

МНОГОПУЧКОВЫЙ ДВУХКАСКАДНЫЙ УМНОЖИТЕЛЬ ЧАСТОТЫ О-ТИПА

Е. Н. Одаренко

Харьковский национальный университет радиоэлектроники
 14, пр. Ленина, Харьков, 61166, Украина
 E-mail: oen@kture.kharkov.ua

Проведено теоретическое исследование умножения частоты в гибридном электронном приборе О-типа с многопучковой электронно-оптической системой. Для анализа используется многомерная нелинейная теория двухкаскадных приборов с длительным взаимодействием. Установлены физические причины повышения эффективности взаимодействия при формировании заданного распределения начальных скоростей парциальных потоков многослойного электронного пучка. Ил. 8. Библиогр.: 11 назв.

Ключевые слова: гибридный умножитель частоты, многомерная нелинейная теория, многослойный электронный пучок.

Применение существующих приборов СВЧ малой и средней мощности для освоения более высокочастотных диапазонов сопряжено с рядом физических и технических проблем, обуславливающих снижение эффективности электронно-волнового взаимодействия при повышении рабочей частоты. Устройства дифракционной электроники позволяют отчасти решить эту задачу, однако их КПД также существенно снижается при увеличении частоты генерации [1, 2]. Вместе с тем известны результаты исследований, свидетельствующие о возможности применения оротронов и генераторов дифракционного излучения (ГДИ) в более высокочастотных диапазонах за счет формирования различных схем умножения частоты [3–5].

Подобного рода устройства являются неавтономными колебательными системами (однокаскадными или многокаскадными), эффективность умножения частоты в которых определяется параметрами внешнего воздействия и характеристиками энергообмена электронного потока с высокочастотным полем на гармониках частоты входного сигнала. Достоверное теоретическое исследование умножительных электронно-волновых систем, работающих в коротковолновой части СВЧ-диапазона, возможно только в рамках многомерных моделей взаимодействия потоков заряженных частиц с высокочастотными и статическими полями, поскольку в малогабаритных приборах с относительно слабой фокусировкой пучка поперечные смещения траекторий электронов существенно сказываются на эксплуатационных характеристиках. В связи с этим актуальной является задача разработки теории умножителей частоты, в которой учтены эффекты, обусловленные многомерностью движения электронов в пространстве взаимодействия. Применение многокаскадных умножителей частоты приводит к усложнению модели, но расширяет возможности управления параметрами электронно-волновой системы.

В данной работе рассматривается многомерная нелинейная теория гибридного двухкаскадного умножителя частоты с ленточным электронным потоком, который формируется по толщине несколькими парциальными потоками с различными начальными скоростями и прицельными расстояниями. На величину мощности входного сигнала не накладываются ограничения, поэтому в общем случае учитывается нелинейность электронно-волнового взаимодействия в обоих каскадах.

Многопучковая схема умножителя позволяет в определенной степени компенсировать высокочастотное расслоение электронного потока и повысить мощность выходного сигнала [6]. В работе [7] для повышения эффективности взаимодействия в оротроне была предложена система парциальных потоков, распределенных по ширине электронного пучка.

1. Постановка задачи. Рассматривается двухкаскадная схема многомерной электронно-волновой системы О-типа с нерезонансным модулятором и резонансным выходным участком пространства взаимодействия, настроенным на одну из высших временных гармоник частоты входного сигнала. Схема умножителя с соответствующей системой координат представлена на рис. 1. Каждый из каскадов представляет собой неавтономную систему (волновую или колебательную), причем с различным способом реализации внешнего воздействия.

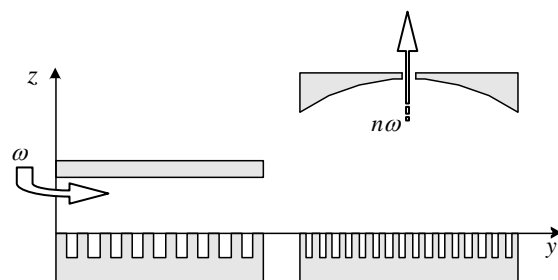


Рис. 1. Схема гибридного умножителя частоты

Исходный сигнал подается на высокочастотный вход модулятора, где осуществляется силовая группировка электронного потока и усиление мощности. В результате резонансный каскад возбуждается модулированным потоком электронов, спектральный состав которого определяется характеристиками электронно-волнового взаимодействия в модуляторе.

Параметры замедляющей системы в выходном каскаде подбираются в соответствии с коэффициентом умножения таким образом, чтобы взаимодействие происходило на низшей пространственной гармонике поля.

В представленной схеме применяется ленточный электронный поток толщины δ , разделенный в поперечном направлении (ось Oz) на парциальные пучки, каждый из которых имеет свою начальную продольную скорость \bar{v}_i (рис. 2).

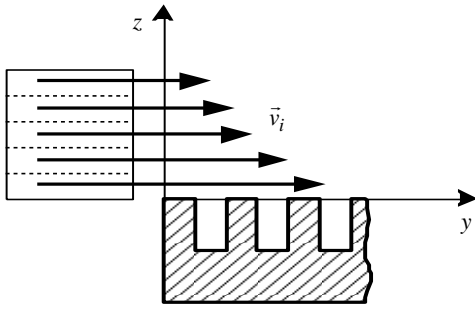


Рис. 2. Схема многоскоростного электронного потока

Фактически в данном случае реализуется многопучковая схема пространства взаимодействия, в которой можно формировать заданное распределение начальных скоростей в системе парциальных потоков. В данной работе основное

внимание уделено случаю линейного распределения, которое характеризуется фиксированной разностью начальных скоростей смежных парциальных пучков:

$$\Delta v = v_{i+1} - v_i, \quad i = 1, 2, \dots, N-1, \quad (1)$$

где i – порядковый номер, который отсчитывается от основного парциального потока, ближайшего к плоскости замедляющей системы; N – общее количество парциальных потоков.

Пространство взаимодействия гибридного умножителя частоты содержит участки с различными типами энергообмена между электронным потоком и высокочастотным полем. В связи с этим при теоретическом исследовании возникает необходимость совместного применения двух моделей, соответствующих нерезонансному и резонансному электронно-волновому взаимодействию. Основы такого подхода к анализу гибридных приборов мм и субмм диапазона, основанного на пространственно-временной аналогии волновых и колебательных систем, изложены в работе [8].

Использование многопотоковой электронно-оптической системы не приводит к увеличению количества уравнений движения электрона в высокочастотных и статических полях, поскольку изначально в многомерной теории применяется многослойная модель потока заряженных частиц. Поэтому в качестве исходной используется самосогласованная система уравнений гибридного умножителя частоты с моноскоростным электронным пучком [5].

В переменных Лагранжа система уравнений движения электрона в нерезонансном модуляторе для i -го парциального потока записывается следующим образом:

$$\begin{aligned} \frac{d^2\theta_i}{d\xi^2} &= \left(1 + \frac{1}{\Phi_i} \frac{d\theta_i}{d\xi}\right)^3 \left\{ \frac{\Phi_i F(\xi)}{2} \Psi_y(Z) \cos \alpha_i - \Phi_i \beta_{ci}^2 B_z(\xi, Z) v_x \right\}, \\ \frac{d^2 Z_i}{d\xi^2} &= \left(1 + \frac{1}{\Phi_i} \frac{d\theta_i}{d\xi}\right)^2 \left\{ \frac{F(\xi)}{2} \left(-\frac{\Phi_i}{2} \Psi_z(Z) \sin \alpha_i + \frac{dZ_i}{d\xi} \Psi_y(Z) \cos \alpha_i \right) - \right. \\ &\quad \left. - \beta_{ci}^2 v_x \left(\frac{\Phi_i}{2} B_y(\xi, Z) + \frac{dZ_i}{d\xi} B_z(\xi, Z) \right) \right\}, \\ v_x &= \frac{2}{\Phi_i} \int_{Z_0}^Z B_y(\xi, Z') dZ' - \int_0^\xi B_z(\xi', Z) d\xi'. \end{aligned} \quad (2)$$

Здесь используются следующие обозначения: $\xi = \frac{y}{L}$ и $Z = \frac{z}{H}$ – нормированные на соответствующий масштаб продольная и поперечная координаты; $\Phi_i = \beta_{ei} L$ – статический угол пролета

электроном i -го парциального потока пространства взаимодействия длиной L ; $\beta_{ei} = \frac{\omega}{v_i}$ – электронное волновое число; ω – циклическая частота входного сигнала; $\alpha_i = \theta_i + \Phi_i b_i \xi + \varphi_0 + \gamma$;

$\theta_i = \omega t - \Phi_i \xi - \varphi_0$; $F(\xi)$ и $\gamma(\xi)$ – текущие значения амплитуды и фазы сигнала соответственно;

$b_i = 1 - \frac{v_i}{v}$ – относительный рассинхронизм между начальной скоростью электронов i -го частичного потока и фазовой скоростью синхронной с пучком пространственной гармоники замедляющей системы v ; $\beta_{ci} = \Phi_i \frac{\omega_c}{\omega}$ – циклотронный

угол пролета; $\omega_c = \frac{eB_0}{m}$ – циклотронная частота;

e и m – заряд и масса покоя электрона; B_0 – постоянная составляющая индукции фокусирующего магнитного поля; $B_y(\xi, Z)$ и $B_z(\xi, Z)$ – координатные компоненты фокусирующего магнитоэстатического поля (в общем случае неоднородного). Поле пространственного заряда не учитывается.

В самосогласованной постановке амплитуда и фаза колебаний находятся из уравнений возбуждения поля электродинамической системы модулированным электронным потоком. Предполагается, что в модуляторе условия возбуждения колебаний выполняются только на первой гармонике частоты входного сигнала. Тогда уравнения возбуждения для амплитуды и фазы поля приводятся к виду

$$\begin{aligned} \frac{dF}{d\xi} &= \frac{G_m}{\pi\delta} (A_1 \cos \gamma - A_2 \sin \gamma), \\ \frac{d\gamma}{d\xi} &= -\frac{G_m}{\pi F \delta} (A_2 \cos \gamma + A_1 \sin \gamma), \end{aligned} \quad (3)$$

где

$$\begin{aligned} A_1 &= \int_0^{2\pi} \int_{Z_1}^{Z_2} \left(\Psi_y \cos \alpha_i + \Psi_z \frac{2}{\Phi_i} \frac{dZ_i}{d\xi} \sin \alpha_i \right) dZ_0 d\varphi_0, \\ A_2 &= \int_0^{2\pi} \int_{Z_1}^{Z_2} \left(\Psi_y \sin \alpha_i - \Psi_z \frac{2}{\Phi_i} \frac{dZ_i}{d\xi} \cos \alpha_i \right) dZ_0 d\varphi_0. \end{aligned}$$

Здесь G_m – безразмерный параметр эффективности взаимодействия (аналог параметра Пирса). Наличие индекса i означает зависимость соответствующего параметра от начального значения поперечной координаты.

На нерезонансном участке пространства взаимодействия амплитуда колебаний является функцией продольной координаты, и ее пространственное распределение устанавливается самосогласованным образом в процессе энергообмена между высокочастотным полем и электронным потоком. Поперечное амплитудное распределение синхронной с пучком пространственной гармоники запишем таким образом:

$$\begin{aligned} \Psi_y(Z) &= \frac{sh[\beta H(D-Z)]}{sh(\beta HD)}, \\ \Psi_z(Z) &= \frac{ch[\beta H(D-Z)]}{sh(\beta HD)}, \end{aligned} \quad (4)$$

где $\beta = \frac{\omega}{v}$; D – поперечный размер пространства взаимодействия. Начальные значения для решенной системы (2)–(3) представим так:

$$\theta_i|_{\xi=0} = \frac{d\theta_i}{d\xi}|_{\xi=0} = 0, \quad P|_{\xi=0} = P_0,$$

где $P = 20 \lg F$. Начальные значения поперечной координаты Z_i выбираются исходя из геометрических параметров электронно-оптической системы [9]. Начальная фаза γ_0 отсчитывается от фазы входного сигнала.

В результате электронно-волнового взаимодействия в модуляторе формируется электронный поток, содержащий сигналы на основной частоте и ее гармониках. Амплитуды временных гармоник высокочастотного тока определяются уровнем мощности входного сигнала, длиной пространства взаимодействия, сопротивлением связи и другими параметрами нерезонансного каскада умножителя частоты. Дополнительным параметром является расстройка начальных скоростей частичных электронных потоков, выражение для которой в безразмерных переменных преобразуется к виду

$$\Delta\Phi = \Phi_{i+1} b_{i+1} - \Phi_i b_i. \quad (5)$$

Модулированный электронный поток поступает на вход резонансного каскада, настроенного на частоту одной из высших гармоник входного сигнала. Номер этой гармоники n является коэффициентом умножения. В данном случае реализуется колебательная система с параметрическим внешним воздействием.

Уравнения движения в выходном каскаде умножителя отличаются от системы (2) частотой сигнала и записью координатной зависимости амплитуды колебаний. В рамках используемого приближения высокочастотной электродинамической системы амплитуда F является постоянной величиной в масштабе времени пролета электрона через пространство взаимодействия. Кроме того, фиксированной является форма продольной амплитудной огибающей высокочастотного поля $f(\xi)$. Поперечные амплитудные огибающие (4) трансформируются в характерные для поверхностной волны экспоненциально убывающие функции. Следовательно, в уравнениях движения (2) для анализа резонансного каскада следует сделать замены:

$$F(\xi) \rightarrow Ff(\xi), \quad \alpha \rightarrow n\alpha, \quad \Psi_{y,z} \rightarrow \exp(-n\beta HZ). \quad (6)$$

Уравнения возбуждения резонансной электродинамической системы модулированным электронным потоком записываются через компоненты средней комплексной крутизны колебательной характеристики $S(F, \gamma) = S_1(F, \gamma) + jS_2(F, \gamma)$:

$$\begin{aligned} \frac{dF}{d\tau} + F(1 - GS_1(F, \gamma)) &= 0, \\ \frac{d\gamma}{d\tau} + \Delta\omega + GS_2(F, \gamma) &= 0; \end{aligned} \quad (7)$$

$$S(F, \gamma) = \frac{1}{2\pi F \delta} \int_0^1 f(\xi) \int_{Z_1}^{Z_2} \Psi(Z) \int_0^{2\pi} \left(1 - j \frac{2}{\Phi_i} \frac{dZ_i}{d\xi} \right) \exp[j(n\alpha_i + \gamma)] d\varphi_0 dZ_0 d\xi, \quad (8)$$

где j – мнимая единица; τ – безразмерное время; G – параметр эффективности взаимодействия или величина положительной обратной связи [10]; $\Delta\omega = 2Q \frac{n\omega - \omega'}{\omega'}$ – электронное смещение частоты; Q – нагруженная добротность резонансной электродинамической системы на возбуждаемом типе колебаний; ω' – действительная часть комплексной резонансной частоты выходного каскада. Следует отметить, что для упрощения записи амплитуда и фаза колебаний обозначены одинаково для различных каскадов умножителя. Фаза колебаний в выходном каскаде отсчитывается от фазы высокочастотного тока, поступающего в него из модулятора, т. е. фактически представляет собой разность фаз.

Полученная нелинейная система уравнений позволяет в рамках многопучковой модели находить выходные характеристики и таким образом оценить влияние распределения начальных продольных скоростей парциальных потоков на эффективность гибридного умножителя частоты О-типа.

2. Анализ результатов. Самосогласованная система уравнений электронно-волнового взаимодействия для различных каскадов гибридного умножителя частоты решалась численно. Расчеты проводились для сравнительно больших уровней мощности входного сигнала, когда приближение слабого сигнала в модуляторе является неправомерным. Фактически рассматривается наиболее общий случай, когда в обоих каскадах процесс электронно-волнового взаимодействия является нелинейным.

В качестве продольной амплитудной огибающей высокочастотного поля использовалась функция Гаусса $f_g(\xi)$, соответствующая приборам типа оротрон-ГДИ [1], и косинусоидальная функция $f_c(\xi)$, соответствующая резонансной ЛОВ:

$$f_g(\xi) = \left(w \sqrt{\frac{\pi}{2}} \right)^{-\frac{1}{2}} \exp \left[- \left(\frac{\xi - 0,5}{w} \right)^2 \right],$$

$$f_c(\xi) = \sqrt{2} \cos \left(\frac{\pi}{2} \xi \right),$$

где w – безразмерный радиус «пятна» гауссиана на нижнем зеркале открытого резонатора. Рассмотрим сначала гауссову форму огибающей.

На рис. 3 представлены результаты расчетов зависимости максимальной амплитуды выходного сигнала (на резонансной характеристике) от параметра расстройки скоростей соседних парциальных пучков $\Delta\Phi$ для различных значений отношения рабочего тока к минимальному пусковому I_0/I_{st} (I_{st} соответствует автономному режиму работы выходного каскада).

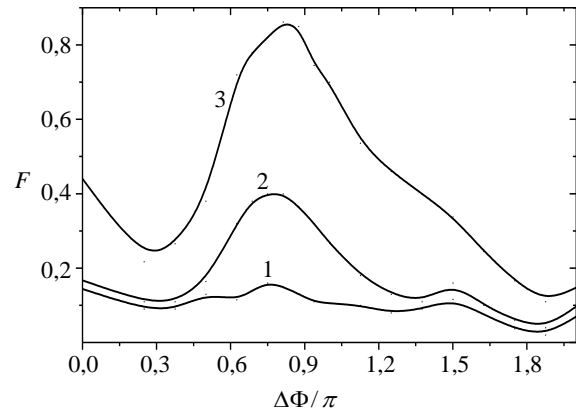


Рис. 3. Зависимости максимальной амплитуды выходного сигнала от параметра расстройки скоростей парциальных потоков, $\Phi_1 b_1 = -3\pi$, $P_0 = -26$ дБ: 1 – $I_0/I_{st} = 0,9$; 2 – 2,5; 3 – 5

Уровень мощности входного сигнала P_0 в данном случае является оптимальным для выбранного коэффициента умножения частоты ($n=4$) и соответствует максимальной выходной амплитуде для системы с моноскоростным электронным потоком ($\Delta\Phi=0$). Применение многопучковой схемы с различными начальными скоростями парциальных электронных потоков позволяет повысить эффективность умножителя, т. е. увеличить амплитуду выходного сигнала на частоте $n\omega$. Для данного значения параметра пространственного рассинхронизма изменение вели-

чины $\Delta\Phi$ приводит к увеличению амплитуды F относительно случая $\Delta\Phi=0$ только для $I_0/I_{st} > 1$. Очевидно, что для всех рассмотренных значений отношения рабочего тока к пусковому оптимальный параметр рассинхронизма соседних электронных парциальных пучков, соответствующий максимальному значению амплитуды выходного сигнала, примерно одинаковый ($\Delta\Phi \approx \pi$).

Применение в системе разноразностных потоков заряженных частиц позволяет в определенной мере компенсировать высокочастотное расслоение всего пучка в целом [6]. Как известно, расслоение обычно негативно сказывается на эффективности взаимодействия за счет неоднородности амплитудного распределения высокочастотного поля по толщине пучка. Графики на рис. 4, а иллюстрируют это явление. Здесь представлено пространственное распределение модуля амплитуды высокочастотного тока для трех парциальных потоков с одинаковыми начальными скоростями (в выходном каскаде). Цифры на кривых означают номер потока. Штриховой кривой обозначена амплитудная огибающая высокочастотного поля $f_g(\xi)$. По мере удаления от поверхности замедляющей системы происходит снижение темпа группирования электронов. В области интенсивного высокочастотного поля плотность сгустков 3-го потока наибольшая, а основной поток (ближайший к поверхности замедляющей системы) уже практически прекратил энергообмен с полем.

На рис. 4, б представлены аналогичные зависимости для оптимального значения параметра рассинхронизма соседних пучков $\Delta\Phi = \pi$. В этом случае в пределах «пятна» гауссиана модуль тока всех парциальных потоков имеет довольно большое значение, причем фазировка электронных сгустков такова, что они отдают энергию высокочастотному полю. Следовательно, реализуются условия для повышения эффективности взаимодействия.

Важно отметить, что в обоих рассмотренных случаях ($\Delta\Phi=0$ и $\Delta\Phi=\pi$) начальная скорость электронов основного парциального потока была одинаковой, однако закономерности группировки этого пучка различны. Этот результат обусловлен тем, что взаимодействие каждого парциального потока происходит с высокочастотным полем, характеристики которого формируются в процессе взаимодействия с электронным потоком в целом.

Расчеты показывают, что повышение мощности входного сигнала по сравнению с оптимальным значением для заданного коэффициента умножения приводит к существенному

уменьшению амплитуды выходного сигнала вплоть до срыва колебаний.

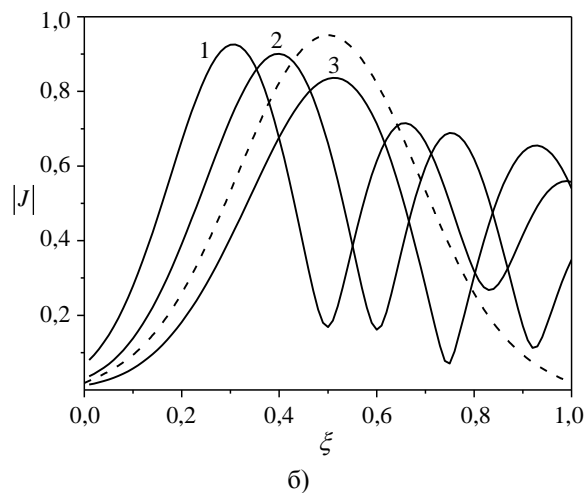
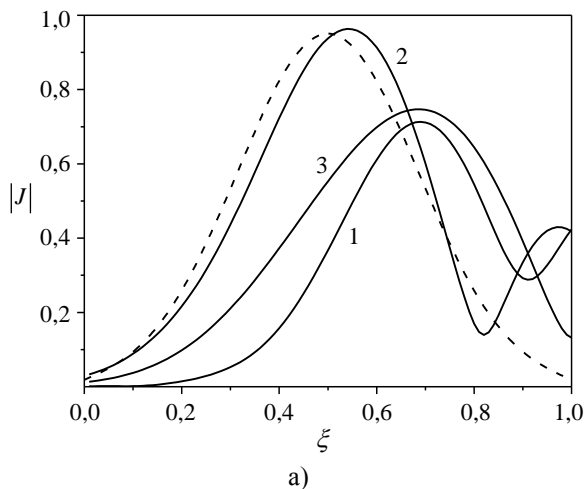


Рис. 4. Пространственное распределение модуля высокочастотного тока для парциальных потоков: а) $\Delta\Phi=0$, $P_0=-26$ дБ; б) $\Delta\Phi=\pi$, $P_0=-26$ дБ

В связи с этим представляет интерес исследование умножителя с разноразностными электронными потоками именно в этом режиме. Расчеты проводились для значения мощности входного сигнала $P_0 = -20$ дБ и двух значений параметра пространственного рассинхронизма $\Phi_1 b_1$ парциального потока, ближайшего к плоскости замедляющей системы. На рис. 5 представлены результаты для $\Phi_1 b_1 = -\frac{\pi}{3}$ и трех значений отношения рабочего тока к пусковому. Здесь повышение эффективности взаимодействия в выходном каскаде умножителя при использовании парциальных потоков с различными начальными скоростями наблюдается не только в режиме превышения рабочего тока всего пучка над пусковым, но и в режиме $I_0/I_{st} < 1$.

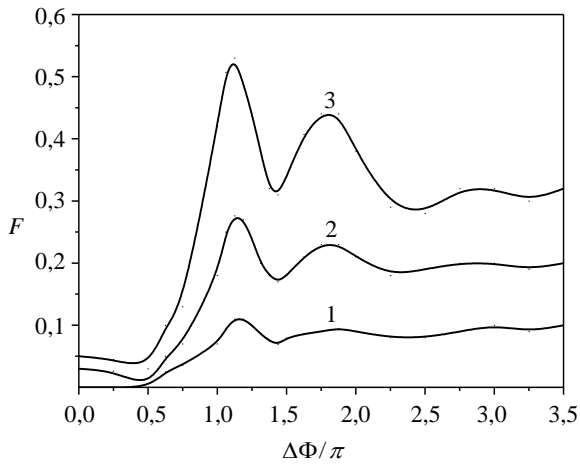


Рис. 5. Зависимости максимальной амплитуды выходного сигнала от параметра $\Delta\Phi$, $\Phi_1 b_1 = -\pi/3$, $P_0 = -20$ дБ: 1 – $I_0/I_{st} = 0,9$; 2 – 2,5; 3 – 5

При сравнительно большой мощности входного сигнала в модулирующем каскаде группировка пучка оказывается весьма существенной и на вход резонансного каскада поступают практически сформировавшиеся сгустки электронов. При движении в выходном каскаде происходит процесс разгруппировки пучка. Эффективность энергообмена при таких условиях невелика. На рис. 6, а представлены продольные распределения модуля высокочастотного тока в резонансном каскаде для оптимального значения параметра рассинхронизма скоростей соседних пучков ($\Delta\Phi = 1,12\pi$).

В этом случае энергию высокочастотному полю отдают в основном 1-й и 3-й парциальные потоки, причем группировка 3-го потока оказывается сильнее, чем 1-го (фактически речь идет о плотности электронов в сгустках). Очевидно, что такое перераспределение группировки по толщине многослойного пучка обусловлено закономерностями нелинейного электронно-волнового взаимодействия в нерезонансном модулирующем каскаде. Результаты расчетов пространственного распределения модуля амплитуды высокочастотного тока, представленные на рис. 6, б, соответствуют значению $\Delta\Phi = 3\pi$, для которого практически наступает насыщение зависимостей $F(\Delta\Phi)$. Из графиков следует: отмеченное насыщение обусловлено тем, что с высокочастотным полем взаимодействует преимущественно только 1-й парциальный поток, начальная скорость которого остается постоянной при изменении параметра рассинхронизма $\Delta\Phi$. Аналогичная ситуация наблюдается для случая сравнительно большого значения параметра пространственного рассинхронизма ($\Phi_1 b_1 = -3\pi$) (рис. 7).

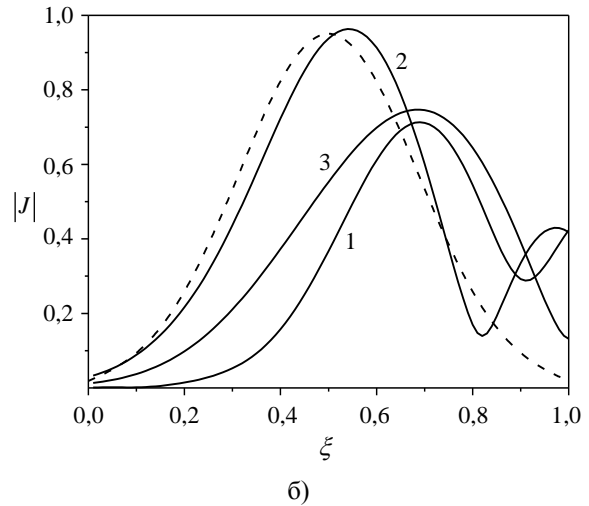
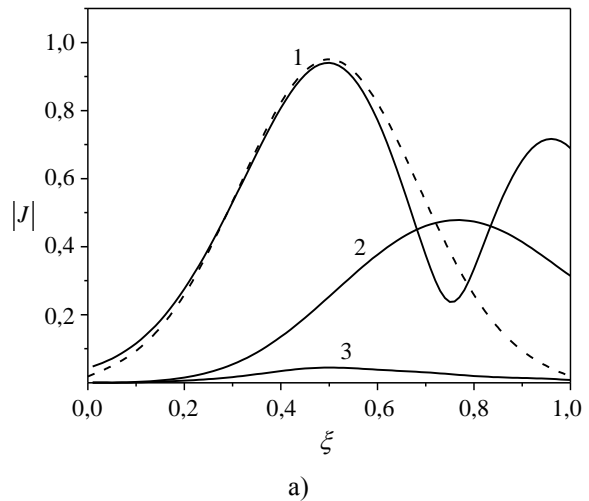


Рис. 6. Зависимости модуля амплитуды конвекционного тока от продольной координаты: а) – $\Delta\Phi = 1,12\pi$, $P_0 = -20$ дБ; б) – $\Delta\Phi = 3\pi$, $P_0 = -20$ дБ

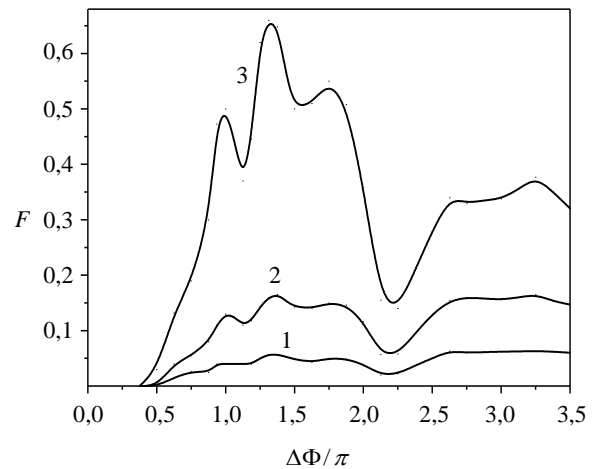


Рис. 7. Зависимости максимальной амплитуды выходного сигнала умножителя от параметра $\Delta\Phi$, $\Phi_1 b_1 = -3\pi$, $P_0 = -20$ дБ: 1 – $I_0/I_{st} = 0,9$; 2 – 2,5; 3 – 5

Колебания в выходном каскаде не возбуждаются моноскоростным ($\Delta\Phi = 0$) потоком электронов даже для значения нормированного тока $I_0/I_{st} = 5$. Увеличение рассинхронизма между соседними парциальными потоками сопровождается возбуждением колебаний для различных значений отношения рабочего тока к пусковому. Здесь, как и в рассмотренном ранее случае, наиболее существенное увеличение максимальной амплитуды выходного сигнала при изменении параметра $\Delta\Phi$ наблюдается для значения $I_0/I_{st} = 5$. Этот результат обусловлен тем, что при больших значениях модуля параметра пространственного рассинхронизма $\Phi_1 b_1$ эффективное электронно-волновое взаимодействие возможно только в случае достаточно большой амплитуды высокочастотного поля замедленной волны.

Если выходной каскад умножителя представляет собой резонансную лампу обратной волны (ЛОВ), то максимум продольной амплитудной огибающей $f_c(\xi)$ формируется в начале пространства взаимодействия. В таких условиях реализуются условия для эффективного энергообмена высокочастотного поля резонансного каскада со сгруппированным в модуляторе электронным потоком. Действительно, в этом случае сформировавшиеся сгустки электронов попадают на входе в резонатор в интенсивное высокочастотное поле. Максимум высокочастотного тока практически совпадает с максимумом поля, что приводит к увеличению эффективности взаимодействия. Расчеты показывают, что для $P_0 = -40$ дБ изменение параметра $\Delta\Phi$ практически не сказывается на величине максимальной амплитуды выходного сигнала умножителя частоты при $I_0/I_{st} > 1,5$.

Увеличение мощности входного сигнала сопровождается более интенсивным группированием электронного потока в модуляторе и, как следствие, усилением влияния расстройки $\Delta\Phi$ скоростей смежных парциальных потоков на эффективность умножителя в целом. На рис. 8 представлены результаты расчета зависимостей максимальной амплитуды выходного сигнала от нормированного параметра $\Delta\Phi$ для различных значений отношения рабочего тока к минимальному пусковому току резонансной ЛОВ и коэффициента умножения $n = 4$. Здесь также наблюдается повышение эффективности взаимодействия за счет применения многопучковой электронно-оптической системы. Однако, в отличие от ГДИ, отсутствует выраженный максимум выходной амплитуды при увеличении параметра $\Delta\Phi$.

Следует отметить, что при численных расчетах длина модулирующего каскада была фиксирована. В нерезонансных электронно-волновых системах О-типа уровень входной мощности и длина пространства взаимодействия, на которой достигается максимальная амплитуда сигнала, являются взаимосвязанными параметрами [11]. Фактически увеличение мощности входного сигнала позволяет уменьшать эффективную длину модулятора и дополнительно повышать эффективность взаимодействия за счет нелинейных эффектов.

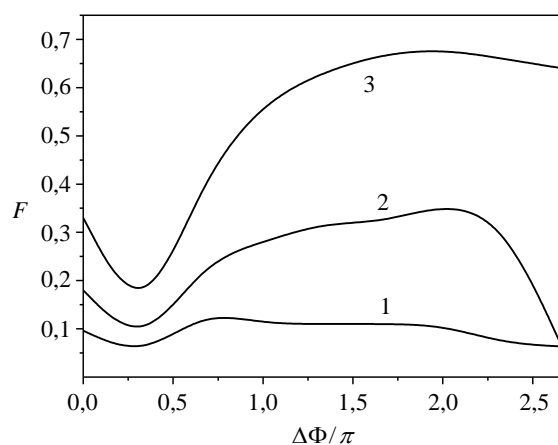


Рис. 8. Зависимости максимальной выходной амплитуды ЛОВ от параметра $\Delta\Phi$, $\Phi_1 b_1 = -\pi/3$, $P_0 = -20$ дБ: 1 — $I_0/I_{st} = 1$; 2 — 2; 3 — 5

Выводы. Разработана многомерная нелинейная теория двухкаскадного гибридного умножителя частоты с ленточным электронным пучком, который сформирован несколькими парциальными потоками с различными начальными скоростями. Проведено численное моделирование самосогласованного электронно-волнового взаимодействия в нерезонансном модуляторе и резонансном выходном каскаде с амплитудными огибающими высокочастотного поля, соответствующими ГДИ и резонансной ЛОВ. Установлены значения рассинхронизма скоростей смежных парциальных потоков, для которых реализуется увеличение амплитуды выходного сигнала умножителя для различных значений мощности входного сигнала.

Уменьшение начальной скорости электронов в парциальных потоках по мере удаления от поверхности замедляющей системы позволяет частично компенсировать высокочастотное расслоение пучка в целом за счет перераспределения высокочастотного тока в пространстве взаимодействия и увеличить амплитуду выходного сигнала в 1,5–2 раза. Наиболее существенное повышение эффективности многопучкового умножителя наблюдается для сравнительно мощных входных сигналов, когда основную роль в энерго-

обмене на различных участках пространства взаимодействия играют нелинейные эффекты.

Выражаю благодарность профессору А. А. Шматько за плодотворные дискуссии по тематике работы.

1. Шестопалов В. П. Дифракционная электроника / В. П. Шестопалов. – Х.: Изд-во Харьк. ун-та, 1976. – 231 с.
2. Шестопалов В. П. Физические основы миллиметровой и субмиллиметровой техники: в 2 т. Т. 2. Источники. Элементная база. Радиосистемы / В. П. Шестопалов. – К.: Наук. думка, 1985. – 256 с.
3. Русин Ф. С. Оротрон – преобразователь частоты / Ф. С. Русин, Л. А. Синенко, В. П. Костромин // Радиотехника и электрон. – 1977. – 22, № 8. – С. 1670–1672.
4. Булгаков С. А. Теория резонансных умножителей частоты с распределенным взаимодействием О-типа / С. А. Булгаков, Д. М. Ваврив, О. А. Третьяков // Радиотехника. Харьк. ун-т. – 1987. – Вып. 81. – С. 100–107.
5. Одаренко Е. Н. Умножение частоты в гибридной электронно-волновой системе с длительным взаимодействием (двумерная модель) / Е. Н. Одаренко, А. А. Шматько // Вісн. СумДУ. Сер. Фізика, математика, механіка. – 2007. – № 1. – С. 61–74.
6. Одаренко Е. Н. Планарный СВЧ-усилитель О-типа с многослойным электронным пучком / Е. Н. Одаренко, Н. Г. Шевченко // Вісн. Харк. нац. ун-ту. Радіофізика та електрон. – 2000. – Вип. 1, № 467. – С. 98–101.
7. Белявский Б. А. Исследование взаимодействия электронного потока с высокочастотным полем в системах типа оротрон с целью увеличения эффективности генерируемых колебаний: дис. ... канд. физ.-мат. наук / Б. А. Белявский; Ин-т радиофизики и электрон. АН СССР. – М., 1983. – 139 с.
8. Одаренко Е. Н. Нелинейная многомерная теория связанных волновых и резонансных электронных систем О-типа с распределенным взаимодействием / Е. Н. Одаренко, А. А. Шматько // Вісн. Харк. нац. ун-ту. Радіофізика та електрон. – 2001. – Вип. 1, № 513. – С. 81–85.
9. Молоковский С. И. Интенсивные электронные и ионные пучки / С. И. Молоковский, А. Д. Сушков. – Л.: Энергия, 1972. – 271 с.
10. Ваврив Д. М. Влияние поля пространственного заряда на выходные характеристики генераторов с распределенным

взаимодействием О-типа / Д. М. Ваврив, О. А. Третьяков, А. А. Шматько // Радиотехника и электрон. – 1984. – 29, № 8. – С. 1571–1579.

11. Филимонов Г. Ф. Нелинейное взаимодействие электронных потоков и радиоволн в ЛБВ / Г. Ф. Филимонов, Ю. Н. Бадлевский. – М.: Сов. радио, 1971. – 184 с.

MULTIBEAM TWO-STAGE O-TYPE FREQUENCY MULTIPLIER

Е. Н. Odarenko

Theoretical investigation of the frequency multiplication in the hybrid O-type electric vacuum device with multi-beam electro-optical system is performed. Multidimensional nonlinear theory of the two-stage electron devices with prolonged interaction is used for analysis of the physical phenomena. Physical reasons of the interaction efficiency enhancement due to forming of the partial streams initial velocities distribution in the multilayer electron beam are determined.

Key words: hybrid frequency multiplier, multidimensional nonlinear theory, multilayer electron beam.

БАГАТОПУЧКОВИЙ ДВОКАСКАДНИЙ ПОМНОЖУВАЧ ЧАСТОТИ О-ТИПУ

Є. М. Одаренко

Проведено теоретичне дослідження помноження частоти в гібридному електронному приладі О-типу з багатопучковою електронно-оптичною системою. Для аналізу використовується багатовимірна нелінійна теорія двокаскадних приладів із тривалою взаємодією. Встановлено фізичні причини підвищення ефективності взаємодії при формуванні заданого розподілу початкових швидкостей парціальних потоків багатопучкового електронного пучка.

Ключові слова: гібридний помножувач частоти, багатовимірна нелінійна теорія, багатопучковий електронний пучок.

Рукопись поступила 7 июля 2009 г.