

УДК 621.385.6

ДВУХКАСКАДНЫЕ РЕГЕНЕРАТИВНЫЕ УСИЛИТЕЛИ О-ТИПА СУБМИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН

А.В. АКСЕНЧИК, И.Ф. КИРИНОВИЧ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
П. Бровки, 6, Минск, 220013, Беларусь

Поступила в редакцию 2 февраля 2016

Сформулирована математическая модель двухкаскадного орбоклистрона-усилителя с ленточным пучком. Приведены расчеты амплитудных характеристик регенеративных усилителей на частоте 180 ГГц. Расчетный электронный КПД двухкаскадных орбоклистрон-усилителей с ленточными электронными потоками на частоте 180 ГГц может достигать значений 5 %, коэффициент усиления 35 дБ, электронная мощность 16 Вт.

Ключевые слова: усилитель О-типа, субмиллиметровый, ленточный пучок, орботрон, открытый резонатор, клистрон, оптимизация.

Введение

В работе [1] сформулирована математическая модель и получены оптимальные параметры генераторов нового типа, использующих клистронный механизм взаимодействия. Показано, что такого типа приборы (орботроны-клистроны (орбоклистроны)) с плоскими пучками (ленточными электронными потоками (ЭП)) и ускоряющим напряжением 3 кВ, позволяют генерировать электромагнитные (ЭМ) колебания в диапазоне частот от 0,1 до 3 ТГц с электронной мощностью от 0,5 до 30 Вт. Для однокаскадных усилителей на орбоклистропах в работе [2] получены оценки возможности усиления ЭМ-колебаний на частоте 100 ГГц.

В данной работе сформулирована математическая модель двухкаскадных усилителей, определены оптимальные параметры усилителей, рассчитаны амплитудные характеристики. Орбоклистрон-усилитель представляет собой клистрон с открытым резонатором (ОР). На рис. 1 приведена схема конструкции двухкаскадного орбоклистрона-усилителя с плоским электронным пучком, где 1 – фокусирующее зеркало ОР первого каскада, через окно связи ЭМ-волна мощностью P_{in} возбуждает в резонаторе ЭМ-колебания; 2 – распределение поля рабочей моды на плоском зеркале (оно близко к гауссовому); 3 – плоское зеркало ОР; 4 – электронная пушка, формирующая ленточный электронный поток; 5 – щели связи с объемным полем резонатора первого каскада, одновременно это резонаторы клистрона первого каскада; 6 – щели связи с объемным полем резонатора второго каскада, одновременно это резонаторы клистрона второго каскада; 7 – коллектор с водяным охлаждением; 8 – фокусирующее зеркало ОР второго каскада, через окно связи усиленная ЭМ-волна мощностью P_{out} поступает далее в согласованную нагрузку (антенну, волновод и т.д.). L_d – длина области дрейфа между каскадами.

Входной сигнал мощностью P_{in} подается в резонатор 1 первого каскада через окно связи. Этот резонатор выполняет функции модулятора электронного потока (ЭП) по скорости. Электронный поток взаимодействует с полем ОР (2) непосредственно через щели связи (5). Проходя последовательно через щели связи электроны получают модуляцию по скорости. В трубках дрейфа, между щелями, модуляция электронов по скорости переходит в модуляцию по плотности. В электронном потоке формируются сгустки электронов. Отметим, что основная функция первого каскада – промодулировать ЭП по скорости и плотности, причем эта модуляция не должна быть большой, иначе поступившие во второй каскад плотные сгустки наведут в резонаторе 8 ЭМ поле большой амплитуды, которое разрушит эти сгустки.

Таким образом, во второй каскад поступает ЭП с небольшой модуляцией по скорости и плотности. В щелях связи *b* и трубках дрейфа происходит увеличение группировки ЭП и в последней щели компактные сгустки электронов отдают свою энергию ЭМ-полю резонатора *8* через щели связи *b*. Как видно, здесь проявляется клистронный механизм взаимодействия. Электронная пушка *4* формирует ленточный ЭП, размеры пролетных каналов выбраны из условия нераспространения волн H_{10}, E_{11} по каналу.

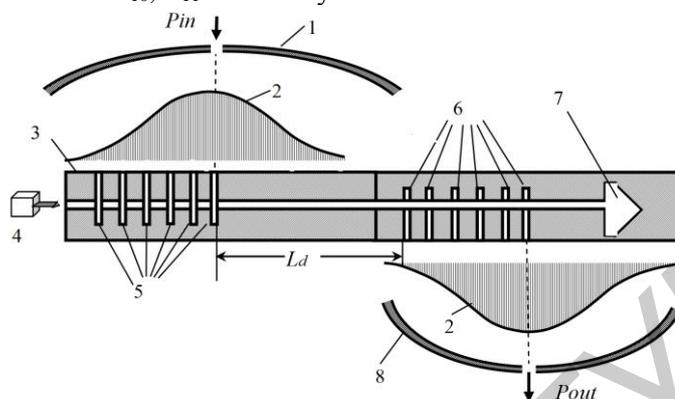


Рис. 1. Схема конструкции двухкаскадного орбоклистрона-усилителя

Математическая модель процессов взаимодействия электронного потока с электромагнитным полем в орбоклистроне-усилителе

В математической модели используется релятивистское уравнение движения электрона:

$$\frac{dv}{dt} = -\eta_0 \left(1 - \left(\frac{v}{c} \right)^2 \right)^{3/2} (\dot{E}^0 + \dot{E}^p), \quad (1)$$

где $\eta_0 = e/m_0$; e, m_0 – соответственно заряд и масса покоя электрона; v – продольная скорость электрона; c – скорость света в вакууме; v_0 – начальная скорость электронного потока; \dot{E}^0 – напряженность продольного ВЧ-поля в зазоре щели связи; \dot{E}^p – напряженность продольного поля пространственного заряда электронов.

Для нормировки уравнений движения используем следующие безразмерные переменные:

$$X_i = \frac{\omega z_i}{v_0}; \quad \theta = \omega t; \quad R^0 = 1 - \beta_0^2 \frac{1}{2} - 1; \quad \beta_0 = \frac{v_0}{c}; \quad \sigma^2 = \frac{\eta_0 \cdot I_0}{\pi \epsilon_0 a b v_0 \omega^2}; \quad f_{li} = 1 - \beta_i^2 \quad 3/2;$$

$$\beta_i = \frac{v_i}{c}; \quad \dot{A}_k = \frac{\dot{V}_k}{d_k}; \quad \dot{Z}_k = \frac{\dot{A}_k}{2\omega} \cdot \frac{v_0}{V_0}; \quad \dot{\xi}_k = \frac{\dot{V}_k}{V_0}; \quad \dot{E}_k^0 = \dot{A}_k \cdot \epsilon^0 \cdot e^{j\theta}; \quad \dot{E}^p = \frac{-dq}{2\pi \epsilon_0 a b} \cdot \epsilon_i^p; \quad \frac{dq}{dt} = I_0,$$

где d_k – длина k -го зазора; $a \times b$ – размеры канала дрейфа прямоугольного сечения; $\dot{\xi}_k$ – относительное напряжение на зазоре; \dot{Z}_k – нормированная амплитуда напряженности поля в зазоре; ϵ^0 – функция, описывающая пространственное распределение продольной составляющей напряженности поля.

Для моделирования электронного потока используется метод «крупных частиц». Электронный поток (в сечении прямоугольной формы) представлен в виде N_e «крупных частиц», расположенных равномерно 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. Формулы расчета напряженности продольного поля \dot{E}^p пространственного заряда такой «крупной частицы» приведены в работах [3, 5]. Напряженность продольного ВЧ-поля \dot{E}^0 в зазоре щели связи рассчитывается путем решения уравнения Лапласа с заданными граничными условиями [1, 5].

В модели орбоклистрона-усилителя в первом каскаде при расчете \dot{E}_k^0 – напряженности продольного ВЧ-поля в зазоре k -й щели связи учитывается поле, создаваемое мощностью входного сигнала – P_{in} , подаваемого на резонатор через окно связи (рис. 1). Представим поле \dot{E}^0

в следующем виде: $\dot{E}^0 = \dot{E}_k^0 + \dot{E}^{0p}$, где \dot{E}_k^0 – напряженность поля возбуждаемого наведенным током \dot{I}_k , \dot{E}^{0p} – напряженность поля возбуждаемого входной мощностью P_{in} .

Для расчета P_{in} использованы результаты работы [4], где получены выражения для расчета наведенного тока в резонаторе через заданную входную мощность. Для резонатора наведенный ток \dot{I}_1 рассчитывается по следующим формулам:

$$\operatorname{Re} \dot{I}_1 = \sqrt{\frac{8K_p^0}{G_0 \rho_1} \left(\frac{1}{Q_1} - \frac{1}{Q_{01}} \right)}, \operatorname{Im} \dot{I}_1 = 0, \quad (2)$$

где $K_p^0 = \frac{P_m}{P_0}$, $P_0 = I_0 U_0$, $G_0 = I_0 / U_0$, ρ_1 – волновое сопротивление резонатора, Q_1 – нагруженная добротность резонатора, Q_{01} – «холодная» ненагруженная добротность резонатора.

Выразим мощность P_{in} через напряжение на щели \dot{V}_1 и наведенный ток \dot{I}_1 : $P_{in} = 0,5 \dot{V}_1 \dot{I}_1^*$. Тогда напряжение на щели запишется так: $\dot{V}_1 = 2P_{in} / \dot{I}_1^*$.

Напряженность поля от входного сигнала в k -ой щели рассчитывается следующим образом:

$$\dot{A}_{pk} = \frac{\dot{V}_1}{d_k} = \frac{2P_{in}}{\dot{I}_k^* d_k}. \quad (3)$$

Используя безразмерные параметры, определим нормированную амплитуду напряженности поля в щели от входного сигнала (с учетом формул (2), (3)):

$$\dot{Z}_{pk} = \frac{\dot{A}_{pk} \cdot v_0}{2\omega \cdot V_0} = \sqrt{\frac{G_0 \rho_1 K_p}{8 \left(\frac{1}{Q_1} - \frac{1}{Q_{01}} \right)}} \frac{\lambda \beta_0}{2\pi d_k}. \quad (4)$$

Подставляя в уравнение движения (1) безразмерные параметры, описанные выше, и нормированную напряженность поля в щели связи $\dot{Z}_k = \dot{Z}_k^0 + \dot{Z}_{pk}$, где \dot{Z}_k^0 – нормированная амплитуда заданной напряженности поля в щели, получим релятивистское уравнение движения для i -й «крупной частицы» в системе t, t_0 в одномерном приближении в безразмерных переменных:

$$\frac{d^2 X_i}{d\theta^2} = -\frac{2R^0}{\beta_i^2} f_{li} \cdot \dot{Z}_k \cdot \varepsilon_k^0 \cdot e^{j\theta} + \sigma^2 \frac{1}{N_e} \sum_{i=1}^{N_e} \varepsilon_i^p \cdot f_{li}. \quad (5)$$

Решаем полученное уравнение совместно с уравнением возбуждения резонатора, которое в безразмерных переменных имеет вид:

$$\frac{d\dot{Z}_{kl}^*}{d\theta} = \frac{\beta_0 ab}{120 d_k} \rho_k Q_k \frac{1 + j\varphi_k Q_k}{1 + \varphi_k Q_k^2} \frac{\beta_0^2}{2R^0} \frac{\sigma^2}{\pi} \int_0^{2\pi} e^{-j\theta L} \varepsilon^0 \frac{dX}{d\theta} d\theta_0. \quad (6)$$

Уравнения (5), (6) являются основой для численного решения самосогласованной задачи орбоклизотрона-усилителя. Так как усилитель состоит из двух каскадов, то порядок расчета усилителя будет следующий. Вначале рассчитываем первый каскад усилителя:

а) для заданных значений ускоряющего напряжения U_0 , тока электронного луча I_0 , частоты f рассчитываем орбоклизотрон-генератор, затем этот генератор переводим в режим регенеративного усиления, реализуя пункты б) – г);

б) численно определяем пусковой ток генератора I_{start} , уменьшая последовательно I_0 , рассчитываем электронный КПД η_e для дискретных значений I_0 . При некотором значении I_0 электронный КПД η_e будет близок к нулю. Это и будет значением пускового тока I_{start} ;

в) устанавливаем рабочий ток усилителя меньше пускового: $I_0 < I_{start}$;

г) задаем входную мощность сигнала P_{in} . Полагаем, что напряжения на щелях распределены по нормальному закону, с центром распределения на последней щели. Для расчетов задаем начальное приближение напряжения на 1-й щели V_1 и напряжения на последней щели V_n , с учетом входной мощности. Тогда напряжение на k -ой щели рассчитывается по формуле

$$V_k = V_n \exp\left(\frac{X_k - X_n}{X_1 - X_n}\right)^2 \operatorname{Ln} \frac{V_1}{V_2}, \quad (7)$$

где X_k – расстояние между центрами 1-ой и k -ой щелями.

Электронный КПД k -го каскада рассчитываем по формуле

$$\eta_{ek} = \frac{1 - \sqrt{1 - \beta_0^2} \frac{1}{N_e} \sum_{i=1}^{N_e} [1 - (\beta_0 v_i)^2]^{-1/2}}{1 - \sqrt{1 - \beta_0^2}}, \quad \text{где } v_i = \frac{dX_i}{d\theta}.$$

Полагаем, что щели синфазны (все напряжения на щелях имеют нулевую фазу). Решая совместно уравнения движения «крупных частиц» (5) и уравнение возбуждения (6), находим решение самосогласованной задачи для первого каскада усилителя. В результате решения будут известны значения скоростей и положение электронов на выходе 1-го каскада. Эти значения принимаем за граничные условия для начала расчета 2-го каскада. Решаем самосогласованную задачу для второго каскада.

Алгоритм решения самосогласованной задачи [5] состоит в организации следующего итерационного процесса.

1. Задаем начальные приближения напряжений на щелях V_1 и V_n и входную мощность P_{in} . С учетом формул (2–4), используя формулу (7), определяем распределение напряжений по щелям и, соответственно, нормированные амплитуды напряженностей полей в щелях $\dot{Z}_k = \dot{Z}_k^0 + \dot{Z}_{pk}$.

2. Решая совместно уравнения (5), (6) находим первое приближение рассчитанных амплитуд напряженностей полей в щелях \dot{Z}_{kl}^{*1} .

3. Выбираем эти значения в качестве начальных (V_1, V_n, V_k) для следующей итерации.

4. Вычисляем невязку: $|\dot{Z}_k^{s-1} - \dot{Z}_{kl}^{*s}| / \dot{Z}_k^{s-1} < \varepsilon$, здесь ε – заданная точность.

5. Полагая, что $\dot{Z}_k^{s+1} = \dot{Z}_{kl}^{*s}$, где s – номер итерации, повторяем пункты 1–4 до тех пор, пока не будет достигнута заданная точность ε .

Результаты расчетов и их обсуждение

По разработанной математической модели были составлены программы анализа и оптимизации процессов взаимодействия электронных потоков с ЭМ-полями резонаторов в двухкаскадном орбоклинстроне усилителя.

Расчет орбоклинстрона-усилителя следует начинать с расчета однокаскадного орбоклинстрона-генератора. Для расчета орбоклинстрона генератора и усилителя необходимо правильно выбрать размеры электронного пучка, канала дрейфа, размеры щелей связи. Учтем, что размеры конструкций генератора и однокаскадного усилителя одинаковы. Как видно из рис. 1, схемы каскадов усилителя одинаковы, поэтому ниже приведено описание расчета первого каскада.

Описание расчета размеров щелей связи, длин труб дрейфа, размеров канала дрейфа приведено в [5]. Размеры каналов дрейфа выбираются с учетом условия нераспространения в канале высших типов волн H_{m0}, E_{11} . При несоблюдении этого условия возникает сильная положительная обратная связь в усилителе, что приводит к самовозбуждению прибора. Плоский электронный пучок сечением $h \times r$ движется в канале дрейфа прямоугольного сечения размером $a \times b$. Для прибора с рабочей частотой $f = 180$ ГГц выбираем пучок сечением $0,06 \times 0,02$ см. Сечение канала дрейфа выбираем $0,08 \times 0,03$ см, из условия нераспространения мод H_{10} и E_{11} по каналу. Тогда размеры пучка и канала дрейфа будут следующие: $h = 0,06$ см, $r = 0,02$ см,

$a = 0,08$ см, $b = 0,03$ см. Размеры щели: ширина щели $e = 0,167$ см, длина щели (зазора) $d = 0,01$ см. Задаем количество щелей $N = 10$. Задаем добротность открытого резонатора $Q = 300$, ускоряющее напряжение $U_0 = 3$ кВ, ток электронного пучка $I_0 = 0,2$ А. После проведения оптимизации орбоклитрон-генератор имеет следующие параметры: расчетный КПД $\eta_e = 0,097$, электронная мощность 58 Вт.

Оптимизированную выше конструкцию генератора выбираем как базовую для расчета усилителя. Расчет усилителя начинаем с определения пускового тока базовой конструкции генератора. Рассчитывая зависимость КПД и мощности выходного сигнала генератора от тока I_0 , определяем пусковой ток генератора. Для усилителя задаем рабочий ток ниже этого значения, для данной конструкции $I_0 = 0,1$ А.

Для двухкаскадной схемы усилителя необходимо скорректировать добротность резонатора 1-го каскада, иначе возникает самовозбуждение усилителя. Расчеты показали, что при добротности резонатора $Q = 120$ 1-го каскада и добротности резонатора $Q = 300$ 2-го каскада, самовозбуждение усилителя отсутствует.

Расчет дает следующие значения выходных характеристик двухкаскадного усилителя: электронный КПД = 0,054, коэффициент усиления по мощности $K_p = 23,3$ дБ, электронная мощность $P_{out} = 16,2$ Вт, при входной мощности $P_{in} = 0,075$ Вт. На рис. 2 для двухкаскадного усилителя приведены зависимости коэффициента усиления по мощности K_p и электронной мощности P_{out} от входной мощности P_{in} ($f = 180$ ГГц).

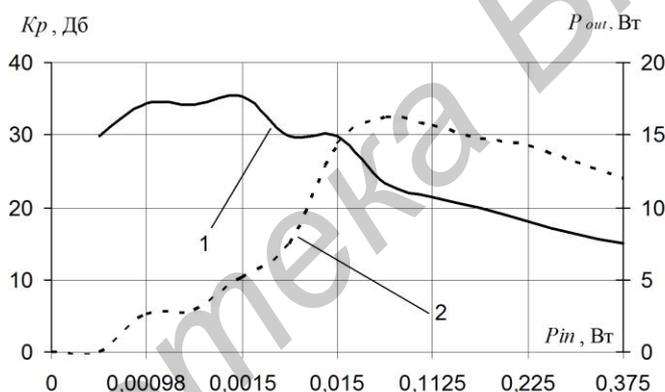


Рис. 2. Зависимость коэффициента усиления K_p и электронной мощности P_{out} от входной мощности P_{in} ($f = 180$ ГГц): кривая 1 – коэффициент усиления K_p , кривая 2 – электронная мощность P_{out}

Из рис. 2 видно, что усиление начинается после превышения уровня входной мощности $P_{in} = 0,0008$ Вт. Усилитель работает в режиме регенеративного усиления. При увеличении входного сигнала, рис. 2, электронная мощность вначале растет, однако коэффициент усиления уменьшается. После превышения уровня входной мощности $P_{in} = 0,1$ Вт – электронная мощность и коэффициент усиления уменьшаются. Это свидетельствует о том, что усилитель работает в режиме насыщения. Амплитудные характеристики, как видно из рис. 2, носят нелинейный характер.

Заключение

На основе разработанной математической модели двухкаскадного орбоклитрона-усилителя составлены программы и проведены расчеты амплитудных характеристик усилителя на частоте 180 ГГц. Амплитудные характеристики носят нелинейный характер. Расчетный электронный КПД орбоклитронов-усилителей с плоскими электронными потоками на частоте 180 ГГц может достигать значений 0,054, коэффициент усиления 30 дБ, электронная мощность $P_{out} = 16$ Вт. Для сравнения можно отметить, что однокаскадные схемы орбоклитронов-усилителей, описанные в [2, 5], имеют на частоте 180 ГГц коэффициент усиления по мощности $K_p = 23$ дБ, электронную мощность $P_{out} = 2,8$ Вт.

TWO-CASCADE REGENERATIVE AMPLIFIERS OF O-TYPE OF THE SUBMILLIMETRIC WAVE BANDS

A.V. AKSENCHYK, I.F. KIRINOVICH

Abstract

The mathematical model of the two-cascade orboklystron-amplifier with sheet beams is formulated. Calculations of amplitude characteristics of regenerative amplifiers on frequency of 180 GHz are resulted. Calculation electronic efficiency of two-cascade orboklystron-amplifiers with sheet beams on frequency of 180 GHz can reach values of 5 %, electronic power 16 W, gain 35 dB.

Keywords: amplifiers of O-type, submillimetric, sheet beams, orbitron, open cavity, klystron, optimisation.

Список литературы

1. Аксенчик А.В., Киринович И.Ф., Кураев А.А. // Весці НАН Беларусі. Сер. фіз.-тэхн. навук. 2011. № 4. С. 110–118.
2. Аксенчик А.В., Киринович И.Ф., Кураев А.А. и др. // Матер. 22-й Междунар. конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии», Севастополь, Крым, Украина, 10–14 сент. 2012, С. 197–198.
3. Аксенчик А.В., Киринович И.Ф. // Весці НАН Беларусі. Сер. фіз.-тэхн. навук. 2011. № 2. С. 97–107.
4. Аксенчик А.В., Кураев А.А. Мощные приборы СВЧ с дискретным взаимодействием (теория и оптимизация). Минск, 2003.
5. Аксенчик А., Кураев А., Киринович И. Усилители и генераторы О-типа миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов длин волн (теория и оптимизация). Palmarium Academic Publishing, 2014.