

## УСКОРИТЕЛИ ЗАРЯЖЕННЫХ ЧАСТИЦ ДЛЯ ЯДЕРНЫХ ТЕХНОЛОГИЙ

УДК 621.384.643

### РЕЗОНАНСНЫЕ СИСТЕМЫ НА ОСНОВЕ СЕКЦИЙ СТРУКТУРЫ SDTL

© 2026 г. И. В. Рыбаков<sup>a</sup>, \*, В. В. Парамонов<sup>a</sup>

<sup>a</sup>Институт ядерных исследований Российской академии наук, Москва, 117312 Россия

\*E-mail: irybakov@inr.ru

Поступила в редакцию 13.04.2025 г.

После доработки 13.04.2025 г.

Принята к публикации 30.04.2025 г.

Рассматривается объединение коротких секций структуры Separated Drift Tube Linac (SDTL) в единую резонансную систему. Рассмотрены особенности объединения секций на различных рабочих частотах. Реализована методика оптимизации параметров ячеек связи (ЯС) и приведены результаты оптимизации для различных конфигураций ЯС. Показана возможность реализации на рабочем виде колебаний системы  $\pi/2$  как противофазного, так и синфазного распределений ускоряющего поля в соседних секциях.

**Ключевые слова:** ускоритель, ускоряющая структура, трубки дрейфа, ячейки связи

**DOI:** 10.56304/S2079562926010379

#### ВВЕДЕНИЕ

Короткие резонаторы SDTL применяются на низких частотах как в одиночном варианте – линейный ускоритель (ЛУ) J-PARC ( $f = 324$  МГц) [1] (рис. 1а), так и в связанном – SCDTL, ЛУ Linac 4 ( $f = 352$  МГц) [2] (рис. 1б). На высоких частотах ( $f = 3000$  МГц) известно применение резонаторов SDTL только в связанном варианте, ЛУ IMPLART [3].

Преимуществом объединенной резонансной системы является питание от одного более мощного ВЧ источника и существенное сокращение располагаемых на оси пучка датчиков положения пучка, необходимых для точной настройки ам-

плитуды и фаз ускоряющего поля в резонансной системе при наладке ускорителя.

#### МЕТОДИЧЕСКАЯ ОСНОВА АНАЛИЗА ЦЕПочки СВЯЗАННЫХ РЕЗОНАТОРОВ

Для анализа параметров цепочки связанных резонаторов используем электродинамический подход, реализованный в работе [4] и базирующийся на электродинамической модели элемента связи – щели связи – как прямоугольного резонатора с длиной  $l_s$ , высотой  $b_s$  и шириной  $l_s$  на колебании TE<sub>100</sub> [5].

Для объяснения основных характеристик связанной цепочки достаточно ограничиться одномо-

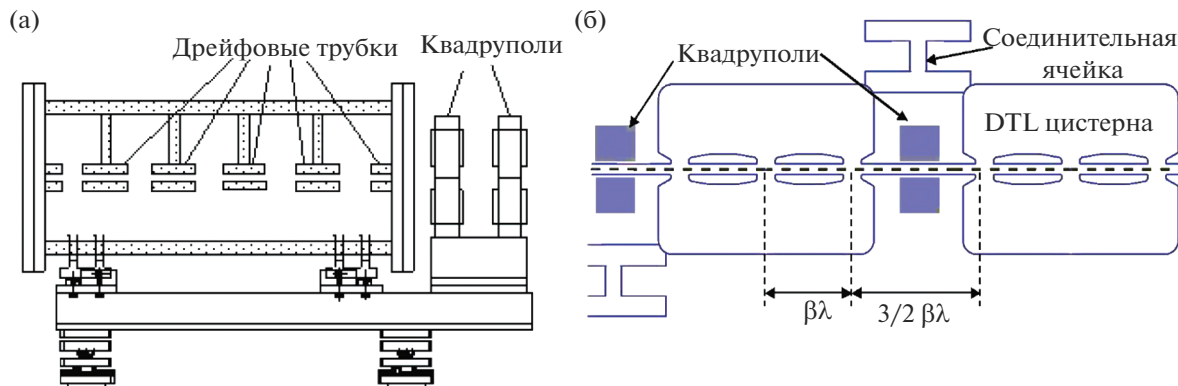


Рис. 1. Концепции структуры SDTL (а) и SCDTL (б).

довым приближением из [4], учитывая только по одному собственному колебанию в элементах — секциях SDTL, ЯС и щелях связи, поля которых нормированы на постоянную запасенную энергию  $W_0$ . Так же будем считать одинаковыми все секции SDTL с частотой  $\omega_a$  и нормированной напряженностью магнитного поля на щелях  $H_a$ , ЯС с  $\omega_c$ ,  $H_c$  и щели с размерами  $t_s$ ,  $b_s$  и  $l_s$ . Тогда амплитуды колебаний в бесконечной цепочке секций SDTL  $h_a$  и ЯС,  $h_c$ , удовлетворяют системе уравнений:

$$\begin{aligned} CH_a H_c h_{a,m-2} + h_{c,m-1} \left( 1 - \frac{\omega_c^2 (1-d_c)}{\omega^2} \right) + \\ + CH_a H_c h_{a,m} = 0, \quad C = \frac{4l_s^3 b_s}{\pi^4 c^2 \epsilon_0 t_s}, \\ CH_c H_a h_{c,m-1} + h_{a,m} \left( 1 - \frac{\omega_a^2 (1-d_a)}{\omega^2} \right) + \\ + CH_a H_c h_{c,m+1} = 0, \quad d_a = 2CH_a^2, \\ CH_a H_c h_{a,m} + h_{c,m+1} \left( 1 - \frac{\omega_c^2 (1-d_c)}{\omega^2} \right) + \\ + CH_a H_c h_{a,m+2} = 0, \quad d_c = 2CH_c^2. \end{aligned} \quad (1)$$

Величина  $CH_a H_c = \gamma$  является коэффициентом связи секций SDTL и ЯС но конкретное выражение  $C = \frac{4l_s^3 b_s}{\pi^4 c^2 \epsilon_0 t_s}$  справедливо только для модели щели из [5]. Из системы (1) следует, что при объединении щелями собственные частоты как секций SDTL, так и ЯС понижаются на относительные величины  $d_a/2$ ,  $d_c/2$  и  $d_a d_c = 4\gamma^2$ . Необходима коррекция частот как секций, так и ЯС, тем большая чем больше коэффициент связи.

Система уравнений (1) полностью эквивалентна системе уравнений для связанных контуров, применяемой для анализа характеристик цепочки в работе [6]. Но уравнения (1) учитывают направления магнитных полей ячеек на щелях связи. Если на противоположных стенках ЯС направления полей  $H_c$  совпадают, то  $g_{m-1, m} = g_{m, m+1}$  и на среднем колебании  $\omega^2 = \omega_a^2 (1-d_a) = \omega_c^2 (1-d_c)$  (вид колебаний в системе  $\pi/2$ ) по секциям реализуется противофазное распределение  $h_{m-2} = -h_m = h_{m+2}$ . А если направить поля  $H_c$  на противоположных стенках ЯС в противоположных направлениях, то  $\gamma_{m-1, m} = \gamma_{m, m+1}$ . Соответствующее (1) дисперсионное уравнение, а следовательно и спектр частот колебаний в цепочке, при этом не меняется — в него  $g_{m-1, m}$  всегда входят в четной степени. Но на среднем колебании по секциям теперь реализуется синфазное распределение  $h_{m-2} = h_m = h_{m+2}$ . Распределения полей на всех других коле-

баниях так же изменяются, в соответствии с теоремой Флоке. Но, применение матричного аппарата теории возмущений, см. [6], показывает, что стабильность распределения поля в секциях на колебании вида  $\pi/2$  полностью сохраняется. При отклонениях частот секций так же происходит попарная компенсация вкладов полей боковых колебаний.

Важно корректное определение величины коэффициента связи в соотношении с шириной полосы  $f_t - f_b$  пропускания цепочки. Для бесконечной цепочки, применяя теорему Флоке для распределения полей  $h_q$  вида  $q$  и полагая что частоты ячеек откорректированы  $f_a = f_c^1 = f_{\pi/2}$ , из (1) получаем,

$$\begin{aligned} f_q^2 &= \frac{f_a'^2}{1 + 2\gamma \cos q}, \quad f_t = f_\pi = \frac{f_a'}{\sqrt{1 - 2g}}, \\ f_b = f_0 &= \frac{f_a'}{\sqrt{1 + 2g}}, \quad \frac{f_t^2 - f_b^2}{f_a'^2} = \frac{4g}{1 - 4g^2}, \\ \frac{f_t - f_b}{f_a'} &\approx 2\gamma. \end{aligned} \quad (2)$$

Для цепочек конечной длины соотношения несколько другие. Непосредственной проверкой, используя (1), легко убедиться, что для цепочки из трех ячеек (две секции и ЯС между ними):

$$\begin{aligned} f_t^2 &= f_a'^2 \frac{1 + g\sqrt{2}}{1 - 2g^2}, \quad f_b^2 = f_a'^2 \frac{1 - g\sqrt{2}}{1 - 2g^2}, \\ \frac{f_t^2 - f_b^2}{f_a'^2} &= \frac{2g\sqrt{2}}{1 - 2g^2}, \quad \frac{f_t - f_b}{f_a'} \approx \gamma\sqrt{2}. \end{aligned} \quad (3)$$

Для цепочки из пяти ячеек, трех секций и двух ЯС,

$$\begin{aligned} f_t^2 &= f_a'^2 \frac{1 + g\sqrt{3}}{1 - 3g^2}, \quad f_b^2 = f_a'^2 \frac{1 - g\sqrt{3}}{1 - 3g^2}, \\ \frac{f_t^2 - f_b^2}{f_a'^2} &= \frac{2g\sqrt{3}}{1 - 3g^2}, \quad \frac{f_t - f_b}{f_a'} \approx \gamma\sqrt{3}. \end{aligned} \quad (4)$$

И так далее. Величина коэффициента связи секций и ЯС во всех случаях не меняется. Но с ростом числа ячеек ширина полосы цепочки увеличивается, с замедлением роста, и по мере возрастания числа ячеек приближаясь в пределе к ширине полосы пропускания бесконечной цепочки (2).

## ОПТИМИЗАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ ЯЧЕЕК СВЯЗИ

Оптимизация цилиндрических ЯС на колебаниях TM<sub>010</sub> проведена подобно описанной в [7] и заключается в накоплении базы данных для параметров различных вариантов ЯС и последующим поиском, применяя интерполяцию кубическими сплайнами, оптимального варианта. Для сравне-

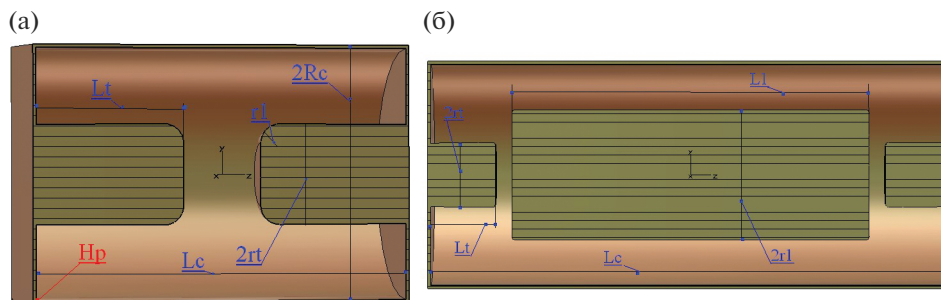


Рис. 2. Геометрии цилиндрических ЯС с обозначением размеров. На колебании ТМ010 (а) и с центральным проводником (б).

ния параметров ЯС в широком диапазоне частот использованы соотношения масштабирования.

Рассмотрены два основных варианта цилиндрических ЯС, обозначения характерных геометрических параметров которых приведены на рис. 2. Применение процедуры оптимизации параметров позволяет при необходимой длине  $L_c$  определить другие размеры ЯС для получения максимального значения  $H_c$  в месте предполагаемого размещения щели связи.

Цилиндрическая ЯС в простейшей конфигурации рис. 2а применима при ограничении длины  $L_c < 0.5\lambda$ , что обуславливает ее применение на низких рабочих частотах, например на частоте 352 МГц [2].

Расширить диапазон длин ЯС можно разместив в середине ЯС цилиндрический проводник, как показано на рис. 2б. В области центрального проводника реализуется ТЕМ структура полей. Такие ЯС могут быть использованы на первой моде при  $L_l \sim 0.23\lambda$ ,  $L_c < 1.12\lambda$ , и на второй при  $L_l \sim 0.23\lambda$ ,  $1.12\lambda < L_c < 1.6\lambda$ . Это позволяет применить их для объединения секций SDTL на высоких частотах [2]. Но применение такой ЯС в относительно длинном варианте  $1.12\lambda < L_c < 1.6\lambda$  на второй моде требует дополнительного рассмотрения.

### ПРИМЕР ОБЪЕДИНЕНИЯ СЕКЦИЙ SDTL

Объединение коротких секций SDTL продемонстрировано на примере коротких резонаторов с тремя ускоряющими зазорами на частоте 325 МГц и участке низкой энергии протонов  $\sim 4$  МэВ [8],  $\beta \sim 0.1$ . Данное значение рабочей частоты определяет применение ЯС в конфигурации рис. 2а.

Коррекция частот секций SDTL и ЯС, необходимость которой вызвана введением щелей связи, проводится в сборках, модели которых показаны на рис. 3. Для коррекции частоты секции на торцевых стенках вводятся дополнительные диски, методика выбора размеров которых изложена в [9]. Коррекция частоты ЯС, проводимая после коррекции частоты секции, ведется изменением

длины емкостного зазора по симметричному относительно рабочего расположению по частоте двух колебаний.

Для получения синфазных распределений полей в соседних секциях, т.е. обеспечения противоположных направлений  $H_c$  ЯС на окнах связи, надо изменить направление оси ЯС, поставив ее на торец. Полная ЯС уже не требуется – необходима половина ЯС и при малых  $\beta$  нужна ЯС с меньшим диаметром. Объем ЯС существенно уменьшается, что ведет к повышению  $H_c$  и увеличению коэффициента связи без изменения размеров щели связи. Дополнительно уменьшается максимальный поперечный размер системы. Частотные характеристики объединенных систем с различным числом секций SDTL приведены в табл. 1.

Технические рисунки резонаторов из пяти секций в противофазном и синфазном исполнениях приведены на рис. 4.

Соответствующие показанным на рис. 4 резонаторам распределения ускоряющего поля приведены на рис. 5.

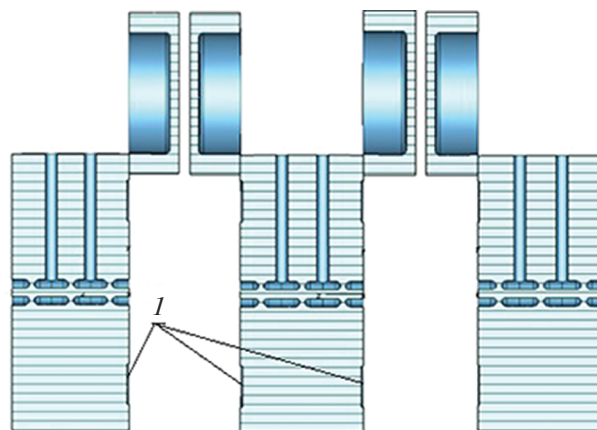
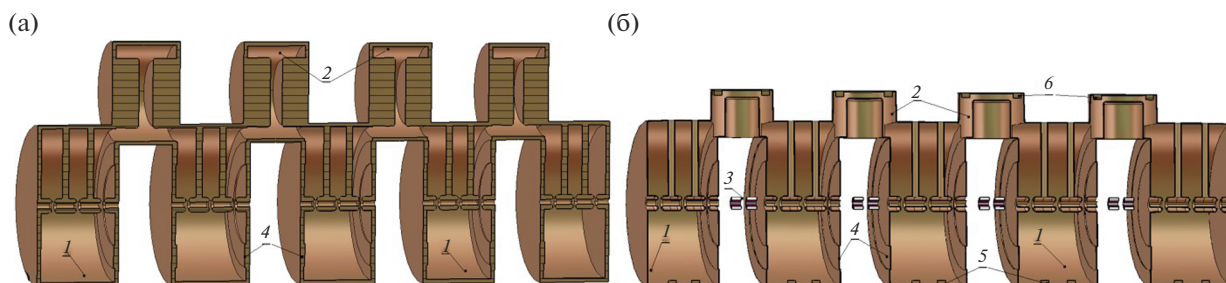
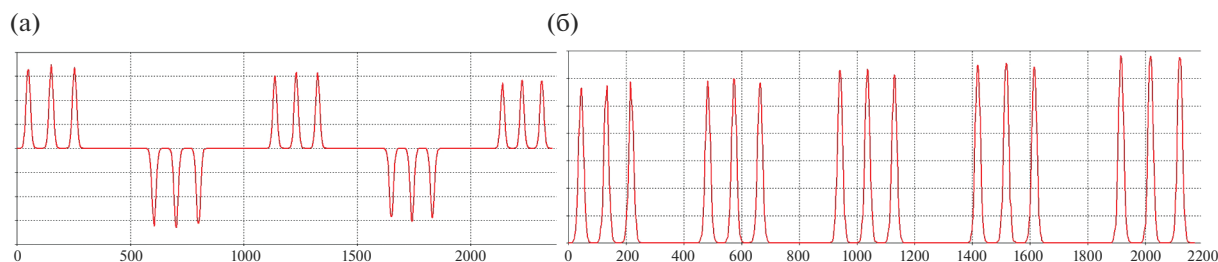


Рис. 3. Модели сборки для коррекции частот секций SDTL и ЯС. 1 – Вводимые диски на торцевых стенках секций.

**Таблица 1.** Частотные характеристики систем с различным числом секций SDTL для противофазного (1) и синфазного (2) распределений полей

| Число секций SDTL | Ширина полосы, МГц (1) | Ширина полосы, МГц (2) | Разделение частот, МГц (1) | Разделение частот, МГц (2) | Мощность ВЧ потеря, кВт, [8] |
|-------------------|------------------------|------------------------|----------------------------|----------------------------|------------------------------|
| 2                 | 3.916                  | 8.044                  | 1.958                      | 4.022                      | 85                           |
| 3                 | 4.753                  | 9.738                  | 1.374                      | 2.811                      | 129                          |
| 4                 | 5.094                  | 10.319                 | 1.065                      | 2.148                      | 175                          |
| 5                 | 5.534                  | 10.570                 | 0.890                      | 1.779                      | 225                          |

**Рис. 4.** Технические рисунки резонаторов из пяти секций SDTL, соединенных цилиндрическими ЯС для противофазного (а) и синфазного (б) распределений полей: 1 – секции SDTL, 2 – ЯС, 3 – фокусирующие элементы, 4 – диски для коррекции частот секций, 5, 6 – элементы для точной настройки частот секций и ЯС.**Рис. 5.** Распределения ускоряющего поля в резонаторах из пяти секций SDTL, соответствующих рис. 4: (а) противофазные поля, (б) синфазные поля.

Для точной настройки частот в секции SDTL и в ЯС вводятся элементы настройки, см. 5 и 6 на рис. 4б. Эти элементы в ЯС так же позволяют регулировать уровни полей в соседних секциях.

### ВЫВОДЫ

Проведенный в электродинамическом приближении методический анализ параметров цепочки связанных резонаторов объясняет получаемые результаты. Сформированы рекомендации по выбору типа и размеров ЯС, оптимизация которых позволяет уменьшить размеры ЯС и повысить коэффициенты связи элементов системы. Приведена методика коррекции размеров секций SDTL и ЯС для компенсации понижения частот при введении щелей связи. Показана возможность получения на рабочем виде колебаний в системе  $\pi/2$  как противофазного, так и синфазного

распределений поля в соседних секциях. Показан рост ширины полосы системы с ростом числа объединенных секций.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ/REFERENCES

1. Ito T. et al. // Proc. LINAC'06 Conf. 2006. P. 740.
2. Tribendis A. et al. // Proc. LINAC'14 Conf. 2014. P. 746.
3. Picardi L. et al. // Phys. Rev. Accel. Beams. 2020. V. 23. P. 020102.
4. Paramonov V.V. // Proc. LINAC'02 Conf. 2002. P. 413.
5. Калужный В.Е. // Журн. техн. физ. 1978. Т. 48 (6). С. 1228.
6. Knapp E.A. et al. // Rev. Sci. Instrum. 1967. V. 38 (11). P. 22.
7. Рыбаков И.В., Парамонов В.В. // Ядерн. физ. инж. 2025. Т. 16 (5). С. 663–667. [Rybakov I.V., Paramonov V.V. // Phys. At. Nucl. 2024. V. 87 (11). P. 1665–1669].

8. *Paramonov V.V. et al.* // arXiv:2309.11431 [physics.acc-ph].  
<https://doi.org/10.48550/arXiv.2309.11431>
9. Рыбаков И.В., Парамонов В.В. // Ядерн. физ. инжинир. 2025. Т. 16 (2). С. 174–177.

## Resonant Systems Based on SDTL Structure Sections

I. V. Rybakov<sup>1, \*</sup> and V. V. Paramonov<sup>1</sup>

<sup>1</sup>*Institute for Nuclear Research of the Russian Academy of Sciences, Moscow, 117312 Russia*

*\*e-mail: irybakov@inr.ru*

Received April 13, 2025; revised April 13, 2025; accepted April 30, 2025

**Abstract**—The integration of short sections of the Separated Drift Tube Linac (SDTL) structure into a single resonant system is considered. The features of sections combining at different operating frequencies are considered. The technique for the parameters of the coupling cells (CC) optimization is implemented and the results for different CC configurations are presented. The possibility of implementing either antiphase or in-phase distributions of the accelerating field in neighboring sections at the operating mode  $\pi/2$  of the system is shown.

**Keywords:** accelerator, accelerating structure, drift tubes