

УДК 621.385.6

## УМНОЖЕНИЕ ЧАСТОТЫ В ГИРОКОНЕ С ПРОДОЛЬНОМ МАГНИТНЫМ ПОЛЕМ

В.В. МАТВЕЕНКО, А.К. СИНИЦЫН

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

Поступила в редакцию 3 ноября 2010

Найдены оптимальные режимы и установлены предельные параметры гирокон-умножителя частоты, в котором при одинаковом уровне сигнала реализуется  $2^x - 4^x$ -кратное умножение частоты с электронным КПД более 90%. Приведены оптимальные параметры и анализ выходных характеристик двух-четырёх-каскадных гиротонов.

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

### Введение

В вакуумной СВЧ-электронике принцип умножения частоты позволяет конструировать эффективные источники излучения на высоких частотах ( $n\omega$ ), управляемые низкочастотным сигналом ( $\omega$ ) от генератора небольшой мощности.

В классических СВЧ-приборах О-типа (клистрон, твистрон, каскадный оротрон...) умножение частоты основано на том факте, что в результате скоростной модуляции пучка во входном резонаторе в сгруппированном в области дрейфа электронном потоке в силу нелинейных эффектов присутствуют гармоники тока достаточно большой амплитуды, вплоть до  $n \sim 10$ . Поэтому, при соответствующей настройке выходной секции прибора, в ней возбуждаются колебания на частоте, кратной частоте сигнала [1]. Следует отметить, что ввиду плохого качества пучка, сгруппированного на частотах  $n\omega$ , КПД таких умножителей заметно понижается с ростом номера гармоники.

Среди умножителей частоты О-типа можно выделить клистрон-удвоитель с поперечной модуляцией, в котором за счет прохождения пучка в неоднородном магнитном поле в области дрейфа начальная поперечная модуляция приводит к формированию основной гармоники тока на удвоенной частоте сигнала [2]. В этом случае КПД такого удвоителя не ниже, чем у обычного клистрона.

Принципиально другой тип умножения частоты в СВЧ-приборах с круговой модуляцией релятивистского электронного пучка во вращающейся  $E_{110}$ -моду на частоте  $\omega$  резонатора модулятора (гиротонах) предложен в работе А.А. Кураева [3]. 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 гиротона-умножителя состоит в том, что в силу отсутствия продольной группировки 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 и при правильной настройке и отсутствии потерь электронный КПД приближается к 100%.

Одним из первых реализованных приборов с круговой разверткой РЭП является гирокон, предложенный Будкером [4]. Более совершенная его конструкция – гирокон с продольным магнитным полем исследовалась в работе [5].

В настоящей статье выполнены расчеты и найдены параметры, при которых реализуется  $2^x - 4^x$  кратное умножение частоты с электронным КПД более 90% в гироконе с продольным магнитным полем и «тонким» электронным пучком.

### Схема и принцип действия гирокона-умножителя

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

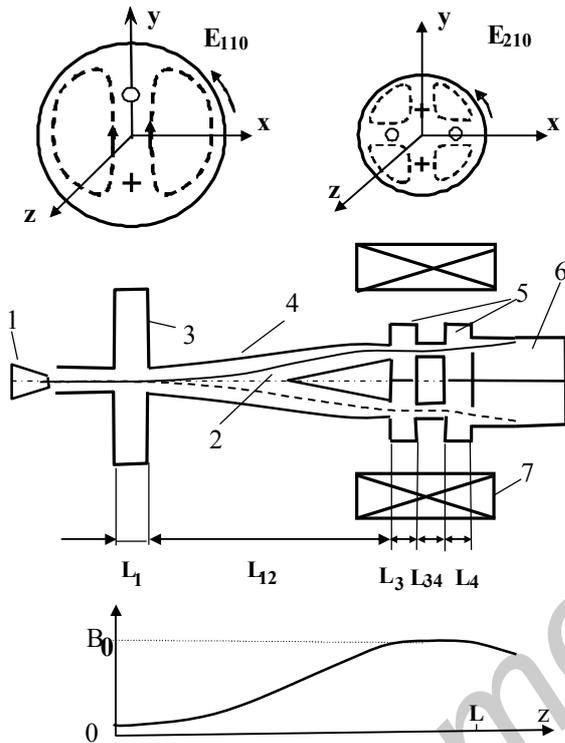


Рис. 1. Схема гирокона-умножителя

Существенно, что на входе отбирателя электроны, за счет прохождения в неоднородном магнитном поле, наряду с продольной составляющей скорости  $v_z$ , имеют азимутальную  $v_\phi$  и радиальную  $v_r$  составляющие, которые способствуют более длительному прохождению пучка в тормозящем поле продольной электрической составляющей  $E_{n10}$ -колебания.

Как показывают расчеты, для обеспечения отбора энергии толщина одного резонатора не должна превышать  $(0,5 \div 1,5)\lambda_0 / (2\pi)$  для  $n=4 \div 1$ , что приводит к значительной амплитуде  $E_{n10}$ -колебания необходимой для полного торможения электронов. Каскадная конструкция отбирателя позволяет за счет распределенного отбора уменьшить требуемую амплитуду пропорционально количеству каскадов.

### Используемая для расчетов математическая модель

Благодаря отсутствию зависимости механизма взаимодействия электронов с полями резонаторов от фазы влета при моделировании достаточно ограничиться для тонкого потока расчетом одной траектории. Для исследования и оптимизации гирокона использовалась следующая система безразмерных уравнений траектории электронного пучка:

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

Прямолинейный релятивистский электронный поток 2, формируемый ускорителем 1, входит по оси в модулирующий резонатор 3, в котором возбуждается  $E_{110}$ -поле, вращающееся с частотой сигнала  $\omega_0$ . Под действием поперечной магнитной составляющей этого поля происходит разворот электронного потока. Электронный поток проходит далее в трубке дрейфа 4, вращаясь во внешнем, нарастающем вдоль оси магнитном поле  $B_0$ . В конце трубки дрейфа электроны, достигая максимального удаления от оси в верхней точке циркуляции, входят в щель выходного отбирателя 5, состоящего из последовательности резонаторов на вращающейся с частотой  $n\omega_0$  моде  $E_{n10}$ . Благодаря тому, что азимутальная скорость вращения такой моды не зависит от  $n$ , электроны пучка, независимо от фазы влета в резонатор модулятора на вращающейся с частотой  $\omega_0$  моде  $E_{110}$  при правильной настройке проходят отбиратель на вращающейся с частотой  $n\omega_0$  моде  $E_{n10}$  в одинаковой тормозящей фазе. После прохождения отбирателя электронный поток осаждается на коллекторе 6. Соленоид 7 обеспечивает требуемое распределение магнитного поля  $B_0(z)$  вдоль оси соленоида.

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

Нормированные компоненты  $\{\vec{E}_i, \vec{B}_i\}$  вращающейся  $E_{n10}$  – моды резонатора на резонансной частоте  $n \omega_0$  имеют вид:

$$\begin{aligned} \vec{E}_i &= \frac{J_n(nr)}{J_n(\mu_{n1})} \cos(n(t - \varphi) - \psi_i) \vec{z}_0; \\ \vec{B}_i &= \frac{J_{n-1}(nr) - J_{n+1}(nr)}{2J_n(\mu_{n1})} \sin(n(t - \varphi) - \psi_i) \vec{\varphi}_0 + \frac{J_{n-1}(nr) + J_{n+1}(nr)}{2J_n(\mu_{n1})} \cos(n(t - \varphi) - \psi_i) \vec{r}_0 \end{aligned} \quad (2)$$

Приведенный радиус резонатора  $R_i = v_{n1} / n$ ;  $J_n(v_{n1}) = 0$ ,  $J'_n(\mu_{n1}) = 0$ ;  $A_i = eE_{mi} / (m_0\omega_0 c)$ ,  $E_{mi}$  – амплитуда,  $\psi_i$  – фаза СВЧ-поля в  $i$ -м резонаторе;  $\vec{F} = F_r(r, z)\vec{r}_0 + F_z(r, z)\vec{z}_0 = \vec{B}_0 e / (m_0\omega)$  – магнитостатическое поле задавалось постоянным в резонаторах модулятора ( $F_z = F_1$ ) и в резонаторах отбирателя ( $F_z = F_2$ ), а в области дрейфа оно 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 электронный поток, имеющий скорость  $\beta_0$  и питч-фактор  $q_0 = |\beta_\perp| / \beta_z$ , подавался под заданным углом на определенном радиусе  $r_0$  входа в резонатор: при  $z=0$ ;  $\theta=0$ ;  $\beta_z=\beta_{z0}$ ,  $\beta_\varphi=\beta_{\varphi0}$ ,  $\beta_r=\beta_{r0}$ ,  $x=r_0$ ,  $y=0$ .

Электронный КПД для электрона, проходящего резонатор, определялся как

$$\eta = \frac{\gamma(z_{in}) - \gamma(z_{ou})}{\gamma(z_{in}) - 1}; \quad (3)$$

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

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

$$E_{mi} \left[ \frac{\text{КВ}}{\text{см}} \right] = 10 A_i \frac{m_0 \omega_0 c}{e} = 3200 \frac{A_i}{\lambda_0 [\text{см}]} \quad (4)$$

Для медных резонаторов потери в стенках выражаются в виде

$$P_{\sigma i}^{E_{n10}} [\text{КВт}] = \frac{260 A_i^2}{\sqrt{\lambda_0 [\text{см}]}} \frac{J_n'^2(v_{n1})}{v_{n1}^2} R_i^3 (L_i + 2R_i) n^{5/2} = \alpha_{\sigma i} \frac{A_i^2}{\sqrt{\lambda_0 [\text{см}]}} \quad (5)$$

## Результаты расчетов

Оптимизированные параметры однокаскадных отбирателей на модах резонаторов  $E_{n10}$  с частотой  $n\omega_0$  и характеристики электронов тонкого пучка представлены в табл. 1. На рис. 2 представлены характеристики отбора для  $E_{210}$  моды. Напряжение пучка  $U_0$  выбрано равным 460КВ ( $\beta_0=0,85$ ) исходя из условий наилучшего соотношения мощности потерь в резонаторах гироконя и выходной мощности. Ширина  $L_i$  резонаторов подбиралась такой, чтобы обеспечить для всех резонаторов монотонный отбор с КПД=0,982 и минимальной амплитуде  $A_i$ . При

меньшей ширине монотонный отбор достигается при больших амплитудах. При большей ширине на начальном участке идет накачка энергии СВЧ в пучок (КПД отрицательный), на последующем участке реализуется монотонный отбор, но требуемая при этом амплитуда возрастает.

Таблица 1. Оптимальные параметры отбирателей с одним резонатором на  $E_{n10}$

$n$	1	2	3	4
$\beta_0$	0,85	0,85	0,85	0,85
$A_2$	0,677	1,31	1,93	2,55
$\psi_2$	-1,60	-0,80	-0,54	-0,43
$L_2$	2,00	1,05	0,72	0,57
$r_0$	1,81	1,49	1,395	1,325
$q_0$	0,35	0,45	0,49	0,52
$\beta_{\varphi 0}$	0,278	0,35	0,375	0,39
$\beta_{r0}$	0,042	0,02	0,00	0,00
$F_2$	0,2-0,4	0,4-0,5	0,4-0,5	0,4-0,5
$\alpha_{\sigma}$	1530	670	422	308
$\eta_{\Sigma}$	0,982	0,982	0,982	0,982

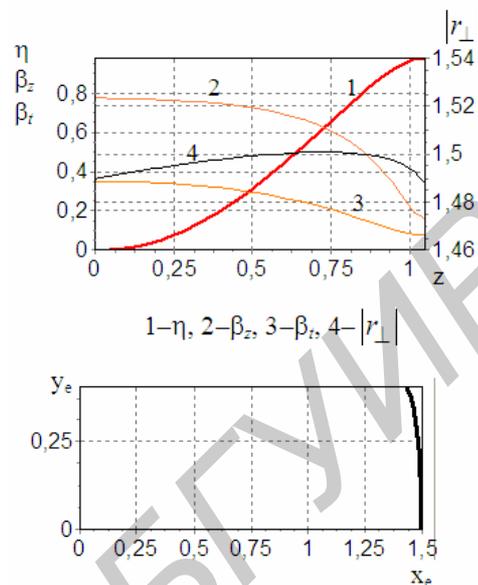


Рис. 2. Поперечная траектория электрона

Анализ вариантов из табл. 1 показывает, что для обеспечения оптимальных условий отбора необходимо, чтобы на входе в резонатор пучок имел достаточно большое значение поперечной азимутальной составляющей скорости  $\beta_{\varphi}$ , направленной в сторону вращения поля, за счет которой обеспечивается более длительное нахождение электронов в тормозящей фазе  $E_z$  компоненты поля. Радиус входа пучка в резонатор  $r_0$  близок к радиусу, на котором находится максимум  $E_z$  компоненты. С увеличением коэффициента умножения частоты  $n$ , ввиду уменьшения области тормозящей фазы, уменьшается оптимальная ширина резонатора и, как следствие, возрастает амплитуда поля  $A_2$  в резонаторе. Как видно из рис. 2 (см. кривая 4 и поперечная траектория  $x_e, y_e$ ) траектория пучка проходит вблизи максимума  $E_z$  компоненты ( $r_{\max} = \mu_{21}/2 = 1,502$ ). Оптимальное значение  $\psi_2$  соответствует началу тормозящей фазы поля, в точке входа электрона в резонатор. В оптимальных условиях происходит монотонный отбор энергии пучка – как продольная, так и его поперечная составляющие скорости ( $\beta_z, \beta_r$ ) уменьшаются (см. кривые 2,3 на рис. 2).

Варианты умножителей получались подбором амплитуды поля  $A_1$  модулятора, длины области дрейфа  $L_{12}$  и значения магнитного поля  $F_1, F_2$  исходя из обеспечения условий на входе в отбиратель, близких к оптимальным, приведенным в табл. 1. Расчет показал, что если зафиксировать амплитуду  $A_1$  и небольшое значение  $F_1 \approx 0,1$  (при увеличении  $F_1$  требуется увеличивать амплитуду модуляции), то варьируя  $L_{12}$  и  $F_2$  возможно с некоторой погрешностью обеспечить требуемые условия оптимального отбора. В результате выполненной таким образом оптимизации были получены варианты усилителей, параметры которых приведены в табл. 2. Характеристики варианта удвоителя представлены на рис. 3. В приведенных вариантах реализованы одинаковые условия модуляции (зафиксирована амплитуда  $A_1$  и ширина  $L_1$ ), что позволяет сравнить характеристики умножителей с одинаковым входным сигналом. Как видно из таблицы 2, амплитуда в отбирающем резонаторе усилителя  $A_2$  соответствует оптимальному значению в табл. 1. Для обеспечения оптимальных условий на входе отбирателя необходимая длина дрейфа  $L_{12}$  уменьшается, а значение  $F_2$  немного увеличивается с увеличением коэффициента умножения  $n$ . Ввиду уникального механизма взаимодействия в гироконе-умножителе частоты, коэффициент усиления при одинаковом уровне сигнала остается одинаковым  $K_u \approx 18$ Дб и не зависит от коэффициента умножения.

Таблица 2. Оптимальные параметры двухкаскадных умножителей

$n$	1	2	3	4
$\beta_0$	0,85	0,85	0,85	0,85
$A_1$	0,26	0,26	0,26	0,26
$L_1$	1,50	1,50	1,50	1,50
$\eta_1$	-0,013	-0,013	-0,013	-0,013
$L_{12}$	13,8	10,0	9,00	8,00
$A_2$	0,69	1,2	1,8	2,4
$\psi_2$	-0,50	-1,62	-0,22	0,88
$L_2$	2,00	1,05	0,72	0,54
$\eta_2$	0,95	0,935	0,93	0,92
$F_1$	0,10	0,10	0,10	0,10
$F_2$	0,5	0,56	0,58	0,59
$\eta_\Sigma$	0,936	0,922	0,91	0,90
$K_u$ [Дб]	18,6	18,5	18,5	18,4

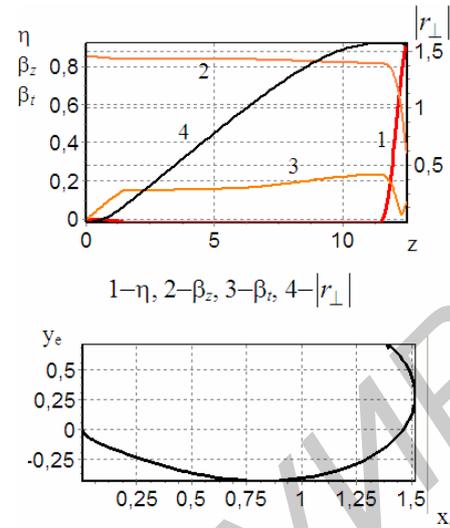


Рис. 3. Поперечная траектория электрона

Используя двухкаскадный модулятор и двухкаскадный отбиратель, применяя методику расчетов, описанную выше, мы получаем варианты, параметры которых приведены в табл. 3.

Таблица 3. Оптимальные параметры четырехкаскадных умножителей

$n$	1	2	3	4
$\beta_0$	0,85	0,85	0,85	0,85
$A_1$	0,21	0,21	0,21	0,21
$L_1=L_2$	1	1	1	1
$\eta_1$	-4e-4	-4e-4	-4e-4	-4e-4
$L_{12}$	2	2	2	2
$A_2$	0,19	0,19	0,19	0,19
$\psi_2$	2	1,88	1,56	1,38
$\eta_2$	0,037	0,041	0,05	0,052
$L_{23}$	6,6	7,2	7,2	7,8
$F_1$	0,10	0,10	0,10	0,10
$F_2$	0,46	0,5	0,5	0,5
$A_3=A_4$	0,32	0,6	1	1,3
$\psi_3$	4,62	4,32	4,52	3,82
$\psi_4$	0,1	1,5	2,1	1,6
$L_3=L_4$	1,85	0,95	0,57	0,45
$L_{34}$	1	1	1	1
$\eta_3$	-0,516	0,509	0,527	0,524
$\eta_4$	0,374	0,363	0,353	0,334
$\eta_\Sigma$	0,927	0,913	0,93	0,91
$K_u$ [Дб]	33,7	33,6	33,7	33,6

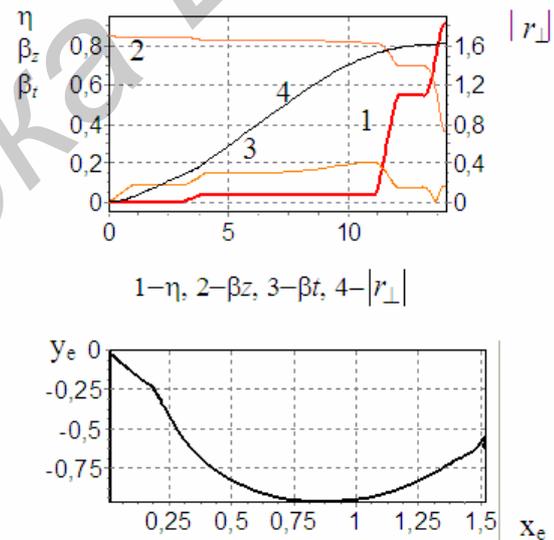


Рис. 4. Поперечная траектория электрона

Характеристики варианта удвоителя представлены на рис. 4 для моды  $E_{210}$  в отбирателе. Как видно из табл. 3, амплитуды в отбирающем резонаторе усилителя уменьшены вдвое, амплитуды модуляторов уменьшены и обеспечивают коэффициент усиления  $K_u \sim 34$ Дб. В остальном характеристики вариантов двух- и четырехкаскадных усилителей схожи.

## Предельные возможности умножителей на частотах, кратных частоте сигнала

Основным ограничивающим фактором при создании гирокона является необходимость торможения электронов высоких энергий на коротком расстоянии при больших значениях амплитуды ВЧ-поля. Если принять, что пробивная напряженность поля  $E_{пр} \sim 200 \text{ кВ/см}$ , то из (4) получаем оценку предельной длины волны сигнала гирокон-умножителя  $\lambda > 16A \text{ см}$ . Отсюда, исходя из значений  $A_i$  табл. 1, получаем при  $n=1,2,3,4$  предельное значение длины волны сигнала  $\lambda_{пр} \sim 10, 20, 30, 40 \text{ см}$  для электронного пучка с напряжением 450 кВ.

Как показали расчеты (табл. 3), за счет использования двухкаскадного отбирателя максимальную амплитуду полей можно уменьшить в два раза. За счет чего, например, в четырехкаскадном гироконе удвоителе, имея сигнал на частоте, соответствующей  $\lambda=10 \text{ см}$  можно на выходе получить сигнал на  $\lambda=5 \text{ см}$  с  $K_u \sim 33 \text{ Дб}$ . В гироконе-четверителе для этого понадобится сигнал той же мощности но с длиной волны  $\lambda=20 \text{ см}$ .

Вторым важным фактором, влияющим на использование гирокон, является отношение мощности потерь в выходном резонаторе к выходной мощности. Используя (5) и значения  $\alpha_{\sigma n}, A_{2n}$  табл. 1 получаем для  $n=1,2,3,4$  мощности потерь  $P_{\sigma n}$  в однокаскадном отбирателе для выше найденных предельных значений длины волны сигнала  $\lambda_{пр} \sim 10, 20, 30, 40 \text{ см}$ :  $P_{\sigma n} \sim 221, 257, 286, 316 \text{ кВт}$  соответственно. Если учесть, что например, для тока пучка 200 А выходная мощность (на частоте, соответствующей  $\lambda=10 \text{ см}$  для всех рассматриваемых умножителей) составляет при этом 85 МВт, то потери составляют 0,4% от выходной мощности. Эти потери значительно уменьшаются для двухкаскадного отбирателя. Потери в резонаторе модулятора для  $\lambda_{пр} \sim 10, 20, 30, 40 \text{ см}$  составляют соответственно 33, 10, 5, 3 кВт, при том, что мощность сигнала при однокаскадном модуляторе  $P_{сиг} = U_0 I_0 \eta_1 = 1,17 \text{ МВт}$  (при двухкаскадном модуляторе  $P_{сиг} = 86 \text{ кВт}$ ).

## Заключение

Впервые предложен и на основе вычислительного эксперимента обоснован гирокон-умножитель частоты, в котором, ввиду специфического механизма усиления сигнала, достигается  $2^x - 4^x$  кратное умножение частоты при одинаковом коэффициенте усиления с КПД, большим 90%, что в принципе невозможно в известных клистродах-умножителях.

Показано, что в оптимальном режиме работы гирокон-умножителя электронный поток при входе в резонатор отбирателя имеет величину азимутальной составляющей скорости, направленной в сторону вращения поля, соответствующую значению pitch-фактора  $q \sim 0,45 - 0,5$ , при этом момент входа соответствует началу тормозящей фазы вращающейся  $E_{n10}$ -моды. Такой разворот пучка достигается при его движении в нарастающем магнитном поле в области дрейфа.

Для тонкого электронного пучка с напряжением  $U_0 = 460 \text{ кВ}$  без учета сил поля пространственного заряда найдены таблицы вариантов геометрических и электродинамических параметров, а также выходных характеристик двух- и четырехкаскадных гирокон-умножителей частоты с коэффициентом умножения 2–4 при коэффициенте усиления 18 ДБ в двухкаскадной и 33 ДБ в четырехкаскадной схеме прибора.

Выполненный анализ предельных по пробивному напряжению амплитуд возбуждаемых полей и соотношению потерь в стенках резонаторов с выходной мощностью показывает, что гирокон-умножитель с продольным магнитным полем является перспективным источником СВЧ-мощности 100–500 МВт в диапазоне частот  $f < 6 \text{ ГГц}$ , имеющим КПД более 90%.

В перспективе дальнейших исследований следует выполнить расчеты по установлению зависимости величины входных и выходных щелей резонаторов от начальной толщины, напряжения и тока пучка.

## MULTIPLICATION OF FREQUENCY IN A GYROCON WITH A LONGITUDINAL MAGNETIC FIELD

V.V. MATVEENKO, A.K. SINITSYN

### Abstract

Optimum regimes are found and the limiting parameters doing twice-quadruple multiplication of frequency in a gyrocon – multiplication on constant signal with electronic efficiency more than 90% are adjusted. Optimum parameters and the analysis of output characteristics of two-four cascade gyrocons are resulted.

### Литература

1. Берзин В.М. и др. Электронные приборы СВЧ. М., 1985.
2. Кураев А.А., Синицын А.К. // Докл. АН БССР. 1989. Т. 33, №7. С. 614–616.
3. Кураев А.А. // Докл. АН БССР. 1989. Т. 33, №1. С. 32–35.
4. Будкер Г.И. Электронный прибор СВЧ-гирокон. А.С.34045. Опубликовано 05.08.76. Бюл. №29.
5. Дикун Т.Ф., Кураев А.А., Пармонов Б.М. и др. // Радиотех. и электр. 1983. Т. 28, №8. С.1624–1632.