

УДК 621.396.67

ФОКУСИРОВКА ШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК

Д.А. Юзвик, М.А. Степанов

Новосибирский государственный технический университет

В данной работе исследуется фокусировка линейных антенных решеток при работе с широкополосными сигналами. Авторы вывели формулу, описывающую скорость изменения фазы в зависимости от частоты в определенной точке пространства. Показано, что для одного излучающего элемента эта скорость изменения фазы от частоты зависит исключительно от расстояния от элемента до этой точки. При фокусировке широкополосного излучения в выбранной точке пространства спектр сигнала становится частотно-окрашенным (неравномерно искаженным). В работе также представлено выражение, связывающее физическую длину решетки, фокусное расстояние и частотный диапазон, в котором линейная антенная решетка может считаться правильно сфокусированной. Показано, что эта полезная полоса фокусировки определяется общим размером апертуры и расстоянием между отдельными элементами. Все теоретические результаты подтверждены численным моделированием.

Ключевые слова: антенные решетки, широкополосные сигналы, фокусировка, интерференция.

DOI: 10.17212/1727-2769-2026-1-48-63

Введение

При решении телекоммуникационных задач зачастую острым является вопрос повышения отношения сигнал/шум (ОСШ). Устройств, которые используют беспроводную связь, становится всё больше. Они, как правило, функционируют в одном частотном диапазоне, будь то Wi-Fi или сотовая связь, что приводит к возникновению перекрестных помех [1–3]. Традиционный путь решения вопросов, связанных с возникновением перекрестных помех, заключается в использовании частотного и временного разделения каналов беспроводной связи. Однако с ростом числа устройств, функционирующих в одном частотном диапазоне, возможности по частотному и временному разделению каналов будут исчерпаны [4–6]. Обычно устройства разнесены в пространстве, что открывает возможности по их пространственному разделению [7]. В работах [8, 9] исследовались антенные решетки, сфокусированные в одну точку пространства, в работе [7] рассматривались вопросы, касающиеся формирования нескольких пучностей электрического поля в требуемых областях пространства. Эти работы [7–9] внесли вклад в понимание механизмов фокусировки

антенных решеток в требуемую точку пространства. В этих работах было показано, что максимум напряженности электрического поля всегда смещен относительно точки фокусировки. Рассмотрены вопросы, касающиеся формирования нескольких пучностей электрического поля в требуемых областях пространства.

Вместе с тем в работах [7–9] все вопросы рассматривались относительно моногармонического сигнала на фиксированной частоте. На практике телекоммуникационные сигналы в таких системах, как Wi-Fi, LTE, 5G и перспективных 6G, занимают определенную полосу частот [10–14]. При этом стоит отметить, что при фокусировке антенной решетки в требуемую точку пространства начальные фазы сигналов, подводимых к каждому излучателю в антенной решетке, определяются для одной частоты спектра излучаемого сигнала частоты. При фокусировке антенной решетки в заданную точку начальные фазы сигналов для этой частоты вычисляются для условия, чтобы в заданной точке пространства с учетом фазового набега обеспечивалась конструктивная интерференция, т. е. разность фаз электромагнитных волн от всех элементов антенной решетки была равна нулю. При использовании широкополосного сигнала невозможно обеспечить конструктивную интерференцию для всех спектральных (частотных) составляющих сигнала – это связано с различным значением коэффициента фазы для каждой частоты в спектре широкополосного сигнала.

Таким образом, использование широкополосного сигнала и фокусировка антенной решетки в требуемую точку пространства на центральной частоте приведет к тому, что в точке фокусировки будет обеспечиваться разность фаз между сигналами $\Delta\varphi \neq 0$, что будет влиять на результирующее значение амплитуды напряженности электрического поля в пространстве. Что обосновывает **цель работы**: определить диапазон частот, в пределах которого линейная антенная решетка обеспечивает фокусировку широкополосного излучения на конечное расстояние.

1. Математическая модель электрического поля в пространстве

Рассмотрим линейную антенную решетку из N элементов, сфокусированную на конечное расстояние. При этом для каждого излучателя антенной решетки определена начальная фаза сигнала, обеспечивающая конструктивную интерференцию в требуемой точке пространства – точке фокусировки.

Поле в произвольной k -й точке пространства можно определить как суперпозицию полей, формируемых всеми элементами антенной решетки [7–9]:

$$\dot{E}_k = \sum_{i=1}^N \left(A_i F_{i,k} r_{i,k}^{-q} \exp(j[\beta r_{i,k} + \varphi_i]) \right), \quad (1)$$

где A_i – амплитуда излучаемого сигнала i -м элементом антенной решетки; $F_{i,k}$ – коэффициент усиления по полю i -го элемента антенной решетки в сторону k -й точки пространства; $r_{i,k}$ – расстояние между i -м элементом антенной решетки и k -й точкой пространства $r_{i,k} = \sqrt{(x_i - x_k)^2 + (y_i - y_k)^2 + (z_i - z_k)^2}$; β – коэффициент фазы; φ_i – начальная фаза сигнала i -го элемента антенной решетки; q – показывает закон снижения интенсивности электромагнитной волны ($q = 2$ в ближней зоне; $q = 1$ в дальней зоне).

При использовании широкополосных сигналов предлагается фокусировать антенную решетку на центральной частоте f_0 . В первую очередь для анализа влияния частоты сигнала на качество фокусировки требуется определить чувствительность суммарной напряженности к изменению частоты.

Результирующую фазу в k -й точке пространства обозначим как Φ_k . Тогда суммарное поле в k -й точке можно записать в виде

$$\dot{E}_k(f) = |\dot{E}_k| \exp[j\Phi_k(f)]. \quad (2)$$

Найдем производную $\frac{\partial \Phi_k}{\partial f}$, определяющую скорость изменения фазы суммарного сигнала при изменении частоты в k -й точке пространства.

Чтобы выделить результирующую фазу из выражения (2) для дифференцирования, представим выражение (2) в следующем виде:

$$\ln \dot{E}_k(f) = \ln |\dot{E}_k(f)| + j\Phi_k(f). \quad (3)$$

Применив к выражению (3) правило дифференцирования сложной функции к натуральному логарифму [15], получаем

$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial f} \ln \dot{E}_k(f) &= \frac{1}{\dot{E}_k(f)} \frac{\partial \dot{E}_k(f)}{\partial f} = \frac{\partial}{\partial f} [\ln |\dot{E}_k(f)| + j\Phi_k(f)] = \\ &= \frac{1}{|\dot{E}_k(f)|} \frac{\partial |\dot{E}_k(f)|}{\partial f} + j \frac{\partial \Phi_k(f)}{\partial f}. \end{aligned} \quad (4)$$

Таким образом, из (4) следует

$$\operatorname{Im} \left(\frac{1}{\dot{E}_k(f)} \frac{\partial \dot{E}_k(f)}{\partial f} \right) = \frac{\partial \Phi_k(f)}{\partial f}. \quad (5)$$

Таким образом, чтобы найти $\frac{\partial \Phi_k}{\partial f}$, необходимо вычислить выражение (5).

Очевидно, что выражение (5) все еще является промежуточным и требуется продифференцировать функцию $\dot{E}_k(f)$. Для этого внимательно рассмотрим выражение (1) и из него определим, что от частоты в нем зависит только коэффициент фазы β :

$$\beta_0 = \frac{2\pi f_0}{c}, \quad (6)$$

где f_0 – центральная частота широкополосного сигнала; c – скорость света в свободном пространстве.

Следовательно, запишем:

$$\frac{\partial \dot{E}_k(f)}{\partial f} = \sum_{i=1}^N \left(A_i F_{i,k} r_{i,k}^{-q} \frac{\partial}{\partial f} \left[\exp(j[\beta(f)r_{i,k} + \varphi_i]) \right] \right). \quad (7)$$

Применив к (7) правила дифференцирования сложной функции, получим

$$\frac{\partial \dot{E}_k(f)}{\partial f} = j \frac{2\pi}{c} \sum_{i=1}^N \left(A_i F_{i,k} r_{i,k}^{-(q-1)} \exp(j[\beta(f)r_{i,k} + \varphi_i]) \right). \quad (8)$$

Подставляя (8) в (5), получим

$$\frac{\partial \Phi_k(f)}{\partial f} = \text{Im} \left[j \frac{2\pi}{c} \frac{\sum_{i=1}^N \left(A_i F_{i,k} r_{i,k}^{-(q-1)} \exp(j[\beta(f)r_{i,k} + \varphi_i]) \right)}{\sum_{i=1}^N \left(A_i F_{i,k} r_{i,k}^{-q} \exp(j[\beta(f)r_{i,k} + \varphi_i]) \right)} \right]. \quad (9)$$

Из теории комплексных чисел известно, что умножение на мнимую единицу j поворачивает вектор на 90 градусов в комплексной плоскости [16], поэтому если мы в (9) «уберем» мнимую единицу, то выражение можно представить в следующем виде:

$$\frac{\partial \Phi_k(f)}{\partial f} = \frac{2\pi}{c} \text{Re} \left[\frac{\sum_{i=1}^N \left(A_i F_{i,k} r_{i,k}^{-(q-1)} \exp(j[\beta(f)r_{i,k} + \varphi_i]) \right)}{\sum_{i=1}^N \left(A_i F_{i,k} r_{i,k}^{-q} \exp(j[\beta(f)r_{i,k} + \varphi_i]) \right)} \right]. \quad (10)$$

Рассмотрим фазу только одного излучателя из всей решетки (номер элемента h) в точке наблюдения k .

$$\frac{\partial \Phi_k(f)}{\partial f} = \frac{2\pi}{c} \operatorname{Re} \left[\frac{A_h F_{h,k} r_{h,k}^{-(q-1)} \exp(j[\beta(f)r_{h,k} + \Phi_h])}{A_h F_{h,k} r_{h,k}^{-q} \exp(j[\beta(f)r_{h,k} + \Phi_h])} \right]. \quad (11)$$

Можно заметить, что в (11) сокращаются сомножители, расположенные в числителе и знаменателе, в результате чего получаем выражение, определяющее скорость изменения фазы сигнала от одного излучателя в k -й точке приема при изменении частоты излучаемого сигнала:

$$\frac{\partial \Phi_k(f)}{\partial f} = \frac{2\pi}{c} r_{h,k}. \quad (12)$$

Несложно видеть, что для одного излучателя производная фазы от частоты зависит только от расстояния.

Рассмотрим разность фаз двух излучателей с номерами h и g в точке наблюдения k :

$$\begin{aligned} \Delta\varphi(\Delta f, \Delta r) &= \left(\frac{\partial \Phi_h(f)}{\partial f} - \frac{\partial \Phi_g(f)}{\partial f} \right) \Delta f = \left(\frac{2\pi}{c} r_{h,k} - \frac{2\pi}{c} r_{g,k} \right) \Delta f = \\ &= \frac{2\pi}{c} \Delta f (r_{h,k} - r_{g,k}) = \frac{2\pi}{c} \Delta f \Delta r, \end{aligned} \quad (13)$$

где $\Delta r = r_{h,k} - r_{g,k}$ – разность путей электромагнитных волн от излучателей с номерами h и g до точки наблюдения k .

Из выражения (13) следует, что разность фазы от двух излучателей в каждой точке определяется максимальным отклонением частоты Δf от центральной частоты и разницей расстояний от излучателей до рассматриваемой точки пространства Δr .

Тогда, задавшись допустимой разностью фаз $\Delta\varphi$, можно сформулировать требования (ограничения) к полосе рабочих частот и размеру антенной решетки, при которых будет обеспечиваться приемлемое качество фокусировки – разность фаз сигналов от элементов антенной решетки в точке фокусировки не превысит заданную.

Рассмотрим применение полученного выражения (13) для оценки широкополосных свойств линейной антенной решетки, сфокусированной на конечное расстояние на частоте $f_0 = 2,5$ ГГц. Антенная решетка составлена из трех излучателей, расположенных на расстоянии $\Delta d = 0,9435$ м друг от друга.

Точка фокуса расположена на расстоянии $z_F = 1$ м от антенной решетки (рис. 1). В этом случае, согласно выражению (13), при $\Delta f = 100$ МГц

разница фаз между центральным и крайним излучателем в точке фокуса составит $\Delta\varphi = 45^\circ$, при $\Delta f = 200$ МГц разница фаз составит $\Delta\varphi = 90^\circ$, при $\Delta f = 400$ МГц разница фаз составит $\Delta\varphi = 180^\circ$.

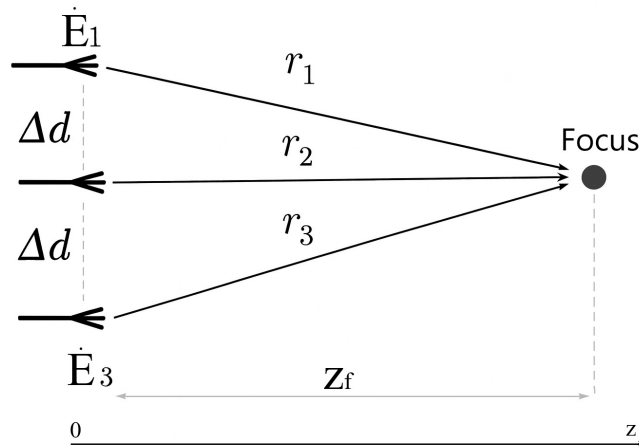


Рис. 1 – Сфокусированная антенная решетка

Fig. 1 – The focused array antenna

Рассмотрим зависимость $E_{\Sigma}(f, z = \text{const})$, где z – это расстояние вдоль фокальной оси, которая расположена ортогонально геометрическому центру антенной решетки. В [9] показано, что при фокусировке такой антенной решетки на конечном расстоянии на частоте f_0 формируется пространственное распределение амплитуды напряженности электрического поля, пучность которого смещена относительно точки фокуса в направлении антенной решетки. Зависимость $E_{\Sigma}(f, z = \text{const})$ оценим для двух точек: первая точка – это точка фокуса ($z_1 = z_F = 1$ м) и вторая точка – это точка пучности амплитуды напряженности электрического поля, сформировавшаяся со смещением в сторону антенной решетки относительно точки фокуса ($z_2 = 0,97$ м) [9]. Полученные зависимости напряженности электрического поля от частоты для двух пространственных точек представлены на рис. 2.

Из рис. 2 видно, что в обеих рассматриваемых точках наблюдается частотный окрас спектра излучаемого сигнала. Этот частотный окрас приведет к линейным искажениям огибающей спектра излучаемого широкополосного сигнала. Чем дальше составляющие сигнала отстоят по частоте от центральной частоты, тем сильнее выражены линейные искажения. Видно, что при отклонении частоты на 400 МГц сигналы, излученные центральной и крайними антеннами, складываются в точке фокуса в противофазе – на этой частоте формируется минимум напряженности электрического поля.

Это полностью соответствует результатам, полученным при расчете по выражению (13). Важно отметить, что при расположении в точке фокуса линейные искажения огибающей спектра излучаемого широкополосного сигнала симметричны относительно центральной частоты, для которой выполнялась фокусировка.

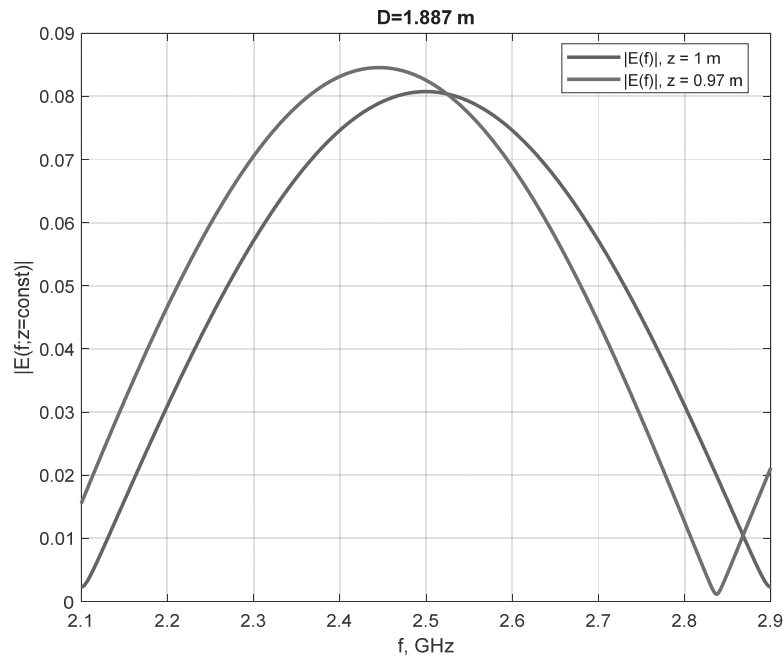


Рис. 2 – Зависимость амплитуды напряженности электрического поля

Fig. 2 – Dependence of the amplitude of the electric field strength

Фактически можно говорить, что сфокусированные на конечное расстояние антенные решетки, излучающие широкополосные сигналы, выступают для этих сигналов в роли полосно-пропускающего фильтра с формой амплитудно-частотной характеристики, представленной на рис. 2. Будем называть его далее пространственным фильтром. Ширина полосы пропускания пространственного фильтра определяется соотношением между фокусным расстоянием, полосой частот и размером антенной решетки. В рассмотренном примере границы полосы пропускания по уровню половинной мощности соответствуют отклонению от центральной частоты на МГц. Согласно выражению (13) при этом разность фаз в точке фокуса между сигналами от центрального и крайнего излучателя составляет 90° .

Это несложно обобщить для антенных решеток произвольного размера, составленных из трех элементов и сфокусированных на произвольное расстояние. В точке фокуса на центральной частоте фазы всех сигналов равны

друг другу. Амплитуды отличаются из-за разного расстояния до точки фокуса. Можно записать:

$$E_{\Sigma 0} = \sum_{i=1}^3 E_i.$$

При отклонении от центральной частоты на Δf , обеспечивающей разность фаз сигналов в точке фокуса, равной 90° , сигналы от первого и третьего излучателя (краевые) складываются синфазно друг с другом и ортогональны сигналу от второго (центрального) излучателя (см. рис. 1):

$$E_{\Sigma} = \sum_{i=1}^N |E_i| \exp(j\varphi_i),$$

где $\varphi_1 = \varphi_3 = 90^\circ$, $\varphi_2 = 0^\circ$.

Из выражения (13) несложно получить разность хода волн от центрального и краевого излучателя антенной решетки до точки фокуса, при которой в точке фокуса разность фаз их сигналов составляет 90° :

$$\Delta r = \frac{\pi c}{4\pi \Delta f} = \frac{c}{4\Delta f}. \quad (14)$$

Рассмотрим амплитудные соотношения. Очевидно, что при отстройке частоты от центральной снижение амплитуды суммарного сигнала в точке приема в 0,707 раз произойдет при выполнении равенства $|E_1| = |E_3| = 0,5|E_2|$. Тогда, используя выражение (1) для определения амплитуд сигналов в точке приема, можно записать:

$$\frac{|E_2|}{|E_3|} = \frac{\left(\frac{1}{r_2}\right)^q}{\left(\frac{1}{r_3}\right)^q} = \frac{r_3^q}{r_2^q} = \left(\frac{r_2 + \Delta r}{r_3}\right)^q = \left(1 + \frac{\Delta r}{r_2}\right)^q = 2. \quad (15)$$

Отсюда следует:

$$\Delta r = (\sqrt[q]{2} - 1)r_2.$$

Отметим, что чувствительность полосы пространственного фильтра к соотношению $\frac{|E_2|}{|E_3|}$ невелика. Происходит это в силу того, что с отклонением от соотношения (15) изменяется как суммарная амплитуда на центральной частоте ($E_{\Sigma 0}$), так и суммарная амплитуда при отклонении сиг-

нала на частоту $\Delta f (|E_{\Sigma}|)$. То есть для антенной решетки из $N = 3$ излучателей полоса пространственного фильтра будет в основном определяться частотой, на которой разность фаз между центральным и крайним излучателем составит $\Delta\varphi = 90^\circ$.

Это соответствие отклонения частоты, обеспечивающее фазовый сдвиг в 90° и границы полосы пропускания пространственного фильтра сохраняется для антенных решеток любого размера, содержащих в своем составе три излучателя.

Даже незначительные отклонения от точки фокуса (на рис. 2 рассмотрено смещение всего на 3 %) приводят к существенной асимметрии искажений огибающей спектра в рассматриваемом частотном диапазоне относительно его центральной частоты. Происходит сдвиг центральной частоты полосно-пропускающего пространственного фильтра. Зависимость $|E_{\Sigma}(f; z)|$ представлена на рис. 3. На рисунке видно, что при приближении к антенной решетке полоса пропускания сдвигается в сторону низких частот, при отдалении – в сторону высоких частот.

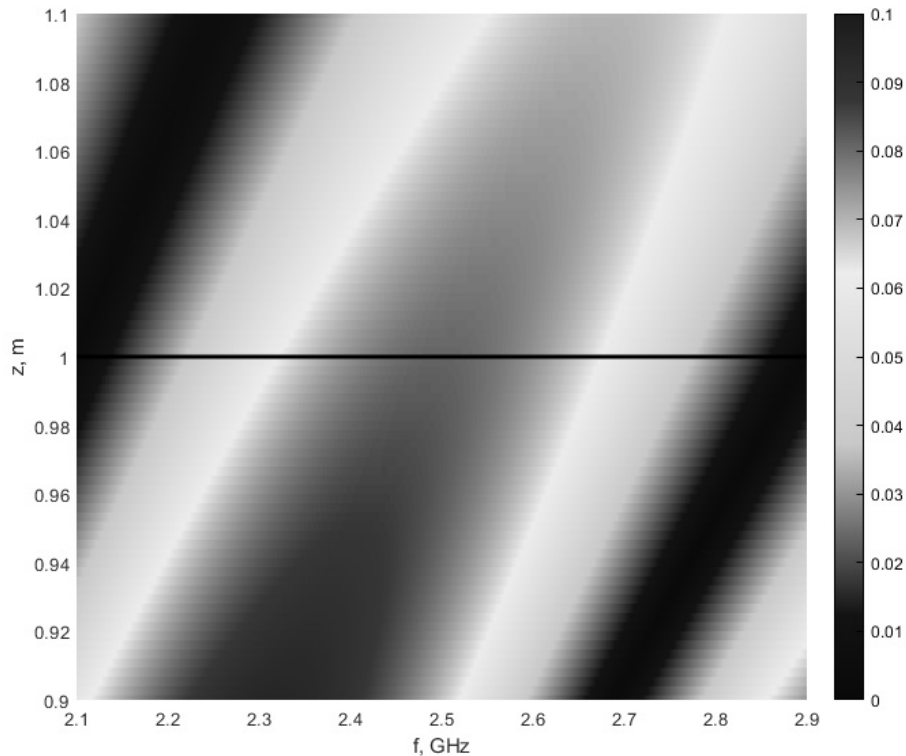


Рис. 3 – Зависимость $|E_{\Sigma}(f; z)|$

Fig. 3 – $|E_{\Sigma}(f; z)|$ dependence

Получим соотношения, определяющие ширину пространственного фильтра для линейной антенной решетки, составленной из произвольного количества элементов и сфокусированной на конечное расстояние.

Рассуждая аналогично ранее рассмотренному случаю с антенной решеткой из трех элементов, можно записать:

$$\frac{|\dot{E}_{\Sigma 0}|}{|\dot{E}_{\Sigma}|} = \frac{\left| \sum_{i=1}^N \dot{E}_i \right|}{\left| \sum_{i=1}^N \left[|\dot{E}_i| \exp \left(j \left(\frac{2\pi}{c} \Delta f \Delta r_i \right) \right) \right] \right|} = \sqrt{2}, \quad (16)$$

где $\Delta r_i = (r_i - r_0)$ – разность расстояний между i -м излучателем и точкой фокуса, и центральным излучателем и точкой фокуса.

При постоянстве амплитуды излучаемых сигналов всех элементов антенной решетки во всем частотном диапазоне выражение (16) можно переписать в следующем виде:

$$\left| \sum_{i=1}^N \frac{1}{r_i^q} \right| = \sqrt{2} \left| \sum_{i=1}^N \left[\frac{1}{r_i^q} \exp \left(j \left(\frac{2\pi}{c} \Delta f \Delta r_i \right) \right) \right] \right|. \quad (17)$$

В полученном уравнении (17) все величины кроме Δf определяются геометрией задачи (фокусным расстоянием, размером антенной решетки, шагом между излучателями и их количеством). Решая это уравнение относительно неизвестной величины Δf , получим границу полосы пропускания пространственного фильтра. В общем случае для произвольного числа N найти аналитическое решение (17) не удастся, однако оно поддается численному решению.

Пример его численного решения для фокусного расстояния, равному 1 м и антенной решетки размером 1,887 м, составленной из N элементов, приведен на рис. 4. Элементы расположены эквидистантно с шагом $1,887/N$. Центральная частота равна 2500 МГц.

Из рис. 4 видно, что ширина полосы пропускания пространственного фильтра ($2\Delta f$) зависит от числа элементов антенной решетки, сфокусированной на конечное расстояние. Увеличение числа элементов приводит к расширению полосы пропускания пространственного фильтра. Полоса рабочих частот сфокусированной антенной решетки расширяется. Это объясняется тем, что при увеличении количества элементов антенной решетки фазовый набег между двумя соседними элементами становится меньше. Скорость «расфазировки» при отклонении частоты от центральной, определяемая выражением (13), снижается. Вместе с тем скорость расширения полосы пропускания пространственного фильтра зависит от числа элементов. Так, при малом количестве элементов антенной решетки полоса пропускания пространственного фильтра сильно зависит от числа элементов. При $N = 30$ расстояние между элементами антенной решетки

составляет половину длины волны на центральной частоте, ширина полосы пропускания пространственного фильтра $2\Delta f \approx 700$ МГц. При больших значениях N ширина полосы растет очень медленно (при росте количества элементов в 2 раза расширяется не более чем на 20 МГц).

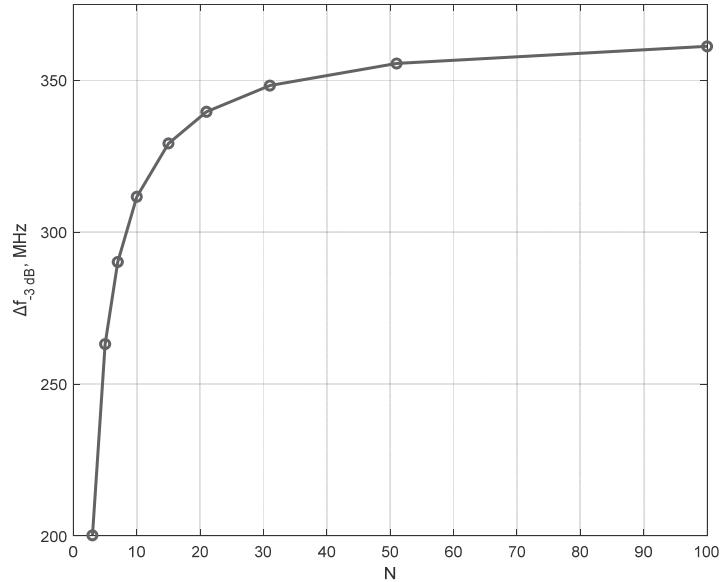
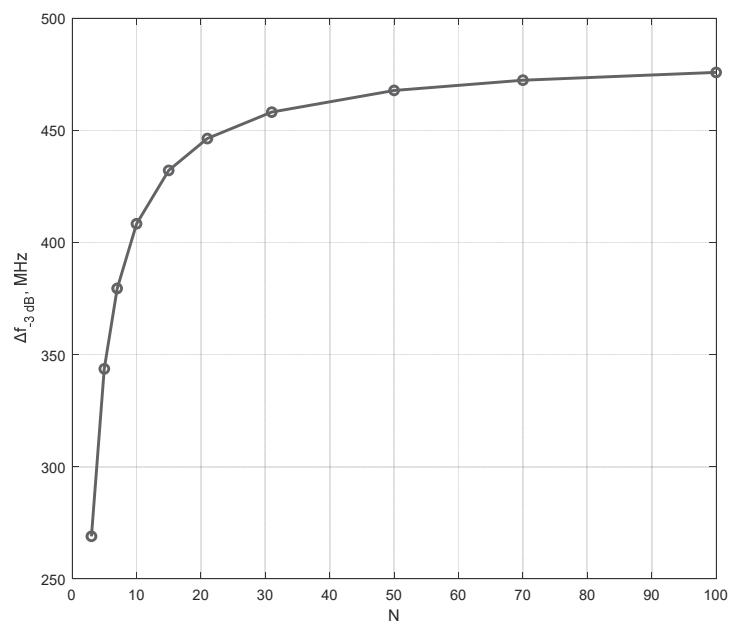


Рис. 4 – Зависимость границы полосы пропускания пространственного фильтра от количества элементов антенной решетки для фокусного расстояния 1 м

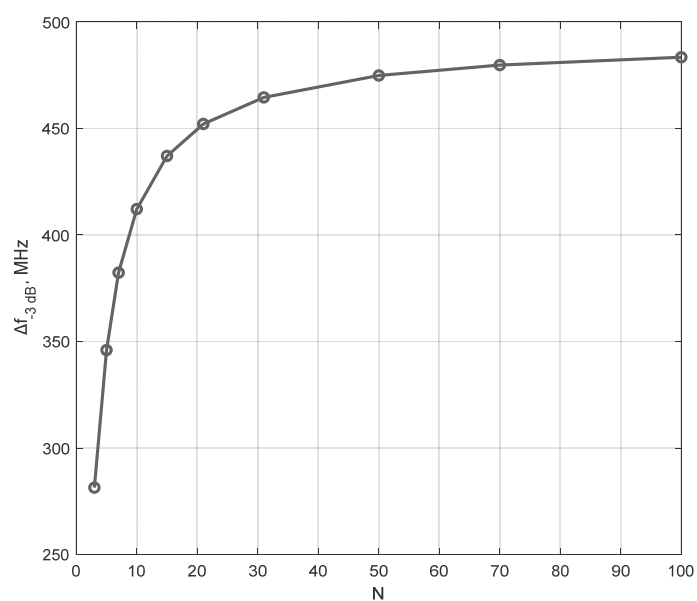
Fig. 4 – Dependence of the bandwidth boundary of the spatial filter on the number of antenna array elements for a focal length of 1 m

Это может быть использовано для определения числа элементов антенной решетки, обеспечивающих заданную полосу рабочих частот при фокусировке на конечное расстояние.

Уменьшение размеров апертуры антенной решетки приводит к расширению полосы пропускания пространственного фильтра, т. е. полоса рабочих частот сфокусированной антенной решетки расширяется. Это связано с тем, что с уменьшением размеров апертуры антенной решетки снижается фазовый набег в точке фокусировки. В качестве примера на рис. 5, а приведено численное решение для антенной решетки с размером 1,6 м и фокусным расстоянием 1 м. Элементы расположены эквидистантно с шагом $1,6/N$. Центральная частота равна 2500 МГц. Аналогичное расширение полосы пропускания пространственного фильтра происходит при увеличении фокусного расстояния, в качестве примера на рис. 5, б приведено численное решение для антенной решетки размером 1,887 м и фокусным расстоянием 1,5 м.



a



б

Рис. 5 – Зависимость границы полосы пропускания пространственного фильтра от количества элементов антенной решетки:

a – $D = 1,6 \text{ м}$, $F = 1 \text{ м}$; *б* – $D = 1,887 \text{ м}$, $F = 1,5 \text{ м}$

Fig. 5 – Dependence of the bandwidth boundary of the spatial filter on the number of antenna array elements:

a – $D = 1,6 \text{ m}$, $F = 1 \text{ m}$; *b* – $D = 1,887 \text{ m}$, $F = 1,5 \text{ m}$

Заключение

В работе рассмотрен вопрос фокусировки широкополосного излучения с помощью линейных антенных решеток. Показано, что фокусировка на конечное расстояние линейной антенной решетки приводит к окрасу огибающей спектра излучаемого сигнала. Определена величина этого окраса и установлена его взаимосвязь с количеством элементов антенной решетки, шагом между ними и размером фокусного расстояния. Окрас спектра проявляется тем сильнее, чем ближе к антенной решетке располагается точка фокуса и чем больше шаг между элементами антенной решетки.

Получено соотношение, позволяющее определить диапазон частот, в пределах которого антенная решетка может считаться сфокусированной на конечное расстояние.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Korpi D., Anttila L., Valkama M.** Nonlinear self-interference cancellation in MIMO full-duplex transceivers under crosstalk // *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*. – 2017. – N 1. – P. 24. – DOI: 10.1186/s13638-017-0808-4.
2. **Kim H., Kim Y.J., Kim W.T.** Cross-technology interference-aware rate adaptation in time-triggered wireless local area networks // *Applied Sciences*. – 2025. – Vol. 15 (1). – P. 428.
3. **Everett E., Sahai A., Sabharwal A.** Passive self-interference suppression for full-duplex infrastructure nodes // *IEEE Transactions on Wireless Communications*. – 2014. – Vol. 13 (2). – P. 680–694.
4. **Schmitt P., Belding E.** Low on air: Inherent wireless channel capacity limitations // *Proceedings of the 2017 Workshop on Computing Within Limits (LIMITS '17)*. – ACM, 2017. – P. 43–50.
5. Massive MIMO performance – TDD versus FDD: What do measurements say? / J. Flordelis, F. Rusek, F. Tufvesson, E.G. Larsson, O. Edfors // *IEEE Transactions on Wireless Communications*. – 2018. – Vol. 17 (4). – P. 2247–2261.
6. **Liu L.** Advances in new physical layer technologies for next-generation wireless communications // *Entropy*. – 2025. – Vol. 27 (6). – P. 616.
7. **Iuzvik D.A., Stepanov M.A.** Focusing of the electromagnetic field in several given areas of space // *Progress in Electromagnetics Research M*. – 2022. – Vol. 113. – P. 11–22.
8. **Iuzvik D.A., Stepanov M.A.** Formation of the maximum amplitude of the electric field strength using two one-dimensional linear antenna arrays located orthogonal to each other // *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*. – 2024. – Vol. 38 (18). – P. 2106–2123.
9. **Iuzvik D.A., Stepanov M.A.** Ensuring the maximum amplitude of the electric field strength in given coordinates using a linear antenna array focused on a finite distance // *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*. – 2024. – Vol. 38 (4). – P. 411–427.
10. **Șorecău M. et al.** Real-time statistical measurement of wideband signals based on software defined radio technology // *Electronics*. – 2023. – T. 12. – №. 13. – C. 2920.

11. **Foster K.R., Maxson D., Zollman P.M.** Waveforms of 4G and 5G radiofrequency signals: are differences relevant to biology or health? // *Health Physics*. – 2025. – Vol. 128 (4). – P. 332–336.
12. Dual and wideband 6-port MIMO antenna for WiFi, LTE and carrier aggregation systems applications / V. Yadav, R.S. Yadav, P. Yadav, B. Mishra, A. Kumar // *AEU – International Journal of Electronics and Communications*. – 2023. – Vol. 162. – P. 154576.
13. **Pramudiwati D.** LTE system performance in relation to wideband channel properties. MSc. Thesis. – Delft University of Technology, 2011.
14. **Elmorsy S.M.A., Osman S.M., Gamel S.A.** Enhanced spectrum sensing for 5G and LTE signals using advanced deep learning models and hyperparameter tuning // *Scientific Reports*. – 2025. – Vol. 15 (1). – P. 24825.
15. **Stewart J., Clegg D., Watson S.** *Calculus: early transcendentals*. – Cengage, 2021.
16. **Zill D., Shanahan P.** *A first course in complex analysis with applications*. – Jones & Bartlett Learning, 2009.

FOCUSING BROADBAND SIGNALS USING ANTENNA ARRAYS

Iuzvik D.A., Stepanov M.A.

Novosibirsk State Technical University, Novosibirsk, Russia

This paper investigates how linear antenna arrays focus when they operate with broadband signals. The authors derive a formula that gives the rate of phase variation with respect to frequency at a specific point in space. It is shown that, for a single radiating element, this phase–frequency rate depends solely on the distance from the element to that point. When broadband radiation is focused on a chosen spatial point, the signal spectrum becomes frequency-colored (non-uniformly distorted). The paper also presents an expression linking the array physical length, the focal distance, and the frequency interval over which the linear antenna array can be considered properly focused. It is demonstrated that this usable focusing band is determined by the overall aperture size and the spacing between individual elements. All theoretical results are confirmed through numerical simulations.

Keywords: antenna arrays, broadband signals, focusing, interference.

DOI: 10.17212/1727-2769-2026-1-48-63

REFERENCES

1. Korpi D., Anttila L., Valkama M. Nonlinear self-interference cancellation in MIMO full-duplex transceivers under crosstalk. *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, 2017, no. 1, p. 24. DOI: 10.1186/s13638-017-0808-4.
2. Kim H., Kim Y.J., Kim W.T. Cross-technology interference-aware rate adaptation in time-triggered wireless local area networks. *Applied Sciences*, 2025, vol. 15 (1), p. 428.
3. Everett E., Sahai A., Sabharwal A. Passive self-interference suppression for full-duplex infrastructure nodes. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2014, vol. 13 (2), pp. 680–694.

4. Schmitt P., Belding E. Low on air: Inherent wireless channel capacity limitations. *Proceedings of the 2017 Workshop on Computing Within Limits (LIMITS '17)*. ACM, 2017, pp. 43–50.
5. Flordelis J., Rusek F., Tufvesson F., Larsson E.G., Edfors O. Massive MIMO performance – TDD versus FDD: What do measurements say? *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2018, vol. 17 (4), pp. 2247–2261.
6. Liu L. Advances in new physical layer technologies for next-generation wireless communications. *Entropy*, 2025, vol. 27 (6), p. 616.
7. Iuzvik D.A., Stepanov M.A. Focusing of the electromagnetic field in several given areas of space. *Progress in Electromagnetics Research M*, 2022, vol. 113, pp. 11–22.
8. Iuzvik D.A., Stepanov M.A. Formation of the maximum amplitude of the electric field strength using two one-dimensional linear antenna arrays located orthogonal to each other. *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, 2024, vol. 38 (18), pp. 2106–2123.
9. Iuzvik D.A., Stepanov M.A. Ensuring the maximum amplitude of the electric field strength in given coordinates using a linear antenna array focused on a finite distance. *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, 2024, vol. 38 (4), pp. 411–427.
10. Şorecău M. et al. Real-time statistical measurement of wideband signals based on software defined radio technology //Electronics. – 2023. – Vol. 12. – №. 13.
11. Foster K.R., Maxson D., Zollman P.M. Waveforms of 4G and 5G radiofrequency signals: are differences relevant to biology or health? *Health Physics*, 2025, vol. 128 (4), pp. 332–336.
12. Yadav V., Yadav R.S., Yadav P., Mishra B., Kumar A. Dual and wideband 6-port MIMO antenna for WiFi, LTE and carrier aggregation systems applications. *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, 2023, vol. 162, p. 154576.
13. Pramudiwati D. *LTE system performance in relation to wideband channel properties*. MSc. Thesis. Delft University of Technology, 2011.
14. Elmorsy S.M.A., Osman S.M., Gamel S.A. Enhanced spectrum sensing for 5G and LTE signals using advanced deep learning models and hyperparameter tuning. *Scientific Reports*, 2025, vol. 15 (1), p. 24825.
15. Stewart J., Clegg D., Watson S. *Calculus: early transcendentals*. Cengage, 2021.
16. Zill D., Shanahan P. *A first course in complex analysis with applications*. Jones & Bartlett Learning, 2009.

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ



Юзвик Денис Андреевич – канд. техн. наук, кафедра РПиРПУ Новосибирского государственного технического университета. Область научных интересов: моделирование антенных решеток, СВЧ-устройств, электромагнитных полей. Опубликовано более 20 научных работ. (Адрес: 630073, Россия, Новосибирск, пр. Карла Маркса, 20. E-mail: zetanicestar@gmail.com).

Iuzvik Denis Andreevich – Candidate of Sciences (Eng.), Department of Radio Receiving and Radio Transmitting Devices, Novosibirsk State Technical University. His research interests are currently focused on modeling antenna arrays, microwave devices, and electromagnetic fields. Over 20 scientific papers have been published. (Address: 20, Karl Marx Av., Novosibirsk, 630073, Russia. E-mail: zetanicestar@gmail.com).



Степанов Максим Андреевич – д-р техн. наук, заведующий кафедрой РПиРПУ в Новосибирском государственном техническом университете. Область научных интересов: радиотехника. Опубликовано более 80 научных работ. (Адрес: 630073, Россия, Новосибирск, пр. Карла Маркса, 20. E-mail: m.stepanov@corp.nstu.ru).

Stepanov Maksim Andreevich – Doctor of Sciences (Eng.), Head of the Department of Radio Receiving and Radio Transmitting Devices, Novosibirsk State Technical University. His research interests are currently focused on radio engineering. More than 80 scientific papers have been published. (Address: 20, Karl Marx Av., Novosibirsk, 630073, Russia. E-mail: m.stepanov@corp.nstu.ru).

*Статья поступила 25 ноября 2025 г.
Received November 25, 2025*

To Reference:

Iuzvik D.A., Stepanov M.A Fokusirovka shirokopolosnykh signalov s ispol'zovaniem antennoykh reshetok [Focusing broadband signals using antenna arrays]. *Doklady Akademii nauk vysshei shkoly Rossiiskoi Federatsii = Proceedings of the Russian Higher School Academy of Sciences*, 2026, no. 1 (70), pp. 48–63. DOI: 10.17212/1727-2769-2026-1-48-63.