

УДК 621.385.6

ОРБОТРОНЫ-КЛИСТРОНЫ И УМНОЖИТЕЛИ ЧАСТОТЫ

А.В. АКСЕНЧИК, А.А. КУРАЕВ

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
П.Бровки, 6, Минск, 220013, Беларусь**Поступила в редакцию 14 октября 2004*

Рассматриваются особенности проведения измерений и калибровки измерителя амплитудных, частотных и вносимых фазовых флуктуаций сигналов миллиметрового диапазона длин волн.

Ключевые слова: орботроны, клистроны, оптимизация, открытый резонатор, умножитель частоты.

Введение

В диапазоне крайне высоких частот (КВЧ) нашли широкое применение в качестве стабильных генераторов малой и средней мощности генераторы дифракционного излучения (ГДИ) [1] и оротроны [2]. В тех и других приборах используется высокодобротный селективный открытый резонатор (ОР), обеспечивающий повышенную стабильность колебаний. Связь объемных волн ОР с электронным потоком в ГДИ осуществляется за счет дифракционной решетки, нанесенной на плоское зеркало, вблизи которой проходит электронный поток (ЭП). На дифракционной решетке образуется поверхностная волна, имеющая фазовую скорость, близкую к скорости электронов, что и обеспечивает условия синхронизма при взаимодействии ЭП с полем дифракционной решетки. Однако связь ЭП (даже очень тонкого) с поверхностной волной, экспоненциально убывающей по нормали к решетке, в КВЧ диапазоне весьма мала, что и определяет низкую эффективность ГДИ. В современных конструкциях оротронов — модификации ГДИ — используются двоянные решетки, что повышает однородность поля в области ЭП и, как следствие, — улучшение связи ЭП с полем и соответственно КПД прибора. Однако поскольку конструкция оротрона остается, как и ГДИ, однопучковая, достичь оптимальной по КПД амплитуды поля в ОР в КВЧ диапазоне при реальных плотностях тока ЭП невозможно, и КПД оротронов близок к КПД ГДИ. Решение этой проблемы найдено в конструкции орботрона [3, 4], где за счет щелевой связи систем двоянных гребенок возможно использование неограниченного числа отдельных ЭП (ленточных или игольчатых). Кроме того, в орботронах, в отличие от ГДИ и оротронов, возможен выбор оптимального по длине взаимодействия распределения ВЧ-электрического поля при центральном расположении коллектора электронов (в плоскости симметрии зеркала ОР) [3, 4].

В данной статье исследуются дальнейшие пути развития орботронов — использование в них клистронных механизмов взаимодействия для генерации колебаний и умножения частоты на очень высоких частотах (вплоть до 1000 ГГц). На рис. 1,а изображена схема конструкции многопучкового орботрона-клистроны. Существенно, что в обычном орботроне ленточный ЭП проходит в двоянных гребенках нормально (по ширине) к плоскому зеркалу и поэтому его ширина должна быть ограничена условием $\Delta l \ll \lambda / 4$. Иначе говоря, клистронная схема орботрона априори обеспечивает значительно большую мощность единичного пучка прибора.

Вместо ленточного пучка, естественно, может быть использован ряд игольчатых ЭП, расположенных в той же плоскости, поперечной к чертежу, как и ленточный ЭП.

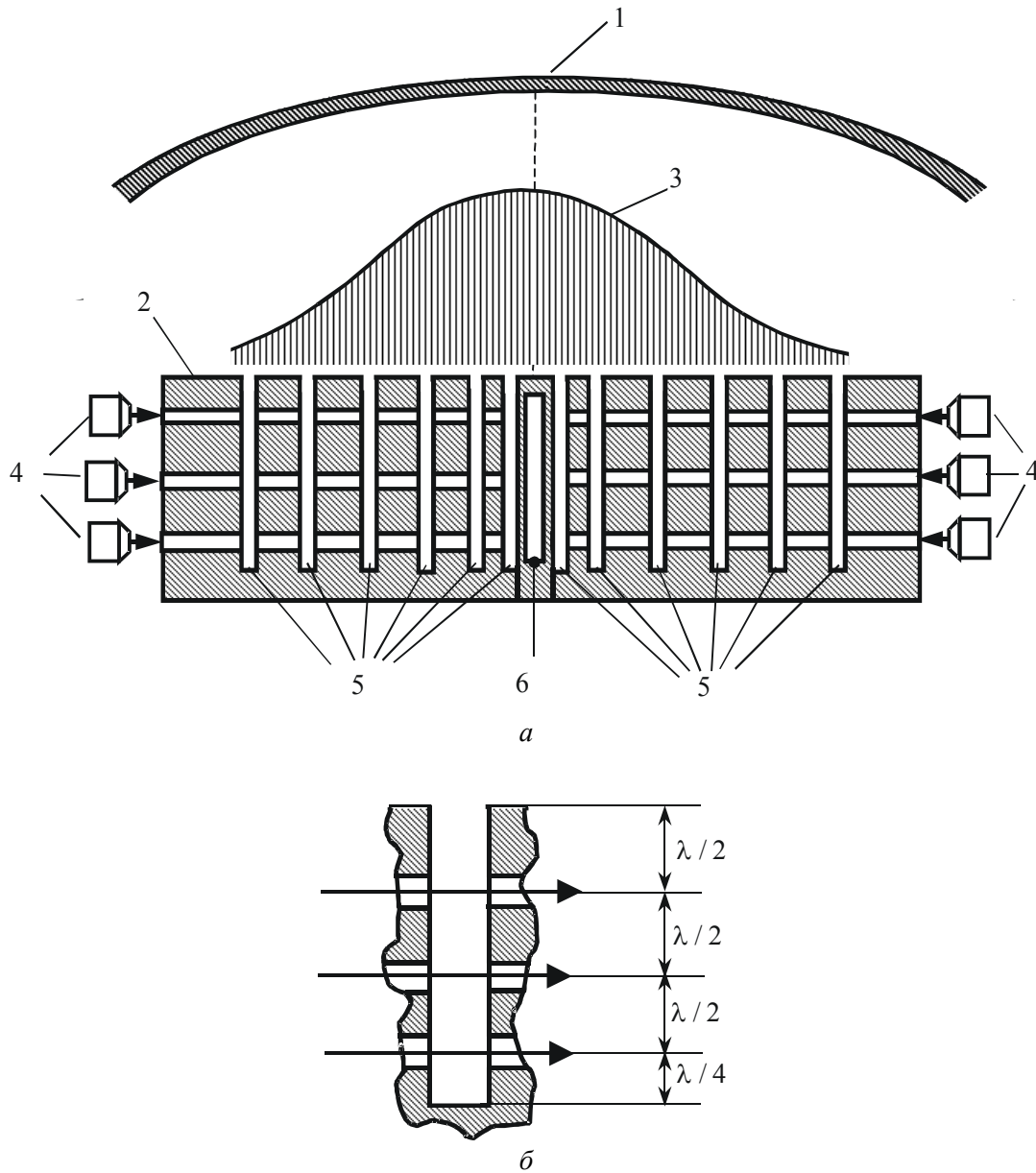


Рис. 1. Схема конструкции (а) многопучкового орботрона-клистрона и расположение парциальных пучков по глубине щели связи (б): 1 — фокусирующее зеркало ОР; 2 — плоское зеркало ОР; 3 — распределение поля рабочей моды на плоском зеркале (оно близко к гауссовому); 4 — электронные пушки, формирующие ленточный электронный поток, имеющий ширину Δl (нормально к чертежу), значительно превосходящую длину волны λ ; 5 — щели связи с объемным полем резонатора, одновременно это ВЧ зазоры многопучкового клистрона; б — центральный коллектор с водяным охлаждением

На рис. 1,б указано расположение парциальных пучков по глубине щели связи — они расположены в максимумах электрической составляющей стоячего поля щели — закороченной плоской длинной линии.

На рис. 2 изображена схема орботрона-умножителя частоты.

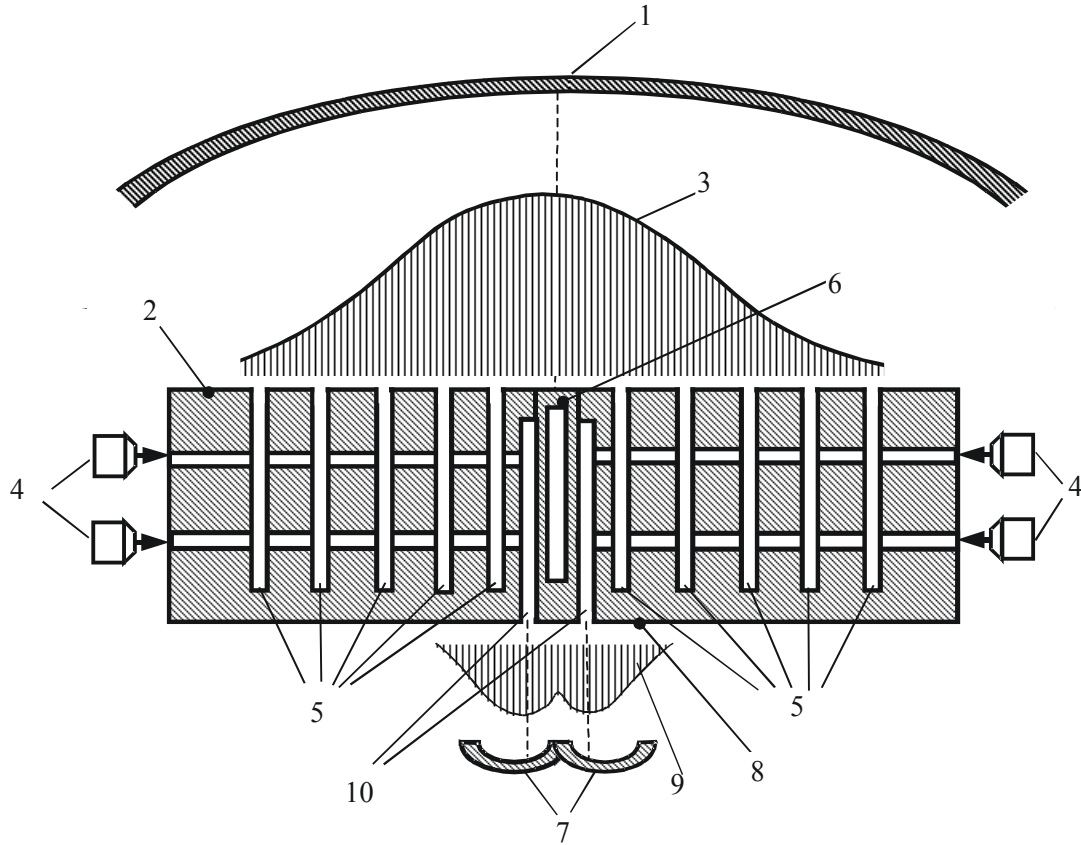


Рис. 2. Схема орботрона-умножителя частоты; обозначения 1–6 идентичны таким же на рис. 1,а; 7 — двоянные фокусирующие зеркала ОР на $n\omega$; 8 — плоское отражающее зеркало ОР на $n\omega$; 9 — распределение поля этого ОР на плоском зеркале; 10 — щель связи с ЭП на частоте $n\omega$, возбуждающая ОР

Верхняя часть конструкции соответствует выше описанному орботрону-клистрону, обозначения 1–6 идентичны таким же на рис. 1,а. Частота генерации этого клистрона — ω . В нелинейном режиме при его специальном выборе на выходе клистрона можно сформировать фазовые электронные сгустки так, что в их последовательности образуется составляющая $n\omega$ с высокой амплитудой плотности тока ЭП. Нижняя часть чертежа изображает секцию отбора энергии на частоте $n\omega$.

Ниже приведены результаты исследования и оптимизации орботронов-клистронов и умножителей, схемы которых представлены на рис. 1, 2.

Математическая модель

Для моделирования электронного потока используется метод крупных частиц. Электронный поток представляем в виде N_e крупных частиц, расположенных на электронной длине волны $\lambda_e = \lambda\beta_0$, где $\beta_0 = v_0/c$, v_0 — начальная скорость частиц электронного потока, c — скорость света. Введем следующую систему безразмерных переменных:

$$X_i = \frac{\omega z_i}{v_0}, \quad \theta = \omega t, \quad R^0 = (1 - \beta_0^2)^{\frac{1}{2}} - 1, \quad \eta_0 = \frac{e}{m_0}; \quad \beta_0 = \frac{v_0}{c};$$

$$\sigma^2 = \frac{\eta_0 I_0}{\pi \epsilon_0 a^2 v_0 \omega^2} \dot{a}, \quad f_{li} = (1 - \beta_i^2)^{3/2}, \quad \beta_i = \frac{v_i}{c}, \quad \dot{A}_k = \frac{\dot{V}_k}{d_k}; \quad (1)$$

$$\dot{Z}_k = \frac{\dot{A}_k v_0}{2\omega V_0}, \quad \dot{\xi} = \frac{\dot{V}_k}{V_0}, \quad \dot{E}_k^0 = \dot{A}_k \varepsilon^0 e^{j\theta}, \quad \dot{E}_p = \frac{-dq}{2\pi\varepsilon_0 a^2} \varepsilon^p, \quad \frac{dq}{dt} = I_0,$$

где d_k — ширина зазора k -го резонатора; a — радиус трубки дрейфа; ε^0 и ε^p — описаны в [5] соответственно для продольной составляющей поля зазора резонатора и пространственного заряда.

Релятивистское уравнение движения для i -й крупной частицы в системе t, t_0 в одномерном приближении в безразмерных переменных записывается в виде

$$\frac{d^2 X_i}{d\theta^2} = -\frac{2R^0}{\beta_i^2} f_{1i} \dot{Z}_k \varepsilon_k^0 e^{j\theta} + \sigma^2 \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \varepsilon_i^p \cdot f_{1i}. \quad (2)$$

Продольное электрическое поле зазора резонатора \dot{E}_k^0 , соответствующее его реальной конфигурации, рассчитывается методом сеток. Поле пространственного заряда крупной частицы \dot{E}_p рассчитывалось с учетом периодичности расположения частиц с периодом, равным электронной длине волны [5, 7].

Уравнение возбуждения резонатора [5, 7] для одномерной однослойной модели, с учетом введенных здесь безразмерных параметров, записывается как

$$\frac{d\dot{Z}_k^*}{d\theta} = \frac{\beta_0}{120(d_k/a)} \rho_k Q_k \frac{1 + j\varphi_k Q_k}{1 + (\varphi_k Q_k)^2} \frac{\beta_0^2}{2R^0} \frac{\sigma^2}{\pi} \int_0^{2\pi} e^{-j\theta} \varepsilon^0 \frac{dX}{d\theta} d\theta_0, \quad (3)$$

здесь $\rho_k Q_k \frac{1 + j\varphi_k Q_k}{1 + (\varphi_k Q_k)^2}$ — эквивалентное сопротивление контура; $\varphi_k = 2 \frac{\omega - \omega_{0k}}{\omega_{0k}}$;

ω — опорная частота; ω_{0k} — резонансная частота k -го резонатора; Q_k — нагруженная добротность k -го резонатора.

Наведенный ток в зазоре k -го резонатора в нормированных переменных вычисляется следующим образом:

$$\dot{I}_k^* = \frac{\dot{A}_k^*}{\sigma^2 Y_a(d/a)}. \quad (4)$$

Электронный КПД k -го каскада рассчитывается по формуле

$$\eta_{ek} = \frac{1 - \sqrt{1 - \beta_0^2} \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N [1 - (\beta_0 v_i)^2]^{-1/2}}{1 - \sqrt{1 - \beta_0^2}}, \quad (5)$$

где $v_i = \frac{dX_i}{d\theta}$.

Волновой КПД k -го каскада можно вычислить через наведенный ток и напряжение на зазоре резонатора:

$$\eta_{wk} = \operatorname{Re} \frac{\dot{Z}_k \dot{A}_k^*}{2\sigma^2}, \quad (6)$$

где \dot{A}_k^* рассчитывается при интегрировании уравнения возбуждения (3).

Расчет процессов взаимодействия электронного потока с ЭМ полем в зазоре резонатора будем проводить в режиме заданного поля. Считаем, что напряжения на щелях распределены по нормальному закону, с центром распределения на последней щели. Для расчетов задаем на-

пряжение на 1-й щели U_1 и напряжение на последней щели U_n . Тогда напряжение на k -й щели рассчитываем по формуле

$$U_k = U_n e^{\left[\frac{X_k - X_n}{X_1 - X_n} \right]^2 L_n \frac{U_1}{U_2}}, \quad (7)$$

где X_k — расстояние между центрами 1-й и k -й щелями.

Полагаем, что щели синфазны, поэтому в группирующей секции расстояние между центрами смежных щелей определяется как $\ell_k = m\lambda_e$, $\ell_{1\dots n-2}$ — одинаковы. Длина последнего дрейфа перед отбирающей энергию щелью рассчитывается так: $\ell_{n-1} = (m - 1/4)\lambda_e$.

Результаты расчетов

По описанной модели составлена программа и проведены оптимизационные расчеты приборов, предназначенных для работы на различных частотах. Для расчета прибора, работающего на частоте 50 ГГц, заданы следующие параметры: ускоряющее напряжение пучка электронов $V_0=30$ кВ, ток электронного луча $I_0=0,5$ А, один луч, радиус трубки дрейфа $R=0,025$ см, радиус луча $r=0,02$ см, количество щелей $N=7$, длина щели $d=0,01$ см, расстояния между центрами щелей заданы одинаковыми — $\ell_{1-5}=0,4$ см, расстояние между 6-й и 7-й щелями $\ell_6=0,34$ см. В программе задаются амплитуды относительных напряжений $U_k = \tilde{U}/V_0$ — на 1-й щели $U_1=0,03$ и на последней $U_7=1$. Распределение напряжений на остальных щелях, как упоминалось выше, подчиняется нормальному закону и пересчитывается по формуле (7). Фазы напряжений на щелях задавались равными нулю. В результате оптимизации U_1 , U_7 и длин между щелями получены следующие значения (вариант А1): электронный КПД $\eta_e=0,6617$, амплитуды относительных напряжений на щелях: U_k — 0,031; 0,0927; 0,227; 0,452; 0,735; 0,9733; 1,0523; длины: $\ell_{1-5}=0,3898$ см, $\ell_6=0,3505$ см; относительные наведенные токи ($I_k = \tilde{I}_k / I_0$) в щелях I_k — 0,003; 0,138; 0,603; 1,219; 0,98; 0,777; 1,1; фазы токов ϕ_k — 3,537; 4,648; -1,43; 4,646; 4,686; -1,189; 0,335; волновые КПД η_w по щелям: -0,00005; -0,0004; 0,0019; -0,018; -0,0092; 0,1408; 0,5466.

Волновой и электронный КПД вычисляются для контроля точности расчета процессов взаимодействия электронного потока с ЭМ полями в щелях резонатора: $\sum_{r=1}^N \eta_{wr} \approx \eta_e$. Этот вариант рассчитывался для числа крупных частиц $N_e=16$ на электронной длине волны λ_e . Проверка расчетов для $N_e=32$ дает значение $\eta_e=0,5963$ и оптимизацией параметров можно увеличить это значение, поскольку этот прибор может использоваться в качестве умножителя частоты, то значения относительных амплитуд гармоник тока $I_{gi} = \tilde{I}_{gi} / I_0$ в последней щели I_{gi} будут следующие: 1,026; 0,393; 0,253; 0,324; 0,162; 0,022; 0,086; 0,006; 0,057; 0,046.

Проведен расчет прибора на частоте 300 ГГц. Для начала расчетов заданы следующие параметры: $V_0=30$ кВ, $I_0=0,5$ А, один луч, радиус трубки дрейфа $R=0,02$ см, радиус луча $r=0,018$ см, количество щелей $N=7$, длина щели $d=0,01$ см. После оптимизации получены следующие параметры (вариант А2): U_k — 0,1598; 0,32; 0,5639; 0,8738; 1,191; 1,428; 1,508; длины: $\ell_{1-5}=0,09934$ см, $\ell_6=0,0911$ см, относительные наведенные токи ($I_k = \tilde{I}_k / I_0$) в щелях I_k : 0,0177; 0,047; 0,1954; 0,221; 0,11; 0,144; 0,391; волновые КПД η_w по щелям: -0,00052; -0,00316; -0,017; -0,03; 0,021; 0,074; 0,283; электронный КПД прибора $\eta_e=0,3266$. Значения относительных амплитуд гармоник тока в последней щели I_{gi} : 0,391; 0,103; 0,049; 0,041; 0,045; 0,035; 0,007; 0,011; 0,0047; 0,0116.

Проведен расчет прибора с пятью электронными лучами. Заданы следующие параметры: $V_0=30$ кВ, $I_0=0,5$ А, радиус трубки дрейфа $R=0,02$ см, радиус луча $r=0,018$ см, количество щелей $N=7$, длина щели $d=0,01$ см. После оптимизации получены следующие параметры (вариант А3): U_k : 0,1598; 0,309; 0,550; 0,860; 1,182; 1,427; 1,515; длины: $\ell_{1-5}=0,2211$ см, $\ell_6=0,2129$ см; относительные амплитуды наведенных токов в щелях I_k : 0,017; 0,156; 0,345; 0,168; 0,151; 0,127; 0,242; волновые КПД η_w по щелям: $-0,00051$; 0,0227; 0,0724; 0,0707; 0,0722; 0,0234; 0,108; электронный КПД прибора $\eta_e=0,369$. Значения амплитуд гармоник тока в последней щели I_{gi} : 0,242; 0,029; 0,032; 0,026; 0,0064; 0,0109; 0,0114; 0,0182; 0,0072; 0,0104.

Известно, что оптимальные конструкции многорезонаторных клистронов позволяют получить расчетный электронный КПД 80–90% [1–3]. Сгруппированный ступок электронов в таких клистронах перед отбором энергии имеет ширину менее 1 рад. Конвекционный ток в последнем зазоре содержит большое число гармоник ($n\omega$) значительной амплитуды, что позволяет эффективно использовать многорезонаторные клистроны в качестве умножителей частоты. Проведен расчет многорезонаторного клистрона, который может использоваться в качестве умножителя частоты, если последний резонатор настроить на соответствующую гармонику конвекционного тока луча. Заданы следующие параметры: рабочая частота $f=50$ ГГц, $V_0=30$ кВ, $I_0=0,5$ А, один луч, радиус трубки дрейфа $R=0,025$ см, радиус луча $r=0,02$ см, количество резонаторов $N=7$, длина зазора резонатора $d=0,01$ см. Оптимизировались амплитуды и фазы напряжений на зазорах резонаторов, длины труб дрейфа. Оптимизация проводилась на максимум электронного КПД и позволила получить электронный КПД $\eta_e=0,707$ для следующих оптимальных параметров (вариант К1): длины труб дрейфа ℓ_k , см: 0,9765; 0,9396; 0,9297; 1,0004; 0,3152; 0,2192; амплитуды относительных напряжений на зазорах резонаторов $U_k = \tilde{U} / V_0$: 0,073; 0,094; 0,129; 0,166; 0,205; 0,182; 1,113; волновые КПД в резонаторах η_{wk} : $-0,00021$; 0,00085; 0,0056; 0,003; 0,00496; 0,00176; 0,692; относительные амплитуды гармоник тока в последнем зазоре $I_{gi} = \tilde{I}_{gi} / I_0$: 1,248; 0,552; 0,242; 0,094; 0,077; 0,115; 0,146; 0,072; 0,031. Можно отметить, что амплитуда 10-й гармоники тока составляет 0,031 от I_0 , эффективность умножителя на десятой гармонике с таким клистроном будет невысока. Поэтому проведена оптимизация клистрона с такими же параметрами пучка, но на максимум 10-й гармоники тока в последнем каскаде. Получены следующие оптимальные параметры (вариант К2): ℓ_k , см: 0,9765; 0,9396; 0,9297; 1,0054; 0,3201; 0,2245; амплитуды относительных напряжений на зазорах резонаторов U_k : 0,073; 0,097; 0,144; 0,156; 0,264; 0,135; 1,023; волновые КПД в резонаторах η_{wk} : $-0,0002$; 0,00092; 0,006; 0,0007; $-0,0037$; 0,0026; 0,492; относительные амплитуды гармоник тока в последнем зазоре I_{gi} : 1,22; 0,62; 0,373; 0,197; 0,091; 0,074; 0,0055; 0,074; 0,232; 0,268; электронный КПД $\eta_e=0,4985$. Как видно, в этом варианте значение 10-й гармоники тока значительно выше — $0,268 I_0$, чем в варианте К1, хотя электронный КПД несколько меньше.

Заключение

Приведенные данные исследования и оптимизации орботронов-клистронов и умножителей частоты указывают на их перспективность как источников электромагнитных колебаний в миллиметровом и субмиллиметровом диапазонах длин волн.

ORBOTRON-KLYSTRONS AND FREQUENCY MULTIPLIERS

A.V. AKSENCHYK, A.A. KURAYEV

Abstract

The generators in the G-, P-band with the use of klystron interaction are offered. Optimization calculations of the offered generator circuits are carried out. The space charge, sagging of fields in the gaps, electrons relativism is taken into account. It is shown, that the calculated electron efficiency orbotrons-klystrons on frequencies 50 and 300 GHz can reach 66, 37% accordingly. The efficiency of the klystron-multiplier of frequency achieves 50% at frequency 50 GHz, when the relative amplitude of the 10-th harmonic of current beam is 27 %.

Литература

1. Генераторы дифракционного излучения / Под ред. В.П. Шестопадова. Киев, 1991. 320 с.
2. Русин Ф.С., Богомолов Г.Д. // Электроника больших мощностей. М, 1968. № 5. С. 38–63.
3. Еремка В.Д., Кравченко В.Ф., Кураев А.А., Пустовойт В.И., Синицын А.К. // Успехи современной радиоэлектроники. 2000. № 3 С. 58–62.
4. Еремка В.Д., Кураев А.А., Синицын А.К. // В кн. 14-я Международная конференция "СВЧ техника и телекоммуникационные технологии": Материалы конф. Севастополь: Вебер, 2004. С. 199–202.
5. Аксенчик А.В., Кураев А.А. // Успехи современной радиоэлектроники. 1997. № 4. С. 45–58.
6. Аксенчик А.В., Колосов С.В., Кураев А.А., Парамонов Б.М. // Радиотехника и электроника. 1986. Т. 31, № 7. С. 1368–1374.
7. Аксенчик А.В., Кураев А.А. Мощные приборы СВЧ с дискретным взаимодействием (теория и оптимизация). Мн., 2003. 376 с.