

DOI: <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2025.7.8>

УДК: 537.86/.87

**ПРИНЦИП ВЗАИМНОСТИ ЧАСТИЧНО ЭКРАНИРОВАННОГО
ТЕМ-РУПОРА В МОДАХ ИЗЛУЧЕНИЕ-ПРИЕМ
СВЕРХКОРОТКИХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ИМПУЛЬСОВ.
ЧИСЛЕННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ**

В.М. Федоров, А.В. Ульянов

**Объединенный институт высоких температур РАН
125412, Москва, Ижорская ул., дом 13, стр.2**

Статья поступила в редакцию 1 апреля 2025 г.

Аннотация. С использованием кода КАРАТ получены новые расчетные данные о размерах поверхности излучения в окрестности апертуры сверхширокополосной антенны. Код КАРАТ – полностью электромагнитный во временной области трехмерный РС-код разработки В.П.Тараканова. Численное моделирование распространения электромагнитных импульсных волн сделано в 3-х мерной ограниченной области в режимах излучение/прием подобных волн. Численная модель антенны имела апертуру 4×2 см² и представляла собой 1/8 часть частично экранированного ТЕМ-рупора с апертурой 8×8 см² и полной угловой расходимостью электродов рупоров $\approx 12^\circ$. Эта антенна в режиме излучения возбуждалась импульсом напряжения ступенчатой формы для излучения колоколообразных импульсов электромагнитных волн длительностью на полувысоте ≈ 50 пс. Формы импульсов были подобны экспериментальным импульсам в наших ранних исследованиях принципа взаимности эффективных апертур антенны с использованием известного метода двух антенн. Численное моделирование излучения в дальней зоне

сделано с использованием аналитической формулы и теоремы эквивалентности излучения вторичных токов на вторичной поверхности. Производная по времени для излучения вторичных токов была перенесена на первичный импульс возбуждения антенны. В результате к антенне был подключен вторичный источник возбуждения с импульсом колоколообразной формы длительностью ≈ 50 пс. Вычисленные эффективные поверхности излучения и приема модельной антенной электромагнитного импульса типа колокол были равны. Установлено, что при достижении в дальней зоне 90 % от максимальной амплитуды напряженности электрического поля импульса излучения расчетная величина излучающей поверхности антенны превышала размер поверхности приемной антенны в 1.8 раза.

Ключевые слова: принцип взаимности, принцип эквивалентности, эффективная апертура антенны, сверхширокополосные импульсные сигналы, численное 3D моделирование антенн.

Финансирование: Работа выполнена при поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации (Государственное задание № 075-00269-25-00).

Автор для переписки: Ульянов Александр Витальевич, ostashev@ihed.ras.ru

Введение

В теории и практике антенн для гармонических сигналов известен принцип (теорема) взаимности [1, 2, 4], в соответствии с которым диаграммы направленности и эффективные площади апертуры S_{Aeff} антенны в режиме приемник $S_{Aeff, rec}$ и режиме излучатель $S_{Aeff, rad}$ будут равны. Равенство эффективных площадей апертур $S_{Aeff, rad} = S_{Aeff, rec}$ будет наблюдаться при выполнении следующих условий:

- одинаковая длина электромагнитной (ЭМ) волны;
- антенна в режиме приемник принимает плоскую поперечную электромагнитную волну (ТЕМ-волну);

- ЭМ волна, излученная антенной в режиме излучателя, измеряется в локальной области в виде ТЕМ-волны на большом расстоянии $R \gg r_A$ от антенны с размером r_A .

В случае использования антенн с импульсными сигналами проблема сравнений сигналов в режимах приемник-излучатель усложняется. Излученный сверхширокополосной (СШП) антенной сигнал импульсного электрического поля напряженностью $E_{A,rad}(t)$ будет пропорционален амплитуде производной по времени импульса возбуждающего напряжения $V_{GA}(t)$ на фидере антенны. Для проверки принципа взаимности обычно используют метод сочетаний двух разных антенн: A_1 – излучатель / A_2 – приемник и A_2 – излучатель / A_1 – приемник, разнесенных на расстояние R , значительно большее размеров r_A антенн. При этом антенну излучателя возбуждают импульсом напряжения $V_{GA}(t > 0) \neq 0$, $V_{GA}(t \leq 0) = 0$ и $\partial V_{GA}(t \leq 0)/\partial t = 0$. Теорема взаимности утверждает, что для одинаковых волновых импедансов фидеров антенн при перемене местами антенн A_2 и A_1 , сигнал в приемнике не изменится. Теорема взаимности для неустановившихся процессов была доказана в [5] для элементарных диполей с использованием метода операционного исчисления. Наши натурные эксперименты с двумя сверхширокополосными антеннами разных размеров и конструкций подтвердили принцип взаимности для антенн, которые возбуждались импульсами простой формы типа перепад. Эксперименты были проведены в лаборатории ОИВТ РАН. Сравнение осциллограмм для импульсных сигналов в приемной антенне показало, что при перемене ролей излучатель-приемник: антенны A_{16} (апертура $16 \times 16 \text{ см}^2$) (антенна A_1) и антенны A_2 (сенсорной антенны полоскового типа с апертурой примерно $1.5 \times 3 \text{ мм}^2$) наблюдался одинаковый результат в приемной антенне, осциллограммы приведены в наших работах [6, 7]. В экспериментах в качестве возбудителя антенн использовался генератор TMG40 производства фирмы TRIMCOM [8], с импульсами типа перепад амплитудой $V_{GA} \approx 40 \text{ В}$ и фронтом нарастания $T_{G,fr} \approx 25 \text{ пс}$. Расстояние R между антеннами составляло 3.6 м. Импульс излучения, принятый антенной A_2 и преобразованный в импульс

напряжения $V_{A, G, rec}(t)$, имел форму колокола (приближенно функция Гаусса) с длительностью на полувысоте $T_{p, 0.5} \approx 50$ пс. Форма импульса излучения была подобна производной во времени для частично сглаженного, импульса напряжения, в частности, были сглажены в тракте антенны A_{16} пиковые возмущения длительностью ≈ 25 пс на импульсе напряжения генератора возбуждения. Антенны и генератор имели фидерные линии в виде отрезков коаксиальных кабелей с граничной частотой > 20 ГГц и с волновым импедансом $Z_{AG} = 50$ Ом.

Следует отметить, что наряду с равенством эффективных апертур $S_{Aeff, rad} = S_{Aeff, rec}$ антенны, имеются *различия* некоторых характеристик антенны в модах приемник-излучатель. Распределения тока в антенне в модах излучение и приема, обычно сильно различаются (например, утверждение практиков в [9]). Различие в распределении импульсных токов и импульсного ЭМ поля в антенне в модах приемник и излучатель наблюдается, например, в антеннах с частично экранированными ТЕМ-рупорами, которые используются в наших работах [6, 7, 10, 11]. Результаты численного моделирования кодом КАРАТ [12,13] процесса приема короткого импульса ТЕМ-волны двумя антеннами – открытым классическим ТЕМ-рупором и частично экранированным (ЧЭТЕМ) рупором даны в [7].

Анализ результатов моделирования антенны в виде ЧЭТЕМ-рупора показал в [7] (в численной модели для сокращения объема вычислений рассмотрен полурупор), что более высокая эффективная площадь апертуры ЧЭТЕМ-рупора $S_{Aeff, rec}$ примерно равна геометрической площади апертуры антенны $S_0 = h \times b$, где h – высота и b – ширина апертуры, обеспечивается наличием внешнего электрода-экрана. Принимаемая ЭМ импульсная волна возбуждает на торце электродов ЧЭТЕМ-рупора волну электрического тока, которая разделяется на волну «прямого» тока (на внутренней стороне рупорного электрода) и волну «обратного» тока (на наружной стороне экрана), сумма этих токов примерно равна нулю. Прямой ток течет по треугольному

рупорному электроду внутри рупора, а обратный ток течет по широкому наружному экранному электроду и не попадает внутрь рупора.

Иная картина распределения токов и мощности ЭМ импульсной волны в ЧЭТЕМ-рупоре будет в режиме излучения, поскольку импульсная ЭМ мощность от генератора возбуждения подводится к остроугольной вершине треугольного рупорного электрода. Простой анализ показывает, что при транспортировке ЭМ импульсной волны к апертуре рупора заметная часть импульсной ЭМ мощности ответвится в параллельную линию (рупорный электрод – электрод экрана) и не будет доставлена на апертуру (т.е. эффективность транспортировки электромагнитной энергии к апертуре $\eta_{Arad} < 100\%$). Как известно, амплитуда импульсного ЭМ поля излучения пропорциональна произведению размера поверхности излучения S_{Arad} антенны на скорость изменения на этой поверхности амплитуды ЭМ поля $\partial E(S_{Arad}, t)/\partial t$, например, в ([1], [2], а также формула (5) (ниже в подразделе 1.2). Очевидно, меньшая амплитуда $E(S_{Arad}, t)$ электрического поля должна компенсироваться большим размером поверхности излучения S_{Arad} , чтобы в итоге осуществлялось равенство эффективных апертур $S_{Arad, eff} = S_{Arec, eff} \approx S_0$. В данной работе в подразделах 4.1 и 4.2 с использованием численного моделирования будет проанализирована в режиме излучения динамика ЭМ поля между электродами модельной антенны A_8 и в ближней ее зоне.

1. Основные теоретические положения и расчетные формулы

1.1 Метод эквивалентных токов. Основные положения теории для излучателей электромагнитных волн в дальней зоне

Численное моделирование кодом КАРАТ [12,13] излучения ЧЭТЕМ-рупорной антенной в 3-х мерном пространстве, включая дальнюю зону излучения, не представляется нам возможным по причине ограниченных ресурсов используемых вычислительных средств. Известный способ преодоления данной проблемы основан на проведении численных вычислений в ближней зоне и использовании их для аналитических расчетов в дальней зоне

антенны. Численными методами вычисляется ЭМ поле в ближней зоне антенны (вектора электрического $\mathbf{E}(t, r_A)$ и магнитного $\mathbf{H}(t, r_A)$ полей) на выбранной замкнутой поверхности $S(r_A)$, удобной для вычислений. Излучающая «первичная» антенна помещается внутри полости замкнутой поверхности $S(r_A)$. К схеме, включающей первичный излучатель с антенной с охватывающей поверхностью $S(r_A)$, применим известную теорему эквивалентности вторичных излучателей [1, 2]. Вторичные излучающие эквивалентные токи определяются на выбранной поверхности $S(r_A)$ тангенциальными компонентами векторов электрического $\mathbf{E}(r_A, t)$ и магнитного $\mathbf{H}(r_A, t)$ ЭМ полей, которое излучается первичным источником. Вторичные поверхностные токи в точке r_A на поверхности $S(r_A)$ с внешней нормалью $\mathbf{n}_A(r_A)$ могут быть определены по формулам (1-3).

$$\mathbf{I}_{e,A}(r_A, t) \partial t = [\mathbf{n}_A(r_A), \mathbf{H}(r_A, t)], \quad (1)$$

$$\mathbf{I}_{m,A}(r_A, t) = [\mathbf{E}(r_A, t), \mathbf{n}_A(r_A)], \quad (2)$$

$$(\mathbf{n}_A, \mathbf{n}_A) = 1. \quad (3)$$

Применение в расчетах дальнего ЭМ поля вторичных электрического $\mathbf{I}_{e,A}(r_A, t)$ и магнитного $\mathbf{I}_{m,A}(r_A, t)$ векторных токов, инициированных ЭМ полем первичного излучателя, есть развитие принципа Гюйгенса о вторичных излучателях, как отмечено в [1]. В [14] использован термин «Гюйгенс аппроксимация» при использовании в расчетах дальнего ЭМ поля вторичных токов по формулам (1-3) на поверхности односторонне излучающей апертуры.

1.2. Потенциалы излучения гармонических ЭМ волн в дальней зоне антенны

Умножим векторы плотности токов в (1) и (2) на элемент $dS(r_A)$ площади поверхности $S(r_A)$. В результате получим элементы электрического $\mathbf{I}_{e,A}(r_A, t)dS(r_A)$ и магнитного $\mathbf{I}_{m,A}(r_A, t)dS(r_A)$ вторичных диполей. Согласно классикам электродинамики [3] эффект излучения элементарных дипольных токов обязан производной во времени амплитуды тока в источнике,

генерирующем излучающий ток. Излучение от вторичных дипольных токов обычно вычисляются с помощью векторов электрического $\mathbf{A}_{e,A}(R, t_{R,r_A})$ и магнитного $\mathbf{A}_{m,A}(R, t_{R,r_A})$ потенциалов ([1], [2]). Потенциалы вычисляются с использованием т.н. задержанного времени (4), введенного [3] в теорию ЭМ излучения. Это время равно интервалу времени пролета ЭМ волной расстояния между точкой излучения и точкой наблюдения:

$$t_{R,r_A} = t - [R - (\mathbf{r}_A, \mathbf{n}_R)] / c_0, \quad (4)$$

где: $\mathbf{n}_R = \mathbf{R}/R$ – вектор наблюдения; $c_0 = 3$ м/нс – скорость света. Ниже приведены формулы (5, 6) для векторных потенциалов, в дальней зоне, на больших расстояниях R от излучателя ($R \gg r_A$).

$$E(R, t)R = \frac{1}{4\pi c_0 T_{A,f}} \oint\!\!\!\oint_A \left\{ \left[n_R, (E_{A,rad}, n_A) \right] - Z_0 \left[(n_A, H_{A,rad}) - n_R (n_A, H_{A,rad}) \right] \right\} dS(r_A), \quad (5)$$

$$\mathbf{A}_{m,A}(R, t) = \frac{1}{4\pi R} \oint\!\!\!\oint_A \mathbf{I}_{m,A}(r_A, t_{R,r_A}) dS_A = \frac{1}{4\pi R} \oint\!\!\!\oint_A [\mathbf{E}_A(r_A, t_{R,r_A}), \mathbf{n}_A(r_A)] dS_A. \quad (6)$$

Вектор импульсного электрического поля $\mathbf{E}(R, t)$ в дальней зоне вычисляется дифференцированием потенциалов (5, 6), при этом не учитываются члены более высокого порядка малости, чем величины отношения (r_A/R) . Ниже дана формула (7) для потенциала излучения гармонических сигналов в дальней зоне антенны на расстояниях R значительно больших размера антенны r_A ($R \gg r_A$) и длины волны $R \gg \lambda$ в ЭМ поле излучения.

$$\mathbf{E}(R, t)R = \frac{-1}{4\pi c_0} \oint\!\!\!\oint_A \left\{ \left[Z_0 \left(\mathbf{n}_A, \frac{\partial}{\partial t} \mathbf{H}_A \right) - \mathbf{n}_R \left[\mathbf{n}_R, \left(\mathbf{n}_A, \frac{\partial}{\partial t} \mathbf{H}_A \right) \right] \right] - \left[\mathbf{n}_R, \left(\frac{\partial}{\partial t} \mathbf{E}_A, \mathbf{n}_A \right) \right] \right\} dS_A. \quad (7)$$

Здесь: $\mathbf{H}_A = \mathbf{H}(r_A, t_{R,r_A})$, $\mathbf{E}_A = \mathbf{E}(r_A, t_{R,r_A})$; $\mathbf{n}_A = \mathbf{n}_A(r_A)$ – внешняя нормаль к замкнутой поверхности $S(r_A)$; $dS_A = dS(r_A)$ – элемент площади поверхности $S(r_A)$; $c_0 = 3$ м/нс – скорость света; t_{R,r_A} – формула (4). В дальней зоне ЭМ поле имеет поперечную структуру ($\mathbf{E} \perp \mathbf{H} \perp \mathbf{R}$) и отношение составляющих его амплитуд равно $E/H = Z_0$, где $Z_0 = 120\pi \approx 377$ Ом – волновой импеданс свободного пространства. Вектор импульсного магнитного поля равен: $\mathbf{H}(R, t) = [\mathbf{E}(R, t), \mathbf{n}_R]/Z_0$. В формуле (7) для ЭМ поля в дальней зоне отсутствует вклад в излучение от компонентов векторов токов вдоль вектора наблюдения

$\mathbf{n}_R = \mathbf{R}/R$. Приближенный метод вычисления ЭМ поля в ближней зоне и оценки расстояния R_p для границы ближнего поля импульсного излучения антенны типа IRA дан в [15, 16] с применением в аналитических формулах «проволочной» модели излучателя.

Отметим, что в [17] дана формула (22) подобная (7) для гармонических сигналов и с дополнительными членами более высокого порядка малости, чем в формуле (7). Монографию Дж. Стреттона [17] можно считать некоторым итогом результатов исследований по электродинамике в первой половине прошлого века. В учебном пособии для студентов и инженеров были представлены известные постулаты электромагнетизма и теория векторной электродинамики в соответствии с уравнениями Максвелла. Упомянутая выше формула (22) получена в [17] с применением векторного аналога теоремы Грина к уравнениям ЭМ поля. В современных исследованиях для доказательства теорем эквивалентности и взаимности используется лемма Лоренца, например в [2, 18]. Обзор о применении принципа эквивалентности в расчетах ЭМ поля в дальней зоне антенн с гармоническими сигналами дан в [19].

Поверхность $S(r_A)$ с вторичными (эквивалентными) излучателями можно выбрать удобной конфигурации, например, с плоской поверхностью S_A апертуры, ортогональной к вектору наблюдения $\mathbf{n}_R$. Выбранная поверхность S_A используется в последующих приближенных расчетах излучения импульсного ЭМ поля первичным излучателем в дальней зоне излучения, применяя результаты расчетов ЭМ поля первичного излучателя в ближней зоне. Например, в [11] импульсное СШП излучение сложной антенны, составленной из 4-х частично экранированных ТЕМ-рупоров, успешно рассчитано в простой модели излучения «плоского апертурного раскрыва». Применение формулы (7) для оценки потенциала импульсного излучения $U_{A,G}(t) = E_{y,AG}(t)R$ вдоль оси рупорной антенны в моде излучатель сопряжено с громоздкими числовыми расчетами. По нашему мнению, в случае излучения СШП антенной импульсных сигналов процедура производной во времени может применяться к

импульсному напряжению возбуждения $V_{G,A}(t)$ антенны, как к источнику мощности ЭМ поля, излучаемого в свободное пространство вне электродов антенны.

1.3. Приближенные формулы для вычислений ЭМ поля излучения антенны в дальней зоне по данным ЭМ поля в ближней зоне

В численном счете был применен виртуальный генератор с импульсом напряжения типа колокол: $V_{A,G,rad}(t) = T_{G,f} d(V_{G,A,rad}(t))/dt$ для возбуждения антенны $A_{8,rad}$ в моде излучение в ближней зоне. На практике обычно применяются приближенные формулы, в которых, как правило, использована процедура переноса производной по времени на импульс напряжения возбуждающего генератора подобно формуле типа (8) для оценки потенциала однонаправленного излучения в дальней зоне с эффективной поверхности $S_{A,eff}$ апертуры антенны.

$$U_{AG}(t) = E_{y,AG}(R,t)R = 1/(2\pi\epsilon_0) (\eta S_{A,eff} Z_0/Z_G)^{0.5} d[V_{GA}(t)]/dt. \quad (8)$$

Заметим, применение формулы типа (8) в практических приложениях может быть расширено для случая использования антенн, которые вносят заметные искажения в тракте антенны во временную форму используемых импульсов напряжения генератора $V_{GA}(t)$. Например, в [11] импульс $V_{GA}(t)$ был скорректирован с учетом ограничений в антенне A_{24} на длительность импульсов.

В случае СШП антенн, которые возбуждаются относительно коротким импульсом $V_{GA}(t)$, искажение временной формы импульса в тракте антенны от фидера до апертуры в моде излучение или от апертуры до фидера в моде приемник обычно будет небольшим. Этот результат подтверждают данные численного моделирования в [7] и ниже в подразделе 3.1, а также результаты натурных экспериментов, представленных в [6] и [7], а именно: форма импульса излучения типа колокол была подобна импульсу производной по времени для импульса возбуждающего напряжения $V_{GA}(t)$ типа перепад. При малых искажениях временной формы импульса в тракте антенны будет

корректно перенести оператор производной по переменной $< t >$ к импульсу $V_{GA}(t)$.

Корректность вышеописанного применения переноса оператора производной по переменной $< t >$ рассмотрим также с использованием оператора свертки функций, как это сделано в нашей работе [10]. Пусть на вход (фидер) антенны подключен генератор с импульсом (9)

$$V_{GA}(t \leq 0) = 0, \partial V_{GA}(t \leq 0)/\partial t = 0, V_{GA}(t > 0) \neq 0. \quad (9)$$

Антенна, возбуждаемая импульсом $V_{GA}(t)$, создает в ближней зоне на замкнутой поверхности $S(r_A)$ ЭМ поле с компонентами: $E_{x,A}(r_A, t)$, $E_{y,A}(r_A, t)$, $E_{z,A}(r_A, t)$ и (аналогично для $\mathbf{H}_A(r_A, t)$) с передаточными функциями: $F_{x,A}(r_A, t-r_A/c_0)$, $F_{y,A}(r_A, t-r_A/c_0)$, $F_{z,A}(r_A, t-r_A/c_0)$. Используя оператор свертки функций, представим (для экономии дадим одну компоненту $E_{y,A}(r_A, t)$) процесс переноса оператора производной по $< t >$ уравнениями (9-11), описывающими исходное состояние и уравнениями (11-13), описывающими собственно перенос оператора производной по $< t >$ на импульс генератора $V_{GA}(t)$.

В (11) учтено, что производная по верхнему пределу $< t >$ в интеграле в (10) равна нулю, поскольку согласно (7) $V_{GA}(t = 0) = 0$, $\partial V_{GA}(t = 0)/\partial t = 0$ и $F_{y,A}(r_A, t-r_A/c_0) = 0$ при $t < r_A/c_0$.

$$E_{y,A}(r_A, t) = \int_0^t -[\partial V_{GA}(t-\tau)/\partial \tau] F_{y,A}(r_A, \tau-r_A/c_0) d\tau / B_{S,eff}, \quad (10)$$

$$T_{G,f} [\partial E_{y,A}(r_A, t) / \partial t] = T_{G,f} \int_0^t -\left\{ \partial [\partial V_{GA}(t-\tau) / \partial \tau] \right\} F_{y,A}(r_A, \tau-r_A/c_0) d\tau / B_{S,eff}, \quad (11)$$

$$(T_{G,f}) \partial E_{y,A}(r_A, t) / \partial t = E_{y,A,rad}(r_A, t), \quad (12)$$

$$V_{AG,rad}(t) = T_{G,f} [\partial V_{GA}(t) / \partial \tau]. \quad (13)$$

Для сохранения размерности в уравнениях (10) и (11) добавлено деление на эффективный линейный размер апертуры антенны $B_{S,eff} = (S_{A,eff})^{0.5}$ и умножение на длительность $T_{G,f}$ фронта импульса $V_{GA}(t)$ – в (11; 12; 13).

В цепи возбуждения антенны появился виртуальный источник (13), который был подключен в численном счете к антенному фидеру с волновым импедансом Z_G . Желательно, чтобы форма импульса излучения $V_{AG,rad}(t)$ была

подобна импульсу $V_{A,rec}(t)$, получаемого антенной в режиме приемника. Одинаковые (в пределах погрешности данных) формы импульсов в антенне в режимах излучатель-приемник дают возможность корректного сравнения ее параметров в этих режимах. Делая замену $\partial E_A(r_A, t)/\partial t$ на $E_{A,rad}(r_A, t)/T_{G,f}$, преобразуем формулу (7) в формулу (14) для потенциала ЭМ импульсного излучения в дальней зоне антенны A_8 с учетом формул (12) и (13):

$$E(R, t)R = \frac{1}{4\pi\epsilon_0 T_{A,f}} \oint_A \left\{ \left[n_R, (E_{A,rad}, n_A) \right] - Z_0 \left[(n_A, H_{A,rad}) - n_R (n_A, H_{A,rad}) \right] \right\} dS(r_A). \quad (14)$$

В условиях формулы (14) для численного счета принято, что «новое» ЭМ поле с компонентами $\mathbf{E}_{A,rad} = \mathbf{E}_{A,rad}(r_A, t_{R,rA})$ и $\mathbf{H}_{A,rad} = \mathbf{H}_{A,rad}(r_A, t_{R,rA})$ в антенне A_8 будет возбуждаться *виртуальным (вторичным) источником* с напряжением $V_{AG,rad}(t) = (T_{G,f})dV_{GA}(t)/dt$, подключенным к фидеру антенны. Волновой импеданс нового источника остается прежним равным $Z_G = 85 \text{ Ом}$.

2. Численная модель антенны A_8 в виде ЧЭТЕМ-полурупора

В данной статье применительно к проблеме *принципа взаимности* численно промоделируем с помощью кода КАРАТ динамику распространения ЭМ волн в ограниченном объеме 3-х мерного пространства с прозрачными для компонент ЭМ поля боковыми и торцевыми стенками. В части пространства помещается исследуемая численная модель СШП антенны A_8 апертурного типа с частично экранированным ТЕМ-рупором в виде ЧЭТЕМ-полурупора (Рис. 1). Будем анализировать динамику ЭМ импульсной волны, распространяющихся вдоль оси антенны A_8 (на Рис. 1 ось Z), в режиме излучения в ближней зоне антенны A_8 и в режиме приема антенной A_8 импульсной ТЕМ волны. Данный выбор соответствует направлению на максимум в диаграмме направленности антенны типа ЧЭТЕМ-рупор при излучении-приеме импульсных ЭМ волн сверхкороткой длительности $\delta T_p \approx (0.1-1) \text{ нс}$ [6,7]. Отметим, что направление на максимум излучения соответствует стандарту при определении эффективной поверхности антенны $S_{A,eff}$ в режиме приема радиоволн [4].

На Рис. 1 приведен эскиз продольного сечения вдоль оси Z в плоскости YZ численной модели антенны A_8 в виде ЧЭТЕМ-полурупора для излучения и приема СШП ЭМ импульсов. В модели для уменьшения объема счетной 3-х мерной области удалена нижняя симметричная часть рупора. На Рис. 1 указаны номера электродов и ниже даны пояснения для отдельных элементов. В правой части рисунка на координате $z_{A1} = 24.6$ см показана вертикальная пунктирная линия с выступом **4**. Пунктирная линия показывает расположение на оси Z поверхностей ($A_11...A_16$) вторичных излучателей антенны $A_{8,rad1}$ в моде излучатель. Подробности приведем ниже.

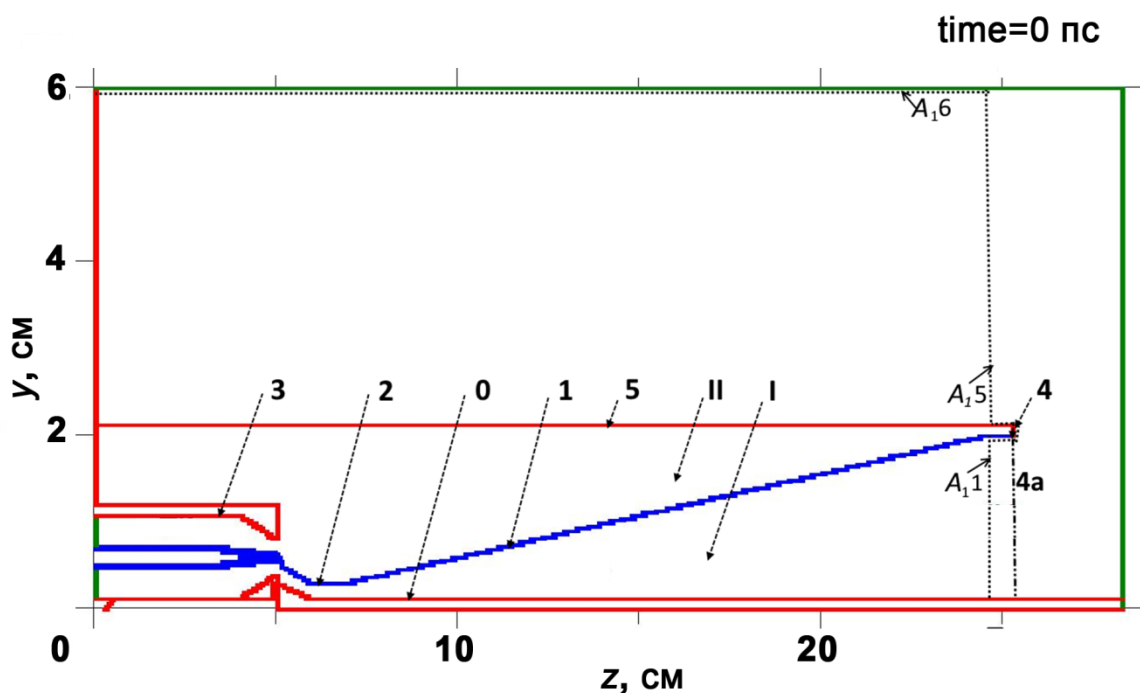


Рис. 1. Эскиз продольного сечения модельной антенны A_8 типа ЧЭТЕМ-рупор (в численном счете – полурупор с площадью апертуры $S_{A8,0} = 4 \times 2$ см²).

На Рис. 1 показано расположение поверхности аперттуры **4a** антенны A_8 на координате $z_4 = 25.2$ см, в моде ее приема импульсной ТЕМ-волны. Результаты даны в подразделе 3.1 для импульса типа колокол с полушириной $T_{0.5} = 50$ пс.

ТЕМ-волна в моде приема на Рис. 1 инжектируется справа со стороны торца на зеленой границе на координате $z \approx 28$ см.

ЧЭТЕМ-полурупор (Рис. 1) составлен из трех электродов:

1) электрод **0** – проводящее основание (на высоте $y_0 = 0.12$ см; размер по оси X : от 0 до $x_{\max} = 13.2$ см; плоскость симметрии YZ на координате $x_0 = 6.6$ см);

2) электрод **1** – рупорный (отклоненный от электрода **0** на угол $\beta/2 = 6^\circ$), плоский треугольного профиля с углом раствора у острого конца $\alpha = 12^\circ$, ширина острого конца 0.5 см на координате $z_2 = 7$ см, основание треугольного электрода вблизи апертуры рупора на $z_3 = 24.4$ см имеет ширину 4 см;

3) электрод экрана **5** (на высоте $y_5 = 2.1$ см) – плоский прямоугольной формы размером 4×25 см.

Эти электроды образуют электромагнитные линии:

1) ЭМ линия ЭМЛ-I рупора представлена электродами (**0** и **1**) на участке с координатами $z_2 \dots z_3 = 7 \dots 25$ см, ЭМЛ-I имеет волновой импеданс $Z_A \approx 85$ Ом.

2) ЭМ линия ЭМЛ-II («бустерная», параллельная ЭМЛ-I) представлена электродами (**1** и **5**) на участке с координатами $z_1 \dots z_3 = 5 \dots 25$ см. Линия ЭМЛ-II характеризуется волновым импедансом, величина которого уменьшается к апертурному срезу рупора до короткого замыкания. Торцы электродов (**1–5**) на координате $z_4 = 25.2$ см соединены проводящей пластиной **4** (высота 0.12 см, ширина 4 см).

Острый конец электрода **1** на координате $z_2 = 7$ см присоединен к транспортной (полосковой) линии **2**, которая показана на Рис. 1 на отрезке с координатами $z_1 \dots z_2 \approx 5 \dots 7$ см плоским электродом шириной $\delta x_2 \approx 0.5$ см и зазором над основанием $\delta y_2 \approx 0.2$ см. Линия **2** присоединяется к коаксиальной линии **3** на координате $z_1 \approx 5$ см. Коаксиальная линия **3** (на отрезке с координатами $z_0 \dots z_1 = 0 \dots 5$ см) служит передающей линией электромагнитной энергии от генератора возбуждения к антенне в режиме излучения и от антенны к регистратору в режиме приемника. Коаксиальную линию **3** далее в тексте будем называть фидером антенны. Импеданс транспортных линий примерно равен Z_G , импеданс генератора возбуждения и регистратора приемом равным Z_G . Торцы

рупорного электрода на срезе апертуры (на Рис. 1 на координате $z_4 = 25.2$ см) отстоит от проводящего основания на $\delta y_3 \approx 2$ см.

На апертурном срезе рупора Рис. 1 на координате $z_4 = 25.2$ см имеем окно-апертуру (позиция **4a** на Рис. 1) площадью $S_0 = 4 \times 2 = 8$ см². Волновой импеданс ЭМ линий антенно-фидерной системы в составе фидер, полосковая линия, рупорная линия ЭМЛ-I (т.н. ТЕМ-рупор) примерно одинаков и равен $Z_G \approx 85$ Ом. Заметим, что в ТЕМ-рупорах с относительно небольшими углами расходимости рупорных электродов (меньше 30°) транспортируется основная ЭМ волна близкая по свойствам к плоской поперечной ТЕМ-волне. Векторы ЭМ поля **E** и **H** в ЭМ волне в рупоре будут ортогональны и отношение их амплитуд примерно равно $120\pi = 377$ Ом.

Форма электрода **1** антенны A_8 на отрезке с координатами $z_{3-4} = (24.4 \dots 25.2)$ см изменена на длине $\delta z = 0.8$ см так, чтобы выход рупора на апертуру был подобен прямоугольной ТЕМ-линии. Размеры ТЕМ-линии: ширина электрода **1** равна $\delta x = 2+2 = 4$ см (края выступают на 2 см от вертикальной осевой плоскости симметрии на координате $x_0 = 6.6$ см), зазор в линии ЭМЛ-I между электродами ($y_0 = 0.12$ см; $y_{1,3} = 1.98$ см) равен $\delta y_{1-0} = 1.86$ см, толщина потенциального электрода $\delta y = 0.12$ см.

Отрезок прямоугольной ТЕМ-линии перед апертурой позволил реализовать на координате $z_{A1} = 24.6$ см *заглубленный* вариант установки вторичной поверхности излучения $S_{A8,rad1}$. Недостаток заглубленного размещения вторичной поверхности излучения $S_{A8,rad1}$ на координате $z_{A1} = 24.6$ см перед апертурой **4a** в том, что эту поверхность необходимо разрывать на два полотна и стыковать их дополнительной конструкцией типа узкой щели (подробнее в подразделе **4.2**). Традиционное размещение эквивалентной поверхности излучателя $S_{A8,rad2}$ было после среза апертуры на координате $z_{A2} = 25.32$ см. Эквивалентная поверхность излучения $S_{A8,rad2}$ использовалась в численном моделировании для контроля и сравнения распределений ЭМ поля на поверхностях $S_{A8,rad1}$ и $S_{A8,rad2}$.

3. Результаты численного моделирования

3.1 Результаты численного моделирования модели антенны в виде ЧЭТЕМ полурупора $A_{8,rec}$ при работе в моде приема ТЕМ-волны с импульсом типа колокол с длительностью на полувысоте $T_{0.5} = 50$ пс

Распространение ЭМ волн в 3-х мерной области антенной A_8 на Рис. 1 в модах излучение и прием будем моделировать с помощью численного РЭС электродинамического 3D кода КАРАТ [12; 13]. Математической моделью кода являются уравнения Максвелла. Код известен с начала 1990-х годов, как отмечено в [12], и используется в ОИВТ РАН и других организациях в России. Примеры использования кода КАРАТ для численного моделирования ЭМ волн при приеме короткого электромагнитного импульса в варианте плоской ТЕМ-волны, налетающей на антенны типа открытый ТЕМ-рупор и ЧЭТЕМ-рупор (в моделях расчета использованы полурупоры), даны в статье [7]. Область 3-х мерного пространства, в части которого помещается антенна, разбивается 3-х мерной прямоугольной сеткой с размерами постоянными вдоль каждой из трех осей X, Y, Z (размеры интервалов деления на каждой из трех осей могут различаться). Размеры одной ячейки сетки должны быть достаточно малыми, чтобы, во-первых, учесть корректно мелкие детали антенны и, во-вторых, время пролета ЭМ волны сквозь ячейку должно быть значительно меньше характерных быстрых перепадов, как отмечено в [12]. К прискорбию, автор универсального кода КАРАТ д.ф.-м.н., с.н.с ОИВТ РАН Владимир Павлович Тараканов скоропостижно скончался в декабре 2022 года.

В данной работе мы будем пользоваться версиями универсального кода КАРАТ (2020 год и ранее), которые позволяют выполнять численное моделирование режима приема антенной ЭМ волн как, например, в [7] так и режима излучения ЭМ импульсной волны в ближней зоне антенны. Излучение в дальней зоне антенны можно вычислять, используя формулы (7) и (14) по результатам численного моделирования программой КАРАТ ближней зоны

антенны. К сожалению, специальную полноценную версию кода КАРАТ для расчета излучения антенн в дальней зоне В.П.Тараканов не успел закончить.

Сначала проведем анализ результатов расчета в режиме приемник данных приема антенной $A_{8,rec}$ (Рис. 1) короткого импульса ТЕМ-волны. Как отмечено в конце подраздела 2.1, в режиме приема антенной A_8 на Рис. 1, ТЕМ-волна инжектируется справа от границы, обозначенной зеленой линией на координате $z \approx 28$ см. Будем использовать волну с вертикальной поляризацией $E_y(r_A, t)$ и временной формой типа колокол с длительностью фронта нарастания $T_{A,f} \approx 30$ пс по уровням $(0.1-0.9) \cdot E_{y,max}$ и длительностью на полувывоте $0.5T_{A,p} = 51$ пс. Данная форма импульса будет использоваться для расчета поля $E_{y,rec}(r_A, t)$, в ТЕМ-волне, налетающей на антенну приемника с входной апертурой $S_{A8} = 4 \times 2$ см², а также для импульса напряжения $V_{GA,rad}(t)$ согласно (11) на фидере антенны $A_{8,rad}$ в режиме излучения в (12). *Этот импульс будет имитировать производную по времени для импульса типа перепад* $V_{GA}(t > 0) = V_0$ с полным временем нарастания 102 пс. Антенны $A_{8,rec}$ и $A_{8,rad}$ имеют одинаковые размеры и характеристики, такие же как и антенна A_8 на Рис. 1. Следует отметить, что использование однополярных импульсов для импульсного ЭМ излучения есть оправданное приближение [6, 7] для коротких импульсов. Т.е., для случая, когда постоянная времени обрезания длительности принимаемых импульсов, определяемая длиной антенны $T_{lA} \approx 2l_A/c_0$ (l_A – длина рупорного электрода), значительно больше длительности фронта нарастания импульсов: $T_{lA} \gg T_{A,f}$.

В численной модели при работе в режиме приемник антенна $A_{8,rec}$ помещается в зазор измерительной ТЕМ-линии. Измерительная линия имеет два плоских электрода с зазором $y_6 \dots y_0 = 6$ см между ними и размерами: ширина в плоскости XZ равна $\delta x = 13.2$ см, ось симметрии на координате $x_0 = 6.6$ см, длина $\delta z = 28.2$ см. На границах ТЕМ-линии по оси X использованы периодические граничные условия [12]. Торцы измерительной линии в плоскости XY открыты для инжекции и выхода ТЕМ-волн вдоль оси Z без отражений.

В режиме приема в измерительную линию на координате $z_{in,rec} = 28.2$ см вдоль оси Z инжектируется плоская ТЕМ-волна с амплитудой импульсного электрического поля $E_{y,max} = 500$ В/см, которая налетает на ЧЭТЕМ-рупор на Рис. 1 с правой стороны. На Рис. 2 приведена кривая 1 в форме осциллограммы $E_{y,rec}(t) = E_{in}(t)$ электрического поля, регистрируемого на плоскости апертуры 4а в импульсной ТЕМ-волне. Также на Рис. 2 изображена кривая 2 импульса напряжения $V_{GA,rec}(t-t_0) = V_{out}(t)$, как форма принятого сигнала на фидере $A_{8,rec}$ в численном эксперименте (для удобства сигнал 2 сдвинут к началу временной оси на время $t_0 \approx 600$ пс).

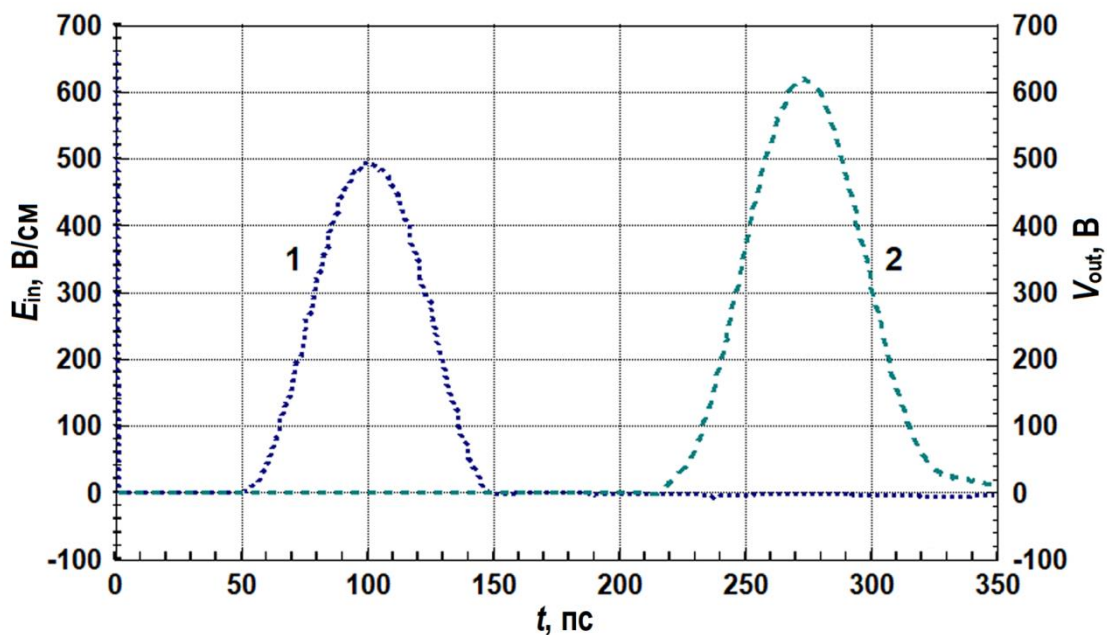


Рис. 2. Расчетные осциллограммы напряженности импульсного электрического поля $E_{y,rec}(t) = E_{in}(t)$ на апертуре в налетающей ТЕМ-волне (1) и напряжения (2) на фидере антенны $A_{8,rec}$ в принятом сигнале $V_{GA,rec}(t-t_0) = V_{out}(t)$ в режиме приема.

Импульсы (1 и 2) имеют следующие длительности фронтов нарастания (по уровням 0.1–0.9 их максимальной амплитуды):

- на апертуре рупора для поля $E_{y,rec}(t)$ в налетающей ТЕМ-волне (кривая 1)

$T_{in,f} = 31$ пс;

- напряжение $V_{GA,rec}(t-t_0)$ принятого сигнала на фидере антенны $A_{8,rec}$ (кривая 2) имеет длительность фронта нарастания $T_{out,f} = 34$ пс.

Искажение формы входного импульса $E_{y,rec}(t)$ после прохождения в тракте антенны $A_{8,rec}$ (Рис. 1) было небольшим: длительность фронта нарастания в полученном импульсе увеличена на 10 %. Амплитуда мощности налетающей ТЕМ-волны в размере апертуры с площадью торцевой поверхности $S_0 = 8 \text{ см}^2$, была $P_{A8,rec,in} = S_0 \times (E_{rec})^2 / 377 = 5.3 \text{ кВт}$. Полученная пиковая мощность в фидере антенны $A_{8,rec}$ по результатам расчета программой КАРАТ равна $P_{A8,GA,rec} = 4.5 \text{ кВт}$. Эффективность приема пиковой мощности $P_{A8,rec,in}$ с учетом площади расчетной апертуры на фидере $P_{A8,GA,rec}$ составила $\eta_{eff,rec} = (4.5/5.3) \times 100 \% = 85 \%$.

Критичным элементом в антенне A_8 , заметно влияющим на величину эффективности η_{eff} для СШП импульсов, является соединение полосковой линии **2** и коаксиальной линии **3**. Место сопряжения этих транспортных линий находится в области с координатой $z_1 \approx 5 \text{ см}$ на Рис. 1. Проблема в этом месте связана с тем, что в области контакта двух разных по топологии ЭМ линий происходит трансформация бегущих ТЕМ волн, имеющих различную геометрию в поперечном сечении.

Моделирование этой расчетной области кодом КАРАТ в режиме передачи заданного импульса дало следующий результат. Транспортировка ЭМ импульса колоколообразной формы с длительностью фронта нарастания $T_{in,f} \approx 30 \text{ пс}$ сопровождается увеличением длительности фронта $T_{out,f}$ на 10 % и уменьшением пиковой мощности на 10 %, т.е. происходит частичное обрезание верхних частот. С учетом 10 % потерь ЭМ мощности в области координаты $z_1 \approx 5 \text{ см}$, эффективность апертуры антенны $A_{8,rec}$ в режиме приемник, полученную выше на уровне $\eta_{eff,rec} = 85 \%$, необходимо увеличить на 10 %, т.е. до $\eta_{corr,eff,rec} \approx 95 \%$. Итог анализа результатов численного моделирования антенны $A_{8,rec}$ кодом КАРАТ следующий: величина эффективной поверхности приема антенной $A_{8,rec}$ (Рис. 1) равна $S_{A8,rec,eff} \approx 0.95 \times S_0 = 7.6 \text{ см}^2$ в режиме приема импульса ТЕМ волны с фронтом $T_{in,f} \approx 30 \text{ пс}$. На Рис. 3 дано распределение ЭМ поля внутри ЧЭТЕМ-рупора при приеме импульсной

электромагнитной волны на расстоянии 3 см от стыка рупорного электрода с полосковой транспортной линией (2) на Рис. 1.

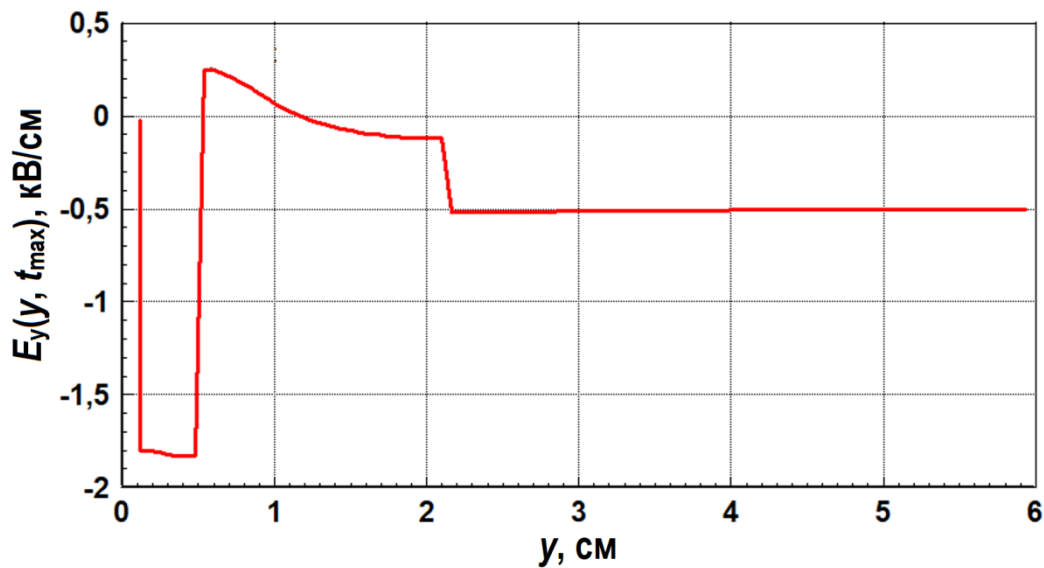


Рис. 3. Распределение по оси Y пиковой амплитуды электрического поля $E_{y, \text{rec}}(y; x = 6.6 \text{ см}; z \approx 10 \text{ см}; t_{\max})$ в средней плоскости на $x_0 = 6.6 \text{ см}$ антенны $A_{8, \text{rec}}$ в импульсной ЭМ волне с импульсом 1 (Рис. 2).
Численное моделирование моды приема.

Особенность распределения пиковой амплитуды электрического поля, приведенного на Рис. 3, заключается в том, что принятая апертурой антенны A_8 мощность ЭМ импульсной волны транспортируется практически только внутри рупорной линии ЭМЛ-I. Наблюдаемая картина локализации ЭМ импульсного поля внутри линии ЭМЛ-I в режиме приема обеспечивается двумя основными факторами.

Первый фактор связан с тем, что затекание тока из линии ЭМЛ-I с внутренней стороны рупорного электрода **1** на его наружную сторону в параллельную линию ЭМЛ-II компенсируется принимаемым импульсным ЭМ полем. Компенсация происходит благодаря ЭМ полю в бегущей ТЕМ-волне, которая, обтекая рупор, частично «затекает» (излучается) внутрь с открытых боковых поверхностей ЧЭТЕМ-рупора. Заметим, что в режиме приема излучение внутрь рупорной линии ЭМЛ-I, в режиме излучения меняется на излучение наружу. Отмеченный реверс излучения-приема в направлении

открытых боковых поверхностей ЧЭТЕМ-рупора происходит в соответствии с принципом взаимности антенны в модах излучатель/приемник.

Второй фактор связан с тем, что наведенный обратный ток на торце рупора стекает по наружной стороне широкого прямоугольного экранного электрода 5 и не возбуждает ЭМ поле внутри антенны.

В итоге $\approx 95\%$ эффективность приема мощности ЭМИ волны с учетом площади апертуры ЧЭТЕМ-рупора оказывается близкой к 100% . Эффективные параметры антенны $A_{8,rec}$ и данные принятой ЭМ волны приведем отдельной формулой (15) для целей сравнения и нормировки параметров антенны A_8 и ЭМ волны в модах излучение и приемник.

$$\begin{aligned} E_{y,0} &= 500 \text{ В/см}; \\ T_{in,f} &= 31 \text{ пс}; \\ T_{in,p} &= 51 \text{ пс}; \\ \eta_{rec} &= 0.95; \\ S_{A8,rec,eff} &= 7.6 \text{ см}^2; \\ P_{A8,rec,eff} &= 5 \text{ кВт}. \end{aligned} \tag{15}$$

3.2. Результаты численного моделирования распространения ЭМ волны вдоль антенны A_8 , в моде излучение с импульсом типа колокол с полушириной $T_{0.5} = 50$ пс

В подразделе 3.1 отмечен малый уровень искажений СШП импульсов при транспортировке в модельной антенне A_8 . Для сравнения характеристик антенны A_8 в моде приемник и моде излучатель будем использовать *одинаковые* во времени формы импульса типа колокол с длительностью фронта нарастания $T_{A,f} \approx 30$ пс по уровням $(0.1-0.9)E_{y,max}$ и длительностью на полувывсоте $T_{0.5} \approx 51$ пс. С этой целью импульс $V_{GA,rad}(t)$ с формой аналогичной Рис. 2 будем использовать в численном счете для возбуждения антенны $A_{8,rad}$. Одинаковая форма сигналов позволит сравнивать свойства антенны в модах излучатель – приемник, подобно варианту с синусоидальным сигналом. В случае синусных сигналов сравниваются амплитуды и мощности сигналов.

Для импульсных сигналов будем *сравнивать их максимальные амплитуды и мощности*.

Амплитуду напряжения $V_{A,G,rad}(t)$ на фидере антенны $A_{8,rad}$ выберем из следующих условий. В подразделе 3.1 транспортная эффективность ЭМЛ-I от фидера до апертуры по доставке импульсной мощности в моде приемник была определена в 90 % при отсутствии ответвлений ЭМИ мощности в ЭМЛ-II (Рис. 3). Увеличим пиковую мощность $P_{A,rec,in}$ на 10 % до величины $P_{A,rad,in} = 5.5$ кВт и примем данный уровень $P_{A,G,rad}(t)_{max} = 5.5$ кВт в качестве максимума мощности на фидере антенны излучателя $A_{8,rad}$. Амплитуда виртуальной мощности ЭМ волны в моде излучение, с учетом, как отмечено в подразделе 3.1, 10 % ослабления в области контакта коаксиальной и полосковой линий, будет равна $P_{GA,rad,max}\eta_{Z1} = P_{GA,rad,eff} = 5.0$ кВт. В счете будем сравнивать интегральные величины произведений:

$$E_{y,rec}(r_A, t)S_{Aeff,rec} = \int E_{y,rad}(r_A, t)dS_{Arad}$$

в модах излучатель/приемник. В моде приемник была выбрана (см. (15)) амплитуда ЭМ поля ($E_{y,rec}(r_A, t) = 500$ В/см в тестовой ТЕМ-волне) с импульсом $T_{0.5} = 50$ пс. В моде излучатель величина амплитуды напряжения ($V_{GA,rad}(t) \approx 700$ В) на фидере антенны A_8 была определена из расчета равенства амплитуд мощностей в фидере антенны в модах излучатель/приемник, с учетом 10 % потерь на неоднородностях в тракте антенны A_8 . Тогда, подобно параметрам в моде приемник в формуле (15), виртуальная эффективная амплитуда электрического поля будет равна $E_{y,rad,eff} = E_{y,0} = 500$ В/см на виртуальной эффективной поверхности антенны $S_{A8,rad,eff} = S_{A8,eff,rec} = 7.6$ см² с учетом равенства эффективных поверхностей антенны A_8 в модах излучатель/приемник.

Картина распределения ЭМ поля на Рис. 4 внутри ЧЭТЕМ-полурупора в антенне $A_{8,rad}$ в моде излучение отличается от распределения на Рис. 3 в моде приемник и связана с иной геометрией ввода ЭМ волн. Область инжекции ЭМ волны в рупор антенны $A_{8,rad}$ находится в районе координаты $z_2 \approx 7$ см (Рис. 1), где подключен острый конец рупорного электрода **1** к полосковой линии **2**

(ее ширина и зазор: $\delta x_2 \approx 0.5$ см; $\delta y_2 \approx 0.2$ см). Передача мощности ЭМ волны по рупорной линии ЭМЛ-I в сторону апертуры $A_{8,rad}$ будет сопровождаться ответвлением части инжектированной мощности $P_{A8,rad}$ ЭМ волны в параллельную линию ЭМЛ-II.

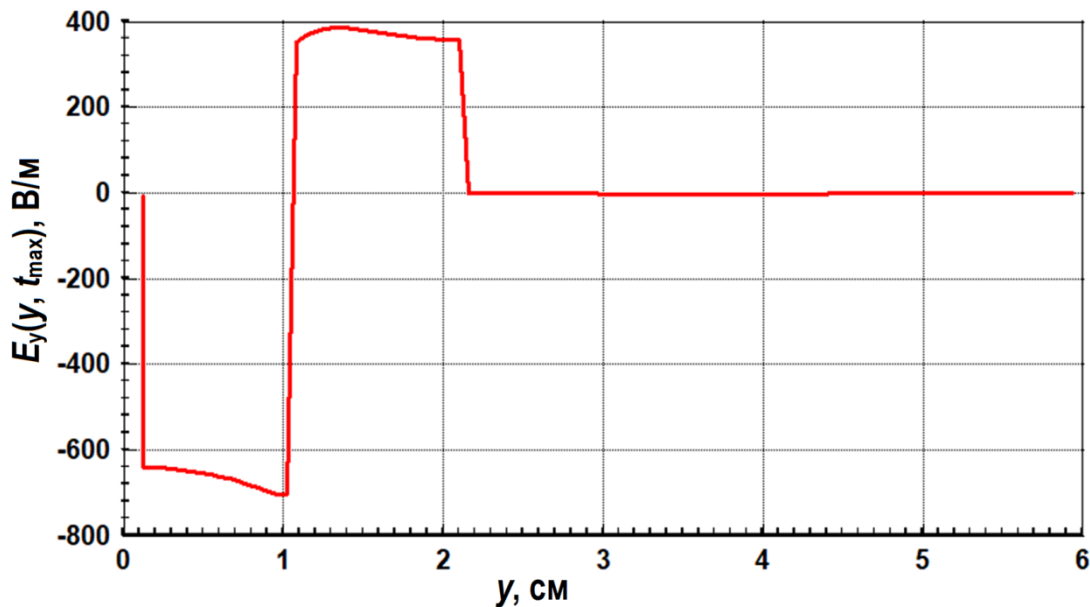


Рис. 4. Распределение пиковой амплитуды электрического поля $E_{y,rad}(y; x = 6.6\text{ см}; z \approx 15\text{ см}; \text{ момент времени } t_{\max})$ по оси Y примерно в середине пути до апертуры антенны $A_{8,rad}$ в ЭМ импульсной волне с импульсом типа «1» (Рис. 2). Данные численного счета для моды излучение.

На Рис. 4 показано распределение амплитуды поля $E_y(y, t_{\max}, z = 14.6 \text{ см})$ в СШП ЭМ волне в зазорах рупорной ЭМЛ-I и параллельной ЭМЛ-II линиях на расстоянии $\delta z = 7.6 \text{ см}$ от точки инжекции ЭМ волны в рупорную линию на координате $z_3 = 7 \text{ см}$. По оценкам с учетом амплитуд поля $E_y(y, t_{\max})$ на Рис. 4 уровень ответвленной мощности в ЭМЛ-II составляет примерно 30 % от мощности ЭМ волны $P_{z,in,z3} \approx 5 \text{ кВт}$ подводимой к рупорной ЭМЛ-I в области инжекции на координате $z_3 = 7 \text{ см}$. Амплитуда проходящей через поверхность XY на координате $z_{mid} = 14.6 \text{ см}$ мощности вдоль оси Z по результатам численного счета равна $P_{z,\max}(z_{mid} = 14.6 \text{ см}) = 4.8 \text{ кВт}$. Эта мощность представляет собой входящую в рупорную линию ЭМЛ-I антенны на координате $z_3 = 7 \text{ см}$ мощность $P_{z,in,z3} \approx 5 \text{ кВт}$, уменьшенную на величину отраженной мощности в линии ЭМЛ-II на участке от $z_3 = 7 \text{ см}$ и до координаты измерения $z = z_{mid} = 14.6 \text{ см}$.

4. Характеристики вторичных излучателей

4.1. Геометрия и размеры площадок поверхности вторичных излучателей антенны $A_{8,rad1}$ в моде излучение. Оценка возможного вклада в излучение с поверхностей площадок от A_{11} до A_{16}

Замкнутую поверхность *вторичных* излучателей антенны $A_{8,rad1}$ составим 6-ю излучающими плоскими площадками от A_{11} до A_{16} , которые стыкуются вдоль осей X и Y без зазоров последовательно с возрастанием номера площадки. Все эти нумерованные поверхности имеют ширину 13.2 см по оси X с осью симметрии на координате $x_0 = 6.6$ см. Замкнутая поверхность антенны $A_{8,rad1}$ *вторичных* излучателей включает три вертикальных поверхности с векторами нормали вдоль оси Z :

Площадка A_{11} – вертикальная внутренняя (основной излучатель) на координате $z_{A1} = 24.6$ см в зазоре $\delta y_{1-0} = 1.86$ см между электродами (**0** и **1**) на координатах $y_0 = 0.12$ см и $y_{1,3} = 1.98$ см;

Площадка A_{13} – вертикальная на торце рупора на координате $z_4 = 25.2$ см в виде узкой полоски высотой $\delta y_{1-5} = 0.12$ см между координатами $y_{1,3} = 1.98$ см и $y_5 = 2.1$ см. Вклад в излучение положительный малый по причине малой площади площадки A_{13} , обеспечен компонентой магнитного поля $H_{x,A13}$ на пластине электроде_4 (Рис. 1, $\delta y_{1-5} = 0.12$ см);

Площадка A_{15} – вертикальная на координате $z_{A1} = 24.6$ см представлена наружной областью рупора на высоте от $y_5 = 2.1$ см и до внешней границы на высоте $y_6 = 6$ см. Вклад в излучение наружной области ($y \geq 2.1$ см) рупора отрицательный, т.е. дает уменьшение эффективной поверхности излучения $S_{A8,rad,eff}$. Для ЧЭТЕМ-рупора суммарный вклад наружной области рупора с экраном в излучение будет малым.

Для замыкания поверхности *вторичных* излучателей антенны $A_{8,rad1}$ включены горизонтальные площадки A_{12} и A_{14} , которые имеют нормали, параллельные оси Y , вклад в излучение вдоль оси Z , близок к нулю поскольку эквивалентные токи ($I_{e,A12}$, $I_{m,A12}$) имеют основную компоненту вдоль оси Z ,

которая не излучает вдоль направления наблюдения, согласно формулам (7) и (14). Наконец внешняя горизонтальная площадка A_16 , амплитуда ЭМ импульсного поля на A_16 близка к нулю для интервала ($t \leq t_{\max}$).

Площадь эффективной поверхности антенны $A_{8,rec,eff}$, определенная по результатам моделирования в моде приемник в подразделе 3.1, равняется 7.6 см^2 . В соответствии с теоремой взаимности следует ожидать в моде излучение эффективную поверхность излучения равную в приемной моде $S_{A8,rad,eff} = S_{A8,rec,eff} = 7.6 \text{ см}^2$. Используя высоту основной поверхности излучения A_11 равную $\delta y_{1-0} = 1.86 \text{ см}$, находим ожидаемую ширину эффективной поверхности излучения $B_{A1,x,rad,eff} = 7.6/1.86 = 4 \text{ см}$ (по 2 см в каждую сторону от продольной оси излучения на координате $z_0 = 6.6 \text{ см}$). Выше в (15) даны *нормирующие величины* параметров ЭМ волны и антенны $A_{8,rec,eff}$, определенные по результатам моделирования антенны A_8 в моде приемник. Они будут использованы ниже для нормировки подобных величин в антенне $A_{8,rad,eff}$ в моде излучение.

ЭМ волна первичного излучателя антенны $A_{8,rad}$ на координате $z_{A1} = 24.6 \text{ см}$ (Рис. 1) имеет приближенно геометрию ТЕМ-волны с векторами электрического $E_y(x, y; z_{A1}, t)$ и магнитного $H_x(x, y; z_{A1}, t)$ полей (см. далее на Рис. 6). В вычислениях поверхностного интеграла в (16) достаточно будет применять компоненту $E_y(x, y; z_{A1}, t)$. Основной вклад в амплитуду излучения в дальней зоне дадут дипольные элементы на поверхности A_11 в межэлектродном зазоре $y_1 \dots y_0 = y_{1-0} = 1.86 \text{ см}$ с нормалью параллельной оси Z . Для использования в вычислениях эквивалентной поверхности излучений антенны $A_{8,rad1}$ приведем ниже формулы (16) и (17) в качестве примера применения формулы (14) для конкретной геометрии. Малый вклад в излучение от площадки A_13 (Рис. 1) связан с ее малым размером. Вклад в излучение в дальней зоне от горизонтальных участков A_12 и A_14 поверхности антенны $A_{8,rad1}$ вдоль поверхностей электродов 1 и 5 будет близок к нулю.

$$U_{A1,rad}(t = t_{\max}) = E_{A1,y}(R, t_{\max})R = \frac{1}{2\pi c_0 T_{A,f}} \sum_1^n \delta y_n \int_{x_{\min}}^{x_{\max}} E_{A1,y,rad}(x, Y_n; Z_{A1}; t_{\max}) dx, \quad (16)$$

$$0,5B_{A1}(x, Y_n, Z_{A1}, t_{\max}) = \frac{1}{E_{y,0}} \int_{x_0}^x E_{A1,y,\text{rad}}(x, Y_n, Z_{A1}, t_{\max}) dx. \quad (17)$$

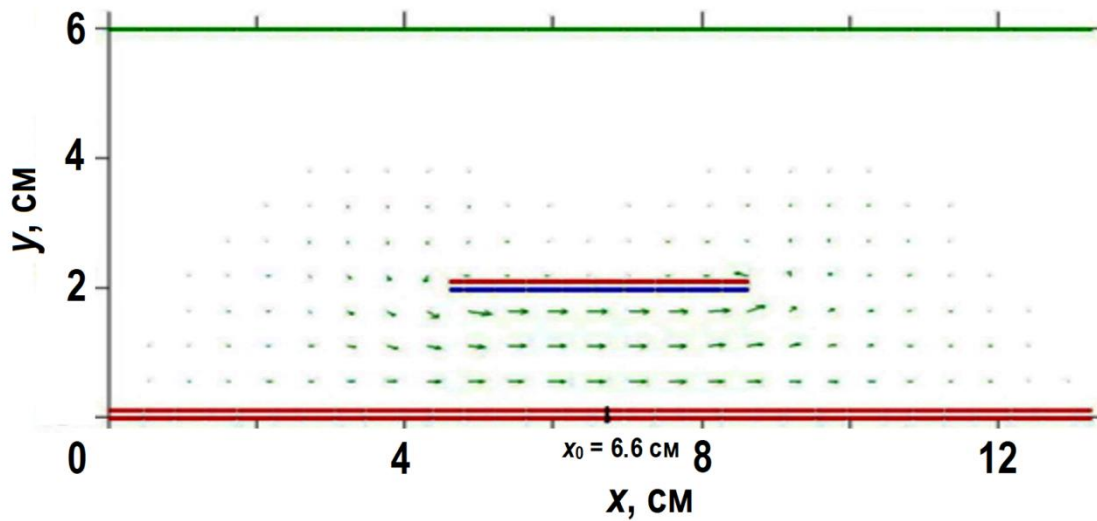


Рис. 5. Картина распределения линий векторов магнитного поля в плоскости XY на координате $z_3 = 24.6$ см в антенне $A_{8,\text{rad}}$.

На Рис. 5 размер стрелок отражает примерную амплитуду векторов магнитного поля $\mathbf{H}_{x,y}$ в двух областях:

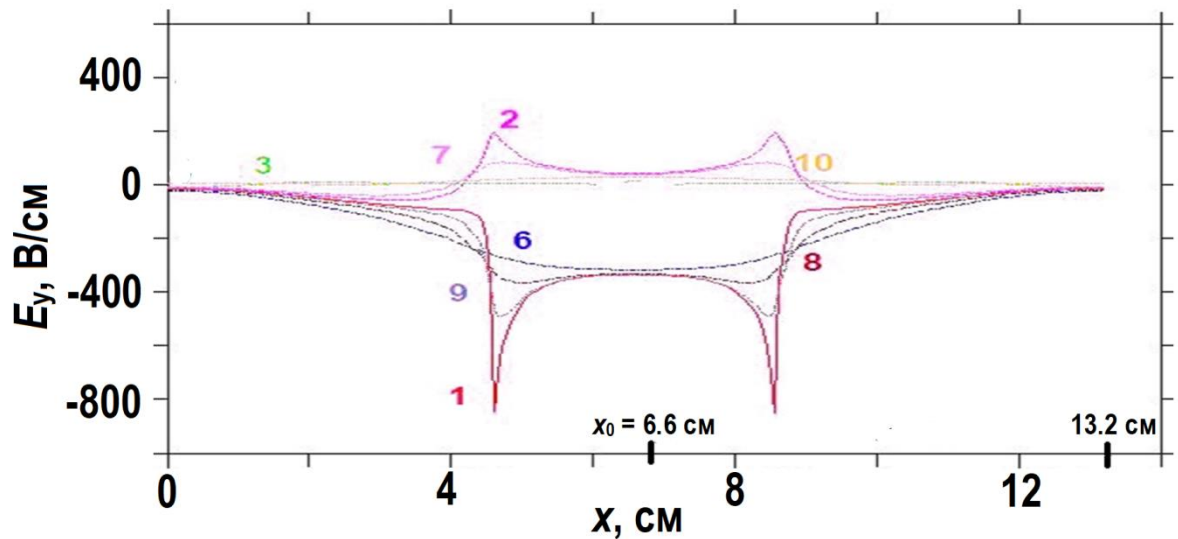
- в области электродов антенны $A_{8,\text{rad}}$ (в диапазоне координат x от 4.6 до 8.6 см и y от 0 до 2.1 см) в сечении плоскостью XY на координате $z_3 = 24.6$ см;
- в окружающей счетной области с внешними границами в диапазоне координат x от 0 до 13.2 см и y от 0 до 6 см.

Следует отметить два заметных эффекта – небольшую амплитуду магнитного поля $\mathbf{H}_x$ в наружной области выше электрода экрана 5 на высотах $y > 2.1$ см и заметное расширение ЭМ волны в стороны открытых боковых границ в ЭМЛ-I. Отметим, эффекты заметного расширения ЭМ волн в антенне за границами поперечных размеров ее апертуры были отмечены специалистами ИСЭ СО РАН, Томск, в экспериментах в [23]. В указанной работе были проведены сравнительные измерения амплитуд импульсного излучения антенной решетки с разным зазором между двумя антеннами типа «КА» с частично экранированными полостями, описание антенн приведено в [18].

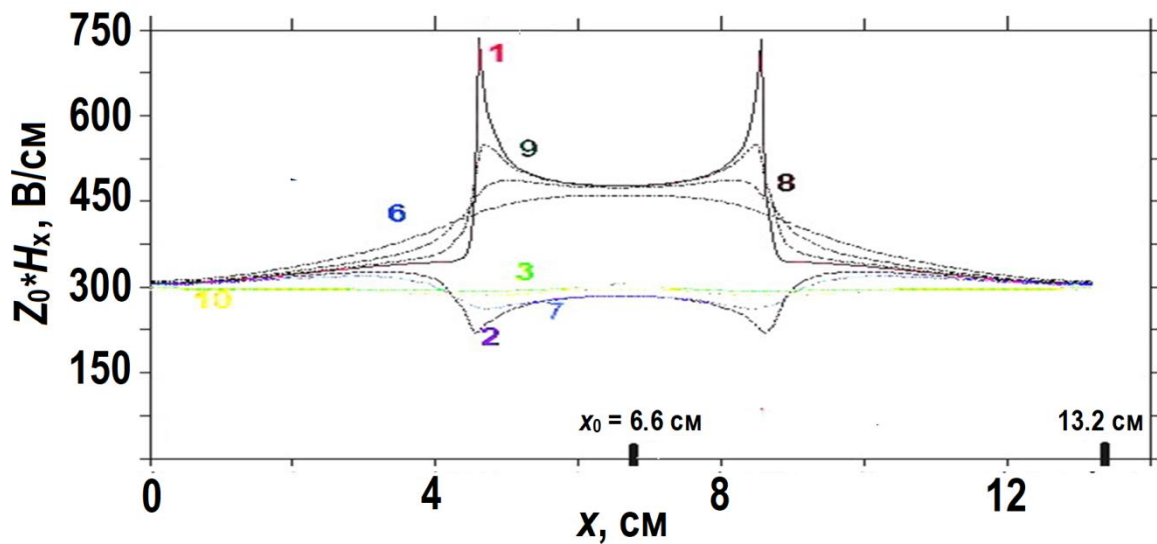
4.2. Количественные данные о распределении амплитуд электрического поля $E_y(x, y_n, t_{\max})$ и магнитного поля H_y по оси X на разной высоте y_n в плоскости XY на координате $z_3 = 24.6$ см на площадке A_{11} вторичных излучателей

Количественные данные распределений амплитуд электрического поля $E_y(x, y_n, t_{\max})$ и, аналогично, магнитного поля H_y по оси X на разной высоте y_n в плоскости XY на координате $z_3 = 24.6$ см даны ниже на Рис. 6 (а) и (б).

На данном рисунке дано распределение амплитуд импульсного электрического поля $E_y(x, Y_n; Z_{A1}; t_{\max})$ (а) и импульсного магнитного поля $H_x(x, Y_n; Z_{A1}; t_{\max})$ (б) по оси X на высотах $y_1 = 0.6$ см (кривая **6**); $y_2 = 1.5$ см (кривая **8**); $y_3 = 1.8$ см (кривая **9**); $y_4 = 1.94$ см (кривая **1**) в зазоре рупорной ЭМЛ-I на координате $z_{A1} = 24.6$ см. Уточним, что в области оси X на координате $x_0 = 6.6$ см меньшая амплитуда будет при высоте $y_1 = 0.6$ см, а на высоте $y_4 = 1.94$ см кривые имеют резкое обострение амплитуды на краях рупорного электрода **1**. На Рис. 6(б) для удобства сравнений нормировка поля H_x изменена умножением на величину импеданса пространства $Z_0 = 377$ Ом. На Рис. 6 (а) и (б) распределение амплитуд полей $E_y(x, Y_n; z_{A1}; t_{\max})$ и $Z_0 H_x(x, y_n; z_{A1}; t_{\max})$ практически одинаковы с точностью до знака полярности, что указывает на бегущую ТЕМ-волну в ЭМЛ-I перед апертурой. Вблизи краев электрода **1** (высоты $y_3 = 1.8$ см; $y_4 = 1.94$ см) вследствие дифракции наблюдается ожидаемое резкое увеличение величин электрического E_y и магнитного H_x полей. Величины амплитуд поля в момент времени $t = t_{\max}$ близки к их максимальным значениям в средней части зазора в ЭМЛ-I на координате $z_{A1} = 24.6$ см. На периферии зазора (на координатах $x < 4$ см и $x > 9$ см) замечен небольшой эффект временной задержки момента прихода для максимума амплитуд поля.



(a)



(б)

Рис. 6. Распределение амплитуд электрического $E_y(x, Y_n; Z_{A1}; t_{\max})$ (a) и магнитного $H_x(x, Y_n; Z_{A1}; t_{\max})$ (б) полей по оси X на разных высотах: $y_1 = 0.6$ см (кривая 6); $y_2 = 1.5$ см (кривая 8); $y_3 = 1.8$ см (кривая 9); $y_4 = 1.94$ см (кривая 1) внутри зазора на площадке A_{11} и снаружи зазора на площадке A_{15} на высотах $y_5 = 2.2$ см (кривая 2) и $y_6 = 2.5$ см (кривая 7) в ЭМ волне на внешней части поверхности антенны $A_{8,rad1}$.

4.3. Вычисление эффективной поверхности для излучения вдоль оси антенны A_8 на Рис. 1 при излучении антенной с внутренней A_{11} и внешней A_{15} площадок на координате $z_{A1} = 21.6$ см импульса типа колокол с полушириной $T_{0.5} = 50$ пс

На наружной стороне электрода экрана 5 (высота $y > 2.1$ см) на площадке A_{15} величины полей E_y и $Z_0 H_x$ заметно меньше: на высоте $y_5 = 2.2$ см (кривая 2 на рис. 6) в районе электрода (в области δx примерно соответствующей ширине электрода экрана 5) величины имеют обратную полярность с амплитудой примерно 15 % от ее значения на площадке A_{11} на высоте $y_1 = 0.6$ см. На высоте $y_6 = 2.5$ см, (кривая 7 на рис. 6), (на расстоянии 0.4 см от поверхности экрана 5) амплитуда поля составляет примерно 10 % от значений в зазоре. Кроме того, распределение вдоль оси X величин полей E_y и $Z_0 H_x$ по оси X на высотах $y > 2.1$ см имеет знакопеременную полярность: так можно видеть как за границей электрода на Рис. 6 знак величины поля меняется на противоположный. например, на кривой 2 при $x > 8.6$ см. В итоге суммарный вклад в излучение в дальней зоне антенны $A_{8,rad}$ от наружной области ЧЭТЕМ-рупора на высотах $y > 2.1$ см будет близок к нулю, что и показано на Рис. 7.

На Рис. 7 приведены результаты интегрирования согласно формуле (17) по оси X в интервале координат расчетной области от $x_0 = 6.6$ см до $x_{max} = 13.2$ см на разной высоте y_n , согласно данных для амплитуд поля $E_y(x, Y_n; Z_{A1}; t_{max})$ на Рис. 6(a).

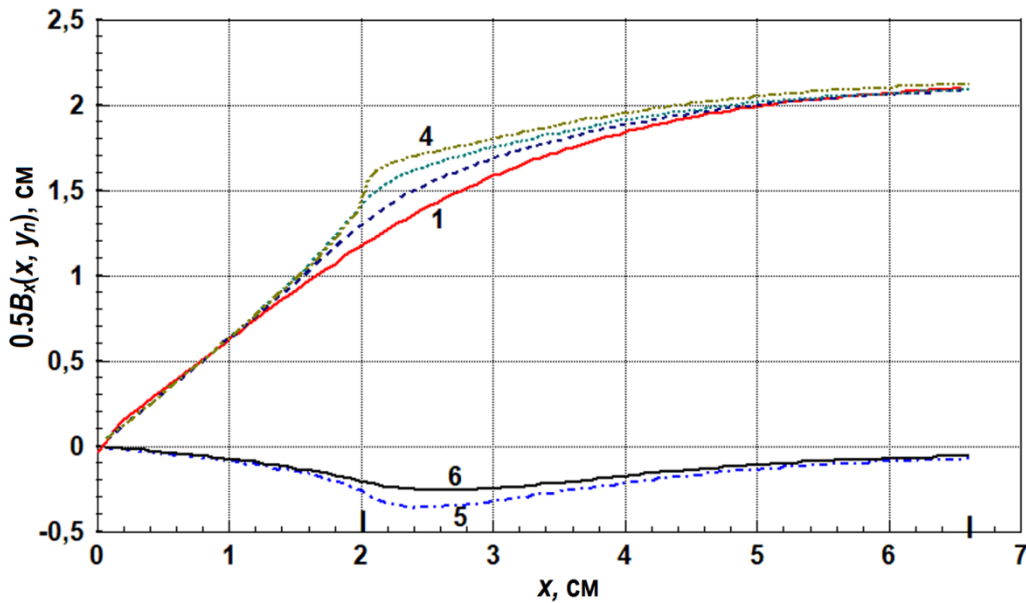


Рис. 7. Изменение полуширины $B_x(x, y_n)$ эффективной поверхности излучения в поперечном сечении расчетной области рупора на координате $z_{A1} = 24.6$ см по отношению к вертикальной плоскости симметрии рупора и расчетной области на разных высотах от оси излучения y_n :

1 – $y_{A1,1} = 0.6$ см; 2 – $y_{A1,2} = 1.0$ см; 3 – $y_{A1,3} = 1.5$ см; 4 – $y_{A1,4} = 1.94$ см;
5 – $y_{A1,5} = 2.2$ см; 6 – $y_{A1,6} = 2.5$ см.

Представленная на рис. 7 система координат имеет нулевое значение по оси X на продольной оси симметрии электродов или на координате $x_0 = 6.6$ см в координатах расчетной области.

Данные на рис. 7 представляют собой нормированный на $E_{0,rec} = 500$ В/см результат интегрирования по формуле (14) амплитудных значений электрического поля $E_y(x)$ по оси X на поверхности излучения $(0.5B_{x,eff}(x_0 - 13.2 \text{ см}; y_n)E_y/E_0)$ антенны $A_{8,rad1}$ в зазоре на площадке $A1_1$ на координате $z_{A1} = 24.6$ см на разных высотах y_n . На этом рисунке кривые 1-4 соответствуют разным возрастающим высотам в зазоре ЭМЛ-I на вторичной поверхности $A1_1$: $y_{A1,1} = 0.6$ см; $y_{A1,2} = 1.0$ см; $y_{A1,3} = 1.5$ см; $y_{A1,4} = 1.94$ см. Вклад наружной области (для $y > 2.1$ см) в амплитуду излучения в дальней зоне показан на Рис. 7, с использованием кривых 5 и 6, которые представляют отрицательный вклад в излучение наружной области на вторичной поверхности площадки $A1_5$ на высотах $y_{A1,5} = 2.2$ см и $y_{A1,6} = 2.5$ см. Суммарный отрицательный вклад наружной области ($y \geq 2.1$ см) рупора (т.е. вклад в

излучение в сторону, противоположную положительному направлению оси Z) в излучение небольшой – он дает уменьшение эффективной поверхности излучения антенны ЧЭТЕМ-рупора $A_{8,rad,eff}$ на единицы процентов при ширине свободного пространства, превышающего в 2-2.5 раза ширину апертуры антенны A_8 .

4.4. Динамика изменения размеров поверхности излучения на Рис. 7 вдоль оси X для эффективной поверхности излучения антенны A_8 вдоль ее оси с вторичной поверхности площадки A_{11} на координате $z_{A1} = 21.6$ см на Рис. 1

Результаты численного моделирования излучения коротких импульсов антенной $A_{8,rad}$ по вычислению ее эффективной поверхности излучения $S_{A8,rad1,eff}$ дали следующие величины: ширина $B_{x,rad1,eff} \approx 2 \times (0.5 B_{x,rad1,eff}) \approx 2 \times 2 = 4$ см, при высоте $\delta y_{A1} = 1.86$ см. Умножение указанных величин дает площадь эффективной поверхности излучения $S_{A8,rad1,eff} = 7.6$ см². Полученная величина равна площади $S_{A8,rad1,eff} = 7.6$ см² эффективной поверхности антенны при приеме ЭМ импульса с длительностью на полувысоте $T_{p,rec} \approx 50$ пс в излученном импульсе с полушириной $T_{p,rad} \approx 50$ пс. Данный результат подтверждает теорему взаимности для СШП модельной антенны A_8 типа ЧЭТЕМ-полурупор в модах излучатель-приемник.

По результатам обработки данных, приведенных на Рис. 7, получена информация *о размерах поверхности вторичных излучателей* $S_{A8,rad,sec}$. Примерно 90 % амплитуды напряженности (т.е. около 80 % мощности) импульсного электрического поля излучения в дальней зоне обеспечивается поверхностью $S_{Arad,sec;0,8}$, которая превышает площадь апертуры S_{A8} модельной антенны A_8 примерно в 1.8 раз. Увеличение поверхности излучения $S_{A8rad,sec}$ происходит в результате излучения ЭМ волны в стороны свободных боковых границ ЧЭТЕМ-рупора в процессе распространения ЭМ волны тока к апертурному срезу рупора.

Относительно большая ширина поверхности излучения вторичных токов $S_{Arad,sec}$ по сравнению с шириной электродов в антенне A_8 во многом обязана

геометрии рупорного электрода антенны A_8 на Рис. 1. А именно: угловой раcтвор электрода рупора антенны A_8 составляет относительно малую величину $\alpha = 12^\circ$, или около 0.1 радиана для отклонений боковой грани электрода **1** от продольной оси антенны. Дополнительная временная $\delta t_{\delta x}$ задержка ЭМ импульсной волны при отклонении луча от оси антенны определяется увеличением длины пути $\delta r(\delta x, r_{A1})$ до точки излучения. В антенне A_8 расстояние по оси Z до поверхности A_{rad1} равно $r_{A1} = 24.6 - 7 = 17.6$ см. При отклонении от оси, например, на $\delta x = 4$ см, это приводит к увеличению расстояния, проходимого ЭМ волной, на $\delta r(\delta x, r_{A1}) = 0.5(\delta x)^2/r_{A1} \approx 0.44$ см, и задержке во времени $\delta t_{\delta x} = \delta r(\delta x, r_{A1})/c_0 \approx 14$ пс, которая сравнима с длительностью фронта импульса излучения $T_{rad,fr} \approx 30$ пс. По данным на Рис. 6(а) относительное уменьшение амплитуды излучения на координатах $x = 10.6$ см и $y_{A1,2} = 1.0$ см было примерно в 2 раза. Влияние величины задержки на амплитуду импульса излучения зависит от длительности фронта импульса излучения. В численном эксперименте использовался импульс типа колокол с малой длительностью фронта нарастания ≈ 30 пс. В наших лабораторных макетах антенн используются рупорные электроды с бóльшей угловой расходимостью $\alpha = 20 \dots 25^\circ$ для излучения импульсов от генераторов большой мощности с длительностью фронта импульсов ≈ 100 пс. Поскольку относительная задержка отклоненного луча пропорциональна квадрату угла отклонения, то для антенны A_{16} задержка отклоненного луча до границы апертуры с размерами 16×16 см² будет заметной. Вследствие этого, заметно проявится эффект уменьшения амплитуды ЭМ поля на периферии большой апертуры. Например, в антенне A_{24} [11] угловой раскрыв рупорных электродов был 22° , что было близко к оптимальным размерам для использования мощного генератора возбуждения с длительностью фронта нарастания импульса ≈ 100 пс.

Другим фактором, сдерживающим увеличение поверхности излучения $S_{A_{rad,sec}}$ за счет отклоненных лучей в A_{16} , является наличие соседнего рупора. Напомним, антенна A_{16} состоит из 4-х ЧЭТЕМ-рупоров, каждый с апертурой

$8 \times 8 \text{ см}^2$. По результатам экспериментов по излучению СШП импульсов в [10] была оценена ее эффективная апертура как $A_{16,eff} \approx 0.85 \times A_{16}$.

Заключение

Результаты численного моделирования с использованием кода КАРАТ модельной излучающей СШП антенны, в виде 1/8 части частично экранированного экспериментального ТЕМ-рупора с апертурой $8 \times 8 \text{ см}^2$, показали, что размер эффективной поверхности излучения составляет 7.6 см^2 , и равен эффективной поверхности расчетной модели антенны в моде приемник при приеме ЭМ импульса с полушириной 50 пс в ТЕМ-волне. Данный результат подтверждает теорему взаимности: равенство эффективных апертур антенны в модах приемник и излучатель для излученного и принимаемого импульсов, имеющих одинаковую форму во времени. Полученный размер эффективной поверхности антенны в моде приемник при приеме ЭМ импульса с полушириной 50 пс в ТЕМ-волне равен примерно 90 % геометрической площади апертуры модельной антенны. Необходимо уточнить, что приведенная оценка эффективности была скорректирована для исключения потери 10 % мощности принятой ЭМ волны из-за трансформации разного типа волн в месте соединения двух транспортных линий: плоской полосковой и коаксиальной цилиндрической линий. Заметим, что коаксиальная линия играла роль фидера модельной антенны.

Результаты моделирования показали малое искажение временной формы импульса типа колокол с полушириной 50 пс и фронтом нарастания 30 пс при его транспортировке в антенне от апертуры до антенного фидера. Кодом КАРАТ было проведено моделирование процесса распространения ЭМ волны в ближней зоне антенны типа ЧЭТЕМ-полурупор в моде излучение в области выбранной вторичной поверхности, которая окружала антенну. Известный принцип эквивалентности ЭМ излучения антенн утверждает, что ЭМ излучение антенны в дальней зоне будет эквивалентно результату суммы излучений от вторичных индуцированных токов на выбранной поверхности. Аналитическая

форма описания процесса излучения включает применение процедуры производной во времени для тангенциальных компонент электрического и магнитного полей на выбранной поверхности. Отметим, что применение производной к импульсным сигналам приведет к изменениям их формы во времени, что затруднит сравнение параметров антенны в модах излучатель/приемник. По нашему мнению, в случае моделирования импульсного ЭМ излучения СШП антенной процедуру производной по времени следует применять к импульсному напряжению возбуждения антенны, как источнику излучения импульсной ЭМ мощности в свободное пространство на расстояниях R много бóльших размеров антенны r_A . В результате переноса оператора производной создается виртуальный вторичный источник, который подключается в численном счете к фидеру антенны.

Перенос оператора производной к функции импульса напряжения генератора возбуждения антенны, позволяет трансформировать временную форму импульсов ЭМ поля вблизи антенны в моде излучение к подобной форме ЭМ поля в ТЕМ-волне в моде приемник. Отметим, что одинаковая временная форма импульсов ЭМИ поля на выбранной поверхности подобна требованиям в случае использования гармонического сигнала при проверке принципа взаимности параметров антенны в модах излучатель/приемник.

Эффективная площадь излучения была вычислена, используя принцип эквивалентности импульсного ЭМ поля, которое излучается вторичными токами на выбранной поверхности. Результаты интегрирования вдоль этой поверхности компонент ЭМ поля показали, что при наблюдении вдоль оси антенны величины эффективной площади апертуры в модах излучатель/приемник с погрешностью $\approx 10\%$ равны, т.е. принцип *взаимности* выполнялся. Для уточнения: в счете сравнивались интегральные величины произведений амплитуд импульсного электрического поля элементарных излучающих диполей на суммарную эффективную поверхность излучения в модах излучатель/приемник. Амплитуды ЭМ поля были определены из расчета равенства амплитуд ЭМ мощности в фидере антенны в модах

излучатель/приемник, с учетом 10 % потерь мощности на неоднородностях в тракте антенны.

Размер поверхности вторичного излучателя по результатам численного счета заметно больше размеров апертуры антенны типа частично экранированный ТЕМ-полурупор в основном по причине малых углов ($\approx \pm 6^\circ$) раствора треугольного рупорного электрода по отношению к вертикальной продольной плоскости симметрии и таких же малых ($\approx \pm 6^\circ$) углов раскрыва рупора по высоте. По результатам обработки данных численного моделирования получено, что уровень 90 % амплитуды излучения в дальней зоне обеспечивается излучающей поверхностью, которая превышает ширину апертуры модельной антенны примерно в 1.8 раза. Увеличение поверхности с вторичными излучателями происходит, из-за влияния краевых эффектов в рупорной линии, в результате которых часть мощности ЭМ волны излучается в стороны свободных боковых границ рупора в процессе распространения ЭМ волны к апертуре рупора.

Финансирование: Работа выполнена при поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации (Государственное задание № 075-00269-25-00).

Литература

1. Вайнштейн Л.А. Электромагнитные волны. Изд. 2-е, перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1988. – 440 с.
2. Марков Г.Т., Чаплин А.Ф. Возбуждение электромагнитных волн. Изд. 2-е, перераб. и доп. – М.-Л.: Энергия, 1967. – 376 с.
3. Зоммерфельд А. Электродинамика / Пер. с нем. под ред. С.А. Элькинда. – М.: Издательство иностранной литературы, 1958. – 466 с.
4. Марков Г.Т., Сазонов Д.М. Антенны. Изд. 2-е, перераб. и доп. – М.: Энергия, 1975. – 528 с.
5. Фельд Я.Н. Теорема взаимности в электродинамике для неустановившихся процессов // ДАН СССР. – 1943. – Т. 41. – № 7. – С. 294-297.

6. Fedorov V.M. et al. High power radiators and E-field sensors for sub-nanosecond electromagnetic pulses // 2015 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC). – IEEE, 2015. – P. 1127-1132.
7. Fedorov V.M. et al. Antenna array with TEM-horn for radiation of high-power ultra short electromagnetic pulses // Electronics. – 2021. – V. 10. – № 9. – P. 1011. <https://doi.org/10.3390/electronics10091011>
8. Официальный сайт компании НПП «ТРИМ». (<https://trimcom.ru/main-page/>)
9. Шелкунов С., Фриис Г. Антенны: Теория и практика / Пер. с англ. под ред. Бахраха Л.Д. –М.-Л.: Сов. Радио, 1955. – 605 с.
10. Fedorov V.M., Ostashev V.Y., Ul'yanov A.V. Patterns of peak power and energy of ultra-wideband pulse radiation from aperture antennas // Известия высших учебных заведений. Физика. – 2012. – Т. 55. – №. 10-3. – С. 79-83.
11. Ostashev V.E., Ul'yanov A.V., Fedorov V.M. Energy Conversion Efficiency in an Ultrawideband Pulse Emitter // Journal of Communications Technology and Electronics. – 2020. – Т. 65. – С. 234-238.
12. Tarakanov V.P. The universal electromagnetic code KARAT. Mathematical modeling: Problems and results / Ed. by I.M. Makarov, O.M. Belotserkovsky. – М.: Nauka, 2003. – P. 456-476.
13. Tarakanov V.P. User's Manual for Code KARAT. – Springfield Va. USA: Berkeley Research Associates, Inc. – 1992.
14. Thomas A. Milligan. Modern Antenna Design. 2nd ed. – Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, Inc. – 2005. 612 p.
15. Mikheev O.V. et al. New method for calculating pulse radiation from an antenna with a reflector // IEEE transactions on electromagnetic compatibility. – 1997. – V. 39. – №. 1. – P. 48-54. <https://doi.org/10.1109/15.554694>
16. Подосенов С.А., Соколов А.А. Излучение и измерение импульсных электромагнитных полей. – М.: Спутник, 2000. – 250 с.
17. Стреттон Дж.А. Теория электромагнетизма / Пер. с англ. под ред. Рытова С.М. – М.-Л.: ОГИЗ, 1948. – 539 с.

18. Беличенко В.П., Буянов Ю.И., Кошелев В.И. Сверхширокополосные импульсные радиосистемы. – Новосибирск: Наука, 2015. – 483 с.
19. Анютин Н.В. Метод приближенного вычисления интеграла Кирхгофа. // Журнал радиоэлектроники. – 2024. – №. 4. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2024.4.7>
20. Иммореев И.Я. Особенности работы сверхширокополосных радиосистем с большими антеннами // Успехи современной радиоэлектроники. – 2010. – №9. – С.59- 71.
21. Зайцев А.В. Исследование электромагнитных полей во временной области. // В сб.: Антенны / под ред. Л.Д. Бахраха. Вып. 6 (51). – М.: Радио и связь. 2001. – С. 3 – 11.
22. Иммореев И.Я. Сверхширокополосные радары. Особенности и возможности // Радиотехника и электроника. – 2009. – Т.54. – №1. – С. 5-31.
23. Andreev Y. et al. Some Characteristics of Ultra-Wideband 2x2 Combined Antenna Array // 2018 20th International Symposium on High-Current Electronics (ISHCE). – IEEE, 2018. – С. 70-73.

Для цитирования:

Федоров В.М., Ульянов А.В. Принцип взаимности частично экранированного ТЕМ-рупора в модах излучения и приема сверхкоротких электромагнитных импульсов. Численное моделирование // Журнал радиоэлектроники. – 2025. – № 7. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2025.7.8>