможности получения выходной мощности свыше 60 W и полосы по уровню  $-3$  dB около 20 GHz, для этого требуется входная мощность порядка 10 W. Источники на основе ЛБВ такого уровня мощности в  $W$ -диапазоне (92–95 GHz) представляются вполне доступными [12,13].

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ № 16-08-00450а.

## Список литературы

- [1] *Kim J.I., Jeon S.G., Park G.S.* Terahertz vacuum electronics // Handbook of terahertz technologies: devices and applications / Eds H.-J. Song, T. Nagatsuma. Boca Raton, FL: CRC Press, 2015. Ch. 8. P. 187–220.
- [2] *Joye C.D., Cook A.M., Calame J.P., Abe D.K., Vlasov A.N., Chernyavskiy I.A., Nguyen K.T., Wright E.L., Pershing D.E., Kimura T., Hyttinen M., Levush B.* // IEEE Trans. Electron Dev. 2014. V. 61. N 6. P. 1672–1678.
- [3] *Baig A., Gamzina D., Kimura T., Atkinson J., Domier C., Popovic B., Himes L., Barchfeld R., Field M., Luhmann N.C.* // IEEE Trans. Electron Dev. 2017. V. 64. N 5. P. 2390–2397.
- [4] *Cai J., Wu X., Feng J.* // IEEE Trans. Electron Dev. 2015. V. 62. N 2. P. 648–651.
- [5] *Gong H., Wang Q., Deng D., Meng X., Dong Y., Xu J., Tang T., Su X., Wang Zh., Gong Y., Travish G.* // IEEE Trans. Electron Dev. 2018. V. 65. N 6. P. 2189–2194.
- [6] *Makhalov P., Fedotov A.* // IEEE Trans. THz Sci. Technol. 2015. V. 5. N 6. P. 1048–1052.
- [7] *Karetnikova T.A., Ryskin N.M., Belov K.V., Ploskih A.E.* // 2017 10th UK–Europe–China Workshop on millimetre waves and terahertz technologies (UCMMT). Liverpool, UK, 2017. P. 8068466.
- [8] *Рожнёв А.Г., Рыскин Н.М., Каретникова Т.А., Торгашов Г.В., Синецын Н.И., Шалаев П.Д., Бурцев А.А.* // Изв. вузов. Радиофизика. 2013. Т. 56. № 8-9. С. 601–613.
- [9] *Каретникова Т.А., Рожнёв А.Г., Рыскин Н.М., Торгашов Г.В., Синецын Н.И., Григорьев Ю.А., Бурцев А.А., Шалаев П.Д.* // Радиотехника и электроника. 2016. Т. 61. № 1. С. 54–60.
- [10] *Karetnikova T.A., Rozhnev A.G., Ryskin N.M., Fedotov A.E., Mishakin S.V., Ginzburg N.S.* // IEEE Trans. Electron Dev. 2018. V. 65. N 6. P. 2129–2134.
- [11] *Кац А.М., Ильина Е.М., Манькин И.А.* Нелинейные явления в СВЧ приборах О-типа с длительным взаимодействием. М.: Сов. радио, 1975. 296 с.
- [12] *Kowalski E.J., Shapiro M.A., Temkin R.J.* // IEEE Trans. Electron Dev. 2015. V. 62. N 5. P. 1609–1616.
- [13] *Zhang X., Feng J., Cai J., Wu X., Du Y., Chen J., Li S., Meng W.* // IEEE Trans. Electron Dev. 2017. V. 64. N 12. P. 5151–5156.