

УДК 621.385.6

ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ГИРОТОНА-УМНОЖИТЕЛЯ ЧАСТОТЫ

А.А. КУРАЕВ, В.В. МАТВЕЕНКО, А.К. СИНИЦЫН

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

Поступила в редакцию 19 ноября 2011

Определены оптимальные режимы и найдены предельные параметры гиротона-умножителя частоты, в котором при одинаковом уровне сигнала реализуется двух- четырехкратное умножение частоты с электронным КПД более 79%. Приведены оптимальные параметры и анализ выходных характеристик двухкаскадных гиротонов.

Ключевые слова: СВЧ-усилитель, гиротон, умножение частоты, вычислительный эксперимент.

Введение

В вакуумной СВЧ-электронике принцип умножения частоты позволяет конструировать эффективные источники излучения на высоких частотах, управляемые низкочастотным сигналом от генератора небольшой мощности. В классических СВЧ-приборах О-типа умножение частоты основано на том факте, что в результате начальной скоростной модуляции сигналом на частоте ω в сгруппированном в области дрейфа электронном потоке присутствуют гармоники тока на частотах $n\omega$ достаточно большой амплитуды, вплоть до $n \sim 10$. Поэтому при соответствующей настройке выходной секции прибора, в ней возбуждаются колебания на частоте, кратной частоте сигнала. Следует однако отметить, что ввиду плохого качества пучка, сгруппированного на частотах $n\omega$, КПД таких умножителей заметно понижается с ростом номера гармоники [1].

Принципиально другой тип умножения частоты в СВЧ-приборах с круговой модуляцией релятивистского электронного пучка во вращающейся E_{110} -моду на частоте ω резонатора модулятора предложен в работе [2]. В таком умножителе развернутый по кругу РЭП возбуждает в выходном резонаторе вращающуюся $E_{n1\ell}$ или $H_{n1\ell}$ моду на частоте $n\omega$, т.е. номер гармоники совпадает с азимутальным номером. Основное преимущество такого типа умножителя состоит в том, что в нем реализуется близкий к идеальному по эффективности механизм усиления – все электроны достаточно тонкого пучка, независимо от фазы влета в модулятор, находятся в одинаковых условиях отдачи энергии.

Выполненные в работах [3] расчеты параметров и характеристик гирокон-умножителя (с вращающейся E_{n10} -моду выходного резонатора), в котором реализуется данный тип умножения частоты, подтвердили его реализуемость и достаточно высокую эффективность вплоть до $n=4$. Однако основным недостатком гирокон-умножителя является тот факт, что эффективный отбор энергии во вращающейся E_{n10} -моду возможен на коротком расстоянии при большой амплитуде из-за ухода тормозящей фазы при пролете электроном резонатора отбирателя. Уменьшения амплитуды поля в отбирателе гирокон можно обеспечить за счет использования каскадной схемы из нескольких последовательно расположенных резонаторов на вращающейся E_{n10} -моду. Это, однако, значительно усложняет конструкцию прибора.

Более изящно проблема уменьшения амплитуды поля решается в гиротоне за счет того, что отбор энергии реализован в достаточно протяженном резонаторе на вращающейся моде

при условии гирорезонанса [4]. В данной статье найдены оптимальные параметры и исследуются основные характеристики гиротона-умножителя частоты с отбирателем на вращающейся H_{n1c} моде на частоте $n\omega$.

Схема и принцип действия гиротона-умножителя

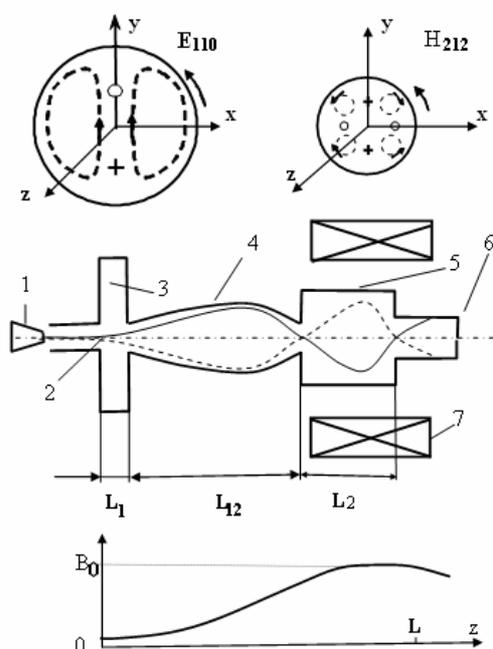


Рис.1. Схема гиротона-умножителя

Конструктивная схема рассматриваемого гиротона-умножителя и распределение ВЧ-полей в резонаторах приведены на рис. 1.

Прямолинейный релятивистский электронный поток 2, формируемый ускорителем 1, входит по оси в модулирующий резонатор 3, в котором сигналом возбуждается E_{110} -поле, вращающееся с частотой ω_0 . Под действием вращающейся поперечной магнитной составляющей этого поля происходит разворот по кругу электронного потока. Электронный поток проходит далее в трубе дрейфа 4, где в нарастающем вдоль оси магнитном поле B_0 происходит увеличение поперечной составляющей скорости электронов v_t за счет уменьшения продольной v_z . Совершив один оборот, электроны в конце трубки дрейфа входят по оси в выходной отбиратель 5, состоящий из протяженного резонатора на вращающейся с частотой $n\omega_0$ моде H_{n1c} . Благодаря тому, что азимутальная скорость вращения такой моды не зависит от n , электроны пучка, независимо от фазы влета в резонатор модулятора при правильной настройке, обеспечивающей условия гирорезонанса и полно-

го отбора [2, 4], проходят отбиратель на вращающейся с частотой $n\omega_0$ моде H_{n1c} в одинаковых условиях торможения. После прохождения отбирателя электронный поток осаждается на коллекторе 6. Соленоид 7 обеспечивает требуемое для гирорезонанса распределение магнитного поля $B_0(z)$ вдоль оси прибора.

Используемая для расчетов математическая модель

Благодаря отсутствию зависимости механизма взаимодействия электронов с полями резонаторов от фазы влета при моделировании рассматриваемых приборов, достаточно ограничиться для тонкого пучка расчетом одной траектории. В расчетах использовалась следующая система безразмерных уравнений траектории электронного пучка:

$$\frac{d\gamma \vec{\beta}}{dz} = - \left\{ A_i \left(\vec{E}_i + [\vec{\beta} \vec{B}_i] \right) + [\vec{\beta} \vec{F}] \right\} / \beta_z; \quad \frac{d\vec{r}_\perp}{dz} = \frac{\vec{\beta}_\perp}{\beta_z}; \quad \frac{d\theta}{dz} = \frac{1}{\beta_z}. \quad (1)$$

Здесь $0 < z < L$; используется декартова и цилиндрическая системы координат $\vec{r}_\perp = \frac{\omega_0}{c} \vec{r}'_\perp = x\vec{x}_0 + y\vec{y}_0 = \varphi\vec{\phi}_0 + r\vec{r}_0$; $\vec{\beta} = \vec{v} / c = \beta_\perp + \beta_z\vec{z}_0$; \vec{v} – скорость электронов пучка; $\vec{\beta}_\perp = \beta_x\vec{x}_0 + \beta_y\vec{y}_0 = \beta_\varphi\vec{\phi}_0 + \beta_r\vec{r}_0$; $\theta = \omega_0 t$ – угол пролета, $\omega_0 = 2\pi c / \lambda_0$ – частота сигнала, λ_0 – его длина волны в открытом пространстве, $\gamma = 1 / \sqrt{1 - |\vec{\beta}|^2}$ – релятивистский фактор, $(L_1, L_2, L_{12}, z) = \frac{\omega_0}{c} (L'_1, L'_2, L'_{12}, z')$ – приведенные длины резонаторов, области дрейфа и продольной координаты (размерные помечены штрихом).

Нормированные компоненты $\{\bar{E}_i, \bar{B}_i\}$ вращающихся E_{110} и $H_{n1\ell}$ – мод резонаторов имеют вид:

E_{110} – мода на частоте ω_0 :

$$\begin{aligned}\bar{E}_1 &= \frac{J_1(r)}{J_1(\mu_{11})} \cos(t - \varphi - \psi_1) \bar{z}_0; \\ \bar{B}_1 &= \frac{J_0(r) - J_2(r)}{2J_1(\mu_{11})} \sin(t - \varphi - \psi_1) \bar{\varphi}_0 + \frac{J_0(r) + J_2(r)}{2J_1(\mu_{11})} \cos(t - \varphi - \psi_1) \bar{r}_0.\end{aligned}\quad (2)$$

$J_1(\nu_{11}) = 0$; $J'_n(\mu_{n1}) = 0$; приведенный радиус резонатора $R_1 = \nu_{11}$, L_1 – задается по усмотрению, нормирующий коэффициент $J_1(\mu_{11})$ выбран таким, чтобы $\max|\bar{E}_1| = 1$.

$H_{n1\ell}$ – мода на частоте $n\omega_0$:

$$\begin{aligned}\bar{B}_2 &= k_z \frac{J_{n-1}(k_r \cdot r) + J_{n+1}(k_r \cdot r)}{2N_n \cdot n} \cos(k_z \cdot z) \sin(n(t - \varphi) - \psi_2) \bar{\varphi}_0 + \\ &+ k_z \frac{J_{n-1}(k_r \cdot r) - J_{n+1}(k_r \cdot r)}{2N_n \cdot n} \cos(k_z \cdot z) \cos(n(t - \varphi) - \psi_2) \bar{r}_0 + \\ &+ k_r \frac{J_n(k_r r)}{N_n \cdot n} \cdot \sin(k_z \cdot z) \cos(n(t - \varphi) - \psi_2) \bar{z}_0; \\ \bar{E}_2 &= -\frac{J_{n-1}(k_r r) - J_{n+1}(k_r r)}{2N_n} \sin(k_z z) \sin(n(t - \varphi) - \psi_2) \bar{\varphi}_0 - \\ &- \frac{J_{n-1}(k_r r) + J_{n+1}(k_r r)}{2N_n} \sin(k_z \cdot z) \cos(n(t - \varphi) - \psi_2) \bar{r}_0.\end{aligned}\quad (3)$$

$k_z = \frac{n}{\beta_p} = \frac{\ell\pi}{L_2}$; $k_r = \sqrt{n^2 - k_z^2} = n\sqrt{1 - 1/\beta_p^2} = \frac{\mu_{n1}}{R_2}$ – волновые числа, β_p – фазовая скорость пар-

циальной H_{n1} волны, $R_2 = \frac{\mu_{n1}}{k_r}$; $L_2 = \frac{\ell\pi}{k_z}$ – приведенные радиус и длина выходного резонатора;

нормирующий коэффициент $N_{1+n} = 0,707; 0,419; 0,36; 0,33$ выбран таким, чтобы $\max|\bar{E}_2| = 1$;

$A_i = eE_{mi} / (m_0\omega_0 c)$, E_{mi} – амплитуда, ψ_i – фаза СВЧ-поля в i -м резонаторе;

$$\vec{F} = F_r(r, z) \bar{r}_0 + F_z(r, z) \bar{z}_0, \quad F_r \cong -\frac{1}{2} r \frac{\partial F_0(z)}{\partial z} + \frac{1}{16} r^3 \frac{\partial^3 F_0(z)}{\partial z^3}; \quad F_z \cong F_0(z) - \frac{1}{4} r^2 \frac{\partial^2 F_0(z)}{\partial z^2};$$

$F_0 = \frac{B'_0(z)e}{m_0\omega_0}$; $B'_0(z)$ – распределение z -составляющей индукции магнитного фокусирующего

поля вдоль оси задавалось постоянным в резонаторах модулятора ($F_z = F_1$) и в резонаторе отбирателя ($F_z = F_2$), а в области дрейфа $F_0(z)$ плавно возрастало вдоль оси от F_1 до F_2 .

Начальные условия задавались следующим образом.

Для расчета усилителя электронный поток подавался по оси входного резонатора: при $z=0$; $\theta=0$; $\beta_z=\beta_0$, $\beta_x=0$, $\beta_y=0$, $x=0$, $y=0$.

Для исследования предельных возможностей отбирателя на его вход по оси подавался электронный поток, имеющий скорость β_0 и питч фактор $q_0 = |\beta_\perp| / \beta_z$:

при $z=0$; $\theta=0$; $\beta_z=\beta_{z0}$, $\beta_x=\beta_\perp$, $\beta_y=0$, $x=0$, $y=0$.

Электронный КПД для электрона проходящего резонатор определялся как

$$\eta = \frac{\gamma(z_{in}) - \gamma(z_{ou})}{\gamma(z_{in}) - 1}; \quad (4)$$

где z_{in}, z_{ou} – координаты входа и выхода из резонатора.

Максимальная напряженность электрического поля в резонаторе выражается через безразмерную амплитуду A_i и длину волны, соответствующую частоте сигнала следующим образом:

$$E_{mi} \left[\frac{\text{кВ}}{\text{см}} \right] = 10 A_i \frac{m_0 \omega_0 c}{e} = 3200 \frac{A_i}{\lambda_0 [\text{см}]} \quad (5)$$

Для медных резонаторов омические потери в стенках выражаются по формулам [5]:

$$P_{\sigma}^{E_{110}} [\text{кВт}] = \frac{260 A_1^2}{\sqrt{\lambda_0 [\text{см}]}} \frac{J_1'^2(\nu_{11})}{J_1^2(\mu_{11})} R_1 (L_1 + R_1), \quad (6)$$

$$P_{\sigma}^{H_{nl}} [\text{кВт}] = \frac{260 A_2^2}{N_n^2 \sqrt{\lambda_0 [\text{см}]}} J_n^2(\mu_{n1}) \sqrt{n} \left(\frac{L_2}{2R_2} \left(\frac{k_z^2}{k_r^2} + \frac{k_r^2}{n^2} R_2^2 \right) + \frac{k_z^2 R_2^2}{n^2} \cdot \left(1 - \frac{n^2}{\mu_{n1}^2} \right) \right) = \alpha_{\sigma} \frac{A_2^2}{\sqrt{\lambda_0 [\text{см}]}}.$$

Результаты расчетов

В гиротоне [4], в отличие от гирокона [3], целесообразно электронный поток вводить в резонатор отбирателя вблизи оси. Это обеспечивает как лучшую технологичность, так и уменьшение дифракционных потерь. Напряжение пучка U_0 выбрано равным 460кВ ($\beta_0=0,85$), таким же, как и в рассчитанном ранее гироконе [3], исходя из условий наилучшего соотношения мощности потерь в резонаторах, выходной мощности и расходимости пучка из-за поля пространственного заряда. С увеличением U_0 эти показатели улучшаются.

Таблица 1. Оптимальные параметры отбирателей с резонатором на H_{n1n} -моду

$\beta_p=1,2; L_2=3,77; \beta_0=0,85; q_0=1,2; \beta_1=0,65; r_0=0;$

n	1	2	3	4
A_2	0,61	0,89	1,39	2,3
ψ_2	0,57	0,44	0,03	-0,24
F_2	1,08	1,17	1,2	1,2
α_{σ}	$1,5201 \cdot 10^3$	$3,0622 \cdot 10^3$	$3,4947 \cdot 10^3$	$3,7351 \cdot 10^3$
η_2	0,90	0,86	0,82	0,80

При таком напряжении условие гирорезонанса $\gamma(1-\beta_z/\beta_p)=F_0$ и условие полного отбора $\gamma(1-\beta_p \cdot \beta_z)=1$ при взаимодействии с попутной парциальной H_{n1} -волной [4] выполняются одновременно при $\beta_p \sim 1,2; q_0 \sim 1 \div 2; F_0 \sim 1,2 \div 1,5$.

Поэтому расчеты производились при $\beta_p=1,2$, а значения q_0, F_0 подбирались исходя из возможности достижения высоких КПД и коэффициента усиления. При таком значении β_p длина резонатора для резонансной моды H_{n1n} ($\ell = n$) на частоте $n\omega_0$ равна $L_2=3,77$ и не зависит от n , а его радиус для $n=1 \div 4$ $R_2 \cong 4,49; 3,72; 3,42; 3,24$ уменьшается несущественно с увеличением n .

При указанных выше исходных параметрах были найдены оптимальные по КПД варианты отбирателя, для четырех значений n , представленные в табл. 1. Для всех вариантов получен КПД более 80%.

Заметим, что если не ограничивать значение q_0 , то теоретически можно получить на тонком пучке КПД более 98%, однако для получения больших значений q_0 требуется значительная мощность сигнала, к тому же критичность таких предельных вариантов резко возрастает и их реализуемость сомнительна. Расчеты также указывают на то, что с увеличением длины резонатора за счет использования более высоких индексов $\ell \gg n$ можно получить такие же значения КПД при более низкой амплитуде A_2 , однако это опять же приводит к повышению критичности относительно начальной толщины пучка. Хотя длина резонаторов выбрана одинаковой, величина амплитуды A_2 с увеличением n значительно возрастает. Оптимальное значение ψ_2 соответствует сдвигу фазы поля относительно направления влета электрона в резонатор.

Анализ показывает, что ввиду короткой длины резонатора L_2 и существенного влияния встречной волны в полученных вариантах условие гирорезонанса выполняется приблизительно

$\gamma(1 - \beta_z / \beta_p) = 1,04 F_0$, а начальные параметры пучка не соответствуют условиям полного отбора энергии $\gamma(1 - \beta_p \cdot \beta_z) = 0,66 \neq 1$.

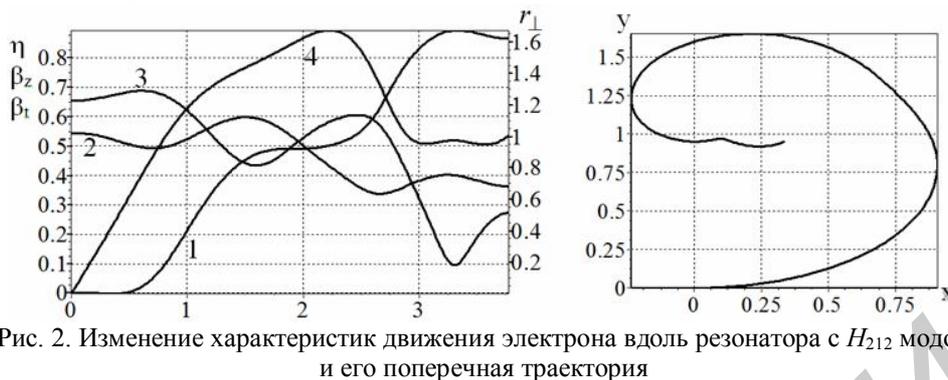


Рис. 2. Изменение характеристик движения электрона вдоль резонатора с H_{212} модой и его поперечная траектория

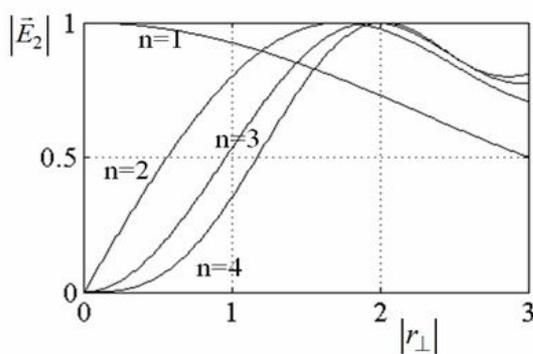


Рис. 3. Зависимость $|\vec{E}_2|$ от r для H_{n1n} -мод: кривые 1÷4 соответствуют $n=1\div 4$

происходит эффективный энергоотбор (η интенсивно возрастает) за счет преимущественного уменьшения поперечной составляющей скорости и возрастания продольной. На участке $1,9 < z < 3,77$, соответствующем второй пучности волны H_{212} , процесс повторяется (см. кривые 1, 2, 3). Такие колебания объясняются наличием встречной волны и короткой длиной отбирателя. Проходя резонатор, электроны пучка совершают всего один оборот. На рис. 3 представлены кривые для модуля электрической составляющей нормированной моды отбирателя. Как видно, максимум $|\vec{E}_2|$ соответствует значениям $r=1,5-2$ для $n=2\div 4$. Как следует из хода кривой 4 на рис. 2 электроны, отклоняясь от оси на значительное расстояние, достигают области максимальных полей. Приведенные в табл. 1 значения параметра α_{σ} позволяют сделать оценку тепловых потерь в резонаторе по формуле (6) для заданного значения частоты сигнала, соответствующего длине волны λ и коэффициента умножения частоты n .

При нахождении вариантов множителей подбирались F_1 , амплитуда поля A_1 и длина резонатора L_1 модулятора, длины области дрейфа L_{12} , исходя из обеспечения значений магнитного поля F_2 и питч-фактора q_0 электрона при его входе по оси в отбиратель, близких к оптимальным, приведенным в табл. 1 при заданном уровне мощности сигнала ($\eta_1=0,01$). Расчет показал, что если зафиксировать небольшое значение $F_1 \approx 0,1$ (при увеличении F_1 требуется увеличивать амплитуду модуляции), то, варьируя A_1 , L_{12} и F_2 , возможно с некоторой погрешностью обеспечить требуемые условия оптимального отбора. После чего оптимизировались значения A_2 , ψ_2 . В результате выполненной таким образом оптимизации были получены варианты усилителей, параметры которых приведены в табл. 2.

Характеристики варианта гиротона-удвоителя представлены на рис. 4. Как видно из табл. 2, амплитуда в отбирающем резонаторе усилителя A_2 соответствует оптимальному значению в табл. 1.

На рис. 2 представлены характеристики процесса взаимодействия электронного потока с полем H_{212} моды (вариант 2 табл. 1). Как видно из анализа изменения этих характеристик, в оптимальных условиях происходит практически монотонный отбор энергии пучка – электронный КПД (η) возрастает, при этом как продольная, так и его поперечная составляющие скорости (β_z , β_t) уменьшаются, совершая колебания – на начальном участке $0 < z < 0,6$ происходит увеличение поперечной составляющей скорости за счет уменьшения продольной при отсутствии энергообмена с полем ($\eta=0$), на следующем участке $0,6 < z < 1,6$

Таблица 2. Оптимальные параметры умножителей $\beta_0=0,85, F_1=0,1$

n	1	2	3	4
A_1	0,66	0,66	0,66	0,66
L_1	0,98	0,98	0,98	0,98
η_1	-0,01	-0,01	-0,01	-0,01
L_{12}	9,8	10,2	9,8	10,1
q_0	1,11	1,13	1,11	1,13
A_2	0,50	0,79	1,29	2,2
ψ_2	0,31	-0,99	0,72	-0,10
L_2	3,77	3,77	3,77	3,77
η_2	0,86	0,85	0,83	0,8
F_2	1,2	1,2	1,2	1,2
η_Σ	0,85	0,84	0,82	0,79
$K_u[\text{Дб}]$	19,3	19,2	19,1	19

При исследовании критичности гиротона-умножителя по отношению к толщине электронного пучка, он моделировался набором из $K=8\div 16$ электронных траекторий. При этом на входе для этих траекторий задавались условия вида $z=0; \theta=0; \beta_z=\beta_0, \beta_x=0, \beta_y=0, x_0=0, y_0=0, x_k=r_0\cos(2\pi k/K), y_k=r_0\sin(2\pi k/K), k=1..K$. Рис. 5 иллюстрирует зависимость КПД от начального радиуса электронного пучка r_0 . Анализ этих зависимостей указывает на то, что в умножителе предъявляются довольно жесткие ограничения на толщину пучка. Так, например, чтобы сохранить КПД на уровне 70% при частоте выходного сигнала, соответствующей $\lambda=20$ см, толщина пучка ($2r_0$) не должна превышать 1,7 см, 1,2 см, 1,0 см, 0,4 см для $n=1\div 4$ соответственно.

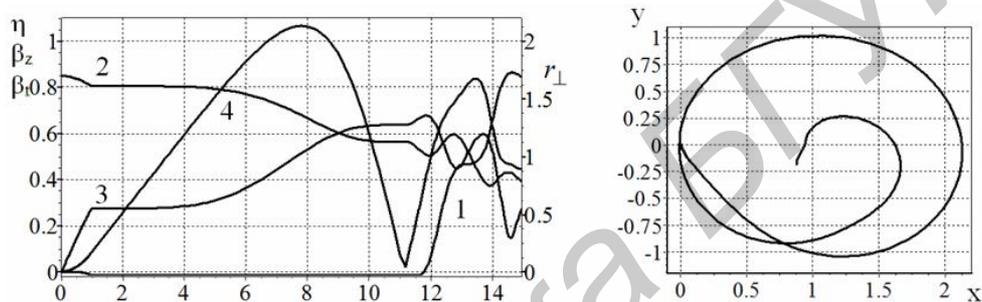


Рис. 4. Изменение характеристик движения электрона вдоль усилителя с H_{212} модой в отбирателе и поперечная траектория: кривые 1 – η , 2 – β_z , 3 – β_t , 4 – $|r_\perp|$

Предельные возможности умножителей на частотах, кратных частоте сигнала

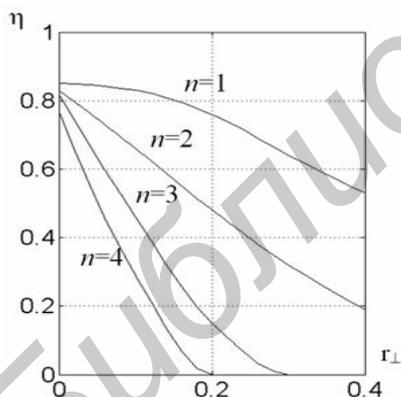


Рис. 5. Зависимость КПД от толщины пучка с разными модами

Если принять, что пробивная напряженность поля $E_{пр} \sim 200 \text{ кВ/см}$, то из (5) получаем оценку предельной длины волны сигнала гиротона-умножителя $\lambda > 16A \text{ см}$. Отсюда, исходя из значений A табл. 1, получаем при $n=1,2,3,4$ предельное значение длины волны сигнала $\lambda \sim 8, 13, 21, 35$ см для электронного пучка с напряжением 460 кВ.

Вторым важным фактором, влияющим на использование гиротона, является отношение мощности потерь в выходном резонаторе к выходной мощности. Используя (6) и значения α_σ, A_2 табл. 1 и 2, получаем при $n=1,2,3,4$ для значений длины волны сигнала $\lambda \sim 20, 40, 60, 80$ см (т.е. выходная мощность на $\lambda=20$ см), значения мощности потерь в отбирателе $P_{ст} \sim 0,85 \text{ МВт}, 3 \text{ МВт}, 7,5 \text{ МВт}, 20 \text{ МВт}$ соответственно. Если учесть, например, что для тока пучка 200А выходная мощность для всех рассматриваемых умножителей) составляет $73\div 78 \text{ МВт}$, то доля омических потерь мощности составит 1%, 4%, 10%, 26%. Мощность сигнала в модуляторе $P_{сиг} = U_0 I_0 \eta_1 + P_\sigma^{E_{110}} \approx (0,9 + 0,24) \text{ МВт}$. Следует отметить, что вышеприведенные расчеты выполнены для умножителей с одинаковыми параметрами модулятора. Если для учетверителя использовать отдельный модулятор с повышенным значением магнитного поля, то потери мощности можно снизить: так при $F_2 = 1,54; A_2 = 1,7; \eta = 0,79; P_\sigma^{H_{414}} = 12 \text{ МВт}$ и относительные потери составят не 26%, а 16%.

Заключение

Впервые предложен и на основе вычислительного эксперимента обоснован гиротон–умножитель частоты, в котором, ввиду специфического механизма усиления сигнала, теоретически достигается двух- четырехкратное умножение частоты при одинаковом коэффициенте усиления с КПД более 79%. Показано, что такие умножители могут быть эффективны для получения большой СВЧ мощности в диапазоне длин волн больших 20 см.

RESEARCHING THE CHARACTERISTICS OF FREQUENCY GIROTON-MULTIPLIER

A.A. KURAEV, V.V. MATVEENKO, A.K. SINITSYN

Abstract

Optimal regimes are identified and limits frequency of giroton-multiplier, in which the same signal level is from twofold to fourfold frequency multiplication with electronic efficiency more than 79%, are found. The optimal parameters and analysis of output characteristics of two cascade girotons are described.

Список литературы

1. *Березин В.М.* Электронные приборы СВЧ. М., 1985.
2. *Кураев А.А.* // Докл. АН БССР. 1989. Т. 33, №1.
3. *Matveenko V.V., Sinitsyn A.K.* // Multiplication of Frequency in a Gyrocon with a longitudinal Magnetic Field. XII IEEE IVEC 2011. Feb 21–24. Bangalore, India. P. 449–450.
4. *Матвеевко В.В., Синицын А.К.* // Докл. БГУИР. 2011. №5, С. 12
5. *Федоров Н.Н.* Основы электродинамики. М., 1980.