

# КОМПЕНСАЦИЯ ИСКАЖЕНИЙ ФОРМЫ СВЕРХКОРОТКИХ ИМПУЛЬСОВ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ В ДАЛЬНОЙ ЗОНЕ С ПОМОЩЬЮ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ

А. М. Бобрешов, П. А. Кретов, И. И. Мещеряков, Г. К. Усков

*Воронежский государственный университет*

Поступила в редакцию 24.09.2012 г.

**Аннотация.** Получена схема компенсации искажений формы сверхкоротких импульсов электромагнитного поля в дальней зоне при излучении сверхширокополосной антенной в направлении, отличном от главного. В качестве компенсирующей системы рассматривается антенная решетка, состоящая из четырех антенн. Приводится алгоритм расчета параметров схемы для излучения в заданном направлении сигнала требуемой формы.

**Ключевые слова:** сверхширокополосный, сверхкороткие импульсы, метод конечных разностей во временной области, ТЕМ-рупор, импульсная антенная решетка, дальняя зона, схема компенсации искажений.

**Abstract:** The scheme for compensation of form's distortions of an electromagnetic field's ultrashort pulses in far field zone, which are radiated by an ultrawideband antenna in the direction, which is distinct from the main lobe, is obtained. In the capacity of cancelling system the array consisting of four antennas is considered. The algorithm of scheme's parameters calculation for radiation in the preset direction of a signal with the required form is resulted.

**Keywords:** ultra-wideband, UWB, ultra-short pulses, finite-difference time-domain method, TEM-horn, pulse antenna array, far field zone, scheme for compensation of distortions.

## ВВЕДЕНИЕ

Применение сверхкоротких импульсов (СКИ) в импульсных антенных решетках с управляемым положением главного лепестка имеет особенности, связанные с характером излучения таких сигналов сверхширокополосными (СШП) антеннами. Ширина частотной полосы СКИ (до 10 ГГц) при его малой временной длительности обуславливает зависимость формы сигнала в дальней зоне (ДЗ) от угла, под которым происходит его излучение направленной антенной [1].\*

Скомпенсировать подобные искажения под заданным углом можно, излучая СКИ определенной формы. В этом случае теоретический расчет требуемого входного сигнала не представляет значительного труда. Однако, его практическое формирование, особенно при длительностях порядка 100...500 пс, является

далеко не тривиальной задачей. Можно рассмотреть искомый входной сигнал как суперпозицию взвешенных базисных, используя в качестве последних гауссовский импульс и его производные до определенного порядка [2]. При этом возникает необходимость в генерации сигналов, форма которых усложняется с увеличением порядка производной, предъявляя тем самым более строгие требования к формирователям базисных СКИ. При генерации требуемого входного сигнала предпочтительно использовать базисные СКИ одной формы. Компенсация искажений в этом случае может происходить за счет введения для каждого базисного СКИ перестраиваемой линии временной задержки и амплитудного множителя, или коэффициента аттенюации.

Ниже описана схема компенсации искажения формы СКИ в дальней зоне, излучаемого сверхширокополосным ТЕМ-рупором [3—5]. Проводится расчет параметров схемы, формирующей требуемый входной сигнал: величин амплитудных множителей и временных задержек каждого исходного, или базисного СКИ.

Работа выполнена в рамках Федеральной целевой программы «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009—2013 гг. (Соглашение № 14В.37.21.0620 от 20.08.2012 г. и № 14.В37.21.1168 от 14.09.2012 г.).

© Бобрешов А. М., Кретов П. А., Мещеряков И. И., Усков Г. К., 2012

## МОДЕЛИРОВАНИЕ ИЗЛУЧЕНИЯ СКИ ТЕМ-РУПОРОМ

Оценку влияния угла излучения СКИ на форму сигнала в ДЗ можно получить с помощью полного электромагнитного моделирования антенны. Одним из общепринятых методов решения подобных задач является метод конечных разностей во временной области (FDTD) [6].

Для определенности, в качестве направленной антенны был выбран ТЕМ-рупор с экспоненциальным законом продольного распределения волнового сопротивления от 50 Ом у точки запитки до 150 Ом у раскрыва в приближении полосковой линии [4]. Геометрия антенны изображена на рис. 1. Главному направлению излучения соответствует положительное направление оси  $x$ . Угол излучения  $\varphi$  отсчитывается от оси  $x$  в плоскости  $X_{OY}$  по направлению к оси  $y$ .

Величина воздушного зазора  $H(x)$  между лепестками ТЕМ-рупора линейно возрастает вдоль оси  $x$ :

$$H(x) = \frac{H_R - H_0}{R} x + H_0, \quad (1)$$

где  $0 \leq x \leq R$ ,  $R = 125$  мм,  $H_0 = H(0) = 2$  мм,  $H_R = H(R) = 75$  мм.

Ширина лепестка  $B(x)$  рассчитывается по формуле:

$$B(x) = \frac{H(x) - 2\Delta}{2} \left[ 4\pi \exp\left(-\frac{\ln 3}{R} x\right) - 1 \right], \quad (2)$$

где  $\Delta$  — толщина лепестка антенны, равная 0,2 мм.

Материал лепестков ТЕМ-рупора — идеальный проводник. На вход антенны с помощью точечного источника  $E(t)$  с выходным сопротивлением 50 Ом подается СКИ, представляющий собой гауссовский моноцикл длительностью 350 пс и амплитудой 0,86 В.

Временная зависимость составляющих электромагнитного поля в дальней зоне рассчитывается при помощи интеграла Кирхгоффа, вычисляемого на замкнутой поверхности, окружающей антенну [7]. Расстояние, на котором рассчитывается поле, выбрано так, чтобы с запасом выполнялось условие, при котором эта область пространства для данного ТЕМ-рупора является дальней зоной. С учетом того, что нижняя граничная частота излучения для рассматриваемой антенны составляет 1,3 ГГц по уровню КСВН = 2, искомое расстояние выбрано равным 30 м.

На рис. 2 приведены временные зависимости электрической составляющей поля  $E_z$  антенны при разных величинах угла  $\varphi$ . Из рисунка хорошо видно, что с увеличением угла форма сигнала претерпевает существенное изменение. Импульс становится биполярным при  $\varphi = 40^\circ$ , в то время как при  $\varphi = 0$  у него 3 лепестка.

Ниже приводится теоретический расчет формы сигнала, который необходимо подать на вход антенны для получения заданной формы поля в дальней зоне, в качестве которой

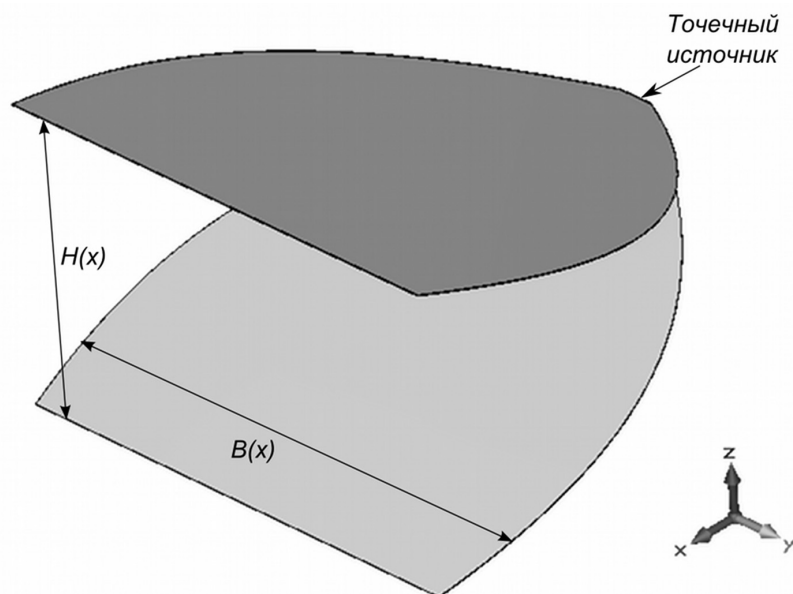


Рис. 1. ТЕМ-рупор

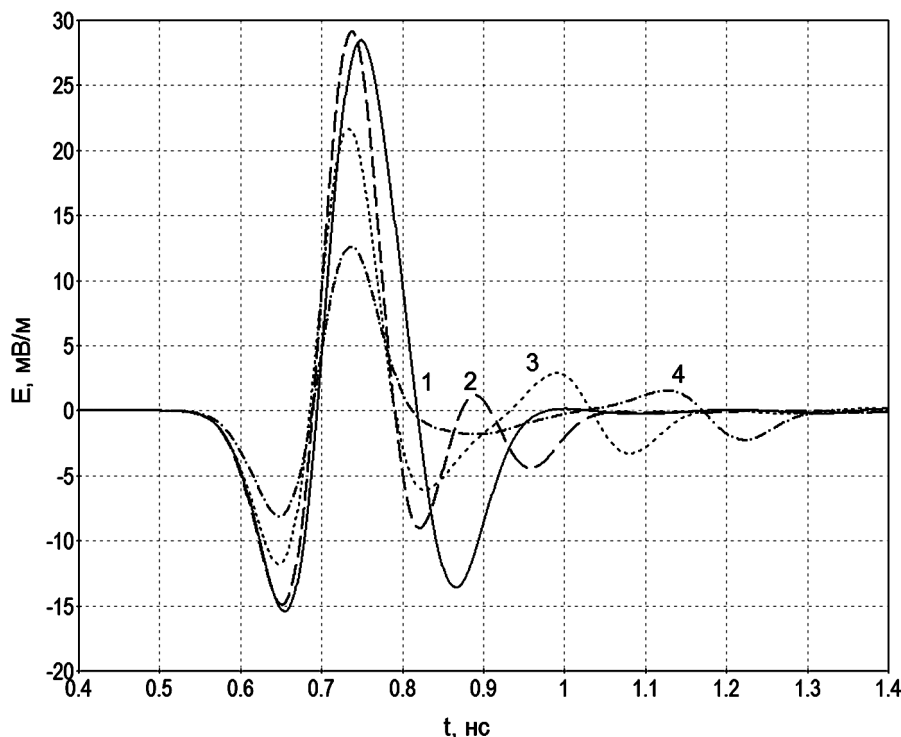


Рис. 2. Напряженность электрической составляющей поля при различных углах  $\varphi$ : 1 —  $0^\circ$ ; 2 —  $20^\circ$ ; 3 —  $40^\circ$ ; 4 —  $60^\circ$

была выбрана электрическая составляющая поля в главном направлении ( $\varphi = 0$ ).

### ТЕОРЕТИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ ТРЕБУЕМОГО СИГНАЛА НА ВХОДЕ АНТЕННЫ

Обозначим исходный, или базисный, СКИ на входе антенны как  $s_{II}(t)$ , заданный сигнал в ДЗ — как  $s_3(t)$ , а получаемый в результате излучения базисного СКИ под углом  $\varphi$  — как  $s_1(t)$ . Найдем функцию  $h(t)$ , связывающую  $s_3(t)$  и  $s_1(t)$  линейным соотношением:

$$s_3(t) = h(t) \otimes s_1(t), \quad (3)$$

где  $\otimes$  — символ свертки. В частотной области это соотношение можно переписать как

$$S_3(f) = H(f)S_1(f), \quad (4)$$

где  $S_1(f)$ ,  $H(f)$ ,  $S_3(f)$  — результат преобразования Фурье от  $s_1(t)$ ,  $h(t)$  и  $s_3(t)$  соответственно. Положим, что  $S_1(f)$  и  $S_3(f)$  занимают одну частотную полосу, тогда из (4) следует:

$$\tilde{H}(f) \approx \frac{S_3(f)}{S_1(f)} H_0(f), \quad (5)$$

где  $H_0(f)$  — функция прямоугольного окна, равная 1 в полосе частот, в которой  $|S_1(f)|$  больше  $-20$  дБ.

Тогда приближенное значение для  $h(t)$  найдем в виде

$$\tilde{h}(t) = \text{Re}[\text{IFT}(\tilde{H}(f))], \quad (6)$$

где IFT — оператор обратного преобразования Фурье,  $\text{Re}$  — оператор действительной части комплексного числа. Необходимость в последней операции возникает из-за того, что на  $S_3(f)/S_1(f)$  накладывается прямоугольное окно  $H_0(f)$ , ограничивающее исходное соотношение по частоте, на которой уровень спектра делимого и делителя близок к нулю, а их отношения отлично от нуля. В результате обратное преобразование Фурье от  $\tilde{H}(f)$  содержит мнимую составляющую, которая в (3) не используется.

Убедиться в качестве аппроксимации для  $h(t)$  можно, рассчитав приближенное значение для  $s_3(t)$  с помощью соотношения (3):

$$\tilde{s}_3(t) = \tilde{h}(t) \otimes s_1(t). \quad (7)$$

Ввиду линейности антенны, а также вследствие того, что и  $s_3(t)$ , и  $s_1(t)$  есть результат излучения под одним углом  $s_T(t)$  и  $s_{II}(t)$  соответственно, оценку требуемой формы сигнала  $s_T(t)$  на входе антенны можно найти следующим образом:

$$s_T(t) = \tilde{h}(t) \otimes s_{II}(t). \quad (8)$$

Итак,  $s_T(t)$  — сигнал, подав который на вход антенны, в ДЗ под заданным углом  $\varphi$  можно получить  $\tilde{s}_3(t)$ . Рассмотрим далее практический синтез  $s_T(t)$ .

### ПРАКТИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ СКИ ТРЕБУЕМОЙ ФОРМЫ В ДАЛЬНОЙ ЗОНЕ

Сигнал  $s_T(t)$  можно получить, представив его в виде взвешенной суммы базисных сигналов, которые в общем случае могут иметь временные задержки относительно друг друга. На рис. 3а представлена такая схема формирования, состоящая из  $N$  каналов. Блоки с обозначением  $\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_N$  — линии задержки;  $a_1, a_2, \dots, a_N$  — СШП-аттенюаторы, позволяющие также при необходимости инвертировать полярность СКИ. Так, задача синтеза  $s_T(t)$  сводится к определению требуемого числа каналов  $N$ , величин задержек  $\tau_i$  и амплитудных множителей  $a_i$ .

В виду линейности антенны суперпозиция сигналов на ее входе ведет к суперпозиции электромагнитных полей, излучаемых в результате прохождения базисного СКИ  $s_{II}(t)$  в каждом канале формирующей системы. Следовательно, в ДЗ происходит сложение сигналов  $s_1(t)$ , пришедших в точку наблюдения с задержками  $\tau_i$  и амплитудными множителями  $a_i$ . В результате суперпозиции, как следует из формул (7) и (8), формируется сигнал  $\tilde{s}_3(t)$ .

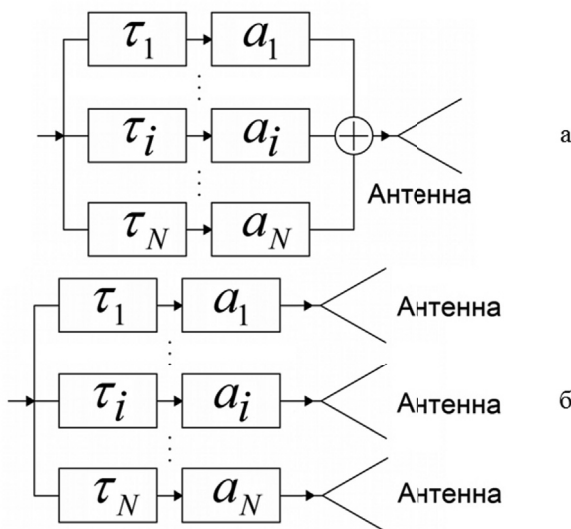


Рис. 3. Блок-схема системы, формирующей требуемый сигнал на входе антенны: а) базовая; б) модифицированная

Таким образом, коэффициенты формирующей системы можно получить без дополнительных вычислений формы сигнала  $s_T(t)$  на входе антенны, используя только связь между  $\tilde{s}_3(t)$  и  $s_1(t)$ , которая выражается формулой (7).

Более того, данный факт находит выражение в модифицированной схеме, приведенной на рис. 3б. Для излучения в каждом канале используется отдельная антенна. При этом суммирование происходит в ДЗ. Достоинство данной схемы заключается в отсутствии необходимости СШП сумматора на входе антенны. Однако при этом требуется учитывать взаимное влияние излучателей. Далее будем рассматривать именно этот вариант схемы компенсации.

Соотношение (3), полученное в предыдущем пункте, имеет непрерывный характер. Предположим, что (3) можно переписать в дискретном виде:

$$s_3(t) = \sum_{i=1}^N a_i s_1(t - \tau_i). \quad (9)$$

В частотной области (9) будет выглядеть как

$$S_3(f) = S_1(f) \sum_{i=1}^N a_i \exp(-j2\pi f \tau_i), \quad (10)$$

где  $j$  — мнимая единица.

Учитывая (4), получим представление для  $H(f)$ :

$$H(f) = \sum_{i=1}^N a_i \exp(-j2\pi f \tau_i). \quad (11)$$

Спектры  $S_3(f)$  и  $S_1(f)$  лежат в полосе ( $f_{\min}, f_{\max}$ ), а потому для аппроксимации  $h(t)$  верно следующее представление:

$$\begin{aligned} \tilde{h}(t) &= \int_{-f_{\max}}^{f_{\max}} H(f) \exp(j2\pi ft) df - \\ &- \int_{-f_{\min}}^{f_{\min}} H(f) \exp(j2\pi ft) df = \\ &= \sum_{i=1}^N a_i \left( \int_{-f_{\max}}^{f_{\max}} \exp[j2\pi f(t - \tau_i)] df - \right. \\ &\left. - \int_{-f_{\min}}^{f_{\min}} \exp[j2\pi f(t - \tau_i)] df \right) = \\ &= 2f_{\max} \sum_{i=1}^N a_i \frac{\sin[2\pi f_{\max}(t - \tau_i)]}{2\pi f_{\max}(t - \tau_i)} - \\ &- 2f_{\min} \sum_{i=1}^N a_i \frac{\sin[2\pi f_{\min}(t - \tau_i)]}{2\pi f_{\min}(t - \tau_i)}, \end{aligned} \quad (12)$$

где  $|S_1(f)| > 20$  дБ при  $f \in [f_{\min}; f_{\max}]$ .

Считаем, что  $f_{\min} \ll f_{\max}$  (в данном случае  $f_{\max} \approx 10$  ГГц,  $f_{\min} \approx 0,6$  ГГц). Тогда

$$\tilde{h}(t) \approx 2f_{\max} \sum_{i=1}^N a_i \frac{\sin[2\pi f_{\max}(t - \tau_i)]}{2\pi f_{\max}(t - \tau_i)}. \quad (13)$$

Таким образом, из (13) можно вывести условие, определяющее возможность соотношения (9):  $\tilde{h}(t)$  должна быть представима в виде конечной суммы импульсов sinc-подобной формы.

На рис. 4 приведена рассчитанная по формуле (6)  $\tilde{h}(t)$  при  $\varphi = 40^\circ$  (кривая 1). В вычислении нулевых приближений задержек и амплитудных множителей предлагается использовать имеющие наибольшую энергию лепестки  $\tilde{h}(t)$ . Для этого рассчитывается вспомогательная функция  $\tilde{h}_2(t)$ . Отсчеты  $\tilde{h}(t)$ , меньшие по модулю заданного порога, обращаются в ноль. Порог подбирается экспериментально — в данной задаче он равен 0,14 от глобального максимума функции  $|\tilde{h}(t)|$ . Получим кривую  $\tilde{h}_2(t)$ , изображенную на рис. 4 (кривая 2).

Тогда  $a_i^0$  пропорционально площади  $i$ -го лепестка:

$$a_i^0 = k \int_{t_{\min}^i}^{t_{\max}^i} \tilde{h}_2(t) dt, \quad (14)$$

где  $t_{\min}^i, t_{\max}^i$  — границы  $i$ -го лепестка, определяемые из соотношения  $\tilde{h}_2(t_{\min}^i) = \tilde{h}_2(t_{\max}^i) = 0$ . Нулевое приближение задержки  $\tau_i^0$  — это положение «центра масс»  $i$ -го лепестка:

$$\tau_i^0 = k \int_{t_{\min}^i}^{t_{\max}^i} \frac{t \tilde{h}_2(t)}{a_i^0} dt. \quad (15)$$

Коэффициент пропорциональности  $k$ , одинаковый для всех  $a_i^0$ , задается так, чтобы максимальное значение сигнала  $\tilde{s}_3^0(t)$ , рассчитанного с помощью нулевых приближений  $a_i^0$  и  $\tau_i^0$  по формуле

$$\tilde{s}_3^0(t) = \sum_{i=1}^N a_i^0 s_1(t - \tau_i^0), \quad (16)$$

было равно максимуму  $s_3(t)$ .

Далее  $a_i^0$  и  $\tau_i^0$  используются в качестве нулевого приближения для уточнения  $a_i$  и  $\tau_i$  методом Нелдера—Мида [8]. Сигналы от каждого канала отличаются между собой, так как антенны в решетке взаимодействуют друг с другом. В связи с этим, при уточнении  $a_i$  и

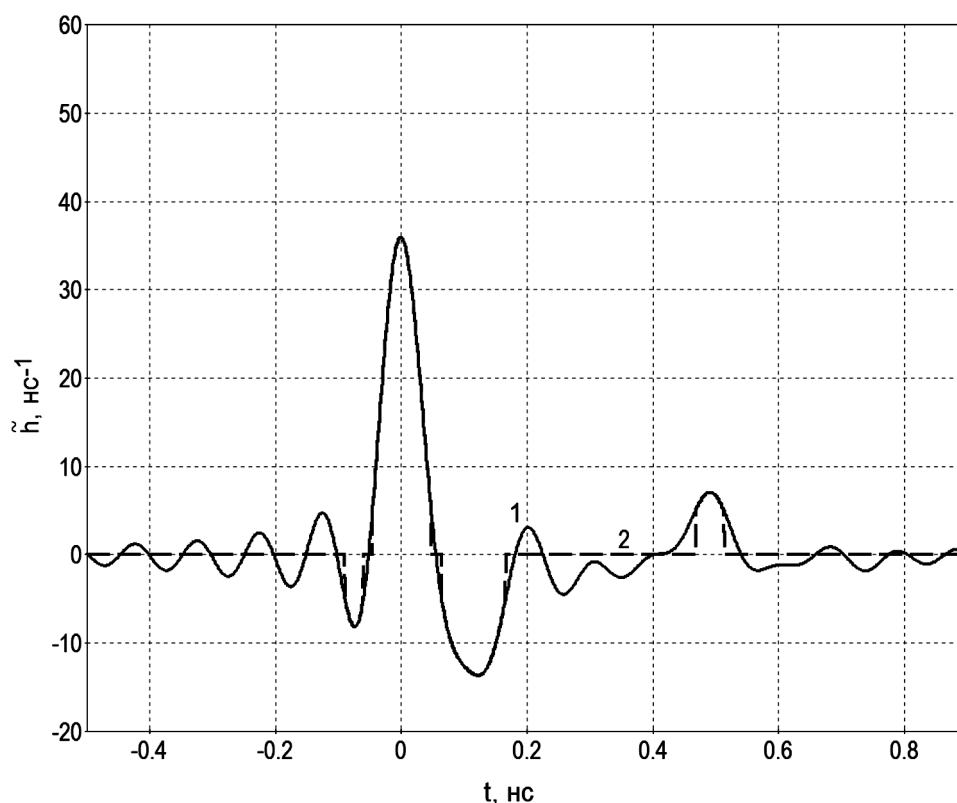


Рис. 4. Приближения импульсной характеристики  $h(t)$ : 1 —  $\tilde{h}(t)$ , 2 —  $\tilde{h}_2(t)$

$\tau_i$  методом Нелдера—Мида целевая функция примет вид:

$$g(a_1, \dots, a_N, \tau_1, \dots, \tau_N) = \int_0^T \left( s_3(t) - \sum_{i=1}^N a_i \cdot s_i(t - \tau_i) \right)^2 dt, \quad (17)$$

где  $s_i(t)$  — сигнал, излучаемый антенной в канале  $i$  при  $\tau_i = 0$ ,  $a_i = 1$ . На входах остальных антенн при этом находится нагрузка 50 Ом,  $T$  — длительность  $s_3(t)$ .

### РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ СХЕМЫ КОМПЕНСАЦИИ

Описанным выше способом были рассчитаны параметры схемы, формирующей заданный сигнал для угла излучения  $60^\circ$ . В качестве излучающих элементов антенной решетки из 4 элементов использовался описанный выше ТЕМ-рупор. Излучатели располагались друг над другом вдоль оси  $z$  в системе координат рисунка 1 на расстоянии 14 мм. Взаимное влияние антенн приводит к тому, что между лепестками соседних излучателей необходимо устанавливать согласовывающую нагрузку, позволяющую компенсировать переотражение поля между ними. Резисторы устанавливаются

параллельно равномерно вдоль раскрыва между двумя соседними антеннами, их суммарный номинал равен 40 Ом.

Таблица

Рассчитанные величины параметров схемы компенсации.

№ канала	$\varphi = 60^\circ$	
	$\tau$ , пс	$a$
1	0	-0,073
2	50,87	1,776
3	183,53	-0,927
4	578,46	0,404

На рис. 5 приведены электрические составляющие поля  $E_z$  в ДЗ в направлении  $60^\circ$  для всех четырех антенн системы, а также для одиночной антенны. Из графиков следует, что форма поля в этом направлении искажается незначительно лишь в области от 0,6 до 1 нс. Сам сигнал не искажен. В таблице приведены рассчитанные значения для системы компенсации, а на рис. 6 — суммарный сигнал, полученный на выходе схемы компенсации и эталонный сигнал в направлении 0, излучаемый одиночной антенной. Из графиков видно, что сигналы достаточно хорошо совпадают в пре-

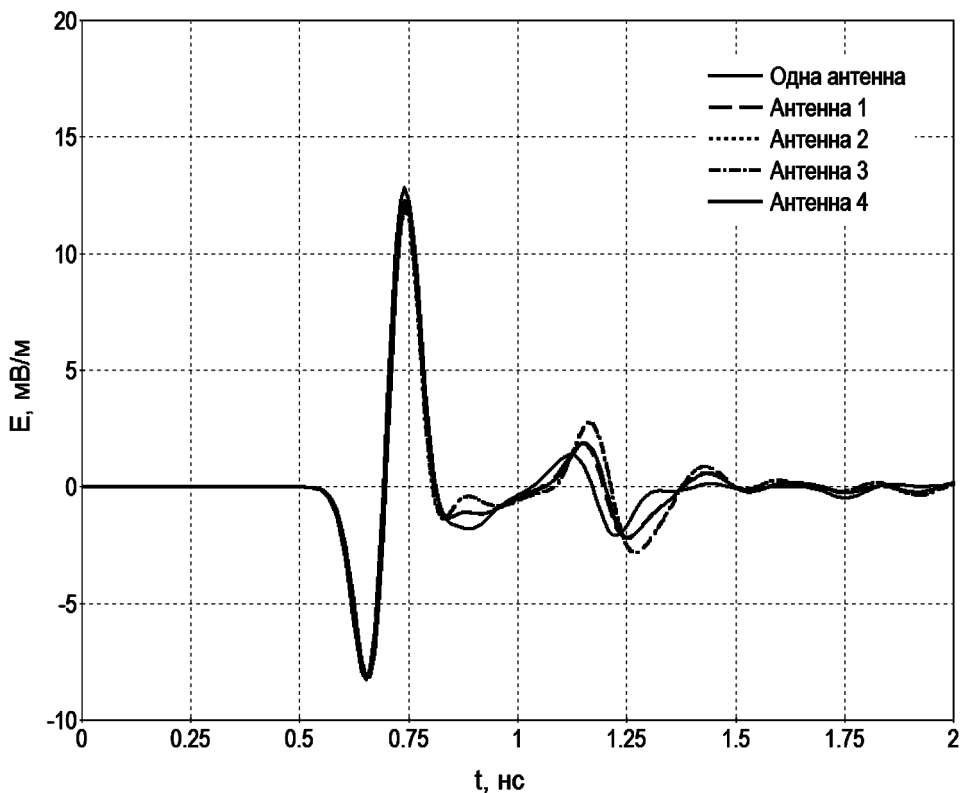


Рис. 5. Форма поля в ДЗ под углом  $60^\circ$

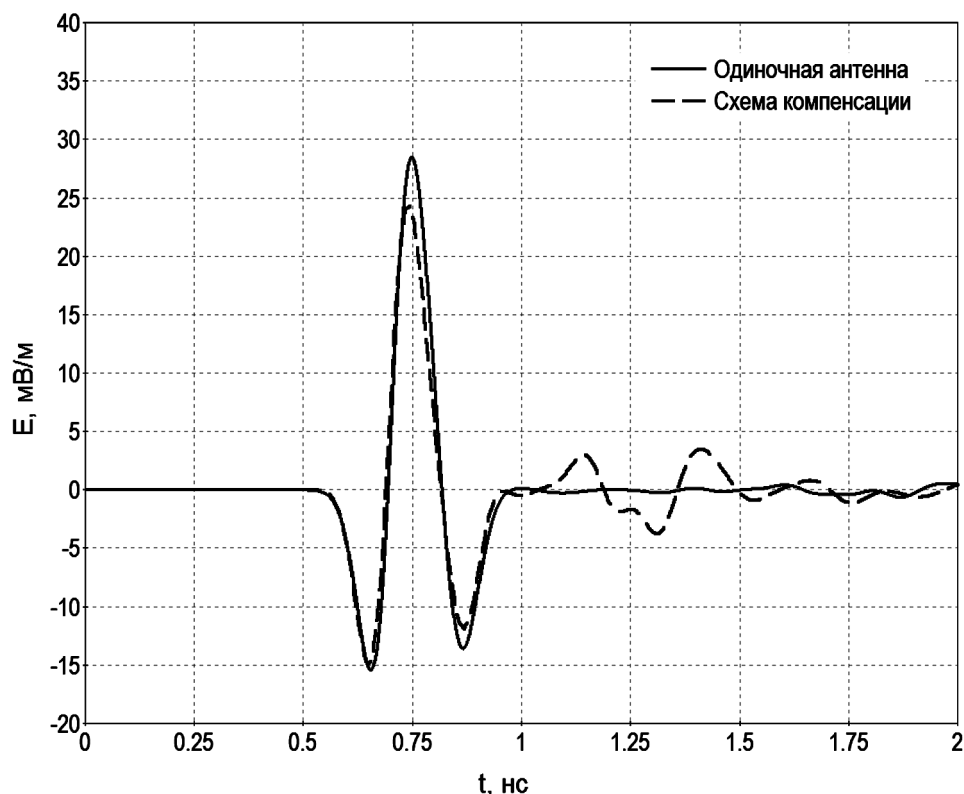


Рис. 6. Эталонный сигнал и СКИ на выходе схемы компенсации из 4 антенн

делах погрешности 10 %. Расхождение в интервале от 0,6 до 1,2 нс объясняется малым числом используемых каналов.

Следует отметить, что коэффициенты  $a_i$ , большие 1, могут быть получены за счет нескольких каналов с одинаковой задержкой, в каждом из которых амплитудный множитель не превышает 1. Это увеличит число каналов, но на общий результат не повлияет. Отрицательный знак коэффициентов  $a_i$  может быть получен путем инверсного возбуждения антенны.

### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе представлена методика, позволяющая компенсировать искажения формы СКИ, излучаемого СШП антенной. Данные результаты достигаются с помощью схемы, состоящей из некоторого числа каналов, которая позволяет управлять формой СКИ на входе антенны и, следовательно, в ДЗ. Расчет параметров каждого канала (коэффициент аттенюации и задержка) рассматривается на примере ТЕМ-рупора с экспоненциальным законом продольного распределения волнового сопротивления. В качестве компенсирующей системы рассматривается антенная решетка, состоящая из четырех одинаковых ТЕМ-рупоров. Расчет пара-

метров системы компенсации проводится с учетом взаимного влияния антенн при излучении. Для этого применяется моделирование антенной решетки с помощью метода конечных разностей во временной области.

Показано, что даже небольшое число каналов ( $N = 4$ ) позволяет с достаточно хорошей точностью аппроксимировать требуемую форму СКИ под заданным углом.

### ЛИТЕРАТУРА

1. *Иммореев И. Я.* Сверхширокополосные радары. Особенности и возможности [Текст] / И. Я. Иммореев // Радиотехника и Электроника. — 2009. — Т. 54. — № 1. — С. 5.
2. *Ciattaglia M.* Time Domain Synthesis of Pulsed Arrays [Text] / M. Ciattaglia, G. Marrocco // IEEE Trans. — 2008. — V. AP-56. — № 7. — P. 1928.
3. *Бобрешов А. М.* Оптимизация угла раскрыва ТЕМ-рупора для эффективного излучения сверхкоротких импульсов [Текст] / А. М. Бобрешов, И. И. Мещеряков, Г. К. Усков // Радиотехника и Электроника. — 2012. — Т. 57. — № 3. — С. 320.
4. *Бобрешов А. М.* Влияние величины волнового сопротивления у раскрыва ТЕМ-рупора на энергетические диаграммы направленности [Текст] / А. М. Бобрешов, П. А. Кретов, И. И. Мещеряков, Г. К. Усков // Радиолокация, навигация, связь: XVII Междунар. науч.-техн. конф., г. Воронеж,

12—14 апр. 2011 г. — Воронеж, 2011. — Т. 3. — С. 2218—2224.

5. Бобрешов А. М. Оптимизация геометрических размеров ТЕМ-рупорной антенны для излучения сверхкоротких импульсов [Текст] / А. М. Бобрешов, А. А. Головкин, И. И. Мещеряков, Г. К. Усков, Е. А. Руднев, С. Н. Шульженко // Антенны. — 2009. — Вып. 6 (145). — С. 80—83.

*Бобрешов А. М., д. ф.-м. н., профессор, декан физического факультета, зав. кафедрой электроники Воронежского государственного университета*  
Тел.: +7 (910) 479-79-45  
E-mail: bobreshov@phys.vsu.ru

*Кретов П. А., аспирант кафедры электроники Воронежского государственного университета*  
Тел.: +7 (951) 556-04-14  
E-mail: kretovpa@gmail.com

*Мещеряков И. И., аспирант кафедры электроники Воронежского государственного университета*  
Тел.: +7 (910) 243-91-85  
E-mail: ivan.phelec@mail.ru

*Усков Г. К., к. ф.-м. н., доцент кафедры электроники Воронежского государственного университета*  
Тел.: +7 (952) 953-82-94  
e-Mail: uskov@phys.vsu.ru

6. Davidson D. B. Computational Electromagnetics for RF and Microwave Engineering / D. B. Davidson // Cambridge: Cambridge Univ. Press. — 2005.

7. Ramahi O. M. Near- and far-field calculations in FDTD simulations using Kirchhoff surface integral representation [Text] / O. M. Ramahi // IEEE Trans. — 1997. — V. AP-45. — № 5. — P. 753.

8. Химмельблау Д. Прикладное нелинейное программирование / Д. Химмельблау // М.: Мир. — 1975.

*Bobreshov A. M., Doctor of physical and mathematical sciences, Professor, Dean of physics faculty, Head of the Department of Electronics, Voronezh State University*  
Tel.: +7 (910) 479-79-45  
E-mail: bobreshov@phys.vsu.ru

*Kretov P. A., Postgraduate student, Department of Electronics, Voronezh State University*  
Tel.: +7 (951) 556-04-14  
E-mail: kretovpa@gmail.com

*Meshcheryakov I. I., Postgraduate student, Department of Electronics, Voronezh State University.*  
Tel.: +7 (910) 243-91-85  
E-mail: ivan.phelec@mail.ru

*Uskov G. K., Candidate of physical and mathematical sciences, Associate Professor, Department of Electronics, Voronezh State University.*  
Tel.: +7 (952) 953-82-94  
E-mail: uskov@phys.vsu.ru