УДК 621.385.632, 321.372.825

ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ МНОГОРЯДНОЙ ВСТРЕЧНО-ШТЫРЕВОЙ ЗАМЕДЛЯЮЩЕЙ СИСТЕМЫ*

И. А. Накрап, А. Н. Савин

Саратовский государственный университет

Представлены результаты экспериментального исследования дисперсионных характеристик и распределения полей основного и высших типов волн многорядных встречно-штыревых замедляющих систем при изменении их размеров. Предложены способы увеличения частотного разделения основного и высших типов, а также рабочей полосы возбуждения основного типа. Исследование вынужденных колебаний многорядной встречно-штыревой системы с экспоненциальными H-волноводными выводами энергии показало возможность одномодового возбуждения в широкой полосе частот. Приведены результаты экспериментальных исследований сопротивления связи многорядных встречно-штыревых замедляющих систем с использованием реального распределения продольной составляющей напряжённости электрического поля поперечных (основного и высших) типов волн. Проведена оценка конкурентоспособности рабочего и паразитных типов волн многорядных систем при изменении положения поперечного волноводного экрана.

Ключевые слова: Многорядная встречно-штыревая замедляющая система, дисперсионная характеристика, интегральное сопротивление связи, распределение электрического поля.

Введение

Пространственно-развитые волноведущие системы, в частности двумерно-периодические (так называемые фотонные кристаллы), используются для повышения мощности СВЧ-приборов за счёт увеличения эффективности электронно-волнового взаимодействия. К таким системам относятся многорядные периодические структуры, широко применяемые в электровакуумных СВЧ приборах О-типа. Первое применение структуры подобного типа: многорядной встречно-штыревой замедляющей системы было осуществлено при разработке ЛОВ миллиметрового диапазона длин

*Статья написана по материалам докладов, прочитанных на 24-й Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии», Севастополь, Россия, 7–13 сентября 2014.

волн [1]. В настоящее время многорядные периодические структуры используются в приборах терагерцового диапазона длин волн: в ЛОВ [2] и оротронах [3].

Закономерности распространения волн в двумерно-периодических структурах и их электродинамические характеристики, в том числе, свойства поверхности дисперсии бесконечных двумерно-периодических систем, обусловленные периодичностью структуры и связанные с наличием элементов симметрии, наиболее полно представлены в монографии [4].

Существенным недостатком приборов с двумерно-периодическими системами (с точки зрения устойчивости работы ламп) является возможность возбуждения на паразитных (поперечных) видах колебаний, на которых сдвиг фаз в поперечном направлении отличается от заданного. При выполнении определённых граничных условий (замкнутость системы или ограничение её проводящими плоскостями) число побочных спектральных частот становится конечным и равным числу видов колебаний, отличающихся вариациями поля вдоль поперечного направления системы. Как правило, в качестве рабочего выбирают основной тип – с наименьшим фазовым сдвигом, имеющий наибольшую одномодовую частотную область.

Одной из основных задач при использовании пространственно-развитых систем является разделение поперечных типов колебаний по частоте (разрежение спектра колебаний), а также повышение селекции основного (рабочего) типа [5].

В статье представлены результаты исследования дисперсионных характеристик (ДХ) и сопротивления связи многорядных встречно-штыревых замедляющих систем (ЗС), а также распределения полей на соответствующих видах колебаний в продольном и поперечном направлениях систем. Полевые характеристики исследовались как в режиме собственных колебаний, так и вынужденных. Последние возбуждались в ЗС конечной длины с волноводными выводами энергии. Значительное внимание было уделено экспериментальному исследованию дисперсионных характеристик, а также поперечных распределений электрических полей основного и высших типов волн многорядной встречно-штыревой ЗС с произвольным положением поперечных ограничивающих плоскостей.

1. Постановка эксперимента. Описание макетов

Расчёт полей многорядных ЗС со сложными граничными условиями представляет довольно трудоёмкую задачу. Поэтому при исследовании полевых характеристик подобных систем, в частности, сопротивления связи ($R_{\text{св}}$), используют в основном экспериментальные методы.

В СВЧ приборах используются отрезки двумерно-периодических систем с конечным числом периодов. При этом в таких системах (в отличие от бесконечных систем) необходим учет условий на их границах в обоих направлениях. В реальной структуре (тем более, многомодовой и многоступенчатой) потери, нарушения симметрии и неоднородности приводят к усилению влияния высших типов на основное колебание (распределение полей, эффективность возбуждения). Эти особенности должны быть учтены при выборе методов исследования.

Экспериментальные ДХ и распределение полей моделей ЗС десятисантиметрового диапазона измерялись методом малых резонансных возмущений [4, 6] с опре-

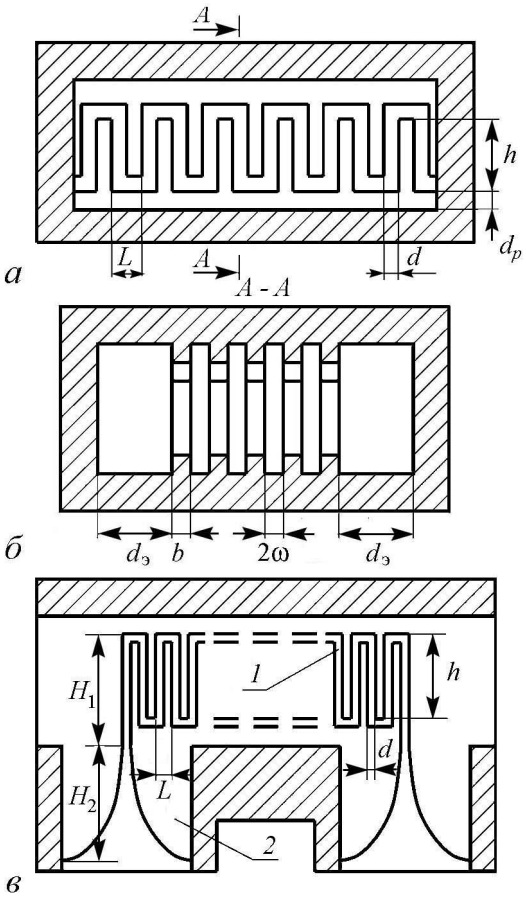


Рис. 1. Продольный (*а*) и поперечный (*б*) разрезы многорядной встречно-штыревой ЗС, замкнутой по плоскостям продольной симметрии; продольный разрез (*в*) ЗС с выводами энергии

делением номера вида колебаний по продольному распределению электрического поля. Измерение $R_{св}$ проводилось модифицированным методом «бисерного зонда» [7] с учетом распределения поля в зазоре ячейки и влияния высших пространственных гармоник. Погрешность определения ДХ не превышала 0.02%, $R_{св}$ – 10%. При чем в исследуемых многомодовых периодических системах при возможности возбуждения на одной частоте нескольких типов колебаний продольные фазовые сдвиги определялись также методом спектрального анализа распределения квадрата напряжённости электрического поля на оси системы.

Исследуемые модели многорядных встречно-штыревых ЗС, предложенные в различных патентах авторов [1] для использования в ЛОВ миллиметрового диапазона длин волн, представлены на рис. 1. Продольный и поперечный разрезы многорядной встречно-штыревой ЗС, замкнутой по плоскостям продольной симметрии, даны на рис. 1, *а, б*. Вынужденные колебания многорядной системы 1 исследовались с различными волноводными устройствами: плавными переходами (например, экспоненциальный многогребенчатый H-волновод) на стандартный прямоугольный волновод (рис. 1, *в*).

В реальных приборах с целью улучшения согласования с выводами энергии многорядную ЗС располагают в волноводе соответствующего диапазона длин волн. В данном случае волновод имел следующие поперечные размеры: 86.7×16.7 мм. При этом ограничивающие стенки смещаются значительно от плоскостей симметрии, что приводит к существенному изменению распределения полей основного и высших типов нормальных волн.

2. Дисперсионные характеристики ЗС. Вынужденные и собственные колебания

Дисперсионные характеристики основного и высших типов волн исследуемой ЗС, отличающихся распределением поля в поперечном направлении, измерялись резонансным методом с определением продольного и поперечного фазовых сдвигов из соответствующих распределений электрического поля. Характеристики исследо-

вались при варьировании расстояния между рядами – 2ω, толщины пластин – b и расстояния от плоскости штырей до поперечной стенки – $d_э$.

Установлено, что при уменьшении толщины пластин ДХ всех типов волн смещаются в коротковолновую сторону при меньшем смещении основного типа. К большему смещению ДХ приводит изменение расстояния между рядами. С уменьшением 2ω дисперсия основного типа сдвигается незначительно в длинноволновую сторону, а дисперсия высших типов сдвигается в коротковолновую сторону и в значительно большей степени. При этом частотное разделение типов волн увеличивается с ростом продольного фазового сдвига.

Наибольшее влияние на частотное положение поперечных типов оказывает расстояние до экрана $d_э$ и особенно смещение поперечной стенки в плоскость поперечной симметрии.

ДХ типов волн для составляющей с косинусным распределением потенциала по длине штырей ЗС с числом рядов $N_r = 3$ и различным расстоянием до поперечного экрана приведены на рис. 2 в координатах ($c/v_ф$, λ).

При уменьшении величины $d_э$ ДХ основного и высших типов смещаются в коротковолновую сторону. Величина смещения дисперсии высших типов значительно превышает смещение основного для систем с нечётным числом рядов $N_r = 3,\ 5$. При чётном числе рядов частотное смещение основного и высших типов при уменьшении $d_э$ практически одинаково.

Вынужденные колебания многорядной системы 1 исследовались при условии возбуждения через входное согласующее устройство 2 (экспоненциальный многогребенчатый H-волновод) и короткозамыкающей нагрузке выходного (рис. 1, *в*).

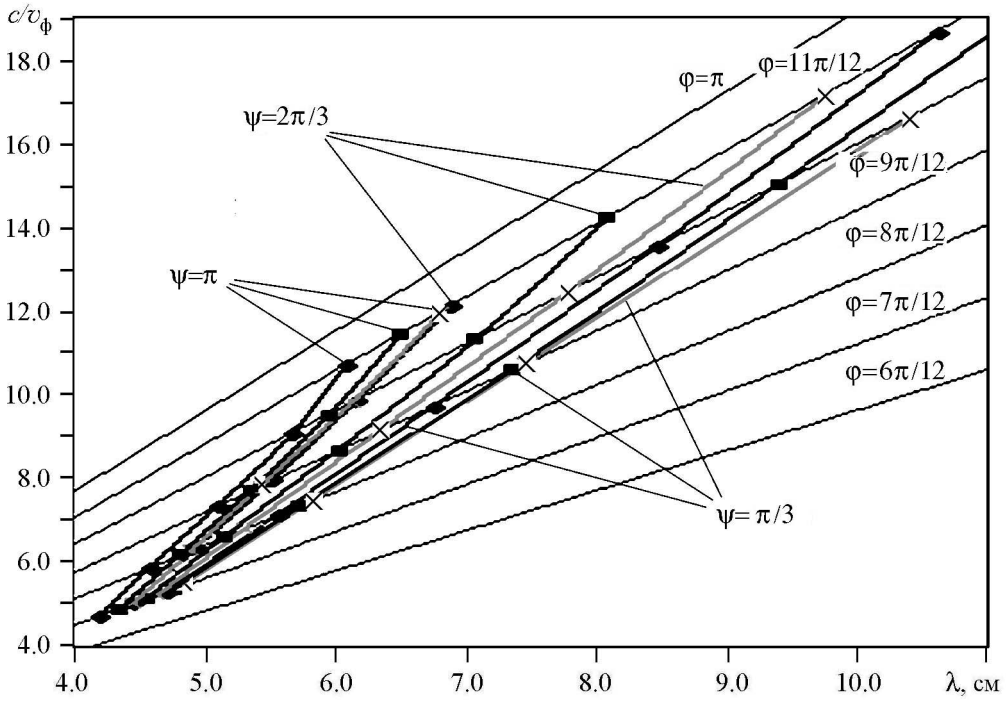


Рис. 2. Дисперсионные характеристики трёхрядной встречно-штыревой ЗС: $h = 8.4$ мм, $2\omega = 2.6$ мм, $b = 1.3$ мм, -♦- – $d_э = 1.3$ мм, -■- – $d_э = 2.6$ мм, -x- – $d_э = 12.5$ мм

При возможности возбуждения на одной частоте нескольких поперечных типов колебаний, продольные фазовые сдвиги определялись с помощью спектрального анализа квадрата напряжённости электрического поля на оси системы. Спектр типов колебаний в пятирядной встречно-штыревой ЗС с выводами энергии и значения продольного фазового сдвига, определенные методом спектрального анализа – $\varphi_{\text{спектр}}$ и резонансным методом в короткозамкнутом макете с таким же числом периодов – $\varphi_{\text{рез}}$ приведены в Таблице. Распределения полей на некоторых частотах приведены на рис. 3.

Таблица

Спектр типов колебаний
в пятирядной встречно-штыревой ЗС с выводами энергии

Частота возбуждения f_0, МГц	Тип волны	Продольный фазовый сдвиг на период ЗС φ, рад	
		$\varphi_{\text{спектр}}/\pi$	$\varphi_{\text{рез}}/\pi$
2052	H_{20}	0.930π ($f_{\text{вынужд}} = f_{\text{собст}}$)	0.923π
2158	H_{10}	0.871π ($f_{\text{вынужд}} \neq f_{\text{собст}}$)	
2617	H_{10}	0.833π ($f_{\text{вынужд}} \neq f_{\text{собст}}$)	
2902	H_{10}	0.813π ($f_{\text{вынужд}} = f_{\text{собст}}$)	0.808π
2967	H_{30}	0.950π ($f_{\text{вынужд}} = f_{\text{собст}}$)	0.960π
3162	H_{10}	0.795π ($f_{\text{вынужд}} \neq f_{\text{собст}}$)	
3162	H_{20}	0.834π ($f_{\text{вынужд}} = f_{\text{собст}}$)	0.840π
3459	H_{10}	0.777π ($f_{\text{вынужд}} = f_{\text{собст}}$)	0.770π
3680	H_{30}	0.853π ($f_{\text{вынужд}} = f_{\text{собст}}$)	0.846π

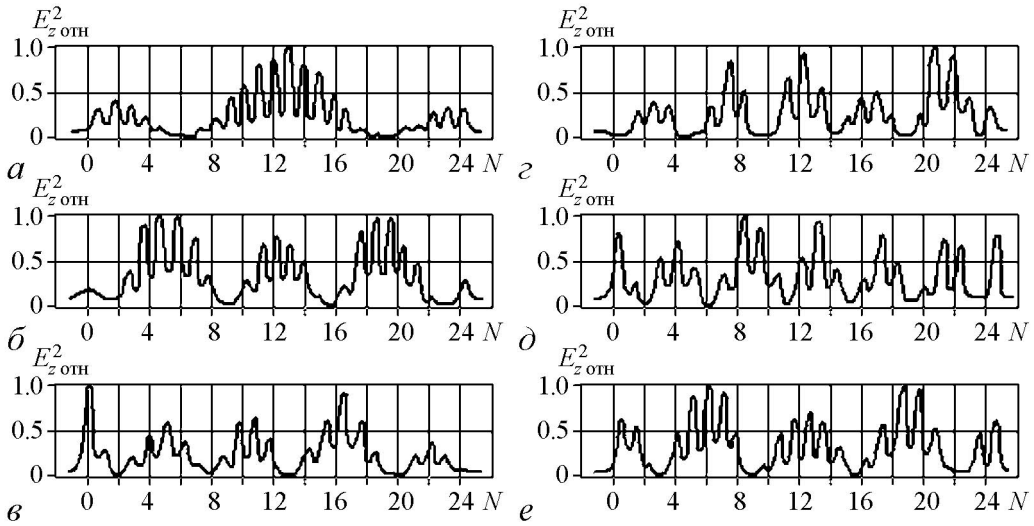


Рис. 3. Продольное распределение квадрата электрического поля в пятирядной встречно-штыревой ЗС с выводами энергии при $L = 2.6$ мм, $h = 9.3$ мм, $2\omega = 3$ мм, $b = 1$ мм для различных частот f_0, МГц: *а* – 2052, *б* – 2158, *в* – 2617, *г* – 3162, *д* – 3460, *е* – =3680

Анализ ДХ поперечных типов колебаний короткозамкнутого макета ЗС ($N = 26$) и данных спектрального анализа распределения полей ЗС с выводами энергии позволяют сделать следующие выводы:

- при равенстве частоты возбуждения частоте собственного колебания ЗС всегда возбуждается вид, характеризующийся фазовым сдвигом и формой собственного колебания[1] соответствующего типа волны ЗС с согласующими устройствами в виде экспоненциальных H-волноводов; продольное распределение поля имеет периодический характер в соответствие с распределением поля собственных колебаний (рис. 3, *а,д,е*);
- вынужденные колебания на частоте, не равной собственной, имеют, как правило, дисперсию, соответствующую основному типу; при этом, если частота возбуждения совпадает с частотой собственного колебания высшего типа, то вынужденные колебания приобретают форму пространственных биений ортогональных типов ЗС (основного и соответствующего высшего) (см. рис. 3, *г*);
- продольные распределения поля ЗС с выводами энергии на частотах возбуждения, равных собственным частотам колебаний, с достаточной точностью соответствуют распределениям поля собственных колебаний разомкнутой системы (см. рис. 3, *а,д,е*), а виды с частотой, не равной собственной, имеют распределения поля, соответствующие короткозамкнутой системе (рис. 3, *б*).

Таким образом, в исследуемой системе так же, как в работе [10], установлено существование вынужденных и собственных волн в основной полосе пропускания при внешнем воздействии в начальной ячейке многорядной ЗС.

3. Сопротивление связи многорядной замедляющей системы. Поперечное распределение поля

В случае одномерно-периодических ЗС достаточно определить $R_{\text{св}}$ в некоторой точке поперечного сечения пространства взаимодействия. В двумерно-периодических ЗС необходимо использовать интегральное сопротивление связи ($\overline{R}_{\text{св}}$), которое может быть определено по известному в точке значению $R_{\text{св}}$ с использованием закона распределения поля в поперечной плоскости.

Поперечное распределение полей многорядных встречно-штыревых ЗС с ограничивающими стенками в плоскостях поперечной симметрии рассчитывается по известным формулам [4]. Однако смещение ограничивающих стенок из плоскостей симметрии значительно усложняет расчёт полей в данных ЗС.

Рассмотрим многорядную штыревую ЗС (рис. 4) с прямоугольными элементарными ячейками, ограниченную в поперечном направлении (ось x) идеально проводящими стенками, смещёнными от зеркальной плоскости симметрии бесконечной многорядной структуры ($d_{\text{э}} > \omega$).

[1] Нормальная (собственная) волна характеризуется постоянной фазовой скоростью и неизменностью формы распределения амплитуды волны (по её фронту) в ячейке [8]. При вынужденном процессе, порожденном внешним воздействием на участке волноведущей системы, нормальная волна возникнет только при совпадении формы внешней силы с одной из форм собственных колебаний ячейки, то есть на собственных частотах системы [9].

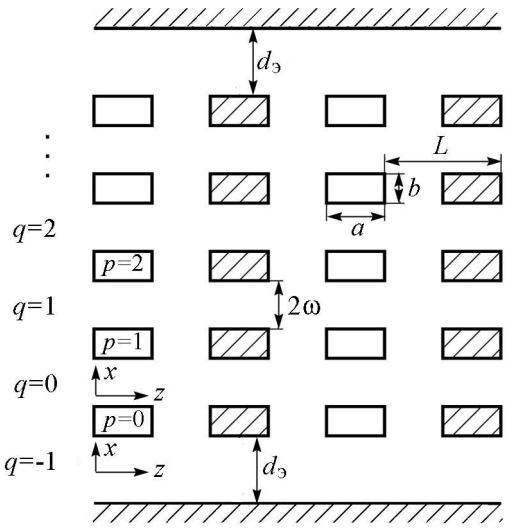


Рис. 4. Поперечное сечение пятирядной встречно-штыревой ЗС

Введём в центре каждого пространства взаимодействия свою систему координат. Ограничимся случаем, когда многорядную структуру можно рассматривать как многопроводную линию (то есть поле однородно в направлении оси y). Тогда продольная составляющая поля E_{zq} каждой пространственной гармоники в q-ом пространстве взаимодействия может быть записана в виде [4]:

$$E_{zq}(x) = A_q \operatorname{sh}\gamma x + B_q \operatorname{ch}\gamma x, \qquad (1)$$

где $\gamma = -j\beta_x$ (β_x компонента волнового вектора по оси x) является в данном случае мнимой величиной; индекс, указывающий номер гармоники всюду опущен.

Амплитуды A_q и B_q определяются из граничных условий на штырях. Полагаем, что распределение потенциала на штырях U_p также подчиняется синусоидальному закону (как и в случае ограничения системы по плоскостям симметрии), но с некоторым фазовым сдвигом ψ отличным на величину δ от $\psi_0 = (\pi m)/N_r$, $1 \le m \le N_r$ (ψ_0 – поперечный фазовый сдвиг для одноступенчатой системы, ограниченной по плоскостям симметрии).

Тогда для распределения потенциала на штырях получаем

$$U_p(x) = U_0 \sin(\psi p + \theta), \qquad (2)$$

где $p = 0, 1, \ldots, (N_r - 1)$ – номер штыря; N_r – число рядов в системе; $\psi = \psi_0 - \delta$; $\theta = (\pi m - \psi(N_r - 1))/2$; m – номер нормального поперечного типа волны в многорядной системе.

С учётом (2) граничные условия для поля на штырях запишутся в виде:

$$E_{zq}(-\omega) = -A_q \operatorname{sh}\gamma\omega + B_q \operatorname{ch}\gamma\omega = E_0 \sin\left[\frac{\pi m}{2} + \psi\left(q - \frac{N_r - 1}{2}\right)\right],$$

$$E_{zq}(\omega) = A_q \operatorname{sh}\gamma\omega + B_q \operatorname{ch}\gamma\omega = E_0 \sin\left[\frac{\pi m}{2} + \psi\left(q - \frac{N_r - 3}{2}\right)\right]. \qquad (3)$$

Используя (3) и (1), получим выражение для продольной составляющей напряжённости электрического поля в некотором q-ом пространстве взаимодействия $q = 0, 1, \ldots, (N_r - 2)$ между рядами штырей с номерами $p = q$ и $p = q + 1$:

$$E_{zq}(x) = \frac{E_0}{2}\left\{\frac{\operatorname{sh}\gamma x}{\operatorname{sh}\gamma\omega}\left[\sin\left[\frac{\pi m}{2} + \psi\left(q - \frac{N_r - 3}{2}\right)\right] - \sin\left[\frac{\pi m}{2} + \psi\left(q - \frac{N_r - 1}{2}\right)\right]\right] + \right.$$

$$\left. + \frac{\operatorname{ch}\gamma x}{\operatorname{ch}\gamma\omega}\left[\sin\left[\frac{\pi m}{2} + \psi\left(q - \frac{N_r - 3}{2}\right)\right] + \sin\left[\frac{\pi m}{2} + \psi\left(q - \frac{N_r - 1}{2}\right)\right]\right]\right\}. \qquad (4)$$

Аналогичным образом можно получить выражение для поля в промежутке между крайним рядом штырей и экраном:

$$E_{z(-1)}(x) = E_0 \frac{\operatorname{sh}\gamma(x + d_э/2)}{\operatorname{sh}\gamma d_э} \sin\left[\frac{\pi m}{2} - \psi\frac{N_r - 1}{2}\right]. \qquad (5)$$

Используя выражение для поля (4), можно по двум значениям квадрата поля, измеренным в точках x_1 и x_2, в которых знаки поля известны, определить величины ψ и δ.

Из отношения полей в точках x_1 и x_2:

$$E_{zq}(x_1)/E_{zq}(x_2) = f(x_1, \psi)/f(x_2, \psi)$$

получим уравнение для определения ψ в виде:

$$A_1 \sin\left[\frac{\pi m}{2} + \psi\left(q - \frac{N_r - 1}{2}\right)\right] + A_2 \sin\left[\frac{\pi m}{2} + \psi\left(q - \frac{N_r - 3}{2}\right)\right] = 0, \qquad (6)$$

где $A_{1,2} = \dfrac{E_{zq}(x_1)}{E_{zq}(x_2)} \operatorname{sh}\gamma(\omega \mp x_2) - \operatorname{sh}\gamma(\omega \mp x_1)$.

В ряде случаев уравнение (6) можно упростить. Для нечётного числа рядов – N_r и нечётных типов волн – m при $q = (N_r - 1)/2$ уравнение (6) приобретает вид:

$$\cos\psi = -A_1/A_2;$$

а при $q = (N_r + 1)/2$ фазовый сдвиг ψ определяется из уравнения:

$$\cos\psi = A_1/(4A_2) \pm \sqrt{A_1^2/\left(16A_2^2\right) + 1/2};$$

для нормального типа волны с чётным номером m в промежутке $q = (N_r + 1)/2$ имеем:

$$\cos\psi = -A_1/(2A_2).$$

В случае многорядной системы с чётным числом рядов – N_r и нечётном типе волны – m, при $q = N_r/2$:

$$\cos\frac{\psi}{2} = \pm\sqrt{(3A_2 - A_1)/(4A_2)};$$

а для чётного типа волны – m, в промежутке $q = N_r/2$:

$$\sin\frac{\psi}{2} = \pm\sqrt{(3A_2 + A_1)/(4A_2)}.$$

Полученное таким образом значение поперечного фазового сдвига ψ для данного нормального типа волны многорядной системы можно использовать для расчёта поперечного распределения поля по формулам (4) и (5).

При определении величины интегрального сопротивления связи:

$$\overline{R_{св}} = R_{св}(x)\,\sigma_x/[E_z(x)/E_0]^2 \qquad (7)$$

по значению сопротивления связи $R_{\text{св}}(x)$, измеренному в некоторой точке пространства взаимодействия, необходимо знать коэффициент усреднения по x квадрата продольной составляющей поля – σ_x.

Он определяется как отношение усреднённого по оси x квадрата поля к квадрату амплитудного значения поля:

$$\sigma_x = \overline{E_z^2(x)}/E_0^2.$$

Усреднение квадрата поля проводится по внутренним пространствам взаимодействия ($q = 0, 1, \ldots, (N_r - 2)$) и в пространстве, прилегающем к крайним рядам штырей ($q = -1, q = N_r - 1$). Полагаем также, что сплошной электронный пучок занимает внутренние промежутки и крайние шириной ω. Усредненный квадрат поля определяется формулой

$$\overline{E_z^2(x)} = \frac{1}{2\omega N_r}\left[\sum_{q=0}^{N_r-2}\int_{-\omega}^{\omega} E_{zq}^2(x)\,dx + 2\int_{-\omega+d_э/2}^{d_э/2} E_z^2(x)\,dx\right].$$

Окончательное выражение для коэффициента усреднения σ_x с учётом (4) и (5) имеет вид:

$$\sigma_x = \left(1 - \frac{1}{N_r}\right)\sigma_x^0(\psi) +$$

$$+(-1)^{m+1}\frac{\sin[\psi(N_r-1)]\operatorname{cosec}\psi}{4N_r}\left(\frac{\operatorname{ch}2\gamma\omega - \cos\psi}{\operatorname{sh}^2 2\gamma\omega} + \frac{\cos\psi\operatorname{ch}2\gamma\omega - 1}{2\gamma\omega\operatorname{sh}2\gamma\omega}\right) +$$

$$+\frac{\sin^2\left[\frac{\pi m}{2} - \psi\frac{N_r-1}{2}\right]}{4N_r\gamma\omega\operatorname{sh}^2 2\gamma d_э}\left[\operatorname{sh}2\gamma d_э - \operatorname{sh}2\gamma(d_э - \omega) - \gamma\omega\right], \quad (8)$$

где

$$\sigma_x^0(\psi) = \frac{1}{2}\left[\frac{\operatorname{ch}2\gamma\omega - \cos\psi}{2\gamma\omega\operatorname{sh}2\gamma\omega} + \frac{\cos\psi\operatorname{ch}2\gamma\omega - 1}{\operatorname{sh}^2 2\gamma\omega}\right]. \quad (9)$$

В формуле (8) для определения коэффициента усреднения σ_x в первом слагаемом правой части $\sigma_x^0(\psi)$ (9) совпадает с соответствующим выражением $\sigma_x^0(\psi_0)$ для системы с ограничивающими экранами в плоскостях симметрии ($d = \omega$) [4].

На основании предложенной методики с использованием (4) и (5) был проведён расчёт поперечного фазового сдвига ψ, распределения поля и величины σ_x для нормальных типов многорядной ЗС с различным числом рядов штырей. Измерение квадрата электрического поля и сопротивления связи проводились методом бисерного зонда [7] для нулевой гармоники косинусной составляющей электрического поля системы. Поля измерялись в точках вблизи ряда штырей с максимальным значением поля для данного поперечного типа.

В ЗС с удалением экранов от поперечной плоскости симметрии поля основного типа изменяются незначительно, а распределение полей высших типов видоизменяются существенно [11].

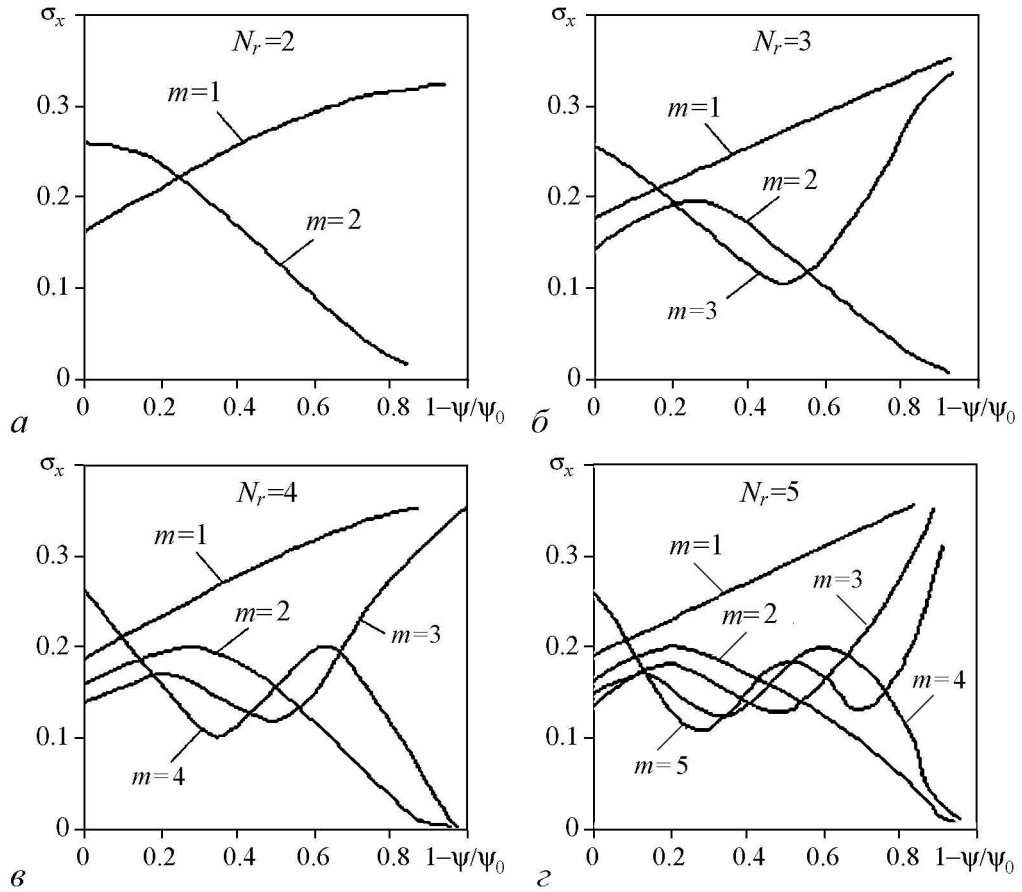


Рис. 5. Зависимость коэффициента усреднения от поперечного фазового сдвига многорядных ЗС

На рис. 5 для многорядных ЗС с различным числом рядов ($N_r = 2, \ldots, 5$) приведены зависимости коэффициента усреднения σ_x от величины $(1 - \psi/\psi_0)$, где ψ/ψ_0 относительный поперечный фазовый сдвиг.

Для основного типа ($m = 1$) характерен рост σ_x с увеличением смещения экранов. Характер изменения и величина σ_x высших типов зависит от номера типа m и числа рядов. Ближайший к основному высший тип ($m = 2$) имеет характеристику σ_x, максимально спадающую до нуля с удалением экранов. Следующий высший тип ($m = 3$) имеет минимум σ_x при некотором сдвиге ψ с последующим увеличением практически до значения σ_x поля основного типа.

Соответственно, в зависимости от заданного частотного диапазона и числа рядов N_r по поперечному распределению поля многорядной ЗС можно выбрать оптимальное положение экранов с целью подавления ближайших к основному высших типов.

Необходимость учёта поперечного распределения поля при расчёте сопротивления связи ($R_{\text{св}}$ – для ленточного пучка и интегрального $\overline{R_{\text{св}}}$ – для сплошного пучка) проиллюстрирована зависимостями $R_{\text{св}}(\varphi)$ нулевой гармоники электрического поля поперечных типов волн многорядной ЗС ($N_r = 3$) с удалёнными экранами и экранами в плоскостях поперечной симметрии (рис. 6). Так, удаление экрана от плоскости симметрии приводит к значительному уменьшению сопротивления связи основного

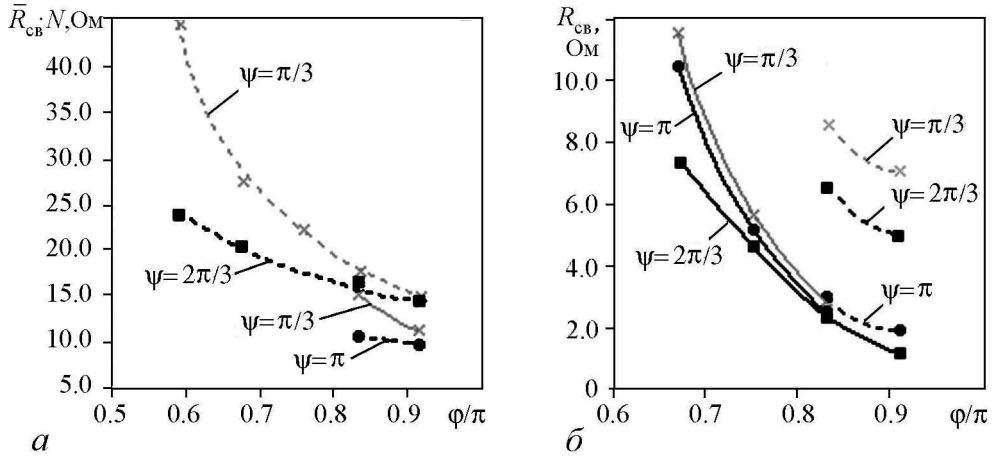


Рис. 6. Зависимость интегрального сопротивления связи $\overline{R_{св}}$ (*а*) и $R_{св}$ (*б*) нулевой гармоники электрического поля многорядной ЗС ($N_r = 3$) от продольного – φ и поперечного – ψ фазовых сдвигов (сплошные линии – $d_э = 12.5$ мм, пунктирные линии – $d_э = 1.3$ мм)

и ближайшего к нему ($m = 2$) типов. Но так как при удалении экранов коэффициент усреднения σ_x основного типа увеличивается, то значение интегрального сопротивления связи $\overline{R_{св}}$ в меньшей степени отличается от $\overline{R_{св}}$ системы с экранами в плоскостях симметрии (см. рис. 6, *а*). При этом σ_x второго типа уменьшается с удалением экрана, что должно приводить к уменьшению его $\overline{R_{св}}$.

Таким образом, на основе предложенной методики расчета распределения полей многорядных ЗС и проведенных экспериментальных исследований получено выражение для коэффициента усреднения квадрата поля нормальных типов волн ЗС с различным числом рядов и произвольным расположением поперечных стенок. Проведен анализ соотношений, позволяющих определить положение ограничивающих поперечных стенок, при которых амплитуда поля высших типов волн значительно уменьшается по сравнению с полем основного.

Заключение

В результате экспериментальных исследований многорядных встречно-штыревых систем (двухступенчатых в продольном направлении и одноступенчатых в поперечном) от размеров, влияющих на частотное разделение основного и высших типов, предложены способы подавления высших и увеличения рабочей полосы возбуждения основного типа.

Исследование вынужденных колебаний многорядной встречно-штыревой системы с экспоненциальными волноводными выводами энергии показало возможность одномодового возбуждения в широкой полосе частот.

Установлено, что распределение полей в многорядных ЗС штыревого типа с произвольным расположением поперечных ограничивающих стенок может быть определено по измеренным в разных точках пространства взаимодействия значениям квадрата поля. На основе предложенной методики был проведён расчёт поперечного фазового сдвига ψ, распределения поля и коэффициента усреднения σ_x для нормальных типов многорядной ЗС с различным числом рядов штырей.

Впервые с использованием проведенных расчетов распределения поля в поперечной плоскости и экспериментального исследования сопротивления связи мно-

горядных встречно-штыревых замедляющих систем получены характеристики интегрального сопротивления связи с учетом реального распределения продольной составляющей напряжённости электрического поля поперечных (основного и высших) типов волн.

Повышение сопротивления связи основного типа многорядной встречно-штыревой замедляющей системы за счёт смещения экрана в плоскость поперечной симметрии с одновременным увеличением частотной области одномодового возбуждения могут использоваться при оптимизации выходных характеристик СВЧ приборов с многорядными волноведущими системами.

Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации в рамках проектной части государственного задания в сфере научной деятельности № 3.1155.2014/K.

Библиографический список

1. *Тагер А.С., Зюлина Е.А., Победоносцев А.С., Негирев А.А., Самородова Г.А., Солнцев В.А.* Электронно-лучевая лампа малой мощности миллиметрового диапазона// А.с. SU 1 840 644 A1 с приоритетом № 4620947/09 от 04.09.1956. Опубликовано 10.08.2007. Бюллетень № 22.
2. *Негирев А.А., Солнцев В.А.* Изобретение и развитие мм и субмм ЛОВ с многорядными замедляющими системами // Материалы XIV Международной зимней школы-семинара по электронике сверхвысоких частот и радиофизике. Саратов, 3–8 февраля 2009. Саратов: Издательский центр «РАТА», 2009. С. 107.
3. *Братман В.Л., Гинцбург В.А., Гришин Ю.А., Думеш Б.С., Русин Ф.С., Федотов А.Е.* Импульсные широкодиапазонные оротроны миллиметровых и субмиллиметровых волн // Изв. вузов. Радиофизика. 2006. Т. XLIX, № 11. С. 958.
4. *Силин Р.А., Сазонов В.П.* Замедляющие системы. М.: Сов. радио, 1966. 632 с.
5. *Накрап И.А., Негирев А.А., Шиндяпина Н.Б.* СВЧ прибор О-типа // А.с. SU № 680525. Опубликовано 1993. Бюллетень № 45–46.
6. *Гинзтон Э.Л.* Измерения на сантиметровых волнах. М.: Иностранная литература, 1960. 620 с.
7. *Шиндяпина Н.Б.* Применение модифицированного метода бисерного зонда для анализа периодических структур резонаторного типа // Электронная техника, Сер. 1. Электроника СВЧ. 1992. Вып. 3. С. 35.
8. *Краснушкин П.Е.* Нормальные волны в цепочечных многополюсных фильтрах // ЖТФ. Т. XVII, вып. 6. 1947. С. 705.
9. *Мандельштам Л.И.* Лекции по теории колебаний. М.: Наука, 1972. 470 с.
10. *Накрап И.А., Савин А.Н., Шараевский Ю.П.* Вынужденные и собственные волны периодической системы типа цепочки связанных резонаторов// Материалы 14-й Международной Крымской конференции СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии (КрыМиКо-2004), Севастополь, 13–17 сентября 2004. Севастополь: Изд-во «Вебер», 2004. С. 197.
11. Исследование поперечных видов колебаний многорядных встречно-штыревых систем/ С.А. Казаков, И.А. Накрап, Н.Б. Шиндяпина// ДЭ-1811, сб. ВИМИ, «Рипорт», 1976. № 17.

References

1. *Tager A.S., Zyulina E.A., Pobedonoscev A.S., Negirev A.A., Samorodova G.A., Solncev V.A.* Elektronno-luchevay lampa maloy moschnosti millimetrovogo diapazona// A.s. SU 1 840 644 A1 s priorotetom № 4620947/09 ot 04.09.1956. Opublikovano 10.08.2007. Byulleten № 22 (in Russian).
2. *Negirev A.A., Solncev V.A.* Izobretenie i razvitie mm i submm LOV s mnogoryadnymi zamedlyayuschimi sistemami // Materialy XIV Megdunarodnoy zimney shkoly-seminara po elektronike sverhvysokih chastot i radiofizike. Saratov, 3–8 fevralya 2009. Saratov: Izdatelskiy centr «RATA», 2009. S. 107 (in Russian).
3. *Bratman V.L., Gincburg V.A., Grishin Yu.A., Dumesh B.S., Rusin F.S., Fedotov A.E.* Impulsnye shirokodiapazonnye orotrony millimetrovyh i submillimetrovyh voln // Izv. vuzov. Radiofizika. 2006. T. XLIX, № 11. S. 958 (in Russian).
4. *Silin R.A., Sazonov V.P.* Zamedlyayuschie sistemy. Moskva: Sov. Radio, 1966. 632 s. (in Russian).
5. *Nakrap I.A., Negirev A.A., Shindyapina N.B.* SVCH pribor O-tipa // A.s. SU № 680525. Opublikovano 1993, byulleten № 45–46 (in Russian).
6. *Ginzton E.L.* Microwave Measurements. New York City: McGraw-Hill Book Company, Inc., 1957.
7. *Shindyapina N.B.* Primenenie modificirovannogo metoda bisernogo zonda dlya analiza periodicheskih structur rezonatornogo tipa // Electronnaya tekhnika. Ser. 1. Electronika SVCH. 1992. T. 3(138). S. 35 (in Russian).
8. *Krasnushkin P.E.* Normalnye volny v cepochechnyh mnogopolusnyh filtrah // GTF. 1947. T. XVII, vyp. 6. S. 705 (in Russian).
9. *Mandelshtam L.I.* Lekcii po teorii kolebanyi. M.: Nauka, 1972. 470 s. (in Russian).
10. *Nakrap I.A., Savin A.N., Sharaevsky Yu.P.* Forced and own waves of coupled cavity periodic structure // 14th Int. Crimean Conf. «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2004). Sevastopol, 2004. P. 197.
11. Issledovanie poperechnyh vidov kolebanyi mnogoryadnyh vstrecno-shtyrevyh sistem/ S.A. Kazakov, I.A. Nakrap, N.B. Shindyapina// DE-1811, sb. VIMI, «Riport». 1976. № 17 (in Russian).

Поступила в редакцию 13.02.2015

THE ELECTRODYNAMIC CHARACTERISTICS OF MULTIROW INTERDIGITAL SLOW WAVE STRUCTURE

I. A. Nakrap, A. N. Savin

Saratov State University

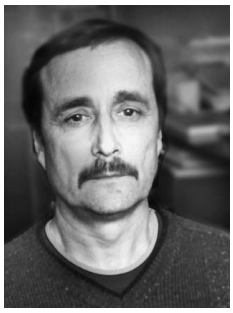
The results of an experimental study the dispersion characteristics and field distribution of main and higher order modes of multirow interdigital slow wave structures with their resized are presented. The ways of increasing the frequency separation of main and higher order modes and the working excitation band of the main mode are offered.

Investigation the forced oscillations of the multirow interdigital slow wave structure with exponential H-waveguide power ports has shown the possibility of a single-mode excitation in a wide bandwidth. The results of an experimental study of the coupling impedance multirow interdigital slow wave structures with the use of the actual distribution of the longitudinal component of the electric field transverse (basic and higher) types of waves are presented. The estimation of the competitiveness of the worker and the parasitic waves types of multirow systems carried out by changing the position of the transverse waveguide screen.

Keywords: Multirow interdigital slow wave structures, dispersion characteristic, integral coupling impedance, distribution of the electric field.

Накрап Ирина Александровна – родилась в Саратове (1934), окончила Саратовский государственный университет (1957). После окончания работала на предприятии, с 1960 работает в Саратовском государственном университете, в настоящее время - доцент кафедры радиотехники и электродинамики СГУ, кандидат физико-математических наук. Область научных интересов: электродинамика СВЧ, радиофизика, физический эксперимент. Автор более 110 научных статей, обладатель 9 авторских свидетельств на изобретения, имеет награду «Изобретатель СССР».

410012 Саратов, ул. Астраханская, 83
Саратовский государственный университет
E-mail:nakrapia@info.sgu.ru



Савин Александр Николаевич – родился (1963) в городе Палдиски Эстонской ССР. Окончил Физический факультет СГУ (1981). Кандидат физико-математических наук, доцент. В настоящее время - доцент кафедры дискретной математики и информационных технологий факультета Компьютерных наук и информационных технологий СГУ. Область научных интересов - радиофизика и электродинамика СВЧ, физический и вычислительный эксперимент. Автор 112 печатных работ, 1 изобретения, 5 учебных пособий.

410012 Саратов, ул. Астраханская, 83
Саратовский государственный университет
E-mail: savinan@info.sgu.ru